

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 12 - Hiver 1979-1980 - 15 f

260



ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 12 - Hiver 1979-1980 - 15 f



SWISSE - 7.50 FR - TUNISIE - 1.750 MIL - CANADA - CAN \$ 2 - ESPAGNE - 200 PÉSETAS - ITALIE - 3.000 LIRE - BELGIQUE - 127 F.B.

Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19
Tél. : 200.33.05

Publicité pour la Belgique : Euro-Publi-Belgium,
Av. Marcel Gourdin 1, 5001, Belgrade Namur. Tél. : 081-22-03-13

Président-directeur général : Directeur de la publication

Jean-Pierre Ventillard

Rédacteur en chef

Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Jean-Claude Baud, Jos De Neef, Jean Dufourquet, Pierre-Louis Grenier, Patrick Gueulle, Daniel Heyden, Jacky Jégou, Félix Juster, Pierre Lemeunier, Jean Sabourin, Robert Salvat, Jacques Trémolières, Alain Troncy.**

Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
69 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
1 an (4 numéros) : **48 F (France) - 65 F (Étranger)**
Copyright 1979 - Société Parisienne d'Édition
Dépôt légal 4^e trimestre 79 N° éditeur : 790

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse - Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE

Arouto

Applications

Alimentation pour microprocesseurs	17
Construction des alimentations haute tension transistorisées	21
Télécommande par téléphone	95

Electronique médicale

La tension artérielle	5
Applications médicales des lasers	35

Etude

Les lignes à microruban (fin)	83
Convertisseurs triphasés à modulation de largeur	127

Mesures

Applications des modes de fonctionnement des compteurs-fréquence-mètres performants	51
---	----

Schémathèque

A travers la presse technique	77
-------------------------------	----

Technologie

Le circuit imprimé : les substrats	117
------------------------------------	-----

La radio astronomie	67
---------------------	----

Fiches techniques : circuits intégrés PLL	99
---	----

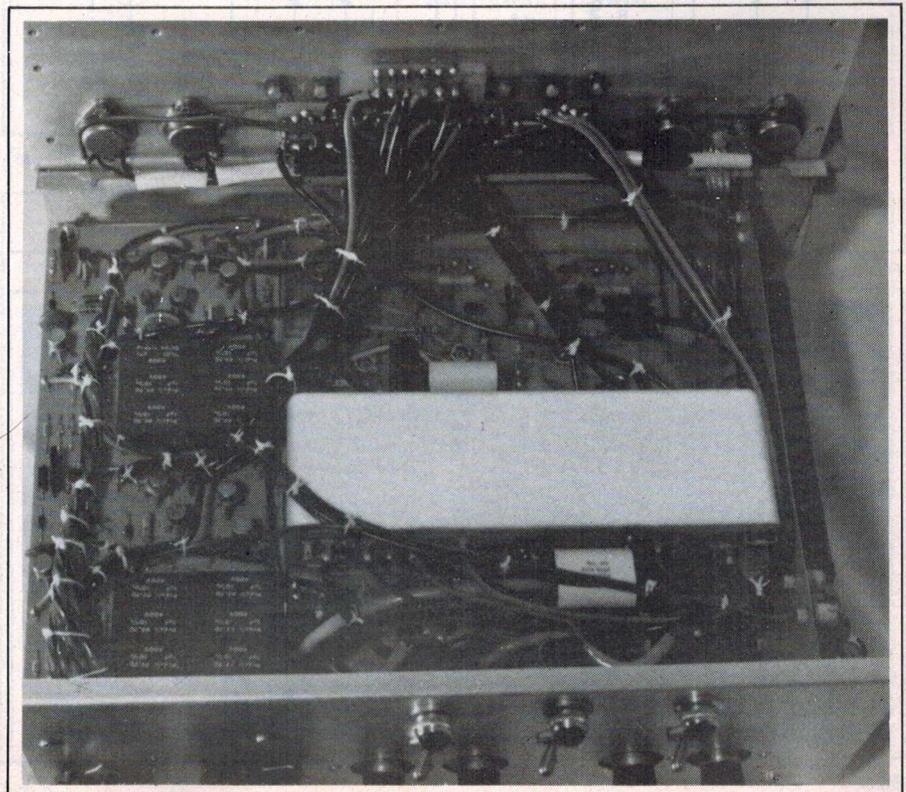
Nouveautés - Informations	134
Réseaux de distribution des semi-conducteurs	135
Bulletin d'abonnement	144

Dans une alimentation régulée, une fraction représentative de la tension de sortie est comparée à une tension de référence. La différence ou signal d'erreur commande un élément série qui régule la tension de sortie.

La construction des alimentations transistorisées haute tension

Les meilleurs résultats en régulation sont obtenus lorsque la tension de sortie est du même ordre de grandeur que la tension de référence. C'est le cas avec les alimentations basse tension où le rapport tension de sortie sur tension de référence est de 2 à 4. C'est le cas avec les alimentations haute tension à tubes où la tension de référence délivrée par une diode à gaz est déjà une haute tension.

La construction des alimentations transistorisées haute tension est donc délicate. Il y a lieu d'écarter les montages sans imagination transposés des alimentations basse tension dont les performances ne tiennent qu'à l'emploi d'amplificateur d'erreur à grand gain. On examinera en revanche deux montages d'initiation l'un transposant des réalisations à tubes, l'autre utilisant un artifice permettant de réduire le rapport tension de sortie sur tension de référence. Puis suivant les principes dégagés nous aborderons l'étude et la réalisation d'une alimentation de laboratoire de « haut de gamme ».



Deux montages d'initiation

On a représenté **figure 1** le schéma d'une alimentation régulée. La tension de sortie est de 236 V avec $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$. La tension Vz est de 12 V. La tension aux bornes de R_2 est donc égale à la tension Vz augmentée du V_{be} (0,6 V) de T_1 . L'information que représente pour T_1 une variation de la tension de sortie sera étouffée par le diviseur de tension $R_1 - R_2$: la boucle de rétro-action est insuffisamment fermée.

Pour éviter un rapport trop grand du diviseur de tension, on peut augmenter la tension de référence Vz. C'est ce que l'on fait dans les alimentations à tubes à vide où l'on utilise des diodes à gaz comme élément de référence.

Le schéma de la **figure 2** est directement transposé des montages à tubes. Le filtrage est amélioré par les capacités C_1, C_2, C_3 qui évitent ainsi une entrée en oscillation. Les valeurs ne sont pas critiques. On note à la mise en route, que la montée en tension de l'alimentation suit la courbe de charge de C_3 : la constante de temps est réglée par $R_3 - C_3$. Il est donc prudent, si le ballast T_2 n'est pas un modèle haute tension, de choisir C_3 (on peut difficilement modifier la valeur de R_3 qui règle le gain et le courant de T_1) de façon à obtenir une constante de temps inférieure ou égale à celle des

circuits de filtrage en amont. La diode D entre la base et l'émetteur de T_1 est une protection contre une polarisation inverse excessive. On notera l'emploi d'une diode à gaz pour délivrer la tension de référence. Deux modèles sont disponibles sur le marché : OB2, 108 V, compris entre 5 mA et 30 mA ; OA2, 150 V, compris entre 5 mA et 30 mA. Les diodes à gaz ont sur les diodes zener haute tension l'avantage d'un comportement thermique excellent. Les diodes zener haute tension bénéficient des préjugés favorables qui s'attachent à tout semi-conducteur, mais il faut reconnaître que leur comportement se rapproche plus de celui d'une résistance ohmique que d'un élément stabilisateur. Les résistances R_1, R_2 déterminent la valeur de la tension de sortie selon la formule :

$$V_S = (V \text{ réf.} + 0,6) \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}$$

dans laquelle V réf. est la tension de référence et 0,6 le V_{be} de T_1 .

On fera preuve d'originalité en employant un artifice qui traîne dans toutes les notes d'application des constructeurs de régulateurs à circuit intégré et qui trouve dans les alimentations haute tension une application particulièrement heureuse. L'idée est d'insérer dans la branche supérieure du diviseur de tension R_1/R_2 une diode zener. Celle-ci répercute l'information d'une variation de la tension de sortie sans l'atténuer. Tout se passe comme

si la tension de sortie était diminuée de la valeur de la tension zener. Il est bien entendu préférable d'utiliser une diode à gaz en ajustant au besoin la tension de fonctionnement avec des diodes zener basse tension en série, ou même avec une deuxième diode à gaz en série (schéma **fig. 3**). Le calcul de la valeur de R_1 et R_2 s'effectue comme suit : on prend une tension de sortie fictive qui est la tension de sortie réelle diminuée de la valeur de la tension de fonctionnement de la diode à gaz. On utilise ensuite très simplement la loi d'Ohm :

- on fixe le courant devant passer dans le diviseur de tension qui d'ailleurs ne doit pas être inférieur à 5 mA pour assurer à la diode à gaz un bon fonctionnement ;

- on calcule la résistance totale $R_1 + R_2$;

- on calcule R_2 en prenant comme tension à ses bornes, la tension zener de référence augmentée du V_{be} de T_1 ;

- on calcule R_1 par soustraction.

A la mise en route il est à noter que la diode à gaz DG ne conduit qu'à partir de l'instant où la tension de sortie en montant, atteint et dépasse le seuil d'allumage. Ceci est dommageable pour l'alimentation, si T_1 n'est pas suffisamment alimenté par R_3 . On prendra donc soin de fixer la valeur de R_3 de façon à faire passer dans T_1 , un courant collecteur d'autant plus important que la tension de fonctionnement de la diode à gaz pour une même tension de sortie est plus grande. On prendra 5 mA comme ordre de grandeur, avec un rapport

$$\frac{V_s - V_{DG}}{V \text{ réf.}}$$

de 2,5.

Dans les deux montages que nous venons de décrire, on utilisera avantageusement le BD 128 de Telefunken. Si on désire dissiper une puissance importante sur le ballast on emploiera un BU 112 de SESCO ou un Darlington BU 112 + BD 128. Mais avec des précautions particulières il est possible d'utiliser un 2N3055-100 V tout bêtement.

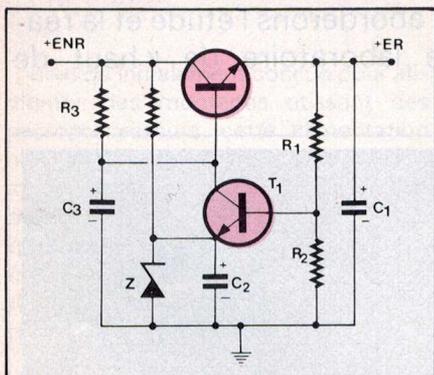


Fig. 1

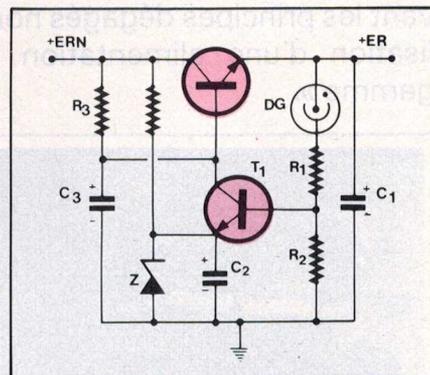


Fig. 3

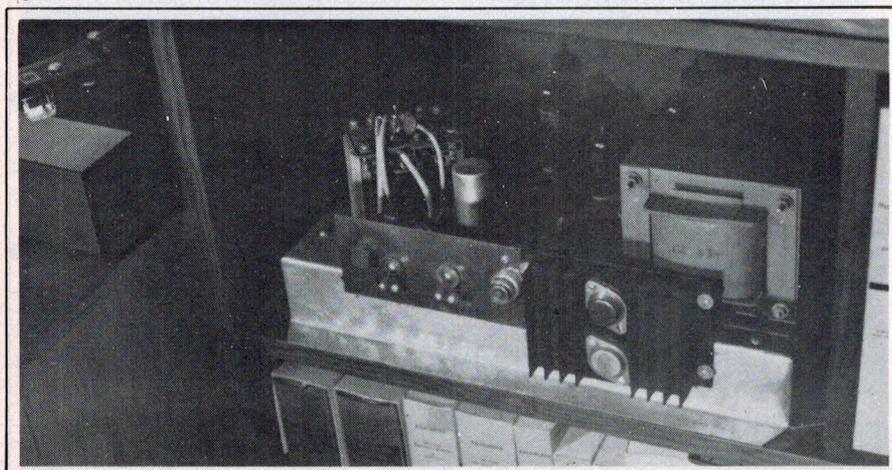


Photo 1

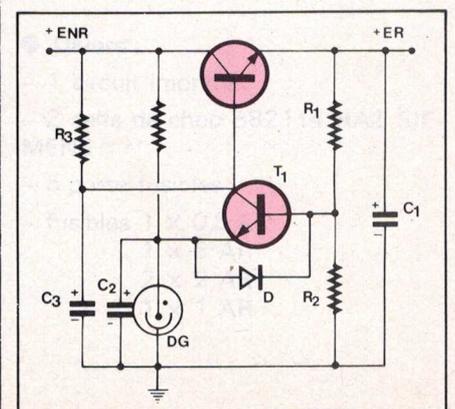


Fig. 2

La mode est au retour aux amplis à tubes pour des raisons délicieusement irrationnelles : c'est vivant, c'est chaud. La **photo 1** nous montre un ampli avec push-pull de 7189 dont la seule partie transistorisée est une alimentation comme celle dont nous venons de faire la description.

Nous proposons maintenant, selon le principe dégagé plus haut :

L'étude et la réalisation d'une alimentation H.T. de laboratoire

Les caractéristiques principales de cette alimentation (voir photo de titre) sont les suivantes :

- Deux voies entièrement séparées.
- Voie n° 1 : 50 V à 150 V ; 0,1 A sur toute la gamme, réglage continu.
- Voie n° 2 : 150 V à 250 V 0,1 A sur toute la gamme, réglage continu.
- Mise en série des deux voies.
- Chute de tension, à vide/pleine charge, 60 mV sur toute la gamme (indépendante de la tension de sortie).
- Protection par disjoncteur électronique à thyristor.

Étude

Les premières ébauches que nous avons décrites vont nous servir de « fil rouge » dans nos explications. Quatre points seront examinés :

- Limitation, disjonction électronique.
- Filtre électronique.
- Réglage de la tension de sortie.
- Comportement en température.

1° Limitation de tension – disjonction électronique

Nous employons un transformateur d'alimentation par voie. Le transformateur d'alimentation de la voie n° 1 donne au secondaire 300 V celui de la voie n° 2, 370 V. On sait toutefois que l'on trouve à la sortie du premier condensateur de filtrage, une tension beaucoup plus importante : par exemple pour 370 V alternatifs, on aura 570 V pour peu que le secteur ait un peu de fièvre. A pleine charge, la tension s'effondrera et reviendra un peu en dessous de 370 V. Parce qu'il n'est pas rationnel de faire supporter à l'alimentation de telles variations, il nous a semblé préférable d'utiliser un circuit limiteur de tension qui participe d'ailleurs à la qualité de la régulation finale.

Le schéma de ce circuit, (**fig. 4**), est inspiré d'un régulateur série simple. T₁ est commandé indirectement par une diode zener. La valeur de la diode zener

détermine le seuil et la valeur de limitation (300 V pour la voie n° 1 ; 370 V pour la voie n° 2).

Deux cas peuvent se présenter :

- ENR est supérieure à la tension zener. La diode zener conduisant, on trouve sur l'émetteur de T₁ une tension égale à la tension zener diminuée du V_{be} de T₁. Il y a bien limitation.

- ENR est inférieure à la tension zener. La résistance R₂ n'alimente que la base de T₁, la diode zener se comportant comme une résistance infinie. Le courant base de T₁ détermine une chute de tension dans R₂. On trouve sur l'émetteur de T₁, la tension ENR diminuée du V_{be} et diminuée de cette chute de tension. On doit donc faire en sorte qu'elle soit la plus faible possible en choisissant T₁ d'un gain élevé.

Il est facile d'autre part d'adjoindre à ce circuit de limitation de tension, un disjoncteur à thyristor : on a d'une manière simple une protection dont le temps de réponse est très bref. Le schéma complet est donné **figure 4**. Il n'existe pas sur le marché de transistor PNP haute tension. Nous avons donc été conduit à insérer un PNP ordinaire (T₂) non pas dans la ligne positive, mais dans la ligne négative, ce transistor est

alimenté par la chute de tension d'une diode D₇ branchée dans le sens passant.

2° Filtre électronique

Dans les montages des **figures 2 et 3**, les capacités C₁, C₂, C₃, ont pour but d'améliorer le filtrage de ENR. On évite en grande partie les risques d'accrochages. Il est donc judicieux d'employer en amont de l'alimentation un filtre électronique (**fig. 5**) on se souvient qu'un tel filtre, qui a déjà fait l'objet d'une description dans ces colonnes, (mai 1978, n° 366, p.111) fonctionne en amplificateur de filtrage et donne une tension parfaitement continue.

Nous utilisons également ce filtre pour faire varier la tension ENR en fonction de la tension demandée. Il est ainsi possible d'ajuster ENR de façon à ce que l'écart entre ENR et la tension de sortie ER reste constant : ENR baisse quand on baisse ER et augmente quand on augmente ER. Par ce moyen, la dissipation de puissance, qui fait toujours problème sur ce genre d'alimentation, est répartie entre les ballasts du filtre et le ballast de l'alimentation. La commande de variation

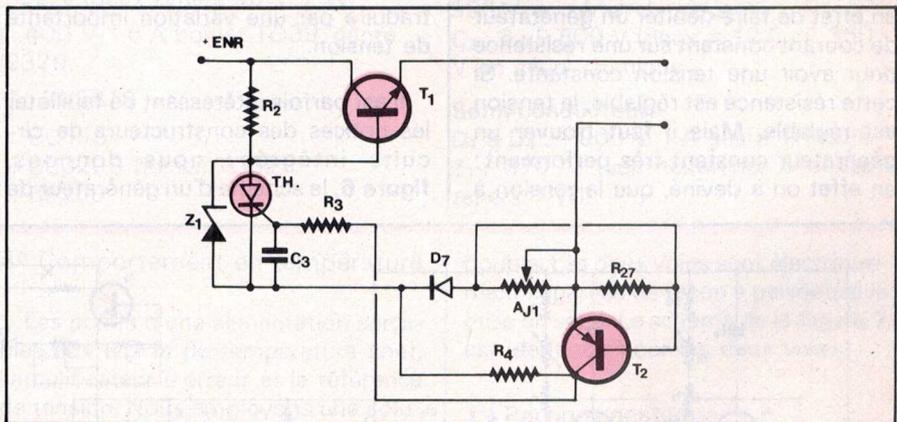


Fig. 4

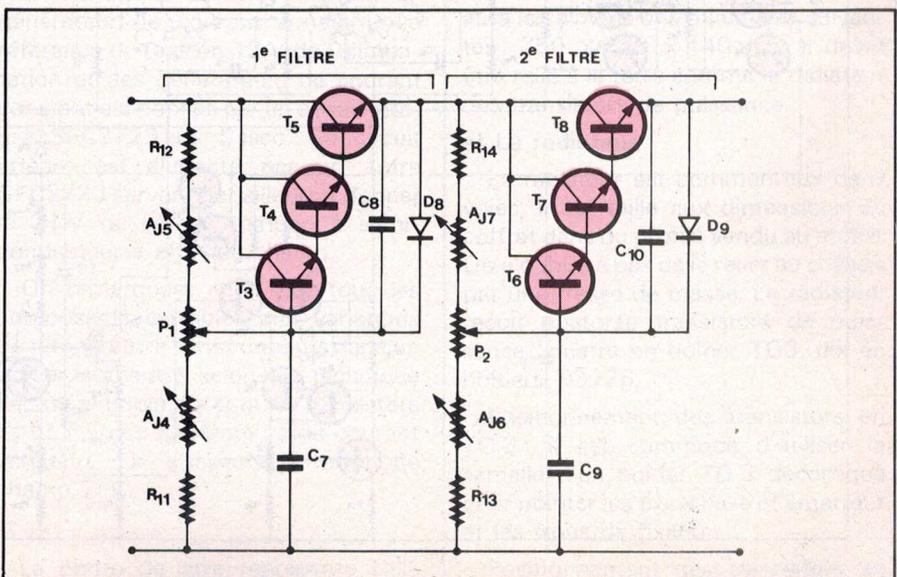


Fig. 5

de ENR, se fait par l'intermédiaire de deux potentiomètres – un par cellule de filtrage – référencés P₁ et P₂ **figure 5**. Ces potentiomètres sont couplés mécaniquement au potentiomètre réglant la tension de sortie de l'alimentation.

3° Réglage de la tension de sortie

On ne peut pas donner à la tension de sortie une valeur inférieure à la tension de référence. Cette tension de référence sur le schéma de la **figure 2** est d'une valeur élevée : un réglage de la tension de sortie est possible mais assez limité. Nous ne retiendrons pas ce type de schéma.

Le schéma de la **figure 3**, malgré les apparences est plus adapté. Bien entendu, modifier le rapport R₁/R₂ oblige à recalculer l'ensemble de l'alimentation, en raison de la présence de diode à gaz DG. Mais si on substitue à cette diode un circuit stabilisateur de tension réglable nous aurons un schéma qui, notamment avec une tension de référence très faible par rapport à la tension de sortie, est virtuellement le meilleur.

Trouver un stabilisateur de tension réglable ne fait pas problème. Il suffit en effet de faire débiter un générateur de courant constant sur une résistance pour avoir une tension constante. Si cette résistance est réglable, la tension est réglable. Mais il faut trouver un générateur constant très performant ; en effet on a deviné, que la tension à

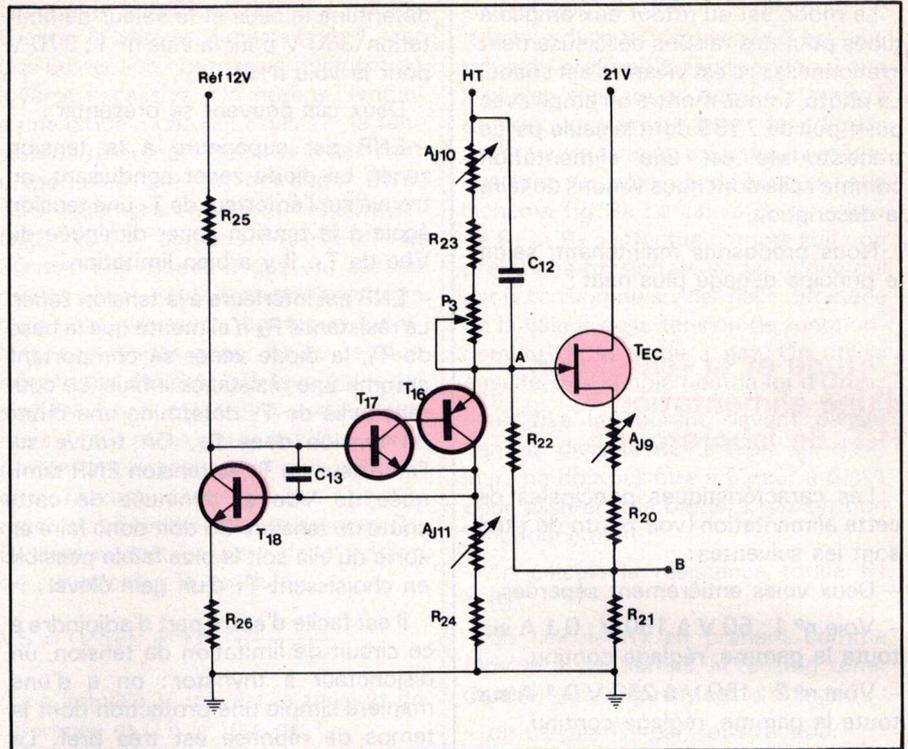


Fig. 6

stabiliser étant de l'ordre de la centaine de volts, la résistance de charge du générateur de courant constant sera de valeur élevée et que donc, une variation minime du courant débité se traduira par une variation importante de tension.

Il est parfois intéressant de feuilleter les notices des constructeurs de circuits intégrés : nous donnons, **figure 6**, le schéma d'un générateur de

courant constant de notre conception, dont le point de départ a été la référence intégrée du SFC2723 de SESCO. La valeur du courant constant est déterminée par R₂₄-AJ₁₁. L'amplificateur de courant complémentaire T₁₆, T₁₇ débite sur une charge composée d'une résistance réglable qui sera le potentiomètre de réglage de la tension de sortie P₃ et une résistance fixe : R₂₃-AJ₁₀, qui détermine la tension de sortie plancher. Les condensateurs C₁₂ et C₁₃

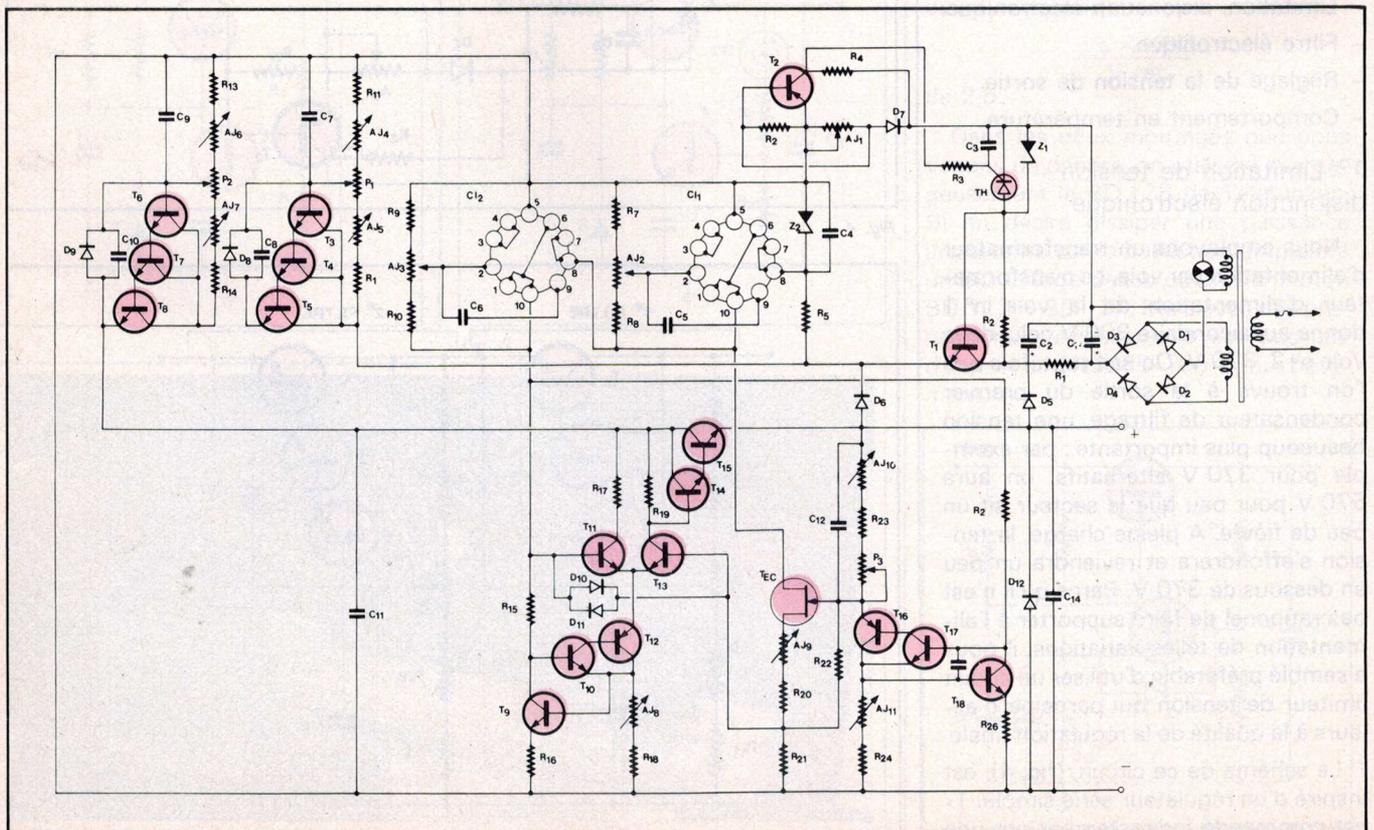


Fig. 7

Nomenclature

Figures : 4, 5, 6 et 7

● Voie n° 1

Résistances

R₁ : 75 Ω 3 W
R₂ : 7,5 kΩ 30 W
R₃ : 30 kΩ 0,5 W
R₄ : 430 Ω 0,5 W
R₅ : 10 kΩ 20 W
R₆ : 10 Ω 0,5 W
R₇ : 6,2 kΩ 0,5 W
R₈ : 12 kΩ 0,5 W
R₉ : 4,7 kΩ 0,5 W
R₁₀ : 4,7 kΩ 0,5 W
R₁₁ : 1 MΩ 0,5 W
R₁₂ : 56 kΩ 0,5 W
R₁₃ : 820 kΩ 0,5 W
R₁₄ : 56 kΩ 0,5 W
R₁₅ : 10,7 kΩ 0,5 W 1 %
R₁₆ : 860 Ω 0,5 W 1 %
R₁₇ : 24,3 kΩ 2 W 1 %
R₁₈ : 100 Ω 0,5 W
R₁₉ : 24,3 kΩ 2 W 1 %
R₂₀ : 510 Ω 0,5 W
R₂₁ : 12 kΩ 0,5 W
R₂₂ : 10 MΩ 0,5 W
R₂₃ : 36 kΩ 0,5 W
R₂₄ : 1 k 3 Ω 0,5 W
R₂₅ : 10,7 kΩ 0,5 W 1 %
R₂₆ : 860 Ω 0,5 W 1 %
R₂₇ : 10 Ω 0,5 W

Potentiomètres et résistances ajustables

P₁ : 220 kΩ
P₂ : 220 kΩ
P₃ : 100 kΩ
AJ₁ : 100 Ω
AJ₂ : 2,2 kΩ

AJ₃ : 3,3 kΩ
AJ₄ : 100 kΩ
AJ₅ : 25 kΩ
AJ₆ : 100 kΩ
AJ₇ : 25 kΩ
AJ₈ : 100 Ω
AJ₉ : 1 kΩ
AJ₁₀ : 2,2 kΩ
AJ₁₁ : 250 Ω

Condensateurs

C₁ : chimique 10 μF 500 V
C₂ : chimique 10 μF 500 V
C₃ : céramique 10 nF
C₄ : céramique 2 200 pF
C₅ : céramique 470 pF
C₆ : céramique 470 pF
C₇ : mylar, 3 μF 400 V (trois × 1 μF 400 V en parallèle)
C₈ : céramique 3 300 pF
C₉ : mylar 3 μF 400 V (trois × 1 μF 400 V en parallèle)
C₁₀ : céramique 3 300 pF
C₁₁ : mylar 0,47 μF 400 V
C₁₂ : mylar 1 μF 400 V
C₁₃ : céramique 3 300 pF
C₁₄ : chimique 16 μF 350 V + mylar 68 nF 400 V

Semi-conducteurs

D₁ à D₁₂ : 800 V 1 A, genre 1N4585
Z₁ : 300 V (voir texte, dix à douze zeners 1 W)
Z₂ : 32 V (deux zeners 16 V 1 W)
TH : 400 V 1,6 A boîtier TO39, genre 2N2329
TEC : 2N3819
T₁ : BU115
T₂ : BC320B boîtier TO92
T₃ : BF259

T₄ : BF259
T₅ : BD128
T₆ : BF259
T₇ : BF259
T₈ : BD128
T₉ : BC317B boîtier TO92
T₁₀ : BC317B boîtier TO92
T₁₁ : BD128
T₁₂ : BC160 avec radiateur étoile
T₁₃ : BD128
T₁₄ : BD128
T₁₅ : BU112
T₁₆ : BC320B boîtier TO92
T₁₇ : BC317B boîtier TO92
T₁₈ : BC317B boîtier TO92
Cl₁ et Cl₂ : SFC2723 boîtier TO100

● Voie n° 2

Toutes valeurs égales sauf :

Résistances

R₂ : 7,5 kΩ 50 W
R₅ : 10 kΩ 30 W
R₁₁ : 1,3 MΩ 0,5 W
R₁₃ : 1,1 MΩ 0,5 W
R₁₈ : 150 Ω 0,5 W
R₂₃ : 120 kΩ 0,5 W

Résistance ajustable

AJ₁₀ : 25 kΩ

Condensateurs

C₁ : 6 μF 600 V (deux × 12,5 μF 350 V en série) chimique
C₂ : 6 μF 600 V (deux × 12,5 μF 350 V en série) chimique

Semi-conducteurs

D₁ à D₄ : 1 000 V 1 A genre 1N4586
Z₁ : 370 V (voir texte dix à douze zeners 1 W)

empêchent une entrée en oscillation du montage.

On notera que les constantes de temps de l'alimentation sont telles qu'une diode zener protégeant T₁₆, T₁₇ contre un dépassement du V_{ce} max. que provoquerait la charge de C₁₂, n'est pas nécessaire. Le transistor T₁₈ ferme la boucle de rétro-action, il est alimenté à partir d'une tension de référence de 12 V, l'amplificateur de courant complémentaire T₁₆, T₁₇ avec un gain énorme, ne lui dérobe qu'un courant négligeable. On remarquera encore que T₁₆-T₁₇ compris dans la boucle de rétro-action, est insensible aux variations de température pour peu que T₁₈ soit tenu à l'abri de ces variations. La sortie s'effectue au point A. L'impédance du circuit utilisateur – soit ici, l'amplificateur d'erreur – doit être très élevée de l'ordre de plusieurs mégohms. On peut arriver à ce résultat en employant un Darlington, mais il est plus judicieux et aussi plus efficace d'intercaler entre le générateur de courant constant et l'amplificateur d'erreur un transistor à effet de champ monté en drain commun.

4° Comportement en température

Les points d'une alimentation sensibles aux écarts de température sont, l'amplificateur d'erreur et la référence de tension. Nous employons une solution classique pour le premier : amplificateur différentiel, alimenté par un générateur de courant constant. La référence de tension 12 V de l'alimentation et des générateurs de courant constant est donnée par un circuit intégré SFC2723 de SESCO. Ce circuit intégré est alimenté par un autre SFC2723 servant par ailleurs à donner le 21 V de l'étage tampon à semi-conducteur à effet de champ.

On remarquera enfin que tous les composants sensibles aux variations de température sont contenus dans un boîtier isotherme, selon une technique décrite plus loin. Ce sont les transistors T₉ et T₁₈ des générateurs de courant constant. Le transistor à effet de champ TEC.

Réalisation

La photo de titre représente l'alimentation achevée. L'alimentation est

double. Les deux voies sont électriquement séparées de façon à permettre la mise en série. Le schéma de la figure 7 est identique pour les deux voies.

1° Partie mécanique

Le coffret qui recevra l'alimentation aura les dimensions minimales suivantes : 350 × 240 × 140 mm. Il devra être relié à la terre comme le radiateur des transistors de puissance.

a) Le radiateur

Le radiateur est commun aux deux voies, il est taillé aux dimensions du coffret dans du profilé vendu au mètre. On n'oubliera pas de le relier au châssis par une tresse de masse. Le radiateur reçoit quatorze transistors de puissance : quatre en boîtier TO3, dix en boîtiers TO126.

Positionnement des transistors en TO3 : il est commode d'utiliser la semelle d'un boîtier TO3 décortiqué pour pointer les trous base et émetteur et les trous de fixation.

Positionnement des transistors en TO126 : comme ces transistors sont

connectés à un circuit imprimé relais (cf. infra) celui-ci sert de guide de perçage.

Perçage et taraudage :

Le perçage s'effectue de préférence avec une chignole montée sur support. Il n'y aura pas de miracle avec une perceuse électrique tenue à la main.

Le taraudage se fait avec un tourne-à-gauche et un jeu de trois tarauds : ébaucheur, semi-fini, finisseur. Nous ne conseillons pas d'utiliser le taraud finisseur avec un matériau aussi mou que l'aluminium.

Les vis de fixation des transistors en TO 3 doivent être isolées du boîtier par des canons isolants. Il y a donc lieu de percer et de tarauder au diamètre de la vis de fixation puis d'agrandir sur quelques millimètres de profondeur, avec une mèche au diamètre du canon isolant. Il est préférable du point de vue de l'esthétique, de ne pas faire sortir les connexions base et émetteur des transistors en boîtier TO 3, du côté des ailettes, on percera donc dans la masse du radiateur, deux trous verticaux reliés par un trou horizontal en tunnel (croquis fig. 8). On arrondira jusqu'au dessin d'un U avec une corde métallique de guitare – la sixième, un mi – dont la propriété abrasive n'a pas échappé à ceux qui se sont essayés à cet instrument avec les doigts tendres du débutant.

– Polissage :

Le polissage est la dernière opération à effectuer sur le radiateur, on peut effacer ainsi les maladresses. Nous conseillons le papier de verre, une polisseuse électrique mal utilisée peut faire perdre au radiateur sa planéité.

Le polissage soulève une poussière d'aluminium qui pénètre dans les trous taraudés. On mouillera cette limaille avec une huile moteur détergente : le résultat est une bouillie pâteuse que l'on retire doucement avec un taraud ébaucheur.

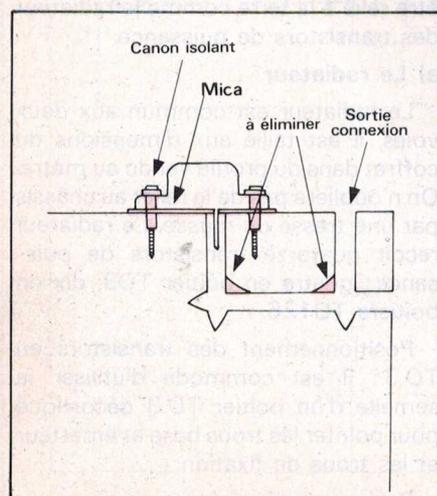


Fig. 8

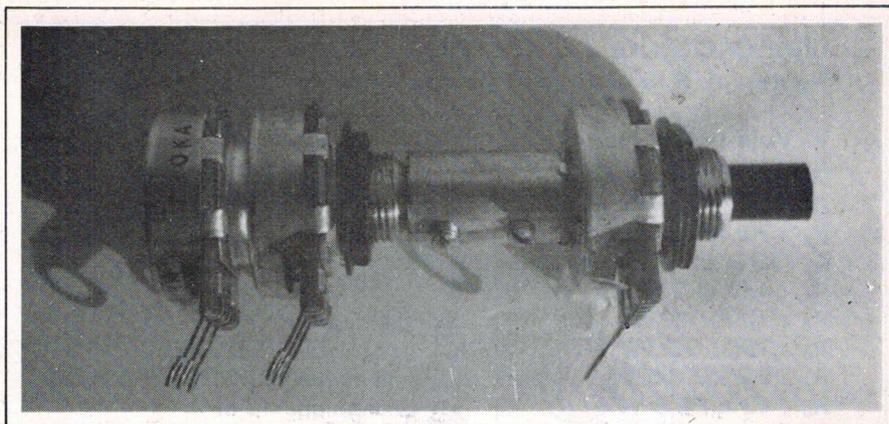


Photo 2

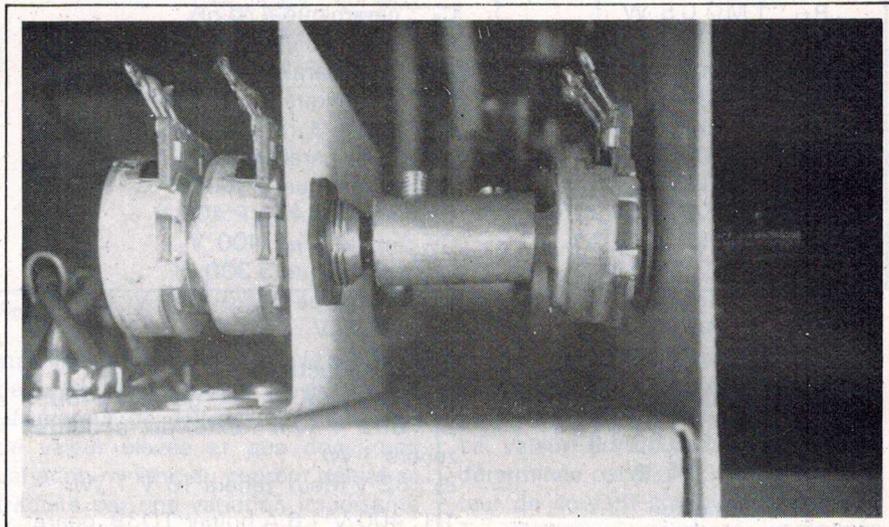


Photo 3

b) Couplage mécanique des potentiomètres

Nous avons vu que le réglage de la tension de sortie d'une voie, s'effectue par trois potentiomètres : c'est-à-dire les deux potentiomètres P₁-P₂ du filtre électronique, le potentiomètre P₃ constituant une partie de la charge du générateur de courant constant. Il n'existe pas ou peu de potentiomètres triples sur le marché. Il convient donc de prendre un potentiomètre double pour P₁-P₂. On utilisera pour P₃ un potentiomètre double dont le deuxième potentiomètre, le potentiomètre commandé, a été retiré : il reste un potentiomètre à deux axes de commande. Ces potentiomètres sont reliés par un manchon prolongateur à deux vis pointeau (photo 2). Le potentiomètre double P₁-P₂ est fixé sur une plaque de métal pliée en équerre. P₃ est monté sur la face avant (photo 3).

c) Compartiment résistances de puissance

Les résistances R₂-R₅, des deux voies sont des modèles de puissance. Elles sont fixées sur des traversées isolantes à une plaque de métal compartimentant le coffret (voir photo 4). On aura bien entendu prévu une aération suffisante.

2° Partie électrique

Les deux transformateurs, voie n° 1 et voie n° 2, de la maquette ont été réalisés sur mesure par un bobinier. Ils délivrent :

Voie n° 1 = 300 V 0,1 A – 6,3 V 0,3 A

Voie n° 2 = 370 V 0,1 A – 6,3 V 0,3 A

Le temps n'est plus aux transformateurs riches en fer et en cuivre, les transformateurs d'aujourd'hui sont rationnels et calculés au plus juste. Il convient donc de commander 0,2 A ou même 0,3 A pour être satisfait.

Les circuits du redressement de l'alternatif et du filtrage élémentaire, sont câblés sur deux barrettes sous le châssis de l'alimentation (photo 5). On notera que les lignes négatives ne sont pas reliées à la masse.

a) Les circuits imprimés

Avant de passer à la reproduction des circuits imprimés, il est sage de s'assurer que les composants dont on dispose, et notamment les résistances ajustables, n'obligent pas à une modification de l'implantation.

Les fonctions suivantes :

- limitation de tension,
- disjonction,
- filtrage électronique,

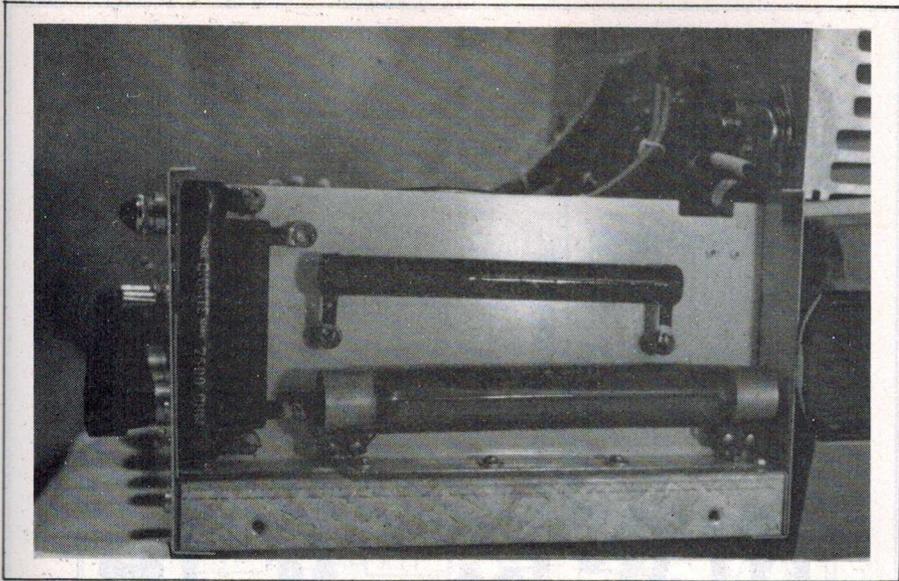


Photo 4

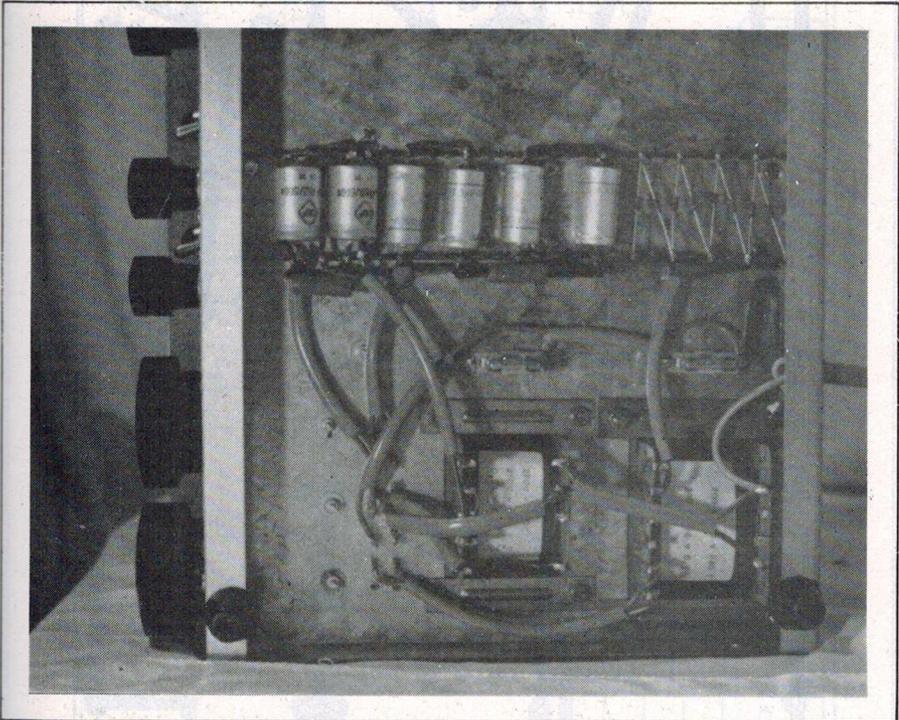


Photo 5

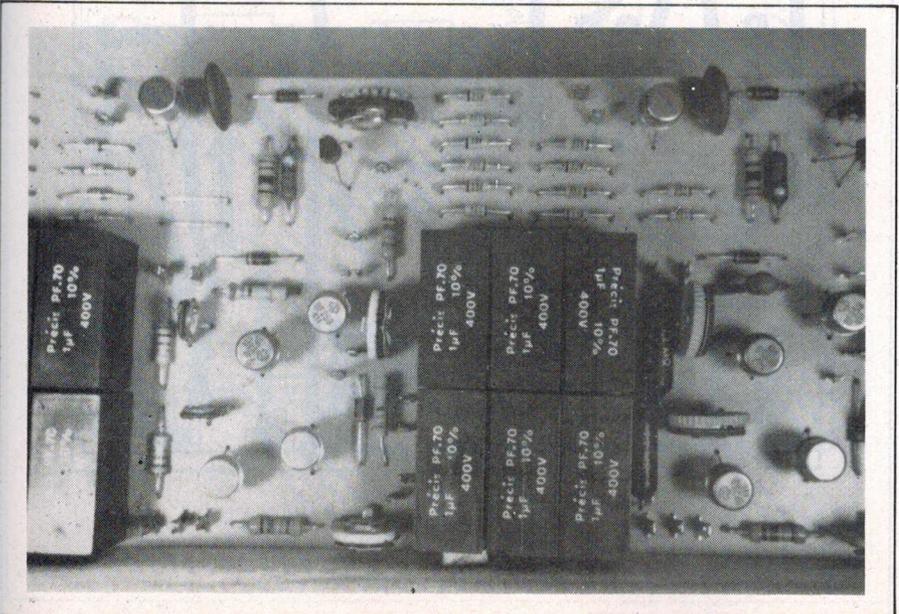


Photo 6

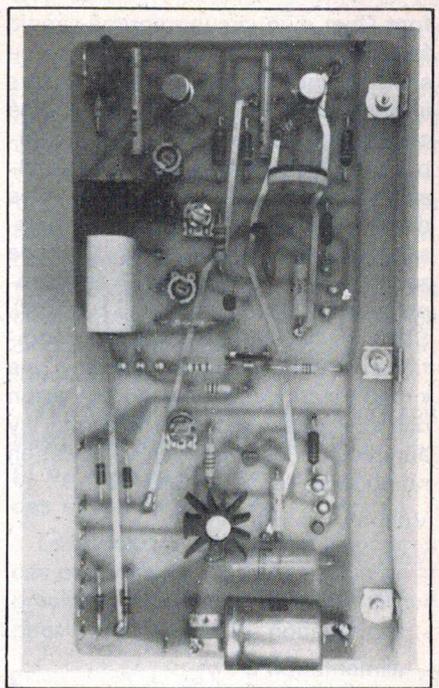


Photo 7

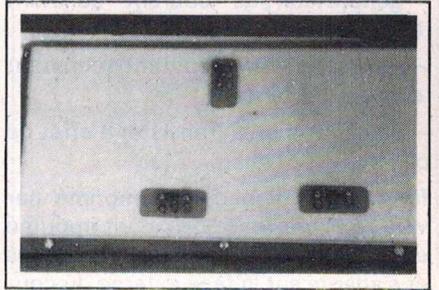


Photo 8

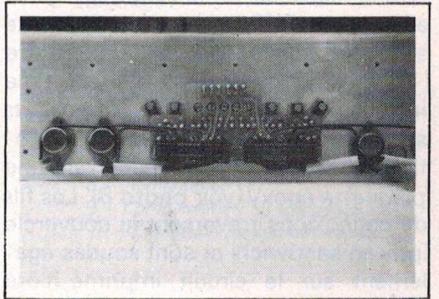


Photo 9

font l'objet d'un circuit imprimé simple face (**photo 6**). On a regroupé sur une seule plaquette époxy les circuits imprimés des deux voies (**fig. 9** côté cuivre ; **fig. 10** implantation des composants). Sont câblés à part, les transistors de puissance T_1 - T_5 - T_8 , des deux voies, les résistances de puissance R_2 - R_5 des deux voies. La diode zener Z_1 des **figures 4 et 7** est composée de dix à douze zener (33 V 1 W). Selon la voie. En fait, comme les additions de tensions zener relèvent d'une « mathématique intuitive », en raison des tolérances de ces composants, il y aura lieu de les ajuster en valeur et en nombre, de façon à obtenir :

Voie n° 1 = 300 V

Voie n° 2 = 370 V

Les fonctions :

- alimentation 12 V,
- alimentation 21 V,
- amplificateur différentiel d'erreur,
- générateur de courant constant (amplificateur différentiel d'erreur),
- générateur de courant constant (diviseur de tension),
- étage tampon à transistor à effet de champ,

font l'objet d'un circuit imprimé par voie (voir **photo 7**). Le circuit imprimé est un double face, il a les dimensions et s'adapte sur la face externe du couvercle d'une boîte isotherme en polystyrène expansé (emballage de glace alimentaire, 1/2 litre). Les composants sensibles aux écarts de température (T_9 - T_{EC} - T_{18}) s'adaptent sur la face interne du couvercle. Ces composants sont donc à l'intérieur de la boîte isotherme, ils sont soudés chacun sur une plaquette époxy (voir **photo 8**). Les fils de connexions traversent le couvercle (pris en sandwich) et sont soudés également sur le circuit imprimé côté composants extérieurs. On n'oubliera pas les traversées établissant le contact entre les deux faces du circuit imprimé. **Figure 11** : circuit imprimé côté composants extérieurs ; **figure 12** : implantation éléments sensibles ; **figure 13** : circuit imprimé côté éléments sensibles ; **figure 14** : implantation. On ne reliera toutefois, les sorties de l'alimentation 12 V aux circuits utilisateurs, que lorsque la tension de sortie aura été ajustée (cf. infra). De même on aura noté les deux cosses, côté composants extérieurs, qui non reliées entre elles, permettent d'isoler l'étage tampon pendant que l'on effectue son réglage.

On réalise enfin un dernier circuit imprimé qui sert de relais entre le câblage du coffret et les transistors de puissance fixés au radiateur. Il s'agit là aussi d'un double face. Il est commun aux deux voies. Il reçoit outre les dix

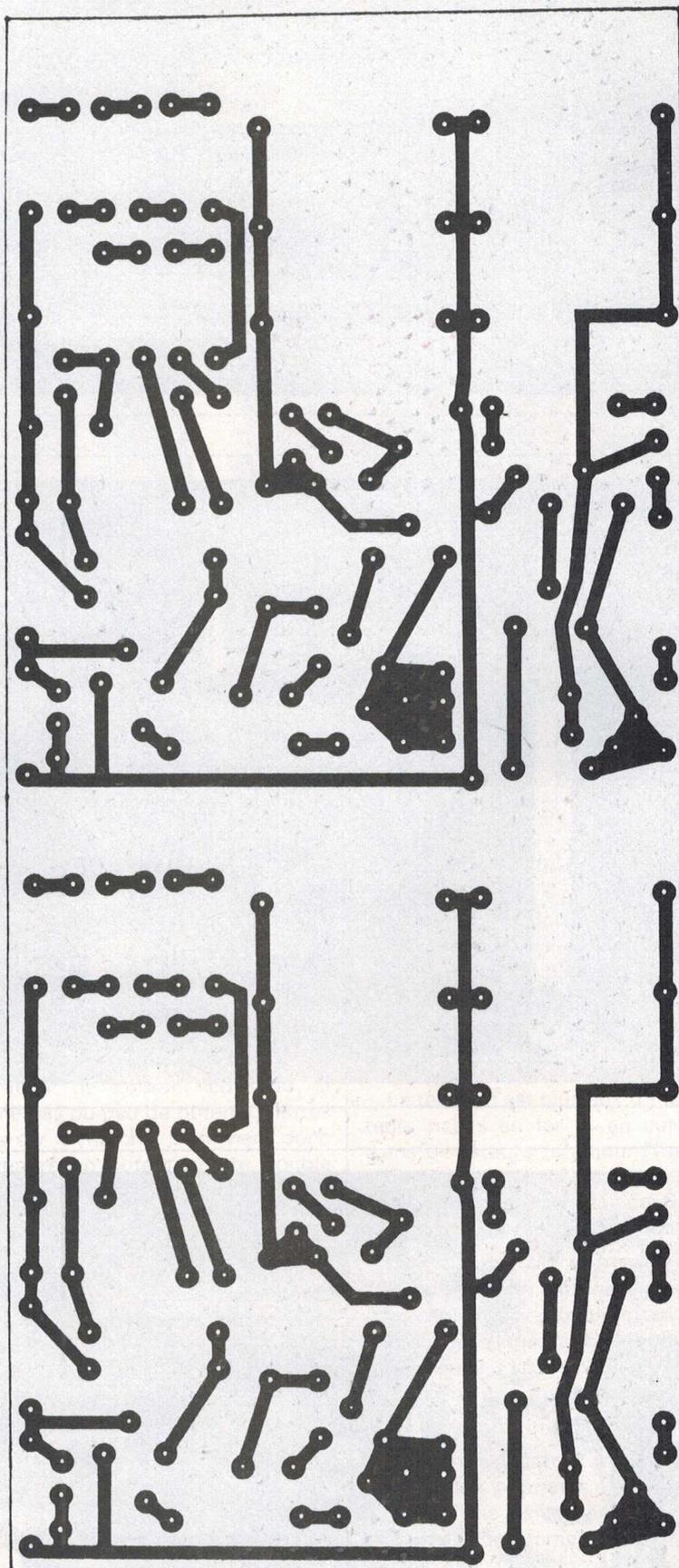


Fig. 9-

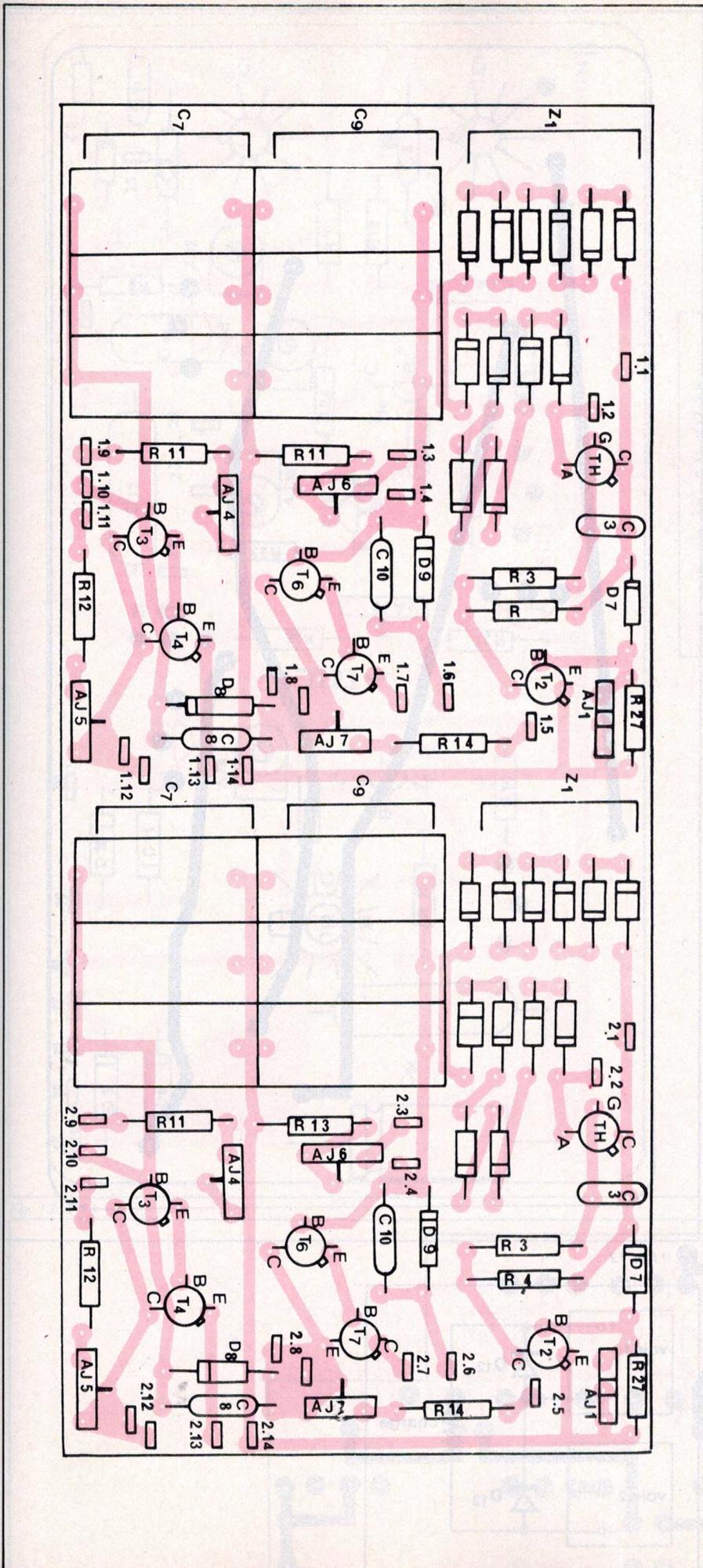


Fig. 10

BD128 (cinq par voie), les résistances collecteur R₁₇-R₁₉ des amplificateurs différentiels d'erreur et les cosses de liaison émetteur base et collecteur des quatre transistors en TO3. **Figure 15** : circuit imprimé, côté résistances et cosses de liaison. **Figure 16** : implantation des résistances et des cosses de liaison. **Figure 17** : circuit imprimé, côté transistors. **Figure 18** : implantation des transistors. On aura noté les cinq trous permettant d'atteindre les cinq BD128 se trouvant sous le circuit imprimé (voir photo 9).

On trouvera **figure 19** le brochage des circuits intégrés SFC2723.

b) Préréglage des circuits imprimés

Le **tableau 1** regroupe par fonctions ces préréglages. On aura besoin de la précision d'un multimètre numérique pour les effectuer.

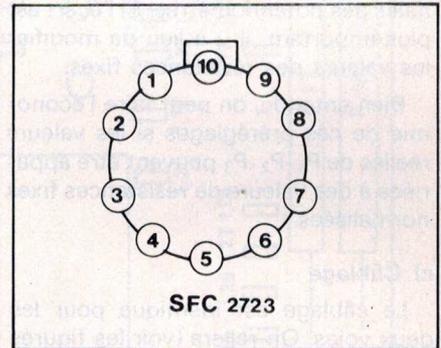


Fig. 19 SFC vu de dessus

Brochage :

- 1 - Limitation de courant (émetteur)
- 2 - Entrée inverseuse
- 3 - Entrée non inverseuse
- 4 - Tension de référence
- 5 - Alimentation (-)
- 6 - Sortie
- 7 - Collecteur transistor de sortie
- 8 - Alimentation (+)
- 9 - Compensation en fréquence
- 10 - Limitation de courant (base)

Il est observé que les valeurs des filtres et du générateur de courant constant de ce tableau ne sont valables que dans la mesure où les valeurs réelles de P_1 - P_2 - P_3 correspondent aux valeurs nominales (220 k Ω , 220 k Ω , 100 k Ω). Dans le cas contraire, comme il convient de faire passer dans P_1 - P_2 - P_3 un courant tel qu'on obtienne à leurs bornes, respectivement 50 V, 50 V, 100 V, il y a lieu de recalculer l'ensemble des diviseurs de tension. On appliquera la loi d'Ohm et on se référera aux valeurs de tension du **tableau 2**. La tension à l'entrée du deuxième filtre varie selon la valeur de la tension de sortie demandée à l'alimentation, entre 285 et 235 V, voie n° 1, entre 355 et 305 V, voie n° 2. C'est sur les valeurs moyennes (respectivement 260 V et 330 V) que s'effectue le calcul.

Les ajustables permettent un rattrapage de $\pm 3\%$ autour des valeurs nominales des potentiomètres. Si l'écart est plus important, il y a lieu de modifier les valeurs des résistances fixes.

Bien entendu, on peut faire l'économie de ces pré-réglages si les valeurs réelles de P_1 - P_2 - P_3 peuvent être appariées à des valeurs de résistances fixes normalisées.

c) Câblage

Le câblage est identique pour les deux voies. On reliera (voir les figures d'implantation) les cosses de connexion ayant la même numérotation : le premier chiffre indique la voie. 1, voie n° 1 ; 2, voie n° 2 ; le deuxième chiffre est un numéro d'ordre. Le **tableau 3** indique les natures des liaisons.

Les premières liaisons à effectuer sont celles permettant l'alimentation des SFC2723. On met sous tension et on parfait le réglage des AJ_2 et AJ_3 de façon à obtenir 21 V et 12 V. On règle ensuite AJ_9 de l'étage tampon de façon à obtenir 12 V entre le point B et la ligne négative. Ceci fait, on n'oubliera pas de relier le 12 V aux circuits utilisateurs et l'étage tampon à la sortie du générateur de courant constant.

On termine le câblage en soudant un diode en parallèle sur les bornes de sortie des deux voies (**fig. 20**). Il s'agit de protections contre une polarisation inversée des alimentations dans le cas par exemple où, fonctionnant en série, une des deux voies venait à disjoncter.

d) Vérifications et réglages

Les mesures qui vont suivre s'effectuent sous tension. On ne travaillera pas avec les mains moites, « on pensera » chaque geste. Il faut à tout prix que le cœur ne puisse se trouver sur le passage du courant :

- on s'isolera du sol,

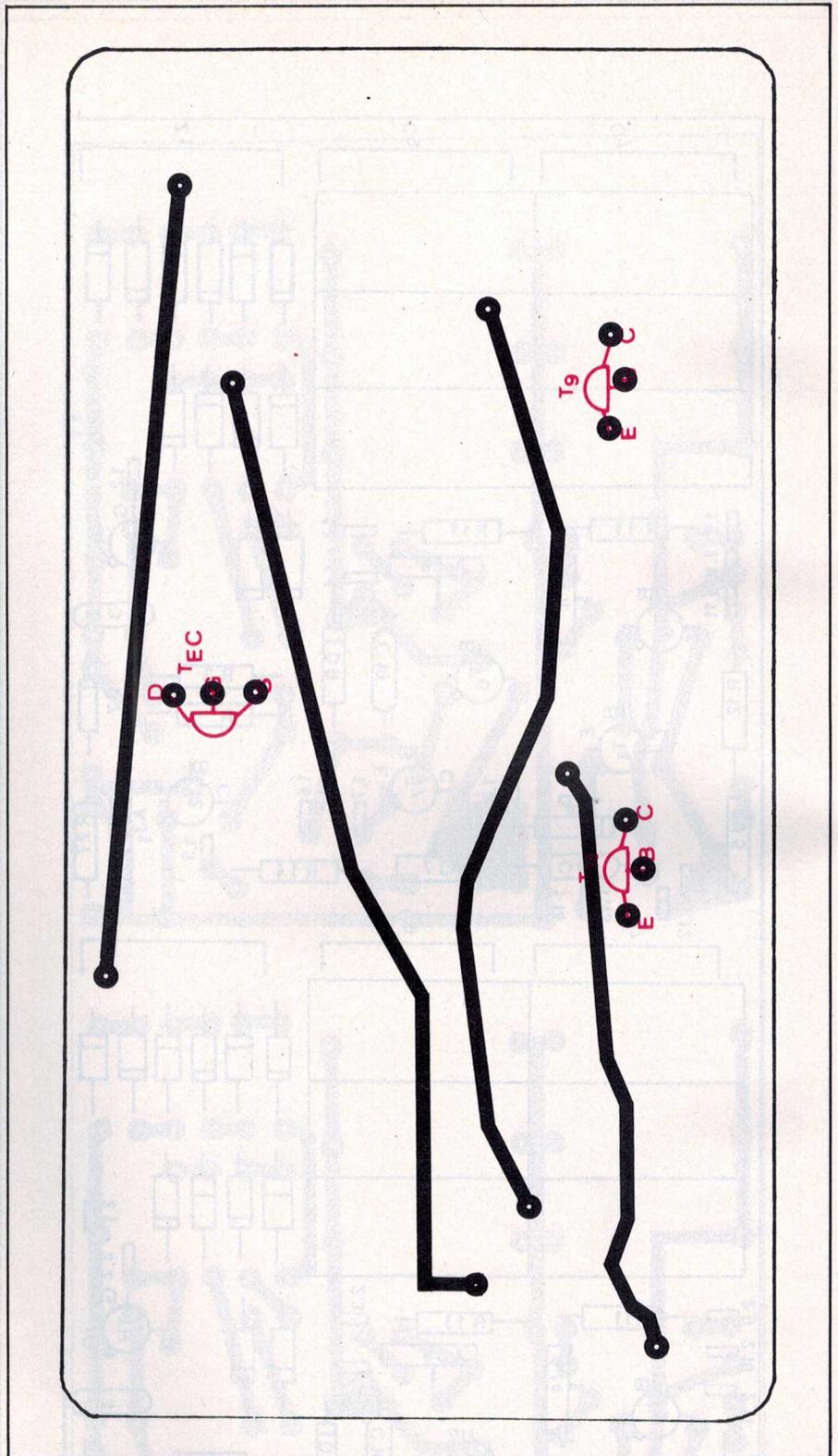


Fig. 11 et 12

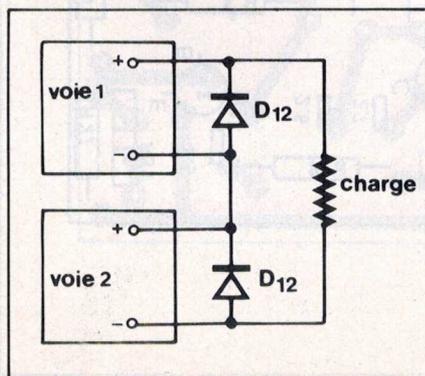


Fig. 20

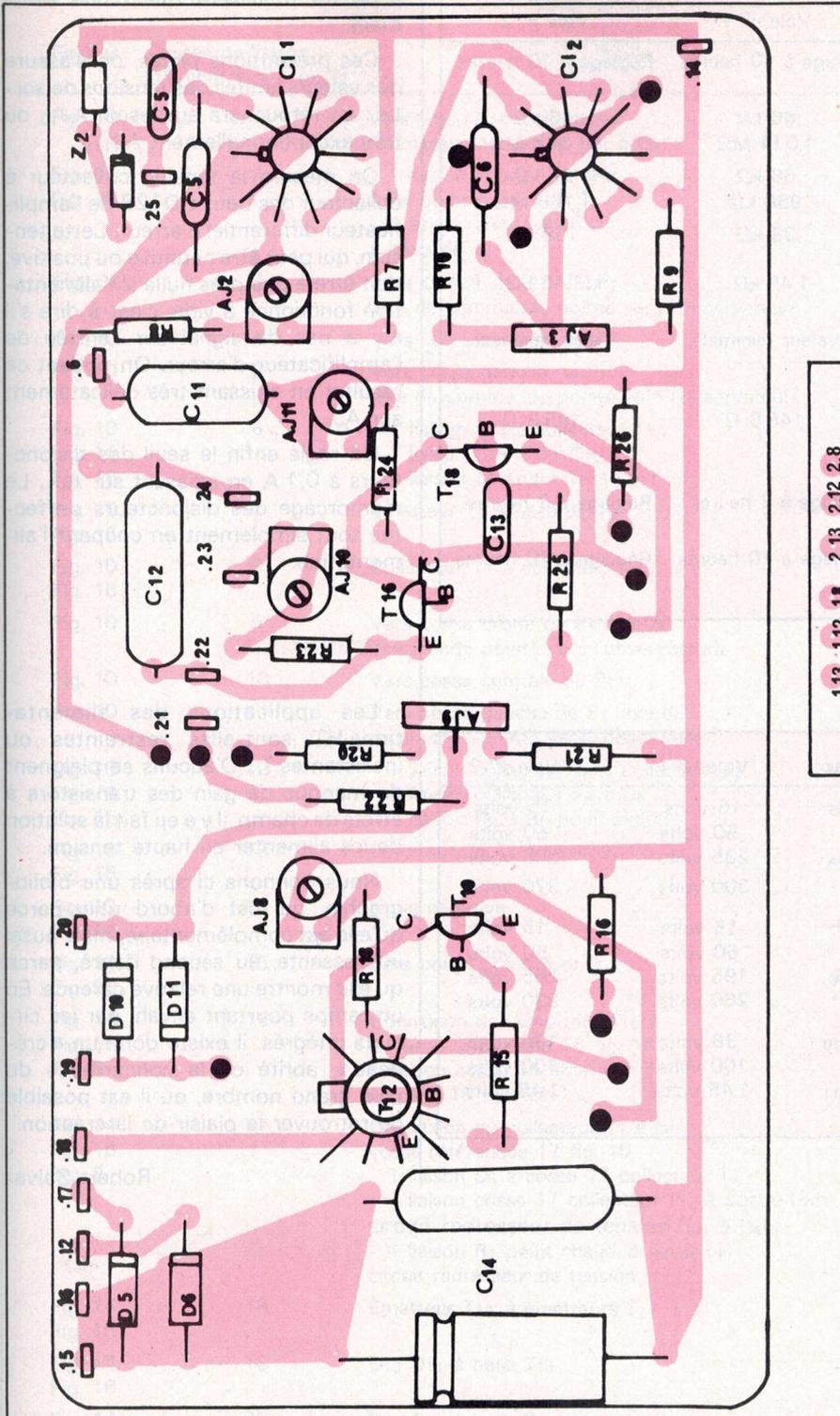


Fig. 13 et 14

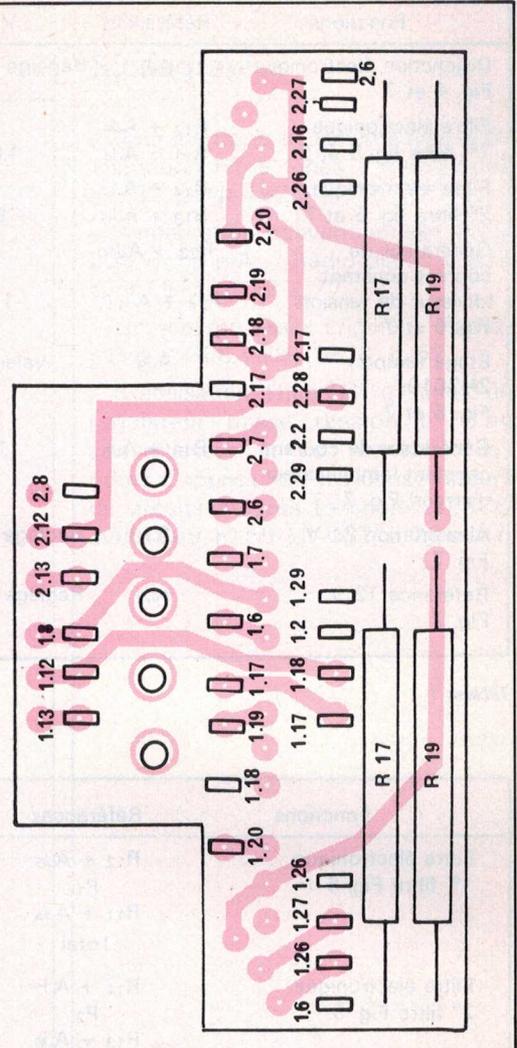


Fig. 15 et 16

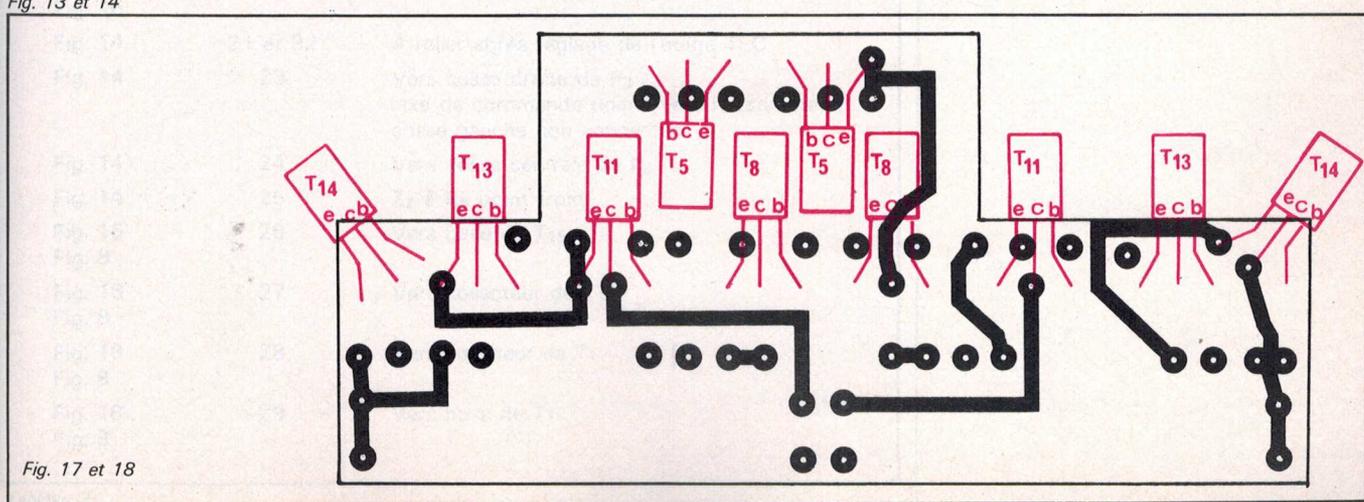


Fig. 17 et 18

Fonctions	Références	Voie n° 1	Voie n° 2
Disjonction électronique Fig. 4 et 7	AJ ₁	Réglage à 10 heures	Réglage à 10 heures
Filtre électronique 1 ^{er} filtre fig. 5 et 7	R ₁₂ + AJ ₅ R ₁₁ + AJ ₄	66 kΩ 1,034 MΩ	66 kΩ 1,342 MΩ
Filtre électronique 2 ^e filtre fig. 5 et 7	R ₁₄ + AJ ₇ R ₁₃ + AJ ₆	66 kΩ 858 kΩ	66 kΩ 1,166 MΩ
Générateur de courant constant (diviseur de tension) Fig. 6 et 7	R ₂₃ + AJ ₁₀ R ₂₄ + AJ ₁₁	38 kΩ 1,45 kΩ	138 kΩ kΩ1,45 kΩ
Étage tampon 2N3819 Fig. 6 et 7	AJ ₉	valeur minimale	valeur minimale
Générateur de courant constant (amplificateur d'erreur) Fig. 7	R ₁₈ + AJ ₈	146,8 Ω	195,8 Ω
Alimentation 21 V Fig. 7	AJ ₂	Réglage à 2 heures	Réglage à 2 heures
Référence 12 V Fig. 7	AJ ₃	Réglage à 10 heures	Réglage à 10 heures

Tableau 1

Fonctions	Références	Voie n° 1	Voie n° 2
Filtre électronique 1 ^{er} filtre Fig. 5	R ₁₂ + AJ ₅	15 volts	15 volts
	P ₁	50 volts	50 volts
	R ₁₁ + AJ ₄	235 volts	305 volts
	Total	300 volts	370 volts
Filtre électronique 2 ^e filtre Fig. 5	R ₁₄ + AJ ₇	15 volts	15 volts
	P ₂	50 volts	50 volts
	R ₁₃ + AJ ₆	195 volts	265 volts
	Total	260 volts	330 volts
Générateur de courant constant (diviseur Fig. 6	R ₂₃ + AJ ₁₀	38 volts	138 volts
	P ₃	100 volts	100 volts
	R ₂₄ + AJ ₁₁	1,45 volts	1,45 volts

Tableau 2

– on ne travaillera que d'une seule main.

Ces précautions prises, on s'assure des valeurs limites des tensions de sortie : on retouchera au besoin AJ₁₀ ou très exceptionnellement AJ₁₁.

On mesure la tension collecteur à collecteur des deux BD128 de l'amplificateur différentiel d'erreur. Cette tension, qui peut être négative ou positive, doit être à peu près nulle si l'alimentation fonctionne à vide, c'est-à-dire s'il n'y a pas de signal sur l'entrée de l'amplificateur d'erreur. On obtient ce résultat en agissant très délicatement sur AJ₈.

On règle enfin le seuil des disjoncteurs à 0,1 A en agissant sur AJ₁. Le réamorçage des disjoncteurs s'effectue tout simplement en coupant l'alimentation.

Conclusion

Les applications des alimentations HT sont-elles restreintes ou inexistantes ?... D'aucuns se plaignent du manque de gain des transistors à effets de champ, il y a en fait la solution de les alimenter en haute tension.

Nous donnons ci-après une bibliographie, qui est d'abord utile parce qu'elle est complémentaire, mais aussi intéressante, au second degré, parce qu'elle montre une relative carence. En un temps pourtant envahi par les circuits intégrés, il existe donc un « créneau », abrité de la concurrence du plus grand nombre, où il est possible de retrouver le plaisir de la création.

Robert Salvat

Figures	Cosses de liaison (1 ^{er} chiffre = 1 ou 2)	Objet
Fig. 10	1	vers pôle négatif du circuit redresseur de tension (D ₁ à D ₄)
Fig. 10 Fig. 16	2	- 1 liaison anode thyristor à R ₂ point froid. - 1 liaison anode thyristor à base de T ₁ .
Fig. 10	3	vers cosse droite de P ₂ (axe de commande pointé vers l'observateur).
Fig. 10	4	Vers cosse centrale de P ₂
Fig. 10	5	Vers cosse gauche de P ₂ (axe de commande pointé vers l'observateur).
Fig. 10 Fig. 14 Fig. 16	6	- 1 liaison C ₁₁ à collecteur T ₁₅ - 1 liaison C ₁₁ à D ₉ -C ₁₀ - 1 liaison émetteur T ₈ à D ₉ -C ₁₀
Fig. 10 Fig. 16	7	Émetteur T ₇ à base de T ₈
Fig. 10 Fig. 16	8	Collecteur T ₇ à collecteur T ₈
Fig. 10	9	Vers cosse droite de P ₁ (axe de commande pointé vers l'observateur).
Fig. 10	10	Vers cosse centrale de P ₁ .
Fig. 10	11	Vers cosse gauche de P ₁ (axe de commande pointé vers l'observateur).
Fig. 10 Fig. 14 Fig. 16	12	- 1 liaison collecteur T ₅ à collecteur T ₄ - 1 liaison collecteur T ₄ à D ₆ - 1 liaison D ₆ à R ₅ point chaud.
Fig. 10 Fig. 16	13	Émetteur de T ₄ à base de T ₅
Fig. 10 Fig. 14	14	Ligne négative.
Fig. 14 Fig. 20	15	Vers borne positive et D ₁₂
Fig. 14 Fig. 16 Fig. 8	16	Connexion de l'émetteur T ₁₅ à la cosse référencée 16 fig. 16 1 liaison cosse 16 émetteur T ₁₅ à cosse 16 sortie (+).
Fig. 14 Fig. 16 Fig. 8	17	Connexion du collecteur T ₁ à la cosse référencée 17 fig. 16 - 1 liaison D ₅ à cosse 17 collecteur T ₁ - 1 liaison cosse 17 collecteur T ₁ , à sortie (+) circuit redresseur de tension (D ₁ à D ₄) - 1 liaison R ₂ point chaud, à sortie (+) circuit redresseur de tension.
Fig. 14 Fig. 16	18	Émetteur T ₁₂ à émetteurs T ₁₁ , T ₁₃
Fig. 14 Fig. 16	19	D ₁₀ D ₁₁ à base T ₁₁
Fig. 14 Fig. 16	20	D ₁₀ D ₁₁ à base T ₁₃
Fig. 14	21 et 22	A relier après réglage de l'étage TEC
Fig. 14	23	Vers cosse droite de P ₃ (axe de commande pointé vers l'observateur) cosse gauche non connectée.
Fig. 14	24	Vers cosse centrale de P ₃
Fig. 14	25	Z ₂ à R ₅ point froid.
Fig. 16 Fig. 8	26	Vers base de T ₁₅
Fig. 16 Fig. 8	27	Vers collecteur de T ₁₅
Fig. 16 Fig. 8	28	Vers émetteur de T ₁
Fig. 16 Fig. 8	29	Vers base de T ₁

Tableau 3

Bibliographie

- Pour mémoire, un schéma type d'alimentation HT à tubes - Radio-plans n° 332 juillet 1975, p. 79.

- Alimentation conventionnelle, 50 à 200 V, 50 mA - Radio-plans n° 329 avril 1975, p. 72 à 77.

- Un schéma assez original - Radio-plans n° 368 juillet 1978, p. 52.

- Stabilisation d'une THT à l'aide d'un régulateur basse tension et d'un convertisseur cc/cc: consulter les notes d'application des constructeurs de circuits intégrés. Exemple: SESCO avril 1969, n° 56-LR-087, p. 26 et 27.

Bien des propriétaires américains de résidences secondaires utilisent des systèmes de comptage des coups de sonnerie du téléphone pour télécommander à grande distance des fonctions telles que la mise en route du chauffage. En France, bien des obstacles plus administratifs que techniques s'opposent à l'utilisation de tels systèmes. Nous avons malgré tout jugé intéressant d'étudier un appareil capable de remplir ce genre de fonction, tout en lui ajoutant certains perfectionnements importants. Précisons bien sûr que tout raccordement au réseau public exige l'accord des services officiels, accord lui-même subordonné à l'homologation de l'équipement réalisé.

Télécommande par téléphone avec accusé de réception

Définition du système

Dès que des fonctions aussi importantes que la mise en route d'un chauffage doivent être télécommandées, il faut s'attacher à garantir une sécurité de transmission aussi élevée que possible. D'une part, il convient de rendre impossible tout déclenchement intempestif dû à un fonctionnement « normal » du réseau téléphonique (y compris donc les faux numéros et anomalies diverses) et d'autre part, il est souhaitable que le système rende compte de l'exécution de l'ordre (accusé de réception).

Un procédé donnant toutes les garanties voulues, consiste à utiliser un répondeur spécial travaillant en liaison avec un boîtier de télécommande à couplage acoustique. Nous n'avons pas retenu cette solution pour deux raisons :

- Le fait de devoir se déplacer avec un boîtier de télécommande nous semble trop contraignant et générateur de risques d'oubli.
- Dans un pays peu ouvert à ces techniques, le fait de poser un coupleur acoustique sur le combiné d'un téléphone public peut vous conduire rapidement au commissariat le plus proche avec de graves soupçons de fraude.

Nous avons donc décidé de revoir et de corriger le principe du comptage des coups de sonnerie.

Une première remarque importante, que tout possesseur de deux lignes téléphoniques indépendantes pourra facilement vérifier, est que la tonalité dite « de retour d'appel » n'est généralement pas synchrone de la sonnerie. Ceci se traduit par le fait que le nombre de coups compté côté demandeur peut varier de 1 à 3 unités avec celui enregistré côté demandé. Plutôt que d'introduire cette marge d'erreur dans la conception du montage, nous avons préféré utiliser comme information **le temps** pendant lequel fonctionne la sonnerie, temps qui ne diffère que peu de celui pendant lequel la tonalité de retour d'appel est perçue par le demandeur. Une certaine marge a cependant été introduite : sur notre maquette, seuls les trains de coups de sonnerie dont la durée est comprise entre 40 et 50 secondes sont pris en compte.

Il peut toutefois arriver qu'un appel émanant d'un correspondant quelconque voie sa durée tomber dans cette fourchette. Nous avons donc prévu de faire agir le premier appel sur un système de mémorisation et de ne déclencher l'action de télécommande qu'en cas de réception dans les cinq minutes suivantes d'un second appel identique. Dès cet instant, l'appareil « prend la ligne » (décroche) pendant dix secondes et envoie une tonalité caractéristique accusant réception de l'ordre. Un contact **du même relais** agit pendant la même période sur l'organe de mise en route du dispositif télécommandé.

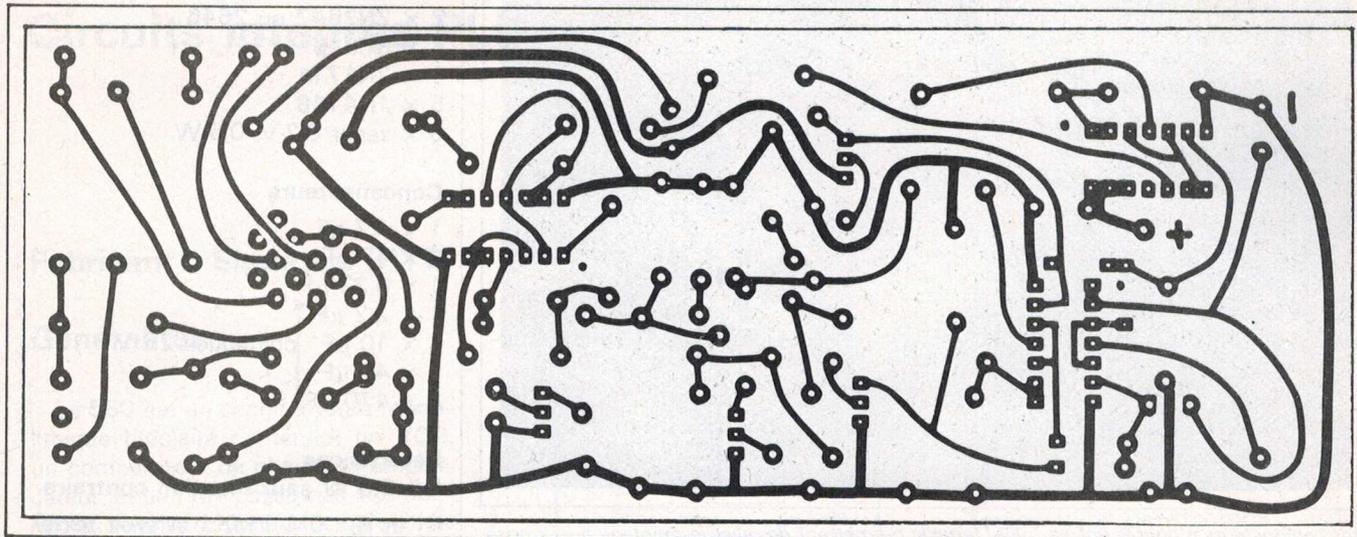


Fig. 3. - Le circuit imprimé.

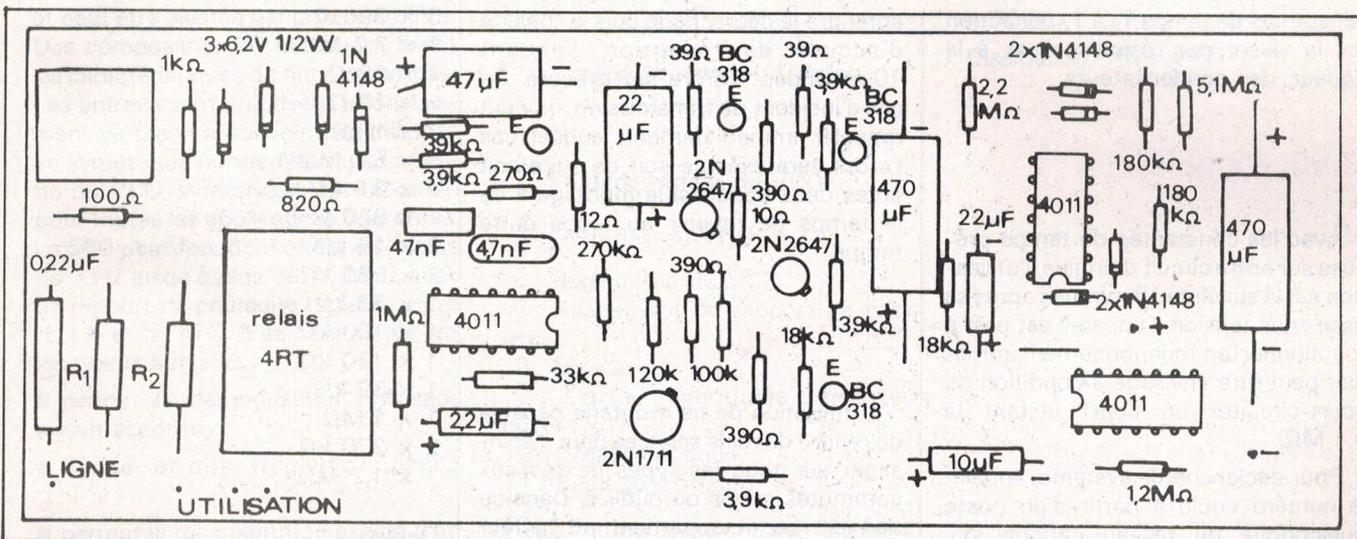
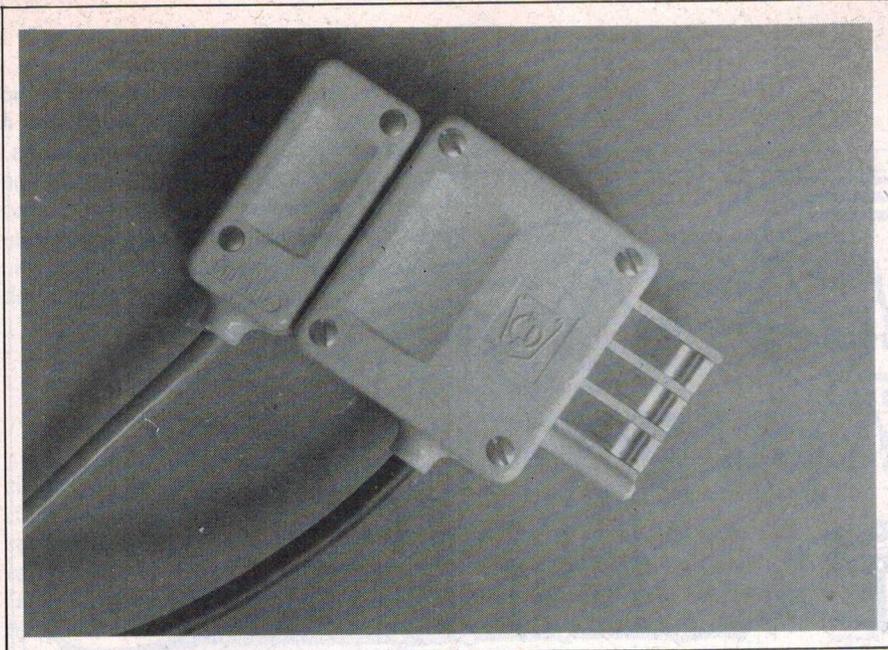


Fig. 4. - Implantation des composants sur le circuit.

T ₁	Au repos, T ₁ délivre des impulsions à intervalles réguliers de 10 à 15 secondes, qui viennent décharger le condensateur de T ₂ , empêchant ce dernier de délivrer des impulsions. Lorsque la sonnerie fonctionne, chaque coup décharge le condensateur de T ₁ . Ne recevant plus d'impulsions, T ₂ se met à fonctionner et délivre une impulsion au bout de 35 à 40 secondes.
T ₂	
T ₃	Sert à mémoriser pendant 30 secondes environ l'information (impulsion) délivrée par T ₂ .
T ₄	Ce monostable ne peut être déclenché que si T ₃ est actif ET si T ₁ délivre des impulsions (sonnerie arrêtée). Il est uniquement déclenché par un train de coups de sonnerie de durée comprise entre 40 et 50 secondes environ. Ce monostable conserve pendant 5 minutes environ l'information précédente (appel de 40 à 50 secondes).
T ₅	Ce monostable bascule pendant 10 secondes environ dès qu'un second train de coups de sonnerie d'au moins 40 secondes est reçu dans les 5 minutes suivant le premier. Il fait coller le relais qui « déclenche », alimente la charge d'utilisation et envoie l'accusé de réception en ligne.
T ₆	Détermine le rythme des « bips » d'accusé de réception.
T ₇	Détermine la fréquence des « bips » d'accusé de réception.

Fig. 2. - Tableau donnant le rôle des sept temporisations.



Des connecteurs à double entrée mâle / femelle permettent de relier le montage à une prise normalisée, sans aucune modification.

constantes de temps T_1 à T_7 par action sur la valeur des résistances et, à la rigueur, des condensateurs.

Mode d'emploi

Avec les constantes de temps prévues sur notre circuit d'origine, l'utilisation est la suivante : 5 minutes après sa mise sous tension, l'appareil est prêt à fonctionner (un fonctionnement immédiat peut être envisagé à condition de court-circuiter un court instant la $5,1 \text{ M}\Omega$).

Pour déclencher le système, appeler le numéro voulu à partir d'un poste quelconque du réseau national ou, pourquoi pas, international. Attendre la première tonalité de retour d'appel (sonnerie) et chronométrer 45 secondes avant de raccrocher. Appeler à nouveau sans attendre davantage. Au bout de 35 à 40 secondes, on doit

entendre le décrochage puis la tonalité d'accusé de réception pendant 10 secondes : l'ordre est exécuté. En cas d'incident de transmission, on peut rappeler immédiatement, auquel cas l'ordre sera exécuté soit de suite soit après deux appels si le montage a eu le temps de revenir au repos entre temps.

Conclusion

L'utilisation de ce montage capable de rendre de réels services peut s'envisager sur tous les types de réseaux commutés privés ou publics. Dans ce dernier cas, il appartient au lecteur d'entreprendre toutes les démarches nécessaires au respect de la réglementation en vigueur, et ce, avant tout raccordement quel qu'il soit.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Semi-conducteurs

3 × CD4011 BE
2 × 2N2647 ou 2646
4 × BC318
1 × 2N1711
5 × 1N4148
3 × zener 6,2 V, 0,5 W

Condensateurs

1 × 4,7 nF
1 × 47 nF
1 × 0,22 μF
1 × 2,2 μF
1 × 10 μF chimiques 25 V
1 × 47 μF
2 × 470 μF

Résistances

5% 0,5 W sauf mention contraire

R_1 et R_2 : 0 à $1 \text{ k}\Omega$ 1 W (voir texte)
2 × 39 Ω
1 × 100 Ω
3 × 390 Ω
1 × 2,2 $\text{M}\Omega$
1 × 12 Ω
1 × 10 Ω
1 × 1 $\text{k}\Omega$
1 × 5,1 $\text{M}\Omega$
4 × 3,9 $\text{k}\Omega$
1 × 820 Ω
2 × 18 $\text{k}\Omega$
2 × 180 $\text{k}\Omega$
1 × 33 $\text{k}\Omega$
1 × 100 $\text{k}\Omega$
1 × 120 $\text{k}\Omega$
1 × 39 $\text{k}\Omega$
1 × 1 $\text{M}\Omega$
2 × 270 $\text{k}\Omega$
1 × 1,2 $\text{M}\Omega$

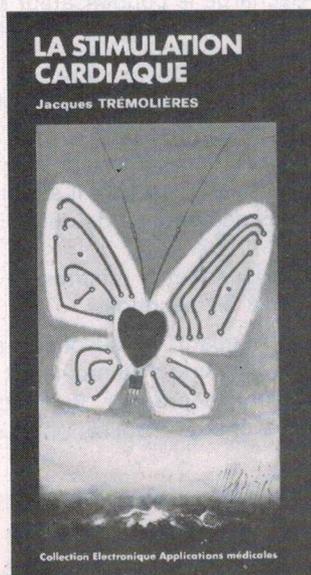
Divers

1 circuit imprimé
1 relais 12 V 4RT avec socle
1 transfo de ligne

Le 1^{er} ouvrage
de la collection
Electronique
Applications
vient
de paraître

« La stimulation cardiaque »

par Jacques Trémolières
(Collection Electronique
Applications Médicales)



En vente :

- Sur commande chez votre libraire.
- Directement ou par correspondance à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.
- En nos locaux : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
- Par correspondance : même adresse (joindre 11 F de frais d'envoi).

Prix pratiqué à notre
siège : 50 Francs