

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°73

Lead

ISSN 0753-7409

**COURS N° 13 : CONNAISSANCE
DE L'ELECTRONIQUE
TELECOMMANDE PAR TELEPHONE
AMPLI POUR BALADEUR
CONCEPTION ET REALISATION
D'UNE ENCEINTE ACOUSTIQUE**

**COMMANDEZ
VOTRE
CHAUFFAGE
A DISTANCE**



M 1226 - 73 - 20,00 F



MENSUEL JANVIER 1990 / BELGIQUE 146 F.B / CANADA \$ 3,95

Les Magasins KING Electronic et MABEL Electronique sont ouverts de 9 h à 19 h sans interruption - Le samedi de 9 h à 18 h - Fermés le dimanche

Kits - jeux lumière - composants - mesure - circuits imprimés

SELECTION KITS

ALARME ANTIVOL

Antivol de maison.....	80 F
Antivol pour auto.....	88 F
Temporisateur d'alarme.....	80 F
Antivol à ultrasons.....	152 F
Antivol de villa.....	128 F
Sirène américaine.....	80 F
Radar hyperfréquence.....	360 F

MESURE

Alimentation réglable 1 à 12V - 0,3A.....	80 F
Détecteur universel 5 fonctions.....	72 F
Convertisseur 6/12V - 2A.....	136 F
Voltmètre digital 0 à 999V.....	144 F
Capacimètre digital 1pf à 9 999uf.....	176 F
Alimentation digitale 3 à 24V - 2A.....	224 F
Fréquencemètre 30Hz à 50MHZ.....	360 F
Alimentation régulée 1,5V à 35V 1A.....	83 F
Fréquencemètre digital 0 à 1GHZ.....	750 F

BF

Amplificateur BF 2W.....	* 40 F
Ampli BF 2x15W ou 1x30W.....	*128 F
Table de mixage stéréo 2x6 entrées.....	*208 F
Ampli-préampli-correcteur 15W.....	*112 F
Préampli-correcteur 5 entrées.....	*112 F
Amplificateur guitare 80W.....	*312 F

ÉMISSION-RÉCEPTION

Récepteur FM 88 à 104MHz... ..	*128 F
Ampli d'antenne 1MHz à 1000MHz - 20db.....	88 F
Récepteur onde moyenne.....	55 F
Émetteur FM 5W.....	200 F

* T.V.A. : 25 %

JEUX DE LUMIÈRE

Modulateur de lumière 3 voies + 1 inversé.....	80 F
Modulateur de lumière 3 voies + micro.....	96 F
Gradateur de lumière.....	32 F
Chenillard 4 voies.....	96 F
Stroboscope 40 joules.....	96 F
Modulateur micro/chenillard 4 voies.....	144 F
Gradateur à touch-control.....	96 F
Modulateur 3 voies pour auto.....	80 F
Chenillard multiprog 8 voies - 2 048 fonct.....	320 F
Chenillard 8 voies.....	128 F
Stroboscope miniature.....	30 F
Stroboscope 300 joules.....	225 F

CONFORT

Serrure codée.....	96 F
Télécommande secteur.....	136 F
Clap interrupteur.....	72 F
Interphone moto.....	128 F
Variateur de vitesse 6/12V.....	80 F
Thermomètre digital 0 à 99°C.....	144 F
Thermostat digital 0 à 99°C.....	168 F
Carillon 24 airs.....	128 F
Interrupteur crépusculaire.....	80 F
Programmateur domestique.....	400 F
Télécommande 27MHz codée.....	256 F
Barrière/télécommande à ultrasons.....	128 F
Variateur de vitesse 220V - 1.000W..	80 F
Allumage élec. à décharge capacitive..	216 F
Compte-tour digital.....	120 F
Barrière/télécommande à infrarouges.....	160 F
Thermomètre digital négatif -50 à +9°C.....	160 F
Temporisateur digital 0 à 999 s.....	200 F
Batterie électronique.....	120 F
Chien électronique.....	295 F
Timer universelle 0 à 15mn.....	99 F
Attente musicale téléphonique..	88 F
Pile ou face électronique.....	45 F

Spot couleur 60W, 8 couleurs,
à l'unité..... 15 F
Les 10..... 120 F
Projecteur PAR 56 sans lampe...210 F
Projecteur PAR 56 économique
sans lampe..... 180 F



Rayon balladeur 180°
sans lampe..... 190 F



Strobo professionnel 300 joules
300 plus..... 720 F
500 plus
avec télécommande externe..... 890 F



Projecteur balladeur RB100 180°
64 faisceaux lumineux..... 790 F



pièces détachées - S.A.V. - T.V. - HiFi - Vidéo - accessoires - sono - haut parleur

FRANCE KIT

Chenillard 2000 programmes 8 sorties 600 W, complet en kit, avec boîtier métallique sérigraphié bouton prises de sortie.....	460 F
Versión montée.....	550 F
Modulateur micro : 3 voies, filtre sélectif de tonalité complet en kit avec boîtier métallique, sérigraphie bouton prise de sortie.....	155 F
Versión montée.....	255 F
Modulateur chenillard 4 voies réglage de vitesse et de sensibilité, complet en kit avec boîtier métallique sérigraphié bouton prises de sortie.....	215 F
Versión montée.....	320 F
Ondulateur quadrichromique 4 voies, complet en kit avec boîtier sérigraphié, prises de sortie bouton.....	440 F
Versión montée.....	550 F



Nous acceptons les Bons de la Semeuse

VISA N°
 Date d'expiration

EXPÉDITIONS : Pour moins de 2 kg : 25 F, de 2 kg à 5 kg : 40 F + de 5 kg expédition en port dû.

EXPÉDITION HORS TAXES DOM-TOM EUROPE AFRIQUE

Led

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
1, bd Ney, 75018 Paris
Tél. : (1) 42.38.80.88
SARL au capital de 51 000 F
Directeur de la publication :
Bernard Duval

LED

Mensuel : 20 F
Commission paritaire : 64949
Locataire-gérant :
Editions Fréquences
Tous droits de reproduction réservés
textes et photos pour tous pays
LED est une marque déposée
ISSN 0753-7409

**Services Rédaction-
Abonnements :**
(1) 42.38.80.88 poste 7315
1 bd Ney, 75018 Paris

Rédaction
Ont collaboré à ce numéro :
M. Georges Matoré, M. René
Rateau, M. Philippe Lesage.

Publicité
(1) 42.38.80.88 poste 7314

Abonnements
10 numéros par an
France : 180 F
Etranger : 260 F

Petites annonces gratuites
Les petites annonces sont
publiées sous la responsabilité de
l'annonceur et ne peuvent se
référer qu'aux cas suivants :
- offres et demandes d'emplois
- offres, demandes et échanges
de matériels uniquement
d'occasion
- offres de service

Réalisation
Dessins et montage
M. Thierry Pasquier
Composition
ES Systèmes - Paris
Photogravure
Sociétés PRS/PSC - Paris
Impression
Banger-Juvrault - Nancy

4**LA CONNAISSANCE
DE L'ELECTRONIQUE
(COURS N° 13)**

Nous avons fait la connaissance des régulateurs intégrés de tension fixe. Nous avons étudié leur mise en œuvre, en traitant un projet-type d'alimentation. Nous allons maintenant poursuivre notre progression en réalisant une combinaison de circuits imprimés passe-partout.

16**TELECOMMANDE
PAR TELEPHONE**

L'appareil décrit commande à distance, sur une ligne téléphonique bifilaire classique, tout dis-

positif électrique fonctionnant en tout ou rien : allumage et extinction. Une des nombreuses applications possibles serait la mise en route d'un chauffage électrique dans une résidence secondaire, quelques heures avant d'y arriver, ou son arrêt en cas d'annulation du voyage.

32**AMPLIFICATEUR
2 x WATTS POUR
BALADEUR**

La qualité que procure l'écoute des baladeurs justifie leur utilisation comme source sonore pour l'attaque de haut-parleurs. Encore faut-il procéder convenablement, pour ne pas sombrer dans l'infâme bricolage chétif et grinçant.

38**LA CONCEPTION D'UNE
ENCEINTE
ACOUSTIQUE**

Le propos de cet article est de faire connaître, à travers la mise au point d'une enceinte acoustique, le système Audax TPX 321, la démarche conceptuelle de la naissance d'un système de reproduire sonore de haute musicalité, du cahier des charges à la mise au point en auditorium, en passant par la rude épreuve du choix des compromis technologiques.

50**SERVICE CIRCUITS
IMPRIMES****INDEX DES ANNONCEURS**

ADG 2P, p. 51. ADS, p. 52. ALSAKIT, p. 30. BERIC, p. 50. CENTRAD, p. 14. CHELLES ELECTRONIQUE, p. 31. COM ELECTRONIQUE, p. 51. DAVIS, p. 30. EDITIONS FREQUENCES, p. 15-36. ELC, p. 14. ELEN, p. 37. FOCAL, p. 51. IMPRELEC, p. 51. K. INGENIERIE, p. 51. MABEL, p. 2. PERLOR, p. 37. SELFCO, p. 37. SVE, p. 51. TIME LIFE, p. 29.

La connaissance de l'électronique

Nous avons fait la connaissance des régulateurs intégrés de tension fixe. Nous avons étudié leur mise en œuvre, en traitant un projet-type d'alimentation. Nous allons maintenant poursuivre notre progression, en réalisant une combinaison de circuits imprimés passe-partout.

L'alimentation stabilisée que nous venons d'étudier et de construire (n° précédent) est capable de délivrer un courant d'intensité 1 ampère sous la tension (fixe) de 5 volts. C'est avec ce petit montage, au demeurant très riche d'enseignement, que nous sommes entrés dans le monde des régulateurs intégrés de tension fixe. Nous savons maintenant mener l'étude et la construction de n'importe quel projet d'alimentation de ce type. Nous traiterons un autre exemple tout à l'heure.

Le modèle objet de notre étude de base remplace avantageusement, à la maison, la classique pile de 4,5 volts qui fournit l'énergie à un quelconque appareil fonctionnant sous une telle tension. Mais dans quelque temps, nous en viendrons à nous intéresser à la logique, au comptage et nous utiliserons ces si justement réputés circuits intégrés de la série 74 HC XX. Il se trouve (comme c'est curieux !) que ces adorables petites bêtes à 14 ou 16 pattes exigent d'être alimentées sous la tension (stabilisée, mais oui !) de 5 volts. Nous veillerons à leur procurer la nourriture qui leur convient...

La diversité pléthorique des tensions d'alimentation de nos montages a conduit tout nécessairement les fabricants à développer les familles de régulateurs qu'ils mettent à notre disposition, ceci explique cela. Mais il faut bien dire que dans la pratique vraie nous avons très souvent besoin de disposer simultanément de plusieurs alimentations stabilisées. C'est de là que nous est venue l'idée de normaliser nos appareils personnels. En nous y prenant bien nous avons condensé à trois le nombre de circuits imprimés à l'aide desquels nous pouvons construire n'importe quelle ali-

mentation stabilisée standard, de tension fixe, ajustable ou variable.

Nous allons tout d'abord revenir sur notre montage de base d'étude et le doter de deux petits compléments.

INTERRUPTEUR ET FUSIBLE

Un interrupteur commandant la mise en et hors service d'une alimentation (comme de tout appareil) n'est pas un luxe, compte tenu de son prix, mais une commodité plaisante. De plus, tout électrotechnicien sérieux vous dira qu'un interrupteur est fait pour assurer précisément cette fonction marche-arrêt, de fermeture et d'ouverture d'un circuit, il prémunit contre les dangers de l'**extra-courant de rupture**, ce courant "visible" sous forme d'**arc électrique** lors du débranchement (de la prise de courant) de la fiche du cordon secteur d'un appareil... La technologie des contacts électriques est, à elle seule, tout un vaste domaine...

Un fusible, pourquoi faire ?

La raison qui vient immédiatement à l'esprit est celle de stopper le passage du courant dans un montage, quel que soit ce montage, si l'intensité du courant y dépasse une valeur seuil dangereuse. Le fusible fond, il "grille", il "part" et les dégâts résultant de l'effet Joule démesuré se trouvent limités, ce dont personne ne se plaint.

Mais il est une autre raison, moins évidente mais tout aussi sérieuse, celle de protéger l'installation électrique en amont de l'appareil. Cette installation apporte au montage consommateur l'énergie par lui demandée pour son fonctionnement. Un dépassement anormal excessif de l'intensité du courant transitant par l'installation électrique peut fort bien causer des dégâts importants dans cette installation qui

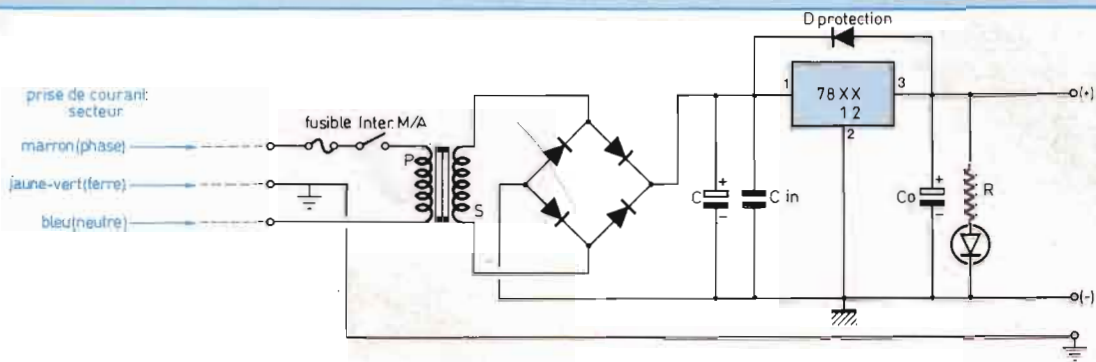


Fig. 1-2

n'a pas été agencée pour "passer" un tel courant.

Les fusibles protègent à la fois les montages et les installations qui les alimentent en énergie électrique.

Lorsqu'il nous est donné d'intervenir sur une installation ou seulement un appareil, voire un simple montage, il n'est absolument pas question de nous livrer à certains essais ou manipulations sans la certitude de la réelle mise hors tension. Un interrupteur n'étant pas transparent, et même s'il l'était, il est obligatoirement considéré comme suspect, ni ouvert ni fermé. Pour lever le doute, il est on ne peut plus raisonnable d'enlever le (ou les) fusible de protection. C'est ainsi que nous devons pratiquer la **coupure visible** d'un circuit avant d'intervenir. C'est également la raison pour laquelle nous disposerons le fusible entre la prise de courant et l'interrupteur marche-arrêt (figure 1).

N'hésitons pas, posons un interrupteur et un fusible. Le **porte-fusible**, muni du **fusible calibré** approprié dont nous déterminerons les caractéristiques, sera intercalé dans l'un des deux câbles conducteurs du cordon secteur reliant l'alimentation à la prise de courant. Ces conducteurs sont identifiables à la couleur de leur gaine : marron et bleu. Le marron est conventionnellement réservé à la phase, en installation fixe, le bleu est affecté au neutre. Le troisième câble du cordon secteur, de couleur jaune-vert, est strictement réservé à la liaison de

terre, par la prise de courant bi + terre. Nous connaissons le rôle de première importance de la **mise à la terre** (n° 64 de février 89).

Nous veillerons toujours à mettre au potentiel zéro volt de la terre le coffret métallique qui accueillera tout montage alimenté par le secteur : nous disposerons, en façade du coffret abritant nos alimentations, une borne de terre. C'est par cette borne que nous mettrons à la terre tout organe ou pièce du montage branché à nos alimentations. Il nous arrivera aussi de porter une sortie de notre alimentation au potentiel de référence de la terre. Comment se fait-il que cette disposition, tellement utile et appréciée à son heure, ne soit pas systématiquement adoptée sur les alimentations que nous voyons ? Songeons-y et disons-le aux autres ! C'est utile et sage...

CALIBRE DU FUSIBLE

Parcouru par le courant qui entre côté enroulement primaire du transformateur, le fusible est donc emprunté par un courant dont l'intensité est inversement proportionnelle à celle du courant consommé côté secondaire, dans le **rapport de transformation**, rapport des tensions primaire-secondaire, rapport du nombre de spires des enroulements (n° 67 de mai 89).

Il nous faut compter avec une surconsommation due au **rendement**, lequel se promène dans les environs de 0,6. C'est que l'énergie réelle, activement utilisée par le montage alimenté ne sera malheureusement que de l'ordre

de 60 % de l'énergie consommée par l'alimentation, celle qui nous est comptée et facturée.

Prenons un exemple, celui du projet (n° précédent de la revue).

Un courant de 1 ampère est fourni par l'alimentation au montage. Ce courant parcourt le secondaire du transformateur sous la tension (efficace) de 9 volts. Le primaire, soumis à la tension secteur 220 volts, est parcouru par un courant d'intensité $\left[\frac{1 \text{ A} \times 9 \text{ V}}{220 \text{ V} \times 0,6} \right]$, soit de 0,07 ampère, en gros.

Nous choisirons, sur catalogue, un **fusible calibré** de 100 milliampères (ou 125). Ce fusible sera du type tubulaire, sous verre, 5 x 20, c'est-à-dire de diamètre 5 mm et longueur 20 mm. Notre préférence ira au fusible à **fusion rapide**, fusible qui fondra, qui "partira" instantanément si l'intensité du courant le traversant atteint et franchit le seuil critique du calibre. Une alimentation, un appareil de mesure doivent être protégés par fusible à fusion rapide. Mais lorsque nous sommes en présence d'un amplificateur de basse fréquence, nous installerons un fusible à **fusion retardée**. Lors de la mise en service l'appel de courant avalé par les condensateurs de filtrage dépasse très largement l'intensité nominale du courant moyen consommé en régime de fonctionnement. Un moteur électrique "prend" 5 à 8 fois son intensité nominale pendant les quelques 3 à 10 secondes qu'il met à prendre sa vitesse de rotation. Il existe des dispo-

La connaissance de l'électronique

sitifs temporisateurs pour la durée de démarrage, tout est dit...

Le porte-fusible, il en faut un, destiné à recevoir le fusible calibré, sera disposé sur le circuit imprimé, à l'intérieur du coffret ou sur le châssis. Notre choix va au porte-fusible isolé avec capot de protection. Quant à l'interrupteur, le premier modèle sur catalogue, le plus courant, présente les caractéristiques : 3 A/250 V AC.

Un **pouvoir de coupure** de 3 ampères, sous la tension de 250 volts, en alternatif (AC signifie alternative current, nous ne traduirons pas en français), c'est beaucoup plus qu'il n'en faut pour couvrir les besoins exprimés (une centaine de milliampères). Voilà qui complète notre prototype d'étude...

PROJET

Alimentation stabilisée délivrant un courant de 1,5 ampère sous la tension de 12 volts (figure 2).

REGULATEUR

7812 en boîtier TO 220.

TRANSFORMATEUR

Sa tension au secondaire sera de 15 volts et il devra fournir 1,5 A, sa puissance sera d'au moins

$$15 \times 1,5 = \dots \text{ VA.}$$

Nous prendrons le modèle

220/15 V, 16-26-46-75 VA

CONDENSATEUR DE FILTRAGE

Sa tension de service devra couvrir la tension de charge maximale

$$(15\sqrt{2} \times 1,25 \times 1,1) - U_{AK} = \dots \text{ volts (1)}$$

Tension de service de C :

$$25-40-63 \text{ V}$$

Déterminons la capacité nécessaire, en fonction de la tension de ronflement u_{ronf} admissible (à plein débit)

$$u_{ronf \text{ max}} = (15\sqrt{2} - U_{AK}) = \dots \text{ volts (2)}$$

$u_{ronf \text{ min}}$ a pour valeur la somme de $u_{sortie \text{ min}}$ (12 V - 5 % de tolérance) et $u_{rég}$, de 2 volts, puisque le régulateur a



besoin de 2 volts pour réguler la tension.

$$u_{ronf \text{ min}} = (12 \times 0,95) + 2 = \dots \text{ volts (3)}$$

$$u_{ronf} = [(2) - (3)] \text{ volts}$$

$$\text{Comme } u_{ronf} = \frac{I}{100C}$$

$$C = \frac{1,5 \text{ A}}{100 [(2) - (3)]} = \dots \text{ farads}$$

C = 1000-2200-4700-10 000 microfarads, 40 V.

DIODES DE REDRESSEMENT

Elles doivent "passer" la moitié du courant total, soit $\frac{1,5}{2} = \dots$ ampère.

Les diodes choisies doivent supporter une tension inverse double de la tension maximale de charge de C, au moins.

Nous prendrons des diodes dont la tension de service continu, en inverse, couvrira $2 \times (1)$ volts, pas moins.

1N 4001,2 7 : 50-100-200-400-500-600-1000 volts

Remarque :

Comme bon nombre de praticiens, de chercheurs, nous utilisons uniquement des diodes 1N 4007, achetées par lots de 10, qui ne sont guère plus encombrantes que les 1N 4001, en dimensions et en prix ! Pas de problème, qui peut le plus peut le moins !

DISSIPATEUR

Calculons la puissance à dissiper

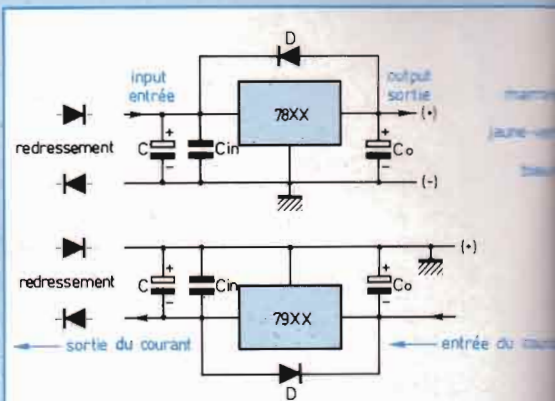


Fig. 3

maximale selon notre méthode :

$$P_{dis \text{ max}} = \left[\frac{(2) + (3)}{2} - U_{sortie} \right] \times I_{\text{max}}$$

$$\left[\frac{19,8 + 13,4}{2} - (12 - 5 \%) \right] \times 1,5 \text{ A}$$

$$P_{dis \text{ max}} = \dots \text{ watts (4)}$$

La résistance thermique du dissipateur devra être inférieure à

$$\frac{T_j - T_a}{P_{dis \text{ max}}} - R_{th(j-b)} - R_{th(b-d)}$$

$$\frac{150 - 30}{(4)} - (5,5 + 1,5) = \dots \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Un radiateur de 5° C/W conviendra très bien...

TEMOIN MARCHÉ-ARRÊT

Nous dotons le montage d'un voyant à diode électroluminescente, laquelle sera parcourue par un courant d'intensité 5 milliampères (environ). La tension U_{AK} étant de 1,6 volt, il nous faudra disposer en série avec la diode une résistance R, qui assurera la chute de tension nécessaire, depuis la broche de sortie, de $(12 - 1,6) = 10,4$ volts, en étant traversée par un courant d'intensité 5 mA.

Le calcul nous donne

$$\left(\frac{10,4 \text{ V}}{0,005 \text{ A}} \right) = \dots \text{ ohms}$$

Nous prendrons une résistance de 1 800 ohms, de puissance 1/2 watt (valeurs à contrôler).

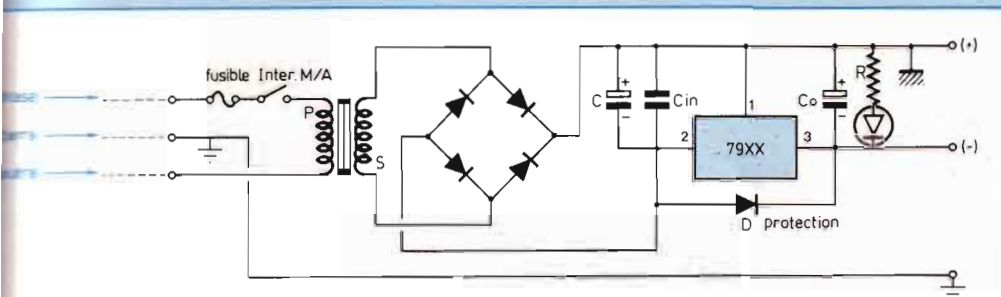


Fig. 4

Le schéma de principe complet de l'alimentation est reproduit à la figure 2.

DIODE DE PROTECTION

1N 4007, comme celles du pont redresseur.

CONDENSATEURS C_{in} et C_o

$C_{in} = 0,33$ microfarad, miniature, Mil-feuil, 63 volts.

$C_o = 10$ microfarads, Tantale, 25 volts.

FUSIBLE

Déterminons son calibre.

$$\frac{1,5 \text{ A} \times 15 \text{ V}}{220 \text{ V} \times 0,6} = \dots \text{ milliampères}$$

Nous poserons un fusible à fusion rapide, tubulaire, 5×20 , de calibre :

50-100-125-150-**200-250**-315 mA

INTERRUPTEUR

Le premier modèle de la liste, au catalogue, 3 A/220 V AC.

CORDON SECTEUR

Tout cordon secteur tripolaire équipé d'une fiche aux normes CEE...

Remarque :

Nous vous invitons très sérieusement à vérifier, par le calcul, selon la méthode que nous appliquons, si un tout banal transformateur de sonnerie de porte d'entrée, 220/8 V-1 A et un condensateur de 4 700 microfarads 25 volts ne conviennent pas à la construction d'une alimentation délivrant un courant pouvant atteindre 1 ampère

sous 5 volts. C'est peut-être à retenir...

REGULATEURS

DE TENSION NEGATIVE

L'étude de la mise en œuvre des régulateurs intégrés de tension négative se conduit de façon absolument similaire à celle des régulateurs de tension positive, que nous connaissons bien maintenant.

Remarque

Il faut se méfier des termes d'entrée et sortie, traduction littérale de "input" et "output" en langue américaine (figure 3).

Le courant sort de la borne positive (+) de l'alimentation pour traverser le montage alimenté et revient au régulateur à la borne désignée par "output", en langue américaine et parfois "sortie" dans les traductions en français. Cette expression, dans son analogie avec celle, **exacte**, qui concerne le régulateur de tension positive, risque d'être fort mal et malheureusement interprétée. C'est pourquoi nous figurons par des flèches les entrées et sorties vraies du courant aux régulateurs (numéro précédent de la revue). Il faut se souvenir que la borne "input" ou "entrée" est la plus proche de la cellule de redressement-filtrage, la borne "output" ou "sortie" en est la plus éloignée. Il faut être vigilant

devant un document insuffisamment explicite...

Le schéma général de principe d'une alimentation stabilisée de tension fixe, négative, est reproduit à la figure 4.

CIRCUIT IMPRIME

UNIVERSEL

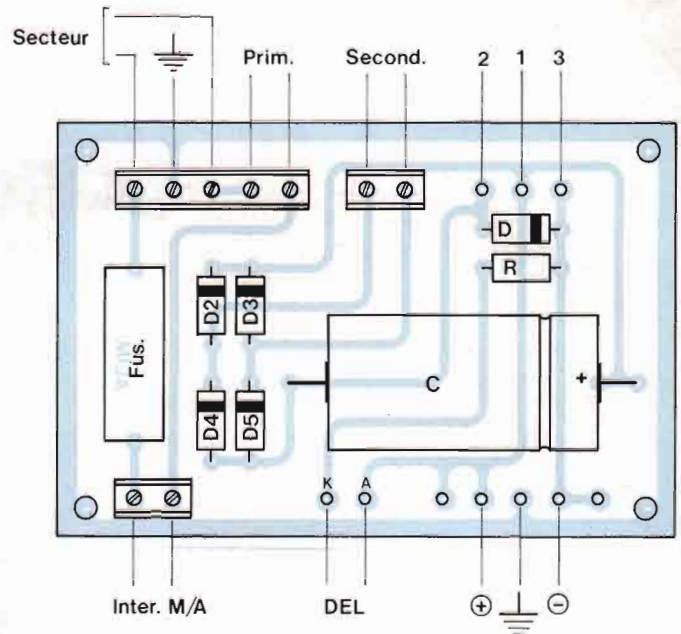
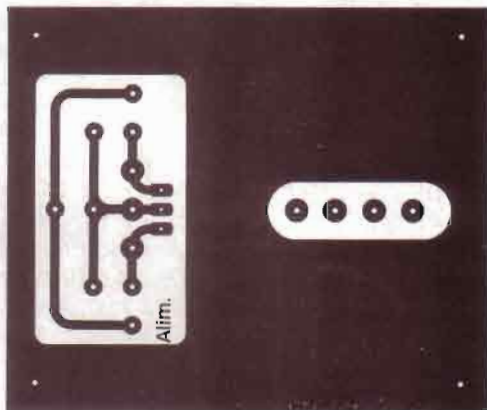
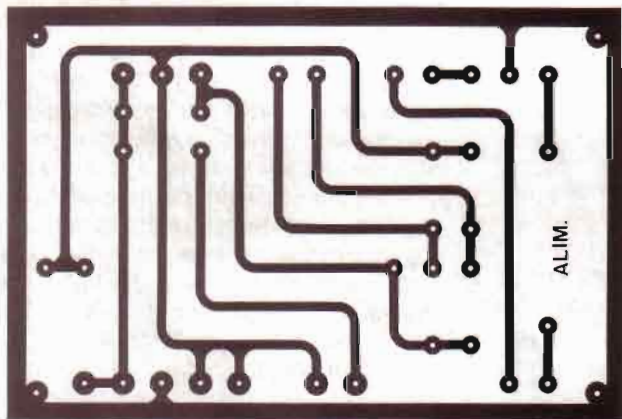
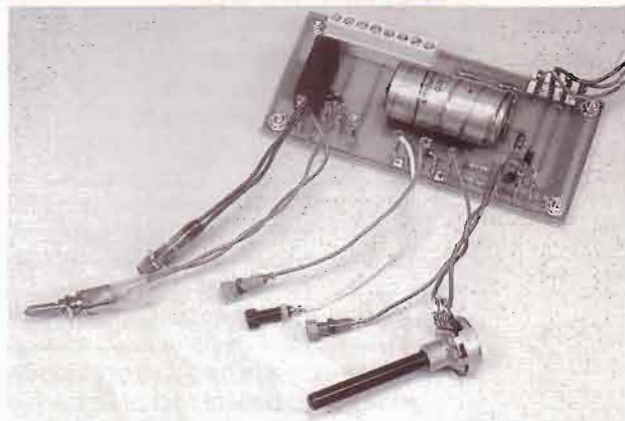
Il suffit de remarquer que le montage de l'alimentation de tension négative se différencie de celui de l'alimentation de tension positive par la seule inversion du sens de branchement des diodes et condensateurs polarisés (tous dipôles dissymétriques). Un même circuit imprimé conviendra à la confection des platines des deux types d'alimentations. Ce circuit recevra le porte-fusible, le pont redresseur, les diodes de protection, le condensateur de filtrage... Il sera pourvu de picots ou de borniers par lesquels sera assurée la liaison aux prise de courant, transformateur, interrupteur marche-arrêt, bornes (+), (-) et terre, voyant lumineux, au régulateur (figure 5)...

Un circuit imprimé "universel" reçoit indifféremment les régulateurs de tension positive ou négative, ces derniers demandent la pose d'une liaison (strap). Le circuit imprimé a été dessiné pour recevoir les condensateurs C_{in} et C_o désormais connus, aux endroits réservés, selon la polarité de tension du type de régulateur.

Sachant qu'un dissipateur (radiateur) de résistance thermique 5° C/W convient à toutes les alimentations, quel que soit le type de régulateur de la série 78 ou de la série 79, nous avons dessiné le circuit imprimé tel qu'il puisse recevoir n'importe quel radiateur du commerce, de 5° C/W , que nous avons rencontré sur le marché.

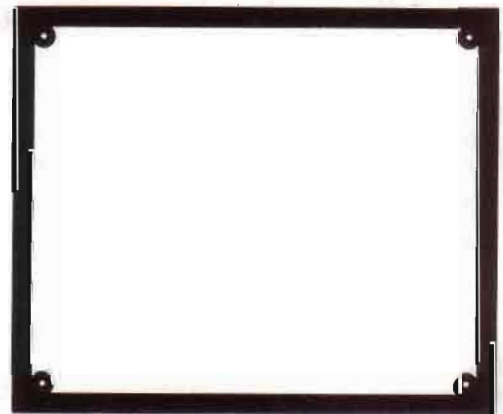
La platine du régulateur se fixe à l'arrière du coffret métallique abritant l'alimentation, par boulonnage des 4 entretoises. Le radiateur est bien ventilé, il doit être disposé verticalement, quoi de plus évident ? Une rondelle

La connaissance de l'électronique



Redressement et filtrage pour 79 XX.

Fig. 5



métallique est interposée entre le radiateur et la plaque d'époxy (circuit imprimé).

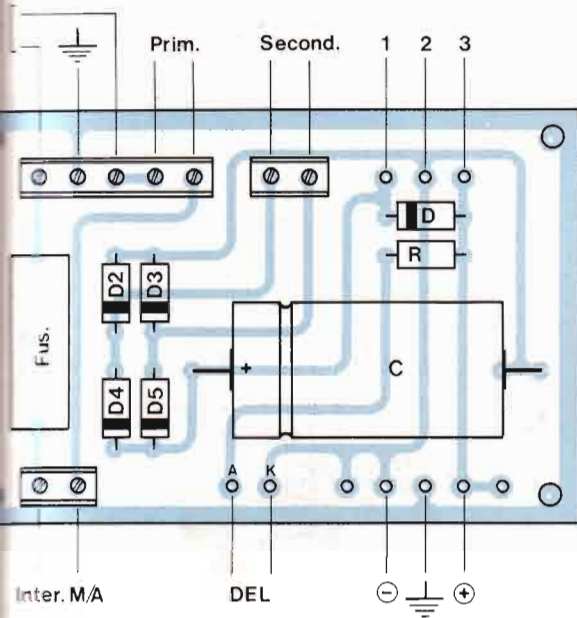
Remarque

Nous soulignerons la commodité du

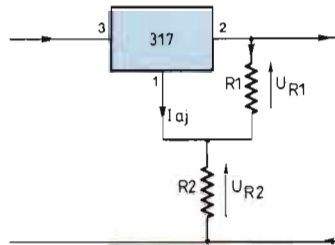
bornier, lors du raccordement du cordon secteur, du branchement du transformateur, de celui de l'interrupteur... Les points sous tension élevée sont ainsi rendus "intouchables", ce

qui élimine des risques encourus par maladresse.

La mise en service est très rapide, sans besoin de fer à souder, le tournevis suffit...



resserment et filtrage pour 78 XX.



$$U_{\text{sortie}} = 1,25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot I_{aj} R_2$$

Fig. 6

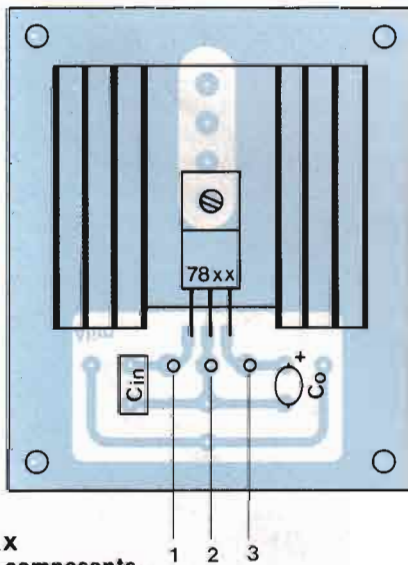
sion ont été tout particulièrement conçus pour permettre de donner à la tension délivrée, stabilisée, une valeur comprise dans une fourchette fort étendue. C'est ainsi que le 317, régulateur de tension positive, accepte de fournir un courant pouvant atteindre 1,5 ampère dans les meilleures conditions que nous précisons, sous une tension ajustable, entre 1,25 et 37 volts. Le 337 est l'homologue du 317, en version tension négative, vous vous en seriez doutés !

Bien évidemment, il existe plusieurs gammes de types de régulateurs de la même famille, encapsulés dans des boîtiers aux diverses dimensions, susceptibles de délivrer des courants aux intensités plus ou moins importantes, tout comme chez les 78 XX et les 79 XX. Nous nous limiterons à la mise en œuvre des 317 et 337 sous boîtier TO 220, dans la ligne de normalisation de nos montages personnels. C'est ainsi que le circuit imprimé utilisé pour les régulateurs 78 XX et 79 XX a été dessiné, nous l'avons voulu, pour accueillir tout aussi bien un 317 ou un 337. N'est-ce pas plus simple, plus commode, pour nous qui avons à utiliser ces appareils tous les jours, pour nos recherches ?

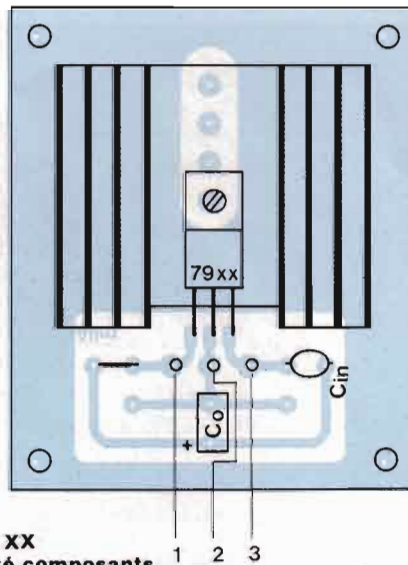
Nous avons reproduit le schéma de principe de l'application standard du 317 à la figure 6. La présence des condensateurs C_{in} de 0,33 microfarad et C_o de 10 microfarads ne devrait pas vous surprendre. Au besoin, pourriez-vous revoir le numéro précédent de la revue ?

Par construction, le potentiel de la broche 1 est maintenu, de manière absolument stable, à une distance de 1,25 volt en dessous du potentiel de la broche 2 (entre 1,2 et 1,3 volt, en réalité, dans la fourchette de la tolérance de précision). Il s'ensuit que la résistance R_1 , disposée entre broches 2 et 1, est parcourue par un courant d'intensité constante, de valeur $\left(\frac{1,25 A}{R_1} \right)$ ampère.

De la broche 1 sort le **courant d'ajus-**



78 XX côté composants.



79 XX côté composants

La démonstration et la manipulation associées sont facilitées, vous nous comprenez fort bien, dans le souci permanent de transmettre la connaissance à ceux qui nous suivront.

REGULATEURS DE TENSION AJUSTABLE

Certains régulateurs intégrés de ten-

tement I_{aj} qui doit aller rejoindre la masse. La résistance ajustable R2 est donc parcourue par un courant qui est la réunion du courant passant dans R1 et du courant d'ajustement. R2 et R1 constituent un pont diviseur de tension, de rapport ajustable, du fait de la présence de la résistance ajustable R2.

Appelons U_{sortie} la tension de sortie en broche 2, par rapport à la masse, bien évidemment.

$$U_{sortie} = UR_1 + UR_2 \text{ (figure 6),}$$

L'intensité du courant d'ajustement est remarquablement faible. Nous avons vérifié les dires des fabricants, cette intensité est en effet de l'ordre de 80 microampères.

$$UR_1 = R_1 I_1 = 1,25 \text{ volt}$$

$$UR_2 = R_2 (I_1 + I_{aj})$$

$$U_{sortie} \text{ (en volts)} = 1,25 \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) + R_2 I_{aj}$$

Pouvant négliger I_{aj} , dans la quasi-totalité des applications, nous garderons la formule gouvernant la valeur de la tension de sortie :

$$U_{sortie} = 1,25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

DIODES DE PROTECTION

Vous ne serez absolument pas surpris de retrouver, sur le schéma reproduit à la figure 7, la diode D1 de protection contre les surtensions, disposée entre les broches 3 et 2 du 317, véritables broches d'entrée et de sortie du courant dans le régulateur. Nous vous avons exposé le rôle important joué par cette diode, lors de notre précédent entretien.

Quant à la diode D2, son rôle est bien loin d'être négligeable. En cas de court-circuit extérieur au régulateur, D2 s'oppose à la décharge du condensateur C_0 , vers la masse, à travers le régulateur. Il faut installer une telle diode, dans nos montages avec 317 (ou 337).

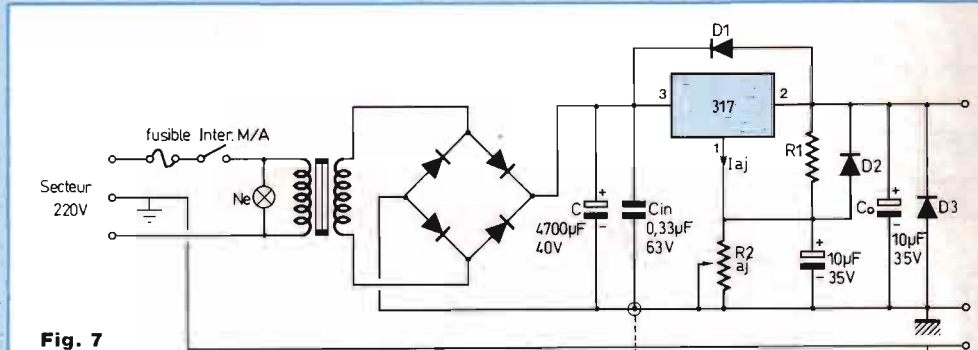


Fig. 7

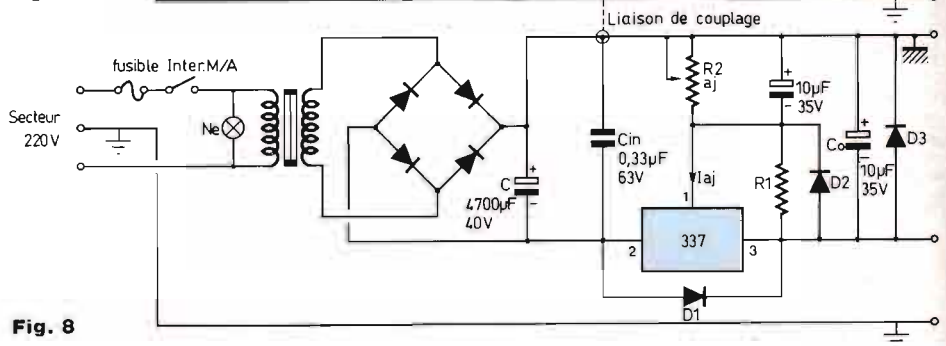


Fig. 8

COUPLAGE D'ALIMENTATIONS

Lorsque nous en viendrons à étudier les amplificateurs opérationnels, les "amplis OP", il nous faudra disposer d'alimentations doubles, ou symétriques, du genre +15, zéro, -15 volts. L'association d'une alimentation avec un 7815 et d'une autre alimentation avec un 7915 n'offre pas la précision suffisante. La tolérance de $\pm 5\%$ n'est pas acceptable. Grâce aux alimentations construites autour des 317 et 337 nous pouvons, par couplage, satisfaire nos exigences (ou celles des amplis op !).

Le schéma reproduit à la figure 8 est celui du couplage de deux alimentations "indépendantes", de tension ajustable, l'une positive et l'autre négative.

Vous y remarquerez la présence des deux diodes D3, disposées entre les

bornes de sortie de chacune des deux alimentations, dans le sens inverse de leur conduction, ce qui est bien naturel. Ces diodes s'opposent au passage intempestif et dangereux de courant dans l'un ou l'autre des deux régulateurs, lors de la mise sous tension des alimentations et en cas de court-circuit. Munissons d'autorité nos montages de ces diodes D3, chaque 317 ou 337 aura la sienne !

ETUDE D'ALIMENTATION AVEC 317

Nous procéderons à la détermination des caractéristiques des composants à associer au 317 en reconduisant purement et simplement notre méthode appliquée aux 78 et 79 XX. Nous devons savoir que le 317 est capable de délivrer un courant d'intensité 1,5 ampère sous la tension U_{sortie} comprise entre 1,25 et 37 volts. Pour assurer la régulation de tension il lui

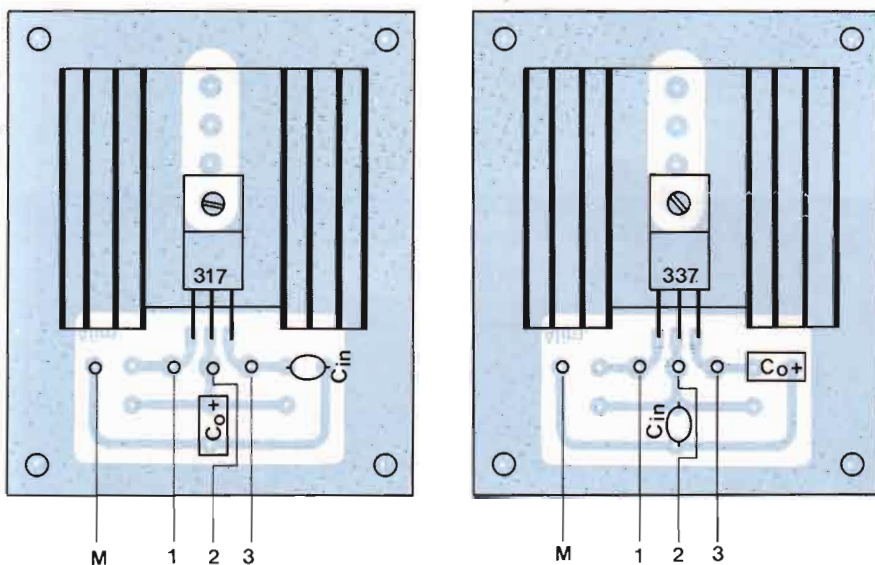


Fig. 9

faut consommer 1,25 volt ($U_{\text{r\acute{e}g}} = 1,25 \text{ V}$).

Le 317 est protégé thermiquement. Sa température de jonction T_j maximale est de 125°C et si cette température est atteinte, le dispositif électronique de limitation entre en fonction, limitant l'intensité du courant délivré (sans couper ce courant) à la valeur telle que la température de jonction n'augmentera pas au-delà, comme chez tout 78 ou 79 XX.

Le 317 est protégé en intensité, cette intensité ne dépassera pas 1,5 ampère (pour le 317 T en boîtier TO 220), même si sa sortie est en court-circuit, comme tout 78 ou 79 XX.

Le 317 est protégé en puissance, c'est-à-dire que la puissance développée n'excédera pas 20 watts, la limitation en puissance fonctionnera si le produit (différence des tensions entrée-sortie \times intensité du courant délivré) atteint 20 W.

Le fabricant recommande de ne pas

soumettre le 317 à une tension entrée-sortie dépassant 40 volts, ceci justifie cela.

Terminons par une précision intéressante, le fait que la broche d'ajustement de la tension soit "en l'air", c'est-à-dire ne soit pas connectée, n'annihile absolument pas les dispositifs de limitation, c'est une sécurité non négligeable.

Etudions un montage appelé à nous rendre de fort appréciables services, pour nos manipulations, nos études, nos recherches, capable de délivrer un courant atteignant 1,5 ampère dans les meilleures conditions de tension de sortie, cette U_{sortie} pouvant varier de 1,25 à 18 volts.

TRANSFORMATEUR

Son secondaire devra pouvoir débiter 1,5 ampère sous 18 volts, sa puissance nominale sera d'au moins $(18 \times 1,5) = 27 \text{ VA}$. Nous le prendrons du modèle standard 220/18 V-46 VA (ou 50 VA).

DIODES DE REDRESSEMENT

1N 4007, les diodes de protection également.

CONDENSATEUR DE FILTRAGE

Nous utilisons toujours un 4 700 microfarads-40 volts.

avec un courant de 1,5 ampère,

$$U_{\text{rnf}} = \frac{1,5 \text{ A}}{100 \times 0,0047 \text{ F}} = \dots \text{ volts (5)}$$

TENSION MAXIMALE DE SORTIE

$$(18\sqrt{2} - U_{\text{AK}} - U_{\text{rnf}} - U_{\text{r\acute{e}g}}) =$$

$$(18\sqrt{2} - 1,4 - (5) - 1,25) = \dots \text{ volts}$$

Notre tension de sortie maximale de 18 volts est-elle assurée ?

Une résistance ajustable de 2 200 ohms est classique, pour R2.

Comme $U_{\text{sortie}} = 1,25(1 + \frac{R2}{R1})$, calculons R1

$$R1 = |18| \div |1,25| = | -1 | =$$

$$\left| \text{INV} \frac{1}{x} \right| \times |2\ 200| = \dots \text{ ohms}$$

Si vous remarquez que la résistance équivalente de deux résistances de 330 ohms associées en parallèle est de 165 ohms, vous ne serez absolument pas surpris que le circuit imprimé soit dessiné pour accueillir ces deux résistances constituant R1.

DISSIPATEUR

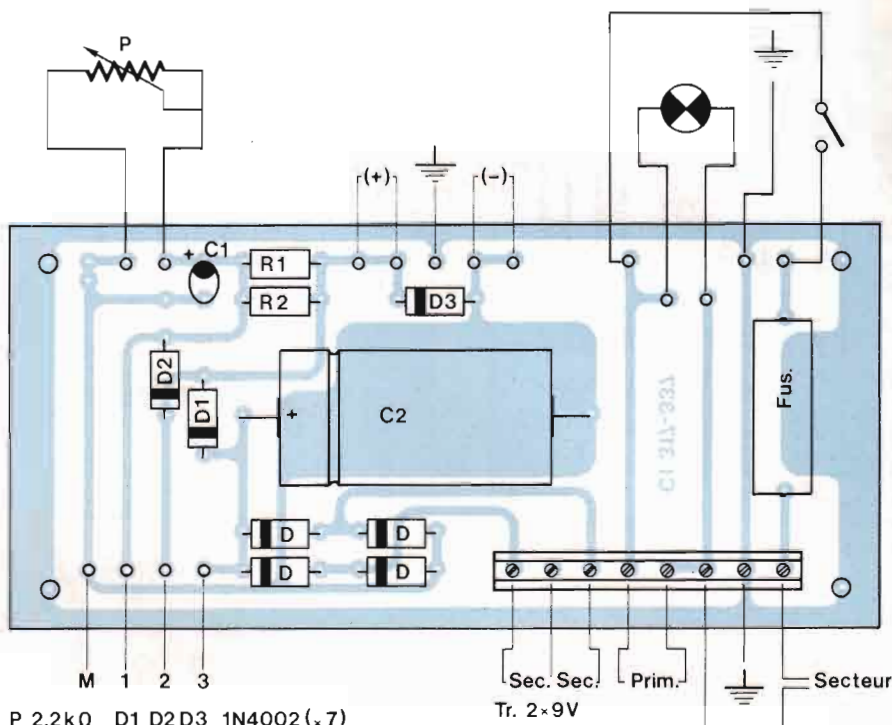
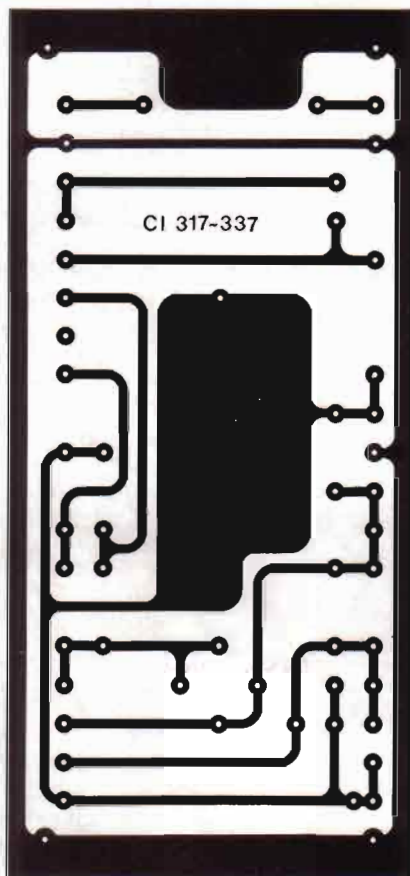
Dans notre but de simplification, de "normalisation" de nos montages personnels, nous avons retenu les régulateurs 78 XX, 79 XX, 317, 337 sous boîtier TO 220 que nous pourvoyons, tous, d'un dissipateur quelconque du commerce, de résistance thermique 5°C/W . C'est ainsi que nous avons en tout et pour tout trois circuits imprimés universels nous permettant de construire toute alimentation standard. Amusant, non ?

PUISSANCE DISSIPÉE MAXIMALE

Cette puissance $P_{\text{dis max}}$ est précisément celle qui est autorisée par le dissipateur.

$$P_{\text{dis max}} = \frac{T_j - T_a}{R_{\text{th}}(j - b) + R_{\text{th}}(b - d) + R_{\text{th}}(d)}$$

La connaissance de l'électronique



- P. 2.2kΩ D1.D2.D3. 1N4002 (x 7)
 R1.390Ω C1.10μF 35V
 R2.220Ω C2.4700μF 40V

317 côté composants.

Dans le cas du 317 :

$$P_{dis \max} = \frac{125 - 25}{5 + 1 + 5} = \dots\dots\dots \text{watts (6)}$$

Usortie maximale : 18 volts

Calculons la tension (entrée-sortie) moyenne du régulateur lorsqu'il fournit son courant maximal de 1,5 ampère sous $U_{sortie} = 18$ volts.

$$\text{Tension (entrée-sortie)} =$$

$$(18\sqrt{2} - U_{AK} - \frac{1}{2}U_{ronf} - U_{sortie}) =$$

$$= 18\sqrt{2} - 1,4 - \frac{3,2}{2} - 18 = \dots\dots \text{volts (7)}$$

La puissance dissipée est alors de :

$$P = U I = (7) \times 1,5 \text{ A} = \dots\dots \text{watts (8)}$$

Cette puissance (8) étant inférieure à la puissance dissipée maximale (6), nous avons la garantie que le régulateur mis en œuvre dans les conditions indiquées pourra délivrer sans problème le courant prévu. Ce n'est que lorsque l'intensité du courant fourni en sortie atteindra 1,5 ampère que la limitation agira, comme chez tous 78 ou 79 XX.

Usortie minimale : 1,25 volt

La tension moyenne (entrée-sortie) du régulateur est alors de :

$$(18\sqrt{2} - U_{AK} - \frac{1}{2}U_{ronf} - U_{sortie}) =$$

$$(18\sqrt{2} - 1,4 - 1,6 - 1,25) = \dots\dots \text{volts(9)}$$

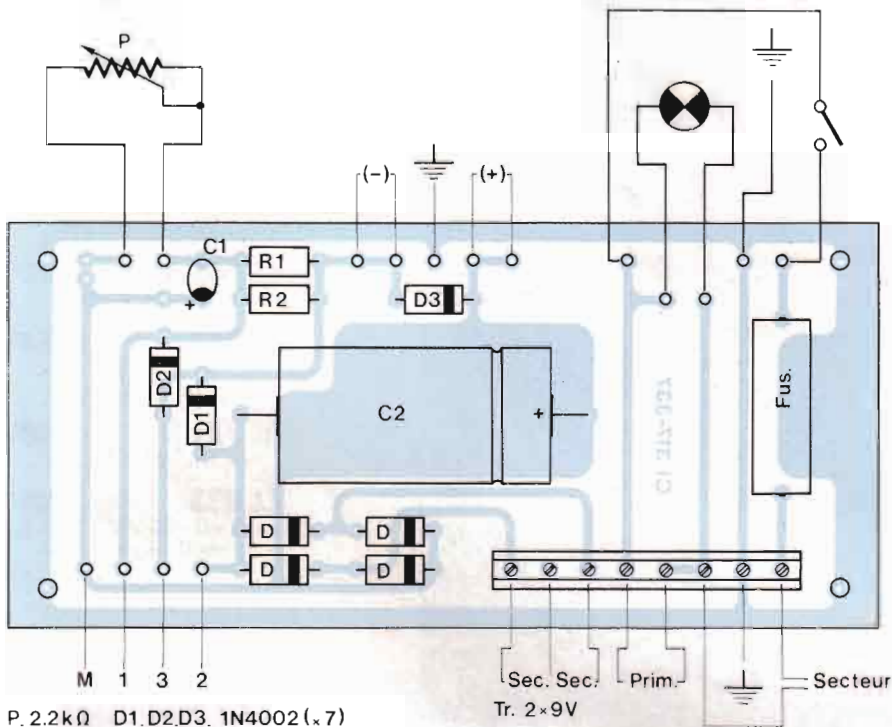
A cette tension (entrée-sortie) (9) et une intensité de 1,5 ampère correspond une puissance dissipée de $(9) \times 1,5 \text{ A} = \dots\dots \text{watts (10)}$

Cette fois, nous sommes très au-dessus de la puissance dissipée maximale admissible (6).

A cette $P_{dis \max}$ (6) correspond, pour une tension (entrée-sortie) du régulateur (9) l'intensité maximale du courant délivré :

$$I_{\max} = \frac{P}{U} = \frac{(6)}{(9)} = \dots\dots \text{ampère (11)}$$

Sous la tension de sortie minimale 1,25 volt, notre alimentation ne délivrera pas au-delà d'environ 0,4 ampère...



P. 2.2k Ω D1, D2, D3. 1N4002 ($\times 7$)
 R1. 390 Ω C1. 10 μ F 35V
 R2. 220 Ω C2. 4700 μ F 40V

337 côté composants.

Fig. 10

TENSION AJUSTABLE, FIXE, VARIABLE

Bien évidemment, nous avons dessiné le circuit imprimé de la platine du 317 (ou 337) en ménageant les trois trous pastillés destinés à accueillir la résistance ajustable R2. L'ajustement s'opère à l'aide d'un tournevis à lame isolée, un voltmètre lisant la tension de sortie.

Si nous remplaçons la résistance ajustable R2 par une résistance classique, dont la valeur est la même que celle procurée par R2 ajustée, nous obtenons une tension de sortie fixe, de la valeur désirée. Le circuit imprimé a été

dessiné à cette intention, il possède deux trous pastillés situés à la distance optimale.

Enfin, le circuit imprimé est également dessiné pour recevoir deux picots, lesquels seront les bornes de raccordement des deux fils de liaison d'un potentiomètre R2. La tension de notre alimentation sera ainsi variable, par intervention sur le bouton de commande de rotation de l'axe du curseur du potentiomètre R2, de 2 200 ohms. Des picots sont posés pour faciliter le branchement d'un voltmètre, ils doublent ceux de sortie de l'alimentation, (+) et (-).

VOYANT MARCHE-ARRRET

La tension de sortie n'étant pas fixe,

nous ne pourrions alimenter de diode électroluminescente à partir de cette tension variable. Nous utiliserons un voyant lumineux au néon, fonctionnant sous les 220 volts de la tension secteur.

ALIMENTATION AVEC 337

Il va sans dire que le circuit imprimé destiné au montage avec 337 est le même que celui du 317. Il suffit de veiller au (bon) sens de pose des dipôles dissymétriques, lesquels sont polarisés...

La liaison entre platine et régulateur s'effectue à l'aide de 4 câbles au lieu de 3, chez les montages 78 et 79 XX.

FAISONS LE POINT

Lorsque la plage de variation de la tension de sortie d'une alimentation ajustable (ou variable) devient importante, il nous faut subir les limitations d'intensité, de température, de puissance. Ces limitations sont indéniablement utiles, bénéfiques, indispensables, merci aux concepteurs !

L'action d'un dissipateur apparaît beaucoup mieux chez le régulateur de tension ajustable, comparativement à celui de tension fixe. Plus la résistance thermique d'un dissipateur est basse, plus volumineux et cher devient ce radiateur. Le bénéfice de la résistance thermique la plus basse disparaît en dessous d'une certaine taille...

Tous ces paramètres interdépendants nous ont conduit à penser nos alimentations standard sous un angle inhabituel et leur donner la forme passe-partout que vous venez de découvrir. Lors de notre prochain rendez-vous nous ferons un retour sur ce sujet si vaste et nous ouvrirons des horizons... Nous vous remercions sincèrement de votre complaisante fidélité.

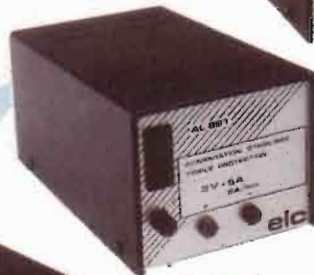
A bientôt !

Georges Matoré

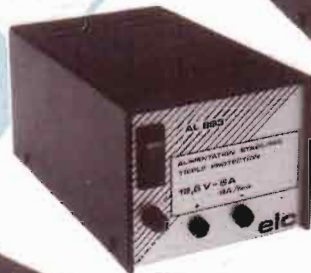
GENRAD



AL 891
5 V - 5 A 330F TTC



AL 892
12,5 V - 3 A 290F TTC



AL 893
12,5 V - 5 A 350F TTC



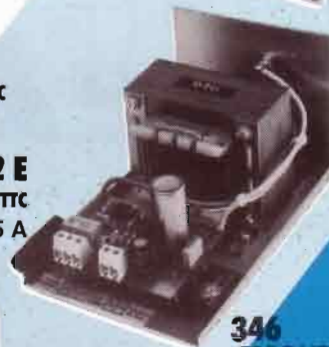
AL 896
24 V - 3 A 390F TTC



960 3000F TTC
GENERATEUR DE FONCTIONS
2 MHz - AFFICHAGE DIGITAL
MOD. D'AMPLITUDE...
DISPONIBLE DECEMBRE 89



AL 892 E
330F TTC
12,5 V - 2,5 A



AL 893 E
390F TTC
12,5 V - 4 A



AL 891 E
360F TTC
5 V - 4 A

346 1995F TTC
FREQUENCEMETRE
600 MHz

869 3500F TTC
GENE. DE
FONCTIONS 11 MHz

368 1425F TTC
GENE. FONCTIONS
200 kHz

689 10700F TTC
MIRE COULEUR
PAL/SECAM
UHF/VHF



MC 814
MESUREUR DE CHAMP
VHF - UHF
AFFICHAGE DIGITAL
DE LA FREQUENCE
ACCUS NiCd et chargeur

Prix HT 3920,74F
Prix TTC 4650F



AL 896 E
420F TTC
24 V - 2,5 A



AL 792 900F TTC
± 12 à 15 V - 1 A
+ 5 V 5 A / - 5 V - 1 A

AL 813 750F TTC
13,8 V - 10 A

AL 821 750F TTC
24 V - 5 A

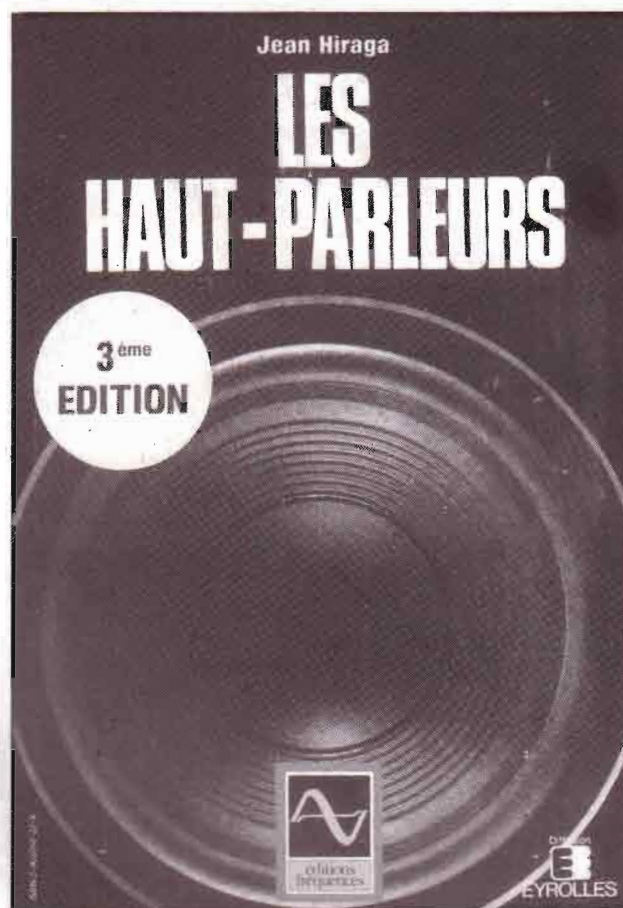
elc **GENRAD**

59, Av. des Romains 74000 ANNECY
Tél. : 50.57.30.46 Téléx : 309 463 F

En vente chez votre fournisseur de composants électroniques ou les spécialistes en appareils de mesure. Documentation complète contre 5 timbres à 2 F 20 en précisant "SERVICE 104".



Voici la 3^e édition



352 pages

Depuis 81, cet imposant volume de 352 pages connaît un succès constant.

La meilleure preuve en est cette troisième édition.

Bien plus qu'un traité, il s'agit d'une véritable encyclopédie, alliant théorie et pratique, histoire, en une mine inépuisable d'informations, reconnue dans le monde entier !

L'enceinte acoustique et le filtrage sont aussi largement traités.

Véritable "bible", "Les Haut-Parleurs" s'étoffent de plus de trente pages dans cette troisième édition. Les dernières innovations y sont traitées : haut-parleur à ruban large bande, nouveaux types d'aimants, système à image stéréophonique constante...

Le chapitre consacré au filtrage et la présentation des enceintes acoustiques et des haut-parleurs du marché, a été lui aussi actualisé.

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

BON DE COMMANDE

Je désire recevoir la 3^e édition des "Haut-Parleurs".

NOM

ADRESSE

.....

Je joins 195 F + 12 F frais d'envoi.

A adresser aux Editions Fréquences - 1, boulevard Ney 75018 Paris

TELECOMMANDE PAR TELEPHONE



L'appareil décrit commande à distance, sur une ligne téléphonique bifilaire tout dispositif électrique en tout ou rien : allumage et extinction.

Une application possible serait la mise en route du chauffage dans une résidence secondaire, quelques heures avant d'y arriver, ou son arrêt en cas d'annulation du voyage.

TELEPHONE... ET PTT

Ultrasons, infrarouges, fils domestiques de distribution du 220 volts d'EDF, ondes radioélectriques, sont autant de véhicules de l'information utilisables – et de plus en plus utilisés – pour télécommander (étymologiquement : commander à distance)

les appareils les plus variés. Sauf à mettre en œuvre des moyens techniques inaccessibles à l'amateur, tous souffrent d'une même limitation : leur portée ne dépasse jamais quelques mètres à quelques centaines de mètres.

Un autre véhicule, sûre autant qu'économique, échappe à ce défaut, puisque omniprésent sur la planète : c'est le réseau téléphonique international. Support habituel du langage, il transporte aussi des informations numériques, par l'intermédiaire de modems. Le montage que nous décrivons autorise théoriquement la commande, de n'importe quel point du globe à

n'importe quel autre, de la mise en marche ou de l'arrêt d'un récepteur électrique. Nous précisons bien : théoriquement. En France, les PTT n'admettent légalement, sur le réseau téléphonique public, que le raccordement de matériels agréés. Aussi bien, notre télécommande ne vise-t-elle que des installations téléphoniques privées, en toute rigueur.

Arguant d'une tolérance croissante en la matière, sans laquelle, d'ailleurs, fabricants et revendeurs d'appareils pudiquement "réservés à l'exportation" feraient aussitôt faillite, certains lecteurs audacieux allumeront-ils, par ce biais, le chauffage de leur chambre à la campagne. Même si le cahier des charges que nous avons respecté le permet, nous leur en laissons l'entière responsabilité.

QUELQUES DONNEES SUR LE TELEPHONE

Le connecteur mural dont dispose tout abonné, s'il comporte six contacts, n'en utilise finalement que deux pour raccorder le poste à la ligne. Dans toutes nos figures, nous référencerons L1 et L2 les deux fils correspondants.

Depuis le central, la ligne non chargée (récepteur "raccroché") délivre une **force électromotrice** continue de 48 volts, fournie par des batteries d'accumulateurs. La polarité de cette f.e.m. peut être quelconque, voire même s'inverser : L1 positive par rapport à L2, comme à la figure 1a, ou négative, comme en 1b.

Quand un abonné A compose le numéro d'un autre abonné B, le central achemine, vers ce dernier, le signal de sonnerie. Il s'agit d'une tension alternative sinusoïdale, à 50 Hz, de 80 volts efficaces et qui se superpose à la tension continue. La figure 1 montre alors que, soit en lancée positive (1a), soit en lancée négative (1b), le potentiel de crête entre les deux fils atteint 160 volts. **Voilà qui devrait inciter à plus de prudence ceux qui téléphonent dans leur baignoire !**

Supposons, maintenant, que l'abonné appelé "décroche". Cela se matérialise

ALLUMEZ VOTRE CHAUFFAGE A DISTANCE

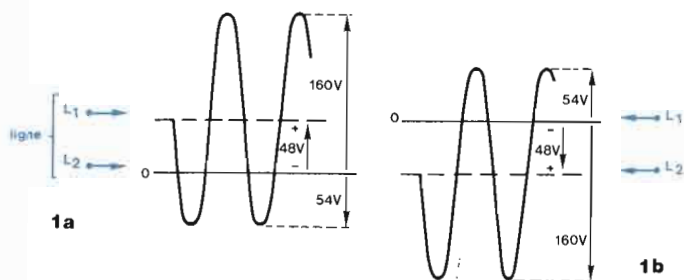
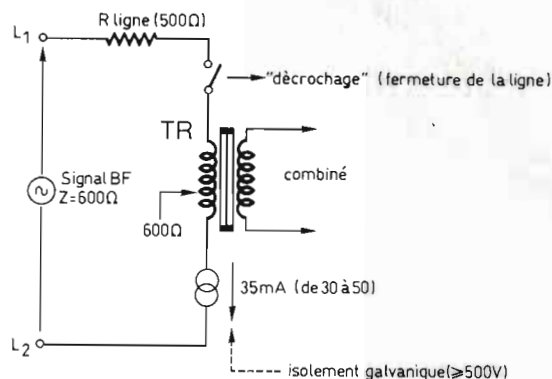


Fig. 1 : Polarisation continue et tension de sonnerie.

Fig. 2 : Prise de ligne et transmission des signaux BF.



lise par la fermeture de la ligne (interrupteur de la figure 2) sur un récepteur assimilable, vis-à-vis du continu, à une source de courant absorbant nominale-ment 35 mA, avec une fourchette tolérable de 30 à 50 mA. Dans les récepteurs des PTT, on réalise cette source à l'aide de résistances, asso-ciées à une CTP (résistance à coeffi-cient de température positif) qui règle la consommation. Le central, sitôt qu'il détecte ce courant, interrompt le signal de sonnerie et interconnecte les lignes des abonnés A et B. Ceux-ci peuvent échanger des signaux BF, c'est-à-dire, en général, converser, voire bavarder (cabines publiques, les jours de pluie et aux heures d'affluence...).

On retiendra les données suivantes :

- La ligne oppose, au courant continu en particulier, la résistance de ses fils, évidemment variable avec la longueur, mais généralement voisine de 500 Ω. Cette résistance R, parcourue par l'intensité continue I (35 mA), engendre une chute de tension ΔV :

$$\Delta V = RI = 500 \times 0,035 = 17,5 \text{ volts.}$$

Aux bornes du récepteur, il ne subsiste que 30 volts environ. Si vous trouvez nettement moins, c'est que le maître d'hôtel épie vos conversations sur le combiné installé à l'office (35 + 35 = 70 mA).

- Vis-à-vis de l'alternatif (signaux BF issus du microphone ou captés par l'écouteur), la ligne offre une impédance caractéristique de 600 Ω. Les impératifs d'adaptation imposent de

donner au récepteur une impédance d'entrée égale. Dans les combinés des PTT, on réalise cette adaptation par l'emploi d'un transformateur BF (TR sur la figure 2), qui assure en même temps l'indispensable isolement galva-nique (500 volts, conformément aux normes). Nous verrons comment contourner les désagréments et les diffi-cultés de construction d'un tel trans-formateur.

- Les normes limitent la puissance maximale admissible à 1 mW efficace, ce qui correspond à une tension BF efficace :

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{PZ} = \sqrt{10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^2} \approx 0,8 \text{ volt}$$

Notre télécommande reste, évidem-ment, au dessous de cette limite.

- La bande passante, à -3 dB, est comprise entre 300 et 3 400 Hz. Tous les signaux que nous transmettrons doivent s'inscrire à l'intérieur de cette plage.

SYNOPTIQUE DE LA TELECOMMANDE

On le trouvera en figure 3. L'émetteur, de dimensions réduites et alimenté sur pile, se couple acoustiquement au micro de n'importe quel combiné. Il envoie alors l'une ou l'autre de deux notes de fréquences respectives F1 et F2, sélectionnées par les poussoirs PO1 et PO2. F1 commande l'allumage de la charge et F2 son extinction. Notons dès maintenant que des signaux d'accusé de réception, audi-

bles dans l'écouteur du combiné, attestent l'exécution des ordres.

Le récepteur, qui constitue l'essentiel du montage, regroupe les sous-ensembles suivants :

- Un détecteur de sonnerie. Activé par le signal d'appel (80 V, 50 Hz), il ferme, pour une durée de 40 secondes déter-minée par un temporisateur, le relais de "prise de ligne" : ceci correspond à l'action manuelle habituelle du "décro-chage". A l'issue de ce délai large-ment suffisant pour transmettre un ordre, le récepteur raccroche. Aux fins de faciliter les contrôles lors des essais, l'allumage d'un témoin, en façade du récepteur, coïncide avec chaque prise de ligne.

- Un générateur de courant. Inséré dans la boucle que ferme le relais, il consomme l'intensité d'environ 35 mA nécessaire pour activer le central et interconnecter l'appelant (émetteur) avec l'appelé (récepteur). Ce généra-teur, transistorisé, ne peut conduire qu'unidirectionnellement : on le bran-che donc en série avec un pont redresseur qui débite toujours dans le même sens, quelle que soit la polarité de la source continue (courant de ligne I2).

- Un opto-coupleur (1). Une fois la liai-son établie, il transmet les signaux de commande vers les circuits d'amplifi-cation et de décodage, tout en assu-rant, et même bien au-delà des nor-mes (2 500 volts au lieu de 500) l'isole-ment galvanique requis. Ce dispositif remplace, comme annoncé précé-demment, l'habituel transformateur,

TELECOMMANDE PAR TELEPHONE

dont il épargne à nos lecteurs la réalisation fastidieuse (des centaines de tours de fil fin) sur un circuit magnétique difficile à trouver dans le commerce de détail.

- Des filtres et un amplificateur. Le rôle de ce dernier relève de l'évidence : il élève le faible niveau des signaux prélevés sur l'opto-coupleur, à celui qu'exige le fonctionnement sans aléas des décodeurs. Les filtres, pour leur part, éliminent de la chaîne de réception les signaux d'accusé d'exécution réinjectés en ligne, et qui perturberaient l'amplificateur. De surcroît, ils atténuent très sensiblement tous les bruits indésirables.

- Des décodeurs. Le récepteur en comporte deux ; chacun réagit sélectivement à l'une ou l'autre des fréquences F1 et F2, délivrant alors une tension continue sur sa sortie.

- Un bistable de commande. Répondant aux niveaux de sortie des décodeurs, il bascule vers l'un ou l'autre de ses états, pour les fréquences F1 et F2 respectivement, et ouvre ou ferme les relais d'alimentation de la charge.

- Les circuits d'accusé d'exécution. En fonction de la position du bistable, donc de celle du relais de sortie, ces circuits génèrent l'une ou l'autre de deux fréquences F3 et F4, injectées en ligne par un dernier opto-coupleur (2). L'appelant identifie ainsi, auditivement, la situation du récepteur.

- Une alimentation. A partir du secteur, elle élabore les tensions stabilisées (+5 V et +12 V) nécessaires aux divers circuits.

SCHEMA DE L'EMETTEUR

Cet organe simple et de construction facile assurera notre mise en train. La figure 4 illustre son schéma théorique. L'ensemble fonctionne sous une tension d'approximativement 9 volts, délivrée soit par une pile miniature de type 6F22, soit par l'accumulateur au cadmium-nickel équivalent. Dans cette dernière hypothèse, mettons nos lecteurs en garde : il existe des batteries de 7 éléments, donnant 8,4 volts et d'autres de 6 éléments seulement ne délivrant que 7,2 volts. Quelle que

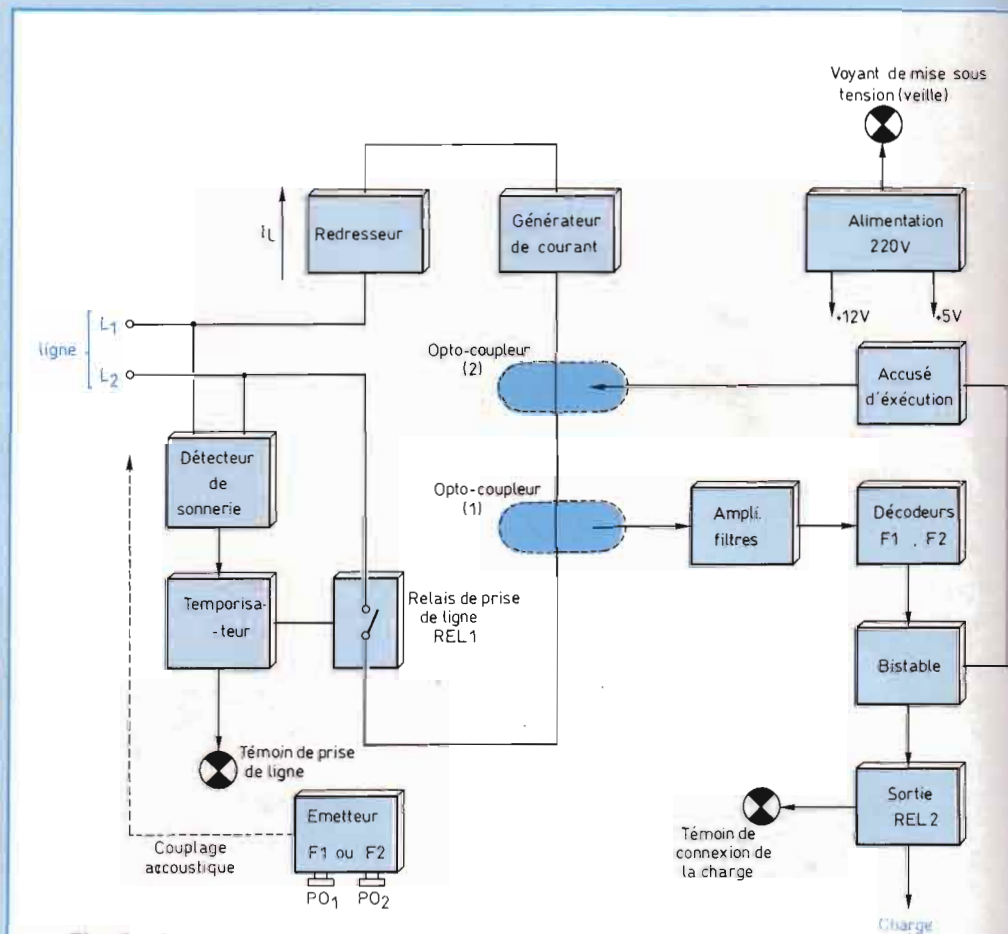


Fig. 3 : Synoptique.

soit l'application envisagée, on choisira toujours les premières ; tant pis pour les constructeurs qui le font à l'économie !

On construit chaque oscillateur, l'un pour la fréquence F1 (330 Hz sur le prototype), l'autre pour la fréquence F2 (400 Hz), autour d'un temporisateur 555 monté en astable (C11 et C12) et mis sous tension par les poussoirs PO1 et PO2. Les composants R1, R2 et C1 d'une part, R3, R4 et C2 d'autre part déterminent F1 et F2.

Dès qu'un oscillateur est alimenté, sa sortie (broche 3 du C.I.) délivre des créneaux évoluant entre 0 et +9 volts environ, tandis que la sortie de l'oscillateur au repos demeure au potentiel

de la masse. Il convient donc de les isoler l'une de l'autre, ce dont se chargent les diodes D1 et D2 ; par exemple, lorsque C12 oscille, D2 conduit sur ses paliers supérieurs, mais D1 se bloque en permanence.

Les créneaux, en provenance de l'oscillateur actif, excitent la base du transistor T à travers le diviseur R5 R6 et font évoluer ce composant du blocage à la saturation, au rythme de F1 ou de F2. Le courant de collecteur, à travers R7 qui en limite l'intensité, commande un haut-parleur miniature, de 25 ou 50 Ω d'impédance, mais surtout pas 8 Ω (il ne resterait qu'une puissance acoustique dérisoire aggravée d'une surcharge du transistor).

ALLUMEZ VOTRE CHAUFFAGE A DISTANCE

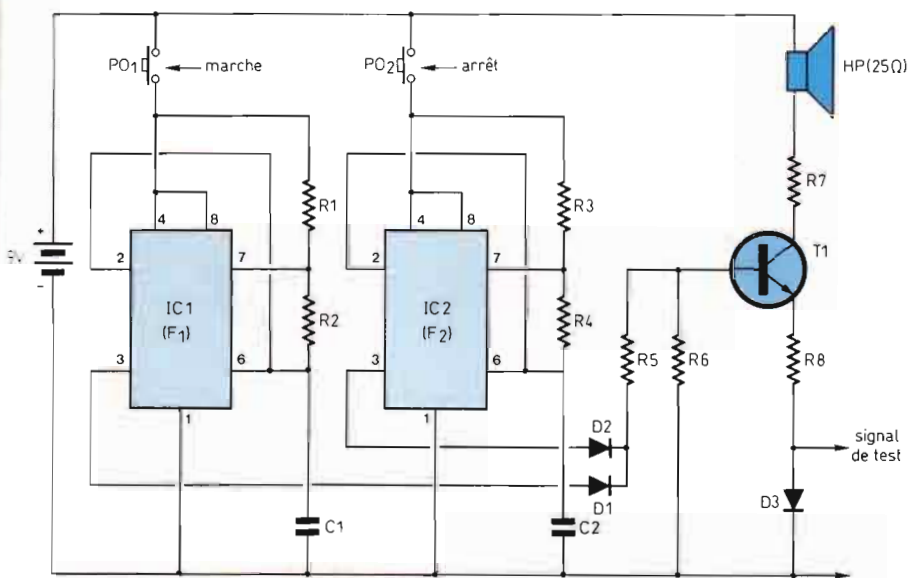


Fig. 4 : L'émetteur.

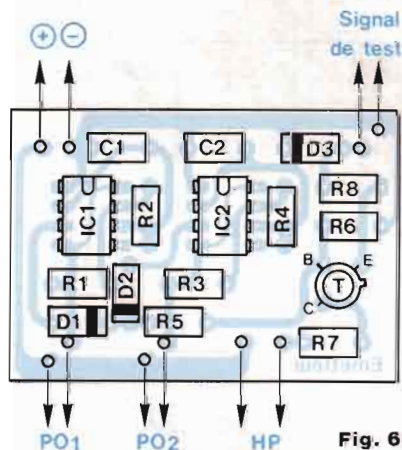


Fig. 6

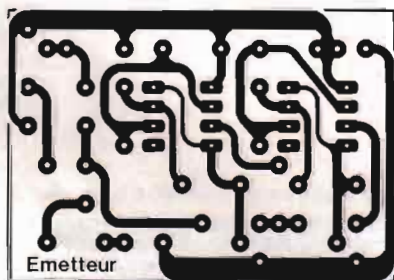


Fig. 5

Le circuit de l'émetteur de T comporte une diode D3, aux bornes de laquelle on dispose de crêteaux de faible amplitude : 400 mV crête à crête, si D3, comme précisé dans la nomenclature des composants, est de type BAT 41 ou BAT 42 (diodes Schottky au silicium), modèles maintenant couramment distribués. Aucune diode au silicium de commutation (1N 4148 par exemple) ne saurait convenir, en raison de sa tension de seuil trop élevée. En cas de difficulté d'approvisionnement, on se rabattra sur un modèle au germanium supportant 100 mA (SFD 108 A, SFD 122,...).

On remarquera qu'au repos, c'est-à-dire avec PO1 et PO2 ouverts, l'émet-

teur ne consomme strictement rien, puisque ni C1 ni C2 ne sont alimentés et que T reste bloqué : il est parfaitement inutile de prévoir un interrupteur général sur l'alimentation.

Notons enfin que la plus vulgaire des piles 6F22 autorise des centaines de commandes ; si vous n'allumez pas plusieurs fois par jour votre chauffage, un investissement plus important relève du luxe...

CONSTRUCTION DE L'EMETTEUR

On câblera ses composants avec beaucoup de soin en raison de la compacité du montage, sur le petit circuit

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

EMETTEUR

● Résistances 1/4 W à ± 5 %

R1 - 100 kΩ

R2 - 5,6 kΩ

R3 - 120 kΩ

R4 - 5,6 kΩ

R5 - 2,7 kΩ

R6 - 1,8 kΩ

R7 - 56 Ω*

R8 - 12 Ω

* pour un haut-parleur de 50 Ω, on ramènera R7 à 27 Ω.

● Condensateurs

C1 - 22 nF

C2 - 15 nF

● Semiconducteurs

C11, C12 - LM 555

D1, D2 - 1N 4148

D3 - BAT 41, BAT 42 ou diode au germanium

T - 2N 1711

● Divers

HP - haut-parleur ∅ 50 mm, 0,2 W, 25 Ω (ou 50 Ω)

2 poussoirs "miniature"

Connecteur pour pile 6LF22

Boîtier Heiland HE 222

imprimé dessiné en figure 5, conformément aux indications du schéma d'implantation de la figure 6. La recherche de l'encombrement minimal a conduit à attribuer, aux résistances comme aux diodes, un pas réduit à 7,5 mm, qui correspond à la longueur des corps d'une résistance de 0,25 watt.

Nous avons installé le prototype, comme le montre la photographie, dans un boîtier en Makrolon, Heiland HE 222, de largeur intérieure exactement égale à la longueur du circuit imprimé. Ce coffret existe en version "cristal" (transparent). On pourra préférer les "fumés" gris ou bronze, ou même le spécial infra-rouge.

TELECOMMANDE PAR TELEPHONE

Une petite chute de circuit imprimé, fixée par un cordon de colle à l'acétone, délimite le compartiment de la pile. Sa hauteur, limitée, permet le passage des fils de l'alimentation, couvercle fermé. Pour éviter des vis disgracieuses, le circuit imprimé n'est maintenu que par emboîtement à force : à cet effet, on ajustera délicatement sa longueur à l'aide d'une lime douce.

Les poussoirs miniature trouvent juste leur place sur l'un des côtés en les positionnant soigneusement, pour ne pas gêner le coulissement du couvercle. Sur l'autre côté sort le signal de test, soit par un jack, soit par deux cosses "poignard" sur un petit morceau d'époxy (voir photo). Enfin, face au haut-parleur de 50 mm, collé sur le fond du coffret, on percera régulièrement une vingtaine de trous de 3 mm de diamètre.

La vérification du fonctionnement est immédiate, puisque contrôlable à l'oreille. A l'oscilloscope, la sortie de test montre des créneaux de 400 mV d'amplitude, dont on pourra mesurer les fréquences. En raison des tolérances sur les composants, celles-ci peuvent s'écarter de $\pm 10\%$ de celles du prototype : c'est sans inconvénient.

ALIMENTATION DU RECEPTEUR

Abordons le schéma théorique du récepteur par son alimentation, dont la plaisante simplicité (figure 7) découle de l'emploi de régulateurs intégrés à trois pattes, IC2 et IC3. L'interrupteur \mathcal{I} raccorde au secteur le primaire du transformateur TR, dont le secondaire délivre 12 volts efficaces (deux enroulements de 6 volts en série). Après redressement des deux alternances par le pont de diodes PR1, puis filtrage par l'électrolytique C1, on dispose d'un voyant lumineux, sous la forme d'une diode électroluminescente DEL1 : celle-ci indique la mise sous tension, donc le passage du récepteur à l'état de veille.

Les régulateurs IC2 et IC3, branchés en cascade, délivrent respectivement, par rapport à la masse, +12 volts et

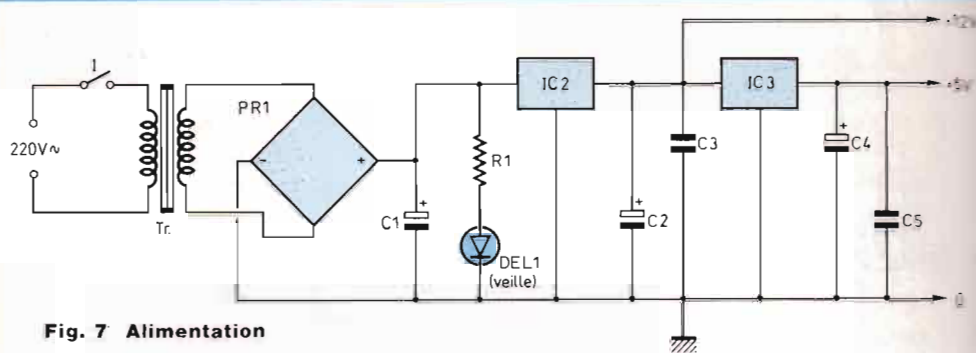


Fig. 7 Alimentation

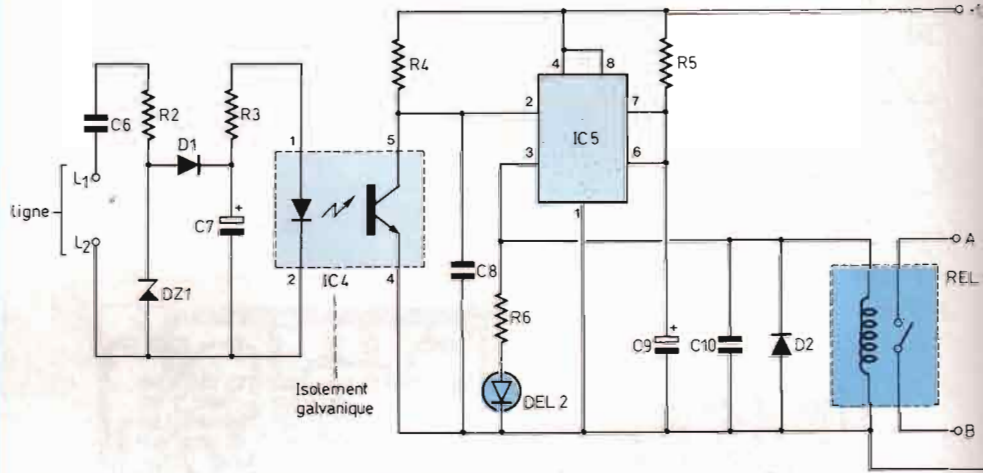


Fig. 8 : Détection de sonnerie et prise de ligne temporisée.

+5 volts. Des condensateurs électrolytiques (C2, C4) et à film plastique (C3, C5) parfament le filtrage en sortie.

DETECTION DE SONNERIE ET PRISE DE LIGNE

La figure 8 illustre cette partie du récepteur où apparaissent deux zones : l'une, à gauche de l'optocoupleur IC4, est raccordée en permanence aux bornes L1 et L2 de la ligne ; l'autre, à droite, reçoit la tension d'alimentation de +12 volts. Entre les deux, l'optocoupleur assure l'isolement galvanique.

Le condensateur C6 (250 volts de tension de service) isole le détecteur de la tension continue, mais laisse passer le signal de sonnerie à 50 Hz. Celui-ci transite par R2 puis est écrêté à 5,7 volts environ (tension de régulation de 5,1 volts dans un sens, à laquelle

s'ajoute la chute de tension de 0,6 volt aux bornes de la jonction polarisée en direct pour l'autre alternance) par la zener DZ1. La diode D1 redresse ce signal et, au bout de quelques périodes, soit une fraction de seconde, charge C7 sous 5 volts environ. C'est cette tension continue qui, à travers R3, fait circuler, dans la diode de l'optocoupleur, une intensité continue de 10 mA.

L'optocoupleur IC4 (4N25) offrant un taux de transfert I_c/I_f d'environ 50 % dans les conditions de travail que lui impose le montage, son transistor se trouve énergiquement saturé et abaisse à zéro le potentiel de la broche 2 de IC5, de type 555, monté en monostable. Un cycle se déclenche alors, dont les composants de temporisation R5 et C9 fixent la durée à une quarantaine de secondes. Pendant ce délai, la sortie 3 de IC5, portée à

ALLUMEZ VOTRE CHAUFFAGE A DISTANCE

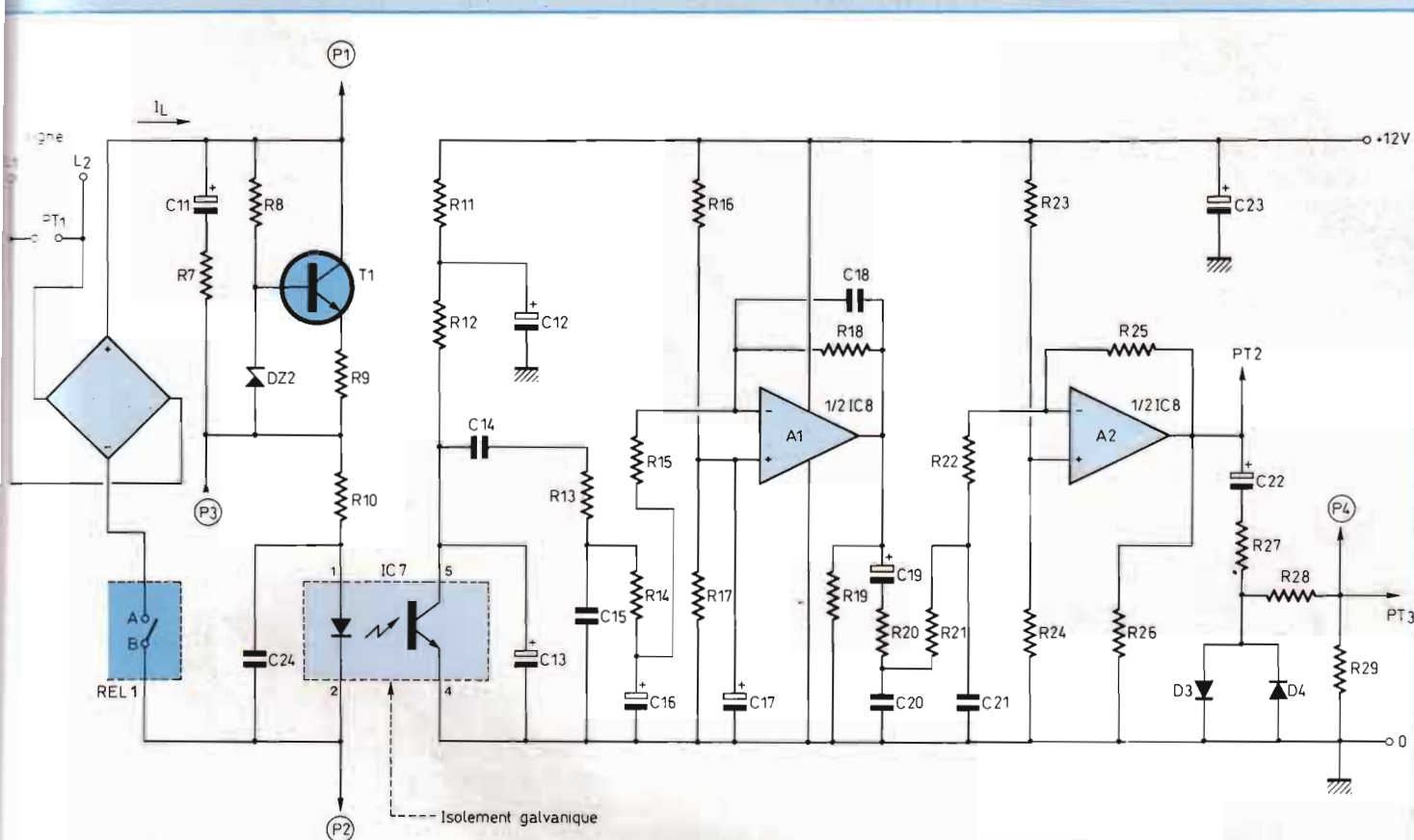


Fig. 9 : Transmission et amplification des ordres.

+ 12 volts, alimente la bobine du relais REL1, dont les contacts ferment la boucle de prise de ligne (revoir le synoptique de la figure 3). Simultanément, DEL2, témoin de prise de ligne, s'allume.

Expliquons le rôle de C8. Lors de la mise sous tension du récepteur, c'est-à-dire de la fermeture de l'interrupteur I (figure 7), les 12 volts de l'alimentation s'établissent quasi-instantanément et alimentent aussitôt C15. Par contre, C8 ne se charge qu'avec la constante de temps :

$$R4.C8 \approx 1,3 \text{ ms.}$$

Ceci revient à appliquer une impulsion de déclenchement sur la broche 2, donc à prendre la ligne et à allumer DEL2. On trouve ici l'un des volets de la procédure d'auto-test du récepteur. Un deuxième volet apparaîtra ultérieurement. On appréciera aussi ce

déclenchement automatique lors des essais et des réglages.

TRANSMISSION ET AMPLIFICATION DES ORDRES

La figure 9 montre que, là encore, l'optocoupleur C17 isole galvaniquement deux zones.

Lors de la fermeture des contacts AB du relais REL1 (revoir la figure 8), on boucle la ligne sur une branche englobant, notamment, le pont redresseur PR2, le générateur de courant construit autour du transistor T1 et la diode émettrice de l'optocoupleur.

Quelle que soit la polarité de la source continue connectée entre L1 et L2, PR2 impose le même sens de circulation au courant de ligne IL, ce qui est indispensable pour T1, DZ2 et la diode

de l'optocoupleur. DZ2 impose, aux bornes de R9, une différence de potentiel égale à sa tension de référence (3,9 volts), diminuée de la tension VBE du transistor (0,6 à 0,7 volt), soit environ 3,3 volts. Il circule donc, dans R9 et dans l'émetteur de T1, une intensité I :

$$I = \frac{3,3 \text{ volts}}{120 \Omega} = 0,0275 \text{ A ou } 27,5 \text{ mA}$$

Les 8 mA qui semblent faire défaut se répartissent entre R8 et DZ2 d'une part et un autre circuit connecté entre les points P1 et P2 d'autre part. Nous découvrirons ce circuit lors de l'étude du dispositif d'accusé d'exécution.

N'oublions pas que, à réception du signal de sonnerie, T1 peut, durant quelques dixièmes de seconde, supporter 160 volts : un modèle haute tension s'impose. Le BF 259 choisi supporte 300 volts. Par contre, la cons-

TELECOMMANDE PAR TELEPHONE

tante de temps R7 C11 ne permet pas à C11 de se charger pleinement avant l'interruption de la sonnerie. Une tension de service de 63 ou 100 volts lui suffit donc, ce qui permet d'employer un modèle électrolytique à forte capacité, d'impédance négligeable vis-à-vis des signaux BF.

Source de courant constant, T1 se comporte, vis-à-vis des signaux BF, comme une impédance extrêmement grande. On offre donc à ces signaux une autre voie de passage constituée par la branche C11 R7. L'intensité alternative utile - celle qui véhicule les ordres de l'émetteur - s'ajoute donc à l'intensité I_L dans R10 et dans la diode de l'opto-coupleur C17. Elle est optiquement transmise au transistor de ce dispositif et se retrouve dans sa résistance de charge. Nous sommes ainsi conduits à aborder, maintenant, les circuits situés à droite de l'opto-coupleur, dans la figure 9.

En raison de la résistance dynamique réduite de la diode de C17 qui constitue un diviseur de tension avec R7 et R10, le collecteur du transistor ne délivre que des signaux BF de faible niveau, de l'ordre du millivolt. Avant amplification, il importe donc d'assurer un fort taux de réjection vis-à-vis des ondulations résiduelles de l'alimentation +12 volts, qui approchent le même ordre de grandeur : voilà qui justifie le filtrage complémentaire par R11 et C12.

Si les amplificateurs A1 et A2 doivent traiter les ordres de commande, créneaux à 300 ou 400 Hz, il convient par contre d'en écarter les signaux d'accusé d'exécution, réinjectés en P3, donc présents eux aussi à l'entrée comme à la sortie de l'opto-coupleur. Or, les fréquences F3 et F4 se situent vers la limite supérieure de la bande passante, aux alentours de 3 000 Hz. On s'en débarrassera assez facilement par une cascade de filtres passe-bas dont C24, avec R10, constitue le premier élément. Les autres cellules de filtrage se répartissent de la façon suivante :

- entre l'opto-coupleur et l'entrée du premier étage amplificateur A1, on trouve C13, l'ensemble R13 C15, puis

R14 C16 soit, au total, trois filtres du premier ordre branchés en série ;

- sur A1 lui-même, C18 assure une contre-réaction sélective aux fréquences élevées, alors que seule R18 intervient aux fréquences basses ;

- entre la sortie de A1 et l'entrée de A2, deux cellules passe-bas du premier ordre s'intercalent à nouveau : R20 C20 et R21 C21. Les oscillogrammes que nous proposons en fin d'article témoignent de l'efficacité de ces réseaux.

Des diviseurs résistifs, R16 et R17 pour A1, R23 et R24 pour A2, polarisent à 6 volts chaque entrée non inverseuse. Il s'y ajoute sur A1, qui travaille à très faible niveau d'entrée, le condensateur de découplage C17, destiné à éliminer l'ondulation résiduelle à 100 Hz.

En sortie de A2, le gain très élevé de la chaîne, proche de 15 000 pour les fréquences basses, conduit à un fonctionnement entre blocage et saturation. Sur le point test PT2, on observe des créneaux évoluant entre 2 volts et 10 volts, en raison des tensions de déchet de l'amplificateur opérationnel A2. Recentrés autour de la masse par C22 et transmis à travers R27, ces créneaux sont écrêtés à -0,7 volt et +0,7 volt par les diodes D3 et D4. Le diviseur résistif R28 R29 les ramène en P4 (point test PT3) à 200 mV crête à crête, valeur optimale pour l'attaque des décodeurs.

DECODEURS, BISTABLE DE COMMANDE ET SORTIE

La figure 10 regroupe les schémas de ces étages. Les créneaux de 200 mV précédemment évoqués parviennent, via C24, à deux circuits "tone decoder" LM 567, spécifiquement conçus pour réagir à une étroite bande de fréquences ΔF , autour d'une fréquence centrale d'accord F_0 . La résistance reliant les broches 5 et 6 et le condensateur de la broche 6, déterminent F_0 . Ici, nous accorderons C19 sur F2 de l'émetteur par R30, AJ1, C25 et C10 sur F1 par R31, AJ2 et C28. Les condensateurs C27 et C30 fixent la largeur relative de bande, $\Delta F/F_1$ ou

$\Delta F/F_2$. Nous les avons optimisés pour une séparation parfaite de F1 et F2, avec une largeur de bande de 10 %, qui admet cependant toutes les dérives possibles de l'émetteur, notamment en fonction de la température. C26 et C29, enfin, constituent un filtrage des sorties : nous y reviendrons. Les "tone decoders" LM 567 demandent une tension d'alimentation de +5 volts, que leur fournit le régulateur C13 de la figure 7. Leur sortie (broche 8) s'effectue sur le collecteur ouvert d'un transistor normalement bloqué et qui passe à la saturation dès que l'entrée 3 capte un signal inscrit à l'intérieur de la plage des fréquences d'accord. Au repos, chaque sortie se trouve donc à +5 volts, ce qui sature les transistors T2 et T3, dont les collecteurs avoisinent le potentiel de la masse. A la réception d'un ordre, de fréquence F1 pour C10 ou F2 pour C19, le transistor correspondant se bloque et son collecteur passe à +12 volts : un échelon positif apparaît alors sur R36 ou sur R37.

Ces échelons commandent les basculements du bistable construit autour de l'amplificateur opérationnel C11 : analysons son fonctionnement. A la mise sous tension de l'appareil, l'entrée non inverseuse (+) de C11 est plus positive que son entrée inverseuse (-) et la sortie 6 se situe au voisinage de +12 volts : T4 se bloque, le relais REL2 n'est pas excité et ses bornes d'utilisation C et D demeurent ouvertes. La charge est donc déconnectée du réseau EDF.

Une impulsion positive sur R38, élaborée par C10 et T2, tend à faire passer la sortie de C11 au potentiel zéro. La réaction positive ramenée par R41 renforce ce basculement et la sortie de C11 se verrouille au potentiel zéro où elle reste après disparition de l'ordre. Dans ces conditions, T4 conduit, REL2 est excité, ses contacts C et D se ferment et la charge se trouve reliée au réseau 220 volts.

Il faut attendre l'ordre inverse (F2), induisant un échelon positif sur R40, pour ramener la sortie de C11 à +12 volts où elle se verrouille alors par réaction positive. T4 se bloque

ALLUMEZ VOTRE CHAUFFAGE A DISTANCE

aussitôt, REL2 ouvre ses contacts et la charge se déconnecte du réseau. On retourne ainsi à l'état initial, jusqu'à l'envoi d'une nouvelle commande d'allumage.

Au point P5, on dispose de +10 volts lorsque la charge est déconnectée et de 2 volts quand elle est mise sous tension. Ceci va nous servir à élaborer deux fréquences distinctes F3 et F4 des signaux d'entrée d'exécution.

ELABORATION ET INJECTION EN LIGNE DES ACCUSES DE RECEPTION

Reportons-nous au schéma de la figure 11 qu'un nouvel opto-coupleur CI12 sépare encore galvaniquement en deux zones. Dans la partie droite, autour du circuit 555 référencé CI13 on reconnaît un oscillateur astable. Si le point P5 se trouve au potentiel zéro (charge connectée au réseau), D6 se bloque et aucun courant ne circule dans R50. Le condensateur de temporisation C33 se charge à travers R48 et R49, ce qui correspond à une première fréquence d'oscillation F3. Par contre, lorsqu'on déconnecte la charge, P5 passe à +10 volts. R50 vient se mettre en parallèle avec R48 pour charger C33 et CI13 oscille à une fréquence F4 supérieure à F3. L'écoute, dans le combiné du poste d'appel, de ces deux fréquences, permet de distinguer l'extinction de l'allumage, donc de vérifier l'exécution de l'ordre, par changement de la tonalité reçue.

Les créneaux de la sortie 3 de CI13, à travers R47 et C32, s'ajoutent au courant continu de polarisation de la diode de CI12 fourni par R46. On retrouve cette modulation sur la sortie de l'opto-coupleur. Remarquons la présence de C34 : intégrant fortement les créneaux, il leur donne une allure pseudo-sinusoidale et évite d'envoyer en ligne trop d'harmoniques sortant de la bande passante et que n'apprécierait pas le central des PTT.

Alimenté par la tension continue de la ligne, le transistor de l'opto-coupleur n'en supporterait pas les 30 volts appliqués entre P1 et P2. La zéner DZ3

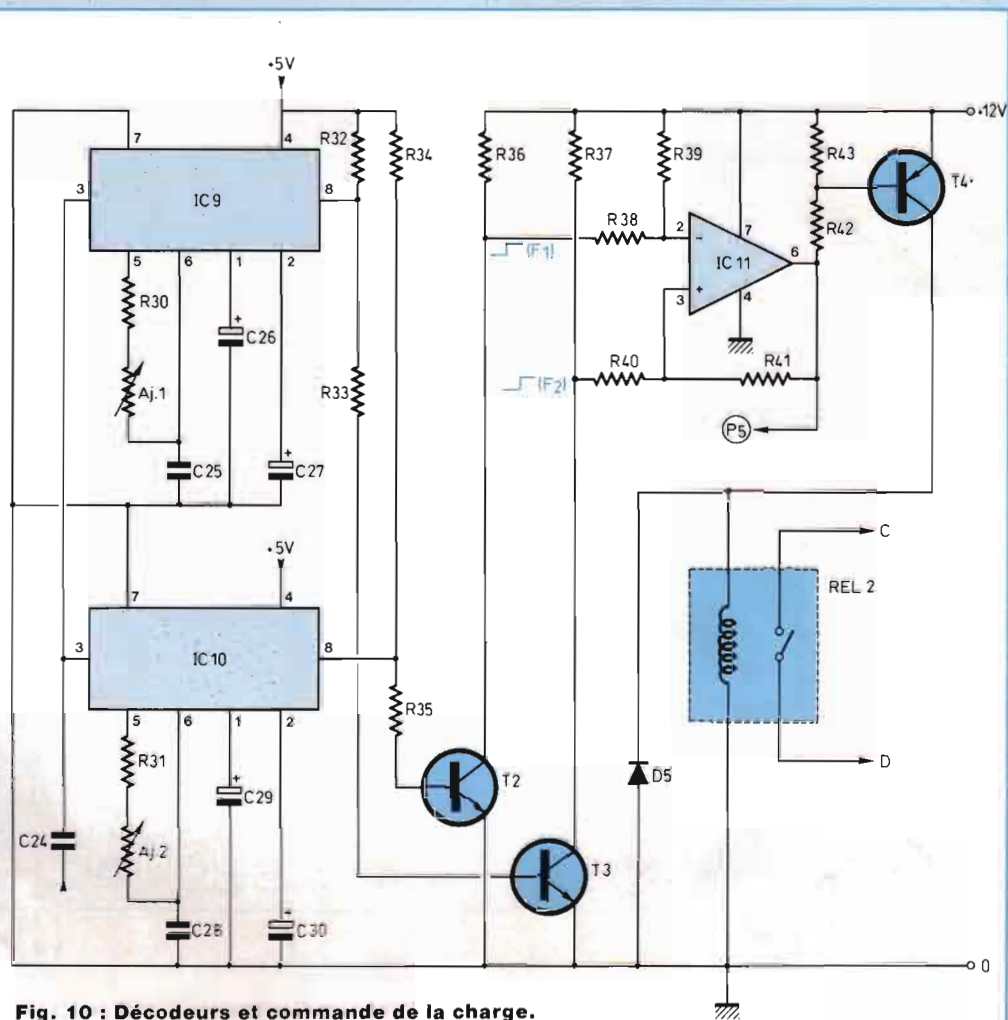


Fig. 10 : Décodeurs et commande de la charge.

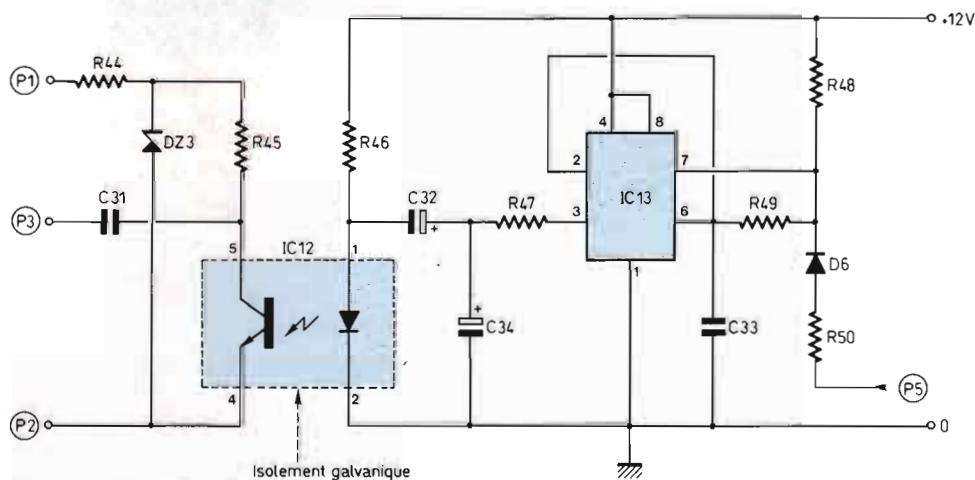


Fig. 11 : Circuits d'accusé de réception.

TELECOMMANDE PAR TELEPHONE

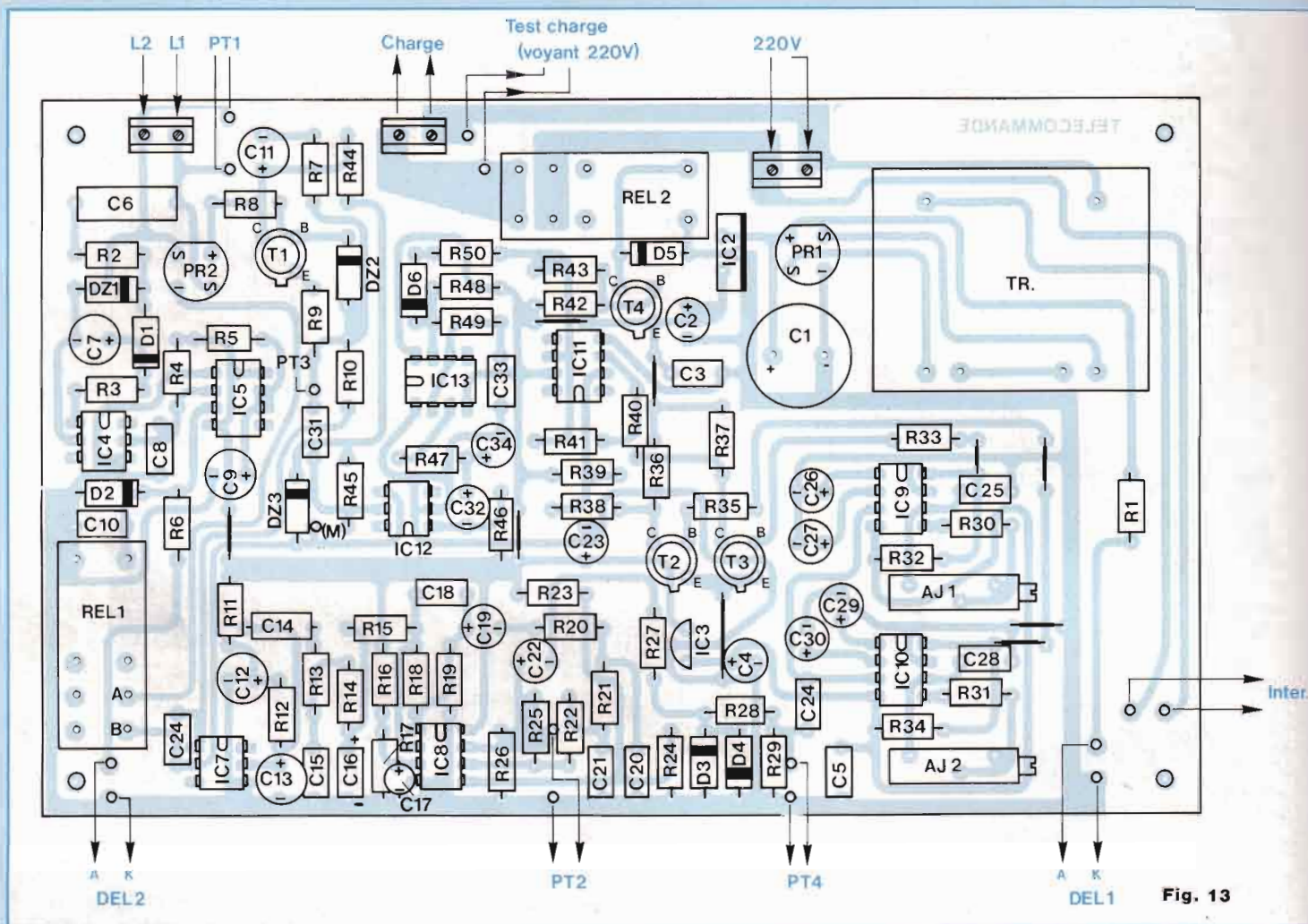


Fig. 13

NOMENCLATURE

RECEPTEUR

● Résistances 1/4 W à ± 5 %

R1, R43 - 1,2 kΩ
 R2, R14, R20 - 1,5 kΩ
 R3 - 390 Ω
 R4, R39, R48 - 27 kΩ
 R5 - 330 kΩ
 R6 - 820 Ω
 R7 - 330 Ω
 R8 - 3,9 kΩ
 R9, R10 - 120 Ω
 R11 - 56 Ω
 R12, R15, R22 - 270 Ω
 R13, R29 - 1 kΩ
 R16, R17, R19, R23, R24, R26 - 18 kΩ
 R18 - 150 kΩ
 R21 - 470 Ω
 R25 - 470 kΩ
 R27, R36, R37 - 2,7 kΩ

R28 - 6,8 kΩ
 R30, R31, R33, R35, R38, R40,
 R41, R50 - 15 kΩ
 R32, R34 - 12 kΩ
 R42, R49 - 10 kΩ
 R44 - 4,7 kΩ
 R45 - 680 Ω
 R46 - 3,3 kΩ
 R47 - 1,8 kΩ

● Résistances ajustables horizontales

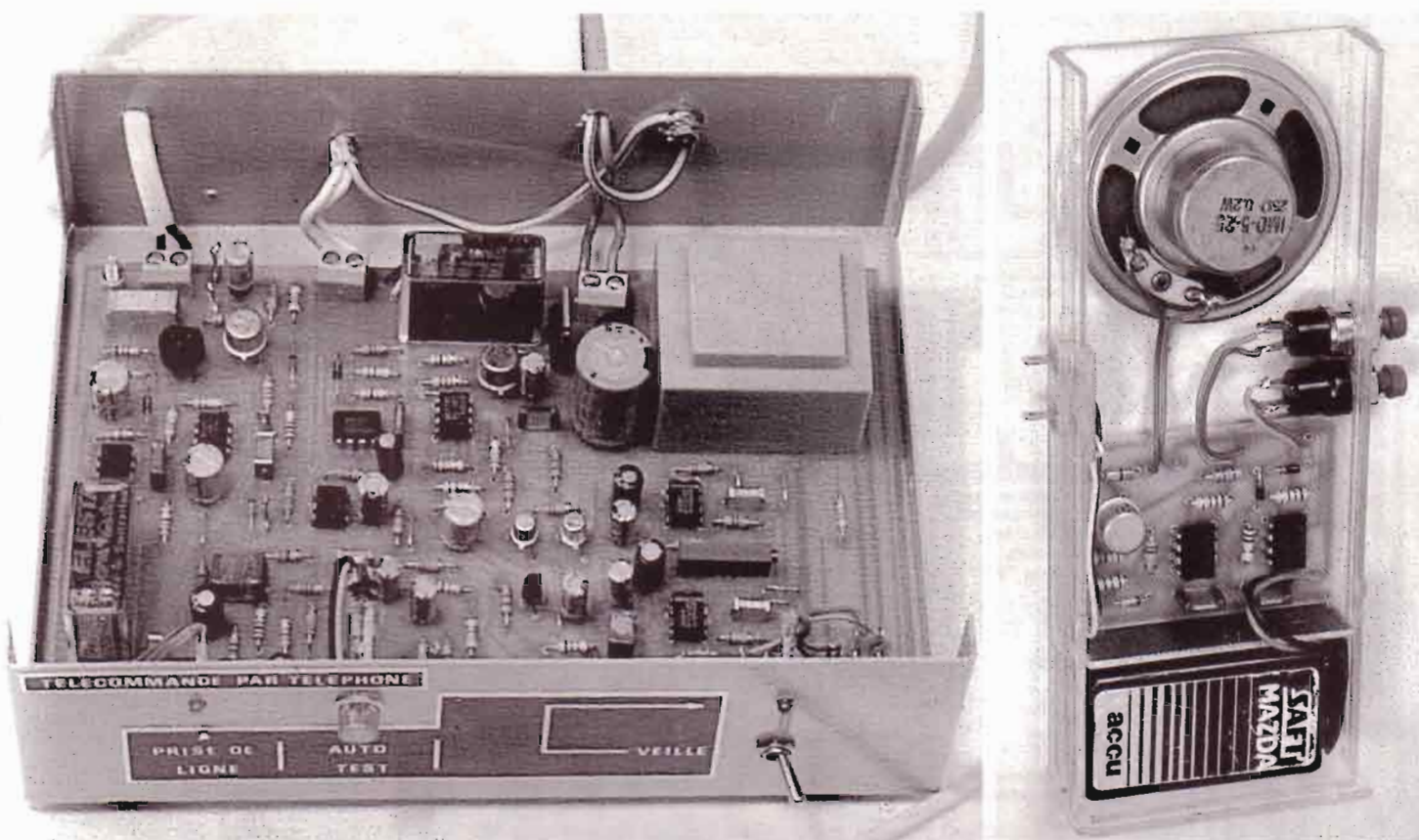
AJ1, AJ2 - 50 kΩ (10 tours)

● Condensateurs

N.B. Chaque fois qu'il y a indication de la tension de service (sauf pour C6) il s'agit d'un condensateur électrolytique à sorties radiales.
 C1 - 1 000 μF/25 V

C2 - 10 μF/16 V
 C3 - 10 nF
 C4 - 10 μF/16 V
 C5 - 10 nF
 C6 - 470 nF/250 V MKT
 C7 - 220 μF/16 V
 C8 - 47 nF
 C9 - 100 μF/16 V
 C10 - 100 nF
 C11 - 10 μF/100 V ou 63 V
 C12 - 22 μF/16 V
 C13 - 2,2 μF/16 V
 C14 - 1 μF/25 V
 C15 - 100 nF
 C16 - 1 μF/16 V
 C17 - 10 μF/16 V
 C18 - 4,7 nF
 C19 - 4,7 μF/16 V
 C20, C21 - 100 nF
 C22 - 1 μF/16 V

ALLUMEZ VOTRE CHAUFFAGE A DISTANCE



DES COMPOSANTS

C23 - 220 μ F / 16 V
C24, C25, C28, C31 - 100 nF
C26 - 22 μ F / 10 V
C27 - 1 μ F / 16 V
C29 - 47 μ F / 10 V
C30 - 1 μ F / 16 V
C32 - 100 μ F / 16 V
C33 - 15 nF
C34 - 10 μ F / 16 V

● Semiconducteurs

PR1 - redresseur en pont 500 mA / 50 V
CI2 - LM 7812
CI3 - 78L05
CI4 - 4N25
CI5 - LM 555
PR2 - redresseur en pont 500 mA / 50 V
CI7 - 4N25
CI8 - LF 353

CI9, CI10 - NE 567
CI11 - LM 741
CI12 - 4N25
CI13 - LM 555
DEL1, DEL2 - diodes électroluminescentes
D1 - 1N 4148
D2 - 1N 4002
D3, D4 - 1N 4148
D5 - 1N 4002
D6 - 1N 4148
DZ1 - zéner 5,1 V (500 mW)
DZ2 - zéner 3,9 V (500 mW)
DZ3 - zéner 6,8 V (500 mW)
T1 - BF 259
T2, T3 - 2N 2222
T4 - 2N 2905

● Divers

TR - transformateur Orbiter, 2 x 6 V, 5 VA

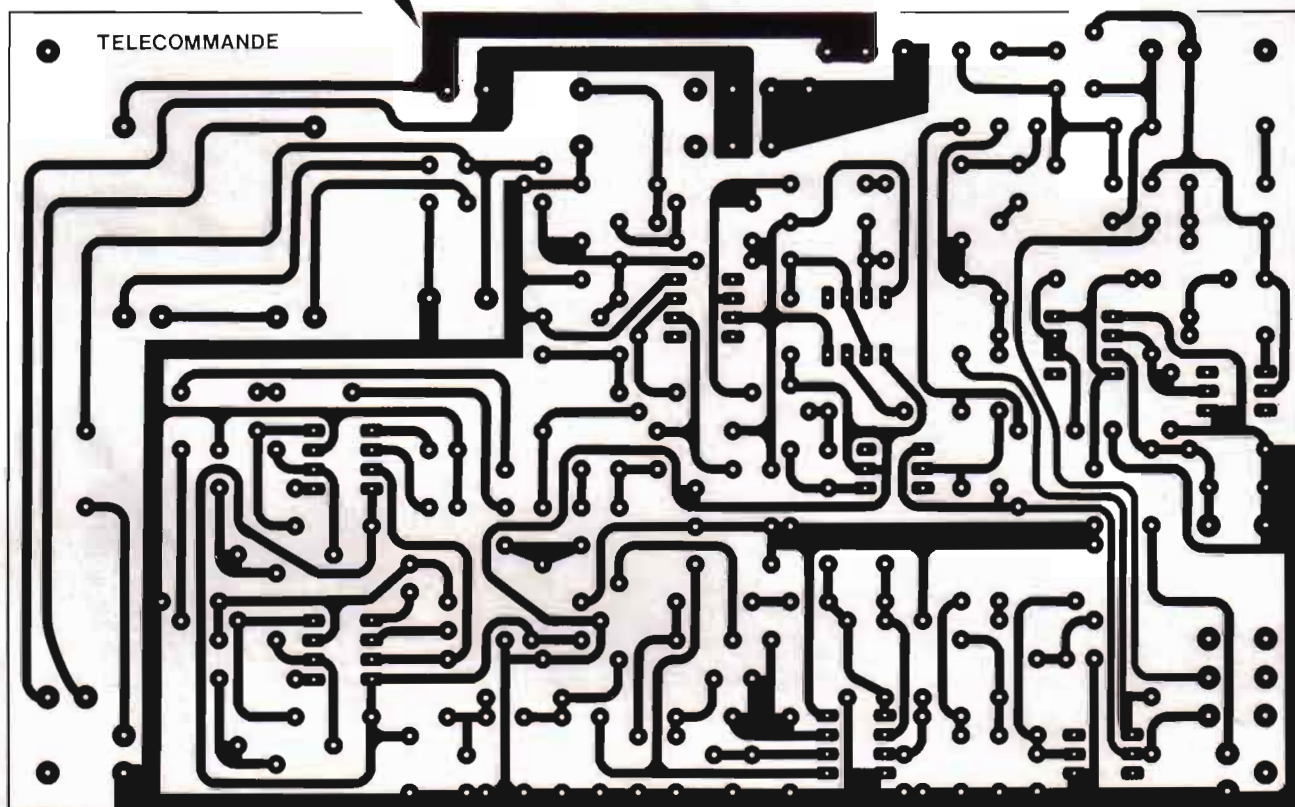
REL1, REL2 - relais Elesta 12 V / 250 V, 16 A (2RT)
Voyant 220 V (incandescence ou néon)
3 borniers à vis pour C.I., 2 plots
1 interrupteur
1 prise mâle PTT (ou une gigogne*)
1 prise secteur femelle 16 A (+ terre)
Cordons divers (16 A, 3 conducteurs ; 2 A, 2 conducteurs)
1 coffret ESM AT 18

* Si on raccorde téléphone et télécommande ensemble par l'intermédiaire d'une prise gigogne, le téléphone ne fonctionne que si le récepteur de télécommande est isolé du secteur (interrupteur général en position arrêt).

TELECOMMANDE PAR TELEPHONE

Important : Pour une charge de plus de 1 000 W, doubler les pistes larges par du fil de cuivre nu de 2,5 mm², soudé sur toute sa longueur.

Fig. 12



ramène ce potentiel à 6,8 volts. L'intensité consommée par DZ3 et le transistor du coupleur ajoute au courant de ligne les quelques milliampères qui lui manquaient. Enfin, C31 réinjecte en P3 (sur R10 et sur R7 C11) les signaux d'accusé.

RETOUR SUR LA PROCEDURE D'AUTO-TEST

Nous avons déjà vu qu'à la mise en état de veille du récepteur, c'est-à-dire lors de la fermeture de son interrupteur général d'alimentation, le condensateur C8 de la figure 8 déclenchait automatiquement une prise de ligne pour la durée habituelle de 40 secondes : c'est le premier contrôle de fonctionnement du récepteur. Il en existe un deuxième.

Les lecteurs familiarisés avec le circuit de décodage 567 s'étonneront sans doute de la capacité apparemment excessive des condensateurs de filtrage C26 et C29 (figure 10) : les données des constructeurs leur attribueraient plutôt quelque 2 à 3 μ F. Il s'agit, naturellement, d'un choix délibéré, dicté par deux motifs :

- d'abord, un filtrage énergique contribue à la réjection d'éventuelles signaux erratiques susceptibles d'induire des commandes intempestives de la charge ;
- ensuite, et surtout, ces capacités élevées provoquent, lors de la mise sous tension du récepteur, un bref passage (1 seconde) des sorties 8 de C19 et C110 au potentiel de la masse. Durant ce délai, T2 et T3 se bloquent et les extrémités gauches (figure 10)

de R38 et R40 transitent, provisoirement et simultanément, à + 12 volts. Compte tenu des valeurs respectives de R38, R39, R40 et R41, ceci entraîne, pour la même durée, la conduction de T4.

La charge est branchée durant une seconde, ce qui resterait impossible à déceler sur un radiateur électrique par exemple. Nous avons donc prévu, en parallèle avec elle, un voyant 220 volts qui visualise cette situation transitoire. Son branchement sera explicité dans le schéma d'ensemble des interconnexions, en figure 16.

CABLAGE DU RECEPTEUR

La construction du récepteur exige les soins les plus attentifs : de la qualité du câblage autant que de la concep-

ALLUMEZ VOTRE CHAUFFAGE A DISTANCE

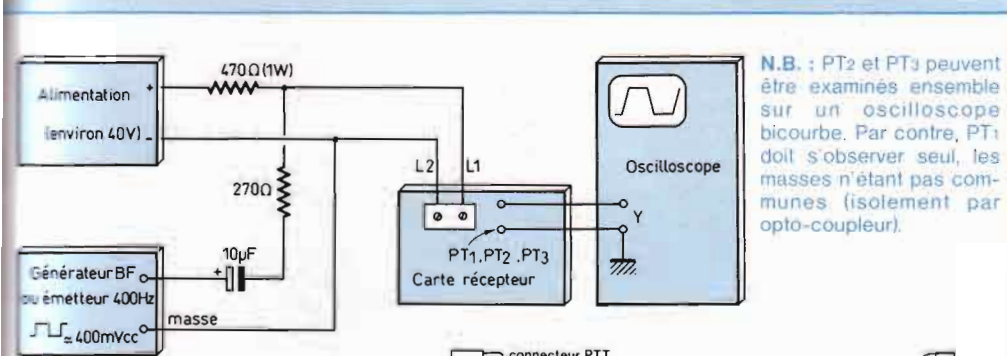


Fig. 15

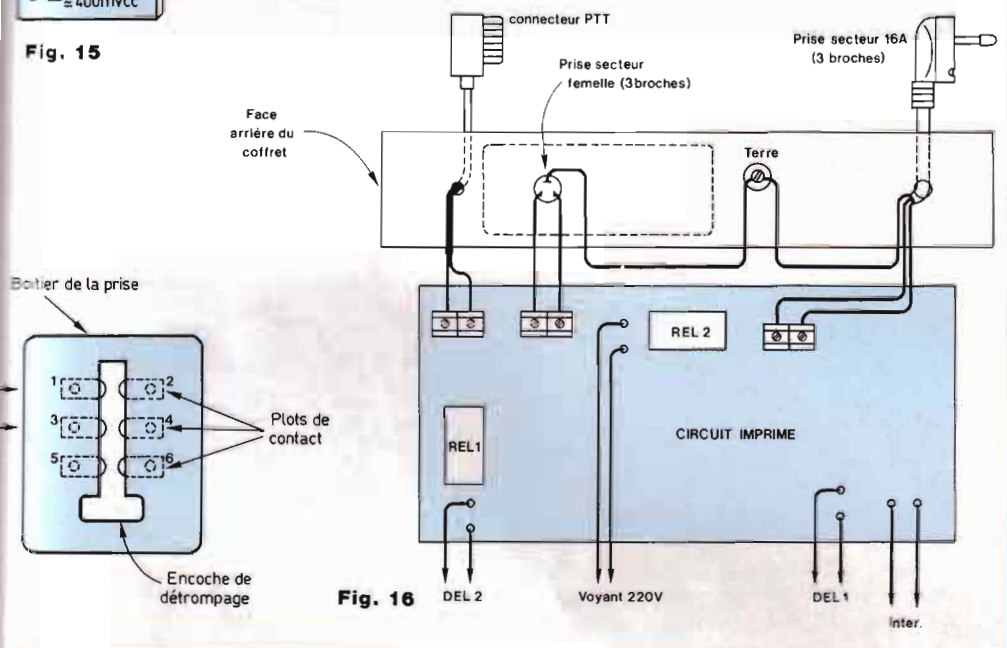


Fig. 16

tion du schéma dépendent le respect des normes et la sécurité. Ces impératifs valent aussi bien pour n'importe quel réseau privé que pour le réseau public. Précisons aussi dès maintenant que tous les essais "sur table" avant le raccordement réel devront être conduits selon la procédure détaillée dans cet article.

Les figures 12 et 13 fournissent, respectivement, le dessin du circuit imprimé et le schéma d'implantation des composants. Relais et transformateur sont impérativement ceux de la nomenclature ou au moins des équivalents exacts, faute de quoi on se heurterait à des difficultés de mise en place (disposition des broches).

Nous conseillons vivement de procéder au montage par étapes et de contrôler au fur et à mesure chaque partie

de l'appareil. Ainsi seront localisées facilement, le cas échéant, d'éventuelles erreurs ou anomalies. On commencera ainsi par l'alimentation (figure 7), pour en vérifier, après raccordement au secteur, les deux tensions de sortie.

CABLAGE DU DETECTEUR DE SONNERIE

L'étape suivant réside dans la mise en place des circuits de la figure 8. Leur contrôle comportera deux étapes :

- En premier lieu, L1 et L2 restant en l'air, la mise sous tension de l'appareil doit allumer DEL2 pour une durée d'environ 40 secondes. Simultanément, REL1 se ferme, ce qu'on constate visuellement (capot transparent) et à l'oreille (claquement des contacts).
- Si le contrôle précédent donne toute

satisfaction, on peut connecter au bornier d'entrée L1 L2 un cordon terminé par un connecteur PTT mâle. Les deux conducteurs du cordon sont à relier aux bornes 1 et 3 de la prise, numérotées au voisinage des vis de fixation. Au demeurant, la figure 14 fournit le brochage de la prise murale femelle, vue par l'avant. On branche alors le cordon d'alimentation au secteur, la prise PTT et, après extinction de DEL2 (ce qui montre que le récepteur a "raccroché"), l'appel extérieur d'un assistant doit déclencher une nouvelle prise de ligne, pour 40 secondes.

CABLAGE DES AMPLIFICATEURS

L'étape suivante se rapporte au montage des composants de la figure 9. Inutile de rappeler aux lecteurs de Led - leur choix prouve leur sérieux - avec quelle attention doivent être orientés les composants polarisés (diodes, condensateurs électrolytiques...) et qu'une rotation de 180° d'un circuit intégré dual-in-line entraîne, dans le cas le plus favorable, son non-fonctionnement. Avec un peu moins de chance, il périt par électrocution...

Le contrôle de cette partie s'effectue à l'aide du montage, provisoire et sur table, de la figure 15. Sur le bornier de ligne (L1, L2) de la carte imprimée, on applique simultanément une tension continue voisine de 40 volts (si on ne dispose pas de mieux, 30 volts peuvent encore suffire) à travers une résistance de 470 Ω qui simule celle de la ligne et un signal alternatif rectangulaire, de 300 à 400 Hz et 400 mV crête à crête, à travers une résistance de 270 Ω et un condensateur de 10 μF. Cette tension alternative peut provenir d'un générateur BF ou de la sortie "test" de l'émetteur. Branché en PT1 (entrée de ligne), un oscilloscope visualisera les créneaux d'excitation. En PT2 (sortie de A2) et PT3 (sortie après écrêtage par D3 et D4), un oscilloscope bicourbe - utilisable ici puisque la masse est commune - montre les signaux de l'oscillogramme A, pour une tension d'entrée réduite (50 mV crête à crête) avec 400 mV crête à crête, la sortie de A2 devient pratiquement rectangulaire.

TELECOMMANDE PAR TELEPHONE

CABLAGE DES DECODEURS ET DE LA SORTIE

Il s'agit de l'ensemble des composants de la figure 10 dont l'implantation se dispense de commentaires. Passons directement aux essais et réglages, conduits à l'aide du montage de la figure 15.

Un oscilloscope ou un voltmètre en calibre 10 V continu lit la tension à la broche 8 de C110, soit 5 volts au repos. En injectant la fréquence F_1 , on recherche la position de AJ2 qui active la sortie du décodeur, en la faisant passer à 0 volt (simultanément, la sortie de C111 transite de +10 volts à +2 volts et REL2 ferme ses contacts). On trouvera en fait toute une plage (environ 1,5 tour de la vis de réglage de AJ2) qui satisfait à cette condition. La position optimale se situe à mi-chemin des frontières de cette plage.

La même opération est à renouveler pour la fréquence F_2 , en observant la sortie 8 de C19. Notons qu'on dispose, à chaque fois, des 40 secondes d'auto-test, c'est-à-dire de fermeture de REL1 à la mise sous tension. Pour prolonger ce délai, il suffit d'éteindre puis de rallumer le récepteur.

Une dernière vérification consistera à envoyer, alternativement, les ordres F_1 (allumage) et F_2 (extinction) et à contrôler l'obéissance de REL2.

CABLAGE DES CIRCUITS D'ACCUSE D'EXECUTION

C'est, pour en terminer enfin, la section illustrée en figure 11. Son bon fonctionnement se contrôle à l'oscilloscope : on observe les signaux de sortie de C13, en amont de R47 (créneaux) puis en aval (pseudo-sinusoïdes). Ces derniers se retrouvent en P3 et, finalement, sur le bornier de ligne L1 et L2, lors des fermetures du relais REL1. L'oscillogramme B illustre l'allure des signaux en aval et en amont de R47.

MISE EN COFFRET DU RECEPTEUR

Nulle considération technique

n'impose le choix impérieux de tel ou tel coffret. Pour sa solidité (construction en acier laqué époxy) et pour ses dimensions bien adaptées à celles du circuit imprimé, nous avons sélectionné le modèle AT 18 de ESM. En façade prendront place, comme le montre la photographie de l'appareil terminé :

- l'interrupteur général de mise sous tension (veille) et la diode électroluminescente DEL1 associée ;

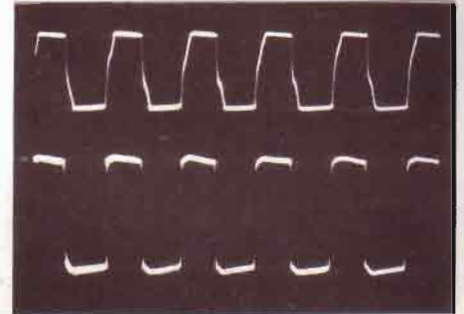
- la diode DEL2, témoin de prise de ligne et qui concourt aux visualisations de la procédure d'auto-test ;

- un voyant 220 volts, à incandescence, ou au néon avec résistance incorporée. Branché en parallèle sur la charge (figure 16), ce voyant s'allume à la fermeture du relais REL2. Lui matérialise, toujours dans la procédure d'auto-test, la brève mise sous tension de la charge au passage du récepteur à l'état de veille.

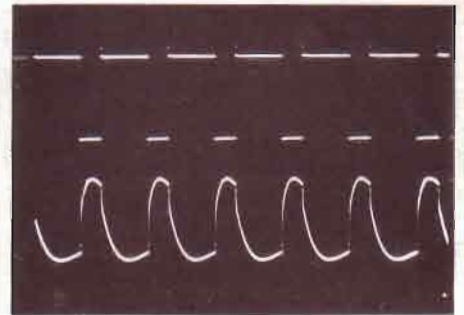
L'arrière du coffret reçoit le cordon d'arrivée du secteur, la prise de sortie de la charge (16 ampères, si possible avec borne de terre) et le cordon de raccordement au connecteur téléphonique. Ces trois liaisons s'effectuent par l'intermédiaire de borniers à vis, soudés sur le circuit imprimé (voir la figure 13 et la photographie du circuit). La figure 16 précise clairement les interconnexions à réaliser. **Nous conseillons vivement, pour des raisons de sécurité, d'exploiter la prise de terre.** Celle-ci transite, à l'arrivée (secteur) comme au départ (charge) par une vis, avec rondelle éventail, électriquement reliée au châssis (gratter la peinture).

Pour une dernière vérification on pourra observer à l'oscilloscope les signaux en ligne, sur le bornier L1 L2 avec l'assistance d'un compère appelant de l'extérieur. L'oscillogramme C montre la superposition d'un signal d'accusé d'exécution, à fréquence élevée, à celle d'un signal de commande à fréquence basse.

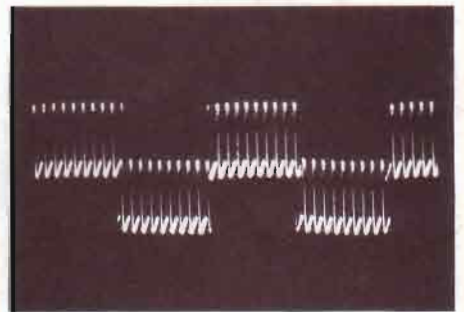
René Rateau



Oscillogramme A : Sortie de l'amplificateur A2 (trace supérieure) et écrêtage par les diodes D3 et D4 (trace inférieure), pour la fréquence F_1 de 330 Hz.



Oscillogramme B : Signaux d'accusé d'exécution en aval de R47 (en haut), puis après mise en forme pour atténuer les harmoniques (en bas).



Oscillogramme C : Superposition, sur la ligne L1 L2, des ordres de commande (composante à basse fréquence) et des signaux d'accusé d'exécution (fréquence élevée).

MAITRISEZ L'INFORMATIQUE ET SES APPLICATIONS!



LA PUCE: PRODIGE DE LA MINIATURISATION

- ① La mémoire morte de la puce contient les instructions stockées pour exploiter le calculateur.
 - ② La mémoire vive, rentre en fonction uniquement pendant la durée du traitement.
 - ③ Le décodeur de commande décompose les instructions en étapes détaillées pour l'exploitation par l'UAL.
 - ④ L'UAL: unité arithmétique et logique, chargée des calculs, elle constitue le microprocesseur central de la puce.
 - ⑤ Le circuit horloge relie la puce à un cristal à quartz externe, il synchronise l'ensemble du traitement.
 - ⑥ La section entrée/sortie dirige la transmission avec des périphériques extérieurs...
- Le fonctionnement détaillé de la puce vous sera révélé dans **Initiation à l'informatique**.



1951: Mise en service de Léo, premier ordinateur de gestion.



Détail d'une puce. Leur fragilité est si grande que 70 % d'entre elles sont endommagées au moment même de leur fabrication!



1981: Une chaîne de fabrication Apple II, un des premiers succès commerciaux dans le grand public.



Disques de silicium, sortant du four. Avec chacun d'entre eux, des milliers de puces vont pouvoir être fabriquées.



Le disque à lecture laser, ou l'informatique au service de la musique...



Conception de micro-circuits sur tablette graphique à l'aide d'un crayon optique.



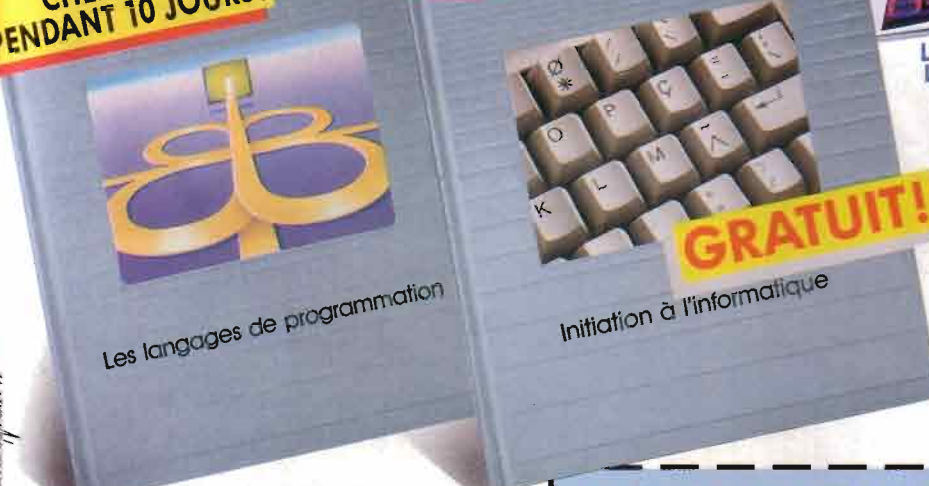
Déjà, les ordinateurs de bord équipent la plupart des automobiles. Bientôt, des liaisons par satellite permettant le contrôle du trafic!



EDITIONS
**TIME
LIFE**

**GARDEZ
CES 2 LIVRES
EN PAYANT
SEULEMENT
LE SECOND!**

**UN EXAMEN GRATUIT
CHEZ VOUS
PENDANT 10 JOURS!**



LE MONDE DES ORDINATEURS: TOUT, TOUT, TOUT SUR L'INFORMATIQUE ET SES APPLICATIONS QUOTIDIENNES.

Aucun instant de notre vie n'échappe au traitement informatique: écrire, calculer, gérer, illustrer, communiquer, voyager, créer... Voici pourquoi TIME-LIFE a conçu LE MONDE DES ORDINATEURS: une collection unique pour découvrir, comprendre et perfectionner vos connaissances sur l'informatique et ses applications dans votre vie de tous les jours. Pour que vous puissiez découvrir tout l'intérêt que présente cette nouvelle collection, pour vous, pour vos enfants... pour votre avenir professionnel, votre culture personnelle; **TIME-LIFE vous fait profiter d'une offre exceptionnelle: vous recevez le premier volume de la collection: Initiation à l'informatique en cadeau, accompagné du second volume: Les langages de programmation en examen gratuit pendant 10 jours.**

Pour recevoir ces 2 volumes, sans aucun engagement, retournez dès maintenant le bon d'examen gratuit ci-dessous!

Dans chaque volume du MONDE DES ORDINATEURS:
• 128 pages en couleur, format 23,5 x 28 cm, superbement reliées.
• Des centaines de photos, de schémas, un glossaire et un index.

GRATUIT!
POUR VOUS



Ce très beau boulier chinois, en bois verni, reproduction fidèle d'un objet millénaire. Jusqu'au 17ème siècle, il fut le seul outil de calcul utilisé par l'homme...

BON D'EXAMEN GRATUIT

EDITIONS
**TIME
LIFE**

à retourner rapidement sous enveloppe non affranchie à TIME-LIFE INTERNATIONAL, libre réponse n° 6798, 75385-08 Paris Cedex

OUI, je souhaite recevoir pour un examen gratuit de 10 jours, les volumes **Initiation à l'informatique** et **Les langages de programmation**, avec mon cadeau: le boulier chinois, si je répons avant 8 jours. Si je décide de garder ces 2 volumes, je paierai seulement le second et vous réglerai la facture qui l'accompagne soit 169 F (+ frais d'envoi 18 F). Vous m'enverrez par la suite les volumes suivants de la collection à raison d'un livre toutes les 6 semaines environ, toujours pour un examen gratuit de 10 jours. Je ne suis pas tenu d'acheter un nombre minimum de livres et peut interrompre ma collection à tout moment sur simple courrier. Si ces 2 volumes ne répondent pas exactement à ma demande, je vous les retournerai dans les 10 jours suivant leur réception, vous cesserez alors toute autre expédition et je ne vous devrai rien.

INSCRIVEZ EN MAJUSCULES VOS NOMS ET ADRESSE

Mme Mlle M.

Nom _____ Prénom _____

N° _____ Rue _____ Code postal _____

Ville _____

N° de tél (facultatif) : _____

Signature obligatoire: _____

F2ZAV87

DAVIS

ACOUSTICS

FABRICANT FRANÇAIS

UNE TECHNOLOGIE DE POINTE
AU SERVICE DE LA MUSIQUE



Haut-parleurs haute technologie -
Membranes en matériau composite -
Fibres de Carbone, Kevlar, Aramide Verre,
Cellulose Graphite -Circuit magnétique
surpuissant - Absence de coloration, faible
distorsion, très grande capacité
dynamique, haute tenue en puissance

DAVIS

ACOUSTICS

14, RUE BERANGER 94100 SAINT-MAUR-DES-FOSSES
TÉL : 48.83.07.72



STRASBOURG

CARREFOUR DE L'EUROPE



Tous les kits
AUDAX, DAVIS, FOCAL,
DYNAUDIO, KEF, SEAS,
PEERLESS, PREVOX,
SIARE, DEYMA,
selfs et condensateurs
de qualité professionnelle
Etude et réalisation
de filtres passifs.

Assistance technique assurée.
Vente par correspondance.

Ecoute comparative
des kits présentés dans Led.

ALSAKIT

LE SPECIALISTE DU KIT HAUT DE GAMME

10, Quai Finkewiller 67000 Strasbourg
Tél. : 88.35.06.59

CHELLES ELECTRONIQUES 77

16, av. du Maréchal Foch 77500 Chelles

Tél. 64.26.38.07
Télécopieur 60.08.00.33

Ouvert du mardi au samedi
de 9 h 30 à 12 h 15 et de 14 h 30 à 19 h

Nous acceptons les bons de l'Administration, conditions spéciales aux écoles,
centres de formation, clubs d'électronique, etc. **Pas de catalogue**



Distributeur des haut-parleurs AUDAX
(Toute la gamme Hi-Fi disponible)

VISATON

quelques références :

Boomers :

W 250
W S21 F
W 20 F
W 170

Tweeters :

DTW 86
DT 70 NG
DTS 10 AW

Médiums :

MR 130
DSM 15 AW

MONACOR

Boomers :

SP 250
SP 150
SP 90

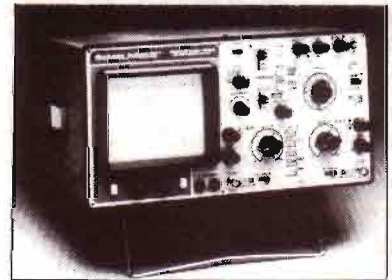
MOTOROLA

Tweeters piézo :

KSN 1005
KSN 1016
KSN 1025
KSN 1078
KSN 1039

Filtres passifs **MONACOR** 2 et 3 voies 12 dB/octave :
30 W, 100 W, 200 W.

Beckman Industrial™



Oscilloscopes

9020 : 2 x 20 MHz

- Double trace
- Ligne à retard

Prix TTC : 3 850 F



Générateurs de fonctions FG2

- Signaux sinus, carrés, triangle, pulses
- de 0,2 Hz à 2 MHz en 7 gammes
- 0,5 % de précision
- Entrée UCF

Prix TTC : 1 978 F



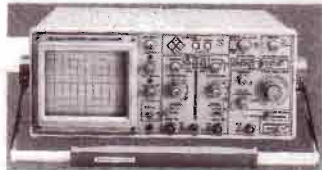
Beckman

9102 (2x20 MHz) 5190 F

9104 (2x40 MHz) 8740 F

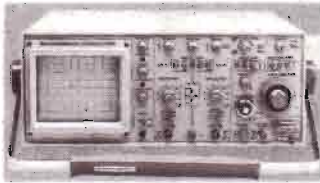
- sensibilité maximum : 1 mV (x5)
- double base de temps avec balayage retardé ajustable continûment.
- déclenchement AC, AC-LF, TV, DC.

9202 (2x20 MHz) 8190 F
9204 (2x40 MHz) 7740 F
mêmes caractéristiques générales que le 9102, doté en plus de l'affichage numérique des paramètres du signal à l'écran avec sélection par curseurs. Grandeurs affichées : tension, temps, fréquence, rapport cyclique, phase.



9106 (3x60 MHz) 9190 F

- sensibilité maximum : 1 mV (x5)
- double base de temps (50 ms à 0,5 s/div en base de temps A) avec balayage retardé continûment ajustable.
- Commande de séparation des voies X qui autorise l'affichage de huit traces à l'écran, l'entrée externe considérée comme canal d'entrée.



MANUDAX

Une gamme qui marque des points



Série 3600

2 000 points
3650 fréquencesmètre et capacimètre
Prix TTC : 690 F
3650B Bar-graph
Prix TTC : 799 F

M 80

4 000 points
Le M80 possède un display de 42 mm avec un afficheur exceptionnel de 21 mm. Communication des fonctions par poussoirs. Calibrage automatique. Boîtier antichocs.



Série 4600
20 000 points
4650 fréquencesmètre
Prix TTC : 1 070 F

Prix TTC : 595 F

CONDITIONS DE VENTE : MINIMUM D'ENVOI 100 F.
PAR CORRESPONDANCE : RÉGLEMENT A LA COMMANDE PAR CHÉQUE OU MANDAT-LETTRE, AJOUTER LE FORFAIT DE PORT ET D'EMBALLAGE : 40 F.
CONTRE-REMBOURSEMENT : 55 F. AU DESSUS DE 3 KG (OSCILLOSCOPE, ALIMENTATION) EXPÉDITION PAR LA SERNAM. PORT : 100 F.

PAS DE CATALOGUE

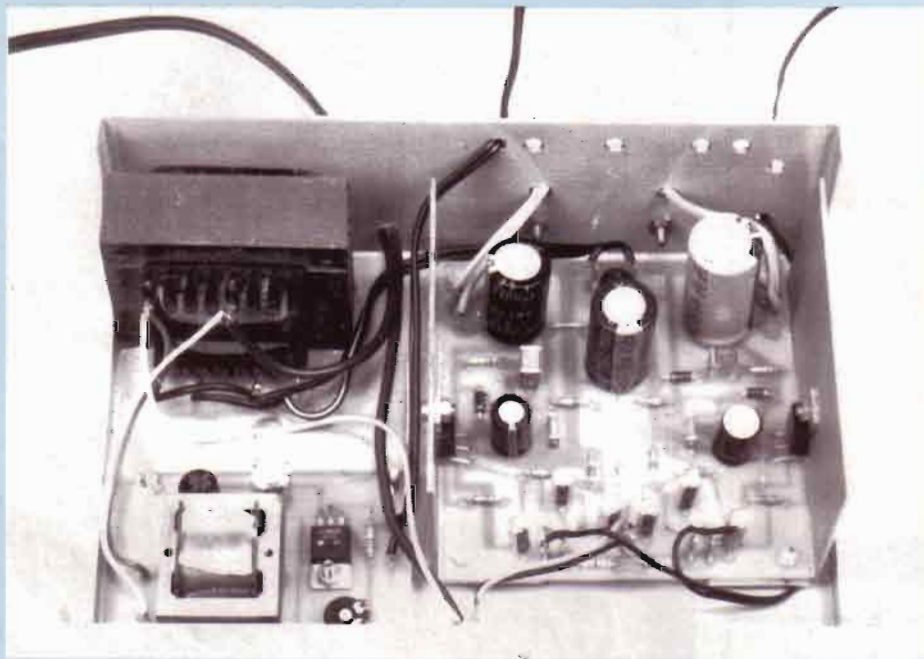
NOM _____

ADRESSE _____

CODE _____ VILLE _____

Lea

AMPLIFICATEUR POUR BALADEURS 2x7 WATTS



Nés, voici déjà dix ans, de l'imagination du constructeur japonais Sony – il s'agissait à cette époque du premier Walkman – les baladeurs jouissent de la faveur des jeunes. La qualité de l'écoute qu'ils procurent sur casque, de très convenable à excellente selon les modèles, n'est évidemment pas étrangère à cet engouement.

Elle justifie l'utilisation du baladeur et des cassettes comme source sonore pour l'attaque de haut-parleurs. Encore faut-il procéder convenablement pour ne pas sombrer dans l'infâme bricolage chétif et grinçant.

DES ECOUTEURS AUX HAUT-PARLEURS

Une solution rudimentaire, et pourtant commercialement exploitée, consiste à connecter de petites "enceintes" directement sur les sorties "casque" du lecteur. Ces haut-parleurs miniaturisés, et médiocres, ne reçoivent alors qu'une puissance extrêmement réduite, de l'ordre de la dizaine de milli-

watts seulement ! A l'évidence, la sonorisation confortable sur haut-parleur exige une puissance nettement supérieure à celle que nécessitent des écouteurs, donc une amplification : nous en estimerons quantitativement les paramètres, ce qui conduira au cahier des charges du "Balade" et à la détermination des composants de son schéma.

Dans leur majorité, les baladeurs actuels fonctionnent sous alimentation de 3 volts (2 piles LR6, 2 piles LR3 ou accumulateurs Cd-Ni), quelques modèles se contentant même parfois de 1,5 volt. Reportons-nous à la figure 1 et notons VAL la tension d'alimentation. Au repos, le push-pull de sortie est, idéalement, polarisé à VAL/2,

potentiel de part et d'autre duquel évoluent les signaux BF.

Les caractéristiques de saturation des transistors "de puissance" introduisent, au-dessus de la masse et en dessous de VAL, des tensions de déchet qui limitent l'excursion crête à crête VCC, donc la tension efficace Veff, liée à VCC, en régime sinusoïdal, par la relation :

$$V_{eff} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}}$$

Au-delà apparaît un écrêtage, source de taux de distorsion rapidement croissants et vite inadmissibles. Selon les constructeurs et les modèles, les tensions efficaces maximales s'échelonnent de 0,4 à 0,7 volt environ.

Les écouteurs de tous les casques pour baladeurs offrent une impédance Z normalisée à 32 Ω. On en déduit les limites de la puissance efficace P :

$$P = \frac{V_{eff}^2}{Z}$$

délivrée à chaque écouteur. Elle s'inscrit entre les limites :

$$5 \text{ mW} \leq P \leq 15 \text{ mW}$$

On se trouve très loin des valeurs exploitées par des haut-parleurs 4 W efficaces pour un autoradio simple, quelques watts pour un récepteur/lecteur portable de haut de gamme, 10 W pour accéder à la qualification Hi-Fi (norme DIN NFC 97420). Notre amplificateur Balade se propose de combler cet abîme. Pour la simplicité de construction, pour la qualité musicale, pour la présence de toutes les protections possibles et pour un coût réduit enfin, il fait appel à un circuit intégré spécifique très performant : le TDA 2030.

LE TDA 2030 :

UN SUPER-AMPLI OP

Construit par SGS, le TDA 2030 se présente en boîtier dit "Pentawatt", assez comparable au boîtier TO 220 mais équipé de cinq broches ; la figure 2 en montre l'aspect et précise les numéros des connexions. Elle se réfère à la version TDA 2030 V pour

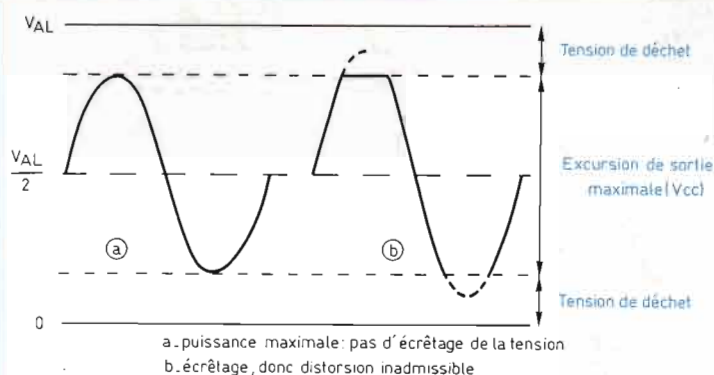


Fig. 1 : Puissance maximale de sortie du baladeur.

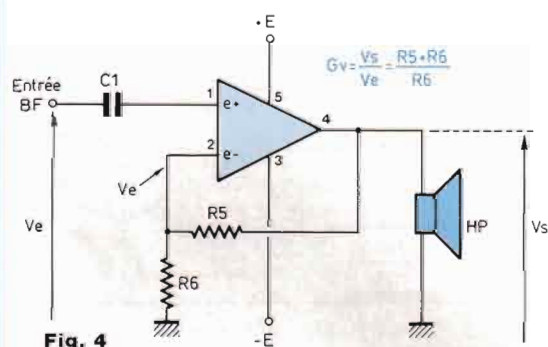


Fig. 4



Fig. 2

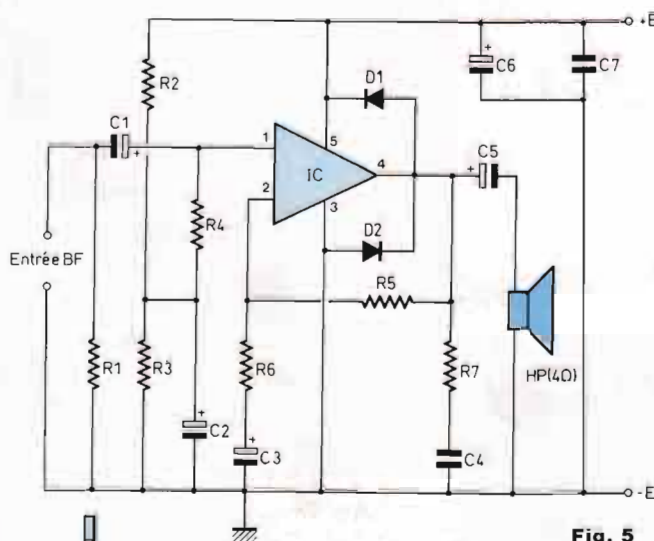


Fig. 5

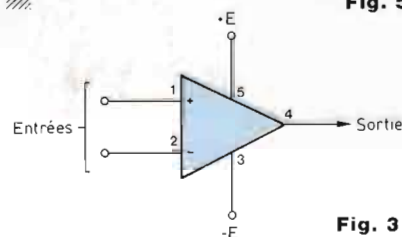


Fig. 3

implantation verticale, la plus répandue.

La représentation symbolique de la figure 3 fait clairement apparaître la similitude de configuration avec un traditionnel amplificateur opérationnel. Outre les broches d'alimentation (3 et 5), on trouve en effet une entrée non inverseuse (1), une entrée inverseuse (2) et la sortie (4). La différence avec un amplificateur opérationnel classique découle des ordres de grandeurs de certains paramètres :

- le gain en boucle ouverte est limité à 90 dB (rapport 30 000 environ entre la tension de sortie et la tension différentielle d'entrée) ;
- le courant de crête en sortie peut atteindre 3,5 A contre 10 à 20 mA pour la plupart des amplis OP ;
- la puissance maximale dissipable s'élève à une vingtaine de watts pour un boîtier maintenu à 90° C.

A ces caractéristiques, qui le destinent manifestement aux applications BF de puissance, le TDA 2030 ajoute un ensemble de protections qui le ren-

dent pratiquement indestructible et notamment une protection thermique (elle intervient à partir de 145° C de température des jonctions) et une limitation du courant de sortie.

LE TDA 2030 EN AMPLIFICATEUR

On exploite normalement le TDA 2030 en excitant, par le signal BF à traiter, l'entrée non inverseuse e+, tandis que la contre-réaction s'effectue de la sortie vers l'entrée inverseuse e-. Ceci correspond à l'emploi de l'amplificateur opérationnel sans inversion, comme le montre la figure 4, à partir de laquelle il est facile de calculer le gain en tension. On ne s'étonnera pas des notations (R5, R6), ce sont celles du schéma définitif, pour une comparaison facile.

Bien que "réduit" à 30 000, le gain en boucle ouverte reste extrêmement grand. Puisque la tension de sortie v_s est nécessairement limitée, on en déduit que la tension différentielle

entre les entrées demeure pratiquement nulle : l'entrée e- suit les variations v_e de l'entrée e+, où s'applique le signal. Or, les entrées ne consomment pratiquement aucun courant (on retrouve ici la caractéristique de tout amplificateur opérationnel), le diviseur R5 R6 établit une relation entre v_s et v_e :

$$v_e = \frac{R_6}{R_5 + R_6} v_s$$

On en déduit le gain en tension G_v du circuit de la figure 4 :

$$G_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{R_5 + R_6}{R_6}$$

SCHEMA DE L'AMPLIFICATEUR BF

Du circuit très simplifié de la figure 4, passons au schéma complet de l'amplificateur, donné en figure 5 pour une alimentation à une seule polarité, avec le "moins" relié à la masse. On y rencontre :

AMPLIFICATEUR POUR BALADEURS

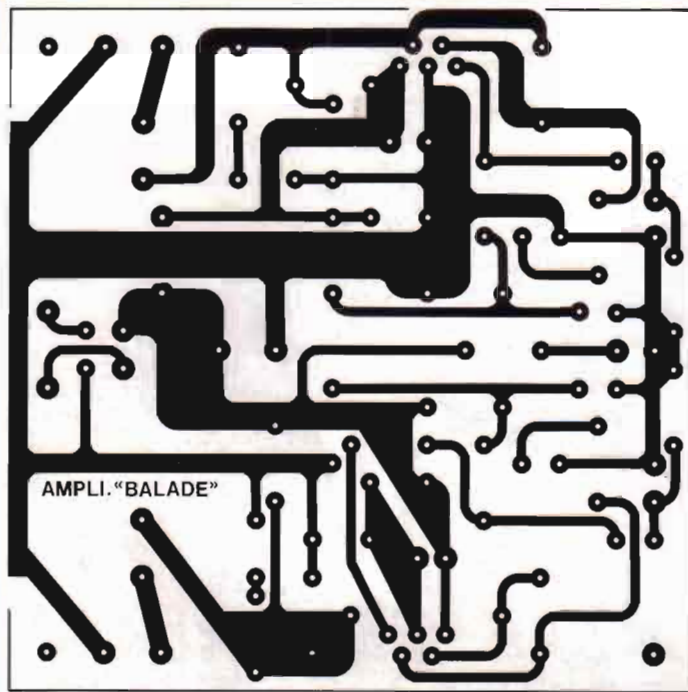


Fig. 7

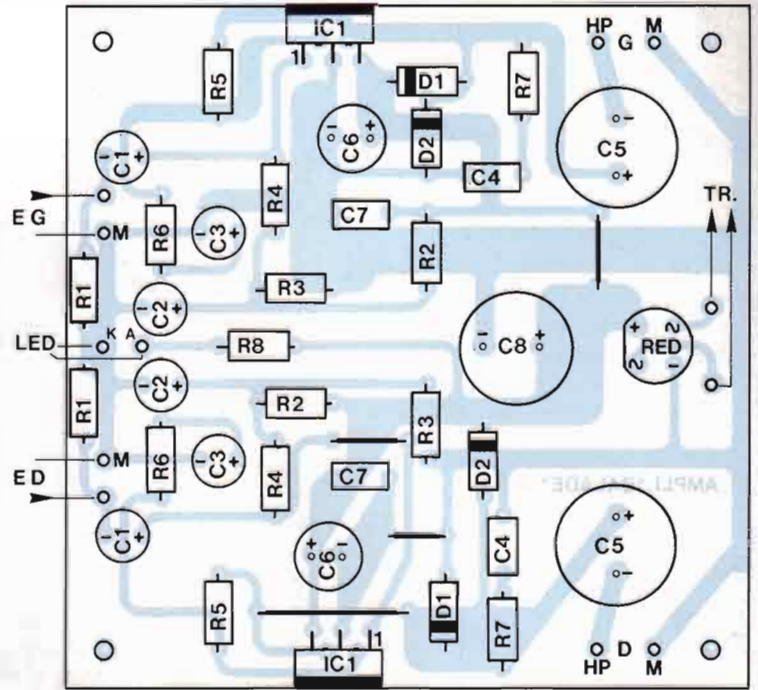


Fig. 8

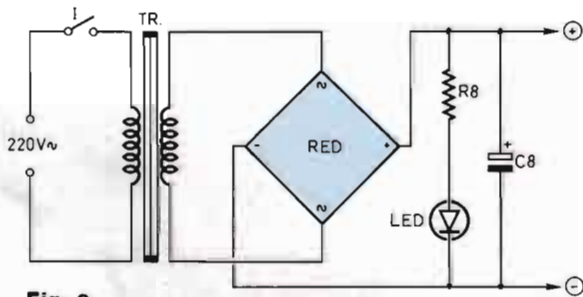


Fig. 6

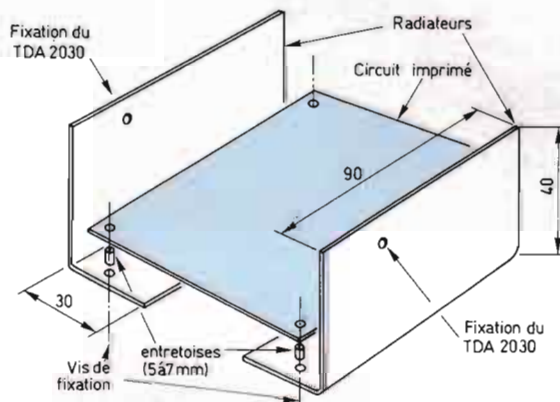


Fig. 9

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

COMPOSANTS EN DEUX EXEMPLAIRES (POUR LES DEUX CANAUX)

● Résistances 1/4 W à ± 5 %

- R1 - 33 Ω
- R2, R3, R4 - 100 kΩ
- R5 - 68 kΩ
- R6 - 3,9 kΩ (voir texte)
- R7 - 1 Ω

● Condensateurs

- C1 - 1 μF/25 V
- C2 - 10 μF/25 V
- C3 - 10 μF/25 V
- C4 - 220 nF
- C5 - 2 200 μF/25 V
- C6 - 220 μF/25 V
- C7 - 100 nF

● Semiconducteurs

- D1, D2 - 1N 4002
- CI - TDA 2030 V

COMPOSANTS EN UN EXEMPLAIRE (ALIMENTATION)

- RED - pont redresseur 50 V/1 A
- R8 - 1,8 kΩ
- C8 - 2 200 μF/25 V
- LED - diode électroluminescente
- I - interrupteur

● LES COMPOSANTS D'ALIMENTATION ET DE POLARISATION

L'alimentation proprement dite, commune aux deux canaux, sera décrite plus loin ; mais, sur chaque canal (tous deux conformes au schéma de la figure 5), elle est complétée par deux condensateurs de découplage de type électrolytique et C7, à film plastique.

L'amplificateur fonctionnant entre 0 et +E, soit environ 18 volts à pleine puissance (l'alimentation n'est en effet pas régulée, ce qui constituerait un luxe inutile), il convient de polariser les entrées pour constituer une masse fictive vis-à-vis des signaux BF, c'est-à-dire d'imposer leur potentiel continu au repos, $\frac{E}{2}$. C'est le rôle du diviseur résistif R2 R3, par ailleurs découplé en alternatif à l'aide de C2. Naturellement, C2 se comporte comme un court-circuit vis-à-vis du signal d'entrée et on doit intercaler R4 pour maintenir une impédance de 100 k Ω sur la broche 1.

● COMPOSANTS D'ENTREE ET DETERMINATION DU GAIN

Les signaux en provenance du baladeur transitent par C1, qui élimine leur composante continue. La résistance R1, en entrée, charge directement la sortie du lecteur en lieu et place de l'écouteur correspondant du casque : elle vaut donc 32 Ω , ou plus exactement 33 Ω pour satisfaire aux normalisations de la gamme E12 des résistances.

Le gain, comme indiqué précédemment, dépend du rapport des résistances R5 et R6. Avec les valeurs données en nomenclature (68 k Ω et 3,9 k Ω), on obtient :

$$G_v = \frac{68 + 3,9}{3,9} \approx 18,5$$

Cette amplification convient à l'immense majorité des baladeurs. A une tension d'entrée de 400 mW efficaces, elle ferait en effet correspondre, en sortie de l'amplificateur, une tension crête à crête de 25 volts, ce qui dépasse la limite de saturation.

Dans la plupart des cas, on pourrait même porter R6 à 4,7 k Ω afin de profiter entièrement de l'angle de rotation du potentiomètre de volume du baladeur avant écrêtage.

Vis-à-vis de l'alternatif, le pied de R6 doit rejoindre la masse, comme sur la figure 4. Par contre, il faut l'en isoler en continu, puisque les entrées 1 et 2 du TDA 2030 se trouvent polarisées au potentiel E/2. Le condensateur C3 choisi pour offrir, aux fréquences les plus basses du spectre audible, une impédance faible vis-à-vis de R6, joue ce double rôle.

● COMPOSANTS DE SORTIE ET DE PROTECTION

Les signaux sur la sortie (broche 4) évoluent de part et d'autre du potentiel moyen E/2. Ils ne peuvent donc exciter le haut-parleur qu'à travers le condensateur C5, de capacité suffisante pour présenter, lui aussi, une impédance faible par rapport aux 4 Ω de la charge aux fréquences basses : ceci justifie la valeur 2 200 μ F qui constitue un minimum (1,5 Ω à 50 Hz, soit un peu moins de 3 dB de perte).

On remarque, en outre, le traditionnel réseau de corrections R7 C4. Atténuant les rotations de phase aux fréquences supérieures de la bande passante, il s'oppose aux risques d'accrochage en HF.

Enfin, les diodes D1 et D2 éliminent tout danger de dépassements en sortie : la première conduit dès que le potentiel s'élève au-dessus de E + 0,6 V et la deuxième sitôt qu'il descend sous - 0,6 V.

L'ALIMENTATION

Une alimentation régulée ne présente pratiquement aucun intérêt sur un amplificateur audio-fréquences. Aussi bien, le schéma de celle que nous utilisons apparaît-il très simple (figure 6). Raccordé au secteur par l'interrupteur I, le transformateur TR délivre, aux bornes de son secondaire, la basse tension à 50 Hz dont le pont RED redresse les deux alternances. Un simple condensateur électrolytique de forte capacité, C8, assure un filtrage

suffisamment énergique compte tenu du taux de réjection élevé du TDA 2030 vis-à-vis de l'ondulation à 100 Hz (50 dB).

Le dernier élément se réduit à un voyant de mise sous tension : c'est la diode électroluminescente LED, polarisée à travers R8.

LE CIRCUIT IMPRIME ET SON CABLAGE

La seule faiblesse du TDA 2030, comme d'ailleurs de tous les amplificateurs BF de puissance en circuits intégrés, réside dans sa susceptibilité vis-à-vis des couplages parasites entre entrée et sortie : c'est la rançon de la compacité, donc de la proximité des broches. On en trouve le remède dans un dessin convenablement étudié du circuit imprimé. Celui de la figure 7 sera reproduit très fidèlement, en respectant non seulement le cheminement des pistes cuivrées mais aussi leur largeur. Sinon, gare aux sifflements et au "motor-boating".

La figure 8 et la photographie du montage donnent toutes les indications nécessaires au câblage. Les semelles des deux circuits TDA 2030 affleurent les côtés de la plaque d'époxy, les indispensables radiateurs prennent facilement place. Notre photographie montre que nous les avons découppés dans de la tôle d'aluminium (épaisseur 2 à 3 mm) pliée en équerre, conformément aux indications de la figure 9. Il est sans inconvénient de court-circuiter les dos métalliques des deux TDA 2030 par les vis de fixation au circuit imprimé et au coffret puisqu'ils sont électriquement reliés à la borne de masse.

Une petite touche de graisse aux silicones et un serrage énergique des vis de fixation des circuits intégrés amélioreront sensiblement l'évacuation des calories. Notons au passage qu'un refroidissement insuffisant n'aura pour effet que de réduire la puissance maximale puisque les TDA 2030 incorporent une protection thermique.

René Rateau



vous propose d'en savoir beaucoup plus sur :

– L'ELECTRONIQUE –

LES BASES DE L'ELECTRONIQUE

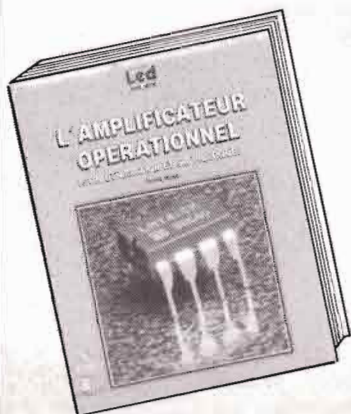


Par **Raymond Breton.**
1988 - 84 p.

P32 147 F TTC port compris

Ouvrage d'initiation par excellence, «Les bases de l'électronique» abordent, dans un langage compréhensible par tous, sans formulations mathématiques, les divers aspects de l'électronique. De la résistance à l'amplificateur opérationnel en passant par les divers composants actifs, tous les éléments clés de l'électronique sont étudiés ainsi que leur mise en application. L'auteur, outre ses compétences en électronique, s'est occupé de formation dans l'industrie. Son sens de la communication, basé sur un langage pédagogique et compréhensible de tous donne à ce livre un attrait tout particulier. Le «sens physique» des phénomènes abordés est évident. Le but que s'était fixé l'auteur : pouvoir mettre en œuvre l'électronique en comprenant ce que l'on fait et sans outils mathématiques a donc parfaitement été atteint.

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL



Par **Pierre Mayé.**
1988, 88 p.

P41 157 F TTC port compris

Composant-clé de l'électronique d'aujourd'hui, l'amplificateur opérationnel est à la base d'une multitude d'applications tant en linéaire qu'en commutation. L'auteur, agrégé de physique et professeur en BTS, a réalisé cet ouvrage tout simplement parce qu'il n'existait pas pour les besoins de son enseignement. Les principales applications de l'amplificateur opérationnel y sont décrites et classées par catégories. Pour chaque montage, le fonctionnement est analysé, les formules permettant le calcul des composants établies et les performances obtenues commentées. Des exemples de réalisation comportant toutes les données nécessaires sont fournis pour les principales fonctions. Ce livre à la fois précis et concis est très complet, il s'adresse aux enseignants certes mais également aux utilisateurs de l'électronique. C'est aussi un outil de travail pour professionnels et amateurs.

INITIATION A LA MESURE ELECTRONIQUE

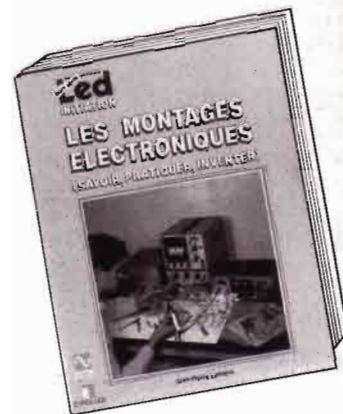


Par **Michel Casabo.**
1986 - 120 p.

P23 152 F TTC port compris

Il n'existait pas, jusqu'à présent, un ouvrage couvrant de manière générale mais précise, l'ensemble des problèmes relatifs à l'instrumentation et à la méthodologie du laboratoire électronique. C'est chose faite aujourd'hui avec ce volume récemment paru.

LES MONTAGES ELECTRONIQUES



Par **Jean-Pierre Lemoine.**
1986 - 276 p.

P30 287 F TTC port compris.

Domaine en perpétuelle évolution, l'électronique ne cesse d'apporter des solutions nouvelles à de multiples secteurs. Il importe, pour tout passionné d'électronique, à quelque niveau que ce soit, de l'amateur au professionnel, d'acquérir un savoir découlant de la mémorisation et aussi de la pratique du plus grand nombre de circuits de base. C'est ce que permet réellement ce livre. Organisé en trois grandes rubriques : Connaître, Pratiquer et Inventer, cet ouvrage guide le lecteur sur près de 300 pages avec près de 1 000 dessins et représentations, pour l'amener à ce qu'il soit à même de concevoir ses montages par lui-même. C'est aussi un outil de travail aidant à la sélection d'un composant, permettant de trouver un montage réalisant une fonction donnée... et bien d'autres détails d'ordre pratique.

La liste complète de nos ouvrages peut vous être expédiée gratuitement sur simple demande.

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

Bon de commande à retourner aux Editions Fréquences 1, boulevard Ney 75018 Paris.

Indiquez le ou les codes :

NOM PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

Ci-joint mon règlement par : C.C.P. Chèque bancaire Mandat

Ets E.L.E.N.

94, avenue de Fétilly
17000 LA ROCHELLE

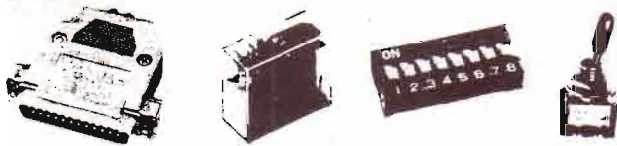
Phone : 46 34 53 80
Fax : 46 34 16 22



EXTRAIT DE NOTRE CATALOGUE

LM 344 H : 158,00	68705 P3 : 120,00
LM 317 HVK : 165,00	UGS 3020 T : 32,00
LM 395 T : 49,50	MPX 200 A : 178,00
MJ 15002 : 36,00	LM 35 CZ : 88,00

Un choix de plus de 3000 références.....



VENTE au COMPTOIR et par
CORRESPONDANCE (SERVICE RAPIDE)

FORFAIT port/emballage : 25,00 F

PERLOR - LE CENTRE DU COFFRET ELECTRONIQUE

Le coffret que vous recherchez
est chez Perlor-Radio.

Plus de 350 modèles en stock.

Toutes les grandes marques : BIM - EEE - ESM - HOBBY BOX - ISKRA
- RETEX - STRAPU - TEKO - LA TÔLERIE PLASTIQUE.

Catalogue «centre du coffret» : descriptif par type, listes de sélection
rapide par critères de dimensions et de matériaux, tarif.

Un document unique : envoi contre 8 F en timbres.

PERLOR - LE CENTRE DU CIRCUIT IMPRIME

Agent CIF - Toutes les machines - Tous les produits.

**Nouveau : Perlor fabrique votre
circuit imprimé, dans son atelier**

Simple face 52 F le dm². Double face 90 F le dm² plus éventuellement
frais de film. Délai 48 heures. Conditions et tarif détaillé sur simple
demande.

Catalogue «centre du circuit imprimé». Plus de 700 produits avec tarif.
Envoi contre 7,50 F en timbres.

PERLOR - COMPOSANTS

Tous les composants électroniques pour vos réalisations. Catalogue
«Pièces détachées» contre 10 F en timbres.

Les trois catalogues 15 F.

PERLOR-RADIO

25, rue Héroid, 75001 PARIS - Tél. : 42.36.65.50

Ouvert tous les jours sauf le dimanche (sans interruption) de 9 h à 18 h 30 —
Métro : Etienne-Marcel - Sentier - RER Châtelet les Halles (sortie rue Rambuteau)

WEST GERMANY

VISATON®

VISATON, une entreprise spécialisée dans l'élec-
troacoustique.

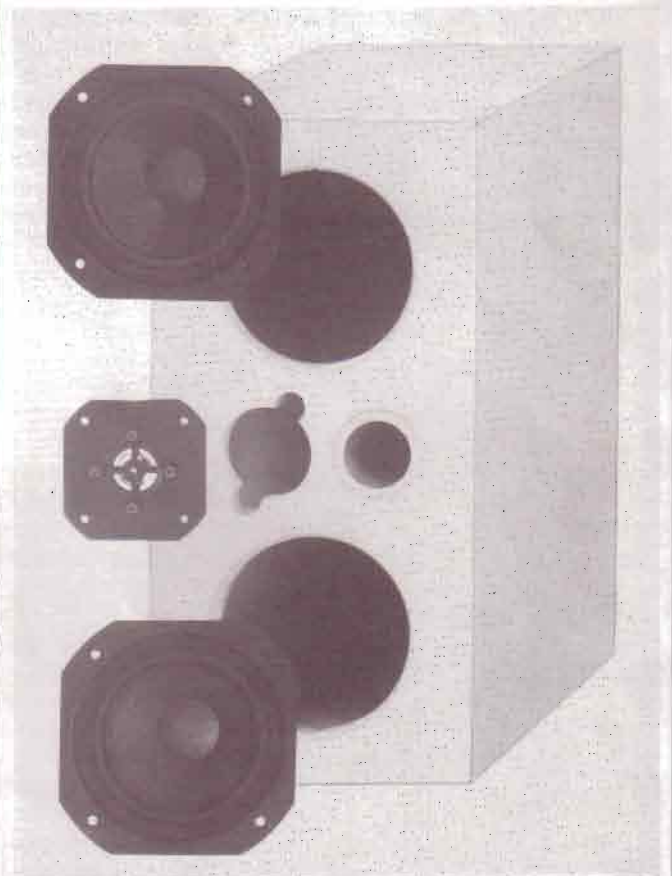
VISATON fabrique des **Haut-Parleurs** utilisés
dans le monde entier.

VISATON crée et développe des **Enceintes en kit**.

VISATON vous confie ses **Haut-Parleurs**, et vous
conseille.

Réalisez vous-même vos Enceintes
(d'après plans fournis)

Choisissez-en la finition
(couleur, revêtement, etc.)



Modèle présenté : FILOU II 2 voies 100 watts
Tweeter à dôme TITANE

Il y a certainement un revendeur conseil VISATON près de
chez vous,

Pour tous renseignements ou conseils, adressez-vous à :

SELFCO — Importateur exclusif —
1, rue de l'Uranium - B.P. 68
67800 BISCHEIM-HOENHEIM
Tél. : 88 81 66 88

La conception d'une enceinte acous

Le propos de cet article est de faire connaître, à travers la mise au point d'une enceinte acoustique, le système Audax TPX 321, la démarche conceptuelle de la naissance d'un système de reproduction sonore de haute musicalité, du cahier des charges à la mise au point en auditorium, en passant par la rude épreuve du choix des compromis technologiques.

Les lignes qui suivent ont été écrites dans un but de vulgarisation technique. Malgré un effort conséquent de ma part pour utiliser un langage des plus accessible à tous, il est difficile d'expliquer des concepts approfondis avec des mots simples. Rester superficiel ne me semble pas une attitude profitable. Aussi demanderai-je au lecteur de l'indulgence et de la patience à sa lecture. Il ne vous est pas interdit de faire quelques poses décontractantes !

CAHIER DES CHARGES

Conception d'une enceinte acoustique pour usage domestique utilisant, les haut-parleurs Audax de la série TPX ainsi que le fameux tweeter à dôme souple Audax de 25 mm de diamètre.

Les critères suivants devront être pris en compte :

1. Mise en valeur des qualités d'extrême cohérence des haut-parleurs TPX par une spatialisation réaliste et stable de l'image sonore et ce, quelles que soient les propriétés acoustiques du local d'écoute : du séjour très amorti et peu réverbérant au living moderne et dépouillé !
2. Système colonne 3 voies de puissance nominale 60 W.
3. Impédance nominale : 8 Ω . Niveau d'efficacité : 90 dB/1 W à 1 m.

ANALYSE DES DONNEES

Depuis le milieu des années 80, les concepteurs d'enceintes acoustiques n'en sont plus à s'occuper uniquement de la linéarité de la courbe de réponse : les progrès des transducteurs électroacoustiques sont tels

maintenant que d'autres paramètres plus subtils sont pris en compte aujourd'hui. Parmi ceux-ci, on peut citer :

- La phase acoustique de l'émission sonore.
- L'indice de directivité à chaque fréquence.
- L'incidence du temps de propagation de groupe induite par les filtres sur la directivité verticale.
- La dissipation de l'énergie vibratoire engendrée par la réaction du mouvement des membranes (comparable à l'effet de recul d'un canon).

L'usage domestique, la forme colonne, les 3 voies, le niveau d'efficacité de 90 dB pour 1 W à 1 m, les 60 W, l'impédance nominale de 8 Ω , ne posent aucun problème. On remarquera même que sont passées sous silence la linéarité de la courbe de réponse ainsi que la fréquence de coupure basse, tellement il est évident que les qualités de haute musicalité demandées interdisent que ces paramètres soient négligés.

Le choix des transducteurs est quasiment évident et imposé :

- Le TWH 407 (HD12X9 D25G/8) pour son exceptionnel rendu différencié des sons aigus et son comportement remarquable en régime transitoire qui lui valent sa réputation mondiale.
- Dans la gamme TPX, on a le choix pour le grave-médium entre le BMH407 (TX2025 TDSN/8) bobine mobile diamètre 25 mm/60 W/coupeure haute naturelle exploitable et le LFH507 (MTX2037 RSN/8) bobine mobile diamètre 37 mm/70 W/coupeure haute accidentée. Au vu de la tenue en puissance de 60 W, le BMH407 (MTX2025 TDSN/8) sera choisi pour sa courbe entièrement utilisable jusqu'à 5 à 6 kHz. Le rendu du

grave est sensiblement équivalent à celui du LFH501 malgré une coupure basse à -3 dB située à 36 Hz pour celui-ci, au lieu de 38 Hz pour le BMH407 dans le même volume de 36 litres en charge bass-reflex.

– Le haut-parleur de médium sera le MDH302 (TXII25JSN/8) qui sera préféré au TXII25FSN/8 en raison de l'efficacité plus importante de son circuit magnétique de 84 mm de diamètre procurant 1,28 T dans l'entrefer, au lieu de 1,1 T pour la version F (aimant diamètre 72 mm).

Le choix des transducteurs étant fait, le plus difficile apparaît être de satisfaire le premier point du cahier des charges. En effet pour que le réalisme sonore existe, il est nécessaire de maîtriser la directivité aussi bien dans le plan horizontal que dans le plan vertical. Le rayonnement devient alors cohérent et la source sonore peut être considérée comme ponctuelle, à une distance d'écoute convenable (3 m environ).

Les effets de bafflage des transducteurs devront être aussi pris en compte : la surface plane entourant les haut-parleurs a en effet un indice de focalisation de plus en plus prononcé au fur et à mesure que l'on monte dans les fréquences élevées. Enfin, les centres émissifs des haut-parleurs combinés avec les temps de propagation de groupes des cellules de filtrage, devront être compensés pour garantir une bonne réponse impulsionnelle et la transcription des informations et ambiances sonores.

Tous ces critères sont nécessaires à la conception d'une enceinte acoustique capable de donner à l'écoute un comportement tonal peu sensible au local d'écoute ou, du moins, à l'acoustique de ce local.

Attention : Il ne faut pas en déduire que l'on pourra placer ces enceintes n'importe où dans la pièce d'écoute ou que celle-ci pourra être un gymnase ou une pièce très amortie. Non bien sûr, certaines lois acoustiques sont incontournables, mais l'influence de

l'environnement sur la qualité d'écoute sera moins prononcée.

CONSTITUTION DE L'ENCEINTE

La forme colonne stipulée au cahier des charges est une solution technologique de plus en plus utilisée. Logique, car c'est la façon la plus évidente de placer à hauteur d'écoute la source sonore, et d'être maître (pour le concepteur s'entend) de la distance du haut-parleur de grave par rapport au sol, ce qui conditionne la courbe de réponse dans le bas du spectre (1).

Il va de soi que dans un système colonne, les différents haut-parleurs seront alignés verticalement garantissant ainsi, dans le plan horizontal, les meilleurs résultats possibles en matière d'homogénéité de directivité, puisque les distances du centre émissif de chaque haut-parleur à tout point M de ce plan appartenant à l'arc de cercle (n, m) de centre O sont constantes (voir figure 1).

Il en va autrement dans le plan vertical où d'importantes variations de distances introduisent des modifications de temps de propagation aérien et, par voie de conséquence, une diminution de la netteté transitoire et de l'évidence de l'image stéréophonique spatiale. Une manière de diminuer cet inconvénient consiste à rapprocher le plus possible les trois sources sonores les unes des autres.

HOMOGENEITE SPATIALE DU RAYONNEMENT

L'obtention d'une cohérence spatiale homogène sur toute l'étendue du spectre pose le problème de la mise en phase spatiale des transducteurs : Pour ceux que l'association espace-temps déroutent un peu, examinons le schéma de la figure 2 :

Un signal impulsionnel à front de montée raide, pour être bien net, est appliqué à une enceinte acoustique à 2 voies via un filtre répartiteur passif qui dirige les fréquences élevées (au-dessus de la fréquence F_c) vers le

haut-parleur d'aigu (tweeter) en lui épargnant les fréquences basses qui le détruiraient. Ces fréquences basses sont, quant à elles, envoyées au haut-parleur de grave (boomer). F_c est la fréquence de transition du filtre passif, généralement vers 2,5 ou 5 kHz pour un système à deux voies.

Dans les cercles symbolisant le tube cathodique d'un oscilloscope sont schématisées les formes d'onde correspondant aux différents endroits :

Au point M ($d_1 = d_2$), la recomposition du signal est optimale : les hautes fréquences (la partie raide des fronts de montée et de descente) sont en phase avec l'enveloppe énergétique des basses fréquences issues du boomer, le signal originel n'est pas trop déformé (c'est un exemple didactique !).

Examinons ce qui se passe au point M' où d_1 est différent de d_2 . d_1 est plus grand que d_2 . Un retard T égal à $(d_1 - d_2)/C_a$ est introduit à la recomposition en M' sur le signal issu du tweeter (C_a étant la célérité du son dans l'air, soit environ 340 m/s). Résultat : une forme d'onde méconnaissable. La non-coïncidence des signaux a détruit la forme du signal. Celui-ci est d'amplitude moindre, de longueur temporelle plus importante. En une image : le signal est dilué dans le temps.

Prenons comme exemple la forme complexe du signal acoustique délivré par un violon. L'occupation spectrale d'un tel signal s'étend sur plus de dix octaves. Imaginez maintenant que le retard T soit important. La conséquence en est un bouleversement considérable de l'allure de ce signal. L'audition d'un tel système donne l'impression d'un violon cartonneux retenu, flou, car les attaques ne sont plus nettes. Que de maux pour quelques dizaines de microsecondes d'écart !

Je pense avoir été assez clair sur la nécessité de respecter ce que l'on appelle la mise en phase acoustique. Et avec trois haut-parleurs, le pro-

La conception d'une enceinte acoustique

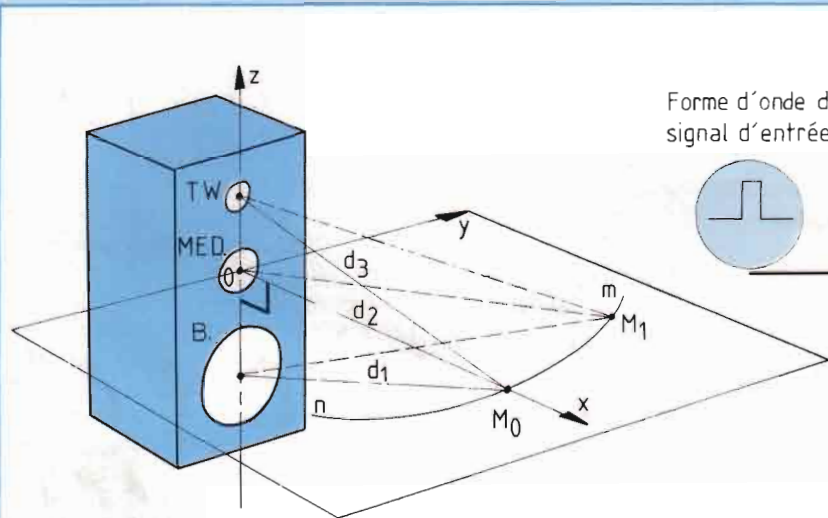


Fig. 1 : Avantage d'un alignement des haut-parleurs sur un axe vertical : l'excellente dispersion horizontale.

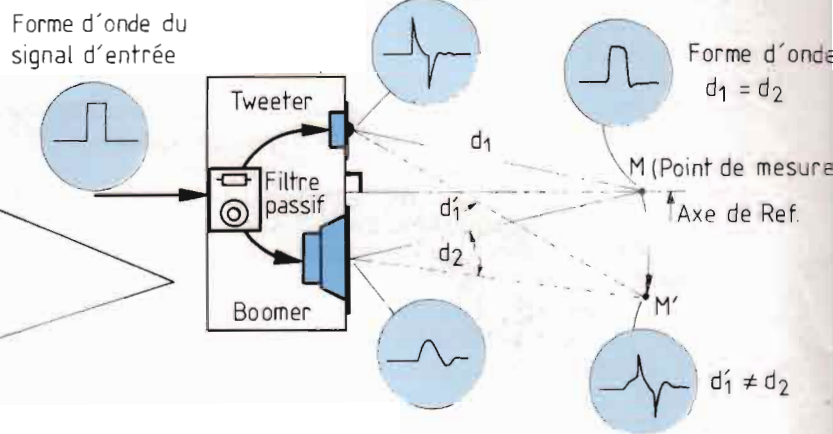


Fig. 2 : Reconstitution du signal original après passage au travers du filtre passif de répartition puis sommation acoustique au point M.

blème est encore plus complexe. Il y a deux possibilités pour assurer une bonne mise en phase acoustique, si l'on se cantonne dans le domaine passif :

1. La mise en phase par introduction sur le transducteur le plus rapide (en général le tweeter) d'une ligne à retard analogique passive. Schéma déjà adopté avec succès, entre autres, sur l'enceinte Kef 104-2.

2. La mise en phase par décalage spatial des transducteurs : c'est la plus simple à réaliser, mais présente l'inconvénient majeur d'être accompagnée d'une réflexion occasionnée par le ou les décrochements en forme de marche d'escalier nécessaire à l'obtention des retards souhaités (voir figure 3).

C'est la mise en phase spatiale qui sera préférée, car plus simple à manipuler et de plus, on est maître de l'angle de l'escalier.

RESUME DE LA SITUATION

- Forme colonne.
- Haut-parleurs à hauteur d'écoute.
- Haut-parleurs alignés verticalement pour optimiser la directivité horizontale.

- Volume de charge du grave : 39 litres bass-reflex. Fréquence d'accord du résonateur $F_b = 39$ Hz. Fréquence de coupure à -3 dB : 38 Hz. (La détermination de cette charge acoustique n'est pas l'objet de cet article. Ceux qui sont intéressés se reporteront au n° 60 où le sujet a été traité.)
- Décalage dans l'espace des transducteurs pour en assurer leur mise en phase.

- Bafflage frontal de l'enceinte limité en surface pour les haut-parleurs de médium et d'aigu afin d'éviter la focalisation axiale de l'énergie acoustique rayonnée par ceux-ci.

CONCEPTION GEOMETRIQUE DE L'ENSEMBLE

Veillez vous reporter à la figure 4 pour constater la structure assez particulière du coffret, malheureusement découverte pour vous à l'état final de son développement. Sachez que l'ébénisterie a été l'objet d'une évolution jalonnée par trop de contraintes entrelacées pour que je puisse en relater ici la gestation. Je vous livrerai seulement des éléments permettant d'en justifier la forme :

- La face avant supportant le haut-

parleur de grave est inclinée de 30° par rapport à la verticale. Cette astuce permet de concilier deux caractéristiques :

- Le volume de charge du haut-parleur de grave n'est plus parallélépipédique et ne favorisera donc pas l'établissement des ondes stationnaires à l'intérieur du coffret, permettant ainsi de réduire fortement les colorations apportées par le coffret.

● Cet angle de 30° autorise la mise en phase spatiale des transducteurs, sans occasionner de réflexions parasites car la "marche d'escalier" abrupte a disparu. Cela va même au-delà car le panneau support des haut-parleurs de médium et d'aigu se trouve de ce fait aligné avec la génératrice du cône du boomer !

- L'ensemble médium-aigu est reporté dans un coffret de section triangulaire et surface frontale réduite. Cette façon de faire conduit aux avantages suivants :

- Le volume de charge du médium se trouve, lui aussi, exempt de surface parallèle. Son volume de 1,5 l environ ne sera donc pas propice au développement d'ondes stationnaires dont

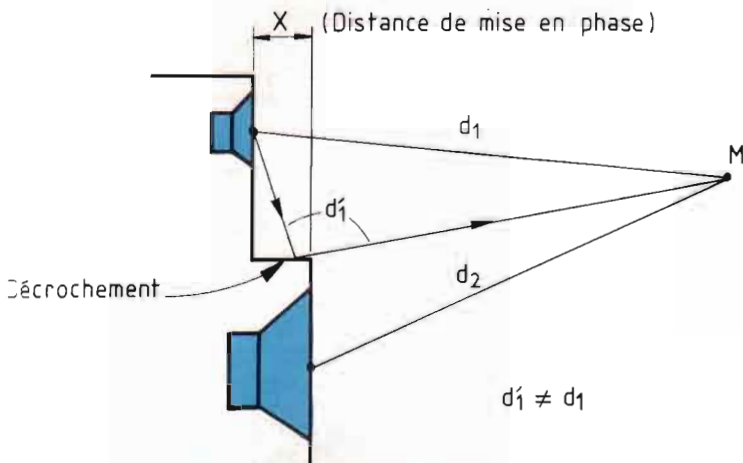


Fig. 3 : Mise en évidence de l'effet de perturbation occasionné par la présence du décrochement indispensable à la mise en phase spatiale correcte des transducteurs.

l'effet est désastreux en terme de coloration.

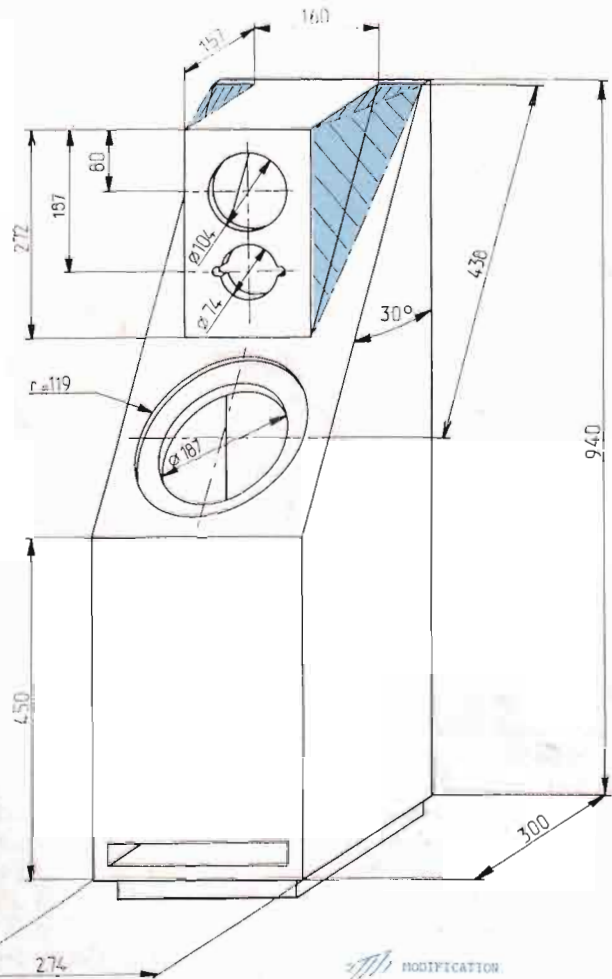
- Le positionnement inversé du tweeter et du médium permet à celui-ci de prendre place au sommet du coffret. Cette constitution est très favorable en termes de réduction de la surface de bafflage, et conduit à lui assurer des caractéristiques de directivité optimisées.

Nota : Il n'a pas été possible, sans compliquer exagérément la structure de ce coffret, d'assurer la mise en phase spatiale du tweeter. On verra dans le paragraphe détaillant la conception des cellules de filtrage comment ce problème a pu être résolu.

CONCEPTION DU FILTRAGE

Au moins aussi important que la conception du coffret, sinon plus, la mise au point du filtrage est un problème crucial dont dépendent les futures qualités acoustiques et musicales du système, autant que sa tenue en puissance et sa fiabilité. Un bon filtrage, en effet, ne se contente pas d'aiguiller les signaux électriques issus de l'amplificateur vers les différents haut-

Fig. 4 : Conception géométrique de l'ensemble assurant la mise en phase spatiale des haut-parleurs sans occasionner de réflexion perturbatrice. Notez que le bafflage frontal du médium et du tweeter est réduit, permettant d'obtenir une large dispersion spatiale.



parleurs qui lui sont assignés, cela serait trop simple. Il assure aussi les corrections indispensables à ceux-ci. Je citerai seulement : l'équilibre (la balance) tonale de chaque haut-parleur, la normalisation de l'impédance, les corrections de rotations de phase et, bien entendu, il doit conserver la cohérence du signal d'une bande filtrée à l'autre.

Vu sous cet aspect, il m'apparaît bien impossible dans ces conditions d'aboutir au même résultat en filtrage actif qui, lui, se contente d'assurer uniquement la fonction d'aiguillage. Si cette opinion vous choque, et c'est

bien normal (on entend trop souvent l'affirmation inverse), vous n'aurez qu'à lire ce qui suit pour vous en convaincre.

J'en profiterai pour vous indiquer, à la fin de cet article, une amélioration possible du filtrage de cette enceinte qui devrait en ravir plus d'un. Elle consiste à scinder le filtre en plusieurs sections dont certaines seront câblées directement aux bornes des haut-parleurs et d'autres déplacées à proximité immédiate de l'amplificateur. La liaison vers l'enceinte se fait alors avec trois paires de câbles haute-définition transmettant chacun les bandes de fré-

La conception d'une enceinte acoustique

Ordre	Pente d'atténuation	Dénomination (par analogie électrique)	Facteur de qualité à F_c	Déphasage à F_c	Polarité de la connexion H.P.	Variation de la phase	Observations
-	dB/oct.	-	Q_c	° angul.	-	-	-
1	6	BUTTERWORTH	0,707	90	en phase	douce	Pentes d'atténuation trop faibles
2	12	BUTTERWORTH	0,707	180	inversée	brutale autour de F_c	Réponse au maximum plate, mais transitoires dégradés par la rotation de phase
2	12	LINKWITZ-RILEY	0,50	180	Inversée	linéaire	Amortissement critique. Réponse impulsionnelle optimale.
2	12	BESSEL	0,577	180	inversée	temps de propagation de groupe constant	Linéarité de la réponse dégradée autour de F_c (+3 dB)
3	18	BUTTERWORTH	0,707	270	en phase	très brutale autour de F_c	Lobe principal d'énergie dirigé vers le bas. Réponse axiale impossible à linéariser

quences respectives des haut-parleurs. Ceci offre l'immense avantage de laisser la possibilité de choisir le meilleur câble pour chacun d'eux. Mais n'anticipons pas...

CHOIX DU TYPE DE FILTRE

Chacun de nous a, je pense, entendu, à propos des filtres, des termes plus ou moins barbares comme : Butterworth, Bessel et autre Linkwitz-Riley (2) associés à des valeurs de pente d'atténuation en dB/octave (décibel par octave). Essayons de mettre un peu d'ordre dans tout cela :

Examinons le tableau de la figure 5. On y distingue 5 types différents de filtres avec leurs caractéristiques principales. On remarquera tout d'abord que le déphasage d'un filtre à sa fréquence de coupure F_c correspond à son ordre multiplié par 90° ; ainsi un deuxième ordre présente une rotation de phase de $90^\circ \times 2$ soit 180° . La pente d'atténuation exprime l'affaiblissement du niveau électrique en dehors de la bande transmise.

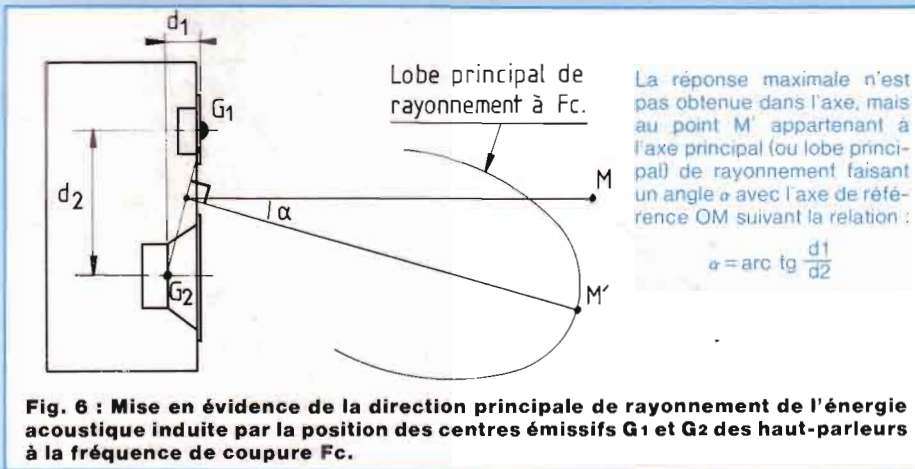
Exemple : S'il s'agit d'un passe-haut (pour alimenter un tweeter) à 12 dB/

octave raccordé à $F_c = 5$ kHz, alors le niveau d'affaiblissement à 1,25 kHz (soit 2 octaves en dessous de F_c) sera de 24 dB.

La colonne "Polarité de la connexion HP" indique quel est le meilleur choix pour le raccordement électrique des haut-parleurs. Les indications de cette colonne sont étroitement dépendantes du déphasage angulaire à F_c . 180° de rotation de phase signifient une inversion de polarité électrique, mais pas seulement, y correspond aussi un délai, ou temps de propagation de groupe qu'il faut compenser, et qui n'est pas nul...

La colonne "observations" se passe de commentaires sauf en ce qui concerne la "réponse au maximum plate". Entendre par là que la courbe reste plate (sans début d'affaiblissement) au plus près de F_c , cas du filtrage type Butterworth du 1^e ordre, alors que les filtres de Bessel ou de Linkwitz-Riley (il s'agit ni plus ni moins que des noms de leurs inventeurs) voient leurs réponses chuter progressivement à l'approche de F_c .

Ce tableau met en évidence un type de filtre très intéressant : Linkwitz-Riley d'ordre 2. C'est en effet le seul qui permette une réponse plate autour de la fréquence de coupure F_c , tout en préservant la réponse impulsionnelle. (L'amortissement critique signifie que le temps de montée est le plus bref, sans oscillation post-transitoire). Mais surtout, la rotation de phase qu'il introduit est au maximum linéaire sur une grande plage de fréquence autour de F_c , ce qui peut être facilement compensé par un décalage spatial du médium par rapport au haut-parleur de grave. Cette linéarité de phase se traduit par un retard temporel fixe, donc convertible en distance puisque la célérité du son dans l'air, C_a , est constante (env. 340 m/s à 20° C). La conséquence fondamentale de cette particularité est qu'un filtre de Linkwitz-Riley ne produit pas de lobe d'énergie dont la direction angulaire, dans le plan vertical, varie en fonction de la fréquence. Ce qui est un avantage décisif en matière d'image spatiale. C'est la raison pour laquelle des filtres de



compte, la direction principale de rayonnement se trouvera alors désaxée d'un angle α par rapport à l'axe principal de rayonnement dépendant de d_1 et d_2 suivant la relation :

$$\alpha = \text{arc tg } \frac{d_1}{d_2}$$

Si l'on ne désire pas créer d'interférences non maîtrisables en inondant le sol situé devant l'enceinte avec le lobe principal d'énergie, introduisant par la suite une réflexion dépendante de la nature de celui-ci, il convient de prendre en compte l'éloignement horizontal d_1 des centres émissifs des sources sonores. Nous prendrons en compte donc, pour le décalage de mise en phase de l'ébénisterie, la somme $d_0 + d_1$.

Mais, où se trouve le centre émissif des haut-parleurs ? Ce centre émissif n'est pas toujours très facile à définir et peut varier avec la fréquence sur certains haut-parleurs. Nous le mesurons, en laboratoire, par des méthodes de réponses impulsionnelles nécessitant un équipement assez élaboré, comme un analyseur numérique de spectre FFT à deux voies. Pour l'amateur ne disposant pas de ces moyens, on peut considérer que le centre émissif d'un haut-parleur correspond en première approximation au point d'attaque de la membrane par la bobine mobile.

Reste à définir la fréquence de transition F_c du filtre entre le BMH 407 et le MDH 302. Déterminée d'après les courbes de réponse et de directivité de ces haut-parleurs, cette fréquence a été choisie à 1,3 kHz pour des raisons d'exploitation au maximum des qualités de restitution sonore du BMH 407, sans toutefois compromettre la directivité qui va croissante avec la fréquence. Ce compromis préserve la qualité de transcription du médium qui s'avère toujours meilleure lorsqu'elle est assurée par une surface émissive importante.

Nous pouvons donc déduire la valeur

type Linkwitz-Riley sont de plus en plus employés actuellement par les concepteurs d'enceintes acoustiques. Mais quel est le sens de ce déphasage ? La réponse est simple et voici un moyen facile de retenir le sens de variation de phase de tout filtre, quels qu'en soient sa nature et son ordre. Tout d'abord, il faut distinguer trois possibilités de filtrage :

- le passe-haut, qui signifie qu'il ne transmet que les hautes fréquences associables donc avec un tweeter,
- le passe-bas, qui est l'inverse du précédent et ne passe que les fréquences basses : idéal donc pour un boomer,
- le passe-bande : c'est la composition des deux précédents. Il ne transmet qu'une bande de fréquence comprise entre ses deux fréquences de coupure FCB (basse) et FCH (haute). Le passe-bande permet de retenir facilement le sens de variation de la phase. Imaginons que FCB et FCH soient assez rapprochées, l'allure de la réponse obtenue ressemblerait alors à une résonance. Donc, s'il est excité à une fréquence plus basse que sa résonance propre, ou que FCB, il commencera par répondre sur sa résonance naturelle qui est plus rapide, créant ainsi une avance de phase, avant d'adopter la fréquence imposée par le générateur.

L'inverse, bien sûr, se produit pour une fréquence d'excitation supérieure à FCH pour laquelle la tendance du filtre à répondre sur sa fréquence naturelle plus basse se traduit par un retard avant de prendre le rythme de la fréquence d'excitation.

En résumé : passe-haut = avance de phase ; passe-bas = retard de phase.

MISE AU POINT DU FILTRE

En ce qui concerne le raccordement du haut-parleur de grave avec le médium du système TPX 321, le boomer raccordé par un passe-bas sera donc en retard de phase de 180° à la fréquence de raccordement F_c , par rapport au médium qui sera alimenté via un passe-haut. Ce retard de phase sera donc compensé par un recul spatial du haut-parleur de médium dans l'ébénisterie, recul devant correspondre à 180° de rotation de phase à F_c soit une distance d_0 égale à la demi-longueur d'onde de cette fréquence F_c , d'où :

$$d_0 = \frac{1}{2} \lambda F_c = \frac{1}{2} \frac{C_a}{F_c} = \frac{340}{2 \times F_c}$$

Mais cette distance de mise en phase d_0 doit correspondre à l'écart des centres émissifs des haut-parleurs considérés, et non à l'écart de leurs plans de fixation. La figure 6 est très explicite à ce sujet, et si ces centres émissifs G_1 et G_2 ne sont pas pris en

La conception d'une enceinte acoustique

du décalage de l'ébénisterie :

- pour le boomer, du fait de l'inclinaison de 30° de son baffle-support :

$$d_1 = 30 \text{ mm} \times \cos 30^\circ = 26 \text{ mm}$$

- à diminuer des 21 mm de décalage du centre émissif du médium, soit :

$$d_1 = 5 \text{ mm}$$

$$d_0 = \frac{340}{2 \times 1300} = 0,13 \text{ m soit } 130 \text{ mm.}$$

D'où le décalage total :

$$(d_0 + d_1) = 135 \text{ mm.}$$

Un prototype d'ébénisterie a donc été réalisé sur cette base pour servir à l'élaboration du filtrage.

Les formules mathématiques de calcul des filtres de Linkwitz-Riley sont données en figure 7.

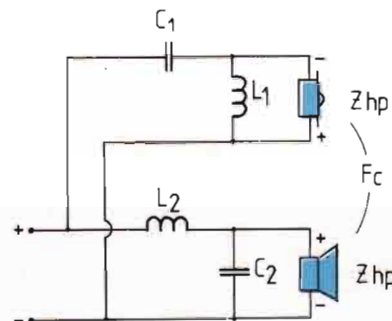
Pour la fréquence de coupure F_c de 1,3 kHz et $Z_{hp} = 8 \Omega$, nous en déduisons :

$$C_1 = C_2 = 7,65 \mu\text{F}$$

et :

$$L_1 = L_2 = 1,96 \text{ mH.}$$

Ces valeurs ont été expérimentées bien sûr mais, comme vous vous en doutez, chargées par l'impédance non résistive et tourmentée présentée par les haut-parleurs, il a été nécessaire d'introduire les corrections d'impédances visibles sur le schéma de filtrage définitif figure 8. Il s'agit des réseaux RC connectés aux bornes des haut-parleurs de grave et de médium, respectivement R4 et C7, R3 et C3. Le rôle de ces corrections d'impédances est de rendre l'impédance électrique des haut-parleurs aussi résistive et constante que possible. L'action de ces corrections d'impédances n'est pas sans influence sur la phase des haut-parleurs et a comme effet de réduire le retard de phase de manière conséquente. De plus, l'action de la section passe-bas drivant le boomer doit assurer aussi la balance tonale de celui-ci qui, montante d'origine, doit être horizontalisée conduisant aux valeurs définitives de (figure 7) :



$$C_1 = C_2 = \frac{0,5}{2\pi \cdot F_c \cdot Z_{hp}}$$

$$L_1 = L_2 = \frac{Z_{hp}}{\pi \cdot F_c}$$

Fig. 7 : Filtre Linkwitz-Riley du 2° ordre.

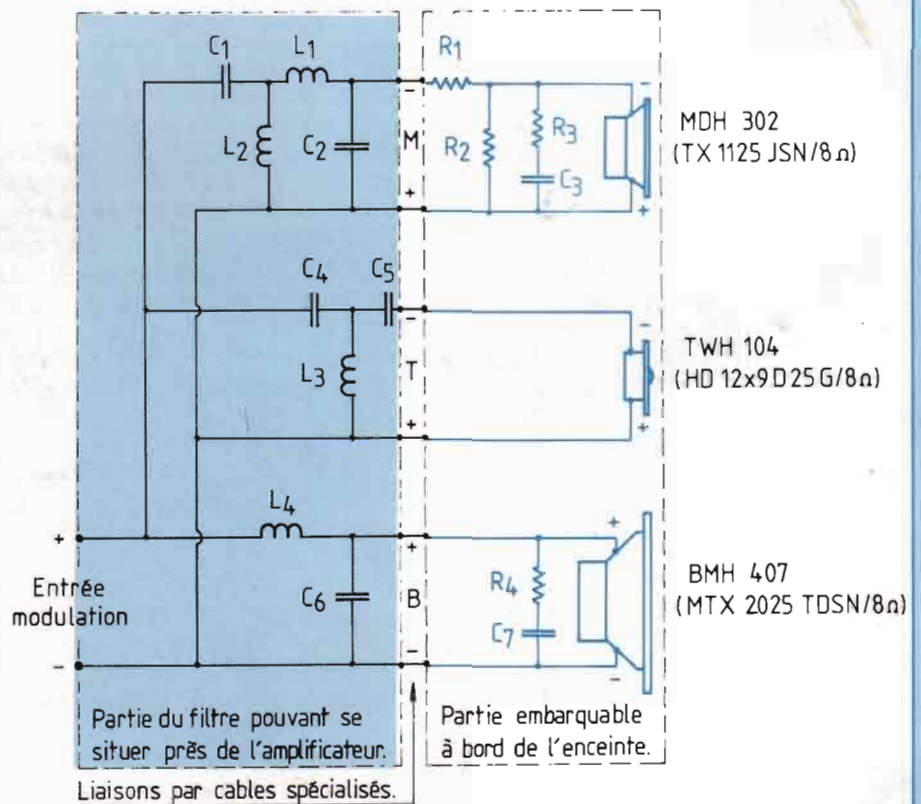


Fig. 8 : Schéma de filtrage définitif du système TPX 321.

$$C_1 = 10 \mu\text{F} \text{ et } L_1 = 2,7 \text{ mH.}$$

A ce stade d'élaboration du filtre, il est nécessaire, concernant la voie médium, d'y introduire la fonction passe-bande et, par conséquent, de

mener de front la mise au point complète du filtre. Ceci nécessite de prévoir le filtrage du tweeter en tenant compte, je vous le rappelle, de l'absence de décalage spatial possible au niveau de l'ébénisterie.

La fréquence de coupure haute a donc été choisie à 5 kHz aussi bien pour des raisons de tenue en puissance du tweeter TWH 104, mais aussi de manière à bénéficier des exceptionnelles qualités dynamiques et d'analyse du MDH 302 qui, à cette fréquence, n'affiche pas de directivité notable.

Une cellule de filtrage de type passe-bas Linkwitz-Riley a donc été rajoutée au passe-haut déjà mis en place. Son interaction sur celle-ci, bien prévisible en fait, se traduit par une avance de phase significative qui nous a conduits à avancer le baffle-support des haut-parleurs de médium et d'aigu de près de 70 mm, conduisant au positionnement final visible à la figure 4. D'un autre côté, à la coupure électrique à 5 kHz du médium à l'ordre 2, s'ajoute sa coupure acoustique naturelle qui avoisine le 1^{er} ordre dans la zone 4-8 kHz. Il était tout naturel alors de prévoir un passe-haut du 3^e ordre pour le tweeter afin d'obtenir une bonne symétrie des pentes d'atténuation de part et d'autre de la coupure haute de 5 kHz. Pour ce faire, nous avons essayé une cellule passe-haut de type Butterworth du 3^e ordre qui s'est avérée remarquable quant à son adaptation avec le haut-médium. Il est à noter qu'aucune compensation d'impédance n'a été nécessaire pour le tweeter.

MISE AU POINT FINALE

Dès lors, le prototype d'enceinte acoustique doit passer en test d'écoute subjectif en auditorium pour affiner sa mise au point. Pour ce faire, de nombreuses allées et venues seront nécessaires entre la chambre anéchoïque et l'auditorium. Les tests d'écoute subjectifs sont une partie importante dans le processus de mise au point et plusieurs variantes de filtres y sont expérimentées. Utilisant du matériel Hi-Fi de très haut de gamme, un programme musical toujours identique y est diffusé. Comprenant principalement des enregistrements de

musique classique sélectionnés pour leur qualité de prise de son, ce programme permet de mettre facilement en évidence les défauts du système en test.

La voie médium a donc subi quelques modifications destinées à améliorer son homogénéité par rapport au reste du spectre. C'est ainsi qu'un réseau d'atténuation en L à impédance constante a été introduit. Constitué d'une résistance série de 2,2 Ω en association avec une résistance parallèle de 22 Ω , ce réseau apporte un affaiblissement de 2,8 dB sans modifier l'impédance vue par la cellule de filtrage.

Les autres composants de la voie médium ont eux aussi fait l'objet de modifications, aboutissant aux valeurs définitives publiées dans la nomenclature du filtre.

Il n'est pas possible non plus de passer sous silence les essais de positionnement des matériaux absorbants dans le coffret (principalement de la laine de verre) qui ont dû être menés conjointement à la mise au point du filtre. Il est à signaler d'ailleurs que des réflexions localisées sur le haut de la face frontale du baffle ont été observées au cours des mesures de directivité verticale. Bien qu'elles ne soient pas évidentes à dépister auditivement sur un programme musical, on peut les supprimer en introduisant de part et d'autre du coffret médium-aigu une mousse de section triangulaire, comme le montrent les zones hachurées notées "modifications" sur le plan du coffret de la figure 4. Une autre façon de faire consisterait à recouvrir toute la face inclinée à 30° et ce, jusqu'au sommet de l'enceinte par une mousse ou un feutre de 10 mm d'épaisseur environ.

LE BILAN DES MESURES

COURBE DE REPONSE DANS L'AXE ET DISTORSION (figure 9)

Le graphique permet d'apprécier la

linéarité de la réponse du système TPX 321. Les irrégularités en-dessous de 200 Hz sont imputables aux imperfections de la chambre de mesure. La distorsion harmonique est tracée pour l'harmonique 2 et 3. Ces courbes de distorsion sont relevées de 20 dB sur le graphique de manière à les rendre visibles. Dans le grave, la distorsion atteint -40 dB, soit 1 % environ pour un niveau sonore de 90 dB. La distorsion moyenne sur le reste du spectre est de l'ordre de 0,3 à 0,5 %.

COURBE D'IMPEDANCE (figure 10)

Veillez noter que l'échelle verticale est graduée linéairement en impédance de 0 à 50 Ω .

A part les deux bosses d'impédances imputables à la charge bass-reflex (22 Hz et 70 Hz) le reste de l'impédance est contenu dans un couloir de 6 à 18 Ω et ne présente de ce fait aucun problème d'interfaçage avec un amplificateur.

COURBES DE DIRECTIVITE HORIZONTALE (figure 11)

Elles sont tracées dans l'axe, à 30°, puis à 45° (il est très rare de publier la directivité pour une incidence de 45°). On peut noter l'absence d'accident particulier, à part un affaiblissement plus prononcé de l'aigu à 45°, au-delà de 12 kHz.

COURBES DE DIRECTIVITE VERTICALE AU-DESSUS DE L'AXE DE REFERENCE (figure 12)

On ne peut que constater la consistance des courbes de réponses tracées dans l'axe de référence et à +10° par rapport à cet axe. Le filtrage de type Linkwitz-Riley tient bien ses promesses !

COURBES DE DIRECTIVITE VERTICALE AU-DESSOUS DE L'AXE DE REFERENCE (figure 13)

Là encore, l'homogénéité du rayonnement résultant de l'application du filtrage de type Linkwitz-Riley est indéniable (courbes tracées pour des incidences de 0° et -10°).

La conception d'une enceinte acoustique

QUELQUES CONSEILS PRATIQUES POUR LA REALISATION

L'EBENISTERIE

De nombreux types de matériaux sont disponibles sur le marché, depuis l'aggloméré standard jusqu'au multiplis de bouleau de Finlande utilisé dans les enceintes de sonorisation professionnelle, en passant par l'aggloméré "médium densité".

Comment choisir ? Il faut savoir que deux paramètres principaux sont prépondérants pour la réalisation du coffret :

La rigidité des panneaux, bien sûr, mais aussi et surtout leur capacité à amortir les vibrations mécaniques induites par les haut-parleurs. Un coffret réalisé en matériau amortissant sonne mal lorsqu'on le sollicite par un choc et présente, de ce fait, une faible traînée acoustique. Il est en effet nécessaire que les parois ne se comportent pas comme des sources sonores secondaires car elles dénatureraient le message musical à transmettre.

Je conseillerai donc d'adopter celui qui me semble le meilleur de tous : l'aggloméré CTBH (Classement Humidité du Centre Technique du Bois). D'un prix abordable, ce matériau de haute densité (750 kg/m³) se distingue de l'aggloméré standard par ses propriétés d'amortissement des vibrations bien plus importantes, conduisant ainsi à l'obtention d'un coffret particulièrement neutre acoustiquement. D'autre part, hyper-rigide, l'aggloméré CTBH est utilisé habituellement pour réaliser des planchers d'habitation résistant à l'humidité. Il est facilement approvisionnementnable en feuilles de 0,90 x 1,80 m environ, auprès des négociants en matériaux de construction.

Je déconseille formellement l'utilisation du latté ou du contreplaqué par trop sonore pour l'utilisation acoustique.

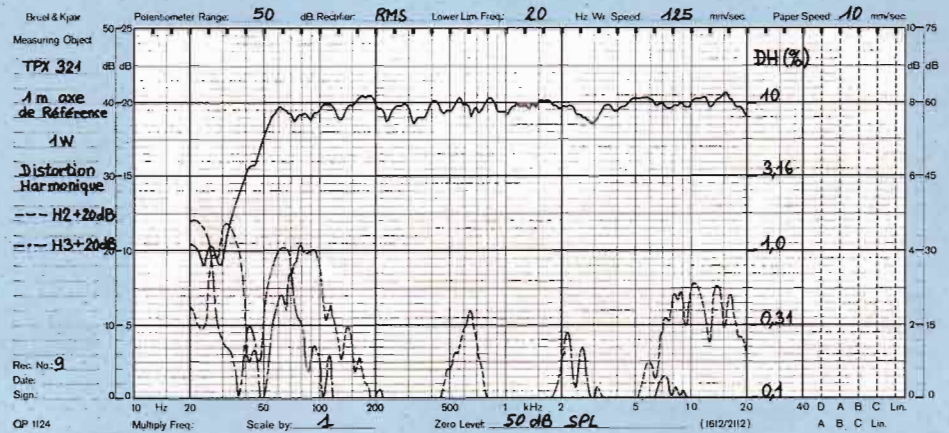


Fig. 9

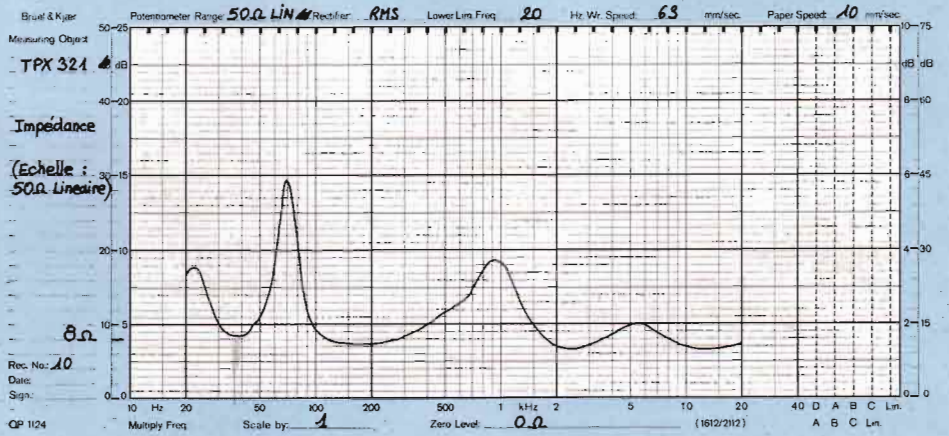


Fig. 10

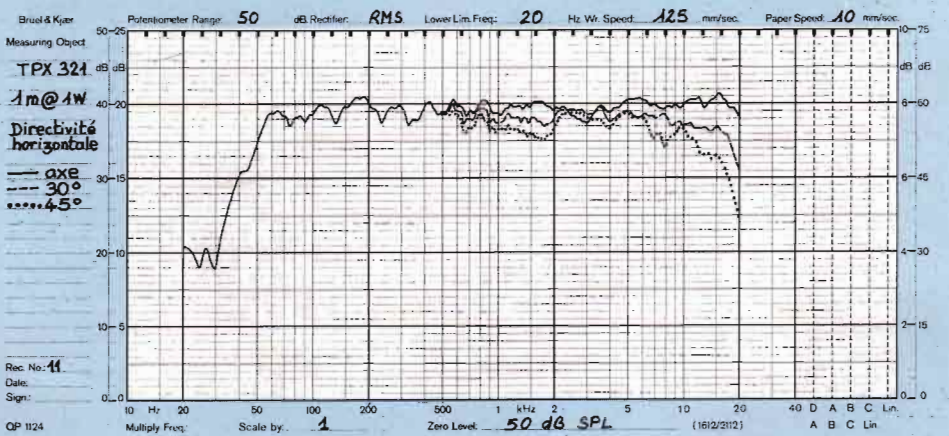


Fig. 11

Le multiplis de bouleau de Finlande et l'aggloméré médium densité (Mediapan, Médite, etc.) sont des alternatives

possibles en vérifiant toutefois, pour ce dernier, qu'il soit de densité suffisante et ne présente pas d'apparence

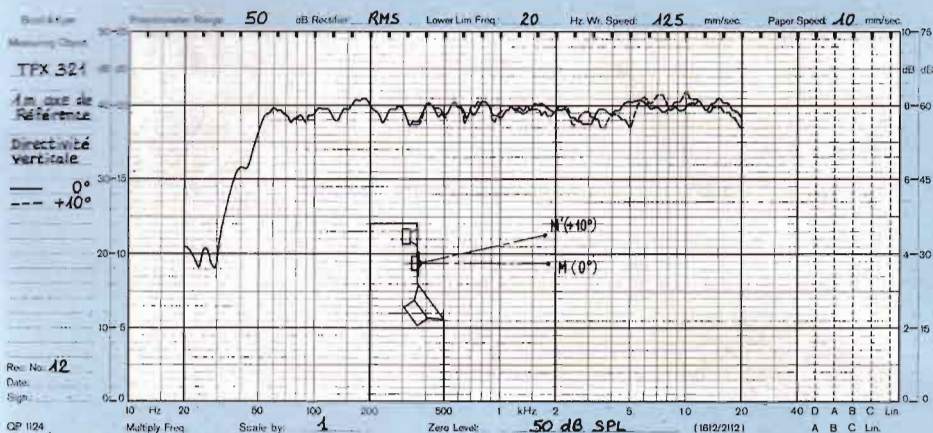


Fig. 12

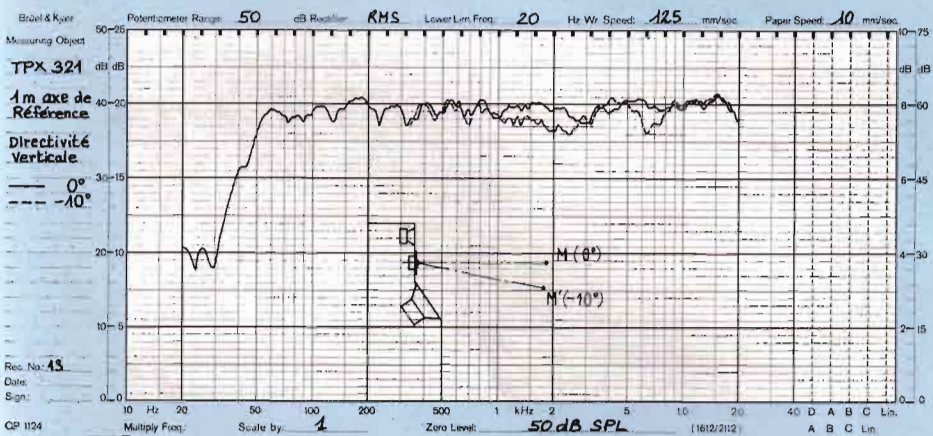


Fig. 13

cartonneuse parfois rencontrée. L'épaisseur unique utilisée pour le coffret du système TPX 321 est de 19 mm. Reportez-vous aux figures 4 et 14 pour les dimensions.

Avant collage, les panneaux seront légèrement poncés afin d'enlever la fine couche de paraffine qui réduirait la résistance de l'assemblage. Les chants des panneaux, quant à eux, très absorbants, feront l'objet d'un encollage généreux.

Utilisez de la colle à bois vinylique blanche mais n'en choisissez pas une marquée "rapide" car la version normale l'est déjà suffisamment d'une part, d'autre part parce que cette rapidité est obtenue au détriment de la rigidité du joint de colle.

Si vous disposez de serre-joints pour

maintenir l'assemblage durant le séchage de la colle, utilisez-les, sinon mettez une vis à bois genre VBA 5 x 50 tous les 15 cm environ, mais souvenez-vous que 1 cm² de collage est plus résistant qu'une vis : il ne sert donc à rien d'en mettre une tous les 5 cm par exemple.

Une fois réalisés, les coffrets bruts seront stockés, avant finition, dans un endroit sec et chauffé, durant trois semaines minimum, de manière à ce que les contraintes internes de l'assemblage s'équilibrent ainsi que le taux d'humidité. Après seulement sera réalisée par ponçage la mise à niveau des chants de panneau.

Un dépoussiérage à l'aspirateur précèdera l'application du revêtement de finition de votre choix : bois de pla-

ce, thermocollant (pose au fer à repasser), peinture granitée blanche, laque de couleur ou à paillettes, etc. Respectez bien les dimensions et surtout celles de l'évent qui conditionnent l'accord de la charge bass-reflex.

Le socle de 236 x 262 mm n'est pas obligatoire si des pieds, des cônes ou des roulettes sont utilisés, mais il donne à l'ensemble une allure plus élancée.

LE CABLAGE ELECTRIQUE

A ce stade de la réalisation, deux options sont possibles :

Réalisation traditionnelle :

Le filtre dont le schéma est visible figure 8 sera câblé en totalité sur une planchette constituée par contre-collage l'une sur l'autre de deux plaquettes d'Isorel de 3,5 mm d'épaisseur, de dimensions 20 x 15 cm environ.

Cette planchette recevra en son centre deux bornes universelles 15 A ou des embases châssis pour fiches bananes de 4 mm de diamètre, espacées de 25 mm. La face opposée à ces bornes recevra la totalité des composants du filtre fixés au moyen de colle néoprène en gel (Pattex par exemple). Les différents éléments du filtre seront positionnés de manière à faciliter le câblage direct par torsadage sur une longueur de 2 cm environ, des queues de composants entre elles ou autour des fils de liaison. Ils seront ensuite soudés à l'étain (60 % / 40 % Pb) puis recouverts par des morceaux de gaine isolante thermorétractable.

Positionnez ensuite cette planchette à l'intérieur du coffret, de telle manière que les deux bornes soient centrées au milieu du trou ø 60 mm situé au dos de l'enceinte. Prévoir la fixation par 6 vis VBA 5 x 20 et l'interposition d'un joint mousse d'étanchéité. Cette façon de faire est la plus efficace car les composants sont directement reliés entre eux et la qualité sonore préservée. Certes, moins esthétique qu'un beau circuit imprimé, elle n'en pré-

La conception d'une enceinte acoustique

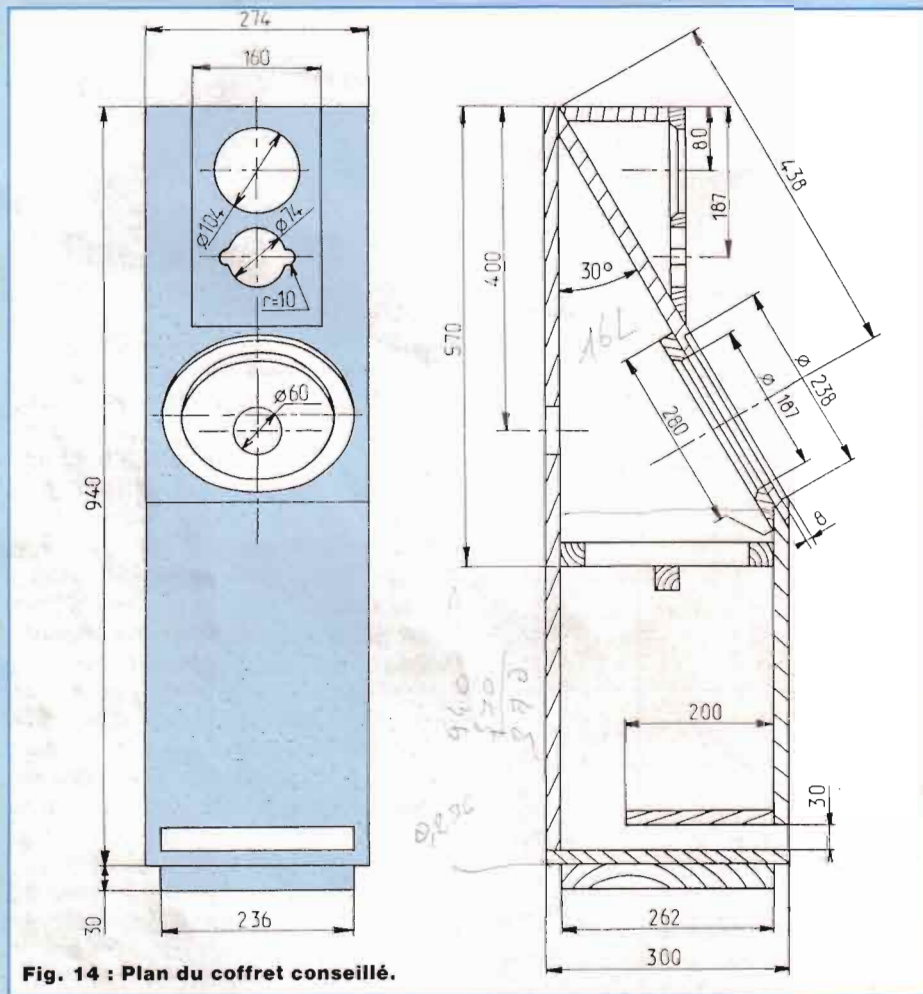


Fig. 14 : Plan du coffret conseillé.

sente pas les inconvénients parmi lesquels on peut citer :

- Section du cuivre du circuit imprimé trop faible ($35 \mu\text{m}$) : n'oublions pas que des courants instantanés supérieurs à 10 A sont monnaie courante.
- Obligation d'étamer les pistes donnant un son sans vie.
- Soudures de pattes de composants trop petites pour passer des courants forts.

Un mot sur les câbles à utiliser :

- Liaison ampli-enceintes : Préférer du câble haute définition de section convenable. Ne pas dépasser 7 m de longueur préservera la qualité du message musical.

● Liaisons internes à l'enceinte :

L'utilisation de câble haute définition est conseillée. Veillez toutefois à prendre des précautions pour la soudure des cosses du tweeter qui sont fragiles d'autant plus que le câble est gros. Si votre choix ne se porte pas sur du câble haute définition, des résultats fort honorables sont obtenus avec du câble standard multibrins type HO7.V-K (NF-C 32-201) en utilisant des sections de $2,5 \text{ mm}^2$ pour le boomer et de $1,5 \text{ mm}^2$ pour le médium et tweeter.

Câblage d'avant-garde :

Vous ne manquez pas de remarquer, sur le schéma de filtrage de la figure 8, que le filtre peut être scindé en deux

parties :

Une première partie, celle de gauche, comportant les éléments de filtrage, peut être mise en coffret à proximité immédiate de l'amplificateur.

L'autre partie du filtre comportant les réseaux d'atténuation et de compensation d'impédance restant seule à bord de l'enceinte. Les liaisons se trouvent reportées au niveau des connexions notées (+M-), (+T-), (+B-).

Elles peuvent alors s'effectuer avec du câble haute définition spécialisé dans la bande de fréquence à transmettre. Mais ce n'est pas le seul avantage car l'amélioration de l'image sonore obtenue, ainsi que des micro-informations, sont imputables à la meilleure stabilité du point de masse électrique qui, reporté à proximité de l'amplificateur, est maintenant assimilable à la masse même de cet amplificateur. Cet effet n'est toutefois optimum que si le câble ampli-filtre est suffisamment court (30 cm par exemple). C'est le filtrage décentralisé. Comme le filtrage actif, il nécessite (dans le cas d'une enceinte 3 voies) l'utilisation de 3 câbles distincts, d'un bornier différent et d'un coffret supplémentaire externe pour loger une partie du filtre. Mais c'est le tribut à payer pour réduire la distorsion d'intermodulation électrique !

- Choisir un coffret amagnétique (en aluminium par exemple) de taille suffisante pour accueillir les composants des deux voies de la section de filtrage, à savoir :

L1 à L4, C1, C2, C4, C5, C6.

Ils seront câblés de la même manière qu'indiquée dans le paragraphe "Réalisation traditionnelle" (plaquette d'Isorel + colle néoprène gel).

- Agrandir l'orifice de 60 mm de diamètre du dos du coffret jusqu'à $65 \times 100 \text{ mm}$ et y loger 6 bornes universelles 15 A ou le même nombre d'embases bananes $\varnothing 4 \text{ mm}$, montées sur une contre-plaque de $120 \times 160 \text{ mm}$ environ. Les liaisons notées " + " (M+, T+,

Rep.	Désignation
B	Haut-parleur de grave série TPX Audax BMH 407
M	Haut-parleur de médium série TPX Audax MDH 302
T	Haut-parleur d'aigu à dôme Audax TWH 104
C1	8,2 μ F/60 V polypropylène (1)
C2	2,2 μ F/60 V polypropylène (1)
C3	2,2 μ F/60 V polypropylène (1)
C4	3,3 μ F/60 V polypropylène (1)
C5	10 μ F/60 V polypropylène (1)
C6	10 μ F/60 V polypropylène (1)
C7	8,2 μ F/60 V polypropylène (1)
L1	0,68 mH ($R_{DC} < 0,6\Omega$) à air (2)
L2	2,2 mH ($R_{DC} < 2\Omega$) à air (2)
L3	0,22 mH ($R_{DC} < 0,3\Omega$) à air (2)
L4	2,7 mH ($R_{DC} < 0,6\Omega$) à air (3)
R1	2,2 Ω bobiné 5 W (4)
R2	22 Ω bobiné 5 W (4)
R3	8,2 Ω bobiné 5 W (4)
R4	8,2 Ω bobiné 7 W (4)

(1) genre SCR série EN ou équivalent.

(2) genre Audax type SA ou équivalent.

(3) genre Audax type LB ou équivalent.

(4) genre Seta série RSC 5 ou 7 W ou équivalent.

Nota : Tolérance admissible sur les valeurs des composants : 10 %.

Système TPX 321 : Nomenclature des composants électroacoustiques.

B+) recevront des bornes rouges, les autres des noires.

– Le câblage des autres composants se fera aux bornes même des haut-parleurs par torsadage + soudure + gaine thermorétractable isolante.

– Les liaisons internes à l'enceinte seront réalisées en câble haute définition spécifique à la bande de fréquence à transmettre.

LES MATERIAUX ABSORBANTS

Deux paramètres sont à prendre en compte : les propriétés acoustiques d'absorption du matériau et l'emplacement de ce matériau dans le coffret.

Nature du matériau absorbant :

Je préconise d'utiliser de la laine de

verre. Ce matériau a récemment évolué et s'avère particulièrement indiqué pour l'utilisation acoustique. De plus, il est d'approvisionnement facile (magasins de bricolage, grandes surfaces, négociants en matériaux pour le bâtiment), marque Isover (Saint Gobain), type Telstar semi-rigide, réf. Panolène PB non revêtu, ép. 70 mm en plaques de 0,60 x 1,35 m.

Un conseil : n'employez pas un matériau dont vous ne savez pas s'il est spécifié pour l'absorption acoustique.

Emplacement des matériaux absorbants dans le coffret :

Leur position est capitale car deux effets antagonistes en découlent : une grande quantité est nécessaire pour amortir les ondes stationnaires du volume d'air contenu dans le coffret et éviter ainsi les colorations indésirables. Mais cette grande quantité est préjudiciable au bon fonctionnement de la charge bass-reflex du boomer.

Comment résoudre ce dilemme ?

Voici une approche de solution : les matériaux absorbants de type poreux-fibreux agissent par frottement visqueux sur le fluide qui les imprègne (de l'air dans notre cas). Ce frottement, donc cette absorption d'énergie cinétique, est proportionnelle à la vitesse du fluide. Il faut donc mettre ces matériaux absorbants à l'endroit où se situent les maximums de vitesses des flux d'air. Or les parois, de densité 600 fois plus fortes que l'air, sont des lieux pouvant être considérés comme non déformables, la vitesse vibratoire de l'air en leur contact y étant forcément nulle. C'est donc le plus mauvais endroit pour y disposer les matériaux absorbants. Pourtant, c'est là qu'on les met habituellement ! Il faudra donc se débarrasser de cette fausse idée et faire preuve d'un peu d'imagination pour maintenir la laine de verre au beau milieu du coffret, lieu où la vitesse vibratoire de l'air est maximum, tout comme l'est l'effet d'amortissement de celle-ci. On constate alors qu'une quantité bien plus faible de

matériau absorbant est nécessaire à l'obtention d'un comportement neutre du volume d'air enfermé dans le coffret. Ce qui n'est plus préjudiciable au bon fonctionnement du bass-reflex.

Mais comment s'en sortir pratiquement ? La solution consiste à réaliser des assemblages de panneaux de laine de verre semi-rigide en croix, par emboîtement à mi-hauteur de ceux-ci. A cette fin, on y pratiquera des encoches correspondant à l'épaisseur des panneaux moins 1 cm environ, de manière à obtenir un léger serrage. L'assemblage en croix obtenu, d'une hauteur de 35 cm environ sera ensuite entré en force dans le coffret, par l'ouverture du boomer, de manière à ce que la croix soit positionnée à mi-hauteur et immobilisée par les tasseaux de raidissement du coffret.

Le coffret du médium, lui, sera entièrement rempli de laine de verre comprimée (en introduire 3 litres environ).

Les haut-parleurs seront ensuite visés solidement à leurs emplacements respectifs, après raccordement électrique et interposition d'un joint de mastic acrylique sous leurs faces d'appui.

CONCLUSION

J'espère que cette fenêtre entrouverte sur la conception d'une enceinte acoustique de haute qualité vous sera pleinement profitable et que la réalisation du système Audax TPX 321 vous apportera de longues heures de satisfaction auditive : c'est une enceinte émotionnelle.

Philippe Lesage

BIBLIOGRAPHIE

(1) R.F. Allison : "The influence of Room Boundaries on Loudspeaker power Output". JAES, June 1974.

(2) S. LINKWITZ : "Passive Crossover Networks for non coincident drivers". JAES, March 1978.

BON DE COMMANDE

Pour compléter votre collection de LED
à adresser aux EDITIONS PERIODES
service abonnements

1, boulevard Ney 75018 PARIS

- Je désire : n° 12 n° 15 n° 16
 n° 17 n° 18 n° 27 n° 29
 n° 30 n° 31 n° 33 n° 36
 n° 43 n° 44 n° 45 n° 46
 n° 47 n° 48 n° 49 n° 50
 n° 51 n° 58 n° 59 n° 61
 n° 62 n° 63 n° 65 n° 66
 n° 67 n° 68 n° 69 n° 70
 n° 71 n° 72

Les numéros non mentionnés sont épuisés.

(Indiquer la quantité et cocher les cases correspondantes aux numéros désirés).

Je vous fais parvenir ci-joint le montant

de F par CCP par chèque bancaire
 par mandat
 22 F le numéro (frais de port compris)
 32 F pour le numéro spécial n° 70

Mon nom :

Mon adresse :

BERIC

43 rue Victor-Hugo
92240 MALAKOFF
Tél. 46 57 68 33
Métro : Porte de Vanves

ACTUALITES DE TOUT UN PEU

COMPOSANTS - MODULE MELANGEUR 1 GHz

Module comprenant deux mélangeurs MCL TFM 2-308 utilisables jusqu'à 1,3 GHz.
Livré avec schéma. Prix **65 F**

CIRCULATEUR TDK

Référence : -perte d'insertion 0,25 dB
-isolation 30 dB à 435 MHz
Livré avec une petite charge 50 Ω/15 W à fixer sur un radiateur
Prix **170 F**

EMISSION-RECEPTION VIDEO + SON

KIT

Emetteur TV 1 GHz ; cet ensemble permettra de transmettre de la vidéo et des données « sans fil à la patte » et sans entraver les émissions TV de la bande UHF R.P. N° 499 **593 F**
 En préparation Ampli 2 W pour émetteur TV **N.C.**

NOUVEAU - MODULE DE RECEPTION

Convient pour l'émetteur ci-dessous.
Récepteur-satellite complet de l'entrée 950-1750 MHz.
Sortie bande de base 50 Hz-8,5 MHz, F.I. 479,5 MHz **890 F**
Bande passante 16/27 MHz commutable.
Kit complet avec traitement vidéo + son en préparation **N.C.**

SANS SUITE - JUSQU'A EPUISEMENT DU STOCK

Règlement à la commande • Port PTT et assurance : 30 F. fortaitaires • Expéditions SNCF : facturées suivant port réel • Commande minimum : 100 F (+ port) • BP 4 MALAKOFF • Fermé dimanche et lundi - Heures d'ouverture : 9 h - 12 h30/14 h - 19 h sauf samedi : 8 h - 12 h30/14 h - 17 h 30 • Tous nos prix s'entendent TTC mais port en sus. Expédition rapide. En C.R. majoration 20 F • CCP Paris 16578,99.

ABONNEZ-VOUS A

LED

Je désire m'abonner à **LED** (10 n^{os} par an).

France : 180 F - Etranger* : 260 F.

NOM

PRENOM

N° RUE

CODE POSTAL VILLE

* Pour les expéditions « par avion » à l'étranger, ajoutez 80 F au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire C.C.P. mandat

Le premier numéro que je désire recevoir est : N°

EDITIONS PERIODES 1, boulevard Ney 75018 PARIS - Tél. : 42.38.80.88 poste 7315

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Paiement par CCP par chèque bancaire
ou par mandat à adresser aux Editions Periodes
1, boulevard Ney 75018 Paris

NOM

PRENOM

ADRESSE

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
• Télécommande par téléphone.		90,00 F	125,00 F	
• Ampli pour baladeurs.		41,00 F	51,00 F	
• Alm. pour 79XX ou 78XX (2 circuits).		40,00 F	50,00 F	
• Alm. pour 317 ou 337 (2 circuits)		50,00 F	60,00 F	
• Alm. pour 7805.		25,00 F	30,00 F	
Frais de port et emballage.				10 F
TOTAL A PAYER				F

LES BONNES ADRESSES DE LED

REALISATION DE CIRCUITS IMPRIMES



K. INGENIERIE réalise vos C.I. (étamés, percés).
30 F/dm² en simple face, 40 F/dm² en double face
Délais rapides, qualité professionnelle

Chèque à la commande - Port 15 F
KIALI INGENIERIE 3, rue de l'Abbé Carton 75015 Paris
Tél. : 45.40.78.25 +

75

COM Electronique

COMPOSANTS ACTIFS ET PASSIFS
TOUS COFFRETS - KITS - OUTILLAGE - ALARMES

85, rue Liandier
13008 Marseille
Tél. 91 78 34 94

13

A.D.G.2.P. ELECTRONIQUE

Vente de composants électroniques
et micro-informatiques

327, av. de Verdun (Centre Commercial Saphir)
33700 MERIGNAC

TEL. 56.97.95.91

Telex : 541755 ATTN ADG2P
Télécopie : 56.97.53.36

Samedi de 9 h à 12 h et Lundi de 14 h à 19 h
Ouvert du Mardi au Vendredi de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h

33

LYON **SVE** GRENOBLE

ELECTRONIC

NOUVEAU

Le Service N°1 à Lyon
60, cours de la Liberté **20, rue Condorcet**
78 71 75 66 76 47 76 41

69

Composants actifs, passifs
Mesures, librairie, coffrets, etc.

38

Tirage de circuits imprimés gratuit aux étudiants sous 24 h
TARIFS SPECIAUX AUX ECOLES ET ENTREPRISES

IMPRELEC

B.P. n° 5
74550 PERRIGNIER
Tél. : 50.72.46.26

74

Fabrication de circuits imprimés simple et double face,
à l'unité ou en série. Métallisation par œillets.
Qualité professionnelle.

LES KITS "CRISTAL" TECHNOLOGIE EXTREME ET SENS DU DETAIL



Aboutissement de plus de deux années de recherche,
les cristal 7 et cristal 20 représentent une somme
technologique exceptionnelle.

Évoluées jusque dans les plus extrêmes détails
(membranes polykevlar, nouveaux procédés d'amor-
sissement interne, régulation supplémentaire du champ
magnétique, borniers plaqués or, caisson flottant) elles
sont sans compromis.

Prix TTC constatés :

Cristal 7 : 1 395 F pièce sans le coffret.

Cristal 20 : 5 650 F pièce sans coffrets.

FOCAL

S Y S T E M E S

demande de documentation
Agence FOCAL
173, rue de Charenton - 75012 Paris

