

nouvelle **ELECTRONIQUE**

● **Alimentation / Convertisseur**
12 V $\Rightarrow$ 55 + 55 V - 2 A

REVUE MENSUELLE
N° 18 - Janvier 1996

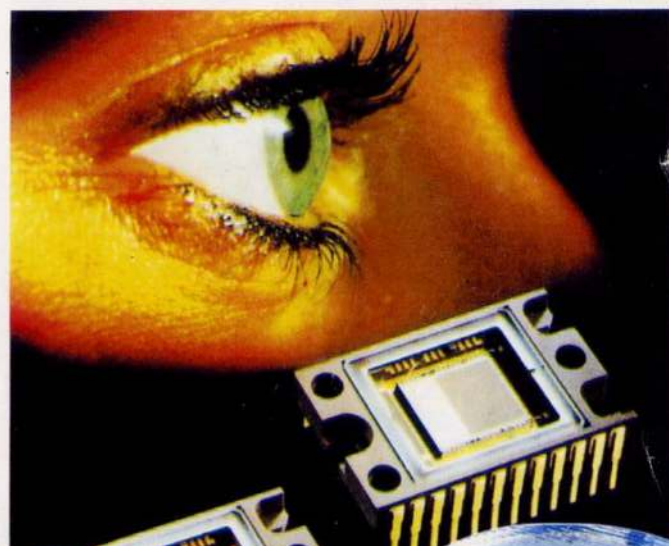
● **Interface RTTY**

● **Convertisseur à ultrasons**

● **Platine affichage**
LCD pour ST6

● **Ethylomètre**

● **Micro caméra**



● **Tout savoir sur les amplificateurs**
opérationnels



REDACTION

Directeur de la Publication,
Rédacteur en Chef :
Philippe CLEDAT
Technique :
Robun DENNAVES - Sébastien LAVAUD
Mise en page et maquette :
Sylvie BARON
Secrétariat général :
Bénédicte CLEDAT
Secrétariat et courrier :
Michelle FAURE - Valérie JOFFRE
Adaptation française :
Christine PAGES
Traduit de la revue :
NUOVA ELETTRONICA
BOLOGNE - ITALIE
Directeur général :
MONTUSCHI Giuseppe

GESTION DES VENTES

Inspection, gestion, vente :
DISTRIMEDIA (M. VERNHES)
Tél. 61.40.74.74.

ABONNEMENTS

Valérie JOFFRE

PUBLICITE

Publicité : au journal

FABRICATION

Flashage : Inter Service Tulle
Tél. 55.20.90.73.
Impression : OFFSET LANGUEDOC
BP 54 - ZI - 34740 VENDARGUES
Distribution NMPP (5386)
ISSN : 1256 - 6772
Dépôt légal à parution

NOUVELLE ELECTRONIQUE se réserve le droit de refuser toute publicité sans avoir à s'en justifier. La rédaction n'est pas responsable des textes, illustrations, dessins et photos publiés qui engagent la responsabilité de leurs auteurs. Les documents reçus ne sont pas rendus et leur envoi implique l'accord de l'auteur pour leur libre publication. Les indications des marques et les adresses qui figurent dans les pages rédactionnelles de ce numéro sont données à titre d'information sans aucun but publicitaire. Les prix peuvent être soumis à de légères variations. La reproduction des textes, dessins et photographies publiés dans ce numéro est interdite. Ils sont la propriété exclusive de PROCOM EDITIONS qui se réserve tous droits de reproduction dans tous les pays francophones.

NOUVELLE ELECTRONIQUE

est édité par PROCOM EDITIONS SA,
au capital de 422.500 F

Z.I. Tulle Est - Le Puy Pinçon - BP 76
19002 TULLE Cedex
Tél. 55.29.92.92. - Fax. 55.29.92.93.
SIRET : 39946706700019 - APE : 221 E

Attention, le prochain numéro
de NOUVELLE ELECTRONIQUE
sera disponible en kiosque à
compter du 5 février 1996

SOMMAIRE

THÉORIE

p04 Amplificateur opérationnel

□ Apparu dans les années 60, l'amplificateur opérationnel a depuis fortement révolutionné l'électronique. Et ceci dans des domaines très variés le plus souvent en électronique analogique, mais aussi en logique tout ou rien.

RADIO

p22 Interface RTTY

□ Cette interface simple et fiable vous permettra une exploration plus poussée des ondes courtes par le décodage des signaux Radio Télétypes.

ULTRASONS

p31 Convertisseur ultrasons

□ Vous qui êtes à l'affût de l'étrange, partez à la chasse à tous ces ultrasons qui nous entourent !

ST6

p36 Platine affichage LCD

□ Pour compléter encore la panoplie des outils de développement pour ST6 et donner vie à vos réalisations.

SECURITE

p48 Ethylomètre

□ Cet appareil de contrôle sera précieux pour déterminer rapidement le taux d'alcoolémie après consommation d'alcool.

ALIMENTATION

p58 Alimentation/convertisseur 12 V --> 55+55 volts 2 ampères

□ Alimentation/convertisseur 12 Volts --> 55+55 volts 2 ampères. Premier volet de la réalisation d'un amplificateur de puissance pour automobile, ce montage s'adapte également au fonctionnement d'autres appareils demandant des tensions indisponibles à bord des véhicules.

VIDEO

p70 Micro caméra

□ Cette caméra miniature aux excellentes performances est spécialement adaptée aux applications de télésurveillance.

p78 Courrier des lecteurs

p80 NEWS

**Bonne et
Heureuse Année
1996 !**

L'AMPLIFICATEUR

1. GENERALITES.....

Commençons par le commencement, c'est-à-dire quelques définitions et généralités sur les amplificateurs opérationnels.

Tout d'abord, l'abréviation "AOP" sera utilisée afin d'être plus rapide.

Définition :

L'AOP est un amplificateur différentiel à grand gain destiné à être utilisé avec une boucle de contre réaction. Sa représentation est donnée à la figure 1.

Effectivement, l'AOP possède 2 entrées : une entrée inverseuse e^- et une entrée non inverseuse e^+ . C'est la différence de ces deux tensions qui est amplifiée par l'AOP selon la formule suivante :

$V_s = A_d.(e^+ - e^-)$, (d'où le nom d'amplificateur différentiel).

A_d est le gain en mode différentiel. Notons, ici, que nous ne parlons pas de la structure interne des AOP (composée d'un grand nombre de transistors). Cependant, pour les plus curieux, celle-ci est composée "grossièrement" d'un ou deux étages différentiels assurant l'amplification, d'un transpositeur de tension et

enfin d'un étage de sortie (push-pull complémentaire, le plus couramment).

L'AOP idéal :

Lors de l'étude des AOP, il est très courant d'introduire la notion d'AOP idéal ou parfait. Nous allons voir, maintenant, quelles sont ses caractéristiques.

En réalité, l'expression de la tension de sortie V_s d'un AOP en fonction des 2 tensions d'entrée e^- et e^+ est la suivante :

$$V_s = A_d.(e^+ - e^-) + A_c.(e^+ + e^-)/2$$

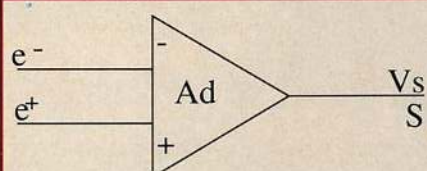
La première partie, comme nous pouvons le deviner, est relative à l'amplification différentielle (différence des tensions d'entrée) et A_d est appelé gain en mode différentiel.

La deuxième partie est caractéristique du mode commun et cette fois-ci A_c est le gain en mode commun.

Ce terme n'est en fait qu'un terme parasite qui permet de définir le Rapport de Réjection de Mode Commun ou RRMC :

$$RRMC = A_d/A_c$$

On le comprend facilement, plus le RRMC sera grand, c'est à dire plus A_c sera petit (ou encore moins l'AOP sera parasité) et meilleur sera l'AOP.



e^+ : entrée non inverseuse
 e^- : entrée inverseuse

offset	1	8	NU
e^-	2	7	$+V_{cc}$
e^+	3	6	S
$-V_{cc}$	4	5	offset

Nu : non utilisé

Figure 1 : Symbole et brochage d'un AOP

Apparu dans les années 60, l'amplificateur opérationnel a depuis fortement révolutionné l'électronique. Et ceci dans des domaines très variés : le plus souvent en électronique analogique, mais aussi en logique tout ou rien. C'est à ce composant que nous allons nous intéresser au cours des prochaines lignes de notre rubrique "Théorie". Alors attention, tous à vos amplificateurs opérationnels !

OPERATIONNEL (1ère partie)

Dans la pratique, l'AOP idéal présente les caractéristiques suivantes :

- Son gain en mode différentiel A_d est infini (ou très très grand : de 10^4 à 10^6). Comme le gain d'un AOP idéal est infini, l'expression $V_s = A_d \cdot \varepsilon$ avec $\varepsilon = e^+ - e^-$, nous permet d'arriver à la relation $\varepsilon = 0$, ou $e^+ = e^-$. Effectivement, la tension de sortie d'un AOP est limitée par la tension d'alimentation (généralement $\pm 15V$). Donc, pour que V_s reste inférieure à 15 V avec un gain infini, il faut nécessairement que la tension différentielle ε soit nulle, d'où $e^+ = e^-$.

- Son gain en mode commun A_c est le plus faible possible, ce qui simplifie notre expression de la tension de sortie à l'expression :

$$V_s = A_d \cdot (e^+ - e^-) = A_d \cdot \varepsilon$$

- L'impédance d'entrée en mode différentiel est infinie. Les impédances d'entrées d'un AOP sont représentées à la figure 2.

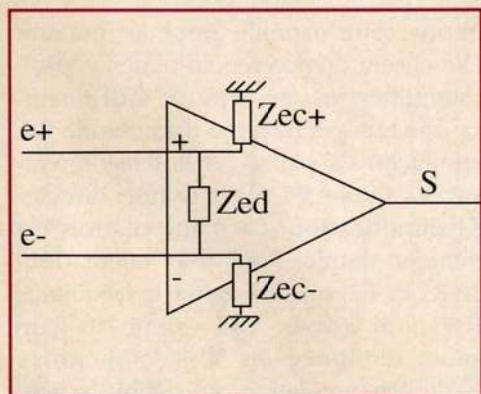


Figure 2 : Les impédances d'entrée d'un AOP sont au nombre de 3 : 1 en mode différentiel (Z_{ed}) et 2 en mode commun (Z_{ec+} et Z_{ec-}). Etant de très grande valeur, leur présence est négligée.

Pour les néophytes, on parle de résistances d'entrée en régime continu et d'impédances d'entrée en régime variable.

Z_{ed} est l'impédance d'entrée en mode différentiel et Z_{ec+} et Z_{ec-} sont les impédances d'entrée en mode commun des entrées non inverseuse et inverseuse respectivement.

Il faut retenir que ces résistances existent mais que pour un AOP idéal, elles ont une très grande valeur (de 10^6 à 10^8). Donc, pour l'AOP parfait, on néglige très facilement leur présence.

- Autre caractéristique d'un AOP : les courants d'entrée comme le montre la figure 3.

Les courants d'entrée ou de polarisation i_+ et i_- sont très faibles (ils attaquent la base des transistors d'entrée) et considérés comme nuls pour un AOP parfait.

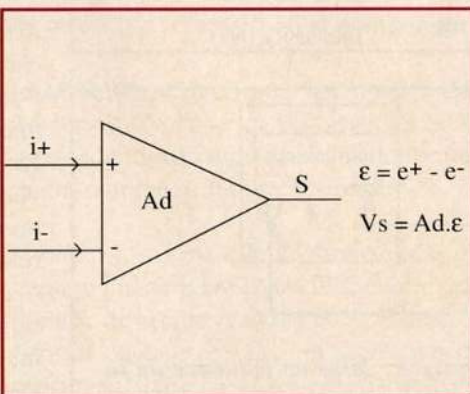


Figure 3 : Les courants d'entrée d'un AOP attaquent la base des transistors de l'étage différentiel. De très faible valeur, ils sont considérés comme nuls.

- L'impédance de sortie Z_s d'un AOP idéal est négligée. En fait, pour un courant de sortie de quelques milliam-pères et pour Z_s de l'ordre de 100 Ω , la chute de tension aux bornes de Z_s est tout à fait négligeable.

En résumé, un AOP idéal possède les caractéristiques suivantes :

- gain en mode différentiel infini : $A_d = \infty$,
- courants d'entrée nuls : $i_+ = i_- = 0$,
- impédance d'entrée infinie : $Z_e = \infty$,
- impédance de sortie nulle : $Z_s = 0$,
- rapport de réjection en mode commun : grand (RRMC ou CMRR en anglais),
- bande passante BP en boucle ouverte infinie : $BP = \infty$.

Ceci nous conduit à construire le schéma équivalent de la figure 4 représentant l'AOP sous la forme d'un quadripôle.

Toutes les approximations prises en compte sont dans la plupart des cas très réalistes vu les composants proposés par les fabricants actuels. C'est donc dans une optique de simplification que nous utiliserons ces approximations pour nos calculs à venir. Cependant, il faut avoir à l'esprit que tout système a des imperfections et donc par la même occasion des limites de fonctionnement qu'il convient de connaître. Et l'AOP n'échappe pas à cette règle.

Les limites de fonctionnement : l'AOP réel :

- En premier lieu des limites de fonctionnement de l'AOP, le fait que celui-ci n'a pas une bande passante infinie

Figure 4 : Schéma équivalent de l'AOP idéal. L'AOP idéal est un quadripôle dont l'impédance d'entrée est infinie et celle de sortie est nulle.

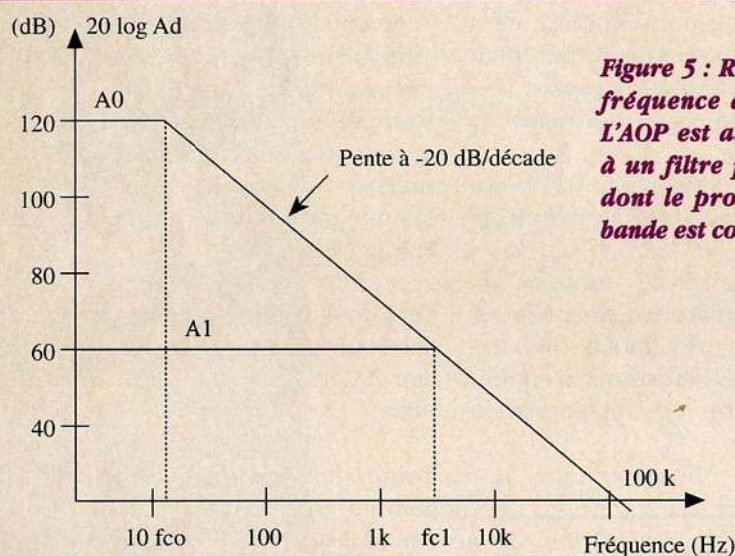
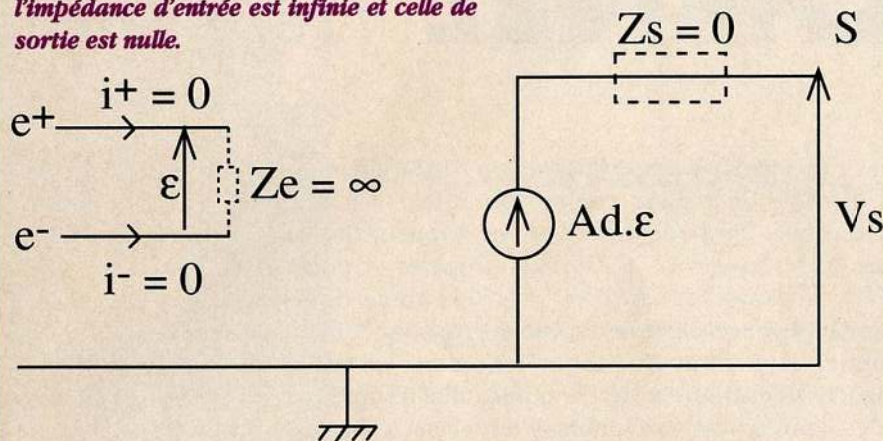


Figure 5 : Réponse en fréquence d'un AOP. L'AOP est assimilable à un filtre passe-bas dont le produit gain bande est constant.

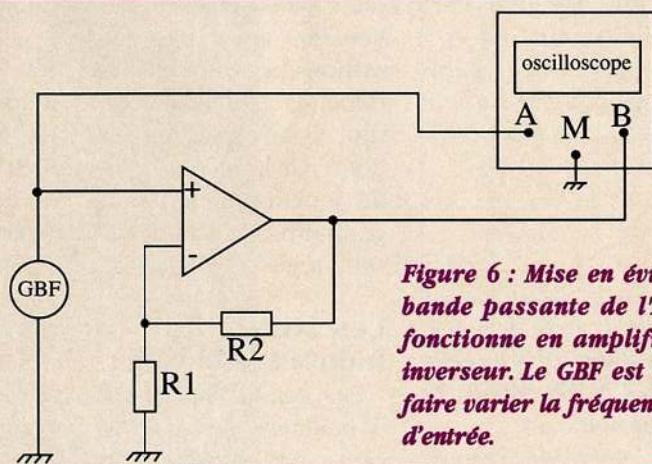


Figure 6 : Mise en évidence de la bande passante de l'AOP. L'AOP fonctionne en amplificateur non inverseur. Le GBF est utilisé pour faire varier la fréquence du signal d'entrée.

en boucle ouverte. Effectivement, en boucle ouverte, l'AOP est assimilable à un filtre passe bas dont la réponse en fréquence est donnée à la figure 5.

Le gain de l'AOP est maximal pour de basses fréquences et f_{c0} représente la fréquence de coupure de l'AOP. Une caractéristique importante de l'AOP, consiste à remarquer que pour une fréquence f_{c1} très supérieure à la fréquence de coupure f_{c0} de l'AOP, le produit gain bande est constant, ou encore :

$$A_0 \cdot f_{c0} = A_1 \cdot f_{c1} = \text{cte}$$

Rappelons pour les néophytes, que la bande passante représente le domaine des fréquences pour lesquelles l'amplification Ad ne varie pas de plus de 3dB (décibels) par rapport à sa valeur maximale, soit environ 30 % (29,3 % pour être plus exact).

La bande passante de l'AOP peut être mesurée grâce au montage de la figure 6.

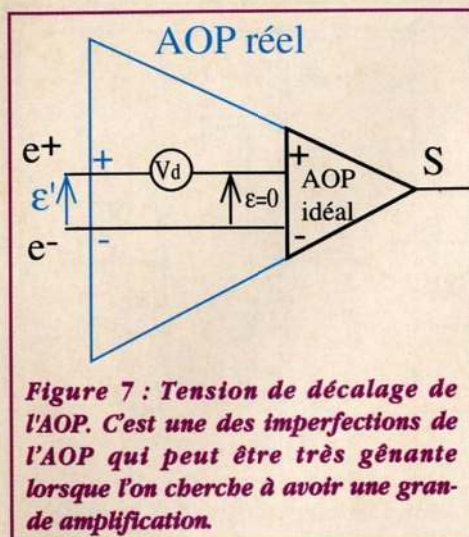
La tension d'entrée V_e est fournie par un générateur basse fréquence. En boucle ouverte (sans composant externe) la bande passante est de l'ordre de la dizaine de hertz.

La figure 6 représente un montage amplificateur classique dont le gain maximum dépend des résistances R_1 et R_2 comme le montre la relation suivante :

$$A_{\text{max}} = V_s / V_e = 1 + R_2 / R_1$$

Admettons cette formule pour le moment car celle-ci sera démontrée en temps voulu. Pour simplifier les mesures, le GBF maintiendra une tension d'entrée d'amplitude 1V. De cette façon $V_s = A_{\text{max}}$, et la tension relevée sur V_s (Voie B) nous donne directement l'amplification. La manipulation est relativement simple. Pour une valeur donnée de R_1 et R_2 , on fera varier la fréquence du GBF pour arriver à la valeur du gain maximum diminuée de 30 %, soit $A_{\text{max}} - 30\%$ de A_{max} , relation qui définit la bande passante. On note la fréquence trouvée et on recommence l'opération avec différentes valeurs pour R_1 et R_2 .

Après avoir relevé quelques valeurs, on peut constater que le produit du gain maxi-



Le gain en tension par la fréquence de coupure relevée est quasiment constant (aux erreurs de mesures près bien évidemment). Retenons donc simplement que la réponse en fréquence d'un AOP est assimilable à un filtre passe bas avec un produit gain bande constant.

- Deuxième imperfection de l'AOP : la tension d'offset. Elle résulte d'une dissymétrie des transistors de l'étage différentiel de l'AOP et peut se représenter comme sur la figure 7.

On peut donc remarquer que pour $e^+ = e^- = 0$, la tension différentielle ϵ' de

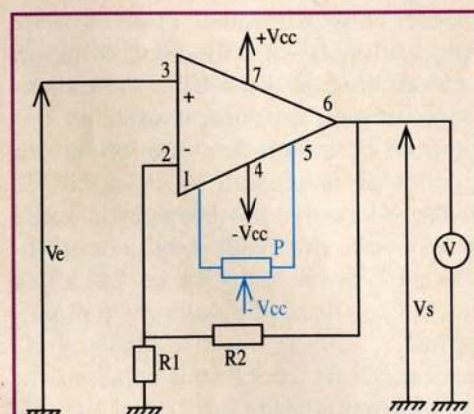


Figure 8 : Réglage de la tension d'offset de l'AOP. En ajustant P pour avoir $V_s = 0$ pour $V_e = 0$, ce dispositif permet de compenser la tension d'offset.

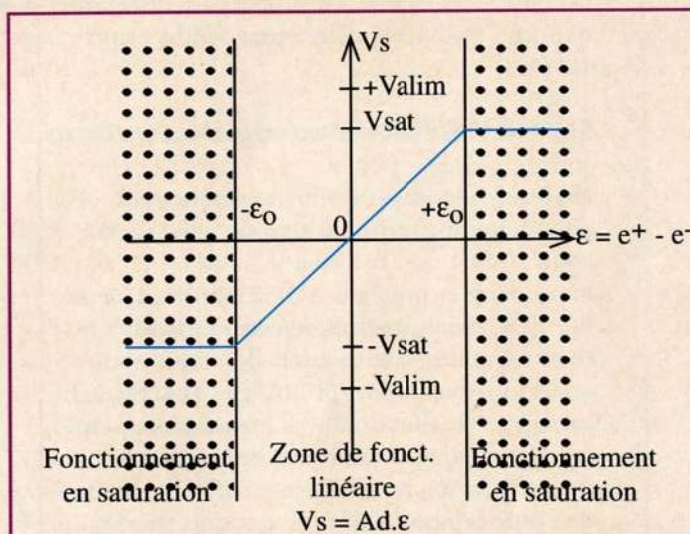


Figure 9 : Régimes de fonctionnement de l'AOP. Cette caractéristique de transfert montre une zone de fonctionnement linéaire étroite entourée de 2 zones de fonctionnement non linéaire (ou saturation).

l'AOP réel n'est pas nulle : $\epsilon' = V_d =$ tension d'offset. Il vaut mieux être prudent avec cette tension de décalage. Effectivement, l'erreur due à la tension d'offset peut se révéler très gênante lorsque l'on cherche à avoir une grande amplification. En effet, la tension d'offset sera dans ce cas-là, elle aussi, amplifiée. Une solution simple pour régler cette tension d'offset, consiste à ajouter un potentiomètre externe de 10 K Ω à l'AOP comme le montre la figure 8.

Le réglage est simple, pour $V_e = 0$, il convient d'agir sur le potentiomètre P pour arriver à lire 0V sur le voltmètre chargé de mesurer la tension V_s . On a alors $V_s = 0$ V pour $V_e = 0$ V et la tension d'offset est ainsi compensée.

- Autre imperfection : les limites des tensions d'entrée et de sortie. L'AOP possède deux modes de fonctionnement comme le montre la figure 9.

- pour $-\epsilon_0 < \epsilon < \epsilon_0$, l'AOP fonctionne en régime linéaire, l'AOP est utilisé avec une boucle de contre réaction et $V_s = A_d \cdot \epsilon$.
- pour $\epsilon < -\epsilon_0$ et $\epsilon > \epsilon_0$, on se trouve en zone saturée, l'AOP est utilisé en boucle ouverte et $V_s = +$ ou $-V_{sat}$.

En temps normal, la tension de sortie est limitée par la tension d'alimentation, soit le plus souvent ± 15 V. On peut remarquer que pour $V_{lim} = \pm 15$ V,

les tensions de saturation de l'AOP sont souvent inférieures : $V_{sat} = \pm 13$ V par exemple. Ceci s'explique par la composition même de l'étage de sortie de l'AOP représenté à la figure 10.

Cette structure en PUSH-PULL complémentaire fait bien apparaître que la tension de sortie est fonction de la tension de saturation V_{cesat} des 2 transistors.

$$V_{smax} = V_{cc} - V_{cesat}(T1) = V_{sat}$$

$$V_{smin} = -V_{cc} + V_{cesat}(T2) = -V_{sat}$$

Les tensions de saturation collecteur-émetteur des transistors de sortie de l'AOP sont qualifiées de tensions de déchets. Une remarque supplémentaire nous conduit à dire que si ces tensions de déchets ne sont pas égales, les seuils de saturation de l'AOP ne seront pas symétriques.

Tant que nous sommes à parler du niveau de la tension de sortie, la structure en push-pull de l'étage de sortie permet de fixer la tension de sortie de l'AOP au repos. Celle-ci est égale à la moitié de la tension d'alimentation totale, soit $(V_{lim} + -V_{lim})/2$. Cette propriété est importante et nous en reparlerons prochainement.

- Une autre limite de fonctionnement de l'AOP est le SLEW RATE ou vitesse de balayage de la sortie. Ce paramètre définit la vitesse limite de variation de

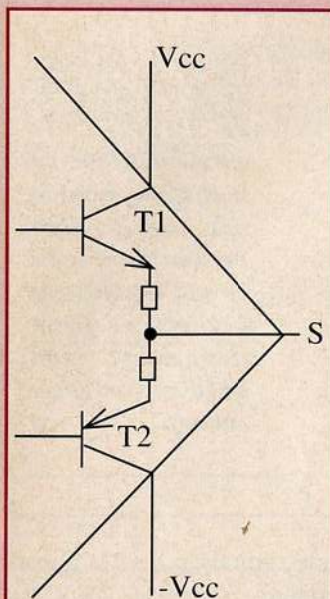


Figure 10 : Composition de l'étage de sortie d'un AOP : on reconnaît une structure en push pull complémentaire.

la tension de sortie V_s . Il est généralement exprimé en Volt par microseconde ($1\mu s = 10^{-6}s$).

$$\text{SLEW RATE} = \text{SR} = \frac{dV_s}{dt} \text{ en V}/\mu s$$

La figure 11 représente l'influence de ce paramètre sur la forme des signaux de sortie.

Par exemple, pour un AOP TL081, la valeur du slew rate est typiquement de $10V/\mu s$. Ceci signifie que la tension de sortie pourra varier au maximum de $10V$ en $1\mu s$. Si des variations de tensions plus importantes pour le même temps sont sollicitées, la sortie ne pourra pas suivre ces variations. Les signaux de sortie adoptent alors une forme trapézoïdale, puis pour des fréquences plus élevées ils deviennent triangulaires et leur amplitude diminue.

Plus le slew rate est grand et plus l'AOP est bon ou plutôt rapide.

Il faudra donc penser à ce phénomène lors de l'utilisation de l'AOP avec des signaux carrés ou sinusoïdaux de grande amplitude.

- La dernière limite de fonctionnement et non la moindre est la limitation du courant de sortie. Celui-ci ne dépasse pas généralement quelques dizaines de milliampères. Pour un TL081, il est limité à environ ± 20 mA.

S'il est primordial d'avoir un courant de sortie plus important, il existe 2 solutions. Soit utiliser un AOP de puissance capable de débiter plus de 10 A, mais ceux-ci sont fort

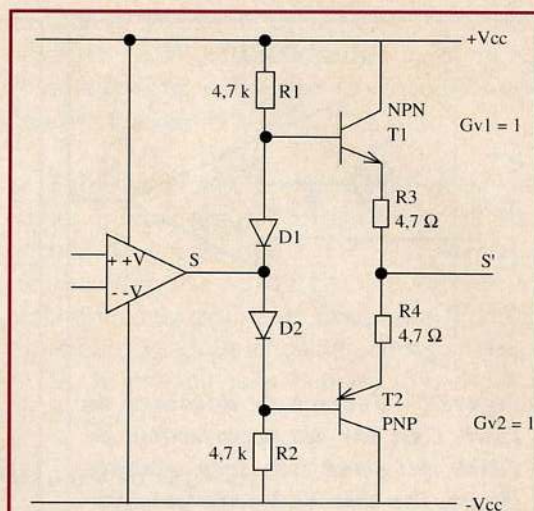


Figure 12 : Augmentation du courant de sortie par addition d'un étage de puissance en sortie. un tel étage possède un gain en tension unitaire et un fort gain en courant.

coûteux et peu répandus. Soit fabriquer son AOP de puissance en ajoutant un étage de puissance à la sortie de notre AOP classique. Cet étage dont le gain en tension est unitaire, possède en revanche un fort gain en courant. Ce principe est représenté à la figure 12. Il met en oeuvre un étage de puissance à structure push-pull complémentaire avec pré-polarisation par des diodes (le courant peut être aussi bien fourni qu'absorbé).

Les diodes $D1$ et $D2$ sont présentes pour pré-polariser convenablement $T1$ et $T2$. Les 2 transistors montés en collecteur commun (collecteur directement relié à l'alimentation) ont un gain en tension unitaire. Les variations de la tension de sortie $V_{s'}$ suivent donc celles de la tension V_s de sortie de l'AOP. $R3$ et $R4$ servent à protéger la sortie contre les courts-circuits et stabilisent également la polarisation de $T1$ et $T2$. Elles seront choisies de faible valeur : typiquement $4,7 \Omega$.

Les résistances $R1$ et $R2$ sont fonction du courant maximum désiré en sortie. Leur calcul est relativement simple : illustrons-le par un exemple.

Pour une tension d'alimentation de $\pm 15V$, on souhaite obtenir un courant max. de $50mA$. Les transistors $T1$ et $T2$ ont des gains

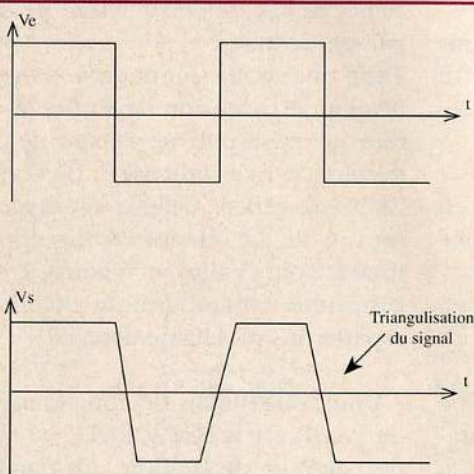


Figure 11 : Effet du slew rate sur la tension de sortie. Cette limitation de la vitesse de variation de la sortie conduit pour de grandes fréquences à la triangularisation des signaux.

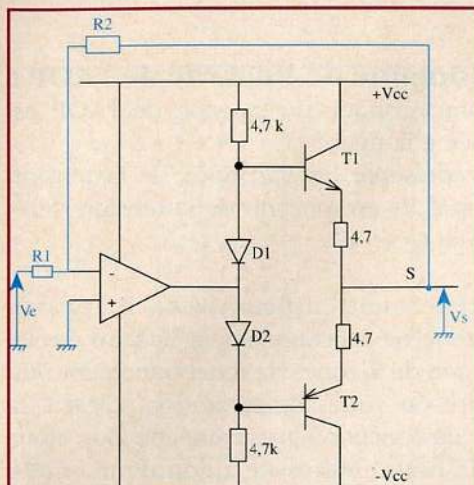


Figure 13 : L'AOP de puissance utilisé avec une contre-réaction (amplificateur inverseur).

$$V_s = - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_e$$

en courant de 200. Quand $V_s = V_{cc}$, D2 est passante et T2 est par conséquent bloqué. D1, polarisée en inverse, reste bloquée et T1 est passant. De ce fait, le courant traversant R1 est le courant de base nécessaire pour polariser T1 de façon à avoir le courant max. en sortie, soit :

$$50\text{mA} / 200 = 250 \mu\text{A}.$$

La chute de tension aux bornes de R1 est alors $R_1 \cdot 250 \mu\text{A} = 4700 \cdot 250 \cdot 10^{-6} = 1,18\text{V}$. De cette valeur, on peut déduire la valeur max. de la tension de sortie : $V_{s\text{max}} = V_{cc} - 1,18 = 13,82\text{V}$

De même, pour $V_s = -V_{cc}$, D1 est passante et T1 bloqué, D2 est bloquée et T2 est passant : un calcul similaire au précédent nous donne : $V_{s\text{min}} = -13,82\text{V}$.

Un tel dispositif nous permet donc de disposer d'une sortie variant de $-13,8\text{V}$ à $+13,8\text{V}$ et pouvant fournir jusqu'à 50mA : pas si mal, non ?

Mais attention à ne pas trop diminuer R1 et R2 car on est très vite limité.

L'AOP de puissance ainsi construit fonctionne en fait comme un AOP normal et pourra être utilisé avec une contre réaction comme le montre la figure 13 où il est utilisé en amplificateur inverseur. On a donc ainsi réalisé

à peu de frais un AOP de puissance qui conserve les propriétés de l'AOP idéal.

Comment alimenter les AOP ?

Pour en finir avec ces quelques généralités, nous allons parler de l'alimentation des AOP : sujet fort important mais à tort peu abordé dans les ouvrages techniques.

Les AOP sont conçus pour fonctionner avec 2 sources de tension de signe contraire mais de valeurs absolues égales. Selon les modèles d'AOP, ces alimentations peuvent prendre des valeurs de $\pm 3\text{V}$ à $\pm 50\text{V}$.

Pour mettre en oeuvre pratiquement l'alimentation des AOP, 2 solutions sont possibles :

- utiliser 2 alimentations de même valeur et de polarités différentes,
- utiliser une seule alimentation et un point milieu.

L'utilisation d'une alimentation symétrique est schématisée à la figure 14.

Nous l'avons déjà dit, la structure en push-pull de l'étage de sortie de l'AOP (figure 10) montre que le niveau de la tension de sortie est fixé par les tensions d'alimentation de l'AOP.

Pour $V_{\text{alim}} = \pm 15\text{V}$, $-13\text{V} \leq V_s \leq +13\text{V}$.

De plus, au repos, la tension de sortie est égale à la moitié de la tension totale d'alimentation, soit $(+V_{\text{alim}} + -V_{\text{alim}}) / 2 = 0\text{V}$. Donc, l'intérêt d'utiliser une alimentation symétrique réside dans le fait que la tension de sortie sera symétrique par rapport au 0V.

Cette propriété est très intéressante pour traiter, par exemple, des signaux sinusoïdaux qui évoluent de part et d'autre de la valeur 0V.

Dans le cas où cette propriété n'est pas essentielle, la deuxième solution s'avère plus économique puisqu'elle ne nécessite qu'une seule alimentation.

L'utilisation d'une alimentation unique est schématisée à la figure 15.

Au repos, la tension de sortie est fixée à $V_{\text{alim}} / 2$.

Le montage de la figure 15 repose sur un principe fort simple : l'alimentation utilisée est considérée comme symétrique par rapport à une masse virtuelle fixée à la moitié de la tension totale d'alimentation, c'est à dire $V_{\text{alim}}/2$. Cette masse virtuelle est réalisée par le biais du pont diviseur de tensions (R1, R2) branché sur l'entrée non inverseuse de l'AOP.

$$e^+ = R_1 \cdot V_{\text{alim}} / (R_1 + R_2)$$

Pour des valeurs quelconques des résistances R1 et R2, mais pourvu que $R_1 = R_2 = R$ ($10\text{k}\Omega$ ou plus) on aura $e^+ = V_{\text{alim}} / 2$, valeur qui définit la masse virtuelle.

Le condensateur C1, quant à lui, sert uniquement de condensateur de filtrage.

La figure 16 montre bien que la tension de sortie est bien symétrique par rapport à la masse fictive.

Voilà, s'en est fini avec toutes ces généralités peut être un peu lourdes

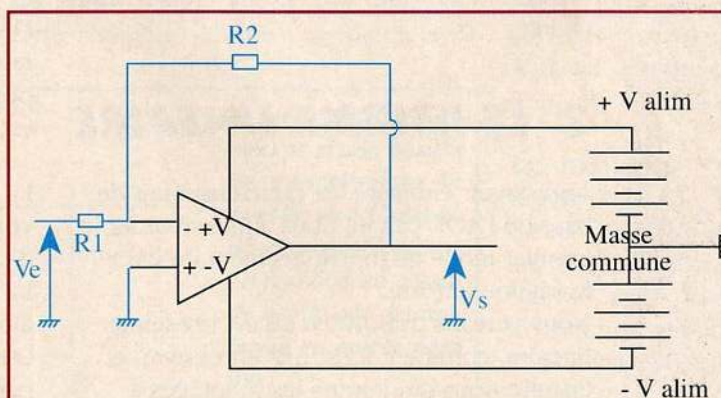


Figure 14 : Alimentation symétrique d'un AOP (fonctionnement en inverseur). On utilise 2 alimentations de même valeur mais de polarités contraires.

Figure 15 : Alimentation unique d'un AOP (montage en inverseur). Le pont diviseur (R1, R2) crée une masse virtuelle fixée à $+V_{alim}/2$.

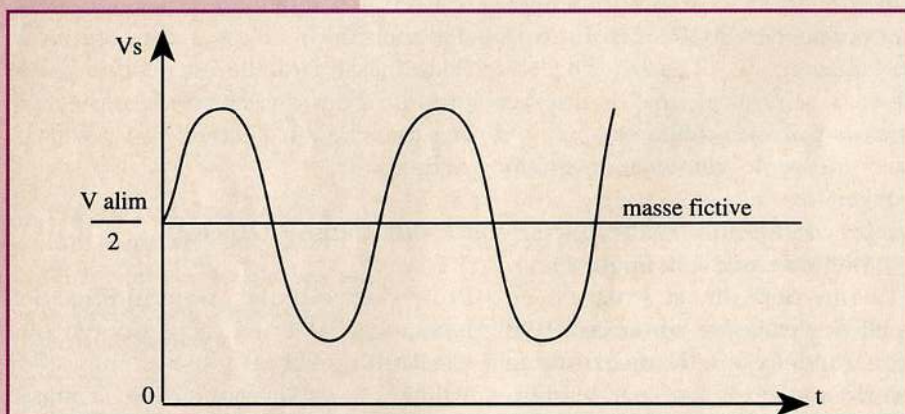
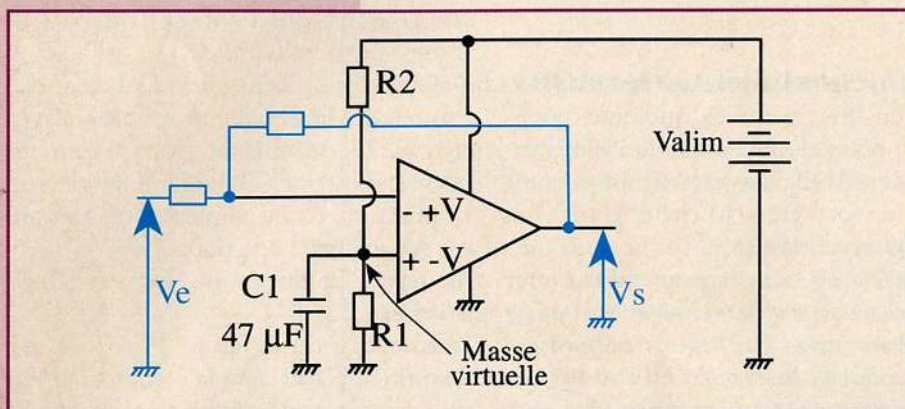


Figure 16 : Variation de la tension de sortie avec une alimentation unique. Les variations de V_s sont symétriques par rapport au point $V_{alim}/2$.

mais qui nous seront d'un grand intérêt lors de nos calculs à venir.

Durant les prochains paragraphes, nous allons tenter de recenser tous les domaines d'application des AOP.

Il est important de préciser que tous les montages proposés peuvent être expérimentés sur des petites plaques d'essai afin de mieux comprendre comment ils marchent.

2. LE REGIME LINEAIRE

Après avoir énuméré les caractéristiques de base de l'AOP parfait, nous allons aborder le premier mode de fonctionnement de l'AOP : le régime linéaire.

Nous verrons d'abord ce qu'est le régime linéaire, comment il est mis en oeuvre, et ensuite nous étudierons les montages à base d'AOP les plus utiles.

Le domaine de linéarité de l'AOP :

La caractéristique de transfert de l'AOP est donnée à la figure 17.

Elle représente les variations de la tension de sortie V_s en fonction de la tension différentielle $\epsilon = e^+ - e^-$.

Sur cette caractéristique $V_s(\epsilon)$, il apparaît une zone de fonctionnement linéaire étroite entourée de 2 zones de fonctionnement non linéaire ou zones de saturation. C'est à la zone de fonctionnement linéaire que nous allons nous intéresser aujourd'hui. Cette zone représente le domaine où la relation $V_s = A_d \cdot \epsilon$ est vérifiée. Cette relation est l'équation d'une droite de pente A_d positive et passant par l'origine du repère (ϵ, V_s).

Pour rester dans cette plage de linéarité, il faudra donc que la tension différentielle vérifie la relation suivante :

$-\epsilon_0 < \epsilon < \epsilon_0$ avec $\epsilon_0 = V_{sat} / A_d$ étant donné que la tension de sortie est limitée à $\pm V_{sat}$.

Une application numérique fort simple permet de constater que le domaine de linéarité de l'AOP est effectivement de taille réduite.

Pour $A_d = 10^5$ et $V_{sat} = 13V$, on obtient le domaine de valeurs $-13\mu V < \epsilon < 13\mu V$.

Passer ces 2 limites, la sortie de l'AOP se sature et l'équation $V_s = A_d \cdot \epsilon$ n'est plus vérifiée.

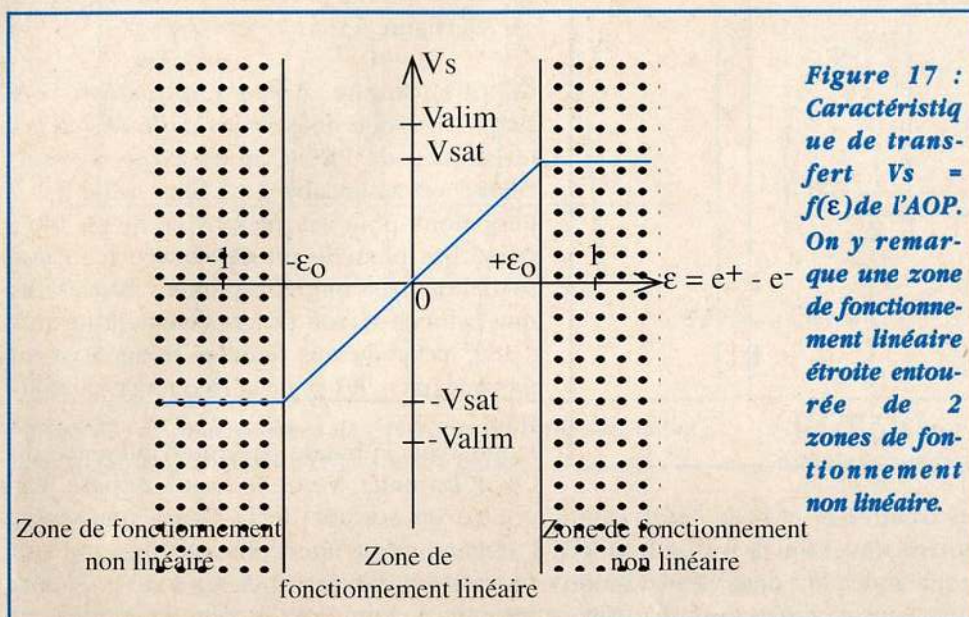
La contre réaction ou comment maintenir l'AOP dans sa zone de fonctionnement linéaire ?

Définition : La contre réaction consiste à renvoyer sur l'entrée d'un amplificateur une portion de son signal de sortie. Son principe est schématisé à la figure 18.

La portion du signal de sortie qui est renvoyée sur l'entrée de l'amplificateur vaut βV_s .

La tension d'entrée de l'amplificateur est alors : $V_1 = V_e + \beta V_s$.

C'est cette tension qui est prise en compte par l'amplificateur pour être amplifiée, d'où : $V_s = A (V_e + \beta V_s)$



firmier que l'AOP fonctionne en régime linéaire.

Nous allons étudier maintenant les différents types de contre réaction.

Le montage inverseur : (figure 19)

Pour cet amplificateur inverseur, la contre réaction est faite sur l'entrée inverseuse par les 2 résistances R1 et R2. La tension d'entrée est appliquée, elle aussi, sur l'entrée inverseuse.

En se rappelant quelques propriétés fondamentales de l'AOP parfait, le calcul du gain d'un tel montage est assez simple.

Les courants d'entrée i^+ et i^- de l'AOP étant nuls, le courant traversant la résistance R1 se retrouve intégralement dans R2. La tension différentielle $\epsilon = e^+ - e^-$ étant nulle,

$$e^+ = e^- = 0.$$

Il vient alors facilement les relations suivantes :

$$V_s = e^- \cdot R_2 \cdot I = -R_2 \cdot I$$

$$V_e = e^+ + R_1 \cdot I = R_1 \cdot I$$

En éliminant le paramètre I,

$$V_s / V_e = -R_2 / R_1$$

Le gain d'un tel montage dépend des 2 résistances R1 et R2, et la présence du signe "-" vaut à ce montage son nom d'inverseur.

Si on amplifie dans la bande passante de l'AOP des signaux sinusoïdaux, la sortie sera en opposition de phase par rapport à l'entrée comme le montre la figure 20 (déphasage de 180° introduit par le signe "-").

Un cas particulier du montage inverseur est obtenu en prenant $R_1 = R_2 = R$, le gain en tension vaut donc - 1.

Le montage non inverseur : (figure 21)

Cette fois-ci la tension d'entrée est appliquée sur l'entrée non inverseuse. Comme pour l'amplificateur inverseur, le calcul du gain est simple.

La tension différentielle $\epsilon = e^+ - e^-$ étant nulle,

$$e^+ = e^- = V_e.$$

De cette expression est déduite la valeur du gain avec contre réaction Acr :

$$Acr = V_s / V_e = A / (1 - \beta \cdot A)$$

A est le gain de l'amplificateur sans réaction de la sortie sur l'entrée.

On remarque que pour la valeur particulière $\beta \cdot A = 1$, le gain avec contre réaction devient infini et le système entre en oscillation. C'est cette propriété qui est utilisée pour la réalisation de certains oscillateurs à AOP.

De plus, la contre réaction apporte de nombreuses propriétés au montage :

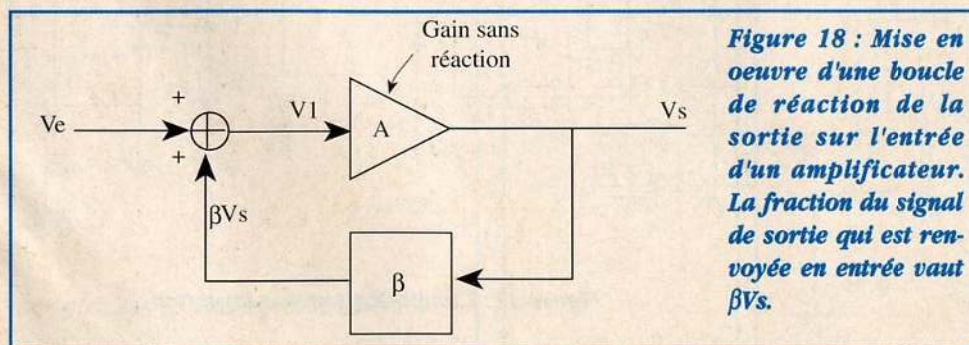
- la stabilité du gain est améliorée,
- la distorsion due aux harmoniques est diminuée,
- la bande passante est élargie.

L'AOP utilisé en régime linéaire néces-

site une boucle de contre réaction. Cette réaction négative consiste à réinjecter une partie de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse e^- de l'AOP.

Sans cette boucle de réaction, c'est à dire en boucle ouverte, l'AOP fonctionne en saturation car la tension différentielle dépasse très rapidement les seuils $\pm V_{sat}/A_d$ définis précédemment. C'est donc bel et bien cette réaction de la sortie sur l'entrée inverseuse qui maintient l'AOP dans son domaine de linéarité.

Cette remarque est très importante. Effectivement, lorsque vous serez nez à nez avec un montage complexe utilisant des AOP ainsi que d'autres composants, c'est la présence même de cette réaction qui vous permettra d'af-



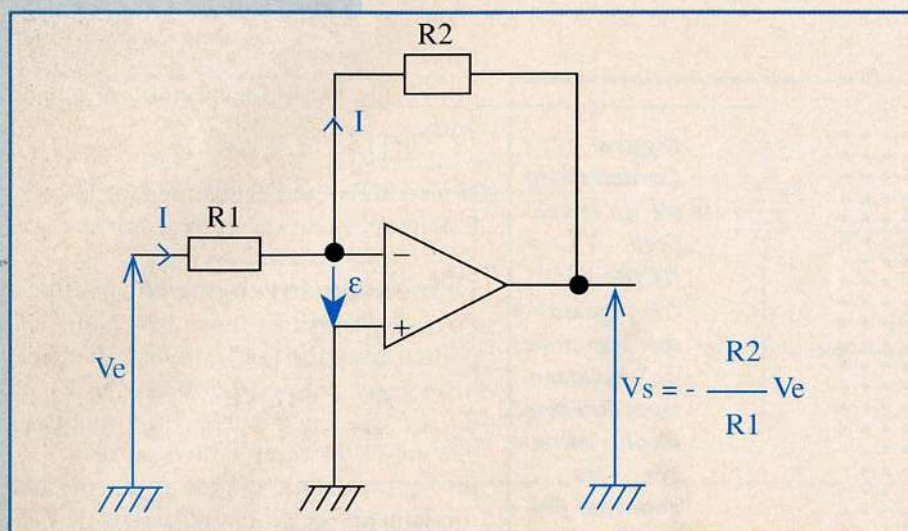


Figure 19 : L'amplificateur inverseur.

Les courants d'entrée i^+ et i^- de l'AOP étant nuls, le courant traversant la résistance $R1$ se retrouve intégralement dans $R2$. Le montage est donc équivalent à un simple diviseur de tension pour lequel :

$$V_s / V_e = 1 + R_2 / R_1$$

On constate donc facilement que dans la bande passante les signaux V_e et V_s sont en phase (figure 22).

Ces 2 tensions sont faciles à visualiser sur un oscilloscope en utilisant un GBF pour générer la tension d'entrée V_e . La voie A du scope est par exemple affectée à V_e et la voie B à V_s (figure 6). Pour des fréquences faibles, on constate que V_e et V_s sont en phase et on peut calculer le gain en faisant le rapport de l'amplitude de V_s sur celle de V_e . On peut également constater, qu'en augmentant la fréquence à l'aide du GBF,

on sort de la bande passante de l'AOP et le signal V_s prend progressivement du retard sur V_e (figure 23).

Ce phénomène a une explication fort simple. Lorsque nous avons parlé des caractéristiques de l'AOP, nous avons vu que celui-ci est assimilable à un filtre passe bas. Rappelons pour les néophytes qu'un filtre passe bas possède un déphasage nul dans sa bande passante (fréquences basses) et que celui-ci décroît progressivement jusqu'à -180° pour de très grandes fréquences en passant par -90° pour la fréquence de coupure.

Donc, dans la bande passante l'influence de l'AOP est nulle, V_e et V_s sont en phase. Par contre en sortant de la bande passante, l'AOP introduit un déphasage non nul qui se traduit par le retard de V_s sur V_e . Plus la fréquence augmente et plus ce retard est important.

Inutile de préciser qu'une remarque similaire aurait pu être faite pour le montage inverseur, et pour tout autre montage à AOP.

Le montage suiveur :

Un cas particulier de l'amplificateur non inverseur est obtenu en prenant $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$. Le gain vaut donc 1 dans ces conditions. On a ainsi réalisé un amplificateur de gain 1 ou plus communément un montage suiveur (la sortie suit l'entrée).

Pour avoir $R_1 = \infty$, on ne met pas de résistance et pour $R_2 = 0$, R_2 est substitué à un fil (Figure 24).

Figure 20 : Chronogrammes de l'amplificateur inverseur : dans la bande passante V_e et V_s sont en opposition de phase.

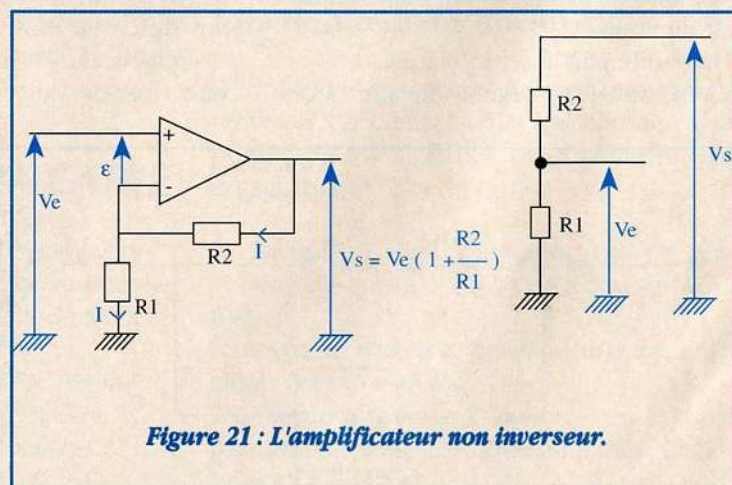
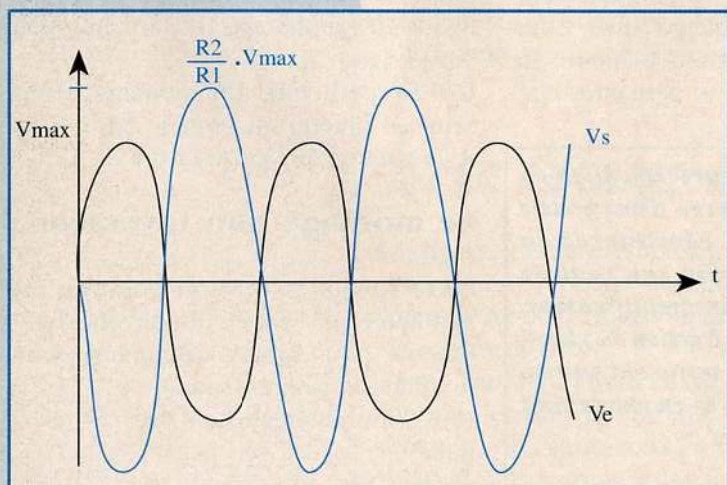


Figure 21 : L'amplificateur non inverseur.

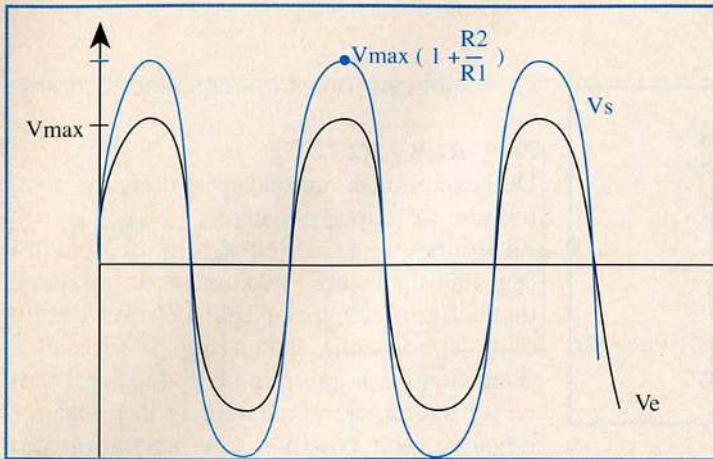


Figure 22 : Chronogrammes de l'amplificateur non inverseur : dans la bande passante V_e et V_s sont en phase.

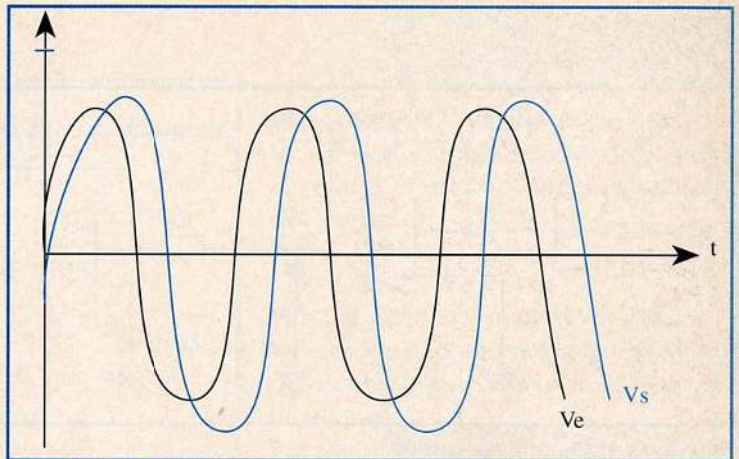


Figure 23 : Chronogrammes de l'amplificateur non inverseur : hors de la bande passante V_s prend du retard sur V_e .

Une propriété intéressante de ce suiveur est son impédance d'entrée. Elle est calculée comme suit :

Z_e = tension d'entrée / courant d'entrée = $V_e / i^+ = \infty$

Quant à l'impédance de sortie Z_s , elle tend vers 0.

$Z_e = \infty$ et $Z_s = 0$ font que ce montage est un adaptateur d'impédance ou plus exactement un abaisseur d'impédance. Il sera utilisé lorsque la charge d'un montage risque de diminuer la tension de sortie de celui-ci.

Le montage sommateur : figure 25

Le montage sommateur proposé permet d'additionner 3 tensions d'entrée (2 ou plus).

Le calcul du gain est similaire à celui mené pour l'amplificateur inverseur.

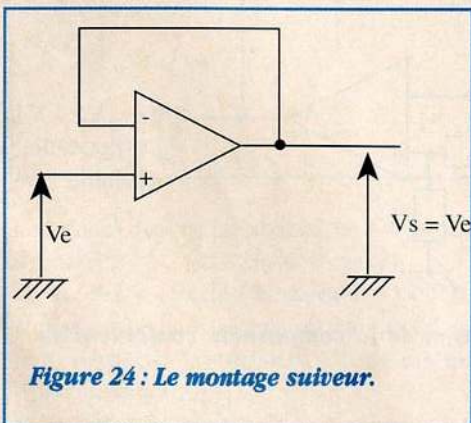


Figure 24 : Le montage suiveur.

$i^+ = i^- = 0$, d'où $I = i_1 + i_2 + i_3 = e_1 / R_1 + e_2 / R_2 + e_3 / R_3$

$V_s = -R \cdot I$ car $e^+ = e^- = 0$

D'où :

$V_s = -R \cdot (e_1 / R_1 + e_2 / R_2 + e_3 / R_3)$

En fait, ce montage est un sommateur inverseur du fait de la présence du signe "-". Il réalise la somme pondérée des 3 tensions appliquées sur son entrée inverseuse.

Pour ce montage, il existe un cas particulier qui est donné à la figure 26.

Pour $R_1 = R_2 = R_3 = R$, la tension de sortie du premier AOP vaut - ($e_1 + e_2 + e_3$).

Le deuxième AOP sert à supprimer le signe "-" puisqu'il est monté en inverseur avec $R_1 = R_2$. Le montage ainsi réalisé est un additionneur proprement dit.

Le montage soustracteur : figure 27

Le montage de la figure 27 amplifie la différence des tensions présentes sur les entrées.

Toujours par le même raisonnement, le calcul du gain est le suivant :

$e^+ = R_4 \cdot V_2 / (R_3 + R_4)$: expression du pont diviseur de tension (R_3, R_4)

Le théorème de superposition appliqué à l'entrée inverseuse donne :

$e^- = (R_2 \cdot V_1 + R_1 \cdot V_s) / (R_1 + R_2)$

L'égalité $e^+ = e^-$ se traduit par :

$V_s = [[R_4 \cdot V_2 / (R_3 + R_4)] - [R_2 \cdot V_1 / (R_1 + R_2)]] \cdot (R_1 + R_2) / R_1$

L'amplificateur réalise la soustraction pondérée des 2 tensions d'entrée V_1 et V_2 . Une fois de plus il existe un cas particulier pour $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, condition pour laquelle on arrive rapidement à :

$V_s = V_2 - V_1$

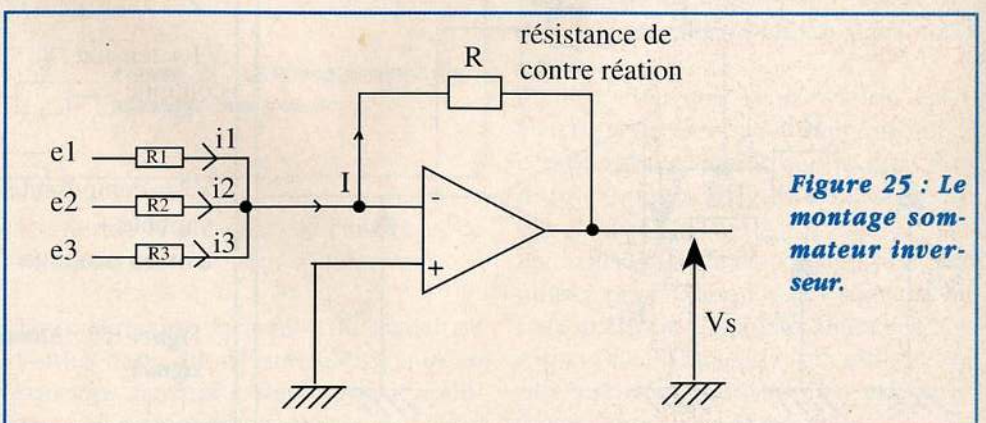


Figure 25 : Le montage sommateur inverseur.

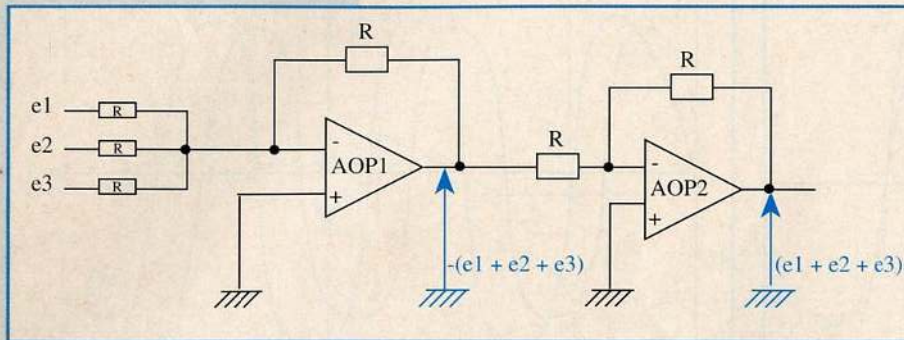


Figure 26 : Le montage sommateur.

Une application très répandue de ce sous-tracteur est son utilisation afin d'éliminer la composante continue d'un signal variable sans atténuer son comportement en fréquence (ce qui n'est pas toujours le cas lorsque l'on utilise un condensateur). Bien entendu, la fréquence de travail devra être compatible avec la bande passante de l'AOP. (figure 28)

La résistance négative :

Une résistance négative, me direz vous, cela n'existe pas. Et si grâce aux AOP, c'est possible. Le principe d'une telle résistance est schématisé à la figure 29.

En fait ce composant n'a aucune réalité physique, mais son comportement peut être assimilé à celui d'une résistance négative. Pour s'en convaincre, il suffit de calculer son impédance d'entrée.

$$Z_e = V_e / I_e$$

$$\text{Or } e^+ = e^- = V_e, \text{ d'où : } R_2 I_1 = - R_1 I_e$$

$$\text{De plus, } I_1 = V_e / R$$

En combinant toutes ces équations, on arrive à :

$$Z_e = -R_1 R / R_2$$

De l'extérieur, le montage est donc vu comme une résistance négative.

En connectant un générateur de tension (E_g , R_g) sur l'entrée inverseuse du montage de la figure 29, pour que celui-ci débite dans le bon sens, il faut que la résistance équivalente à la mise en série de la résistance R_g interne du générateur et la résistance négative, soit positive. Ceci se traduit par $R_g > |Z_e|$ et définit la condition de stabilité d'un tel montage.

Cette résistance négative est utilisée pour la mise en oeuvre des oscillateurs à résistance négative.

Maintenant nous allons aborder des montages à AOP dont la fonction est de modifier la forme du signal d'entrée.

Le montage intégrateur : (figure 30)

La résistance R_p de forte valeur ($100k\Omega$) en parallèle sur le condensateur C est uniquement présente pour maintenir l'AOP en zone de fonctionnement linéaire. Elle n'intervient pas dans les calculs et peut être oubliée lors de l'étude théorique du montage.

$$\text{Comme } e^+ = e^- = 0, V_s = -V_c = -q / C$$

Comme on le sait, la quantité de charge q d'un condensateur a l'expression suivante :

$$i = dq / dt, \text{ d'où } q = \int i \cdot dt$$

i est le courant qui traverse la capacité et on suppose pour notre raisonnement qu'à l'ins-

Figure 27 : Le montage sous-tracteur.

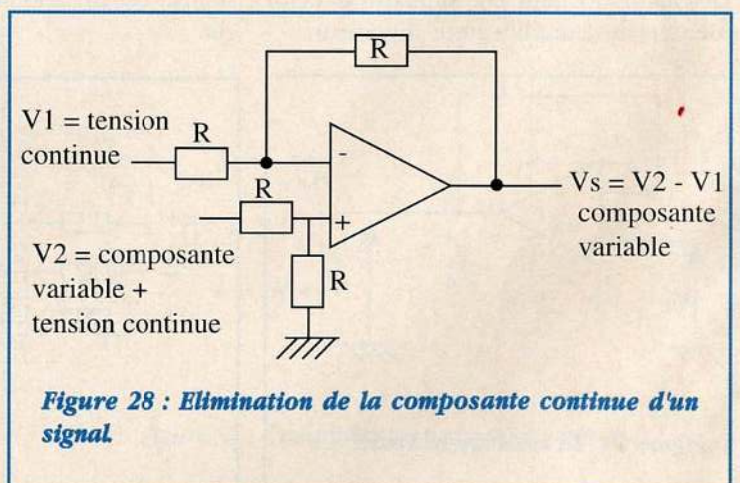
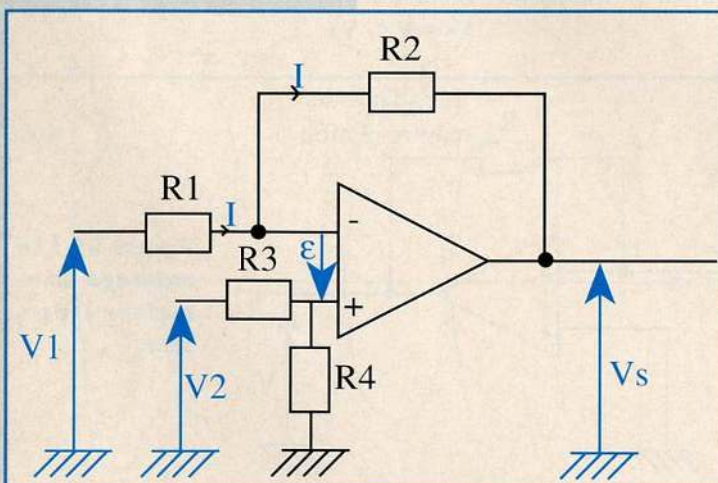
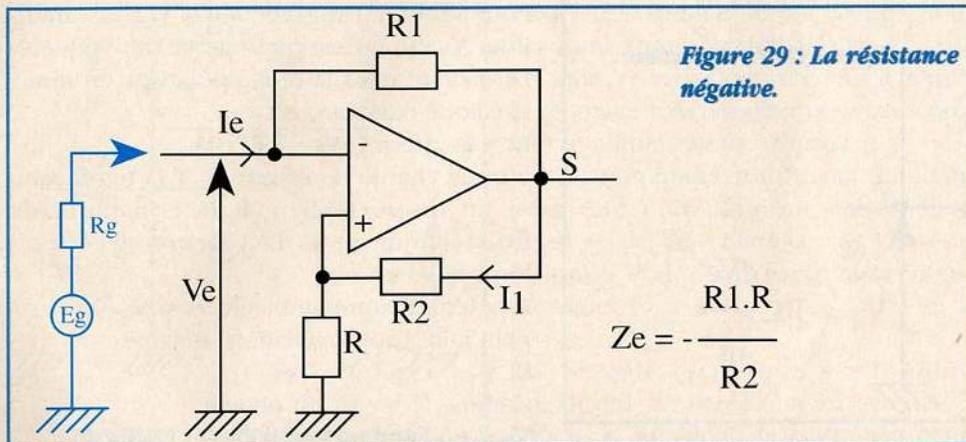


Figure 28 : Elimination de la composante continue d'un signal.



- De 0 à $T/2$: $V_e = V_m$

$$V_s = (-1/RC) \cdot \int V_m dt = (-V_m/RC) \cdot t$$

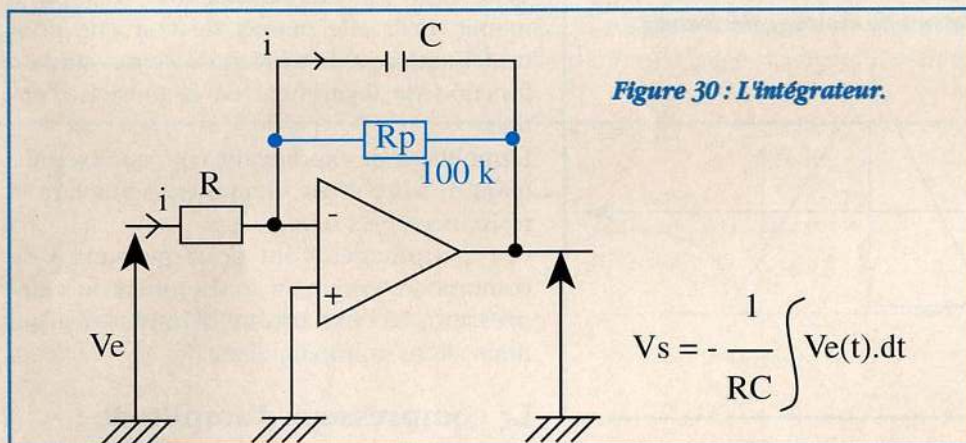
V_s est donc représenté par une droite de pente négative $-V_m/RC$ (droite descendante).

- De $T/2$ à T : $V_e = -V_m$

$$V_s = (-1/RC) \cdot \int -V_m dt = (V_m/RC) \cdot t$$

V_s est donc représenté par une droite de pente positive V_m/RC (droite montante).

Par conséquent, ce montage peut être utilisé pour fabriquer des signaux triangulaires à partir de signaux carrés.



Le montage dérivateur : (figure 32)

Ce montage se déduit du précédent en permutant la résistance et le condensateur. Cette fois-ci, le signal délivré est la dérivée du signal d'entrée. Un calcul simple permet de le constater.

Comme $e^+ = e^- = 0$, $V_s = -R \cdot i$

La quantité de charge q d'un condensateur a l'expression suivante :

$$i = dq/dt$$

i est le courant qui traverse la capacité et on suppose pour notre raisonnement qu'à l'instant initial ($t = 0$) la capacité est totalement déchargée ($V_c = 0$ à l'instant initial).

Or $V_c = V_e$, donc $q = C \cdot V_e$

$$\text{D'où : } V_s = -RC \cdot dV_e/dt$$

Il apparaît bien un terme dérivée.

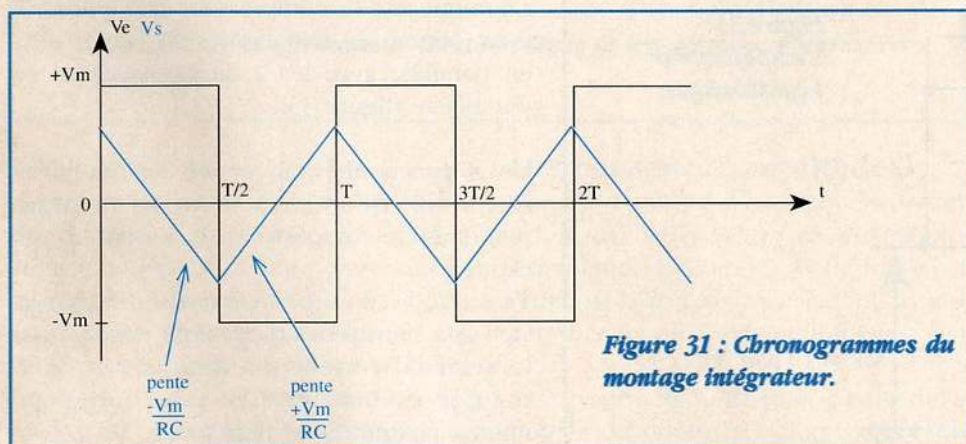
Pour connaître la forme du signal de sortie, nous allons considérer que ce sont des signaux triangulaires qui sont appliqués à l'entrée (figure 33).

On l'a vu précédemment, l'intégration d'un signal carré donne un signal triangulaire.

Etant donné que la dérivation est la fonction inverse de l'intégration, on comprend facilement que la dérivation d'un signal triangulaire donne un signal carré.

Par conséquent, ce montage peut être utilisé pour fabriquer des signaux carrés à partir de signaux triangulaires.

Avec une sinusoïde en entrée, on obtient une cosinusoïde en sortie (sinusoïde déphasée).



tant initial ($t = 0$) la capacité est totalement déchargée ($V_c = 0$ à l'instant initial).

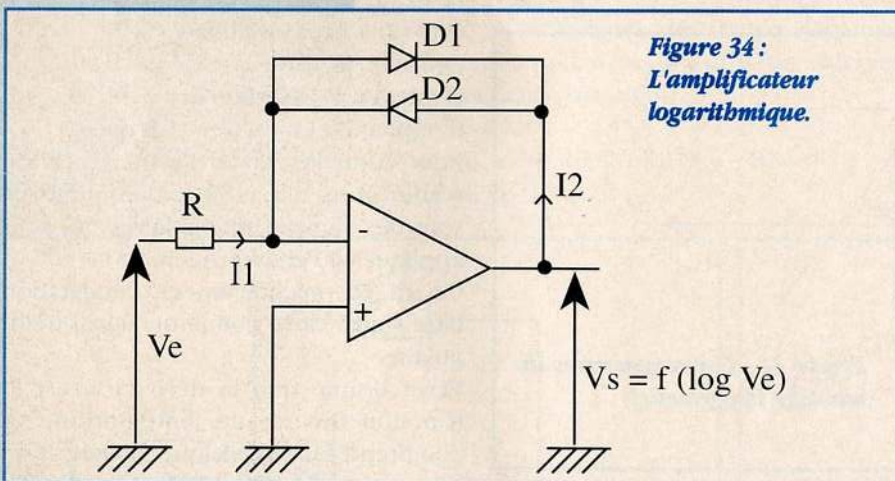
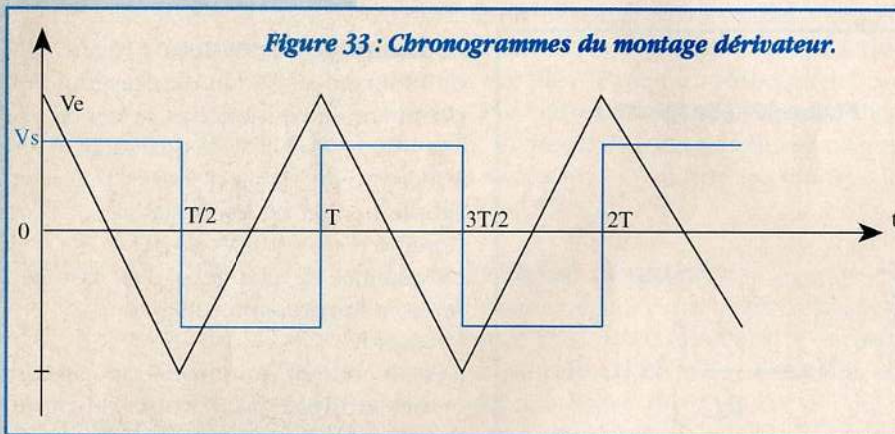
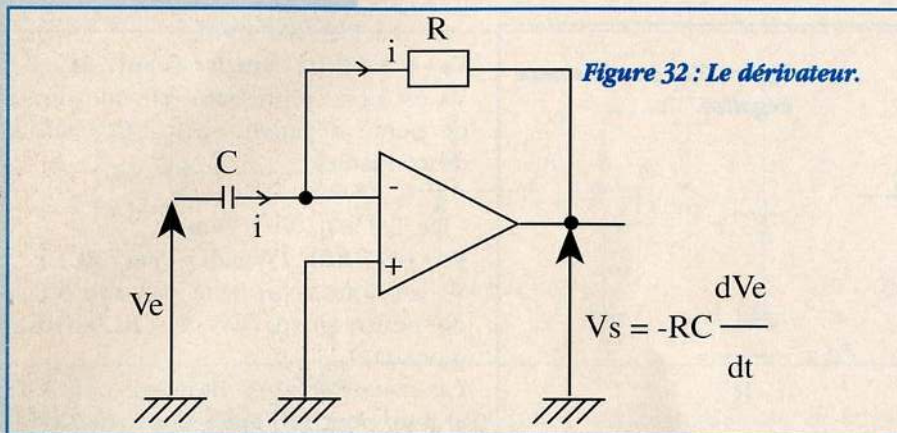
D'où : $V_s = -\int i dt / C$, avec $i = V_e / R$

L'expression de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée est donc la suivante :

$$V_s = (-1/RC) \cdot \int V_e dt$$

Du fait de la présence de l'intégrale, ce montage porte le nom d'intégrateur.

Pour connaître la forme du signal de sortie, nous allons considérer que ce sont des signaux carrés qui sont appliqués à l'entrée (figure 31).



L'amplificateur logarithmique :

figure 18

Le fonctionnement de ce montage se traduit par les équations suivantes.

$$e^+ = e^- = 0$$

Pour $V_s > 0$, D1 est bloquée et D2 passante. Pour $V_s < 0$, D1 est passante et D2 bloquée. Le courant dans la diode polarisée en directe (diode passante) est :

$$I_2 = I_s \cdot [\exp(eV_s / kT) - 1]$$

e est la charge de l'électron, T la température en degré Kelvin, k la constante de Boltzmann et I_s la valeur du courant lorsque V_s est nul.

A la température ambiante et si $V_s > 0,1V$, on peut faire l'approximation suivante :

$$I_2 = I_s \cdot \exp(eV_s / kT)$$

Comme $I_1 = -I_2$, on obtient :

$$V_s = \pm [\log(|V_e| / R_1 I_s)] \cdot kT / e$$

Cette expression fort compliquée n'est pas à retenir, mais elle permet de voir que pour un tel montage, la tension de sortie varie en fonction de logarithme de la tension d'entrée.

L'amplificateur exponentiel (ou anti logarithmique) existe et est obtenu en permutant la résistance et les diodes.

Ces 2 montages vont nous permettre de comprendre comment fonctionnent le compresseur et l'expansor d'amplitude que nous allons voir maintenant.

Le compresseur d'amplitude :

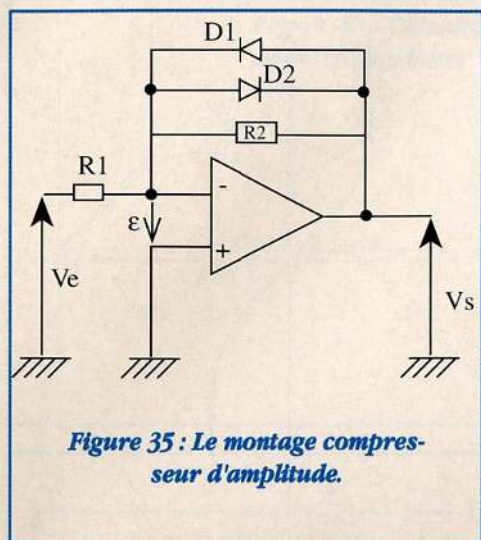
Un montage dérivé de l'amplificateur logarithmique est le compresseur d'amplitude : il est obtenu en rajoutant une résistance R_2 en parallèle avec les 2 diodes montées en tête bêche (figure 35).

L'AOP fonctionne toujours en régime linéaire. Le fonctionnement d'un tel montage peut paraître complexe, mais, en fait, il n'en est rien.

Tant que la tension aux bornes de R_2 (tension aux bornes des diodes) ne dépasse pas le seuil de conduction des diodes (0,6V pour le silicium et 0,3V pour le germanium), aucune diode ne conduit. Le montage est un simple amplificateur inverseur de gain $-R_2 / R_1$. Ceci est valable tant que la tension d'entrée V_e vérifie la relation suivante :

$V_e < 0,6 / A$, pour des diodes au silicium et avec $A = R_2 / R_1$. Soit $V_e < 60mV$ pour $R_2 = 10.R_1$.

Dès que ce seuil est dépassé (instant t_1 sur



Passer t_2 , V_e diminue, V_s décrit à nouveau une forme logarithmique.

Lorsque V_e redevient inférieur à 60mV, le montage fonctionne à nouveau comme un amplificateur inverseur.

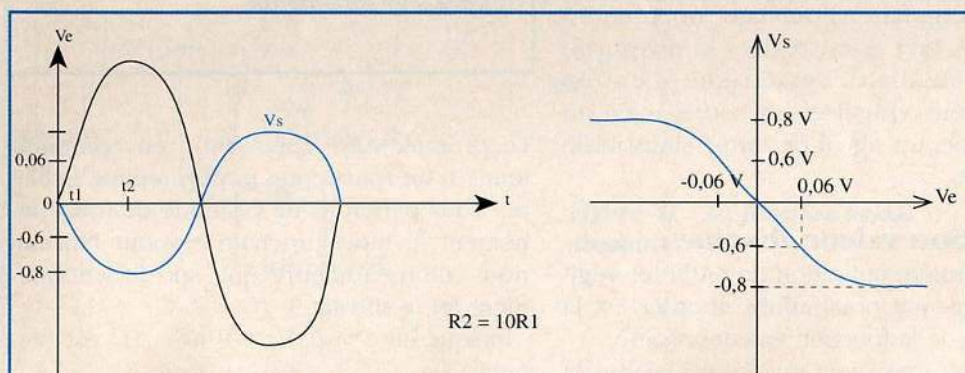
Un raisonnement tout à fait similaire peut être conduit pour l'alternance négative de V_e : dans ce cas D2 reste bloquée et D1 est progressivement passante.

En résumé, tant que l'amplitude du signal d'entrée est inférieure à 0,6V / A, le signal de sortie suit celui d'entrée au signe et à l'amplification près. Dès que V_e dépasse ce seuil, on assiste à un écrêtage du signal d'entrée.

Tant que V_e reste d'amplitude inférieure au seuil de conduction des diodes (0,6V), celles-ci restent isolantes. Le montage fonctionne comme un amplificateur inverseur de gain $- R_2 / R_1$.

Passer cette limite, D1 est polarisée en direct et devient conductrice. D2 polarisée en inverse reste bloquée. Le montage est assimilable au montage exponentiel et V_s croît alors plus vite que V_e .

Attention, une remarque s'impose. Pour le compresseur d'amplitude, le courant dans les diodes est limité par la résistance R1. Ici, seule la résistance interne du générateur utilisé pour fournir V_e sert à limiter le courant traversant les diodes. Afin de ne pas les détériorer, on prendra soin de maintenir l'amplitude de V_e inférieure à 0,8V.



La caractéristique de transfert de l'expandeur (figure 38) montre bien qu'un signal d'amplitude supérieure à 0,6V mais inférieure à 0,8V sera plus amplifié qu'un signal d'amplitude inférieure à 0,6V.

Ces 2 derniers montages possèdent diverses applications. On peut citer, notamment, l'envoi d'informations à longue distance contenant des signaux de faibles et de fortes amplitudes (figure 39).

la figure 36), D2 est polarisée en sens direct et devient progressivement conductrice. D1 polarisée en inverse reste bloquée. Le courant traversant R1 se répartit maintenant entre R2 et D2. Le comportement de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée peut être déduit en reprenant les formules du montage logarithmique. V_s varie alors comme le logarithme de V_e , en d'autres termes V_s varie moins vite que V_e (figure 36).

Il se produit donc un écrêtage de la tension d'entrée. Expérimentalement pour $R_2 = 10R_1$, on constate que V_s croît vers une asymptote de l'ordre de 0,8V atteinte pour $t = t_2$.

L'expandeur d'amplitude :

Comme vous pouvez vous en douter, l'effet inverse existe : c'est l'expandeur d'amplitude (figure 37). Cette fois-ci, ce montage s'apparente à l'amplificateur exponentiel ou anti logarithmique.

Les diodes ne font plus partie de la boucle de contre réaction : elles sont branchées directement sur l'entrée en parallèle sur R1. On peut dès à présent penser que la sortie à un moment ou un autre variera en fonction de l'exponentiel de l'entrée. L'exponentiel variant plus vite que la fonction identité, ce montage prend naturellement le nom d'expandeur.

Par ce principe, les signaux sont comprimés avant l'émission. On améliore ainsi la qualité de transmission car l'influence des parasites sur des signaux de faible amplitude est réduite. Les signaux transmis ont ainsi quasiment la même amplitude et donc le même rapport signal sur bruit.

Les signaux étant fortement déformés par la compression, il faudra les remettre en forme après réception : l'expandeur d'amplitude réalise cette fonction. Les signaux à la sortie de l'expandeur ont ainsi leur forme et leur amplitude initiales.

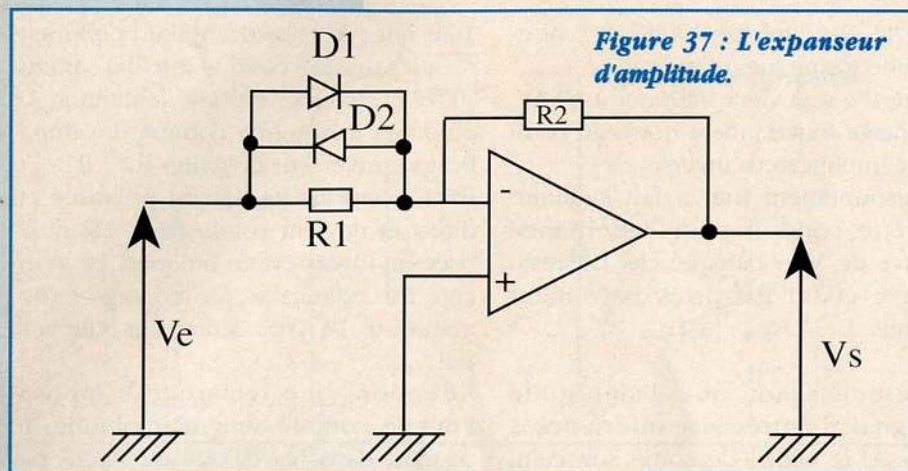


Figure 37 : L'expandeur d'amplitude.

Une autre application du montage compresseur est un écrêtage un peu spécial : la réalisation d'une pseudo sinusoïde à partir d'un signal triangulaire. Pour ceci on prendra $R1 = R2 = 1k\Omega$ et on réglera le niveau du signal triangulaire symétrique d'entrée ($< 0,7V$) pour visualiser en sortie, avec un oscilloscope, un signal de forme sinusoïdale (figure 40).

La fonction valeur absolue :

L'avant dernière utilisation de l'AOP en régime linéaire que nous allons aborder est la réalisation de la fonction valeur absolue.

Le montage que nous proposons réalise la fonction valeur absolue :

- pour $V_e > 0$, on aura $V_s = V_e$,
- pour $V_e < 0$, on aura $V_s = -V_e$.

Ce montage utilise en fait 2 AOP (figure 41).

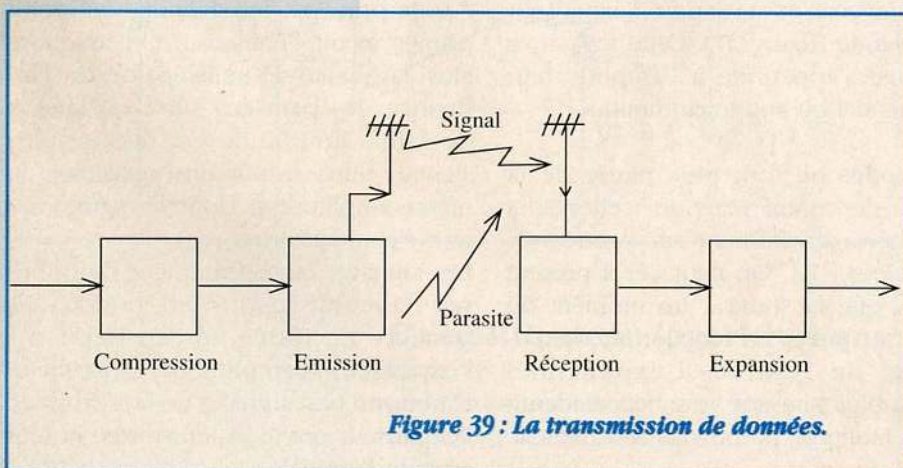


Figure 39 : La transmission de données.

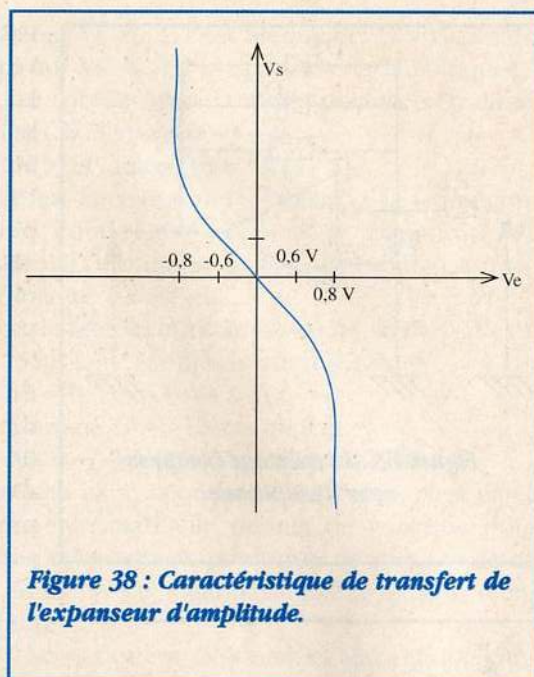


Figure 38 : Caractéristique de transfert de l'expandeur d'amplitude.

Le premier AOP fonctionne en comparateur : il ne fonctionne pas en régime linéaire. Nous parlerons de ce mode de fonctionnement le mois prochain et pour l'instant nous allons admettre que son fonctionnement est le suivant :

- lorsque $e^+ - e^- > 0$, $V_c = V_{sat}$ (D est bloquée),
- lorsque $e^+ - e^- < 0$, $V_c = 0$ (D est passante).

Cet AOP monté en comparateur commande la conduction du transistor T.

Le deuxième AOP fonctionne en régime linéaire et possède un gain $+1$ ou -1 selon la conduction du transistor T.

Lorsque T est saturé, c'est à dire pour $V_c = V_{sat}$ condition obtenue pour $e^+ - e^- > 0$ ($e^+ = 0$ et $e^- = V_e$), c'est à dire pour $V_e < 0$, le gain de l'AOP2 vaut -1 .

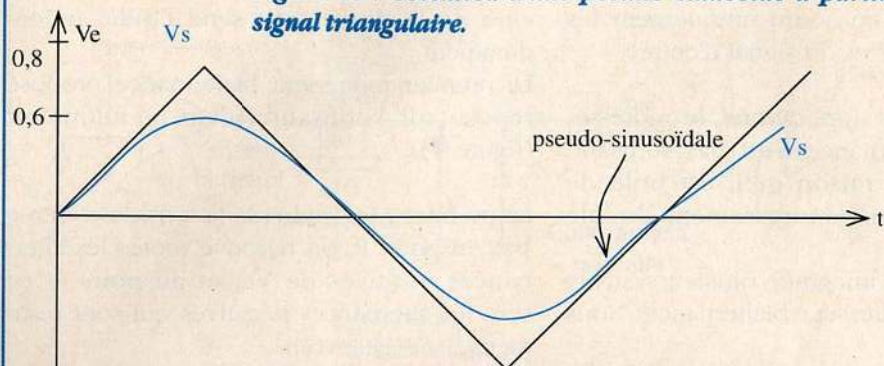
Lorsque T est bloqué ($V_c = 0$), c'est à dire pour $V_e > 0$, le gain de l'AOP2 vaut $+1$.

Les schémas équivalents pour T isolant et pour T conducteur (figure 41) permettent de calculer facilement ces valeurs de gain.

On a donc bel et bien réalisé la fonction valeur absolue.

En ajoutant à la sortie de l'AOP1 2 LED (figure 41), un indicateur de polarité est simplement obtenu. Pour $V_e > 0$, L1 est allu-

Figure 40 : Obtention d'une pseudo sinusoïde à partir d'un signal triangulaire.



Lors de la mise en œuvre de redresseurs classiques à diodes, l'inconvénient majeur rencontré est lié au seuil de conduction des diodes (0,6V pour le silicium et 0,3V pour le germanium). De cet inconvénient résulte le fait que tout signal dont l'amplitude sera inférieure à ce seuil de conduction ne pourra pas être traité par ce type de redresseur.

Ce type de comportement étant tout à fait inadmissible en modulation d'amplitude (détection d'enveloppe), il s'avère indispensable d'annuler ce seuil de conduction par l'utilisation d'un AOP : c'est la diode sans seuil.

A partir du schéma structurel de la figure 42, nous allons étudier son fonctionnement.

L'AOP fonctionne en régime linéaire, avec la tension d'entrée V_e appliquée sur son entrée non inverseuse.

Si V_e est de forme sinusoïdale, durant l'alternance positive dont l'amplitude est inférieure au seuil de conduction de la diode D (amplitude de 1mV par exemple), $V_s = A_d.V_e$. Dès que V_s devient supérieur au seuil de conduction de D (0,6V), D est passante et assimilable à un court-circuit.

Donc, pour $V_s = A_d.V_e > 0,6V$, on a $V_r = V_e$ (fonctionnement en suiveur).

$A_d.V_e > 0,6V \Leftrightarrow V_e > 0,6/A_d = 0,6 / 10^5 = 6\mu V$ pour $A_d = 10^5$.

Donc pratiquement, dès que V_e dépasse $6\mu V$, D est conductrice et $V_r = V_e$.

Durant l'alternance négative, le potentiel qui apparaît en V_s est négatif, D est polarisée en sens inverse. Elle reste donc isolante et assimilable à un circuit ouvert, d'où $V_r = 0$ car aucun courant ne traverse la résistance R .

En résumé, le seuil de la tension d'entrée pour lequel la diode D commence à conduire étant de quelques μV , on considère pratiquement que ce seuil est nul. Nous sommes donc en présence d'un redresseur sans seuil idéal. Ce redresseur est qualifié de redresseur simple alternance car seule une alternance se retrouve aux bornes de la

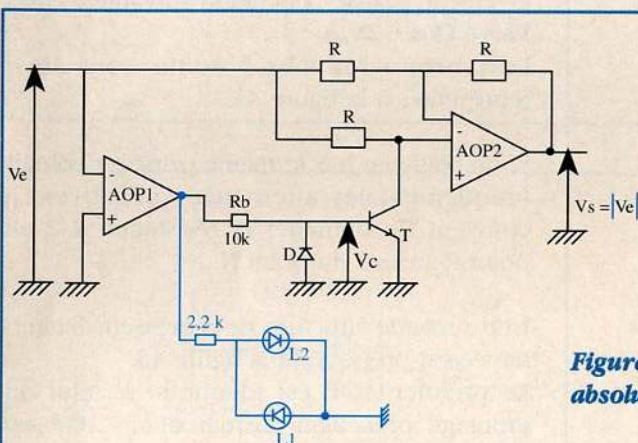
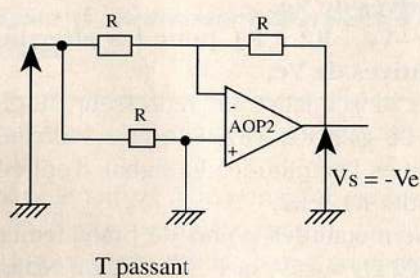
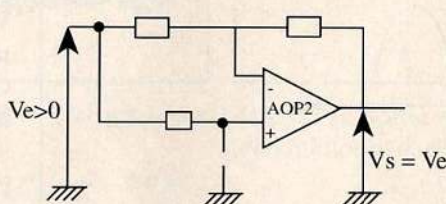


Figure 41 : La fonction valeur absolue.



T passant



T isolant

mée et $L2$ éteinte et inversement pour $V_e < 0$.

Ce montage peut être utilisé, vous l'avez certainement déjà deviné, comme redresseur double alternance.

Le redressement avec des AOP :

Un autre domaine de prédilection des AOP fonctionnant en régime linéaire

est le redressement simple ou double alternance des tensions.

Ce que nous allons voir maintenant c'est comment obtenir ce redressement avec des diodes et des AOP fonctionnant uniquement en régime linéaire. Et pour commencer nous allons nous attaquer à la réalisation d'une diode parfaite : la diode sans seuil (figure 42).

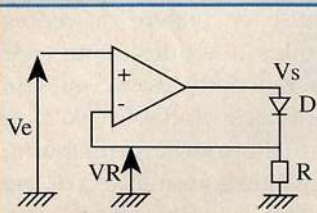


Figure 42 :
Diode sans seuil.

résistance R. En inversant le sens de la diode, on récupère en sortie uniquement les alternances négatives du signal d'entrée.

Pour de multiples applications, le redressement simple alternance n'est pas suffisant. C'est pour cette raison qu'il est utile de mettre au point un redressement double alternance.

En fait, on peut imaginer plusieurs structures pour ce redresseur bialternance. Nous

allons en voir 2 qui fonctionnent sur le principe de la diode sans seuil étudié précédemment.

Le premier redresseur bialternance proposé repose sur l'utilisation d'un additionneur (figure 43).

Le premier AOP redresse la tension d'entrée V_e . Au point P, on retrouve toutes les alternances positives de V_e , et au point N ce sont les alternances négatives qui sont restituées.

Le deuxième AOP, monté en additionneur inverseur, réalise l'opération suivante :

$$V_s = - (V_e + 2V_N)$$

Les chronogrammes obtenus sont ainsi représentés à la figure 44.

Si on souhaite par le même principe obtenir uniquement les alternances négatives, il convient de brancher la résistance $R/2$ au point P au lieu du point N.

Une seconde structure de redresseur bialternance est proposée à la figure 45.

Le premier AOP est identique à celui du montage précédent. Le deuxième AOP est un soustracteur et on peut donc déduire les relations suivantes :

$V_s = V_e \cdot R_2 / R_1$ pour les alternances positives de V_e ,

$V_s = -V_e \cdot R_2 / R_1$ pour les alternances négatives de V_e .

On a ainsi réalisé un redresseur amplificateur de gain R_2 / R_1 . Si on ne souhaite pas modifier l'amplitude du signal d'entrée, on prendra $R_1 = R_2$.

En permutant les points de branchement de l'AOP2 (N sur e^- , et P sur e^+), on réalise un redresseur double alternance à sortie uniquement négative.

L'échantillonneur bloqueur :
(figure 46)

Ce sera la dernière utilisation de l'AOP en régime linéaire pour ce mois. Un échantillonneur bloqueur est indispensable dans les chaînes d'acquisition de données juste avant la conversion analogique / numérique afin de maintenir la tension à convertir constante durant la phase de traitement.

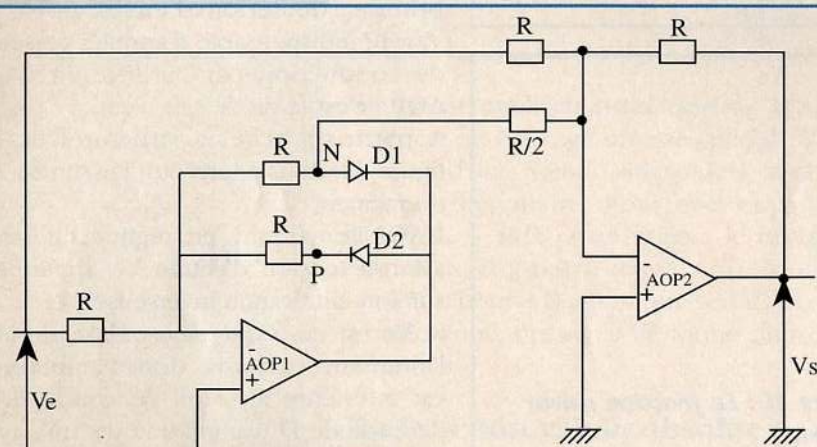


Figure 43 : Redresseur bialternance à additionneur.

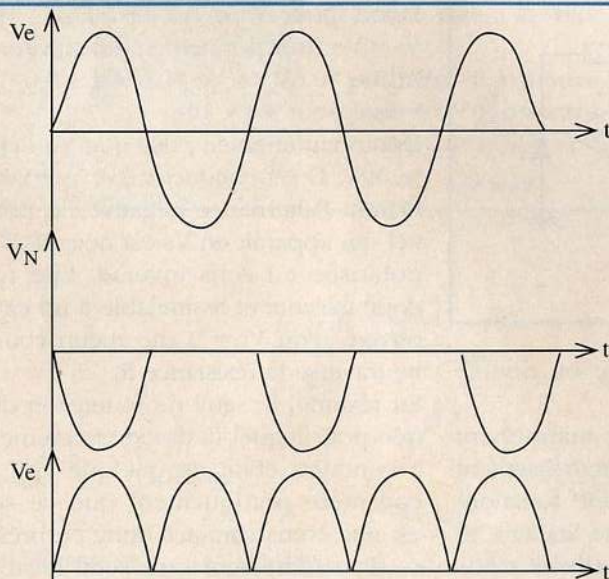
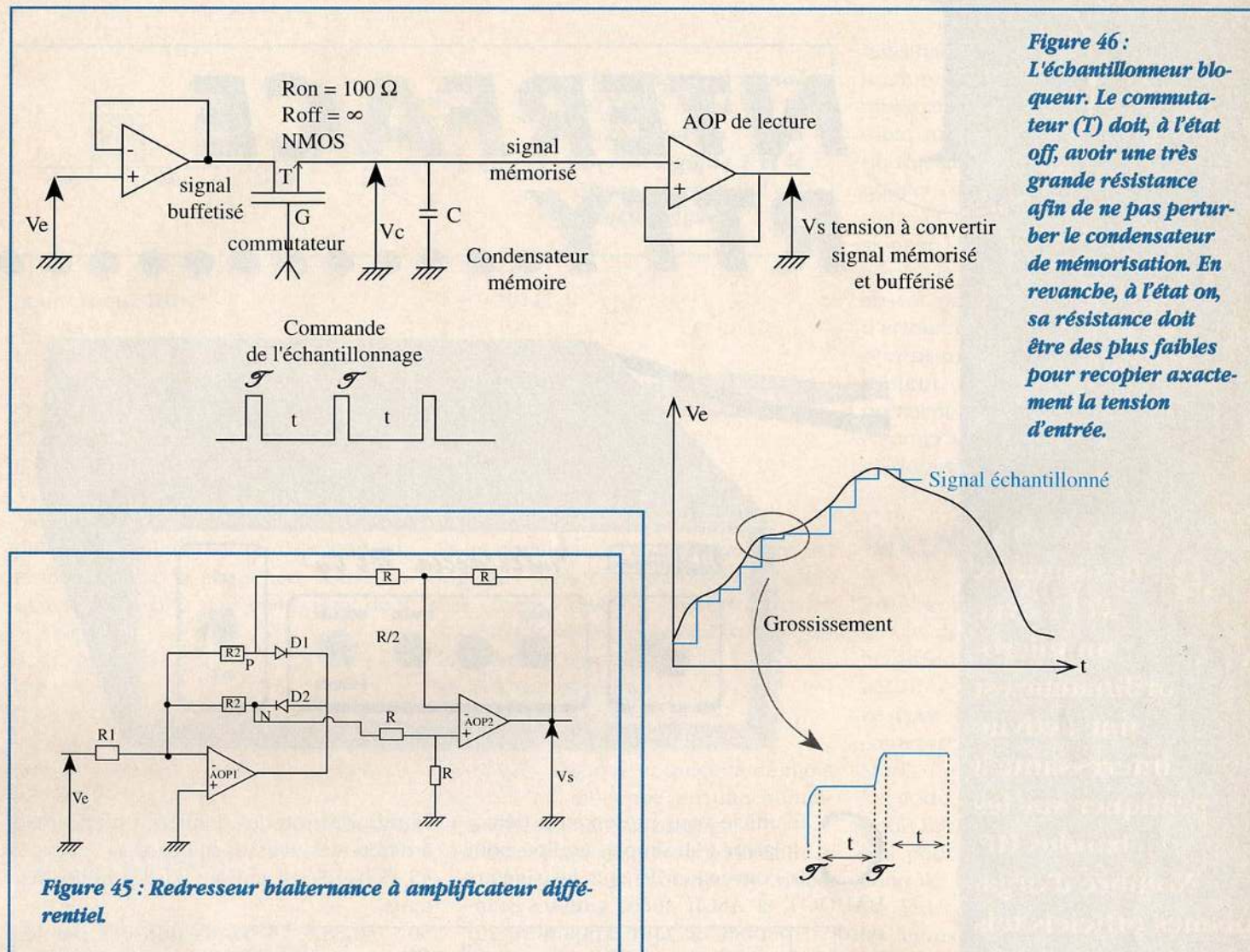


Figure 44 :
Chronogrammes
du redresseur
bialternance à
additionneur.



Le transistor est commandé par des impulsions envoyées sur sa grille.

Pendant le temps $\mathcal{T}$ le transistor est passant et C se charge : c'est la phase de mémorisation. $\mathcal{T}$ doit être suffisamment grand pour permettre la charge complète de C.

On prendra :

$\mathcal{T} \gg R_{on}.C$, où R_{on} représente la résistance équivalente du transistor NMOS à l'état passant.

Pendant le temps t , le transistor est bloqué, c'est la phase de traitement de la donnée (conversion). t doit être assez long pour permettre le traitement, mais pas trop car C a tendance à décharger. On prendra : $t < R_{fuites}.C$, R_{fuites} représente la résistance de fuite du montage pour T bloqué.

L'AOP suiveur en entrée permet une charge plus rapide du condensateur mémoire C. Cet AOP devra pouvoir fournir un fort courant durant la charge de C.

L'AOP de sortie sert uniquement à la lecture de la tension échantillonnée, d'où son nom d'AOP de lecture.

Attention, tout de même, car ce dispositif est entaché d'erreurs dues aux tensions d'offset des AOP. Erreurs qui se répercutent sur l'ensemble de la chaîne de traitement présente en aval.

Et voilà, c'est fini pour le fonctionnement de l'AOP en régime linéaire. Durant les prochaines lignes, 2 sujets seront abordés : le fonctionnement en régime non linéaire et les filtres actifs construits autour des AOP.

Pour vous perfectionner, je vous conseille si vous en avez la possibilité de tester expérimentalement certains montages étudiés sur des plaquettes d'essai. Vous pourrez ainsi vérifier l'obtention des résultats calculés de manière théorique. A suivre.

P.G.

INTERFACE RTTY.....



La réception des signaux RTTY avec un micro-ordinateur est une activité intéressante à pratiquer sur les bandes HF. Nombre d'organismes officiels tels les agences de presse utilisent ce moyen de télécommunication pour diffuser leur bulletin d'information dans le monde entier.

Cet article vous présente un démodulateur PLL simple, équipé pour la conversion de tous les signaux BAUDOT et ASCII sur 6 vitesses standard. Il permet de faire apparaître sur l'écran du moniteur tous les textes que les radioamateurs, agences de presse et commerciales transmettent par radio sur les ondes courtes.

Cette interface de décodage à PLL doit être utilisée conjointement à un programme capable de convertir ces signaux en code BAUDOT ou ASCII. Avant de rentrer dans le vif du sujet, expliquons le concept recouvert par le sigle RTTY et le procédé employé pour effectuer les transmissions des textes par radio.

RTTY signifie Radio Télé Typewriter, soit transmission par radio avec télécriteur. En pratique le signal RF est modulé en AFSK (Audio Frequency Shift Keying) avec deux fréquences appelées MARK (2.100 Hz) et SPACE.

La transmission des données est effectuée à différentes vitesses standard :

45,45 bauds est utilisée par les radioamateurs.

50 - 56,88 - 75 bauds utilisées par les agences de presse.

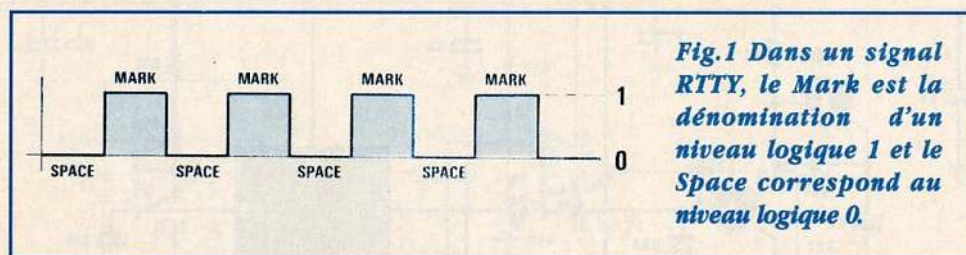
110 - 300 bauds utilisées pour les transmissions en code ASCII.

Le rôle du décodeur RTTY est de convertir les deux fréquences Mark et Space en un niveau logique 1 ou 0, en respectant la vitesse de transmission (voir fig.1).

La conversion de ces informations binaires en lettres ou en chiffres est opérée à l'aide du code Baudot ou ASCII.

Le code Baudot (code à cinq moments) utilise 5 bits par lettre et à la différence du code ASCII, et transmet seulement les caractères en majuscules.

Par exemple, considérons des lettres de l'alphabet prises au hasard (A-B-C-Q-W-E) dans le code Baudot correspond un quintet (ensemble de cinq bits) différent



pour chaque lettre :

A = 00011

B = 11001

C = 01110

Q = 10111

W = 10011

E = 00001

A ce quintet s'ajoutent deux bits supplémentaires de transmission : Start qui précède le quintet par un 0 et Stop qui termine par 1 la séquence. Ainsi les caractères (A-B-C...) se composent de 5 + 2 bits.

A = 0 00011 1

B = 0 11001 1

C = 0 01110 1

La figure 2 décrit les signaux relatifs aux trois lettres A-B-C, complétés du bit de Start et de Stop.

En plus des lettres, se trouvent les nombres ainsi codifiés :

0 = 0 10110 1

1 = 0 10111 1

2 = 0 10011 1

3 = 0 00001 1

4 = 0 01010 1

5 = 0 10000 1

6 = 0 10101 1

7 = 0 00111 1

8 = 0 00110 1

9 = 0 11000 1

Pour conclure, ajoutons que certains logiciels laissent apparaître aux côtés des quatre vitesses standard du Baudot 45,45-50-56,88-75, un nombre suivi de la référence wpm soit :

45,45 Baud 60 wpm

50 Baud 66 wpm

56,88 Baud 75 wpm

Ce nombre indique la quantité de mots transmis en moyenne en une minute (Word Per Minute en anglais).

Une autre particularité du code Baudot consiste en l'utilisation de deux

registres : Lettres et Chiffres. En effet, le nombre de combinaisons disponibles ne permet pas d'inclure directement tous les caractères alphanumériques (chiffres et lettres). A un même quintet correspond donc un chiffre ou signe et une lettre, ce qui peut occasionner l'apparition de caractères erronés si le passage en mode lettre est absent par exemple, source fréquente d'erreur de retranscription lors de la réception d'un message. Heureusement, les logiciels d'exploitation prennent en compte cette particularité et proposent pour la plupart un forçage du registre quand tout va mal.

BAUDOT et ASCII....

Pour compléter la description des modes de transmission RTTY précisons la différence entre code Baudot et ASCII.

Le code Baudot, utilise 7 bits : 5 bits caractère, 1 bit de Start et 1 bit de Stop.

Le code ASCII (American Standard Code Information Interchange) utilise 7 bits pour les caractères plus 3 bits de contrôle soit 10 bits.

Ce code est en mesure de transmettre les lettres en majuscule et en minuscule à la différence du code Baudot.

A titre de curiosité est présenté ci-dessous le code binaire des lettres A-a-B-b.

A = 1000001

a = 1100001

B = 1000010

b = 1100010

Les lettres qui commencent par 10 sont des lettres majuscules et les lettres minuscules débutent par 11.

Les nombres à la différence des lettres commencent toujours par 01 :

1 = 0110001

2 = 0110010

3 = 0110011

A ce code à 7 bits s'ajoutent 3 bits supplémentaires, 1 de Start, 1 de Stop et 1

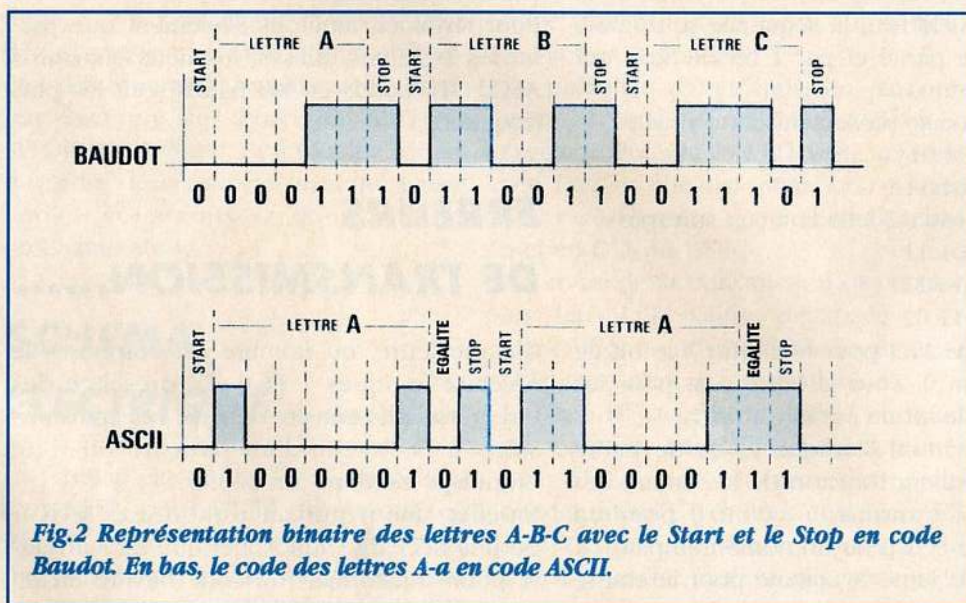
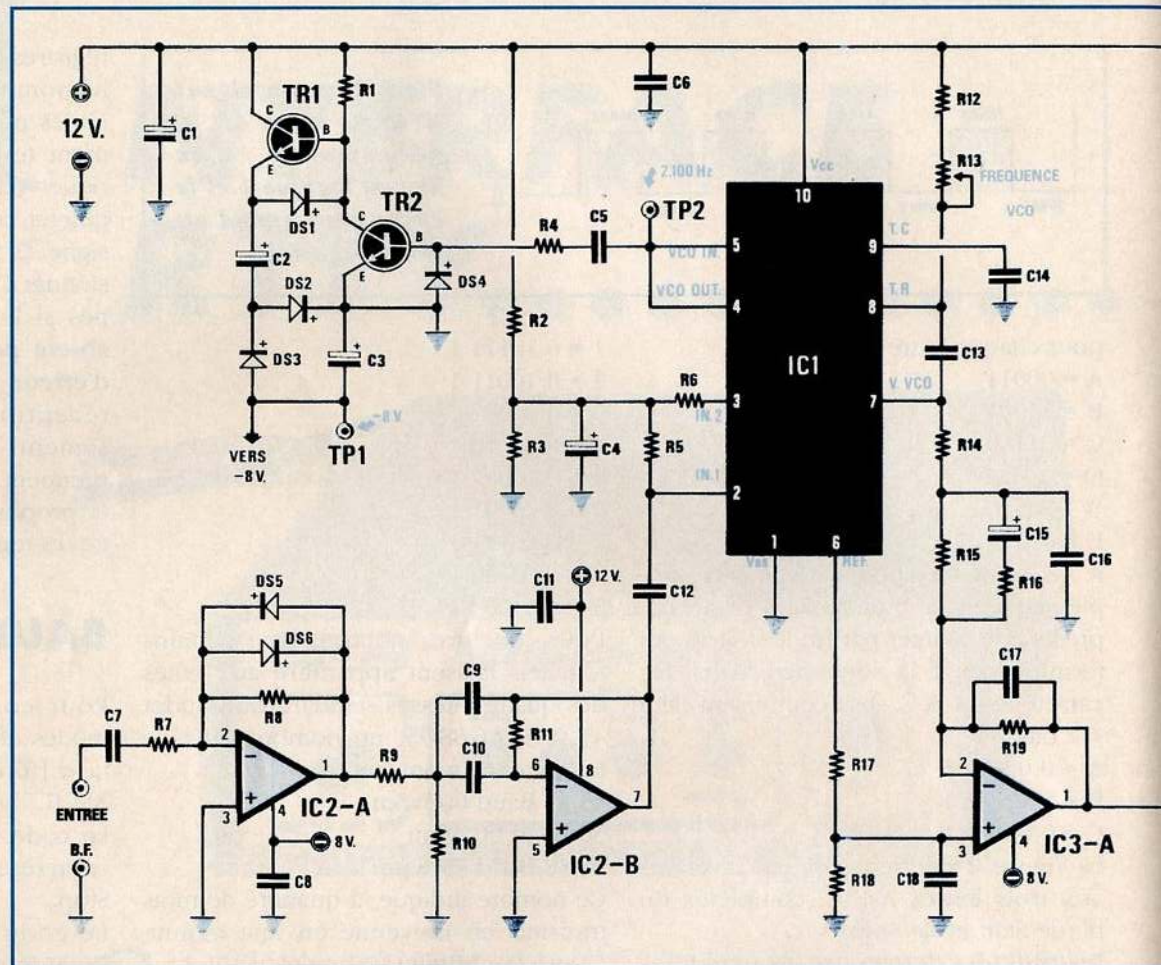


Fig.3 Schéma
électrique de
l'interface
RTTY.



de parité. Comme pour le Baudot, le bit de Start est un 0, suivent ensuite les 7 bits de la lettre ou du chiffre ; la séquence se termine par 1 bit de parité et par 1 bit de Stop qui est toujours un 1.

Les lettres A-a se présentent donc ainsi :

A = 0 1000001 01

a = 0 1100001 11

et les nombres 1-2-3 de la façon suivante :

1 = 0 0110001 11

2 = 0 0110010 11

3 = 0 0110011 01

Pour la lettre A et pour le chiffre 3 le bit de parité est un 0. Pour la lettre a et pour les chiffres 1-2 le bit de parité est un 1.

Comme son nom l'indique le bit de parité prend une valeur fonction de la somme des bits du mot transmis, à savoir 0 pour un nombre pair et 1 pour un nombre impair.

Ainsi pour la lettre A comme pour le chiffre 3, on compte respectivement deux bits et

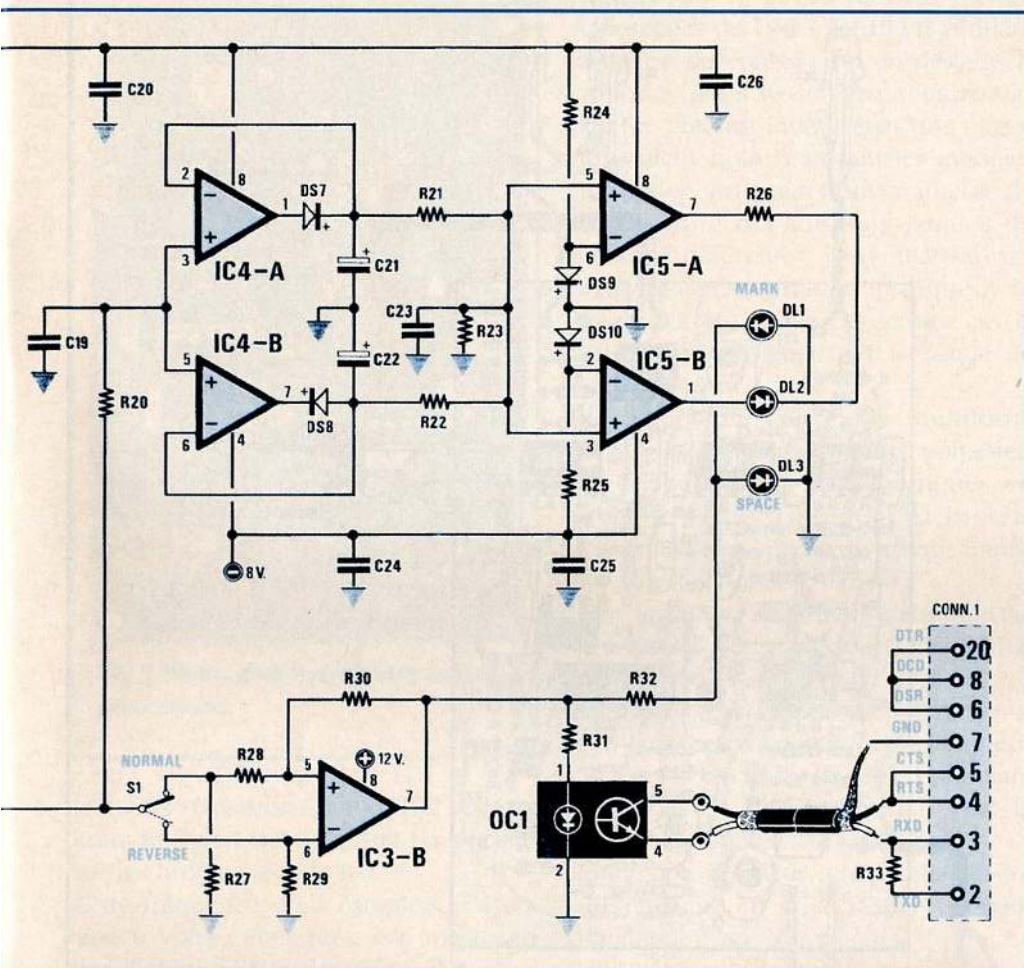
quatre bits motivant un bit de parité à zéro dans ces deux cas.

Pour terminer, ajoutons seulement que parmi les systèmes utilisés, les deux standards ASCII 110 bauds et 300 bauds sont les plus fréquents.

ERREURS DE TRANSMISSION.....

Chaque lettre, ou nombre est composé de niveaux logiques 1 et 0. La présence des erreurs se glissant au sein de ces transmissions à la faveur d'un parasite ou d'un brouillage est donc à redouter.

En effet, une perturbation du réseau secteur ou une décharge atmosphérique est suffisante pour transformer, un code binaire en un autre code que l'ordinateur interprète par



une lettre différente de celle effectivement transmise.

A cet effet, il existe des dérivés du système RTTY permettant la vérification des données transmises pour s'affranchir des erreurs de transmission. Citons par exemple, les procédés AMTOR, SITOR ou TOR etc... protocoles sortant du cadre de cet article mais qui feront l'objet, vous vous en doutez, d'une prochaine étude.

SCHEMA ELECTRIQUE.....

Le schéma électrique de ce démodulateur AFSK pour RTTY est reporté en fig.3.

Il n'est pas particulièrement complexe car il utilise un seul PLL, quatre double

amplis opérationnels, deux transistors et un optocoupleur.

3 LED sont utilisées, une pour le centrage d'accord et les deux autres pour le Mark et le Space.

En présence d'une émission parfaitement accordée et en absence de messages, s'allument la LED verte référencée DL2 et une des deux LED rouges DL1 ou DL3 selon que l'émetteur transmet en LSB ou USB.

Au cours de la transmission des textes, les deux LED rouges de Space et de Mark clignotent alternativement et la LED verte d'accord reste allumée.

L'entrée BF accepte le signal émanant du récepteur qui intègre le circuit intégré IC2/A par l'intermédiaire du condensateur C7 et de la résistance R7 sur l'entrée inverseuse broche 2. Ce signal peut être prélevé directement du haut-parleur ou de la prise casque ou

sortie AUX d'un récepteur SSB. Si le signal est directement prélevé sur la bobine mobile du haut-parleur, vérifier lequel des deux fils est relié à la masse pour ne pas les intervertir sur l'entrée de l'interface. Le niveau devra être compris entre 30 millivolts et 10 volts crête/crête.

Cet ampli opérationnel utilisé comme étage préamplificateur, fournit en sortie des signaux carrés acheminés vers la broche inverseuse 6 de IC2/B.

L'ampli opérationnel IC2/B est utilisé comme filtre passe-bande de second ordre et est centré sur 2.100 Hz, bande fixée par les condensateurs C9-C10 et les résistances R9-R10-R11.

La sortie broche 7 de IC2/B fournit les deux fréquences de Mark et Space, que le condensateur C12 transfère au circuit intégré IC1 (voir broche 2) pour y subir la démodulation.

Le circuit intégré IC1, un PLL référencé LM.565 CN convertit des deux fréquences de Mark et Space en deux niveaux logiques, 1 ou 0.

Cette conversion est effectuée par le PLL, qui compare la fréquence générée par son oscillateur interne avec les fréquences des signaux présents sur la broche 2.

La fréquence de référence est ajustée par l'ajustable R13. Les variations du rapport cyclique sont converties en une tension par le filtre intégrateur composé de R14-R15-R16-C15-C16.

L'ampli opérationnel IC3/A est utilisé comme amplificateur inverseur et permet de prélever en sortie (broche 1) une tension variable comprise entre +2 volts et -2 volts par rapport à la masse. Cette tension gagne par l'intermédiaire de l'inverseur S1 une des deux entrées de l'ampli opérationnel IC3/B et au moyen de la résistance R20 les deux entrées non inverseuses (broches 3-5) des deux amplis opérationnels référencés IC4/A et IC4/B, qui conjuguées aux deux autres amplis opérationnels IC5/A et IC5/B constituent un discriminateur à fenêtre. Cet étage active la LED DL2 (LED verte), chaque fois que

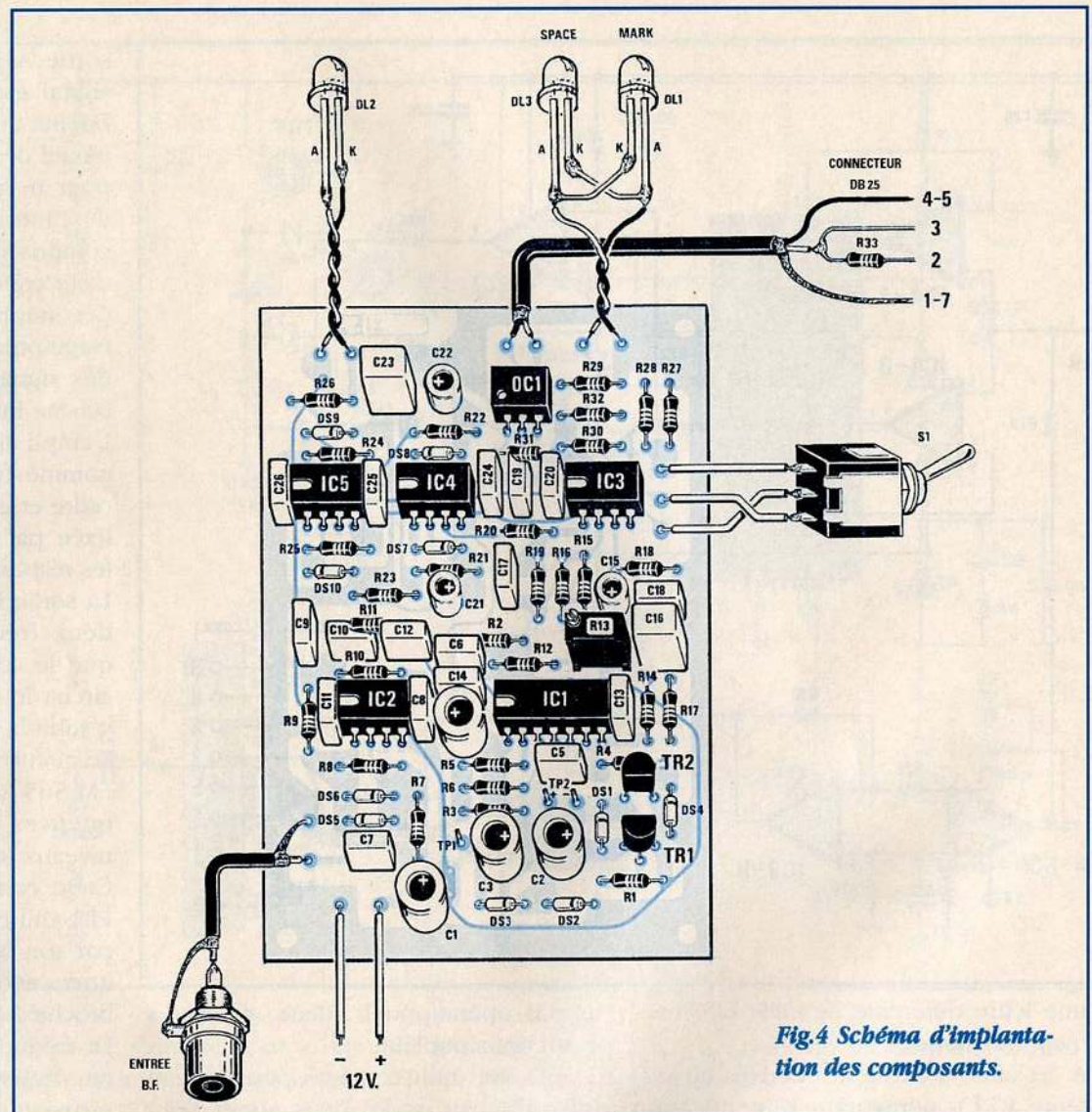


Fig.4 Schéma d'implantation des composants.

le PLL se verrouille sur un émetteur RTTY. L'ampli opérationnel IC3/B fait allumer les deux LED rouges DL1-DL3 en présence des deux fréquences de Mark et Space. L'inverseur S1 appliqué sur les deux entrées de l'ampli opérationnel IC3/B permet d'inverser l'état logique de sortie pour pouvoir ainsi décoder les signaux RTTY qui sont transmis en USB ou en LSB sans devoir intervenir sur l'accord du récepteur (mode reverse). La sortie broche 7 de IC3/B, en plus d'alimenter les deux LED DL1 et DL3, pilote également la photodiode présente à l'intérieur de l'optocoupleur référencé OC1. La présence de cet optocoupleur permet un découplage par cet isolement des masses du récepteur et de l'ordinateur offrant ainsi une bien

meilleure réjection du bruit. En effet, la plupart des ordinateurs rayonnent une infinité de fréquences parasites d'amplitudes importantes perturbant aussi bien la réception des ondes longues que des ondes courtes.

L'alimentation de l'interface nécessite une tension positive de 12 volts fournie par une alimentation externe. Pour rendre cette interface autonome, il suffit d'adjoindre à l'intérieur du boîtier une petite alimentation stabilisée qui utilise un circuit intégré uA.7812 par exemple.

Même si le montage est alimenté avec une tension simple de +12 volts, les broches 4 des amplis opérationnels IC2-IC3-IC4-IC5 sont alimentées par une tension négative de 8 volts environ. Cette tension s'obtient avec

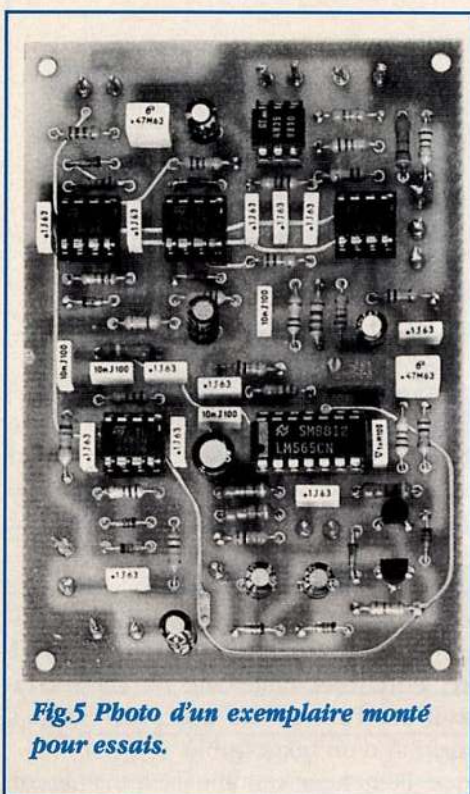


Fig.5 Photo d'un exemplaire monté pour essais.

les résistances et les diodes silicium référencées de DS1 à DS10 en vérifiant la bague de couleur qui en désigne la cathode (dans le schéma d'implantation, ce côté est indiqué par une bague de couleur noire). Suivant les modèles de diodes, on peut trouver une seule bague noire ou plusieurs bagues de couleurs différentes, jaune-marron-verte-noire (ces couleurs indiquent le nombre 1450). Dans ce dernier cas la cathode est désignée par la bague de couleur jaune.

Placer ensuite l'ajustable multitours R13, puis les condensateurs polyester, les condensateurs électrolytiques en prenant garde à orienter la broche positive vers le point du circuit imprimé où est reporté le signe +.

Pour terminer, insérer les deux transistors TR1-TR2 en orientant leur méplat conformément à la fig.4.

Cette opération achevée, placer sur leur support respectif l'optocoupleur OC1 et les circuits intégrés en orientant l'encoche de référence en U vers la gauche comme visible en fig.4.

Pour l'optocoupleur, en remplacement de l'encoche en U se trouve un petit point.

Procéder maintenant aux liaisons externes. La première liaison à effectuer est celle du connecteur à 25 points comme le montre les schémas (voir fig.3.4.8).

En cas de doute, observer le dessin du schéma électrique de fig.3, où sur le connecteur de droite est reporté la

numérotation relative à un connecteur à 25 points. A côté de chaque broche est placée l'indication des références des signaux, c'est à dire DTR/DCD/DSR - GND - CTS/RTS - RXD - TXD, références à comparer avec celles reportées en fig.8 (connecteur à 25 plots) et fig.9 (connecteur à 9 plots).

Les deux fils de l'extrémité opposée de ce câble blindé bifilaire devront être soudés aux deux broches placées près de l'optocoupleur OC1, en prenant garde à ne pas les inverser.

NOTA : la tresse de masse de ce câble ne doit en aucun cas être reliée à une masse du circuit imprimé.

Sur la face avant du boîtier, fixer la prise d'entrée du signal BF, l'inverseur S1 et les trois LED.

Les LED DL1-DL3 de couleur rouge seront insérées dans les trous indiqués Mark et Space. La LED DL2 de couleur verte sera placée dans le trou central.

REGLAGE.....

Pour le fonctionnement correct de ce décodeur il est nécessaire de régler l'ajustable multitours référencé R13 présent sur le circuit imprimé.

Utiliser un fréquencemètre digital avec entrée à haute impédance, et le relier entre la broche P2 et la masse, puis court-circuiter les broches ENTREE BF pour éviter l'entrée de signaux indési-

les deux transistors TR1 et TR2, en utilisant le signal carré à 2.100 Hz présent sur les broches 4-5 de IC1.

Cette fréquence dont l'amplitude avoisine 6 volts crête/crête, est appliquée par l'intermédiaire de C5-R4 à la base du transistor TR2, un NPN qui l'amplifie en tension pour disposer d'un signal de 8 volts environ. Le redressement s'opère grâce aux deux diodes DS2-DS3 tandis que le filtrage est assuré par les condensateurs électrolytiques C2 et C3. Le CONN.1 visible sur le côté droit du schéma électrique représente les connexions à effectuer sur le connecteur à 25 points recevant la prise série de l'ordinateur (voir fig.8).

REALISATION PRATIQUE.....

Sur le circuit imprimé à trous métallisés LX.1026 monter tous les composants visibles en fig.4.

En premier lieu, placer les supports pour circuits intégrés. Monter ensuite

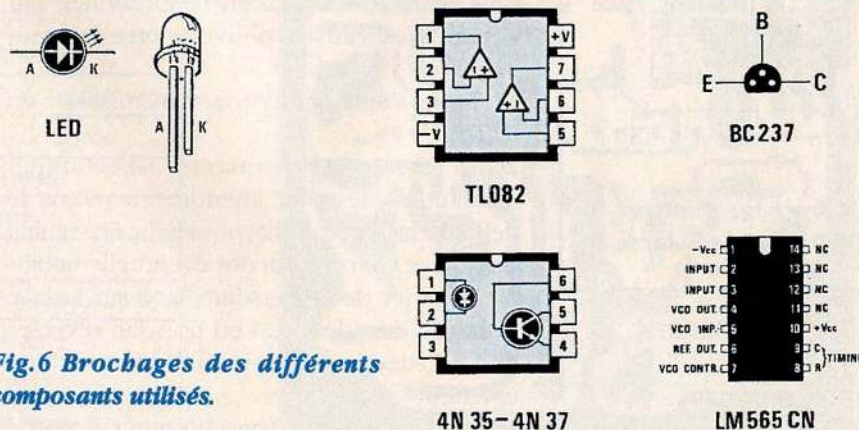


Fig.6 Brochages des différents composants utilisés.

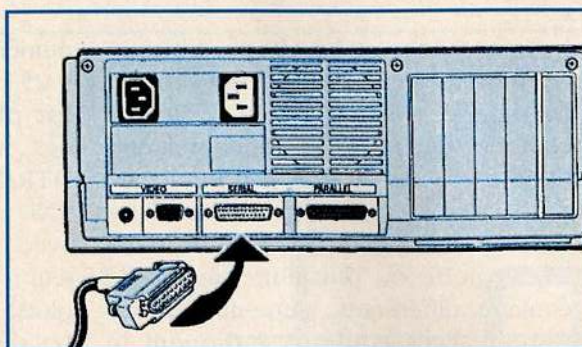


Fig. 7 Le connecteur à 25 points est à engager dans la prise «série» placée sur l'arrière de l'ordinateur. Il est également possible d'assurer l'exploitation du montage à partir d'une prise à 9 points (voir fig. 9).

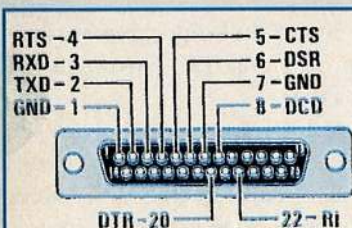


Fig. 8 Brochage d'une prise DB 25 vu côté soudures.

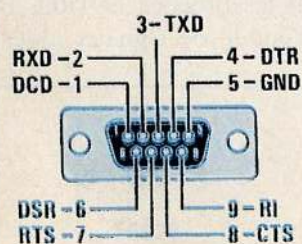


Fig. 9 Brochage d'une prise DB 9 vu côté soudures.

rables. Ce réglage peut s'effectuer même sans ordinateur. A ce stade, agir lentement sur le curseur de l'ajustable R13 jusqu'à lire sur le fréquencemètre une fréquence de 2.100 Hertz.

Sans fréquencemètre, il est tout de même possible de procéder à un réglage. Il suffit d'obtenir l'allumage permanent de la LED verte pendant que les LED rouges clignent tour à tour, ceci en présence d'un signal RTTY. Le réglage est plus laborieux et nécessite un peu plus de patience.

Si sur l'écran de l'ordinateur apparaissent des lettres ou des signes erratiques, se déplacer légèrement en agissant sur l'accord du récepteur.

UTILISATION.....

La connexion à l'ordinateur effectuée, il suffit de lancer votre logiciel RTTY.

Placer le récepteur en mode USB. Dès que vous êtes accordé sur un émetteur transmettant en RTTY, l'ordinateur doit afficher le texte reçu.

Si des caractères bizarres apparaissent ou s'ils se placent de façon désordonnée sur l'écran, les causes peuvent être les suivantes :

1° Il ne s'agit pas d'une transmission en RTTY.

2° La vitesse est incorrecte. Sélectionner une autre vitesse et attendre au moins le défilement d'une ligne pour voir le résultat obtenu et changer encore éventuellement.

3° Le levier de l'inverseur placé sur la face avant du décodeur, est en position reverse.

4° L'émetteur reçu est brouillé par un autre émetteur.

5° Vous n'êtes pas parfaitement accordé

sur la fréquence de transmission.

L'accord est correct quand la LED verte est allumée à intensité maximale et quand les deux LED rouges clignent alternativement avec la même intensité lumineuse.

Si pendant la réception du signal, une des deux LED rouge clignote avec une intensité lumineuse supérieure par rapport à l'autre, équilibrer l'intensité lumineuse en agissant sur l'accord du récepteur jusqu'à l'apparition d'un texte lisible.

Lorsque l'émetteur termine la transmission d'un texte, en bas apparaît NNNN, puis une des deux LED rouges s'éteint.

Le début de chaque transmission est annoncé par les lettres ZCZC.

Au début, la réception et le décodage de signaux RTTY sont souvent un peu laborieux. Il ne faut surtout pas se décourager car de nombreux émetteurs sont cryptés. A cette fin le tableau suivant vous permettra de découvrir facilement quelques fréquences sûres vous permettant de vous faire la main. En ce domaine l'expérience auditive est primordiale et permet ensuite de repérer à l'écoute un signal exploitable.

Ce mode de communication est assez usité et permet la transmission de long texte avec une assez bonne fiabilité. Adopté à l'origine pour son débit supérieur, il n'a jamais totalement supplanté le code morse car il nécessite un assez fort niveau de liaison. Sa simplicité de mise en oeuvre en fait l'un des systèmes de communication les plus répandus au niveau professionnel et amateur d'autant plus qu'il autorise le cryptage des informations. Gageons que la (re)découverte de ce moyen de communication vous fasse passer d'agréables moments.

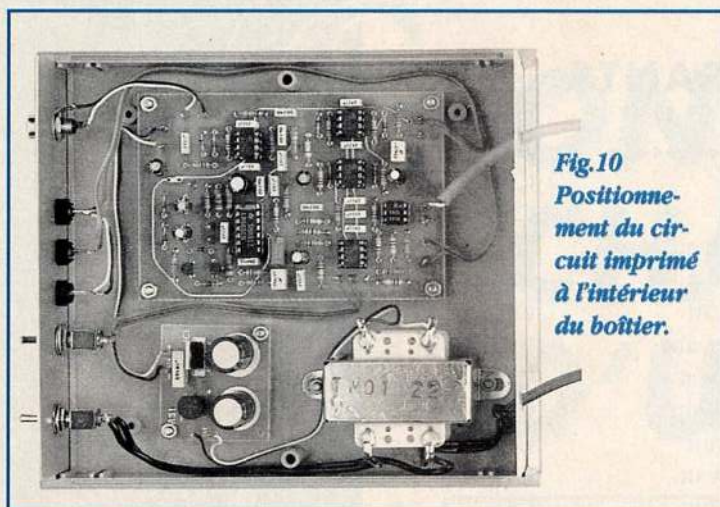


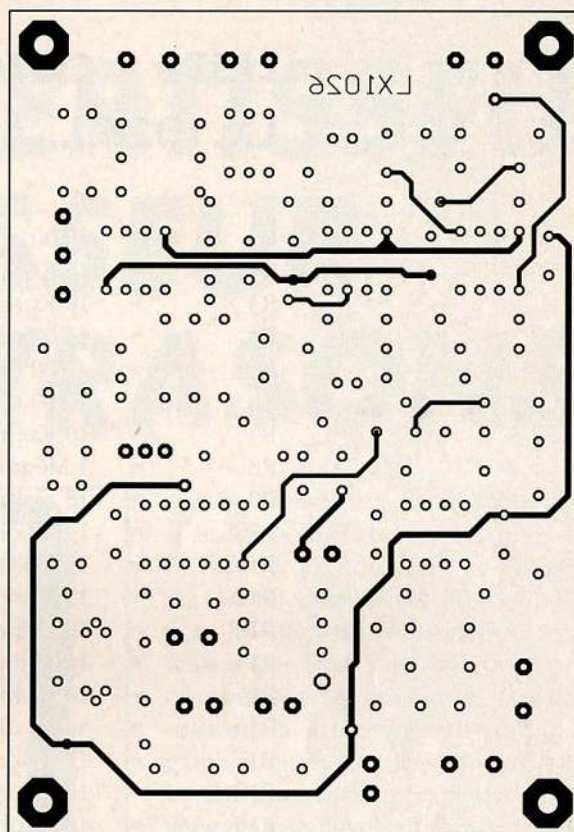
Fig.10
Positionnement
du circuit imprimé
à l'intérieur
du boîtier.

EMETTEURS 75 BAUDS

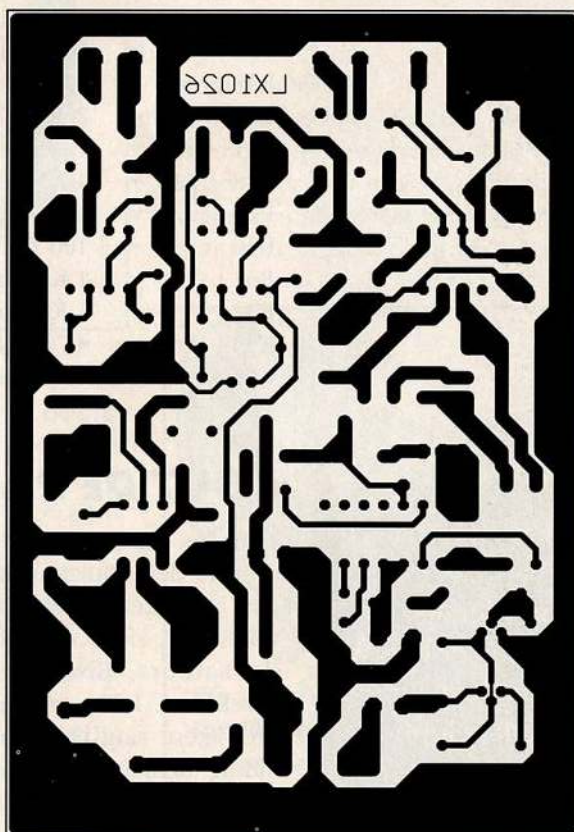
Fréquence	Agence	Origine
5.112 KHz	TANJUG	BELGRADE Yougoslavie
7.650KHz	XINHAU	BEIJING Chine

EMETTEURS 50 BAUDS

Fréquence	Agence	Origine
5.275 KHz	MENA	LE CAIRE Egypte
6.972 KHz	AGERPRESS	BUCAREST Roumanie
7.560 KHz	TASS	MOSCOU Russie
7.610 KHz	MENA	LE CAIRE Egypte
7.615 KHz	TASS	MOSCOU Russie
7.658 KHz	TANJUG	BELGRADE Yougoslavie
7.695 KHz	TASS	MOSCOU Russie
7.806 KHz	TANJUG	BELGRADE Yougoslavie
7.959 KHz	IRNA	TEHERAN Iran
7.970 KHz	TASS	MOSCOU Russie
7.996 KHz	TANJUG	BELGRADE Yougoslavie
9.394 KHz	KNCA	PYONGYANG Corée
10.270 KHz	TASS	MOSCOU Russie
10.610 KHz	MENA	LE CAIRE Egypte
12.158 KHz	TASS	MOSCOU Russie
12.213 KHz	TANJUG	BELGRADE Yougoslavie
15.580 KHz	TASS	MOSCOU Russie
15.933 KHz	MENA	LE CAIRE Egypte
12.260 KHz	TASS	MOSCOU Russie



Vue côté cuivre et côté composants du circuit
imprimé du LX 1026.



LISTE COMPOSANTS

LX.1026.....

R1	=	3.300 ohms 1/4 watt	C2	=	47 µF electr. 25 volts
R2	=	15 Kohms 1/4 watt	C3	=	47 µF electr. 25 volts
R3	=	10 Kohms 1/4 watt	C4	=	10 µF electr. 63 volts
R4	=	4.700 ohms 1/4 watt	C5	=	100 nF polyester
R5	=	4.700 ohms 1/4 watt	C6	=	100 nF polyester
R6	=	4.700 ohms 1/4 watt	C7	=	100 nF polyester
R7	=	10 Kohms 1/4 watt	C8	=	100 nF polyester
R8	=	1 Mégohm 1/4 watt	C9	=	10 nF polyester
R9	=	18 Kohms 1/4 watt	C10	=	10 nF polyester
R10	=	1.800 ohms 1/4 watt	C11	=	100 nF polyester
R11	=	39 Kohms 1/4 watt	C12	=	100 nF polyester
R12	=	10 Kohms 1/4 watt	C13	=	1 nF polyester
R13	=	10 Kohms ajustable	C14	=	10 nF polyester
R14	=	1 Kohm 1/4 watt	C15	=	22 µF electr. 25 volts
R15	=	10 Kohms 1/4 watt	C16	=	470 nF polyester
R16	=	5.600 ohms 1/4 watt	C17	=	10 nF polyester
R17	=	10 Kohms 1/4 watt	C18	=	100 nF polyester
R18	=	100 Kohms 1/4 watt	C19	=	100 nF polyester
R19	=	100 Kohms 1/4 watt	C20	=	100 nF polyester
R20	=	10 Kohms 1/4 watt	C21	=	1 µF electr. 63 volts
R21	=	1 Mégohm 1/4 watt	C22	=	1 µF electr. 63 volts
R22	=	1 Mégohm 1/4 watt	C23	=	470 nF polyester
R23	=	470 Kohms 1/4 watt	C24	=	100 nF polyester
R24	=	10 Kohms 1/4 watt	C25	=	100 nF polyester
R25	=	10 Kohms 1/4 watt	C26	=	100 nF polyester
R26	=	2.200 ohms 1/4 watt	DS1-DS10	=	diode 1N4150
R27	=	1 Kohm 1/4 watt	DL1	=	LED rouge
R28	=	4.700 ohms 1/4 watt	DL2	=	LED verte
R29	=	47 Kohms 1/4 watt	DL3	=	LED rouge
R30	=	100 Kohms 1/4 watt	TR1	=	NPN type BC237
R31	=	1 Kohm 1/4 watt	TR2	=	NPN type BC237
R32	=	1 Kohm 1/4 watt	OC1	=	optocoupleur 4N35 ou 4N37
R33	=	4.700 ohms 1/4 watt	IC1	=	LM565
C1	=	47 µF electr. 25 volts	IC2	=	TL082
			IC3	=	TL082
			IC4	=	TL082
			IC5	=	TL082
			S1	=	inverseur
			CONN1	=	connecteur DB 25

COUT DE REALISATION

Tous les composants nécessaires à la réalisation du démodulateur RTTY comprenant circuit imprimé, circuits intégrés avec supports, transistor, optocoupleur, résistances, condensateurs, BNC femelle et BNC mâle, inverseurs, LED, connecteur à 25 plots pour ordinateur sauf l'alimentation LX.92 (alimentation facultative), boîtier et plaque sérigraphiée coûtent environ.....

180,00 F

Boîtier plastique MTK08.12 avec plaque MA1026 percée et sérigraphiée aux environs de.....

38,00 F

Alimentation LX.92 avec circuit imprimé, circuit intégré, transformateur TN01.22 environ.....

52,00 F

Circuit imprimé LX.1026 environ ...

62,00 F

Attention,

désormais les problèmes techniques et le SAV seront exclusivement traités par téléphone de 14 h à 17 h 30.

CONVERTISSEUR CHASSEUR D'ULTRASONS

La présence des ultrasons, vibrations acoustiques situées au delà du spectre sonore bien au dessus des aigus, ne produit chez l'homme aucune sensation auditive. Cependant notre environnement sonore est en permanence baigné de ces bruits provoqués par des frottements, des appareils ou émis par des animaux.



Fig.1 Le convertisseur ultrasons.

Les documentaires décrivant la vie des animaux démontrent souvent de profondes différences de perception sensorielle qui les distinguent profondément de l'espèce humaine somme toute assez limitée dans bien des domaines. Ainsi, les sens olfactifs et auditifs sont-ils particulièrement développés chez certaines espèces.

Certains animaux tels les chauve-souris utilisent des fréquences ultrasons comme radar pour localiser dans l'obscurité les insectes dont elles sont friandes. Les chiens sont également sensibles aux ultrasons et

certains maîtres se servent même de sifflets spéciaux pour les dresser.

Le monde qui nous entoure est peuplé de ces cris et crissements divers, naturels ou non. En effet, les ultrasons sont également utilisés par la technologie pour permettre notamment les mesures, les télécommandes, la détection sous marine, l'échographie, ou encore le nettoyage sans lessive et les usinages mécaniques divers, sans compter les antivols et alarmes diverses. En règle générale, les nombreux appareils ou ustensiles mécaniques génèrent quantité d'ultrasons : citons par exemple les bicyclettes, paire de ciseaux, serrures, moteurs etc...

Ce petit montage va vous permettre de découvrir nombre de ces sources ultrasonores et constitue une intéressante base de départ pour une chasse aux ultrasons que vous accomplirez soit par curiosité soit par esprit de conquête d'un monde surprenant

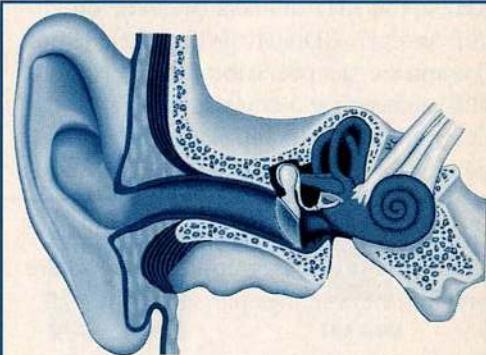


Fig.2 La membrane du tympan de l'oreille peut vibrer de 20 à 15-20 KHz suivant les sujets, mais il n'est jamais possible d'entendre les ultrasons.

encore inaccessible et inconnu jusqu'alors.

Cet appareil peut également servir au contrôle in situ des installations d'alarmes, anti rongeurs etc...

Il est également à signaler qu'à certaines fréquences et sous fortes puissances, les ultrasons peuvent provoquer des maux de têtes. Il est donc intéressant de disposer d'un outil pour déterminer l'origine d'une pollution ultra sonore néfaste pour la santé.

SCHEMA ELECTRIQUE

En guise de capteur, une capsule ultrasonique sensible aux fréquences comprises dans la gamme des 25-100 Kilohertz est utilisée.

Ces fréquences inaudibles par l'oreille humaine, sont converties sur la gamme audio comprise entre 300 et 5 KHz.

Noter sur le schéma électrique reporté en fig.3 que les fréquences ultrasoniques captées par la capsule référencée MIC, sont amplifiées environ 100 fois (40 dB) par l'intermédiaire du FET FT1 et du circuit intégré IC1, un CA.3130.

Le signal amplifié est appliqué sur l'entrée broche 1 du circuit intégré IC3, un NE.602 mélangeur/convertisseur. (Consulter éventuellement l'article théorique sur le NE.602 paru dans la revue Nouvelle Electronique n°7).

Sur la broche 6 du circuit intégré est appliquée une fréquence variable de 20 KHz à 150 KHz qui sera prélevée du circuit intégré CD.4046 (voir IC2). (Pour davantage de précisions sur le circuit 4046 se reporter à la revue NE16).

Le potentiomètre R7 réglé de façon à générer une fréquence de 20 KHz autorise l'écoute des fréquences ultrasoniques comprises dans la gamme de 21 à 25 KHz. Les fréquences audibles par notre oreille sont obtenues par soustraction :

20.500 - 20.000 = 500 Hz
21.000 - 20.000 = 1 KHz
21.500 - 20.000 = 1.500 Hz
22.000 - 20.000 = 2 KHz
22.500 - 20.000 = 2.500 Hz

23.000 - 20.000 = 3 KHz
23.500 - 20.000 = 3.500 Hz
24.000 - 20.000 = 4 KHz
24.500 - 20.000 = 4.500 Hz
25.000 - 20.000 = 5 KHz

Le potentiomètre R7 réglé de façon à générer une fréquence de 50 KHz, permet d'écouter toutes les fréquences ultrasoniques comprises entre 51 et 55 KHz. Ces nouvelles fréquences sont obtenues par soustraction comme précédemment :

50.500 - 50.000 = 500 Hz
51.000 - 50.000 = 1 KHz
51.500 - 50.000 = 1.500 Hz
52.000 - 50.000 = 2 KHz
52.500 - 50.000 = 2.500 Hz
53.000 - 50.000 = 3 KHz
53.500 - 50.000 = 3.500 Hz
54.000 - 50.000 = 4 KHz
54.500 - 50.000 = 4.500 Hz
55.000 - 50.000 = 5 KHz

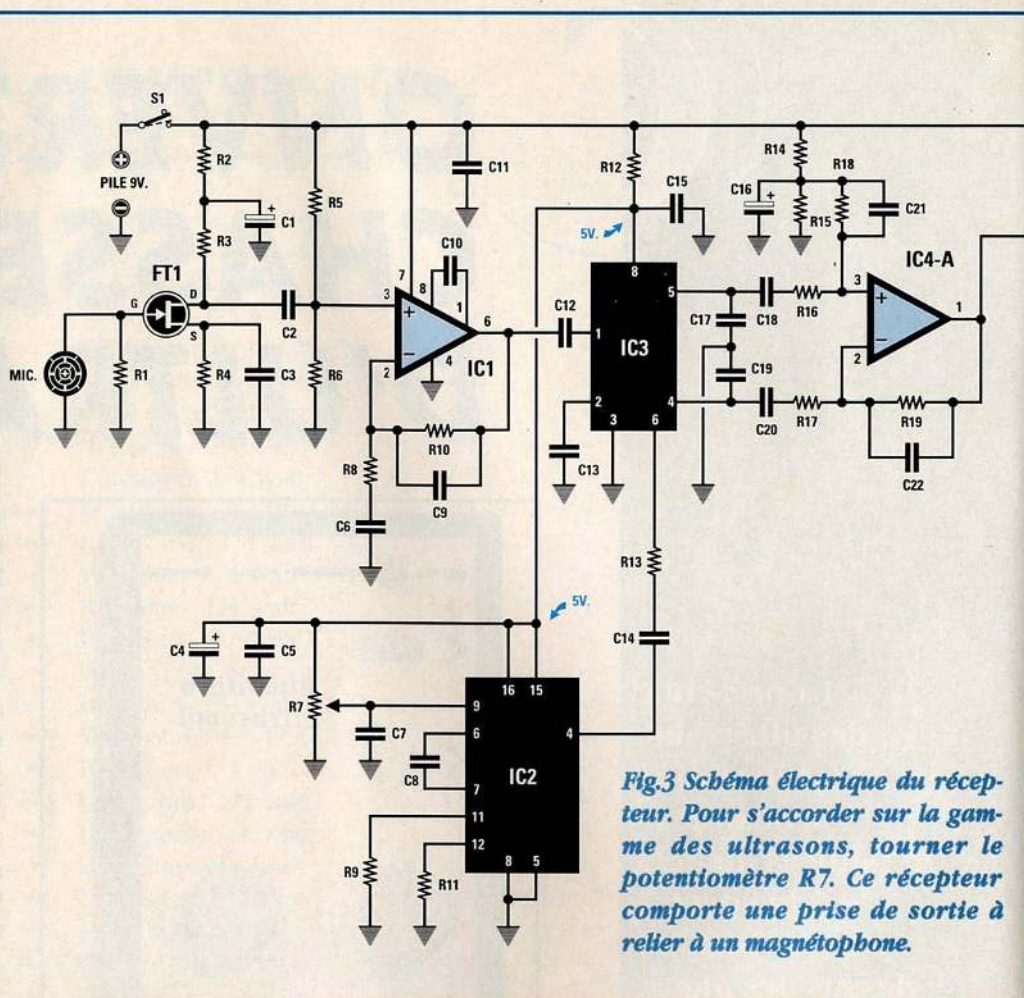


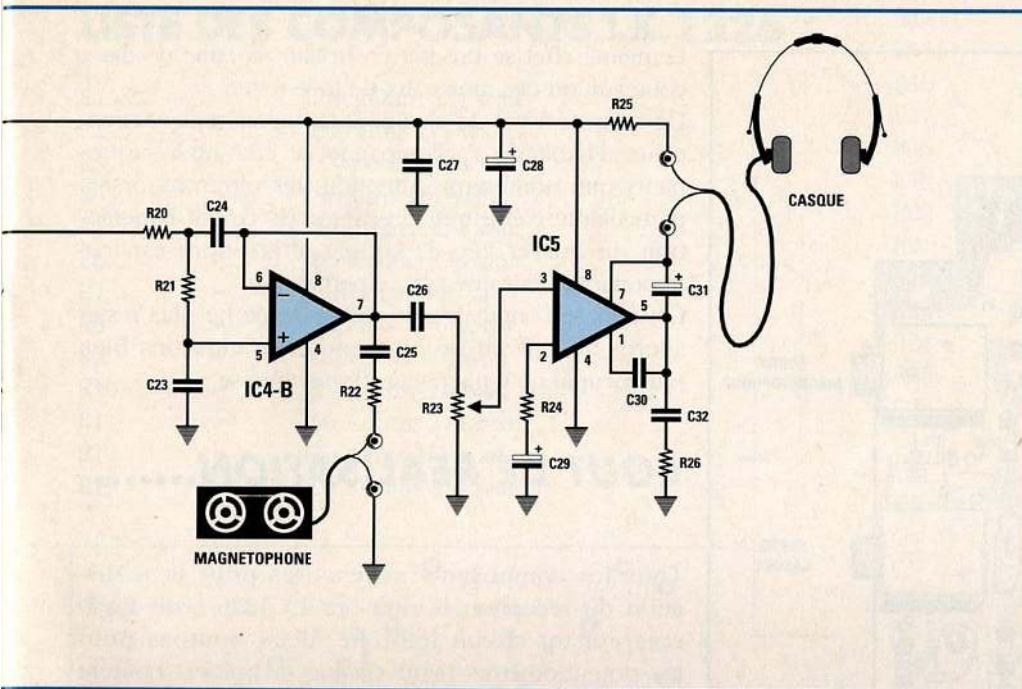
Fig.3 Schéma électrique du récepteur. Pour s'accorder sur la gamme des ultrasons, tourner le potentiomètre R7. Ce récepteur comporte une prise de sortie à relier à un magnétophone.

De la même façon, R7 réglé de façon à générer une fréquence de 80 KHz, permettra l'écoute des fréquences ultrasoniques comprises entre 80,5 et 85 KHz.

Toutes les fréquences audibles découlant de cette conversion, sont délivrées par les sorties broches 4-5 du circuit intégré NE.602 (voir IC3) puis appliquées sur les entrées de l'amplificateur opérationnel IC4/A.

De la sortie broche 1 de IC4/A le signal est dirigé sur l'entrée broche 5 de l'amplificateur opérationnel IC4/B utilisé comme filtre Passe/Bas avec une fréquence de coupure d'environ 10 KHz.

Toutes les fréquences supérieures à 10 KHz qui résultent des mélanges générés par le circuit intégré NE.602, par addition ou soustraction sont automatiquement éliminées. Sur la sortie broche 7 de l'amplificateur opérationnel IC4/B seuls sont disponibles les ultrasons convertis en fréquences audibles.



Pour les enregistrer, relier un magnétophone directement à la prise faisant suite à la résistance R22. Pour une écoute au casque, les sons subissent une amplification grâce au circuit intégré TBA.820/M (voir IC5).

Le potentiomètre R23 placé entre la sortie de IC4/B et l'entrée de IC5 sert pour doser l'amplitude du signal capté.

La capsule MIC utilisée pour ce montage est une capsule spéciale sensible uniquement aux fréquences ultrasoniques supérieures à 20 KHz.

Dans le schéma électrique figure une tension de 5 volts sur la broche 8 de IC3 et sur les broches 15-16 de IC2. Cette valeur est indicative.

Une pile de 9 volts alimentera le convertisseur.

Monter ensuite les résistances, les condensateurs céramiques, polyester et électrolytiques en vérifiant pour ces derniers la polarité des deux broches.

Insérer ensuite le FET FT1, méplat orienté vers le condensateur C2.

Monter maintenant les deux prises pour la sortie casque et magnétophone, le bornier à 3 plots recevant la capsule microphonique, l'interrupteur S1 et les deux potentiomètres.

Le potentiomètre de volume R23 est un logarithmique de 47 Kohms. Le potentiomètre R7 est un linéaire de 10 Kohms.

Avant de souder les broches des potentiomètres, percer deux trous de 10 mm dans le boîtier ; trous destinés aux axes. Pratiquer un trou de 6,5 mm pour le corps de l'inverseur S1.

Présenter au préalable la face avant pour

repérer l'emplacement des trous.

Raccourcir les axes des deux potentiomètres de façon que le bouton puisse tourner sans frottement.

Sur les deux broches placées à gauche, souder ensuite les deux fils de la prise pile. Relier le fil rouge au positif et le noir au négatif.

Le montage achevé placer sur leurs supports respectifs les circuits intégrés en orientant leur encoche de référence en U conformément à la fig.5.

Pratiquer, dans les deux demi-couvercles sur le côté droit deux évidements en demi-cercle pour laisser passer les prises casque et magnétophone et sur la partie supérieure deux autres ouvertures semi-circulaires destinées à la capsule ultrason. Utiliser à cette fin une lime ronde.

Retirer ensuite de la face avant adhésive la pellicule de protection et la coller ensuite sur le boîtier plastique.

Serrer ensuite les deux broches du micro ultrasonique dans les deux emplacements extérieurs du bornier à 3 plots comme le montre le schéma d'implantation.

UTILISATION.....

La recherche des ultrasons avec ce convertisseur est très simple. Il suffit d'orienter la capsule dans une direction, puis tourner en continu le potentiomètre de fréquence R7 jusqu'à entendre des sons.

Si vous portez un bracelet métallique au poignet, essayer de le bouger. Si aucun bruit n'est perçu directement à l'oreille, au casque un bruit assourdissant se fait entendre.

REALISATION

PRATIQUE.....

Sur le circuit imprimé double face référencé LX.1226 monter tous les composants conformément à la fig.5.

En premier lieu, comme pour tous montages, insérer les supports pour les circuits intégrés IC1-IC2-IC3-IC4-IC5.

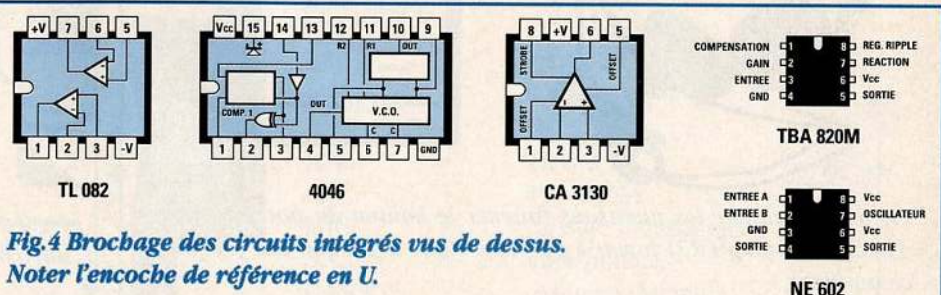
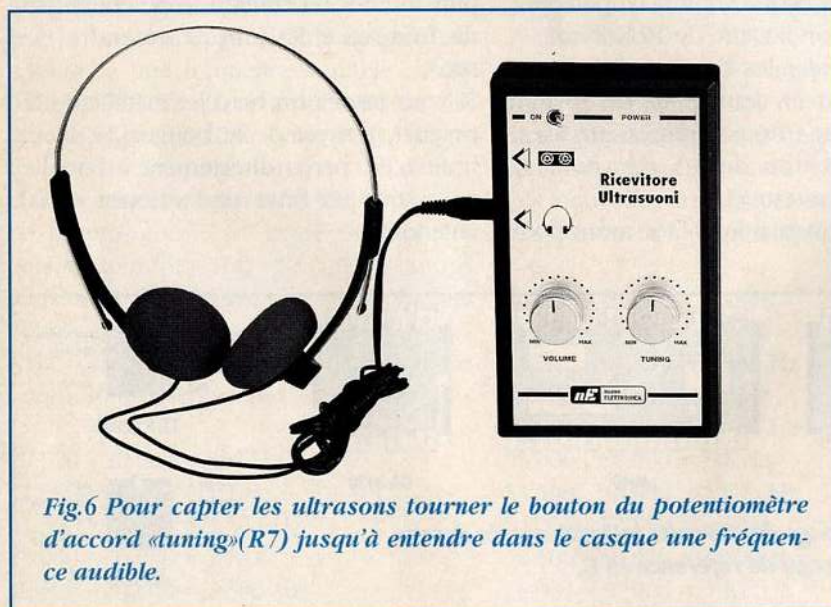
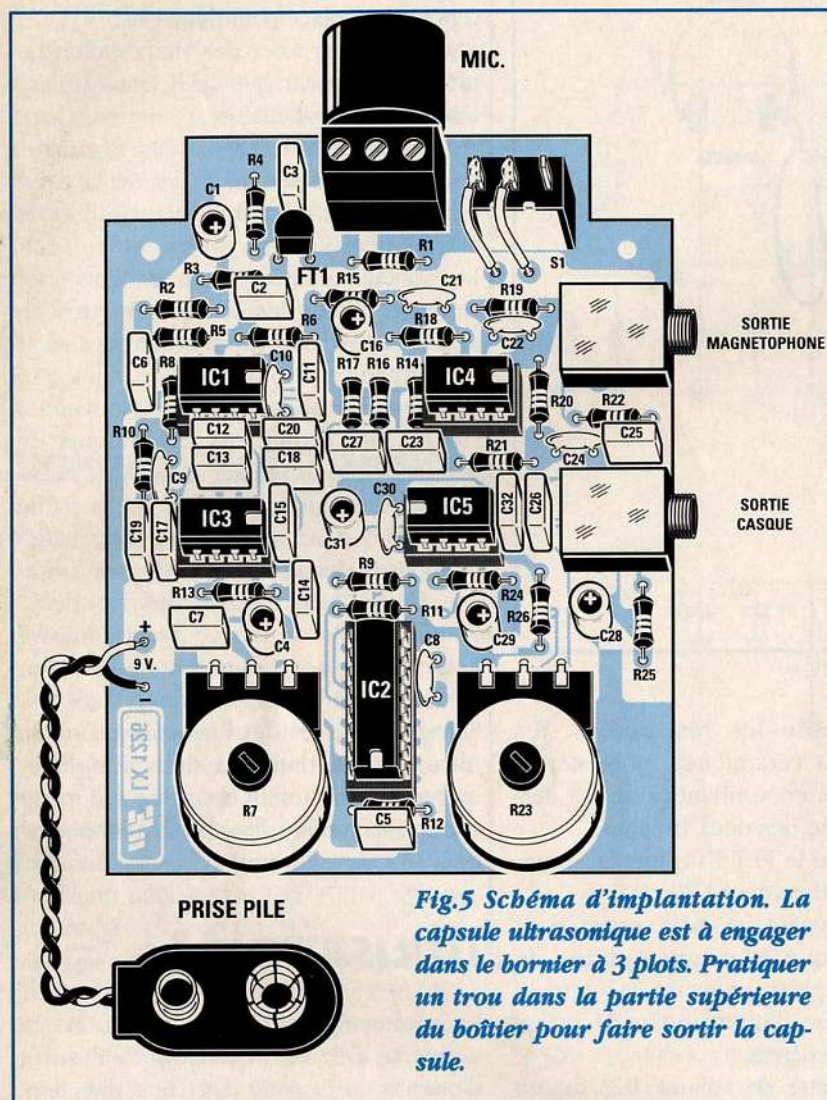


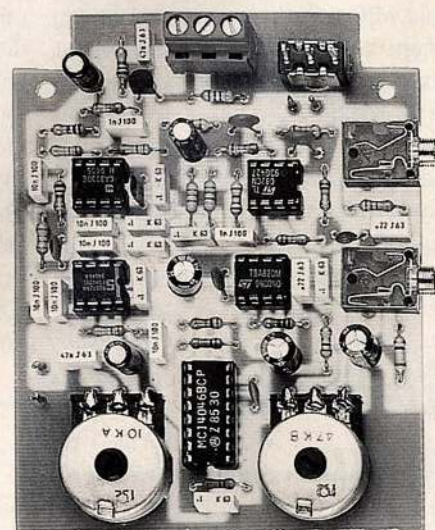
Fig.4 Brochage des circuits intégrés vus de dessus.
Noter l'encoche de référence en U.



Le même effet se produit en frottant la lame de deux couteaux ou des morceaux de toile émeri. De même un vol de chauve-souris, entièrement silencieux d'habitude s'accompagne de cris aussi surprenants que nombreux. Attention, les ultrasons ont la particularité d'être très directifs et de ce fait l'orientation du boîtier vers la source ultrasonore est très importante pour une bonne perception. Cet appareil original vous permettra de ne plus rester sourds à l'activité de ce monde des ultrasons bien plus peuplé qu'il n'y paraît. Bonne chasse.

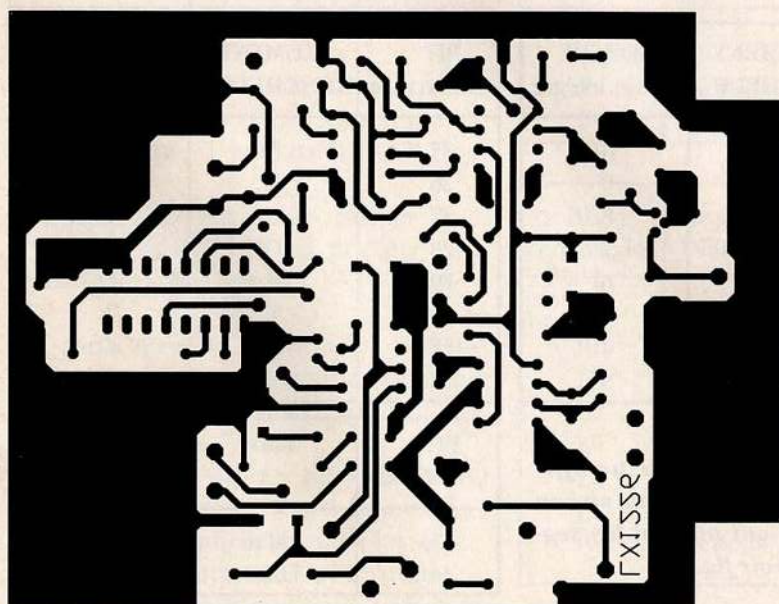
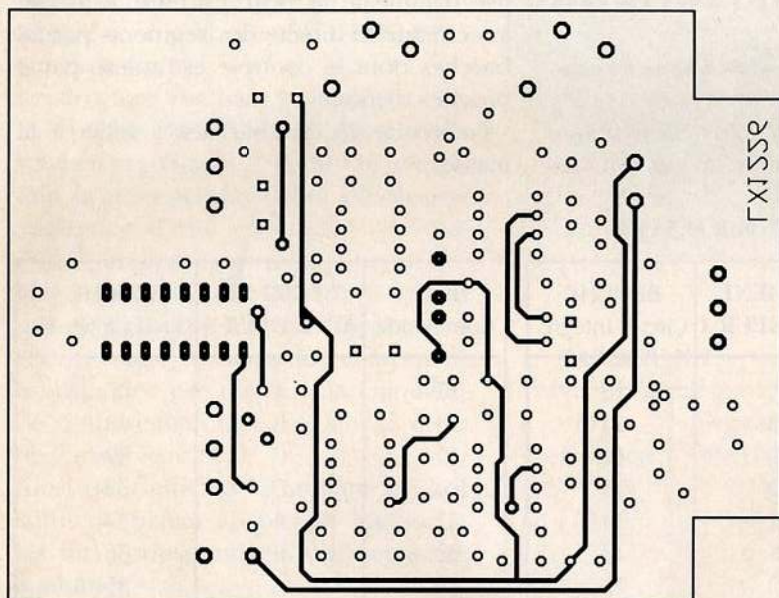
COUT DE REALISATION.....

Tous les composants nécessaires pour la réalisation du récepteur à ultrasons LX.1226 (voir fig.5) comprenant circuit imprimé, deux boutons pour les potentiomètres (sauf casque et boîtier) coûtent environ.....	296,00 F
Casque modèle CUF30, environ.....	31,00 F
Boîtier plastique MO.1226 avec plaque auto-adhésive percée et sérigraphiée, environ.....	96,00 F
Circuit imprimé LX.1226, environ	51,00 F



LISTE DES COMPOSANTS LX.1226

R1	=	1 MegOhm 1/4 watt
R2	=	100 ohms 1/4 watt
R3	=	3.900 ohms 1/4 watt
R4	=	1 Kohms 1/4 watt
R5	=	100 Kohms 1/4 watt
R6	=	100 Kohms 1/4 watt
R7	=	10 Kohms pot. lin.
R8	=	1 Kohms 1/4 watt
R9	=	10 Kohms 1/4 watt
R10	=	33 Kohms 1/4 watt
R11	=	150 Kohms 1/4 watt
R12	=	470 ohms 1/4 watt
R13	=	100 Kohms 1/4 watt



R14	=	6.800 ohms 1/4 watt
R15	=	6.800 ohms 1/4 watt
R16	=	4.700 ohms 1/4 watt
R17	=	4.700 ohms 1/4 watt
R18	=	68 Kohms 1/4 watt
R19	=	68 Kohms 1/4 watt
R20	=	22 Kohms 1/4 watt
R21	=	22 Kohms 1/4 watt
R22	=	820 ohms 1/4 watt
R23	=	47 Kohms pot. log.
R24	=	100 ohms 1/4 watt
R25	=	39 ohms 1/4 watt
R26	=	1 ohm 1/4 watt
C1	=	10 μ F electr. 63 volts
C2	=	1 nF polyester
C3	=	47 nF polyester
C4	=	10 μ F electr. 63 volts
C5	=	100 nF polyester
C6	=	10 nF polyester
C7	=	47 nF polyester
C8	=	470 pF céramique
C9	=	15 pF céramique
C10	=	56 pF céramique
C11	=	100 nF polyester
C12	=	10 nF polyester
C13	=	10 nF polyester
C14	=	10 nF polyester
C15	=	100 nF polyester
C16	=	10 μ F electr. 63 volts
C17	=	10 nF polyester
C18	=	100 nF polyester
C19	=	10 nF polyester
C20	=	100 nF polyester
C21	=	220 pF céramique
C22	=	220 pF céramique
C23	=	1 nF polyester
C24	=	560 pF céramique
C25	=	220 nF polyester
C26	=	100 nF polyester
C27	=	100 nF polyester
C28	=	100 μ F electr. 25 volts
C29	=	100 μ F electr. 25 volts
C30	=	390 pF céramique
C31	=	100 μ F electr. 25 volts
C32	=	220 nF polyester
FT1	=	FET type MPF102
IC1	=	CA.3130
IC2	=	C/Mos type 4046
IC3	=	NE.602
IC4	=	TL.082
IC5	=	TBA.820M
MIC.	=	capsule ultrasonique
S1	=	interrupteur
CASQUE	=	casque 32 ohms

AFFICHAGE LCD PILOTE PAR ST6.....

GESTION AFFICHEUR 7 SEGMENTS.....

Il est de nos jours bien plus économique et plus facile de confier la gestion des

afficheurs 7 segments à un circuit spécialisé comme le M.5450. En effet, il assure la commande directe des segments par 28 broches dont le contrôle est assuré par 3 broches d'entrée :

- la broche 23 (Enable) est à relier à la masse.

TABLEAU N.1 Circuit M.5450

BIT Commande	SEGMENT AFFICHEUR 1	BROCHE Circuit intégré
1	A	18
2	B	17
3	C	16
4	D	15
5	E	14
6	F	13
7	G	12
8	point	11

BIT Commande	SEGMENT AFFICHEUR 2	BROCHE Circuit intégré
9	A	10
10	B	9
11	C	8
12	D	7
13	E	6
14	F	5
15	G	4
16	point	3

BIT Commande	SEGMENT AFFICHEUR 3	BROCHE Circuit intégré
17	A	2
18	B	40
19	C	39
20	D	38
21	E	37
22	F	36
23	G	35
24	point	34

BIT Commande	SEGMENT AFFICHEUR 4	BROCHE Circuit intégré
25	A	33
26	B	32
27	C	31
28	D	30
29	E	29
30	F	28
31	G	27
32	point	26

Pour allumer un nombre sur un afficheur à 7 segments, porter au niveau logique 1 les bits qui pilotent les segments concernés (voir fig.2-3).

BIT Commande	LED	BROCHE Circuit intégré
33	LED1	24
34	LED2	25

Il n'est plus besoin de vous présenter le ST6, si ce n'est que par des applications additionnelles fort attendues si l'on en juge par le courrier que génère ce sujet. Ce mois-ci, pour compléter la panoplie d'outils de développement d'un environnement complet, vous est proposée une platine pour afficheurs numériques LCD.

- la broche 22 (Data) sert pour recevoir les données série nécessaires à l'allumage des différents segments.

- la broche 21 (Clock) reçoit les signaux de synchronisation.

Les deux broches supplémentaires de sortie correspondant aux bits 33-34 peuvent être utiles pour faire clignoter à une cadence d'une seconde deux LED placées entre les chiffres des heures et minutes, dans le cas de la réalisation d'une horloge par exemple.

Les broches de sortie de ce circuit intégré sont indiquées BIT1-BIT2-BIT3 etc..(voir fig.1)..

La structure du train d'impulsion sur la broche Data est décrite par un schéma en figures 2 et 3. On remarque la présence au début de chaque séquence d'une impulsion de Start (bit 0) et deux impulsions (en fin de séquence), une de Load (bit 35) et une de Reset (bit 36) (voir fig.2).

Chacun des 34 bits utiles composant la séquence est affecté à la commande d'un segment de l'afficheur (voir fig.2 et tableau N.1).

Ainsi pour afficher le nombre 1032, il suffit de placer au niveau logique 1 les bits correspondants aux segments à allumer.

Sur l'afficheur N.1, pour allumer les segments B-C, porter au niveau logique 1 les bits 2-3.

Sur l'afficheur N.2, pour allumer les segments A-B-C-D-E-F, porter au niveau logique 1 les bits 9-10-11-12-13-14.

Sur l'afficheur N.3, pour allumer les segments A-B-C-D-G, porter au niveau logique 1 les bits 17-18-19-20-23.

Sur l'afficheur N.4, pour allumer les segments A-B-G-E-D, porter au niveau logique 1 les bits 25-26-31-29-28 (voir fig.3).

L'affichage, géré au niveau de chaque segment, procure l'énorme avantage de permettre l'affichage, en plus des chiffres, de caractères alphabétiques,

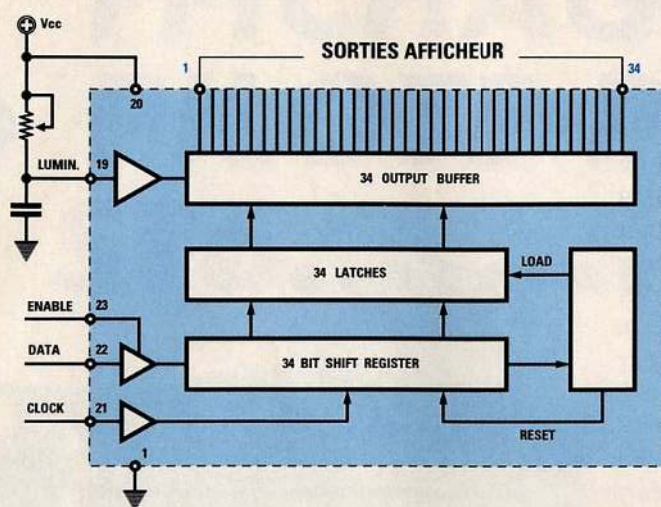


TABEAU N.2 **Circuit M.8438**

BIT commande	Segment DISPLAY 1	Broche Circuit intégré	BIT commande	Segment DISPLAY 3	Broche Circuit intégré
1	A	10	17	A	26
2	B	9	18	B	25
3	C	8	19	C	24
4	D	7	20	D	23
5	E	6	21	E	22
6	F	5	22	F	21
7	G	4	23	G	20
8	point	11	24	point	27

BIT commande	Segment DISPLAY 2	Broche Circuit intégré	BIT commande	Segment DISPLAY 4	Broche Circuit intégré
9	A	18	25	A	39
10	B	17	26	B	38
11	C	16	27	C	33
12	D	15	28	D	32
13	E	14	29	E	22
14	F	13	30	F	29
15	G	12	31	G	28
16	point	19	32	point	3

Fig.1 Pour piloter 4 afficheurs à 7 segments un circuit intégré driver type M.5450 ou équivalent est nécessaire. Des trois broches d'entrée, la broche Enable est reliée à la masse, et les broches Data et Clock sont utilisées pour recevoir les données série et les signaux de synchronisation.



GND	C1	40	BIT 18 = B1
BIT 17 = A1	C2	39	BIT 19 = C1
BIT 16 = DP4	C3	38	BIT 20 = D1
BIT 15 = G4	C4	37	BIT 21 = E1
BIT 14 = F4	C5	36	BIT 22 = F1
BIT 13 = E4	C6	35	BIT 23 = G1
BIT 12 = D4	C7	34	BIT 24 = DP1
BIT 11 = C4	C8	33	BIT 25 = A2
BIT 10 = B4	C9	32	BIT 26 = B2
BIT 9 = A4	C10	31	BIT 27 = C2
BIT 8 = DP3	C11	30	BIT 28 = D2
BIT 7 = G3	C12	29	BIT 29 = E2
BIT 6 = F3	C13	28	BIT 30 = F2
BIT 5 = E3	C14	27	BIT 31 = G2
BIT 4 = D3	C15	26	BIT 32 = DP2
BIT 3 = C3	C16	25	BIT 33 = DL1
BIT 2 = B3	C17	24	BIT 34 = DL2
BIT 1 = A3	C18	23	ENABLE
LUMIN.	C19	22	DATA
+ Vcc	C20	21	CLOCK

M 5450

par exemple L ou C ou H, et qui permet de la même façon l'affichage de données hexadécimales, chose impossible avec les circuits intégrés drivers classiques comme le 7447 par exemple.

Cette grande souplesse dans la gestion autorise également une simplification des dessins des circuits imprimés, évitant le croisement des pistes ou l'utilisation systématique de circuit double face puisqu'il suffit alors de rétablir l'ordre d'affichage en changeant les correspondances.

Ce peut être également l'occasion de destiner ce driver à des applications tout autres que la commande de seg-

ments d'affichage dès lors que l'on recherche un driver capable de piloter directement 34 sorties distinctes avec pour seul accès 3 entrées.

AFFICHAGE LCD.....

A la différence du driver M.5450, le driver M.8438/AB6 utilisé pour l'afficheur LCD se distingue par :

- la broche 2 (Strobe) qui se place au niveau logique 1 à chaque envoi de données à l'affichage.

De plus, une broche appelée Back/Plane (broche 30) est utilisée

pour alimenter le display avec un signal carré d'environ 80 Hertz.

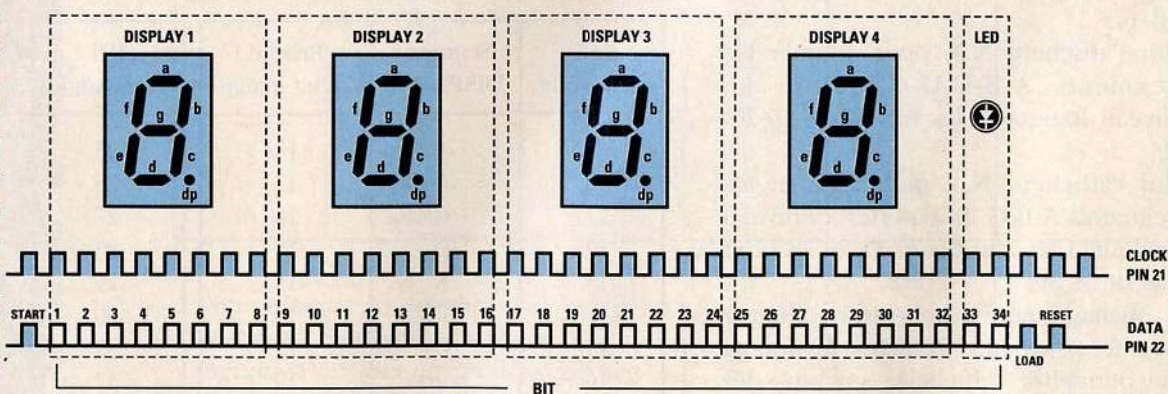
Les quatre afficheurs LCD sont alimentés par une tension alternative indispensable pour pouvoir noircir les différents segments.

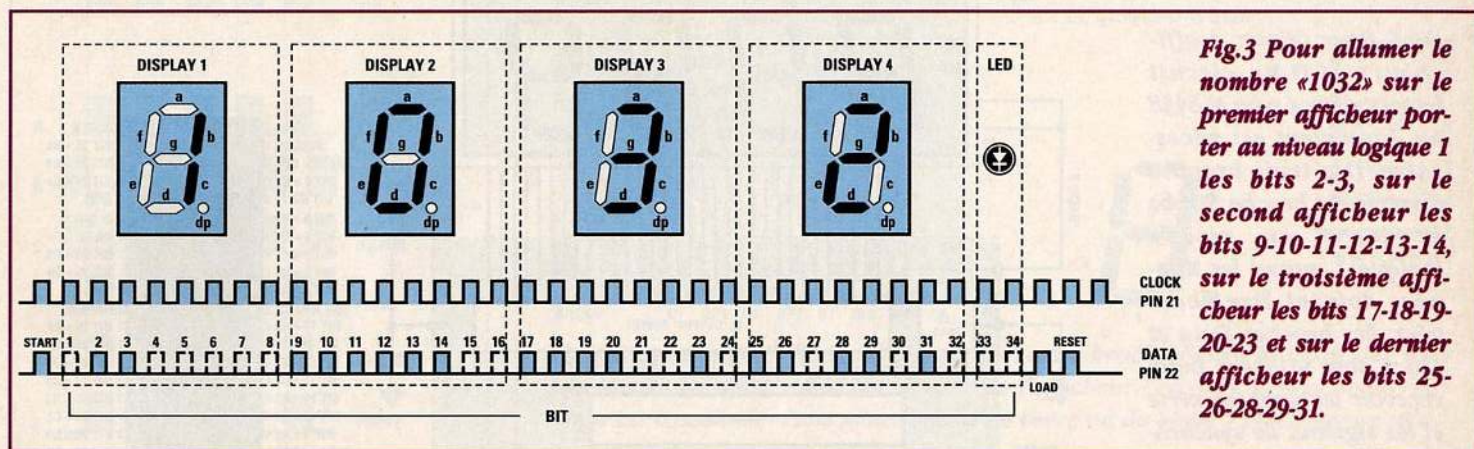
Chaque broche de sortie de ce circuit intégré, (voir fig.5), indiquée A1-B1-C1 etc... est à relier à un segment (voir fig.6 et tableau N.2)

Pour afficher le nombre 1032, il suffit de placer au niveau logique 1 tous les segments à valider au sein de la séquence série.

Sur le display N.1, pour noircir les segments B-C, porter au niveau logique 1

Fig.2 Huit bits sont nécessaires pour chaque afficheur. Le circuit intégré driver M.5450 convertit les données série appliquées sur les entrées en données parallèles sur 34 bits. En plus des 34 bits le circuit intégré envoie en sortie un bit de Start, Load (charge données) et Reset.





les bits 2-3. Sur le display N.2, pour valider les segments A-B-C-D-E-F, placer au niveau logique 1 les bits 9-10-11-12-13-14.

Sur le display N.3, pour noircir les segments A-B-C-D-G, porter au niveau logique 1 les bits 17-18-19-20-23.

Sur le display N.4, pour valider les segments A-B-G-E-D, porter au niveau logique 1 les bits 25-26-31-29-28. Le circuit intégré M.8438/AB6 envoie au segment à noircir, une tension déphasée de 180° par rapport aux signaux carrés qui arrivent sur les segments qui doivent rester éteints en Back/Plane, arrière plan gris (voir fig.7).

Le programme de gestion des afficheurs LCD est similaire à celui des afficheurs à 7 segments, si les connexions de sortie du circuit intégré M.8438/AB6 avec les broches attribuées aux segments des quatre afficheurs (voir tableaux N.1 et N.2) sont

respectées. Les connexions de l'afficheur type S.5126 ou LC.513040 reportées en fig.8, sont indiquées par A1-B1-C1 etc.. tous les segments du display N.1, avec A2-B2-C2 etc... tous les segments du display N.2 et même chose pour le display N.3 et N.4.

Avec un afficheur de référence différente, contrôler la correspondance des broches des segments A-B-C-D-E-F-G du premier, du second, du troisième et du quatrième afficheur, afin de les raccorder en concordance des broches de sortie du driver utilisé.

SCHEMA ELECTRIQUE.....

Le schéma électrique est reporté en fig.9. Noter que du connecteur référencé CONN.1/2 sont prélevés :

- de la broche B0 les données à envoyer à la broche 34 du circuit intégré M.8438/AB6.
- de la broche B1 le signal Clock à envoyer à la broche 40 de IC1.
- de la broche C4 le signal Strobe à envoyer à la broche 2 de IC1.
- de la broche +5V la tension d'alimentation pour le circuit intégré.

Les deux autres broches B2-B3 sont reliées aux boutons-poussoirs P1-P2 à utiliser, dans le cas d'une horloge, pour ajuster heures et minutes.

Le circuit intégré M.8438/AB6 nécessitant un signal de Strobe, il est nécessaire d'utiliser des microprocesseurs ST6 à 28 broches, soit :

- ST62E25 (de 4 K effaçable)
- ST62T25 (de 4 K non effaçable)
- ST62T15 (de 2 K non effaçable)

La raison motivant l'utilisation de micros ST6 à 28 broches est que le port C4 sert pour le signal de Strobe.

Le signal de Strobe pourrait être prélevé d'un bit libre du port A ou B permettant ainsi l'utilisation d'un micro ST6 à 20 broches.

Cependant le bus référencé LX.1202 (voir revue NE.17) recevant la platine de cet afficheur mais également la platine LX.1205 qui pilote des relais, ou la platine LX.1206 affectée aux TRIAC, prévoit une autre fonction aux ports A-B.

Puisque dans cette platine le port C est

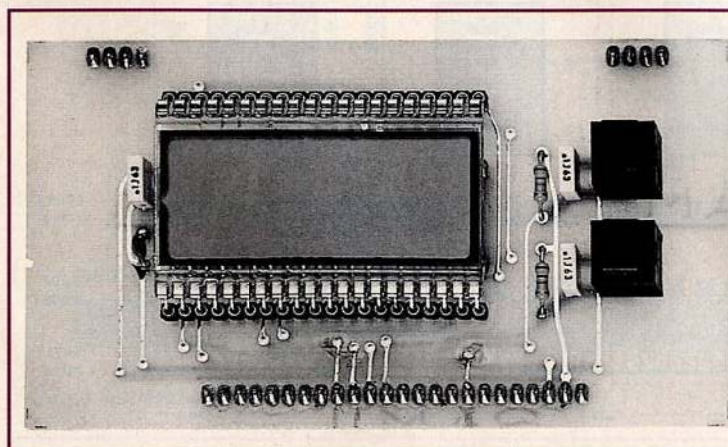
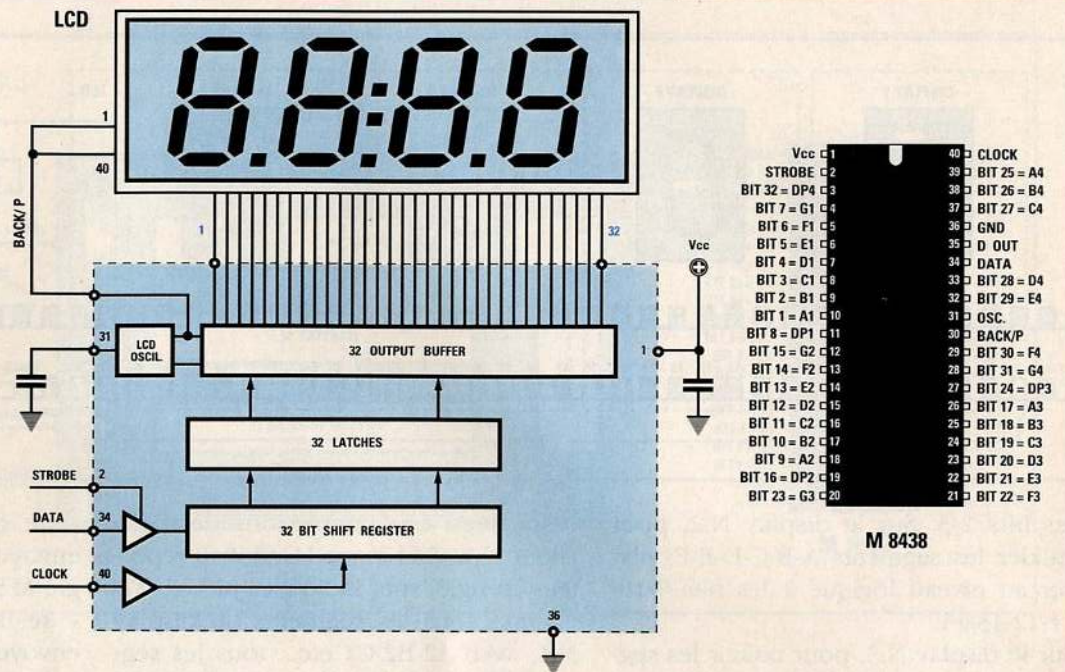


Fig.4 Pour piloter un afficheur LCD, il suffit de porter au niveau logique 1 les bits des segments à allumer. Comme visible en fig.7 les segments qui restent éteints ne sont pas placés au niveau logique 0, mais sont déphasés.

Fig.5 Pour piloter 4 afficheurs LCD un circuit intégré driver type M.8438 ou équivalent est nécessaire. Des trois broches d'entrée, la broche Strobe se porte au niveau logique 1 quand les données doivent être chargées. Les broches Data et Clock sont utilisées pour recevoir les données série et les signaux de synchronisation. L'afficheur LCD est directement alimenté par le circuit intégré M.8438 via la broche Back/Plane.



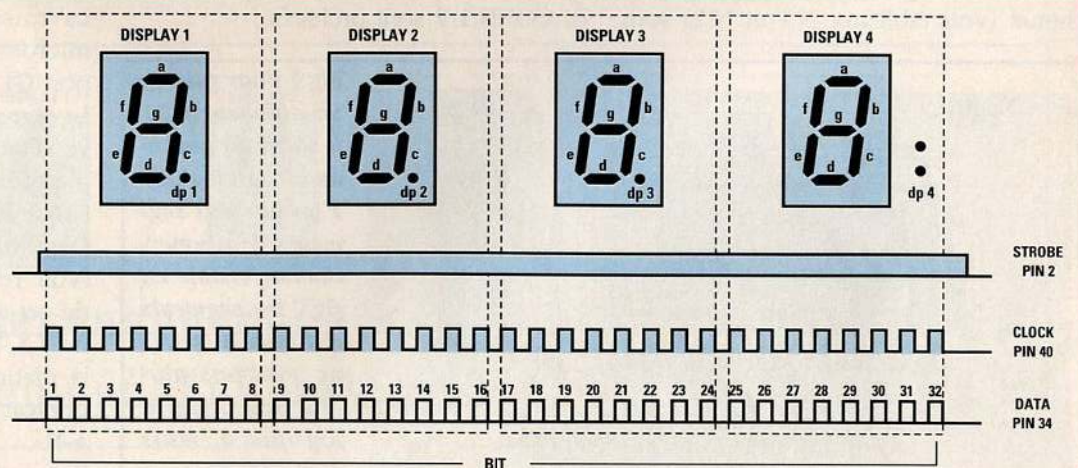
utilisé, le programme fourni pour cet afficheur LCD sera complètement différent du logiciel diffusé pour la platine afficheur LX.1204 et en cela la comparaison des deux programmes vous permettra de noter certaines différences. Ce programme pour afficheur LCD comprend les mêmes fonctions que le programme pour afficheur à 7 segments. Retournons au schéma électrique ; ne pas se préoccuper des connexions du circuit intégré IC1 avec le display LCD, parce qu'elles sont automatiquement

effectuées par l'intermédiaire des pistes en cuivre du circuit imprimé. Dans ce schéma se trouve un seul condensateur C2 relié entre la broche 31 et la masse. Sa valeur doit être de 22 picroFarad car elle sert pour générer, via un étage oscillateur interne, une fréquence d'environ 20.500 Hz qui, divisé par 256 fait sortir de la broche 30 de IC1 un signal carré d'environ 80 Hz. Cette fréquence appelée Back/Plane (arrière plan) sert pour alimenter les broches 1-40 de l'afficheur LCD.

REALISATION PRATIQUE.....

La réalisation de cette platine pour afficheur LCD référencée LX.1207 est très simple. Dans le circuit imprimé double face à trous métallisés insérer tous les composants en commençant par le support pour le circuit intégré IC1. Insérer ensuite les deux connecteurs mâles à 4 et 24 broches qui servent pour engager la platine dans le bus

Fig.6 Chaque bit correspond à un seul segment d'un afficheur (voir tableau N.2)



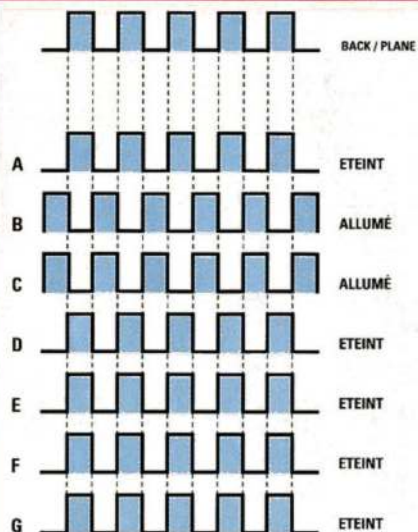


Fig.7 Pour allumer un segment sur un afficheur LCD, le circuit intégré IC1 envoie sur la broche correspondante un signal carré déphasé de 180° par rapport à celui du Back/Plane(arrière plan). Dans cet exemple sont allumés les segments B-C.

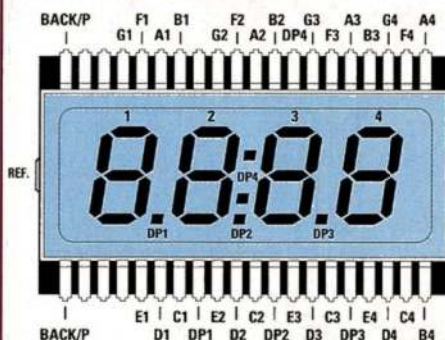
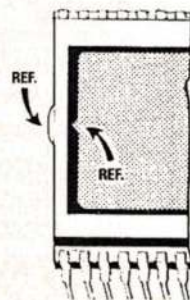


Fig.8 Brochage de l'afficheur LCD. Sur chaque broche figure la lettre des sept segments A-B-C etc... suivie du numéro de l'afficheur (1-2-3-4). L'encoche de référence est constituée d'une mince goutte de verre ou du signe > placé sur un côté.

LC 513040 o S 5126



référéncé LX.1202 (voir revue NE17). Retourner ensuite le circuit imprimé et monter les deux connecteurs femelles à 20 broches employés comme support pour l'afficheur LCD. Implanter ensuite les résistances R1-R2, les deux boutons-poussoirs P1-P2, les trois condensateurs polyester et le

céramique de 22 pF. Placer ensuite sur le support le circuit intégré M.8436/AB6 encoche de référence en U orientée conformément à la fig.10.

Du côté opposé, insérer dans les deux connecteurs femelles les broches présentes dans le display LCD. Si elles sont trop écartées, former les broches à l'équerre sur le plan de travail. Avant d'insérer l'afficheur dans les connecteurs, repérer son encoche de référence, de façon à l'implanter convenablement. Sur ces afficheurs l'encoche de référence n'est pas très visible; elle revêt la forme d'une fine goutte en verre placée sur un côté. De ce même côté se trouve souvent sur l'encadrement noir qui contourne l'intérieur du display le signe >» (voir fig.8). Cette encoche de référence est à orienter vers les condensateurs C1-C2.

La pression sur l'afficheur pour son implantation doit s'exercer sur les côtés et non pas au milieu afin de ne pas le détériorer.

PROGRAMMES.....

Pour faire fonctionner cette platine LCD, 5 programmes différents ont été développés et sont contenus sur une même disquette.

Pour la charger sur le disque dur, procéder de la façon suivante :

Sortir de tout programme en cours que ce soit, Windows, Pcshells-Norton etc...

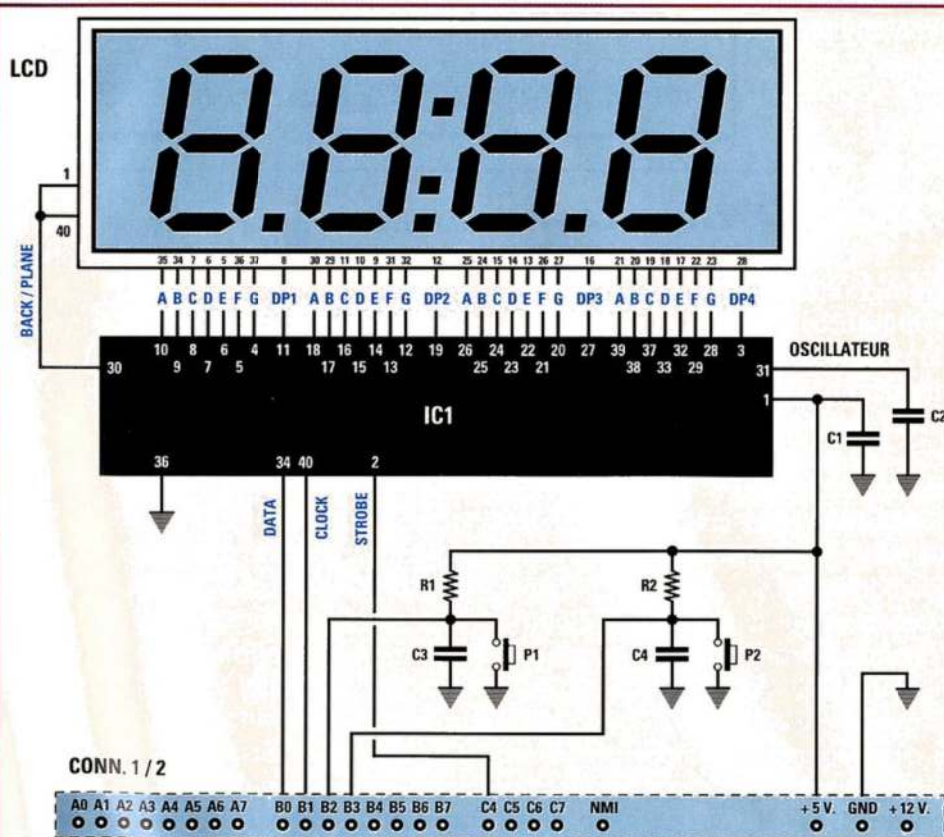


Fig.9 Schéma électrique de l'afficheur LCD

Quand sur l'écran de l'ordinateur apparaît C:\> insérer la disquette dans le lecteur A puis saisir :

C:\>A: puis Entrée

Quand s'affiche A:\> écrire :

c:\>Install a: c:\ST6 comme le programme le demande et valider par Entrée

CONVERTIR LES FICHIERS .ASM en.HEX.....

Avant de transférer un fichier dans la mémoire d'un ST6 il faut l'assembler de façon à obtenir un second fichier image du premier mais comportant l'extension .HEX.

Si vous tentez de transférer un fichier .ASM dans la mémoire du micro une erreur est signalée.

Le microcontrôleur à utiliser pour les afficheurs LCD doit comporter 28 broches. Il est possible d'utiliser un ST62E25 si vous désirez le reprogrammer et l'effacer plusieurs fois, ou un ST62.T15 ou un ST62.T25 qui ne sont pas effaçables.

Pour les manipulations sur le programme assembleur ST6, se reporter aux numéros précédents ou toutes les phases de la programmation et du transfert sont décrites en détail. Les programmes disponibles pour ce type d'affichage sont les suivants :

LDCLOCK.ASM
LCDCHRON.ASM
LCDHORLO.ASM
LCDTEM90.ASM
LCDTIM90.ASM

Ces 5 programmes ajoutés à cette disquette remplissent les mêmes fonctions que les programmes présentés pour les afficheurs à 7 segments, mais ils ont été réécrits et adaptés pour piloter le circuit intégré M.8438/B6.

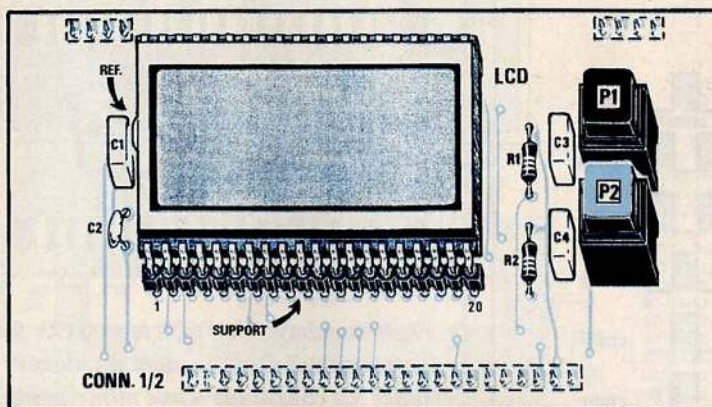


Fig.10 Platine vue côté afficheur.

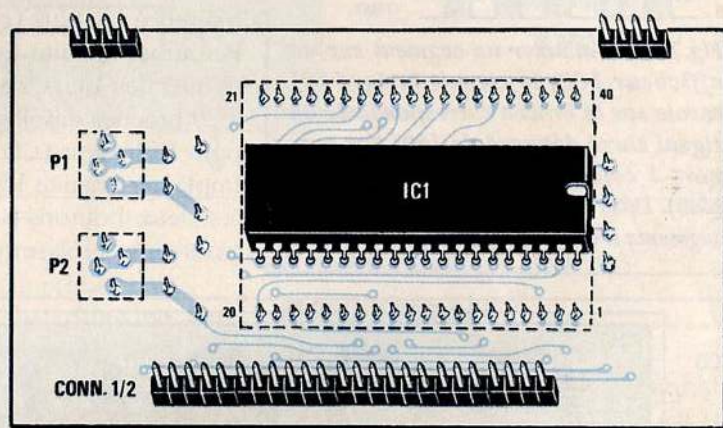


Fig.11 Circuit imprimé vu côté circuit intégré.

LCDCHRON.....

Ce programme est un chronomètre, gérant l'affichage LCD.

Si le bus comprend également la platine relais ou TRIAC, il est impossible de la rendre active parce que le programme ne présente aucune instruction pour la gérer.

Une fois le circuit alimenté, aussitôt sur les 4 afficheurs apparaît : 00:00

En appuyant sur le bouton-poussoir P1 le comptage commence à progresser de seconde en seconde, faisant afficher les nombres :00:01 - 00:02 - 00:03 etc... Les deux premiers afficheurs indiquent les minutes et les deux derniers les secondes.

Les deux points entre les minutes des secondes clignotent à une cadence d'une seconde.

L'afficheur compte jusqu'à 99 minutes et 59 secondes maximum puis repasse à 00:00.

Si pendant le comptage la touche P1 est appuyée, le compteur se bloque. Appuyer à nouveau sur P1 pour le faire repartir.

P2 permet de remettre le compteur à zéro.

LCDHORLO.....

Ce programme est une horloge simple. Une fois alimenté, les afficheurs indiquent 00:00.

Les deux premiers afficheurs signalent les heures, les deux autres les minutes. Les deux points clignotent à une cadence de 1 seconde. Utiliser le bouton-poussoir P2 pour ajuster les heures et P1 pour les minutes.

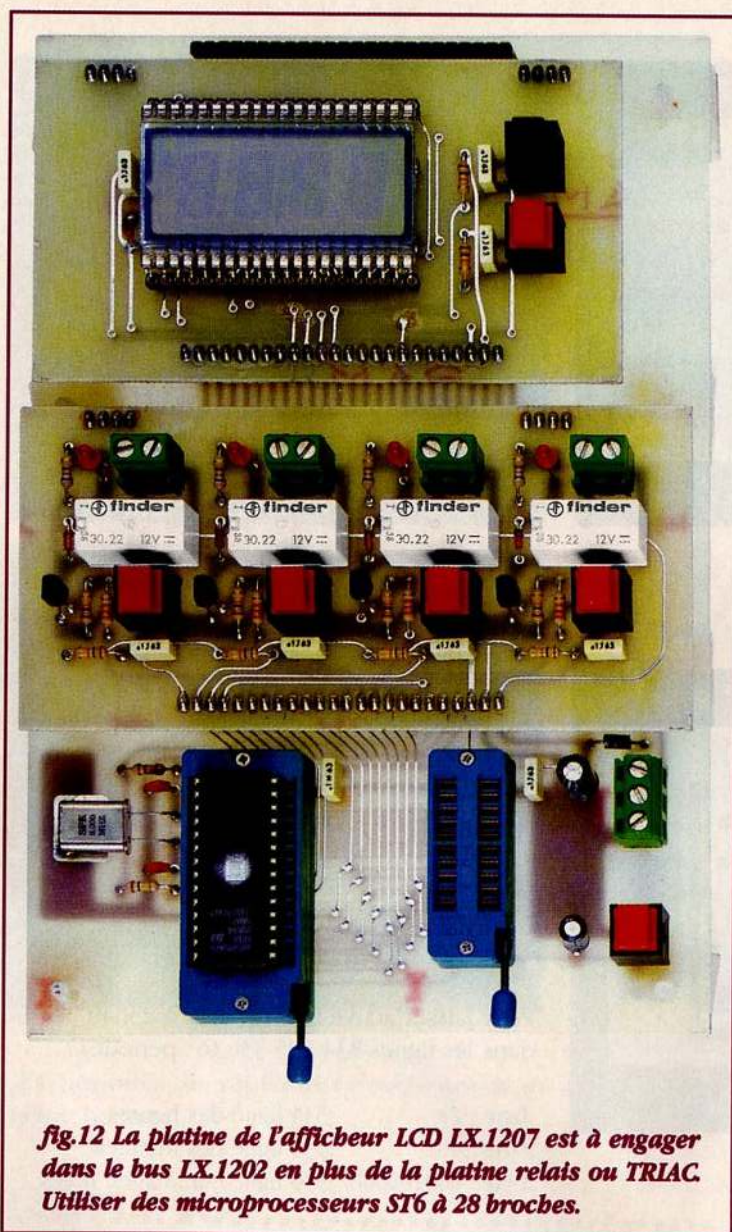


fig.12 La platine de l'afficheur LCD LX.1207 est à engager dans le bus LX.1202 en plus de la platine relais ou TRIAC. Utiliser des microprocesseurs ST6 à 28 broches.

LCDLOCK.....

Ce programme est différent du programme LCDHORLO puisqu'il permet de visualiser heures et minutes tout en offrant la possibilité d'activer un relais ou un TRIAC à une heure choisie et de le désactiver après un temps fixé en modifiant quelques lignes du programme.

Pour le faire fonctionner, insérer sur le bus LX.1202 la platine d'affichage LCD LX.1207 et la platine relais référencée LX.1205 ou encore la platine TRIAC référencée LX.1206.

Le programme LCDLOCK offre la possibilité d'activer ou désactiver un ou plusieurs relais en même temps, pour des périodes prédéfinies, ne devant pas dépasser 8 périodes en 24 heures.

Ce programme peut servir de programmateur pour allumer ou éteindre un ou plusieurs radiateurs, des enseignes lumineuses etc...

Le bouton-poussoir P2 permet d'ajuster les heures et P1 les minutes.

L'horloge placée sous tension, les 4 relais ou TRIAC s'activent.

Pour qu'à l'allumage de l'horloge tous les relais soient désactivés, aller à la ligne n°57 comportant l'instruction suivante :

```
Ldi port_b,11110011b
```

la modifier en remplaçant les 1 par des 0 comme reporté ensuite :

```
Ldi port_b,00000011b
```

Nota : même si cette ligne est composée de 8 bits, modifier seulement les 4 premiers.

Pour faire activer à l'allumage uniquement le relais RL4, mettre un 1 en correspondance du premier bit de gauche de la façon suivante :

```
Ldi port_b,10000011
```

Les 8 périodes à utiliser par 24 heures se trouvent reportées aux lignes suivantes :

1° période = lignes 299-300-301

2° période = lignes 306-307-308

3° période = lignes 313-314-315

4° période = lignes 320-321-322

5° période = lignes 327-328-329

6° période = lignes 334-335-336

7° période = lignes 341-342-343

8° période = lignes 348-349-350

Chaque période est composée de 3 lignes d'instruction.

Aussi dans la première période du programme figure :

```
.byte 02 ;299 ligne des heures
```

```
.byte 30 ;300 ligne des minutes
```

```
.byte 11100000b ;301 ligne pour commande relais
```

Actuellement la 1° période commence à 2 heures 30.

Pour modifier l'heure, mettre dans la première ligne l'heure choisie et dans la seconde ligne les minutes. Dans la troisième ligne sont reportés les relais à activer ou non à ce moment précis.

En mettant un 1 le relais s'active. Un 0 le désactive.

Dans la troisième ligne il faut modifier seulement les quatre premiers bits après le mot byte.

Le premier bit de gauche concerne le relais RL4 et le dernier bit de droite le relais RL1.

L'ordre des relais est donc RL4-RL3-RL2-RL1.

Pour comprendre comment modifier ces bits prenons un exemple.

Pour activer à 6 heures 10 les relais RL2-RL1, écrire dans les lignes 299-300-301 (1° période) les nombres suivants :

```
.byte 06 ;299 ligne des heures
```

```
.byte 10 ;300 ligne des minutes
```

```
.byte 00110000b ;301 ligne pour commande relais
```


Fig.13 Quand sur l'écran s'affiche la fenêtre de l'éditeur appuyer sur les touches ALT+F puis F3. Tous les fichiers avec extension .ASM s'affichent.

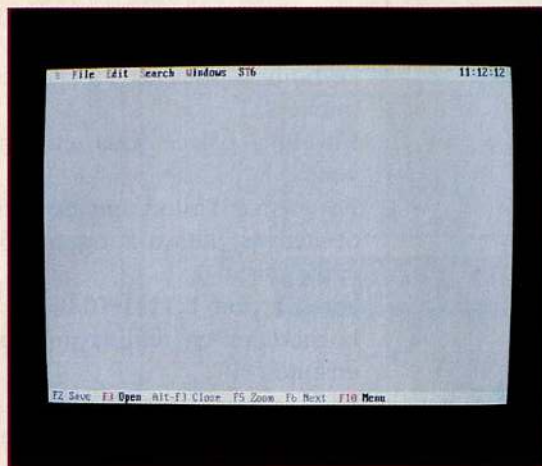


Fig.14 La nouvelle disquette contient les programmes à utiliser pour cette platine avec afficheur LCD.

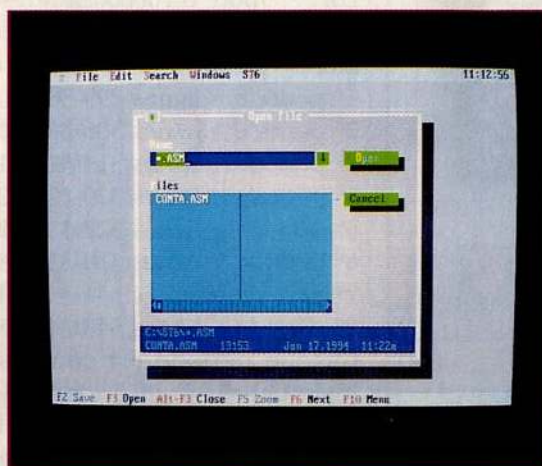
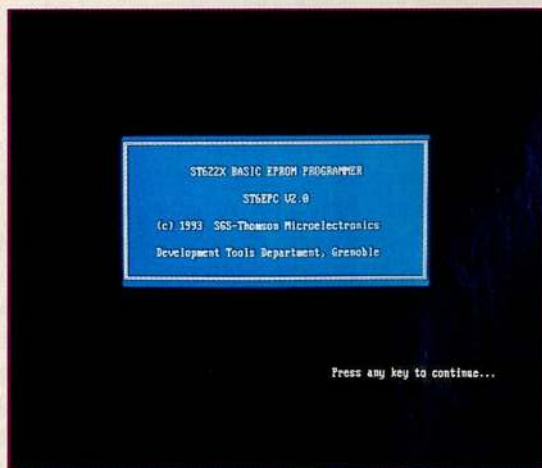


Fig.15 Après avoir assemblé le programme appuyer sur ALT+T puis la lettre P. A l'apparition de cette fenêtre appuyer sur une touche quelconque.



Pour activer le relais RL4 à 9h30, écrire dans les lignes 306-307-308 (2° période) :

```
.byte 09      ;306 ligne des heures
.byte 30      ;307 ligne des minutes
.byte 1000000b ;308 ligne commande relais
```

Pour désactiver le relais RL4 à 12h00, écrire dans les lignes 313-314-315 (3° période) :

```
.byte 12      ;313 ligne des heures
.byte 00      ;314 ligne des minutes
.byte 00000000b ;315 ligne commande relais
```

Pour activer à 18h45 tous les relais, écrire dans les lignes 320-321-322 (4° période) :

```
.byte 18      ;320 ligne des heures
.byte 45      ;321 ligne des minutes
.byte 11110000b ;322 ligne commande relais
```

Pour désactiver les relais RL4-RL3 à 22h30 , écrire dans les lignes 327-328-329 (5° période) :

```
.byte 22      ;327 ligne des heures
.byte 30      ;328 ligne des minutes
.byte 00110000b ;329 ligne commande relais
```

Pour laisser activé le relais RL1 à 23h40 , écrire dans les lignes 334-335-336 (6° période) :

```
.byte 23      ;334 ligne des heures
.byte 40      ;335 ligne des minutes
.byte 00010000b ;336 ligne commande relais
```

Pour désactiver ce relais à 24h00 soit 0h00, écrire dans les lignes 341-342-343 (7° période) :

```
.byte 00      ;341 ligne des heures
.byte 00      ;342 ligne des minutes
.byte 00000000b ;343 ligne commande relais
```

Ayant utilisé seulement 7 périodes sur les 8 disponibles, si le dernier ne vous intéresse pas, il peut être effacé ou inhibé, en plaçant un point virgule devant les lignes 348-349-350 ou en mettant 00000000b sur la troisième ligne.

Des périodes supplémentaires peuvent être ajoutées si les huit prévues s'avèrent insuffisantes.



Fig.16 Sur l'écran s'affiche une fenêtre avec tous les types de ST62. Avec les touches de direction chercher la référence ST62E25 puis valider par Entrée.

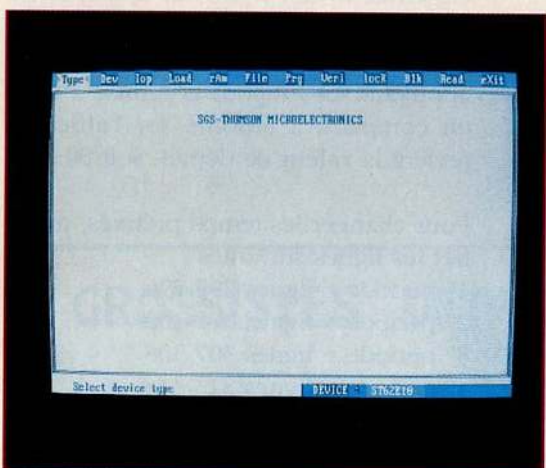


Fig.17 Avant de programmer le ST62E25 contrôler attentivement que dans le rectangle en bas apparaissent ST62E25.



Tarif quantitatif détaillé 1996 gratuit

50 pages
10 millions de composants en stock
nombreuses opportunités
nombreux kits

Médolor SA
42800 Tartaras
Tél : 77.75.80.56

Ces périodes se répètent quotidiennement à l'infini aux même heures.

LCDTIM90.....

Ce programme est un timer qui active un relais ou un TRIAC quand heures et minutes préfixées sont atteintes. Pour le faire fonctionner, insérer dans le bus LX.1202 la platine afficheurs LCD LX.1207 et la platine relais LX.1205 ou TRIAC LX.1206.

Dès la mise sous tension, le comptage part de 00:00. Sur la platine LX.1207 utiliser le bouton-poussoir P1 pour arrêter le comptage.

Appuyer à nouveau sur P1 pour le faire repartir.

En appuyant sur P2 le compteur se réinitialise.

En appuyant sur P1 le compteur repart de 00:00.

Nota : le bouton-poussoir P2 de reset est actif seulement si le comptage a été stoppé avec P1. Si P2 est appuyé pendant que le comptage est actif, celui-ci ne se remet pas à zéro.

Les boutons-poussoirs présents sur les platines TRIAC et relais ne sont pas pris en compte.

Le comptage de l'afficheur va jusqu'à un maximum de 89 minutes et 59 secondes.

Le programme LCDTIM90.ASM, dispose de 4 périodes parce que les platines d'expérimentation comportent 4 relais ou TRIAC.

Pour changer les temps préfixés changer les lignes suivantes :

1° période = lignes 292-293

2° période = lignes 298-298

3° période = lignes 304-305

4° période = lignes 310-311

Pour que la première période dure 1 minute et 30 secondes, insérer dans ses lignes ces données :

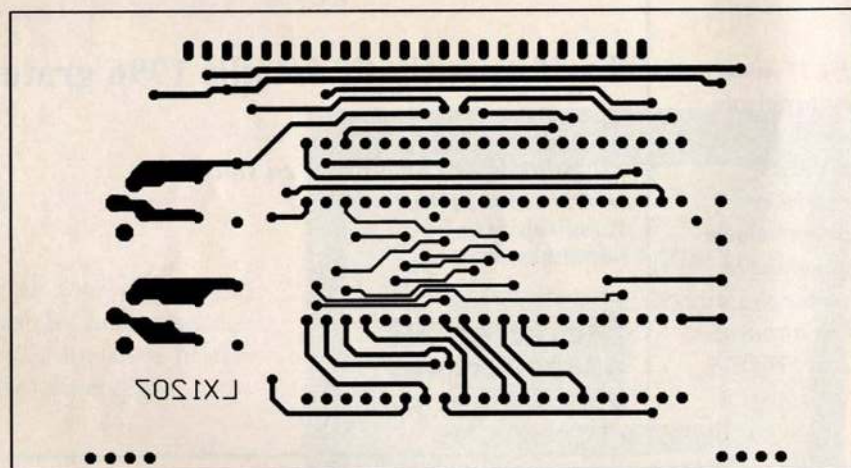
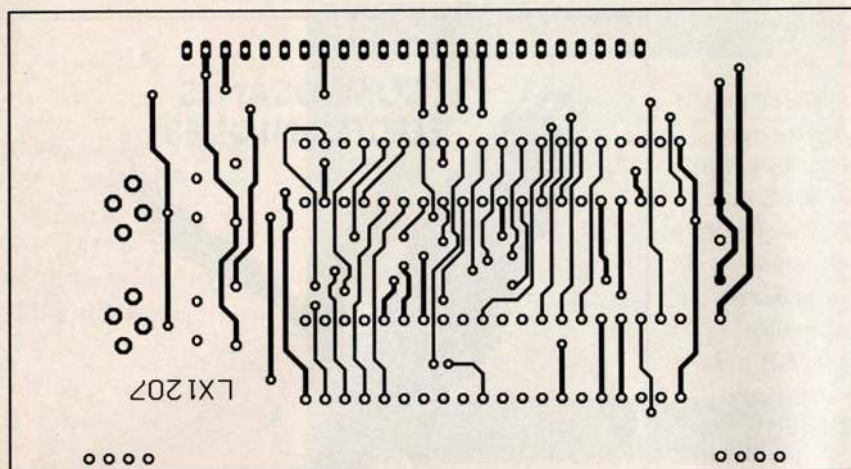
Ldi stsex,30 ;292 secondes pour RL1

Ldi stmix,1 ;293 minutes pour RL1

Pour que la deuxième période ait une durée de 50 secondes, insérer dans ses lignes ces nombres

Ldi stex,50 ;298 secondes pour RL1

Ldi stmix,00 ;299 minutes pour RL1



Pour que la troisième période se déroule pendant 15 minutes et 20 secondes, insérer dans ses lignes ces nombres :

```
Ldi stex,20 ;304 secondes pour RL1
Ldi stmix,15 ;305 minutes pour RL1
```

Pour que la quatrième période ait une durée de 2 minutes et 10 secondes, insérer dans ses lignes, les nombres suivants :

```
Ldi stex,10 ;310 secondes pour RL1
Ldi stmix,2 ;311 minutes pour RL1
```

Dans les lignes 295/296-301/302-307/308-313/314 sont reportées les références des relais à activer et de ceux qui doivent rester désactivés.

En regardant l'exemple reporté dans le programme LCDCLK.ASM où figure cette instruction :

```
Ldi portb,11110011b
```

il est possible d'activer à chaque période également plusieurs relais à votre choix. Dans les quatre premiers bits de gauche (voir 1111), mettre un 1 sur le relais à activer et un 0 pour ne pas l'activer.

LCDTEM90.....

Ce programme est un timer effectuant exactement l'inverse du programme LCDTIM90. Il compte à rebours et les relais s'activent quand 00:00 est atteint. Les relais, comme pour le programme précédent, s'activent en 4 périodes sur 90 minutes et 00 secondes maximum. Le montage placé sous tension, le comptage part de 00:20 et compte à rebours.

Après le début du comptage, utiliser les bouton-poussoirs P1 et P2 présents sur la platine afficheur LCD LX1207.

En appuyant sur P1 le comptage s'arrête.

En appuyant à nouveau sur P1 le comptage repart

En appuyant sur P2 le compteur se réinitialise.

En appuyant sur P1 le compteur repart à la valeur choisie pour le départ du compte à rebours.

Nota : le bouton-poussoir P2 de reset sera actif seulement si le compteur a été arrêté avec P1. Si vous appuyez sur P2 alors que le comptage s'opère, celui-ci ne se remet pas zéro. En appuyant sur P2 pour la remise à zéro, en comptant à rebours sur l'afficheur revient la valeur de départ, soit 00:20.

Pour changer les temps préfixés, modifier les lignes suivantes :

1° période = lignes 295-296

2° période = lignes 301-302

3° période = lignes 307-308

4° période = lignes 313-314

Pour que la première période ait une durée de 1 minute et 30 secondes, insérer dans ses lignes ces données :

```
Ldi stsex,30 ;295 secondes pour RL1
Ldi stmix,1 ;296 minutes pour RL1
```

Pour que la deuxième période dure 50 secondes, insérer dans Les lignes ces nombres :

```
Ldi stex,50 ;301 secondes pour RL1
Ldi stmix,00 ;302 minutes pour RL1
```

Pour que la troisième période se déroule pendant 15 minutes et 20 secondes, insérer dans ses lignes ces nombres :

```
Ldi stex,20 ;307 secondes pour RL1
Ldi stmix,15 ;308 minutes pour RL1
```

Pour que la quatrième période ait une durée de 2 minutes et 10 secondes, insérer dans ses lignes, les nombres suivants :

```
Ldi stsex,10 ;313 secondes pour RL1
```


Ldi stmix,2 ;314 minutes pour RL1
Les lignes 297/298-303/304-309/310-315/316 comportent les relais qui s'activent ou non comme le montre par exemple la ligne suivante:

Ldi portb,11110011b

où pour les quatre premiers bits situés à gauche (voir 1111), un 1 correspond au relais à activer.

L'étendue des possibilités désormais offertes par l'ensemble de développement constitué du bus ST6 et des platines additionnelles s'enrichira encore de quelques réalisations complémentaires accompagnées des logiciels associés actuellement à l'étude.

COUT DE REALISATION.....

Tous les composants pour réaliser cette platine avec afficheurs LCD comprenant circuit imprimé, connecteurs, bouton-poussoirs, circuit intégré M.8468/AB6, afficheurs à cristaux liquides type S.5126 ou LC.513040 coûtent environ **245,00 F**

Circuit imprimé LX.1207 aux environs **46,00 F**

Disquette ST6, environ..... **122,00 F**

LISTE DES COMPOSANTS LX.1207

R1	=	10 Kohms 1/4 watt
R2	=	10 Kohms 1/4 watt
C1	=	100 nF polyester
C2	=	22 pF céramique
C3	=	100 nF polyester
C4	=	100 nF polyester
IC1	=	M.8438/AB6 ou M.8438/B6
LCD	=	afficheur LCD type S.5126
CONN.1/2	=	connecteur à 24 broches
CONN.	=	2 connecteurs à 4 plots
P1	=	bouton-poussoir
P2	=	bouton-poussoir

GROSSISTES - DETAILLANTS - INDUSTRIES - COLLECTIVITES

pour vos besoins en composants

ACTIFS PASSIFS

CONNECTIQUES

MESURE

COFFRETS

*Etude et fabrication à façon
de petite et moyenne série*



Rhône-Alpes Composants

3, Impasse des Tilleuls

69360 TERNAY

Fax : 72 24 79 32 Tél : 72 24 77 28

STOCK - PRIX - SERVICE N'hésitez pas à nous consulter

ETHYLOMETRE

Quelle que soit la boisson alcoolisée consommée, un verre représente à peu près la même quantité d'alcool. Le taux de 0,5 gramme d'alcool par litre de sang - taux d'alcoolémie limite depuis le 15 septembre 1995 - est donc très vite atteint. Or la faculté de réaction sur un événement lors de la conduite exige de maintenir le contrôle sur le rapide déroulement des faits qui dépend donc directement du temps physiologique de réaction. En effet, chaque verre fait augmenter le taux d'alcoolémie de 0,20g à 0,25g en moyenne et il est intéressant de pouvoir exercer un contrôle de son taux d'alcoolémie avant de prendre le volant pour sa propre sécurité et celle d'autrui.

Avec des normes de plus en plus strictes, disposer d'un moyen de contrôle de l'alcoolémie permet d'éviter bien des déboires.

BOISSONS ALCOOLISEES.....

Dans toutes les boissons alcoolisées la proportion d'alcool est indiquée sur l'étiquette, en pourcentage volumétrique/par litre de boisson. Pour une étiquette affichant 32% vol. cela signifie que la boisson contient 0,32 litre d'alcool et 0,68 de liquide non alcoolique.

Plus le pourcentage est élevé plus importante est la quantité d'alcool ingérée. Pour cette raison, le tableau N.3 donne la quantité (en gramme) d'alcool qui entre dans l'organisme en consommant différentes quantités de vin ou bière ou alcools divers.

LES EFFETS DE L'ALCOOL.....

L'ingestion d'alcool a des répercussions plus ou moins importantes sur l'organisme et surtout au niveau psychique.

L'alcool absorbé est en partie transformé par l'estomac, et passe dans le sang sans subir de digestion préliminaire.

Si l'on boit pendant ou après un repas, la diffusion se fait de façon plus progressive. Consommé à jeun, l'alcool passe immédiatement dans le sang.

L'effet de l'alcool sur le cerveau engendre un ralentissement de l'activité cérébrale et des réflexes.

L'alcool diminue les réflexes, rétrécit le champ visuel, augmente la sensibilité à l'éblouissement, altère l'appréciation des distances et l'évaluation des risques, provoque une exaltation et une surestimation de ces capacités. Autant de facteurs qui font de la maîtrise de son état physiologique un soucis permanent de nos jours.



LA SONDE TGS.822

La présence de vapeurs d'alcool est déterminée par la sonde TGS.822 (voir fig.2).

Celle-ci se présente comme un cylindre de plastique dont la base est couverte d'une grille métallique au travers de laquelle pénètrent les vapeurs d'alcool. Une seconde grille plus fine placée sur l'autre face (où se trouvent les 6 broches) permet le passage du flux d'air ; afin d'éviter la stagnation des vapeurs à l'intérieur après chaque mesure.

Dans cette sonde se trouvent un filament et un élément sensible. Le filament est alimenté par une tension de 5 volts stabilisée.

L'élément sensible, formé par un petit cylindre de matériau semi conducteur équipé aux extrémités de deux électrodes en or permet de révéler la présence de vapeurs d'alcool.

La courbe de sensibilité de la sonde TGS.822 est reportée en fig.2. Noter qu'avec un pourcentage d'alcool de 0,005 % une valeur de résistance aux bornes de l'élément sensible de 6.500 ohms est obtenue.

Au fur à mesure que le pourcentage de vapeurs d'alcool augmente, la valeur de cette résistance diminue jusqu'à 300 ohms.

La résistance de l'élément sensible est égale à environ 50 Kohms en présence d'air seulement.



*La conduite en état d'ébriété
provoque de nombreux acci-
dents d'automobiles.*

Les valeurs reportées dans la courbe en fig.2 se réfèrent à une température ambiante de 20°C.

Sur la sonde TGS.822 du côté brochage (voir fig.2) se trouvent indiquées les deux broches de sortie 4 et 6 de l'élément sensible, les deux autres broches non référencées sur la sonde s'identifient aisément grâce au schéma.

Si par curiosité vous désirez effectuer des mesures de résistance sur l'élément sensible, tenir compte que les mesures ne sont pas exécutables à froid.

En effet, il faut attendre 5 minutes après avoir placé le filament sous tension.

Ce temps écoulé, noter que l'enveloppe plastique s'échauffe légèrement. Ceci est dû au passage du courant dans le filament.

La sonde TGS.822 peut révéler non seulement la présence d'alcool éthylique ou éthanol mais également d'autres types de gaz organiques comme les vapeurs d'acétone, le benzène, le toluène, le xylène et le méthane.

TABEAU N.1

PERSONNES AUX REFLEXES NORMAUX		
Vitesse Automobile	Distance parcourue en 1 seconde	Distance nécessaire pour s'arrêter
90 km/h	25 mètres	110 mètres
100 km/h	30 mètres	130 mètres
120 km/h	34 mètres	180 mètres

TABEAU N.2

PERSONNES AUX REFLEXES LENTS		
Vitesse Automobile	Distance parcourue en 2 secondes	Distance nécessaire pour s'arrêter
90 km/h	54 mètres	137 mètres
100 km/h	60 mètres	160 mètres
120 km/h	72 mètres	216 mètres

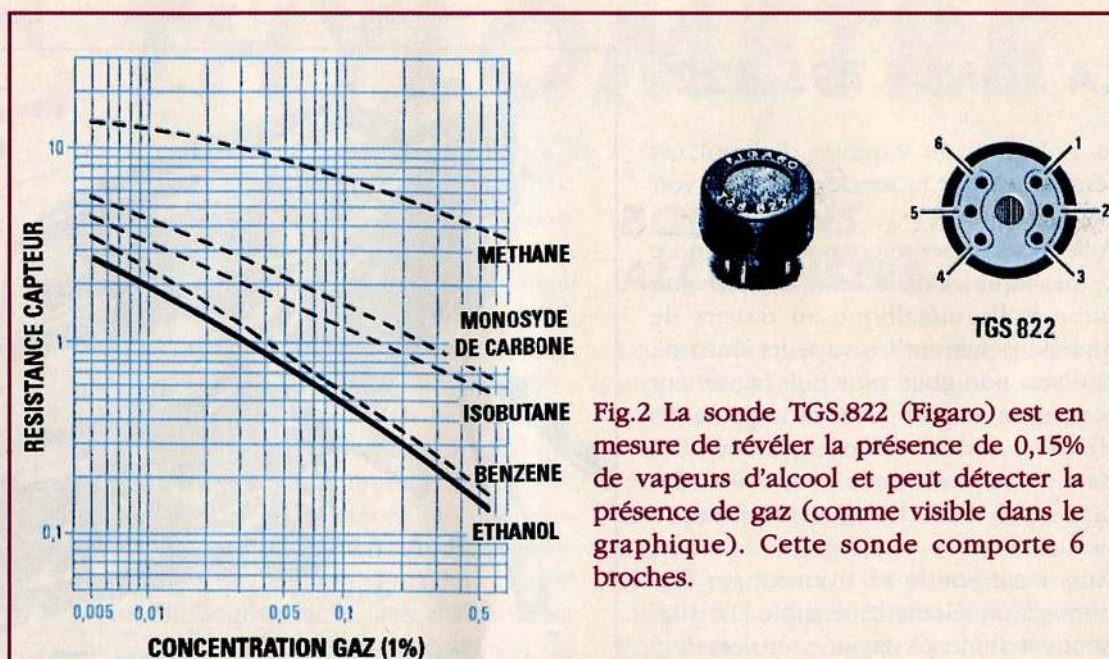


Fig.2 La sonde TGS.822 (Figaro) est en mesure de révéler la présence de 0,15% de vapeurs d'alcool et peut détecter la présence de gaz (comme visible dans le graphique). Cette sonde comporte 6 broches.

SCHEMA ELECTRIQUE.....

Le schéma électrique de l'éthylomètre est reproduit en fig.3. Il se compose de 6 étages :

- Capteur (voir SE1-5)

- 2 Comparateurs de tension (voir IC4/A-IC4/B)
- 2 Bascule Flip-Flop (voir IC6/A-IC6/B et IC6/C-IC6/D)
- Mémoire de crête (voir IC3/B-DS1-C14)
- Générateur de tonalité (voir IC5/B-IC5/C)
- Voltmètre digital (voir IC2 - Afficheur LCD)

Ce montage est utilisé exclusivement pour lire les variations de tensions présentes aux bornes de la résistance R25 qui est appliquée entre les broches 4-6 du capteur SE1.5 et la masse (voir schéma électrique).

Cette tension, en absence de vapeurs d'alcool se situe autour de 0,4 volt et monte proportionnellement jusqu'à 4,5 volts pour la concentration maximum d'alcool.

Commençons par placer sous tension l'éthylomètre à l'aide de l'inverseur S1.

La tension de 9-12 volts présente sur les prises d'entrée, ramenée à 5 volts par le circuit intégré IC1, atteint les différents étages et le filament du capteur SE1.5.

Tout pendant que la température de ce filament n'a pas atteint sa valeur nominale, la tension sur la résistance R25 est instable.

Le premier comparateur IC4/A ajouté au Flip-Flop composé de IC6/A-IC6/B indique la stabilisation aux bornes de la résistance R25 de la tension et active d'une impulsion

Fig.1 Ce tableau reporte la quantité d'alcool en « grammes » qui entre dans l'organisme.

Grammes d'alcool éthylique dans une boisson	1/16 litre	1/4 litre	1/2 litre	3/4 litre	1 litre
Bière 3,5% vol.	-	7	14	21	28
bière 5,2% vol.	-	10,3	20,5	30,8	41
vin 8,0% vol.	-	15,8	31,6	47,4	63
vin 11% vol.	-	21,7	42,4	65	87
vin 12,7% vol.	-	25	50	75	100
vin 13,5% vol.	-	26,7	53,5	79,2	107
liqueur 16,4% vol.	8,1	32,5	65	97,5	130
liqueur 17,9% vol.	8,8	35,3	70,5	105,8	141
liqueur 19,2% vol.	9,5	38	76	114	152
liqueur 22,1% vol.	10,9	43,7	87,5	131,2	175
liqueur 35,7% vol.	17,6	70,5	141	211,5	282
liqueur 40,5% vol.	20,0	80	160	240	320
liqueur 42,5% vol.	21,0	84	168	252	336
liqueur 43,0% vol.	21,2	85	170	255	340
liqueur 45,0% vol.	22,2	89	178	267	356
liqueur 50,0% vol.	24,6	98,7	197,5	296,2	395

TABEAU N.3

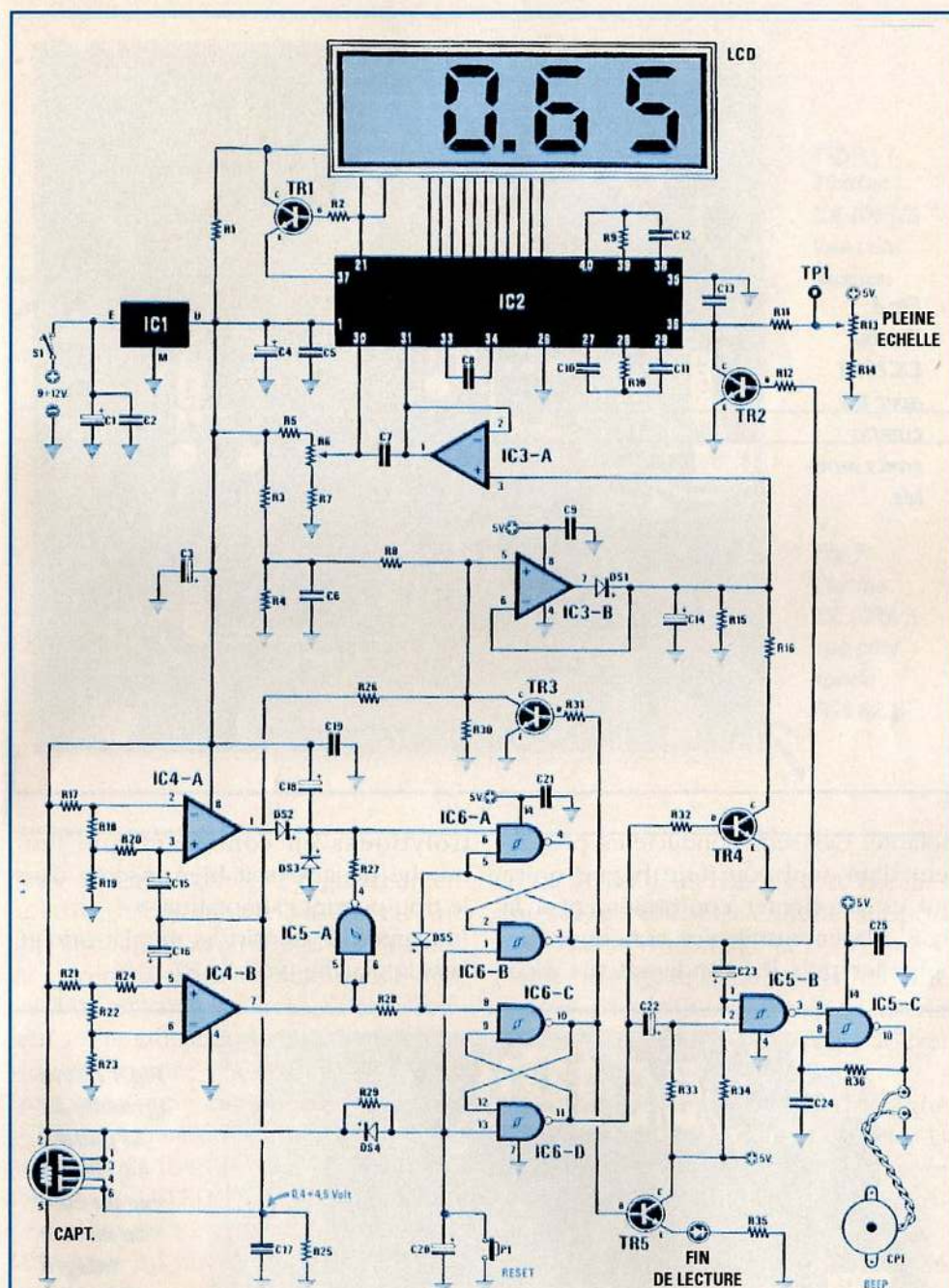


Fig.3 Schéma électrique de l'éthylomètre électronique. Le montage est alimenté par une tension comprise entre 9 et 12 volts. Cette tension peut être prélevée directement de la prise allume cigarette d'une automobile. Eviter de l'alimenter par des piles de 9 volts qui se déchargeraient très rapidement.

le générateur BF composé de IC5/B-IC5/C afin que le buzzer CP1 émette un bip sonore d'une seconde dès que l'appareil est prêt.

Lors de la mise sous tension de l'éthylomètre, il faut attendre 1-2 minutes avant d'entendre le bip. Ensuite, quand le filament est chaud, il n'est plus

nécessaire d'attendre. Plusieurs lectures les unes à la suite des autres peuvent être alors effectuées.

En phase de préchauffage du filament, sur l'afficheur LCD apparaît un «I» (ce segment est allumé par l'intermédiaire du transistor TR2) pour indiquer que l'éthylomètre est allumé, mais pas encore prêt pour être utilisé.

Quand le signe «I» disparaît, le buzzer confirme que la tension aux bornes de la résistance R25 est stabilisée.

A disparition du signe «I» le chiffre 0.00 s'affiche.

La mesure s'effectue en faisant souffler dans le petit embout fixé sur l'appareil une personne ayant consommé de l'alcool.

En absence d'alcool, la tension aux bornes de la résistance R25 reste à 0,4 volt. En présence d'alcool la tension augmente proportionnellement à la quantité d'alcool absorbée.

Cette tension atteint par l'intermédiaire de la résistance R26 l'entrée non inverseuse broche 5 de l'ampli opérationnel IC3/B utilisé comme détecteur de crête (peak-detector).

En effet, la tension positive présente sur sa sortie (broche 7) image de la valeur de tension maximum atteinte aux bornes de R25, traverse la diode DS1 et charge le condensateur électrolytique C14.

Le buzzer émet un second bip confirmant que l'éthylomètre a bien mémorisé cette valeur transférée par l'intermédiaire de l'ampli opérationnel IC3/A sur la broche 31 du circuit intégré IC2 pour être ensuite visualisée sur l'afficheur LCD.

Le second comparateur IC4/B joint au Flip-Flop composé de IC6/C-IC6/D sert pour obtenir le bip sonore de fin de lecture également indiquée par la LED DL1. Dès que la LED DL1 s'allume la tension sur le condensateur C14 ne subit plus de variation et le nombre sur l'afficheur reste fixe.

En effet, en présence d'un niveau logique 1 (tension positive) nécessaire

Cet ajustable multitours sert pour régler le voltmètre afin de lire le pourcentage exact d'alcool.

Insérer ensuite les résistances puis les diodes silicium en prenant garde à leur



trolytiques en contrôlant que leur broche positive soit bien insérée dans le trou portant l'annotation «+». Implanter les transistors méplat orienté vers la gauche (voir fig.8).



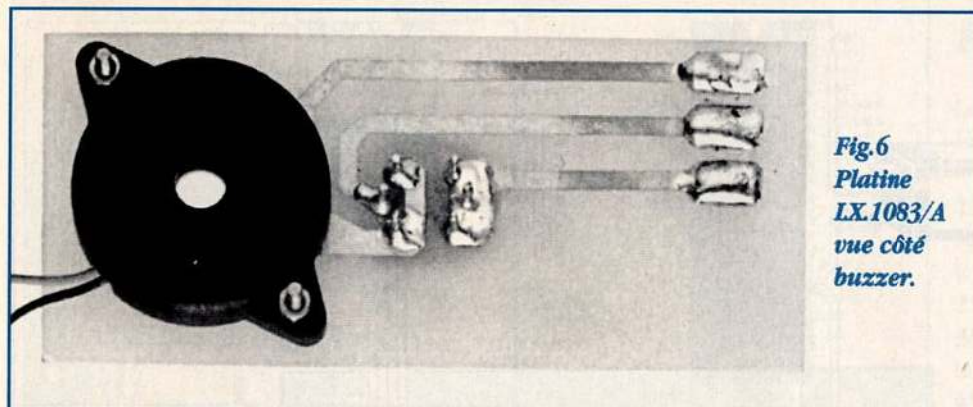


Fig. 6
Platine
LX.1083/A
vue côté
buzzer.

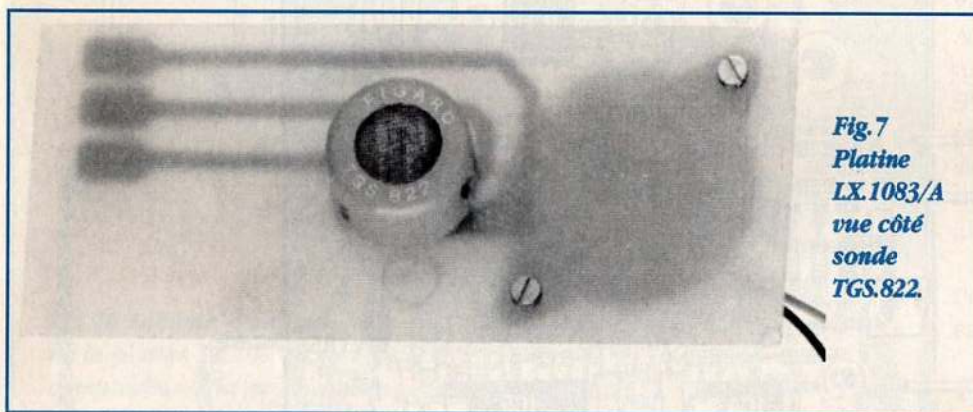


Fig. 7
Platine
LX.1083/A
vue côté
sonde
TGS.822.

Fixer le circuit intégré régulateur en position horizontale sur le circuit imprimé, après avoir replié les broches en L. Vérifier avant soudure que le trou de fixation coïncide avec le trou présent sur le radiateur du circuit intégré. Monter ensuite les cosses réservées aux connexions des fils, soit celles de la nappe à quatre fils à relier au circuit imprimé LX.1083/B, du bouton-poussoir P1, de la LED DL1, du buzzer CP1, de l'inverseur S1 et des trois fils +V M S destinés au circuit imprimé du capteur.

Placer dans leurs supports respectifs les circuits intégrés en orientant leur encoche de référence en U vers la droite, comme visible en fig. 8.

Pour la LED, le fil blanc est relié à la broche la plus longue A (Anode) et le fil noir à la broche la plus courte K (cathode). Si ces deux fils sont intervertis la LED ne s'allume jamais.

Sur le second circuit imprimé référencé LX.1083/B, monter sur le côté visible

en fig. 11 les deux bandes à 20 broches qui seront utilisées comme support pour l'écran d'affichage LCD.

Monter ces deux connecteurs, du côté opposé du circuit imprimé, puis insérer le support pour circuit intégré IC2 et les composants visibles en fig. 10.

Placer le condensateur électrolytique C4 en position horizontale. Orienter la partie plate du transistor TR1 vers la résistance R1 et le curseur de l'ajustable R13 vers la gauche.

Insérer le circuit intégré IC2 sur son support encoche de référence en U vers la gauche, (voir fig. 10). Du côté opposé implanter l'afficheur LCD (voir fig. 11) en respectant la position de la marque de référence pratiquement invisible qui revêt la forme d'une fine excroissance de verre placée d'un côté de l'afficheur.

Lors de l'implantation exercer la pression sur les cotés.

Enfin, souder sur ce circuit imprimé les 4 broches recevant les fils de la nappe

qui vient du circuit imprimé LX.1083 et les 3 broches réservées au potentiomètre R6 (voir fig. 10).

Sur le dernier circuit imprimé LX.1083/A placer le capteur TGS.822 qui peut être inséré dans les deux sens.

Sur ce circuit imprimé, monter le buzzer CP1 (voir fig. 13).

Avec une longueur de nappe à trois fils relier les pistes +V M S présentes sur le circuit imprimé LX.1083/A avec les trois broches +V M S présentes sur le circuit imprimé LX.1083 en prenant garde à ne pas les intervertir.

FIXATION DANS LE BOITIER.....

Après le montage des trois platines, procéder à leur mise en place dans le boîtier. Avant d'effectuer cette opération, pratiquer 4 trous de 5 mm de diamètre sur les deux côtés du boîtier (voir fig. 12) afin de permettre l'évacuation de l'air, et un trou pour laisser passer le fil d'alimentation.

Fixer à l'intérieur du boîtier la platine LX.1083 à l'aide des quatre entretoises plastiques auto-adhésives de 0,5 cm. Engager verticalement le circuit imprimé LX.1083/A sur lequel est fixé le capteur dans deux rainures du boîtier à environ 4 cm du bord (voir fig. 12) de façon à créer un compartiment réservé à la circulation de l'air. Sur la face avant, fixer le potentiomètre R6, le bouton-poussoir P1, la LED DL1, l'interrupteur de mise sous tension S1 et l'embout.

Le circuit imprimé de l'écran afficheur LX.1083/B est à fixer contre le panneau avant, avec les quatre entretoises auto-adhésives de 1 cm.

Présenter la face avant sur la boîte en contrôlant que le côté comportant l'embout soit en correspondance du compartiment où se trouve le capteur.

Fig.8 Schéma d'implantation de la platine LX.1083. Prendre garde à ne pas intervertir les fils 1-2-3-4 de la nappe en les reliant à la platine LX.1083/B (voir fig.10). Idem pour les trois fils qui vont à la platine LX.1083/A.

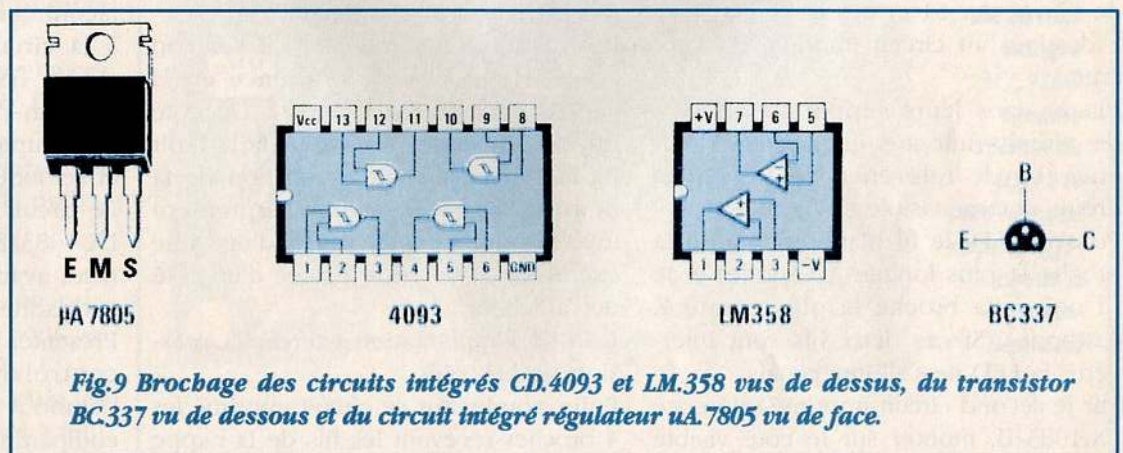
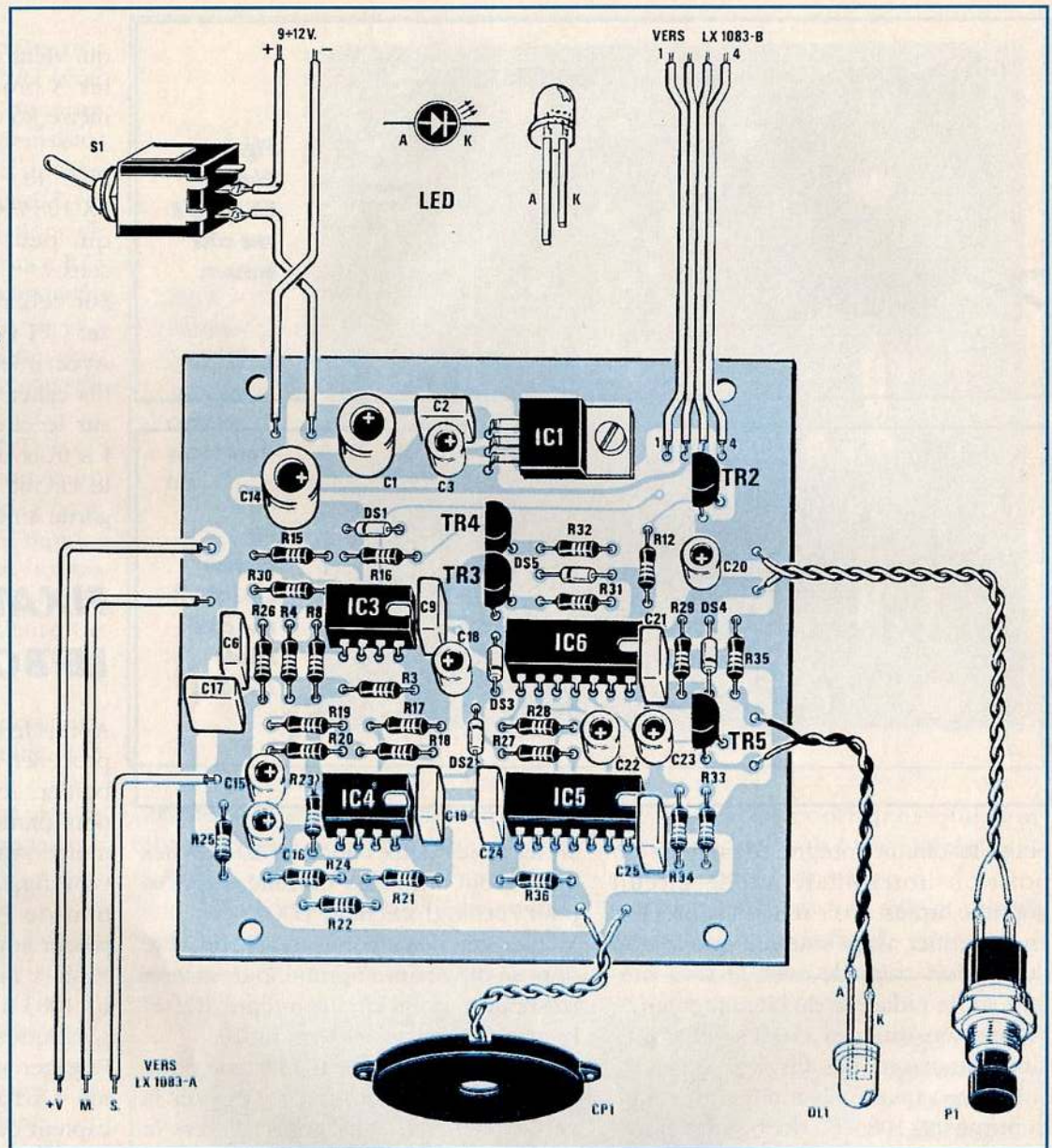


Fig.9 Brochage des circuits intégrés CD.4093 et LM.358 vus de dessus, du transistor BC.337 vu de dessous et du circuit intégré régulateur uA.7805 vu de face.

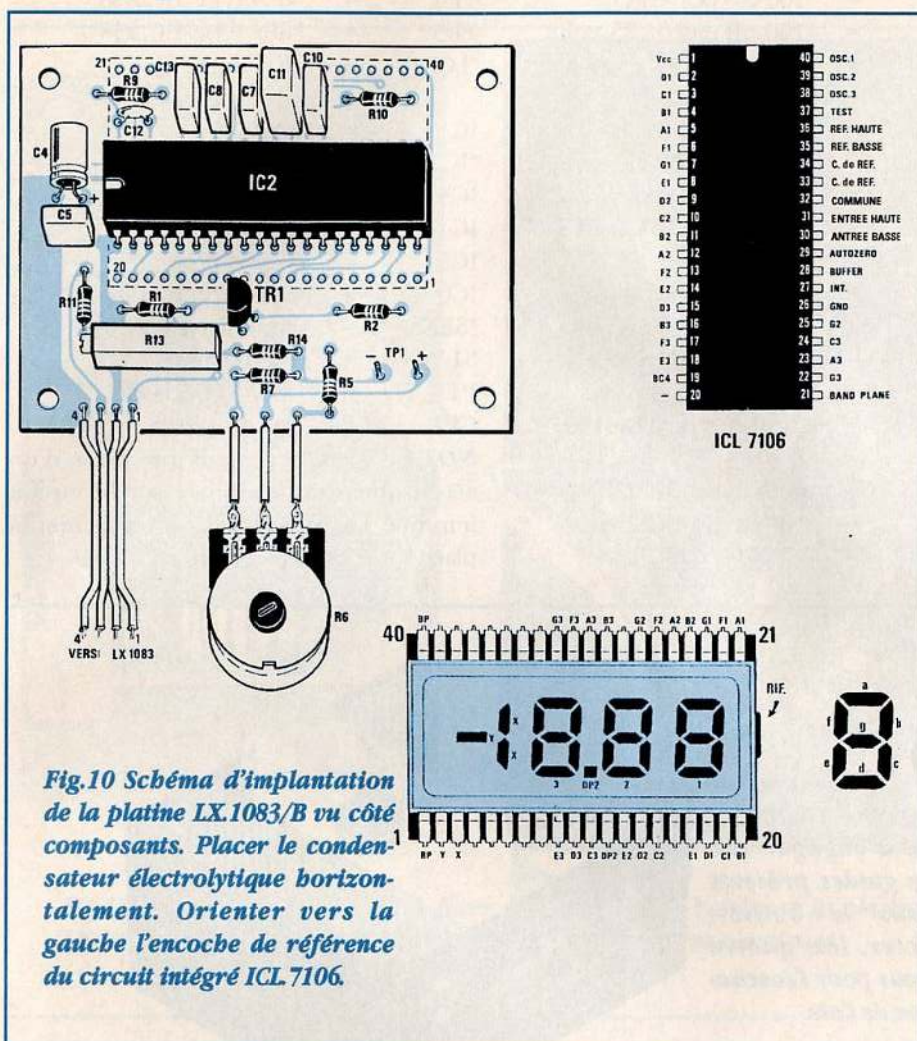


Fig.10 Schéma d'implantation de la platine LX.1083/B vu côté composants. Placer le condensateur électrolytique horizontalement. Orienter vers la gauche l'encoche de référence du circuit intégré ICL 7106.

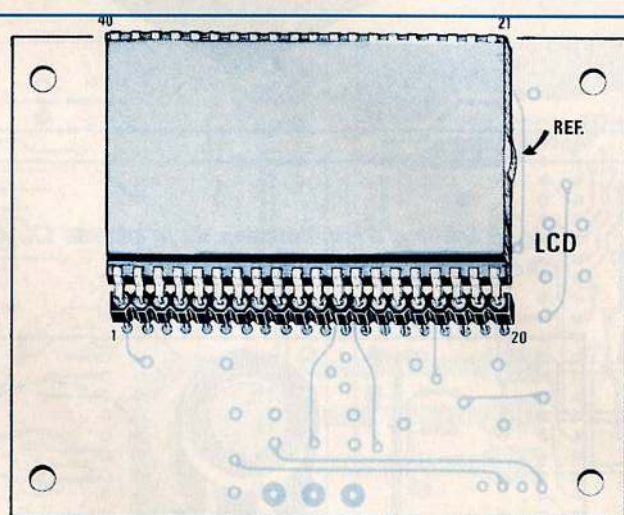


Fig.11 Avant de l'insérer dans son support vérifier attentivement le côté où se trouve l'excroissance de verre servant de référence.

REGLAGE.....

Le réglage de l'éthylomètre s'effectue de la façon suivante :

- 1° - Soulever la face avant du boîtier, de façon à atteindre le curseur de l'ajustable R13, puis mettre l'appareil sous tension.
- 2° - Attendre le bip sonore.
- 3° - Sur l'afficheur s'inscrit un «I» qui se transforme en un nombre après le bip.
- 4° - Ce nombre devrait être 0.00 mais souvent la valeur est légèrement différente. Aussi agir sur le potentiomètre R6 jusqu'à la mise à zéro.
- 5° - Quand sur l'afficheur apparaît 0.00 contrôler avec un multimètre digital la tension présente sur la broche TP1.
- 6° - Tourner le curseur de l'ajustable R13 jusqu'à lire une tension de 1,74 volt.

Pour le contrôle et l'étalonnage, à titre indicatif opérer les essais suivants :

- 1 - Faites rincer la bouche d'une personne qui n'a pas bu d'alcool avec un verre d'eau, puis lui faire boire une cuillerée de vin de 11-12 degrés et attendre 1 minute, puis la faire souffler dans l'embout.
- 2 - En condition normale l'éthylomètre doit indiquer une valeur de 0,20. Si sur l'afficheur apparaît un nombre légèrement supérieur tourner le curseur de l'ajustable R13 jusqu'à lire 0,20.
- 3 - Recommencer cette opération avec une personne qui n'a pas bu de boissons alcoolisées à qui on fait rincer la bouche avec un verre d'eau et ensuite lui faire boire une cuillère d'alcool type cognac ou whisky.
- 4 - Attendre 1 minute et la faire souffler dans l'embout. L'éthylomètre doit indiquer 0,70.

Ce procédé de réglage quelque peu empirique qu'il paraisse est néanmoins assez juste.

Bien évidemment pour effectuer un réglage parfait, il serait préférable de se procurer un aérosol alcoolisé dont la valeur étalon est connue.

Noter que la nicotine peut également influencer la lecture.

LISTE DES COMPOSANTS....

*R1	=	470 Kohms 1/4 watt
*R2	=	470 Kohms 1/4 watt
R3	=	3.300 ohms 1/4 watt
R4	=	1 Kohms 1/4 watt
*R5	=	180 Kohms 1/4 watt
*R6	=	10 Kohms pot.lin.
*R7	=	15 Kohms 1/4 watt
R8	=	1 MegOhm 1/4 watt 1%
*R9	=	100 Kohms 1/4 watt
*R10	=	47 Kohms 1/4 watt
*R11	=	5.600 ohms 1/4 watt
R12	=	10 Kohms 1/4 watt
*R13	=	50 Kohms ajustable 20g.
*R14	=	10 Kohms 1/4 watt
R15	=	22 mégohms 1/4 watt
R16	=	10 Kohms 1/4 watt
R17	=	33 Kohms 1/4 watt
R18	=	100 ohms 1/4 watt
R19	=	22 Kohms 1/4 watt
R20	=	220 Kohms 1/4 watt
R21	=	33 Kohms 1/4 watt
R22	=	68 ohms 1/4 watt
R23	=	22 Kohms 1/4 watt
R24	=	220 Kohms 1/4 watt
R25	=	6.800 ohms 1/4 watt
R26	=	1 MegOhm 1/4 watt 1%
R27	=	1 MegOhm 1/4 watt
R28	=	100 Kohms 1/4 watt
R29	=	1 MegOhm 1/4 watt
R30	=	1 MegOhm 1/4 watt 1%
R31	=	10 Kohms 1/4 watt
R32	=	47 Kohms 1/4 watt
R33	=	47 Kohms 1/4 watt
R34	=	47 Kohms 1/4 watt
R35	=	330 ohms 1/4 watt
R36	=	100 Kohms 1/4 watt
C1	=	100 µF electr. 25 volts
C2	=	100 nF polyester
C3	=	10 µF electr. 63 volts
*C4	=	10 µF electr. 63 volts
C5	=	100 nF polyester
C6	=	100 nF polyester
*C7	=	100 nF polyester
*C8	=	100 nF polyester
C9	=	100 nF polyester
*C10	=	220 nF polyester
*C11	=	470 nF polyester
C12	=	100 pF céramique

*C13	=	100 nF polyester
C14	=	100 µF electr. 25 volts
C15	=	4,7 µF electr. 63 volts
C16	=	4,7 µF electr. 63 volts
C17	=	100 nF polyester
C18	=	47 µF electr. 25 volts
C19	=	100 nF polyester
C20	=	1 µF electr. 63 volts
C21	=	100 nF polyester
C22	=	10 µF electr. 63 volts
C23	=	22 µF electr. 25 volts
C24	=	3.300 pF polyester
C25	=	100 nF polyester
DS1-DS5	=	diodes type 1N.4150
DL1	=	LED
*TR1	=	NPN type BC.238
TR2	=	NPN type BC.238
TR3	=	NPN type BC.238

TR4	=	NPN type BC.238
TR5	=	NPN type BC.238
*LCD	=	afficheur LCD type H1331C
IC1	=	µA.7805
*IC2	=	ICL.7106
IC3	=	LM.358
IC4	=	LM.358
IC5	=	C/Mos type 4093
IC6	=	C/Mos type 4093
*SENS	=	capteur type SE1.5
S1	=	interrupteur
P1	=	bouton-poussoir
CP1	=	buzzer piezo

NOTA : Les composants précédés d'un astérisque sont à monter sur le circuit imprimé LX.1083/B. Le capteur prendra place sur le circuit imprimé LX.1083/A.

Fig.12 Le circuit imprimé LX.1083/A est à engager sur les guides présents dans le boîtier. Noter les quatre trous pour l'évacuation de l'air.

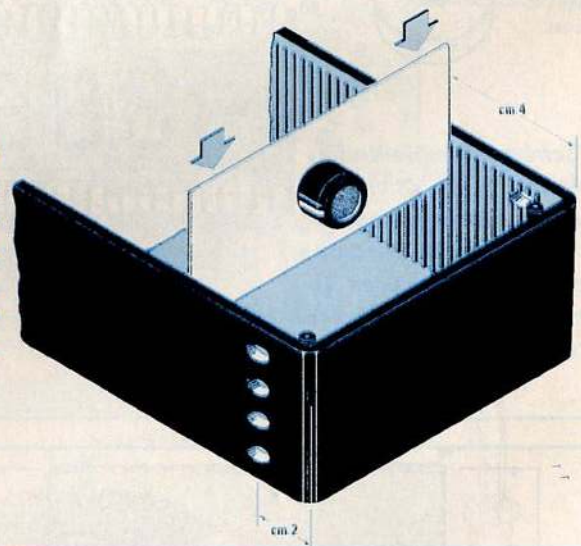
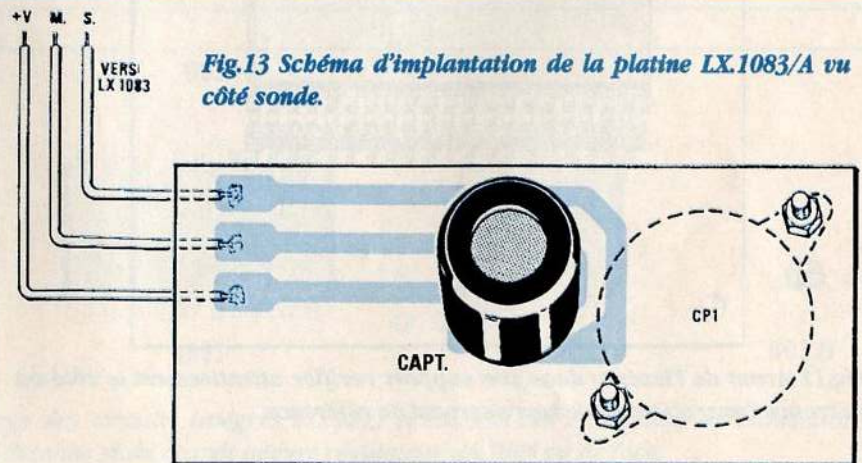


Fig.13 Schéma d'implantation de la platine LX.1083/A vu côté sonde.



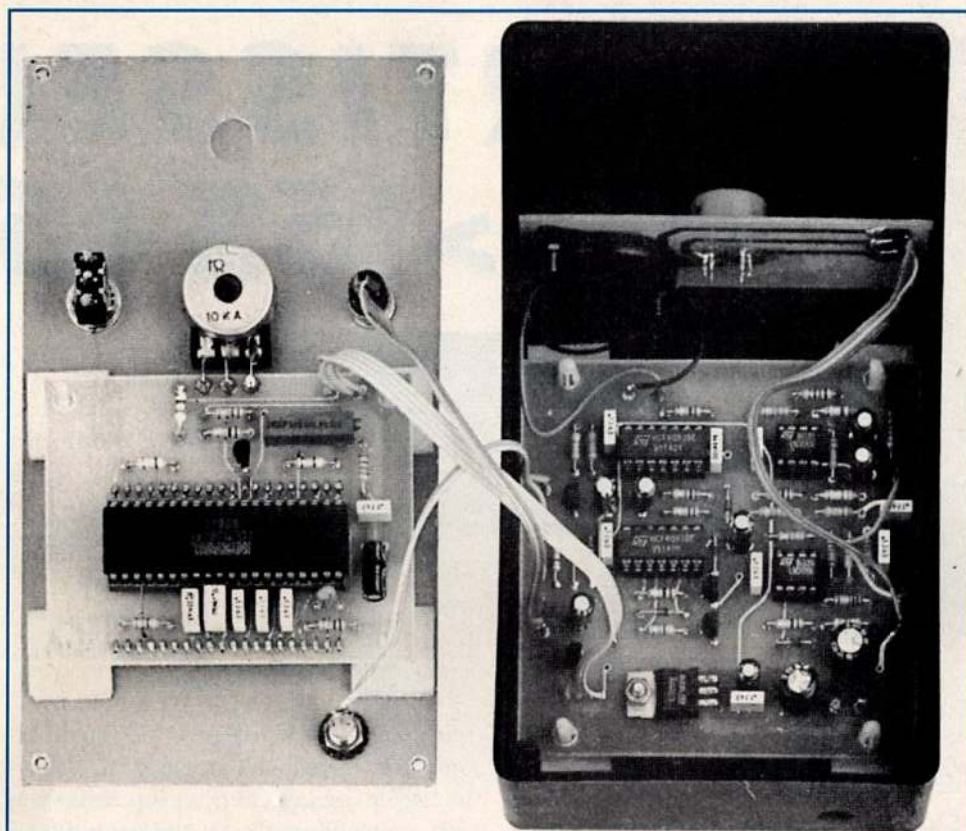


Fig.14 La platine LX.1083 est à fixer à l'intérieur du boîtier et la platine LX.1083/B sur la face avant à l'aide des quatre entretoises plastiques.

COUT DE REALISATION.....

Tous les composants nécessaires pour le circuit imprimé principal LX.1083 et LX.1083/A (voir fig.8 et 13) avec bouton-poussoir, buzzer, sonde SE1.5 (TGS.822) et interrupteur coûtent, environ..... **400,00 F**

Tous les composants nécessaires pour le circuit imprimé d'affichage LX.1083/B (voir fig.10) avec afficheur LCD, circuit intégré et potentiomètre, environ..... **246,00 F**

Boîtier plastique MO.1083 avec plaque percée et sérigraphiée (voir figure début d'article), environ **69,00 F**

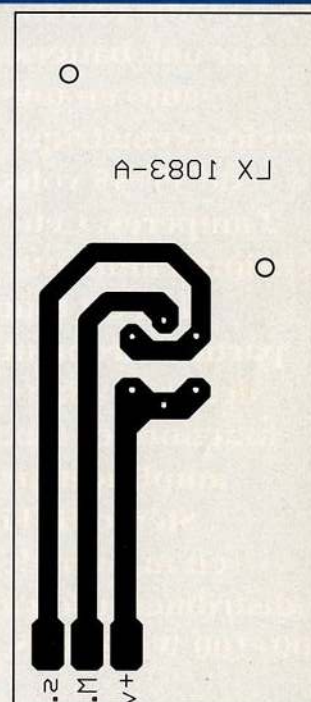
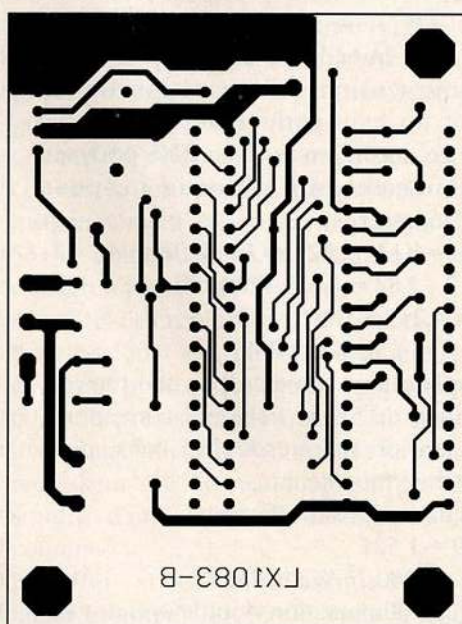
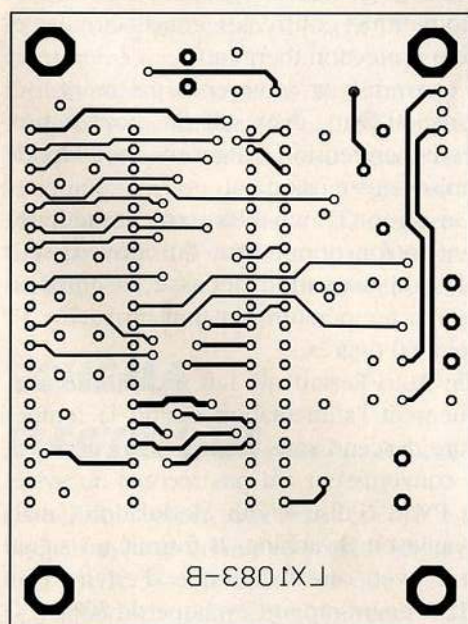
Circuit imprimé, environ **62,00 F**

Circuit imprimé, environ **12,00 F**

Circuit imprimé, environ **36,00 F**

Attention,

désormais les problèmes techniques et le SAV seront exclusivement traités par téléphone de 14 h à 17 h 30.



CONVERTISSEUR

12 V → 55+55

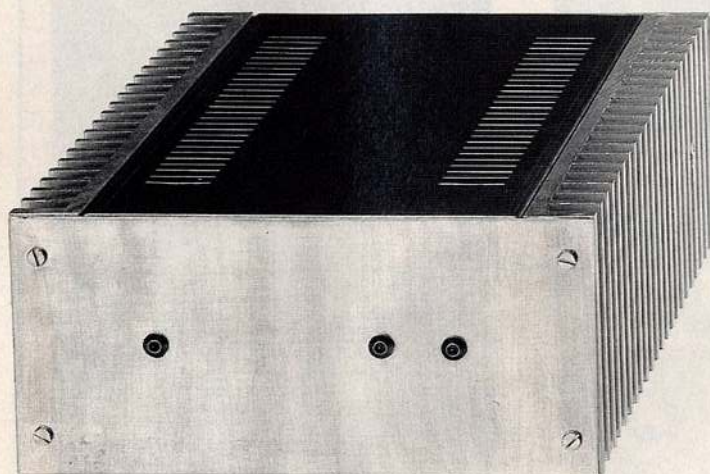


Fig.1 Un élégant boîtier métallique incluant les radiateurs de refroidissement latéraux.

Cette alimentation dotée de deux protections, une thermique et une pour les courts-circuits, permet d'élever une tension de 12-13 volts fournie par une batterie auto en une tension symétrique de 55+55 volts 2 ampères. Cette tension d'alimentation est tout particulièrement destinée à faire fonctionner tout amplificateur Stéréo Hi-Fi en mesure de distribuer jusqu'à 100+100 Watts RMS.

La tension symétrique 55+55 volts est indispensable pour l'obtention de puissances élevées sur les haut-parleurs.

En effet, la puissance de sortie RMS se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$P(\text{Watt}) = [(V : 2,82) \times (V : 2,82)] : R$$

où V = Tension d'alimentation

R = Impédance du haut-parleur.

Pour une tension d'alimentation de 12 volts et un haut-parleur de 4 ohms, la puissance maximum en Watt RMS pouvant théoriquement être obtenue ne peut jamais dépasser :

$$P(\text{Watt}) = [(12 : 2,82) \times (12 : 2,82)] : 4$$

$$\text{Soit : } 12 : 2,82 = 4,255 \text{ Volts efficace}$$

$$4,255 \times 4,255 = 18,10$$

$$18,10 : 4 = 4,52 \text{ Watts RMS}$$

Un amplificateur alimenté par une tension symétrique de 55+55 volts qui correspond à une tension unique de 110 volts, peut fournir théoriquement :

$$110 : 2,82 = 39 \text{ volts efficaces}$$

$$39 \times 39 = 1\,521$$

$$1\,521 : 4 = 380,25 \text{ Watts RMS}$$

Avec cette alimentation dont le courant est

limité à 2 ampères, la puissance maximum sera égale à :

$P(\text{Watt}) = U(\text{Volt}) \times I(\text{Ampère})$ et ne pourra jamais dépasser :

$$(55+55) \times 2 = 220 \text{ Watts soit } 110 \text{ watts par canal.}$$

Le montage est doté d'une protection automatique contre les courts-circuits et d'une protection thermique.

Ce convertisseur comprend également :

- Un Soft/Start, dispositif de montée progressive en tension évitant un choc lors de la mise sous tension.

- Un Shoot/Down bloquant immédiatement le fonctionnement du convertisseur si la consommation dépasse 25 ampères ou si la température du transformateur T1 atteint 60 degrés.

- Un Auto/Restart qui fait repartir automatiquement l'alimentation quand la température descend sous 40 degrés environ.

Ce convertisseur n'a pas recours au système PWM (Pulse Width Modulation), mais travaille en Switching. Il fournit un signal carré avec une fréquence d'environ 33 KHz avec un rapport cyclique de 50%.

R V 2 A

Le système Switching a été adopté car il présente l'avantage d'être très silencieux.

En effet, le système PWM en changeant continuellement le rapport cyclique pour maintenir stabilisée la tension de sortie, génère un bruit important peu agréable à l'oreille envers lequel il convient de se prémunir dans les montages BF.

Le revers de la médaille est une légère baisse de tension en charge à pleine puissance qui ne nuit cependant pas au fonctionnement d'un amplificateur disposant de cette puissance.

Caractéristiques techniques

Fonctionnement.....	Switching
Fréquence Switching.....	32 KHz
Tension d'alimentation.....	12-15 volts
Consommation Maxi	25 ampères
Protection en courant dès	26 A. environ
Protection thermique dès	60 degrés
Temps Restart automatique ...	5 secondes
Maximum tension de sortie...	55+55 volts
Maximum courant sortie	2 ampères
Consommation à vide.....	200 mA
Rendement	80% environ

SCHEMA ELECTRIQUE.....

Le schéma électrique est reporté en fig.3. Il est axé autour du circuit intégré IC1, un UC.3846 de chez Unitrode.

Le second circuit intégré référencé IC2



est un LM.324, composé de quatre amplificateurs opérationnels. Il est utilisé pour les protections thermiques et de courts-circuits.

A chaque mise sous tension de l'autoradio, une tension de 12 volts est prélevée du fil réservé à l'alimentation de l'antenne que l'on retrouve normalement sur tous les autoradios, tension qui active le relais placé sur le côté gauche du schéma électrique.

Ce dernier commute la tension 12 volts présente sur la prise Entrée +12Volts (voir sur le côté gauche du schéma électrique) destinée aux deux circuits intégrés IC1-IC2.

Quand la tension est appliquée au convertisseur, celui-ci ne produit pas instantanément la tension maximum de 55+55 volts, mais le fait de façon graduelle en partant de 0+0 volt.

Ainsi le désagréable «CLOC» dans les haut-parleurs est éliminé d'office. Ce dispositif procure l'avantage supplémentaire de préserver les quatre Mosfet et les quatre diodes composant le pont redresseur qui ne manqueraient pas de souffrir d'une élévation instantanée du courant.

En effet, si le convertisseur fournit immédiatement les 55+55 volts le cou-

rant peut atteindre 40 ampères, courant demandé par la charge des deux condensateurs électrolytiques C19-C20 placés sur la sortie du pont redresseur et de tous ceux présents dans l'amplificateur.

La tension montant graduellement, les condensateurs électrolytiques se chargent lentement et il est demandé au convertisseur un courant bien plus réduit, qui ne dépasse jamais 3-3,5 ampères.

Cette hausse progressive de la tension de sortie appelée Soft/Start, est obtenue en faisant monter lentement la tension sur la broche 1 du circuit intégré IC1.

En effet, à partir d'une tension de 2 volts environ sur cette broche, la sortie du convertisseur présente la tension maximum de 55+55 volts.

Pour appliquer sur la broche 1 une tension croissante de 0 à 2 volts, la tension stabilisée de 5 volts fournie par la broche 2 du circuit intégré IC1 est utilisée.

Cette tension ne sera pas appliquée directement sur la broche 1, mais par l'intermédiaire d'un pont diviseur composé des deux résistances R9-R10. Entre cette broche et la masse figure un

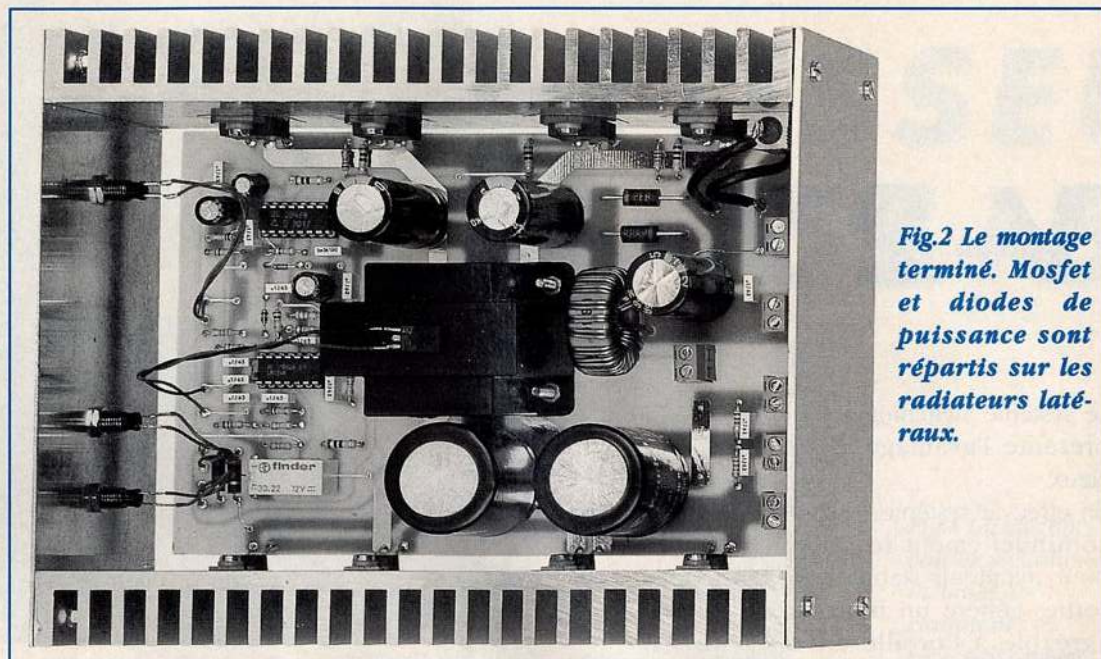
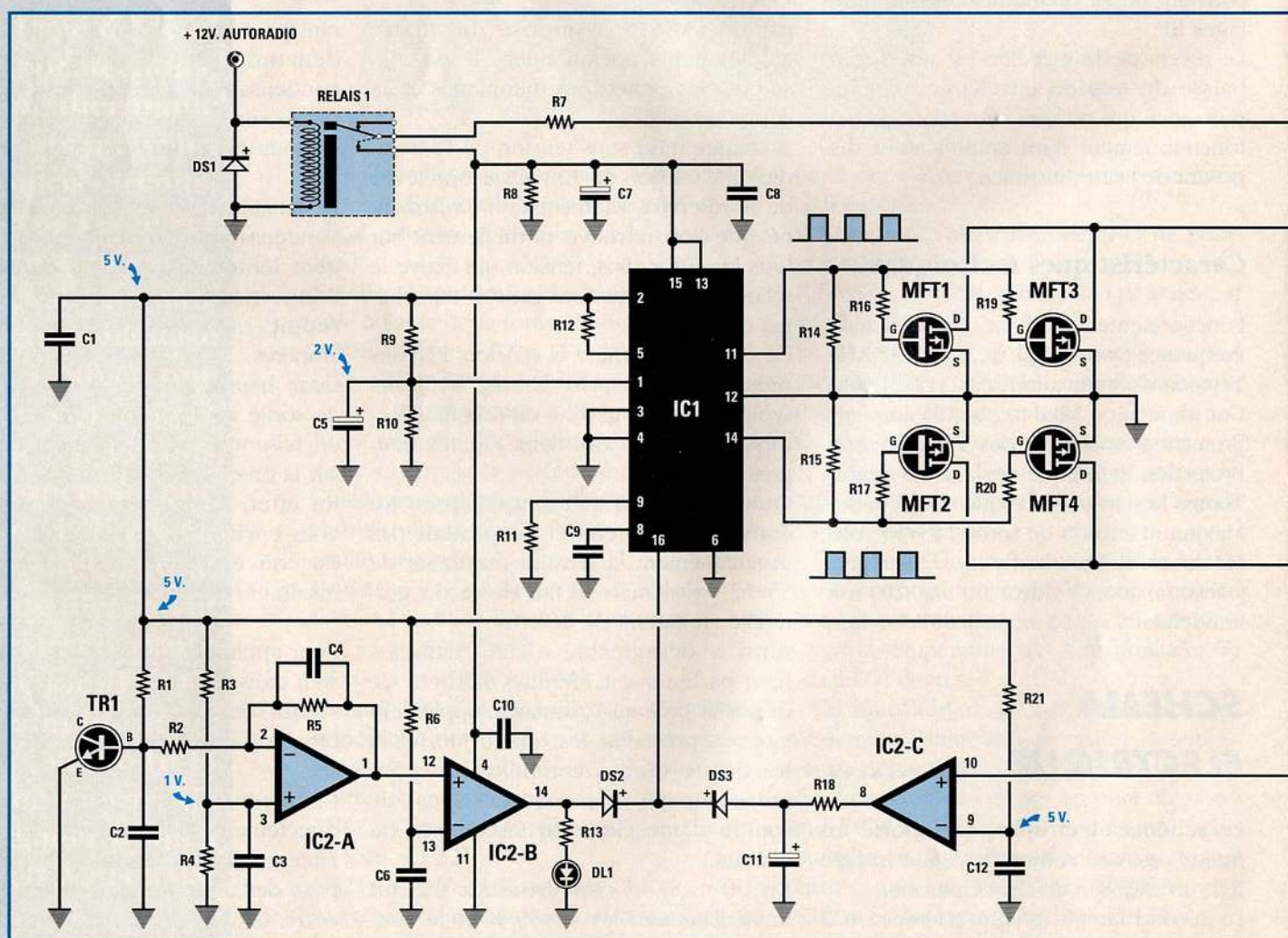


Fig.2 Le montage terminé. Mosfet et diodes de puissance sont répartis sur les radiateurs latéraux.



condensateur électrolytique de 220 μF (voir IC5). Aussi ce dernier nécessitera un certain laps de temps avant d'atteindre les 2 volts requis.

En pratique, à l'allumage l'oscillateur interne du circuit intégré IC1 oscille sur 32 KHz environ, mais cette fréquence part d'un rapport cyclique de l'ordre de 6-7 % pour lentement atteindre 50%.

La fréquence de Switching de 32 KHz environ s'obtient en appliquant sur la broche 9 une résistance de 10 Kohms (voir R11) et sur la broche 8 un condensateur de 3.300 pF (voir C9).

Ce signal carré à 32 KHz sort déphasé de 180 degrés entre les broches 11-14 (voir fig.4).

Ces signaux carrés d'une amplitude maximum de 12 volts pilotent les deux

couples de Mosfet de puissance à canal N, référencés MFT1/MFT3 et MFT2/MFT4 dans le schéma électrique.

Quand le signal carré issu de la broche 11 passe de 0 à 12 volts, cette tension positive atteint, via les résistances R16-R19, les Gate des Mosfet MFT1/MFT3, les faisant entrer en conduction.

Quand le signal carré présent sur la broche 11 passe de 12 à 0 volt, les deux Mosfet MFT1/MFT3 ne recevant plus la tension positive de polarisation cessent de conduire.

Quand le signal carré sur la broche 11 passe de 12 à 0 volt, à l'opposé, sur la broche 14 le signal carré passe de 0 à 12 volts. Cette tension positive atteint, par l'intermédiaire des résistances R17-R20, les Gate des Mosfet MFT2/MFT4 les faisant entrer en conduction.

Alternativement les deux paires de Mosfet MFT1/MFT3 et MFT2/MFT4 entrent en conduction à une fréquence de 32 KHz.

Le couple de Mosfet en conduction court-circuite à la masse le demi-enroulement présent dans le primaire du transformateur T1.

Ainsi, sur l'enroulement secondaire du transformateur T1 est obtenue une tension alternative de valeur proportionnelle au rapport du nombre de spires primaire/secondaire.

Avec le nombre de spires enroulées sur le transformateur en ferrite est obtenue en sortie une tension alternative d'environ 39+39 volts, qui redressée par 4 diodes ultra rapides type BYW.29 montées en pont (voir DS4-DS5-DS6-DS7) permettent d'obtenir une tension symétrique de :

$$39 \times 1,41 = 54,99 \text{ volts}$$

par rapport à la masse (broche 12 de IC1).

En fonction de l'état de charge de la batterie, cette valeur de tension peut varier entre 53 et 58 volts.

Par ailleurs, la tension négative de 12 volts prélevée de la batterie arrive sur la masse du convertisseur en passant à travers la résistance de puissance R26 de 0,01 ohm.

Cette résistance sert pour contrôler par l'intermédiaire des amplis opérationnels IC2/C et IC2/D la consommation du montage.

La prise centrale de la tension de sortie de 55+55 volts est électriquement isolée de la masse du convertisseur.

La partie métallique de l'amplificateur doit être isolée électriquement de la carrosserie, pour éviter de capter des bruits parasites provoqués par les bougies, l'alternateur ou les clignotants.

Avant de passer à l'explication des protections thermiques et anti courts-circuits, précisons que l'oscillateur interne (à 32 KHz) du circuit intégré IC1 fonctionne seulement en présence d'un niveau logique 0 sur sa broche 16.

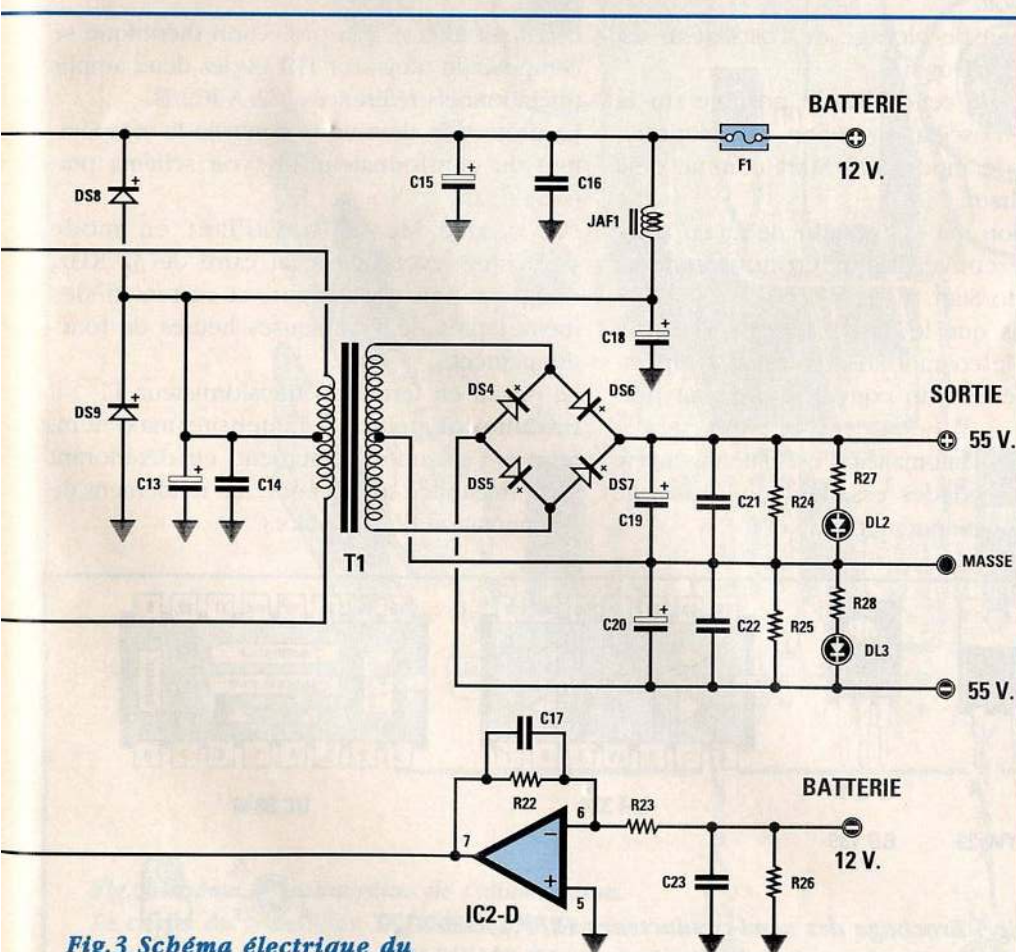


Fig.3 Schéma électrique du montage.

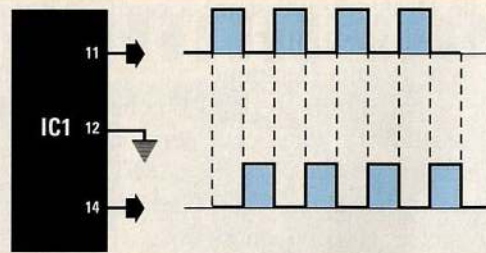


Fig.4 Destinées à piloter les 4 Mosfet de puissance, les broches de sortie 11-14 du circuit intégré IC1 délivrent des signaux carrés à 32 KHz déphasés de 180 degrés.

La présence d'une tension positive supérieure à 1 volt sur cette broche, provoque l'arrêt de l'oscillateur.

En même temps, et automatiquement le circuit intégré court-circuite à la masse les deux sorties broche 11-14 qui alimentent les Gate des Mosfet.

Ainsi, les quatre Mosfet ne recevant plus la fréquence des 32 KHz ne peuvent plus entrer en conduction et la sortie du convertisseur tombe à 0 volt.

Cette fonction de blocage de l'oscillateur est appelée Shoot/Down.

En absence de cette tension positive sur la broche 16, l'oscillateur repart automatiquement dans le mode Soft/Start comme déjà décrit plus haut.

Cette fonction qui fait repartir de façon automatique le convertisseur en Soft/Start est appelée Auto/Start.

Chaque fois que le circuit intégré repart, il contrôle si le courant absorbé ou la température à l'intérieur du convertisseur sont normales.

En présence d'anomalies, l'oscillateur s'arrête et après 5 secondes essaye à nouveau une remise en fonctionnement.

En cas de court-circuit en sortie, les deux LED DL2-DL3 clignotent à une cadence d'environ 5 secondes.

La led DL1 s'allume en présence d'un échauffement excessif.

PROTECTION THERMIQUE.....

Le circuit affecté à la protection thermique se compose du transistor TR1 et des deux amplis opérationnels référencés IC2/A-IC2/B.

La protection thermique contrôle la température du transformateur T1 (voir schéma pratique fig.6).

Les quatre Mosfet travaillant en mode «Switching» avec un signal carré de 32 KHz, dissipent peu de chaleur, et restent tièdes même après de nombreuses heures de fonctionnement.

Le noyau en ferrite du transformateur T1, s'il travaille longtemps à l'intensité maximum, tend à s'échauffer lentement, en détériorant sa perméabilité magnétique. Le rendement de l'alimentation diminue alors.

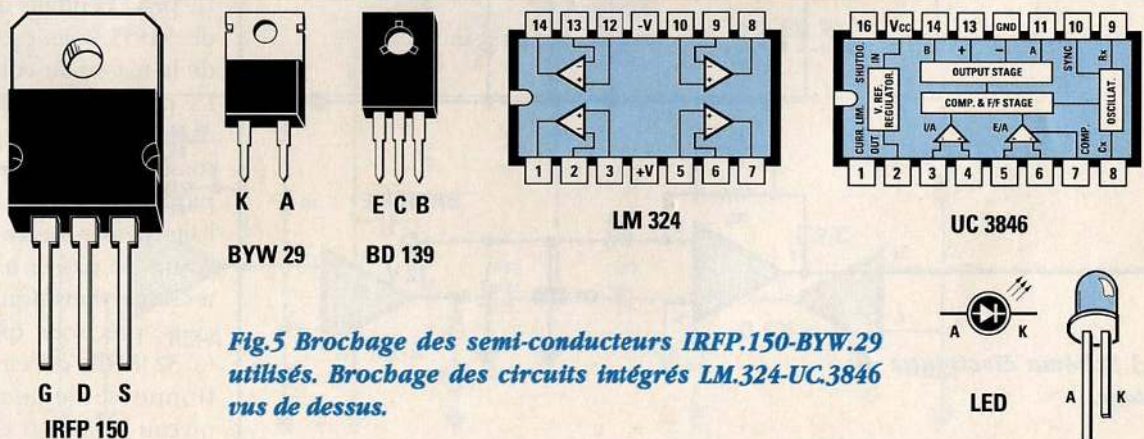


Fig.5 Brochage des semi-conducteurs IRFP.150-BYW.29 utilisés. Brochage des circuits intégrés LM.324-UC.3846 vus de dessus.

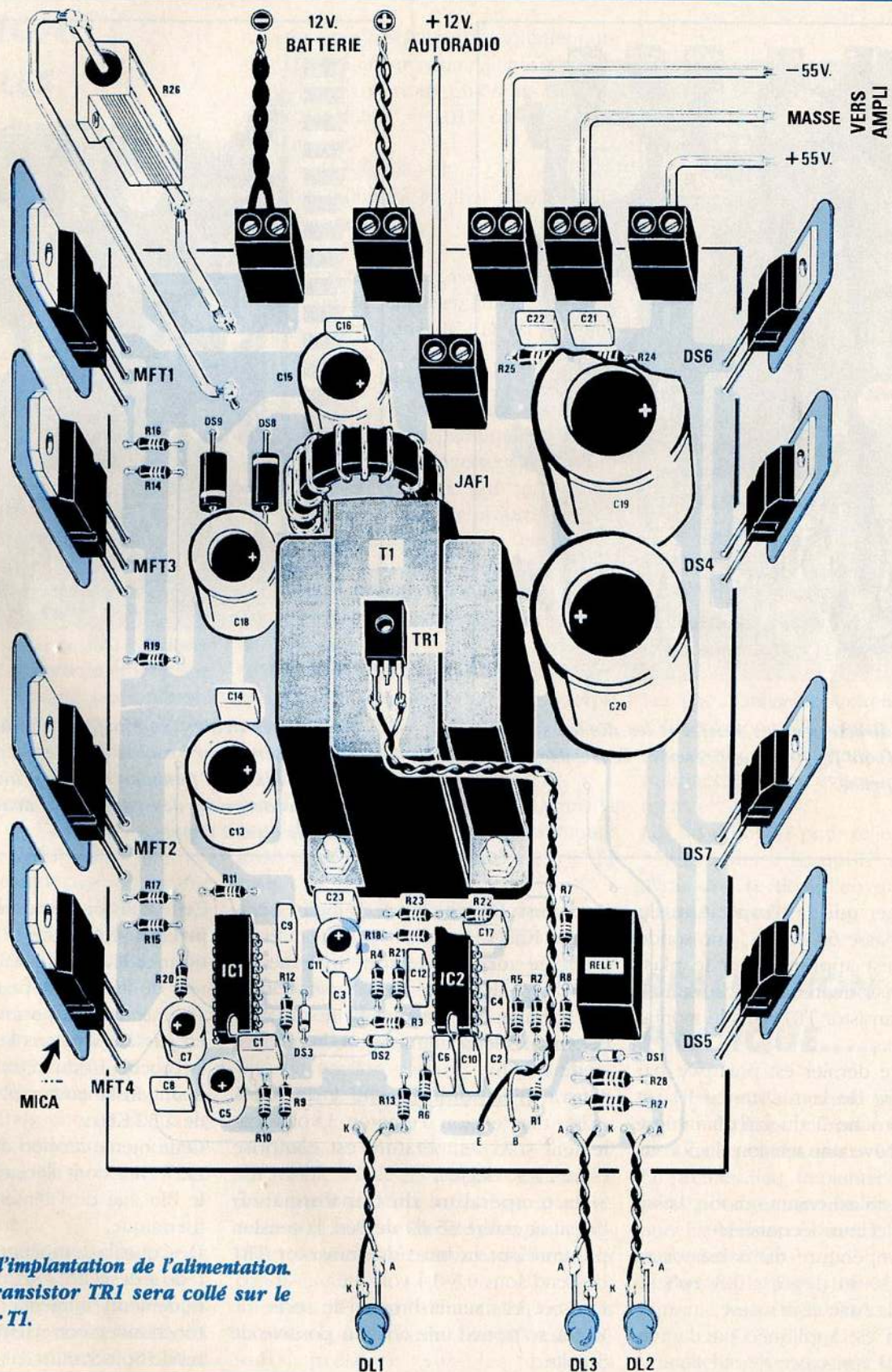


Fig.6 Schéma d'implantation de l'alimentation.
Le corps du transistor TR1 sera collé sur le transformateur T1.

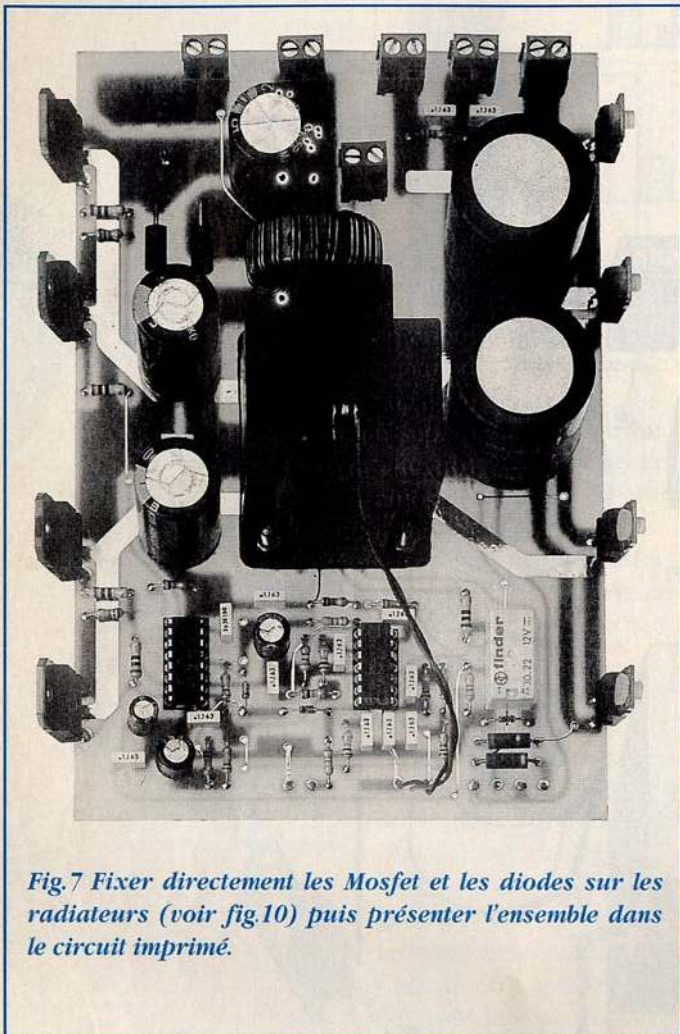


Fig. 7 Fixer directement les Mosfet et les diodes sur les radiateurs (voir fig.10) puis présenter l'ensemble dans le circuit imprimé.

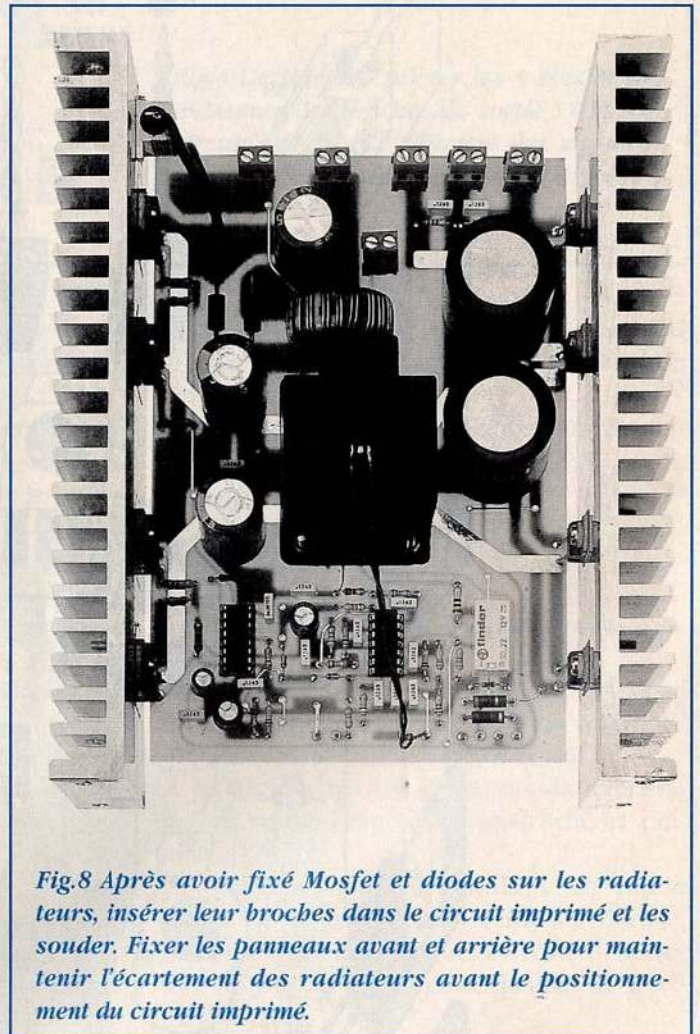


Fig. 8 Après avoir fixé Mosfet et diodes sur les radiateurs, insérer leur broches dans le circuit imprimé et les souder. Fixer les panneaux avant et arrière pour maintenir l'écartement des radiateurs avant le positionnement du circuit imprimé.

Pour empêcher que la température du noyau ne dépasse 60 degrés, une sonde de contrôle est appliquée sur le plastique du transformateur, sonde constituée par le transistor TR1 dans le montage.

La base de ce dernier est polarisée par l'intermédiaire de la résistance R1, et reliée à la broche 2 du circuit intégré IC1, où se trouve une tension de 5 volts stabilisée.

Ce transistor utilisé comme diode, laisse la broche collecteur déconnectée.

Quand la température du transistor se situe entre 30-40 degrés, 0,8 volt se trouve entre la base et la masse.

Cette tension est appliquée par l'intermédiaire de la résistance R2 sur l'entrée

inverseuse (broche 2) de l'ampli opérationnel IC2/A.

L'entrée opposée non inverseuse (broche 3) du même ampli opérationnel est soumise par l'intermédiaire du pont diviseur R3-R4 à une tension de référence de 1 volt.

Ainsi, sur la sortie broche 1 de IC2/A existe une tension d'environ 3 volts seulement si la température est comprise entre 25-30 degrés.

Si la température du transformateur devait atteindre 55-60 degrés, la tension présente sur la base du transistor TR1 descend sous 0,5-0,4 volt.

Dans ce cas sur la broche de sortie de IC2/A se trouve une tension positive de 5 volts.

Cette tension apposée sur l'entrée non inverseuse (broche 12) de l'ampli opérationnel IC2/B utilisé comme comparateur de tension, impose en sortie broche 14 une tension positive de 12 volts qui en passant à travers la diode DS2, atteint la broche 16 du circuit intégré IC1, bloquant instantanément l'oscillateur interne à 32 KHz.

Cette même tension atteint également la LED DL1 dont l'éclairage renseigne sur le blocage de l'alimentation pour cause thermique.

Dès que la température du transformateur redescend sous 60 degrés, automatiquement l'alimentation recommence à fonctionner correctement en partant du mode Soft/Start.

PROTECTION CONTRE LES COURTS-CIRCUITS....

Le circuit utilisé pour la protection contre les courts-circuits est composé de deux amplis opérationnels référencés IC2/D-IC2/C.

Cette protection bloque instantanément le fonctionnement du convertisseur si la consommation excède 25-26 ampères.

Cette consommation excessive peut avoir pour cause le court-circuit d'une des quatre diodes du pont redresseur de sortie ou un problème sur l'amplificateur Hi-Fi.

L'entrée inverseuse (broche 6 de l'ampli opérationnel IC2/D) est reliée via la résistance R23 à la broche négative de 12 volts, et l'entrée non inverseuse (broche 5) à la masse.

La résistance de puissance R26 est située entre le négatif de la batterie et la masse du convertisseur. L'ampli opérationnel surveille la chute de tension qui existe aux bornes de cette résistance.

Si le courant reste en deçà de la valeur préétablie, (24 ampères environ), la broche de sortie de IC2/D fournit une tension d'environ 4,5-4,7 volts.

En effet, quand le montage consomme 24 ampères, aux bornes de R26 de 0,01 ohm est présente une tension déterminée à l'aide de la formule suivante :

$$U(\text{Volt}) = R(\text{Ohm}) \times I(\text{Ampère})$$

donc la tension relevée avoisinera :

$$0,01 \times 24 = 0,24 \text{ volt soit } 240 \text{ millivolts}$$

Dans ces conditions, l'ampli opérationnel IC2/D en configuration d'amplificateur inverseur opérant un gain de 12 (la valeur du gain est égale au rapport de R22/R23) délivre sur la broche 7 une tension d'environ :

$$0,24 \times 12 = 2,88 \text{ volts}$$

Ce calcul ne tient pas compte de la résistance additionnelle des fils. En effet, il conviendra d'ajouter la résistance des fils de câblage qui relient les deux broches de la résistance ce qui peut

ajouter une résistance supplémentaire de 0,007 ohm environ. Si nous reprenons le calcul, nous obtenons un total de : $0,01 + 0,007 = 0,017$ ohm soit une tension de :

$$0,017 \times 24 = 0,408 \text{ volt}$$

soit 408 millivolts au lieu de 240 millivolts théoriques.

Avec cette tension et avec une consommation de 24 ampères, sur la sortie de l'ampli opérationnel IC2/D est obtenue une tension de :

$$0,408 \times 12 = 4,89 \text{ volts}$$

ensuite appliquée sur l'entrée non inverseuse 10 de l'ampli opérationnel IC2/C.

Puisque sur l'entrée inverseuse broche 9 de IC2/C est présente une tension de référence de 5 volts, sur sa sortie broche 8 se retrouve une tension de 0 volt.

Si le courant prélevé du convertisseur atteint 26 ampères, la chute de tension aux bornes de cette résistance de 0,017 ohm monte à :

$$0,017 \times 26 = 0,442 \text{ volt}$$

qui, multipliée par le gain de l'ampli opérationnel IC2/D fait monter la tension sur la broche de sortie 7 à :

$$0,442 \times 12 = 5,3 \text{ volts}$$

Cette tension, en dépassant la valeur de seuil de la broche 9 de IC2/C, commute la sortie 8 du circuit intégré de 0 à 12 volts.

Cette tension en passant à travers la résistance R18 et la diode DS3 atteint la broche 16 de IC1 en bloquant immédiatement l'oscillateur interne.

Le condensateur électrolytique C11 placé après la résistance R18 élimine les pics de tension parasite qui pourraient inutilement bloquer l'oscillateur interne de IC1.

Un fusible F1 de 35 ampères est utilisé. Il est placé en série sur la ligne positive reliée à la batterie de 12 volts, pour protéger le montage contre d'éventuels courts-circuits.

En effet, même si l'alimentation est hors tension, la tension de 12 volts est toujours présente sur les broches

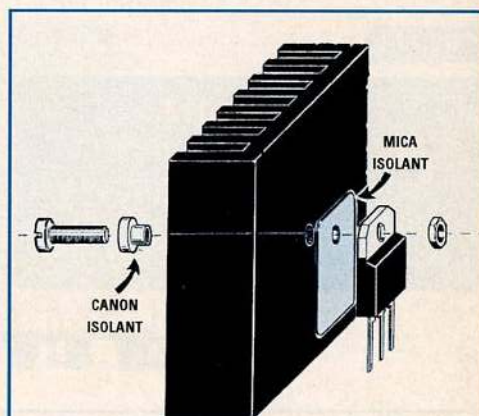


Fig.9 Le corps des Mosfet et des diodes doit être électriquement isolé des radiateurs. Placer entre eux un mica isolant et insérer dans la vis la rondelle de plastique.

Drain/Source des 4 Mosfet. Si par hasard un de ceux-ci devait se mettre en court-circuit l'enroulement du primaire du transformateur T1 pourrait s'endommager.

Les fils à utiliser pour relier l'entrée de l'alimentation à la batterie doivent avoir une section de diamètre supérieur à 3,5 millimètres pour éviter tout échauffement.

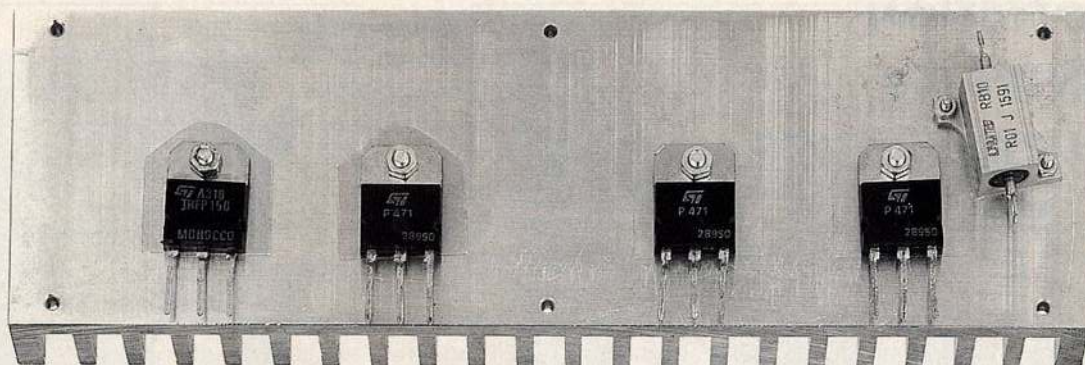
Les fils à utiliser pour relier la sortie des 55+55 volts à l'amplificateur doivent avoir une section d'un diamètre supérieure à 1 mm.

REALISATION PRATIQUE.....

Sur le circuit imprimé double face à trous métallisés référencé LX.1129 monter tous les composants visibles en fig.6. En premier lieu, implanter les deux supports pour les circuits intégrés IC1-IC2 puis les résistances sauf la résistance de puissance R26.

Insérer sur la partie inférieure du circuit imprimé les petites diodes silicium référencées DS1-DS2-DS3 bague noire orientée conformément à la fig.6.

Fig.10 Avec un multimètre, vérifier l'isolement des Mosfet et des diodes par rapport au métal du radiateur.



Placer les diodes de puissance DS8-DS9 à gauche du transformateur bague blanche orientée conformément au schéma d'implantation.

Monter ensuite les condensateurs polyester et électrolytiques en respectant pour ces derniers la polarité des deux broches.

Placer le relais, et la self torique JAF1.

Au centre du circuit imprimé, monter le transformateur, en prenant garde à ne pas intervertir l'enroulement primaire avec le secondaire.

L'enroulement primaire, effectué en fil double de 1,5 mm (la prise centrale reçoit donc 4 fils) est à orienter vers la gauche, vers les Mosfet.

L'enroulement secondaire, composé d'un fil simple (la prise centrale reçoit 2 fils) est à orienter vers les diodes de puissance placées sur la droite du circuit imprimé.

Après avoir placé tous les fils à leur emplacement prévu sur le circuit imprimé, fixer son boîtier plastique à l'aide de quatre vis.

Souder ensuite les fils qui sortent du transformateur.

Sur la partie supérieure du circuit imprimé, insérer les 6 borniers à 2 plots.

Le bornier de gauche reçoit le «moins» batterie tandis que le plus batterie est connecté sur l'autre bornier.

Puisqu'un courant maximum d'environ 25 ampères est amené à emprunter ces fils, utiliser un fil de cuivre de 3,5 mm de section ou deux fils doubles de

2,5 mm de diamètre comme le montre le schéma d'implantation.

Les trois borniers placés sur le côté droit sont destinés à recevoir les fils transportant le -55 volts, la masse et le +55 volts. Le dernier bornier, placé à proximité de la self JAF1, est affecté au branchement de la sortie antenne de l'autoradio. L'absence de +12 volts sur ce bornier empêche tout fonctionnement de ce montage.

Le montage des borniers achevé, appliquer sur le transformateur T1 le transistor plastique TR1 utilisé comme sonde de température.

Prendre deux courtes longueurs de fil et les souder sur les deux broches latérales, puis couper la broche centrale du collecteur qui reste inutilisée.

Mettre une goutte de colle sur le côté métallique du transistor et le plaquer sur le corps du transformateur pour une adhérence parfaite.

Prendre garde à ne pas inverser le branchement des broches E-B.

Le fil blanc placé sur la broche de droite du transistor est à souder sur la broche B du circuit imprimé.

Le fil noir, placé sur la broche de gauche du transistor sera soudé sur la broche E du circuit imprimé.

Lors des liaisons des fils du circuit imprimé aux trois LED DL1-DL2-DL3 respecter la polarité A-K de leurs broches.

Avant de monter les Mosfet et les diodes de redressement, insérer les deux cir-

cuits intégrés dans leurs supports, encoche de référence orientée vers le bas (voir fig.6).

Fixer latéralement sur le radiateur les quatre Mosfet. La partie métallique des Mosfet est à orienter vers le radiateur de refroidissement en interposant un mica isolant (voir fig.9).

Contrôler avec un multimètre que le corps métallique des Mosfet soit bien isolé du métal du radiateur. Fixer sur ce dernier la résistance de puissance R26.

Sur l'autre radiateur de refroidissement placer les quatre diodes de redressement en interposant à chaque fois un mica isolant.

Ne pas fixer encore les deux radiateurs comprenant les Mosfet et les diodes sur le circuit imprimé, car leur poids pourrait facilement faire rompre les broches des composants. Fixer d'abord les radiateurs sur les panneaux avant et arrière, afin de maintenir l'écartement et la rigidité de l'ensemble, puis engager les broches des Mosfet et des diodes dans les trous du circuit imprimé en les faisant sortir de 2-3 mm pour les souder ensuite sur les pistes en cuivre.

Câbler ensuite R26 à l'aide de deux courtes longueurs de fil souple de 2 mm de diamètre aux deux broches du circuit imprimé comme visible en fig.6.

Fixer sur la face avant les trois supports chromés des LED DL1-DL2-DL3.

Le boîtier comporte deux couvercles métalliques qui seront fixés sur les radiateurs d'aluminium avec des vis.

CONSEILS POUR LES ESSAIS.....

Si vous ne désirez pas prélever sur l'autoradio la tension d'antenne, il suffit d'activer le relais à l'aide d'un interrupteur quelconque. Attention, certains autoradios désactivent cette tension en position cassette ou laser !!.

Pour tester le convertisseur, brancher la batterie automobile 12 volts à l'aide de deux câbles de 3 mm de diamètre.

Insérer un fusible de 10-12 ampères en série sur l'un des câbles d'alimentation de 12 volts.

Les erreurs les plus fréquemment commises sont les suivantes :

- Inversion de polarité sur une diode ou un condensateur électrolytique.
- Mauvaise isolation du radiateur d'un ou plusieurs MOSFET.
- Soudure défectueuse.

Le convertisseur sous tension peut délivrer à vide en sortie une tension supérieure, (jusqu'à 62+62 volts). Ceci est sans incidence car dès que cette tension symétrique est reliée à un amplificateur elle est ramenée à 55+55 volts automatiquement.

Cet appareil peut également être utilisé pour alimenter toute installation électronique exigeant une tension simple de 110 volts, en utilisant dans ce cas les deux sorties +55 Volts et -55 Volts.

Prélude à la réalisation d'un amplificateur auto de puissance, ce convertisseur performant conviendra également à la plupart des applications nécessitant l'utilisation d'une batterie et trouvera sa place ou servira de base de départ à de nombreux projets.

COUT DE REALISATION.....

Tous les composants nécessaires pour la réalisation de cette alimentation/convertisseur référencé LX.1229 comprenant

circuit imprimé, transformateur, self, Mos/Power, diodes, relais etc... (voir fig.6) sauf boîtier et radiateurs de refroidissement coûtent environ **990.00 F**

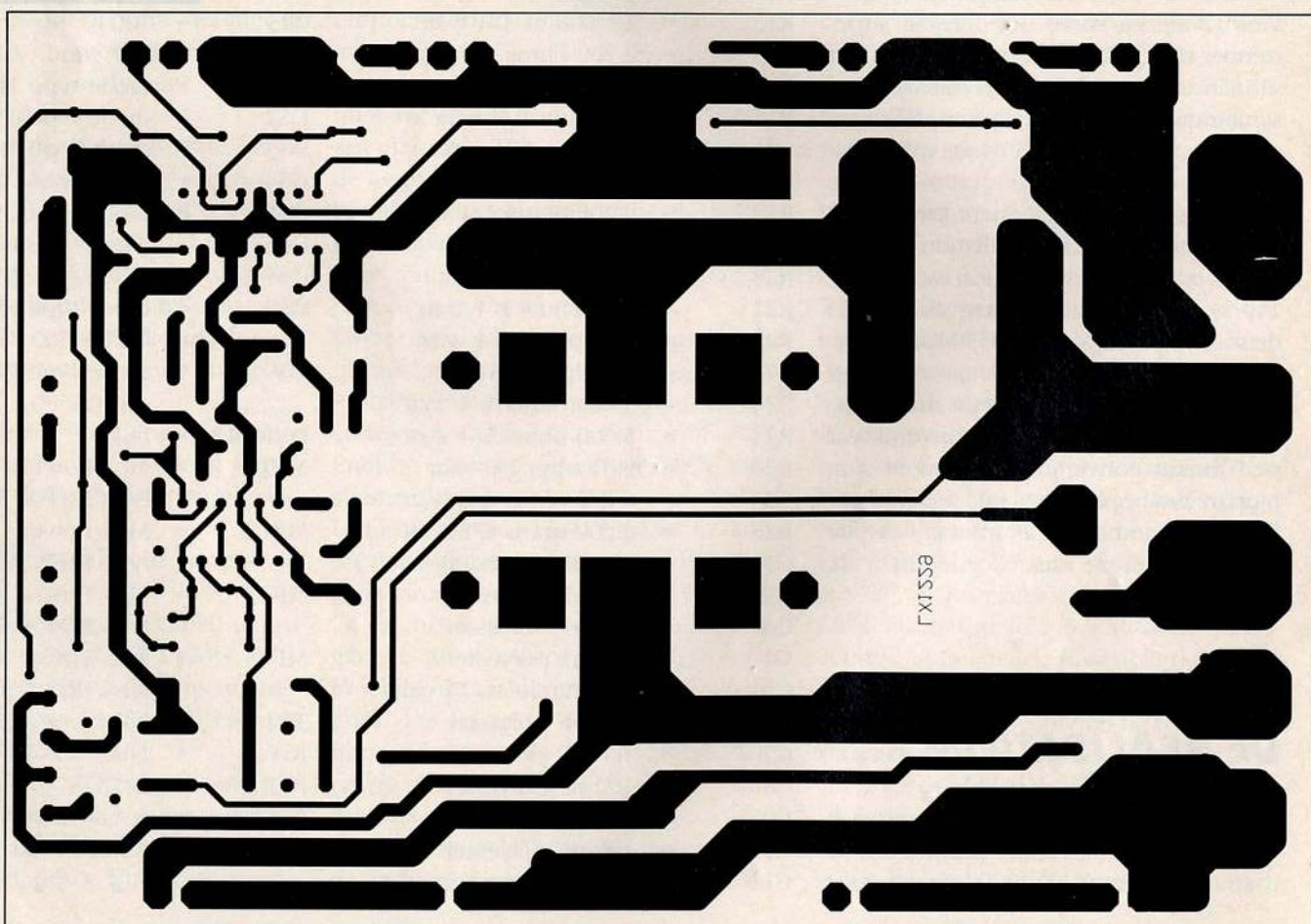
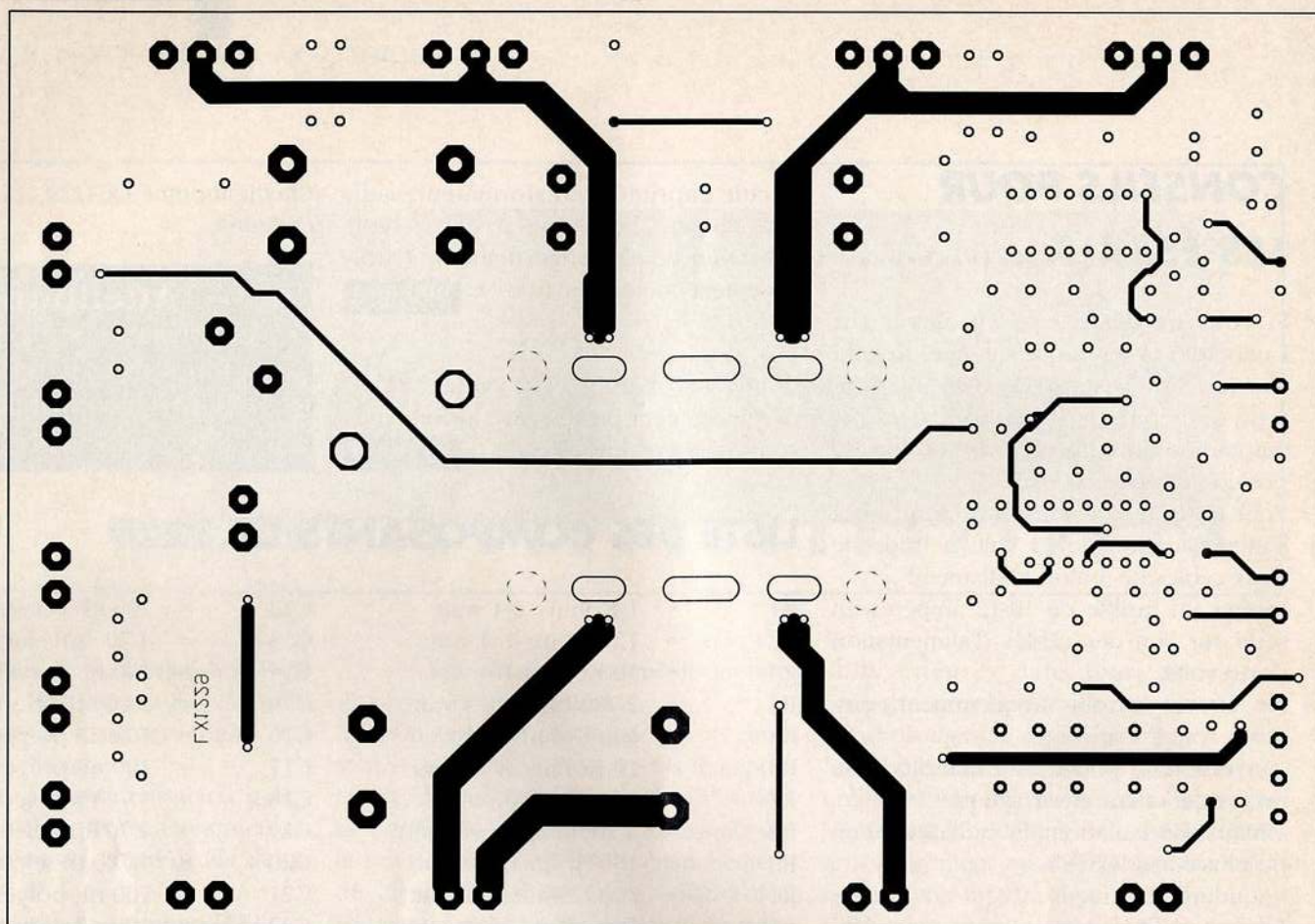
Boîtier MO.1229 avec 2 radiateurs de refroidissement percés, face arrière, plus couvercles aux environs de.... **371.00 F**

Circuit imprimé LX.1229, environ **133.00 F**

Attention,
désormais les problèmes techniques et le SAV seront exclusivement traités par téléphone de 14 h à 17 h 30.

LISTE DES COMPOSANTS LX.1229

R1	= 1 Kohms 1/4 watt	C12	= 100 nF polyester
R2	= 12 Kohms 1/4 watt	C13	= 4.700 µF electr. 35 volts
R3	= 10 Kohms 1/4 watt	C14	= 100 nF polyester
R4	= 2.700 ohms 1/4 watt	C15	= 2.200 µF electr. 50 volts
R5	= 100 Kohms 1/4 watt	C16	= 100 nF polyester
R6	= 10 Kohms 1/4 watt	C17	= 100 nF polyester
R7	= 10 ohms 1/4 watt	C18	= 4.700 µF electr. 35 volts
R8	= 2.200 ohms 1/4 watt	C19	= 4.700 µF electr. 63 volts
R9	= 150 Kohms 1/4 watt	C20	= 4.700 µF electr. 63 volts
R10	= 100 Kohms 1/4 watt	C21	= 100 nF polyester
R11	= 10 Kohms 1/4 watt	C22	= 100 nF polyester
R12	= 10 Kohms 1/4 watt	C23	= 100 nF polyester
R13	= 2.200 ohms 1/4 watt	JAF1	= self. mod. VK27.01
R14	= 1 Kohms 1/4 watt	DS1	= diode type 1N.4150
R15	= 1 Kohms 1/4 watt	DS2	= diode type 1N.4150
R16	= 10 ohms 1/4 watt	DS3	= diode type 1N.4150
R17	= 10 ohms 1/4 watt	DS4	= diode type BYW.29
R18	= 4.700 ohms 1/4 watt	DS5	= diode type BYW.29
R19	= 10 ohms 1/4 watt	DS6	= diode type BYW.29
R20	= 10 ohms 1/4 watt	DS7	= diode type BYW.29
R21	= 10 Kohms 1/4 watt	DS8	= diode type PFR.852
R22	= 12 Kohms 1/4 watt		ou BY.500
R23	= 1 Kohms 1/4 watt	DS9	= diode type PFR.852
R24	= 5.600 ohms 1/4 watt		ou BY.500
R25	= 5.600 ohms 1/4 watt	DL1-DL3	= LED
R26	= 0,01 ohm 10 watt	MFT1	= Mos/Power
R27	= 8.200 ohms 1/2 watt		type IRFP.1 50
R28	= 8.200 ohms 1/2 watt	MFT2	= Mos/Power
C1	= 100 nF polyester		type IRFP.150
C2	= 100 nF polyester	MFT3	= Mos/Power
C3	= 100 nF polyester		type IRFP.1 50
C4	= 100 nF polyester	MFT4	= Mos/Power
C5	= 220 µF electr. 25 volts		type IRFP.150
C6	= 100 nF polyester	TR1	= NPN type BD.139
C7	= 100 µF electr. 25 volts	IC1	= UC.3846
C8	= 100 nF polyester	IC2	= LM.324
C9	= 3.300 pF polyester	RELAIS 1	= relais 12 volts 2 vies
C10	= 100 nF polyester	T1	= transfo mod. TN08.50
C11	= 220 µF electr. 25 volts		



ANCIENS NUMÉROS DISPONIBLES

REVUE N° 1 :

- INTERRUPTEUR CREPUSCULAIRE
- CHARGE 150 WATTS - 8 OHMS
- INDICATEUR D'EXCÈS DE VITESSE AUTOMOBILE
- RECEPTEUR FM SIMPLE 80-190 MHZ
- AMPLIFICATEUR A LAMPES KT 88 OU EL 34
- VU-MÈTRE SIMPLE POUR AMPLIFICATEUR A LAMPES

REVUE N° 2 :

- THÉORIE : UN NOUVEAU SEMI-CONDUCTEUR : L'IGBT
- ALIMENTATION 10-14 VOLTS 20A UTILISANT LES IGBT
- THÉORIE : INITIATION AU FONCTIONNEMENT DES TUBES ELECTRONIQUES
- PREAMPLIFICATEUR HI-FI STEREO À FET
- ANALYSEUR DE SPECTRE SIMPLE & EFFICACE

REVUE N° 3 :

- AMPLI CASQUE A FET-HEXFET
- PARABOLE METEOSAT 24 DB
- RECEPTEUR METEOSAT ECONOMIQUE
- INTERRUPTEUR SIMPLE A INFRAROUGE
- INTERFACE DSP POUR JVFX 6.0
- CONVERTISSEUR POUR METEOSAT EN TECHNOLOGIE CMS

REVUE N° 4 :

- ALIMENTATION STABILISEE 3.18 VOLT 2 A
- AMPLIFICATEUR HIFI à IGBT 2 x 100 watts
- GENERATEUR DE BRUIT
- REGENERATEUR D'ACCUMULATEUR AU CADMIUM/NICKEL
- TESTEUR DE THYRISTOR ET TRIAC
- ANTENNE DOUBLE V POUR SATELLITES POLAIRES

REVUE N° 5 :

- PREAMPLIFICATEUR D'INSTRUMENTATION DE 400 KHZ A 2 GHZ
- PREAMPLIFICATEUR HI-FI STEREO A LAMPES
- CHARGEUR D'ACCUS CD/NI ULTRA RAPIDE
- PROTECTION POUR ENCEINTE AVEC ANTICLOC
- ETOILE DE NOEL A LED BICOLORES
- GENERATEUR SINUSOIDAL A FAIBLE DISTORSION
- RELAIS PHOTO DECLENCHABLE

REVUE N° 6 :

- THÉORIE : LAMPES ET HAUTE FIDÉLITÉ
- DETECTEUR DE METAUX LF A MEMOIRE
- TESTEUR DE TELECOMMANDE RADIO VHF-UHF
- THERMOSTAT DE PRECISION A SONDE LM.35
- RELAIS MICROPHONIQUE
- GENERATEUR DE BRUIT RF 1 MHZ À 2 GHZ

REVUE N° 7 :

- MINI-ALIMENTATION UNIVERSELLE 5 A 19 V - 0,2 A
- THÉORIE : UN CONVERTISSEUR DE FREQUENCE PERFORMANT : LE NE.602
- TABLE D'EFFETS SPECIAUX VIDEO
- EXPANSEUR STEREO POUR L'HOLOPHONIE
- CLIGNOTANT ELECTRONIQUE 220 VOLTS
- CONVERSION DES SIGNAUX SYMETRIQUES / ASYMETRIQUES

REVUE N° 8 :

- TESTEUR DE TÉLÉCOMMANDE INFRAROUGE
- DETECTEUR DE FUITE DE GAZ
- MILLIOHMMETRE
- MIRE TV COULEUR HD
- ONDULEUR 12 -> 200 V 50 HZ

REVUE N° 10 :

- RECEPTEUR METEOSAT
- INTERFACE SÉRIE PARALLÈLE MULTIFONCTIONS
- PERITEL MULTIDIRECTIONNELLE
- SUPER ALIMENTATION POUR RÉSEAU FERROVIAIRE
- ANNONCE MUSICALE POUR PUBLIC ADDRESS

REVUE N° 11 :

- CONVERTISSEUR 12 V 28 V 5 AMPERES
- COLONNE VU-METRE 220 V
- PRÉAMPLI POUR CELLULE À BOBINE MOBILE
- THÉORIE : INSTRUCTIONS POUR JVFX 7.0
- EXTENSION 8 ENTRÉES-8 SORTIES LX1127
- GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS PROGRAMMABLE
- GÉNÉRATEUR BF

REVUE N° 12 :

- SCANNER DE RECHERCHE TV SAT
- EXTENSION THERMOMÈTRE POUR PLATINE LX1127
- TESTEUR DE CI TTL ET CMOS
- PH-MÈTRE
- FILTRE ACTIF CROSS-OVER 24 DB/OCTAVE
- TÉLÉCOMMANDE DE MONTURE ÉQUATORIALE OU DE ROTOR D'ANTENNE

REVUE N° 13 :

- EXTENSION VOLTMÈTRE POUR PLATINE LX1127
- SIMULATEUR DE PORTES LOGIQUES
- VAPORISATEUR À ULTRASONS
- DÉTECTEUR DE FUITE DE GAZ
- IMPÉDANCEMÈTRE RÉACTANCEMÈTRE BF DE PRÉCISION
- THÉORIE : L'EFFET PELTIER

REVUE N° 14 :

- FILTRE SECTEUR
- ANALYSEUR DE RESEAU SECTEUR
- DEUX TIMERS SIMPLES AVEC CIRCUIT INTEGRE CD.4536
- DISPOSITIF DE RECHERCHE DE PERSONNES
- THÉORIE : TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION
- THÉORIE : LES MOTEURS PAS À PAS

REVUE N° 15 :

- BOITE A MUSIQUE
- PROGRAMMATEUR DE ST6
- MONTAGE TEST POUR ST6
- WATTMÈTRE HF
- VFO FM MULTIBANDE A PLL
- ATTENUATEUR RF 0-40 DB
- THÉORIE : A LA REDECouverte DU 4046
- THÉORIE : RADIATEURS DE REFRIGERATION
- CLIGNOTANT DE SÉCURITÉ

REVUE N° 16 :

- THÉORIE : PROGRAMMATION DES ST6
- EMETTEUR RECEPTEUR 10 GHZ
- THÉORIE : A LA REDECouverte DU 4046
- ANTENNE ACTIVE 1,7 A 30 MHZ
- THÉORIE : DEUX ANTENNES 10 GHZ
- CAPACIMÈTRE A MICROPROCESSEUR
- GUIRLANDE DE NOEL A LED
- MUSIQUES DE NOEL

REVUE N° 17 :

- TESTEUR DE TRANSISTORS
- BUS POUR TESTER LES MICROS ST6
- EXTENSIONS POUR BUS ST6
- MODEM PACKET 1.200 BAUDS
- THÉORIE : MISE AU POINT DES MONTAGES BF
- CHARGEUR BATTERIE AU PLOMB
- THÉORIE : LES SELFS A NOYAUX TORIQUES
- THÉORIE : PRATIQUE DES MONTAGES SHF
- THÉORIE : PROGRAMME BAYCOM
- BOUSSOLE ELECTRONIQUE

B O N D E C O M M A N D E

Nom : Prénom :

Adresse :

Code Postal : Ville :

Je désire recevoir les numéros 1 - 2 - 3 - 4 - 5 - 6 - 7 - 8 - 10 - 11 - 12 - 13 - 14 - 15 - 16 - 17(*) de NOUVELLE ELECTRONIQUE

au prix de 25 F par numéro soit au total : numéros x 25 F (port compris) = F

Vous trouverez ci-joint mon règlement: ☐ par chèque bancaire ☐ par chèque postal ☐ par mandat (pas de paiement en timbres ni en espèces)

Chèque à libeller à l'ordre de PROCOM EDITIONS S.A Service abonnements Z.I. TULLE EST - Le Puy Pinçon - BP 76 - 19002 TULLE cedex

(*) Rayer les mentions inutiles

MICROCAMERA LCD.....

Cette petite caméra LCD noir et blanc est plus particulièrement destinée à la vidéointerphonie ou la surveillance à distance. Sensible aux rayons infrarouges, elle distingue également parfaitement dans l'obscurité objets ou personnes si un faisceau de rayons infrarouges éclaire le champ de vision.

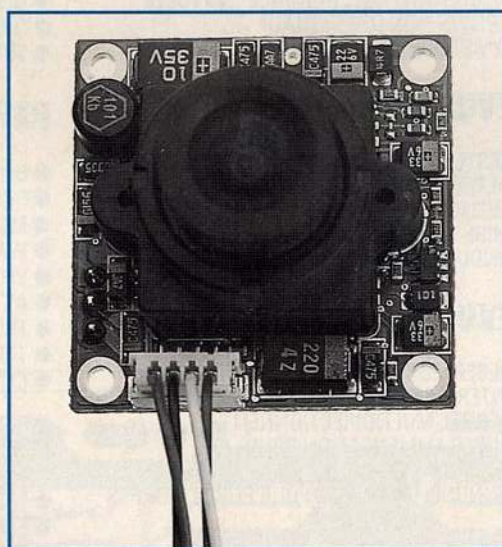


Fig.1 Une caméra de la taille d'une pièce de 5 francs.

Cette minuscule caméra aux dimensions de 32 x 32 x 27 millimètres offre de multiples possibilités aussi intéressantes qu'utiles comme la surveillance d'une porte d'entrée, magasin, véhicule en stationnement, vitrine, chambre d'enfant, animaux, etc...

CHOIX DE LA CAMERA.....

Le choix d'une bonne caméra LCD à un prix raisonnable n'est pas facile car l'offre des constructeurs que ce soit du

Japon, Taiwan- Hong-Kong est assez vaste étant donnée la grande variété de modèles proposés.

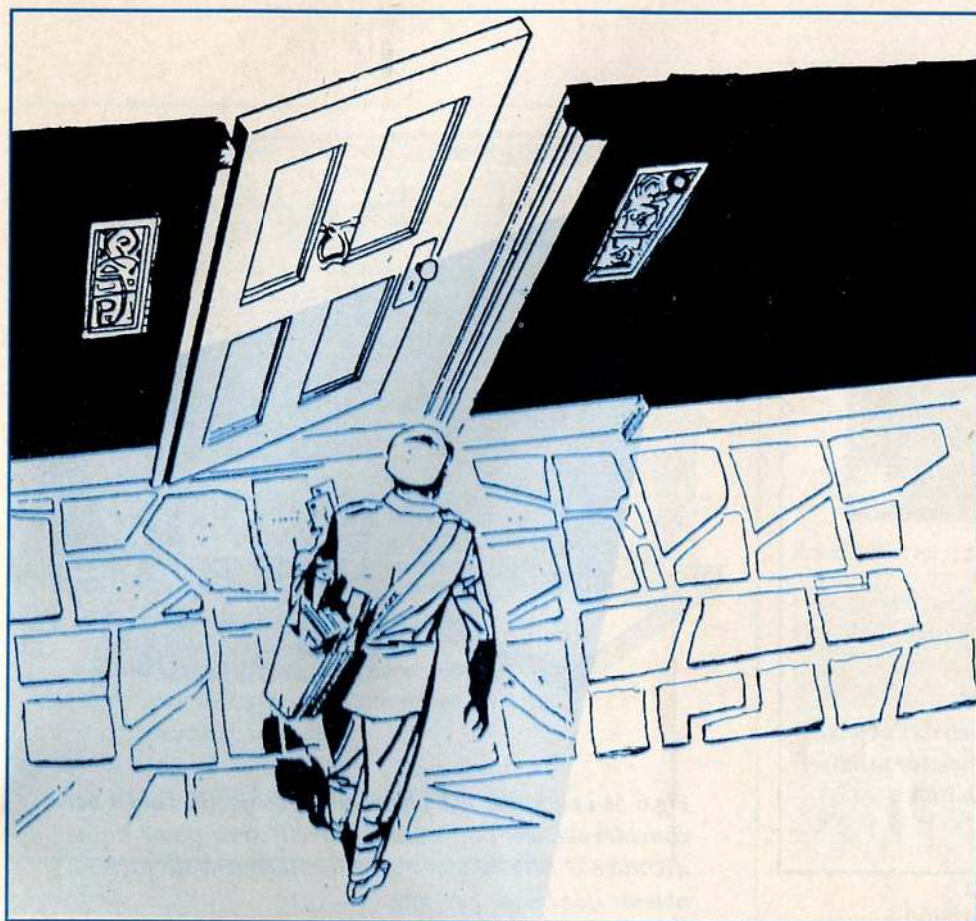
Les caractéristiques techniques de la caméra retenue sont les suivantes :

Système Télé	Standard CCIR
Balayage horizontal	15.625 Hz
Balayage vertical	50 Hz
Système Balayage	entrelacé
Synchronisation	Interne
Illumination minimum	0,3 Lux
Sensible	rayons infrarouges
Diaphragme	Automatique
Objectif	grand angle
Rapport signal/bruit	47 dB
Photo-éléments LCD	299.730
Dimensions Pixel	9,6 x 6,3 micron
Signal sortie vidéo	1 volt crête/crête
	75 ohms
Alimentation	9 volts +/- 1 volt
Consommation	120 milliampères
Poids	20 grammes
Température travail	-20/+50 degrés

L'alimentation ne doit pas dépasser 9,5 volts.

Ne jamais diriger la télécaméra vers le soleil ou une lumière intense pendant plus de 2 heures pour ne pas endommager les éléments photosensibles.

Pour tester la sensibilité aux rayons infrarouges de la caméra, il suffit de diriger la télécommande d'un téléviseur à une distance de 1 mètre environ puis appuyer sur les touches. Ainsi, les LED



émission infrarouge de la télécommande clignotent et sont visibles par la caméra.

L'objectif grand angle réussit la mise au point d'un sujet de 10 cm environ jusqu'à l'infini, mais comme pour tous les objectifs grand angle, celui-ci incurve légèrement les deux côtés de l'image.

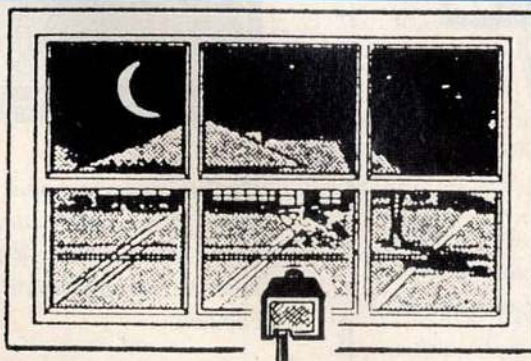
Le diaphragme automatique dont il est pourvu s'ouvre en fonction de la luminosité du sujet et de l'éclairage ambiant.

RACCORDEMENTS..

Dans le petit connecteur mâle présent sur la télécaméra, insérer le connecteur femelle pourvu de 4 fils.

Celui-ci est muni d'un détrompeur qui n'autorise l'insertion du connecteur seulement si les deux fils rouge-noir sont placés sur la gauche et les deux fils blanc-bleu sur la droite (voir fig.11).

Fig.2 La sensibilité de 0,3 lux permet de voir des objets faiblement éclairés.



Le fil rouge reçoit la tension de +9Volts et le fil noir le moins.

Le fil bleu correspond à la masse du signal TV et le fil blanc au signal TV utile.

Pour transporter ce signal TV sur une longue distance, utiliser tout simplement un câble coaxial.

Avec un câble de 52 ohms type RG 174, des essais ont été effectués et il n'a pas été permis de noter une quelconque altération du signal jusqu'à une longueur de 100 mètres.

Le fil bleu doit être relié à la tresse et le fil blanc à l'âme du coaxial.

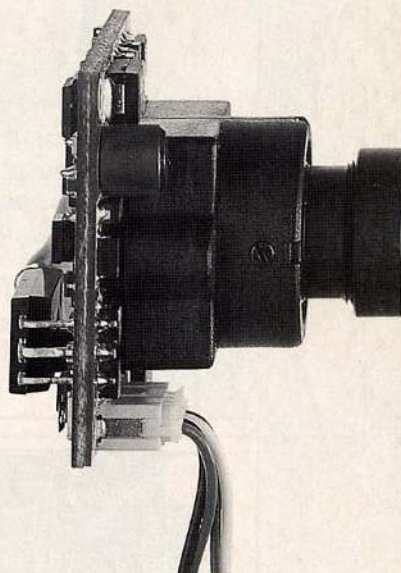
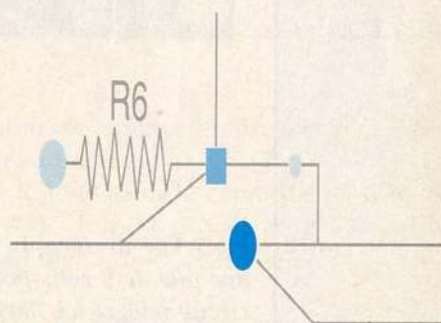


Fig.3 Vue latérale de la caméra. Le signal prélevé des fils bleu-blanc peut être directement appliqué sur la prise SCART d'un téléviseur (voir fig.13).



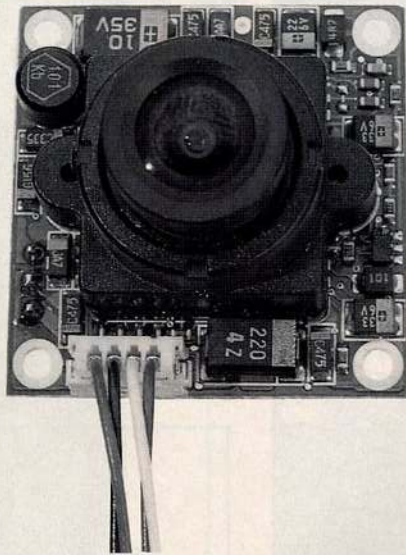


Fig.4 Vue de face de la caméra. L'objectif est réglé en usine pour permettre la mise au point de 10 cm jusqu'à l'infini.

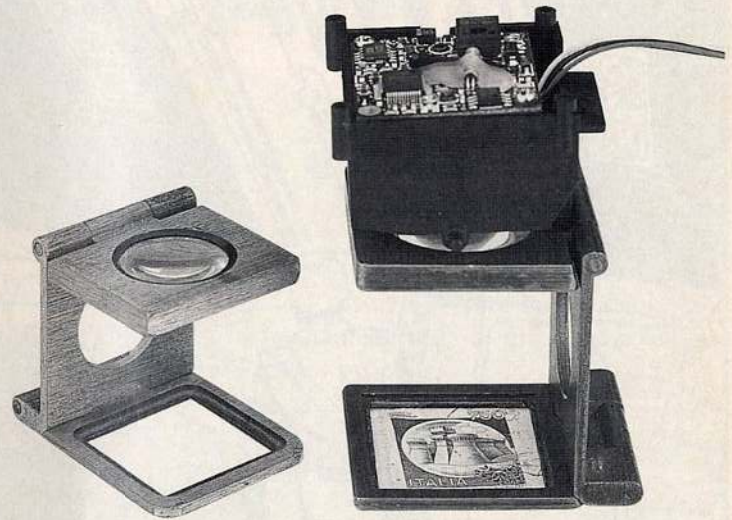


Fig.6 Si une loupe est placée sous l'objectif, l'objet est considérablement agrandi. L'objectif sera placé à une distance à déterminer expérimentalement de façon à obtenir une image parfaite.

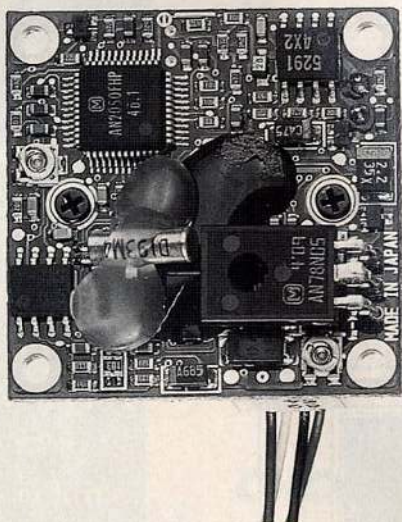


Fig.5 Vue arrière de la caméra. Utiliser une pile de 9 volts pour l'alimentation. Le circuit intégré uA.7805 utilisé stabilise cette tension à 5 volts.



Fig.7 Le grossissement est subordonné aux caractéristiques de la lentille placée sous l'objectif. L'observation de ce même timbre poste sous éclairage infrarouge dévoile des détails aussi intéressants qu'invisibles à l'oeil nu.

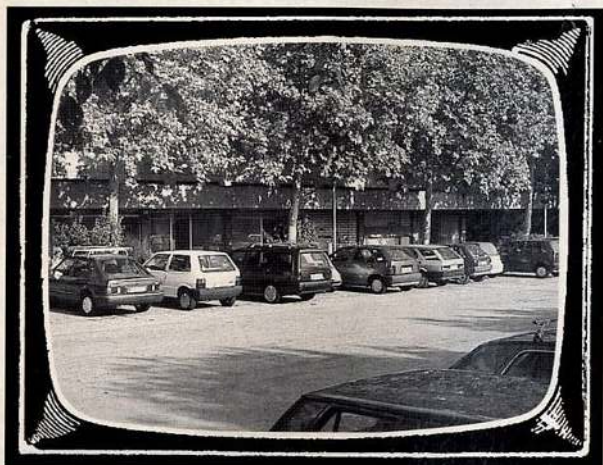


Fig.8 La microcaméra permet de surveiller le stationnement sur un parking.



Fig.9 Elle peut être installée dans des locaux à faible éclairage.

LAYO

Info technique 3614 code LAYOFRANCE

Offrez-vous
La saisie de schémas
théorique

"SCHEMA III"

255 F TTC

Renvoyez-nous vite ce bon

Je désire recevoir :	TTC
DOCUMENTATION GENERALE	0
LOGICIEL SCHEMA III LIMITEE	255
PASSERELLE SCHEMA vers LAYO PCB	322
CE PONT :	185
Pont vers Orcad, Tango, Protel, Pad	388
Manuel Layo 240 pages	200
Règlement par chèque ou carte Visa	

LAYO FRANCE SARL

Château Garamache-Sauvebonne
83400 HYERES

Tél : 94 28 22 59 Fax : 94 48 22 16

Pour injecter le signal directement dans un téléviseur, ce dernier doit disposer d'une prise SCART. En fig.13 se trouve le brochage de cette prise.

Avec un moniteur TV (les moniteurs d'ordinateur ne peuvent pas être utilisés pour cette application) entrer directement sur l'entrée vidéo.

Pour assurer une liaison sans fil et entrer par l'antenne d'un téléviseur, un petit émetteur est nécessaire (KM.150) à relier comme visible en fig.16.

Il est également possible de connecter un module UHF qui sera présenté prochainement.

Rechercher ensuite sur le téléviseur le canal d'émission et régler les commandes de luminosité et contraste afin d'obtenir une image parfaite.

Les 6 trous présents sur le boîtier sont éventuellement disponibles pour 6 LED infrarouges suivant vos besoins.



Fig.10 Dirigée vers une entrée elle facilitera le contrôle des visiteurs.

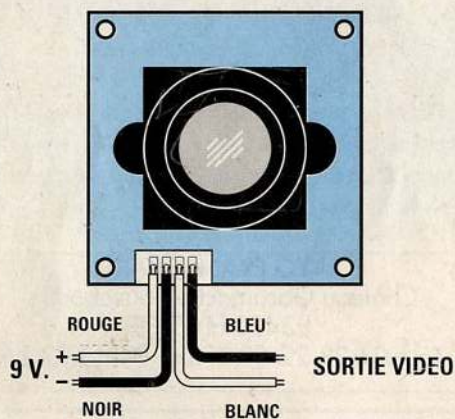


Fig.11 Sur le circuit imprimé de la caméra se trouve un connecteur mâle muni d'un détrompeur sur lequel il faudra engager le connecteur femelle fourni câblé avec 4 fils de couleurs différentes.

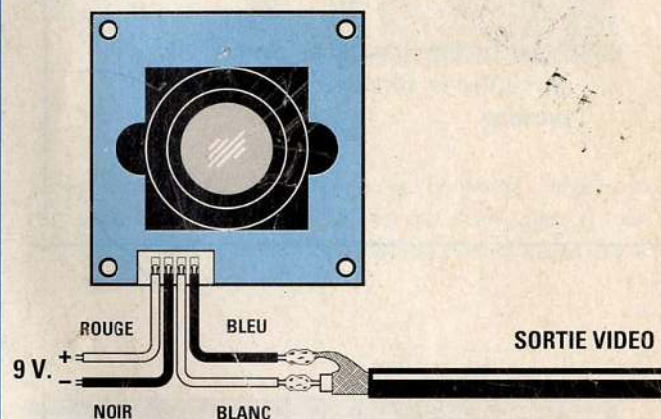


Fig.12 Pour relier le signal vidéo à une TV placée à une certaine distance, il est conseillé d'utiliser un câble coaxial. Relier le fil bleu à la tresse blindée et le fil blanc à l'âme du câble.

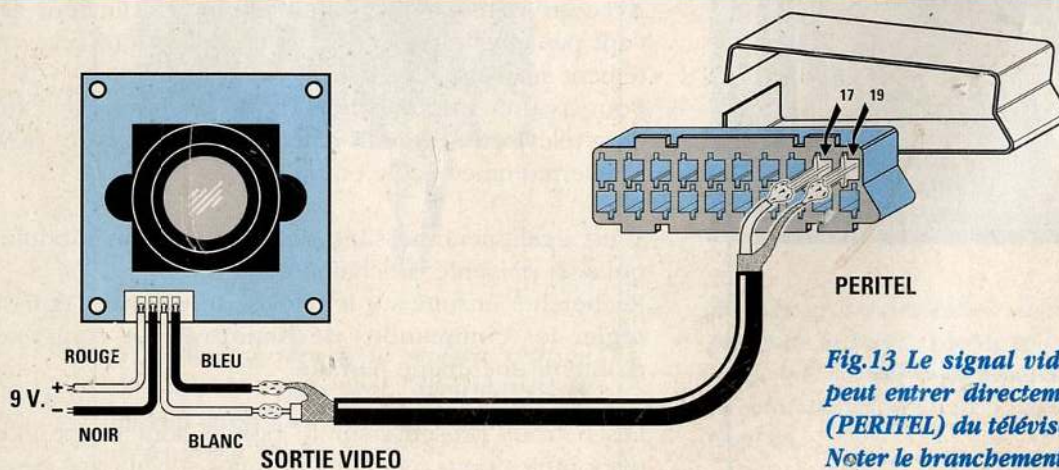


Fig.13 Le signal vidéo de la microcaméra peut entrer directement sur la prise SCART (PERITEL) du téléviseur. Noter le branchement.

Fig.14 En absence de prise SCART sur un téléviseur, il est possible d'entrer directement sur la prise antenne grâce à un modulateur.

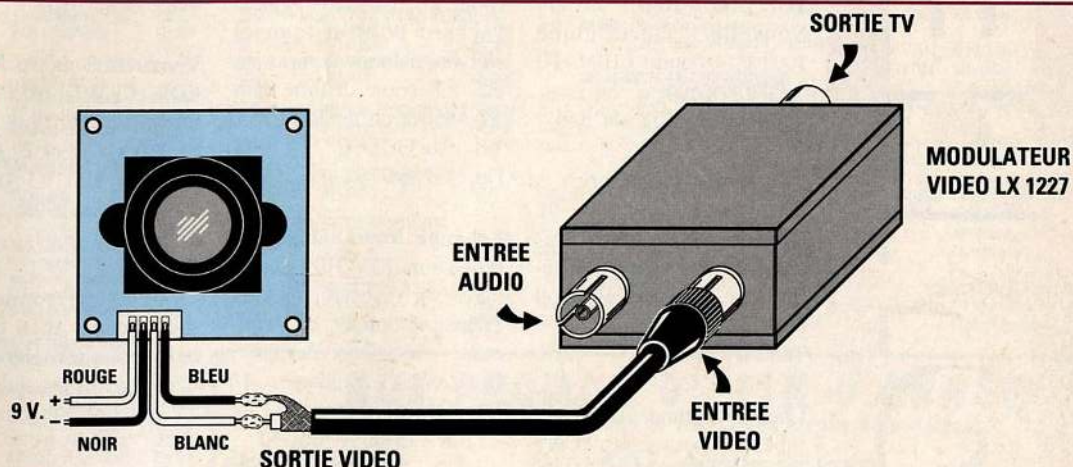
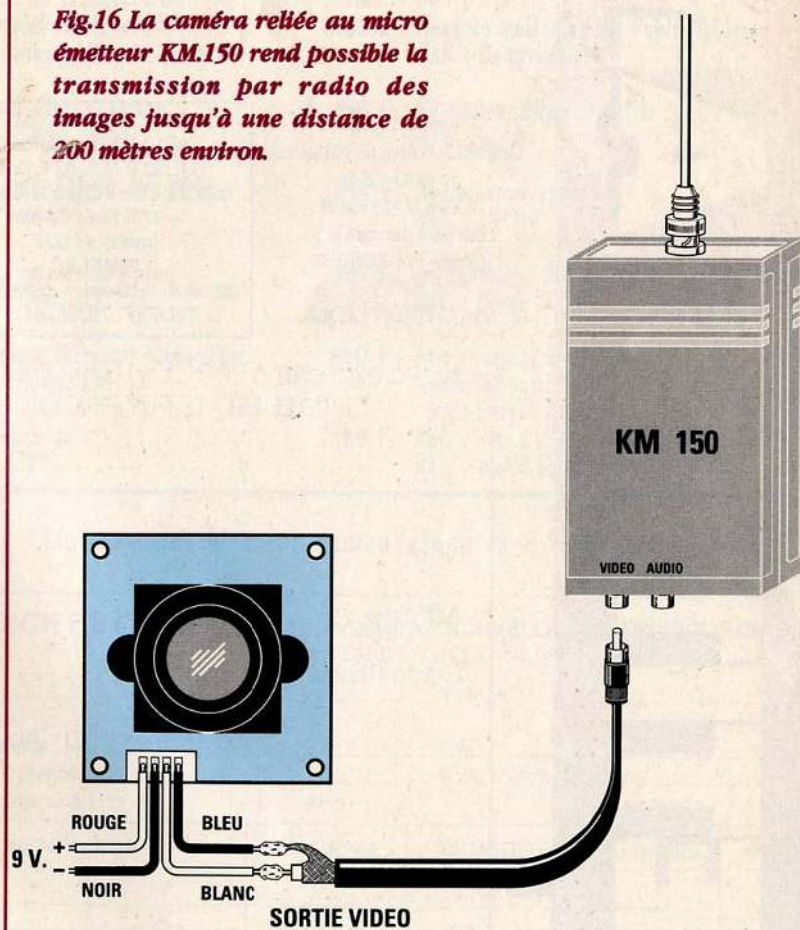


Fig.15 Surveillance à distance de bébé.

COÛT DE LA CAMERA.....

La microcaméra référencée TV.30 fournie montée et réglée, avec câble et connecteur, plus boîtier plastique, coûte environ **1 109,00 F**

Fig.16 La caméra reliée au micro émetteur KM.150 rend possible la transmission par radio des images jusqu'à une distance de 200 mètres environ.



COURRIER DES CIEUX

78

Canal 1 = 1.691 MHz

minute	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	GMT
02	D1	D1	D1	D1	D1	D1	D2	D2	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	D1	D1	D1	D1	D1	D1	02
06	D3	D3	D3	D3	D3	D3	D3	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	D3	D3	D3	D3	D3	D3	06
10	D4	=	Test	D4	E1	Adm	D1	D7	C3D	D1	D7	C3D	D1	D7	C3D	D1	D7	C1D	D4	E1	Test	D4	=	Adm	10
14	D5	=	=	D5	E2	=	D3	D8	Test	D3	D8	C4D	D3	D8	C4D	D3	D8	C4D	D5	E2	=	D5	=	=	14
18	D6	=	=	D6	E3	=	D4	D9	=	D4	D9	Adm	D4	D9	Test	D4	D9	Adm	D6	E3	=	D6	=	=	18
22	D7	=	=	D7	E4	=	D5	D3	=	D5	D3	=	D5	D3	=	D5	D3	=	D7	E4	=	D7	=	=	22
26	D8	=	=	D8	E5	=	D6	=	=	D6	=	=	D6	=	=	D6	=	=	D8	E5	=	D8	=	=	26
30	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	30
34	D9	D1	D1	D9	D1	D1	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	C02	D1	D9	D1	D1	D9	D1	D1	34
38	D1	D3	D3	D1	D3	D3	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	C03	D3	D1	D3	D3	D1	D3	D3	38
42	D3	=	=	D3	E6	E1	C3D	D1	C5D	C8D	D1	E1	C3D	D1	C5D	C8D	D1	E1	D3	E6	=	D3	=	E1	42
46	=	=	=	=	E7	E2	C2D	D3	C6D	C9D	D3	E2	C2D	D3	C6D	C9D	D3	E2	=	E7	=	=	=	E2	46
50	=	=	=	=	E8	E3	D3	=	C7D	C2D	C1D	E3	C1D	C1D	C7D	D3	C1D	E3	=	E8	=	=	=	E3	50
54	=	=	CTH	=	E9	=	D1	C2D	CTH	D1	C2D	=	D1	C2D	CTH	D1	C2D	=	=	E9	CTH	=	=	=	54
58	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	58

Canal 2 = 1.694,5 MHz

minute ▶	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	GMT
	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	01	Salaire
	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	00	01	Légale
	D tot	LY	Adm	D tot	LY	Test	=	=	=	=	=	=	=	=	=	=	=	=	=	=	D GMS	D tot	LY	Test	14
	E tot	LR	=	E tot	LR	=	D tot	LY	=	D tot	LY	D GMS	D tot	LY	C GMS	D tot	LY	D GMS	D tot	LY	=	E tot	LR	=	18
22	=	C GMS	=	=	C GMS	=	E tot	LR	=	=	LR	=	C tot	LR	=	C tot	LR	=	E tot	LR	=	=	B GMS	=	22
26	A GMS	D GMS	=	A GMS	D GMS	=	A GMS	B GMS	=	=	A GMS	=	=	LZ	=	A GMS	LZ	=	=	LZ	=	=	C GMS	=	26
46	=	=	=	=	=	=	=	C GMS	=	=	B GMS	=	=	A GMS	=	=	B GMS	Test	=	B GMS	=	=	D GMS	=	46
50	B GMS	=	=	B GMS	=	=	=	D GMS	=	=	C GMS	=	=	B GMS	=	=	C GMS	Adm	A GMS	C GMS	=	A GMS	=	=	50

METEOSAT

Grille de mise à jour

LZ = Amérique centrale
 LR = Amérique du Sud
 A GMS = Chine - Indonésie - Japon
 B GMS = Nouvelle Guinée
 C GMS = Indonésie - Nouvelle Guinée - Australie
 D GMS = Nouvelle Guinée - Australie - Nouvelle Zélande

C tot = monde visible
 D tot = monde infrarouge
 E tot = monde à vapeur d'eau
 Test = image test avec palette de gris
 Adm = messages et informations
 LY = Amérique du nord

D1 - D2 ecc. = image infrarouge
 E1 - E2 ecc. = image à vapeur d'eau
 C1D - C2D ecc. = visible + infrarouge
 C02 = image de l'Italie
 C02 = image de l'Espagne
 CTH = hauteur des nuages

CAPACIMETRE LX.1013

Suite à de nombreux courriers, voici un complément de la notice de réglage.

Le réglage du capacimètre est simple et s'effectue de la façon suivante :

- 1 - Allumer le capacimètre sans insérer de capacité sur les borniers d'entrée.
- 2 - Appuyer sur le bouton-poussoir P1 afin que le microprocesseur puisse déduire toute capacité résiduelle présente dans le circuit. En pratique à chaque mise sous tension du capacimètre, cette fonction d'autozéro s'active automatiquement.
- 3 - Dans le kit, se trouvent dans un sachet, deux condensateurs de précision dont la valeur exacte est marquée. Un de ces deux condensateurs est de 680,3 nanoFarad et l'autre de 820,0 picoFarad.
- 4 - Prendre le condensateur de plus faible valeur, soit celui de 680 nanoFarad pour reprendre notre exemple et le placer sur les borniers d'entrée.
- 5 - Faire afficher la valeur exacte écrite sur le condensateur à l'aide d'un tournevis par action sur R6.
- 6 - Retirer cette capacité et prendre le second condensateur de 820 picoFarads et appuyer sur P1 avant de l'insérer dans les borniers.
- 7 - Retoucher éventuellement R6 jusqu'à affichage de la capacité inscrite.
- 8 - Retirer le condensateur de 820 picoFarads, appuyer sur P1, replacer le même condensateur et vérifier l'affichage de la valeur nominale précédemment lue.

Retoucher légèrement l'ajustable R6 si ce n'est pas le cas.

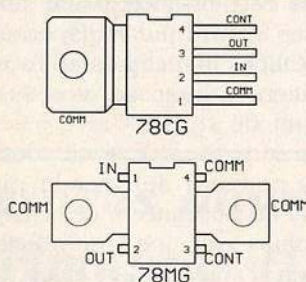
- 9 - Placer les deux condensateurs en parallèle et les connecter sur le bornier. La lecture de l'affichage doit alors correspondre à la valeur de la somme des deux capacités inscrites sur les condensateurs.

- 10 - En cas de difficulté de réglage avec R6 pour cette dernière opération, réduire la résistance R4 placée entre IC2 et ICI. Pour éviter d'intervenir directement sur le circuit, il est conseillé de procéder alors à la mise en parallèle d'une résistance ajustage de 22 ohms sur R4 de façon à réduire sa valeur totale.

ÉMETTEUR RECEPTEUR 10 GHz

Brochage du 78 CG, équivalent du 78 MG.

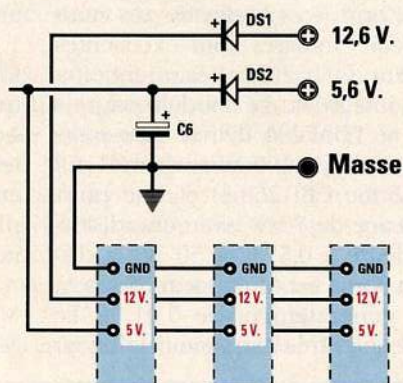
Le régulateur 78 MG initialement prévu dans le kit Emetteur-récepteur 10 GHz n'étant plus disponible, il est remplacé par le 78 CG dont voici le brochage.



BUS ST6

Une petite erreur s'est glissée dans le schéma du Bus pour ST6 LX 1202 paru dans notre revue n°17 de décembre 95. Les tensions 5 V et 12 V ont été inversées, uniquement sur le schéma.

Le voici corrigé.



NOUVELLE ELECTRONIQUE RECHERCHE :

Rédacteurs spécialisés
électronique (excellent niveau).
Rubrique à pourvoir : «Théorie»
Faire acte de candidature
par courrier à :

Nouvelle Electronique
ZI Tulle Est - Le Puy Pinçon
BP 76 - 19002 Tulle Cedex
ou par fax au : 55 29 92 93
à l'attention de M. Clédar

APPROVISIONNEMENT DES COMPOSANTS

Tout montage électronique fait appel à divers composants, parmi des milliers, dont certains très spécifiques. Nos montages n'échappent pas à cette règle.

Il est compréhensible que les revendeurs ne puissent pas tous les stocker, ou les approvisionner...

NEWS

Nouvelle famille d'amplificateurs audio en technologie bipolaire-CMOS-DMOS pour applications jusqu'à 100 W



□ SGS-THOMSON Microelectronics présente une famille de circuits intégrés d'amplification de puissance de classe AB présentant un brochage compatible. Ces composants couvrent toute la gamme d'applications entre 60 et 100 W. Réalisés en technologie BCD (bipolaire-CMOS-DMOS), ces circuits combinent la grande précision des circuits bipolaires avec la faible dissipation de puissance propre à la filière MOS de puissance.

□ Le TDA7294, le plus puissant de cette famille, fonctionne sous une tension d'alimentation pouvant atteindre 100 V pour une puissance de sortie de 100 W. Fonctionnellement identiques, le TDA7295 délivre 80 W sous une alimentation de 80 V et le TDA7296 délivre 60 W sous 70 V. En raison de la compatibilité de brochage de ces amplificateurs, les concepteurs peuvent regrouper les trois circuits sur une seule carte, laquelle est capable de délivrer 60, 80 ou 100 W en connectant simplement le circuit correspondant. Il est aussi possible de connecter les circuits par deux

(montage en pont) lorsqu'une puissance de 170 W est requise.

□ L'utilisation de dispositifs DMOS dans l'étage de puissance assure l'excellente qualité acoustique indispensable aux applications hi-fi et garantit l'absence de limitation en claquage secondaire sur le courant de sortie. Grâce à leur forte tenue en tension de sortie, des composants peuvent délivrer le plus haut niveau de puissance à des charges de 4 et 8 ohms avec une forte réjection de la tension d'alimentation et ce, même si l'alimentation est mal régulée.

□ Les performances audio de ces nouveaux circuits intégrés sont excellentes et conviennent particulièrement aux solutions intégrées. Le modèle le plus puissant, le TDA7294 délivre une puissance musicale de 100 W (mesurée suivant la norme CEI 268.3) et une puissance efficace de 70 W avec une distorsion inférieure à 0,5 %. A 50 W, la distorsion en sortie est toujours inférieure à 0,1 % et généralement de 0,01 %. Le bruit total en entrée est garanti inférieur

à 5 μ V entre 20 Hz et 20 kHz, avec une valeur typique de 2 μ V. la réponse en fréquence à 3 dB est comprise entre 20 Hz et 20 kHz et la réjection de la tension d'alimentation est d'au moins 60 dB (75 dB typiques) à 100 MHz avec une ondulation de 0,5 Veff.

□ Ces circuits sont adaptés aux systèmes audio haute-fidélité, aux haut-parleurs actifs et aux systèmes électroacoustiques professionnels, ainsi qu'aux systèmes de télévision haut de gamme.

□ Les fonctions de veille (stand-by) et de silencieux (mute) disposent toutes deux d'une entrée de commande compatible CLOS. la fonction «silencieux» dispose d'un retard à la connexion, ce qui élimine les bruits intempestifs. Ces composants sont également dotés de circuits de protection contre les courts-circuits et les températures excessives. Pour tirer le meilleur parti des fonctionnalités des transistors de puissance, le circuit classique de protection de l'aire de sécurité bénéficie d'une technique originale de détection de la température locale permettant de contrôler la dissipation maximale en mode dynamique.

□ Les références TDA7294, TDA7295 et TDA7296 sont proposées en boîtier de puissance plastique Multiwatt développé par SGS-Thomson.

□ SGS, l'une des sociétés fondatrices de SGS-THOMSON Microelectronics, a été l'un des pionniers de la technologie des circuits intégrés de puissance audio, proposant dès 1969 le TAA611 à 1 W. Depuis, la société est restée à l'avant-garde de ce secteur, vendant plus de 1.250.000.000 de composants et développant de nombreux circuits et boîtiers qui font aujourd'hui référence. Actuellement, SGS-Thomson est l'incontestable Numéro 1 mondial pour les circuits intégrés de puissance audio, avec plus de 100 millions de composants vendus par an.

Multiwatt est une marque déposée de SGS-THOMSON Microelectronics.

Un amplificateur de puissance de 900 MHz fournit 22 dBm à partir de 3 accumulateurs (3,6 V) !

□ Fonctionnant avec une alimentation de 3 V à 5 V, cet amplificateur de puissance est parfait pour les applications de bande ISM de 902 MHz ; il peut également servir de préexcitateur pour les amplificateurs de puissance des appareils cellulaires.

Exemples d'application :

- Téléphones sans fil de 900 MHz
- Applications de bande ISM
- Préexcitateur d'amplificateur de puissance dans les appareils cellulaires
- Réseaux locaux sans fil
- Sortie de 22 dBm à partir de 3,6 V (3 accumulateurs) ; 20 dBm minimum avec une alimentation sous 3V
- Conceptions bipolaire silicium-fonctionnant en monoalimentation
- Gain supérieur à 30 dB
- Plage de contrôle de puissance de 20 dB
- Appariement intégré : entrée de 50 Ω , sortie de 15 Ω
- Une rampe programmable contrôle le temps de montée de l'enveloppe de puissance lors des mises sous tension
- Commande mode veille à niveau logique (courant d'alimentation de 10 μ A)
- Boîtier à forte dissipation

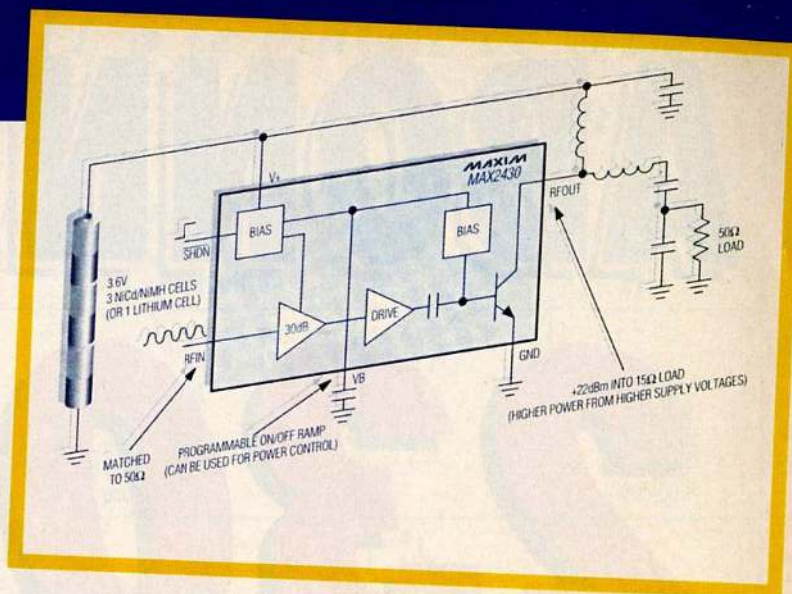
□ L'amplificateur de puissance MAX2430 fonctionne sous 3 V à 5 V et fournit plus de 100 mW (20 dBm) dans la bande 800 MHz à 1000 MHz, ce qui permet à ce composant peu coûteux d'être utilisé à titre d'amplificateur de sortie dans les téléphones sans fils et d'autres applications ISM, ou à titre de préamplificateur dans les applications à puissance élevée comme dans les téléphones cellulaires.

□ Conçu pour un fonctionnement en classe AB, le MAX2430 est constitué d'un grand transistor de puissance commandé par un étage de gain à couplage capacitif et un étage de commande. L'impédance d'entrée est équilibrée à 50 Ω (VSWR $\leq 1,5$) et le gain en puissance global est garanti supérieur à 30 dB. Pour réaliser des économies d'énergie durant mes «intervalles de repos» lors des accès multiples par répartition dans le temps, une commande compatible TTL/CMOS (EN à «0») peut faire passer le courant

d'alimentation du MAX2430 à moins de 10 μ A en seulement 1 μ s.

□ Une autre broche d'entrée (VB) possède diverses utilisations. La voie la plus simple consiste à connecter un condensateur externe de VB à la masse. Ce condensateur programme la vitesse de montée de la sortie RF durant les mises sous tension et les mises hors tension. Pour d'autres applications, une diode reliée à la masse préserve l'équilibre de l'entrée RF durant les mises hors tension tout en réduisant le courant de repos de 50 mA à 25 mA. De façon plus générale, lorsque VB est commandée par une tension de contrôle de 0 V à 2,2 V, la polarité et le gain en puissance sont ajustés dans l'étage de sortie. VB permet également de réaliser des arrangements de contrôle plus complexes.

Offert en boîtier SO étroit 16 broches. Produit fabriqué par MAXIM.



Extensions mémoires pour les dernières imprimantes H.P.

Il est déjà possible d'augmenter les mémoires respectives des plus récentes imprimantes Hewlett Packard, annoncées en octobre dernier.

Le constructeur américain Kingston Technology, représenté en France par SODEXI INFORMATIQUE, vient en effet d'annoncer toute une série d'extensions destinées aux derniers modèles Laser Jet, Design Jet et Copy Jet.

Ainsi, les Laser Jet séries 5L, grâce à des extensions format de crédit de 4 et 8 MO, pourront être étendues à 9 MO maximum pour une mémoire de base de 1 MO. Dans le même type, les 6SI et 5SI MX bénéficieront d'extensions maximales respectives à 132 et 76 MO par l'adjonction de modules de 2/4/8/16 et 32 MO.

Les Design Jet 650/750C, disposant de 4 MO de mémoire basique, peuvent désormais atteindre un maximum de 68 MO par l'ajout de modules de 4/8/16 ou 32 MO.

Enfin, des kits d'extension de même nature permettront d'obtenir un maximum de mémoire de 53 MO pour la Copy Jet et de 39 MO pour la Copy Jet M.

SODEXI INFORMATIQUE assure pour ces produits une garantie de 5 ans par échange standard.