

nouvelle

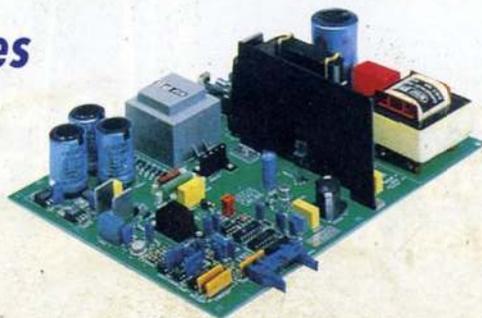
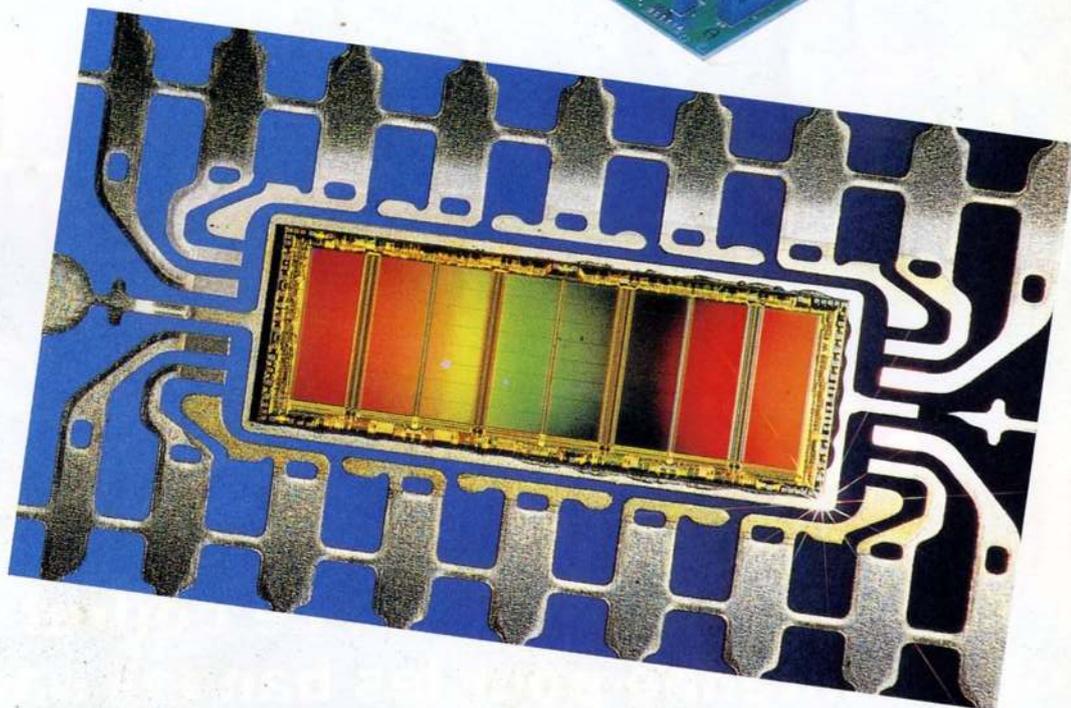
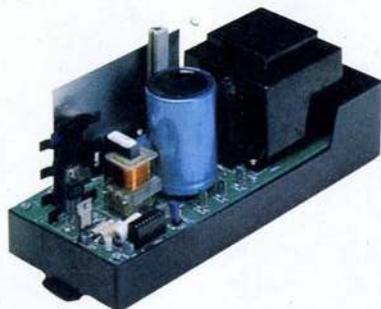
# ELECTRONIQUE

REVUE MENSUELLE

N° 29 - Janvier 1997

## NOS MONTAGES

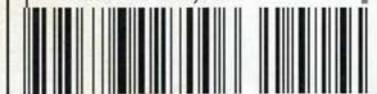
- *Mini détecteur de métaux*
- *Emetteur 21-27 MHz de 10 watts*
- *Alimentation pour fers à souder*
- *Temporisateur pour ampoules à 220 volts*
- *Montage test pour thyristor et triac*
- *Alimentation stabilisée 5 ampères*



## THEORIE

- *Filtre BF actif d'ordre supérieur*

M 5386 - 29 - 27,00 F



MENSUEL N° 29 - Janvier 1997 - 27 FF - 197 FB - 2800 CFA

**REDACTION**

Directeur de la Publication,  
Rédacteur en Chef :  
Philippe CLEDAT  
Technique :  
Robun DENNAVES - Sébastien LAVAUD  
Mise en page et maquette :  
Sylvie BARON  
Secrétariat général :  
Bénédictine CLEDAT  
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. 05.61.40.74.74.

**ABONNEMENTS**

DISTRIMEDIA ABONNEMENTS  
BP 1121 - 31036 TOULOUSE CEDEX 1  
Tél. 05.61.40.74.74.

**PUBLICITE**

Publicité : au journal  
Responsable de la publicité :  
Marc Vallon  
assisté de : Maëva Aratus  
Tél. 01.41.79.07.07 - Fax. 01.41.79.07.08

**FABRICATION**

Impression : OFFSET LANGUEDOC  
BP 54 - ZI - 34740 VENDARGUES  
Distribution NMPP (5386)  
Commission paritaire : 76512  
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 éditée par PROCOM EDITIONS SA,  
au capital de 422.500 F  
Z.I. Tulle Est - Le Puy Pinçon - BP 76  
19002 TULLE Cedex  
Tél. 05.55.29.92.92 - Fax. 05.55.29.92.93.  
SIRET : 39946706700019 - APE : 221 E  
Principaux actionnaires :  
Philippe CLEDAT & Bénédictine CLEDAT

Attention, le prochain numéro de  
NOUVELLE ELECTRONIQUE sera  
disponible en kiosque à compter  
du 5 février 1997

# SOMMAIRE

## THEORIE

### p04 **Filtre BF actif d'ordre supérieur**

Agrémenté de nombreux schémas, voici présenté toutes les configurations de filtres actifs d'ordre supérieur pour réaliser des ensembles de filtrages précis et très efficaces.

## ALIMENTATION

### p22 **Alimentation stabilisée de 1 à 30 volts 5 ampères**

De puissance moyenne, réglable en tension, et disposant de dispositif de sécurité, cet appareil est destiné à assurer pour un faible coût l'alimentation de tous vos appareils basse tension.

## JEU DE LUMIERES

### p31 **Temporisateur pour ampoules à 220 volts**

Parfaitement adapté à l'éclairage d'un escalier, d'une cave, ou à l'entrée d'un jardin. Programmable facilement, ce dispositif est d'une utilité non négligeable pour maintenir un délai de fonctionnement.

## LABORATOIRE

### p36 **Alimentation de sécurité pour fers à souder 220 volts**

Indispensable dans tout laboratoire, endurante et d'une grande fiabilité, cette petite alimentation de sécurité réglable assure une isolation galvanique parfaite d'un fer à souder traditionnel vis à vis de la tension secteur 220 volts.

## DETECTION

### p42 **Mini-détecteur de métaux**

La détection de métaux, qu'ils soient précieux ou non est un loisir passionnant assorti de multiples découvertes. Ce mini-détecteur peu encombrant et très sensible viendra avec efficacité en complément de la panoplie du chercheur de trésors, ou servira accessoirement à détecter au travers des vêtements des objets métalliques indésirables.

## MESURE

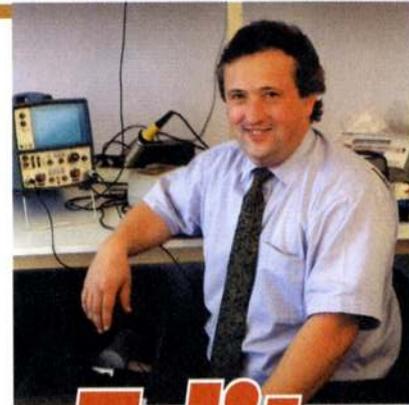
### p51 **Montage test pour thyristor et TRIAC**

Tout ce que vous avez voulu savoir sur la mise en oeuvre des Thyristor et TRIAC accompagné d'un petit montage pédagogique de test.

## RADIO

### p66 **Emetteur 21-27 MHz de 10 watts**

Doté de transistors MOSFET de puissance économiques en sortie, cet émetteur, plus particulièrement destiné aux radioamateurs pour la transmission en Phonie ou CW sur la gamme de 21 MHz et aux cibistes pour transmettre en phonie sur la gamme de 27 MHz, permet d'effectuer des liaisons d'excellente qualité.



## Edito

### Nouvelle Electronique Tous les 2 mois

Depuis près de 3 ans (le temps passe décidément trop vite...) je vous ai proposé tous les mois, 6 à 7 montages que j'espère vous avez trouvés originaux.

Il ne se passe pas un jour sans que vous nous demandiez d'étudier tel ou tel montage, d'innover, de vous proposer des kits encore plus performants.

J'ai donc décidé, au travers de vos courriers, appels téléphoniques, de transformer votre magazine préféré.

Vous savez que nous travaillons en étroite collaboration avec la revue italienne "Nuova Elettronica" qui est également conceptrice des kits décrits dans Nouvelle Electronique.

Donc, avec nos confrères italiens, nous allons aller plus loin ! Mais, rapidité ne va pas toujours de paire avec qualité.

C'est pourquoi, à compter du 5 février 1997 (notre prochain numéro), Nouvelle Electronique devient bimestriel (une parution tous les deux mois). Ceci est le temps nécessaire pour vous apporter des montages étudiés, testés et de qualité.

Jusqu'à aujourd'hui, Nouvelle Electronique dédiait 84 pages à votre passion. A compter de février, ce seront 100 pages "bourrées" d'électronique.

Que nos abonnés se rassurent, ils recevront le nombre de numéros commandés et ceci sans augmentation tarifaire.

Je souhaite que Nouvelle Electronique soit le reflet de votre loisir.

Bonne et heureuse année à toutes et tous

Philippe Clédât  
Directeur de la Publication

# FILTRES BF ACTIFS

Dès lors qu'il est nécessaire de mettre en oeuvre un filtrage musclé réclamant des pentes d'atténuations de 18-24-30-36-42 dB par octave pour le traitement des signaux Basse fréquence, il est obligatoire d'abandonner les filtres de premier et de second ordre pour passer à des filtres d'ordre supérieur. Les différentes combinaisons et les règles diverses de mise en oeuvre vous sont donc proposées, agrémentées de nombreux exemples pratiques.

La réalisation de filtres d'ordre supérieur est plus simple qu'on ne peut le supposer, car il s'agit en fait de placer en série plusieurs filtres de premier ou de second ordre pour obtenir la sélectivité souhaitée.

Comme le montre la fig.12, des filtres de 3°- 4°- 5°- 6°- 7°- 8° ordre sont ainsi constitués.

Les deux types de filtres passe/bas et passe haut de 1° ordre utilisés sont reportés en fig.13-15. Ceux de 2° ordre sont exposés en fig.14-16. La principale différence est constituée par le raccordement de la broche inverseuse à un pont diviseur placé entre sortie et masse (voir les résistances R2-R3).

**Nota :** les valeurs de ces résistances composant le pont diviseur changent d'un filtre à un autre et agissent sur le gain de l'ampli opérationnel.

En effet, le signal doit être restitué en sortie avec la même amplitude, et il convient de modifier le gain de chaque filtre pour compenser les pertes de passage.

La valeur de ces deux résistances doit être scrupuleusement respectée. En effet, si l'étage ne fournit pas un gain unitaire, il peut avoir tendance à entrer en oscillation.

Dans ce cas, il convient de réduire la valeur de la résistance reliée à la sortie de l'ampli opérationnel (voir R2) ou d'augmenter légèrement la valeur de la résistance appliquée à la masse (voir R3).

Tous les schémas de filtres présentés s'accrochent mieux d'une tension d'alimentation symétrique, ceci afin

d'éviter la présence, au sein de chaque cellule composée d'un ampli opérationnel, de résistances et de condensateurs électrolytiques supplémentaires, composants qui n'auraient pour seul résultat que de compliquer inutilement le schéma.

Les auto oscillations peuvent être évitées en ajoutant, à chaque circuit intégré présent dans le filtre, deux condensateurs polyester ou céramique de 100 nF directement installés entre chacune des broches d'alimentation et la masse (voir fig.11).

Dans les filtres de rang impair (voir les différents schémas), soit de 3°- 5°- 7° ordre, le filtre de 1° ordre est toujours insérer en tant que premier étage. Suivent comme second et troisième étage les filtres de 2° ordre.

Dans les filtres de rang pair, soit de 4°- 6°- 8° ordre, il faut veiller à toujours utiliser en premier étage le même type de filtre de 2° ordre que celui utilisé dans le second et troisième étage.

Les filtres passe/bas ou passe/haut d'ordre élevé sont généralement combinés pour obtenir des filtres passe/bande très sélectifs.

La formule de calcul des valeurs des capacités C1 et des résistances R1 en connaissant au départ la fréquence de coupure Fo est identique pour les filtres passe/bas et passe/haut.

$$C1 = 1\ 000\ 000 : (R1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$R1 = 1\ 000\ 000 : (C1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$Fo = 1\ 000\ 000 : (R1 \times C1 \times 6,28)$$

Les schémas proposés imposent une alimentation par tension symétrique stabi-

# S D'ORDRE SUPERIEUR

lisée comprise entre 5+5 volts et 15+15 volts. La valeur de l'amplitude maximum du signal à appliquer sur l'entrée varie en fonction de la tension d'alimentation.

Avec une tension symétrique de 5+5 volts, le filtre n'admet pas de signal supérieur à 8 volts crête/crête en entrée. Alimenté par une tension symétrique de 15+15 volts, le signal ne devra pas excéder 26 volts crête/crête.

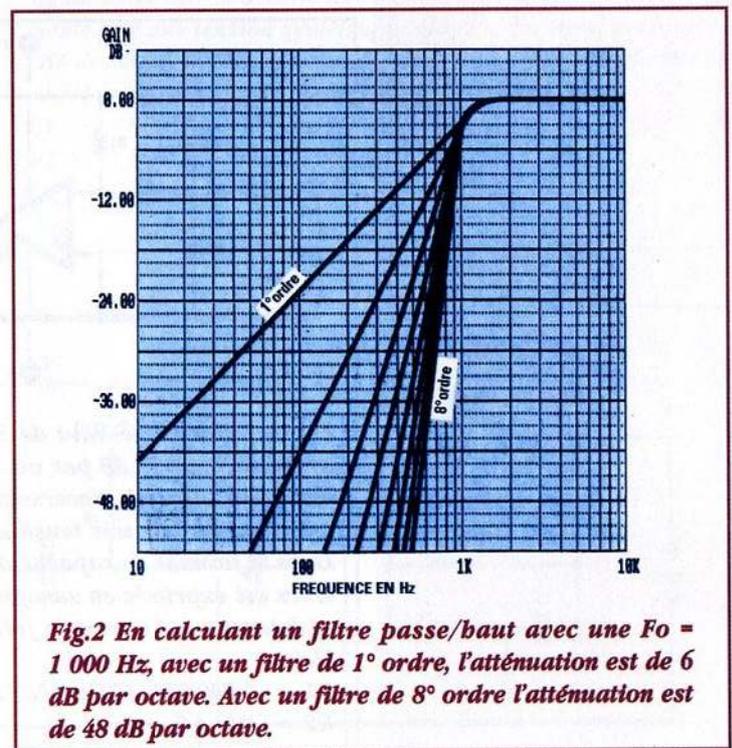
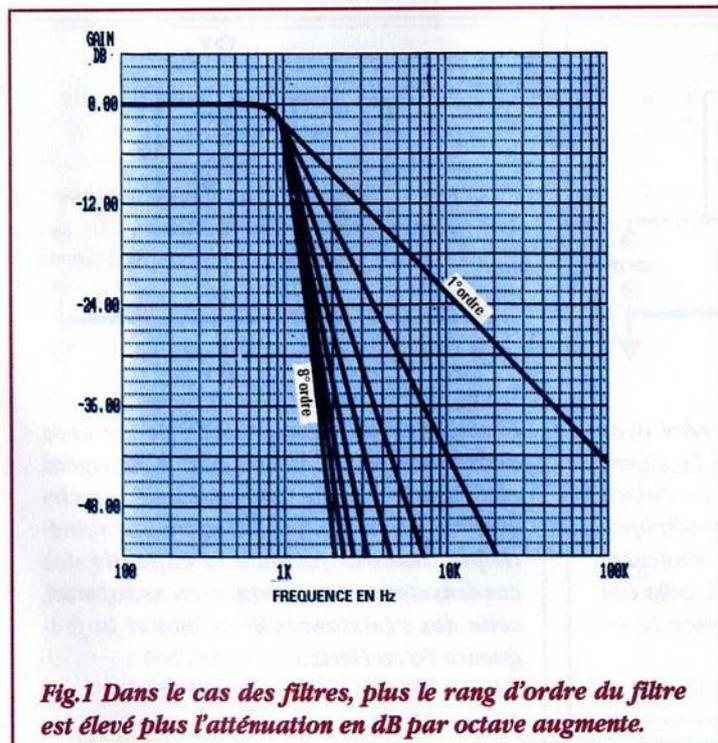
Pour calculer un filtre, la première opération consiste à effectuer le choix arbitraire d'une valeur de condensateur C1 et calculer ensuite la valeur de la résistance. L'opération inverse peut également être adoptée. La première solution est cependant préférable car les calculs donnent difficilement des valeurs standard, et il est toujours plus simple, moins coûteux également (et cela occupe moins de place sur le circuit imprimé) de combiner en série ou en parallèle deux résistances de 1/4 watt, plutôt que deux condensateurs.

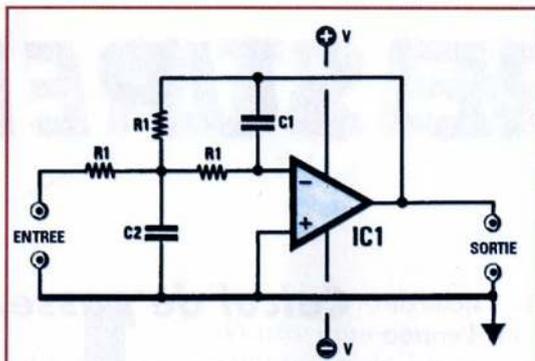
## Calcul de passe/bas à 2 800 Hz

Avant de présenter les schémas de ces filtres, expliquons d'abord par l'exemple la procédure adoptée pour le choix de la capacité du condensateur à utiliser et de la valeur ohmique de la résistance correspondante.

Exemple : calcul d'un filtre passe/bas avec une fréquence de coupure sur 2 800 Hz. En premier lieu, consulter dans le tableau N.1 les capacités conseillées pour cette fréquence de coupure. Dans la quatrième ligne (fréquence comprise entre 1 000 Hz et 5 000 Hz) noter la possibilité de choisir une capacité quelconque comprise entre 2 700 et 10 000 pF (soit 2 700 - 3 300 - 4 700 - 5 600 - 6 800 - 8 200 - 10 000 picoFarads.)

Parmi ces valeurs, il est bon de rechercher en effectuant ces simples opérations arithmétiques, laquelle parmi ces différentes capacités peut donner une valeur de R1 stan-



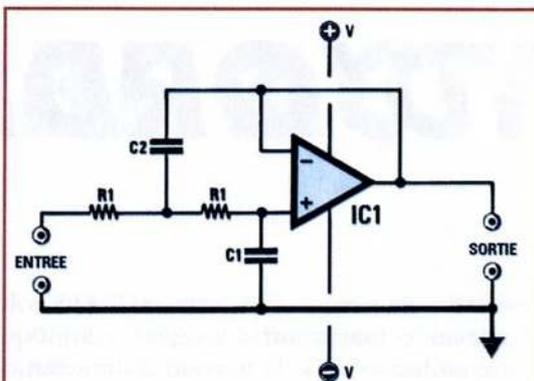


**Fig.3** Filtre passe/bas de 2° ordre avec une atténuation de 12 dB par octave. Le signal entre par la broche inverseuse. Ce circuit est alimenté par une tension symétrique. Dans la formule, la capacité des condensateurs est exprimée en nanofarad, celle des résistances en Kohm et la fréquence Fo en Hertz.

$$C1 = 707\,000 : (R1 \times 9,42 \times Fo)$$

$$C2 = C1 \times 4,5$$

$$Fo = 1\,000\,000 : (R1 \times 6,28 \times \sqrt{C1 \times C2})$$

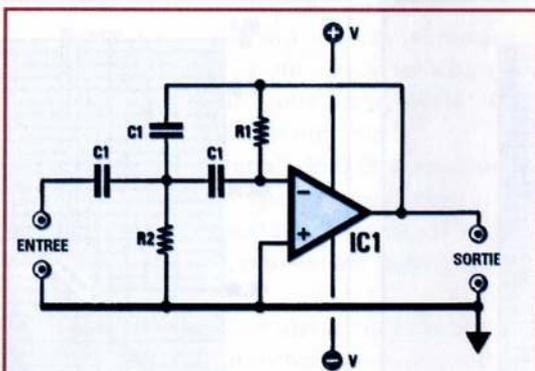


**Fig.4** Filtre passe/bas de 2° ordre avec atténuation de 12 dB par octave. Le signal entre par la broche non inverseuse. Ce circuit est alimenté par une tension symétrique. Dans la formule, la capacité des condensateurs est exprimée en Nanofarad, des résistances en Kohm et la fréquence Fo en Hertz.

$$C1 = 707\,000 : (R1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$C2 = C1 \times 2$$

$$Fo = 1\,000\,000 : (R1 \times 6,28 \times \sqrt{C1 \times C2})$$

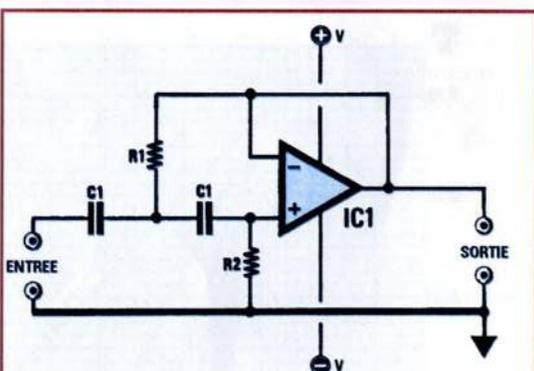


**Fig. 5.** Filtre passe/baut de 2° ordre avec atténuation de 12 dB par octave. Le signal entre par la broche inverseuse. Ce circuit est alimenté par une tension symétrique. Dans la formule, la capacité des condensateurs est exprimée en nanofarad, celle des résistances en Kohm et la fréquence Fo en Hertz.

$$R1 = 1\,500\,000 : (C1 \times 0,707 \times 6,28 \times Fo)$$

$$R2 = R1 : 4,5$$

$$Fo = 1\,000\,000 : (C1 \times 6,28 \times \sqrt{R1 \times R2})$$



**Fig.6** Filtre passe/baut de 2° ordre avec atténuation de 12 dB par octave. Le signal entre par la broche non inverseuse. Ce circuit est alimenté par une tension symétrique. Dans la formule la capacité des condensateurs est exprimée en nanofarad, celle des résistances en Kohm et la fréquence Fo en Hertz.

$$R1 = 707\,000 : (C1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$R2 = R1 \times 2$$

$$Fo = 1\,000\,000 : (C1 \times 6,28 \times \sqrt{R1 \times R2})$$

dard, afin d'éviter d'accomplir des couplages séries ou parallèles.

Convertir au préalable la capacité des condensateurs en nF en divisant par 1 000, puis contrôler les valeurs de R1 (Kohm) obtenues, soit :

- 1 000 000 : (2,7 x 6,28 x 2 800) = 21,06 Kohms
- 1 000 000 : (3,3 x 6,28 x 2 800) = 17,23 Kohms
- 1 000 000 : (3,9 x 6,28 x 2 800) = 14,58 Kohms
- 1 000 000 : (4,7 x 6,28 x 2 800) = 12,09 Kohms
- 1 000 000 : (5,6 x 6,28 x 2 800) = 10,15 Kohms
- 1 000 000 : (6,8 x 6,28 x 2 800) = 8,36 Kohms
- 1 000 000 : (8,2 x 6,28 x 2 800) = 6,93 Kohms
- 1 000 000 : (10 x 6,28 x 2 800) = 5,68 Kohms

Ce tableau permet de constater que les combinaisons de C1 et R1 les plus facilement exploitables sont les suivantes.

C1	R1	Valeurs standard
3,9 nF	14,58 Kohms	15 Kohms
4,7 nF	12,09 Kohms	12 Kohms
5,6 nF	10,15 Kohms	10 Kohms
10 nF	5,68 Kohms	5,6 Kohms

En effet, les valeurs trouvées pour R1 sont très proches des valeurs standard (regroupées au sein de la série E12) reportées à droite.

Contrôlons maintenant à posteriori, la fréquence de coupure obtenue, en utilisant ces valeurs de résistance standard, à l'aide de la formule suivante :

$$F_o = 1\,000\,000 : (C1 \times R1 \times 6,28)$$

soit :

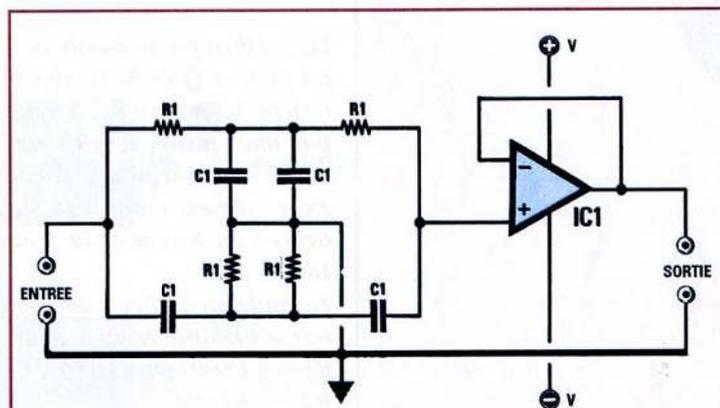
$$1\,000\,000 : (3,9 \times 15 \times 6,28) = 2\,721 \text{ Hz}$$

$$1\,000\,000 : (4,7 \times 12 \times 6,28) = 2\,823 \text{ Hz}$$

$$1\,000\,000 : (5,6 \times 10 \times 6,28) = 2\,843 \text{ Hz}$$

$$1\,000\,000 : (10 \times 5,6 \times 6,28) = 2\,843 \text{ Hz}$$

La combinaison 3,9 nF et 15 Kohms est à écarter car elle donne 2 721 Hz, valeur la plus éloignée de la fréquence de coupure recherchée. Même si la fréquence Fo n'est pas

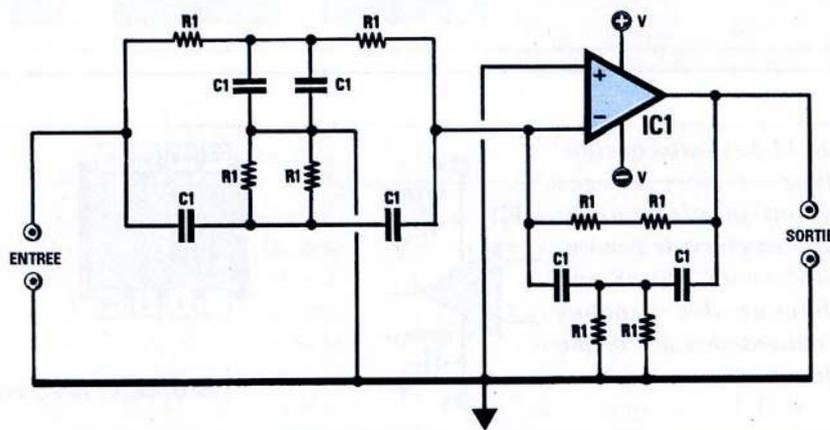


**Fig.7** Filtre Notch à large bande avec un facteur Q de 0,25. Le signal entre par la broche non inverseuse. Ce circuit est alimenté par une tension symétrique. Dans la formule, la capacité des condensateurs est exprimée en nanofarad, celle des résistances en Kohm et la fréquence Fo en Hertz.

$$C1 = 1\,000\,000 : (R1 \times 6,28 \times F_o)$$

$$R1 = 1\,000\,000 : (C1 \times 6,28 \times F_o)$$

$$F_o = 1\,000\,000 : (C1 \times R1 \times 6,28)$$



**Fig.8** Filtre Notch à bande étroite avec Q = 1. Le signal entre par la broche inverseuse. Ce circuit est alimenté par une tension symétrique. Dans la formule la capacité des condensateurs est exprimée en nanofarad, celle des résistances en Kohm et la fréquence Fo en Hertz.

$$C1 = 1\,000\,000 : (R1 \times 6,28 \times F_o)$$

$$R1 = 1\,000\,000 : (C1 \times 6,28 \times F_o)$$

$$F_o = 1\,000\,000 : (C1 \times R1 \times 6,28)$$

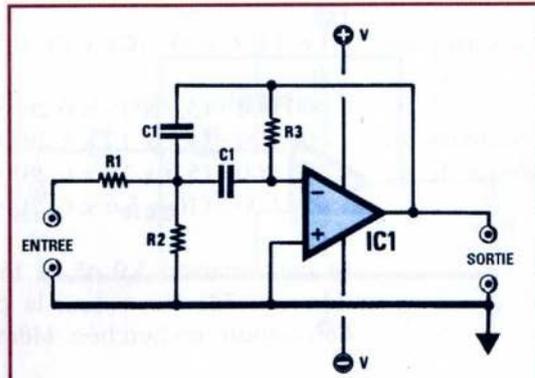


Fig.9 Filtre passe/bande de 2° ordre avec un facteur Q de 5. Le signal entre par la broche inverseuse. Ce circuit est alimenté par une tension symétrique. Dans la formule, la capacité des condensateurs est exprimée en nanofarad, celle des résistances en Kohm et la fréquence Fo en Hertz.

Formule simplifiée pour obtenir un filtre passe/bande avec un facteur Q = 5.

$$R1 = 1\ 000\ 000 : (Fo : 5 \times C1 \times 6,28)$$

$$R2 = R1 : 50$$

$$R3 = R1 \times 2$$

Pour obtenir un filtre plus large avec un facteur Q = 3, modifier la formule comme suit :

$$R1 = 1\ 000\ 000 : (Fo : 3 \times C1 \times 6,28)$$

$$R2 = R1 : 18$$

$$R3 = R1 \times 2$$

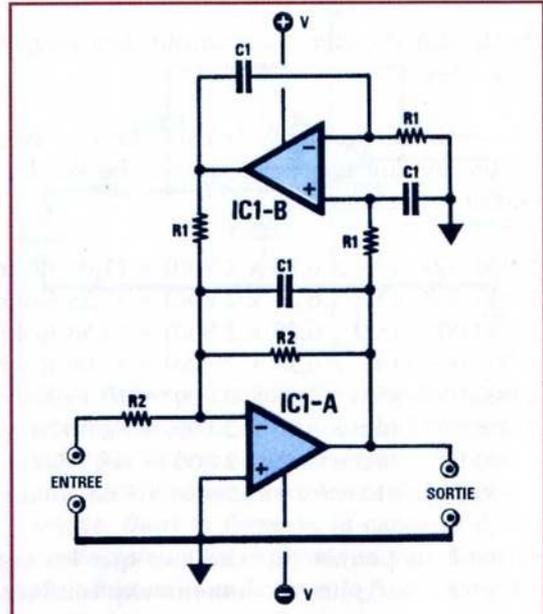


Fig.10 Filtre passe/bande de 2° ordre avec un facteur Q de 12. Le signal entre par la broche inverseuse du premier ampli opérationnel. Ce schéma est alimenté par une tension symétrique. Dans la formule, la capacité des condensateurs est exprimée en nanofarad, les résistances en Kohm et la fréquence Fo en Hertz.

Nota : en utilisant pour R2 des valeurs 10-9-8-7 fois supérieures à R1, le facteur Q est réduit. De 11 il passe 10-9-8-7. Pour autant, ne pas en déduire qu'il suffit d'utiliser pour R2 des valeurs 12 fois supérieures à R1 pour augmenter le facteur Q.

$$R1 = 1\ 000\ 000 : (C1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$R2 = R1 \times 11$$

$$Fo = 1\ 000\ 000 : (R1 \times C1 \times 6,28)$$

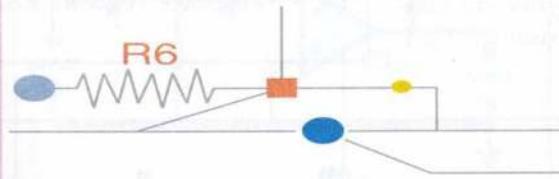
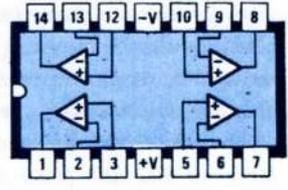
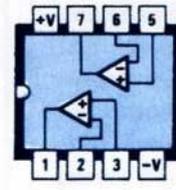
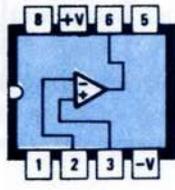
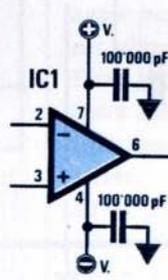


Fig.11 Les auto oscillations et accrochages seront jugulés par la mise en place de condensateurs de 100 nF sur chacune des broches d'alimentation de chaque circuit intégré.



Brochages des circuits intégrés vus de dessus.

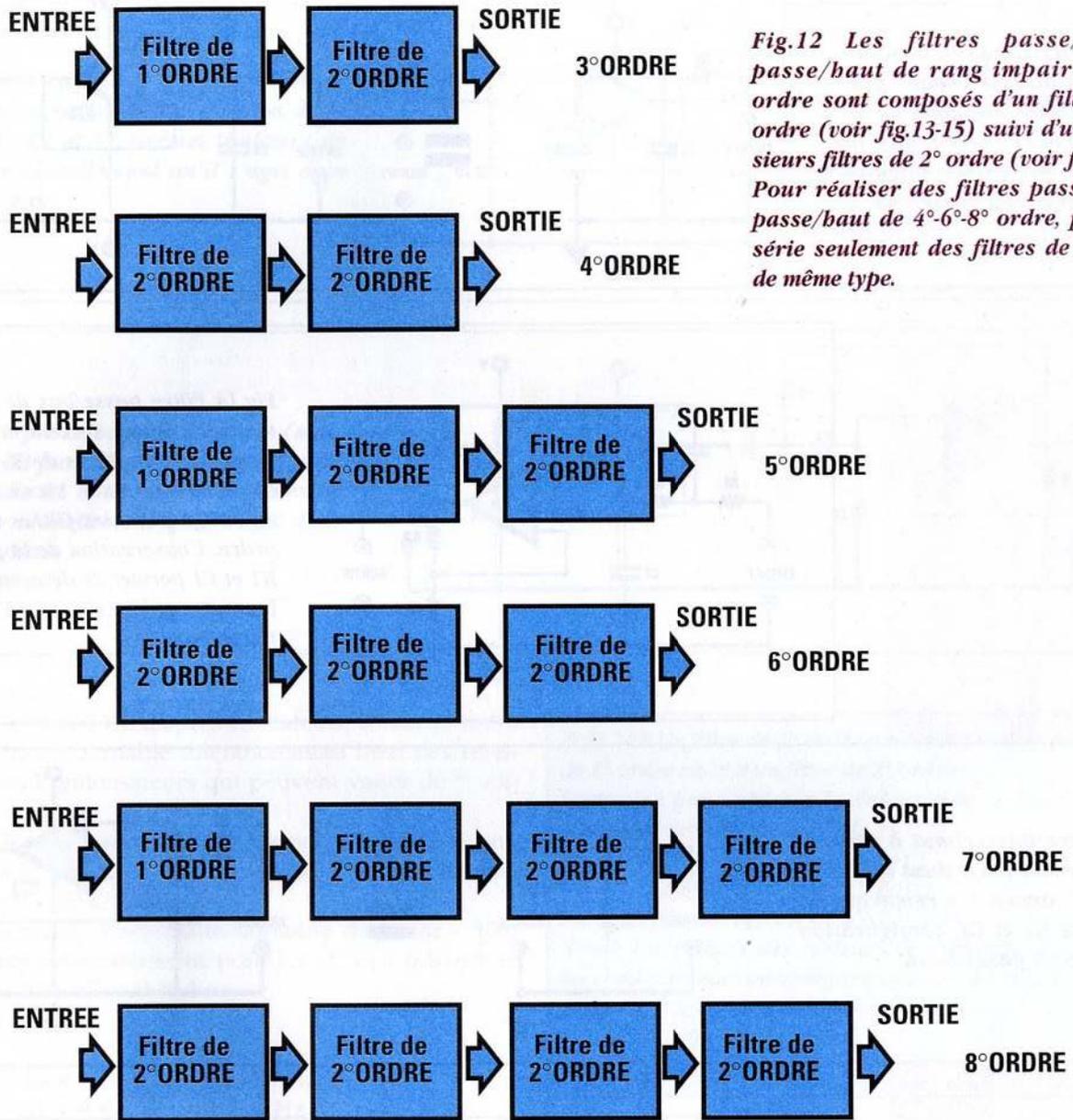


Fig.12 Les filtres passe/bas et passe/haut de rang impair 3<sup>o</sup>-5<sup>o</sup>-7<sup>o</sup> ordre sont composés d'un filtre de 1<sup>o</sup> ordre (voir fig.13-15) suivi d'un ou plusieurs filtres de 2<sup>o</sup> ordre (voir fig.14-16). Pour réaliser des filtres passe/bas et passe/haut de 4<sup>o</sup>-6<sup>o</sup>-8<sup>o</sup> ordre, placer en série seulement des filtres de 2<sup>o</sup> ordre de même type.

TABLEAU N.1 CAPACITES CONSEILLEES

Fo = Fréquence coupure	Capacité en pF	Capacité en nF
10 à 100 Hz	de 100 000 à 470 000	de 100 à 470
100 à 500 Hz	de 22 000 à 100 000	de 22 à 100
500 à 1 000 Hz	de 6 800 à 39 000	de 6,8 à 39
1 000 à 5 000 Hz	de 2 700 à 10 000	de 2,7 à 10
5 000 à 10 000 Hz	de 1 000 à 3 300	de 1 à 3,3
10 000 à 50 000 Hz	de 560 à 1 500	de 0,56 à 1,5
100 000 à 500 000 Hz	de 330 à 1 000	de 0,33 à 1

Fig.13 Filtre passe/bas de 1° ordre à utiliser comme premier étage dans les filtres de 3°-5°-7° ordre. On remarque la position de R1 et C1, configuration type du circuit passe/bas.

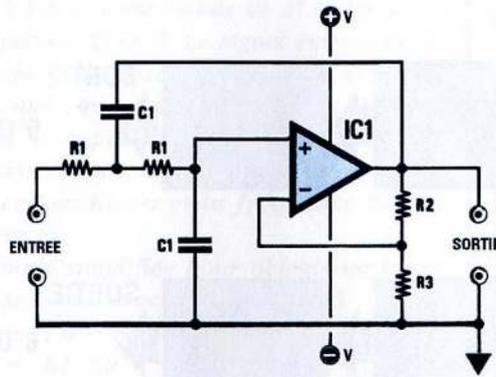
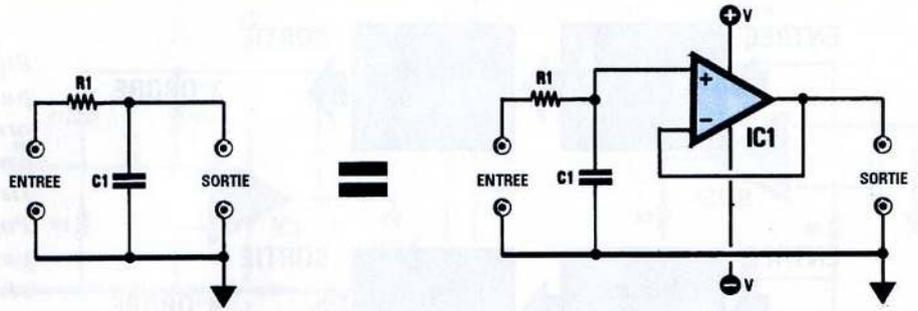


Fig.14 Filtre passe/bas de 2° ordre à utiliser comme second et troisième étage dans les filtres de 3°-5°-7° ordre ou comme premier, second et troisième étage dans les filtres de 4°-6°-8° ordre. L'observation de la position de R1 et C1 permet de déterminer visuellement qu'il s'agit d'un filtre passe/bas.

Fig.15 Filtre passe/haut à utiliser comme premier étage dans les filtres de 3°-5°-7° ordre. On remarque la position de R1 et C1, configuration type du circuit passe/haut.

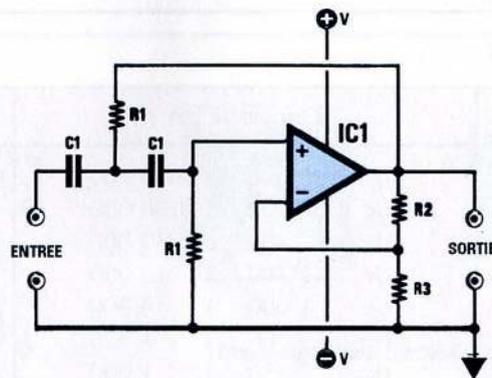
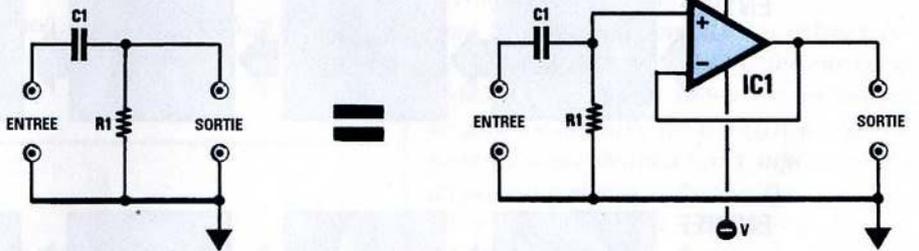
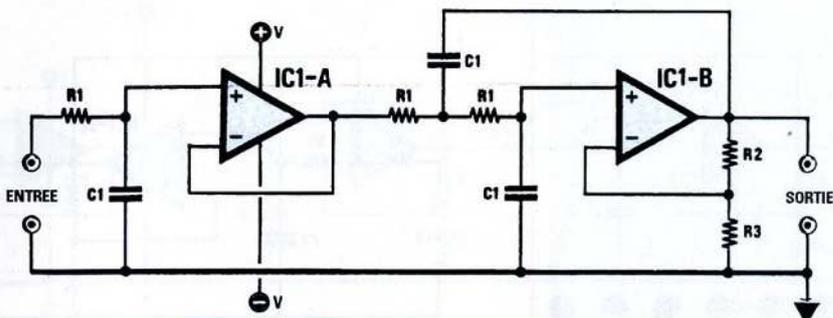
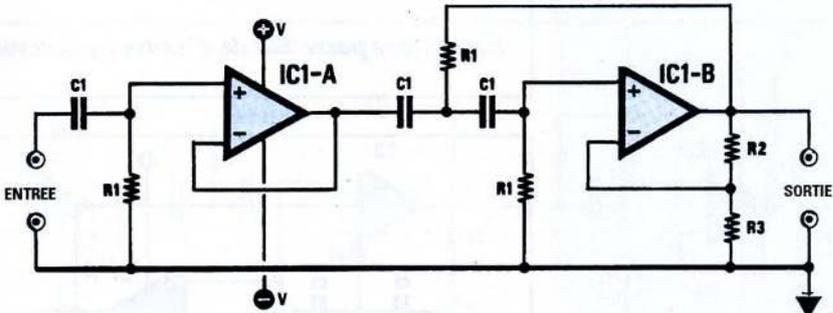


Fig.16 Filtre passe/haut de 2° ordre à utiliser comme second et troisième étage dans les filtres de 3°-5°-7° ordre ou comme premier, second et troisième étage dans les filtres de 4°-6°-8° ordre. L'observation de la position de R1 et C1 permet de déterminer visuellement qu'il s'agit d'un filtre passe/haut.

**Fig.17 Filtre passe/bas de 3° ordre (atténuation 18 dB par octave). L'observation de la position de R1 et C1 permet toujours de déterminer visuellement qu'il s'agit d'un filtre passe bas.**



**Fig.18 Filtre passe/haut de 3° ordre (atténuation 18 dB par octave). L'observation de R1 et C1 permet toujours de déterminer visuellement qu'il s'agit d'un filtre passe/haut.**



exactement de 2 800 Hz d'après les calculs, il faut prendre en compte l'incontournable tolérance aussi bien des résistances que des condensateurs qui peuvent varier de 5 voire 10%.

Pour quantifier ces variations par rapport au calcul nominal, admettons que le choix se porte sur la combinaison 5,6 nanoFarads - 10 Kohms :

avec une tolérance défavorable cumulée de + ou - 10% nous obtenons respectivement pour C1 et R1 : 6,16 nF et 11 Kohms ou 5,04 nF et 9 Kohms ce qui donne :

$$1\ 000\ 000 : (6,16 \times 11 \times 6,28) = 2\ 350\ \text{Hz}$$

$$1\ 000\ 000 : (5,04 \times 9 \times 6,28) = 3\ 510\ \text{Hz}$$

Même en supposant qu'il soit possible de disposer d'un condensateur exactement de 5 600 pF, il est en pratique très difficile d'obtenir une fréquence de coupure Fo de 2 800 Hz avec des composants courants.

De plus, il ne faut pas oublier les capacités parasites ajoutées par exemple par les pistes du circuit imprimé ou des supports, l'influence de la température etc..., facteurs qui corroborent également ce constat.

Néanmoins, les calculs effectués et l'application pratique qui en découle donnent de très bon résultats et chacun pourra constater à l'issue de la conception que cette méthode reste efficace.

**Fig.17-18 Un filtre de 3° ordre est constitué d'un premier filtre de 1° ordre suivi d'un filtre de 2° ordre.**

**Formules pour obtenir la valeur des résistances ou des condensateurs en rapport à la Fo :**

$$R1 = 1\ 000\ 000 : (C1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$C1 = 1\ 000\ 000 : (R1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$Fo = 1\ 000\ 000 : (R1 \times C1 \times 6,28)$$

**Nota : Les valeurs des résistances sont exprimées en Kohm, les condensateurs en nanofarad et la Fo en Hertz.**

**Pour R2 et R3 utiliser les valeurs suivantes :**

$$R2 = 22\ 000\ \text{ohms}$$

$$R3 = 22\ 000\ \text{ohms}$$

## Calcul d'un Passe/Haut à 100 Hz.....

Consulter dans le tableau N.1 les capacités préconisées pour cette fréquence.

Dans la première ligne du tableau, soit 10 à 100 Hertz, la capacité doit être comprise entre 100 nF et 470 nF (soit 100 - 120 - 150 - 180 - 220 - 270 - 330 - 390 - 470 nanoFarads).

Parmi ces capacités il conviendra donc de choisir celle qui permet d'obtenir la valeur de R1 la plus approchée d'une

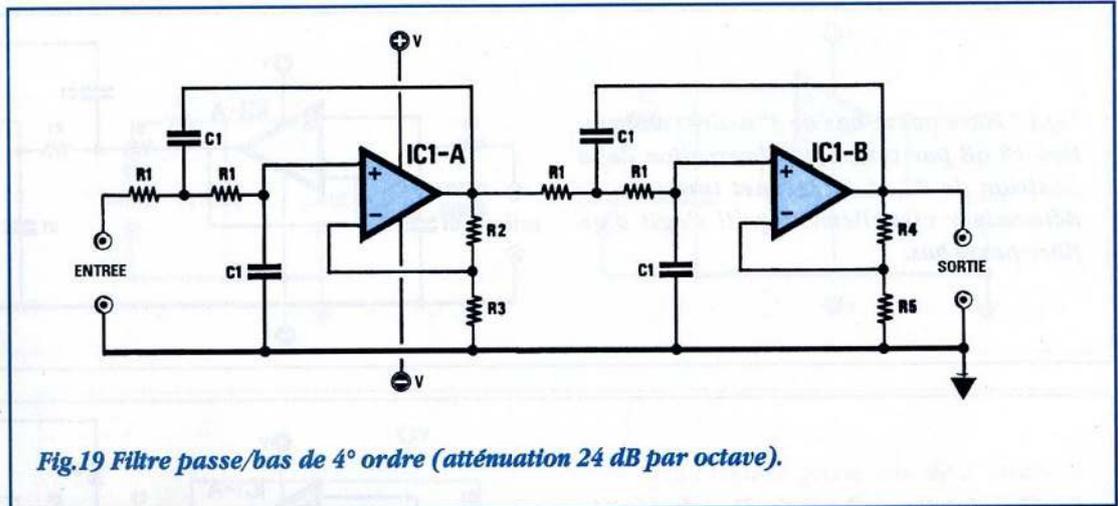


Fig.19 Filtre passe/bas de 4° ordre (atténuation 24 dB par octave).

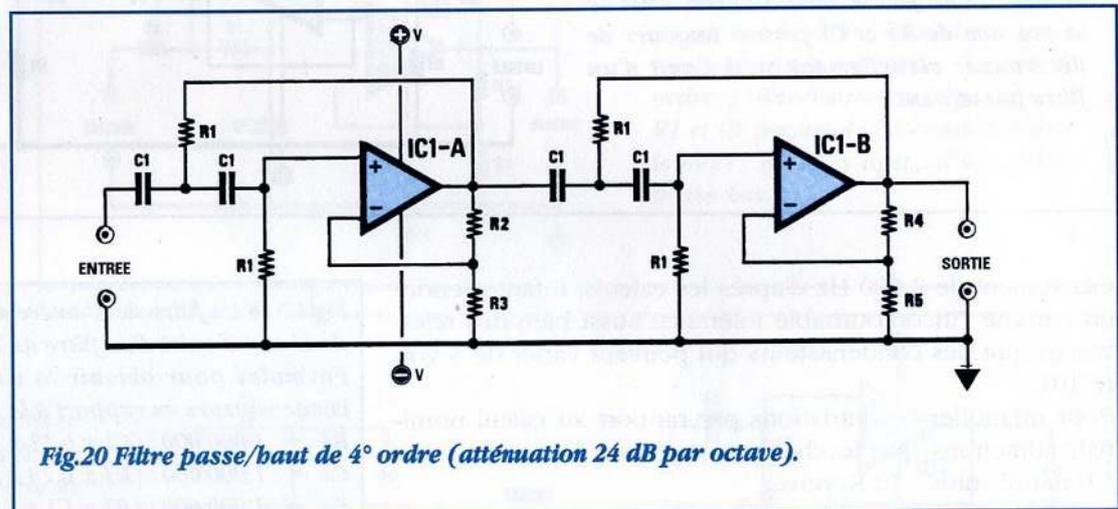


Fig.20 Filtre passe/haut de 4° ordre (atténuation 24 dB par octave).

Fig.19-20 Un filtre de 4° ordre se compose de deux filtres de 2° ordre en série.

Formules pour obtenir la valeur des résistances ou des condensateurs en rapport à la  $Fo$  :

$$R1 = 1\ 000\ 000 : (C1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$C1 = 1\ 000\ 000 : (R1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$Fo = 1\ 000\ 000 : (R1 \times C1 \times 6,28)$$

Les valeurs des résistances sont exprimées en Kohm, les condensateurs en nanofarad et la  $Fo$  en hertz.

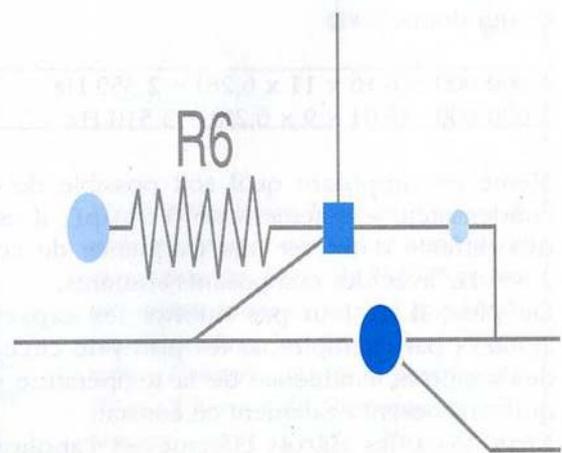
Pour  $R2$ - $R3$ - $R4$ - $R5$  utiliser les valeurs suivantes :

$$R2 = 3\ 300\ \text{ohms}$$

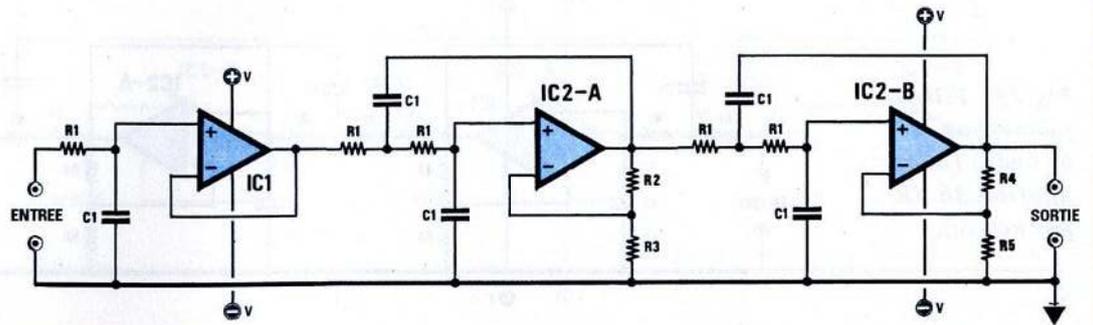
$$R3 = 22\ 000\ \text{ohms}$$

$$R4 = 27\ 000\ \text{ohms}$$

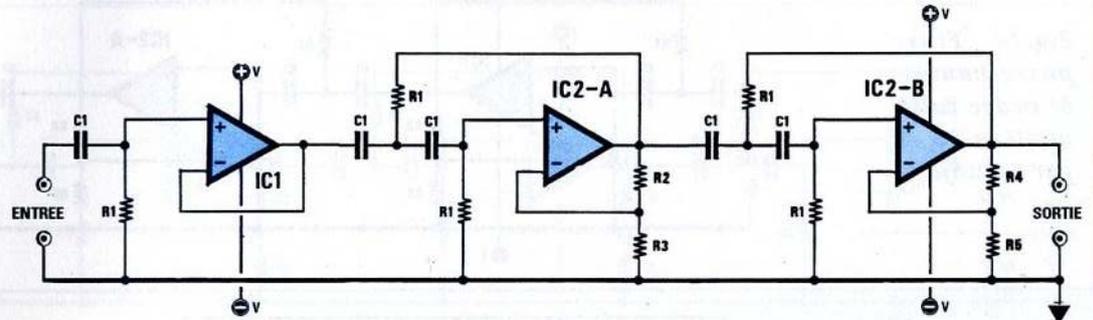
$$R5 = 22\ 000\ \text{ohms}$$



**Fig.21** Filtre passe/bas de 5° ordre (atténuation 30 dB par octave).



**Fig.22** Filtre passe/haut de 5° ordre (atténuation 30 dB par octave).



valeur standard. A l'aide d'une calculatrice ou d'un logiciel Tableur si vous disposez d'un ordinateur, les vérifier une à une en utilisant la formule déjà citée :

- 1 000 000 : (100 x 6,28 x 100) = 15,92 Kohms
- 1 000 000 : (120 x 6,28 x 100) = 13,27 Kohms
- 1 000 000 : (150 x 6,28 x 100) = 10,61 Kohms
- 1 000 000 : (180 x 6,28 x 100) = 8,84 Kohms
- 1 000 000 : (220 x 6,28 x 100) = 7,23 Kohms
- 1 000 000 : (270 x 6,28 x 100) = 5,89 Kohms
- 1 000 000 : (330 x 6,28 x 100) = 4,82 Kohms
- 1 000 000 : (390 x 6,28 x 100) = 4,08 Kohms
- 1 000 000 : (470 x 6,28 x 100) = 3,38 Kohms

Les combinaisons les plus intéressantes sont :

C1	R1	Valeurs standard
100 nF	15,92 Kohms	15 Kohms
150 nF	10,61 Kohms	10 Kohms
270 nF	5,89 Kohms	5,6 Kohms

**Fig.21-22** Pour réaliser un filtre de 5° ordre, placer en série à un premier filtre de 1° ordre suivi de deux du 2° ordre.

Formules pour obtenir les valeurs des résistances ou des condensateurs en rapport à la Fo :

$$R1 = 1\ 000\ 000 : (C1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$C1 = 1\ 000\ 000 : (R1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$Fo = 1\ 000\ 000 : (R1 \times C1 \times 6,28)$$

Les valeurs des résistances sont exprimées en Kohm, les condensateurs en nanofarad et la Fo en Hertz.

Pour R2-R3-R4-R5 utiliser les valeurs suivantes :

$$R2 = 6\ 800\ \text{ohms}$$

$$R3 = 18\ 000\ \text{ohms}$$

$$R4 = 16\ 500\ \text{ohms}$$

$$R5 = 12\ 000\ \text{ohms}$$

Avec ces valeurs, contrôler la fréquence de coupure effective et utiliser à cet effet la formule suivante :

$$Fo = 1\ 000\ 000 : (C1 \times R1 \times 6,28)$$

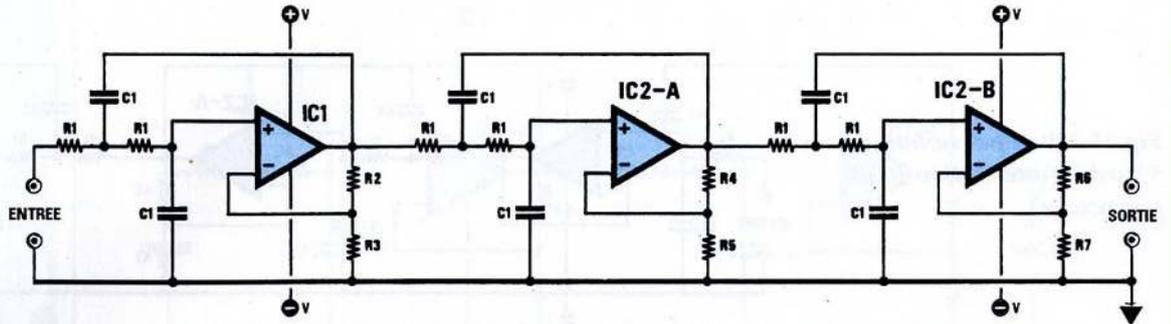
Soit :

$$1\ 000\ 000 : (100 \times 15 \times 6,28) = 106\ \text{Hz}$$

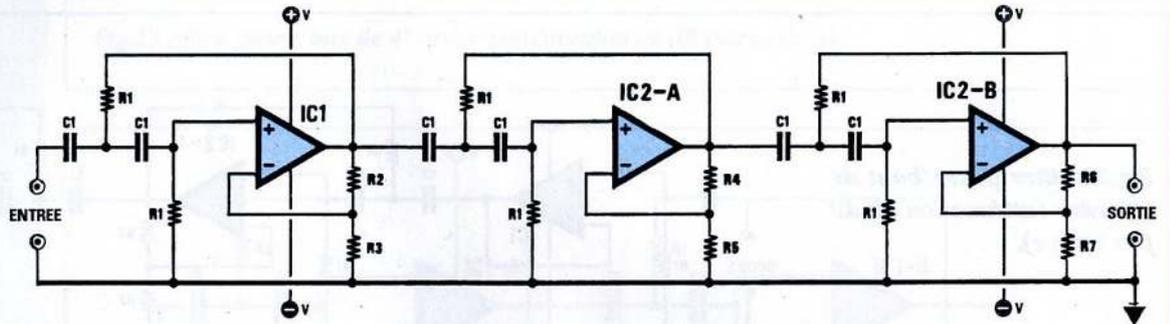
$$1\ 000\ 000 : (150 \times 10 \times 6,28) = 106\ \text{Hz}$$

$$1\ 000\ 000 : (270 \times 5,6 \times 6,28) = 105\ \text{Hz}$$

**Fig.23** Filtre passe/bas de 6° ordre (atténuation 36 dB par octave).



**Fig.24** Filtre passe/haut de 6° ordre (atténuation 36 dB par octave).



**Fig.23-24** Pour réaliser un filtre de 6° ordre, placer en série trois filtres de 2° ordre, et deux du 2° ordre.

Formules pour obtenir les valeurs des résistances ou des condensateurs en rapport à la Fo :

$$R1 = 1\ 000\ 000 : (C1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$C1 = 1\ 000\ 000 : (R1 \times 6,28 \times Fo)$$

$$Fo = 1\ 000\ 000 (R1 \times C1 \times 6,28)$$

Les valeurs des résistances sont exprimées en Kohm, les condensateurs en nanofarad et la Fo en Hertz.

Pour R2-R3-R4-R5-R6-R7 utiliser les valeurs suivantes :

$$R2 = 1\ 800\ \text{ohms}$$

$$R3 = 27\ 000\ \text{ohms}$$

$$R4 = 10\ 000\ \text{ohms}$$

$$R5 = 18\ 000\ \text{ohms}$$

$$R6 = 22\ 000\ \text{ohms}$$

$$R7 = 15\ 000\ \text{ohms}$$

## FILTRE DE 3° ORDRE (fig. 17-18).....

La réalisation de ce filtre nécessite deux amplis opérationnels contenus dans un seul circuit intégré type TL.072-µA.772-LF.353-CA.1458-MC.1747.

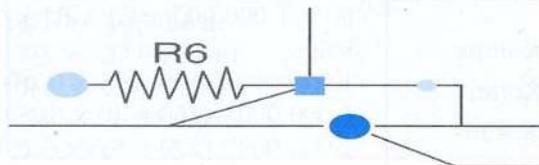
Un filtre de 3° ordre procure une atténuation de 18 dB par octave. A chaque division ou multiplication par un facteur de 2 de la fréquence de coupure, soit à chaque octave inférieure ou supérieure, la tension peut être déterminée en multipliant l'amplitude du signal présent en Fo par 0,125 (voir Tab.2).

Pour la réalisation d'un filtre passe/bas avec une Fo de 2 000 Hz sachant que les fréquences de 1 Hz à 2 000 Hz sortent du filtre avec une amplitude de 5 volts crête/crête, les octaves supérieures sont affectées des amplitudes suivantes :

$$4\ 000\ \text{Hz} = 5 \times 0,125 = 0,625\ \text{volt}$$

$$8\ 000\ \text{Hz} = 0,625 \times 0,125 = 0,078\ \text{volt}$$

$$16\ 000\ \text{Hz} = 0,078 \times 0,125 = 0,009\ \text{volt}$$



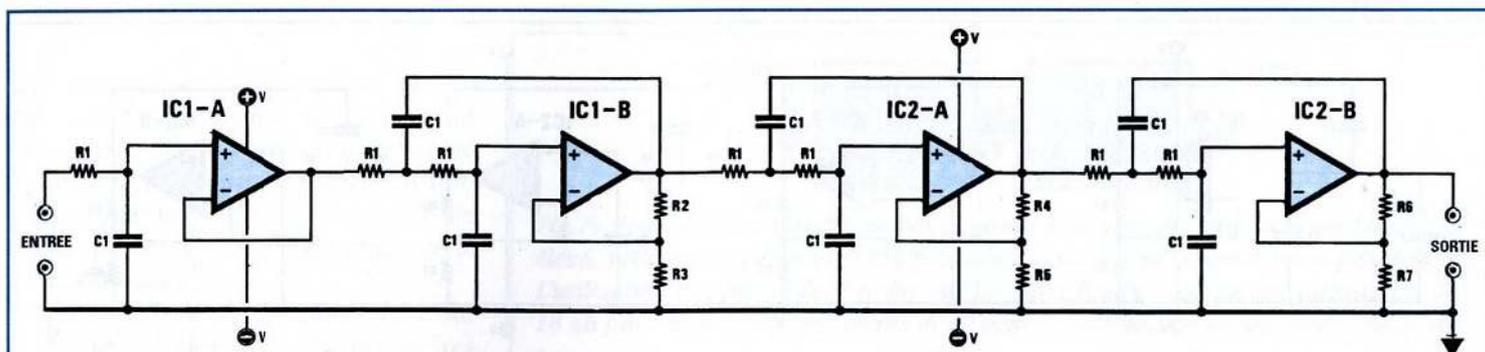


Fig.25 Filtre passe/bas de 7° ordre (atténuation 42 dB par octave).

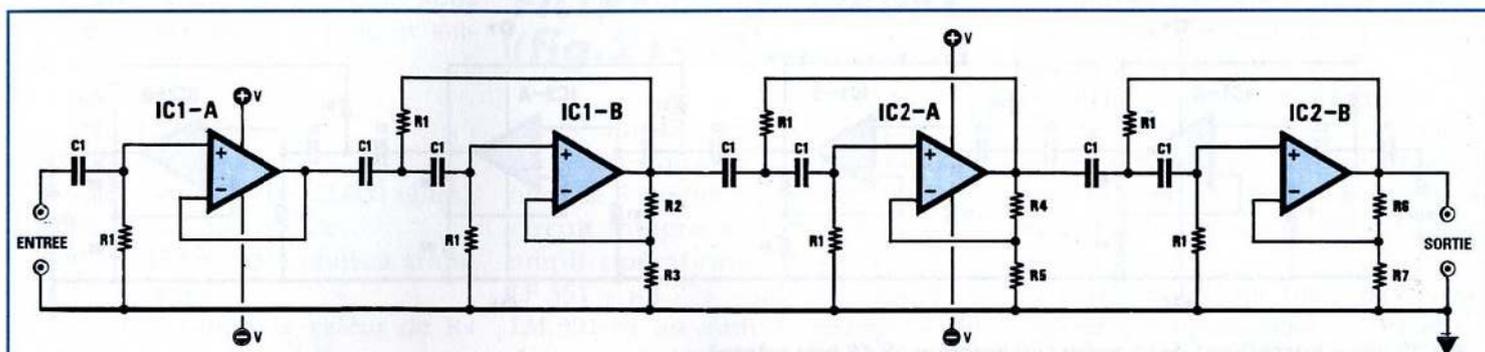


Fig.26 Filtre passe/haut de 7° ordre (atténuation 42 dB par octave).

Les formules pour obtenir les valeurs des résistances R1 et des capacités C1 sont les mêmes que celles utilisées pour le filtre de 6° ordre. Pour les résistances R2-R3-R4-R5-R6-R7 utiliser les valeurs suivantes :

- |                  |                  |
|------------------|------------------|
| R2 = 9 000 ohms  | R5 = 10 000 ohms |
| R3 = 47 000 ohms | R6 = 15 000 ohms |
| R4 = 7 500 ohms  | R7 = 10 000 ohms |

En réalisant un filtre passe/haut disposant de la même fréquence de coupure, sachant que toutes les fréquences de 2 000 Hz à 200 000 Hz sortent du filtre avec une amplitude de 5 volts crête/crête, toutes les octaves inférieures sont déclinées avec les valeurs de tension suivantes :

- 1 000 Hz = 5 x 0,125 = 0,625 volt
- 500 Hz = 0,625 x 0,125 = 0,078 volt
- 250 Hz = 0,078 x 0,125 = 0,009 volt

Que ce soit pour réaliser un filtre passe/bas ou passe/haut, il est important de noter que les valeurs de R1 et C1 sont les mêmes.

La réalisation d'un passe/bas impose l'insertion de R1 et C1 conformément à la fig.17, et celle d'un filtre passe/haut selon la fig.18.

Comme le montrent ces deux schémas, la broche inverseuse du second ampli opérationnel sera raccordée à un pont diviseur (voir R2-R3) relié entre la broche de sortie et la masse.

La valeur des deux résistances R2-R3 dans un filtre de 3° ordre doit être équivalente. Par conséquent, il est possible d'avoir recours à deux résistances de 22 Kohms, 15 Kohms ou 10 Kohms.

## FILTRE DE 4° ORDRE (voir fig.19-20).....

Deux amplis opérationnels sont également nécessaires pour la réalisation d'un filtre de 4° ordre qui permet d'obtenir une atténuation de 24 dB par octave.

A chaque division ou multiplication par un facteur de 2 de la fréquence de coupure, soit à chaque octave inférieure ou supérieure, la tension peut être déterminée en multipliant l'amplitude du signal présent en Fo par 0,063 fois (voir tab.2).

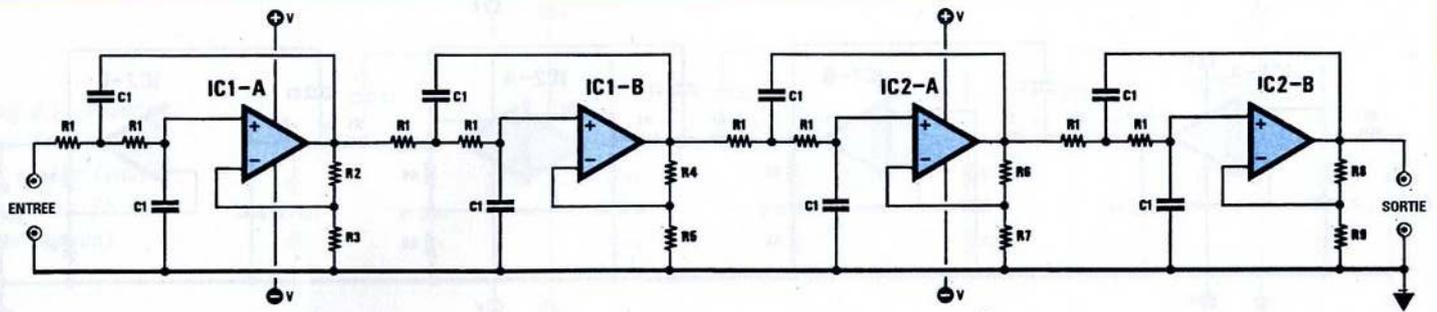


Fig.27 Filtre passe/bas de 8° ordre (atténuation 48 dB par octave).

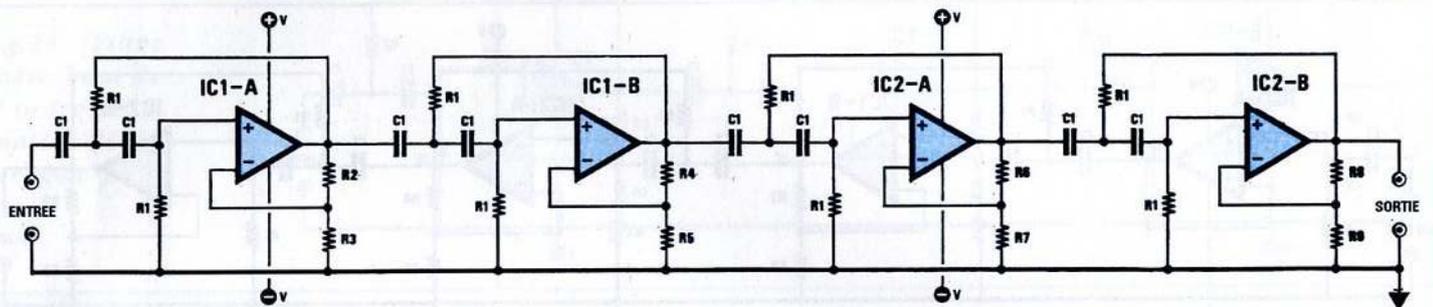


Fig.28 Filtre passe/haut de 8° ordre (atténuation 48 dB par octave).

Les formules pour obtenir les valeurs des résistances R1 et des capacités C1 sont les mêmes que celles utilisées pour le filtre de 6° ordre. Pour les résistances R2-R3-R4-R5-R6-R7-R8-R9 utiliser les valeurs suivantes :

- |                  |                  |
|------------------|------------------|
| R2 = 1 800 ohms  | R6 = 10 000 ohms |
| R3 = 47 000 ohms | R7 = 12 000 ohms |
| R4 = 15 000 ohms | R8 = 7 500 ohms  |
| R5 = 47 000 ohms | R9 = 4 700 ohms  |

Exemple : Filtre passe/bas avec une Fo de 2 000 Hz en supposant que les fréquences de 1 à 2 000 Hz sortent avec une amplitude de 5 volts crête/crête, les octaves supérieures sont affectées des amplitudes suivantes :

- 4 000 Hz = 5 x 0,063 = 0,315 volt
- 8 000 Hz = 0,315 x 0,063 = 0,019 volt
- 16 000 Hz = 0,019 x 0,063 = 0,001 volt

En réalisant pour la même fréquence un filtre passe/haut, les octaves inférieures sont affectées des amplitudes suivantes :

- 1 000 Hz = 5 x 0,063 = 0,315 volt
- 500 Hz = 0,315 x 0,063 = 0,019 volt
- 250 Hz = 0,019 x 0,063 = 0,001 volt

Pour élaborer un filtre passe/bas ou passe/haut de 4° ordre on utilise pour R1 et C1 les mêmes valeurs.

La réalisation d'un filtre passe/bas impose l'implantation de R1 et C1 conformément à la fig.19 et pour un filtre passe/haut selon la fig.20.

Dans un filtre de 4° ordre, il existe quatre valeurs de résistances qui doivent rigoureusement être respectées, soit R2-R3 et R4-R5 placées entre la sortie et la masse sur les deux amplis opérationnels, chacun des points milieu du pont diviseur étant raccordés à l'entrée inverseuse correspondante.

Les valeurs conseillées sont les suivantes :

- R2 = 3 300 ohms
- R3 = 22 000 ohms
- R4 = 27 000 ohms
- R5 = 22 000 ohms

En pratique, comme évoqué précédemment, ces ponts servent pour introduire un certain gain afin de compenser les atténuations introduites par les différents étages de façon qu'à la fréquence de coupure le gain soit égal à 1.

Même si des schémas donnent pour R2-R3-R4-R5 des valeurs différentes de celles conseillées, ils ne sont pas erronés pour autant.

En effet, il est possible pour R3 et R5 de choisir une autre valeur sous réserve de respecter le rapport suivant :

$$R2 = R3 \times 0,152$$

$$R4 = R5 \times 1,235$$

Ainsi, pour :

R3 = valeur standard de 22 000 ohms, la valeur de R2 doit être de :

$$22\ 000 \times 0,152 = 3\ 344 \text{ ohms à arrondir à } 3\ 300 \text{ ohms.}$$

R5 = 22 000 ohms, la valeur de R4 doit être de :

$$22\ 000 \times 1,235 = 27\ 170 \text{ ohms à arrondir à } 27\ 000 \text{ ohms}$$

Important : lors du calcul de la valeur des résistances à placer sur la sortie de l'ampli opérationnel, soit R2-R4, il convient d'arrondir à la valeur inférieure afin d'éviter que l'étage n'auto-oscille du fait d'un gain trop important.

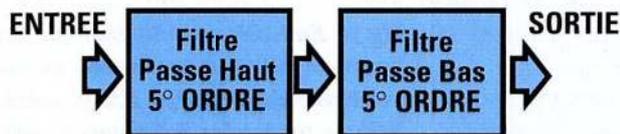
Par exemple, lorsque le résultat d'un calcul donne une valeur de 9 500 ohms au lieu d'utiliser une résistance de 10 000 ohms (de valeur supérieure) il convient de choisir une valeur inférieure la plus rapprochée soit 8 200 ohms.

Pour R3 il est permis de choisir d'autres valeurs (exemple 12 000 ohms). Dans ce cas utiliser pour R2 :

$$12\ 000 \times 0,152 = 1\ 824 \text{ ohms (1 800 ohms)}$$

Pour R5 on peut opter pour une résistance de 10 000 ohms. Dans ce cas pour R4 utiliser une valeur de :

$$10\ 000 \times 1,235 = 12\ 350 \text{ ohms (12 000 ohms)}$$



**Fig.29** Pour réaliser des filtres passe/bande très sélectifs, soit avec un facteur Q élevé, utiliser un premier filtre passe/haut suivi d'un second filtre passe/bas. L'utilisation des filtres de 3° ordre sur les deux flancs procure une atténuation de 18 dB par octave. Avec des filtres de 5° ordre, l'atténuation est de l'ordre de 30 dB par octave.

### FILTRE DE 5° ORDRE (fig.21-22).....

Trois amplis opérationnels sont nécessaires quant à la réalisation d'un filtre de 5° ordre. Opter alors pour un circuit intégré renfermant un seul ampli opérationnel type TL.081 - LF.351 -  $\mu$ A.771 -  $\mu$ A.741 - LS.141 - LM.301 et un autre CI composé de deux amplis OP. Il est également possible d'avoir recours à un circuit intégré renfermant quatre amplis opérationnels. Dans ce cas un seul restera inutilisé.

Un filtre de 5° ordre donne une atténuation de 30 dB x octave. A chaque division ou multiplication par un facteur de 2 de la fréquence de coupure, soit à chaque octave inférieure ou supérieure, la tension peut être déterminée en multipliant l'amplitude du signal présent en Fo par 0,032 (voir tab.2).

Dans le cas de la mise en oeuvre d'un filtre passe /bas avec une Fo de 2 000 Hz, toutes les fréquences de 1 à 2 000 Hz sortent avec une amplitude 5 volts crête/crête et toutes les octaves supérieures sortent avec les amplitudes suivantes :

$$4\ 000 \text{ Hz} = 5 \times 0,032 = 0,160 \text{ volt}$$

$$8\ 000 \text{ Hz} = 0,160 \times 0,032 = 0,005 \text{ volt}$$

$$16\ 000 \text{ Hz} = 0,005 \times 0,032 = 0,0001 \text{ volt}$$

En réalisant pour la même fréquence un filtre passe/haut, toutes les fré-

quences de 2 000 à 200 000 Hz sortent avec 5 volts crête/crête et toutes les octaves inférieures avec les valeurs de tension suivantes :

$$1\ 000 \text{ Hz} = 5 \times 0,032 = 0,160 \text{ volt}$$

$$500 \text{ Hz} = 0,160 \times 0,032 = 0,005 \text{ volt}$$

$$250 \text{ Hz} = 0,005 \times 0,032 = 0,0001 \text{ volt}$$

Pour réaliser un filtre passe/haut ou passe/bas les valeurs de R1 et C1 sont identiques.

La réalisation d'un filtre passe/bas impose une implantation de R1 et C1

**TABLEAU N.2**

dB	Atténuation/octave
0	1
3	0,70
6	0,50
9	0,35
12	0,25
15	0,17
18	0,125
21	0,089
24	0,063
27	0,044
30	0,032
33	0,022
36	0,016
39	0,011
42	0,0079
44	0,006
45	0,0056
48	0,0040
51	0,0028

Fig.30 En utilisant par exemple un premier filtre passe/haut calculé pour une  $F_0$  de 1 000 Hz, la sortie délivre toutes les fréquences comprises entre 1000 à 100 000 Hz. Les fréquences inférieures à 1 000 Hz sont réjctées.

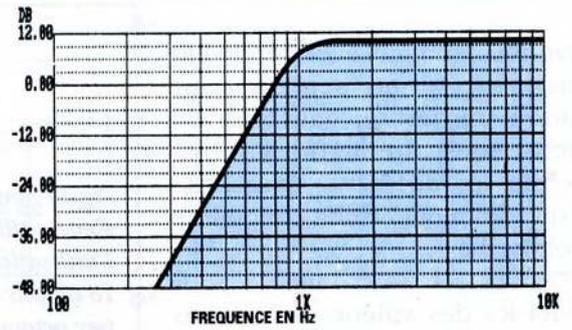


Fig.31 En sortie de ce filtre passe/bas calculé pour une  $F_0$  de 1 300 Hz, les seules fréquences comprises entre 1 et 1 300 HZ sont disponibles.

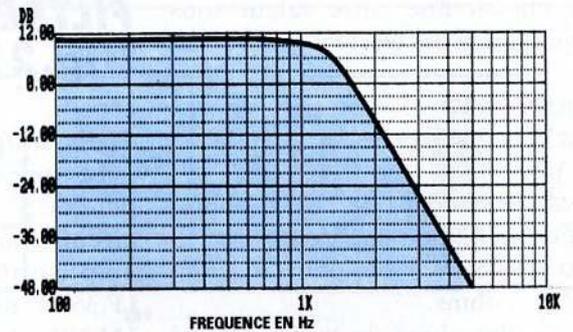
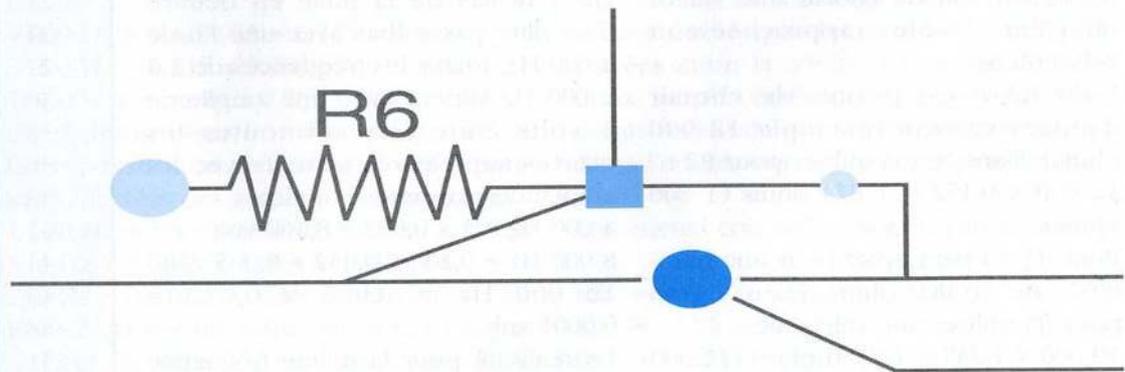
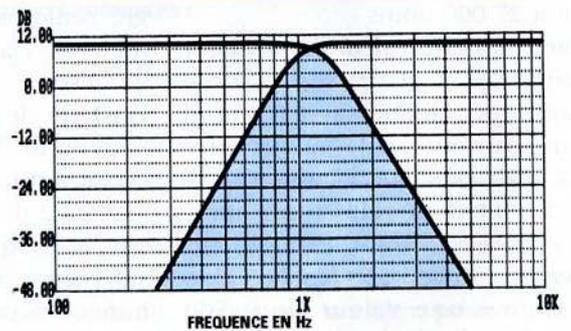


Fig.32 La combinaison de ces deux filtres fait disposer en sortie de l'ensemble d'une bande passante étroite de 300 Hz située entre 1 000 et 1 300 Hertz.



conformément à la fig.21 et pour un filtre passe/haut, il faut s'inspirer de la Fig.22.

Ce filtre présente quatre valeurs de résistance, toujours raccordées entre les sorties des deux derniers amplis opérationnels et la masse (point milieu du pont diviseur à relier la broche inverseuse), à respecter, soit R2-R3 et R4-R5.

Les valeurs conseillées sont les suivantes :

- R2 = 6 800 ohms
- R3 = 18 000 ohms
- R4 = 16 500 ohms
- R5 = 12 000 ohms

La valeur de R4 n'est pas standard, mais elle est aisément obtenue en associant en parallèle deux résistances de 33 000 ohms (33 000 : 2 = 16 500)

R3-R5 peuvent se voir affecter des valeurs différentes des valeurs conseillées à condition de respecter ce rapport :

- R2 = R3 x 0,382
- R4 = R5 x 1,382

Lorsque R3 = 18 000 ohms, choisir pour R2 :

18 000 x 0,382 = 6 876 ohms (arrondir à 6 800 ohms)

Lorsque R5 = 12 000 ohms, pour R4 choisir :

12 000 x 1 382 = 16 584 ohms (valeur obtenue en plaçant en parallèle deux résistances de 33 000 ohms)

Nota : Arrondir par défaut les valeurs de R2-R4.

## FILTRE DE 6° ORDRE (fig.23-24).....

La réalisation d'un filtre de 6° ordre s'effectue en plaçant en série trois filtres de 2° ordre, ce qui nécessite trois amplis opérationnels.

Un filtre de 6° ordre procure une atténuation de 36 dB par octave. A

chaque division ou multiplication par un facteur de 2 de la fréquence de coupure, soit à chaque octave inférieure ou supérieure, la tension peut être déterminée en multipliant l'amplitude du signal présent en Fo par 0,016 (voir Tab.2).

En réalisant un filtre passe/bas avec une Fo de 2 000 Hz toutes les fréquences de 1 à 2 000 Hz sont délivrées avec une amplitude de 5 volts crête/crête et toutes les octaves supérieures sont atténuées avec les résultats suivants :

- 4 000 Hz = 5 x 0,016 = 0,08 volt
- 8 000 Hz = 0,08 x 0,016 = 0,001 volt

Avec le même filtre en configuration passe/haut, les octaves inférieures sont affectées des amplitudes suivantes :

- 1 000 Hz = 5 x 0,016 = 0,08 volt
- 500 Hz = 0,08 x 0,016 = 0,001 volt

La réalisation d'un filtre passe /bas ou passe/haut impose pour R1 et C1 les mêmes valeurs.

Pour un filtre passe/bas, placer R1 et C1 conformément à la Fig.23 et pour un filtre passe/haut les insérer selon la fig.24.

Ce filtre comporte six valeurs de résistances toujours raccordées entre les sorties des circuits intégrés et la masse, à respecter rigoureusement soit R2-R3, R4-R5, R6-R7.

Les valeurs conseillées sont les suivantes :

- R2 = 1 800 ohms
- R3 = 27 000 ohms
- R4 = 10 000 ohms
- R5 = 18 000 ohms
- R6 = 22 000 ohms
- R7 = 15 000 ohms

Dans ce schéma les valeurs de R3-R5-R7 peuvent être différentes, à condition que les rapports suivants soient respectés :

- R2 = R3 x 0,068
- R4 = R5 x 0,586
- R6 = R7 x 1,482

Dans notre cas, R3 a pour valeur 27 000 ohms. La valeur de R2 sera donc de :

27 000 x 0,068 = 1 836 ohms (arrondir à 1 800 ohms)

R5 = 18 000 ohms, aussi la valeur de R4 sera alors :

18 000 x 0,586 = 10 548 ohms (arrondir à 10 Kohms)

R7 = 15 000 ohms, la valeur de R6 sera de :

15 000 x 1,482 = 22 230 ohms (arrondir à 22 Kohms)

## FILTRE DE 7° ORDRE (fig.25-26).....

La réalisation d'un filtre encore plus sélectif, impose le passage du 6° au 7° ordre qui à la différence du précédent, nécessite cette fois l'utilisation de 4 amplis opérationnels.

Il est donc possible d'opter pour deux circuits intégrés renfermant chacun deux amplis opérationnels ou un seul circuit intégré doté de quatre éléments opérationnels par exemple TL.084-TL.074.

Un filtre de 7° ordre offre une atténuation de 42 dB par octave. A chaque division ou multiplication par un facteur de 2 de la fréquence de coupure, soit à chaque octave inférieure ou supérieure, la tension peut être déterminée en multipliant l'amplitude du signal présent en Fo par 0,0079 (voir tableau.2).

En prenant toujours pour exemple un filtre passe/bas avec une Fo de 2 000 Hz dont l'amplitude de sortie est de 5 volts crête/crête, toutes les fréquences de la bande comprise entre 1 à 2 000 Hz disposent d'une amplitude de 5 volts et les octaves supérieures sont atténuées à hauteur de :

- 4 000 Hz = 5 x 0,0079 = 0,039 volt
- 8 000 Hz = 0,039 x 0,0079 = 0,0003 volt

Avec un filtre passe/haut fixé à la même fréquence, toutes les fré-

quences de 2 000 Hz à 20 000 Hz sortent avec une amplitude de 5 volts crête/crête et les octaves inférieures sont affectées des amplitudes suivantes :

$$1\ 000\ \text{Hz} = 5 \times 0,0079 = 0,039\ \text{volt}$$

$$500\ \text{Hz} = 0,039 \times 0,0079 = 0,0003\ \text{volt}$$

Comme pour les filtres précédents, les valeurs de R1 et C1 sont identiques.

Pour réaliser un filtre passe/bas, R1 et C1 doivent être insérés conformément au schéma reproduit en fig.25 et pour un filtre passe/bas il faut se référer à la fig.26.

Dans ce filtre, figurent six valeurs de résistances indiquées dans le schéma électrique par R2-R3, R4-R5, R6-R7, portant les valeurs suivantes :

$$R2 = 9\ 000\ \text{ohms}$$

$$R3 = 47\ 000\ \text{ohms}$$

$$R4 = 7\ 500\ \text{ohms}$$

$$R5 = 10\ 000\ \text{ohms}$$

$$R6 = 15\ 000\ \text{ohms}$$

$$R7 = 10\ 000\ \text{ohms}$$

La valeur de R2 qui n'est pas standard sera obtenue par deux résistances de 18 000 ohms placées en parallèle. Pour R4, il conviendra également de placer en parallèle deux résistances de 15 Kohms.

Pour R3-R5-R7, il est possible d'opter pour des valeurs différentes de celles conseillées, mais il devient ensuite difficile de retrouver pour R2-R4-R6 des valeurs avoisinant les valeurs standard.

Ces valeurs doivent respecter un rapport précis :

$$R2 = R3 \times 0,199$$

$$R4 = R5 \times 0,753$$

$$R6 = R7 \times 1,555$$

Dans notre cas, R3 = 47 Kohms, R2 se voit donc affecter une valeur de :

$$47\ 000 \times 0,199 = 9\ 353\ \text{ohms (arrondir à } 9\ 000\ \text{ohms en plaçant en parallèle deux résistances de } 18\ \text{Kohms).$$

Il est conseillé d'adopter pour R5 une valeur de 10 Kohms, aussi R4 sera de :

$$10\ 000 \times 0,753 = 7\ 530\ \text{ohms (arrondir à } 7\ 500\ \text{et placer en parallèle deux résistances de } 15\ 000\ \text{ohms)}$$

R7 a une valeur de 10 Kohms, aussi R6 sera de :

$$10\ 000 \times 1,555 = 15\ 550\ \text{ohms (arrondir à } 15\ 000\ \text{ohms).$$

## FILTRE DE 8° ORDRE (fig.27-28).....

Toujours avec 4 amplis opérationnels, il est possible de réaliser un filtre de 8° ordre, capable d'assurer une atténuation de 48 dB par octave. A chaque division ou multiplication par un facteur de 2 de la fréquence de coupure, soit à chaque octave inférieure ou supérieure, la tension peut être déterminée en multipliant l'amplitude du signal présent en Fo par 0,004 (voit Tab.2).

Dans le cas d'un filtre passe/bas avec une Fo de 2 000 Hz, toutes les fréquences de 1 Hz à 2 000 Hz sortent avec un signal de 5 volts crête/crête et toutes les octaves supérieures sont affectées des amplitudes suivantes :

$$4\ 000\ \text{Hz} = 5 \times 0,004 = 0,02\ \text{volt}$$

$$8\ 000\ \text{Hz} = 0,02 \times 0,004 = 0,08\ \text{milliVolt}$$

Il en va de même pour la réalisation d'un filtre passe/haut. Dans ce cas toutes les fréquences de 2 000 à 200 000 Hz sortent avec une amplitude de 5 volts crête/crête et les octaves inférieures disposent des amplitudes suivantes :

$$1\ 000\ \text{Hz} = 5 \times 0,004 = 0,02\ \text{volt}$$

$$500\ \text{Hz} = 0,02 \times 0,004 = 0,08\ \text{milliVolt}$$

Noter qu'en contrôlant les valeurs de tensions des mêmes octaves sur les autres filtres de 3° - 4° - 5° - 7° ordre, avec ce filtre de 8° ordre on obtient une courbe de réponse très raide.

Comme visible dans les deux schémas électriques (fig.27-28), il est conseillé d'adopter pour R2-R3-R4-R5-R6-R7-R8-R9 ces valeurs exactes :

$$R2 = 1\ 800\ \text{ohms}$$

$$R3 = 47\ 000\ \text{ohms}$$

$$R4 = 15\ 000\ \text{ohms}$$

$$R5 = 47\ 000\ \text{ohms}$$

$$R6 = 10\ 000\ \text{ohms}$$

$$R7 = 12\ 000\ \text{ohms}$$

$$R8 = 7\ 500\ \text{ohms}$$

$$R9 = 4\ 700\ \text{ohms}$$

Cette précaution permet de respecter le rapport de chacun des ponts diviseurs dont

les points milieu reçoivent la broche inverseuse de chaque ampli opérationnel, ainsi :

$$R2 = R3 \times 0,039$$

$$R4 = R5 \times 0,336$$

$$R6 = R7 \times 0,889$$

$$R8 = R9 \times 1,610$$

Avec  $R3 = 47 \text{ Kohms}$ , la valeur de  $R2$  est de :  
 $47\ 000 \times 0,039 = 1\ 833 \text{ ohms}$  (arrondir à  $1\ 800 \text{ ohms}$ )

Avec  $R5 = 47 \text{ Kohms}$ , la valeur de  $R4$  est de :  
 $47\ 000 \times 0,336 = 15\ 792 \text{ ohms}$  (arrondir à  $15\ 000 \text{ ohms}$ )

Avec  $R7 = 12 \text{ Kohms}$ , la valeur de  $R6$  est de :  
 $12\ 000 \times 0,889 = 10\ 668$  (arrondir à  $10\ 000 \text{ ohms}$ )

Avec  $R9 = 4\ 700 \text{ ohms}$ ,  $R8$  a une valeur de :  
 $4\ 700 \times 1,610 = 7\ 567 \text{ ohms}$  (arrondir à  $7\ 500 \text{ ohms}$ )

Pour obtenir cette valeur, relier en parallèle deux résistances de  $15\ 000 \text{ ohms}$ .

## CONCLUSION.....

Les différents filtres présentés permettent de réaliser des filtres actifs très sélectifs pour le filtrage des basses fréquences à l'usage, des filtres Cross-Over, des jeux de lumières psychédéliques, des filtres pour récepteurs, amplificateurs BF etc...

De par la forte sélectivité des filtres d'ordre supérieur, la mise en oeuvre successive d'un filtre passe/haut et d'un passe/bas débouche sur la réalisation d'un filtre passe bande dont la bande passante est facilement ajustable.

Ainsi, pour réaliser un filtre qui laisse passer une étroite bande de fréquence de  $1\ 000$  à  $1\ 300 \text{ Hz}$ , il convient de faire suivre un filtre passe/haut de  $4^{\circ}$ - $5^{\circ}$ - $6^{\circ}$  ordre, calculé pour une  $F_0$  de  $1\ 000 \text{ Hz}$ , par un filtre passe/bas (voir fig.31), calculé pour une  $F_0$  de  $1\ 300 \text{ Hz}$

Le premier filtre laisse passer toutes les octaves supérieures, soit de  $1\ 000$  à  $100\ 000 \text{ HZ}$  sans aucune atténuation (voir Fig.30) et les octaves inférieures, soit de  $1\ 000 \text{ Hz}$  à  $1 \text{ Hz}$  seront fortement atténuées.

La sortie de ce filtre passe/haut est ensuite appliquée sur l'entrée du second filtre qui permet d'atténuer toutes les octaves supérieures à  $1\ 300 \text{ Hz}$ , en laissant au contraire passer les fréquences inférieures, de  $1\ 300$  à  $1 \text{ Hz}$ , sans aucune atténuation (voir fig.31), sachant que les fréquences inférieures ont déjà été éliminées par le premier filtre.

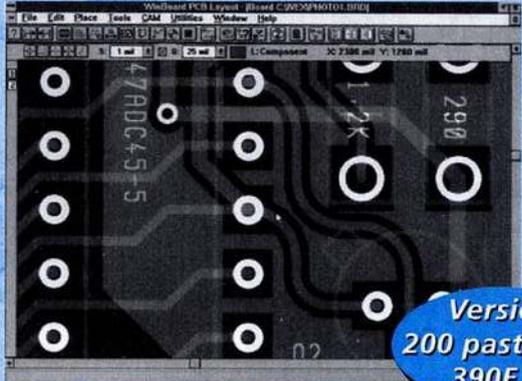
Résultant de la complémentarité de ces deux filtres passe/bas et passe/haut, voici donc créé le filtre passe bande de  $1\ 000 \text{ Hz}$  à  $1\ 300 \text{ Hz}$  (voir fig.32).

# CAO

## WINBOARD

POUR WINDOWS  
3.1X ET '95

sur  
PC AT  
et  
'386/'486



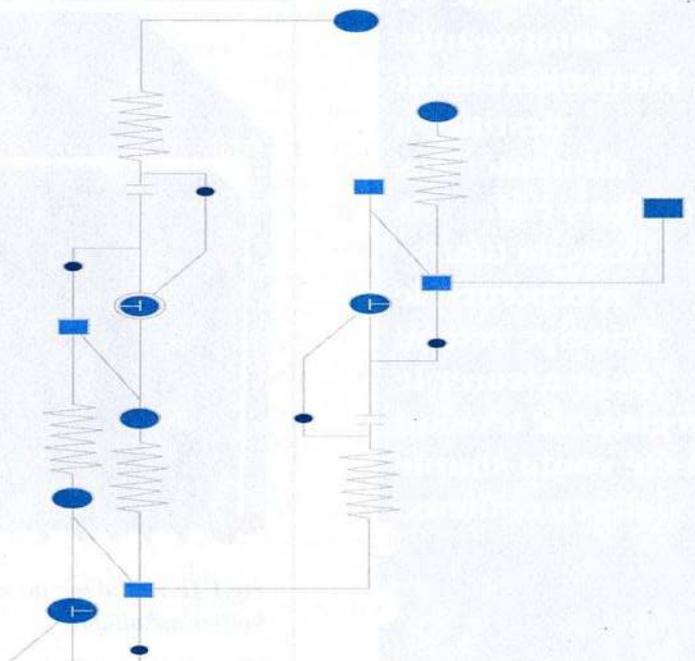
Version  
200 pastilles\*  
390F TTC

**1er** logiciel de qualité professionnelle pour dessiner vos circuits imprimés sous Windows. WinBoard est compatible à 100 % avec OrCAD. Sa convivialité vous fait gagner du temps et simplifie votre tâche.

\* Extensible

### Multipower

22, rue Emile Baudot - 91120 PALAISEAU - Tél: 16 (1) 69 30 13 79 - Fax: 16 (1) 69 20 60 41



# ALIMENTATION 1-30 VOLTS 5

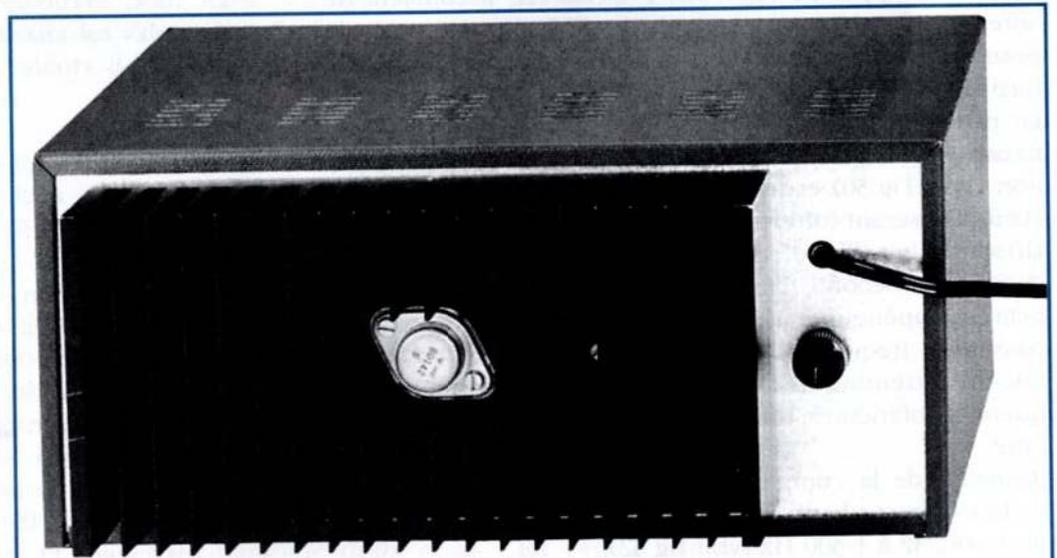
Cette alimentation stabilisée a spécialement été étudiée pour une utilisation prolongée sous de fortes intensités, tout en ne déployant pas pour autant une quantité importante de composants. Particulièrement destinée à alimenter des montages radio tels des émetteurs/récepteurs, le principe retenu pour assurer le réglage de tension a été voulu simple et peu coûteux.

**L**e principal inconvénient des alimentations de puissance, réglables sur une aussi grande plage, réside dans le fait que la dissipation de chaleur aux très faibles tensions est très importante, puisque la chute de tension aux bornes du ou des transistors de sortie se trouve multipliée par le courant de sortie demandé, et atteint rapidement une puissance élevée. Ce problème est contourné par un transformateur d'alimentation doté de deux enroulements, l'un de 16 volts et l'autre de 28 volts. La tension alternative de 16 volts est utilisée dès lors que des tensions stabilisées comprises entre 1 et 17 volts sont nécessaires.

La tension de 28 volts convient pour des tensions stabilisées comprises entre 14 et 30 volts.

Une protection efficace limitant le courant maximum à 5 ampères est introduite dans l'alimentation, ce qui permet, en présence d'un court-circuit, de préserver les transistors ou le circuit intégré présent dans l'alimentation.

Le réglage de la tension de sortie s'effectue grâce à une échelle graduée et étalonnée lors de la première mise en service qu'il conviendra de contrôler à l'aide d'un multimètre, de façon à en déterminer la fiabilité. Présent sur la face avant et en correspondance de ces graduations, le potentiomètre permet d'établir avec une approximation conve-



*Fig.1 Le radiateur de refroidissement de bonnes dimensions est fixé sur l'arrière du boîtier métallique.*

# STABILISEE AMPERES

nable la tension à générer en sortie. Ce réglage a été voulu simple. En contrepartie, il ne faut pour autant pas omettre l'incontournable tolérance du potentiomètre R8 et de la résistance R7 reliée en série au potentiomètre qui peuvent introduire des petites différences.

Le transistor final de puissance n'atteint donc jamais une température qui pourrait lui être fatale, mais il ne reste pas froid pour autant. En effet, en charge, il doit dissiper en chaleur, une puissance avoisinant toujours 60-80 watts. L'échauffement normal atteint couramment une température de 40-50 degrés, température qui sera ensuite absorbée et dissipée par le radiateur de refroidissement.

Si le choix d'une alimentation capable de distribuer un courant inférieur est effectué, soit 2-3 ampères par exemple, un transformateur d'alimentation de 80-100 watts seulement pourra être utilisé, à condition toutefois que les tensions des enroulements secondaires soient respectées.

## SCHEMA ELECTRIQUE.....

Le schéma électrique de l'alimentation est présenté en fig.3.

Pour sa description, partons du transformateur d'alimentation T1 qui dispose d'un secondaire à deux sorties, à 16 et 28 volts. Pour alimenter un montage avec une tension comprise

entre 1 et 17 volts, déplacer l'inverseur S2/A sur la position 16 volts. Quand il s'agit d'alimenter un montage par une tension comprise entre 14 et 30 volts, déplacer l'inverseur S2/A sur la position 28 volts.

La tension alternative choisie est dirigée vers un pont redresseur de 10 ampères RS1 pour être redressée, puis filtrée par le condensateur électrolytique C1.

Aux bornes de ce condensateur, la tension continue est supérieure à la valeur de la tension alternative fournie en sortie par les deux secondaires du transformateur dans un facteur égal à racine de 2 soit 1,41 environ:

$$(16 \times 1,41) - 1 = 21,56 \text{ volts environ}$$

$$(28 \times 1,41) - 1 = 38,48 \text{ volts environ}$$

Le calcul tient compte de la perte au sein des diodes de redressement (-1).

La tension continue est ensuite appliquée sur le collecteur du transistor de puissance NPN type BD.141 (voir TR2) et sur l'émetteur du transistor pilote PNP type BD.242 (voir TR1).

Via la résistance R1 cette tension est injectée également sur la broche E du circuit intégré IC1, un LM.317, composant réputé pour sa grande fiabilité, son faible coût et l'excellente qualité de la régulation obtenue.

La tension en sortie peut varier du mini au maxi à l'aide du potentiomètre linéaire R8 de 2 200 ohms.

Lorsque l'inverseur S2/A est basculé sur l'enroulement secondaire du transformateur T1 qui fournit la tension alternative de 16 volts, le second inverseur S2/B placé à proximité du potentiomètre R8 court-circuite la résistance R7 de 1 800 ohms. Ainsi il est possible de réguler la tension de sortie sur une plage allant de 1,25 volt (potentiomètre au minimum de sa résistance) jusqu'à 17 volts (potentiomètre tourné vers sa résistance maximum).

Lorsque l'inverseur S2/A est basculé sur l'enroulement du secondaire du transformateur T1 qui distribue la tension de 28 volts, le second inverseur S2/B retire le court-circuit sur la résistance R7 de 1 800 ohms. Ainsi, il est possible d'ajuster la tension de sortie de 14 volts environ (potentiomètre tourné pour le minimum de sa résistance) à un maximum de 30 volts (potentiomètre tourné pour la résistance maximum).

Le transistor de puissance TR2 est en mesure de dissiper une puissance maximum de 130 watts. Dès lors que son corps est fixé sur un radiateur de refroidissement de bonne taille (voir



fig.1-2) un courant de 5 ampères peut être prélevé sans problème quelle que soit la durée, même si la tension en sortie est minimale.

Le circuit intégré comporte déjà une protection interne contre les courts-circuits. Cependant, avec le schéma utilisé pour cette alimentation, le courant maximum est fourni par le transistor de puissance TR2. Or, en présence d'un court-circuit accidentel en sortie, c'est ce transistor qui est pourtant mis hors d'usage.

Pour éviter cet inconvénient, le montage comprend un transistor BC.238 (voir TR3) qui assure la protection non seulement du transistor de puissance TR2 mais également du transistor pilote TR1.

La jonction base émetteur du transistor TR3 est reliée aux bornes de la résistance R4 placée dans la ligne de masse du montage, et son collecteur agit sur la broche R du circuit intégré IC1.

Le prélèvement d'un courant supérieur à 5 ampères, condition qui se vérifie quand les deux broches de sortie sont placées en court-circuit par exemple, donne lieu à la naissance aux bornes de la résistance R4 d'une tension en mesure de saturer le transistor TR3 qui ramène alors à la masse la broche R (référence Adj) du circuit intégré LM.317.

Ainsi la tension en sortie chute instantanément à une tension très faible (plus précisément à 1,25 volt), disposition qui a pour effet de protéger les transistors TR1-TR2

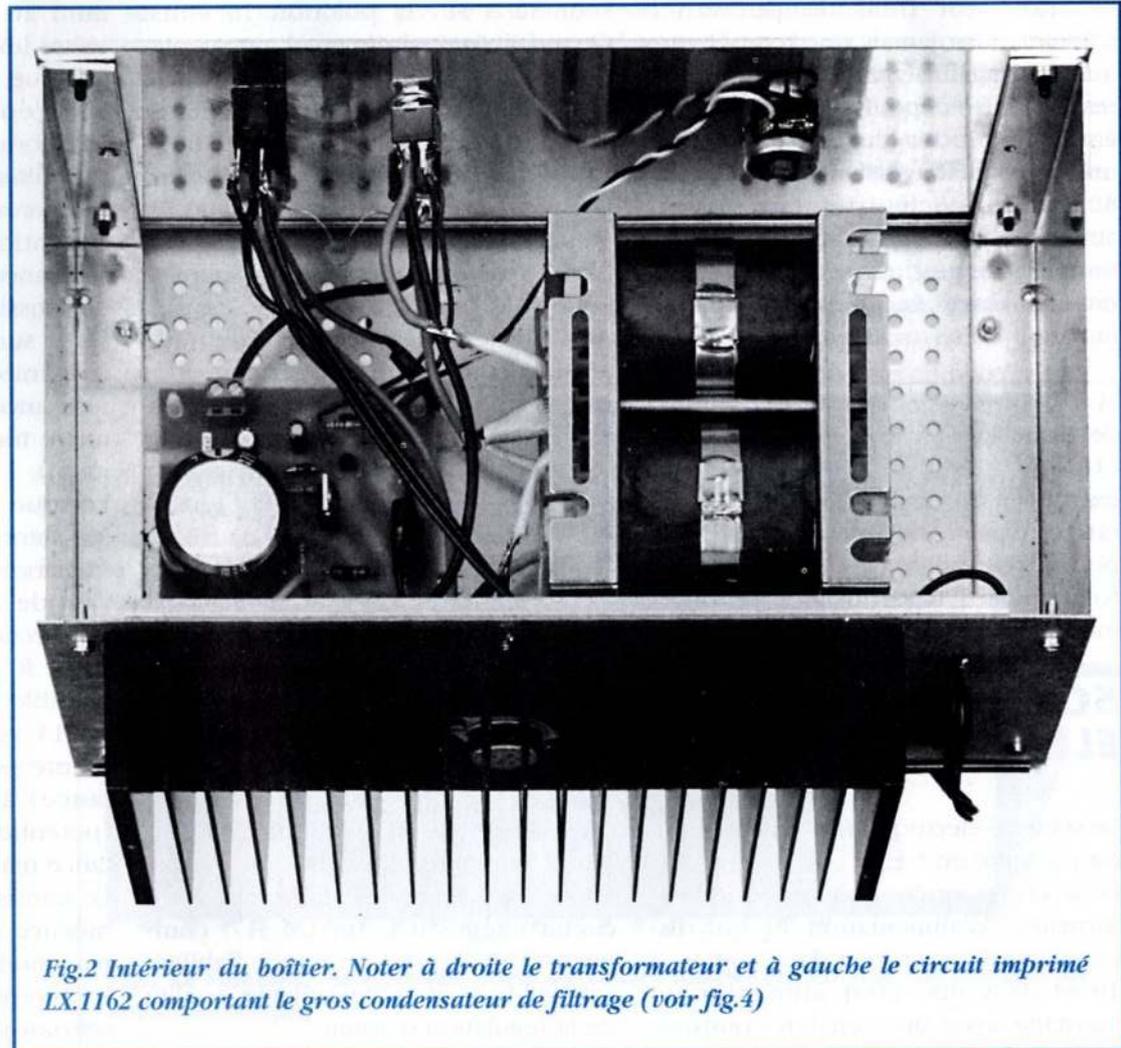


Fig.2 Intérieur du boîtier. Noter à droite le transformateur et à gauche le circuit imprimé LX.1162 comportant le gros condensateur de filtrage (voir fig.4)

qui ne sont alors plus en mesure de fournir une tension en sortie.

Attardons-nous maintenant plus en détail sur le fonctionnement de cette protection contre les courts-circuits.

La résistance R4 a une valeur ohmique de 0,1 ohm. A ses bornes la tension augmente proportionnellement au courant consommé en sortie.

Cette tension se calcule à l'aide de la formule élémentaire :  $U(\text{Volt}) = R(\text{Ohm}) \times I(\text{Ampère})$

Si un courant de 2 ampères est prélevé de l'alimentation, aux bornes de cette résistance de trouve alors une tension de :

$$0,1 \times 2 = 0,2 \text{ volt}$$

Or, le transistor TR3 entre en conduction seulement quand la tension entre la base et l'émetteur dépasse 0,6 volt, ce qui correspond à une consommation de 5 ampères.

En présence d'un court-circuit, le courant monte brusquement au-delà de 8 ampères et aux bornes de la résistance R4 la tension est de :

$$0,1 \times 8 = 0,8 \text{ volt}$$

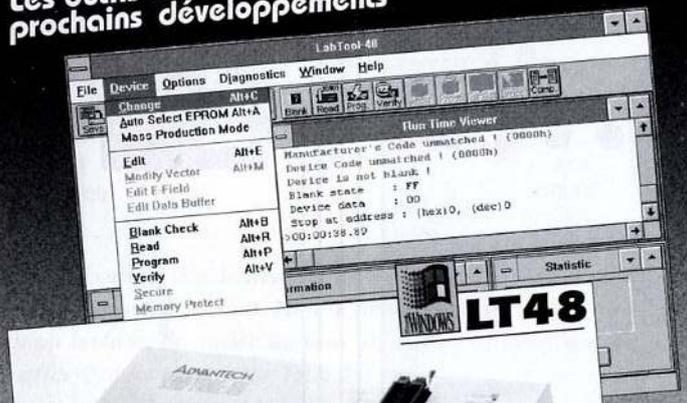
Avec cette tension entre base et émetteur, le transistor entre en conduction et ramène à la masse la broche R du circuit intégré LM.317, action qui a pour conséquence d'inhiber la sortie de l'alimentation.

La diode DS1 placée en parallèle à la résistance R5 (180 ohms) fait fonction de protection contre les courts-circuits car elle décharge instantanément le condensateur électrolytique C2 placé sur la broche R du circuit intégré LM.317. Suivant la valeur donnée à la résistance R4, il est possible d'ajuster le courant limite de décrochage. De même, sui-

I.S.I.T

ZI des POUMADERES  
32600 L'ISLE JOURDAIN  
Tel: (05)62 07 29 54  
Fax: (05)62 07 29 53

Les outils de vos prochains développements





Enfin...  
un programmeur  
qui n'attend pas une centaine  
d'adaptateurs pour devenir Universel

ADVANTECH LABTOOL 48:  
Programmeur Universel Intelligent

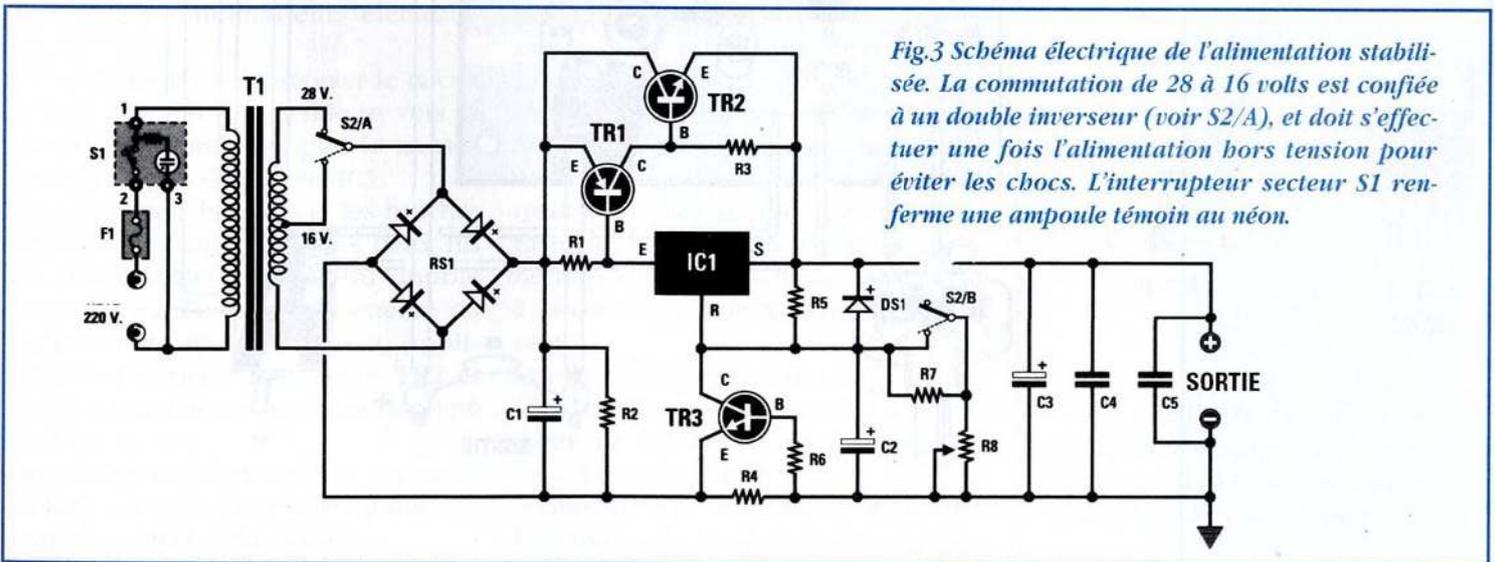


Fig.3 Schéma électrique de l'alimentation stabilisée. La commutation de 28 à 16 volts est confiée à un double inverseur (voir S2/A), et doit s'effectuer une fois l'alimentation hors tension pour éviter les chocs. L'interrupteur secteur S1 renferme une ampoule témoin au néon.

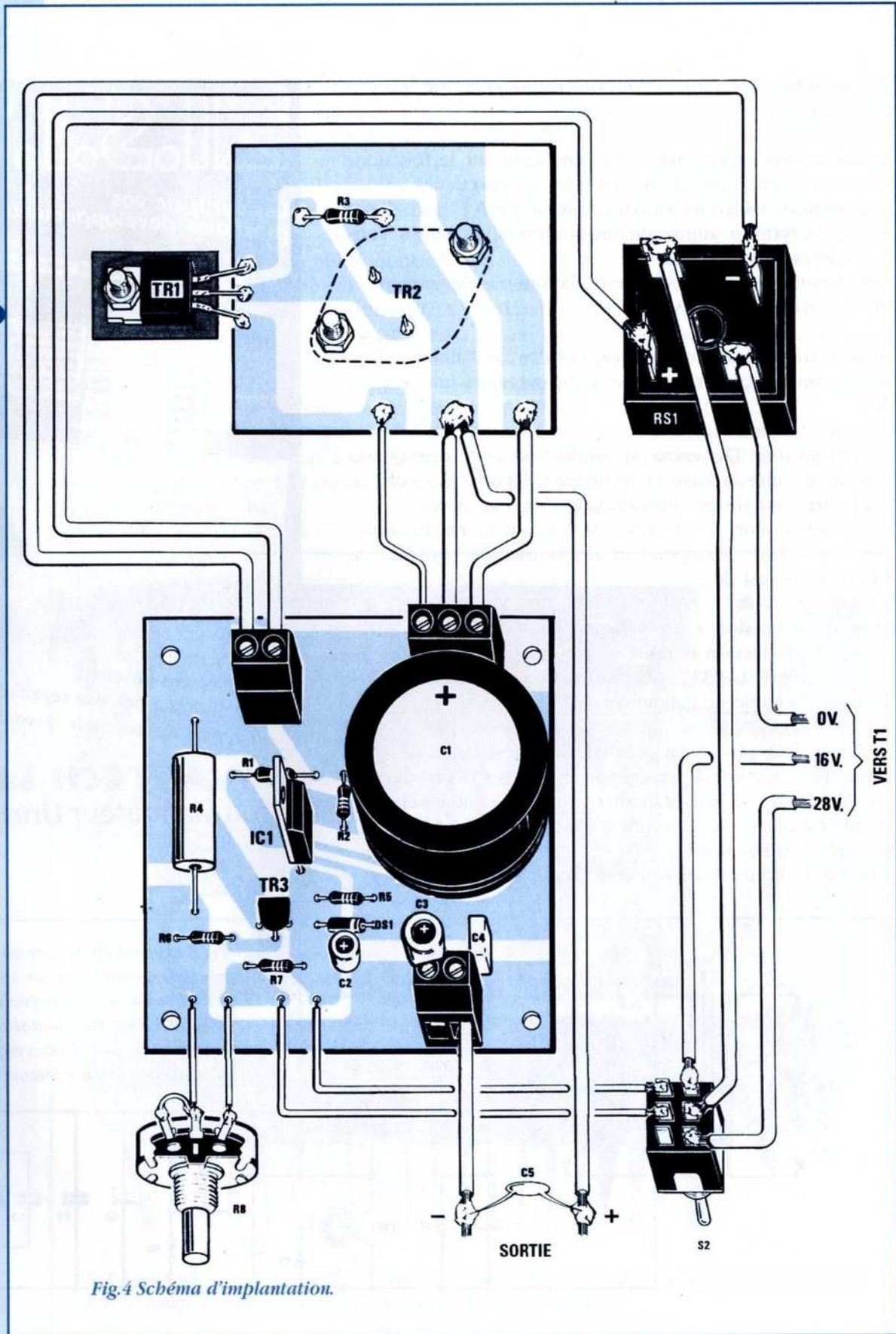


Fig.4 Schéma d'implantation.

vant la tolérance de R4, il est possible de constater une légère variation de l'intensité à laquelle la limitation se met en fonction.

Pour une résistance de 0,09 ohm, en sortie il est possible de prélever 5,5 ampères. Pour une résistance de 0,11 ohm le circuit entre en protection avec un courant inférieur à 5 ampères.

## REALISATION PRATIQUE

La réalisation de l'alimentation s'effectue avec deux circuits imprimés (voir fig.7). Le circuit imprimé LX.1162/B est affecté aux éléments de puissance soit les transistors TR1-TR2 et à la résistance R3. Le circuit imprimé LX.1162 reçoit quant à lui les éléments de régulation, soit le circuit intégré IC1 et les divers éléments discrets dont le transistor TR3.

Sur les deux circuits imprimés, monter les composants conformément au schéma d'implantation reproduit en fig.4.

Sur le circuit imprimé LX.1162 placer les résistances. Monter la diode DS1, son anneau blanc-argent orienté vers C3, puis le condensateur polyester C4 et tous les condensateurs électrolytiques.

Sur la partie centrale, monter le circuit intégré IC1 partie métallique vers la résistance bobinée R4, puis le transistor TR3 méplat dirigé vers IC1.

Placer les trois borniers et les broches assurant les connexions des deux fils du potentiomètre R8 et du double inverseur S2. Sur la partie externe du radiateur de refroidissement, appliquer le transistor métallique TR2 et sur la partie interne le circuit imprimé LX.1162/B.

Intercaler impérativement un mica isolant entre le corps métallique du transistor et celui du radiateur.

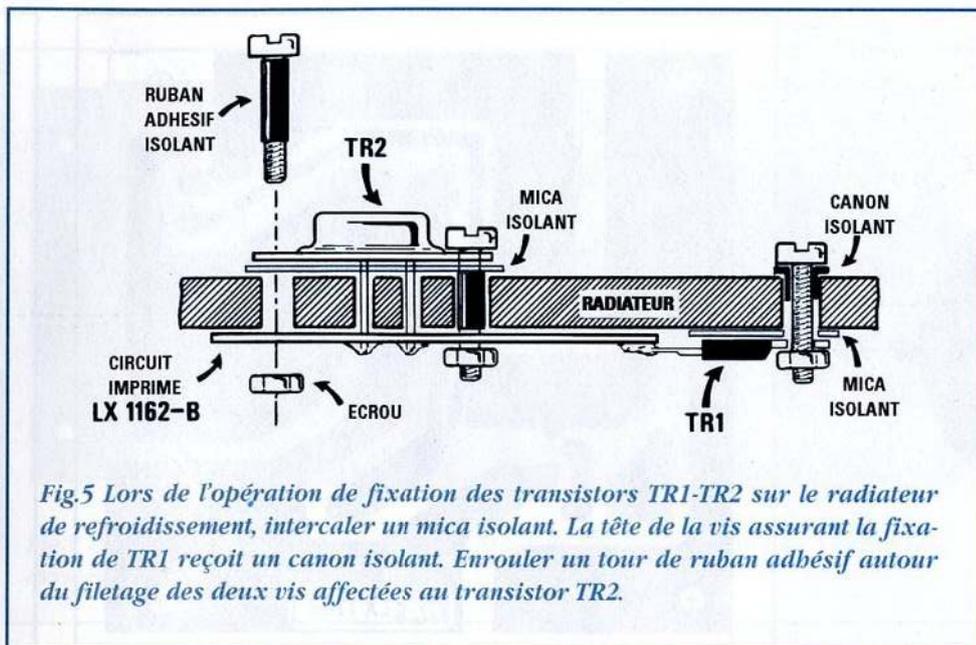


Fig.5 Lors de l'opération de fixation des transistors TR1-TR2 sur le radiateur de refroidissement, intercaler un mica isolant. La tête de la vis assurant la fixation de TR1 reçoit un canon isolant. Enrouler un tour de ruban adhésif autour du filetage des deux vis affectées au transistor TR2.

Après fixation du transistor à l'aide de deux vis, vérifier avec un multimètre placé en position ohm l'isolation parfaite du radiateur de refroidissement vis à vis du transistor.

Souder la résistance R3. Sur le radiateur, fixer le transistor pilote TR1 en intercalant entre son corps et le radiateur un mica isolant. Engager également sur la vis, un canon isolant.

Avant de souder les trois broches du transistor sur les pistes du circuit imprimé, contrôler que le corps métallique du transistor ne soit pas au contact du métal du radiateur de refroidissement à l'aide d'un multimètre toujours en position ohm.

Sur ce radiateur, fixer par une seule vis le pont redresseur RS1 et sur ses quatre broches souder quatre fils de diamètre 1,7 mm environ pour éviter de trop importantes chutes de tension à la consommation maximale de courant.

Sur les pistes du circuit imprimé LX.1162/B, souder trois fils de diamètre de 1,7 mm et un quatrième fil de 0,3 mm de diamètre.

Immobiliser le circuit imprimé LX.1162 sur le fond du boîtier à l'aide

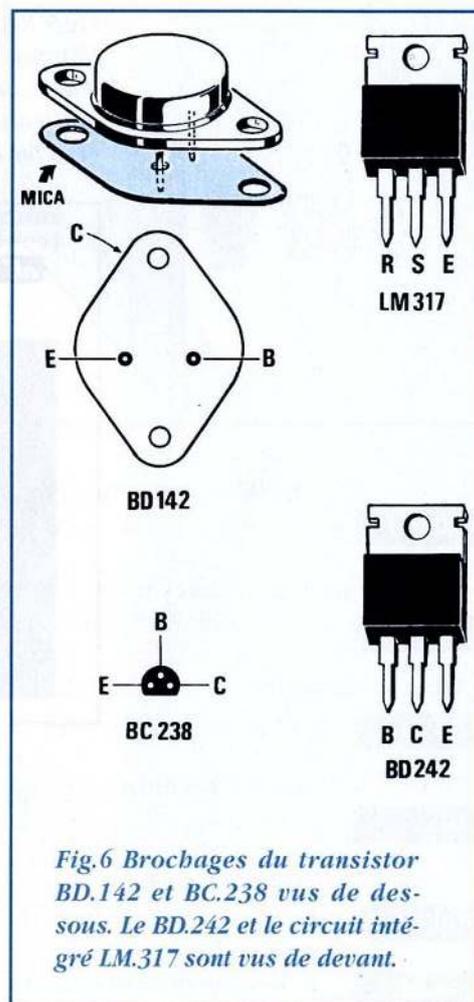


Fig.6 Brochages du transistor BD.142 et BC.238 vus de dessous. Le BD.242 et le circuit intégré LM.317 sont vus de devant.

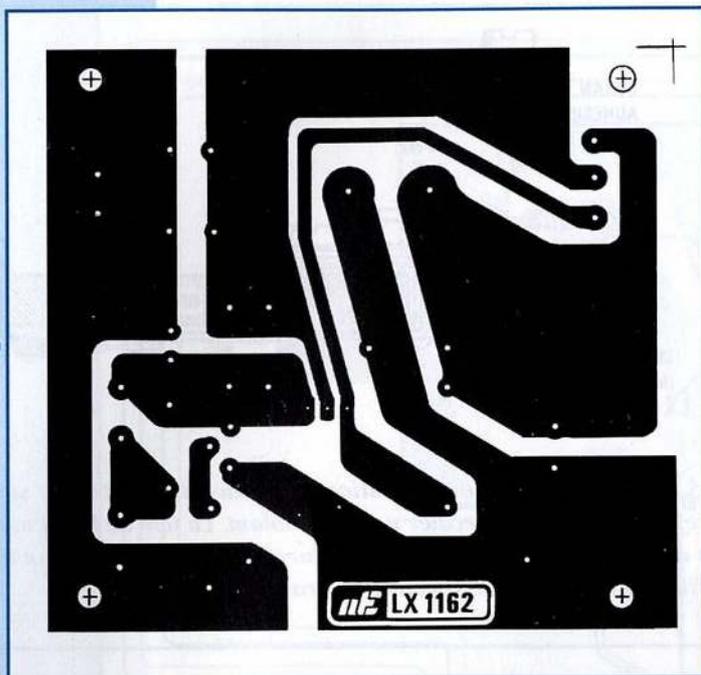


Fig. 7 Reproduction à l'échelle 1 des circuits imprimés vus du côté cuivre. S'agissant d'une alimentation, il est préférable d'étamer copieusement les pistes, à l'aide d'un gros fer à souder.

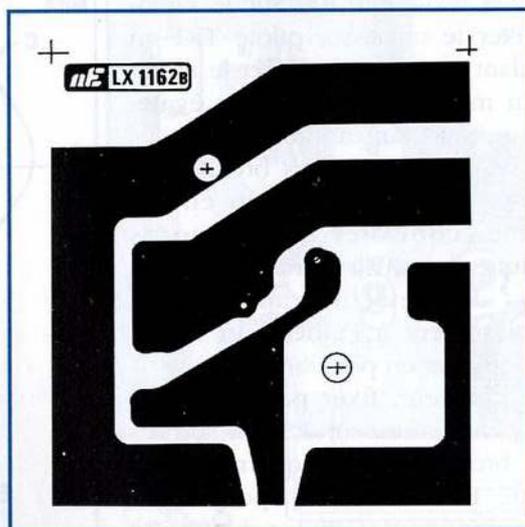


Fig. 8 Platine LX.1162 composants montés.

de quatre entretoises plastique avec embase auto-adhésives (voir fig.11).

Fixer sur la face arrière du boîtier le radiateur de refroidissement, puis effectuer les liaisons aux borniers selon la fig.4.

Sur le fond du boîtier, fixer sur la gauche du circuit imprimé LX.1162 le gros transformateur de 160 watts avec quatre vis, puis raccorder les cosses desservant les enroulements secondaires à l'inverseur S2 et au pont redresseur.

Avant de souder ces fils, contrôler avec un multimètre laquelle de ces cosses correspond au 0 volt.

Sur la face avant du boîtier, installer les deux borniers de sortie (rouge et noir) et raccorder entre ses broches le condensateur céramique C5, utilisé pour éliminer d'éventuelles remontées de radiofréquence dans le cas où cette alimentation est destinée à un émetteur/récepteur.

Toujours sur la face avant, placer le potentiomètre de régulation R8, le double inverseur S2 pour le changement de gamme de tension et l'interrupteur secteur S1 renfermant une ampoule témoin 220 volts. (Voir fig.12).

Le montage achevé, procéder aux essais en raccordant un multimètre en position volt sur sa sortie.

Si tous les éléments ont été correctement agencés, le montage doit fonctionner du premier coup.

Lors du passage d'une gamme à une autre, il est conseillé de toujours opérer le basculement de l'inverseur une fois l'alimentation placée hors tension pour éviter les chocs électriques.

Avant tout économique, sans pour autant sacrifier les performances tant au plan de la qualité de régulation que sur le plan de la puissance, cette alimentation offre une facilité de mise en oeuvre qui la rend réalisable par tout débutant soigneux, qui disposera avec cet appareil d'un élément de laboratoire ou de station fiable et éprouvé.

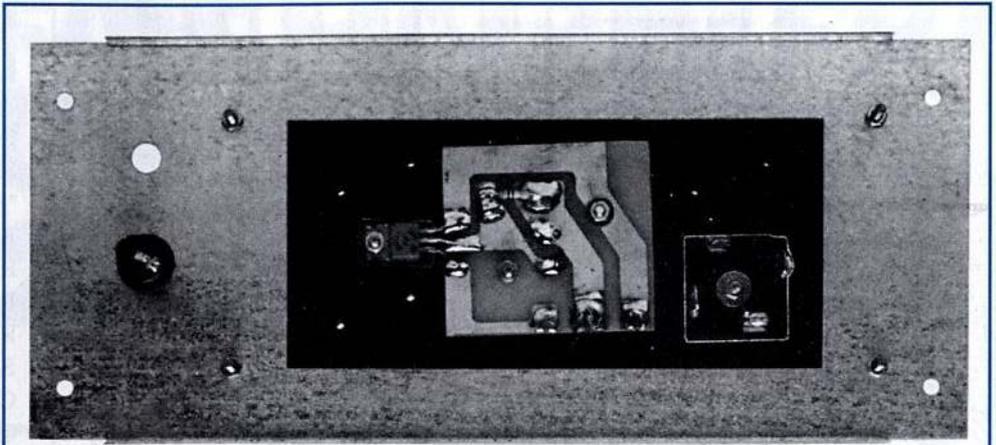


Fig.9 Platine LX.1162/B fixée sur le radiateur de refroidissement placé sur la face arrière.

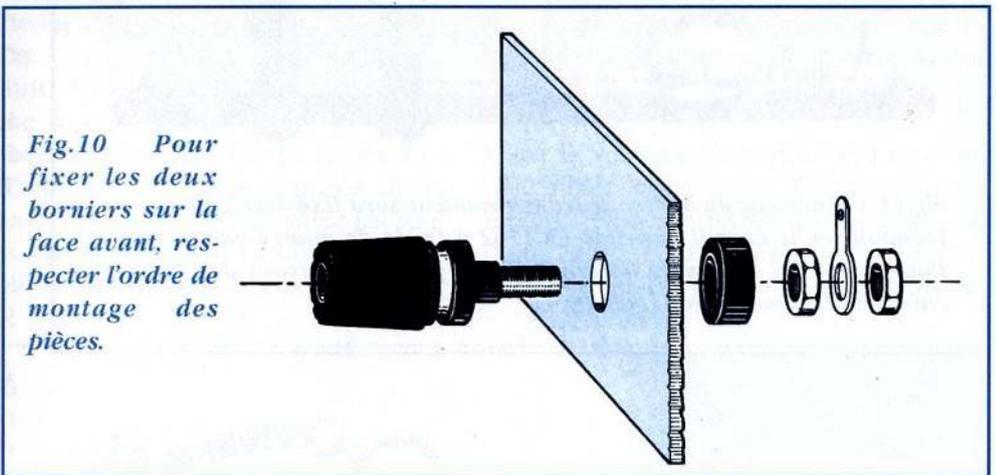


Fig.10 Pour fixer les deux borniers sur la face avant, respecter l'ordre de montage des pièces.

## COUT DE REALISATION.....

Ensemble des composants nécessaires (voir fig.4) à la réalisation de l'alimentation référence LX.1162, comprenant circuits imprimés, transistors, micas, pont redresseur, condensateurs électrolytiques, potentiomètre, borniers, interrupteur secteur, double inverseur, cordon d'alimentation et fil pour les liaisons (sauf boîtier, transformateur d'alimentation, et radiateur de refroidissement) aux environs de **215,00 F**

Transformateur T150.03 environ .....	<b>319,00 F</b>
Boîtier MO.1162 avec plaque percée et sérigraphiée environ.....	<b>200,00 F</b>
Radiateur de refroidissement AL99.8 environ .....	<b>145,00 F</b>
Circuit imprimé LX.1162 environ .....	<b>32,00 F</b>
Circuit imprimé LX.1162/B environ .....	<b>18,00 F</b>
Comp.1162, environ.....	<b>750,00 F</b>

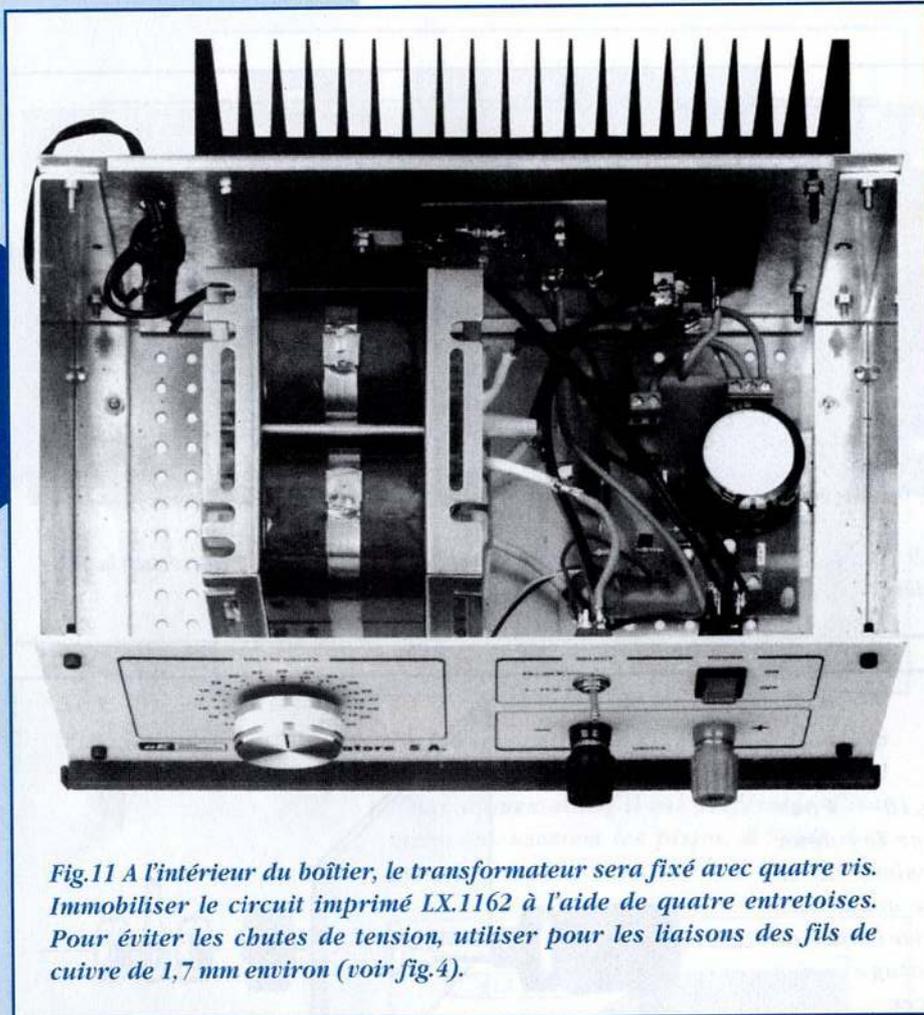


Fig.11 A l'intérieur du boîtier, le transformateur sera fixé avec quatre vis. Immobiliser le circuit imprimé LX.1162 à l'aide de quatre entretoises. Pour éviter les chutes de tension, utiliser pour les liaisons des fils de cuivre de 1,7 mm environ (voir fig.4).

## LISTE DES COMPOSANTS LX.1162.....

- R1 = 68 ohms 1/2 watt
- R2 = 10 Kohms 1/4 watt
- \*R3 = 560 ohms 1/2 watt
- R4 = 0,1 ohm 7 watts
- R5 = 180 ohms 1/4 watt
- R6 = 4 700 ohms 1/4 watt
- R7 = 1 800 ohms 1/4 watt
- R8 = 2 200 ohms pot.lin
- C1 = 4 700 µF elect. 50 volts
- C2 = 10 µF elect. 63 volts
- C3 = 100 µF elect. 35 volts
- C4 = 100 nF polyester
- C5 = 100 nF céramique
- DS1 = diode 1N.4007
- RS1 = pont redresseur 10A.
- \*TR1 = PNP type BD.242
- \*TR2 = NPN type BD.142
- TR3 = NPN type BC.238/C
- IC1 = LM.317
- F1 = fusible 1 ampère
- T1 = transfo. 160 watts (mod.T150.03)  
sec. 0 -16 -28 volts 6 ampères
- S1 = interrupteur secteur
- S2/A-S2/B = double inverseur

**Nota :** les composants précédés de l'astérisque sont à monter sur le circuit imprimé LX.1162/B.

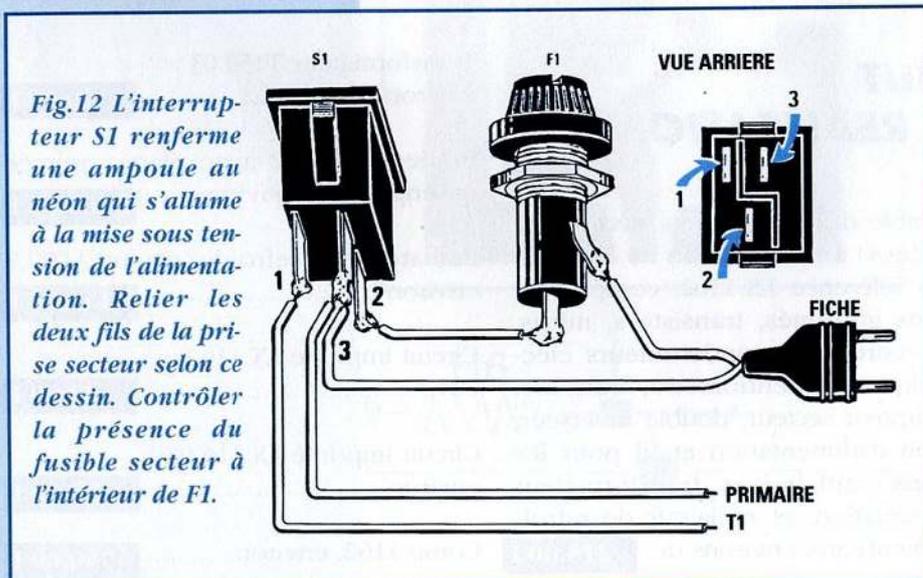
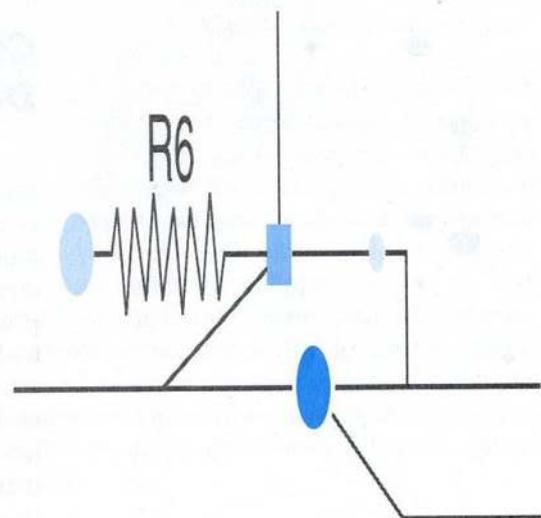


Fig.12 L'interrupteur S1 renferme une ampoule au néon qui s'allume à la mise sous tension de l'alimentation. Relier les deux fils de la prise secteur selon ce dessin. Contrôler la présence du fusible secteur à l'intérieur de F1.



# TEMPORISATEUR UNIVERSEL 220 VOLTS.....

**L**es applications quant à l'utilisation de ce montage sont multiples et d'une utilité précieuse. Dans une salle de bain dépourvu d'ouverture, il assure la mise en marche d'une ventilation de façon à aérer l'intérieur après utilisation.

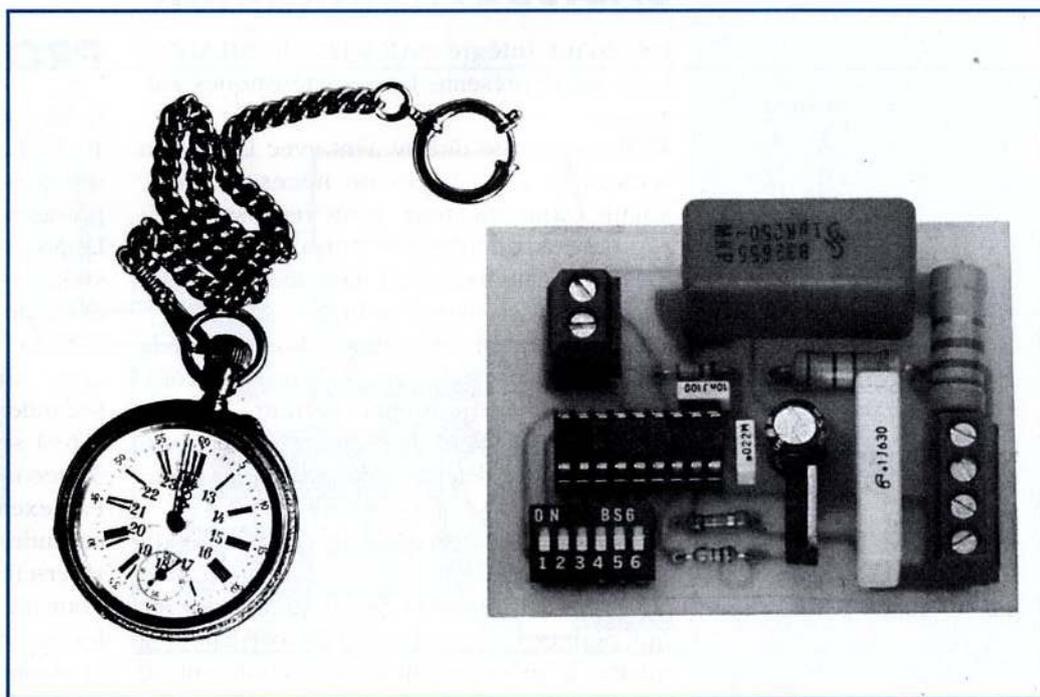
De nuit, l'allumage d'une ampoule à chaque ouverture du portail, peut être provoqué, laissant le temps nécessaire pour atteindre la porte d'entrée de la résidence. Dans les copropriétés, les résidents auront juste à allumer la cage d'escalier laissant au temporisateur le

soin d'éteindre les lumières pour eux, ce qui constitue une source non négligeable d'économie.

Cet appareil convient également pour la programmation des temps nécessaires à différents appareils : lampes à bronzer, insoleuse, développements photographiques déclenchement temporisé d'arrosage, etc...

Dans le schéma électrique reproduit en fig.2 noter la présence d'un seul circuit intégré référence SAB.0529 accompagné d'un TRIAC et d'un dip-switch. Ce dernier permet de définir le temps alloué

Ce temporisateur universel est parfaitement adapté à l'éclairage d'un escalier, d'une cave, ou à l'entrée d'un jardin. Programmable, ce dispositif est d'une utilité non négligeable pour maintenir le fonctionnement des ampoules ou de tout autre appareil.



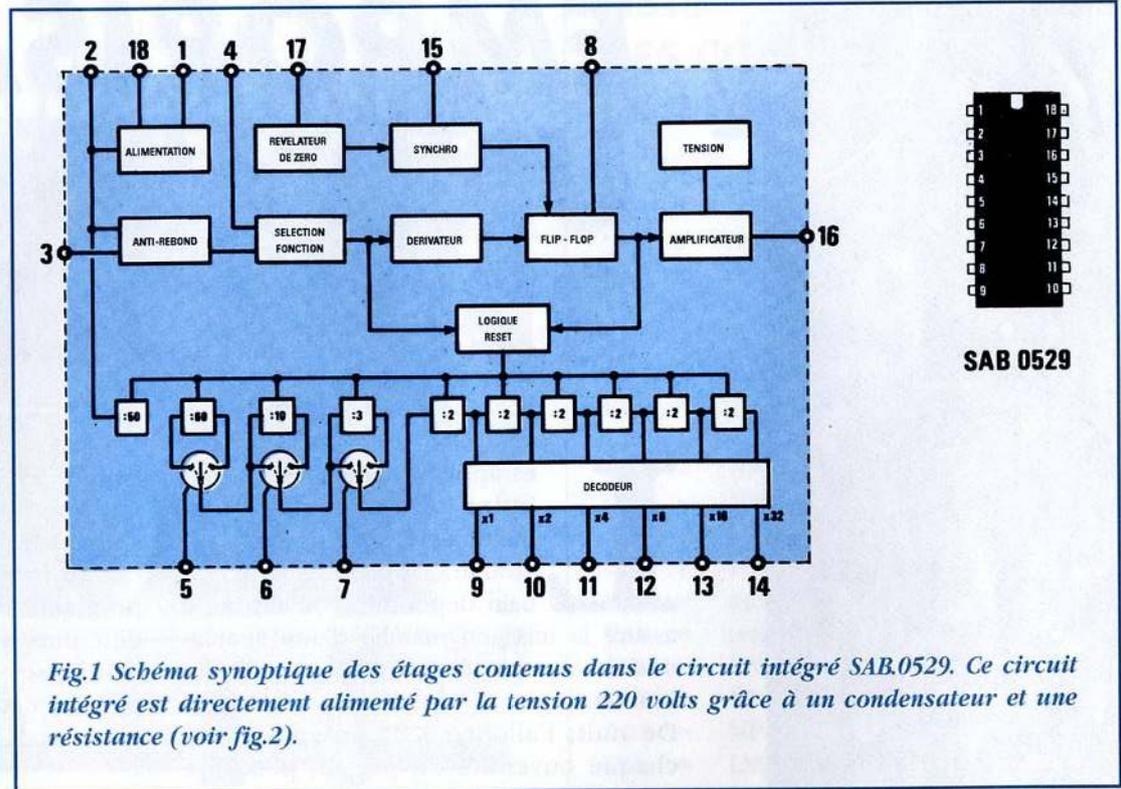


Fig.1 Schéma synoptique des étages contenus dans le circuit intégré SAB.0529. Ce circuit intégré est directement alimenté par la tension 220 volts grâce à un condensateur et une résistance (voir fig.2).

(compris entre 10 et 630 secondes, avec incréments au pas de 10 secondes).

### SAB.0529.....

Le circuit intégré SAB.0529 de SIEMENS (voir fig.1) présente les caractéristiques suivantes :

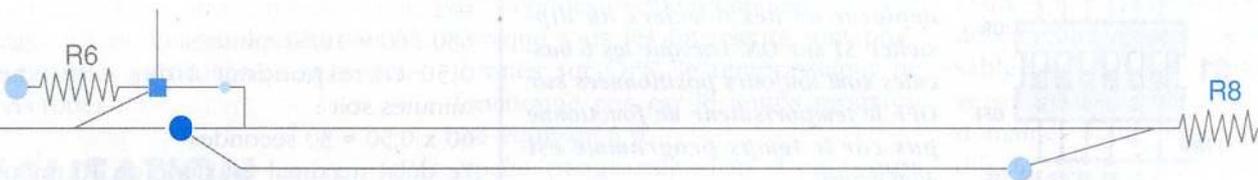
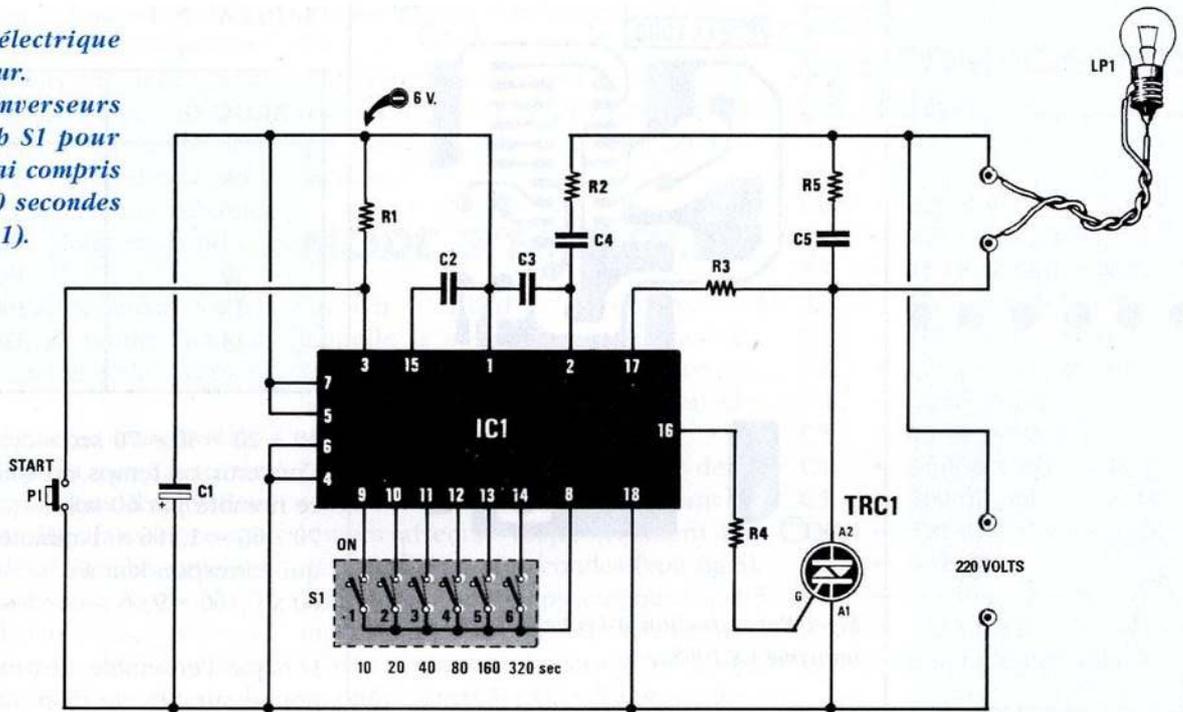
- 1° Il fonctionne directement avec la tension secteur (220 volts) et ne nécessite donc aucun transformateur, pont redresseur ou régulateur de tension entraînant par là même la réalisation d'un montage de dimensions et de complexité réduites.
- 2° Il est capable de piloter directement la gachette d'un TRIAC en parfaite synchronisation avec la fréquence secteur. Aussi il n'exige pas l'ajout de transistor, optocoupleur ou autre détecteur de passage par zéro (zero-crossing).
- 3° En ce qui concerne le décompte du temps, le circuit intégré utilise comme base de temps la fréquence 50 Hz du secteur, ce qui permet de se passer d'un oscillateur à quartz, la précision du secteur conférant au montage une excellente précision.

4° Ce circuit intégré permet de programmer les délais avec une grande facilité, par simple déplacement des leviers présents sur le dip-switch.

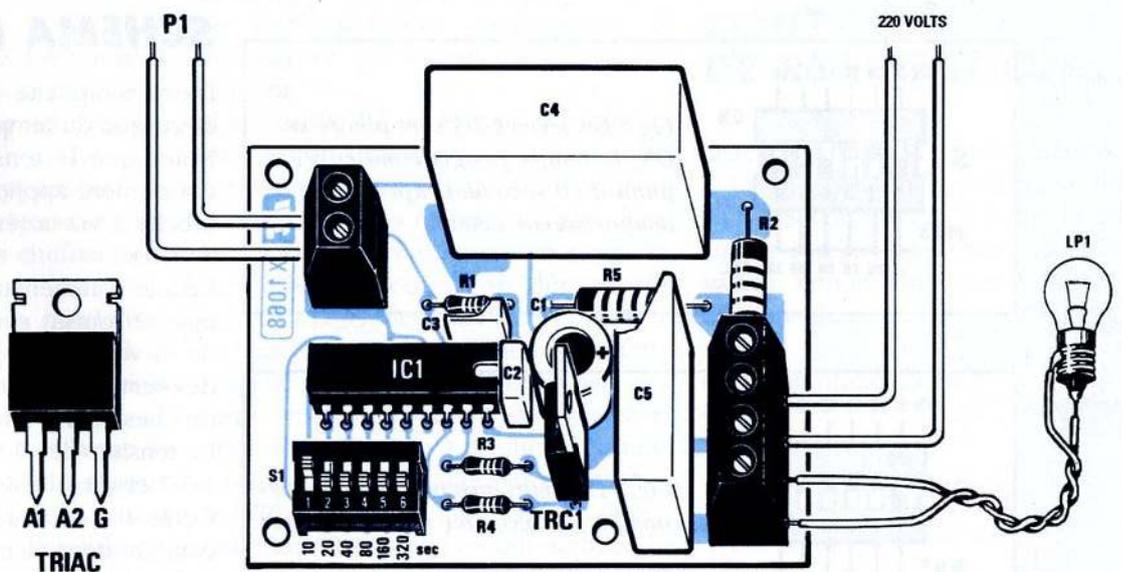
### PROGRAMMATION.....

Le dip-switch (voir S1) relié aux broches 9-10-11-12-13-14 du circuit intégré SAB.0529 sert pour connecter ou déconnecter une ou plusieurs de ces broches, à la broche 8. Le positionnement du levier d'un de ces dip-switch sur On (contact fermé) valide un délai dont la durée est reporté en tableau N.1. La somme des temps cumulés permet ainsi de programmer par pas de 10 secondes, un délai variable de 10 secondes à 630 secondes maximum, soit 10 minutes 30 secondes. Par exemple, l'obtention d'un délai de 20 secondes s'effectue en plaçant sur ON le seul inverseur placé en regard de la broche 10. Pour un délai de 70 secondes, placer sur ON les inverseurs des broches 9-10-11, en effet, la somme des temps affectés à ces broches est égal à :

**Fig.2 Schéma électrique du temporisateur.**  
 Déplacer les inverseurs des dip-switch S1 pour obtenir un délai compris entre 10 et 630 secondes (voir tableau N.1).



**Fig.3 Schéma d'implantation.**



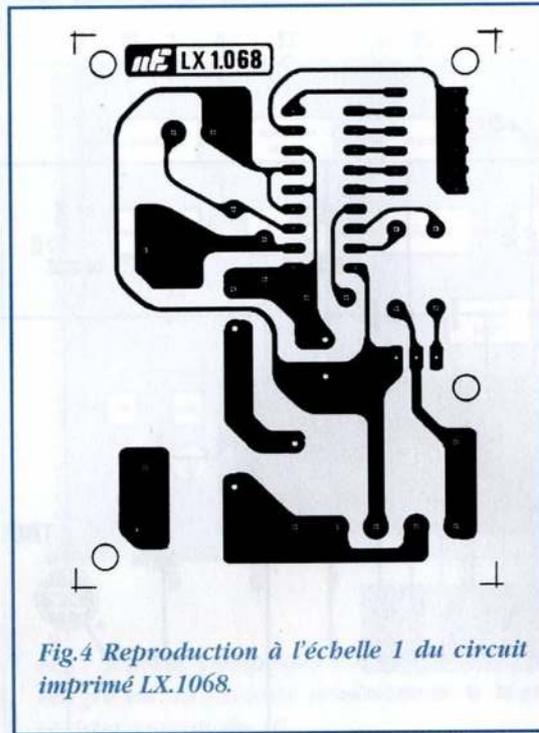


Fig.4 Reproduction à l'échelle 1 du circuit imprimé LX.1068.

TABLEAU N.1

BROCHE	TEMPS
9	10 secondes
10	20 secondes
11	40 secondes
12	80 secondes
13	160 secondes
14	320 secondes

$10 + 20 + 40 = 70$  secondes

Convertir ce temps en minutes, en divisant ce nombre par 60 soit :

$70 : 60 = 1,166 = 1$  minute et 166 centièmes qui correspondent à :

$60 \times 0,166 = 9,96$  secondes

Lorsque l'ensemble des inverseurs est positionné sur ON, le dispositif est programmé pour :

$10 + 20 + 40 + 80 + 160 + 320 = 630$  secondes soit :

$630 : 60 = 10,50$  minutes

0,50 correspondent à des centièmes de minutes soit :

$60 \times 0,50 = 30$  secondes

Le délai maximal est donc de 10 minutes et 30 secondes

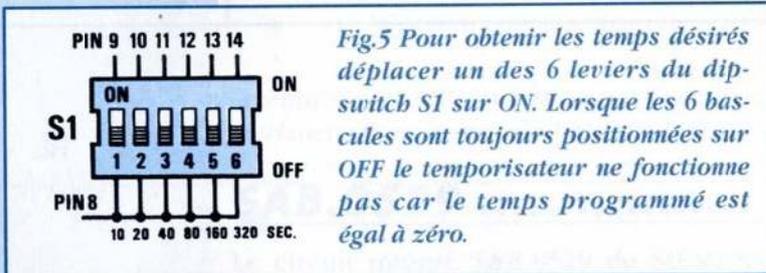


Fig.5 Pour obtenir les temps désirés déplacer un des 6 leviers du dip-switch S1 sur ON. Lorsque les 6 bascules sont toujours positionnées sur OFF le temporisateur ne fonctionne pas car le temps programmé est égal à zéro.

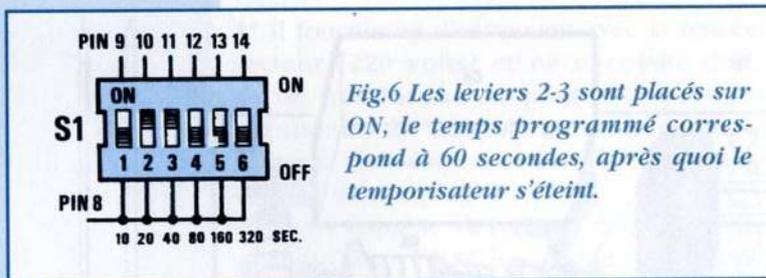


Fig.6 Les leviers 2-3 sont placés sur ON, le temps programmé correspond à 60 secondes, après quoi le temporisateur s'éteint.

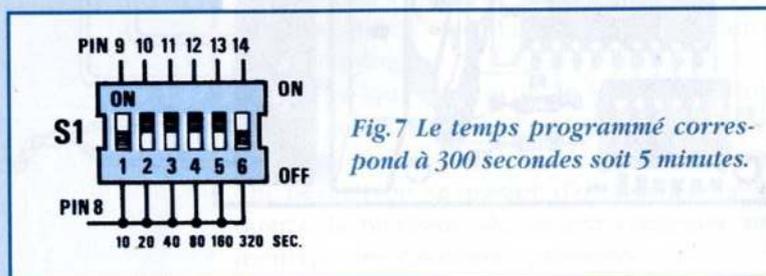


Fig.7 Le temps programmé correspond à 300 secondes soit 5 minutes.

## SCHEMA ELECTRIQUE...

D'une simplicité déconcertante, le schéma électrique du temporisateur apparaît en fig.2. Noter que le tension secteur 220 volts est directement appliquée sur la broche 18 et la broche 2 via la résistance R2 et le condensateur C4.

L'étage d'alimentation présent dans le circuit intégré fournit sur la broche 1 une tension de -6 volts par rapport à la masse, ce point desservant l'anode 1 du TRIAC et les broches 18-4-6 du circuit intégré IC1.

La tension de -6 volts alimente les broches 1-5-7 et via la résistance R1 la broche 3.

Cette tension est ensuite filtrée par le condensateur électrolytique C1, qui présente sa broche positive reliée à la masse, puisque l'alimentation est négative (-6 volts).

A chaque appui sur le bouton-poussoir P1 (start), la tension de -6 volts présente sur la broche 2 est ramenée à la masse. La sortie broche 16 délivre alors des impulsions positives parfaitement synchronisées avec la fréquence secteur, impulsions qui activent le Gate du TRIAC qui entre donc en conduction.

L'ampoule ou tout autre appareil relié à la prise de sortie, fonctionne pendant un temps programmé avec le dip-switch référence S1.

Ce délai achevé, le circuit intégré réinitialise le montage et sur la sortie broche 16 les impulsions d'activation du Gate du TRIAC disparaissent ce qui a pour effet de désactiver la sortie du montage.

De prime abord, l'avantage procuré par une alimentation directe issue de la tension secteur 220 volts est non négligeable. Il impose néanmoins de prendre quelques précautions élémentaires visant à ne jamais manipuler le montage s'il est encore sous tension, à moins d'aimer particulièrement les sensations fortes !

## REALISATION PRATIQUE.....

Sur le circuit imprimé LX.1068 reproduit en fig.4 monter les composants conformément au schéma d'implantation visible en fig.3.

En premier, souder le support pour le circuit intégré IC1 et l'inverseur dip-switch S1 en orientant les chiffres de 1 à 6 vers le bas.

Insérer les résistances, les condensateurs polyester et le condensateur électrolytique C1 en respectant les polarités des broches de ce dernier.

Souder le bornier à 2 plots pour le poussoir P1 et celui à 4 plots pour l'entrée du 220 volts et pour la liaison avec la charge soit avec l'ampoule ou tout autre appareil électrique.

Monter le TRIAC, partie métallique

orientée vers le condensateur polyester C5.

Pour terminer, installer le temporisateur dans un boîtier plastique, matière qui présente toutes les garanties de sécurité.

## MODE D'EMPLOI.....

Choisir d'abord la durée pendant laquelle la sortie doit rester activée. Sélectionner ce délai en positionnant les différents leviers en position On, soit vers le circuit intégré IC1.

La programmation d'un temps de 60 secondes s'effectue en basculant les leviers affectés respectivement aux délais de 20 et 40 secondes (voir fig.6).

Pour obtenir un temps supérieur, soit 5 minutes par exemple, il faut au préalable effectuer la conversion en secondes, ainsi  $5 \times 60 = 300$  secondes.

Déplacer vers le haut (voir fig.7) les inverseurs correspondant à 160-80-40-20 secondes (= 300 secondes).

Lorsque tous les inverseurs sont positionnés sur OFF, le temporisateur ne fonctionne pas car le temps programmé équivaut à 0.

Après programmation d'un temps déterminé, appuyer simplement sur le bouton-poussoir P1 puis le relâcher.

Le temporisateur commence à décompter seulement au lâcher du poussoir P1.

Si le bouton P1 est à nouveau sollicité alors qu'un décompte est en cours, le temporisateur repart de zéro pour la durée programmée. Par exemple, dans le cas d'une programmation pour 60 secondes en cours de décompte, l'appui à la 59<sup>e</sup> seconde sur le poussoir P1 fait alors repartir le temporisateur pour 60 secondes supplémentaires.

Cette manipulation est avantageuse pour une utilisation à des fins d'éclairage d'une cage d'escalier par exemple.

Le TRIAC accepte une charge maximum de 1000 watts, ce qui autorise le branchement d'un nombre élevé d'ampoule au temporisateur.

## LISTE DES COMPOSANTS LX.1068.....

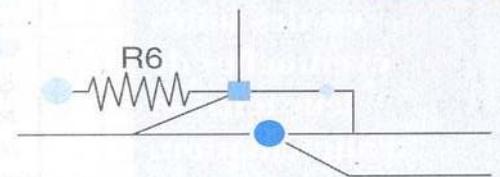
R1	=	220 Kohms 1/4 watt
R2	=	220 ohms 2 watts
R3	=	150 Kohms 1/4 watt
R4	=	100 ohms 1/4 watt
R5	=	100 ohms 2 watts
C1	=	220 µF elect.25 volts
C2	=	22 nF polyester
C3	=	10 nF polyester
C4	=	1 µF pol. 630 volts
C5	=	100 nF pol. 630 volts
TRC1	=	TRIAC 500 volts 5 ampères
IC1	=	SAB.0529
P1	=	bouton-poussoir
S1	=	dip-switch 6
LP1	=	ampoule 220 volts

D'une mise en oeuvre et d'un niveau de difficulté rendant ce montage réalisable par tous, ce temporisateur universel trouve sa pleine mesure dans les domaines domestique ou l'alimentation directe par le secteur présente un intérêt certain.

## COÛT DE REALISATION.....

Ensemble des composants nécessaires à la réalisation du temporisateur LX.1068 comprenant circuit imprimé, circuit intégré SAB.0529, TRIAC dip-switch, condensateurs et borniers aux environs de ..... **109,00 F**

Circuit imprimé LX.1068 environ ..... **19,00 F**



# ALIMENTATION POUR FERS A S 220 VOLTS.....

Les opérations de soudure des transistors FET, MOSFET, circuits intégrés C/Mos, diodes laser doivent s'entourer de certaines précautions d'utilisation du fer à souder. Certains modèles de fers à souder dont la résistance chauffante est directement alimentée par la tension secteur de 220 volts n'offrent en effet aucune garantie de protection vis à vis des fuites éventuelles de leur tension d'alimentation.

L'utilisation d'un fer à souder défectueux est souvent à l'origine du dysfonctionnement des montages. Ce risque croît d'ailleurs avec la complexité des montages et avec la présence de composants fragiles. Même si le montage peut sembler fonctionner au premier abord, il ne faut pour autant, pas en déduire que le mal a été évité. En effet, les fuites de tension secteur, la présence de charges électrostatiques, peuvent provoquer de petites perforations au sein des substrats de silicium présents au coeur des composants électroniques actifs. Ces atteintes provoquent alors à la longue une surchauffe dudit composant, et il en résulte une durée de vie plus courte. Il est d'ailleurs établi que l'observation de ces règles élémentaires de protection peuvent raccourcir jusqu'à

40 % la durée de vie des composants les plus fragiles.

En effet, bon nombre de semi-conducteurs sont très sensibles aux décharges électrostatiques ou aux courants de fuite. Aussi, la pointe d'un fer à souder alimenté par la tension secteur de 220 volts en contact avec leurs broches suffit pour détruire ou altérer leur chip de silicium interne.

Pour pallier à cet inconvénient, il est préférable d'utiliser des fers à souder à basse tension (12-24-28 volts) ou à défaut, des fers à souder de 220 volts alimentés par un transformateur dont le secondaire délivrant également 220 volts est électriquement isolé de la tension secteur d'alimentation.

Ces transformateurs avec rapport 1/1 sont relativement rares et sont pourtant disponibles chez les fournisseurs d'électricité générale où l'on peut trouver des modèles de transformateurs d'isolation de sécurité. Il est également possible de trouver ces transformateurs au sein d'appareillages électriques de salles de bain où ils sont généralement utilisés pour alimenter la prise rasoir électrique à proximité du lavabo, sur les entourages de miroirs ou à l'intérieur d'armoires de toilettes. Pour notre part, le modèle que nous avons retenu contient un enroulement secondaire supplémentaire de 8 volts, afin de permettre l'adjonction d'un dispositif additionnel de contrôle de puissance et d'ajustage de tension. Toutefois, l'utilisation d'un transformateur séparé pour cette tension supplémentaire est tout à fait envisageable.

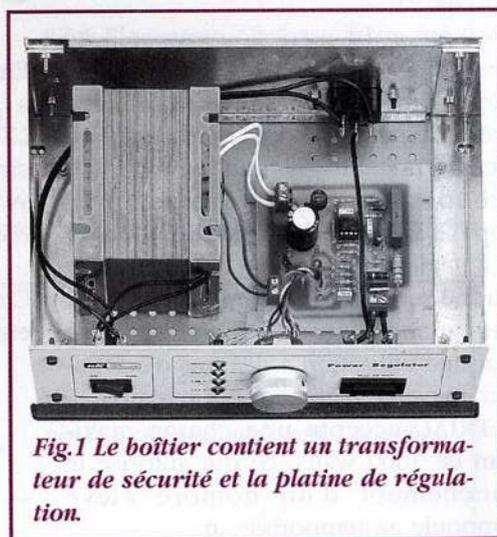


Fig.1 Le boîtier contient un transformateur de sécurité et la platine de régulation.

# e sécurité DUDER



La disponibilité d'une tension supérieure procure l'avantage de rendre possible l'augmentation temporaire de la température de la pointe du fer à souder (panne), et souder ainsi sans difficulté aucune, des tôles de blindage ou des grosses cosses métalliques de connexion.

Le contrôle de la tension d'alimentation permet par ailleurs de réduire la tension d'alimentation à 165 ou 110 volts, adaptant ainsi la puissance de chauffe de la panne à la réalisation des soudures des composants délicats ou de dimensions très réduites.

Cette alimentation, électriquement et galvaniquement isolée du secteur, permet d'obtenir sur sa sortie les quatre tensions suivantes :

- 110 volts environ
- 165 volts environ
- 220 volts = secteur
- 260 volts environ

Ces valeurs standard peuvent facilement être changées pour obtenir des pas inférieurs : 180 - 200 - 220 - 240 volts ou d'autres tensions différentes, en sachant qu'il est possible de descendre sous 110 volts sans toutefois dépasser 260 volts car il faut tout de même respecter la valeur limite acceptée par la résistance chauffante. Cette tension de 260 volts correspond à la tension maximum que le secondaire de ce transformateur est capable de distribuer.

Même si la puissance du noyau de ce transformateur avoisine 100 watts, il est conseillé de ne pas dépasser 70 watts pour des utilisations continues afin de ne pas surchauffer le transformateur et parvenir ainsi à la réalisation d'un appareil endurant ne craignant pas les longues heures de fonctionnement que tout un chacun demande à son matériel de laboratoire. La prise de sortie accepte bien évidemment tout type de fer à souder, ampoules, ventilateurs, mixeurs ou tout autre appareil, à la condition expresse que la consommation soit inférieure à 70 watts.

## SCHEMA ELECTRIQUE.....

Commençons la description du schéma électrique reproduit en fig.2 par la prise secteur amenant la tension secteur 220 volts.

La broche de terre de cette prise, reliée pour toute installation électrique conforme, à la prise de terre électrique, est directement raccordée à la broche de terre de la prise de sortie.

A la mise sous tension par l'interrupteur S1, la tension secteur atteint

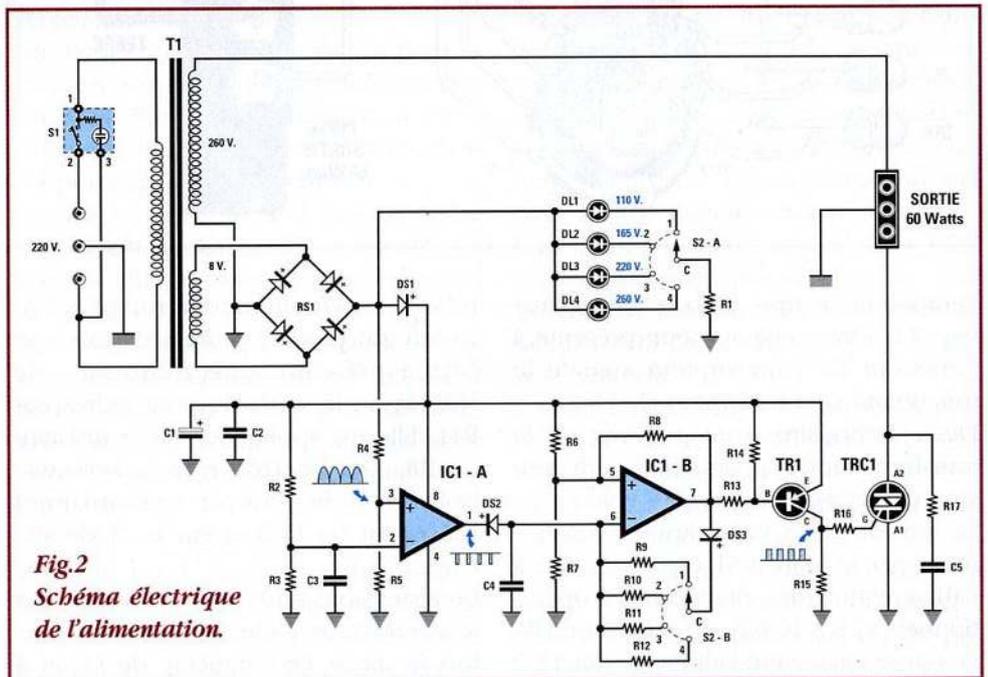
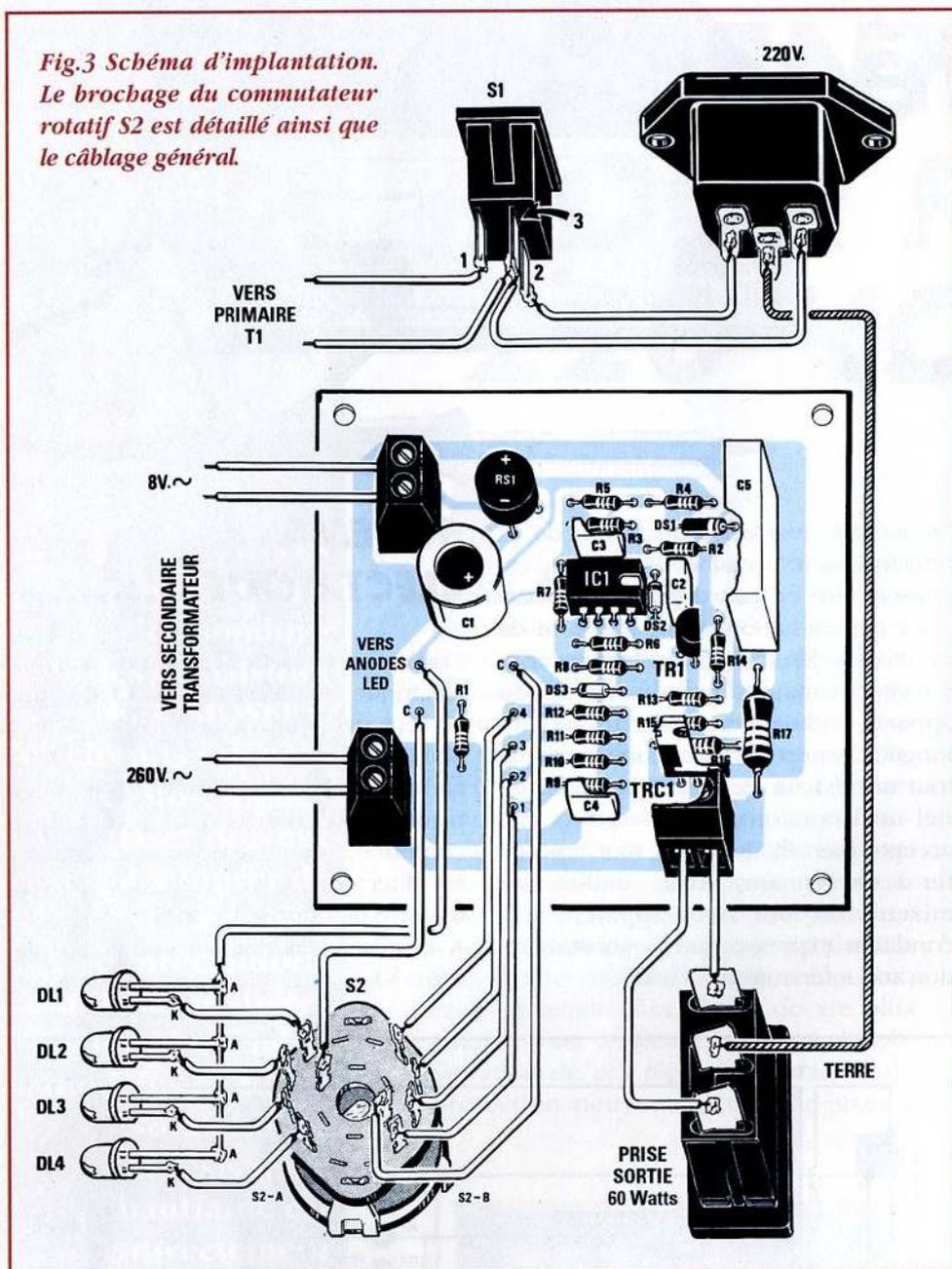


Fig.2  
Schéma électrique de l'alimentation.

**Fig.3 Schéma d'implantation.**  
Le brochage du commutateur rotatif S2 est détaillé ainsi que le câblage général.



l'enroulement primaire du transformateur T1. L'ampoule au néon présente à l'intérieur de l'interrupteur signale le fonctionnement de l'appareil.

Deux secondaires sont présents sur le transformateur T1, l'un délivre une tension de 260 volts et l'autre 8 volts.

La tension de 8 volts, après redressement par le pont RS1 est nécessaire à l'alimentation des deux amplis opérationnels IC1/A-IC1/B, du transistor TR1 et assure également l'allumage des LED

reliées au commutateur rotatif S2/A. La tension positive redressée mais non filtrée présente une fréquence de 100 Hz sur la sortie du pont redresseur RS1. Elle est appliquée, via la résistance R4, sur l'entrée non inverseuse broche 3 de l'ampli opérationnel IC1/A, sur les LED et sur la diode silicium DS1.

Cette tension à 100 Hz sera filtrée par le condensateur électrolytique C1 une fois la diode DS1 franchie de façon à

obtenir une tension parfaitement continue d'environ 10 volts.

L'ampli opérationnel IC1/A est utilisé comme détecteur de passage par zéro pour activer le TRIAC TRC1 en phase avec la tension de 260 volts présente sur le secondaire.

En pratique, lors du passage à zéro de la sinusoïde, le TRIAC se désactive et s'amorce à nouveau quand le transistor TR1, commandant la gâchette, est porté en conduction par l'ampli opérationnel IC1/B.

Le signal impulsionnel à 100 Hz, prélevé sur la sortie du pont redresseur RS1 permet l'activation du TRIAC au moment précis où la sinusoïde passe par zéro (voir fig.5-67).

Lorsque les impulsions positives de 100 Hz voient leur tension décroître vers 0 volt, automatiquement la tension qui arrive sur l'entrée broche 3 de l'ampli opérationnel IC1/A via la résistance R4, descend également à 0 volt. Par conséquent la sortie broche 1 se porte au niveau logique 0 en ramenant à la masse, via la diode silicium DS2, l'entrée inverseuse broche 6 du second ampli opérationnel IC2/B.

Tout pendant que l'entrée inverseuse broche 6 de l'ampli opérationnel IC1/B est dans cette condition, le transistor TR1 n'est pas en mesure de commander la gâchette du TRIAC. Ce dernier reste donc bloqué et ne peut fournir à la prise de sortie la tension d'alimentation pour le fer à souder.

Quand la tension impulsionnelle à 100 Hz croît à nouveau, la sortie broche 1 de l'ampli opérationnel IC1/A délivre une tension positive d'environ 10 volts, qui libère la broche 6 du second ampli opérationnel IC1/B, une fois que le condensateur C4 est suffisamment chargé.

La tension positive de charge de ce condensateur est fournie par la diode silicium DS3 et par une des quatre résistances R9-R10-R11-R12 sélectionnée à partir du commutateur rotatif S2/B.

Plus importante est la valeur de la résistance choisie, plus le temps neces-

saire au rechargement du condensateur C4 est important.

Lorsque ce condensateur atteint une tension d'environ 6 volts, la sortie 7 de l'ampli opérationnel IC1/B se porte au niveau logique 0, soit à la masse. Puisque cette broche reçoit la résistance R13 qui alimente la base du transistor TR1 (PNP), celui-ci se porte en conduction et amorce le TRIAC qui peut ainsi fournir à la prise de sortie la tension d'alimentation pour le fer à souder.

Plus ce déphasage est important par rapport au passage par 0 de la sinusoïde de la tension alternative de 260 volts (voir fig.5-67), moins la tension de sortie est élevée.

En effet, si le TRIAC s'amorce à l'instant où la sinusoïde à 260 volts passe sur 0, la tension en sortie est également de 260 volts.

Lorsque le TRIAC s'active avec un retard de 3,5 millisecondes, la prise de sortie délivre une tension inférieure, de l'ordre de 220 volts.

Si ce retard est supérieur, la tension est encore inférieure et descend à 165 ou 110 volts par exemple.

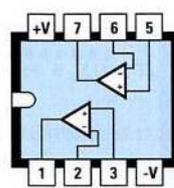
L'abaissement de la tension de 260 volts fournie par le secondaire du transformateur T1, est fixé par la valeur des quatre résistances R9-R10-R11-R12.

En fonction de la tension recherchée, figure ci-après la résistance employée :

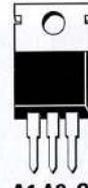
- 220 volts : 33 Kohms (voir R11)
- 160 volts : 56 Kohms (voir R10)
- 216 volts : 39 Kohms
- 195 volts : 47 Kohms

Pour obtenir en sortie seulement 240 volts au lieu d'une tension maximum de 260 volts, remplacer la résistance R12 de 3 900 ohms par une de 27 Kohms.

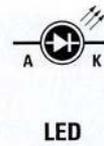
La rotation du commutateur S2/B sur les quatre positions 110 - 165 - 220 - 260 volts, s'accompagne de l'éclairage respectif d'une LED de couleur verte et pour la tension plus élevée d'une LED rouge, cette distribution étant assurée par le deuxième circuit S2/A du commutateur rotatif.



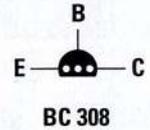
LM 358



BT 137 / 500



LED



BC 308

Fig.4 Brochages des semi-conducteurs utilisés.

## REALISATION PRATIQUE.....

Sur le circuit imprimé LX.1217, monter les composants conformément au schéma d'implantation reproduit en fig.3.

Monter en premier lieu le support pour le circuit intégré IC1 puis souder ses broches. Placer les résistances et les condensateurs polyester. Insérer la diode plastique DS1, bague blanche orientée vers le condensateur polyester C5 puis la diode en verre DS2 bague noire dirigée vers la résistance R2. La diode en verre DS3 verra sa bague noire orientée vers la gauche (voir fig.3).

Placer les trois borniers à 2 plots accueillant le branchement des différentes tensions.

Implanter ensuite le pont redresseur RS1 en respectant les polarités des broches. Placer le condensateur électrolytique C1 à proximité en respectant les polarités de ses broches.

Insérer le transistor TR1 méplat dirigé vers le condensateur C5 puis le TRIAC côté métallique orienté vers le bornier de sortie.

Pour terminer, insérer les cosses recevant les fils destinés au commutateur rotatif. Placer en dernier le circuit intégré LM.358 sur son support encoche de référence en U vers le condensateur C2.

Dans le fond du boîtier métallique, immobiliser le circuit imprimé LX.1217 à l'aide de quatre entretoises plastiques à embases adhésives. Fixer ensuite sur

la face avant l'interrupteur S1, le commutateur rotatif S2, la prise de sortie pour le fer à souder et les quatre caches chromés des LED.

En fig.3 noter les liaisons des broches du commutateur rotatif au circuit imprimé et aux LED.

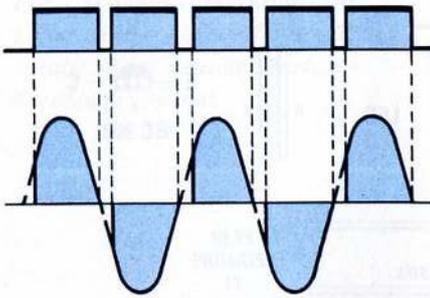
Les LED vertes sont affectées aux tensions de 220 - 165 - 110 volts et la rouge à la tension de 260 volts pour signaler visuellement la position du commutateur.

Les broches centrales des prises de terre sont raccordées ensemble, et en fonction du type de cordon équipant votre fer à souder, il y aura lieu ou non de changer éventuellement la prise de sortie pour l'adapter à la fiche du fer. A ce sujet, il peut être intéressant de doter le cordon d'une fiche femelle type Europe renfermant les trois conducteurs nécessaires, connexion présentant toutes les conditions de sécurité requise, à condition toutefois de munir la sortie, du connecteur correspondant pour lequel le trou présent dans la face avant devra être ajusté.

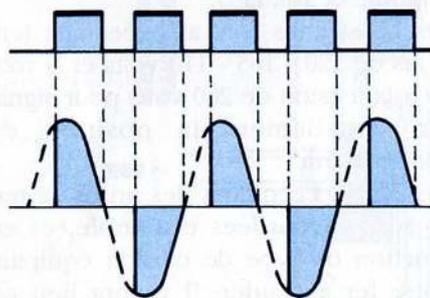
Raccorder les points annotés C-4-3-2-1 du circuit imprimé, à abouter aux broches de la section S2/B du commutateur rotatif en prenant garde à ne pas les intervertir.

Insérer les LED dans leurs caches puis relier la broche K (cathode) à la section du commutateur rotatif S2/A (voir fig.3) et les broches longues (Anode) au circuit imprimé.

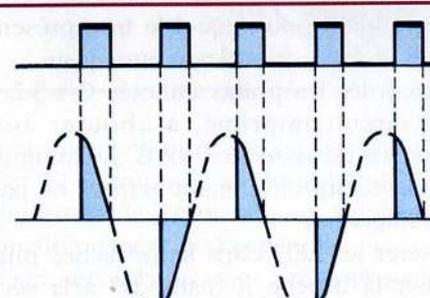
Le transformateur d'alimentation sera placé sur le côté gauche du boîtier, mais avant de raccorder les fils du primaire à l'interrupteur et à la prise



**Fig.5** Lorsque le TRIAC est activé à chaque passage de la sinusoïde sur le 0, la sortie délivre la tension d'alimentation maximum. Activé avec un retard, la tension est inférieure.



**Fig.6** Plus le retard d'amorçage du TRIAC augmente par rapport au passage sur le 0 de la sinusoïde, moins la tension prélevée sur sa sortie est élevée. De 260 volts elle peut chuter à 100 volts.



**Fig.7** La valeur de la tension prélevée sur la sortie du TRIAC est proportionnelle au temps pendant lequel celui-ci reste amorcé (voir zone colorée) par rapport au temps où il reste désactivé (zone blanche).

d'entrée et les deux secondaires aux borniers, il vaut mieux s'assurer des tensions délivrées.

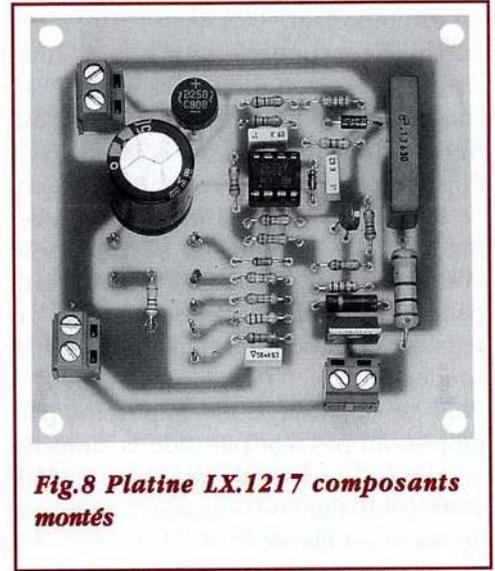
Pour notre part le transformateur utilisé comporte les couleurs suivantes pour les trois enroulements :

**Fils noirs** primaire 220 volts  
**Fils rouges** secondaire 260 volts  
**Fils blancs** secondaire 8 volts

Dans le bornier placé près du pont redresseur RS1, insérer les deux fils blancs (8 volts) et dans le bornier situé à proximité du TRIAC deux fils à relier à la prise de sortie.

Une fois le montage achevé, le fonctionnement doit être immédiat. Pour le vérifier, relier à la prise de sortie une ampoule normale de 220 volts. En fonction de la position du commutateur, noter que la tension varie de 110 à 260 volts, et que la luminosité de l'ampoule augmente.

Ne pas soumettre l'ampoule à la tension de 260 volts pendant trop longtemps pour éviter de la griller.



**Fig.8** Platine LX.1217 composants montés

Ce montage assure dès sa mise en fonction un confort d'utilisation accru pour le soudage de toutes sortes de pièces, quelles soient de petites ou grandes dimensions, sans oublier la certitude d'une sécurité optimale garantissant désormais la fiabilité et la longévité de vos réalisations.

## LISTE DES COMPOSANTS LX.1217

- R1 = 820 ohms 1/4 watt
- R2 = 47 Kohms 1/4 watt
- R3 = 10 Kohms 1/4 watt
- R4 = 1 500 ohms 1/4 watt
- R5 = 10 Kohms 1/4 watt
- R6 = 22 Kohms 1/4 watt
- R7 = 22 Kohms 1/4 watt
- R8 = 22 Kohms 1/4 watt
- R9 = 68 Kohms 1/4 watt
- R10 = 56 Kohms 1/4 watt
- R11 = 33 Kohms 1/4 watt
- R12 = 3 900 ohms 1/4 watt
- R13 = 22 Kohms 1/4 watt
- R14 = 10 Kohms 1/4 watt
- R15 = 1 Kohm 1/4 watt
- R16 = 150 ohms 1/2 watt
- R17 = 100 ohms 1 watt

- C1 = 1000 µF elect. 50 volts
- C2 = 100 nF polyester
- C3 = 100 nF polyester
- C4 = 56 nF polyester
- C5 = 100 nF polyester 630 volts
- DS1 = diode 1N.4007
- DS2 = diode 1N.4150
- DS3 = diode 1N.4150
- RS1 = pont redresseur 100 V.1A.
- DL1 = LED verte
- DL2 = LED verte
- DL3 = LED verte
- DL4 = LED rouge
- TR1 = PNP type BC.308
- TRC1 = TRIAC 500V.5A.
- IC1 = LM.358
- T1 = transfo. 100 watts (TN10.01) sec.260 V. 350 mA. -8V. 350 mA.
- S1 = interrupteur secteur
- S2A-S2B = commutateur rotatif 2 circuits 4 pos.

## COUT DE REALISATION.....

Ensemble des composants nécessaires à la réalisation de l'alimentation pour fers à souder référence LX.1217 (voir fig.3) plus cordon d'alimentation, sauf boîtier avec plaque et transformateur d'alimentation aux environs de... **182,00 F**

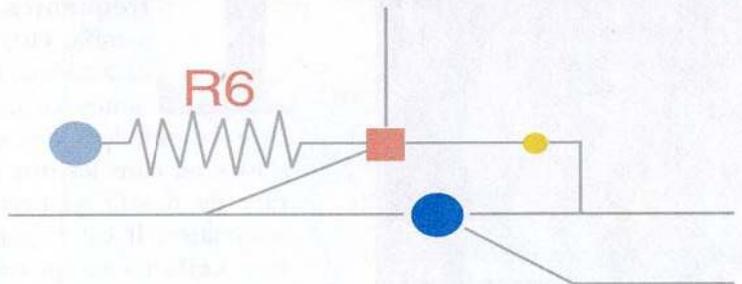
Boîtier métallique MO.1217 avec plaque percée et sérigraphiée environ ..... **178,00 F**

Transformateur TN10.01 de 100 watts avec secondaire à 260 volts et à 8 volts environ ..... **180,00 F**

Circuit imprimé LX.1217 environ ..... **39,00 F**

Le kit complet, Comp.1217 aux environs de..... **615,00 F**

*Pour des raisons techniques, le typon du circuit imprimé LX1217 n'a pu être disponible. Celui-ci paraîtra dans notre prochain numéro (Février 1997). Avec toutes nos excuses*



**LES MATÉRIELS ÉLECTRONIQUES ÉVOLUENT SANS CESSE...**

**NOTRE CATALOGUE AUSSI !**

**600 pages, plus de 10.000 références...**

APPA • B.I. • C.I.F. • C & K • C.K  
ELBOMEK • ELC • ELECTRO-PJP • ERSa • ESCORT  
FILOTEx • FINDER • GÜNTHER • HAMEG • H.P. • ILP • INTEL  
J.B.C. • JELT • LATTICE • MAXIM • M.I.C. • MICROCHIP  
MOTOROLA • N.S. • PARALLAX • PHILIPS • SFERNICE • S.T.  
TEXAS • 3M • VARTA • VELLEMAN  
WELLER • etc.

Envoi contre 30,00 F en timbres-poste - **Coupon à retourner à : Selectronic BP 513 59022 LILLE Cedex**

OUI, je désire recevoir le "Catalogue général 1997" Selectronic à l'adresse suivante :

(Ci-joints 30,00 F en timbres-poste)

Nom : ..... Prénom : ..... Tél. : .....

N° : ..... Rue : .....

Code postal : ..... Ville : .....

NE 29-01/97

# Mini DETECTEUR

**L**a sécurité au sein des lieux fréquentés par le public semble être l'une des préoccupations les plus importantes en cette fin de siècle. Que ce soit lors des concerts, sur les stades ou dans les magasins, il n'est plus rare de devoir se prêter à une fouille sommaire. Il est fréquent d'apprendre que certains supporters, si l'on peut encore les appeler ainsi, se rendent sur les stades pour acclamer leur équipe favorite, avec une panoplie impression-

nante comprenant des chaînes de vélo, bombes lacrymogènes, matraques ou autres objets contondants. Bien souvent leur seule véritable motivation est d'accomplir des actes de vandalisme et en découdre avec leurs congénères supportant l'équipe adverse. Or, les fouilles et vérifications sommaires pratiquées par les services de sécurité ne sont que très succinctes et tout au plus faiblement dissuasives puisque ses investigations sont opérées sans instrumentation spécifique.

Si dans tous les lieux publics sensibles, des systèmes plus ou moins performants sont mis en oeuvre, comme dans les aéroports par exemple où l'on trouve un déploiement important de matériel de détection sophistiqué, comme des portiques détectant les métaux ou des systèmes de scanner visualisant le contenu des valises, il peut être intéressant pour un particulier, un club ou une association, de procéder à un filtrage de sécurisation à l'occasion des diverses manifestations qu'il organise. En cela, un appareil d'appoint d'un maniement facile permet de s'assurer qu'aucun participant n'est porteur d'objet métallique et permet une fouille discrète et respectueuse de l'individu pour peu qu'il se prête à cette fouille électronique.

Par ailleurs, pour des besoins beaucoup plus domestiques ceux-là, un détecteur de ce type peut également être mis à profit, préalablement au forage d'un trou, pour repérer les diverses tuyauteries noyées dans le sol ou les murs, ou encore pour localiser facilement les armatures métalliques présentes dans le béton armé, ce qui peut éviter bien des ennuis. Citons encore la possibilité supplémentaire d'employer le détecteur pour la recherche occasionnelle de petits objets métalliques tombés sur l'épais tapis de

La chasse au trésor, activité de plus en plus prisée, s'accompagne de la mise en oeuvre d'appareils de détection que la taille et l'encombrement limitent à la seule recherche en terrain dégagé. Moins encombrant que les traditionnels détecteurs de métaux style "poêle à frire", un appareil plus compact et plus maniable permet d'élargir les domaines d'utilisation de cette technique.

Fig.1 Présentation du détecteur.



# DE METAUX.....

laine ou dans le gazon, ce qui peut être très utile si quelqu'un de votre entourage perd accidentellement un bijou et que les recherches visuelles ne donnent aucun résultat.

Puisqu'il s'agit d'un détecteur de métaux, la caractéristique principale que doit intégrer cet appareil concerne la sensibilité. Ce facteur important permet de déterminer la profondeur à laquelle il est possible de révéler la présence d'une pièce de monnaie, d'une alliance en or, une petit objet métallique ou des tuyaux dans le sol ou les murs, etc...

Le montage proposé possède une sensibilité honorable. Le tableau N.1 regroupe les quelques essais que nous avons pu mesurer.

Une différence de +/- 10% peut affecter la sensibilité en fonction du type de matériau à examiner et de son humidité.

## SCHEMA ELECTRIQUE.....

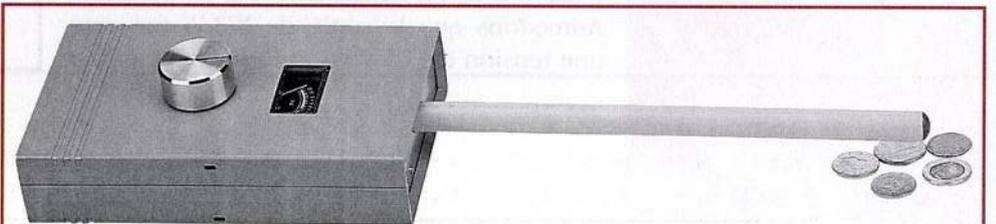
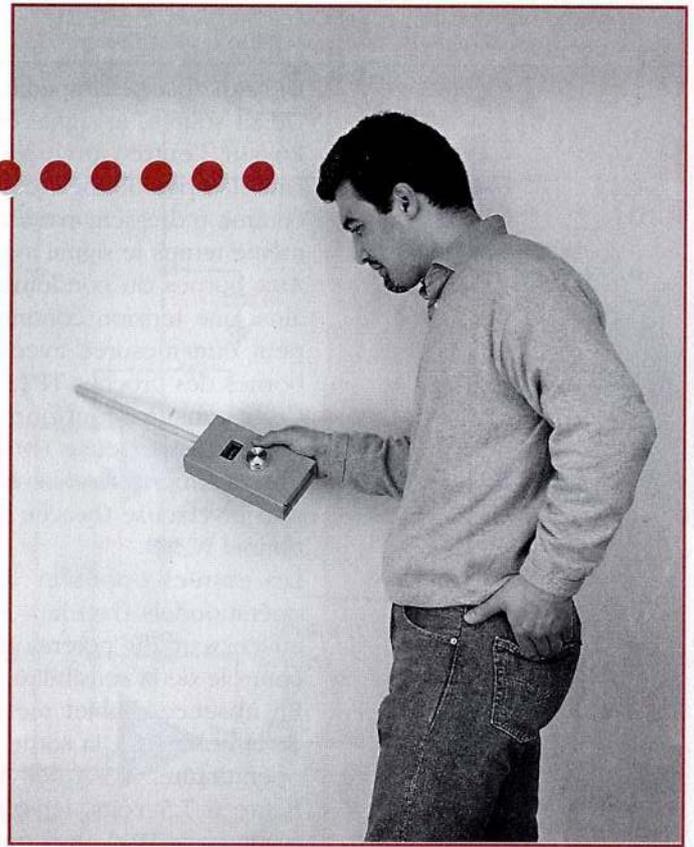
Le schéma électrique de cet appareil est reproduit en fig.3.

Pour réaliser l'antenne de détection, l'on a recours à un barreau de ferrocube comme ceux rencontrés à l'intérieur des récepteurs radios pour grandes et moyennes ondes. L'enroulement est blindé de façon à le rendre insensible aux effets capacitifs du terrain.

D'après les expérimentations que nous avons menées, la sensibilité maximale est atteinte en utilisant une fréquence

ultrasonique (gamme de fréquence comprise entre 30 et 50 KHz). L'étage oscillateur est donc calculé pour travailler sur une fréquence d'environ 40 KHz.

Le signal sinusoïdal BF, généré par le transistor à effet de champs (FET) monté en oscillateur FT1, est prélevé sur le Drain et atteint au travers du condensateur C6 la Gate du second FET

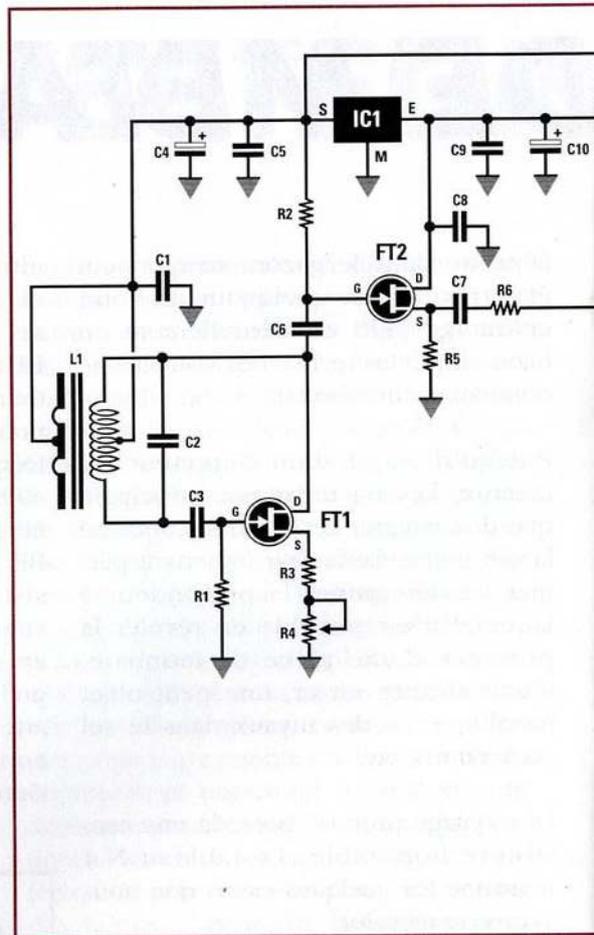


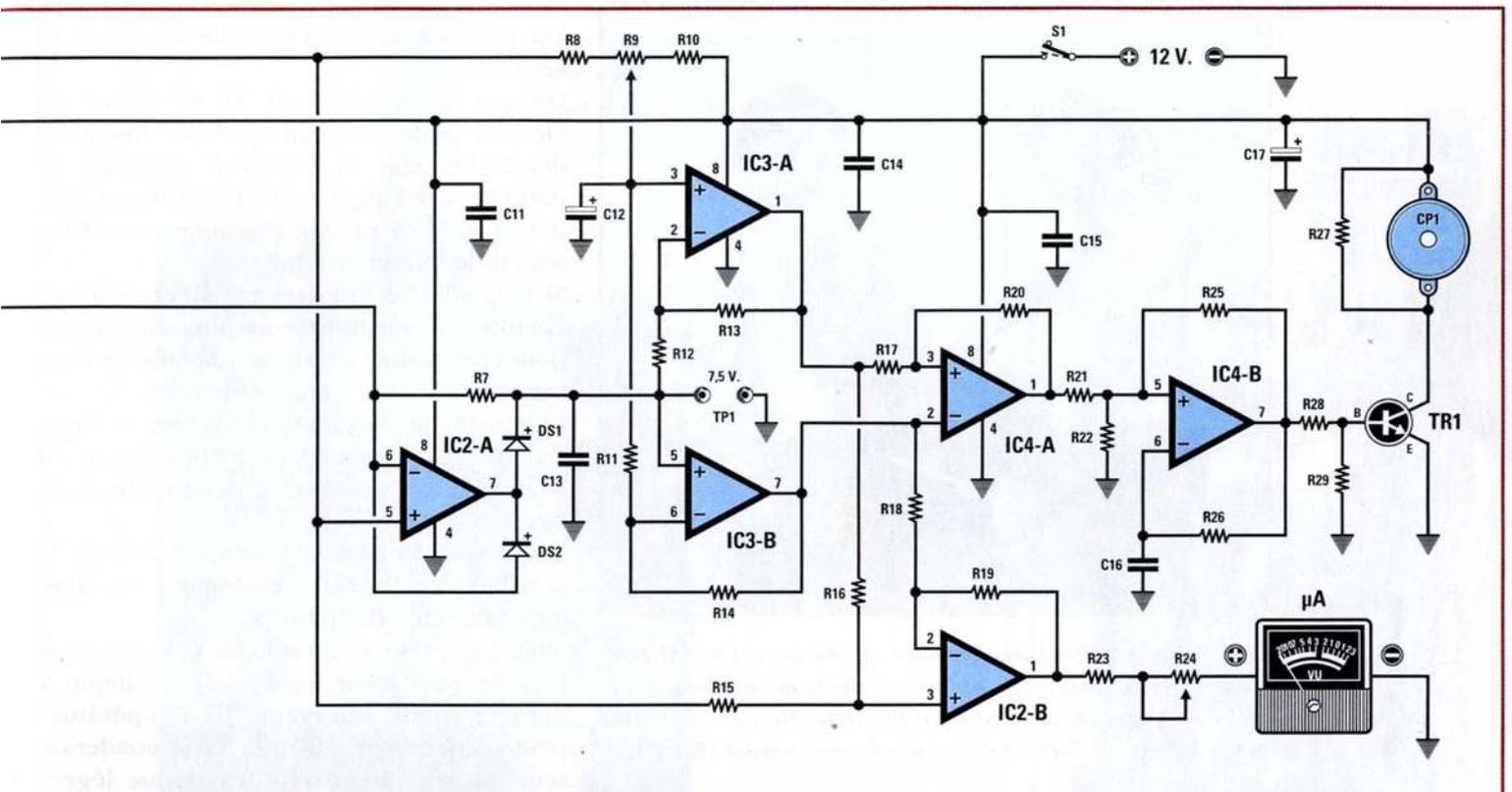
*Fig.2 Ce détecteur dispose d'une sensibilité intéressante compte tenu du faible encombrement de l'antenne de détection. Il détecte une pièce de monnaie à une distance de 5 cm et plusieurs pièces à une distance d'environ 10-11 centimètres.*

**TABLEAU N.1**

OBJET	PROFONDEUR
Pièce de 28 mm de diamètre	5 cm
Tube en fer de 30 mm de diamètre	10 cm
Couteau à cran d'arrêt	7 cm
Cisaille portable	5 cm
Pile de 9 volts	8 cm
Montre-bracelet	8 cm
Paquet de cigarettes	11 cm

FT2 qui abaisse l'impédance du signal. De sa source, le signal est transféré, via C7-R6 sur l'entrée inverseuse (broche 6) de l'ampli opérationnel référence IC2/A utilisé comme redresseur parfait amplifiant dans un même temps le signal avec un gain de 2. Aux bornes du condensateur C13 se trouve ainsi une tension continue de 7,5 volts, qui peut être mesurée avec un multimètre aux bornes des broches TP1. Cette tension continue est appliquée sur l'entrée inverseuse (broche 2) de l'ampli opérationnel référence IC3/A et sur l'entrée non inverseuse (broche 5) de l'ampli opérationnel IC3/B. Les entrées opposées de ces deux amplis opérationnels (broches 3-6) sont raccordées au curseur du potentiomètre R9 affecté au contrôle de la sensibilité. En absence d'objet métallique à proximité de la bobine L1, la sortie broche 1 de l'ampli opérationnel IC3/A délivre une tension inférieure à 7,5 volts, tension de seuil de référence (voir TP1) alors que la sortie broche 7 de l'ampli opérationnel IC3/B fournit une tension légèrement supérieure à 7,5 volts. Admettons que la sortie de IC3/A présente une tension de 7,5 volts et la sortie de IC3/B





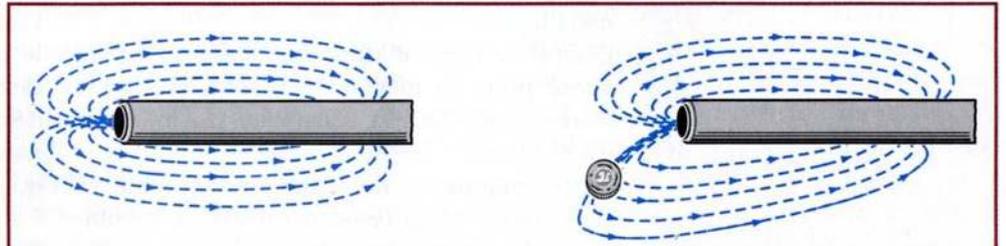
**Fig.3 Schéma électrique. Régler l'appareil à l'aide de l'ajustable R4 jusqu'à mesurer sur les broches TP1 une tension de 7,5 volts.**

une tension de 7,55 volts. Ces deux tensions appliquées sur les entrées broches 3-2 de l'ampli opérationnel IC4/A utilisé comme comparateur, forcent la sortie broche 1 au niveau logique 0 en ramenant à la masse l'entrée non inverseuse broche 5 de l'ampli opérationnel IC4/B mettant ce dernier en position de blocage.

Avant de poursuivre ouvrons une parenthèse sur le fonctionnement du comparateur IC4/A. Lorsque l'entrée non inverseuse broche 3 reçoit une tension inférieure à celle présente sur l'entrée inverseuse broche 2, la sortie broche 1 fournit un niveau logique 0. Lorsque l'entrée non inverseuse broche 3 présente une tension supérieure à celle présente sur l'entrée inverseuse

broche 2, la sortie broche 1 délivre un niveau logique 1 soit une tension positive de 12 volts. En présence d'un objet métallique à proximité de la bobine L1, la tension générée par l'oscillateur chute de quelques millivolts. La tension sur la

broche de sortie de l'ampli opérationnel IC3/A, passe alors de 7,45 volts à 7,6 volts et celle présente sur la broche de sortie de l'ampli opérationnel IC3/B descend de 7,55 volts à 7,4 volts. Dans ces conditions, l'entrée non inverseuse du comparateur IC4/A se



**Fig.7A proximité de la partie terminale du tube un champ magnétique est créé. La présence d'un objet métallique altère ce champ magnétique et réduit la tension sur les broches TP1, ce qui provoque aussitôt le déclenchement du buzzer.**



**Fig.8** Le tube permet de contrôler si une personne est porteuse d'armes, couteaux, ou autres objets métalliques. Il est utile pour procéder à une fouille discrète des sacs, des petits bagages à l'entrée des concerts, des soirées club etc...

trouve en présence d'une tension supérieure à celle présente sur l'entrée inverseuse broche 2. Par conséquent, la sortie broche 1 passe du niveau logique 0 au niveau logique 1.

Cette tension positive de 12 volts alimente, via la résistance R21, l'entrée non inverseuse broche 5 de l'ampli opérationnel IC4/B utilisé comme oscillateur BF.

De sa sortie broche 7 émane une fréquence d'environ 3 400 Hz amplifiée par le transistor TR1, qui commande le buzzer CP1 qui signale que la bobine L1 a détecté un objet métallique.

Quand le curseur du potentiomètre R9 est ajusté pour un niveau de 5 volts, (soit vers la résistance R8), la sensibilité du montage est réduite.

Le potentiomètre R9 réglé pour obtenir 12 volts, (soit vers la résistance R10), la sensibilité de l'appareil augmente.

En réduisant la différence de ces deux tensions par rapport aux 7,5 volts de référence, le montage détecte un objet métallique de dimensions inférieures.

Un petit vu mètre permet de visualiser la sensibilité.

Lorsque le potentiomètre R9 est tourné de façon à porter l'aiguille de l'instrument en début d'échelle, la sensibilité minimale est obtenue car l'aiguille de l'instrument doit dévier au-delà de 3/4 d'échelle pour faire retentir le buzzer (voir fig.4).

Si l'aiguille du vumètre est amenée à mi-échelle, la sensibilité est plus élevée car pour faire sonner le buzzer l'aiguille de l'instrument doit dévier plus faiblement.

La sensibilité maximale est ajustée à l'aide du potentiomètre R9 en s'approchant au plus près du point de basculement (voir fig.5).

Ce vumètre permet un contrôle visuel de la sensibilité de l'appareil et visualise en outre la bonne santé des piles.

Malgré la présence au sein de l'étage oscillateur de résistances à couche métallique à haute stabilité thermique, la température peut influencer le FET FT1 et le condensateur C2, ce qui se traduit par une légère dérive du point de basculement.

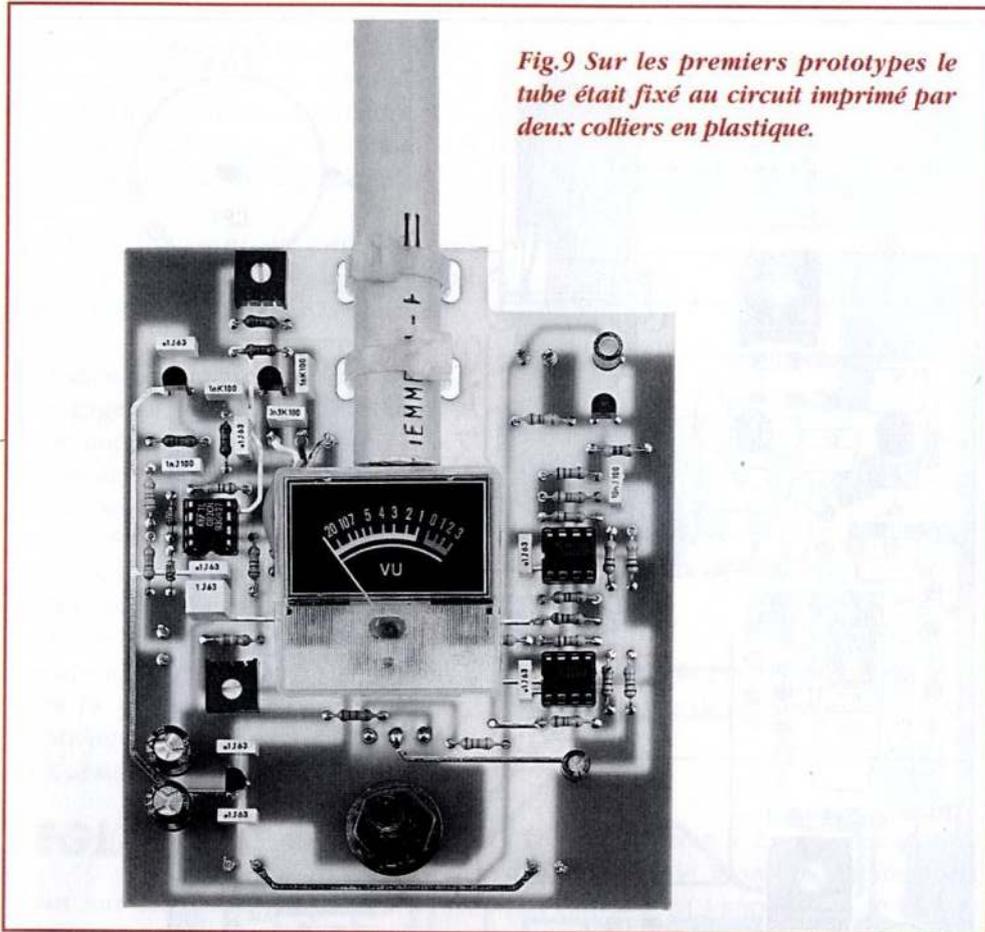
Une variation de la température ambiante est immédiatement signalée par la sonnerie du buzzer. Par contre en cas d'augmentation de la température, le buzzer reste muet. Dans ce dernier cas, l'aiguille de l'instrument signale aussitôt la réduction de la sensibilité par une nette déviation vers la gauche par rapport à la position initiale. Il est alors nécessaire de retoucher la sensibilité à l'aide du potentiomètre R9.

Ajoutons que les essais de cet appareil ont mis en lumière sa sensibilité aux variations du champ magnétique.

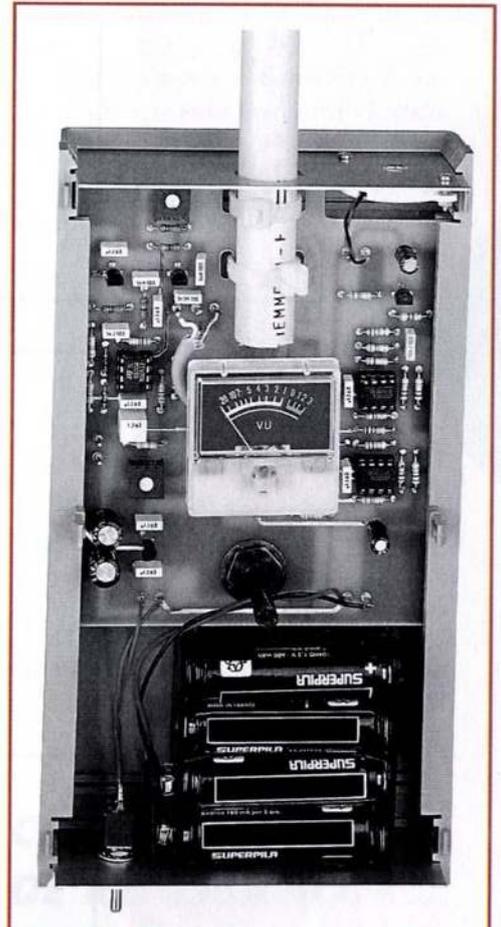
Un déplacement très rapide du Nord vers l'Est ou l'Ouest, ou de la position horizontale en position verticale engendre une petite déviation de l'aiguille de l'instrument. Ces déviations correspondent à une variation naturelle pratiquement impossible à éliminer qu'il est bon que l'utilisateur connaisse.

L'alimentation de ce détecteur s'effectue par 8 piles bâton de 1,5 volt reliées en série pour l'obtention d'une tension de 12 volts.

Le montage consomme environ 16 milliampères et les 8 piles lui assurent une autonomie de 120 heures environ.



*Fig.9 Sur les premiers prototypes le tube était fixé au circuit imprimé par deux colliers en plastique.*



*Fig.10 Une fois le tube fixé, l'ensemble prend place dans un boîtier. Le buzzer est fixé sur la face arrière.*

## REALISATION PRATIQUE.....

Sur le circuit imprimé double face à trous métallisés référence LX.1255 monter les composants conformément au schéma d'implantation reproduit en fig.11.

Placer les trois supports pour les circuits intégrés IC2-IC3-IC4 puis souder leurs broches. Monter les résistances. Les résistances à couches métalliques portent cinq bagues colorées ainsi gravées sur leur pourtour :

- R1 = 47 Kohms  
Jaune - Violet - Noire - Rouge - Marron
- R2 = 220 Kohms  
Rouge - Rouge - Noire - Orange - Marron
- R3 = 1 Kohm  
Marron - Noire - Noire - Marron - Marron

R5 = 2 Kohms  
Rouge - Noire - Noire - Marron - Marron  
La dernière bague de couleur peut être rouge suivant le fabricant.

Insérer ensuite les deux ajustables R4 et R24 respectivement de 5 Kohms et 50 Kohms.

Placer les diodes DS1-DS2 bague colorée orientée vers les deux broches TP1. Souder les condensateurs polyester et électrolytiques en respectant pour ces derniers les polarités des broches.

Engager les FET FT1-FT2, le transistor TR1 et le circuit intégré régulateur IC1 méplat dirigé selon la fig.11.

Dans le trou sur le bas du circuit imprimé, fixer le potentiomètre R9 en ayant pris soin, avant de souder ses broches, de contrôler la longueur de son axe de façon à bien positionner le bouton par rapport à la surface du boîtier.

Déterminer la longueur de l'axe en engageant le circuit imprimé convenablement sur les côtés du boîtier puis fixer le couvercle.

Le boîtier que nous avons utilisé ne comporte pas de vis de fixation. Pour son ouverture, engager la lame d'un tournevis dans les deux boutonnières sur les deux côtés du boîtier (voir fig.12) puis appuyer légèrement pour débloquer le verrouillage interne de fixation.

Pour fixer le tube contenant la bobine L1, nous avons utilisé deux colliers en plastique.

Certains modèles de ferrite sont pourvus d'une agrafe avec verrouillage pour la fixer à la face avant du boîtier.



Après avoir dénudé le câble blindé provenant de l'antenne, verrouiller la tresse de masse afin de lui assurer une meilleure rigidité, puis la souder sur une broche placée à proximité du tube.  
 Les deux fils internes peuvent être indifféremment reliés sur les deux autres broches situées sur la gauche.



Fig.12 Ouvrir le boîtier en engageant une lame de tourne vis dans les deux fentes présentes sur les côtés puis appuyer légèrement pour débloquer le verrouillage interne.

Implanter le vumètre côté composants, en engageant ses deux broches dans le circuit imprimé pour les souder.  
 Sur les deux broches placées en bas à gauche souder les deux fils de l'inverseur S1. Sur celles de droite raccorder les deux fils de la prise pile (fil rouge sur la broche repérée +).  
 Sur les deux broches placées en haut à droite, souder les deux fils du buzzer.  
 Avant de placer le tout dans le boîtier, il convient d'effectuer le réglage des deux ajustables R4 et R24.

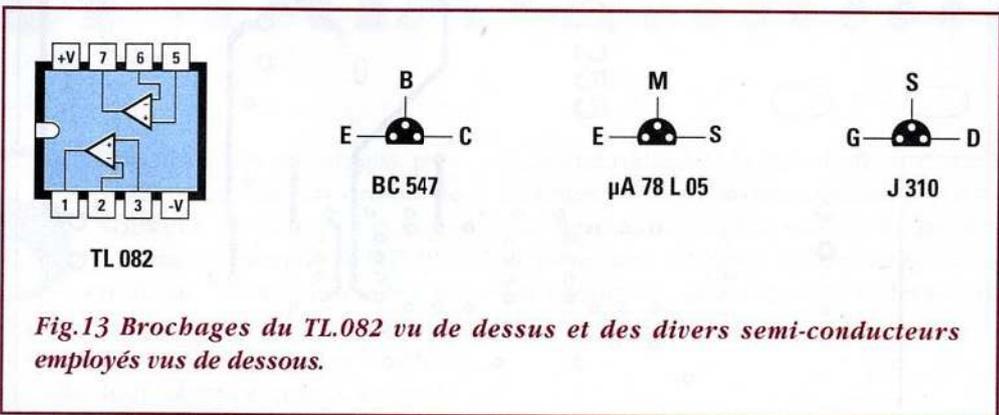


Fig.13 Brochages du TL.082 vu de dessus et des divers semi-conducteurs employés vus de dessous.

## REGLAGE.....

Relier sur les deux broches TP1 un multimètre commuté pour les tensions CC.  
 Le tube éloigné de toute pièce métallique, tourner lentement le curseur de l'ajustable R4 jusqu'à affichage d'une tension de 7,5 volts sur le multimètre. Cette valeur n'est pas critique. Avec 7,45 ou 7,55 volts le détecteur fonctionne également car cette petite différence peut être compensée à l'aide du potentiomètre de sensibilité R9.  
 Dans ces conditions, le buzzer sonne. Tourner lentement le bouton du potentiomètre R9 jusqu'à faire cesser le signal émis par le buzzer.  
 Tourner l'ajustable R24 lentement jusqu'à positionner l'aiguille de l'instrument à environ 3/4 d'échelle, soit très près du début de la zone graduée en rouge.  
 Approcher maintenant un objet métallique de l'extrémité du tube. Une déviation de l'instrument vers la droite provoque l'activation du buzzer.

Eloigner l'objet et le buzzer cesse. Pendant que le montage interne n'est pas stabilisé en température, le buzzer continue de retentir. Cet inconvénient sera éliminé en tournant le bouton du potentiomètre R9 jusqu'à faire stopper le son. Noter que plus l'aiguille du vumètre se rapproche du point critique, plus sa sensibilité est élevée.

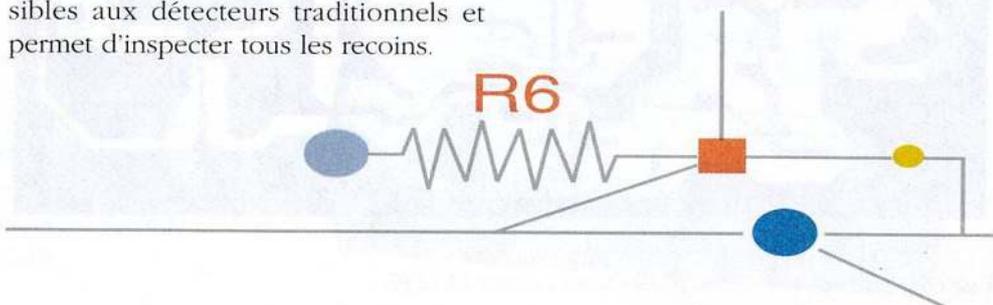
Complément idéal du détecteur de métaux déjà décrit dans le numéro 6 de Nouvelle Electronique, cet appareil est un atout supplémentaire si vous vous adonnez à la recherche de trésors, puisqu'il permet d'approcher avec plus de précision les endroits inaccessibles aux détecteurs traditionnels et permet d'inspecter tous les recoins.

## COUT DE REALISATION.....

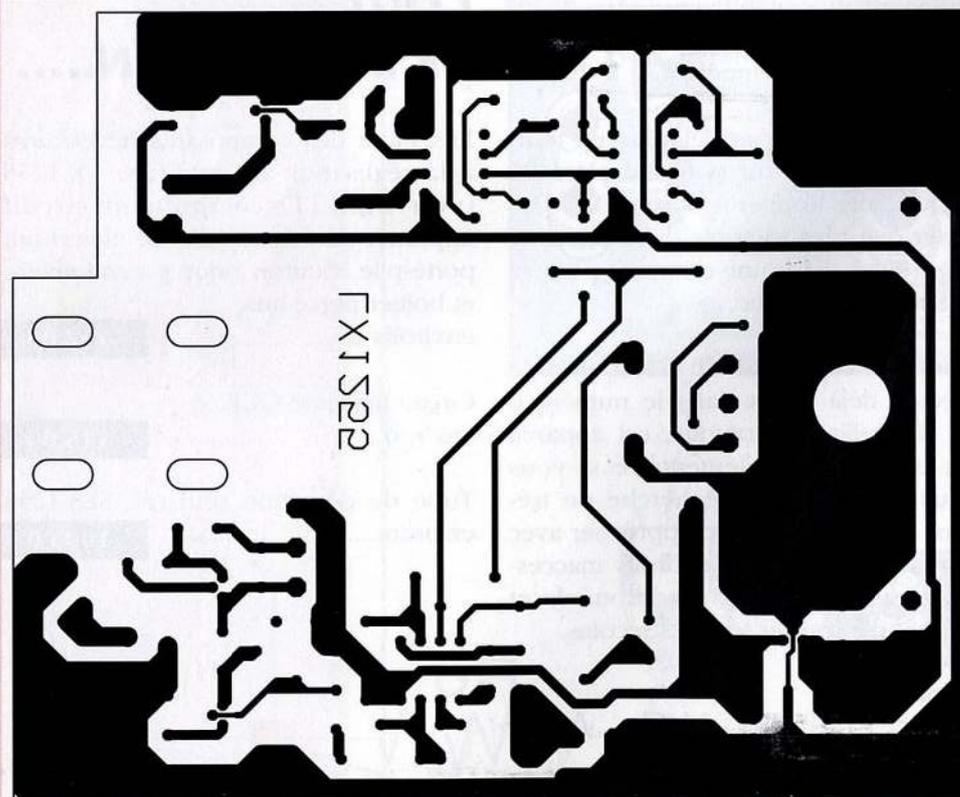
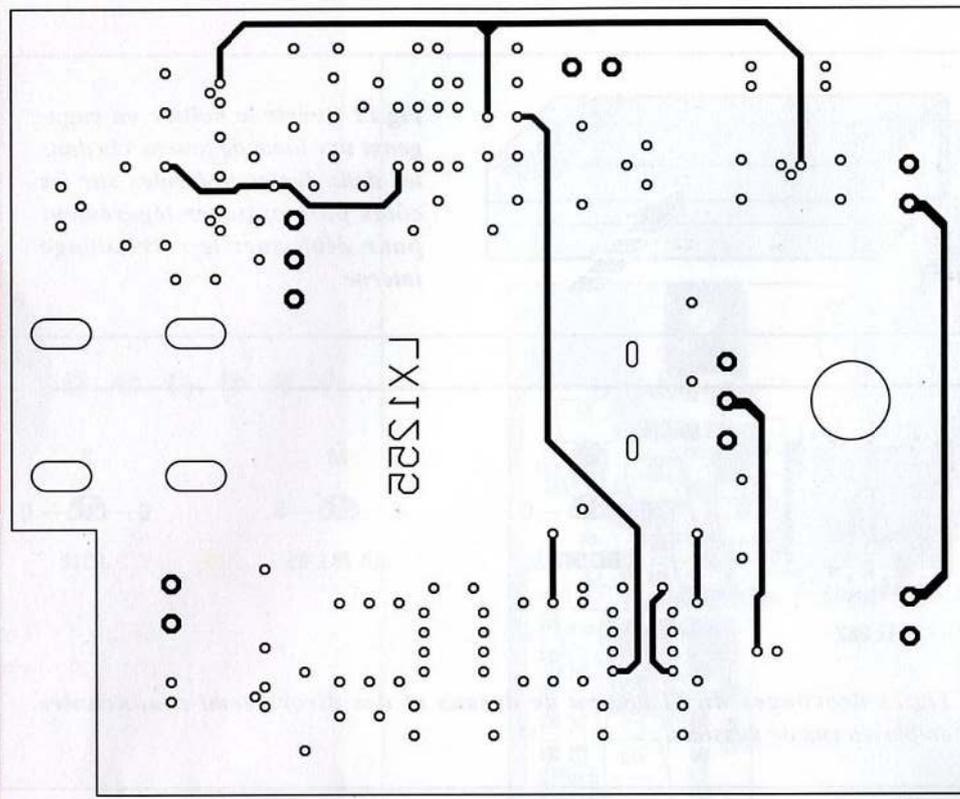
Ensemble des composants nécessaires à la réalisation du montage LX.1255 (voir fig.1-11) comprenant circuit imprimé, vu-mètre, tube de détection, porte-pile, bouton pour potentiomètre et boîtier percé aux environs de..... **442,00 F**

Circuit imprimé LX.1255 environ..... **115,00 F**

Tube de détection seul ref. SE3.1255 environ..... **109,00 F**



**LISTE DES COMPOSANTS  
LX.1255.....**



- R1 = 47 Kohms 1/4 watt 1%
- R2 = 220 Kohms 1/4 watt 1%
- R3 = 1 Kohm 1/4 watt 1%
- R4 = 5 Kohms ajustable
- R5 = 2 Kohms 1/4 watt 1%
- R6 = 22 Kohms 1/4 watt
- R7 = 47 Kohms 1/4 watt 1%
- R8 = 5 600 ohms 1/4 watt
- R9 = 10 Kohms pot.lin.
- R10 = 18 Kohms 1/4 watt
- R11 = 10 Kohms 1/4 watt
- R12 = 10 Kohms 1/4 watt
- R13 = 22 Kohms 1/4 watt
- R14 = 10 Kohms 1/4 watt
- R15 = 1 MégOhm 1/4 watt
- R16 = 10 Kohms 1/4 watt
- R17 = 1 Kohm 1/4 watt
- R18 = 10 Kohms 1/4 watt
- R19 = 1 MégOhm 1/4 watt
- R20 = 1 MégOhm 1/4 watt
- R21 = 100 Kohms 1/4 watt
- R22 = 100 Kohms 1/4 watt
- R23 = 39 Kohms 1/4 watt
- R24 = 50 Kohms ajustable
- R25 = 100 Kohms 1/4 watt
- R26 = 22 Kohms 1/4 watt
- R27 = 22 Kohms 1/4 watt
- R28 = 12 Kohms 1/4 watt
- R29 = 4 700 ohms 1/4 watt
- C1 = 100 nF polyester
- C2 = 3 300 pF polyester
- C3 = 1 nF polyester
- C4 = 100 µF elect. 25 volts
- C5 = 100 nF polyester
- C6 = 1 nF polyester
- C7 = 1 nF polyester
- C8 = 100 nF polyester
- C9 = 100 nF polyester
- C10 = 100 µF elect. 25 volts
- C11 = 100 nF polyester
- C12 = 1 µF elect. 63 volts
- C13 = 1 µF polyester
- C14 = 100 nF polyester
- C15 = 100 nF polyester
- C16 = 10 nF polyester
- C17 = 2,2 µF elect. 63 volts
- DS1 = diode type 1N.4150
- DS2 = diode type 1N.4150
- TR1 = NPN type BC.547
- FT1 = FET type J.310
- FT2 = FET type J.310
- IC1 = 78L05
- IC2 = TL.082
- IC3 = TL.082
- IC4 = TL.082
- CP1 = buzzer
- µA = Vu-Mètre 220 microA
- S1 = inverseur
- L1 = Tube de détection

*Vue côté cuivre et côté composants du circuit LX1255.*

# Platine test pour THYRISTOR ET TRIAC.....

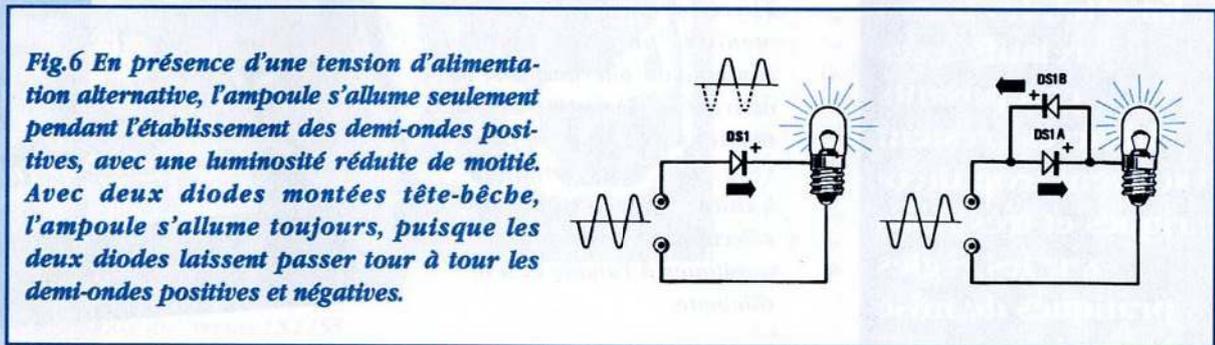
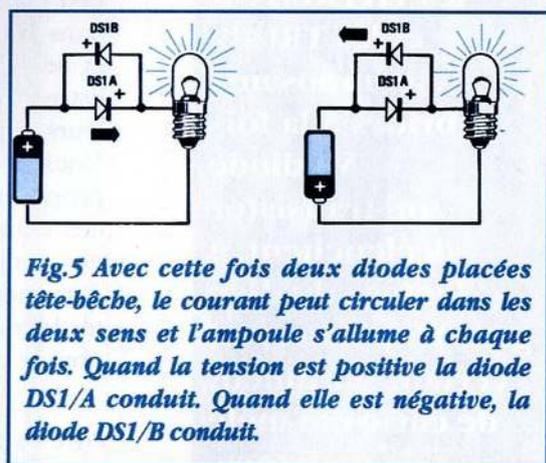
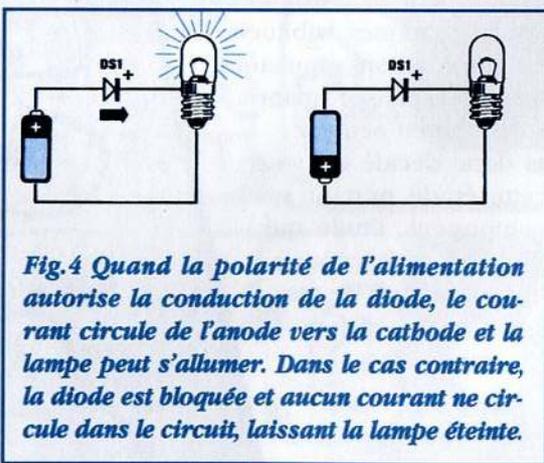
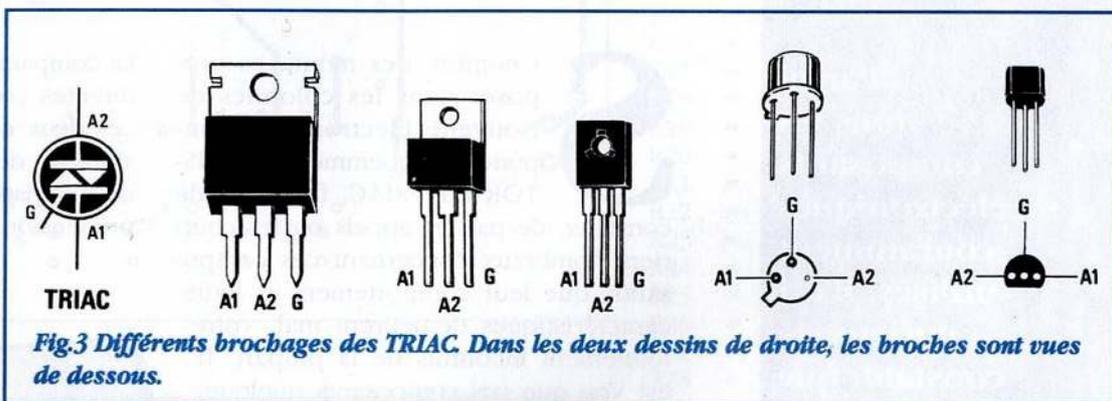
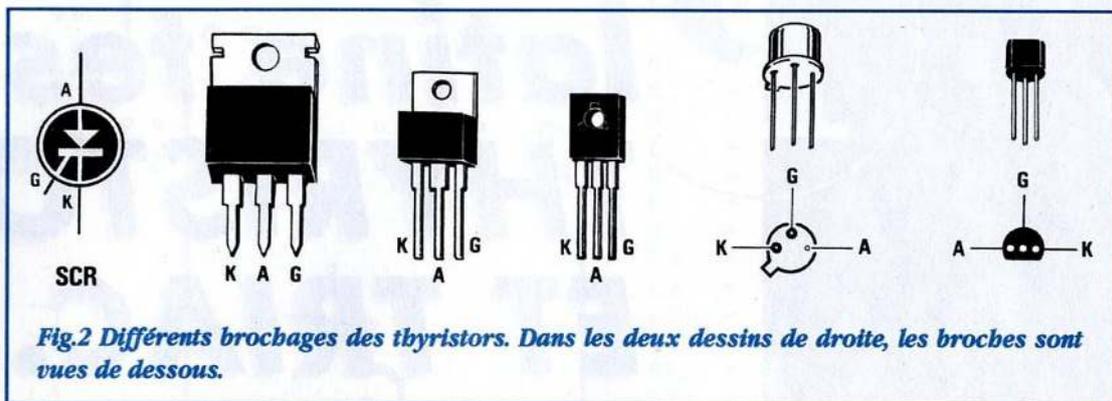
Parmi tous les composants électroniques couramment utilisés, il est curieux de constater que les THYRISTOR et les TRIAC, composants hybrides à la fois mi-diode mi-transistor déclenchent, à l'image du dieu grec Minotaure, un certain sentiment de curiosité mêlé de méfiance. En effet, les textes relatifs à ces composants "bizarres" restent souvent trop théoriques et très flous sur les règles pratiques de mise en oeuvre.

Si nombre des montages proposés dans les colonnes de Nouvelle Electronique comportent fréquemment THYRISTOR ou TRIAC, force est de constater, de par les appels ou les courriers nombreux concernant ces composants, que leur comportement et leurs caractéristiques demeurent mal, voire totalement inconnus de la plupart. Il est vrai que ces composants quelque peu marginaux sont assez peu utilisés dans les travaux pratiques habituels, et seule une information sommaire est généralement dispensée quant à leurs règles de mise en oeuvre. Nous avons donc décidé de vous proposer cette étude portant sur ces deux composants, étude qui est complétée par la description d'un montage en mesure de tester leur comportement en fonction de divers paramètres.

La comparaison et la visualisation des différentes configurations admissibles pour ces deux composants soumis à des tensions et des régimes différents (continu ou alternatif), facilitent ensuite leur compréhension et leur utilisation correcte.

*Fig.1 La platine test permet de vérifier le comportement d'un Thyristor ou TRIAC en l'alimentant par une tension continue ou alternative et en activant sa Gâchette par des tensions CC, AC et déphasées. Les deux cordons banane permettent de sélectionner les tensions à appliquer à l'anode et à la Gâchette.*





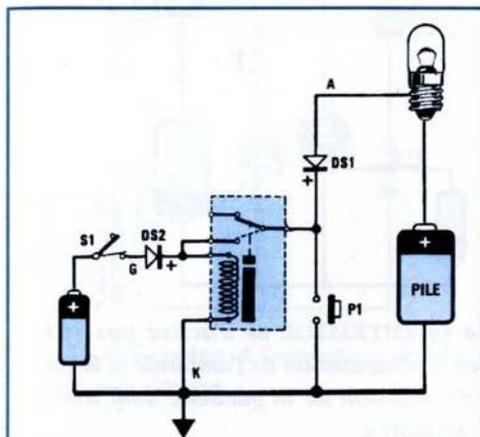


Fig.7 Le fonctionnement d'un thyristor peut être simulé par ce montage composé de deux diodes et d'un relais. Noter la présence des trois broches : A(anode) K(cathode) et G(gâchette).

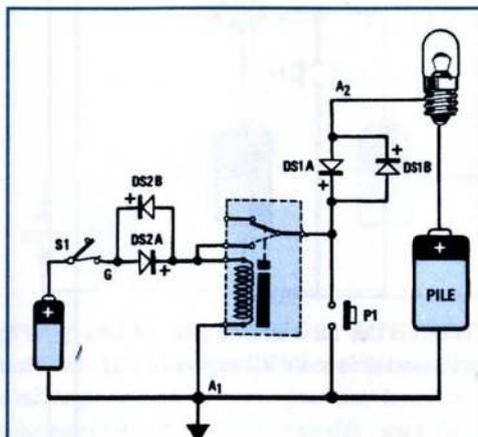


Fig.8 Le fonctionnement d'un TRIAC peut être simulé par ce montage composé de deux ensembles de diodes disposées tête-bêche et d'un relais. Noter la présence des trois broches : A1(Anode1), A2(Anode2), G(Gâchette).

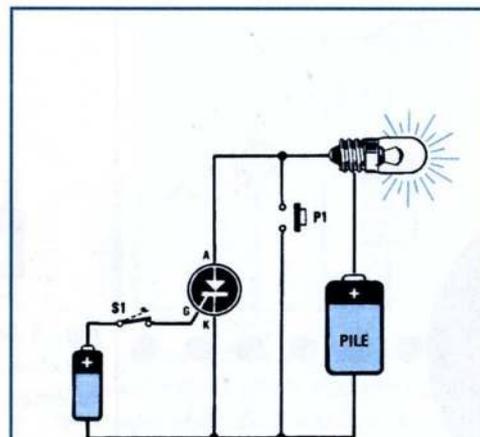


Fig.9 En fermant l'interrupteur S1, la tension positive de la pile active la Gâchette et l'ampoule s'allume.

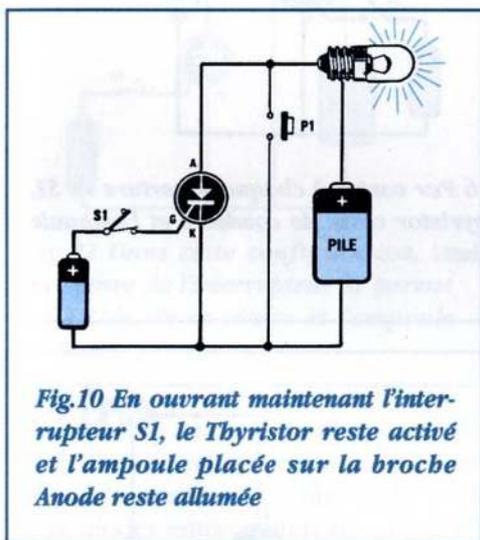


Fig.10 En ouvrant maintenant l'interrupteur S1, le Thyristor reste activé et l'ampoule placée sur la broche Anode reste allumée

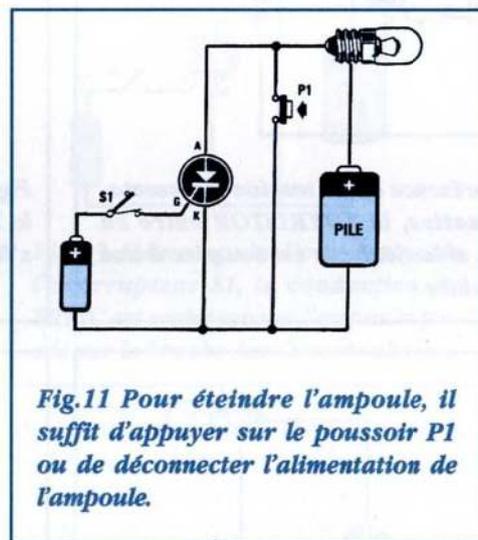


Fig.11 Pour éteindre l'ampoule, il suffit d'appuyer sur le poussoir P1 ou de déconnecter l'alimentation de l'ampoule.

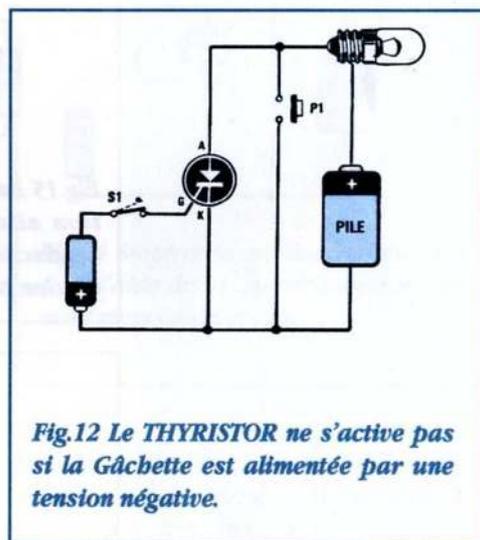


Fig.12 Le THYRISTOR ne s'active pas si la Gâchette est alimentée par une tension négative.

## DIODES DE REDRESSEMENT.

Avant d'aborder les THYRISTOR et TRIAC, il est nécessaire de bien établir les bases de fonctionnement d'une jonction silicium comme celle contenue dans une simple diode redresseuse, que ce soit en présence à ses bornes, d'une tension continue ou alternative. Lorsque l'anode d'une dio-

de (voir fig.4) est soumise à une tension continue positive, le courant peut circuler vers la cathode et allumer ainsi une ampoule présente dans le circuit. Au contraire, en présence d'une tension continue négative sur l'anode (voir fig.4) aucun courant ne circule et l'ampoule reste éteinte. La diode agit donc comme une valve, nom qui fut d'ailleurs donné aux premières diodes alors disponibles sous forme de tube électronique ou lampe.

Avec une tension alternative, seules les demi-ondes positives peuvent atteindre la cathode et établir l'allumage de l'ampoule. Toutefois, la tension disponible aux bornes de l'ampoule est diminuée de moitié, car il manque les demi-ondes négatives pour lesquelles la diode n'opère aucun transfert (voir fig.6). Le comportement de cette diode sert de base à l'explication du fonctionnement du thyristor comme nous le verrons plus loin.

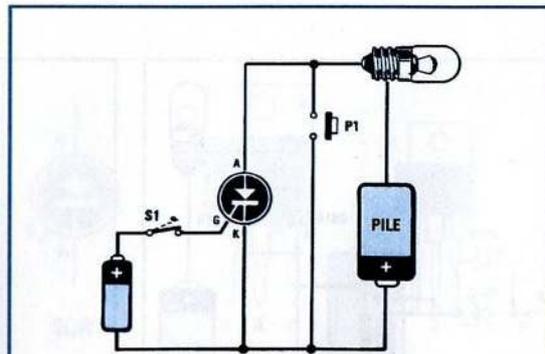


Fig.13 Le THYRISTOR ne s'active pas si la tension d'alimentation de l'ampoule est inversée.

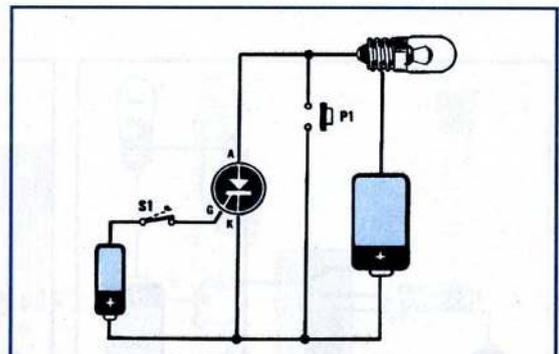


Fig.14 Le THYRISTOR ne s'active pas si la tension d'alimentation de l'ampoule et la tension d'activation de la gâchette sont toutes deux négatives.

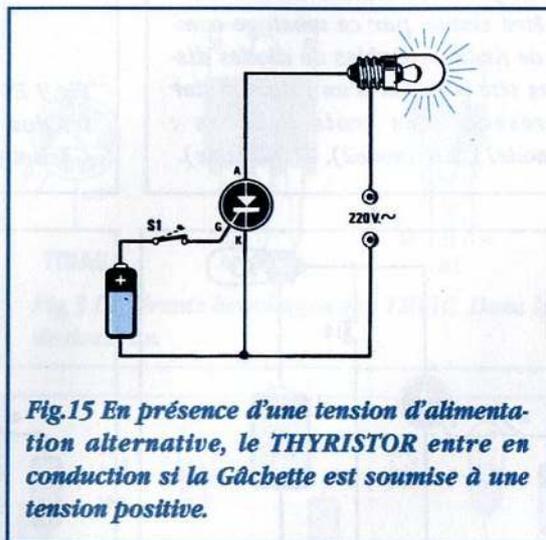


Fig.15 En présence d'une tension d'alimentation alternative, le THYRISTOR entre en conduction si la Gâchette est soumise à une tension positive.

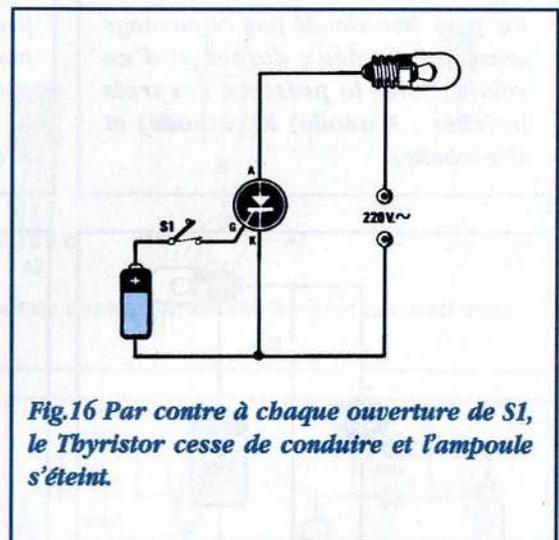


Fig.16 Par contre à chaque ouverture de S1, le Thyristor cesse de conduire et l'ampoule s'éteint.

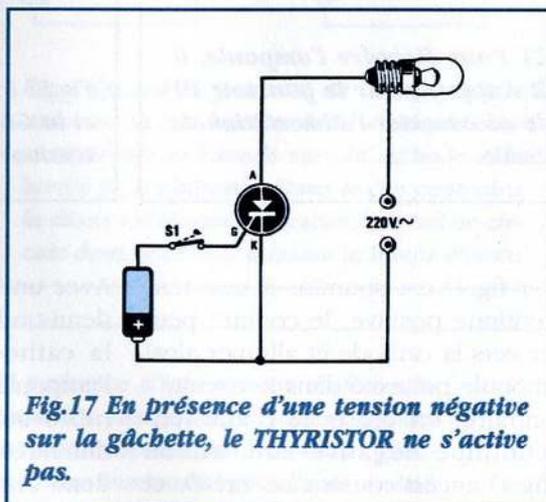


Fig.17 En présence d'une tension négative sur la gâchette, le THYRISTOR ne s'active pas.

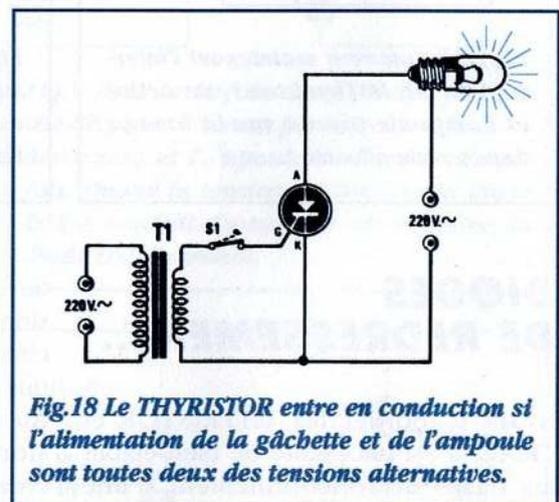


Fig.18 Le THYRISTOR entre en conduction si l'alimentation de la gâchette et de l'ampoule sont toutes deux des tensions alternatives.

Noter maintenant en fig.5 la présence cette fois de deux diodes tête bêche dans le circuit. Comme précédemment, en présence d'une tension continue positive, le courant

traverse l'une des diodes (DS1/A) et la lampe présente dans le circuit s'allume. Avec une tension continue négative, la circulation se fait cette fois par la diode

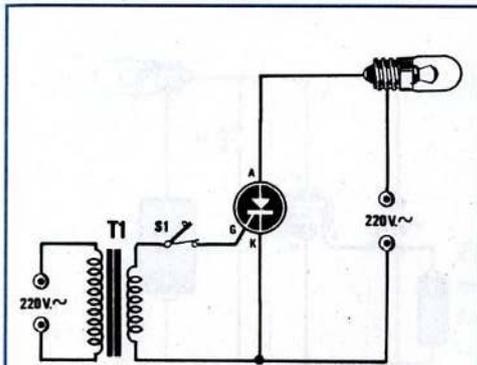


Fig.19 Par contre, à l'ouverture de S1, l'ampoule s'éteint.

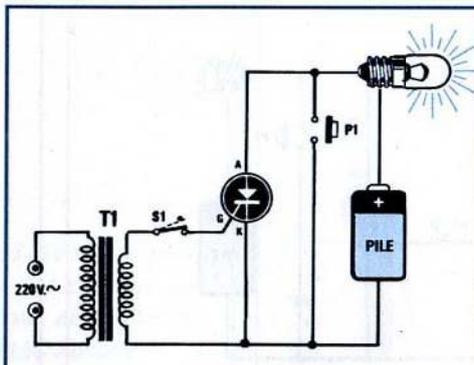


Fig.20 Le THYRISTOR entre en conduction si l'alimentation de l'ampoule est assurée par une tension continue positive, tandis que la Gâchette peut être soumise à une tension alternative.

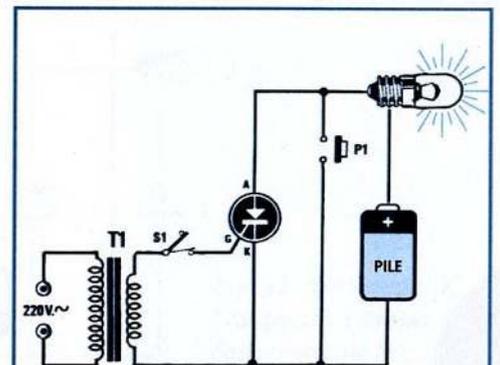


Fig.21 la conduction du Thyristor est maintenue même après l'ouverture de l'interrupteur S1. Eteindre l'ampoule à l'aide de P1.

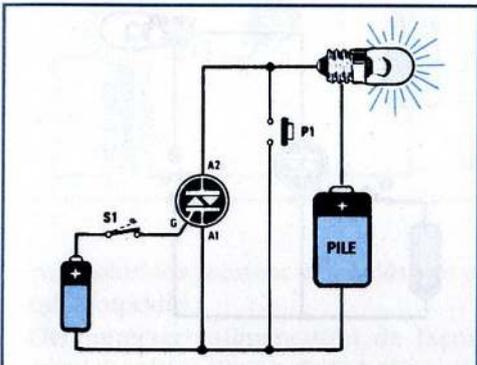


Fig.22 Dans cette configuration, la fermeture de l'interrupteur S1 permet au TRIAC de conduire et l'ampoule s'allume.

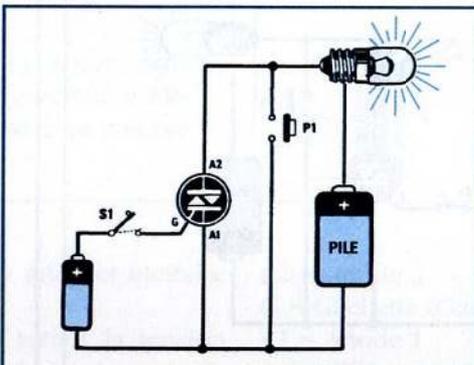


Fig.23 Même après l'ouverture de l'interrupteur S1, la conduction du TRIAC est maintenue et l'ampoule placée sur la broche Anode reste allumée.

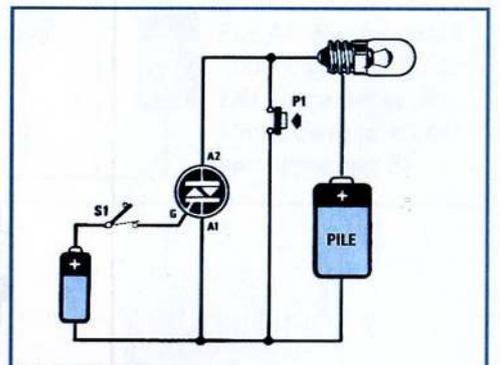


Fig.24 Stopper la conduction du TRI-AC à l'aide de P1 ou déconnecter l'alimentation de l'ampoule.

(DS1/B) et l'ampoule s'allume également. En soumettant le montage à une tension alternative (voir fig.6), ces deux diodes entrent alternativement en conduction en fonction des demi-ondes positives ou négatives et l'ampoule s'allume normalement cette fois, pour la tension alternative maximum. Le comportement de ces deux diodes sert de base à l'explication du fonctionnement du TRIAC.

## THYRISTOR ELEMENTAIRE.....

L'exemple choisi pour faciliter la compréhension quant au fonctionnement

d'un Thyristor peut faire sourire les techniciens les plus chevronnés, mais il est suffisamment simple et clair pour ceux d'entre vous qui sont les plus novices et les moins rompus aux arts de l'électronique.

Un Thyristor standard est représenté en fig.2. Il est toujours pourvu de trois broches dénommées ainsi :

A= Anode

G = Gâchette (Gate)

K = Cathode

Le montage reproduit ici n'a qu'une vocation pédagogique. Conçu à partir d'un relais, il va nous servir à simuler globalement le fonctionnement du Thyristor (voir fig.7). Il reçoit une diode sur la broche Anode et une seconde

diode sur la broche d'activation de la bobine, qui dans notre exemple correspond à la Gâchette du THYRISTOR.

Le relais en position de repos, l'ampoule reste éteinte car la bobine du relais, l'équivalent de la broche Gâchette, n'est pas activée.

La fermeture de l'interrupteur S1 amène une tension positive sur la Gâchette. Le relais s'active alors et l'ampoule s'allume.

Par l'ouverture de l'interrupteur S1, la tension d'amorçage de la Gâchette est enlevée, mais l'ampoule reste allumée car le courant circulant dans le circuit alimentant l'ampoule continue de traverser la bobine d'activation du relais, maintenant ainsi le contact fermé.

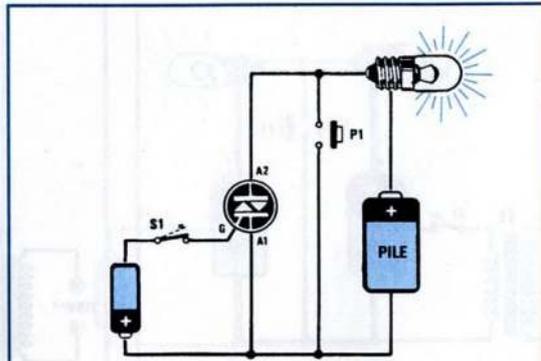


Fig.25 Quelle que soit l'alimentation du circuit de gâchette par rapport au circuit principal, la conduction du TRIAC est effective.

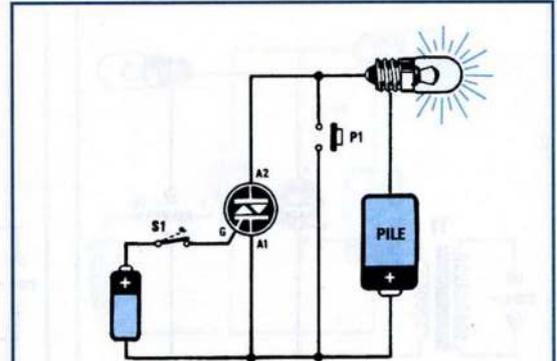


Fig.26 Quelle que soit l'alimentation du circuit de gâchette par rapport au circuit principal, la conduction du TRIAC est effective.

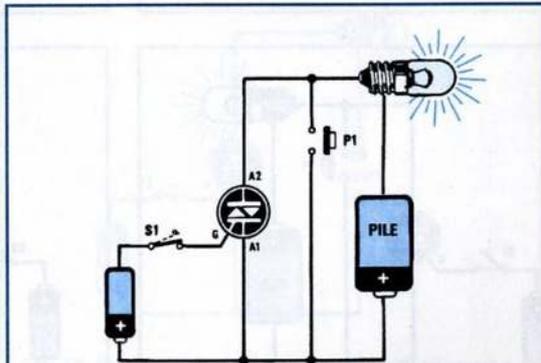


Fig.27 Quelle que soit l'alimentation du circuit de gâchette par rapport au circuit principal, la conduction du TRIAC est effective.

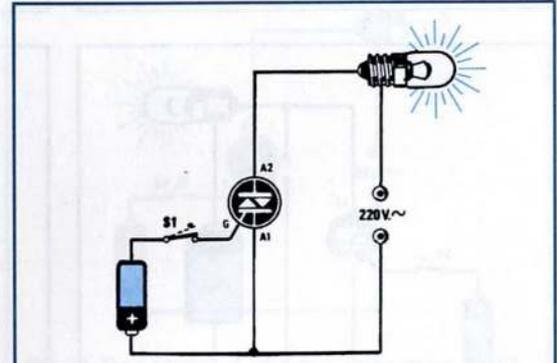


Fig.28 En présence d'une tension alternative sur le circuit principal, et d'une tension continue négative sur le circuit de gâchette, le TRIAC entre en conduction.

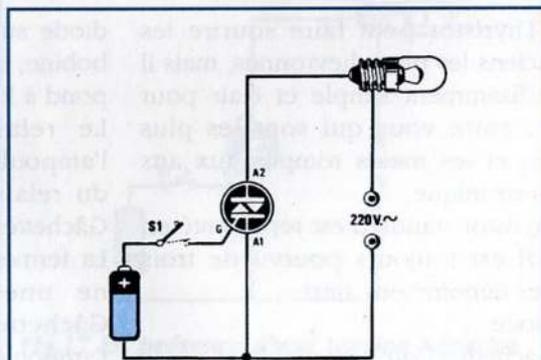


Fig.29 Cependant, l'ampoule s'éteint à chaque ouverture de l'interrupteur S1.

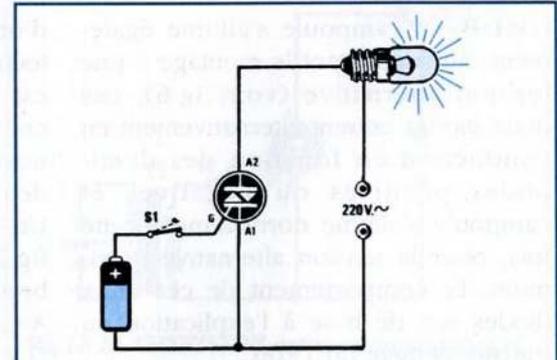
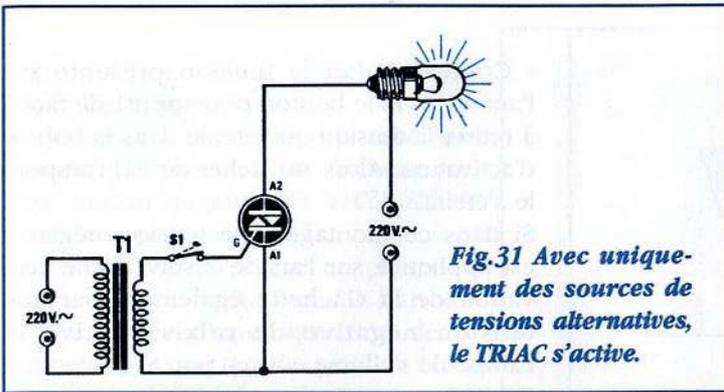
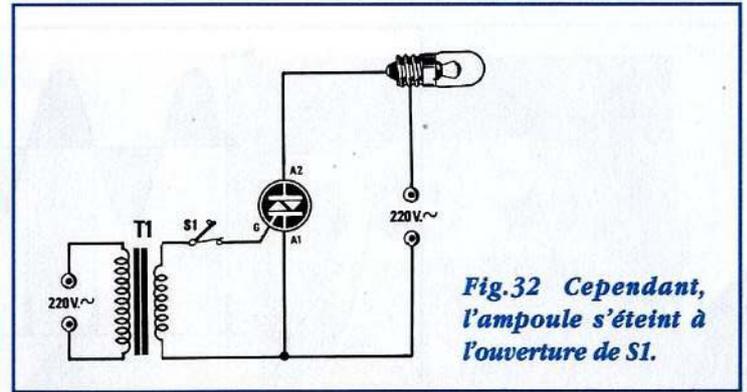


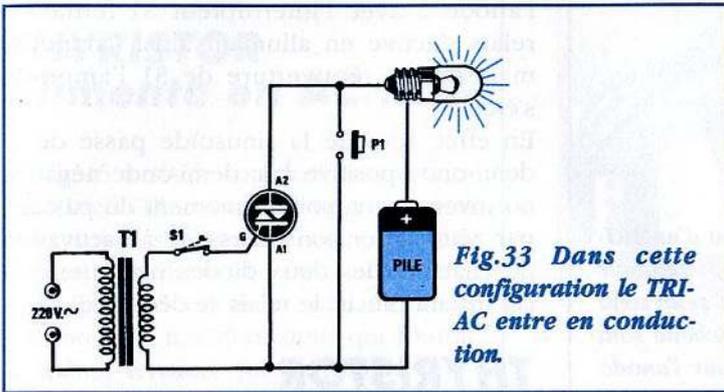
Fig.30 En présence d'une tension alternative sur le circuit principal, et d'une tension continue positive sur le circuit de gâchette, le TRIAC entre en conduction.



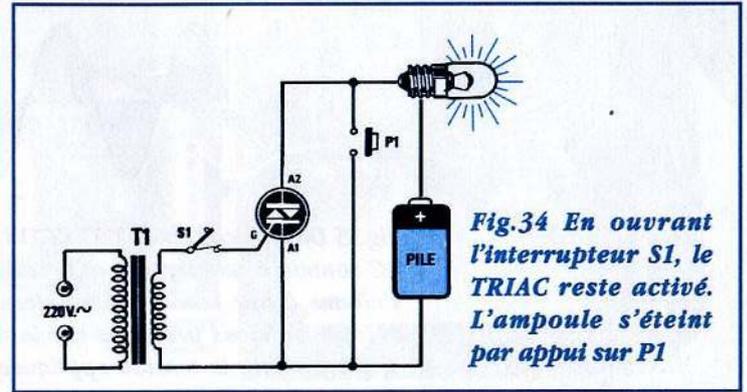
**Fig.31** Avec uniquement des sources de tensions alternatives, le TRIAC s'active.



**Fig.32** Cependant, l'ampoule s'éteint à l'ouverture de S1.



**Fig.33** Dans cette configuration le TRIAC entre en conduction.



**Fig.34** En ouvrant l'interrupteur S1, le TRIAC reste activé. L'ampoule s'éteint par appui sur P1

Deux solutions existent pour désactiver le relais et éteindre ainsi l'ampoule :

- Déconnecter l'alimentation de façon à retirer la tension secondaire de maintien de la bobine.
- Court-circuiter la tension présente aux bornes de la bobine avec le poussoir P1 de façon à provoquer l'ouverture des contacts du relais. Ensuite, dès que P1 est relâché l'ampoule s'éteint.

Quand l'anode et la Gâchette de ce montage reçoivent une tension négative, le relais ne peut jamais coller.

En présence d'une tension alternative sur l'anode, le relais se comporte différemment.

En fermant l'interrupteur S1, le relais s'active en allumant l'ampoule, mais dès l'ouverture de cet interrupteur l'ampoule s'éteint.

La raison pour laquelle le relais se désactive à l'ouverture de l'interrupteur est très simple. En maintenant S1 fermé, les demi-ondes positives peuvent traverser la diode DS1 en activant ainsi le relais. Dès l'ouverture de S1, les demi-ondes négatives ne peuvent plus passer à travers la diode DS1. Il manque alors à la bobine la tension d'activation et l'ampoule s'éteint.

## TRIAC ELEMENTAIRE.....

Un TRIAC est représenté Fig.3. Il comporte trois broches ainsi référencées :

A2 = Anode 2

G = Gâchette (Gate)

A1 = Anode 1

A la différence du THYRISTOR, l'étude du comportement du TRIAC nécessite la présence de deux diodes tête bêche sur l'anode 2, et deux autres diodes également tête bêche sur la broche Gâchette (voir fig.8) ce qui motive la modification du schéma précédent. On peut d'ores et déjà comparer le TRIAC à un thyristor bidirectionnel.

Cette fois, il n'est plus nécessaire de se préoccuper de la polarité. En effet, quelle que soit la polarité, une des deux diodes conduit, soit DS1/A, soit DS1/B.

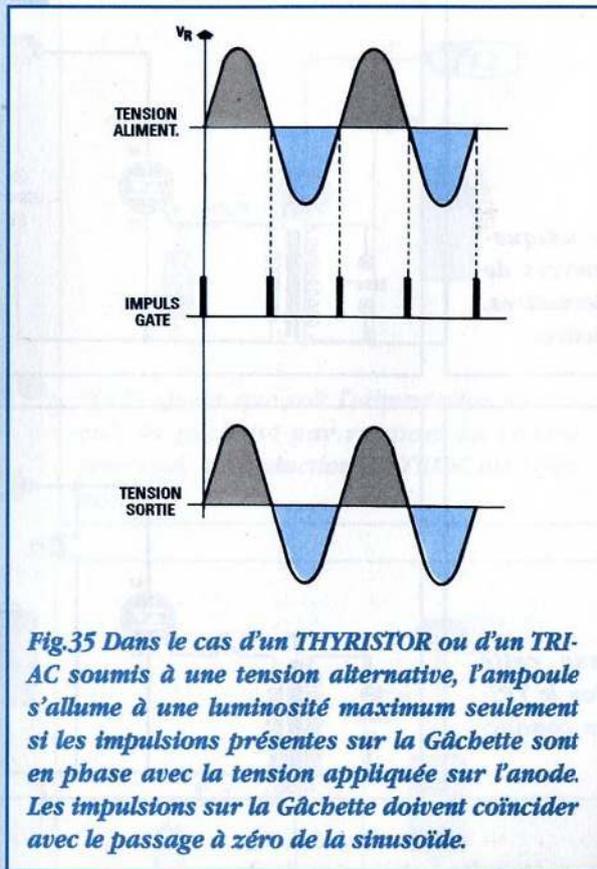
Il en va de même pour la Gâchette, car si la tension d'activation est positive la diode DS2/A conduit. Dans le cas contraire, c'est la diode DS2/B qui conduit.

En présence d'une tension continue sur ce relais qui simule un TRIAC et avec la fermeture de l'interrupteur S1, le relais s'active provoquant alors l'allumage de l'ampoule.

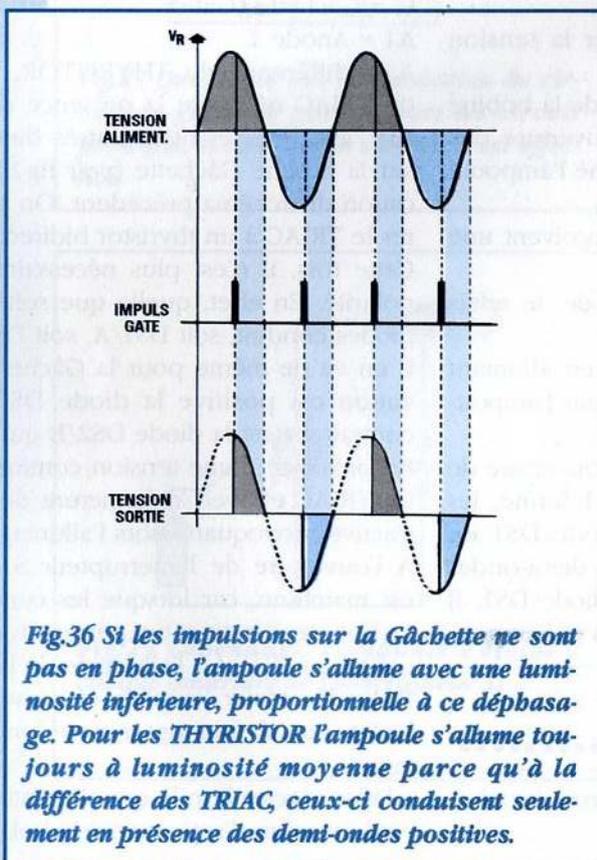
A l'ouverture de l'interrupteur S1, l'allumage de l'ampoule est maintenu, car lorsque les contacts du relais se ferment, la bobine d'activation permet toujours la circulation d'un courant suffisant à l'allumage de l'ampoule.

Pour désactiver le relais et provoquer ainsi l'extinction de l'ampoule, il faut opter pour une des deux solutions suivantes :

- Déconnecter la pile qui alimente l'anode 2 de façon à retirer la tension d'activation à la bobine.



**Fig.35** Dans le cas d'un THYRISTOR ou d'un TRIAC soumis à une tension alternative, l'ampoule s'allume à une luminosité maximum seulement si les impulsions présentes sur la Gâchette sont en phase avec la tension appliquée sur l'anode. Les impulsions sur la Gâchette doivent coïncider avec le passage à zéro de la sinusoïde.



**Fig.36** Si les impulsions sur la Gâchette ne sont pas en phase, l'ampoule s'allume avec une luminosité inférieure, proportionnelle à ce déphasage. Pour les THYRISTOR l'ampoule s'allume toujours à luminosité moyenne parce qu'à la différence des TRIAC, ceux-ci conduisent seulement en présence des demi-ondes positives.

- Court-circuiter la tension présente sur l'anode 2 via le bouton-poussoir P1 de façon à retirer la tension qui circule dans la bobine d'activation. Alors, au lâcher de P1, l'ampoule s'éteint.

Si dans ce montage, une tension négative est appliquée sur l'anode 2 suivi d'une activation de la Gâchette également par une tension négative, le relais s'active et l'ampoule s'allume.

En présence d'une tension négative sur l'anode 2 avec l'interrupteur S1 fermé, le relais s'active en allumant ainsi l'ampoule mais dès la réouverture de S1 l'ampoule s'éteint.

En effet, lorsque la sinusoïde passe de la demi-onde positive à la demi-onde négative ou inversement, soit au moment du passage par zéro, la tension nécessaire à l'activation de chacune des deux diodes manque, et à cet instant précis, le relais se désactive.

## THYRISTOR alimenté en CC.....

Les Thyristors acceptent entre anode et cathode des tensions très élevées, soit 100-400-600-900 volts mais il peuvent fonctionner également avec des tensions considérablement inférieures, par exemple, 8 - 10 - 15 volts. Parmi les caractéristiques de chaque THYRISTOR, en plus de la tension maximum de travail, figure toujours le courant maximum qui peut s'écouler entre anode et cathode, soit 3 - 6 - 8 - 10 ampères.

Concernant la Gâchette, le courant minimum d'activation est normalement indiqué, courant qui peut prendre une valeur entre 5 et 15 mA pour les thyristors les plus sensibles et entre 30 et 50 mA pour les moins sensibles.

La tension d'activation de la Gâchette peut varier d'un minimum de 0,8 volt à un maximum de 2 - 2,5 volts.

Le fonctionnement d'un THYRISTOR alimenté sur l'anode par une tension positive et activé sur la Gâchette par une tension positive également est reproduit en fig.9-10-11.

En fermant l'interrupteur S1, le Thyristor s'active en allumant l'ampoule (voir fig.9). A l'ouverture de S1, constater que l'ampoule

reste allumée (voir fig.10). Pour l'éteindre, appuyer sur P1.

En présence d'une tension positive sur l'anode et activation de la Gâchette par une tension négative, le THYRISTOR ne s'active pas (voir fig.12).

Le résultat est identique en présence d'une tension négative sur l'anode accompagnée d'une activation de la Gâchette par une tension positive (voir fig.13) ou négative (voir fig.14).

## THYRISTOR alimenté en AC.....

En fig.15 à 19, le fonctionnement d'un THYRISTOR recevant une tension alternative sur l'anode est présenté, tension à prélever directement du secteur 220 volts ou du secondaire basse tension d'un transformateur qui fournit la même tension que l'ampoule utilisée.

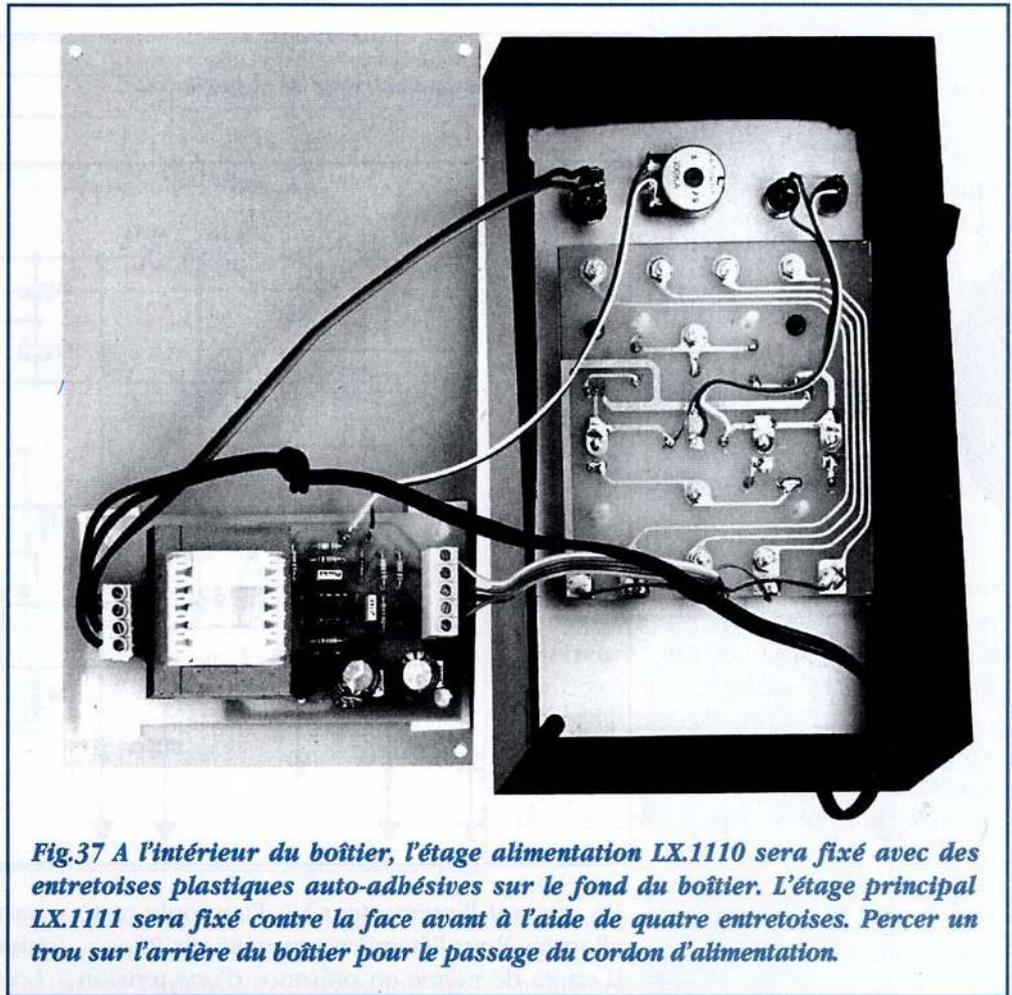
Avec la Gâchette activée par une tension continue positive, le Thyristor s'active en faisant allumer l'ampoule si l'interrupteur S1 est fermé (voir fig.15). Dès l'ouverture de l'interrupteur S1 l'ampoule s'éteint. En effet, quand la demi-onde alternative appliquée sur l'anode passe de la demi-onde positive à demi-onde négative, le Thyristor se désactive.

Lorsque la Gâchette est activée par une tension continue négative, le Thyristor ne s'active pas et l'ampoule reste éteinte (voir fig.17).

La Gâchette activée par une tension alternative (2-2,5 volts maximum) avec fermeture de l'interrupteur S1 (voir fig.18), l'ampoule s'allume en présence des demi-ondes positives, mais dès l'ouverture de S1 l'ampoule s'éteint (voir fig.19).

Lors de l'activation de la Gâchette par une tension alternative, avec présence sur l'anode d'une tension continue positive, les conditions suivantes sont obtenues :

En fermant S1 le THYRISTOR s'active en allumant l'ampoule (voir fig.20).



*Fig.37 A l'intérieur du boîtier, l'étage alimentation LX.1110 sera fixé avec des entretoises plastiques auto-adhésives sur le fond du boîtier. L'étage principal LX.1111 sera fixé contre la face avant à l'aide de quatre entretoises. Percer un trou sur l'arrière du boîtier pour le passage du cordon d'alimentation.*

En ouvrant S1 l'ampoule reste allumée (voir fig.21).

Un appui sur P1 désactive le thyristor.

## TRIAC alimenté en CC.....

Les TRIAC acceptent entre anode 2 et anode 1 des tensions très élevées, soit 100-400-600-900 volts, et comme pour les THYRISTOR, ce composant est également capable de fonctionner avec des tensions inférieures de l'ordre de 8-10-15 volts.

Généralement, le courant maximum accepté entre anode 2 et anode 1, de l'ordre de 3-6-8-10 ampères suivant les modèles est toujours reporté parmi les caractéristiques du composant.

Concernant la Gâchette, le courant minimum d'activation est normalement

indiqué. Il peut prendre pour valeur entre 5 et 15 mA pour les TRIAC les plus sensibles et entre 30 à 50 mA pour les modèles les moins sensibles. La tension d'activation de la Gâchette peut varier de 0,8 volt à 2-2,5 volts maximum.

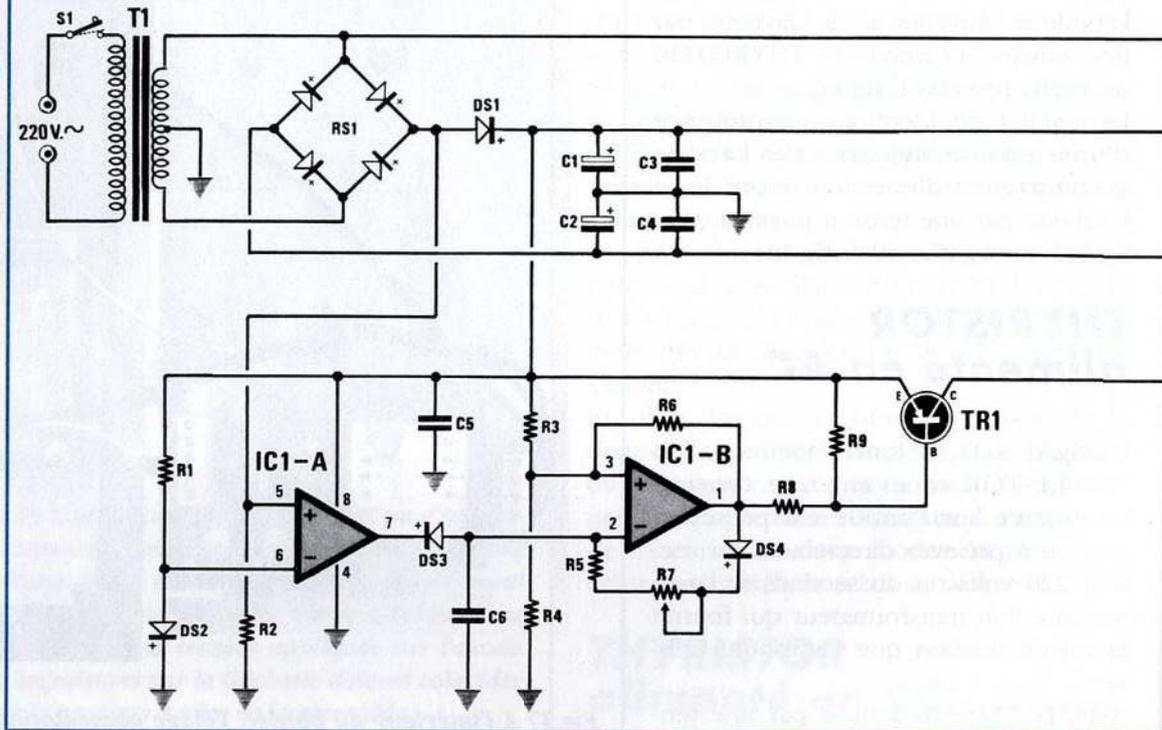
En fig.22-24 est reproduit le fonctionnement d'un TRIAC alimenté sur l'anode 2 par une tension positive et activé sur la Gâchette par une tension également positive.

A la fermeture de l'interrupteur S1, le TRIAC s'active et l'ampoule s'allume (voir Fig.22). A l'ouverture de S1, l'ampoule reste allumée (voir Fig.23).

Eteindre l'ampoule à l'aide de P1.

En présence d'une tension positive sur l'anode 2 et en cas d'activation de la Gâchette par une tension négative, le TRIAC s'active également et l'ampoule s'allume (voir fig.25).

Fig.38 Schéma électrique de la platine test.



En ouvrant l'interrupteur S1, l'ampoule reste allumée. Pour l'éteindre, appuyer sur P1.

Il en va de même en présence d'une tension négative sur l'anode 2 et activation de la Gâchette par une tension positive (voir fig.26) ou négative (voir fig.27).

### TRIAC alimenté en AC.

En fig.28-32 est représenté le fonctionnement d'un TRIAC avec une tension alternative, appliquée sur l'anode 2, tension à prélever directement du secteur 220 volts ou du secondaire basse tension d'un transforma-

teur en utilisant une ampoule de voltage identique.

Lorsque la Gâchette est activée par une tension continue négative, en fermant l'interrupteur S1, le TRIAC s'active, provoquant l'allumage de l'ampoule (voir fig.28).

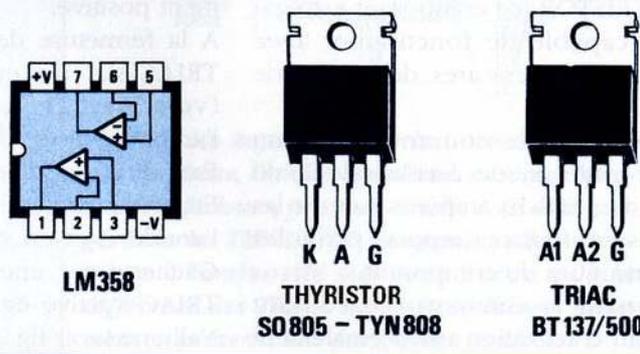
Dès l'ouverture de l'interrupteur S1, l'ampoule s'éteint. En effet, quand la sinusoïde appliquée sur l'anode2 passe par zéro, soit de la demi-onde positive à la demi-onde négative, le TRIAC se désactive (voir fig.29).

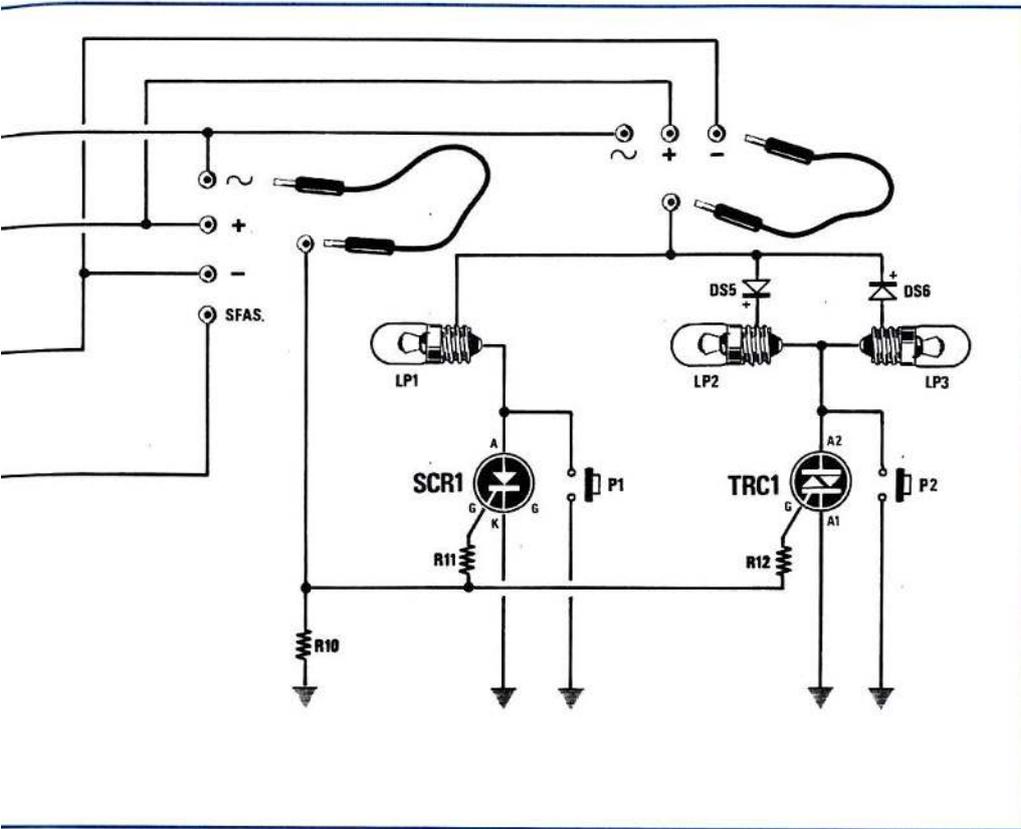
La Gâchette soumise cette fois à une tension continue positive, le TRIAC s'active provoquant l'allumage de l'ampoule (voir Fig.30). Pour l'éteindre, ouvrir l'interrupteur S1.

La Gâchette d'un TRIAC s'active aussi en présence d'une tension alternative de 2-2,5 volts maximum sur cette broche (voir fig.31-32).

La fermeture de l'interrupteur S1 (voir fig.31) entraîne l'allumage de l'ampoule, mais dès l'ouverture de S1, l'ampoule s'éteint aussitôt. Au moment du passage à zéro de la tension alternative sur l'anode 2, il se trouve pendant un laps de temps très court une tension de 0 volt qui suffit à la désactivation du TRIAC.

Fig.39 Brochages vus de dessus du circuit intégré LM.358 et des THYRISTOR et TRIAC utilisés dans ce montage.





Lors de l'activation de la Gâchette par une tension alternative, alors que l'anode 2 se voit appliquer une tension continue (voir fig.33), dès la fermeture de S1, le TRIAC s'active et l'ampoule s'allume. A l'ouverture, l'ampoule reste allumée (voir Fig.34).

Désactiver le TRIAC à l'aide de P1.

## REDUIRE LA TENSION AC EN SORTIE.....

Etant donné que THYRISTOR et TRIAC alimentés par une tension alternative se désactivent automatiquement au passage à zéro de la sinusoïde, il est possible de réduire la valeur de la tension qui alimente l'ampoule en appliquant sur la Gâchette une tension déphasée par rapport à celle appliquée sur l'anode 2.

Si à chaque passage de la sinusoïde sur 0 volt, est envoyée une impulsion d'activation sur la Gâchette, l'ampoule

reçoit une tension identique à celle d'alimentation (voir Fig.35).

Au cas où l'impulsion d'activation arrive en retard, soit à la demi-onde par exemple (voir fig.36) le Thyristor ou TRIAC fournit à l'ampoule la moitié de la tension d'alimentation.

Si le retard d'activation est modifié de 1/4 ou 3/4 par rapport au 0 de la sinusoïde appliquée sur l'anode 2, l'ampoule reçoit une tension réduite de 1/4 ou 3/4 par rapport à la tension d'alimentation.

## 4 QUADRANTS.....

Intéressons-nous aux 4 quadrants qui exposent dans un diagramme de caractéristiques le comportement d'un composant.

**1° quadrant** = Un TRIAC travaille sur le premier quadrant quand l'anode 2 et la Gâchette sont soumises à une tension positive (voir Fig.44). Par exemple un TRIAC qui travaille sur ce quadrant peut nécessiter sur la Gâchette une

tension d'activation d'environ 0,8 volt et un courant de 12 milliampères.

**2° Quadrant** = En présence d'une tension positive sur l'anode 2 et d'une tension négative pour l'activation de la Gâchette, le TRIAC travaille sur le 2° quadrant (voir Fig.44). Le même TRIAC qui travaille sur ce quadrant peut nécessiter sur la Gâchette une tension de 0,8 volt environ et un courant de 6 milliampères.

**3° quadrant** = L'anode 2 et la Gâchette reçoivent une tension négative (voir Fig.44). Le TRIAC travaille alors sur le 3° quadrant.

En utilisant le même TRIAC, noter que son activation nécessite une tension inférieure, soit environ 0,1 volt, mais un courant de l'ordre de 28 milliampères sur la Gâchette.

**4° quadrant** = L'anode 2 est en présence d'une tension négative tandis que la Gâchette reçoit une tension positive, le TRIAC travaille sur le 4° quadrant (voir Fig.44). Dans cette configuration, l'activation du même TRIAC impose une tension de 1 volt et un courant de 14 milliampères sur la Gâchette.

La connaissance des caractéristiques propres à chacun des différents quadrants est utile pour des applications particulières et pour faire travailler le TRIAC exclusivement en continu.

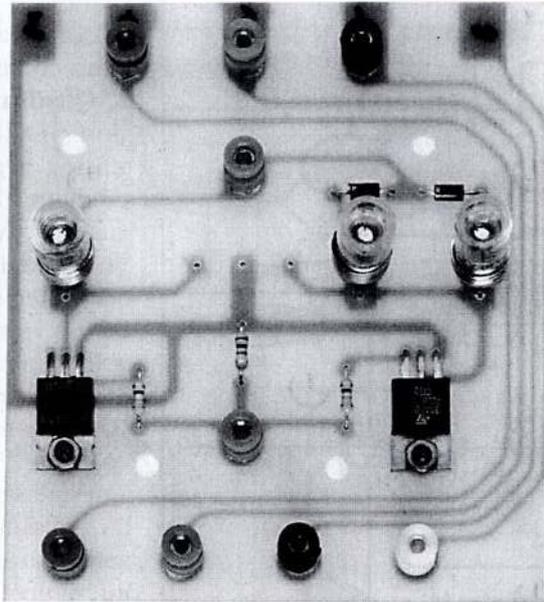
Avec des tensions alternatives, le TRIAC utilise les quatre quadrants et il faut alors prendre ces valeurs de tension et courant d'activation comme maximales.

## SCHEMA ELECTRIQUE.....

La platine test décrite maintenant permet d'étudier le comportement d'une charge, qui dans notre cas est constituée par des ampoules à filament classiques.

Sur l'anode du Thyristor (voir Fig.38) est reliée une seule ampoule tandis que l'anode 2 du TRIAC reçoit deux ampoules, chacune d'elles étant suivie

**Fig.40** Présentation de la platine LX.1111, composants montés.

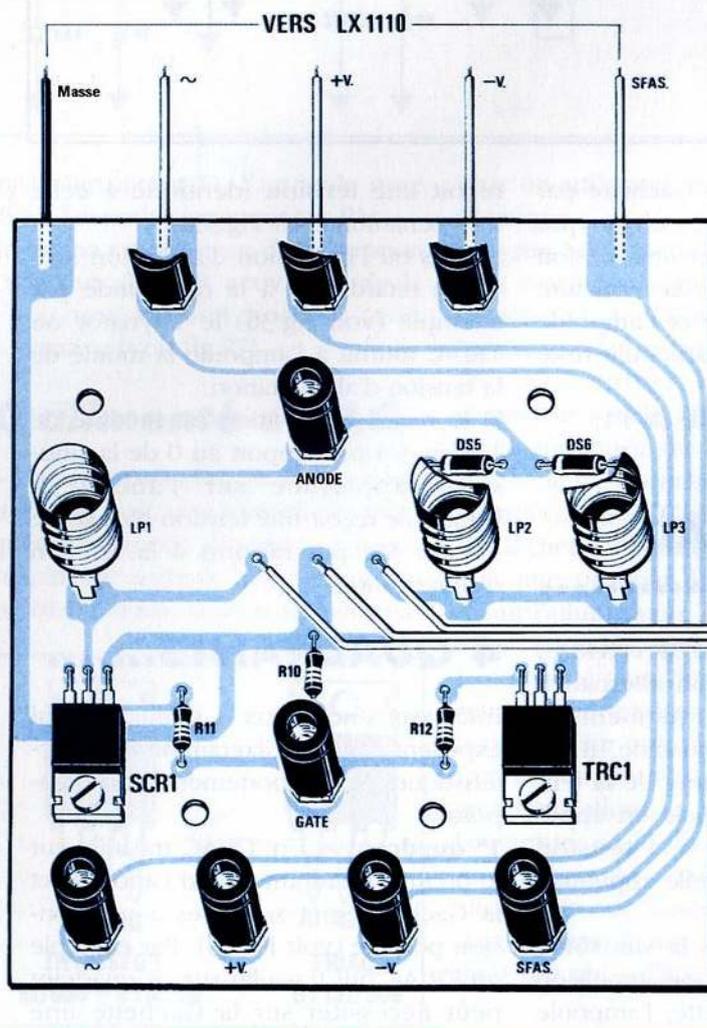


d'une diode silicium disposées en opposition l'une part rapport à l'autre.

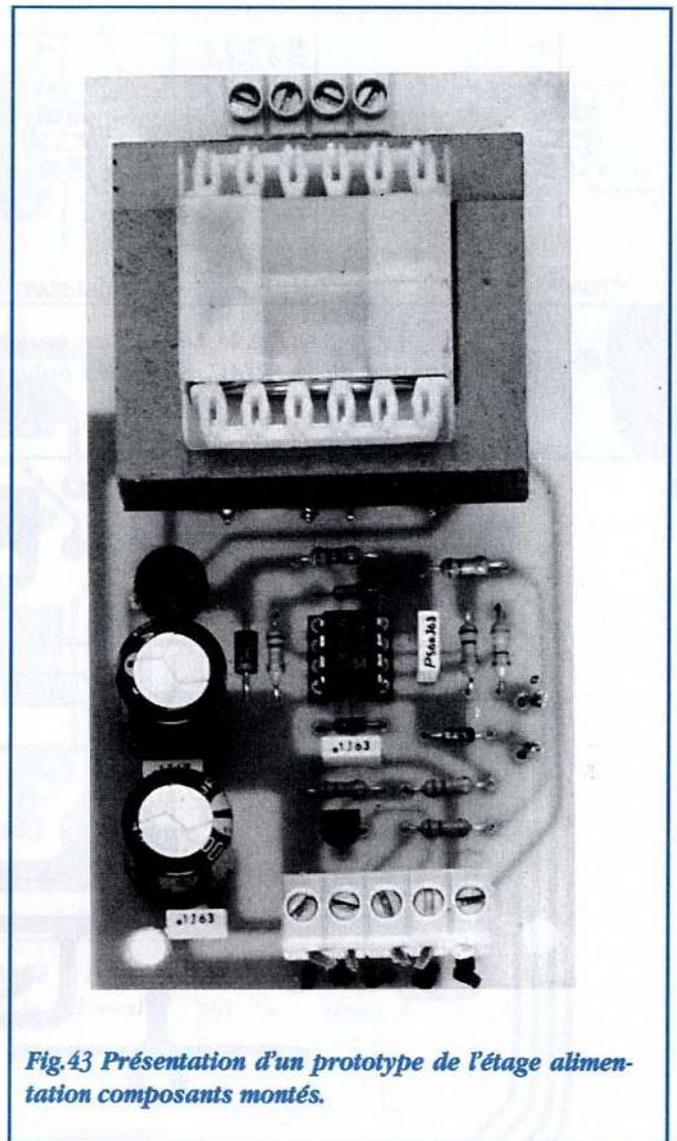
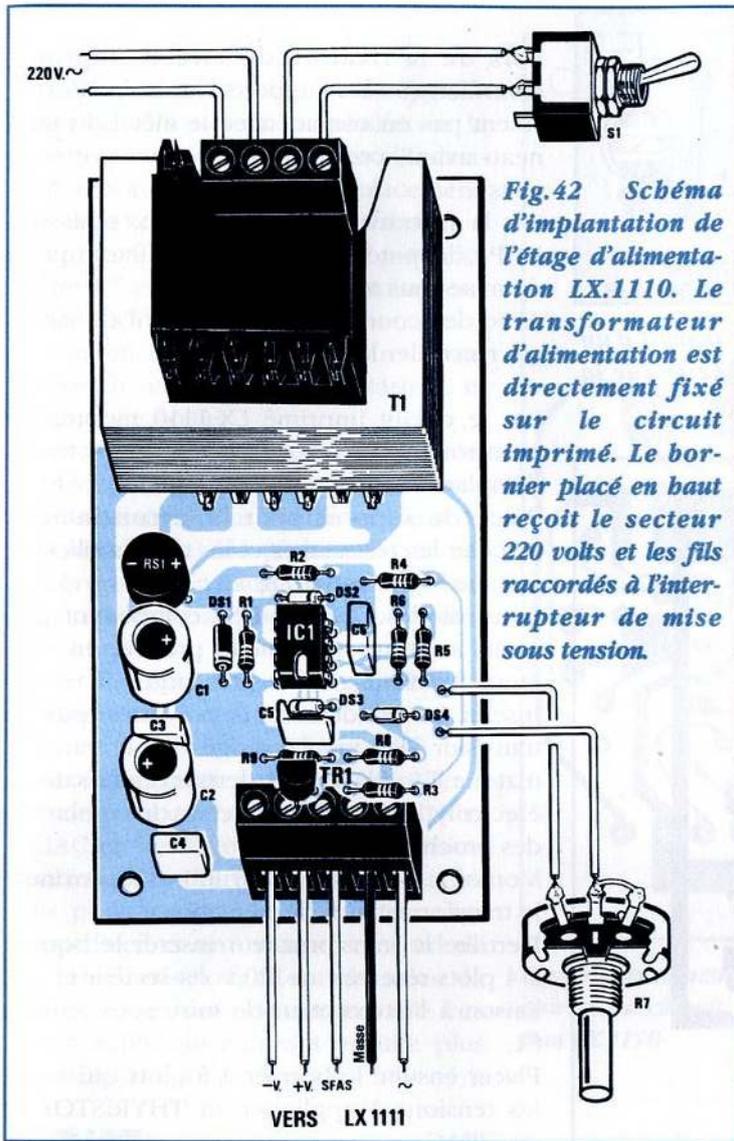
La raison justifiant ce choix est très simple. Le Thyristor peut conduire seulement avec une polarité positive, et le TRIAC lui, peut conduire avec une polarité positive et négative. Aussi en visualisant laquelle des deux ampoules est allumée, il est alors facile de déterminer si le TRIAC travaille avec la polarité positive ou négative.

Lorsque le TRIAC est alimenté par une tension alternative, les deux ampoules s'allument avec une luminosité diminuée de moitié.

Les Gâchettes du THYRISTOR et du TRIAC, reliées entre elles via les résistances R11-R12 peuvent être activées en reliant la fiche banane sur l'une des quatre prises indiquées



**Fig.41** Schéma d'implantation de la platine LX.1111. Cinq fils rejoignent l'étage d'alimentation. Les deux poussoirs Test THYRISTOR et TRIAC seront fixés sur la face supérieure du boîtier.



“alternatif - positif - négatif - déphasé”. Ainsi, il est possible de visualiser simultanément les différences qui existent entre un THYRISTOR et un TRIAC.

Les ampoules reliées sur les anodes de ces deux semi-conducteurs peuvent être alimentées en branchant la fiche banane sur l'une des trois prises indiquées “alternatif-négatif-positif” de façon à déterminer laquelle de ces différentes conditions d'alimentation établit l'allumage des ampoules.

Les deux amplificateurs opérationnels IC1/A-IC1/B opèrent le déphasage de la tension d'activation des Gâchettes quand les anodes du THYRISTOR et du TRIAC sont alimentées par une tension alternative.

En agissant sur la course du potentiomètre R7, des impulsions d'activation retardées (voir fig.36) par rapport à la sinusoïde qui alimente les anodes sont envoyées sur les Gâchettes. Noter ainsi que la luminosité de l'ampoule

s'abaisse graduellement, car la tension d'alimentation diminue.

## REALISATION PRATIQUE.....

Pour réaliser ce montage utiliser les deux circuits imprimés référence LX.1110 et LX.1111 (voir fig.45-46).

Sur le circuit imprimé LX.1111 monter les trois résistances et les deux diodes DS5-DS6 bague blanche orientée vers la gauche.

Appliquer sur le côté droit, en position horizontale, le TRIAC portant la référence BT.137/500 ou BTA.10/700, et sur le côté gauche, souder le Thyristor (S0.805 ou TYN.808).

Les corps métalliques de ces deux composants sont bloqués sur le circuit imprimé à l'aide de deux vis plus écrou.

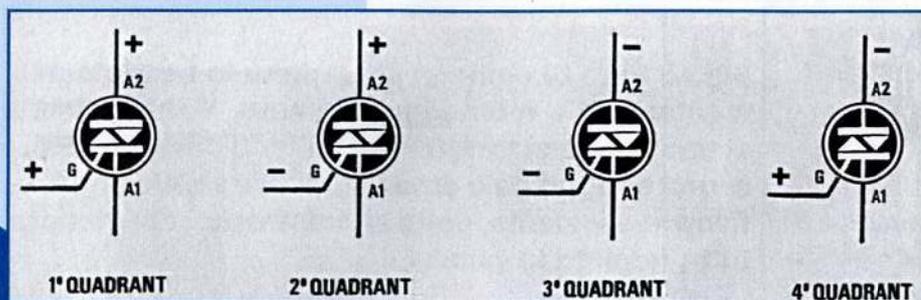


Fig.44 Les quatre quadrants de travail d'un TRIAC. Noter les polarités sur A2 et sur la Gâchette.

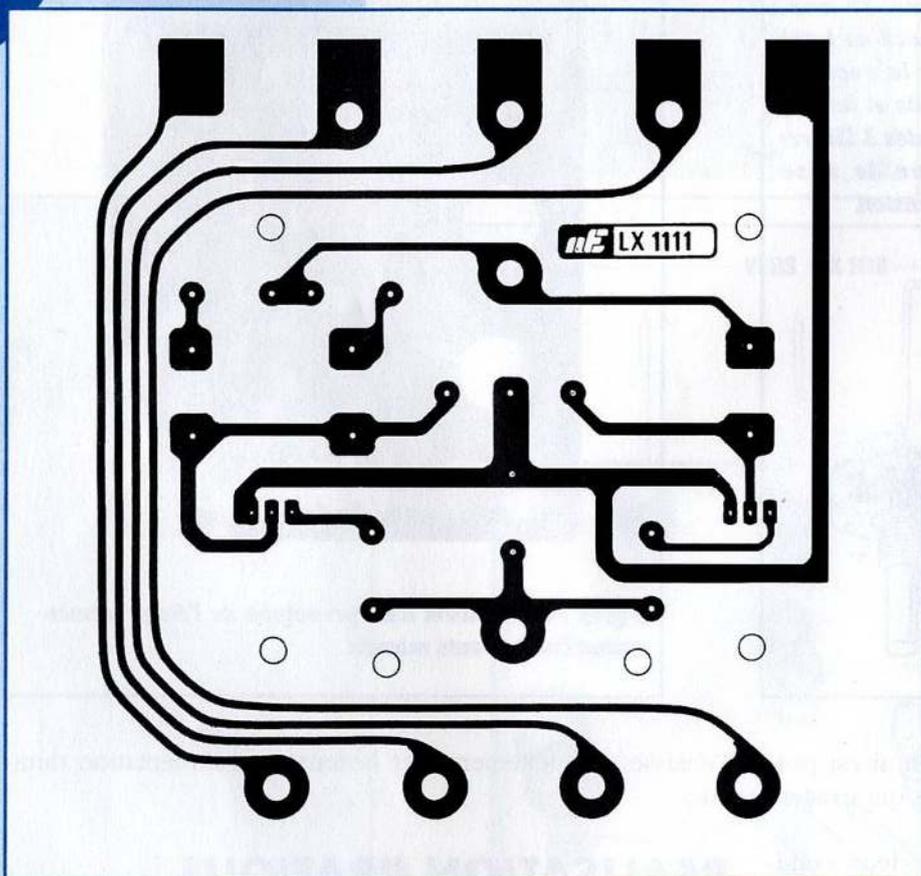


Fig.45 Reproduction à l'échelle 1 du circuit imprimé LX.1111 vu du côté cuivre.

Fixer ensuite les 9 prises destinées à délivrer la tension aux anodes et aux gâchettes.  
Fixer ensuite les trois supports d'ampoule sur le circuit imprimé.  
Installer les quatre axes des entretoises plastiques les plus grandes, retirer la protection et fixer l'ensemble contre la plaque métallique (voir Fig.37).

Lors de la fixation du circuit imprimé, contrôler que les supports des ampoules ne soient pas en contact avec le métal du panneau avant, ceci pour éviter les courts-circuits.

Sur la face avant, fixer les deux poussoirs P1-P2, le potentiomètre R7 et l'interrupteur de mise sous tension S1.

Avec des courtes longueurs de fil de câblage, raccorder les deux poussoirs.

Sur le circuit imprimé LX.1110 monter les composants conformément au schéma d'implantation reproduit en Fig.42.

Placer le support pour le circuit intégré. Installer les résistances et les diodes silicium, comme le précise la Fig.42.

Si les diodes DS2-DS3-DS4 comportent plusieurs anneaux de couleur, prendre en référence l'anneau jaune le plus large.

Insérer les condensateurs polyester, puis le transistor TR1, méplat dirigé vers le transformateur T1. Placer les deux condensateurs électrolytiques en respectant les polarités des broches.

Monter le pont redresseur RS1 et à proximité le transformateur d'alimentation.

Derrière le transformateur insérer le bornier à 4 plots réservés au 220 volts secteur et à la liaison à l'interrupteur de mise sous tension S1.

Placer ensuite le bornier à 5 plots qui reçoit les tensions à appliquer au THYRISTOR et au TRIAC.

Engager dans les trous du circuit imprimé les axes des quatre entretoises plastiques les plus courtes puis appliquer le tout contre le panneau arrière métallique du boîtier.

Raccorder au circuit imprimé principal, le bornier présent sur le circuit imprimé d'alimentation, par une longueur de fil en nappe ou par des fils de couleur.

Comme visible en Fig.42, ce bornier comprend dans l'ordre :

- = Tension négative
- = Tension positive
- = Tension déphasée
- = Masse
- = Tension alternative

Sur la platine LX.1111 (voir Fig.41) relier ces fils aux points placés sur le côté supérieur, en respectant l'indication reportée à chaque emplacement, soit **-V, +V, Sfas, Masse, Alternatif**.

Avec un fil double, relier le potentiomètre R7 et l'interrupteur de mise sous tension S1.

Percer ensuite le boîtier pour laisser passer le cordon d'alimentation, et refermer le boîtier.

Avec deux longueurs de fil souple, confectionner la paire de cordon banane nécessaires pour assurer les liaisons des anodes et des gâchettes vers les différentes tensions d'alimentation matérialisées par les prises présentes sur la façade.

Visser les trois ampoules de 12 volts dans leur supports.

Il ne reste maintenant qu'à procéder à l'étude comparative des THYRISTOR et TRIAC en les soumettant à une tension continue ou alternative. Ce montage, très pédagogique, permet d'un seul coup d'oeil et en un temps record de se familiariser facilement avec la logique de fonctionnement de ces composants qui n'auront ensuite plus aucun secret pour vous.

## COÛT DE REALISATION.....

Ensemble des composants nécessaires à la réalisation de l'étage d'alimentation LX.1110 (voir Fig.43) comprenant transformateur TN01.26, circuit intégré, transistor (sauf boîtier) aux environs de..... **119,00 F**

Ensemble des composants nécessaires à la réalisation de l'étage LX.1111 (voir Fig.41) comprenant THYRISTOR-TRIAC, ampoules avec supports, poussoirs, prises, et fiches (sauf boîtier) aux environs..... **159,00 F**

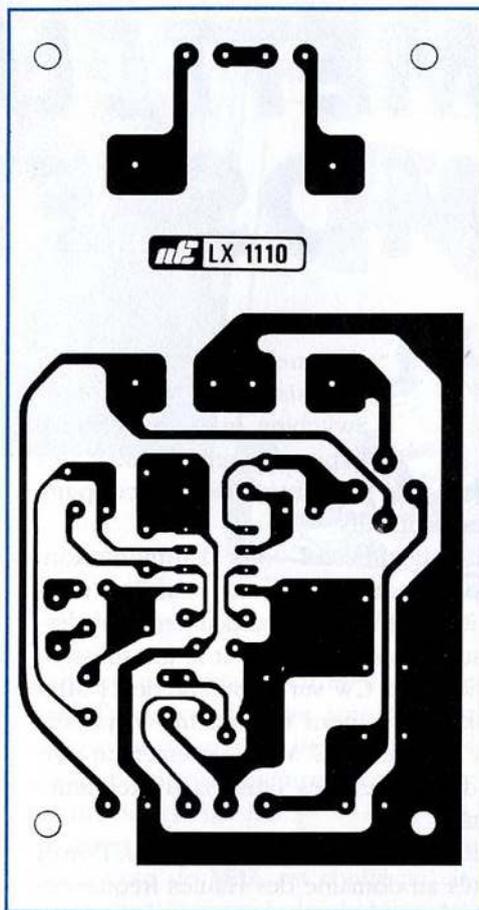


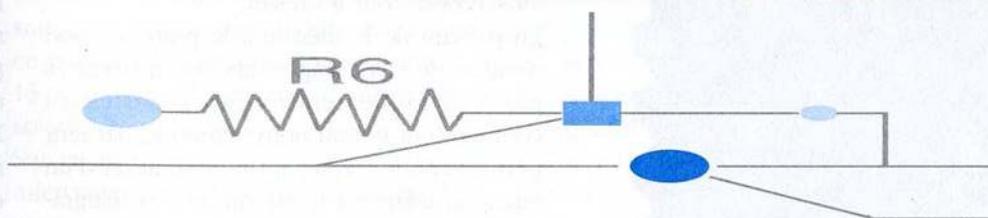
Fig.46 Reproduction à l'échelle 1, vue côté cuivre, du circuit imprimé de l'alimentation LX.1110.

Boîtier MO.1110 environ .....	<b>110,00 F</b>
Circuit imprimé LX.1110 environ .....	<b>39,00 F</b>
Circuit imprimé LX.1111 environ .....	<b>60,00 F</b>
Le kit complet, Comp.1111 aux environs de .....	<b>329,00 F</b>

## LISTE DES COMPOSANTS LX.1110/1111

R1	=	22 Kohms 1/4 watt
R2	=	1 Kohm 1/4 watt
R3	=	100 Kohms 1/4 watt
R4	=	100 Kohms 1/4 watt
R5	=	3 900 ohms 1/4 watt
R6	=	100 Kohms 1/4 watt
R7	=	100 Kohms pot.lin.
R8	=	22 Kohms 1/4 watt
R9	=	10 Kohms 1/4 watt
*R10	=	1 Kohm 1/4 watt
*R11	=	330 ohms 1/4 watt
*R12	=	330 ohms 1/4 watt
C1	=	1000 µF elec. 25 volts
C2	=	1000 µF elec. 25 volts
C3	=	100 nF polyester
C4	=	100 nF polyester
C5	=	100 nF polyester
C6	=	56 nF polyester
DS1	=	diode 1N4007
DS2	=	diode 1N4150
DS3	=	diode 1N4150
DS4	=	diode 1N4150
DS5	=	diode 1N4007
DS6	=	diode 1N4007
RS1	=	pont redresseur 100 V. 1A.
TR1	=	PNP type BC.328
*THYRISTOR1	=	type SO.805 ou TYN.808
*TRIAC1	=	type BT.137/500 ou BTA.10/700
IC1	=	LM.358
T1	=	transformateur 0 watts sec. 9+9V. 0,5 A. (TN01.26)
S1	=	interrupteur
*P1-P2	=	poussoirs
*LP1-LP3	=	ampoule 12 volts 3watts

Nota : les composants précédés d'un astérisque(\*) sont à monter sur le circuit imprimé LX.1111.



# EMETTEUR 21-27 MHz MOSFET de puissance

**C**et émetteur est doté de Transistor Mos/Power Switching que l'on retrouve habituellement au sein des alimentations à découpage ou des onduleurs.

Avec seulement 12 volts d'alimentation, une puissance de 10 watts peut être restituée à l'antenne. Plus particulièrement destiné aux radioamateurs pour la transmission en Phonie ou CW sur la gamme de 21 MHz et aux cibistes pour transmettre en phonie sur la gamme de 27 MHz, cet émetteur permet d'effectuer des liaisons d'excellente qualité.

La plupart des transistors ou Mos/Power adaptés au domaine des Hautes fréquences (HF) affichent généralement un prix assez élevé. D'autre part, la fragilité de ces composants spécifiques réclame un luxe de précautions qui rend ces composants difficilement intégrables dans une réalisation amateur.

Aussi, la recherche de transistor de puissance de coût abordable et de moindre fragilité nous a conduit vers des Mos/Power Switching et BF considérablement meilleur marché qui, en théorie peuvent être utilisés en HF jusqu'à 30 MHz environ.

La possibilité de réalisation d'un émetteur capable de fournir en sortie une puissance efficace d'environ 10-12 watts sur 21-27-28 MHz exigeait alors de monter les Mos/Power pour les tester.

En passant de la théorie à la pratique, bon nombre de ces composants ont été écartés par leur faible rendement. D'autres au contraire ont retenu notre attention par leur performances permettant la réalisation d'un émetteur adapté à la phonie et à la télégraphie.

Le Mos/Power référence IRF.624 sélectionné pour cet émetteur provient de International Rectifier. Ses caractéristiques sont les suivantes :

**Volt Drain/Source.....250 volts**  
**Drain courant .....2,4 ampères**  
**Capacité Entrée.....340 pF**  
**Capacité Sortie .....110 pF**  
**RDS/ON .....1,1 ohm**  
**Max. Fréquence .....30 MHz**

Un émetteur monté par notre service technique a été confié à des OM locaux pour le tester sur la gamme de 21 MHz en CW ce qui nous a valu quelques cartes QSL validant les QSO (contacts) effectués.

Cet émetteur utilise un oscillateur à quartz, aussi le changement de la fréquence de transmission s'effectuera par commutation de plusieurs quartz de façon à les commuter tour à tour sur le canal choisi.

Pour les OM désireux d'établir des QRP aussi bien en phonie qu'en CW sur la gamme des 21 MHz, un quartz de 21 100 est prévu pour le CW et un quartz de 21 200 pour la phonie.

## SCHEMA ELECTRIQUE

Reproduit en fig.1, le schéma électrique de l'émetteur n'est pas très complexe.

Pour sa description, partons du transistor TR2, un 2N.2222 utilisé comme étage oscillateur.

Les deux quartz reliés entre la Base et la masse et sélectionnés par l'inverseur S2 permettent de transmettre sur deux fréquences différentes, par exemple 21.100 ou 21.200 pour les fréquences réservées aux radioamateurs ou sur 27.125 ou 27.135 qui correspondent respectivement aux canaux 14 et 15.

L'utilisation de transistor MOSFET de puissance, en étage de sortie de cet émetteur de puissance, constitue une alternative intéressante et quelques peu inhabituelle dans le domaine des montages Radio où la présence de transistors de puissance s'accompagne d'habitude d'un surcoût important.

# MHZ à sance...

L'enroulement primaire, placé à l'intérieur de la MF1 et appliqué sur le collecteur de ce transistor, sert pour s'accorder sur la gamme de 21 ou 27 MHz en ajustant simplement le noyau de la self.

De l'enroulement secondaire de ce transformateur Moyenne Fréquence (MF), le signal radiofréquence (RF) est transféré sur le Gate du premier Mos/Power MP1, pour subir une amplification en puissance.

Le condensateur variable C8 et la bobine L1 composée du noyau torique T50-6 (Jaune-Gris) servent pour adapter l'impédance de sortie de l'enroulement secondaire de la MF1 avec l'impédance d'entrée du Mos/Power.

Le signal amplifié par ce Mos/Power, au lieu d'être prélevé de son Drain comme à l'accoutumé, est prélevé sur la Source pour les raisons suivantes :

- Le signal en sortie présente une faible impédance, par conséquent le risque d'auto oscillations est réduit au minimum.

- La haute fréquence n'étant pas prélevée sur le Drain, aucun effet, lié aux capacités parasites ajoutées par la présence du radiateur de refroidissement, n'est à redouter pour l'accord de cet étage.

- Le radiateur raccordé à la masse par un condensateur de découplage ne rayonne pas et ne peut influencer l'étage oscillateur.

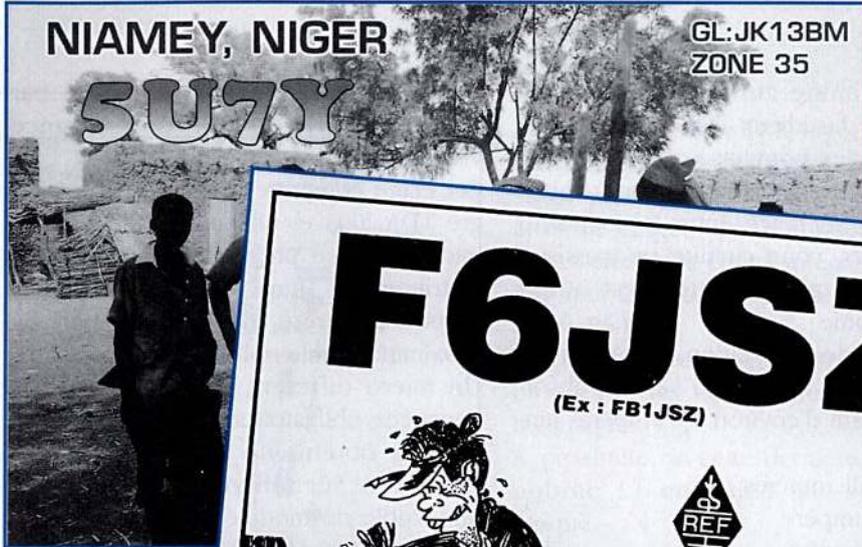
- En déconnectant l'antenne de l'émetteur en cours de fonctionnement, tout risque d'endommager l'ampli de puissance est évité.

Le premier étage amplificateur (voir MP1) est déjà en mesure de délivrer en sortie environ 3 - 3,5 watts. Cette puis-

NIAMEY, NIGER

5U7Y

GL:JK13BM  
ZONE 35



# F6JSZ

(Ex : FB1JSZ)



Mark A. Kentell  
10, av. Lucien Sampeix  
19000 Tulle - France

sance, encore insuffisante, nécessite l'ajout d'un second étage amplificateur composé de deux Mos/Power IRF.624 identiques supplémentaires (voir MP2) pour atteindre le but fixé.

Le transfert du signal HF de la Source de MP1 au Gate de MP2, est confié au circuit d'accord, composé des bobines L2-L3 confectionnées sur un noyau torique T80-6 (Jaune-Gris) accordables en phase de réglage par le condensateur variable C14.

Dans ce dernier étage final de puissance, le signal HF est également prélevé sur la Source. Par l'intermédiaire du montage d'accord, composé par les deux bobines L4-L5, confectionnées sur le noyau torique T80-6, et par le condensateur variable C21, il est possible d'adapter précisément l'impédance de sortie sur 52 ohms, impédance du câble coaxial utilisé pour transférer le signal sur l'antenne.

Le montage peut délivrer une puissance d'environ 10 watts avec une alimentation sous une tension de 12 volts, la puissance pouvant légèrement être augmentée à 15 watts dans le cas d'une alimentation sous 15-16 volts.

Sur la prise de sortie, le vumètre de 100 microampères est destiné au réglage et pour contrôler si l'antenne appliquée sur

la sortie de l'émetteur est parfaitement accordée sur la gamme de fréquence choisie pour transmettre (21 ou 27 MHz). La transmission en phonie exige un transformateur de modulation relié à un amplificateur de puissance BF, capable de distribuer environ 12 watts (voir fig.2), cet élément étant placé en série dans la ligne d'alimentation du Mos/Power MP2 (voir brochures P2).

Dans le cas d'une utilisation réservée à la télégraphie, ce transformateur est inutile et il suffit de court-circuiter les deux brochures P2.

Le fonctionnement correct des deux Mos/Power nécessite une polarisation précise de leur Gate par une tension d'environ +4 volts. A cette fin, le montage comprend un circuit intégré régulateur  $\mu$ A.7805 (voir IC1) et deux ajustables R6 et R8.

Retournons à l'étage oscillateur. Le transistor TR1 (PNP type ZTX.753) appliqué en série sur le collecteur de TR2 sert exclusivement pour la transmission en télégraphie. L'entrée télégraphie est reliée entre la Base et la masse de ce transistor qui permet de commuter en tout ou rien, la tension à l'étage oscilla-

teur, et élimine automatiquement en émission le fastidieux clic d'ouverture et fermeture des contacts, caractéristique des commutations habituelles par relais. L'inverseur S1, placé entre le collecteur et l'émetteur, court-circuite ce transistor chaque fois que l'émetteur est utilisé pour la Phonie.

En absence de modulation, l'émetteur alimenté par une tension de 12 volts absorbe un courant d'environ 2,2 ampères ainsi réparti :

TR1 = 50 milliampères

MP1 = 0,9 ampère

MP2 = 1,6 ampère.....

En présence de modulation (consommation de l'étage final BF inclus), l'émetteur consomme environ 3,5 ampères. Il convient donc de choisir une alimentation capable de fournir un courant de 4 ampères et une tension comprise entre 12 et 15 volts.

**Important :** utiliser des condensateurs non selfiques en polycarbonate. Les condensateurs polyester normaux se perforeront rapidement provoquant des courts-circuits.

## ETAGE MODULATION.....

La transmission en phonie impose que le signal RF soit modulé par un signal BF de puissance analogue.

L'émetteur doit donc être complété par l'étage amplificateur BF de puissance visible en fig.2.

Cet étage comporte un seul circuit intégré TDA.2003 et une minuscule capsule microphonique préamplifiée, capable de distribuer un signal d'environ 50 millivolts crête/crête lorsque l'on parle à proximité du microphone.

Un micro différent et moins sensible devra être obligatoirement préamplifié de façon à obtenir un signal crête/crête d'environ 50 millivolts, sinon il est impossible de moduler à 100% le signal RF distribué par l'émetteur.

Avec un préamplificateur séparé, il convient d'exclure du montage la résistance R1 employée uniquement pour alimenter le transistor FET présent à l'intérieur du microphone préamplifié.

La partie la plus critique du montage concerne le transformateur de modulation T1, qui doit avoir un rapport spire primaire/secondaire de 1 à 3,25.

L'enroulement primaire composé de 40 spires est relié à la sortie de l'amplificateur BF. L'enroulement secondaire formé de 130 spires est relié à l'émetteur.

Introuvable dans le commerce, ce transformateur est donc à confectionner spécialement. Pour distinguer l'enroulement primaire du secondaire, noter que les deux broches du primaire sont plus rapprochées que celles du secondaire (voir fig.9). Pour l'enroulement secondaire, on

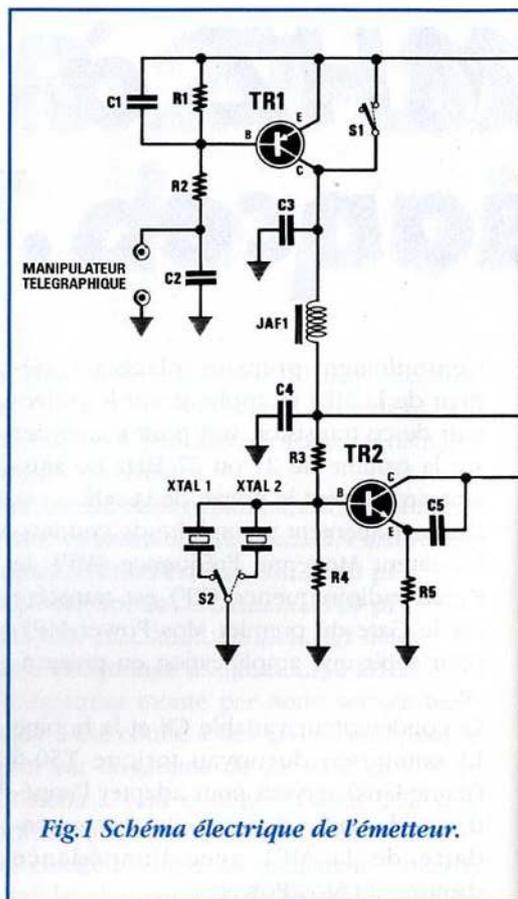


Fig.1 Schéma électrique de l'émetteur.

note également une résistance ohmique légèrement supérieure.

## REALISATION PRATIQUE LX.1021.

La réalisation de l'étage RF s'effectue sur un circuit imprimé double face à trous métallisés LX.1021.

Avant de placer les différents composants, il faut d'abord procéder à la confection des enroulements des 5 noyaux toriques.

Dans le tableau N.1 sont reportés suivant le type de noyau, le nombre de spires à enrouler en fonction de la fréquence de travail choisie, soit 21 MHz pour la bande radioamateur et 27 MHz pour la bande Gibi.

Les spires doivent être écartées sur le noyau de façon à couvrir la totalité du tore (voir photo fig.4).

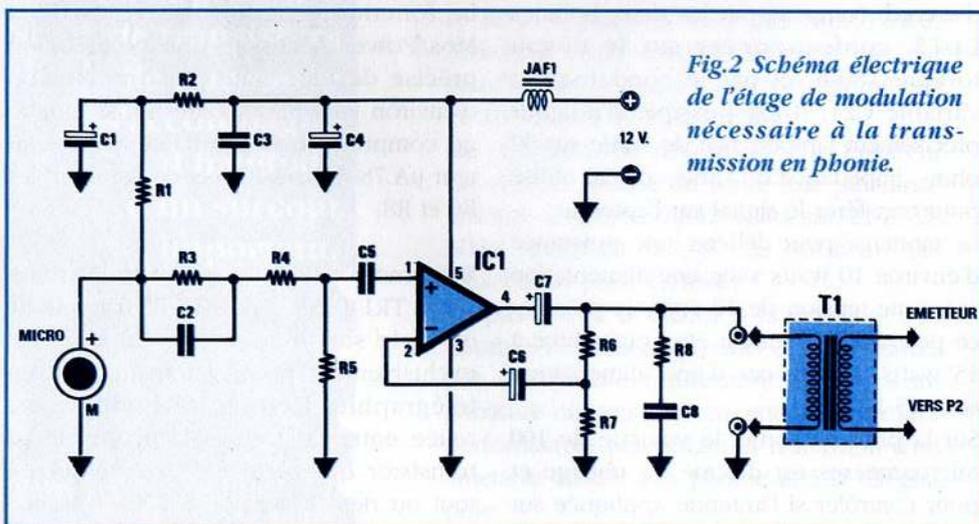
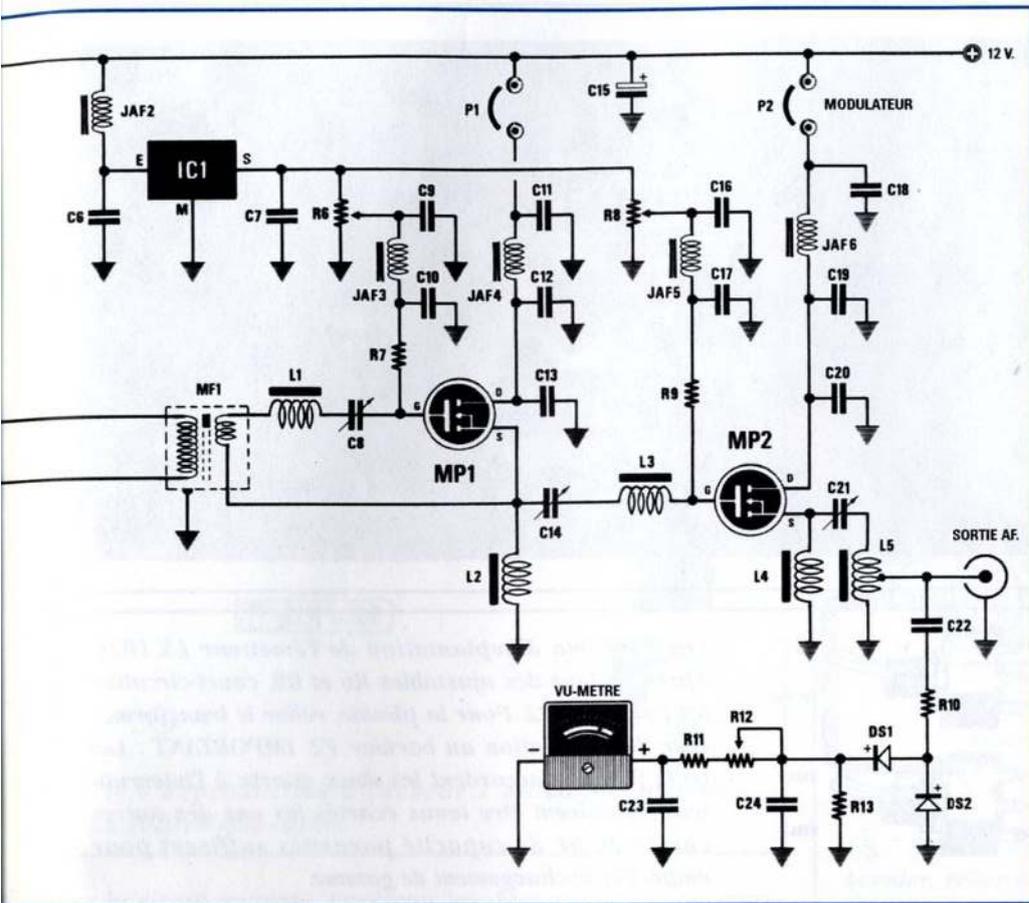


Fig.2 Schéma électrique de l'étage de modulation nécessaire à la transmission en phonie.



Monter le transistor TR2, ergot métallique orienté vers la résistance R5, puis le transistor plastique TR1, partie légèrement arrondie dirigée vers le condensateur C1. Placer ensuite le circuit intégré régulateur IC1 méplat tourné vers les deux ajustables R6-R8.

Installer la MF1, puis souder ses 5 broches et les deux pattes du blindage métallique.

A proximité de cette dernière, insérer la bobine L1 enroulée sur son noyau torique.

Puisque le fil de ces bobines est en cuivre émaillé, gratter les extrémités de façon à mettre le cuivre à nu, puis les étamer avant de les insérer dans le circuit imprimé.

Monter les condensateurs variables C8, C14, C21.

Conformément au schéma d'implantation, installer les selfs toriques référence L2-L3-L4-L5.

Le prélèvement pour la sortie antenne est effectué à la moitié de l'enroulement de L5. La dérivation s'effectue donc à la 3<sup>e</sup> spire si l'enroulement en comporte 6 (voir schéma électrique). Cette opération n'est pas critique, une demi-spire en plus en moins ne modifie en rien le rendement.

Cependant, le nombre exact de spires n'est pas critique ; une spire en plus ou en moins influe peu sur le rendement. Il en va de même pour l'espacement des spires les unes par rapport aux autres qui ne nécessite pas une rigueur absolue.

Sur le circuit imprimé, placer les résistances, les selfs RF référencées JAF puis les deux diodes DS1-DS2 bague jaune orientée conformément au schéma d'implantation reproduit en fig.5.

Insérer les deux ajustables, les condensateurs céramiques, ceux en polyester de 1 microFarad et les condensateurs non selfiques au polycarbonate (voir C11-C12-C13-C14-C18-C19-C20-C22). Si ces derniers sont remplacés par des condensateurs polyester normaux, ils entrent en court-circuit en un temps très bref.

Souder sur le circuit imprimé le condensateur électrolytique C15 et le bornier P2, nécessaire à la fixation des deux broches

du secondaire du transformateur de modulation T1 pour la transmission en phonie.

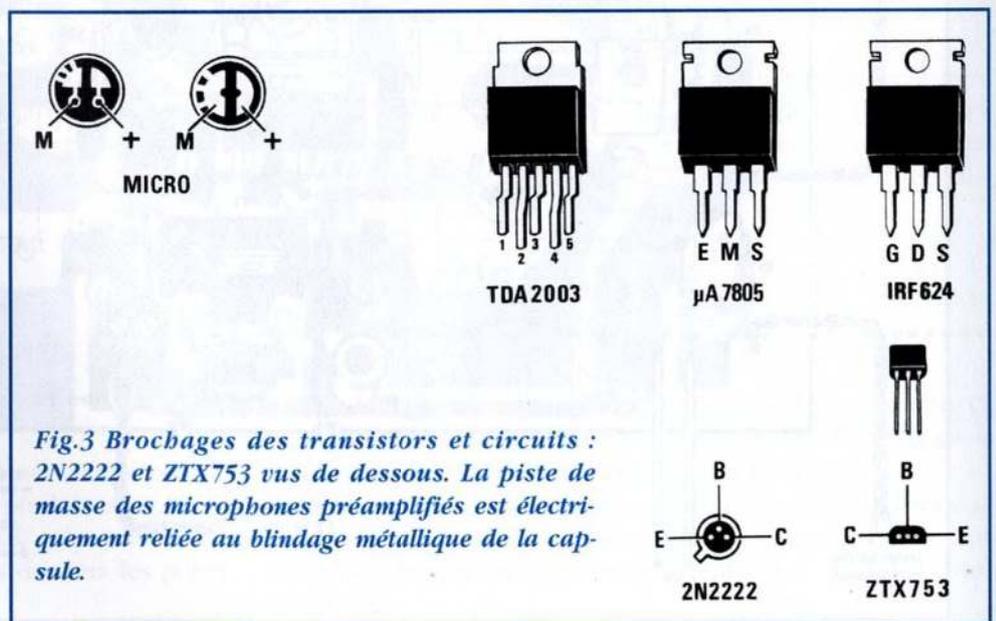


Fig.3 Brochages des transistors et circuits : 2N2222 et ZTX753 vus de dessous. La piste de masse des microphones préamplifiés est électriquement reliée au blindage métallique de la capsule.

Fig.4 Présentation du circuit imprimé de l'émetteur, composants montés (sans les radiateurs de refroidissement pour les Mos/Power MP1 et MP2).

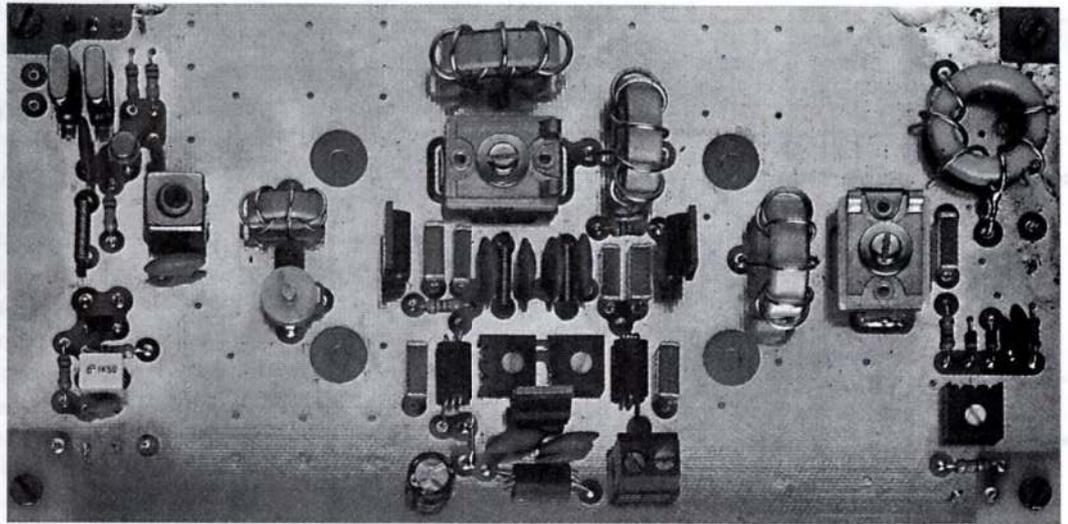
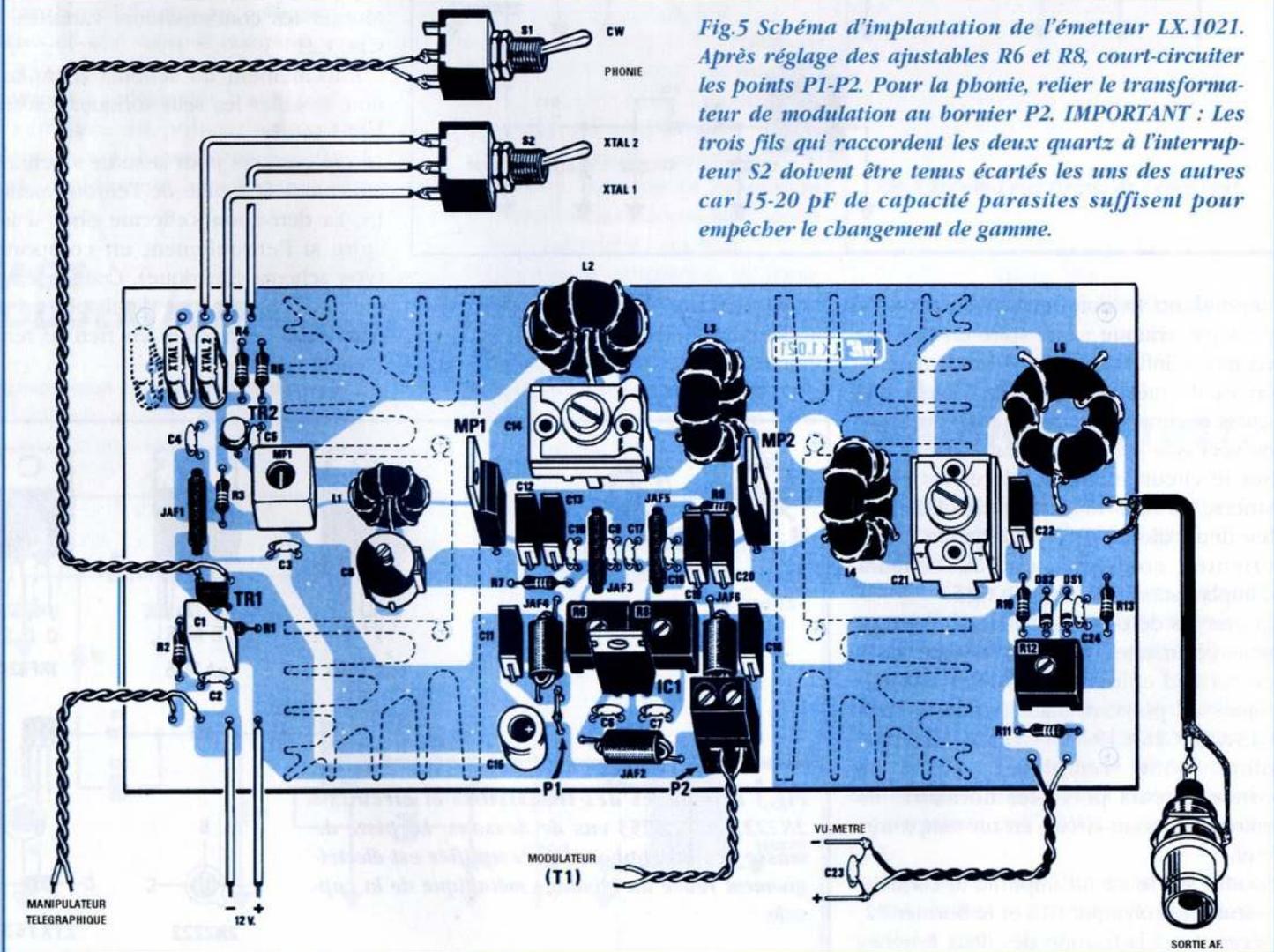
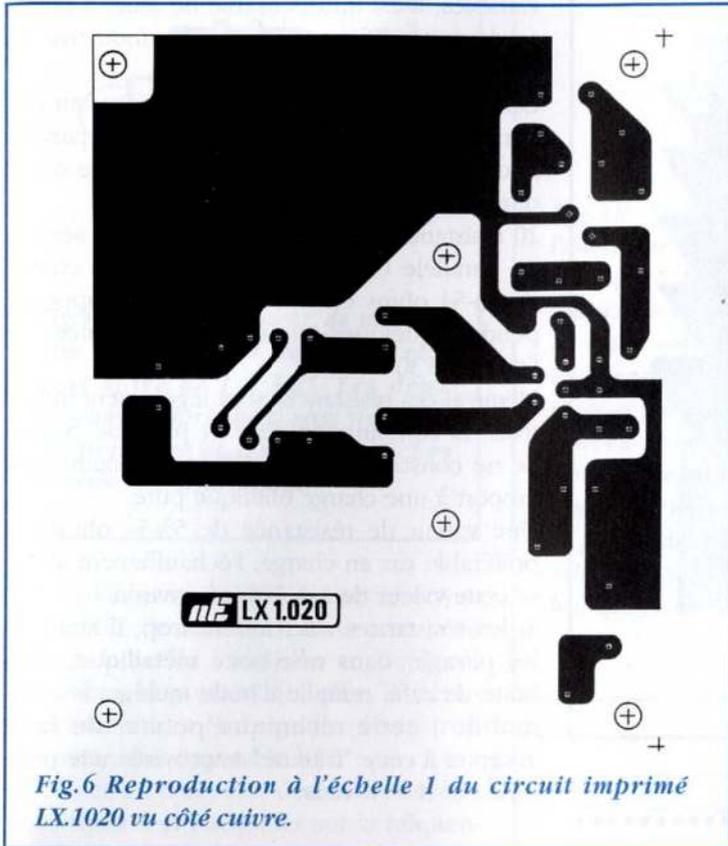


Fig.5 Schéma d'implantation de l'émetteur LX.1021. Après réglage des ajustables R6 et R8, court-circuiter les points P1-P2. Pour la phonie, relier le transformateur de modulation au bornier P2. IMPORTANT : Les trois fils qui raccordent les deux quartz à l'interrupteur S2 doivent être tenus écartés les uns des autres car 15-20 pF de capacité parasites suffisent pour empêcher le changement de gamme.





Sur le circuit imprimé, implanter les deux radiateurs de refroidissement avec les deux Mos/Power IRF.624 en place. Les deux Mos/Power seront placés sur les radiateurs et isolés avec un mica. La vis assurant la fixation doit être également isolée par une rondelle plastique. Vérifier à l'aide d'un multimètre leur totale isolation du métal du radiateur.

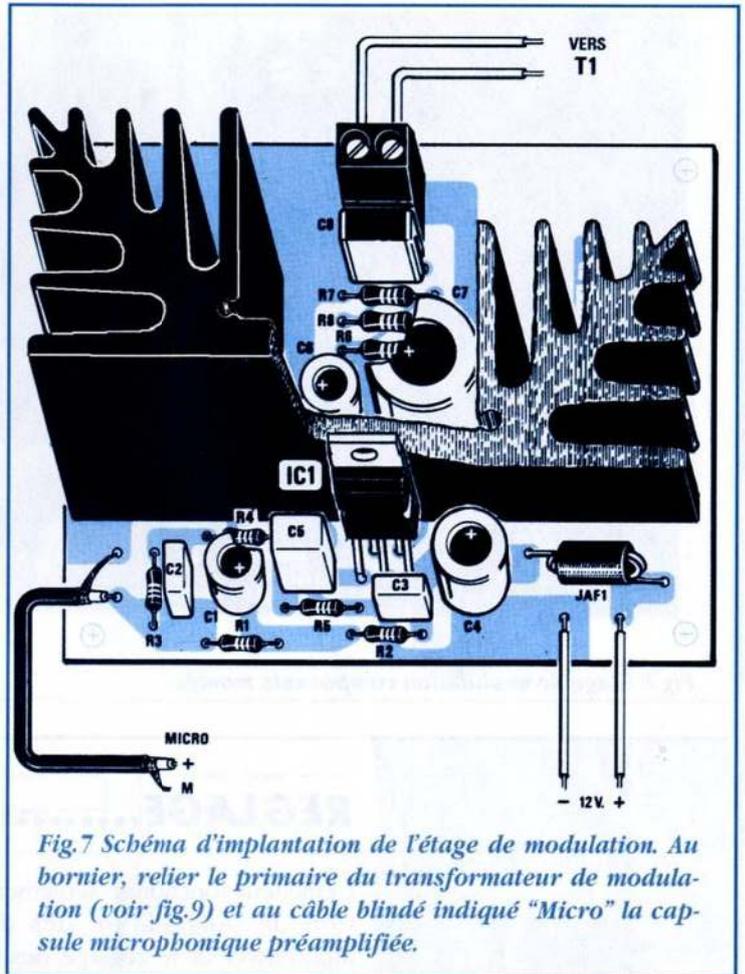
Après avoir immobilisé les radiateurs de refroidissement sur le circuit imprimé à l'aide de deux vis, souder les broches du Mos/Power.

Engager maintenant les deux quartz. Pour la transmission sur 21 MHz choisir un quartz de 21 100 (CW) et un de 21 200 (Phonie). Pour les liaisons CB utiliser deux quartz de 27 MHz en sélectionnant deux canaux préférentiels.

L'étage RF achevé, il reste maintenant pour transmettre en Phonie, à réaliser l'étage amplificateur BF.

## REALISATION PRATIQUE LX.1020.....

Sur le circuit imprimé référence LX.1020 monter les composants conformément au schéma d'implantation reproduit en fig.7. Placer les résistances puis les condensateurs polyester et électrolytiques en respectant toujours pour ces derniers les polarités des broches.



A proximité des deux broches réservées à l'entrée de la tension d'alimentation, insérer la self RF référence JAF1. Pour la liaison du transformateur d'alimentation appliquer sur la sortie le bornier à 2 plots (voir fils repérés vers T1).

Fixer le circuit intégré sur le radiateur de refroidissement avec vis plus écrou sans utiliser ni mica ni rondelle. Engager les broches du circuit intégré dans les trous du circuit imprimé puis fixer le radiateur sur le circuit imprimé avec deux vis, puis souder les broches sur les pistes du circuit imprimé.

## TRANSFORMATEUR DE MODULATION.....

Immobiliser dans le boîtier le transformateur de modulation T1 en reliant les broches du primaire à la sortie de l'amplificateur et le secondaire au bornier P2 présent sur l'émetteur. Identifier les broches du primaire et du secondaire : les deux broches les plus rapprochées constituent le primaire, les plus éloignées étant alors bien évidemment celles du secondaire (voir fig.9).

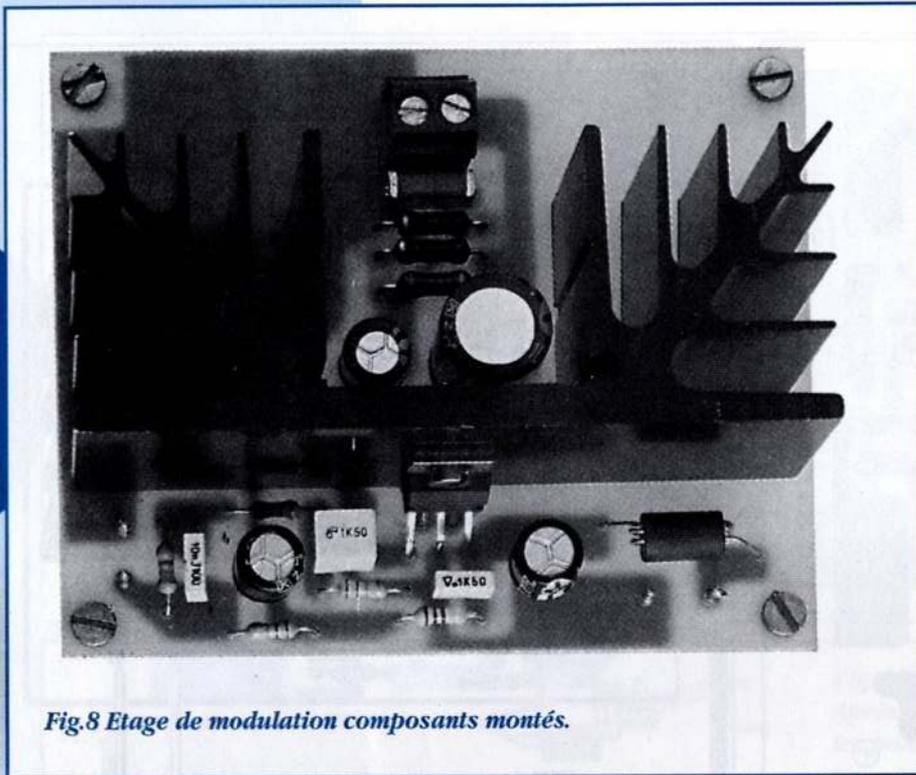


Fig.8 Etage de modulation composants montés.

## REGLAGE.....

L'émetteur fonctionne seulement après l'opération de polarisation des deux Gate des Mos/Power et le réglage des trois condensateurs variables C8-C14-C21.

Effectuer les manipulations suivantes :

1° Placer l'inverseur S1 sur la position CW pour éviter que l'ensemble (voir TR2) ne passe en émission.

2° Raccorder un multimètre (placé sur 500 milliampères CC pleine échelle) sur la broches P1.

3° Appliquer la tension de 12-15 volts à l'émetteur et tourner l'ajustable R16 de façon à faire consommer au Mos/Power environ 300 milliampères.

4° Retirer le multimètre des broches P1 et le raccorder à la broche P2. Tourner l'ajustable R8 jusqu'à faire absorber au Mos/Power environ 300 milliampères.

Un contrôle séparé pour régler la consommation au repos des deux Mos/Power est indispensable pour compenser les éventuelles tolérances de fabrication.

Pour procéder ensuite au réglage du noyau de la MF1 et des différents condensateurs

variables, il est indispensable de relier à la prise de sortie RF une charge non inductive de 50-54 ohms de 20-30 watts.

Ceci peut s'effectuer par des résistances au carbone de 2 watts en combinant série et parallèle de façon à obtenir une valeur proche de 52 ohms.

20 résistances de 270 ohms placées en série et en parallèle (voir fig.10) assurent une charge de 53-54 ohms environ, capable de supporter pendant quelques minutes des puissances de l'ordre de 30 watts.

Même si ces résistances sont légèrement inductives, la combinaison série et parallèle permet de ne constater aucune différence notable par rapport à une charge ohmique pure.

Une valeur de résistance de 53-54 ohms est préférable car en charge, l'échauffement abaisse cette valeur de 1 à 2 ohms environ.

Si les résistances s'échauffent trop, il suffit de les plonger dans une boîte métallique, style boîte de café, remplie d'huile multigrade automobile ; cette technique permet de faire accepter à cette "friteuse" improvisée une puissance de 40-45 watts.

Relier la résistance de charge directement sur la sortie RF de l'émetteur par deux longueurs de fil de cuivre ou par une courte longueur de câble coaxial de 52 ohms.

Les opérations de réglage de la MF1 et des condensateurs variables se résument ainsi :

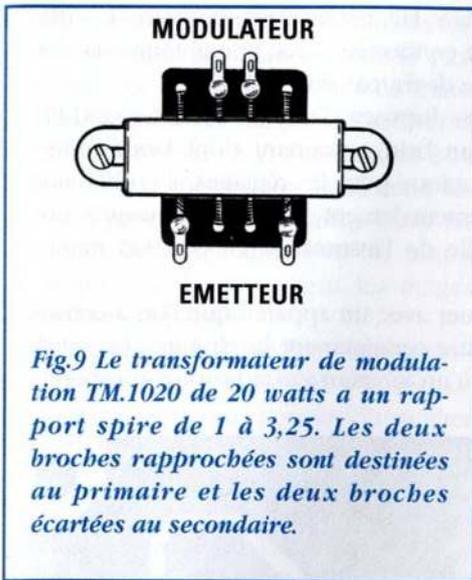
1) Insérer dans l'émetteur les quartz nécessaires, de 21 ou 27 MHz.

2) Tourner le condensateur variable C21 vers le maximum et court-circuiter les deux broches P1-P2 pour porter la tension d'alimentation sur les Drains des deux Mos/Power.

3) Raccorder le vumètre (nota : le condensateur C23 est directement placé sur les deux broches de l'instrument et non sur le circuit imprimé).

4) Tourner l'ajustable R12 à mi-course puis placer l'inverseur S1 sur la position CW, de façon que l'émetteur ne passe pas en émission dès que la tension d'alimentation est appliquée.

5) Une fois la mise sous tension effectuée, placer l'inverseur S1 en position Phonie. Tourner les condensateurs variables C8, C14 et C21 de façon à faire dévier vers le maximum l'aiguille de l'instrument.



*Fig.9 Le transformateur de modulation TM.1020 de 20 watts a un rapport spire de 1 à 3,25. Les deux broches rapprochées sont destinées au primaire et les deux broches écartées au secondaire.*

Si l'aiguille reste inerte, tourner le noyau de la MF1 de façon à trouver une position à laquelle l'aiguille se déplace. S'arrêter à la position qui offre la déviation maximum. Si l'aiguille dévie trop peu retoucher l'ajustable R12.

6) Placer un récepteur doté d'un S-Mètre sous tension et s'accorder sur la fréquence du quartz choisi. L'aiguille du récepteur doit dévier à pleine échelle.

Il convient de retoucher le noyau de MF1 et les condensateurs variables C8-C14-C21 pour chercher à obtenir la déviation maximum du vu-mètre.

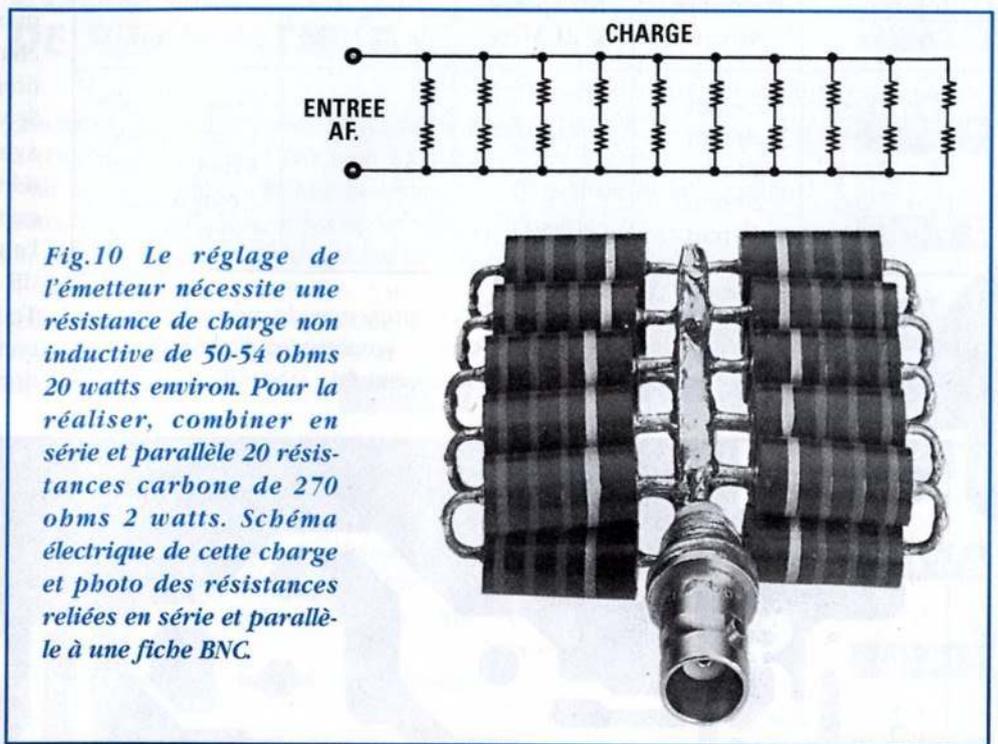
7) Tourner ensuite l'ajustable R12 de façon à déplacer l'aiguille du vu-mètre entre les graduations 1-0 dB.

Pendant la phase de réglage, si l'ensemble chauffe trop, placer le tout hors tension pendant quelques minutes de façon que l'émetteur refroidisse.

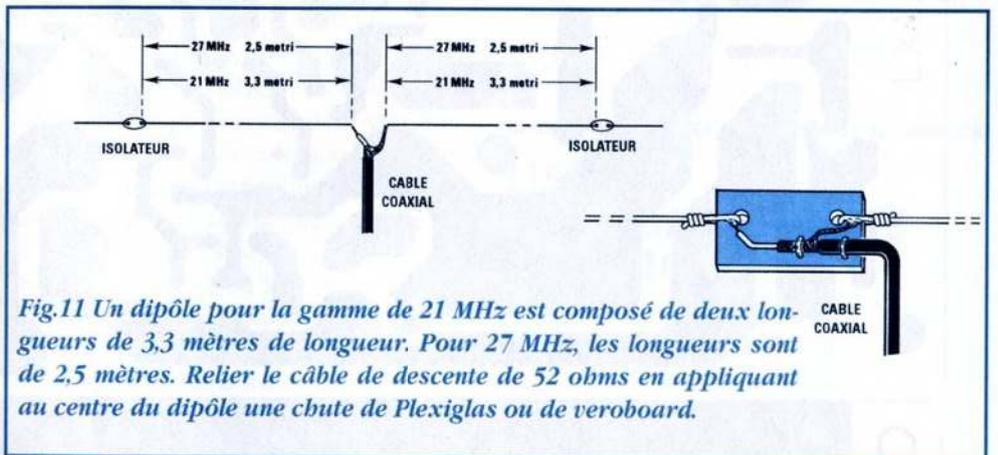
Si le modulateur est destiné à un travail en Phonie, relier son secondaire au bornier P2 de l'émetteur puis parler devant le micro. Noter que l'aiguille de l'instrument dévie à pleine échelle puisque la puissance du signal diffusé augmente.

Si l'aiguille dévie trop, réduire la sensibilité de l'instrument à l'aide de l'ajustable R12.

Le réglage achevé, retirer la charge et raccorder à la sortie RF l'antenne d'émission.



*Fig.10 Le réglage de l'émetteur nécessite une résistance de charge non inductive de 50-54 ohms 20 watts environ. Pour la réaliser, combiner en série et parallèle 20 résistances carbone de 270 ohms 2 watts. Schéma électrique de cette charge et photo des résistances reliées en série et parallèle à une fiche BNC.*



*Fig.11 Un dipôle pour la gamme de 21 MHz est composé de deux longueurs de 3,3 mètres de longueur. Pour 27 MHz, les longueurs sont de 2,5 mètres. Relier le câble de descente de 52 ohms en appliquant au centre du dipôle une chute de Plexiglas ou de veroboard.*

## ANTENNE.....

La transmission nécessite le raccordement sur la sortie de l'émetteur d'une antenne calculée pour la fréquence avec laquelle l'on désire opérer : 21 MHz pour les OM et 27 MHz pour les cibistes, l'impédance caractéristique devant être comprise entre 50-52 ohms.

Le câble coaxial de descente doit lui aussi présenter la même impédance de 50-52 ohms. Ne pas utiliser de câble TV qui dispose d'une impédance de 75 ohms et n'est donc pas adapté à cet effet.

On peut également réaliser un simple dipôle (voir fig.11) avec deux longueurs de 3,30 mètres pour transmettre sur 21 MHz ou de 2,50 mètres pour les 27 MHz. Se souvenir que le transfert maximum de puissance de l'émetteur à l'antenne rayonnante s'obtient seulement quand l'impédance de sortie de l'émetteur est parfaitement adaptée à l'impédance caractéristique du câble de descente, elle-même identique à celle de l'antenne. Si une des ces impédances est différente, il se produit alors des pertes de puissance.

Référence Noyau	Diamètre Noyau	Nb spires x 21 MHz	Nb spires x 27 MHz	Diamètre fil en mm
L1 = T50-6	13 mm	7	6	0,5 mm émaillé
L2 = T80-6	20 mm	8	7	1 mm émaillé
L3 = T80-6	20 mm	8	7	1 mm émaillé
L4 = T80-6	20 mm	8	7	1 mm émaillé
L8 = T80-6	20 mm	7	6	1 mm dénudé

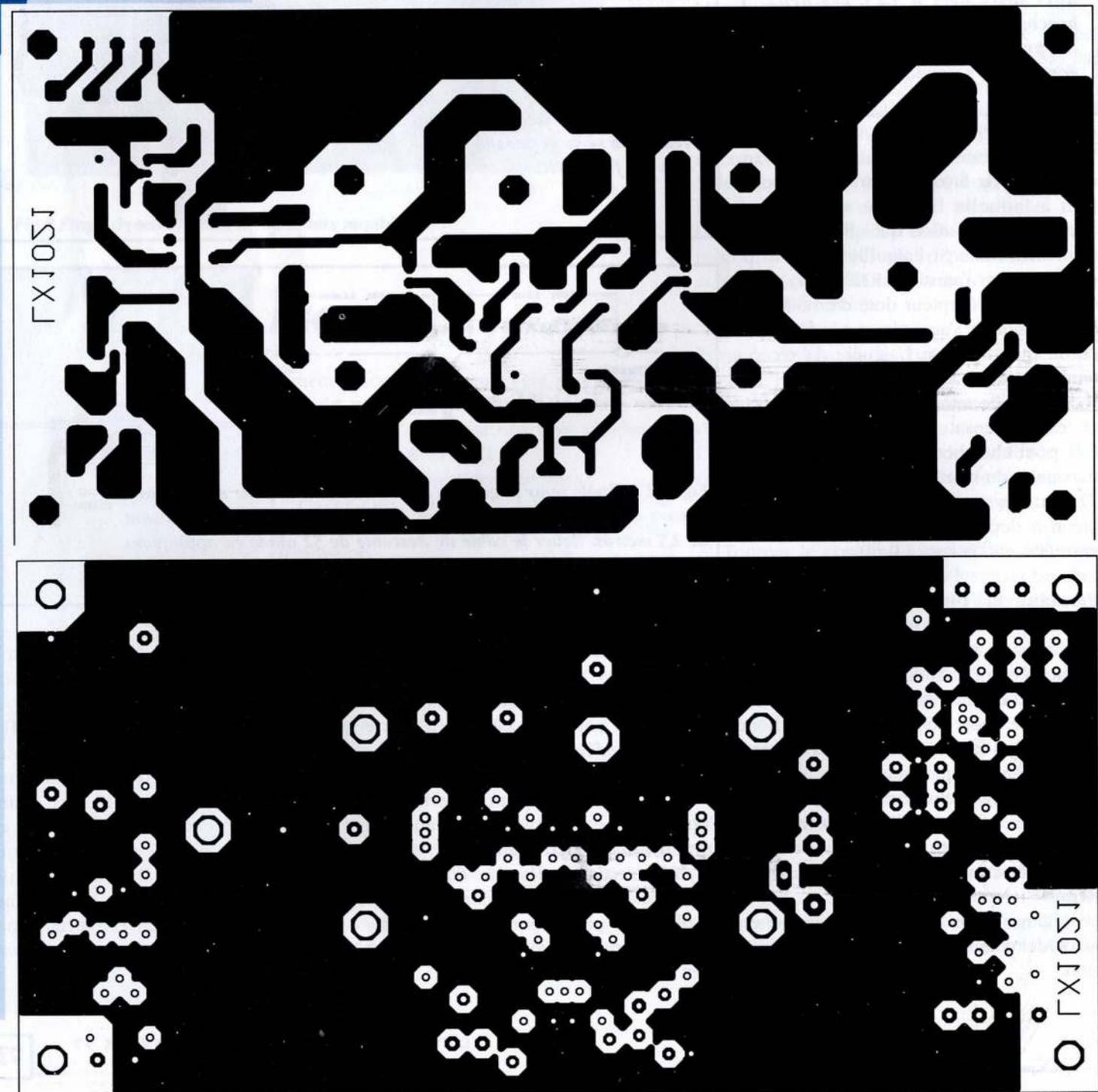
TABLEAU N.1

Pour vérifier la présence de pertes dues aux désadaptations, le vumètre appliqué sur la sortie de l'émetteur peut être très utile.

Pendant la phase de réglage, la puissance maximale fait dévier l'aiguille entre 1-0 dB, la charge connectée. Avec une antenne, la déviation ne devra pas être inférieure.

Si vous disposez d'une antenne Ground-Plane avec un brin rayonnant dont l'extrémité est télescopique pour les réglages, il faudra ajuster expérimentalement sa longueur jusqu'à porter l'aiguille de l'instrument en position maxi 1-0 dB.

Trafiquer avec un appareil que l'on a construit, constitue certainement la plus grande satisfaction qu'un amateur de radio puisse espérer de



son loisir favori. Cet appareil, sans être révolutionnaire, permet cependant de faire ses premiers pas dans ce monde passionnant que sont les systèmes de transmissions radio. Le degré de difficulté n'étant pas très élevé, chacun pourra à sa convenance expérimenter facilement les diverses procédures de réglage dont les principes de bases sont plus ou moins identiques quels que soient les étages d'émission employés.

De plus, le choix d'une fréquence relativement basse, qui a présidé à la réalisation de cet appareil, permet d'ausculter les signaux avec un oscilloscope traditionnel, ce qui facilite encore les interventions de dépannage ou les besoins de démonstration pour les débutants qui trouveront dans cet émetteur un champ d'expérimentation étendu.

## COÛT DE RÉALISATION.....

Ensemble des composants nécessaires à la réalisation de l'étage émetteur LX.1021 (voir fig.5), comprenant circuit imprimé, transistor Mos/Power, noyaux toriques, fil, condensateurs variables, radiateurs de refroidissement, inverseurs, vumètre, selfs, prises à bornier pour entrée des 12 volts sauf étage de modulation et quartz aux environs de ..... **489,00 F**

Ensemble des composants nécessaires à la réalisation de l'étage modulateur LX.1020 (voir fig.7-8), comprenant circuit imprimé, circuit intégré, résistances, condensateurs, radiateurs de refroidissement, capsule micro préamplifiée, sauf

transformateur de modulation aux environs de ..... **103,00 F**

Transformateur de modulation modèle TM.1020..... **67,00 F**

Quartz de 21 MHz (unité) environ ..... **19,00 F**

Quartz de 27 MHz (unité) environ ..... **19,00 F**

20 résistances carbone de 270 ohms 2 watts pour réalisation de la sonde de charge aux environs de ..... **22,00 F**

Circuit imprimé LX.1021 environ ..... **185,00 F**

Circuit imprimé LX.1021 environ ..... **31,00 F**

Le kit complet, Comp.1021 aux environs ..... **595,00 F**

## LISTE DES COMPOSANTS LX.1021

- R1 = 10 Kohms 1/4 watt
- R2 = 10 Kohms 1/4 watt
- R3 = 100 Kohms 1/4 watt
- R4 = 10 Kohms 1/4 watt
- R5 = 100 ohms 1/4 watt
- R6 = 1 Kohm ajustable
- R7 = 1 Kohm 1/4 watt
- R8 = 1 Kohm ajustable
- R9 = 1 Kohm 1/4 watt
- R10 = 10 Kohms 1/4 watt
- R11 = 10 Kohms 1/4 watt
- R12 = 100 Kohms ajustable
- R13 = 10 Kohms 1/4 watt
- C1 = 1 µF polyester
- C2 = 1 nF céramique VHF
- C3 = 100 nF céramique
- C4 = 100 nF céramique
- C5 = 33 pF céramique VHF
- C6 = 100 nF céramique
- C7 = 100 nF céramique
- C8 = 80 pF condensateur variable
- C9 = 100 nF céramique
- C10 = 100 nF céramique
- C11 = 100 nF polycarb. 250 V.
- C12 = 100 nF polycarb. 250 V.
- C13 = 10 nF polycarb. 400 V
- C14 = 280 pF condensateur variable
- C15 = 220 µF elec. 25 volts

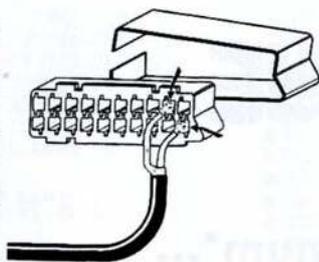
- C16 = 100 nF céramique
- C17 = 100 nF céramique
- C18 = 100 nF polycarb. 250 V.
- C19 = 10 nF polycarb. 400 V.
- C20 = 100 nF polycarb. 250 V.
- C21 = 280 pF condensateur variable
- C22 = 10 nF polycarb. 400 V.
- C23 = 100 nF céramique
- C24 = 100 nF céramique
- DS1 = diode 1N.4150
- DS2 = diode 1N.4150
- JAF1 = self antiparasite
- JAF2 = self VK200
- JAF3 = self antiparasite
- JAF4 = self VK200
- JAF5 = self antiparasite
- JAF6 = self VK200
- L1 = voir tableau
- L2 = voir tableau
- L3 = voir tableau
- L4 = voir tableau
- L5 = voir tableau
- MF1 = Moyenne fréquence 30 MHz
- TR1 = PNP type ZTX753
- TR2 = NPN type 2N2222
- MP1-MP2 = MOSFET Type IRF624
- IC1 = µA.7805
- XTAL1 = quartz 21-27 MHz
- XTAL2 = quartz 21-27 MHz
- S1 = interrupteur
- S2 = inverseur
- Vu-Mètre = 100 microA

## LISTE DES COMPOSANTS LX.1020

- R1 = 10 Kohms 1/4 watt
- R2 = 100 ohms 1/4 watt
- R3 = 47 Kohms 1/4 watt
- R4 = 10 Kohms 1/4 watt
- R5 = 10 Kohms 1/4 watt
- R6 = 470 ohms 1/2 watt
- R7 = 10 ohms 1/2 watt
- R8 = 10 ohms 1/2 watt
- C1 = 220 µF elect. 25 volts
- C2 = 10 nF polyester
- C3 = 100 nF polyester
- C4 = 220 µF elect. 25 volts
- C5 = 1 µF polyester
- C6 = 220 µF elect. 25 volts
- C7 = 1000 µF elec. 25 volts
- C8 = 100 nF polycarb. 250 V.
- JAF1 = self VK200
- MICRO = capsule préamplifiée
- IC1 = TDA2003
- T1 = transfo de modulation  
Modèle TM1.020

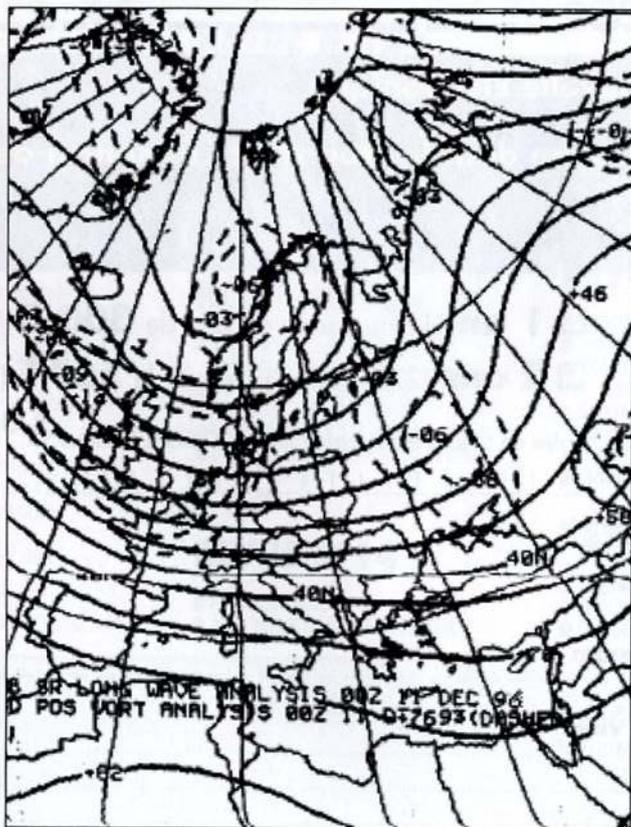
## MICRO CAMERA TV30

Dans le numéro 18 de Nouvelle Electronique, nous vous avons présenté la micro caméra TV30 qui a retenu l'attention de nombreux lecteurs. Ces caractéristiques d'encombrement et sa sensibilité en font un montage performant et polyvalent. Cependant, une erreur s'est glissée dans le schéma de raccordement de l'appareil à un téléviseur par l'intermédiaire de la prise péritel. Le signal vidéo en provenance de la caméra doit être raccordé à la broche 20 de la prise Scart, et la masse à la broche 17.



## JVFAX

Cette interface bien connue de nos lecteurs permet, outre le décodage des images émises par le satellite Météosat 5, de recevoir des cartes météo déjà travaillées et comportant de nombreuses informations complémentaires, comme par exemple les pressions atmosphériques, la vitesse et la direction des vents.



## 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...**

Ces cartes sont surtout utilisées par les marins. Pour satisfaire les nombreuses demandes de nos lecteurs, voici quelques conseils qui vous permettront de décoder plus facilement ces cartes. Il faut tout d'abord relier la sortie haut-parleur de votre récepteur décimétrique à l'entrée AFSK de l'interface JVFX, contrairement à la réception météo par satellite ou l'on utilise l'entrée AM. Ensuite, démarrer le logiciel JVFX 7.0 et lancer le menu fax en appuyant sur la touche [F]. Une fois la fenêtre de réception apparue, tapez la touche [M] pour choisir le mode de décodage de l'image. Dirigez-vous à l'aide des flèches vers le mode "WEFAX 288", puis retournez à la fenêtre de réception. Il faut maintenant caler votre récepteur sur une des fréquences données à titre indicatif ci-dessous (par exemple : BRACKNELL METEO sur 8 040 kHz en USB). Vous obtiendrez des cartes comme celle présentée ci-contre. Si votre signal est un peu faible, vous pouvez forcer le départ du décodage avec la touche [A]. Vous pouvez, après l'avoir enregistrée, retravailler votre carte pour la rendre plus lisible. Utilisez la commande INVERT du menu EDIT dans la partie SHOW END SEND PICTURE du logiciel pour que la carte soit noire sur fond blanc. La commande ROLL vous permet de caler le début de l'image à gauche de l'écran. Voici quelques fréquences ou vous pourrez recevoir des cartes météo en fac-similé :

6 918.5 kHz, 7 878 kHz, 8 040 kHz, 8 148 kHz, 10 250 kHz et 13 595 kHz.

• **Vends** voltmètre à afficheurs Ruchar type 1335 - tubes 2x2 A - 2AS15 - QQE06/40 - QEL2/275-QE-LI/175 - Valves mercure 866.

RCA Cheny  
171, av. de Muret  
31300 Toulouse. (31)

• **Vends** Amiga 500 MEV 1MB nx logiciels Joystick TB état, prix : 900 F.  
Tél : 04 70 03 48 62. (03)

• **Vends** Géné Metrix GX416 68/88 MHz et 406/470 MHz modulation et piloté par quartz : 900 F Oscillo 2x175 MHz double BT : 2 300 F + port.  
Tél : 02 48 64 68 48. (18)

• **Vends** émetteur FM : RVR Tex 20NV/SCA : 4 000 F - Média Elect : 3 000 F - Itelco Esint20 stéréo : 6 500 F - Les 3 : 12 000 F. Vends 6 dipôles FM 600 W 4 500 F - 4 coupleurs 600/3 kW = 5 000 F.  
Tél : 05 65 67 39 48. (12)

• **Achète** pour micro TH.T07-70 cartouche assembleur + dov. tous périph. extensions, programmes et livres.  
Tél : 02 31 92 14 80. (14)

• **Vends** capacimètre CM 20A Beckman industrial, valeur : 1 090 F, cédé pour 600 F.  
Tél : 04 68 23 35 76. (11)

• **A saisir**, magnéto. Revox B77SLS 2,38/4, 75 cm/S' 2 pistes : 3 000 F. 4 antennes FM directives Inox 7/16 - 800 W/LB, les 4 pour : 8 000 F. Ecrire : 12 FM BP 320 12003 Rodez cedex. (12)

• Je serai intéressé par un analyseur de gaz de voiture CO1 et CO2 / et Diesel, d'un testeur de Lockheed avec trois Led, Bon, Moyen, Mauvais. Ecrire : Girard N., 1 rue Romain Roland, 84000 Avignon (84)

• **Vends** contrôleur Metrix MX 52 et Fluke 75.  
Tél : 01 42 05 11 38>. (75)

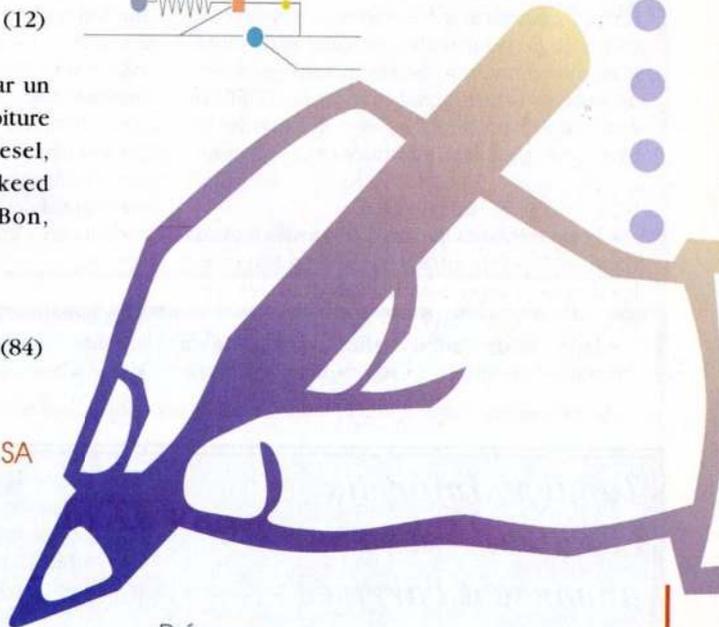
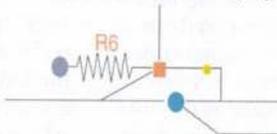
• **Vends** ampli tubes PPEL 84 à monter : 1 000 F ; HPO Audax WFR24 BP 25 à 4 kHz : 300 F pièce ; Prampli à tubes SRPP à monter : 1 000 F ; Filtre actif soustratif.  
Tél : 03 20 33 16 93. (59)

• **Vends** ensemble pour ampli tubes 100 W Mille-rioux A78T + XM4054TR 398T + LEM 27 AMU : 1 000 F.  
Tél : 05 53 58 46 78. (24)

## Vous êtes un pro-commercial

- Vous aimez la gastronomie, travailler à temps partiel ou à plein temps.
- Pas de porte à porte, aucun investissement de départ, ni de droit d'entrée.
- Voiture indispensable.
- Formation assurée
- Possibilité de gains importants

Renseignements :  
Alain Chazal  
BP 06 - 19150 Laguette  
Tél. : 05 55 20 25 87  
Fax : 05 55 20 86 23



✂ - à expédier à **PROCOM EDITIONS SA**  
Z.I. TULLE EST - LE PUY PINCON  
B.P.76 - 19002 TULLE Cedex

Nom ..... Prénom .....

Adresse .....

Code Postal ..... Ville .....

Abonné  Non abonné

.....

.....

.....

.....

NE 01/97

# NEWS



## Un coprocesseur 8 bits en logique floue.....

SGS-THOMSON présente sous la référence W.A.R.P.2.0 (Weight Associative Rule Processor) un coprocesseur 8 bits ultra-rapide en logique floue permettant aux concepteurs de tirer pleinement parti des avantages de cette technologie pour mettre en œuvre des fonctions de commande évoluées sans recourir à un processeur de signal numérique (DSP) ou à un microcontrôleur hautes performances.

Une avant-première mondiale : un processeur 8 bits en logique floue, le STFL W.A.R.P.2.0/PL, intègre ainsi :

- la phase d'évaluation des entrées ("Fuzzification") ; cette phase évalue et détermine les degrés d'appartenance des données d'entrée ;
- la phase de concrétisation de la sortie en fonction des entrées ("Defuzzification") ; cel-

le-ci calcule et détermine une action adéquate en fonction du domaine d'appartenance des données de sortie à contrôler ;

- une unité de traitement des interférences ultra-rapides, des règles et des fonctions d'appartenance des capteurs (variables), ainsi que les conséquences (actionneurs variables de sortie), sont directement téléchargés et stockés dans les zones mémoires réservées à cet effet.

La structure du circuit offre une très grande flexibilité d'utilisation pour le traitement des interférences ; ce dernier peut être interfacé avec des microprocesseurs et/ou des contrôleurs standard à faible coût du marché, ou bien être utilisé comme un processeur flou autonome.

Le STFL W.A.R.P.2.0/PL (W.A.R.P.2.0) est en technologie CMOS 0,7µm. Sa fréquence maximum d'horloge est de 40 MHz et gère jusqu'à 8 entrées, 4 sorties et 256 règles. Ce type de processeur est étudié pour des contrôles non linéaires tels que :

- commande de moteur,
- contrôle thermique,
- filtrage (traitement d'image),
- contrôle d'automatisme industriel,
- produits grand public,
- etc.

L'architecture de W.A.R.P.2.0, et plus spécialement l'organisation de la mémoire de stockage des fonctions d'appartenance, des

règles et conséquences (brevetées par SGS-THOMSON), permet d'atteindre des vitesses de traitement très performantes, par exemple, pour traiter 8 entrées et 256 règles, pour quatre informations distinctes en sortie, la durée du traitement est de tout juste 200 microsecondes.

L'architecture de W.A.R.P.2.0 se distingue également par le fait que sa structure de données est toujours optimisée pour le calcul en cours.

Dans les architectures classiques en logique floue, cette fonction d'optimisation (d'accès aléatoire) pour des opérations de "Fuzzification" et de "Defuzzification" n'est pas possible, c'est l'un des points forts proposés par rapport à d'autres architectures classiques en logique floue.

Le STFL W.A.R.P.2.0/PL s'appuie sur un système de développement puissant et simple d'emploi (sous environnement Windows baptisé FUZZYSTUDIO 2.0). L'outil de conception est très convivial et entièrement graphique. Supporté par des logiciels très complexes permettant de réaliser des simulations sur PC et sur cartes d'évaluation, FUZZYSTUDIO 2.0 réduit le temps cycle de conception et de mise en œuvre du concept flou, aussi bien pour un spécialiste que pour un néophyte du domaine.

**Disponible chez SGS-THOMSON**

## Tandem, Informix et Planet Hollywood annoncent l'arrivée prochaine de Planet Hollywood On Line.....

Cette joint venture, née de l'initiative de l'agence Creative Artists, proposera une des destinations les plus ludiques du cyberspace. Présentant toutes les dernières possibilités du commerce électronique, cette nouvelle destination permettra de réaliser des transactions interactives sur le World Wide Web.

Prévu dans le courant du printemps 97, Planet Hollywood Online intégrera la dernière technologie interactive 3-D et permettra ainsi aux cybernautes de "surfer" dans le monde hollywoodien.

Planet Hollywood Online sera installé sur les systèmes Himalaya de Tandem ainsi que sur ses systèmes basés sur Windows NT Server avec Informix Universal Server. Les plateformes **Tandem** répondent naturellement à la demande des environnements de données sensibles, tout en assurant une disponibilité 24 heures sur 24 et 7 jours sur 7. Informix Universal Server intègre objets et bases de données relationnelles pour créer un système de gestion d'informations capable de stocker, extraire, manipuler et gérer les gros volumes de données complexes, telles que la vidéo, le son, les images, les nombres et les textes. La combinaison de ces technologies portera la

nouvelle génération du commerce interactif sur le World Wide Web.

Tandem assurera la gestion de ce partenariat où chaque société impliquée apportera pour partie, ses produits, ressources et technologies. **Tandem** fournira la technologie de ses serveurs et son expérience en matière de transactions sur Internet. Informix apportera ses technologies Universal Server et DataBlades. L'agence Creative Artists représentera exclusivement cette joint venture et apportera à ce projet ses contacts et son expérience du monde des artistes et du cinéma. Planet Hollywood prête de manière exclusive son nom pour une utilisation "online" par les partenaires de cette joint venture, et ce pour une durée de 15 ans.

**Pour plus d'informations, contactez Tandem Computers SA.**

## National Semiconductor présente son nouveau circuit Stéréo Codec conforme au standard Audio Codec'97.....

Il répond aux exigences de qualité sonore des PC multimédia grâce à une conversion sigma-delta sur 16 bits, une interface série et un traitement haute performance du signal.

**National Semiconductor**, co-développeur du standard Audio Codec'97, dévoile les caractéristiques de son nouveau codec audio stéréo conforme aux spécifications de base de AC'97.

Ce nouveau composant offre d'excellentes caractéristiques de bruit, avec un rapport signal/bruit supérieur à 85 dB qui a permis l'intégration de convertisseurs A/N et N/A sigma-delta sur 16 bits.

Il contient également une circuiterie sonore 3D développée par **National Semiconductor**, ainsi qu'un driver de casque doté de son propre contrôle de volume.

**National Semiconductor** apporte au marché des PC une qualité reconnue dans le domaine

audio, confirmée par le succès de sa famille d'amplis de puissance basse tension Boomer™. Celle-ci a été développée pour les systèmes portables nécessitant le maximum de puissance en sortie et un courant de repos extrêmement faible, à partir d'alimentations 3V ou 5V.

Les produits Overture de **National Semiconductor**, famille d'amplificateurs de puissance pour le marché grand public, démontrent également la capacité de **National Semiconductor** à utiliser des procédés de fabrication et des technologies d'encapsulation de pointe pour résoudre la plupart des problèmes de puissance et de dimension inhérents aux systèmes audio, tout en garantissant une qualité sonore compatible CD.

"Le codec stéréo de **National Semiconductor** sera un maillon indispensable dans la chaîne AC'97. Il permettra d'offrir une solution de haute fidélité à faible coût pour le marché des PC de bureau. Premier fournisseur à proposer un produit destiné à améliorer le son haute fidélité selon les recommandations de AC'97, **National Semiconductor** permet également l'intégration ultérieure du son avec d'autres fonctionnalités au sein des équipements multimédias." déclare Uwe Kopp, European Audio Marketing Engineer chez **National Semiconductor**.

Le codec AC'97 sera disponible dans le courant du premier trimestre 1997, en boîtier TQFP à 48 broches.

### A propos de AC'97

Le standard AC'97 -défini par un consortium composé d'Intel, ADI, Yamaha, Creative Labs et **National Semiconductor**- a été annoncé en mai 1996. Il a inversé la tendance qui consistait à intégrer sur une même puce les fonctions analogiques et numériques d'un système audio, en préconisant l'emploi de deux circuits intégrés séparés, l'un contenant des signaux mixtes, l'autre étant purement numérique. En séparant les signaux mixtes et les fonctions numériques, on obtient une performance notablement plus élevée tout en bénéficiant d'une plus grande souplesse de conception. Par exemple, en plaçant les entrées et les sorties analogiques à proximité des connecteurs audio, on minimise les couplages indésirables avec les signaux numériques bruyants. De la même manière, la séparation du contrôleur audio numérique et du codec analogique améliore grandement le rapport signal/bruit.

Enfin, grâce à l'interface série numérique AC'97, il est possible de connecter un système portable à une station d'accueil, un avantage notable pour les fabricants de notebooks.

*Disponible chez National Semiconductor*

## Le "Renard" Un oscilloscope numérique de poche pour moins de 900 F TTC !.....

Le Renard est un nouvel oscilloscope numérique portable à peine plus grand qu'un stylo. Il vient élargir la gamme d'instruments de mesures "autour d'un PC" proposée par **Multipower**.

La pointe de test et l'écran du Renard sont intégrés dans son boîtier, permettant d'afficher les signaux devant les yeux de l'opérateur sans qu'il ait besoin de lever la tête ou bouger sa main.

Ceci est un avantage appréciable pour ceux qui travaillent sur des cartes électroniques à circuits-intégrés. L'écran peut afficher à volonté les courbes graphiques ou les valeurs des tensions en C.A. et C.C., comme un voltmètre numérique.

Bien que le Renard soit un appareil autonome, avec l'option "PC", on peut aussi le brancher sur le port série d'un micro-ordinateur qui affichera ainsi l'écran classique d'un oscilloscope.

Contrairement à d'autres solutions, avec le Renard, le PC n'a besoin ni d'une carte spéciale, ni d'une bonne rapidité, car il sert uniquement pour l'affichage des données. Un simple "Notebook" convient donc parfaitement.

Du point de vue de sa rapidité, la fréquence d'échantillonnage élevée de 20 MHz permet au Renard d'être comparé à un oscilloscope classique de 5 MHz de bande passante. Il possède toutes les fonctions standard de commutation de base de temps, modes de déclenchements internes et externes, sensibilités 1, 10 et 100 volts, etc.

Outre ses bonnes performances, son prix (moins de 900 F TTC), qui est plus qu'honorable pour un appareil de qualité professionnelle fabriqué dans la CEE, rend le Renard très attractif pour les particuliers, les services

de dépannage et les établissements d'enseignement.

Caractéristiques principales :

- Oscilloscope autonome avec mini-écran LCD
- Diviseur de tension 1, 10 et 100 V
- Entrée commutable CA et CC
- Déclenchement auto, ± interne, ± externe
- Seuil de déclenchement réglable
- Fonctions voltmètre numérique CA et CC
- Connectable sur PC

Applications typiques :

- Circuits logiques, micro-processeurs, ordinateurs
- Amplificateurs Hi-Fi
- Electronique de dépannage radio et TV - SAV
- Signaux de télécommunication analogique et numérique
- Mise au point de projets électroniques personnels
- Enseignement : privé, écoles et lycées.

*Disponible chez Multipower*