

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 95

Lead

PROJET N° 2 : ALIMENTATIONS

TELECOMMANDE 4 CANAUX

AMPLI CLASSE A / MOSFET 85 W_{eff}/8 Ω

PANNEAU 256 LED / SAUVEGARDE

MILLIOHMMETRE

STROBOSCOPE A DIODES LED

**PREPAREZ
LE CAFÉ
DE
VOTRE LIT**



M 1226 - 95 - 28,00 F



MENSUEL MARS 1992 / BELGIQUE 204 F.B / CANADA \$ 4,95

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 : 28 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 7314
 1 bd Ney, 75018 Paris

Rédaction

Ont collaboré à ce numéro :
 Georges Matoré, René Rateau,
 Dominique Jacovopoulos, Gérard
 Samblancat, Bernard Duval

Réalisation/Fabrication
Responsable technique

Thierry Pasquier

Abonnements

10 numéros par an

France : 210 F

Etranger : 290 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

Composition

Bernadette Duval

Photogravure

Sociétés PRS/PSC - Paris

Impression

Berger-Levrault - Toul

4

L'EXPLOITATION DE LA CONNAISSANCE (PROJET N° 2 : ALIMENTATIONS STANDARDISEES POUR MONTAGES)

Ce projet n° 2 se propose
 d'étudier et de construire des
 alimentations couvrant les
 besoins en énergie de la plupart
 des montages usuels que nous
 réaliserons par la suite.

16

TELECOMMANDE SECTEUR A 4 CANAUX

Associant un émetteur à quatre
 canaux et quatre récepteurs
 accordés sur des fréquences
 distinctes, l'ensemble décrit
 déclenche à distance, par les
 fils du secteur, la mise en mar-
 che ou l'arrêt d'autant d'appar-
 eils électriques d'une puis-
 sance unitaire maximale de
 3 000 watts environ. La com-
 mande s'étend à tout le volume
 d'une habitation desservie par
 le même compteur EDF.

26

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Ce service permet aux lecteurs
 de Led d'obtenir les circuits
 imprimés gravés, percés ou

non, en en faisant la demande
 auprès de la Rédaction.

Tous les circuits imprimés pro-
 posés dans nos précédents
 numéros sont toujours disponi-
 bles.

27

SERVICE FILMS POSITIFS

Pour vous aider dans la gravure
 de vos circuits imprimés, les
 Editions Périodes vous propo-
 sent le film positif des implanta-
 tions publiées dans ce n° 95 de
 Led.

28

SONDE MILLI- OHMMETRE DE PRECISION

Tout amateur d'électronique de
 puissance est confronté aux
 mystères des faibles valeurs de
 résistances sans véritable solu-
 tion pour leur mesure. Il serait
 pourtant stupide de se ruiner
 pour un appareil spécialisé car
 son usage pour un particulier
 est épisodique. Voici, pour
 environ 100 F, un module qui
 mesure au 1/1 000^e avec l'aide
 d'une alimentation et de votre
 multimètre 2 000 points habi-
 tuel.

34

STROBO-LED DE POCHE

Tout possesseur d'automobile

ou de motocyclette connaît
 l'importance d'un bon réglage
 d'allumage, que ce soit en com-
 pétition ou pour le tourisme. Ce
 montage permet à bas prix de
 profiter des avantages du stro-
 boscope, sans tube à éclats ni
 liaison au 220 V.

38

PANNEAU D'AFFICHAGE A LED AVEC SAUVEGARDE DU TEXTE

Cette deuxième version de
 l'afficheur à LED permettra
 cette fois-ci de garder un texte
 indéfiniment en mémoire, sans
 alimentation, grâce à une
 EEPROM de type 93C46. Celle-
 ci dispose d'une capacité de
 64 x 16 bits effaçables électri-
 quement.

44

BLOC AMPLIFICATEUR MONO DE 85 Weff/8 Ω EN PURE CLASSE A ET MOSFET (2^e PARTIE)

Dans notre précédent numéro,
 nous avons en fin d'article
 abordé la réalisation des trois
 modules qui équipent ce pure
 classe A. Il nous reste à travail-
 ler sur les deux dissipateurs et
 sur les deux coffrets afin de dis-
 poser en finalité d'un bloc
 amplificateur relativement
 compact et puissant.

DROITS D'AUTEUR

Les circuits, dessins, procédés et techniques publiés par les auteurs dans Led sont et restent leur propriété. L'exploitation commerciale ou industrielle de tout ou partie de ceux-ci, la reproduction des circuits ou la formation de kits partiels ou complets, voire de produits montés, nécessitent leur accord écrit et sont soumis aux droits d'auteur. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

Voulez-vous que nous consacrons un moment d'attention à revoir, ensemble, les principes de base des alimentations stabilisées de tension fixe ? Ce faisant, nous pourrions étudier et construire des alimentations couvrant les besoins en énergie de la plupart des montages usuels, que nous réaliserons par la suite ..

ENERGIE CONSOMMEE

Pour qu'ils nous rendent les services escomptés, auxquels ils sont destinés, nous devons fournir à nos montages l'énergie électrique dont ils ont besoin, pour leur fonctionnement optimal.

Nous connaissons les avantages indiscutables que nous procurent les alimentations stabilisées, dont la tension sortie est rendue indépendante, dans une très large mesure, des fluctuations de l'intensité du courant qu'elles délivrent, qu'elles font passer dans les montages consommateurs.

Nous avons consacré nos entretiens des n° 70 - 72 et 73 de Led, à l'analyse quantifiée des opérations de redressement de la tension alternative secteur, puis de filtrage de la tension pulsée obtenue, ainsi qu'à la mise en oeuvre des circuits intégrés régulateurs de tension.

Déterminer, par la mesure, la valeur de la puissance développée chez un montage, cela constitue une manipulation incontestablement très intéressante, mais qui implique de disposer des instruments en rapport, ce qui n'est pas commun ...

Il se peut que le montage fonctionne en régime continu, selon les deux états du tout ou rien, comme le fait un dispositif thermostatique commandant un relais électromagnétique, c'est un exemple.

En l'occurrence, il est relativement aisé de situer une valeur très approchée de la puissance développée vraie, en effectuant la somme des valeurs des intensités maximales, calculées, des

courants (continus) dont chacun des étages du montage est le siège. Connaissant, a fortiori, la valeur de la tension d'alimentation du montage, il ne reste plus qu'à appliquer la formule de la loi de Joule : $P = U.I$, en se prenant une marge de sécurité de 10 à 15 %, tout simplement ...

Chez les montages où sont traités des signaux variables, la quantification des grandeurs intensités variables maximales demande un peu plus de temps, mais l'habileté et la dextérité s'acquièrent rapidement avec la pratique, n'en doutez pas !

Nombreux sont les montages qui se contentent de courants dont l'intensité n'excède pas 250 à 300 mA, à leur livrer sous des tensions n'allant pas au-delà de 24, ... 28 V.

D'autres montages sont plus gourmands en énergie, qui réclament des courants atteignant l'intensité de 1 A, à leur présenter sous des tensions du même ordre de grandeur que les précédentes.

Un amplificateur audiofréquence d'une puissance de 10 W et dont la sortie s'effectue sur un haut-parleur d'impédance 8 Ω , a besoin d'un courant de 1 A, sous une tension de 28 V. Il consomme donc une énergie d'une trentaine de watts ...

Il n'est pas rationnel de construire, ni même seulement d'utiliser une alimentation de puissance nominale surdimensionnée, par exemple de 10 W, pour fournir à un montage les quelques ... 100 mW dont il a seulement besoin pour fonctionner confortablement !

Dans un but de simplification, dont l'intérêt n'échappera à personne, nous allons étudier deux montages d'alimentations standardisées, lesquelles se prêteront à couvrir les deux plages de classement des montages usuels, selon leur puissance développée.

La première tranche s'étendra à 2 – 3 VA (1 VA = 1 V x 1 A, c'est un watt), selon des intensités pouvant atteindre 250 à 300 mA et la seconde tranche occupera l'espace 5 à 30 VA, selon des intensités susceptibles de "monter" à 1 A ...

PRINCIPE

Un circuit imprimé unique sera dessiné, pour accueillir les composants entrant dans la confection d'une alimentation stabilisée, standard, située dans l'une ou l'autre des deux plages de puissance définies. Les valeurs des constituants à associer seront déterminées précisément en fonction des besoins en énergie, selon les données du projet qui nous sera soumis.

Le montage de base sera tout naturellement conditionné pour délivrer une tension sortie positive. Mais n'oublions pas que disposer d'une alimentation dont la tension sortie est négative, inverse, complémentaire de la précédente, présente un avantage certain, sinon une nécessité, dans bien des cas. Pour fixer l'idée, mentionnons seulement l'alimentation double, symétrique, de l'amplificateur opérationnel ... Comme il suffit d'apporter une infime modification au dessin du circuit imprimé, établi pour le câblage du montage de base, afin de convertir ce montage à la production de tensions stabilisées inverses, négatives, nous réaliserons en tout et pour tout 2 circuits imprimés.

Les deux premiers, complémentaires,

serviront au traitement de tout projet s'inscrivant dans la première plage de puissance et adaptés, l'un en version tension sortie positive, l'autre, en version tension sortie négative.

Les deux autres circuits imprimés, également complémentaires, seront destinés aux alimentations de la seconde plage de puissance, sous les deux variantes de tension sortie, positive et négative inverse ...

Voilà qui nous conduira à l'obtention d'un véritable catalogue d'alimentations, de puissances différentes, pratiquement de même encombrement et satisfaisant à la diversité des demandes usuelles d'intensités et tensions qui se présenteront au hasard du chemin ...

Nous allons retourner aux sources, revoir les principes essentiels que nous avons analysés ensemble, c'était lors de nos entretiens des n° 70 – 72 et 73 de Led ...

Nous pourrions ainsi passer à l'exploitation de la connaissance, finalité vraie de notre entreprise.

Cela vous convient-il ?

PROJET D'ALIMENTATION 2 – 3 VA

Son schéma de principe nous est présenté par la figure 1.

Les transformateurs équipant les alimentations du groupe 2 – 3 VA seront choisis du type moulé, entièrement moulé, qui bénéficient d'une parfaite protection contre les court-circuits et n'exigent pas, de ce fait, de fusible de protection disposé dans le circuit de leur enroulement primaire.

Notre choix, qui n'est ni exclusif, ni orienté, se porte sur des transformateurs surmoulés, fabriqués selon les normes VDE 0551, à deux secondaires, dont les sorties s'effectuent par

picots, à l'espacement normalisé au pas de 2,54 mm.

Les régulateurs intégrés de tension utilisés seront ceux de la série 78 XX (tension positive) et de la série 79 XX (tension négative), en boîtier TO 220, que nous avons déjà mis en oeuvre ...

Un emplacement sera réservé sur le circuit imprimé, pour y installer éventuellement un fusible, en sortie de l'alimentation, ayant pour rôle de limiter l'intensité du courant délivré au-dessous d'un seuil dangereux pour les montages, ou interdisant la surcharge du transformateur, pour un fonctionnement bien contrôlé des alimentations.

Nous verrons tout à l'heure le pourquoi et le comment des choses !

REGULATEUR

Reportons-nous au schéma représenté par la figure 2.

Le régulateur intégré est de la famille 78 XX, de tension fixe XX volts, positive (nos entretiens des n° 72 et 73 de Led).

Convenablement alimenté et convenablement chargé (en sortie), le modèle en boîtier TO 220 peut délivrer un courant d'intensité pouvant atteindre 1,5 A, à la condition d'être bien refroidi par dissipateur thermique.

Il est classiquement disponible, chez tous les revendeurs de composants électroniques, dans les modèles 7805 – 06 – 08 – 12 – 15 – 18 – 24 V. Cette liste n'est pas exhaustive, à laquelle nous ajouterons les 7875 (7807,5 – 2 A) – 85 (7808,5 – 2 A) – 09 (2 A) – 20, dont l'approvisionnement à l'unité pose parfois quelques problèmes ... faciles à résoudre, nous allons voir comment dans un instant ! Ne perdons jamais de vue cette recommandation, de la part du fabricant des

L'exploitation de la connaissance

régulateurs intégrés de tension :

La tension continue d'entrée des régulateurs de la série 78 XX ne devra pas excéder 35 V, pour les XX de 5 à 18 V et 40 V, pour les XX de 20 et 24 V.

Les régulateurs 79 XX, homologues, complémentaires des précédents, de tension négative, sont également classiquement disponibles, chez tous les revendeurs de composants, dans les modèles 7905 - 06 - 08 - 09 - 12 - 15 - 18 - 24.

Les types 7952 (7905,2) et 7920 sont quelque peu moins courants ...

Les tensions d'entrée limites acceptées par les régulateurs de la série 79 XX sont les mêmes que celles des 78, égales en valeur absolue, mais négatives.

RELEVEMENT DE LA TENSION SORTIE

Pour assurer sa fonction stabilisatrice, le régulateur consomme, nécessairement, un petit courant de dépense, lequel sort par sa borne 2 et va rejoindre la masse, par liaison directe. L'intensité de ce courant de dépense est, typiquement, de 6 mA, qui augmente un peu, avec l'accroissement du débit en sortie du régulateur. Cette grandeur intensité est parfaite pour amorcer et entretenir la (bonne) conduction inverse d'une diode stabilisatrice de tension, une diode Zener (notre entretien du n° 86 de Led). Interposons une diode Z entre borne 2 du régulateur et masse, nous allons fixer le potentiel de la borne 2, de façon parfaitement stable, à une "hauteur" de la masse égale à la valeur de la tension nominale de la diode Zener (figures 1 et 2).

La tension sortie du régulateur, normalement maintenue (par le régulateur

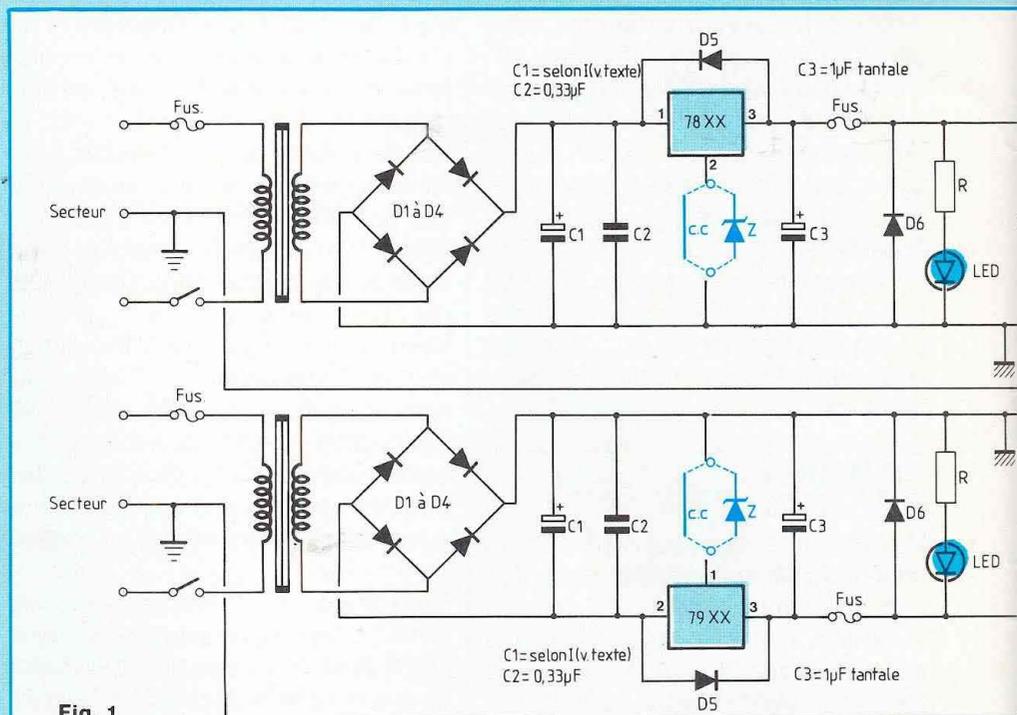


Fig. 1

78 XX) à la tension de valeur XX V au-dessus de la masse, se voit donc fixée à valeur (XX + tension de Z), est-ce vu ?

Voilà pourquoi le circuit imprimé sera dessiné pour recevoir, à la convenance, une diode Zener, entre borne 2 du régulateur et masse, ou bien un "strap", élément de câble de liaison électrique directe.

QUELQUES PRECISIONS

Une puissance nominale de 0,5 W, en matière de diode Zener ici mise en oeuvre, est suffisante, puisque l'inten-

sité du courant de maintien d'amorçage de la diode Z est très faible.

Le produit (tension Z x intensité) se situe en effet, dans tous les cas de figure des projets, très au-dessous du seuil du demi-watt.

Il conviendra de tenir compte éventuellement de l'incidence de la précision (tolérance) de la valeur de la tension nominale de la diode Zener utilisée, laquelle est typiquement de 5 %. Mais cette précision, à de très rares exceptions près, devrait être acceptable, face aux exigences peu sévères de nos montages usuels.

Certains vous diront qu'en disposant

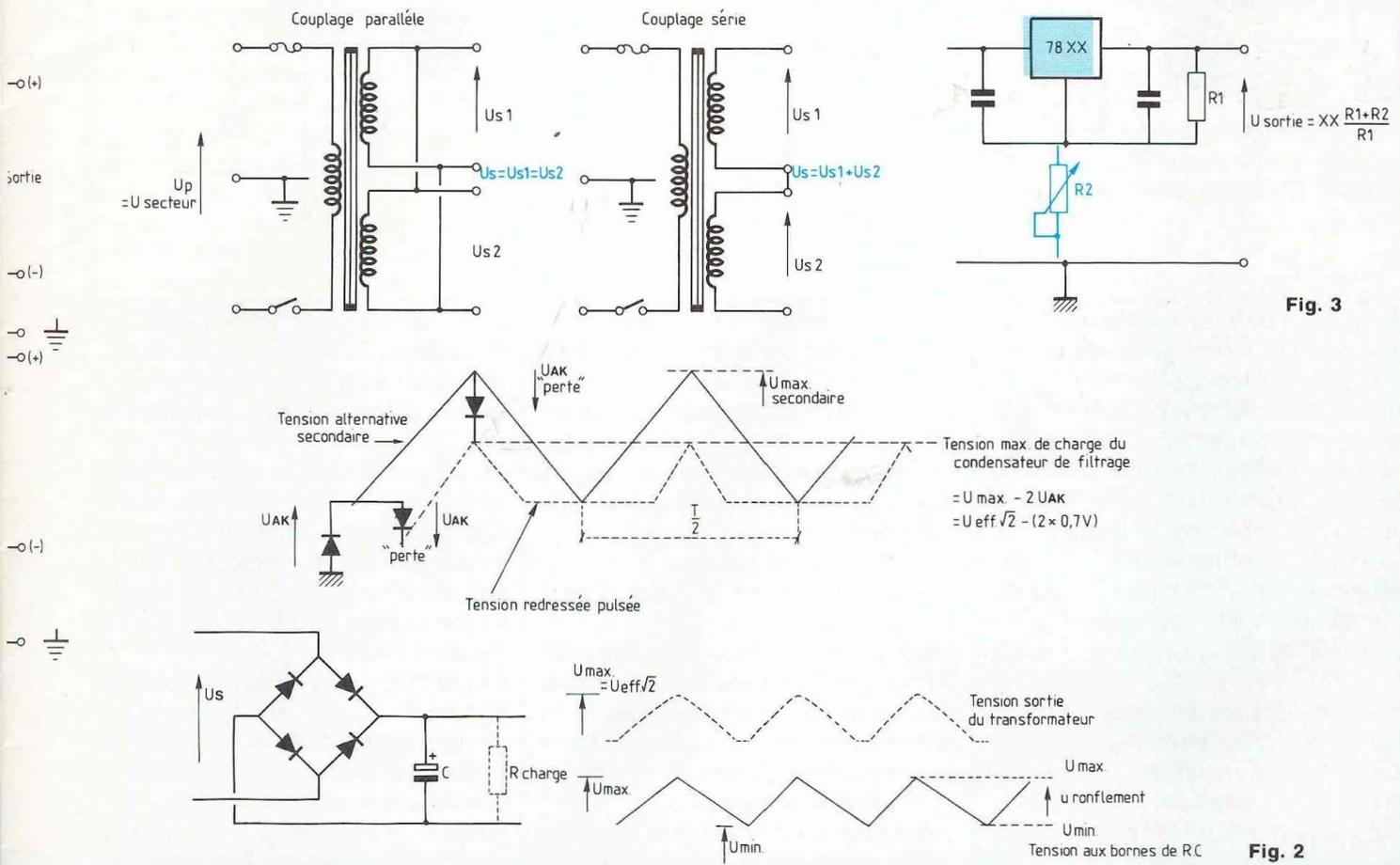


Fig. 3

Fig. 2

un pont diviseur entre sortie du régulateur 78 XX et masse, conditionnant ainsi à volonté la proportionnalité (tension sortie – tension borne 2 – masse), il est facile et commode de gouverner, en agissant sur la valeur résistive donnée à la résistance ajustable R_2 , la valeur rendue variable de la tension sortie d'un régulateur de tension fixe 78 XX ou 79 XX (figure 3).

Il s'agit en fait d'une curiosité de l'esprit, plutôt que d'un véritable procédé, fiable et à recommander. La vocation du régulateur 78 XX, comme celle du 79 XX, n'est pas de produire une tension de sortie ajustable ou variable, à la

façon du 317 et du 337, régulateurs spécifiquement conçus pour assumer cette fonction (notre entretien du n° 73 de Led).

Chaque fois que nous aurons à produire une tension d'alimentation stabilisée de valeur rigoureusement précisée, ou ajustable, ou encore variable, nous utiliserons un régulateur 317, ou un 337 ...

Mais le procédé de relèvement de la tension sortie d'un 78 XX, ou d'un 79 XX, par diode stabilisatrice, diode Zener, se pratiquera en cas de rupture d'approvisionnement en régulateurs de tension nominale fixe désirée, ou enco-

re pour obtenir une tension sortie fixe de valeur hors série, c'est-à-dire $(XX + Z)$.

L'occasion se présentera sûrement un jour où vous aurez besoin de produire, par exemple, une tension d'alimentation de 9 V, pour tester ou pour mettre au point des montages, lesquels seront normalement alimentés, par la suite, sous cette tension nominale de 9 V, par des piles 6 F 22 ...

Le hasard, souvent malin, fera peut-être bien que ce jour-là, vous n'aurez pas en réserve le régulateur 7809 tout indiqué en la circonstance ...

Fort heureusement, un 7805 et une

L'exploitation de la connaissance

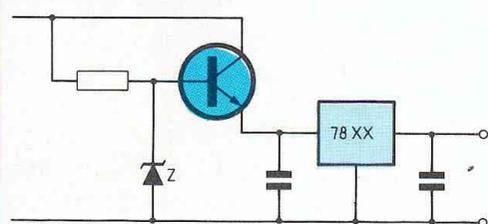


Fig. 4

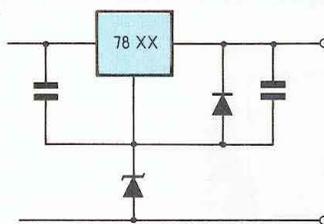


Fig. 5

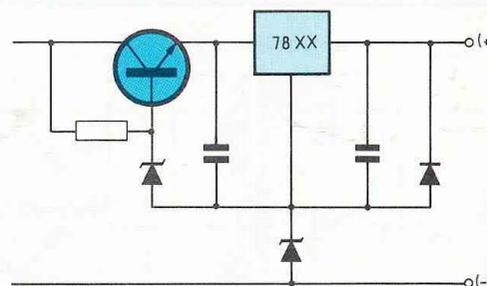


Fig. 6

diode Zener de tension nominale 3,9 V, traînant tous les deux dans les parages, sauveront la situation ! Imaginez encore, si vous préférez, que la tension d'alimentation optimale d'un montage que nous aurons réalisé, soit de 14 V, pour "tirer", comme nous disons dans notre parler imagé, pour "pomper" la puissance maximale, accessible et admissible, chez un amplificateur de basse fréquence. La série 78 XX ne compte pas de 78 ... 14.

Alors, en installant une diode Zener de 6,2 V dans le circuit de masse (borne 2) d'un régulateur 7808, nous obtiendrons une tension sortie de (6,2 + 8), soit des ... 14 V de nos désirs, est-ce vu ?

Ayez donc l'obligeance de considérer le fait que passer la tension d'alimentation de l'amplificateur des 12 V, fournis par un régulateur 7812, aux 14 V procurés par notre montage adapté, fait gagner, en simple approximation,

$$\left[\left(\frac{14}{12} \right)^2 - 1 \right],$$

soit 36,6 %, plus du tiers de la puissance développée en sortie ...

N'est-ce pas remarquable ?

Lorsque nous installons une diode Zener dans le circuit de dépense du nécessaire courant de régulation, entre borne 2 du régulateur et masse, nous

relevons la tension nominale de sortie du régulateur de la valeur de la tension nominale de la diode Z. Comme le régulateur "consomme" environ deux volts pour assurer la régulation, la tension d'entrée minimale du régulateur doit avoir, pour valeur minimale, la grandeur :

$$U \text{ min entrée} = (\text{Tension sortie XX} + \text{Tension de Z} + 2 \text{ V}) = \dots \text{ volts}$$

Cette grandeur tension devra être prise en compte pour déterminer la valeur de la tension nominale délivrée par le transformateur, une caractéristique guidant le choix du type de ce composant à mettre en oeuvre ...

L'idée peut venir à l'esprit de certains, qui chercheraient à produire des tensions sortie élevées, en appliquant le procédé que nous venons d'analyser. Pour ce faire, les régulateurs vont exiger, autour d'eux, des circuits de protection, dont la réalisation demandera un nombre important de composants discrets. Ce serait perdre le bénéfice de la faible exigence des régulateurs intégrés en la matière, qui fait leur réputation ...

Pour protéger un régulateur contre une tension d'entrée de valeur trop élevée et dangereuse pour lui, ou supposée pouvoir l'être, le plus simple est assurément de lui présenter en entrée une tension limitée par diode Zener et tran-

sistor ballast, comme nous le montre le schéma reproduit par la figure 4.

Nous avons fait la connaissance de ce dispositif lors de notre entretien du n° 81 de Led .

Pour obtenir une tension sortie de valeur élevée, nettement plus élevée que la normale, nominale, il est absolument indiqué de protéger le régulateur en le dotant d'une diode de protection, comme nous le montre le schéma de la figure 5.

La diode Z relève la tension sortie et la diode disposée entre borne 2 et sortie (borne 3) contribuera à limiter les dégâts d'une éventuelle inversion de polarité entre masse et sortie.

Finalement, la conjugaison des deux montages précédents conduit à l'obtention de celui dont le schéma nous est présenté par la figure 6, d'une alimentation à tensions d'entrée et de sortie élevées.

Nous reviendrons tout à l'heure sur le rôle et l'action des diodes de protection des régulateurs ...

PUISSANCE DEVELOPPEE CHEZ LE REGULATEUR

N'hésitons pas, à l'occasion, à retourner à nos entretiens des n° 70 - 72 et 73 de Led , pour nous remettre en mémoire ces tensions conjuguées dont le système régulateur est le siège, que

nous avons reportées sur le schéma de la figure 2 ...

La tension alternative disponible aux bornes du secondaire d'un transformateur, lorsque ce transformateur développe sa pleine puissance (nominale), est celle qui est indiquée précisément par son fabricant, dans la notice d'accompagnement.

A vide, en l'absence de charge, à débit nul, la tension présente aux bornes du secondaire est supérieure de 15 à 20 % à la tension nominale, à pleine charge, chez les transformateurs de faible puissance, du genre de ceux que nous utilisons ici.

Nous considérerons la valeur de la tension maximale U_{max} utilisable dispensée par le secondaire du transformateur comme étant de $U \sqrt{2}$, U étant la tension nominale, ou encore tension efficace U_{eff} , précisée par le fabricant du transformateur.

Le condensateur de filtrage $C1$ ne se charge qu'à la tension maximale de valeur ($U_{max} - 1,4 V$), car nous devons subir une "perte" de tension de 1,4 V dans les diodes du pont redresseur (1,4 V = 2 fois le seuil de conduction de 0,7 V, encore et toujours lui !). Mais la tension service du condensateur $C1$, retenu pour le filtrage, devra "couvrir" sa tension de charge maximale.

Nous savons que la tension de charge de $C1$ est loin d'être stable, elle est fluctuante, ondulée, entachée de la tension de ronflement u_{ronf} , de valeur

$$u_{ronf} = \frac{I}{100 \cdot C1}$$

Dans cette expression, I est l'intensité maximale du courant traversant le régulateur.

Si le projet qui nous est confié demande un courant débité d'intensité (maximale) 300 mA, une capacité ($C1$) de

2 200 μF nous permet de ne subir qu'une tension de ronflement de valeur

$$u_{ronf} = \frac{0,3 A}{100 \cdot 2\,200 \mu F} = \dots 1,5 V$$

Comme le régulateur 78 XX "consomme" la tension dite de régulation, $u_{rég}$, soit 2 V, pour ... réguler, nous pouvons déduire la valeur de la tension nominale qui doit être délivrée par le secondaire du transformateur :

$$U_{max} \geq (XX + U_{rég} + u_{ronf} + U_{diodes})$$

$$U = U_{eff} = \frac{U_{max \text{ calculée}}}{\sqrt{2}}$$

Voulez-vous un exemple de projet ?

Nous devons fournir un courant d'intensité maximale 300 mA, sous la tension de 5 V.

Nous prenons un régulateur 7805.

$$U_{max} \geq (5 + 2 + 1,5 + 1,4), \text{ soit } 10 V$$

$$U = U_{eff} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{10 V}{\sqrt{2}} = \dots 7,07 V$$

Nous optons pour un transformateur de tension nominale au secondaire 9 V, valeur normalisée immédiatement supérieure au résultat du calcul.

Trouvez-vous donc cela compliqué ?

L'entrée du régulateur n'est pas soumise à une tension trop élevée et dangereuse pour le composant, condition formelle remplie ...

Le condensateur $C1$ se chargera à la tension de crête

$$(U_{max} - 1,4 V), \text{ soit } (9 \cdot \sqrt{2} - 1,4) = 11,3 V \quad (1)$$

Sa tension service sera de ... 16 ou (25) V.

La tension entrée moyenne du régulateur sera de

$$\left[(1) - \frac{1}{2} u_{ronf} \right] = \left[(1) - \frac{1,5 V}{2} \right] = 10,5 V \quad (2)$$

Le régulateur sera le siège d'une chute de tension de

$$(2) - XX = (2) - 5 V = 5,5 V \quad (3)$$

La puissance développée chez le régulateur sera de

$$(3) \cdot I = (3) \cdot 0,3 A = 1,65 W \quad (4)$$

Le régulateur étant encapsulé en boîtier TO 220, il admet une puissance développée maximale, sans dissipateur, de

$$P_{dév \text{ max}} = \frac{T_j - T_a}{R_{th(j-b)} + R_{th(b-d)}} = \frac{150^\circ C - 30^\circ C}{2 + 70} = 1,66 W \quad (5)$$

Comparons les résultats (5) et (4).

Nous pouvons les confondre, ce qui nous amène à déduire que le régulateur, sans dissipateur thermique, pourra débiter un courant d'intensité maximale 300 mA et que son dispositif intrinsèque d'autolimitation entrera en service lorsque sera atteint ce seuil de 300 mA ...

Mais disons-nous bien que le régulateur subit l'influence de la température de son environnement proche, souvent plus élevée en réalité que supposé. Son dispositif d'autolimitation thermique prendra en compte cette température, limitant par là même, ses performances "débit". Le régulateur sera protégé, ce qui est essentiel, mais le débit maximal escompté, de 300 mA, ne sera pas assuré, il faut y songer ...

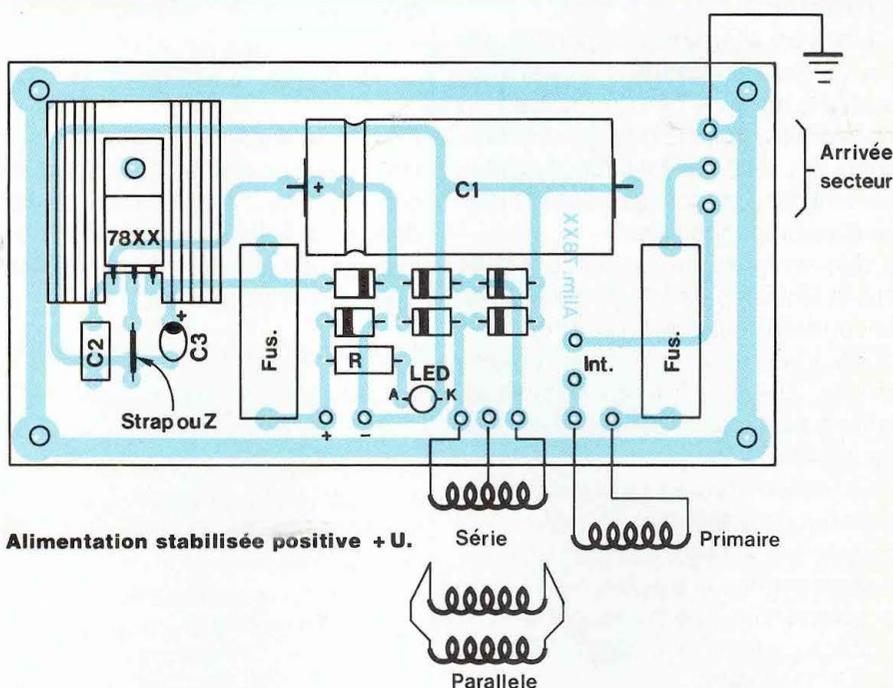
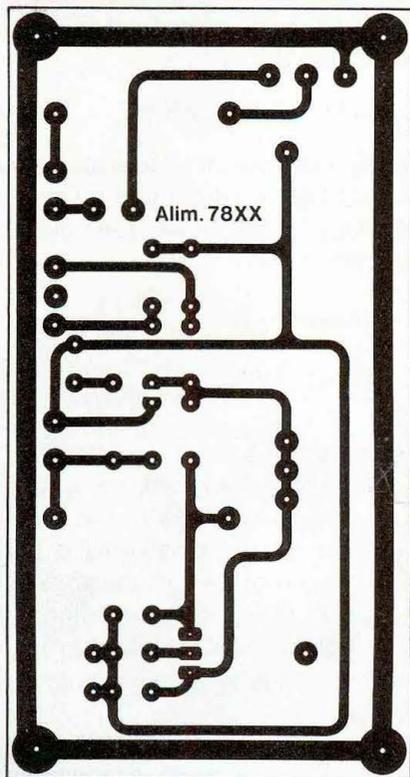
Calculons la valeur de la résistance thermique du dissipateur dont nous devrions, en toute logique, pourvoir notre régulateur.

$$R_{th \text{ dis}} = \frac{T_j - T_a}{P_{dév \text{ max}}} - R_{th(j-b)} - R_{th(b-d)} = \frac{150 - 30}{(5)} - 5,5 - 0,5$$

$$R_{th \text{ dis}} = 66^\circ C / W$$

La prudence, notre bonne conseillère,

L'exploitation de la connaissance



nous incite à équiper le régulateur 7805 (du projet) d'un dissipateur thermique du type ML 26, de R_{th} $15^{\circ}\text{C}/\text{W}$, un modèle très courant, peu encombrant, que nous tenons toujours approvisionné ...

Le projet que nous avons pris pour exemple avait été spécialement choisi (comment donc l'avez-vous deviné ?) pour montrer, une fois encore, que l'attention doit toujours être en éveil et qu'un excès de précaution n'est jamais inutile, encore moins ridicule, un sentiment que vous partagerez volontiers avec nous ...

Auriez-vous l'obligeance de reconduire l'ensemble des calculs, concernant un courant débité d'intensité maximale 100 mA ?

Sans la moindre hésitation, vous déduirez qu'en pareil cas, le régulateur n'a

aucunement besoin d'être pourvu d'un dissipateur, étant alors le siège d'une puissance développée n'excédant pas 600 mW !

FUSIBLE

Les transformateurs surmoulés bénéficient d'une protection totale contre les court-circuits, c'est vrai !

Mais réfléchissons un instant, si vous le voulez bien ...

Phénomène incontournable, la tension présente aux bornes du secondaire d'un transformateur diminue, avec l'accroissement de l'intensité du courant débité, demandé par le montage alimenté.

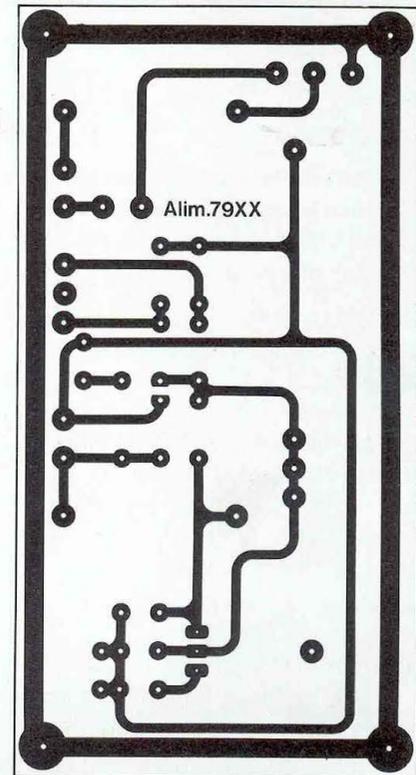
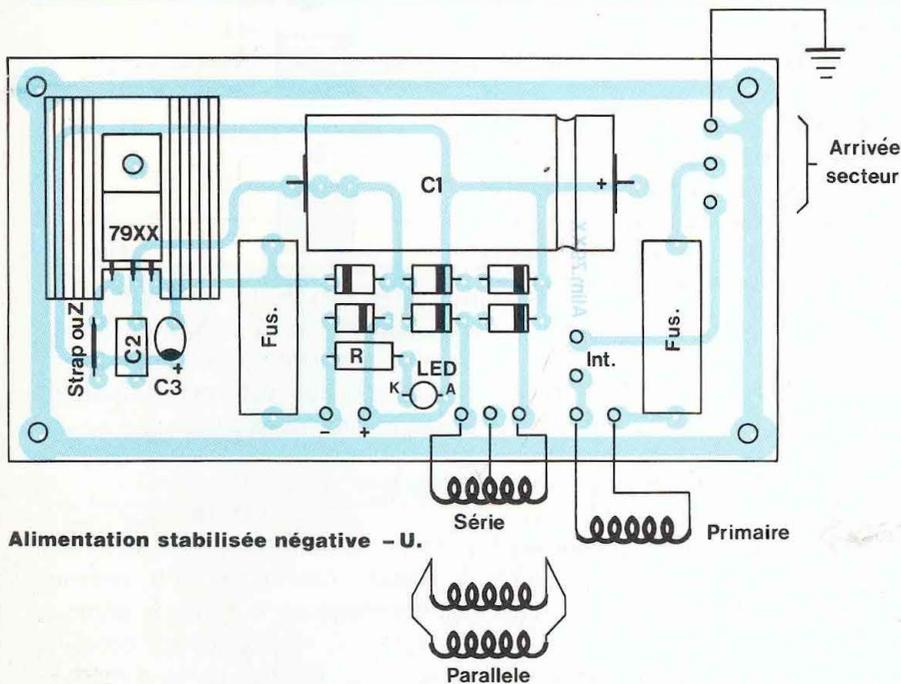
Si le transformateur est "surchargé", la tension qu'il délivre "dégringole", elle "s'écrase", comme vous le diront tous

les praticiens, dans leur parler imagé ... Pour assumer son rôle de stabilisation, le régulateur doit "consommer" une nécessaire chute de tension, laquelle conditionne, définit la tension nominale que doit délivrer le secondaire du transformateur.

Si la "réserve" de tension est insuffisante, le régulateur ne pourra assurer la tension sortie escomptée. Pour ne pas surcharger maladroitement une alimentation, il peut être bon de disposer un fusible calibré dans son circuit de sortie.

De cette façon, nous éviterons d'éventuels dégâts causés au montage consommateur alimenté, par surintensité du courant le traversant, c'est une chose.

Ajoutons à cela et ce n'est pas le moindre, que nous "protégeons" la ten-



sion sortie de l'alimentation contre une chute dont les conséquences auraient pu autrement passer inaperçues, pendant le fonctionnement du montage alimenté, ou bien elles auraient été ressenties, accusées, subies, en restant inexplicables ...

A la convenance, selon le but recherché (nous jugerons de l'opportunité), nous installerons sur la platine, dans le circuit, un fusible calibré du type à fusion rapide, ou bien temporisé, à fusion retardée.

Les calibres des fusibles, couramment partout disponibles, sont étagés selon l'échelle :

32 - 50 - 100 - 125 - 150 - 200 - 250 - 400 - 500 - 630 - 800 mA, 1 - 1,25 - 1,5 - 2 - 2,5 - 3 - 4 - 5 - 6,3 - 8 - 10 - 15 - 20 A, etc ...

Dans le cas où nous n'estimerions pas

nécessaire de poser le fusible de sécurité en sortie, nous le remplacerions par un court-circuit, en la personne d'un fusible de pouvoir de coupure, de calibre très élevé, par exemple 15, ou même 20 A, pourquoi pas ?

Il est toujours intéressant de pouvoir une alimentation stabilisée de ce dispositif de protection par fusible en sortie, avec signalisation optique par diode électroluminescente, un petit artifice que nous découvrirons tout à l'heure.

TRANSFORMATEUR

C'est le type surmoulé standard, de puissance nominale 2 ou 3,2 VA, au secondaire à deux enroulements, que nous retiendrons.

La possibilité de couplage des enroulements secondaires est fort appré-

ciable (et appréciée !).

La mise en série des enroulements conduit à l'obtention d'une tension au secondaire de valeur nominale double, par exemple (2 x 9), soit 18 V.

Le modèle 3,2 VA nous procure ainsi un courant d'intensité maximale

$$\frac{3,2 \text{ VA}}{18 \text{ V}} = \dots 180 \text{ mA}$$

Par le couplage en parallèle des secondaires, nous disposons d'une tension de la seule valeur (nominale) de 9 V (l'exemple choisi), mais d'un courant d'intensité maximale

$$\frac{3,2 \text{ VA}}{9 \text{ V}} = 360 \text{ mA},$$

évidemment double de celle résultant du couplage série des deux enroulements secondaires, tout simplement ...

L'exploitation de la connaissance

Les tensions normalisées des sorties des transformateurs sont ainsi étagées :

(2 x 3) – (2 x 6) – (2 x 9) – (2 x 12) – (2 x 15) volts, etc ...

La puissance nominale du transformateur mis en oeuvre doit "couvrir" la puissance de l'alimentation, de 20 à 25 %, une marge de sécurité raisonnable ...

DIODES

Le pont redresseur sera constitué de 4 diodes, D1 à D4, du type 1N 4007, capables de "passer" un courant d'intensité 1 A et supportant une tension inverse de 1 000 V (figure 1).

Ces diodes semblent surdimensionnées, pour assumer la fonction qui leur est ici demandée, c'est vrai. Mais leur prix et leur encombrement sont comparables à ceux de diodes moins performantes, cela est également vrai. Voilà pourquoi, en présence de données tensions et débits de l'ordre de grandeur de celles des présents projets, nous n'utilisons que les seules diodes 1N 4007, pour simplifier !

Le régulateur 78 XX reçoit deux diodes de protection.

La première de ces diodes, D5, est connectée entre ses bornes d'entrée et sortie (figure 1), elle est passante dans le sens sortie-entrée.

Il faut savoir, c'est extrêmement important, que le régulateur tripolaire 78 XX ne résiste pas à une inversion de polarité portant sa sortie à un potentiel supérieur à celui de son entrée !

Dans le cas d'un court-circuit à la masse, à l'amont du régulateur, par exemple résultant d'une maladresse (!) ou, phénomène qui peut se produire, le claquage du condensateur de filtrage, la sortie du régulateur se trouve alors

portée brutalement à un potentiel beaucoup plus élevé que celui de son entrée et le régulateur est détruit, résultat garanti !

La diode D5 limite l'écart (tension sortie - tension entrée) à la valeur de son propre seuil de conduction, ce 0,7 V qui meuble bien des conversations (!) et le régulateur se trouve à l'abri d'une inversion passagère de polarité entrée-sortie.

Intéressant, non ?

Quant à la diode D6, disposée entre sortie et masse, dans le sens de non-conduction, elle est là pour éviter bien des dégâts, en cas de couplage, par leurs bornes de sortie, de deux alimentations, en particulier couplage en série, pour constituer une alimentation symétrique, une alimentation double (figure 7).

Lors de la mise sous tension secteur de deux alimentations ainsi assemblées, toutes les chances sont réunies pour que la tension sortie d'une de ces deux alimentations s'élève trop rapidement, par rapport à celle de la seconde, menaçant son régulateur ... Les conséquences d'un court-circuit entre les bornes de sortie des deux régulateurs s'imaginent également fort bien ...

La figure 7 est explicite, qui montre l'art et la manière de se prémunir contre des effets désastreux !

Une diode électroluminescente, disposée en sortie de l'alimentation, protégée par une résistance R de valeur

$$\frac{U_{\text{sortie}} - 1,6 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = \dots \Omega,$$

nous renseignera sur la présence de tension sortie.

Vous remarquerez que la DEL ne peut s'illuminer que si l'alimentation est (obligatoirement) sous tension secteur et si le fusible est (obligatoirement) en

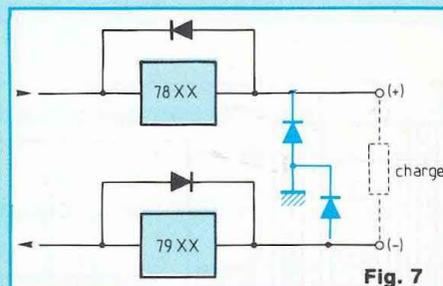


Fig. 7

état de fonctionnement normal.

Ce dispositif, au demeurant banal, est appelé à rendre, lui aussi, d'appréciables services, vous serez sûrement d'accord avec nous ...

REMARQUE

A partir d'une tension, au secondaire du transformateur, de 24 V, obtenue par couplage série de deux enroulements 12 V, nous pouvons produire aisément un courant sortie d'intensité maximale 150 mA sous la tension de 24 V (transformateur de 3,2 VA).

Mais l'adjonction d'une diode Zener de tension nominale 3,9 V, dans le circuit de dépense (borne 2 du régulateur), nous permet d'atteindre le même débit, sous la tension sortie de 28 V ...

Intéressant, non ?

79 XX

Pour les raisons d'une évidente symétrie, la méthode appliquée avec les régulateurs intégrés de tension positive 78 XX sera reconduite, pour la mise en oeuvre de leurs homologues 79 XX, régulateurs de tension négative.

Les brochages des 78 XX et 79 XX sont différents !

Mais il convient encore de respecter la polarité, le sens de branchement des dipôles passifs dissymétriques que sont les diodes et les condensateurs électrolytiques, lors de leur mise en place

PUISSANCE en VA	TENSION SORTIE en V	COURANT SORTIE en A
2	2 x 3	2 x 0,33
	2 x 6	2 x 0,166
	2 x 9	2 x 0,11
	2 x 12	2 x 0,08
	2 x 15	2 x 0,07
3,2	2 x 3	2 x 0,53
	2 x 6	2 x 0,27
	2 x 9	2 x 0,18
	2 x 12	2 x 0,13
	2 x 15	2 x 0,11

PUISSANCE en VA	TENSION SORTIE en V	COURANT SORTIE en A
5	2 x 6	2 x 0,42
	2 x 9	2 x 0,28
	2 x 12	2 x 0,21
	2 x 15	2 x 0,17
	2 x 18	2 x 0,14
	2 x 24	2 x 0,10
10	2 x 6	2 x 0,83
	2 x 9	2 x 0,56
	2 x 12	2 x 0,42
	2 x 15	2 x 0,33
	2 x 18	2 x 0,28
16	2 x 6	2 x 1,33
	2 x 9	2 x 0,89
	2 x 12	2 x 0,67
	2 x 15	2 x 0,53
	2 x 18	2 x 0,44
26	2 x 6	2 x 2,16
	2 x 9	2 x 1,44
	2 x 12	2 x 1,08
	2 x 15	2 x 0,87
	2 x 18	2 x 0,72
46	2 x 6	2 x 3,83
	2 x 9	2 x 2,55
	2 x 12	2 x 1,91
	2 x 15	2 x 1,53
	2 x 18	2 x 1,27
	2 x 24	2 x 0,96

sur la platine des alimentations !

PROJET D'ALIMENTATION 5 – 30 VA

Toutes les bonnes raisons gouvernant la conduite du projet d'alimentation 2 – 3 VA sont ici les mêmes ...

Il est raisonnable de disposer un fusible temporisé dans le circuit de leur enroulement primaire. Le calibre de ce fusible se choisit de valeur immédiatement supérieure, dans l'échelle normalisée, à celle qui se détermine par le calcul.

Nous "ramenons" au primaire du transformateur l'intensité I_s du courant consommé par le montage alimenté, en sortie de l'alimentation et qui est aussi l'intensité du courant fourni par le secondaire du transformateur.

$$I_{\text{fusible}} = \frac{U_s \cdot I_s}{U_p}$$

Dans cette expression, U_s est la tension (nominale) du secondaire du transformateur, c'est U_{eff} du secondaire, U_p est la tension nominale de son primaire, qui est aussi la tension secteur ...

Il va sans dire que nous devons éviter, avec la main, tout contact maladroit (malheureux) avec le fusible du primaire du transformateur, un composant en permanence sous la tension secteur !

Aussi, nous utiliserons un porte-fusible avec capot de protection, une sage précaution ...

Il est raisonnable de conserver, sur le circuit imprimé, la possibilité d'installer éventuellement, en sortie du régulateur, un fusible de sécurité de même fonction que celui dont nous avons doté l'alimentation 2 – 3 VA, fusible qui n'exige pas de porte-fusible avec capot de protection, étant porté à une tension

ALIMENTATIONS STANDARDISEES POUR MONTAGES

réputée non dangereuse, de sécurité, inférieure à 48 V.

DISSIPATEUR

Il nous faudra pourvoir le régulateur d'un dissipateur, pour sa protection thermique. La résistance thermique du dissipateur ML 26 est de 15°C/W, celle du ML 22 est de 5°C/W.

CONDENSATEUR DE FILTRAGE

Une capacité de 4 700 µF est recommandée, dont il résulte, pour un courant débité d'intensité 1 A, une tension de ronflement de

$$U_{\text{ronf}} = \frac{1 \text{ A}}{100 \cdot 4 \text{ 700 } \mu\text{F}} = \dots 2,13 \text{ V}$$

REMARQUE

N'oublions jamais qu'il est toujours plus avantageux de mettre en oeuvre une capacité de filtrage de valeur élevée, plutôt que de choisir un transformateur de tension secondaire nominale plus importante, afin de résorber une tension résiduelle de ronflement par trop élevée, autrement gênante ...

TENSION D'ENTREE DU REGULTEUR

Assurons-nous toujours qu'elle est

située au-dessous de la limite indiquée par le fabricant ...

FAISONS LE POINT !

Les connaissances que nous avons acquises nous permettent, réellement, de conduire à bien un projet d'alimentation stabilisée destinée à fournir à un montage classique, usuel, le courant dont il a besoin, sous la tension qui lui convient, pour son fonctionnement optimal ...

Cela, c'est le savoir-faire, le savoir bien faire, finalité vraie de notre entreprise !

Georges Matoré

PETITES ANNONCES GRATUITES

Cherche moteur Papst (33/45 t) GSE 67212 entr. dir. utilisé par Barthe/Selac. Vds magn. Uher 4200 : 650 F ; casque Jecklin : 600 F ; pré. Phonophone P5 : 850 F ; égaliseur Marantz : 500 F ; égaliseur param. : 600 F ; scope Hi-Fi : 2 200 F ; vidéodisc Matchline : 2 200 F ; 300 revues Hi-Fi : 350 F ; T.D. Goldmund Studio (moteur HS) : 2 500 F ; bras Linn Basik+ : 1 000 F. Tél. 88.40.26.44.

Vends composants pour le bloc 85 W classe A C.I. LM144H : 80 F. Transistors IRF 150 : 20 F + divers composants. Liste sur demande. 48.31.24.39

Vends revues "Radio-Constructeur" des années 1952 à 57 et collection complète de nov. 57 à sept. 70 (138 numéros au total) + les 3 fascicules "blocs d'accord" de W. Sorokine éditions 49 à 54. Faire offre au 77.93.16.95.

Recherche à prix sympa Led n^{os} 59, 64 et 70 ou photocopies intégrales des articles suivants de ces numéros : Préamplificateur audio (4^e partie) n^o 70 - Mini-labo audio (2^e partie) n^o 64 - Programmeur d'Eprom autonome n^o 59. Ecrire à M. Boher Daniel, 5, place Saint-Michel 09400 Tarascon.

Cherche n^{os} 70 et 72 de Led à prix raisonnable. Faire offre ou tél. 78.93.00.99 en semaine ou M. Airal Yannick, Résidence "les Tamaris", apt n^o 118, 36, rue des Antonins 69100 Villeurbanne.

Vds oscillo Metric OX 710 double trace, peu servi. 50.38.32.28 Annemasse (74).

Vds ordinateur Matra Alice 32 Basic + Assembleur + K7 prog. + livre. Prix : 400 F. Tél. 50.38.32.28 Annemasse (74).

Recherche anciens n^{os} de Led : 60, 61, 64 et 70. Faire offre à : Huet Christophe 38, rue Liannes Aurores, Pont d'Yves 97430 Tampon.

RETOUR SUR LE PHASEMETRE NUMERIQUE DES N^{os} 91 ET 92 DE LED

La nomenclature des composants du Led n^o 92 ne fait pas apparaître les ajustables de cette réalisation :

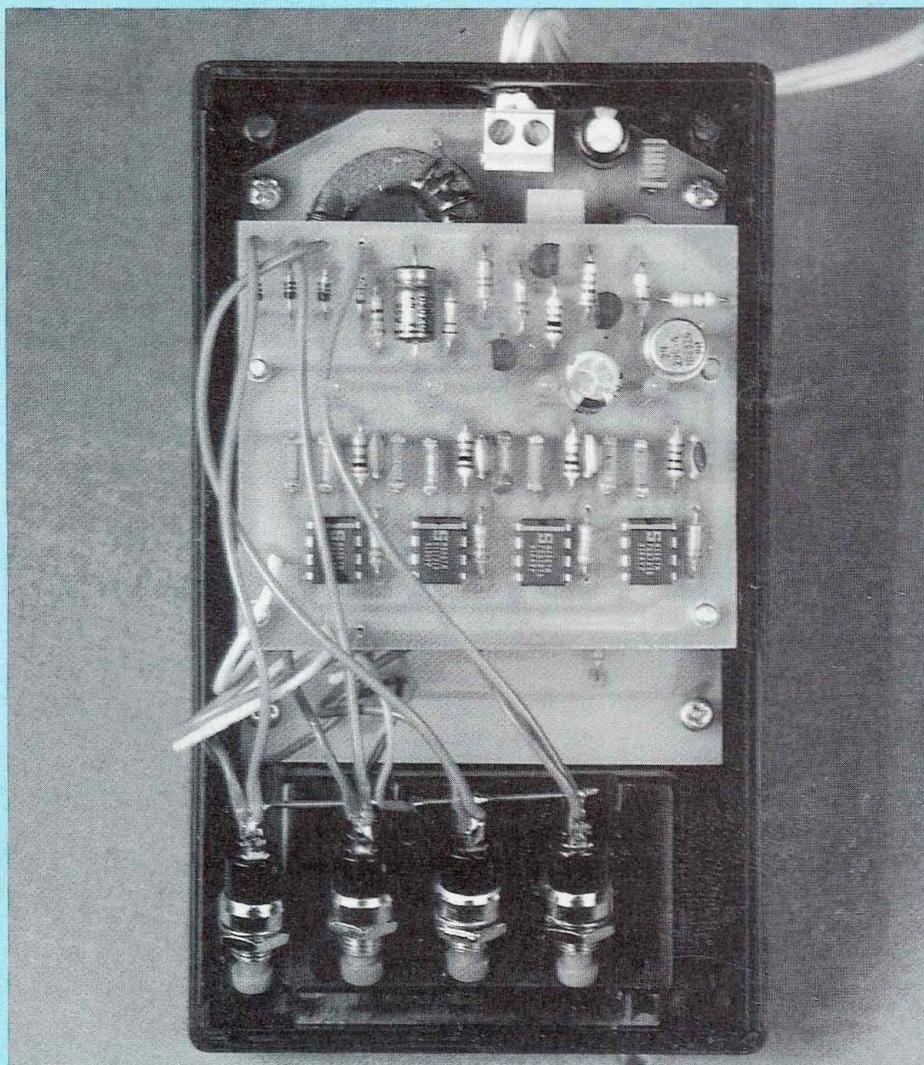
AJ1 et AJ'1 - 5 kΩ
AJ2 et AJ3 - 10 kΩ.
Les diodes zeners ont leur valeurs inversées :
Z1 et Z2 - 12 V (et non 10 V)
Z3 - 10 V (et non 12 V).
Fig. 12, il faut lire 0 V num. et 5 V anal.
Fig. 10, la résistance R18 se soude

au +15 V et non au +5 V (au niveau du strap donc).

Les entrées Ue2 et Ue1 sont inversées.

Le segment (C) de l'afficheur 3 n'est pas relié (pin 4 de Aff3), voir la figure 14. La broche 4 de Aff3 doit relier la pastille située au-dessus du 0 V num. (sous R35).

TELECOMMANDE SECTEUR A QUATRE CANAUX



Associant un émetteur à quatre canaux et quatre récepteurs accordés sur des fréquences distinctes, l'ensemble décrit déclenche à distance, par les fils du secteur, la mise en marche ou l'arrêt d'autant d'appareils électriques d'une puissance unitaire maximale de 3 000 W environ. La commande s'étend à tout le volume d'une habitation desservie par le même compteur E.D.F.

En option, nous proposons des circuits d'accusé de réception. Ces derniers visualisent, lors de chaque manoeuvre, l'état du récepteur concerné.

LE SECTEUR : UNE LIGNE BIFILAIRE

En aval du compteur desservant un abonné, les fils du secteur tissent, en réseau ramifié, une ligne bifilaire aux accès multiples : chaque prise, en effet, offre un moyen commode de s'y raccorder. Il est donc logique d'exploiter cette ligne pour véhiculer, entre divers emplacements, toutes sortes d'informations : ordres de commande d'appareils électriques, parole et même musique.

Les signaux mis en oeuvre se superposent à celui qui constitue la raison d'être première de l'installation, c'est-à-dire à la sinusoïde à 50 Hz sous 230 V efficaces, comme le montre la figure 1. Leur amplitude ne dépassant jamais quelques centaines de millivolts, les organes d'injection (émetteur) et d'extraction (récepteur) de l'information doivent offrir un très fort taux de réjection pour le 50 Hz et une transparence quasi parfaite, au contraire, vis-à-vis du signal utile.

Le moyen le plus efficace de parvenir à cette séparation, réside dans le choix de fréquences porteuses très largement supérieures à la fréquence industrielle. On travaille couramment aux alentours de 100 à 200 kHz et nous verrons plus loin que les limites pratiques de la plage exploitable atteignent 50 kHz environ vers le bas et plus de 300 kHz vers le haut.

Une deuxième difficulté découle des caractéristiques intrinsèques de la ligne, c'est-à-dire, notamment, de son impédance. Toujours extrêmement faible, celle-ci n'est, malheureusement,

COMMANDE A DISTANCE

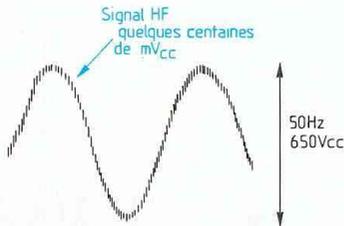


Fig. 1 : Sur le réseau, le signal HF de commande se superpose aux sinusoïdes à 50 Hz.

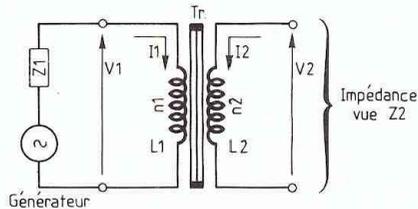


Fig. 2 : Le transformateur de tension (et d'intensité) est aussi un transformateur d'impédance.

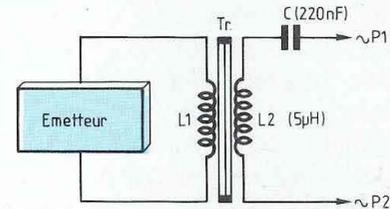


Fig. 3 : Le diviseur de tension C, L₂, presque "transparent" pour les fréquences élevées, atténué très fortement le 50 Hz.

que fort imprécisément définie. Des mesures effectuées sur plusieurs installations nous ont donné des valeurs comprises entre 3 et 8 Ω. Il nous semble prudent d'admettre comme possible, une fourchette de 2 à 10 Ω. Remarquons d'ailleurs que le branchement d'appareils "normaux" (lampes, radiateurs, moteurs ...) sur le réseau, en diminue évidemment l'impédance apparente. Une puissance consommée de 10 kW, par des récepteurs purement résistifs (chauffage et éclairage) équivaut au branchement d'une résistance :

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{(230)^2}{10^4} \sim 5,3 \Omega$$

en régime permanent. A la mise sous tension (phénomène que nous provoquerons justement lors de chaque manoeuvre ...) les résistances, froides, sont encore plus faibles et l'impédance s'écroule.

L'ADAPTATION PAR TRANSFORMATEUR

Des impédances aussi réduites et la nécessité d'isoler galvaniquement émetteur et récepteurs vis-à-vis du réseau, imposent des liaisons par transformateurs. On passe ainsi commodément des quelques centaines d'ohms d'un étage de sortie transistorisé, aux quelques ohms de la ligne.

La figure 2 nous permet de rappeler, à ceux qui les auraient oubliées, les

relations qui décrivent le comportement d'un transformateur. Le même noyau (donc les mêmes lignes de flux) traverse l'enroulement L₁ de n₁ spires et l'enroulement L₂ de n₂ spires. Si V₁ et I₁ désignent respectivement la tension et l'intensité primaires, V₂ et I₂ les mêmes grandeurs au secondaire, on a d'abord :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2}$$

En outre, lorsqu'un générateur d'impédance Z₁ excite le primaire du transformateur, il est vu, du secondaire, comme un générateur d'impédance interne Z₂, telle que :

$$Z_2 = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 Z_1$$

A titre d'exemple numérique s'appliquant à notre problème, l'adaptation d'un générateur de 500 Ω à une ligne de 3 Ω demandera un transformateur de rapport :

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{500}{3}} = 13$$

LA REJECTION DU 50 Hz

Considérons la figure 3. L'émetteur (ou le récepteur) alimente le primaire L₁ (on en reçoit les signaux) du transformateur de couplage TR. Le secondaire présente, sur les transformateurs dont nous décrivons plus loin la construction, une impédance voisine de 5 μH : vis-à-vis du 50 Hz, on voit qu'il s'agit presque d'un court-circuit.

On effectue donc la liaison, vers le réseau, à travers un condensateur C (220 nF).

Etudions d'abord le comportement vis-à-vis du 50 Hz. A cette fréquence, L₂ présente une impédance :

$$L_2 \omega = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 6,28 \cdot 50 \approx 15 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Celle du condensateur est :

$$\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{220 \cdot 10^{-9} \cdot 6,28 \cdot 50} \approx 1,5 \cdot 10^4$$

Aux bornes de la self L₂ du diviseur de tension C, L₂, les 230 V du secteur se trouvent ramenés à :

$$V = \frac{15 \cdot 10^{-4}}{1,5 \cdot 10^4 + 15 \cdot 10^{-4}} \cdot 230 \text{ V}$$

soit, approximativement, 23 μV. C'est une valeur négligeable par rapport au signal utile, dont la tension efficace entre les deux fils de la ligne se situe vers quelques centaines de millivolts. Les mêmes calculs s'appliquent au signal à haute fréquence ; il suffit, dans les formules, de changer la valeur de la pulsation ω. A 100 kHz par exemple (ω = 6,28 · 10⁵), on trouvera que le rapport entre la tension aux bornes de L₂ et celle que la ligne injecte aux entrées P₁ et P₂ du diviseur, vaut environ 0,3 : la porteuse qui véhicule les ordres n'est que faiblement atténuée.

LES ACCUSES DE RECEPTION

Si la commande s'applique à un lam-

TELECOMMANDE SECTEUR A 4 CANAUX

padaire, à la mise sous tension d'un téléviseur ou à celle d'une chaîne Hi-Fi, appareils situés dans la pièce même d'où partent les ordres, le contrôle de l'exécution de ces derniers est immédiat. Mais là n'est pas la vocation d'une télécommande par le secteur et l'emploi d'infrarouges s'y montrerait mieux approprié.

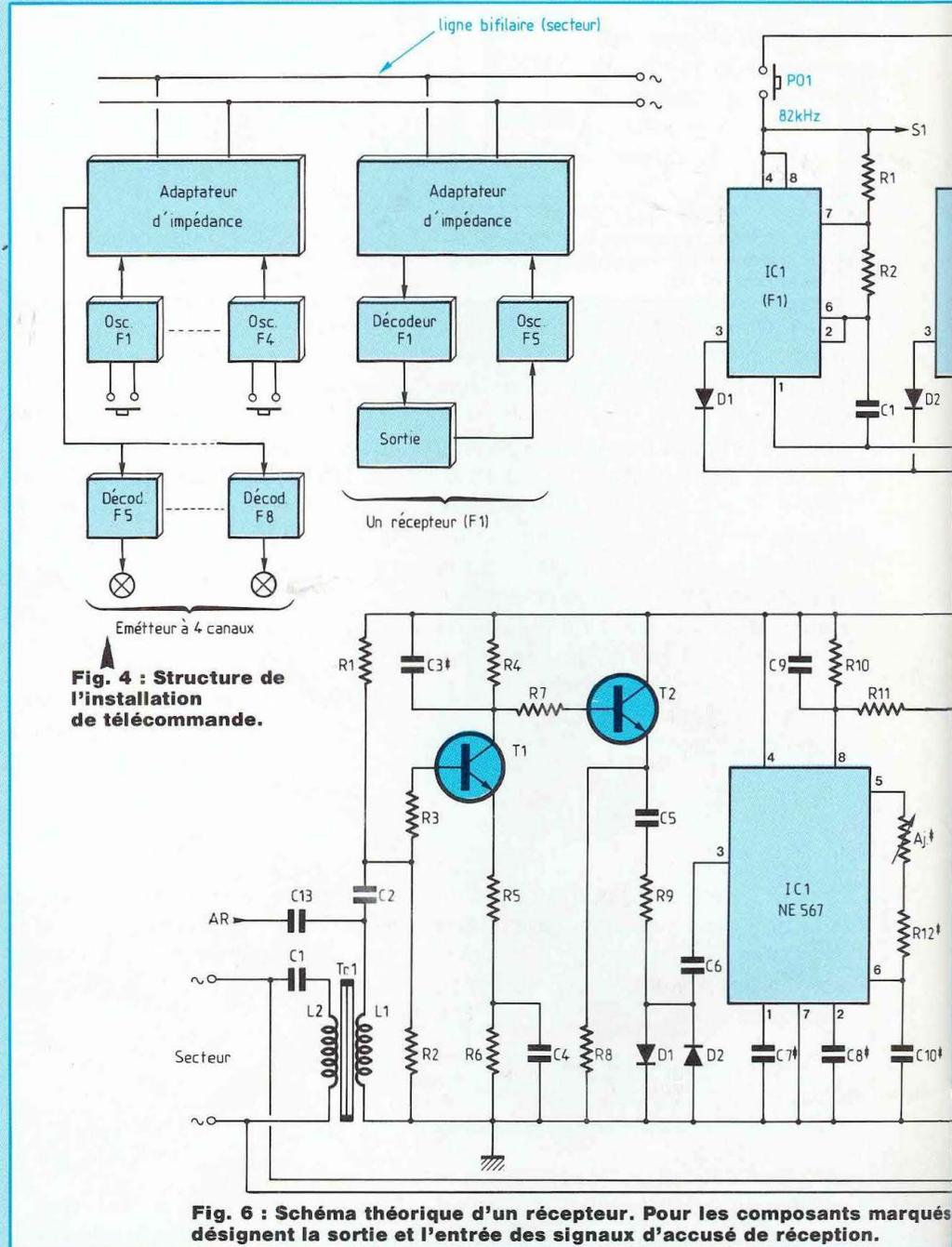
Le cas de récepteurs implantés dans d'autres pièces, hors de tout contrôle visuel, relève par contre typiquement du procédé étudié dans cet article. Des témoins d'exécution de l'ordre lancé se montrent alors presque indispensables. Pour plus de souplesse dans la réalisation décrite, nous les proposons sous forme de cartes optionnelles, tant du côté de l'émetteur, que de celui des récepteurs.

SYNOPTIQUE DE L'INSTALLATION

On le trouvera en figure 4, où un seul récepteur a été dessiné. L'émetteur comporte quatre oscillateurs HF, calés sur des fréquences F1, F2, F3, F4 et qui attaquent la ligne par l'intermédiaire d'un étage adaptateur, naturellement construit autour du transformateur discuté plus haut.

A travers un autre circuit d'adaptation, chaque récepteur excite un décodeur sensible à l'une et à elle seule, des fréquences F1 à F4. La réponse de ce décodeur entraîne la réaction des organes d'exécution, c'est-à-dire, finalement, l'ouverture ou la fermeture d'un relais de puissance.

Chaque fermeture déclenche, pour une durée de quelques secondes, un nouvel oscillateur HF, calé sur une des quatre fréquences F5, F6, F7 et F8. Du côté de l'émetteur, on retrouve quatre décodeurs qui réagissent à ces fréquences et allument des témoins de réception.



SCHEMA DE L'EMETTEUR

On le trouvera à la figure 5. Chaque oscillateur HF est construit, de façon très classique, autour d'un circuit de type 555. Les deux résistances et le condensateur, R1, R2 et C1 par

exemple pour la IC1, déterminent la fréquence. La mise sous tension s'effectue indépendamment, par les quatre poussoirs PO1 à PO4. Celui des oscillateurs qui fonctionne, délivre des créneaux pratiquement symétriques sur sa sortie 3 ; en effet, la résistance R1

COMMANDE A DISTANCE

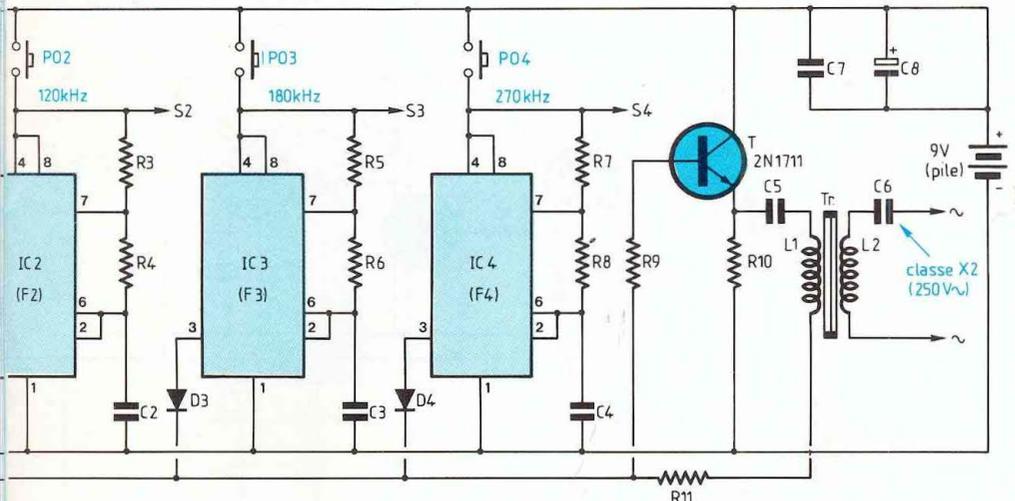
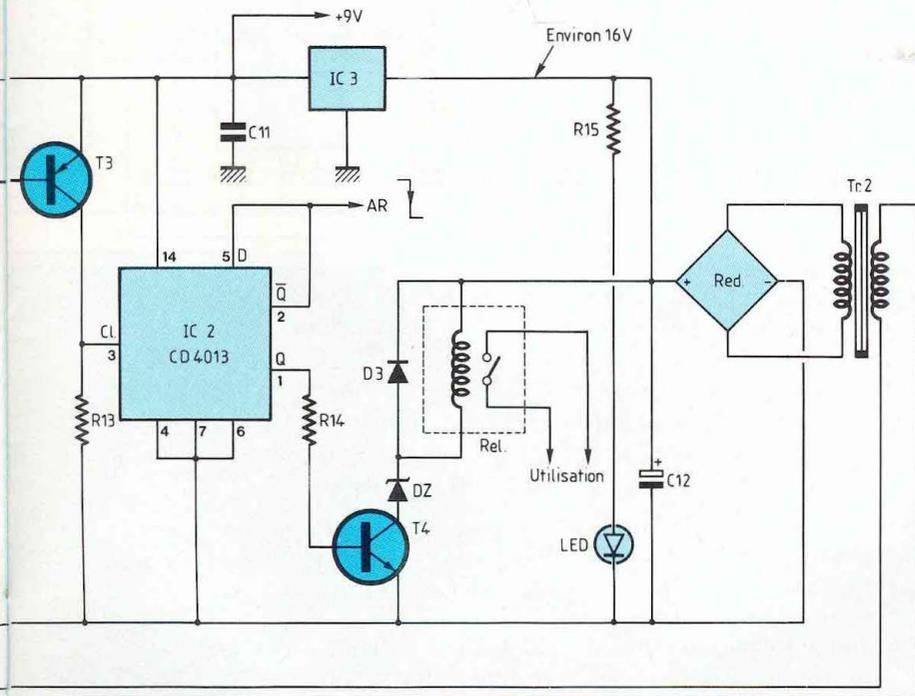


Fig. 5 : Schéma de l'émetteur à quatre canaux.



* , on se reportera au tableau A. Les notations AR

masse pour les trois circuits inactifs et seule la diode de l'oscillateur alimenté, conduit sur les paliers positifs des créneaux. Transmis à la base du transistor T par R9, le signal se retrouve à basse impédance sur l'émetteur. Le condensateur C5 le centre sur la masse pour l'excitation du primaire L1 du transformateur HF TR. Au secondaire, C6 transmet la haute fréquence, mais élimine le 50 Hz, comme nous l'avons montré plus haut.

Le fonctionnement très occasionnel de l'émetteur – une ou deux secondes pour l'envoi d'un ordre – et le fait que T reste parfaitement bloqué au repos, autorise l'alimentation par une simple pile miniature de 9 V, qu'on choisira de préférence de type alcalin. Les condensateurs C7 et C8 en assurent le découplage.

Nous reviendrons ultérieurement sur le rôle des sorties S1 à S4, qui déclenchent la mise en service temporisée des circuits d'accusé de réception.

SCHEMA DES RECEPTEURS

Il est donné à la figure 6. Le transformateur TR1, identique à celui de l'émetteur, capte les signaux de commande par son enroulement à basse impédance L2 et à travers C1 pour éliminer le 50 Hz.

Généralement, l'amplitude recueillie aux bornes de L1 atteint quelques volts et suffit plus que largement, au décodeur de fréquence IC1. Toutefois, pour éviter les problèmes que pourraient, poser certaines liaisons difficiles, on introduit une amplification par le transistor T1, qui apporte un gain en tension de 6 environ. Les résistances R3 dans la base et R5 en contre-réaction dans l'émetteur, garantissent une impédance d'entrée élevée, afin de ne charger que faiblement L2. Dans le collecteur de T1, C3 réalisant une intégration

étant beaucoup plus petite que R2 (et de même pour les autres circuits), les durées de charge et de décharge des condensateurs de temporisation restent extrêmement proches. Ceci est une condition nécessaire pour une bonne attaque du transformateur de

sortie, car la valeur moyenne des intensités traversant L1 et L2 s'annule et on évite toute saturation du noyau en fer-rite. Les diodes D1 à D4 isolent les oscillateurs les uns des autres. En effet, leur anode stationne au potentiel de la

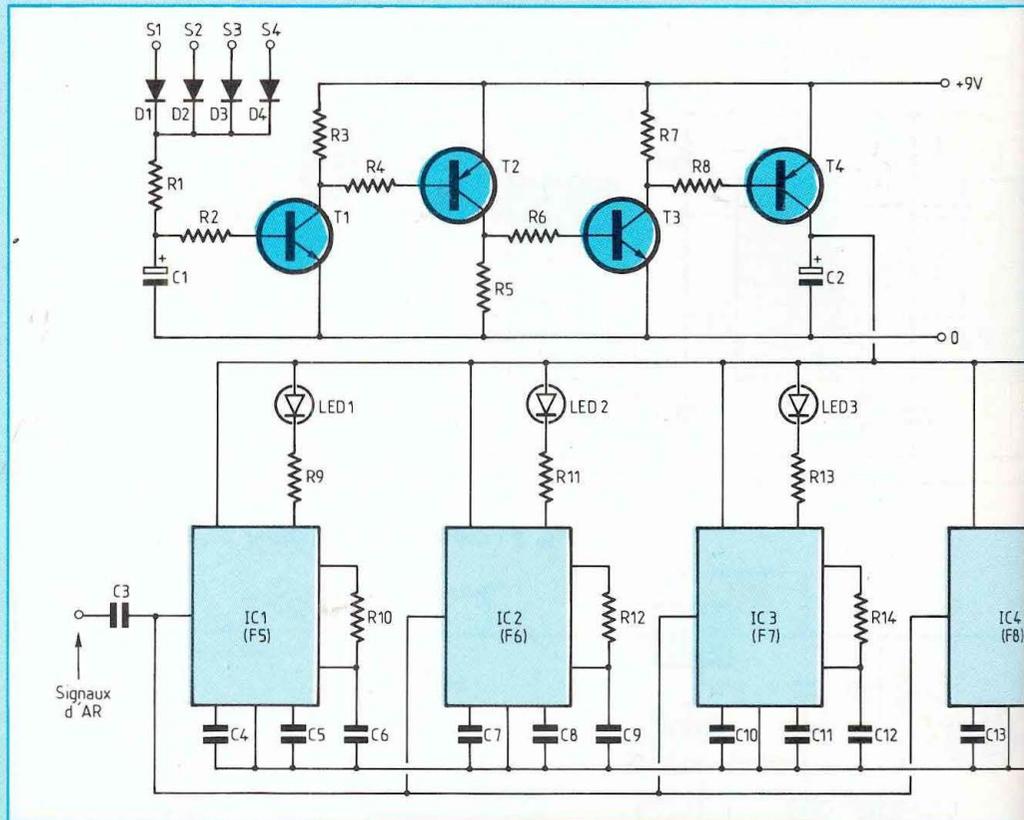
TELECOMMANDE SECTEUR A 4 CANAUX

tion partielle des signaux, on atténue fortement la teneur en harmoniques. Le deuxième étage T2, en collecteur commun, sort le signal à très faible impédance. Par C5, R9, D1 et D2, on assure le centrage autour du potentiel de la masse et un écrêtage à 1,2 V environ, soit 400 mV efficaces, quelle que soit l'amplitude recueillie sur la ligne. Ainsi, le décodeur travaille-t-il toujours dans les mêmes conditions, ce qui garantit la constance de la bande passante.

Nos lecteurs connaissent déjà le circuit intégré IC1, de type NE 567. Dérivé d'une boucle à verrouillage de phase, il fournit une tension nulle sur sa sortie 8 (normalement au potentiel positif de l'alimentation) lorsque les signaux injectés par C6 sont de même fréquence que celle de son oscillateur interne. Cette dernière est déterminée par l'ensemble AJ, R12 et C10, donc réglable sur celle du canal choisi. Les condensateurs C7 et C8 fixent la largeur de bande ΔF , que nous avons amenée à 10 % de la fréquence centrale d'accord.

Chaque réception d'un ordre se traduit donc par une impulsion rectangulaire négative au pied de R10, que nous inversons en impulsion positive à l'aide du transistor T3, afin de commander l'entrée d'horloge CL (clock) de la bascule bistable IC2. Toutefois, pendant la phase de capture du signal par le décodeur IC1, on observe souvent quelques transitions erratiques de sa sortie 8 entre zéro et +9 V. Il en résulte des basculements rapides et imprévisibles de IC2. En augmentant les temps de montée et de descente, le condensateur C9 absorbe ces variations transitoires et garantit un basculement unique.

La bascule utilise la moitié d'un circuit de type CD 4013. La configuration adoptée (sortie \bar{Q} ramenée sur l'entrée data D) est telle que l'état des sorties Q



et \bar{Q} s'inverse à chaque impulsion d'entrée, donc à chaque ordre de l'émetteur. Lorsque la sortie Q se trouve à l'état bas, T4 se bloque et les contacts du relais REL sont ouverts. Ils se ferment, au contraire, lorsque Q passe à l'état haut et sature T4. Nous verrons plus loin comment la sortie \bar{Q} est utilisée pour commander l'envoi d'un signal d'accusé de réception.

Jusqu'à la bascule IC2 incluse, l'alimentation s'effectue par une tension régulée de 9 V, fournie par le circuit IC3. On ne peut dépasser cette valeur, à cause des limites imposées par le décodeur IC1. Le relais exigeant 12 V, on prélève l'alimentation de l'étage de sortie en aval du régulateur. Toutefois, comme on dispose ici d'environ 16 V, il est nécessaire d'introduire une chute de tension par la zener DZ, connectée en série avec la bobine du relais. Pour ce dernier, nous avons sélectionné un

modèle dont les deux contacts "travail", branchés en parallèle, permettent de couper jusqu'à 16 ampères sous 230 V. Pour un usage intensif, on se limitera prudemment à une douzaine d'ampères, soit une charge maximale de 2 600 W environ.

LES CIRCUITS D'ACCUSE DE RECEPTION

Le secteur pouvant servir à véhiculer d'autres informations que nos signaux de télécommande et notamment de la parole ou de la musique, il n'est pas souhaitable de l'encombrer en permanence, au risque d'engendrer de désagréables interférences.

Après chaque expédition d'un ordre, il suffit de quelques secondes pour en contrôler la bonne réception. Comme il apparaît en figure 7, nous avons donc choisi de temporiser le fonctionnement

COMMANDE A DISTANCE

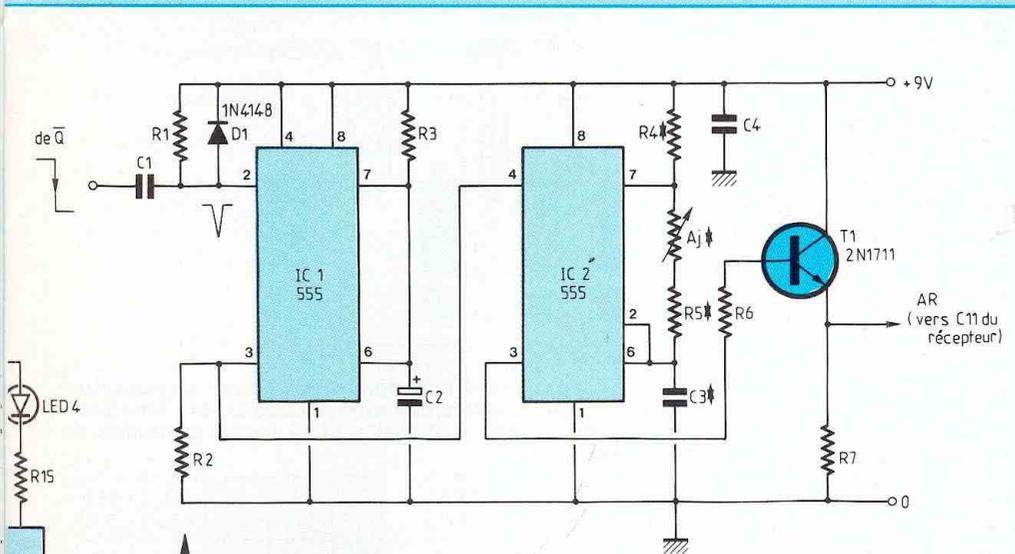


Fig. 7 : Emetteur de signal d'accusé de réception. Cette carte doit être adjacente à chaque récepteur dont on désire contrôler le fonctionnement à distance.

Fig. 8 : Récepteur de signaux d'accusé d'exécution pour les quatre canaux.

des oscillateurs correspondants. Lors de la mise en conduction du transistor T4 et de la fermeture du relais, la sortie \bar{Q} de IC2 passe rapidement de +9 V à zéro (figure 6). On différencie cette transition par le réseau C1/R1 (figure 7), ce qui donne naissance, sur l'entrée 2 du temporisateur IC1 de type 555, à une impulsion négative de déclenchement. La diode D élimine les impulsions positives des flancs montants, qui pourraient détériorer IC1 par surtension.

Pour une durée de quelques secondes, déterminée par la constante de temps R3/C2, la sortie 3 de IC1 passe de zéro à +9 V. Cette tension valide le deuxième circuit 555 IC2 par son entrée d'inhibition (broche 4) et commande l'entrée en oscillations à la fréquence qu'impose le réseau R4, AJ, R5, C3. Prélevés sur l'émetteur du transistor T, les créneaux sont injectés au primaire

L1 du transformateur HF/TR1, à travers le condensateur C13 de la figure 6. Ils repassent donc sur les fils du réseau par L2 et C1 et peuvent être recueillis du côté de l'émetteur.

L'alimentation de tout ce circuit s'effectue à partir de la carte principale du récepteur, dont on ressort le +9 V régulé.

A l'émetteur, on adjoindra, le cas échéant, le récepteur des signaux d'accusé d'exécution, représenté en figure 8 et qui sélectionne les quatre fréquences F5 à F8, pour visualiser séparément les états des récepteurs. Le gros problème, ici, est celui de la consommation, puisque nous employons une alimentation par pile. La solution consiste à ... ne rien consommer du tout en régime permanent, c'est-à-dire, à ne mettre les circuits sous tension que lors de l'envoi d'un ordre et pour une durée automatique-

ment limitée à quelques secondes. Les sorties S1 à S4 de l'émetteur (se reporter au schéma de la figure 5) sont portées brièvement à +9 V lors de la fermeture du poussoir correspondant. A travers les diodes D1 à D4 de la figure 8, destinées à empêcher les interactions entre canaux de l'émetteur (sans elles, tous les oscillateurs seraient mis sous tension ensemble), on charge alors presque instantanément le condensateur C1 ; la faible résistance R1 limite la pointe d'intensité à une centaine de milliampères.

Sitôt le poussoir relâché, C1 commence à se décharger lentement (il faut une dizaine de secondes) dans l'espace base-émetteur de T1, à travers R1. Durant tout ce temps et jusqu'à ce que la différence de potentiel aux bornes de C1 descende vers 2 V, T1 conduit à la saturation. Il en va de même pour T2, T3 et T4, le collecteur de ce dernier alimentant alors les quatre décodeurs IC1 à IC4, attaqués, via le même condensateur C3, par le signal d'accusé de réception qu'on désire capter. Celui-ci active celui des décodeurs calé sur sa fréquence et allume la diode électroluminescente correspondante pendant quelques secondes : on sait ainsi que le récepteur sélectionné a bien réagi. Au contraire, pour l'ordre suivant qui en commande l'extinction, la LED reste éteinte.

Le but poursuivi au départ, c'est-à-dire la recherche d'une consommation minimale d'énergie sur la pile de 9 V, est bien atteint. Au repos en effet, les transistors T1 à T4 restent tous bloqués et l'intensité prélevée est nulle.

LE PROBLEME DU CHOIX DES FREQUENCES

Au total, l'ensemble de télécommande injecte sur le secteur, soit de l'émetteur (F1 à F4) vers le récepteur, soit

TELECOMMANDE SECTEUR A 4 CANAUX

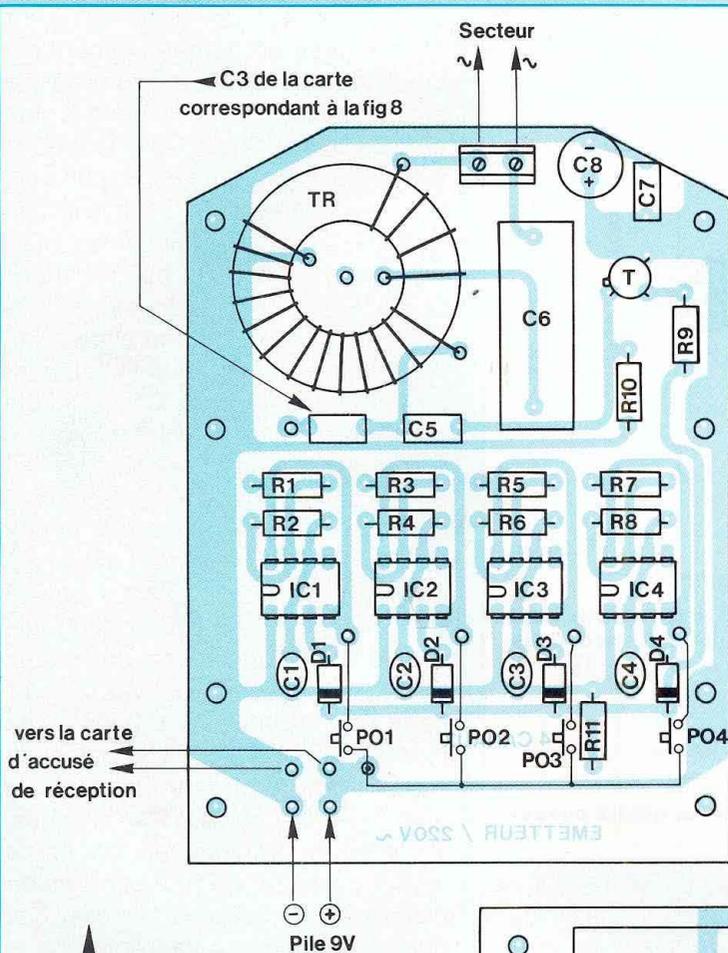
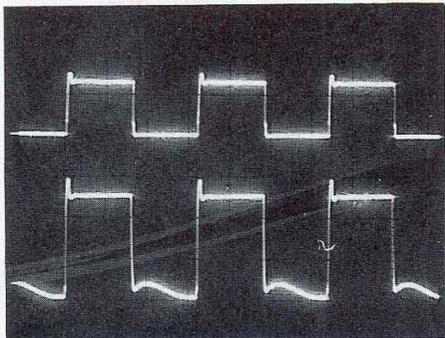


Fig. 12 : Implantation des composants de l'émetteur.



Oscillogramme A : Signaux relevés sur l'émetteur, pour le canal F₃ (150 kHz). La trace supérieure montre les créneaux en sortie de l'oscillateur IC₃, et la trace inférieure ceux de l'émetteur du transistor de sortie (appareil relié au secteur).

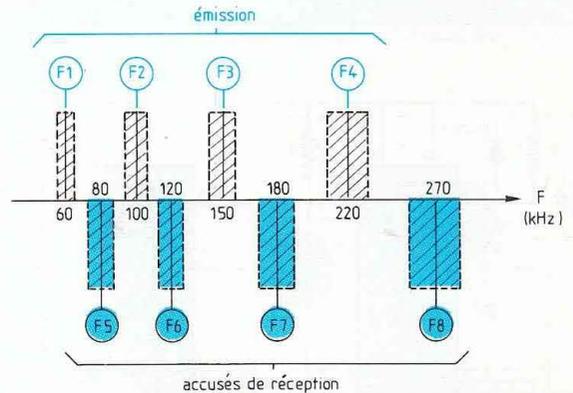


Fig. 9 : Les fréquences des signaux d'accusé de réception s'intercalent entre celles des quatre canaux de l'émetteur. Les zones hachurées matérialisent la bande passante de chaque décodeur.

F	F5	F6	F7	F8
→	80kHz	120kHz	180kHz	270kHz
R4	1,8kΩ	1,5kΩ	1,8kΩ	1,5kΩ
R5	22kΩ	15kΩ	10kΩ	8,2kΩ
AJ	47kΩ	20kΩ	20kΩ	20kΩ
C3	330 pF	330 pF	150 pF	150 pF

Tableau B : Valeurs des composants spécifiques à chaque générateur d'accusé de réception.

F	F1	F2	F3	F4
→	60kHz	100kHz	150kHz	220kHz
R12	22kΩ	15kΩ	10kΩ	10kΩ
AJ	47kΩ	20kΩ	20kΩ	20kΩ
C3	2,7 nF	2,2 nF	1,5 nF	1 nF
C7	47 nF	33 nF	22 nF	15 nF
C8	22 nF	15 nF	10 nF	6,8 nF
C10	180 pF	180 pF	150 pF	100 pF

Tableau A : Valeurs des composants spécifiques à chaque récepteur.

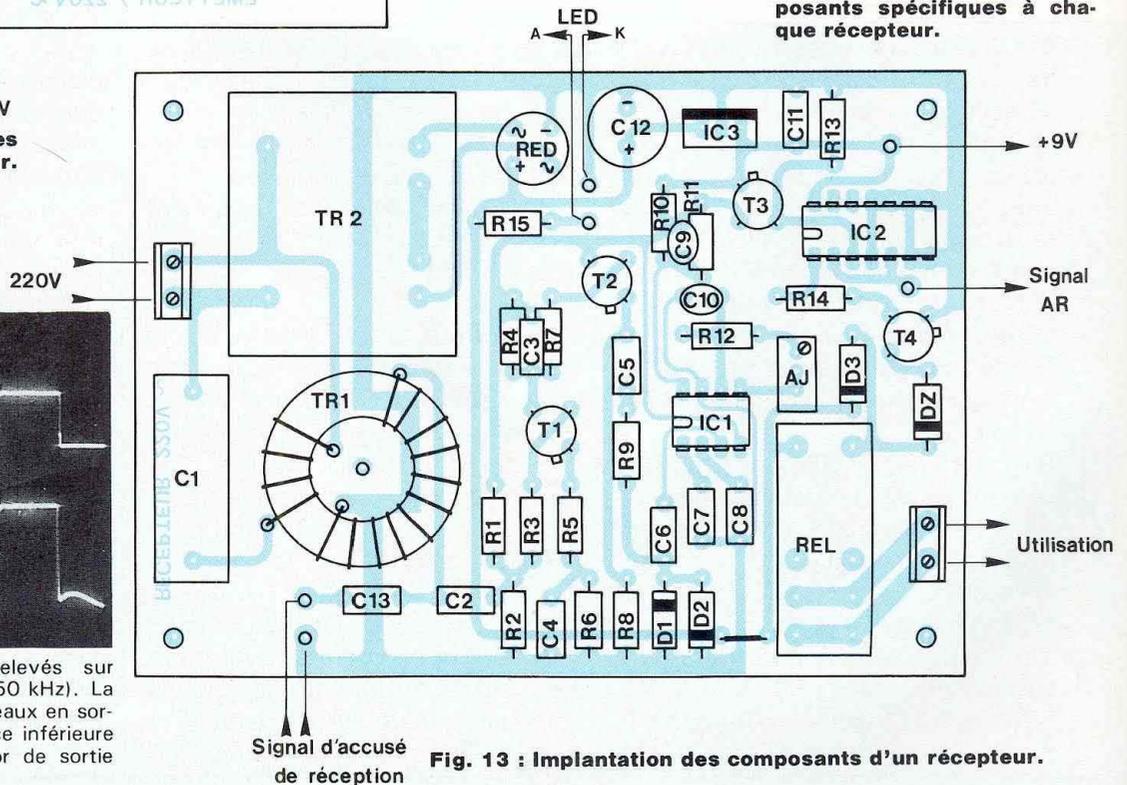


Fig. 13 : Implantation des composants d'un récepteur.

COMMANDE A DISTANCE

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

COMPOSANTS DE L'EMETTEUR

• Résistances 0,25 W à ± 5 %

R1 – 2,2 kΩ
R2 – 33 kΩ
R3 – 1,8 kΩ
R4 – 22 kΩ
R5 – 2,2 kΩ
R6 – 33 kΩ
R7 – 1,8 kΩ
R8 – 22 kΩ
R9 – 1,5 kΩ
R10 – 270 Ω
R11 – 2,7 kΩ

• Condensateurs plaquettes

C1 – C2 – 330 pF
C3 – C4 – 150 pF

• Condensateurs MKH

C5 – 220 nF
C7 – 100 nF

• Condensateur électrolytique

C8 – 100 μF (16 ou 25 V) Radial

• Condensateur pour alternatif

C6 – 220 nF, Classe X2
(250 V alternatifs)

Le remplacement par un modèle normal isolé à 600 V, bien que tolérable, est déconseillé.

• Semiconducteurs

D1 – D2 – D3 – D4 – 1N 4148
T – 2N 1711
IC1 – IC2 – IC3 – IC4 – NE 555

• Divers

– Transformateur HF : voir texte
– Quatre poussoirs à contact travail
– Un bornier pour CI (deux sorties)
– Un connecteur pour pile 9 V

COMPOSANTS D'UN RECEPTEUR

• Résistances 0,25 W à ± 5 %

R1 – 150 kΩ
R2 – 82 kΩ
R3 – 4,7 kΩ
R4 – 2,2 kΩ
R5 – 330 Ω
R6 – 1,5 kΩ
R7 – 100 Ω

R8 – 1 kΩ

R9 – 1,2 kΩ

R10 – 27 kΩ

R11 – 330 Ω

R13 – 1,8 kΩ

R14 – 1,2 kΩ

R15 – 1,2 kΩ

R12 – voir tableau A

• Résistance ajustable 10 tours verticale

AJ – Voir tableau A

• Condensateurs MKH

C2 – 220 nF

C4 – 100 nF

C5 – 47 nF

C6 – 10 nF

C11 – 100 nF

C13 – 220 nF

C3 – C7 – C8 – C10 – voir tableau A

• Condensateur plaquette

C9 – 820 pF

• Condensateur électrolytique

C12 – 470 μF, 25 V (radial)

• Condensateur pour alternatif

C1 – 220 nF, Classe X2
(voir remarque pour l'émetteur)

• Semiconducteurs

D1 – D2 – 1N 4148

D3 – 1N 4001

T1 – T2 – 2N 2222 (boîtier plastique)

T3 – 2N 2907 (boîtier plastique)

T4 – 2N 1711

IC1 – NE 567

IC2 – CD 4013

IC3 – régulateur 7809

RED – redresseur 500 mA, 50 V

LED – diode électroluminescente

• Transformateurs

TR1 – transfo HF (voir texte)

TR2 – 2 x 6 V, 3 VA

• Divers

– Relais 12 V – 2 RT (coupure 16 A)
Attention au brochage (voir le circuit imprimé)

– Deux borniers à deux contacts

en sens inverse (F5 à F8), huit fréquences que les huit décodeurs doivent séparer sans ambiguïté. En raison des dérives toujours possibles, il est prudent d'affecter à chacun d'eux, une bande passante assez large, de l'ordre de 10 % de la fréquence centrale d'accord (± 5 % de part et d'autre). On devra donc écarter d'au moins 20 % chaque fréquence de sa voisine, tout en restant à l'intérieur de la plage efficacement transmise par les transformateurs HF et par la ligne. Ceci nous conduit à la répartition illustrée en figure 9, où les signaux d'accusé de réception s'intercalent entre ceux des quatre canaux de l'émetteur.

LES TRANSFORMATEURS HF

Les fréquences exploitées imposent évidemment l'emploi de noyaux en fer-rite et l'idéal serait ici constitué par les pots de type RM, démontables et faciles à bobiner. L'expérience prouve qu'ils sont malheureusement très mal distribués et bien des lecteurs éprouveraient de la peine à se les procurer. Au prix d'un travail de bobinage un peu plus fastidieux, on obtient d'excellents résultats avec des tores. Ces derniers, employés pour l'antiparasitage des montages à triac par exemple, se trouvent beaucoup plus facilement. Le modèle que nous avons retenu est le FT 25 de Thomson, en matériau T6 ou T6A, ce qui nous conduit à deux observations :

- on reconnaît le type FT 25 par ses dimensions : diamètre extérieur de 25 mm et diamètre intérieur de 15 mm.
- Les revendeurs ne connaissent généralement pas le type de matériau des produits qu'ils détiennent. Qu'on se rassure : il s'agit toujours de la variété que nous préconisons, caractérisée par un facteur d'inductance AL de 2500 nH. L'auteur l'a vérifié en effectuant des mesures de perméance sur plusieurs échantillons.

TELECOMMANDE SECTEUR A 4 CANAUX

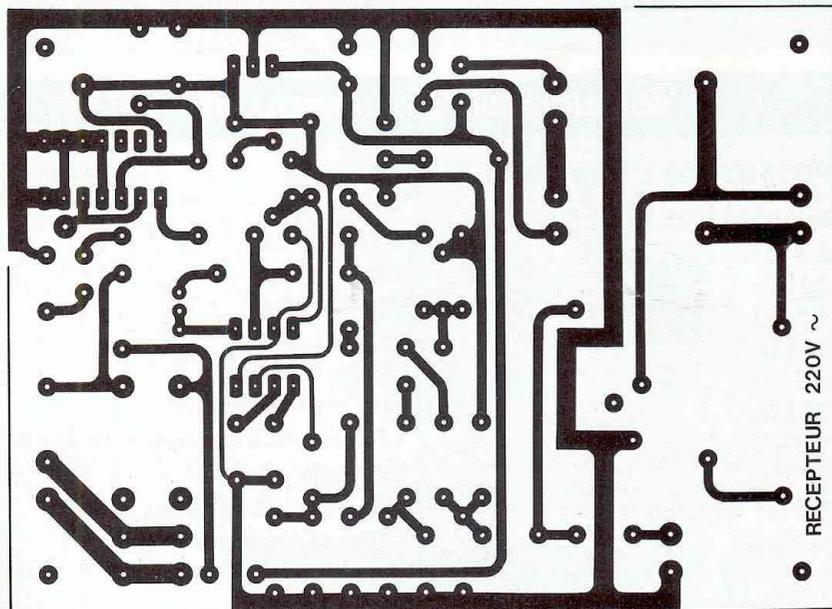
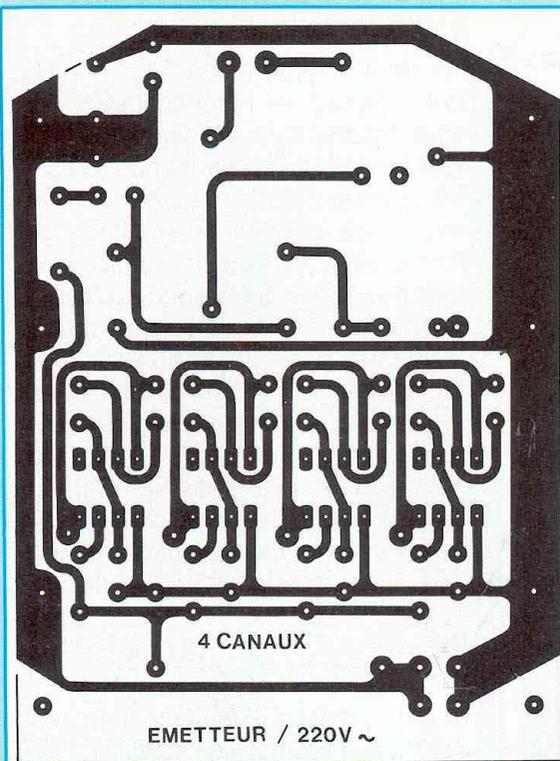


Fig. 11 : Circuit imprimé d'un récepteur.

Fig. 10 : Circuit imprimé de l'émetteur.

Sur tous les transformateurs, tant à l'émission qu'à la réception, l'enroulement L1 comporte 60 spires et l'enroulement L2 4,5 spires, en fil de cuivre émaillé de 5/10 ou 6/10 de millimètre. Pour L1, il faut prévoir une longueur d'environ 2,5 mètres. Le sens de bobinage n'a aucune incidence sur le plan électrique, mais il est dicté par l'implantation des sorties sur le circuit imprimé : on se reportera aux schémas de câblage et aux photographies. On pourra immobiliser les enroule-

ments à l'aide d'un vernis à l'acétone.

LA REALISATION PRATIQUE

Les figures 10, 12, 14 et 16 donnent respectivement le dessin des circuits imprimés de l'émetteur, d'un récepteur, du dispositif d'accusé de réception à quatre canaux pour l'émetteur et du générateur de signal d'accusé de réception à associer au récepteur. Pour l'implantation des composants, on se reportera aux figures 11, 13, 15 et 17.

Côté émetteur, les circuits imprimés ont été conçus pour prendre place dans un coffret TEKO, série "TENCLOS BATTERIE" – Réf. 880, facile à tenir en main (au lit par exemple, pour mettre en route la cafetière, le chauffage de la salle de bains, etc ...). En ce qui concerne le récepteur, chacun choisira le boîtier esthétiquement et mécaniquement le mieux adapté à l'application envisagée.

à suivre...

R. Rateau

NOTE IMPORTANTE

Les décodeurs NE 567 utilisés pour la détection des fréquences dans toutes les sections réceptrices de notre montage, répondent à une bande ΔF centrée sur la fréquence d'accord. La largeur relative $\Delta F/F$ de cette bande, dépend de la capacité des condensateurs qui relie à la masse les broches 1 et 2 du circuit. Avec les valeurs données dans les listes de composants de l'article, la largeur totale de la bande atteint 10 % de la fréquence centrale, tant pour les récepteurs proprement dits (figure 6) que pour les détecteurs d'accusé d'exécution (figure 8).

Au domicile de l'auteur, des essais systématiques conduits en utilisant les différentes prises de la maison, n'ont alors posé aucun problème.

Repris à la rédaction de la revue, les mêmes essais ont donné lieu à des déclenchements erratiques des récepteurs, en l'absence d'ordres de commande. Un examen du secteur nous a montré alors la présence de perturbations incroyablement violentes, avec un spectre de fréquences de quelques kilohertz à plusieurs centaines de kilohertz : l'appareil semblait inutilisable.

Nous pensons qu'une telle situation,

due à un environnement dense de machines de toutes sortes (rotatives, ordinateurs...) est exceptionnelle. Il convenait pourtant d'y remédier. La solution réside dans une réduction drastique de la bande passante des décodeurs, par augmentation des capacités de filtrage. En multipliant par cinq les valeurs indiquées, on réduit la bande passante à 4 % environ. Naturellement, il faut alors régler très soigneusement l'accord pour chaque fréquence, ce que permettent les ajustables 10 tours de chaque récepteur, et de chaque générateur d'accusé de réception.

SONDE MILLI-OHMMETRE

DE PRECISION POUR VOTRE LABO ...

Tout amateur d'électronique de puissance est confronté aux mystères des faibles valeurs de résistances, sans véritable solution pour leur mesure. Il serait pourtant stupide de se ruiner pour un appareil spécialisé, car son usage, pour un particulier, est épisodique ...

Voici pour environ F. 100,-, un module qui mesure au 1/1000^e avec l'aide d'une alimentation et de votre 2 000 points habituel. Sa technologie est dernier cri ...

LE BUT DE CET APPAREIL

C'est tout simplement de faire apparaître en clair ce qui est d'ordinaire caché. Dans les résistances de puissance au marquage effacé ou suspect, dans les résistances imprimées sur circuit, les résistances de pistes cuivrées et l'importance de l'étamage au bain ou l'épaisseur de la soudure qui change tout, bref, le "presque rien" qui altère parfois toute la performance.

En Hi-Fi par exemple, on s'interroge excessivement sur les câbles, sans pouvoir trancher et l'on incrimine aussi la connectique. Avec ce module, l'amateur pourra évaluer ce que fait un ampère dans les fils et prises, entre un chimique et un circuit imprimé, un ampli et une enceinte, dans un filtre passif d'enceinte, etc ...

Pour employer la loi d'Ohm $U = R \times I$,

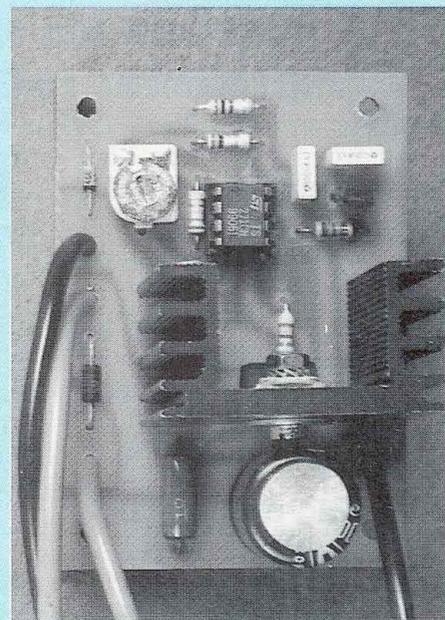
on peut évaluer U car un voltmètre numérique donne bien les volts. Les ampères, c'est un peu limite, à moins d'une sonde spéciale, et sous 10 Ω , on ne mesure plus rien avec certitude. Ce sera chose faite désormais ...

EMPLOI ET LIMITES DU MODULE

Nous avons choisi, après réflexion, d'utiliser la gamme 200,0 mV continus de votre multimètre numérique (DVM) pour y afficher 200,0 milliohms (m Ω), puis en commutant uniquement le DVM, une autre gamme 2 000 m Ω (pleine échelle) et finalement, on s'arrête sur la gamme 20 V (soit 20 Ω) vers 6 Ω par sécurité pour le module.

Un générateur de courant continu de haute précision, compensé en température, crée un débit fixe de 1 A, qui parcourt l'élément à mesurer, ce qui, puisque $R = U/I$, donnera 1 mV par m Ω à ses bornes. La seule difficulté sera de bien prélever cette tension, nous y reviendrons. Le synoptique est résumé sur la figure 1, fort simplement.

Attirons toutefois l'attention sur le fait

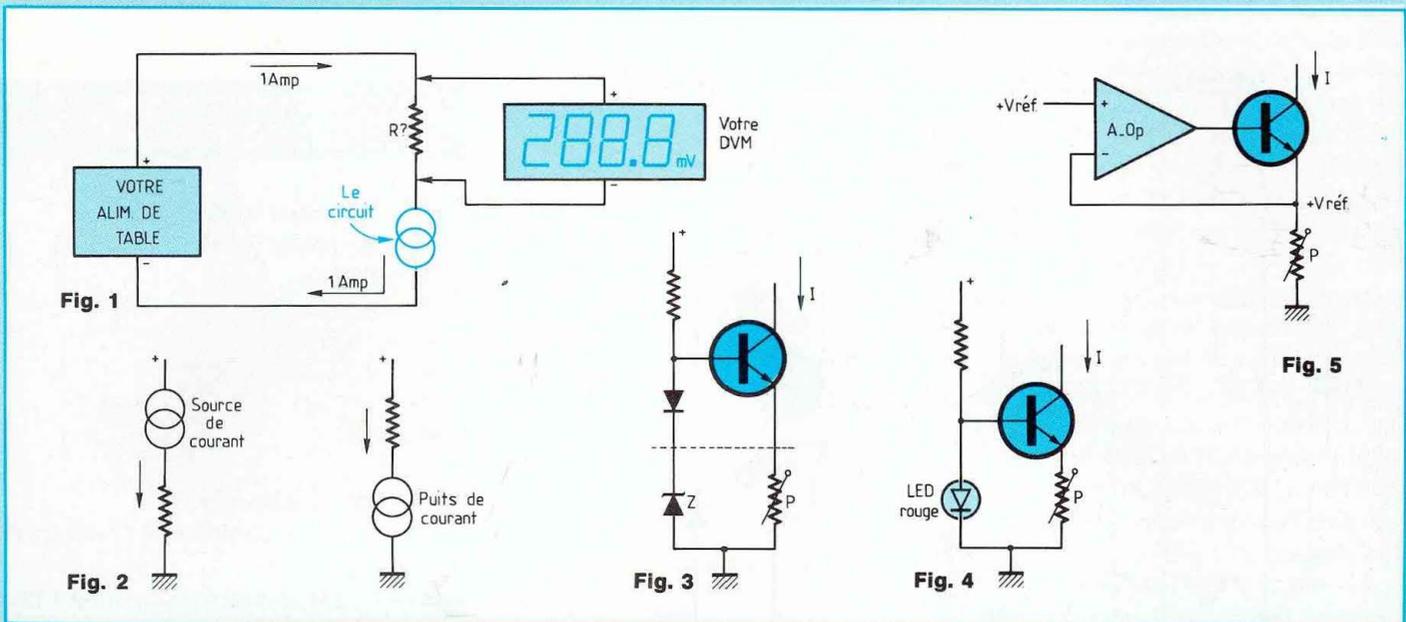


qu'un ampère peut endommager ou détruire un composant non prévu pour le supporter (mini HP, bobinage en fil fin, etc ...) par simple effet Joule ! Cette valeur pratique pour sa conversion directe, correspond en fait à une bonne valeur "moyenne" de contrainte en Hi-Fi, ou autre montage amateur de puissance. Elle permet d'évaluer en "simulation réaliste", résistance et échauffement d'un composant ou d'un câblage, ce qui causera bien des surprises ...

A LA RECHERCHE DU BON Puits DE COURANT

Dans le jargon analogique, on nomme source de courant "ce qui alimente du haut une charge placée en bas" (SOURCE) et puits de courant "ce qui tire à travers une charge reliée en haut, un courant qui s'écoule vers le bas" (SINK) comme le précise la figure 2. Les semiconducteurs les moins chers conduisent à élaborer un puits et non une source pour une mesure inchangée au voltmètre.

La figure 3 est un bon puits, c'est un



circuit de fonction conseillé, mais pas un circuit de mesureur. Un transistor NPN compare de lui-même les potentiels présents sur sa base et sur son émetteur et une simple diode couplée thermiquement au boîtier, minimisera l'action de la température. Celle-ci, en revanche, est totale sur la zener qui n'est stable que vers 6 à 8 V. C'est une perte de dynamique excessive.

Le potentiomètre P verra à ses bornes, une tension quasi-identique à celle de la zener, sa valeur ohmique décidant alors à elle seule du flux de courant entrant par le collecteur. Les termes d'erreur, dont le courant base, deviennent non négligeables pour un courant de 1 A et un Darlington devient nécessaire, plus délicat à compenser en température avec deux diodes au lieu d'une à approcher du transistor. C'est raté.

En figure 4, on utilise les 1,65 V théoriques d'une LED rouge passante pour l'employer comme une zener pratique, puisqu'il faut alors considérer que P établit avec 1 V à ses bornes, la relation "1 k Ω entraîne 1 mV". L'autre bon côté du circuit est la tentation d'allu-

mer la LED avec un courant direct suffisant, ce qui fait très joli et accentue le côté impressionnant d'un montage sur un public facile ...

Techniquement, on ne trouve presque jamais la courbe de variation thermique d'une LED qui est quasiment une droite dans l'obscurité toutefois. De plus et surtout, la couleur joue et par exemple, une "super-rouge" ne marche pas avec 2 V environ, c'est donc pire qu'en figure 3, tant les paramètres d'erreur sont nombreux. C'est pour jouer. La figure 5 donne la technique convenant à un circuit de mesure. Le transistor ou Darlington est placé dans une boucle d'asservissement et comme par nature un amplificateur différentiel "agite" sa sortie jusqu'à "voir" une égalité de potentiel sur ses entrées directe (+) et inverseuse (-), on trouve +VREF aux bornes du potentiomètre de façon garantie, ce qui est vrai en négligeant la tension de décalage à l'entrée de l'ampli (offset).

Ce montage asservi étant débarrassé des problèmes de dérive thermique du transistor (puisque inclus dans la boucle avec 100 % de contre-réaction) est pré-

férable à la condition de bien veiller aux paramètres d'entrée de l'Ampli-Op. Spécialement à la valeur de dérive thermique de la tension d'offset, très élevée sur un μ A 741 ou un TL 71 par exemple.

Pour ne pas ruiner d'un coup tous les efforts entrepris, reste le LM 301A ou le μ A 714 (OP 27) suivant son budget, mais il faut exclure BIFET et amplis non spécifiés comme "de précision". La voie royale s'ouvre alors pour le TS 271C de SGS-THOMSON (qui n'est pas identique au TLC 271C de TEXAS). Nous le décrivons par ailleurs, sa carrière risquant d'être fameuse. Ce sont des amplificateurs "CMOS linéaire" ...

NOTRE SCHEMA DE PRINCIPE

Il apparaît dans sa simplicité en figure 6 et nous l'avons doté de tous les détails permettant d'en apprécier le fonctionnement. Un MOSFET Double Diffusé standard à Canal N est le puits de courant 1 A, la résistance R1 choisie à 1 Ω ne chute que 1 V pour trouver

SONDE MILLI-OHMMETRE

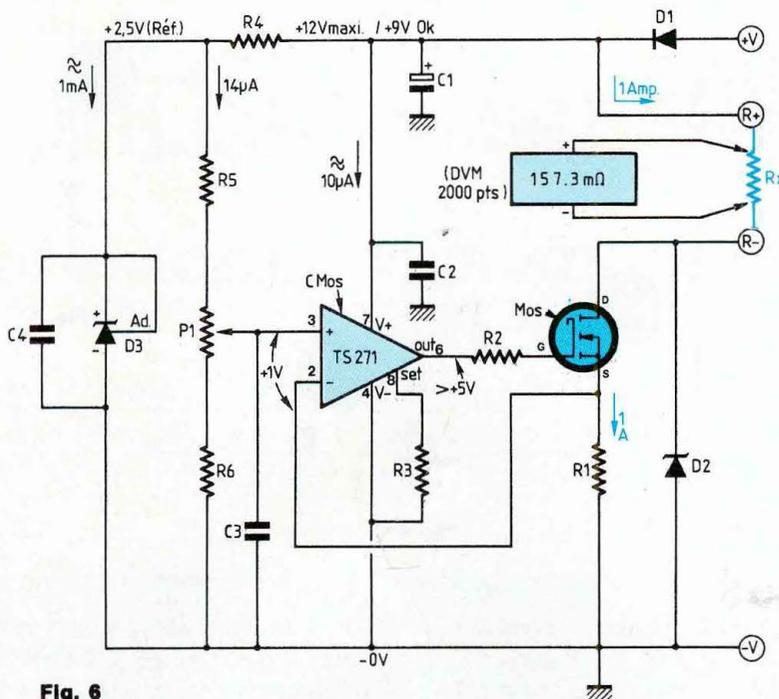


Fig. 6

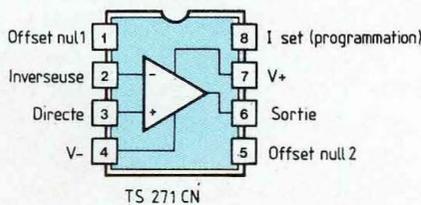
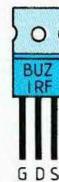
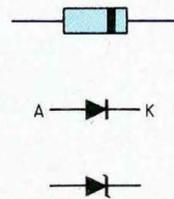


Fig. 9



le bon compromis précision/utilisation. Le MOS travaille en résistance de faible valeur sous le contrôle total

de l'ampli CMOS (TS 271C) qui est un type de précision finement programmable pour chaque cas d'application.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• **Résistances 0,25 W – 5 % couche métal (SFR 25 PHILIPS de préf.)**

- R2 – 820 Ω
- R3 – 10 MΩ
- R4 – 4,7 kΩ
- R5 – 100 kΩ
- R6 – 68 kΩ

• **Autres résistances**

- R1 – 1 Ω/3 W bobinée de préférence (RB 59)
- P1 – 10 kΩ ajustable horizontal 1 tour (cermet conseillé)

• **Condensateurs**

- C1 – 1000 μF/16 V radial
- C2 – C4 – 0,1 μF/63 V MILFEUIL
- C3 – 1 à 4,7 nF céramique plaquette

• **Semiconducteurs SGS–THOMSON**

- CMOS – Ampli–Op TS 271 CN ou TLC 271 (voir texte)
- MOS – BUZ 10 A, IRF 530, etc .. (75 W quelconque)
- D1 – 1N 4001 à 4007
- D2 – Zener 30 à 47 V (au choix) en 1 W si possible

• **Autres**

- D3 – TL 431C (Texas, Moto) ou LM 431C (NSF)
- Radiateur 10°C/W (ML 33 par exemple)
- Cordons souples avec bananes à reprise arrière
- Pincettes crocodiles éventuelles (voir texte)

Ici, nous lui donnons avec R3, une consommation négligeable et minimale de 10 μA pour obtenir la meilleure

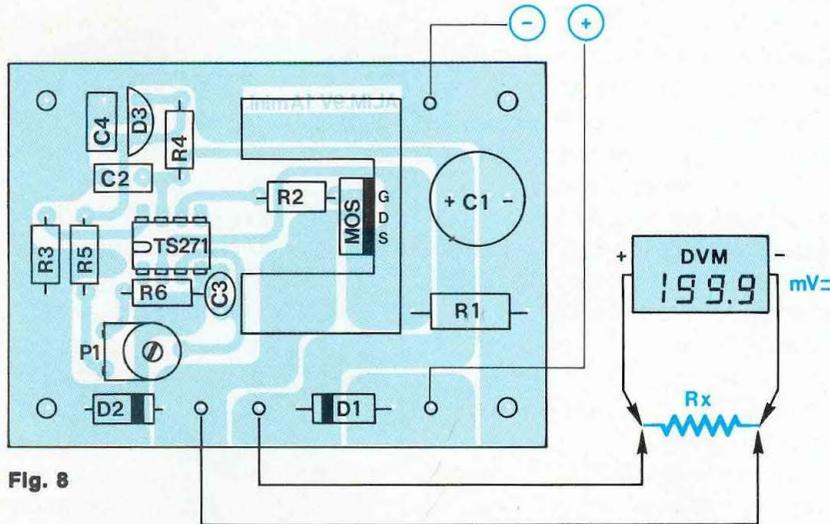


Fig. 8

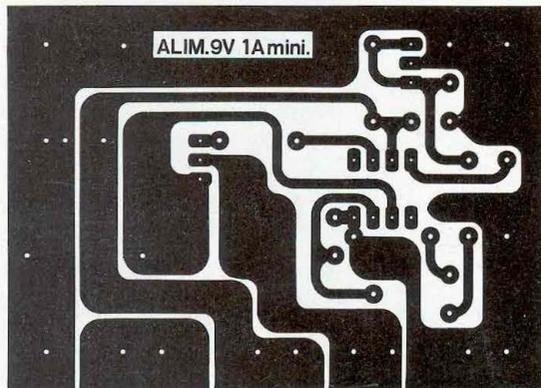


Fig. 7

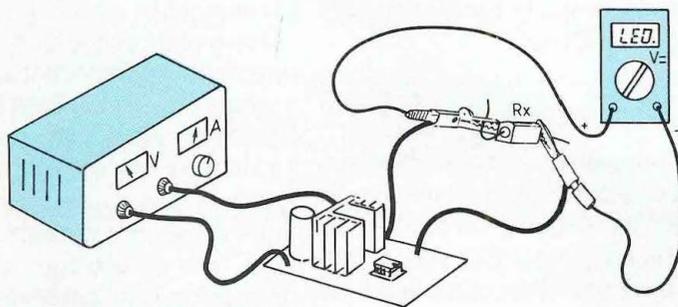


Fig. 10

stabilité thermique. Avec un écart de 10 mV maxi, et disons 2 à 4 mV typiquement, la ten-

sion d'offset ne variera alors que de $0,7 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, ce qui, à ce prix, est inédit et résulte de l'excellente tenue thermique

naturelle des transistors MOSFET. Comme nous avons choisi une tension de mode commun de 1 V rapportée aux entrées (pins 2 et 3), on peut considérer en pratique que le TS 271 est débarrassé des problèmes de dérive, ce qui inclut le MOSFET de puissance placé dans la boucle (qu'il n'est plus nécessaire de trier).

Il n'y a plus que deux sources d'erreur véritables à examiner, qui sont R1, puis la référence établie par P1. La résistance R1 étant de puissance, on trouve avantage à choisir une bobinée, car si la valeur de 1Ω n'est pas exacte (peu importe ici, grâce à P1), elle doit être affectée du meilleur coefficient de température possible. Une bobinée est bien meilleure à cet égard qu'une résistance diffusée (à couche) ou pire, agglomérée.

Concernant la référence, on fait appel ici à la TL 431C qui donne dans ce circuit, un potentiel de 2,5 V à ses bornes (la valeur exacte de 2,495 V est à nouveau sans importance). Cette tension donnée à $50 \text{ ppM}/^\circ\text{C}$ de 0 à 70°C est en fait à 30 ppM de 15 à 40°C , peut-être moins. Même l'ICL 8069 de HARRIS fait difficilement mieux et pour beaucoup plus cher sous 1,2 V.

Un diviseur de tension spécialement étudié, va extraire 1 V de ces 2,5 V, ce qui en théorie, permettrait de porter la stabilité à presque 10 ppM sur l'entrée non inverseuse du TS 271C.

L'important pour ce diviseur, est d'employer pour R5 et R6, des résistances de même marque et modèle pour que leurs coefficients de dérive s'annulent. Enfin, P1 a été choisi pour permettre une position assez centrale du curseur qui aura le même effet. Tout ajustable est le problème d'un circuit de précision ; si un céramique métallisé (CERMET) est conseillé, un type carbone pour P1 est ici acceptable.

Les gadgets enfin avec D1 anti-inversion des bornes d'alimentation +V et

SONDE MILLI-OHMMETRE

-V lors du raccordement, C1 qui filtre un peu et minimise les effets de possibles ondulations sur l'alimentation, gênantes uniquement pour des résistances Rx dépassant 1 ou 2 Ω . Une zener D2 protège le MOS contre toute polarisation inverse ou excessive en transitoire, qui est inévitable en testant par exemple une bobine de gros fil.

Les plus basses tensions disponibles en D²-MOS sont 50 V et actuellement 60 V ou même 80 V. On choisit donc une bonne zener (D2) de 1 W si possible, entre 30 et 47 V. Pour rester compact, le module dispose d'un petit radiateur établi pour un MOS 75 W, quelconque d'ailleurs, car tous sont spécifiés à 1,67°C/W entre fonction et boîtier. Notre puits de courant absorbe 1 A sous "quelques volts", ce qui donne les watts dans le MOS.

Pour cette raison, la tension d'alimentation conseillée est de 9 V au maximum, même si de brèves mesures sont possibles sous 12/13 V d'entrée (mesure de bobine HP 8 Ω s'il le permet). La dissipation maximale se fait si Rx = 0, elle est nulle si Rx = ∞ .

REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé montré en figure 7 utilise des pistes larges, à dessein. On compte sur elles pour faire office de radiateur d'appoint et pour éviter aussi les pertes très vite gênantes (en millivolts) dans un montage de ce type. Bien étamer au fer toutes les pistes larges avec une bonne soudure fraîche en premier lieu.

Volontairement, nous avons minimisé la longueur des connexions de R1 et D1 pour leur donner une cohérence thermique. On conseille pour le TS 271C, l'emploi d'un support pour créer, cette fois-ci, un découplage thermique entre pistes et circuit intégré. **A noter que si un TLC (TEXAS) était disponible à la place du TS (SGS-THOMSON), il faudrait omettre**

R3 et porter la pin 8 au + (pin 7) en créant un strap de soudure avec le fer. C'est assez rare pour être amusant et c'est techniquement indispensable avec un TLC (mode Low Bias). On devine l'importance extrême des cordons de mesure vers Rx. Peu importe leur aspect ohmique, mais il est capital de pouvoir prélever la tension du DVM **le plus près possible physiquement** du lieu où le courant s'établit sur l'élément mesuré. Un demi-centimètre d'écart entre injection et prélèvement, modifie l'affichage, même sur bon fil, la résolution étant de $\pm 100 \mu\Omega$!

Nous avons décidé l'emploi de cordons de mesure (rouge et noir) équipés de fiches bananes de qualité, avec reprise arrière pour les cordons du DVM (bananes gigognes en quelque sorte). Coupés chacun en deux, ils donnent des sondes et des câbles d'alimentation repérés et adaptés.

L'implantation donnée en figure 8 ne montre pas la présence de graisse silicone entre MOS et radiateur, mais elle est absolument inévitable comme dans tous nos circuits. A noter que la zener D3 (TL 431) peut, dans cette configuration, se monter à l'envers sans changement ni accident. Faire de belles soudures partout, puis **après test, nettoyer au trichloréthylène et vernir le côté cuivre** (Jelt V1) pour ne pas fausser dans le temps le fonctionnement de l'ampli-Op CMOS.

QUELQUES CONSEILS

L'étalonnage en premier lieu bien sûr, dépend des possibilités de mesure de vos amis et collègues. On réalise l'assemblage de la figure 10 en choisissant une alimentation capable de 1 A sans fatigue, même de régulation médiocre. On ajuste P1 à mi-course en l'absence de références valables et l'on est réglé à 1 % environ, ce qui peut suffire.

L'idéal est un ampèremètre calibré pour 1 A (à priori 2 A continu pleine échelle) pour régler P1 correctement. Une autre méthode consiste à mesurer sur un pont RLC, ou bien un ohmmètre fiable, une résistance de 0,1 Ω à 1,5 Ω de 25 W si possible, en notant les décimales obtenues pour avoir le même affichage à la maison. On est alors à 1/1000^e de précision relative, sans difficulté.

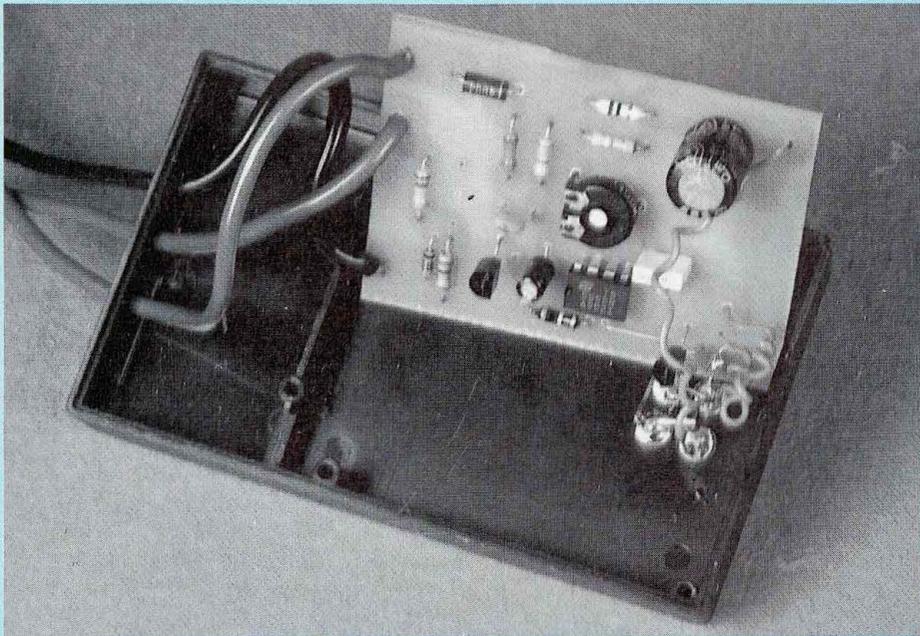
Le montage se prête aisément à une libre oscillation BF si un bobinage de puissance présente un facteur de qualité suffisant. Sur un HP robuste, on pourra suivre auditivement la mise en température de la bobine et comparer sommairement des inductances BF. Sinon, un électrolytique placé entre les bornes de mesure, amortira le bobinage jusqu'à arrêt de l'alternatif.

Ce qui, en revanche, manque de souplesse, c'est la connexion elle-même, car des milli-ohms, c'est très vite pris avec une pince crocodile à serrage trop lâche, ou emboîtée trop peu, etc ... On pourra **comparer** un contact par pincement, puis par fil piqué (pointe) et finalement soudé. Le tout peut être battu par un contact vissé avec des cosses, mais si les métaux employés sont différents, un effet de thermocouple peut apparaître sur une "pile parasite" que forment les couches superposées (serrer la vis davantage) si la moindre possibilité existe ...

Des expérimentations diverses donneront un lot d'informations parfois inattendues, et l'on vérifiera à nouveau que ce qui est beau n'est pas souvent bon, sauf hasard ou qualité réelle du contact. Les pistes imprimées sur circuit décevront probablement, tandis que le fil de câblage, après stabilisation thermique, peut montrer une qualité imprévue, quitte à réaliser une simple mise en parallèle pour égaler le beau câble ...

Dominique Jacovopoulos

STROBO-LED DE POCHE



Tout possesseur d'automobile ou de motocyclette connaît l'importance d'un bon réglage d'allumage, que ce soit en compétition ou pour le tourisme. Ce montage permet à bas prix, de profiter des avantages du stroboscope, sans tube à éclat ni liaison au 220 V ..

Il rend possible le bouclage visuel de tout système où mécanique et électricité travaillent ensemble. Les composants sont ultra-rapides pour une réponse correcte ...

LE CONTROLE MOTEUR

Il existe bien des spécificités selon que l'on est en 4 temps, 2 temps ou Diesel, mais tout moteur thermique comporte un endroit où une pièce tournante équipée de repères gravés apparaît dans la fenêtre d'un carter pourvue d'un repère fixe. Nous sommes en circuit d'allumage et l'on peut évaluer l'avance ou le retard à l'aide d'une lampe stroboscopique qui éclaire la fenêtre par impulsions synchronisées. Dans ce cas, le repère tournant devient

visible à l'oeil et sa position coïncide ou non avec le repère fixe, ce qui permet par exemple, un réglage fin du rupteur (vis platinées) ou capteur (effet Hall).

Avec le manuel technique du véhicule, on sait ce qu'il faut faire, mais il manque l'outil stroboscopique et le 220 V fait défaut en pleine nature, sur circuit de compétition ou même pour régler une tondeuse ou débroussailluse de jardin. Trouver du 12 V continu ou bien une pile 9 V est par contre bien commode ...

DES MICRO-PROJECTEURS A LED ?

Oui, c'est disponible aujourd'hui dans les super-LED de certaines marques, SIEMENS en particulier (et au Japon,

STANLEY), mais les plus lumineuses ne sont pas toujours celles que l'on imagine comme l'indique la figure 1. On y voit la réponse de l'oeil en pointillé, rapportée aux LED existantes (dont la bleue chez SIEMENS).

Un maximum de sensibilité apparaît à 555 nm, tandis qu'une LED verte typique émet une longueur d'onde de 565 nm, une jaune vers 590 nm, une super-rouge vers 635 nm et une rouge standard vers 660 nm ; ceci constitue donc l'ordre préférentiel de choix pour notre application, du moins sur le papier.

Tandis qu'on rappelle en figure 2, la minceur relative du spectre visible que détaillait la figure 1, il faut faire place à la technologie. En effet, la facilité de réalisation de bonnes LED est à peu près exactement inverse à l'ordre constaté ci-dessus et la disponibilité pour l'amateur conduit généralement à trouver du rouge (ou super rouge) et non du jaune ou du vert dans les types à forte luminosité !

La figure 3 compare les pinceaux lumineux d'une LED directive et d'une LED standard, assez omnidirectionnelle (diffusante). La bonne est celle qui concentre son tir car les deux puces sont assez identiques au plan électrique et l'énergie consommée très voisine donne une forte luminosité du côté du pinceau étroit. Une lentille optique rudimentaire est incluse, ainsi qu'un genre de micro-réfecteur derrière la puce. C'est la ruse.

QUELQUES EXEMPLES ?

Avouons que les unités de mesure sont décourageantes en la matière, comme le savoureux "Candela par pouce carré" (en projection). On se basera davantage sur l'intensité lumineuse minimale (émission), donnée en milli-Candela pour 10 mA ou 20 mA de courant passant. C'est plus universel pour fixer les idées ...

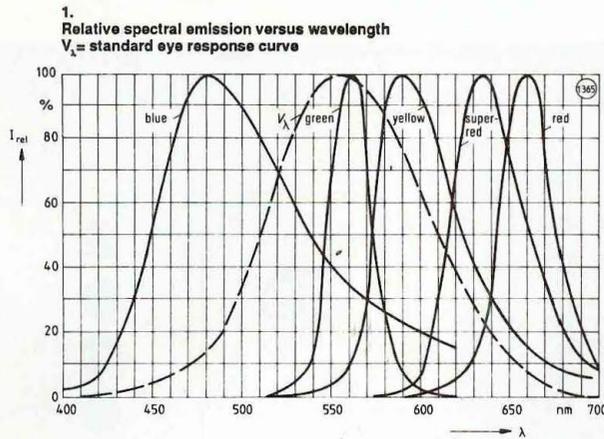


Fig. 1

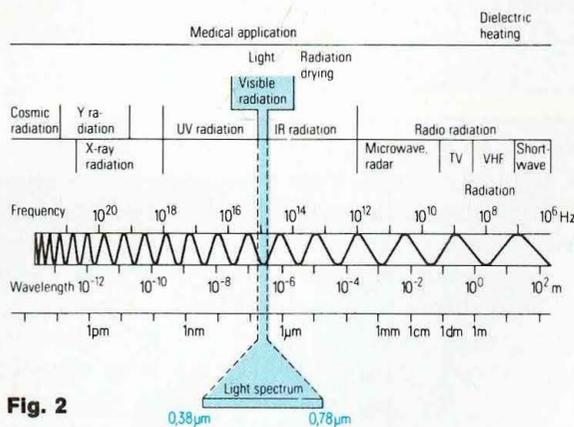


Fig. 2

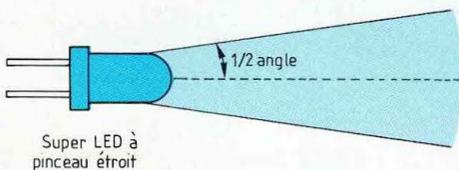


Fig. 3A

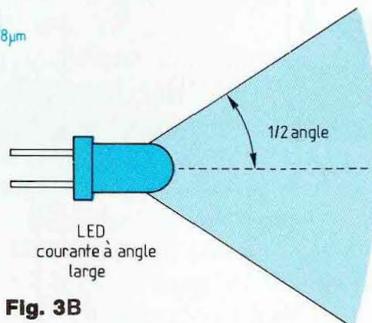
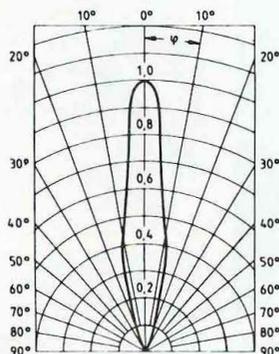
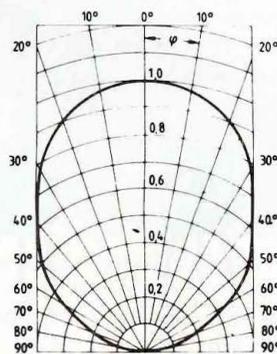


Fig. 3B



Les LED ordinaires "grand angle" donnent 0,5 à 1 mcd, les excellentes, 1,5 à 2 mcd. En choisissant l'angle "serré", on grimpe énormément avec les types SIEMENS que voici :

* 24° (soit 2 x 12° en demi-angles) et la verte LG 5410 selon son suffixe émet de 16 à 100 mcd pour 10 mA ! C'est certainement le type idéal.

* 20° où la jaune LY 5421 (16 à 100 mcd selon suffixe) et la super rouge LS 5421 (25 à 100 mcd selon suffixe) sont également des exemples conseillés !

Pour l'anecdote, la bleue de SIEMENS LB 5410 à 16° donne 2,5 mcd sous 20 mA, ce qui est un bel exploit. Côté japonais, l'auteur estime que toute aide serait superflue, voire contraire, aux intérêts européens, nous ne dirons rien de STANLEY de ce fait.

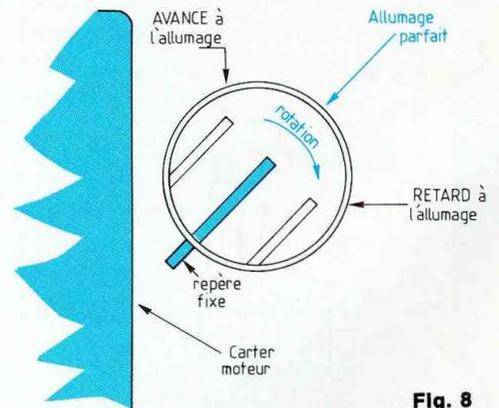
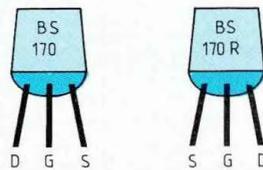
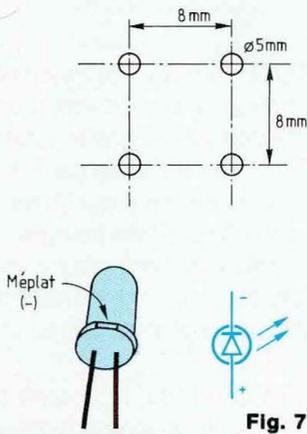
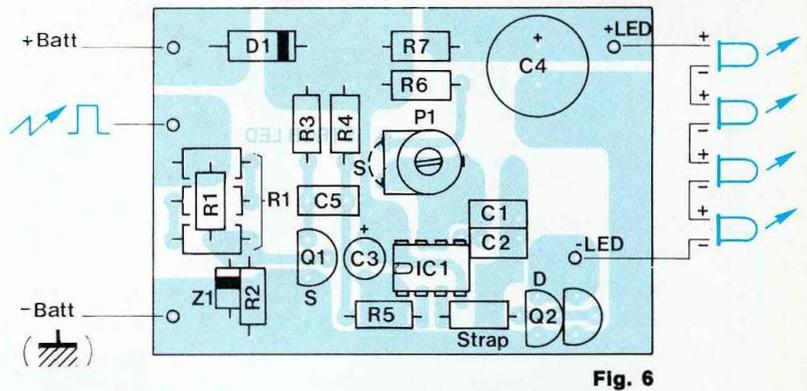
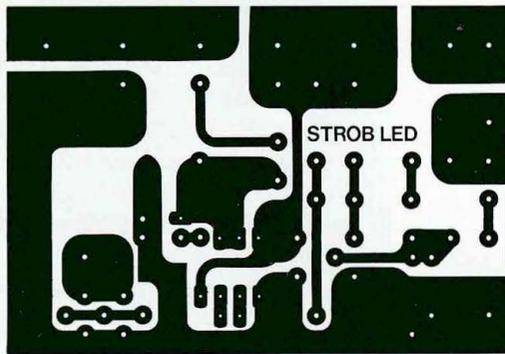
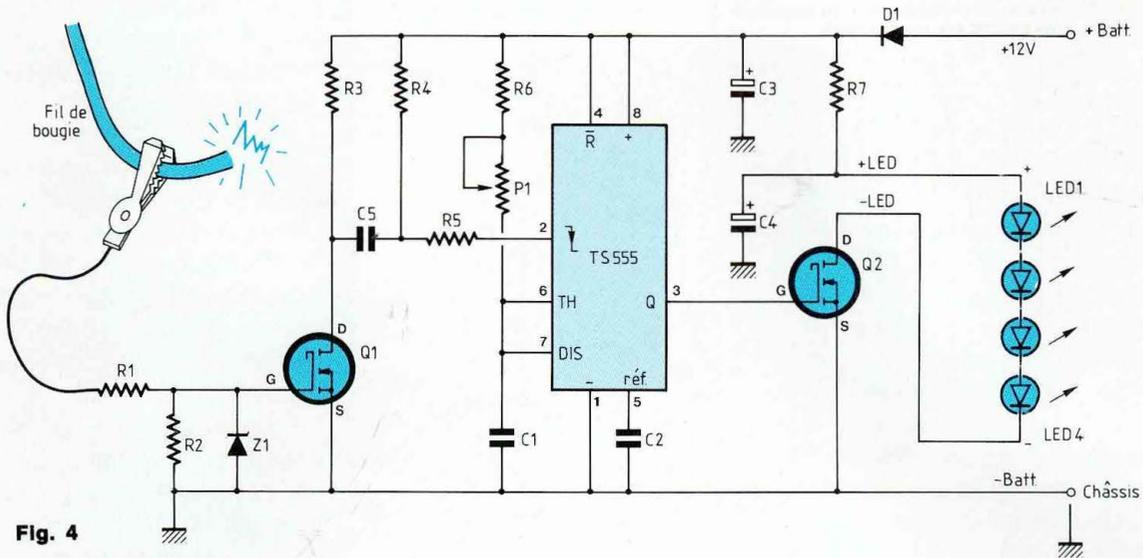
La maquette proposée utilise des LED super-rouges de surplus, considérées comme bonnes car disponibles en lot sur le marché amateur. Estimons-les à environ 10 mcd pour 20 mA. C'est un peu faible mais très utilisable, en faisant un peu d'obscurité sur le sujet à éclairer. En résumé, tout dépend des LED quant aux performances, c'est clair !

LE SCHEMA DU STRO-BOSCOPE RAPIDE

C'est l'objet de la figure 4 et d'une demi-piignée de composants. Un MOSFET Q1 reçoit, après atténuation par R1 et R2, avec protection par Z1, des impulsions prélevées par proximité sur la gaine d'un fil de bougie. La masse négative du montage est celle du véhicule et du signal, on trouve au maximum 15 V aux bornes de Z1 pour activer le MOSFET.

Il transforme l'impulsion positive de Gate en front descendant sur son Drain et par C5, on déclenche un monostable de précision (TS 555) réglé sur

STROBO-LED DE POCHE



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances 0,25 W – 5 %

R1 – 100 k Ω
R2 – 100 k Ω
R3 – 68 k Ω
R4 – 470 k Ω
R5 – 100 k Ω
R6 – 100 k Ω (ou voir texte)
R7 – 47 Ω
P1 – strap (ou voir texte)

• Condensateurs

C1 – C2 – 10 nF/63 V MILFEUIL

C3 – 10 μ F/16 V radial
C4 – 470 μ F/16 V radial
C5 – 2,2 nF/63 V MILFEUIL ou céramique

• Actifs

IC1 – TS 555 CN (SGS THOMSON)
Q1 – Q2 – BS 170 (ITT, SIEMENS, MOTOROLA, PHILIPS, etc ...)
D1 – 1N 4001 à 4007
Z1 – Zener 15 V/1 W (ou 400 mW à défaut)

LED1 à LED4 – SUPER LED's (voir texte) à pinceau étroit (SIEMENS, etc.)

• Divers

– Pincés crocodiles (aplatir celle du capteur)
– Câble souple siliconé de préférence
– Au besoin, pile 9 V alcaline avec clip pour alimenter
– Boîtier plastique style télécommande (ARABEL, etc ...)

1000 μ secondes pour l'application "allumage". On dispose pour d'autres applications d'une option potentiomètre (P1) qui avec R6 et C1 établit la durée exacte du flash lumineux invariable :

Flash LED (secondes) = $1,1 \times C1$ (farads) \times (R6 + P1) (en ohms)

Enfin, un étage de puissance MOSFET (Q2) donne le courant nécessaire aux super-LED (1 à 4) montées en série et alimentées par le réseau R7/C4 calculé pour donner un regain de puissance à bas régime (au ralenti moteur) et une limitation relative à haut régime (où le nombre d'éclairs accroit fortement l'effet lumineux). La diode D1 complète la protection et toute erreur de branchement reste sans effet.

REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé montré en figure 5

propose quelques facilités d'implantation visibles en figure 6. Par exemple, R1 peut se former avec 3 résistances en série pour porter la tension de claquage de 350 à 1000 V au besoin, on peut monter un ajustable horizontal (P1) et même deux MOSFET en parallèle pour Q2. Ceci pour des cas particuliers bien sûr.

L'ensemble tient dans un boîtier type télécommande (ARABEL, MMP, etc ...) en plastique où l'on devra avec l'aide de la figure 7, grouper les LED pour garder la cohésion du faisceau lumineux. Bien identifier le négatif (méplat du boîtier) pour le câblage série de LED1 à 4. Eviter toute surchauffe à la soudure, elle raccourcit fortement la durée de vie d'un opto-composant. Sous 12 V, R7 limite à 500 mA environ les pics de courant (1 ms) de nos LED.

UTILISATION

S'alimenter sur la batterie 12 V du véhicule, ou à défaut glisser une pile 9 V dans le boîtier. Le signal d'entrée sur R1 nécessite une masse (négatif d'alimentation) pour être correct, on le prélèvera sur le fil de bougie concerné par approche sur la gaine.

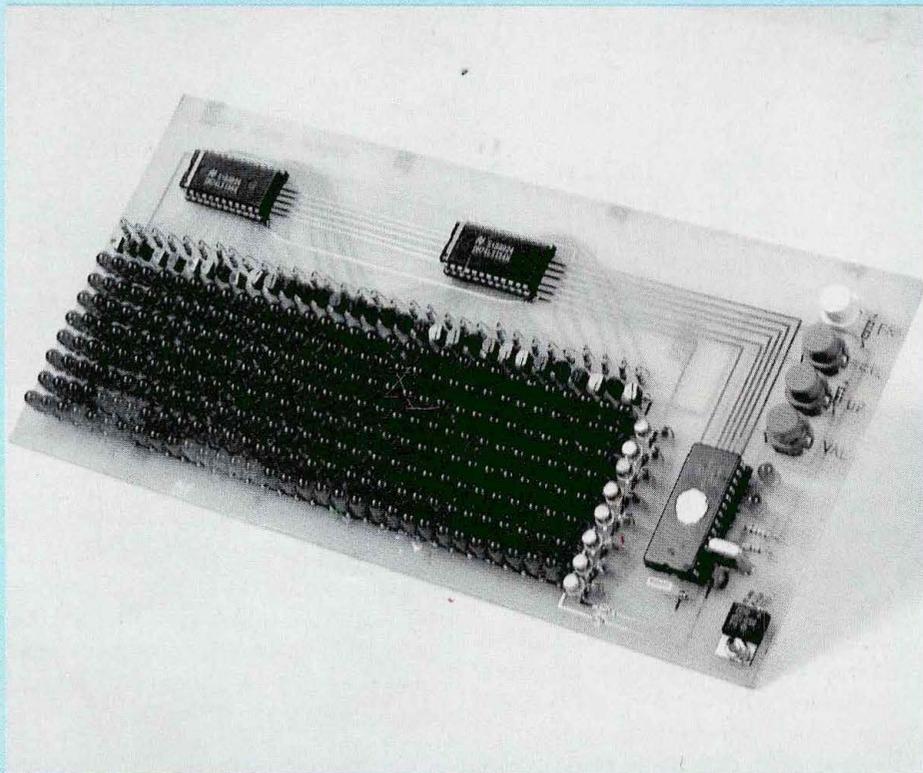
Pour un réglage de rupteur, se placer sur celui-ci directement, en n'oubliant pas le +12 V batterie nécessaire au stroboscope. On verra alors sensiblement ce que montre la figure 8. Généralement, c'est vers 1000 t/mn (au ralenti) que ces marques sont valables, et un deux roues à moteur deux temps gagnera environ 50 % de chevaux bien réglés ...

Dominique Jacovopoulos

EDITIONS PERIODES
1, boulevard Ney 75018 Paris
Tél. (16-1) 42.38.80.88 poste 7315

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue, n'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier, afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

PANNEAU D'AFFICHAGE A LEDs AVEC SAUVEGARDE DU TEXTE



Vous avez été très nombreux à vous intéresser à cette réalisation et à nous consulter à la rédaction, pour nous poser bien souvent cette question : à quand la version avec sauvegarde ? Monsieur Samblancat s'est donc repenché sur son schéma de principe publié dans le Led n° 93, afin de vous donner rapidement satisfaction. Les modifications ne sont pas très importantes, comme vous pourrez le constater en comparant nos deux schémas et en y remarquant l'apparition d'un transistor 2N 2222 et d'une EEPROM 93 C 46.

Cette deuxième version de l'afficheur à Leds permettra, cette fois-ci, de garder un texte, indéfiniment en mémoire (un ou plusieurs), sans alimentation, grâce à une EEPROM de type 93 C 46.

Celle-ci dispose d'une capacité de 64 x 16 bits effaçables électriquement et a la particularité de ne nécessiter que 4 lignes d'interfaçage pour sa gestion (accès série). Ce point était déterminant, vu le nombre de sorties disponibles sur le 68 705.

FONCTIONNEMENT DE LA MEMOIRE

Une ligne DI permet d'envoyer en série, une instruction, une adresse ou une donnée, une ligne DO permet de récupérer les données stockées en lecture. La ligne SK fournit à la mémoire, une horloge pour cadencer toutes ces opérations et CS valide la totalité d'une opération (figure 1).

MODE D'EMPLOI DE LA VERSION 2

Le programme initial a été un peu amélioré, de façon à faciliter l'édition de textes. De plus, il est possible de diviser la mémoire en plusieurs messages, qui peuvent être appelés à tour de rôle, en appuyant sur la touche "SELECT" (anciennement "PROG").

Il est aussi possible de modifier un texte sans avoir à le retaper entièrement, ce qui pouvait être gênant dans la première version. L'ensemble des commandes possibles est résumé en figure 2.

A l'allumage, le programme teste si l'E²PROM est vierge, ce qui entraîne le passage automatique en édition, autrement, le premier message est affiché.

EDITION D'UN TEXTE

Ce mode s'obtient maintenant de deux façons différentes :

- 1) Par appui simultané sur CTL + VAL pour modifier le texte qui défile sur l'afficheur.
- 2) Par appui simultané sur UP + VAL pour ajouter un texte, qui sera rangé à la suite des autres dans la mémoire. Pour entrer un texte, la touche VAL sert toujours à valider un caractère. UP fait défiler les caractères et CTL sert à mettre un caractère de contrôle. Deux

QUAND LES DIODES PARLENT

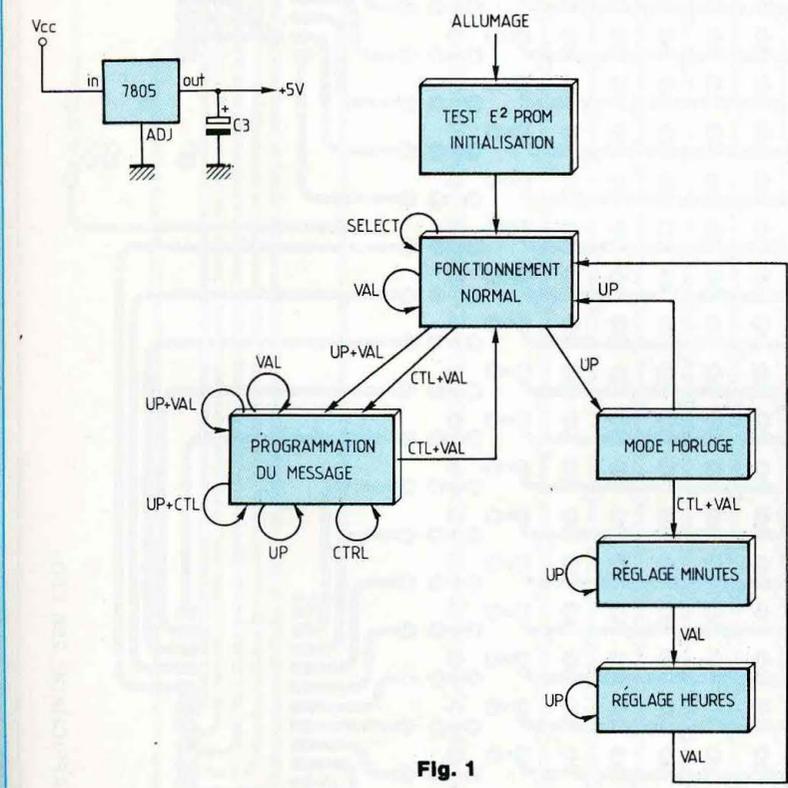
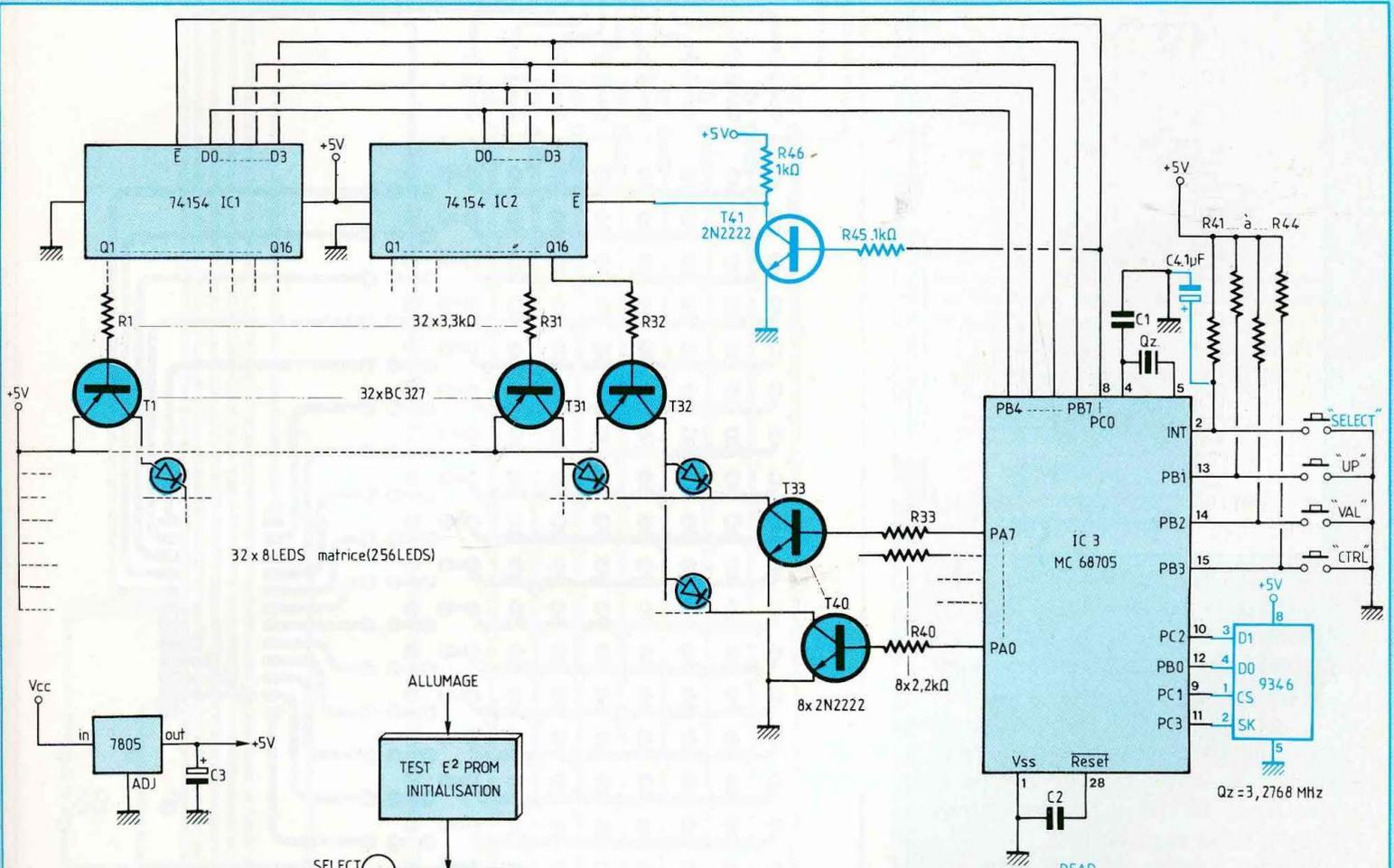


Fig. 1

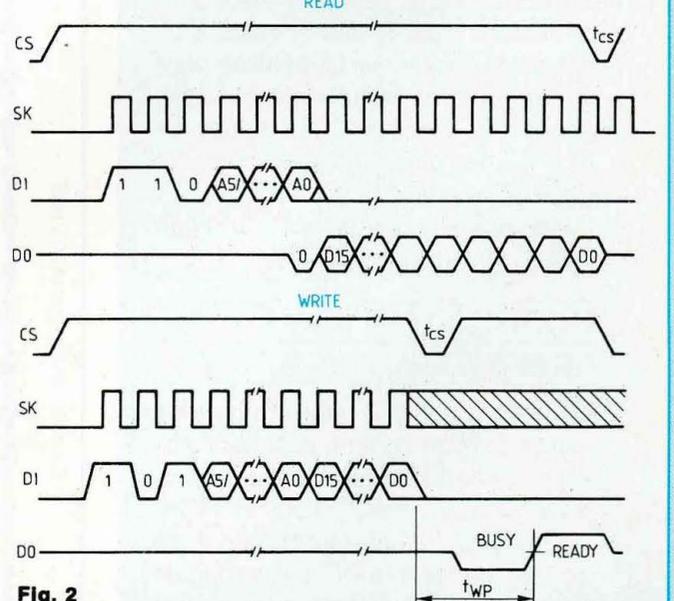
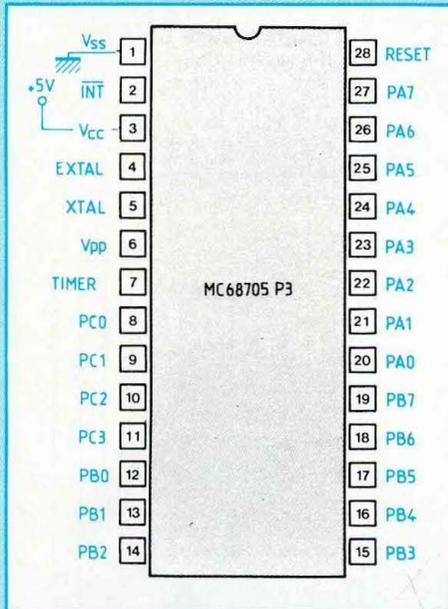


Fig. 2



nouvelles fonctions ont été rajoutées :

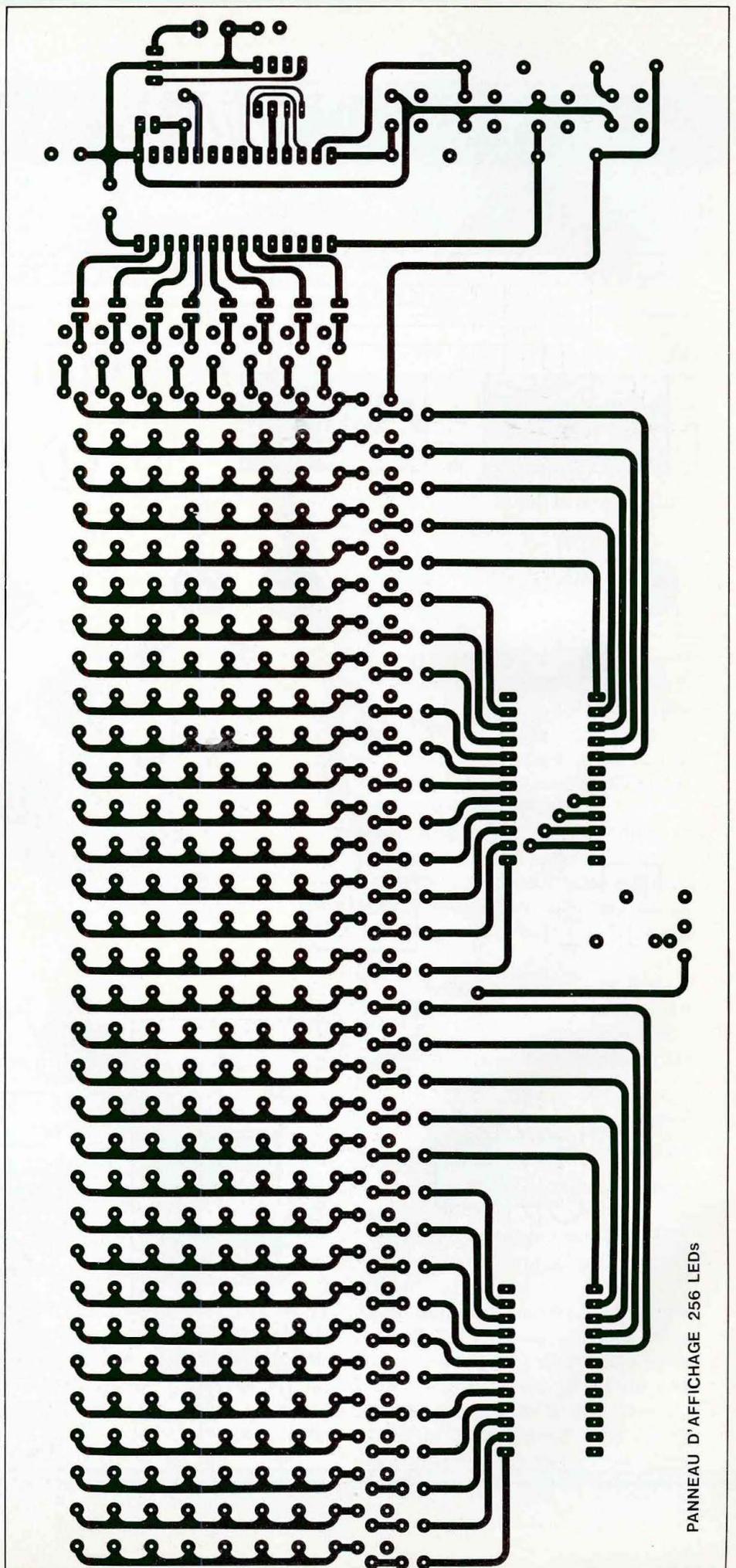
- 1) L'appui simultané sur UP + VAL fait défiler les caractères en sens inverse (pratique si vous avez raté une lettre).
- 2) L'appui simultané sur UP + CTL efface le contenu de la mémoire à partir du curseur. Cela permet de faire du nettoyage, ou de gagner du temps, en évitant au 68 705 de décaler les messages suivants, s'il y en a.

En effet, lorsque plusieurs messages ont été rentrés, il est nécessaire de décaler le contenu de la mémoire dans un sens ou dans l'autre, si par exemple, la taille du premier texte change. Le type de mémoire utilisé rend ce genre d'opération assez long.

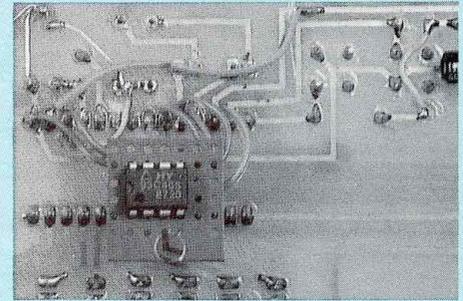
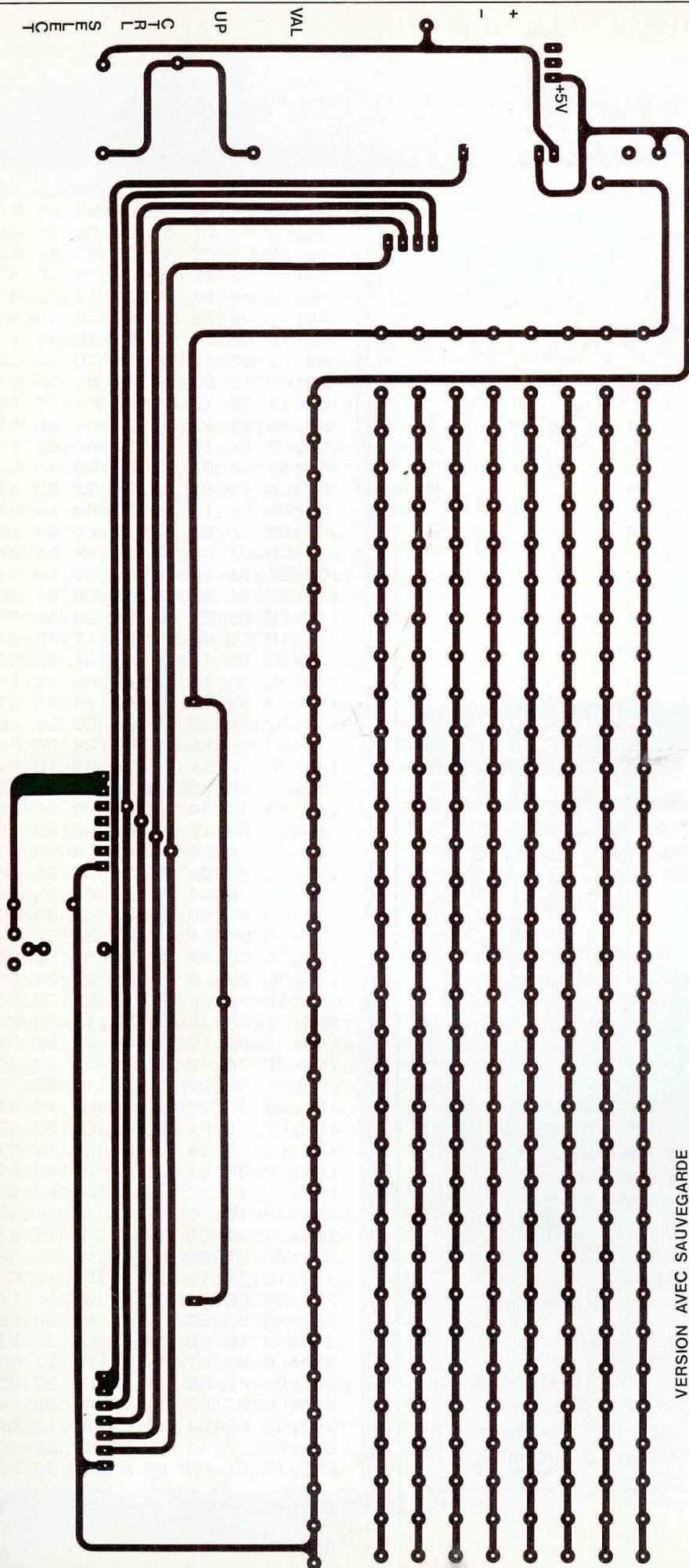
Dans tous les cas, on sort du mode édition en appuyant sur CTL + VAL.

MODIFICATION SUR LE MONTAGE

Sur la première version, toutes les pattes du microcontrôleur étaient utilisées, il a donc été nécessaire de supprimer les deux leds "PROG" et "HORLOGE" (PC2, PC3), une touche a été dérivée sur l'entrée INT (Select) et un transistor a été rajouté pour libérer



PANNEAU D'AFFICHAGE 256 LEDS



Sur le prototype, le 93C46 a été soudé sur un CI d'étude à "pastilles" au pas de 2,54.

PC1. Cela permet de disposer des 4 lignes nécessaires à l'E²PROM.

CONSTITUTION DU LOGICIEL

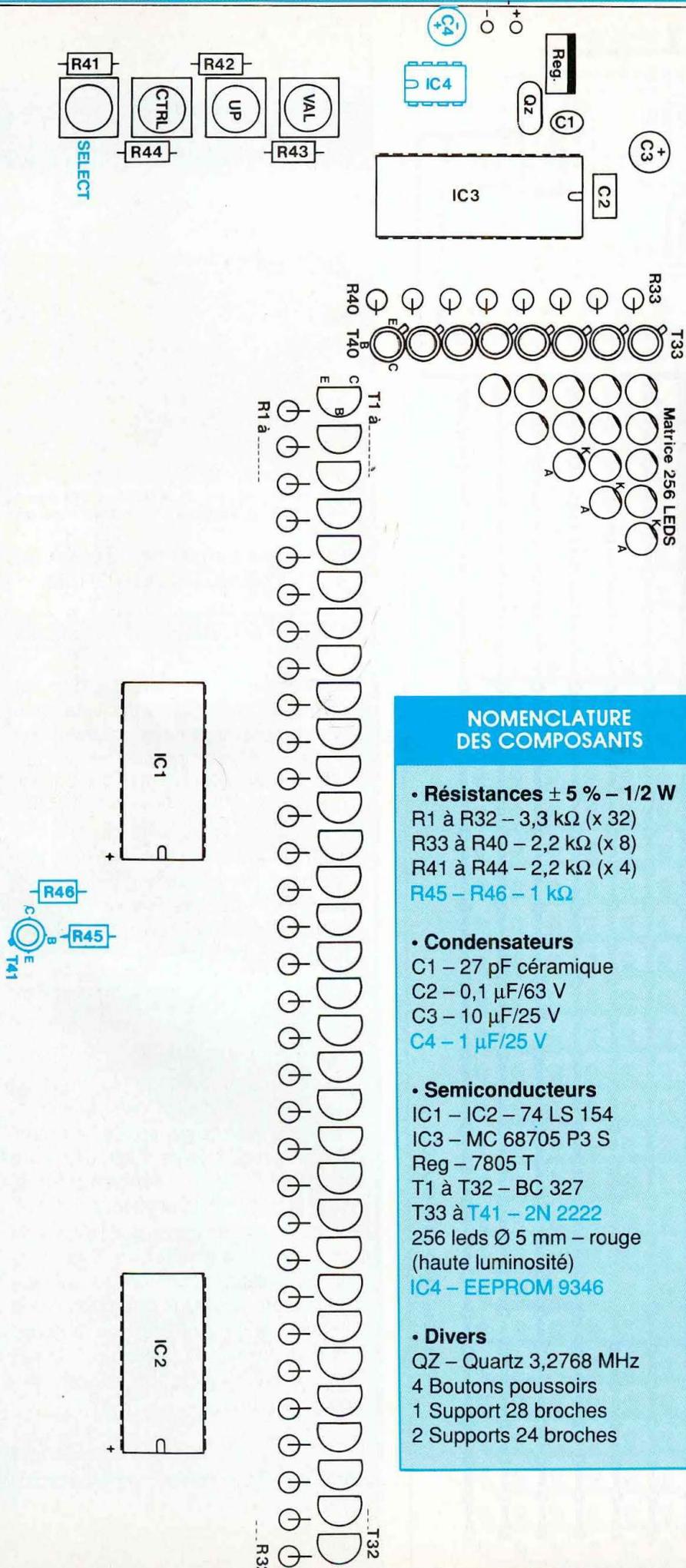
Le programme de cette nouvelle version avec sauvegarde du texte ayant subi bien évidemment des modifications, nous vous proposons un nouveau listing, un peu plus long que le précédent.

Pour ceux qui n'auraient pas le courage ou le matériel pour rentrer le programme, l'auteur se fera un plaisir de vous venir en aide en vous programmant votre microcontrôleur, contactez-nous à la rédaction.

REALISATION PRATIQUE

Les quelques modifications au niveau du schéma de principe (suppression des Leds LED1/LED2, des résistances R45/R46 avec l'apparition de deux nouvelles résistances de 1 k Ω , d'un transistor 2N 2222, d'un condensateur de 1 μ F et de l'EEPROM 9346) ont entraîné de nouveaux tracés des liaisons du circuit imprimé double face. Ces modifications étant assez conséquentes, nous préférons vous re-proposer une nouvelle étude plutôt que de "bricoler" celle du Led n° 93 (bien que cela soit tout de même réalisable par des "bricoleurs avertis").

Gérard Samblancat



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

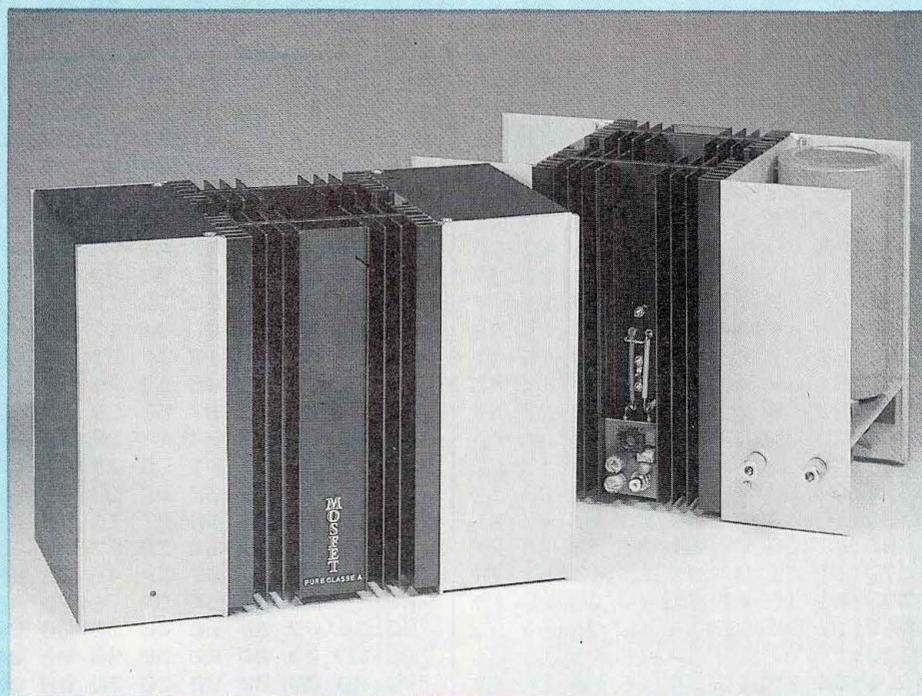
- Résistances $\pm 5\%$ – 1/2 W
 R1 à R32 – 3,3 k Ω (x 32)
 R33 à R40 – 2,2 k Ω (x 8)
 R41 à R44 – 2,2 k Ω (x 4)
 R45 – R46 – 1 k Ω
- Condensateurs
 C1 – 27 pF céramique
 C2 – 0,1 μ F/63 V
 C3 – 10 μ F/25 V
 C4 – 1 μ F/25 V
- Semiconducteurs
 IC1 – IC2 – 74 LS 154
 IC3 – MC 68705 P3 S
 Reg – 7805 T
 T1 à T32 – BC 327
 T33 à T41 – 2N 2222
 256 leds \varnothing 5 mm – rouge
 (haute luminosité)
 IC4 – EEPROM 9346
- Divers
 QZ – Quartz 3,2768 MHz
 4 Boutons poussoirs
 1 Support 28 broches
 2 Supports 24 broches

80:	A6	FF	B7	06	B7	02	B7	04
88:	A6	F0	B7	05	CD	05	07	A6
90:	30	CD	07	61	13	02	A6	3C
98:	B7	1C	B7	1F	3F	19	3F	53
A0:	A6	07	B7	09	3F	12	CD	05
A8:	12	A1	FF	26	07	3F	1D	3F
B0:	1E	CC	01	E5	A6	7E	B7	12
B8:	CD	05	12	B7	1D	3C	12	CD
C0:	05	12	B7	1E	9A	B6	53	B7
C8:	12	3F	13	CD	04	F3	3F	18
D0:	A6	01	B7	51	3F	54	CD	03
D8:	C5	B6	17	27	11	A1	01	27
E0:	0A	A1	02	27	03	CD	03	82
E8:	CD	03	82	CD	03	82	CD	03
F0:	82	B6	12	B7	55	B6	18	A1
F8:	08	26	0E	3F	18	CD	07	0D
100:	CD	01	CC	BE	12	BF	53	20
108:	0F	B6	55	B7	12	B6	18	A1
110:	02	26	08	3F	18	CD	07	0D
118:	CC	01	E5	A1	0A	26	0E	3F
120:	18	CD	03	82	B6	17	4C	A4
128:	03	B7	17	20	A1	A1	0C	26
130:	9D	3F	18	20	44	A6	21	B7
138:	14	B6	1D	44	44	44	44	27
140:	02	AB	20	CD	04	C0	B6	1D
148:	A4	0F	AB	20	CD	04	C0	A6
150:	2E	3D	51	26	04	00	1C	01
158:	4F	CD	04	C0	3A	14	B6	1E
160:	44	44	44	44	AB	20	CD	04
168:	C0	B6	1E	A4	0F	AB	20	CD
170:	04	C0	CD	03	82	CD	03	82
178:	81	A6	01	B7	54	3F	51	3F
180:	18	CD	04	F3	CD	01	35	B6
188:	18	A1	0C	26	06	CD	03	82
190:	CC	00	C4	A1	02	26	E2	3F
198:	18	CD	07	0D	3C	51	CD	01
1A0:	35	B6	18	A1	0C	26	09	3F
1A8:	18	A6	01	B7	19	83	20	EE
1B0:	A1	0A	26	EA	3F	18	CD	01
1B8:	35	B6	18	A1	0A	27	BA	A1
1C0:	0C	26	F3	3F	18	3F	19	3A
1C8:	19	83	20	EA	3C	12	BE	12
1D0:	A3	7C	27	10	CD	05	12	A1
1D8:	FF	26	F1	3C	12	CD	05	12
1E0:	A1	FF	26	E8	B1	CD	04	F3
1E8:	B6	53	B7	12	A6	20	B7	54
1F0:	B7	14	3F	16	A6	01	B7	50
1F8:	3F	18	3D	50	27	17	3F	15
200:	3F	50	CD	05	12	A1	FF	27
208:	0C	A1	80	25	06	A4	2F	3F
210:	16	3A	16	B7	15	B6	15	CD
218:	04	C0	B6	14	A0	06	B7	14
220:	A6	06	B7	11	A6	80	BA	16
228:	B7	10	CD	04	FB	CD	03	82
230:	CD	03	82	A6	06	B7	11	CD
238:	04	FB	CD	03	82	CD	03	82
240:	CD	03	82	B6	18	A1	02	26
248:	40	CD	07	0D	CD	05	12	A1
250:	FF	27	33	B6	12	B7	55	3C
258:	12	CD	05	12	B7	45	3A	12

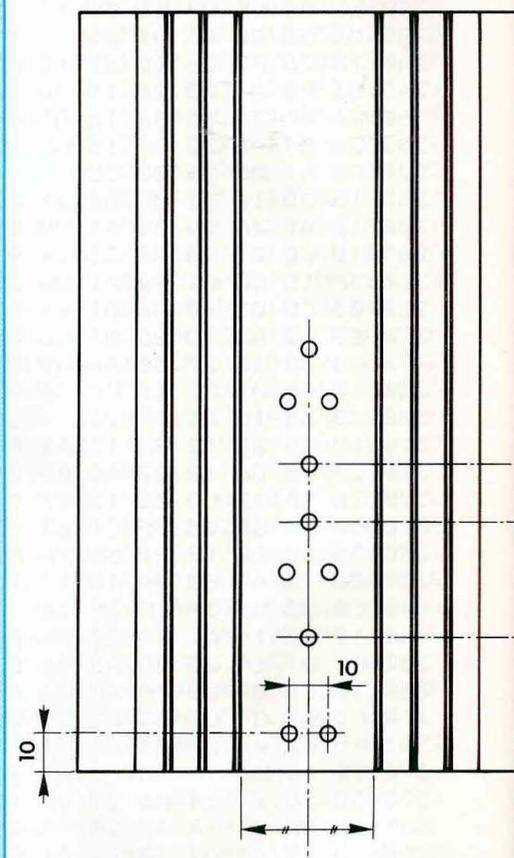
QUAND LES DIODES PARLENT

260:CD 05 55 CD 03 82 3C 12	440:A1 A8 27 5B A1 A9 27 76	620:41 41 7F 41 41 22 1C 7F
268:CD 05 12 A1 FF 26 0B 3C	448:AE 07 BF 10 AE 20 BF 11	628:49 49 41 41 7F 09 09 09
270:12 CD 05 12 3A 12 A1 FF	450:A1 A4 27 14 A1 A6 27 0D	630:01 3E 41 41 49 71 7F 08
278:27 06 B6 12 A1 7D 26 D7	458:78 2A 0E B7 13 F6 AA 01	638:08 08 7F 00 41 7F 41 00
280:B6 55 B7 12 20 C6 CC 00	460:F7 B6 13 20 04 78 20 01	640:40 41 3F 01 00 7F 08 14
288:C4 A1 04 26 1D B6 12 B7	468:74 5C 3A 11 26 E2 B7 11	648:22 41 7F 40 40 40 40 7F
290:55 A6 FF B7 45 3C 12 CD	470:CD 03 82 CD 03 82 CD 03	650:02 04 02 7F 7F 02 04 08
298:05 55 CD 03 82 B6 12 A1	478:82 B6 11 3A 10 26 CD AE	658:7F 3E 41 41 41 3E 7F 09
2A0:7D 26 F2 B6 55 B7 12 CC	480:20 E6 1F A4 7F E7 1F 5A	660:09 09 06 3E 41 51 61 7E
2A8:01 F8 A1 08 26 13 3D 16	488:26 F7 20 08 3C 51 CD 04	668:7F 09 19 29 46 46 49 49
2B0:26 0F 3A 15 B6 15 A1 FF	490:F3 CD 01 35 3F 13 81 AE	670:49 30 01 01 7F 01 01 3F
2B8:26 04 A6 32 B7 15 CC 01	498:3E BF 14 AD 23 20 49 AE	678:40 40 40 3F 1F 20 40 20
2C0:F8 A1 0C 26 20 3C 15 B6	4A0:24 A6 08 B7 16 68 1F 64	680:1F 7F 20 18 20 7F 63 14
2C8:15 3D 16 27 0F A4 2F B7	4A8:1E 68 1D 64 1C BF 10 CD	688:08 14 63 01 02 7C 02 01
2D0:15 A1 2A 26 04 A4 20 B7	4B0:03 82 BE 10 3A 16 26 ED	690:61 51 49 45 43 2A 1C 7F
2D8:15 CC 01 F8 A1 33 26 02	4B8:5A 5A 5A 5A 26 E3 20 D4	698:1C 2A 00 00 3E 41 00 00
2E0:3F 15 CC 01 F8 A1 0A 27	4C0:97 4F 5D 27 05 AB 05 5A	6A0:41 3E 00 00 00 30 30 00
2E8:03 CC 03 69 A6 01 B7 50	4C8:20 F8 97 3F 10 D6 06 0E	6A8:00 24 24 24 24 3E 51
2F0:BE 12 A3 7C 26 03 CC 01	4D0:5C BF 11 BE 14 F7 BE 11	6B0:49 45 3E 00 42 7F 40 00
2F8:F8 3D 16 27 0B A6 80 B7	4D8:3C 10 3C 14 A6 05 B1 10	6B8:42 61 51 49 46 22 41 49
300:10 A6 06 B7 11 CD 04 FB	4E0:26 EB BE 14 7F 3C 14 81	6C0:49 36 18 14 12 79 10 2F
308:CD 05 12 A1 FF 26 29 3C	4E8:5F E6 21 E7 20 5C A3 23	6C8:49 49 49 30 3C 4A 49 49
310:12 CD 05 12 3A 12 A1 FF	4F0:26 F7 81 AE 24 6F 1F 5A	6D0:30 69 19 09 0D 03 36 49
318:27 1E B6 12 B7 55 CD 01	4F8:26 FB 81 BE 14 F6 B8 10	6D8:49 49 36 26 49 49 49 3E
320:CC 3A 12 CD 05 12 B7 45	500:F7 5C 3A 11 26 F7 81 12	6E0:00 01 51 09 06 00 00 5F
328:3C 12 CD 05 55 CD 03 82	508:02 14 02 16 02 17 02 15	6E8:00 00 00 41 22 14 08 00
330:3A 12 B6 12 B1 55 26 E9	510:02 81 CD 05 07 B6 12 98	6F0:08 14 22 41 00 00 24 00
338:B6 16 A4 80 BA 15 B7 45	518:44 AA 80 CD 07 61 AE 08	6F8:00 20 10 08 04 02 08 08
340:CD 05 55 3F 15 3F 16 3C	520:16 02 00 01 03 98 20 01	700:3E 08 08 08 08 08 08 08
348:12 B6 14 A1 38 27 06 AB	528:99 39 49 17 02 5A 26 F0	708:00 02 02 01 00 CD 03 82
350:06 B7 14 20 0B A6 06 B7	530:AE 08 16 02 00 01 03 98	710:B6 01 A4 0E A1 0E 26 F5
358:10 CD 04 E8 3A 10 26 F9	538:20 01 99 39 48 17 02 5A	718:CD 03 82 CD 03 82 81 3D
360:CD 03 82 CD 03 82 CC 01	540:26 F0 13 02 B6 49 B7 47	720:54 26 3A 3C 12 CD 05 12
368:F8 A1 06 27 03 CC 01 F8	548:B6 12 A4 01 27 04 B6 48	728:A1 FF 27 0C B6 12 A1 7C
370:3F 18 B6 16 A8 FF B7 16	550:B7 47 B6 47 81 CD 05 12	730:25 F1 3F 12 3F 53 20 0D
378:3D 16 27 E4 A6 20 B7 15	558:B6 12 A4 01 27 06 B6 45	738:3C 12 CD 05 12 A1 FF 27
380:20 DE 3F 1A AE 20 9F 48	560:B7 48 20 04 B6 45 B7 49	740:F1 B6 12 B7 53 CD 03 82
388:48 48 48 A4 F0 B7 01 9F	568:CD 05 07 B6 12 98 44 AA	748:2E FB CD 04 F3 2E F6 CD
390:A4 10 26 04 11 02 20 02	570:CD CD 07 61 15 02 13 02	750:03 82 2E F1 CD 03 82 CD
398:10 02 F6 B7 00 A6 55 4A	578:CD 07 79 CD 05 07 B6 12	758:03 82 CD 03 82 CD 03 82
3A0:26 FD 3F 00 5C A3 40 26	580:98 44 AA 40 CD 07 61 B6	760:80 97 A6 08 B7 46 9F 49
3A8:DD B6 01 A4 0E A1 0E 27	588:49 CD 07 61 B6 48 CD 07	768:24 04 14 02 20 02 15 02
3B0:11 B7 18 3D 1B 26 0A 3C	590:61 15 02 13 02 CD 07 79	770:16 02 17 02 3A 46 26 EF
3B8:1A A6 14 B1 1A 26 C5 B7	598:81 1F 09 01 19 05 0F 19	778:81 A6 06 5F 5A 26 FD 4A
3C0:1B 81 3F 1B 81 B6 13 27	5A0:12 20 28 3A 1F 26 64 A6	780:26 F9 81 00 00 00 00 00
3C8:0D 3C 13 A6 07 B1 13 27	5A8:19 B7 1F 3A 1C 26 5C A6	788:00 00 00 00 00 00 00 00
3D0:03 CC 04 E8 3F 13 3C 13	5B0:3C B7 1C 3C 1E B6 1E A4	790:00 00 00 00 00 00 00 00
3D8:CD 05 12 3C 12 BE 12 A3	5B8:0F A1 0A 26 3B B6 1E A4	798:00 00 00 00 00 00 00 00
3E0:7C 27 04 A1 FF 26 06 B6	5C0:F0 AB 10 B7 1E A1 60 26	7A0:00 00 00 00 00 00 00 00
3E8:53 B7 12 20 EB 4D 2B 03	5C8:2F 3F 1E 3C 1D B6 1D A1	7A8:00 00 00 00 00 00 00 00
3F0:CC 04 97 A1 A0 26 09 CD	5D0:24 27 10 A4 0F A1 0A 26	7B0:00 00 00 00 00 00 00 00
3F8:04 F3 CD 03 82 CC 04 94	5D8:0C B6 1D A4 F0 AB 10 B7	7B8:00 00 00 00 00 00 00 00
400:A1 A1 26 0E A6 30 B7 10	5E0:1D 20 02 3F 1D B6 1D B7	7C0:00 00 00 00 00 00 00 00
408:CD 03 82 3A 10 26 F9 CC	5E8:45 B6 12 B7 44 A6 7E B7	7C8:00 00 00 00 00 00 00 00
410:04 94 A1 A2 26 02 20 7C	5F0:12 CD 05 55 B6 44 B7 12	7D0:00 00 00 00 00 00 00 00
418:A1 A3 26 20 A6 04 B7 15	5F8:B6 1E B7 45 B6 12 B7 44	7D8:00 00 00 00 00 00 00 00
420:A6 FF B7 10 A6 20 B7 11	600:A6 7F B7 12 CD 05 55 B6	7E0:00 00 00 00 00 00 00 00
428:B7 14 CD 04 FB CD 03 82	608:44 B7 12 3F 19 80 00 00	7E8:00 00 00 00 00 00 00 00
430:CD 03 82 CD 03 82 3A 15	610:00 00 00 7E 09 09 09 7E	7F0:00 00 00 00 00 00 00 00
438:26 E6 20 58 A1 A7 27 4C	618:7F 49 49 49 36 3E 41 41	7F8:05 99 07 1F 05 99 00 80

BLOC AMPLIFICATEUR MONO PURE CLASSE A EN MOSFET 85 W eff / 8 Ω 2^e partie



Vous êtes déjà de nombreux lecteurs à avoir entrepris, dès le n° 94, la réalisation de ce bloc de puissance. Vos appels téléphoniques et les commandes de circuits imprimés nous servent, à la rédaction, de sondage sur l'intérêt que vous portez à cette réalisation. Certains d'entre-vous envisagent même de modifier leur version 2 x 35 W eff. du Led n° 70 ou le 2 x 50 W eff. du Led n° 81, rien ne s'y oppose, puisque 90 % des composants peuvent être ré-utilisés



Tout perçage $\varnothing 4.5$

Fig. 9A

Dans notre précédent numéro, nous avons abordé en fin d'article, la réalisation des trois modules qui équipent ce "pure classe A" de 85 W eff. avec, pour terminer, leurs "premiers réglages".

Il nous reste donc à travailler sur les deux dissipateurs et sur les deux coffrets TELET, afin de disposer en fina-

SE A ET MOSFET, LE NEC PLUS ULTRA !

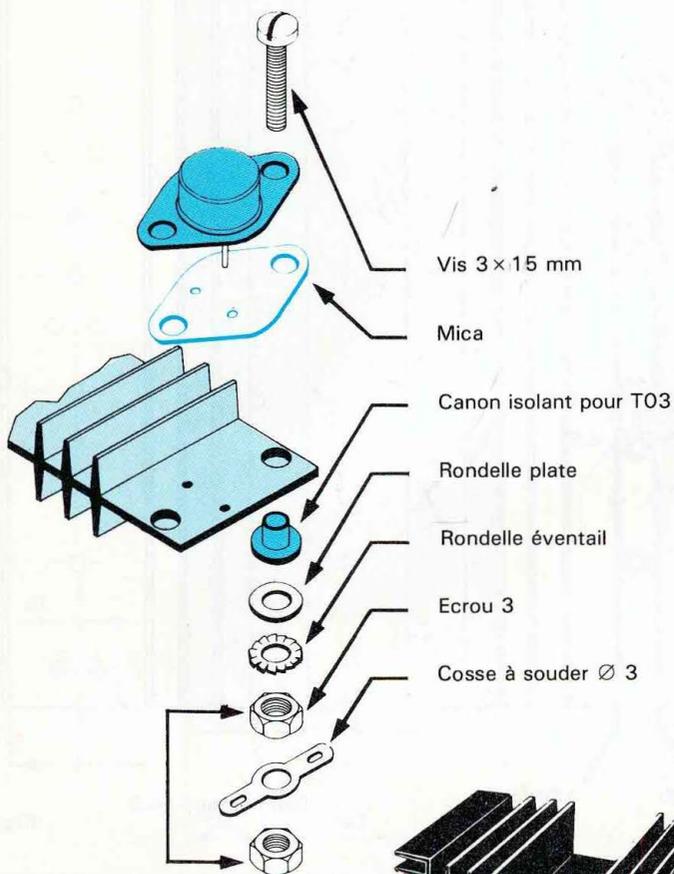


Fig. 9C

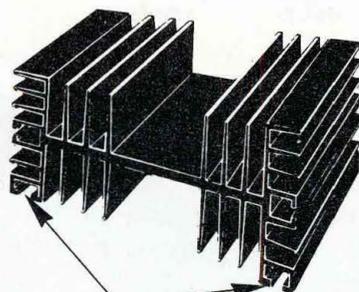
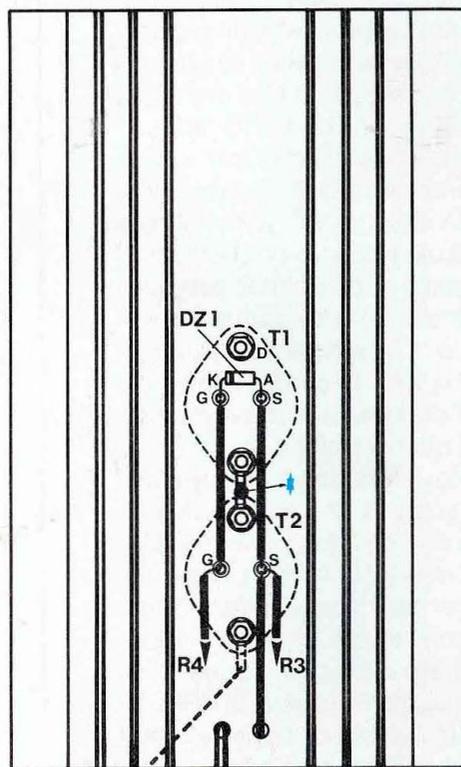


Fig. 9B Rainures de fixation



Vers cosse à souder +83V (voir fig 8c)

+ de C9
- de C 10
OUT de IC 6 (voir fig 8a)

† Goutte de soudure

Alimentation du LM 144H

Fig. 9D

lité, d'un bloc amplificateur relativement compact et puissant.

LES DISSIPATEURS

Deux barres de 200 mm de $0,5^{\circ}\text{C/W}$ sont à travailler. L'une d'elle reçoit les deux transistors MOSFET / IRF 150 et l'autre, les trois régulateurs LM 317 HVK. La figure 9A donne les indications de perçages nécessaires aux

deux boîtiers TO3 / IRF 150. Travailler avec soin et précision en prenant également la précaution de **bien ébavurer tous les trous** après forage.

Le repérage des quatre trous de chaque boîtier peut se faire par exemple, avec un intercalaire mica et un crayon papier, **ce procédé permet d'obtenir une bonne précision.**

Avec un poinçon bien pointu et un mar-

teau, repérer les centres de chaque forage.

Les dix trous terminés, il faut équiper ce premier dissipateur des deux IRF 150. Les semelles de ceux-ci doivent se trouver côté rainures de fixation, figure 9B.

Attention : cette semelle étant, à la fabrication, connectée électriquement à l'intérieur du boîtier à l'électrode drain

(D), il est indispensable d'isoler les MOSFET du dissipateur avec micas et canons, ce qu'indique la figure 9C.

Pour obtenir une meilleure dissipation thermique, il est conseillé de graisser **les deux faces** des micas au silicone. Plaquer énergiquement les deux TO3 avec de la visserie de 3 x 15 mm.

Avant d'établir les interconnexions, vérifier à l'ohmmètre que les trois électrodes de chaque IRF 150 sont bien isolées du dissipateur. Un court-circuit peut toujours se produire et cela, plus particulièrement, entre semelle et dissipateur, si le mica isolant par exemple, est détruit lors du serrage des vis à **cause d'un mauvais ébavurage de l'un des quatre trous**.

Les interconnexions sont simples à réaliser. Avec du fil de cuivre étamé de 10/10 ou de 12/10, relier entre elles les deux sources (S) et les deux gates (G). Pour éviter tout risque d'erreur, la figure 9D donne toutes les indications de câblage nécessaires. Une diode zener DZ1 shunte source et gate de l'IRF 150 supérieur. Sa cathode (barre sur le corps) est orientée côté gate.

Pour supprimer toute possibilité accidentelle de court-circuit des électrodes, le fil de cuivre étamé est isolé avec du souplisso.

Souder un fil de 30 cm de longueur (le jaune) de section 1 mm² à l'électrode (S) de l'IRF 150 inférieur. Sur le prototype, nous avons employé du câble silicone qui tient une température de 180°C (220°C de courte durée), une tension de service de 300 V et un courant de 19 A.

Relier entre elles avec une goutte de soudure, les deux cosses de 3, ce qui a pour effet de raccorder entre eux les deux drains (mise en parallèle des deux MOSFET).

Souder un fil de 1 mm² et de 30 cm de longueur (le rouge) à la cosse de 3 vissée au boîtier de l'IRF 150 inférieur. Ce fil servira à alimenter les deux drains en +83 V filtré.

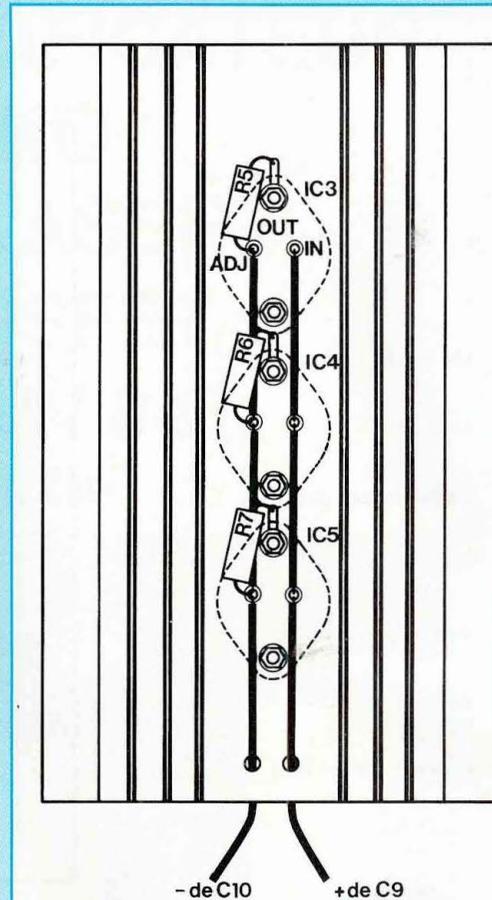


Fig. 10B

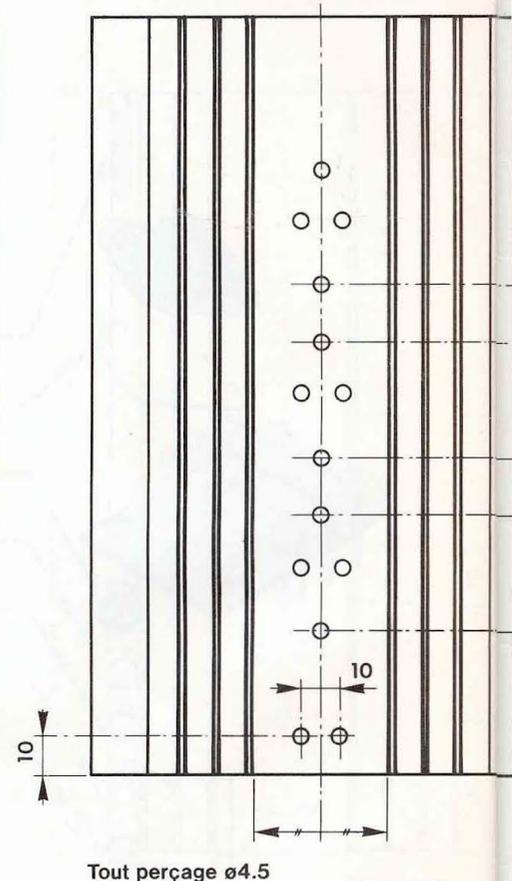


Fig. 10A

Faire coulisser le module "ampli en tension" dans la rainure inférieure du dissipateur et par le bas, tout en faisant passer ses fils d'alimentation dans l'un des deux trous pratiqués au bas du profilé.

Faire également passer le fil jaune soudé précédemment aux sources dans l'autre trou, de préférence et ce qui est le plus pratique, dans le trou de droite.

Souder la résistance de 470 Ω/R4 aux gates des IRF et celle de 150 kΩ/R3 aux sources.

C'est terminé pour ce premier dissipateur. Un même travail encore plus simple, attend le second bloc d'aluminium avec les trois régulateurs LM 317 HVK.

La figure 10A donne les différentes cotes de perçages et la figure 10B, l'équipement et les interconnexions. Les mêmes précautions d'isolement sont à prendre avec ces trois boîtiers TO3, **isolement qui sera impérativement contrôlé à l'ohmmètre**.

Broches (IN) et (ADJ) sont à relier entre elles (mise en parallèle) avec du fil de cuivre étamé de 10/10.

Souder les résistances bobinées de 0,82 Ω qui shuntent les électrodes (OUT) et (ADJ) de chaque régulateur. Le (OUT) est, pour ce composant, relié au boîtier, on se sert donc d'une cosse à souder de 3.

Souder un fil de 1 mm² de 30 cm (le noir) à l'électrode (ADJ) du LM 317 HVK inférieur et un fil de 1 mm² de

SE A ET MOSFET, LE NEC PLUS ULTRA !

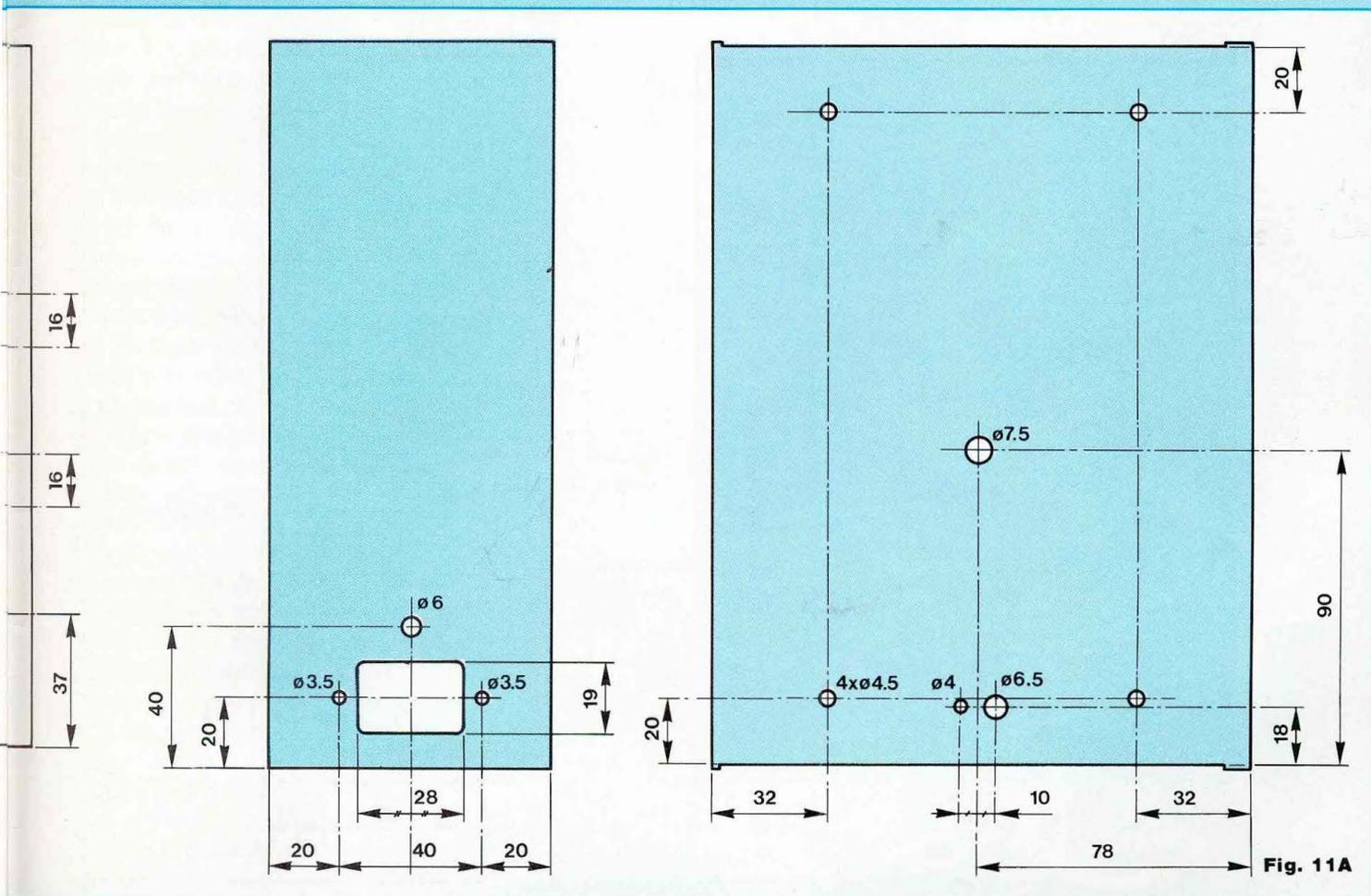


Fig. 11A

30 cm (le jaune) à l'électrode (IN) du même régulateur.

Passer ces deux fils dans les trous qui leur font face. C'est terminé pour ce deuxième radiateur.

LES COFFRETS

Comme pour notre petit classe A en version 2 x 25 W eff. publié dans le Led n° 89, nous utilisons deux coffrets TELET de référence 80 205. Vous l'avez remarqué, si vous nous suivez régulièrement, l'esthétique des deux appareils est identique, excepté que dans le cas présent, nous réalisons un bloc de puissance mono et que la stéréo ne sera accessible qu'en effectuant deux fois le même travail, cela va de soi.

Comme pour tout classe A, les dissipateurs dégagent une chaleur importante, il est donc hors de question de les enfermer dans un coffret plus ou moins bien aéré. Pour cette raison évidente, les deux dissipateurs sont vissés aux coffrets TELET, formant ainsi un bloc compact très efficace en dissipation calorifique et dont l'esthétique semble vous satisfaire.

Le travail de perçage des deux coffrets vous est indiqué par les figures 11A et 11B, rien de bien compliqué.

La figure 11A représente le coffret qui va recevoir l'alimentation. Le plus délicat est de pratiquer l'ouverture d'une fenêtre de 19 x 28 mm destinée à recevoir la prise secteur / châssis.

Perçages et découpe terminés, mettre

en place les différents composants : transformateur torique de 2 x 30 V / 500 VA, prise secteur avec au-dessus son interrupteur, le pont redresseur 200 V/20 A dont le point de fixation est prévu en bas à gauche du coffret.

On peut alors établir les différentes interconnexions en commençant par l'interrupteur bi-polaire et la prise secteur dont la cosse de terre n'est pas utilisée. Relier les fils du primaire du transformateur aux cosses centrales de l'interrupteur et celles de dessous, à la prise 220 V ~ en utilisant du fil de cuivre étamé de 10/10 isolé par du Souplisso. De cette façon, la mise sous tension de l'amplificateur se fera levier de l'interrupteur, poussé vers le haut. Relier en série, si ce n'est déjà fait, les

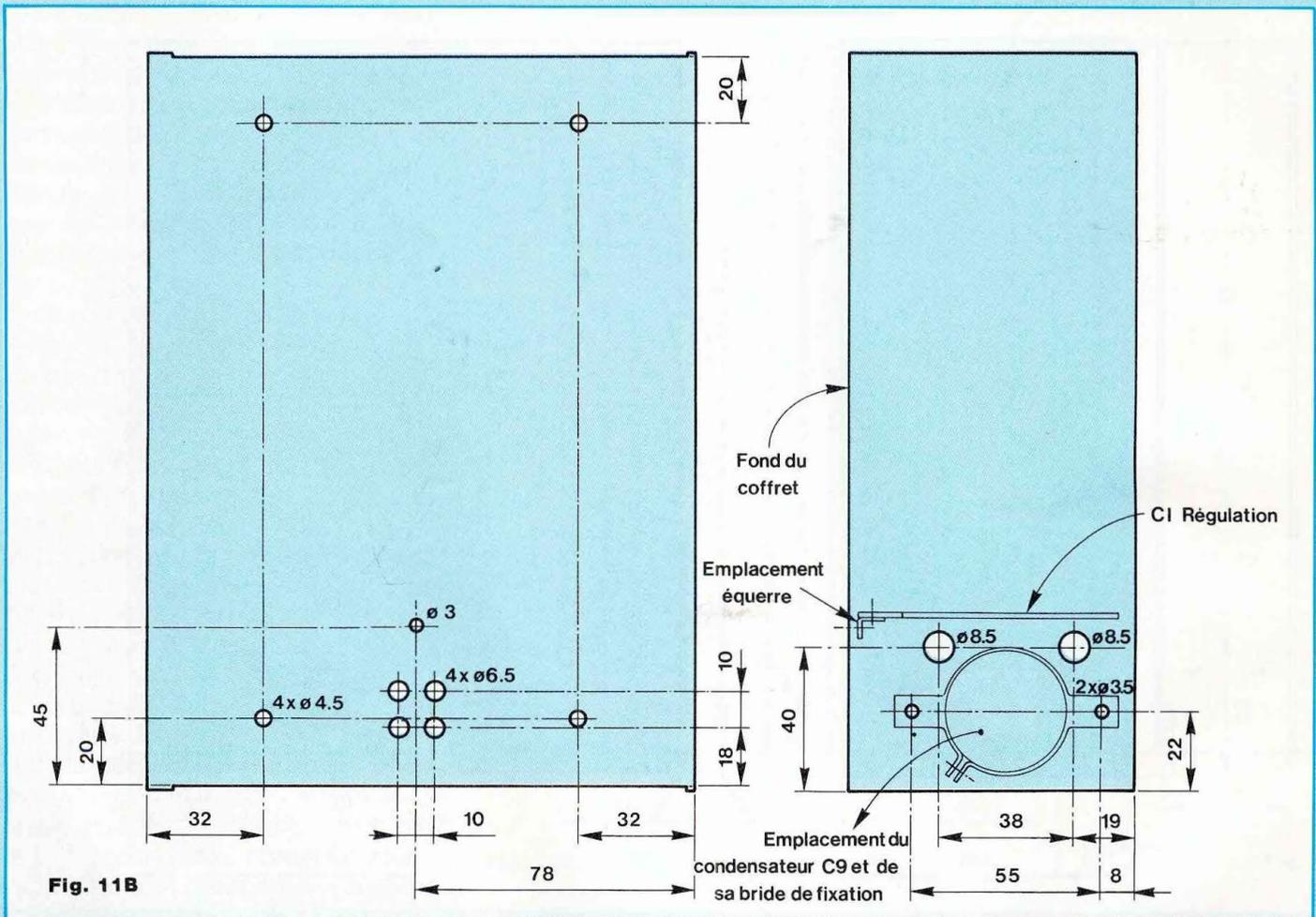


Fig. 11B

deux enroulements secondaires du torique pour obtenir les 60 V ~. Les deux fils extrêmes sont à souder ensuite aux cosses ~ du pont redresseur. Souder un fil de 1 mm² de 30 cm (le noir) à la cosse (-) du pont. Faire de même avec un fil rouge à la cosse (+). Visser le module de régulation +12 V au moyen de son équerre métallique à l'une des vis de la prise secteur. Souder ses deux fils d'alimentation au transformateur, l'un au point milieu et l'autre, à l'une des extrémités, au choix, au niveau de la cosse ~ du pont. Isoler les trois fils du point milieu du transformateur avec du souplisso ou mieux encore, avec de la gaine rétractable. Passer les fils (+) et (-) de 1 mm² dans

le trou de Ø 6,5 mm situé sous le torique et ceux de la régulation +12 V, dans le trou de Ø 4 mm à côté. Visser les deux dissipateurs à ce coffret avec de la visserie de 4 ou 6 mm. La visserie de 4 nécessite des écrous à tête carrée qui seront enfilés dans les rainures des dissipateurs. C'est le dissipateur qui reçoit les régulateurs LM 317 HVK qui sert de face avant à l'amplificateur. Les boîtiers TO3 se trouvent à l'intérieur de la réalisation, de même pour les IRF 150. La face avant est tout simplement un morceau de circuit imprimé sur lequel nous avons pulvérisé une couche de peinture noir mat et transféré des lettres DECADRY. Il est ensuite glissé dans les rainures du profilé.

La figure 11B représente le deuxième coffret qui va recevoir le module régulation / temporisation. Que du perçage à faible diamètre. Son équipement ne demande que la fixation des deux fiches bananes HP, une noire pour le (-) et une rouge pour le (+) ou mieux encore, des fiches plaqué OR. Mettre en place la bride de fixation du condensateur de liaison de 4700 µF. Descendre le module équipé de son condensateur de filtrage de 22 000 µF et le visser à l'équerre centrale de 10 x 10, après avoir déterminé au crayon l'emplacement sur le circuit imprimé du trou de perçage de Ø 3 et l'avoir effectué. Pour ne pas avoir à percer la face

SE A ET MOSFET, LE NEC PLUS ULTRA !

avant du coffret pour des raisons évidentes d'esthétique, on colle à l'araldite un morceau de plexiglass sur lequel viendra reposer le module après fixation à l'équerre centrale.

Visser le coffret aux dissipateurs en quatre points, comme précédemment, avec de la visserie de 4 ou 6 mm. Le condensateur de filtrage doit être pour cette opération, momentanément retiré car il est gênant pour le blocage de la vis supérieure droite.

Reste le câblage de quelques fils, câblage que nous avons déjà publié le mois dernier à la figure 8C, page 22.

Les quatre trous de $\varnothing 6,5$ au bas du coffret, permettent le passage de toute cette filasse.

Raccorder en dernier lieu, le condensateur de liaison de $4700 \mu\text{F}$ en prenant garde à la polarité de celui-ci. Sur la cosse (+) de ce composant, viennent se souder deux fils jaunes, l'un provenant des (IN) des régulateurs et l'autre, des sources (S) des IRF 150. Se reporter au schéma de principe, figure 2, si nécessaire.

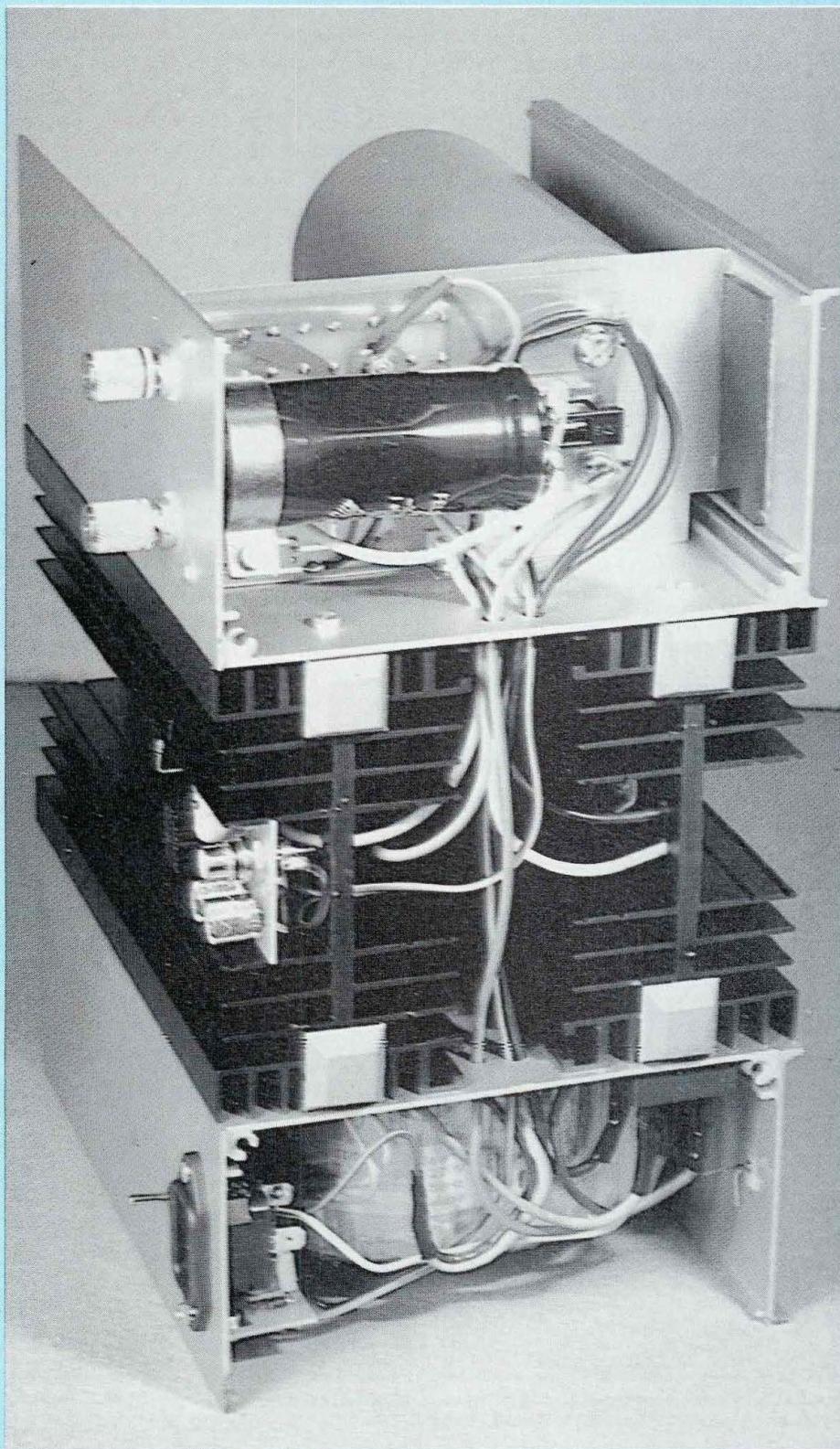
La cosse (-) est à raccorder avec un même fil jaune à la fiche (+) de la sortie HP.

Un dernier point, le raccordement de la diode Led de contrôle de mise sous tension, diode que l'on collera sur l'une des faces avant.

Sa tension d'alimentation sera prélevée sur le module de régulation +12 V aux bornes du condensateur de filtrage C18, en interposant une résistance de limitation R15 (voir figure 5 et nomenclature en page 23). La cathode de la diode est repérable par le méplat pratiqué dans le plastique du composant. Le travail est alors terminé pour ce bloc de puissance qui va pouvoir cracher ses 85 W eff./8 Ω .

REMARQUES

Si les réglages ont été exécutés comme nous le préconisons en fin



BLOC MONO DE 85 W eff. / 8 Ω

d'article du précédent numéro, il n'y a plus qu'à passer à l'écoute de ce "pure classe A", dans le cas contraire, il suffit de s'y reporter, mais **en aucun cas**, il ne faut procéder à une première mise sous tension de l'appareil si régulation +12 V et temporisation ne sont pas réglées. **Enlever le fusible de protection.** Ne souder le fil +12 V réglé à la temporisation, que lorsque le module aura été réglé à cette tension par RV2.

Cette temporisation doit exciter le relais avec une constante de temps de 2 à 3 secondes à la mise sous tension de l'appareil. Le réglage s'effectue avec l'ajustable RV3.

Il est totalement déconseillé de remettre le fusible en place, tant que cette temporisation ne sera pas opérationnelle.

Pour poursuivre les vérifications du fonctionnement correct du classe A, enlever la cosse vissée au (+) du condensateur de 22 000 μ F (ou des-souder le fil rouge). Décharger celui-ci avec une résistance de 8,2 Ω (votre résistance de charge HP par exemple), le secteur est alors bien entendu coupé !

Mettre le fusible en place et rebasculer

l'interrupteur. Avant commutation du relais, on doit mesurer entre (-) de C10 et cosse du régulateur IC6, une tension continue de +50 V environ. Après basculement de REL1, elle doit monter à environ +79 V.

Couper le secteur et décharger C10. Remettre en place le fil rouge qui alimente les drains des IRF 150 en +83 V, tension filtrée et non régulée. L'appareil est alors prêt pour une première écoute et quelques mesures complémentaires si vous possédez un oscilloscope et générateur BF.

QUELQUES MESURES RELEVÉES SUR LE PROTOTYPE

Tension secteur : 222 V ~

Tension continue filtrée : + 83,3 V

Tension continue stabilisée : + 79 V

Tension au point milieu PM : + 38,9 V (pour un écrêtage symétrique à 1 kHz)

Sensibilité d'entrée : 5 V c à c # 1,8 Veff.

Impédance d'entrée : # 10 k Ω

Puissance max obtenue à 1 kHz sur charge de 8 Ω : 87 W_{eff}.

Courant de repos : 1,85 A

Bande passante à 0 dB et à 80 W_{eff} : 12 Hz à 15 kHz

Bande passante à - 1 dB et à 80 W_{eff} : 10 Hz à 45 kHz

NOTA

Des lecteurs nous contactent pour s'informer si les IRF 150 peuvent être remplacés par des IRF 120, à cela, rien ne s'y oppose avec les deux MOSFET reliés en parallèle. Les boîtiers sont compatibles.

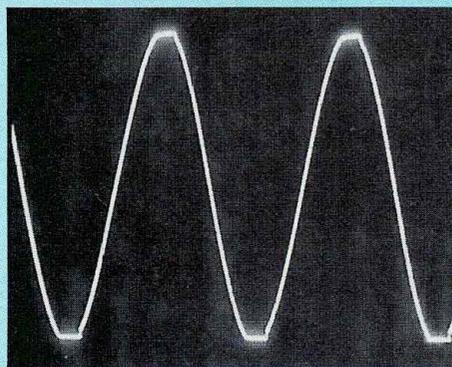
Par contre, il ne faut surtout pas utiliser des LM 317 K en lieu et place des LM 317 HVK.

B. Duval

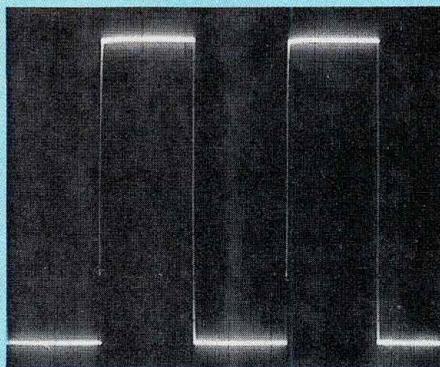
NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Divers

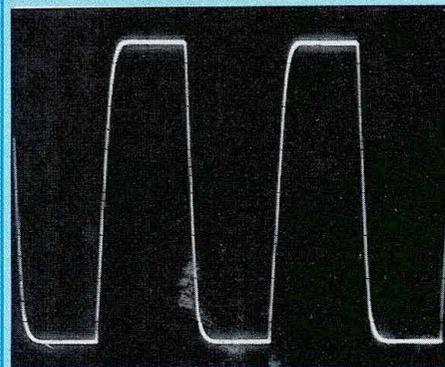
- 2 Coffrets TELET Réf. 80 205 (anciennement ISKRA)
- Prise secteur châssis mâle 3 broches
- Visserie de 4 ou 6 mm (4 x 10 avec écrous carrés ou 6 x 10)
- Visserie de 4 x 20 (fixation du pont redresseur)
- Visserie de 3 x 10 mm et 3 x 5 mm
- 2 Equerres de 10 x 10
- Plaque de plexiglass



Ecrêtage symétrique du signal à 1 kHz. A régler avec RV1. P_{max} = 87 W_{eff}/8 Ω .



Signal carré à 1 kHz. P = 80 W_{eff}/8 Ω .



Signal carré à 10 kHz. P = 80 W_{eff}/8 Ω .