

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°86

Lead

ISSN 0753-7409

**COURS N°26 : CONNAISSANCE DE
L'ELECTRONIQUE : LA STABILISATION
AMPLI HI-FI STEREO: LE SUPER INTEGRE
ETALON DE 11 FREQUENCES 10ppM
VU-METRE STEREOPHONIQUE A LEDS
LE SUPERTEF : EMETTEUR R.C.**

**LE
SUPER INTEGRE
2 x 50 W_{eff}/8Ω
UNE
BOMBE AUDIO
POUR
MOINS DE 1000 F**

M 1226 - 86 - 25,00 F



MENSUEL AVRIL 1991 / BELGIQUE 183 F.B / CANADA \$ 4,75

Electronique - Diffusion

R.C. ROUBAIX B 378 280 978

SA CAPITAL 1.500.000 F

15, rue de Rome 59100 ROUBAIX ☎ 20.70.23.42

vous propose 3 ouvrages faits par des professeurs de technologie pour des professeurs de technologie au collège.

2 dossiers complets pour la réalisation d'un projet à dominante électronique et mécanique.

Domaine exploités : gestion, électronique, mécanique, informatique, culture technique et toute la partie fabrication avec le planning d'organisation et tous les postes de travail sous forme de fiches.

• **Rockenstock** : Enceinte amplifiée pour baladeur.

classe de 4^e au prix : 75,00 F

• **L'ampliphone** : Amplificateur pour téléphone.

classe de 3^e au prix : 75,00 F

1 ouvrage réservé à l'usage du professeur.

Il y trouvera des cours avec une progression pédagogique, des fiches sur l'outillage et sur les machines utilisées à l'atelier, avec des modes opératoires.

• **Le livre du professeur**

dans les domaines : électronique, mécanique et gestion.

classes de la 6^e à la 3^e au prix : 75,00 F

75 F TTC



GESTION

ELECTRONIQUE



MECANIQUE



PROJET FABRICATION



INFORMATIQUE



Bon de commande

Nom :

Adresse de l'établissement :

Ville : Code postal :

Ouvrage n° 1
Rockenstock prix 75 F

Ouvrage n° 2
Ampliphone prix 75 F

Ouvrage n° 3
Livre du prof prix 75 F

Ci-joint un chèque à envoyer à

Electronique - Diffusion

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 : 25 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, Bernard Duval,
Dominique Jacovopoulos, Francis
Thobois, Guy Chorein
(1) 42.38.80.88 poste 7315

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

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

Réalisation
Dessins et montage
Thierry Pasquier
Composition
Edi'Systèmes - Paris
Photogravure
Sociétés PRS/PSC - Paris
Impression
Berger-Levrault - Nancy

4

LA CONNAISSANCE DE L'ELECTRONIQUE (COURS N° 26 : LA STABILISATION)

Souvent nos montages récla-
ment, ici ou là, une tension qui
doit demeurer stable, ou bien un
courant dont l'intensité doit
demeurer constante. Pour ce
faire, nous disposons de
moyens dont nous vous propo-
sons, maintenant, d'étudier les
plus usuels.

Nous commencerons par les ali-
mentations stabilisées. Déjà
nous connaissons les régula-
teurs de tension.

15

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.

18

LE SUPER INTEGRE

Réalisation à la portée de tous
d'un Amplificateur Hi-Fi stéréo
possédant de très grandes qua-
lités à partir de circuits TDA
1520 ou TDA 1520 A de "Philips
Composants". Les TDA 1520
permettent de disposer d'une
puissance à la limite de l'écrê-
tage de 2 x 39 Weff sur charges
de 8 Ω, tandis que les TDA
1520 A permettent d'atteindre
les 2 x 59 Weff toujours sur
charges de 8 Ω.

La réponse aux basses fréquen-
ces est exceptionnelle, avec un
grave très ferme et puissant.
Pas étonnant puisque le "Super
Intégré" balaie une bande de
fréquences sans aucune atté-
nuation de 30 Hz à 80 kHz (!)
avec un taux de distorsion tou-
jours inférieur à 0,1 % (l'oreille
détecte 3 %) et un temps de
montée voisin de la micro-
seconde.

Pour moins de 1 000 F, vous
pouvez réaliser sans aucune dif-
ficulté ce "Super Intégré" de
2 x 50 Weff dont l'écoute ne
pourra que vous surprendre.
Comme nous, vous ne pourrez
que dire : "Incroyable... mais
vrai !"

30

ETALON DE FREQUENCE 10 ppm

Le but de ce circuit est d'attein-
dre le meilleur rapport qualité/
prix pour une base de temps
exacte, sans réglage et offrant
11 fréquences utiles simulta-
nées pour piloter ou calibrer une
foie d'appareils du quotidien.

36

VU-METRE

Une petite réalisation qui va ani-
mer les faces avant de vos
Amplificateurs ou Préamplifica-
teurs puisqu'il s'agit d'un con-
trôle de modulation à diodes
leds.

38

LE SUPERTEF (4^e PARTIE : NOTICE D'UTILISATION)

Cette notice d'utilisation très
complète concerne la version
V1G de notre émetteur à
synthèse et évansion de fré-
quence.

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.

La connaissance de l'électronique

Souvent nos montages réclament, ici ou là, une tension qui doit demeurer stable, ou bien un courant dont l'intensité doit demeurer constante. C'est en satisfaisant à ces exigences que nous accédons au meilleur fonctionnement, dans la fiabilité. Pour ce faire, nous disposons de moyens dont nous vous proposons, maintenant, d'étudier les plus usuels.

ALIMENTATIONS STABILISEES

Déjà nous connaissons les **régulateurs de tension**, ces circuits intégrés que nous savons utiliser à la construction d'**alimentations stabilisées**.

Les alimentations stabilisées de tension fixe nous permettent, à la maison, de faire fonctionner sur le secteur nos appareils portables, autrement consommateurs de piles, à l'extérieur.

Les alimentations stabilisées de tension variable nous sont indispensables, en laboratoire, à la conduite de nos manipulations. Nous n'en voulons pour preuve que le relevé des caractéristiques des transistors...

Toutes nos alimentations stabilisées sont des générateurs de tension, dipôles actifs, que caractérise une résistance interne extrêmement faible. C'est la raison pour laquelle la tension sortie qu'elles délivrent est pratiquement indépendante du courant consommé par les appareils branchés à leurs bornes, cela dans une large mesure liée à leur constitution propre.

Une alimentation stabilisée est la garantie du fonctionnement correct du récepteur alimenté.

CLAQUAGE INVERSE

Cette expression a le don de faire peur. Pourtant le phénomène dont il est question n'est nullement dangereux pour une jonction, à la condition de limiter l'intensité du courant passant dans cette jonction en dessous d'un seuil... dangereux. Une simple résistance suffit !

Vous souvenez-vous de la méthode

d'identification d'un transistor inconnu et de la correspondance de ses électrodes ? C'était au numéro 74.

Nous commençons par déterminer la famille d'appartenance du transistor, NPN ou PNP et, du même coup, nous connaissons sa base.

Ensuite nous levons le doute sur l'identité des deux jonctions inconnues, la jonction collecteur-base et la jonction émetteur-base, en les soumettant tour à tour au test du **claquage inverse**.

La figure 1 nous rappelle le montage utilisé pour la manipulation. La jonction est soumise à une tension inverse de valeur progressive que nous procure une alimentation stabilisée de tension variable (régulateur 317). La résistance de protection R_p limite l'intensité du courant passant dans la jonction en dessous du seuil dangereux.

La tension inverse présente aux bornes de la jonction n'augmente plus au-delà d'une certaine valeur, même si nous "poussons" la tension sortie de l'alimentation. Nous avons atteint la **tension de claquage inverse**.

La tension de claquage de la jonction émetteur-base du transistor est faible, allant de 4 à 9 volts, selon le type de transistor, alors que la tension de claquage de sa jonction collecteur-base n'est pas toujours atteinte sous une vingtaine de volts.

La raison est simple et significative : la tension de claquage inverse d'une jonction est d'autant plus basse que cette jonction est fortement dopée.

Voilà une bonne méthode d'identification des électrodes d'un transistor. Examinons la caractéristique d'une jonction (figure 2).

Nous remarquons que la tension (inverse) présente aux bornes de la

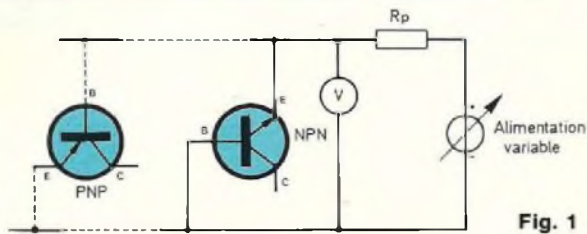


Fig. 1

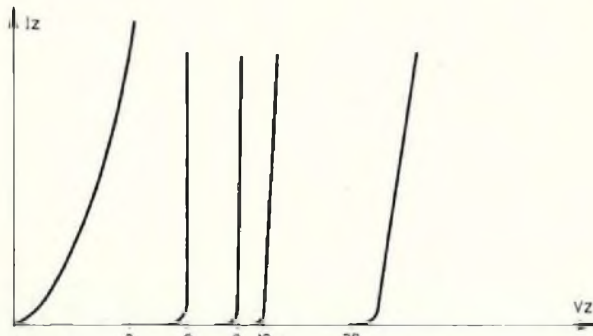


Fig. 3

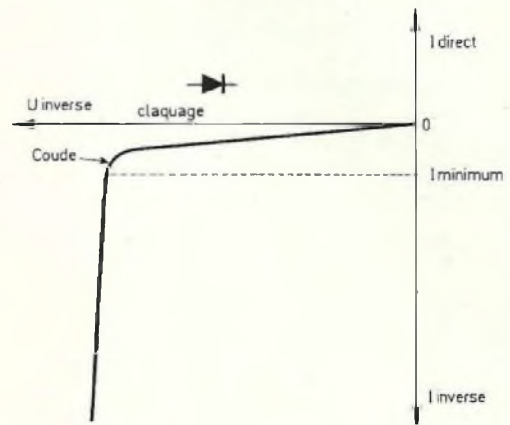


Fig. 2

jonction ne varie que très peu au-delà du coude, alors que l'intensité du courant passant dans la même jonction croît énormément, tout au long d'une partie linéaire de la courbe. Telle est la traduction graphique du phénomène de claquage inverse appelé **effet Zener** (du nom du physicien).

Nous savons que si nous poussons la tension appliquée aux bornes d'une jonction, que cette tension imposée soit directe ou inverse, il arrive un moment où se déclenche le phénomène d'**avalanche**. L'emballement du courant doit être bloqué, si nous ne voulons pas nous acheminer vers le **claquage thermique** irrémédiablement destructeur.

La technologie, complimentons-la au passage, a su maîtriser le dopage, elle met à notre disposition des systèmes capables de nous procurer des tensions très stables, ce sont les **diodes Zener**.

Chez les diodes Z de tension nominale inférieure à 5... 6 volts, c'est l'effet Zener qui est en jeu. Le claquage est dû à un champ électrique

interne qui n'existe qu'aux basses tensions. Chez les diodes Z de tension nominale supérieure, c'est l'effet d'avalanche qui est exploité (figure 3).

A part cela, une diode Z sous tension directe se comporte tout comme une diode classique, ce qui fait dire qu'en direct une diode est une diode...

DIODES ZENER

Elles se présentent sous l'aspect des diodes classiques, elles sont cylindriques, comme la 1N 4148, la 1N 4007 que vous utilisez couramment.

Leur tension nominale est marquée en clair, leur cathode est repérée par un anneau de couleur.

ATTENTION !

Les diodes Z étant alimentées en inverse, leur cathode est disposée du côté (+), sinon elles se comporteront en bonnes diodes conductrices...

TENSION NOMINALE

Dans sa notice d'accompagnement, le fabricant indique le plus souvent une tolérance de précision de 5 % de la **tension nominale** V_z .

Il lui est impossible de "serrer" davantage la dispersion des caractéristiques, mais si nous avons besoin d'une précision "étalon", il nous procurera des diodes Z de référence dont le prix sera... à préciser !

L'échelle des tensions normalisées des diodes Zener est calquée sur la série E24 des résistances.

E24 : 10 - 11 - 12 - 13 - 15 - 16
18 - 20 - 22 - 24 - 27 - 30
33 - 36 - 39 - 43 - 47 - 51
56 - 62 - 68 - 75 - 82 - 91

Les tensions nominales des diodes Z vont classiquement de 2,7 à 180 volts, en harmonie avec les nombres constituant la série, multiples et sous-multiples.

COURANT D'AMORÇAGE I_{zk}

L'intensité minimale assurant du fonctionnement réel de la diode Z est tout simplement l'intensité du courant inverse I_z à la sortie du coude, mais déjà dans la zone linéaire de la caractéristique (figure 4).

PUISSANCE NOMINALE P_z

Elle nous est précisée par le fabricant, pour une température ambiante

La connaissance de l'électronique

indiquée, de 25° C et nous allons en voir la raison dans un instant.

La diode Z obéit à la loi de Joule, en seriez-vous surpris ?

A une tension nominale V_Z donnée et une puissance P_Z précisée correspond un courant maximal $I_{Z\max}$ à ne pas dépasser.

$$P_Z = V_Z \cdot I_{Z\max}$$

Nous y veillerons, à bon entendre salut !

COEFFICIENT DE TEMPERATURE

Il est exprimé en $\%/^{\circ}\text{C}$, c'est-à-dire en pour cent de variation de la tension nominale par degré C de variation de température.

Diode BZX85C 4V7 $V_Z = 4,7\text{ V}$
 $\alpha_{VZ} = -0,03\ \%/^{\circ}\text{C}$

Diode BZX85C 12V $V_Z = 12\text{ V}$
 $\alpha_{VZ} = +0,045\ \%/^{\circ}\text{C}$

Notez ceci, que le coefficient de température est négatif (la tension nominale décroît avec l'élévation de la température) chez les diodes Z de V_Z inférieure à 5... 6 volts (effet Zener). Le coefficient de température est positif (la tension nominale augmente avec l'élévation de la température) chez les diodes Z de V_Z supérieure à 5... 6 volts (effet d'avalanche).

Si nous utilisons une diode Zener de $V_Z = 5,6$ volts, nous n'aurons pas à nous soucier de l'influence de la température sur la tension nominale de claquage.

Voulez-vous un exemple ?

Une diode Z BZX85C 4V7 présente un α_{VZ} de $-0,03\ \%/^{\circ}\text{C}$.

La tolérance sur V_Z étant de 5 %, cette diode nous délivrera, sous une température de 25° C, une tension comprise entre :

$$(4,7 \cdot 0,95) = 4,46\text{ V}$$

$$\text{et } (4,7 \cdot 1,05) = 4,93$$

Si la température de la diode monte à 55° C, son échauffement sera de

$$(55 - 25) = 30^{\circ}\text{C}$$

et la variation de sa tension nominale sera de :

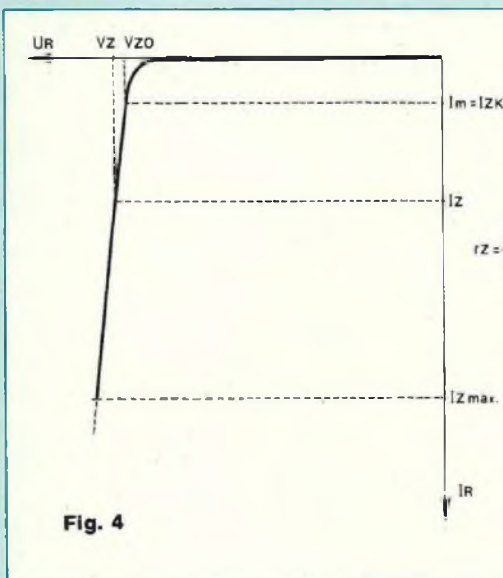


Fig. 4

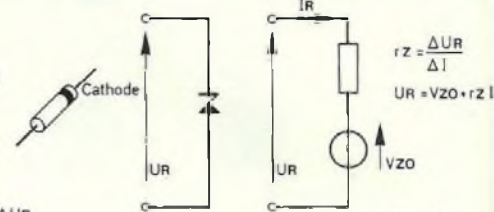


Fig. 5

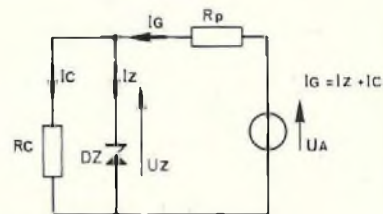


Fig. 6

$$1) -\frac{0,03}{100} \cdot (4,46\text{ V}) \cdot 30^{\circ}\text{C} = -40\text{ mV}$$

$$2) -\frac{0,03}{100} \cdot (4,93\text{ V}) \cdot 30^{\circ}\text{C} = -44\text{ mV}$$

Finalement, la tension délivrée par la diode sera comprise entre :

$$(4,46 - 0,040) = 4,42\text{ volts}$$

$$\text{et } (4,93 - 0,044) = 4,88\text{ volts}$$

Nous vous suggérons d'évaluer la fourchette des tensions limites offertes par une diode BZX85C 12V dont le coefficient α_{VZ} a pour valeur $+0,045\ \%/^{\circ}\text{C}$.

REMARQUE

Votre revendeur de composants saura vous procurer des diodes stabilisatrices de tension... stabilisées en température; par exemple dans la série 1N 821... 829.

Ces diodes offrent une V_Z de 6,2 volts et leur coefficient α_{VZ} peut descendre à -5 ppm , c'est-à-dire à moins 5 parties par million, donc $-0,0005\ \%/^{\circ}\text{C}$.

Le prix de ces diodes est inversement proportionnel à la valeur du coefficient, en êtes-vous surpris ?

RESISTANCE DIFFERENTIELLE

Une fois franchi le coude, la tension

inverse U_R de la diode Z (R pour reverse, inverse, en anglais) varie peu, mais néanmoins varie en fonction du courant (inverse) passant dans la diode (figure 4).

Nous pouvons par conséquent associer U_R et l'intensité du courant inverse I_R dans une expression de la forme de celle de la loi d'Ohm.

Prolongeons la caractéristique jusqu'au point de rencontre V_{Z0} avec l'axe des abscisses, porteur des valeurs U_R . A la tension V_Z correspond l'intensité I_Z et le point figuratif I_m , c'est celui de la grandeur de l'intensité minimale d'amorçage I_{ZK} , correspond à la valeur V_{Z0} , point d'origine de la zone idéalisée.

Evaluons le rapport de la variation ΔU_R de la tension U_R à la variation correspondante ΔI_R du courant inverse I_R (symboles généralisant les grandeurs). Ce rapport exprime une valeur résistive, celle d'un paramètre figurant dans la notice du fabricant, la **résistance différentielle dans la zone de claquage** r_Z .

Cette grandeur ne dépasse pas une trentaine d'ohms. Sa valeur est indiquée par le fabricant pour une valeur précisée de l'intensité du courant inverse I_{ZT} .

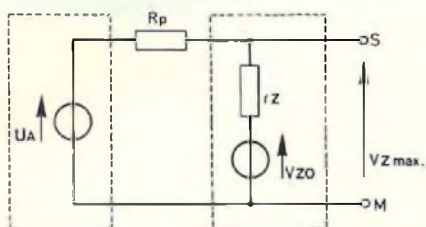


Fig. 7

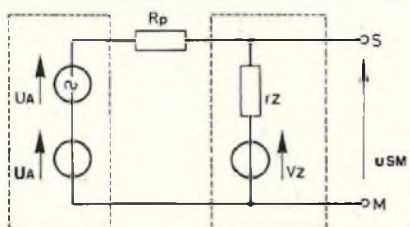


Fig. 9

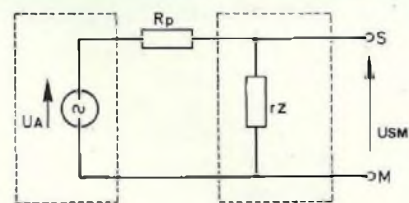


Fig. 11

$$U_{SM} = \frac{r_Z}{r_Z + R_p} \cdot U_A = \frac{r_Z}{R_p} \cdot U_A$$

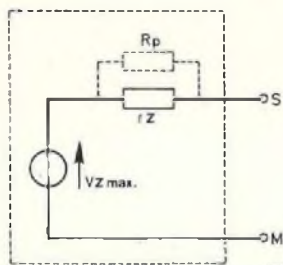


Fig. 8

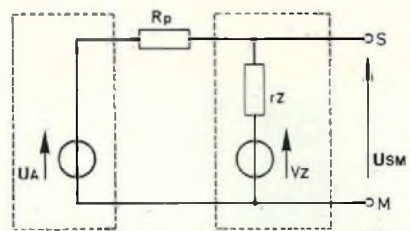


Fig. 10

Nous écrivons :

$$r_Z = \frac{\Delta U_R}{\Delta I_R}$$

$$U_R = V_{Z0} + r_Z I_R$$

MODELE EQUIVALENT DE LA DIODE Z

Il est dessiné à la figure 5. Continuons !

Le montage typique de la diode Zener nous est présenté par la figure 6.

Le générateur de tension U_A débite, à travers la résistance de protection R_p , à la fois dans la diode Z et dans la résistance de charge R_c . L'intensité du courant global I_G se partage en I_Z dans la diode et I_c dans la charge R_c .

$$I_G = I_Z + I_c$$

Commençons par associer le générateur U_A et la diode Z , en l'absence de charge R_c et en représentant la diode Z par son schéma équivalent au modèle de la figure 5. Nous arrivons au schéma de la figure 7, lequel comporte deux générateurs de tension représentés par leurs modèles. La tension disponible aux bornes du dipôle équivalent est la tension maxi-

male présente aux bornes de la diode Z en l'absence de charge, appelons cette tension $V_{Z \max}$.

Remplaçons les générateurs de tension par leur résistance interne, comme nous le dit le théorème de Thévenin (numéro 66). Nous sommes finalement en présence d'un dipôle actif dont le générateur de tension a pour force électromotrice $V_{Z \max}$ et dont la résistance interne résulte de l'association en parallèle de r_Z et R_p .

N'oublions pas que le système n'est pas chargé (figure 8).

Comme la valeur de la résistance de protection sera toujours très grande devant celle de r_Z , oublions l'existence de R_p .

La résistance interne d'une source de tension à diode Z est sensiblement équivalente à la résistance différentielle en zone de claquage de la diode utilisée.

Passons maintenant au cas réel dans la pratique, lorsqu'une charge R_c est connectée en parallèle aux bornes de la diode Z . Le schéma de l'assemblage nous est montré par la figure 9. La diode Z est représentée par son modèle équivalent.

Pour traduire au mieux les fluctua-

tions qui entachent la tension d'alimentation du stabilisateur, lequel est généralement disposé à la sortie d'une cellule de redressement-filtrage, nous avons placé en série les générateurs de tension U_A et u_A . U_A est générateur de tension continue à laquelle est superposée la tension de ronflement u_A (numéros 72 et 73).

Redessignons-nous le schéma général selon les deux versions désormais bien connues, le schéma équivalent continu et le schéma équivalent variable, aux figures 10 et 11.

Le dernier schéma nous amène à écrire :

$$U_{SM} = \frac{r_Z}{r_Z + R_p} \cdot U_A$$

(pont diviseur de tension)

Comme r_Z est très faible devant R_p , nous conserverons :

$$U_{SM} \approx \frac{r_Z}{R_p} \cdot U_A$$

Nous devons donner à la résistance de protection R_p la valeur la plus grande que possible pour minimiser l'influence de la tension de ronflement sur la tension stabilisée (U_{SM} réduite le plus possible).

La connaissance de l'électronique

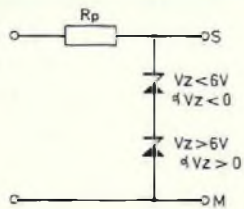


Fig. 12

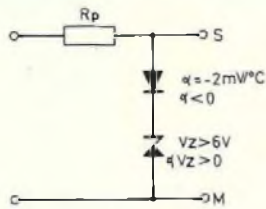


Fig. 13

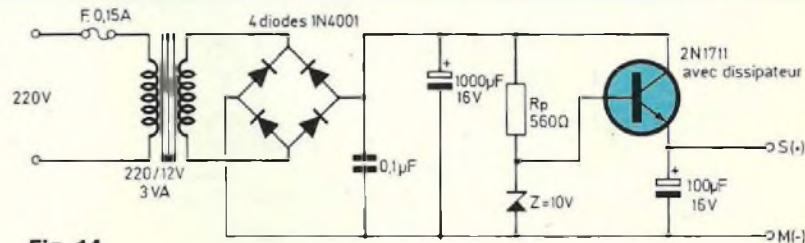


Fig. 14

Par ailleurs nous devons donner à R_p la valeur minimale qui nous assure de l'amorçage, nous devons absolument faire passer le courant I_{ZK} dans la diode Z , que la charge consomme ou non du courant.

PROJET

Il nous est demandé d'alimenter sous la tension stabilisée de 4,7 volts un montage consommant un courant maximal de 45 milliampères. La tension amont est de 20 volts, elle varie de 1 volt de crête à crête.

$$U_A = 20 \text{ V} \quad U_A = U_{ronf} = 1 \text{ V}$$

Nous prenons une diode Z

$$\text{BZX85C } 4\text{V}7 - 5 \%$$

$$P_Z = 1,3 \text{ W à } 25^\circ \text{ C}$$

$$I_{ZK} = 1 \text{ mA} \quad \alpha_{VZ} = -0,03 \text{ } \%/^\circ \text{ C}$$

$$r_Z = 13 \text{ } \Omega \text{ pour } I_{ZT} = 45 \text{ mA}$$

La tension maximale éventuelle sera :

$$(4,7 \text{ V} \cdot 1,05) = \dots \text{ V} \quad (1)$$

La charge ne consommant pas, la diode Z devra transiter les 45 mA demandés par la charge au maximum, plus 3 mA de courant d'amorçage (garantie de l'amorçage qui demande 1 mA).

$$R_p = \frac{\text{Tension alim. mini} - V_{Z \text{ max}}}{I_{Z \text{ max}}}$$

$$= \frac{(U_A - \frac{1}{2} U_A) - V_{Z \text{ max}}}{I_{Z \text{ max}}}$$

$$R_p = \frac{(20 - 1) - 4,93}{(45 + 3) \text{ mA}} = \dots \quad (2)$$

Une résistance R_p de 330 ohms conviendra.

La puissance maximale dissipée par la diode Z sera

$$P = V_{Z \text{ max}} \cdot I_{Z \text{ max}} = (1) \cdot 48 \text{ mA} = \dots \text{ W} \quad (3)$$

Vérifions que cette puissance est inférieure à la puissance maximale admissible indiquée au catalogue (c'est 1,3 W).

Nous avons tout à l'heure calculé la dérive de la tension nominale V_Z en fonction de la température. Rappelons que pour une variation de 25 à 55° C, cette altération de V_Z est

$$- \frac{0,03}{100} \cdot 30^\circ \text{ C} = -0,9 \%$$

La résiduelle de ronflement U_{SM} affectant la tension délivrée par le stabilisateur sera :

$$U_{SM} \# \frac{r_Z}{R_p} U_A \# \frac{13 \text{ } \Omega \cdot 1 \text{ V}}{330 \text{ } \Omega} \# \dots \text{ mV} \quad (4)$$

$$\text{Evaluons le rapport } \frac{U_{SM}}{V_Z} = \frac{(4)}{4,7 \text{ V}} = \dots \quad (5)$$

La résiduelle entachera la tension stabilisée de moins de 1 %, ce qui est très acceptable...

Evaluons la dérive positive, l'accroissement positif de la tension délivrée par la diode Z , qu'engendre la résis-

tance différentielle r_Z dans la zone de claquage.

$$r_Z = \frac{\Delta U_R}{\Delta I_R} \quad \Delta U_R = r_Z \Delta I_R$$

ΔI_R , variation de l'intensité du courant inverse I_Z a pour valeur ($I_{Z \text{ max}} - I_{ZT}$).

I_{ZT} nous est donnée pour 25 mA, à 25° C.

$I_{Z \text{ max}}$ est (3 + 45) soit 48 mA.

$$\Delta I_R = (48 - 45) = 3 \text{ mA}$$

Comme $r_Z = 13 \text{ } \Omega$

$$\Delta U_R = -(13 \text{ } \Omega \cdot \Delta I_R) = -13 \cdot 0,003 = -\dots \text{ V} \quad (6)$$

La dérive de la tension délivrée par le stabilisateur, provenant de α_{VZ} et de r_Z sera donc de l'ordre de -39 mV,

elle correspond à $\frac{0,039}{4,7} = -8$ pour mille de la tension nominale.

Nous ne pourrions qu'apprécier une si faible dérive relative de -8 ‰, inférieure à -1 ‰.

COMPENSATION DE α_{VZ}

Lorsqu'il est possible de composer la tension stabilisée désirée avec deux diodes Z dont les coefficients α_{VZ} sont respectivement l'un positif et l'autre négatif, les dérives dues aux variations de température se compensent partiellement mais efficacement (figure 12).

Le coefficient de température d'une classique diode au silicium étant négatif, nous pouvons exploiter cette

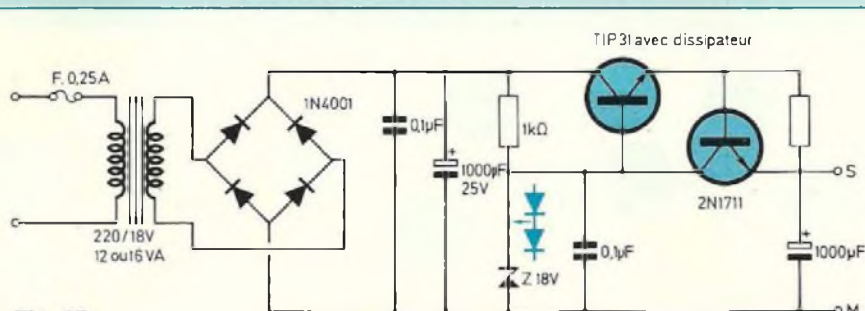


Fig. 15

particularité à la compensation de la dérive positive qui affecte une diode dont le αV_Z est positif. Les deux millivolts par degré C dont diminue la tension aux bornes d'une diode au silicium conductrice équilibrent assez bien la dérive d'une diode Z dont la tension nominale est supérieure à 5... 6 volts (figure 13).

TRANSISTOR BALLAST

Nous n'avons cessé de répéter que la tension aux bornes de la jonction émetteur-base d'un transistor est pratiquement indépendante du courant transitant par l'émetteur.

Cette tension réputée constante ne varie que de l'ordre de deux mV en moins par élévation de 1 degré C de la température de la jonction.

Nous venons déjà d'exploiter cette remarquable propriété dans la compensation de la dérive thermique des diodes Z de V_Z supérieure à 6 volts, nous allons maintenant voir une autre application aussi élégante.

Reportons-nous au schéma que nous présente la figure 14.

Nous retrouvons une cellule de redressement-filtrage équipée de deux condensateurs associés en parallèle, un de 1 000 microfarads et un de 0,1 microfarad. Le second a pour rôle de neutraliser les impulsions transitoires véhiculées par le secteur, étant perméable aux pointes impulsives qu'il "engloutit". La diode Z de tension nominale

10 volts est alimentée par la résistance de protection R_p de 560 ohms, un demi-watt. La base du transistor 2N 1711 (pourvu d'un dissipateur à ailettes) est maintenue au potentiel stable procuré par la diode Z.

L'émetteur du transistor étant constamment distant de 0,7 volt en dessous de la tension stabilisée de base, il devient la borne (+) d'une source d'alimentation stabilisée. Un condensateur de 100 microfarads rabote l'ondulation résiduelle encore présente sur l'émetteur. Le transistor 2N 1711 de ce montage est appelé **transistor ballast**.

Notez que la dérive thermique négative de la tension émetteur-base compense celle positive de la diode Z.

Cette petite alimentation stabilisée de tension fixe est capable de fournir 150 milliampères sous sa tension de sortie de valeur ($V_Z - U_{BE}$ du transistor), donc un peu plus de 9 volts, sans la moindre défaillance. Elle remplace avantageusement la pile de 9 volts embarquée à bord d'un appareil portable dont la consommation peut monter à 1,5 W...

PROTECTION CONTRE LES COURTS-CIRCUITS

Si un court-circuit est établi inopinément entre les bornes de sortie de la petite alimentation que nous venons de voir, vous imaginez très bien que

le transistor ballast supportera mal l'emballement thermique déclenché en son sein. Curieux et incrédules constateraient le changement de couleur du 2N 1711, appréciant (peut-être) son passage au rouge cerise, phénomène éphémère s'il en est mais que la mémoire n'oublie pas !

Il est très facile de protéger un transistor ballast contre les courts-circuits, au prix d'un transistor et d'une résistance supplémentaires, ce qui est payer peu cher un tel avantage.

La figure 15 nous montre le schéma d'une alimentation ainsi protégée, un montage connu pour sa robustesse depuis fort longtemps. Certains préféreraient une alimentation stabilisée délivrant une tension fixe de 18 volts, construite autour d'un régulateur intégré 7818. Nous ne les contredirons pas, nous les prions seulement de la réaliser en suivant tout simplement la marche indiquée dans les numéros 72 et 73. Mais nous les inviterons toutefois à découvrir avec nous un moyen efficace de protection d'un ballast, une occasion de constater qu'une idée est toujours simple dans sa grandeur.

Le montage dont la figure 15 nous montre le schéma comporte une cellule de redressement-filtrage suivie d'un étage stabilisateur équipé d'une diode Z de tension nominale 18 V, laquelle verrouille la tension de base du ballast.

Ce ballast est un transistor TIP 31, sous boîtier TO 220, monté sur un dissipateur identique à celui que nous utilisons pour nos régulateurs intégrés (numéros 72 et 73). Le TIP 31 est un transistor de puissance, il est capable de débiter jusqu'à 3 ampères, sa puissance maximale étant de 40 W sous 25° C. Il ne lui est demandé que 400 mA de courant sortie au maximum.

Lorsqu'un courant de l'ordre de 400 mA parcourt une résistance de

La connaissance de l'électronique

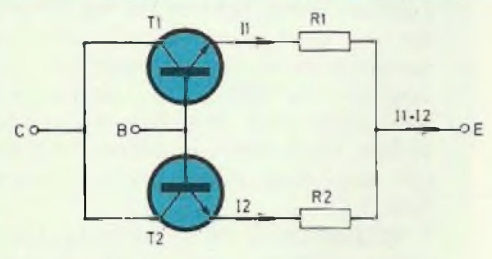


Fig. 16

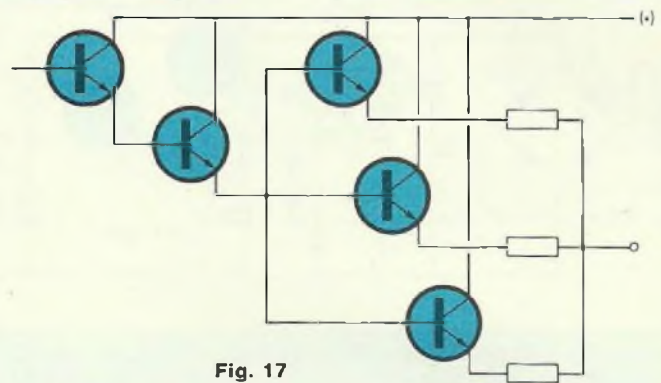


Fig. 17

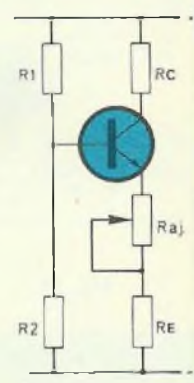


Fig. 18

1,8 Ω (valeur normalisée), il crée dans cette résistance une chute de tension de (1,8.0,4)≠0,7 volt. Voilà bien le seuil de conduction d'une jonction émetteur-base, le 2N 1711 du montage devient conducteur lorsque le courant sortie du stabilisateur dépasse les 400 mA...

Dès cet instant, la base du TIP 31 se trouve rapprochée, en tension, de la sortie, le TIP 31 passe à l'état de blocage, tel est l'effet recherché.

Nous pouvons réellement court-circuiter les bornes de sortie S et M de cette alimentation, le débit tombe à zéro, sans aucun dommage pour un quelconque composant du montage.

Le 2N 1711 n'a nullement besoin d'un dissipateur et pour cause : il ne devient conducteur qu'en cas de dépassement d'intensité (400 mA) et son collecteur se trouve alors chargé par la résistance de 1 kΩ qui alimente et protège la diode Z. Intelligent, non ?

Encore plus fort !

Vous connaissez l'effet Miller, ce phénomène d'amplification de la capacité des condensateurs parasites des jonctions (numéros 78 et 85). Le transistor TIP 31 contribue à développer la capacité des condensateurs de filtrage du stabilisateur. C'est ainsi que nous pouvons nous contenter d'un condensateur de

1 000 microfarads en tête. La diode Z voit son action stabilisatrice accrue par un condensateur en parallèle de 100 microfarads qui se comporte comme si sa capacité était 20 fois plus importante... Le condensateur de 0,1 microfarad avale les impulsions transitoires et le condensateur de 1 000 microfarads en sortie rabote toutes les fluctuations résiduelles, la tension sortie est d'une pureté remarquable.

Certains reprochent à ce montage de "bouger" en sortie, puisque la tension de sortie baisse de l'ordre de 0,7 volt lorsque le débit passe de zéro à 400 mA, cette consommation de tension est la rançon à payer dans la résistance de protection contre les courts-circuits. Suggérons à ces détracteurs d'évaluer le rapport de la variation de 0,7 volt ramenée aux 18 volts nominaux.

$$\frac{0,7}{18} = \dots\dots \%$$

DEBITS IMPORTANTS

Augmenter les performances en débit de courant des stabilisateurs n'est pas un problème. Il suffit d'associer des transistors ballasts en parallèle, en veillant à ce que tous les ballasts débitent en même temps. Si vous coupez un jour deux ou plusieurs batteries (ou seulement des

piles) en parallèle, vous constaterez que les générateurs ainsi associés ne débitent pas identiquement. Il en est qui ne débitent rien, à la mise en circuit, alors que les autres font le travail. Ne souriez pas, effectuez les mesures d'intensité des courants dérivés dans les branches en parallèle de l'assemblage et vous tirerez des conclusions personnelles en observant ce qui se passe autour de vous, car vous découvrirez sûrement des similitudes :

NE JAMAIS ASSOCIER DE DIODES Z EN PARALLELE

Des résistances de 0,22 à 0,47 ohm dans les circuits des émetteurs des transistors ballasts font très bien l'affaire (figure 16). Le schéma montre que les ballasts se comportent comme des résistances en parallèle, il n'y a rien à chercher d'autre.

Mais les ballasts consomment un courant de base global qui n'est pas insignifiant, il sera fait appel à un assemblage Darlington pour leur fournir cet indispensable courant, comme le montre la figure 17.

Nous devons consentir une perte de tension dans la cascade des éléments constitutifs du stabilisateur : chute dans le Darlington, dans les

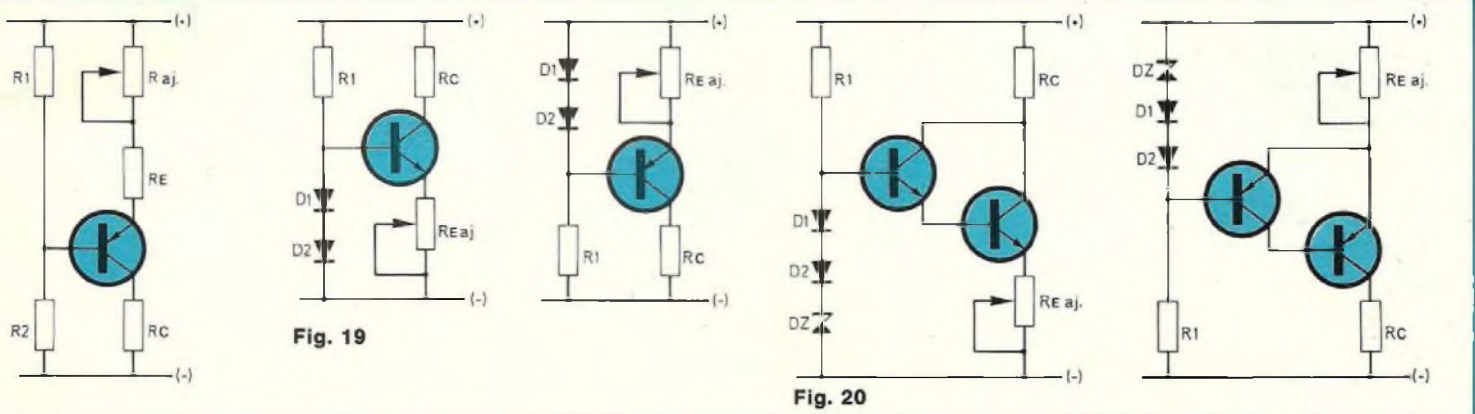


Fig. 19

Fig. 20

résistances des émetteurs, dans la résistance du 2N 1711 protégeant contre les courts-circuits.

Nous pouvons effacer une partie de ces pertes en rajoutant des diodes 1N 4148 en série avec la diode Z, mais nous manquerons peut-être de tension à la sortie du transformateur pour dominer le nombre de fois 0,7 volt en supplément. Il nous faudrait peut-être installer un transformateur plus généreux en tension (et en puissance). Nous ne pourrions contourner la chute de tension dans les résistances des émetteurs, dans le cas d'association de ballasts, ni celle dans la résistance de 1,8 ohm entre base et émetteur du 2N 1711, ces deux chutes de tension sont variables, directement liées au débit lui-même fluctuant...

Une solution allant dans le sens de l'amélioration de la stabilité de la tension de sortie nous est offerte par la mise en œuvre d'un **dispositif amplificateur d'erreur**.

Notre chemin dans le domaine de l'électronique nous fera bientôt passer par l'amplificateur de différence et aussitôt après par l'amplificateur opérationnel, l'ampli OP, une vraie friandise. Nous utiliserons ce circuit intégré, lui faisant amplifier l'écart de tension de sortie et le répercuter à l'entrée, dans le sens convenable pour faire réagir le stabilisateur, com-

pensant ainsi l'écart ressenti à la sortie. Il s'agit de pourvoir le stabilisateur d'une boucle de rétroaction avec amplification (comment l'avez-vous deviné ?).

Alors, direz-vous, pourquoi avoir consacré (perdu) tout ce temps aux sujets qui viennent d'être abordés ? C'est parce que la connaissance des phénomènes est le commencement du savoir qui permet la compréhension d'autres phénomènes, ceux qu'il faut maîtriser.

GENERATEURS DE COURANT CONSTANT

Placés devant la nécessité de disposer d'un courant d'intensité constante, l'idée nous vient à l'esprit de faire appel à un dispositif que nous avons déjà et souvent utilisé pour stabiliser un courant d'émetteur de transistor, ou de source chez un TEC (numéro précédent).

Faire passer un courant continu d'intensité constante, connue à l'avance, dans une charge R_c est simple. Il suffit de placer une résistance adaptée (ajustable) dans le circuit d'émetteur du transistor bipolaire classique NPN ou PNP, selon le besoin (figure 18).

REMARQUE

L'association en série d'une résis-

tance de valeur fixe et d'une résistance de valeur inférieure à celle de la précédente mais ajustable constitue un organe de réglage de souplesse très appréciée.

Nous pouvons utiliser une paire de diodes 1N 4148 pour fixer le potentiel d'émetteur à 0,7 volt du (-) de la source d'alimentation si c'est un NPN, ou du (+) si c'est un PNP (figure 19).

Si la tension d'alimentation du montage est suffisamment élevée, nous pouvons nous permettre d'installer une diode Z dont le coefficient α_{vz} est nul ou négligeable, choisie dans la plage s'étendant de 4,7 à 6,2 volts et que nous amorçons en la faisant traverser par un courant un peu supérieur à la valeur minimale de sécurité d'amorçage. Un courant de 5 à 10 mA est classique pour les diodes Z de type 1,3 W.

Une **diode de commutation** pour signaux de faible intensité (quelle jolie expression pour la fidèle 1N 4148) compensera la dérive thermique de la jonction émetteur-base du transistor participant à la stabilisation.

Le transistor utilisé sera un NPN BC 548 ou son homologue PNP/BC 558, s'il lui faut "passer" quelques 5 milliampères. Le NPN/2N 1711 (ou son homologue 2N 2905) acceptera une cinquantaine de milliampères,

La connaissance de l'électronique

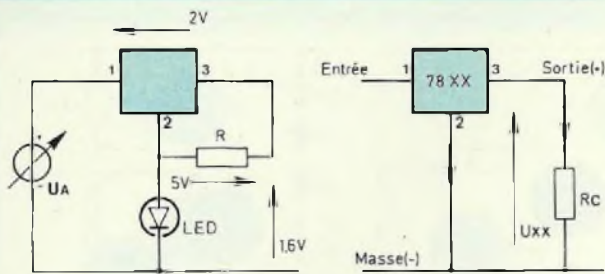


Fig. 21

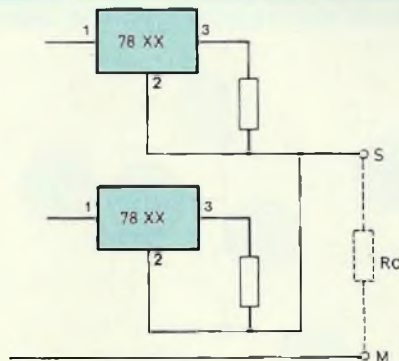


Fig. 22

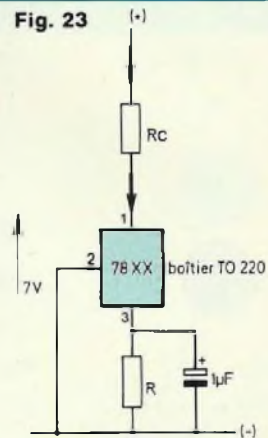


Fig. 23

sans dissipateur, une centaine de mA s'il est pourvu d'un dissipateur à ailettes pour boîtier TO 5.

Si vous désirez un courant constant d'intensité supérieure, il vous faudra faire appel à l'assemblage Darlington et compenser la dérive thermique des deux jonctions émetteur-base en série par deux diodes 1N 4148 en série avec la diode Z, mais si, mais si (figure 20).

REGULATEUR DE COURANT

Savez-vous qu'un circuit intégré régulateur de tension se prête très complaisamment à la production d'un courant d'intensité constante ? Nous vous promettons que votre curiosité sera payée de l'effort consacré à la manipulation que voici.

Vous prenez un 7805, c'est un exemple. Sachant que la tension sortie de ce circuit intégré régulateur est stabilisée à 5 volts et que cette tension est disponible entre ses bornes 2 et 3, vous le montez sur la boîte à connexions comme indiqué par la figure 21.

Le courant délivré par le 7805 sort de sa borne 3 pour aller rejoindre le (-), la masse, où il retrouve un petit courant issu de sa borne 2. Le petit courant sortant par la borne 2 est nécessairement consommé par le régulateur pour lui permettre d'assumer

son rôle de stabilisateur. Ce courant varie en fonction du débit du courant (borne 3), son intensité n'excède pas quelques milliampères à plein régime.

Connectons une résistance de 470 ohms entre les bornes 3 et 2 de notre 7805 et une diode électroluminescente standard (diamètre 5 mm) entre borne 2 et masse.

Le courant issu de la borne 2 a une intensité constante de

$$\frac{5 \text{ V}}{470 \Omega} = 10,5 \text{ mA}$$

à laquelle nous ajoutons le courant de "dépense" qu'exige le 7805 pour assurer sa régulation.

Ce courant constant traverse la D.E.L.

Poussons la tension sortie de l'alimentation stabilisée variable (régulateur 317) depuis sa valeur minimale. Dès que la tension à l'entrée du 7805 (borne 1) atteint et franchit le seuil nécessaire (2 volts exigés par le 7805 pour réguler + 5 volts entre borne 2 et 3 + 1,6 volt demandé par la D.E.L.) : la diode électroluminescente s'allume et son flux lumineux ne varie pas tout au long de l'excursion de la tension sortie de l'alimentation variable.

Nous vous invitons à mesurer l'intensité du courant passant dans la D.E.L., à suivre son évolution tout en

faisant varier la tension d'alimentation du montage.

Tous les régulateurs peuvent être associés en parallèle, sans distinction, s'ils sont du même type (figure 22). Ils seront montés sur les dissipateurs appropriés en fonction de la puissance qu'ils doivent dissiper. Il convient de veiller à l'intensité du courant qu'ils délivrent et à l'écart maximal de tension qu'ils subissent (numéros 72 et 73). La tension à leur entrée peut être variable et la tension à leur sortie également, s'ils débitent un courant constant dans une charge dont la résistance est variable.

SCHEMAS

DE GENERATEURS

DE COURANT CONSTANT

Ils nous sont montrés à la figure 23. Tous les régulateurs des séries 78 et 79 XX demandent une marge de 2 volts entre leur entrée et leur sortie pour assurer la régulation. Il faut ajouter à ces 2 volts leur tension nominale XX pour connaître l'éloignement en tension de leur borne fournisseuse (79 XX) ou preneuse (78 XX) par rapport à la ligne de masse ou (-) pour les 78 XX et la ligne +UA pour les 79 XX.

Quant aux régulateurs 317 et 337

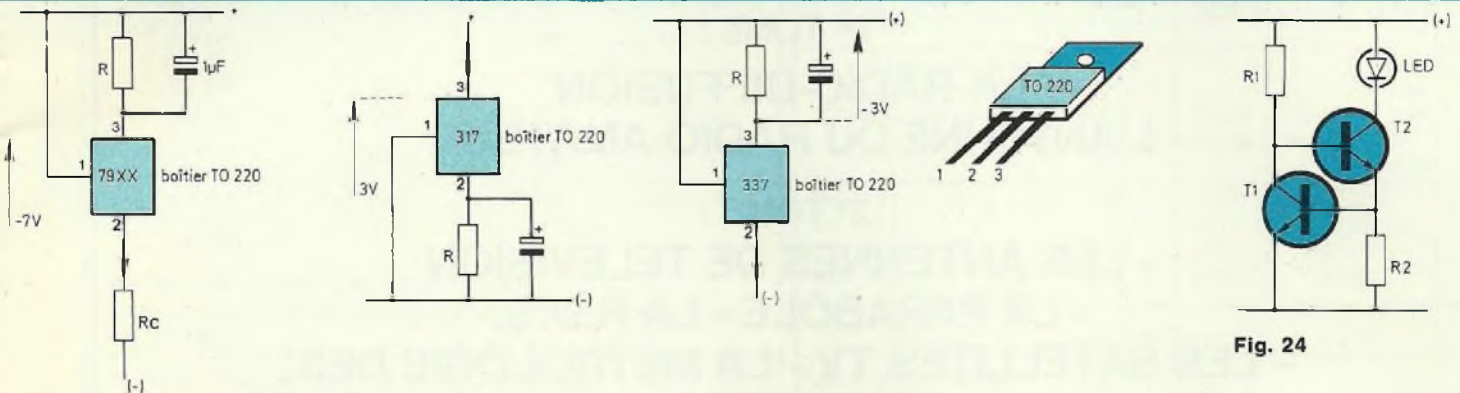


Fig. 24

que vous connaissez bien, que nous utilisons pour nos alimentations stabilisées de tension variable positive (317) ou négative (337), nous apprécions leur modeste appétit en matière de consommation de tension pour fonctionner.

La résistance conditionnant l'intensité du courant constant est encadrée par une (chute de) tension de 1,25 volts, donc $R = \frac{1,25 V}{I_{\text{régulée}}}$ et la chute de tension demandée par les régulateurs pour fonctionner correctement n'est que de l'ordre de 1,75 volt, soit un maximum d'environ 3 volts d'écart entre les bornes actives et les lignes de l'alimentation des montages.

Notre préférence, bien évidemment, va à ces merveilleux régulateurs intégrés 317 et 337.

Notez finalement que le courant de dépense exigé par les régulateurs ne transite pas par la résistance fixant l'intensité du courant régulé.

MANIPULATION

Elle est destinée à montrer l'influence réciproque exercée par deux transistors l'un sur l'autre, dont il résulte la stabilisation de l'intensité du courant passant dans une diode électroluminescente (figure 24).

Le collecteur d'un transistor NPN/2N

1711, T2, est chargé par une diode électroluminescente. Son circuit d'émetteur est pourvu d'une résistance de rétroaction.

La tension d'émetteur de T2 commande directement la base du transistor T1 dont le collecteur est chargé par la résistance R1. La tension de collecteur de T1 est appliquée directement sur la base de T2. Si, pour une raison quelconque, T2 devient davantage conducteur, son courant de collecteur augmente et l'éclat lumineux de la diode électroluminescente s'avive. Mais le potentiel d'émetteur de T2 augmente, ce qui rend T1 plus conducteur. La tension de collecteur de T1 diminue et, par conséquent, la tension de base de T2 baisse également. Il s'ensuit une réduction de l'amplification de T2, donc une baisse du flux lumineux émis par la diode électroluminescente...

Soumettons le montage à la tension croissante que nous procure une alimentation stabilisée de tension variable. Nous constatons qu'une fois atteint l'éclat lumineux maximal de la DEL l'accroissement de la tension d'alimentation n'exerce plus d'influence. C'est la preuve de la stabilisation de l'intensité du courant passant dans le système.

Nous vous invitons à conduire cette

amusante manipulation en procédant au relevé conjoint de la tension appliquée aux bornes du système et de l'intensité du courant y transitant, en donnant à R1, résistance de charge du collecteur de T1, plusieurs valeurs de 12 à 100 kilohms.

R2 sera de 68 ohms, la diode électroluminescente du type standard, \varnothing 5 mm.

Voici une série de valeurs relevées pour R1 = 100 kilohms.

6	8	10	15	20	25	30	35	40	V
7,5	7,7	8	8,2	8,4	8,5	8,6	8,7	8,8	mA

La tension varie dans le rapport de 1 à 5,8 alors que l'intensité du courant ne varie que dans le rapport de 1 à 1,16.

L'intensité varie 5 fois moins que la tension.

Il est vraiment curieux, ce petit montage !

Notre exploration du domaine de la stabilisation s'arrête là.

Nous aurons l'occasion d'exploiter les connaissances que nous venons d'acquérir, vous n'en doutez pas.

Nous vous remercions de votre aimable attention et nous vous donnons rendez-vous pour nous occuper de commutation dans le Led n° 86 d'avril.

A bientôt !

Georges Matoré

TOUT SAVOIR SUR LES ANTENNES EN 2 TOMES

DU FIL RAYONNANT A LA PARABOLE

1^{er} TOME :

- LA RADIO-DIFFUSION
- L'ANTENNE DU RADIO-AMATEUR

2^e TOME :

- LES ANTENNES DE TELEVISION
- LA PARABOLE - LA R.D.S.
- LES SATELLITES TV - LA METROLOGIE DES ANTENNES



TOME 1
108 PAGES



TOME 2
340 PAGES

Ces deux ouvrages représentent
une véritable encyclopédie unique
sur les antennes !

Par Roger Ch. **HOUZE**

BON DE COMMANDE

A retourner aux Editions Fréquences, 1, boulevard Ney, 75018 Paris

- Je désire recevoir l'ouvrage "LES ANTENNES Tome 1" au prix de 192 F port compris.
- Je désire recevoir l'ouvrage "LES ANTENNES Tome 2" au prix de 387 F port compris.

NOM PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

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

BON DE COMMANDE

Pour compléter votre collection de LED
à adresser aux EDITIONS PERIODES
service abonnements
1, boulevard Ney 75018 PARIS

Je désire : n° 15 n° 18 n° 27
..... n° 29 n° 30 n° 31 n° 33
..... n° 43 n° 44 n° 45 n° 46
..... n° 47 n° 48 n° 49 n° 50
..... n° 51 n° 58 n° 59 n° 62
..... n° 63 n° 65 n° 66 n° 67
..... n° 68 n° 69 n° 71 n° 72
..... n° 73 n° 74 n° 75 n° 76
..... n° 77 n° 78 n° 79 n° 80
..... n° 81 n° 82 n° 83 n° 84
..... n° 85

Les numéros non mentionnés sont épuisés.

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

Je vous fais parvenir ci-joint le montant
de F par CCP par chèque bancaire
par mandat
25 F le numéro (frais de port compris)
42 F pour le numéro spécial n° 81

Mon nom :
Mon adresse :

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 microns

Prix	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Circuits séri-graphiés	Total
• Super Intégré :					
- Alimentation (2 C.I.)		48,00 F	53,00 F	86,00 F	
- Temporisation		18,00 F	22,00 F	33,00 F	
- Amplification (1 voie)		18,00 F	25,00 F	33,00 F	
• Base de temps		59,00 F	85,00 F	107,00 F	
• VU-mètre		28,00 F	42,00 F	51,00 F	
Plaque présensibilisée positive STEP Circuits époxy FR4 16/10 cuivre 35 microns		1 face cuivrée	2 faces cuivrées	1 face cuivrée +1 face séri-graphiée	
80×100		10,00 F	12,00 F		
100×160		21,00 F	24,00 F		
150×200		40,00 F	47,00 F		
200×300		80,00 F	94,00 F		
TOTAL TTC		—	—	—	— F
Frais de port et emballage					10 F
TOTAL A PAYER					— F
Paiement par CCP <input type="checkbox"/> par chèque bancaire <input type="checkbox"/> ou par mandat <input type="checkbox"/> à adresser aux Editions Périodes 1, boulevard Ney 75018 Paris					
NOM					
PRENOM					
ADRESSE					

Faites l'économie de trois numéros par an en vous abonnant !

ABONNEZ-VOUS A

LED

Je désire m'abonner à LED (10 n°s par an).

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 180 F
AUTRES* : 260 F

NOM

PRENOM

N° RUE

CODE POSTAL VILLE

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

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

Le premier numéro que je désire recevoir est : N°

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

LES MOTS CROISES DE L'ELECTRONICIEN

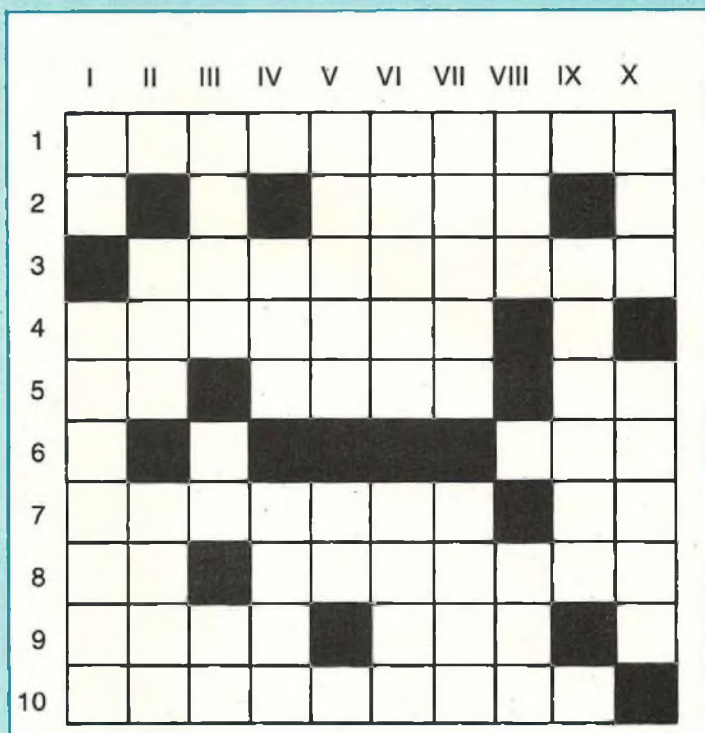
par Guy Chorein

Horizontalement :

1. Interrupteur automatique à contacts mobiles servant à établir des liaisons entre différents circuits ou appareils électriques. - 2. Ce n'est pas son début qu'on redoute le plus. - 3. Grandeur définie à une constante près, caractérisant les corps électrisés et les régions de l'espace où règne un champ électrique. - 4. En informatique, faire intervenir. - 5. Prises sur un plot. Rien n'est droit en elle. Etalon pékinois. - 6. Il est vain de vouloir enfile ses aiguilles. - 7. Augmente une puissance de réception. A l'origine d'une édition. - 8. Grecque. Dans un tourne-disque ou électrophone, plaque sur laquelle sont fixés le moteur, le dispositif d'entraînement du disque et les différentes commandes de l'appareil. - 9. On l'a uniquement pour la regarder... Petite pièce (inversé). - 10. Une mémoire où tout n'est pas enregistré...

Verticalement :

I. Vile matière après répétition. Ne sont pas d'un contact facile. - II. Unité de valeur dans la cuniculture... Peut être une bande. - III. De quoi faire un tube. Malo ou Nazaire. Les initiales de l'inventeur du cinéma. - IV. Une cheville qui n'enfle pas. Machine à découdre. - V. Leur fixité leur donnent toute leur valeur. Sur une plaque étrangère. - VI. Des embrayages peuvent être à cela. Ce que fait le cinéma en 1895. - VII. Rapport du poids du métal fin au poids total de l'alliage. Supporte beaucoup de choses. - VIII. Baie lointaine (inversé). Que des romains. - IX. Issu d'un certain courant. - X. Très facile à capter avec un transistor. Aiguille d'un cadran, sorte de repère fixe ou mobile.



Solution du n° 85

	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X
1	T	G	V		B	O	U	C	L	E
2	U	A		P	O	L	E			M
3	N	I	L		R			M	A	I
4	G	N		C	A	P	T	E	U	R
5	S		G	U	I	T	A	R	E	S
6	T	E	A		N	T		T	R	
7	E	D	I	L	E		S	Z		T
8	N	O	S				O	I	S	E
9	E	C		W	E	H	N	E	L	T
10			S	Y	N	T	O	N	I	E

A PARTIR DE CE NUMERO D'AVRIL

UN NOUVEAU SERVICE
COMPLEMENTAIRE
AU SERVICE CIRCUITS IMPRIMES
POUR LA GRAVURE DE VOS C.I.

**LE FILM POSITIF AGFA
DLD510p format 21 x 29,7**

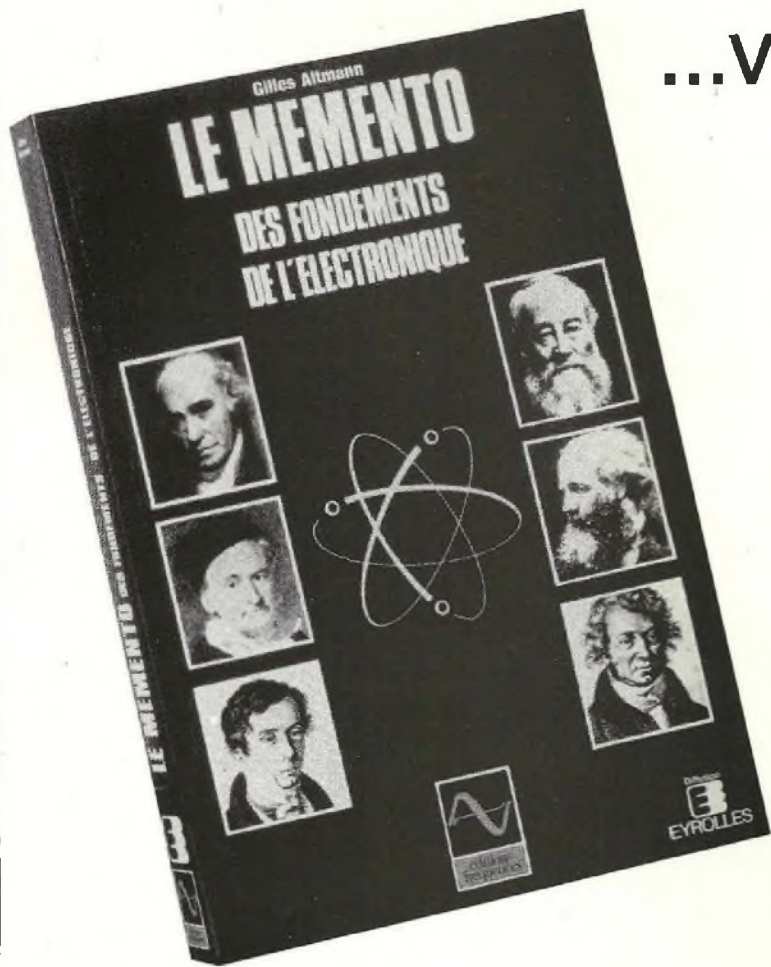
Regroupant tous les circuits imprimés
à l'échelle 1 des études proposées
dans le n° au prix unitaire
de 35,00 F (port compris)

(Vous avez été nombreux ces derniers mois à nous soumettre cette idée)

Je désire recevoir le film positif du Led n°86

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

NOM
PRENOM
ADRESSE



...vient de paraître

- 296 pages
- 246 schémas

indispensable !

Réunir dans un même ouvrage des domaines habituellement traités individuellement, tel a été le propos initial de ce livre. Il se veut un outil de travail sans équivalent pour techniciens et ingénieurs électroniciens. Lesquels trouveront immédiatement la réponse aux questions qu'ils sont amenés à se poser en électrocinétique et électromagnétisme linéaires. Il est organisé en cinq grandes rubriques : Electrostatique (du modèle de Coulomb aux condensateurs), Electrocinétique continue (loi d'Ohm, théorème de Newton et Thévenin, réseaux et dipôles...), Electrocinétique alternative (représentation Bode, Nyquist, Black, transformée de Fourier, couplage...), Théorie du Quadripôle, Electromagnétisme (de l'induction magnétique au modèle de Maxwell). Des annexes détaillées apportent pour chaque rubrique des compléments relatifs à la formulation et aux outils mathématiques utilisés. Un index général très précis vient parfaire le côté pratique et utilitaire de ce memento.

Pour les enseignants et les étudiants, ce livre est une source d'informations privilégiée. Son approche globale (néanmoins détaillée puisque les démonstrations sont traitées, ce n'est pas un simple formulaire) apporte une cohérence et une vue synthétique à l'ensemble des diverses théories abordées, ce que les programmes d'enseignement classique ne permettent pas habituellement car ces sujets sont traités dans des cours différents.

BON DE COMMANDE

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

Je désire recevoir l'ouvrage "Le Mémento des fondements de l'électronique" au prix de 272 F port compris.

NOM PRENON

ADRESSE

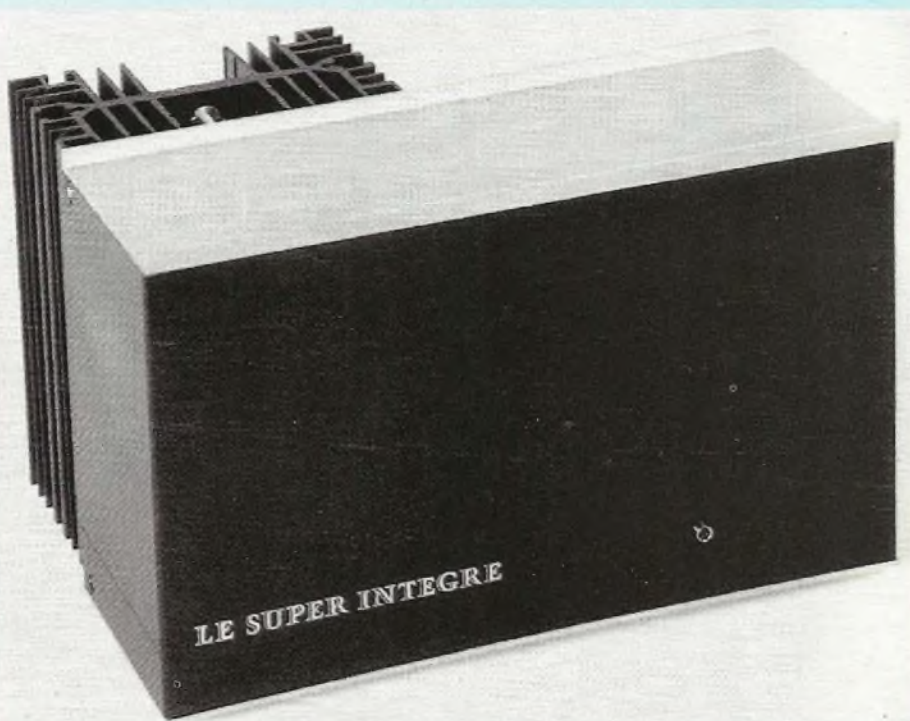
CODE POSTAL VILLE

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

LE SUPER INTEGRE

AMPLIFICATEUR Hi-Fi- STEREO

2 x 35 Weff / 8 ohms



C'est dans notre numéro d'octobre 90, Led n° 80, que nous vous avons proposé l'étude d'un Amplificateur de moyenne puissance de 2 x 18 Weff., travaillant en classe A-B et baptisé l'Intégré 1520. Vous avez été nombreux à le réaliser, à en apprécier les qualités musicales et certains d'entre vous ont pu l'écouter lors du 4^e Forum du Kit où il était exposé dans le Salon Vienne au Novotel, Porte de Bagnolet....

Ayant eu l'occasion de travailler sur un autre circuit de la RTC/Philips, le TDA 1510 en version "ponté" (Led N° 78 / booster d'autoradio) et en version "stéréo" (Led n° 80 / ampli pour baladeur ...), l'idée nous est venue d'appliquer cette technique du pontage au TDA 1520,

afin d'obtenir, nous semblait-il, une réponse en fréquence améliorée dans le registre de l'extrême grave. La différence d'écoute décelable entre les deux études équipées de TDA 1510 devait, sans nul doute, se retrouver avec le TDA 1520. C'est ainsi que prit forme le schéma théorique de la figure 1A, schéma adapté à partir de celui

proposé dans le Led n° 80 que nous republions en figure 1B, afin que les lecteurs qui n'en auraient pas eu connaissance, puissent observer et saisir la technique du pontage.

LE SUPER INTEGRE

• LE PONTAGE

Il est réalisé à partir de deux étages identiques, tel celui de la figure 1B. Le TDA 1520 est un amplificateur "mono" et non "stéréo" comme le TDA 1510, deux boîtiers sont donc nécessaires. Le premier TDA 1520 / IC1 est monté de façon presque semblable au schéma 1B. Le signal alternatif est appliqué à la broche 1 (entrée non inverseuse) à travers un condensateur polarisé C1. Ainsi, seule la modulation BF peut parvenir à la broche 1, polarisée par la résistance R1. Cette résistance R1 est d'autre part reliée à la broche 8. En observant le diagramme interne du TDA 1520B de la figure 2 (quelque peu différent de celui du TDA 1520, au niveau des protections, voir Led n° 80), on remarque que R1 est connectée à un pont diviseur résistif interne au TDA et que de ce fait, C3 sert de condensateur de découplage.

L'entrée non inverseuse (1) de IC2 est reliée, elle, à la masse par C7, tout en étant polarisée de la même façon que pour IC1 par R6.

L'entrée inverse (9) de IC1 n'est pas reliée à la masse par la classique cellule R.C. composée ici de R2/C4 mais reliée à l'entrée inverse (9) de IC2. Ce réseau R.C. est bien présent par contre sur la broche (9) de contre réaction de IC2 avec les éléments R7/C10.

Les condensateurs de liaison ampli/HP de 2 200 μ F ont dans cette version "ponté", disparu et un unique circuit bouchon RC composé d'une résistance de 2,7 Ω et d'un condensateur de 100 nF shunte les bornes de la charge. Le haut-parleur est relié directement

UNE BOMBE AUDIO

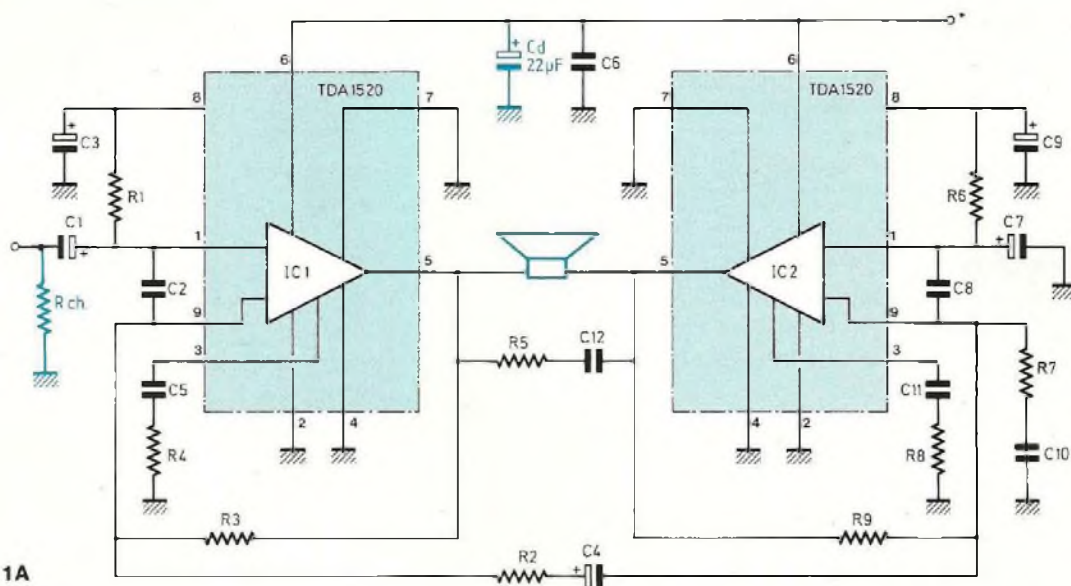


Fig. 1A

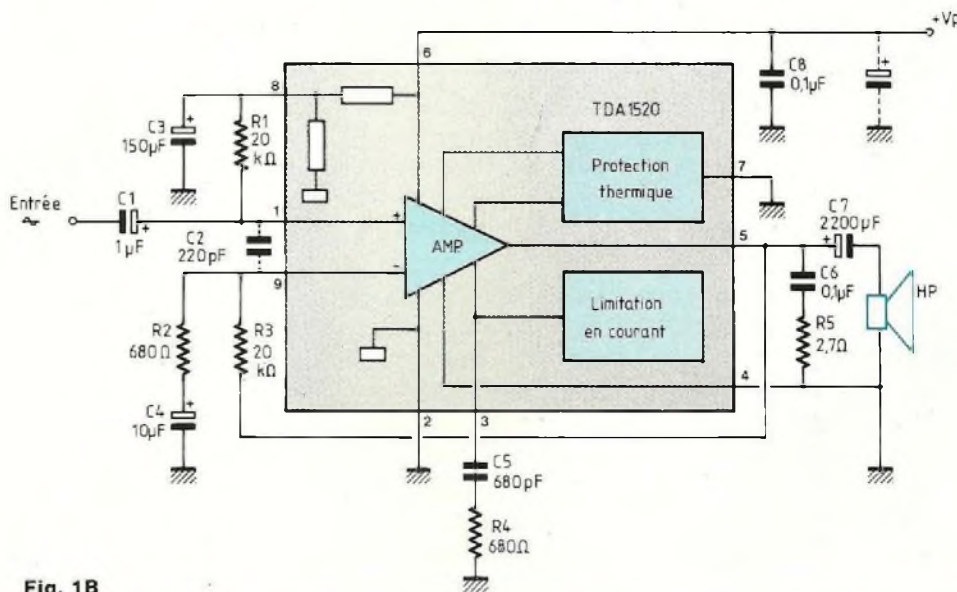


Fig. 1B

entre chaque sortie des TDA 1520, broches (5).

Même contre-réaction pour IC1 et IC2 (R3 ou R9) et même cellule de compensation R.C. aux broches (3).

Telle était la "manip" à effectuer pour passer de la "stéréo" au "pontage mono" afin d'améliorer d'une part, la réponse de l'amplificateur aux basses

fréquences mais également de disposer d'une puissance nettement plus importante comme nous le verrons aux mesures.

• TDA 1520 – 1520 A – 1520 B

S'ils sont tous encapsulés dans un boîtier SOT-131 à 9 pattes en ligne, tel celui représenté en figure 3, leur structure interne présente quelques diffé-

rences, au niveau des protections (que l'on peut comparer avec la figure 2 de ce numéro et la figure 2 du Led n° 80, page 17). Ces différences se répercutent sur le brochage d'une part, le TDA 1520 ayant sa patte (7) reliée à la masse alors que celle du TDA 1520A n'est pas connectée (n.c.), d'autre part la résistance de compensation sur la

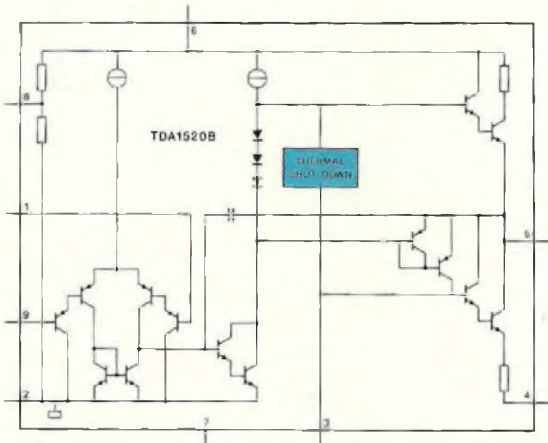


Fig. 2

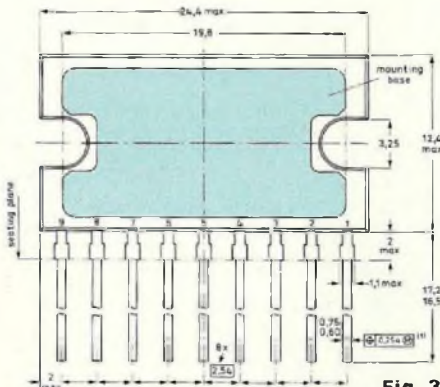


Fig. 3

Brochage du TDA 1520 A :

1. Entrée non inverseuse
2. Masse entrée (Substrat)
3. Compensation
4. Masse
5. Sortie
6. Alimentation positive
7. N.C.
8. Filtrage
9. Entrée inverseuse

broche (3) qui est une 680Ω pour le TDA 1520 devient une 270Ω pour les TDA 1520A ou B.

Ce qui différencie les 1520A des 1520B, ce sont leur semelle de refroidissement. Le 1520A est doté d'une classique semelle en acier, tandis que le 1520B reçoit une semelle en cuivre, donc meilleure conductrice de la chaleur.

Un dernier point important est à signaler, la valeur maximale que peut prendre la tension d'alimentation avec le TDA 1520 est de 40 V (avec un mini de 15 V), elle peut monter à 50 V avec les 1520A ou B. L'explosion d'un TDA 1520 lors des essais de l'Intégré du Led n° 80 parce qu'il était alimenté en 47 V, nous recommande la prudence !

• L'ALIMENTATION

C'est un point capital, surtout à ne pas négliger ou sous-estimer dans la réalisation d'un Amplificateur Hi-Fi, elle doit être surdimensionnée si l'on veut que l'électronique mise en jeu puisse dévoiler toutes les subtilités des informations gravées sur les compacts ou les vinyles. Les premiers essais effectués en dynamique (écoute de compacts de musique moderne) avec un module prototype, se sont faits avec une alimentation ultra simple mais disposant d'une réserve d'énergie énorme : transformateur torique de 24 V/220 VA, redressement en pont et condensateur de filtrage CO38 de $22\ 000 \mu\text{F}/12,2 \text{ Aeff}$!

L'écoute attentive de compacts divers sur une enceinte 2 voies à haut rende-

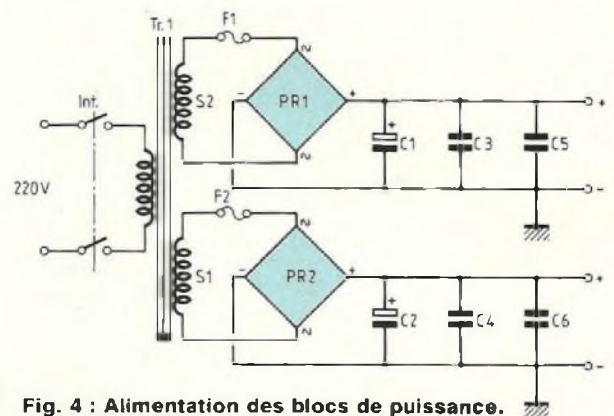
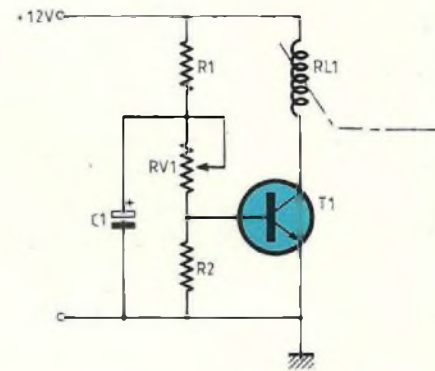


Fig. 4 : Alimentation des blocs de puissance.



ment (100 dB) équipée d'un boomer/médium de $\varnothing 38 \text{ cm}$ fut stupéfiante, le bas du spectre était reproduit avec une telle puissance, une telle maîtrise de la membrane du HP, une telle fermeté, que nous avons du mal à admettre que deux petits circuits intégrés à 9 pattes puissent ainsi faire vibrer l'air de la pièce en malmenant notre gros 38 !

L'utilisation d'un coffret rack 1 unité, genre ESM/ER 4804, tel celui employé pour l'Intégré 1520 du Led n° 80 ne permet pas d'y introduire un gros transformateur. Afin de ne pas manquer de V.A. nous avons préféré nous orienter vers un coffret ISKRA/80255. Ses dimensions de $80 \times 255 \times 150 \text{ mm}$ donnent un volume suffisant pour y implanter, entre-autres, un gros transforma-

UNE BOMBE AUDIO

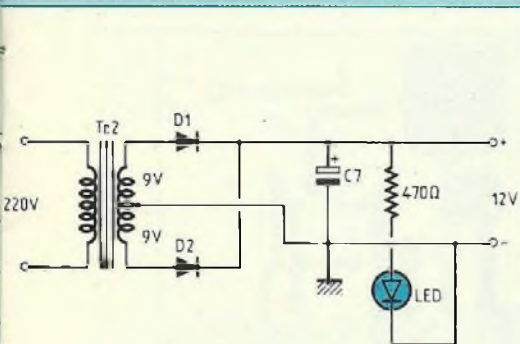


Fig. 4 : Alimentation de la temporisation.

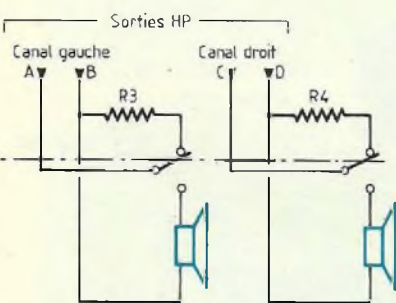


Fig. 5 : Temporisation de mise sous tension Ampli/HP.

teur torique et deux condensateurs de filtrage CO38 respectables.

L'alimentation du Super Intégré est simple et minimum un redressement + filtrage par canal.

Le choix du transformateur est simple. Il est tout d'abord guidé par vos disponibilités en TDA : TDA 1520 ou TDA 1520A !

Ce qu'il faut retenir, c'est qu'une tension alternative de x V une fois redressée et filtrée, permet de disposer d'une tension continue de $x \sqrt{2}$ V.

Les limites du TDA 1520 étant de 40 V, la tension alternative secondaire ne doit pas dépasser 28 V ~ (prévoir une valeur normalisée de 25 V ~). Par contre, pour le TDA 1520A, elle peut monter à 35 V ~.

Le Super Intégré prototype équipé de

TDA 1520A se voit alimenté par un torique de 2 x 30 V ~/250 VA. C'est trop et un 150 VA fait l'affaire, mais il vaut mieux trop de VA que pas assez !

Le schéma classique de notre double alimentation est dessiné en figure 4. Chaque canal de l'Amplificateur a donc sa propre alimentation, procédé que nous avons déjà adopté sur nos gros Amplificateurs Classe A et Classe A.B décrits dans le Led n° 81.

• LA TEMPORISATION

Nous n'aimons pas beaucoup les bruits divers de mise sous tension d'un Amplificateur audio qui agacent les membranes des haut-parleurs et les nerfs de l'utilisateur, aussi avons nous fait appel à nouveau à notre temporisateur si simple et si efficace. Un relais RL1 commute une résistance de puissance qui shunte à l'arrêt les sorties des TDA. A la mise sous tension de l'appareil, le relais étant au repos, les sorties HP sont chargées par deux résistances bobinées de protection de 8,2 Ω/3 W reliées entre les contacts communs (C) et repos (R) de RL1 comme indiqué en figure 5. Le condensateur C2 de forte capacité étant déchargé, le transistor T1 n'est pas encore conducteur. Pas de courant collecteur pour parcourir la bobine du relais RL1, c'est la position de repos. Les divers bruits engendrés dès la manoeuvre de l'interrupteur sont inaudibles mais pourtant présents et visualisables sur l'écran d'un oscilloscope.

L'électrochimique C2 se charge à travers la résistance R1 avec une constante de temps θ égale au produit de R1.C2 (connaissance de l'électronique, cours n° 8 du Led n° 68). Cette tension de charge est appliquée aux bornes d'un pont diviseur résistif comprenant RV1 et R2 qui polarise la base du transistor T1.

RV1 permet d'intervenir sur le temps de blocage de T1 qui est fonction de la valeur ohmique de l'ajustable et de la

tension aux bornes de R2. Tant que la base de T1 n'est pas portée à un potentiel supérieur à 0,7 V, il y a blocage.

Le seuil franchi, T1 se met à conduire, le courant de base amplifié par le β du transistor, fait circuler un courant collecteur important qui traverse la bobine du relais RL1. Cette excitation fait basculer la lame du relais qui passe en position travail (T) mettant ainsi en service le haut-parleur, tout en déconnectant la résistance.

REALISATION DU SUPER INTEGRE

• LES CIRCUITS IMPRIMES

Ils sont au nombre de 4, dont un à réaliser en double exemplaire bien entendu, pour une écoute en stéréophonie. Publiés à l'échelle 1, ils font l'objet des figures 6A, 6B et 6C. Rien de bien compliqué pour leurs gravures si vous êtes un habitué de l'ultra-violet et du perchlore, sinon, si cette étude vous tente, ce que nous souhaitons vivement, voyez notre service circuits imprimés dans ce même numéro.

• LE CABLAGE DES MODULES

Quatre plans de câblage sont dessinés aux figures 7A, 7B et 7C. Associée à la nomenclature des composants, la mise en place des divers éléments ne doit poser aucune difficulté, même pour un débutant.

Pour les deux modules amplificateurs, les TDA 1520 sont soudés côté pistes cuivrées. Les neuf broches de chaque boîtier sont pliées à 90°, de façon à ce que les semelles métalliques de refroidissement se trouvent vers l'extérieur. Les boîtiers plastique sont à éloigner du circuit imprimé par des entretoises nylon de 5 mm de hauteur.

Souder des fils de forte section d'une vingtaine de centimètres chacun et de couleurs différentes aux pastilles d'interconnexions HP, +V, 0 V.

LE SUPER INTEGRE

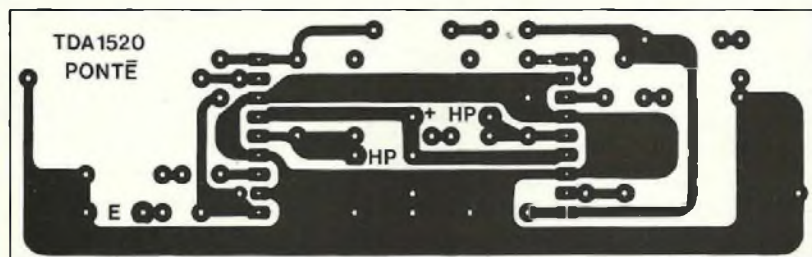


Fig. 6A

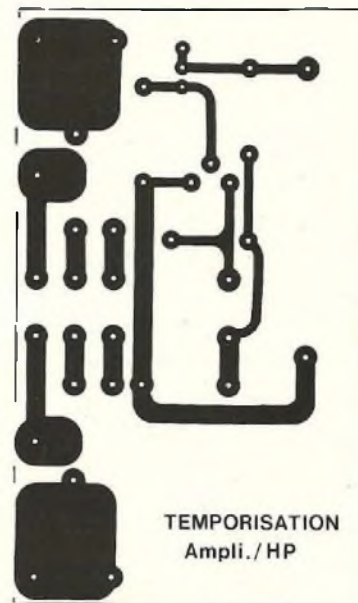
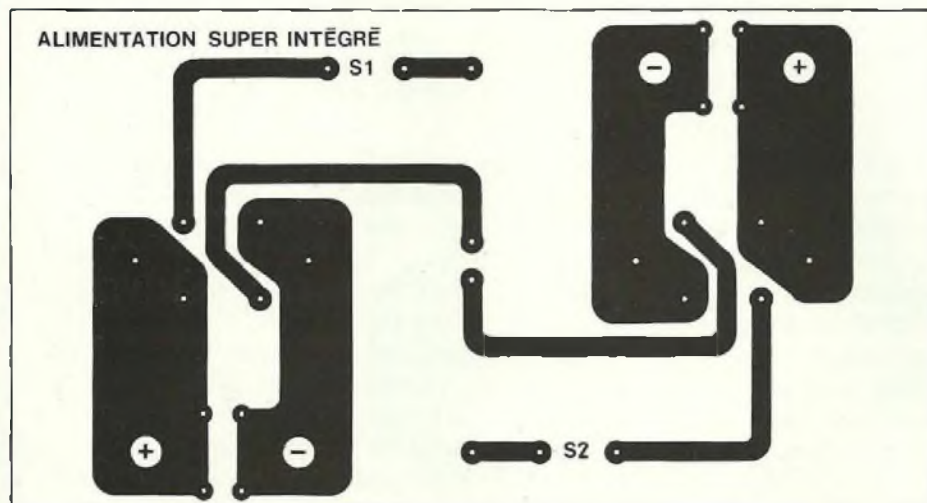


Fig. 6C

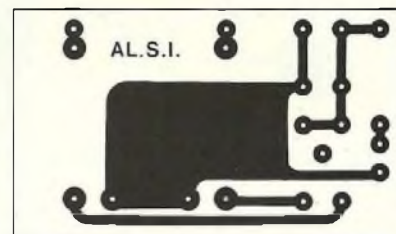


Fig. 6B

NOMENCLATURE

MODULE AMPLIFICATEUR

• Résistances à couche métallique

+ 5 % 1/2 W

R1 – 20 k Ω

R2 – 1,3 k Ω

R3 – 20 k Ω

R4 – 680 Ω (avec TDA 1520)

270 Ω (avec TDA 1520 A ou B)

R5 – 2,7 Ω

R6 – 20 k Ω

R7 – 390 Ω

R8 – 680 Ω (avec TDA 1520)

270 Ω (avec TDA 1520A ou B)

R9 – 20 k Ω

• Semiconducteurs

IC1 – IC2 – TDA 1520/1520A/1520B

• Condensateurs

C1 – 2,2 μ F/25 V tantale

C2 – 220 pF céramique

C3 – 150 ou 220 μ F/25 V

C4 – 10 μ F/25 V tantale

C5 – 680 pF céramique

C6 – 100 nF/63 V pas 5,08

C7 – 2,2 μ F/25 V tantale

C8 – 220 pF céramique

C9 – 150 ou 220 μ F/25 V

C10 – 6,8 ou 8,2 nF/63 V pas 5,08

C11 – 680 pF céramique

C12 – 100 nF/63 V pas 5,08

• Divers

4 entretoises nylon 5 mm

Fil de câblage (4 couleurs) de 1 mm²

Câble blindé 1 conducteur

MODULES ALIMENTATIONS

TR1 – Transformateur torique 2 x 25 V/

150 VA (pour TDA 1520) ou

2 x 30 V/150 VA (pour TDA 1520 A

ou B)

PR1 – PR2 – Pont 6A/400 V

C1 – C2 – 10 000 μ F/40 V – CO38

UNE BOMBE AUDIO

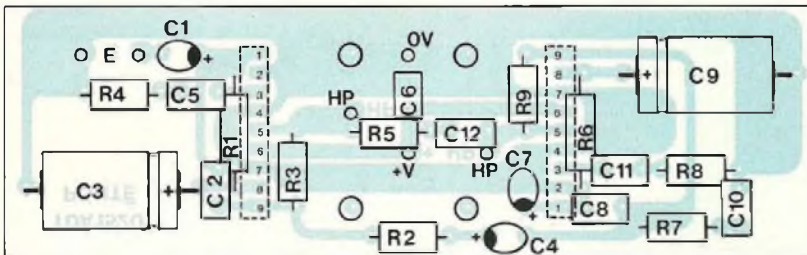
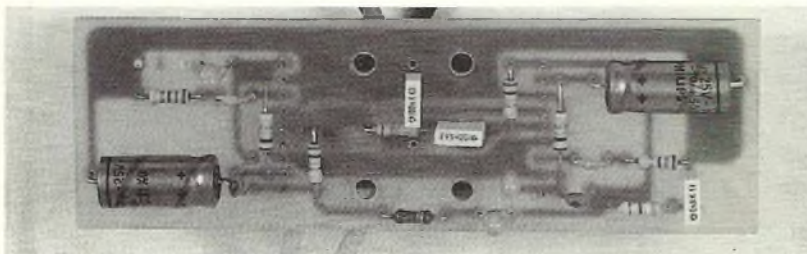
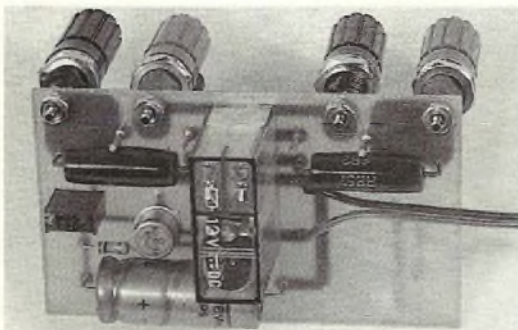


Fig. 7A



Module de puissance pour un canal



Module de temporisation de mise sous tension.

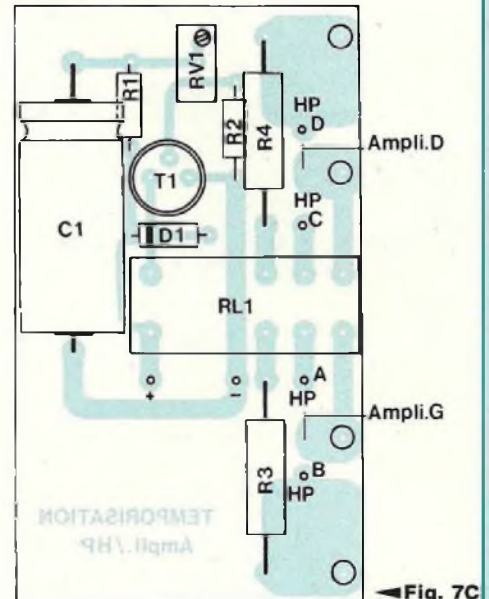


Fig. 7C

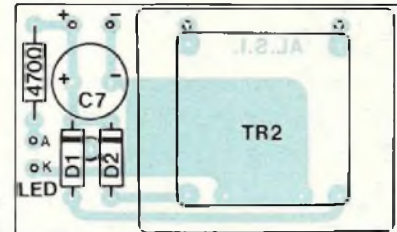


Fig. 7B

DES COMPOSANTS

C3 – C4 – 1 μ F/63 V pas 5,08
 C5 – C6 – 100 nF/50 V céramique
 PF1 – PF2 – porte-fusible C.I. + fusible
 4 cosses à souder \varnothing 4 mm
 Int. Interrupteur bipolaire 3A/250 V AC
 D1 – D2 – 1N 4001 à 1N 4007
 C7 – 220 μ F/25 V radial
 TR2 – Transformateur moulé
 2 x 9 V/1 VA

MODULE TEMPORISATEUR

• Résistances

R1 – 10 k Ω \pm 5 % 1/2 W
 R2 – 270 k Ω \pm 5 % 1/2 W

R3 – R4 – 8,2 Ω /3 W bobinée

• Ajustable

RV1 – 50 k Ω /25 tours vertical

• Semiconducteurs

D1 – 1N 4001 à 1N 4007
 T1 – BC 140 ou 141 (dissipateur pour TO5 facultatif)

• Condensateur

C1 – 2 200 μ F/16 V

• Divers

RL1 – Relais 12 V/2 RT

4 picots à souder mâle

DIVERS

Coffret ISKRA Réf. 80 255
 Dissipateur CO1161P/150 mm
 3 passe-fils \varnothing 10 mm
 2 prises CINCH châssis
 Cordon secteur
 4 pieds caoutchouc
 2 prises châssis rouges 10 A
 2 prises châssis noires 10 A
 Visserie de 3 et 4 mm
 Led + 470 Ω /0,5 W (facultatif)

LE SUPER INTEGRE

Souder un câble blindé de 20 cm également à l'entrée E, tresse métallique reliée à la masse.

• LE DISSIPATEUR

Nous réutilisons une fois de plus le profilé CO1161P de la SEEM sur une longueur de 150 mm (il porte d'ailleurs maintenant la réf. CO2044P pour avoir subi quelques modifications au niveau des ailettes de refroidissement).

Pouvant dissiper une puissance de 100 W, une seule barre est nécessaire pour les deux blocs de puissance qui seront vissés de part et d'autre de la semelle de 6 mm d'épaisseur. L'étude a été prévue pour et les deux modules descendent sans problème au fond de la gorge, mettant ainsi en contact dissipateur et semelles métalliques des TDA 1520.

Les modules sont à centrer au fond du dissipateur, la longueur du C.I. étant de 107 mm et celle du CO1161P de 150 mm, il reste inévitablement de part et d'autre, 21,5 mm, ce qu'indique la figure 8. A chaque extrémité du dissipateur et à 10 mm des bords, on perce un trou de $\varnothing 8$ mm. En haut, il servira à laisser le passage aux quatre fils soudés aux pastilles HP, +V et 0 V et en bas, au câble blindé.

Reste à percer quatre trous de $\varnothing 3,5$ mm qui vont servir à plaquer les semelles métalliques des TDA contre celle du profilé en la prenant en sandwich. Il faut ici travailler avec précision, voici une astuce. Sur un morceau de calque, dessiner la surface du circuit imprimé de la figue 6A. Au niveau des pastilles de fixation, faire quatre croix de repérage. Scotcher ensuite le calque sur la semelle de refroidissement et à 21,5 mm des bords. Quatre poinçonnages précis et on termine au foret de $\varnothing 3,5$ mm avec ébavurages des trous.

• LE COFFRET

De marque ISKRA et de réf. 80 225, nous allons pouvoir loger à l'intérieur le

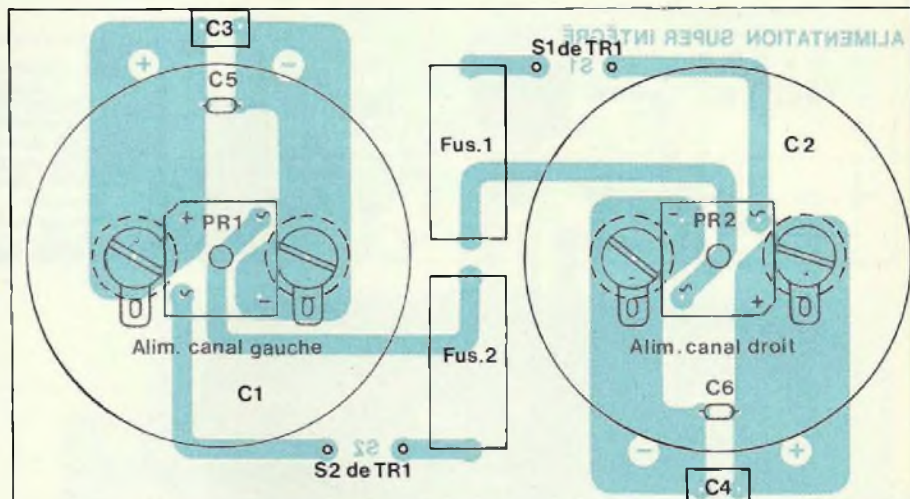


Fig. 7B : Les ponts redresseurs ainsi que C5 et C6 sont soudés côté pistes cuivrées. Introduire des vis de 3 x 10 pour fixer les ponts au coffret avant câblage au C.I. (après c'est trop tard !).

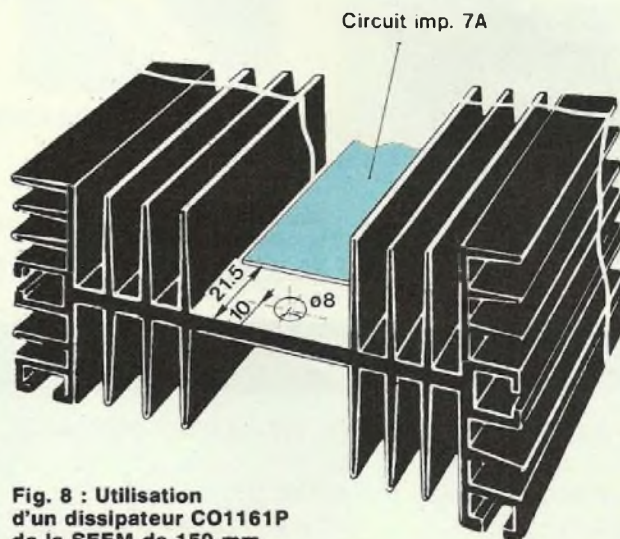


Fig. 8 : Utilisation d'un dissipateur CO1161P de la SEEM de 150 mm.

transformateur torique, les deux gros condensateurs de filtrage sur lesquels est vissé le circuit imprimé de l'alimentation et le module de commutation (temporisateur).

Le transformateur est fixé contre la face arrière sur la droite, au moyen de sa vis centrale.

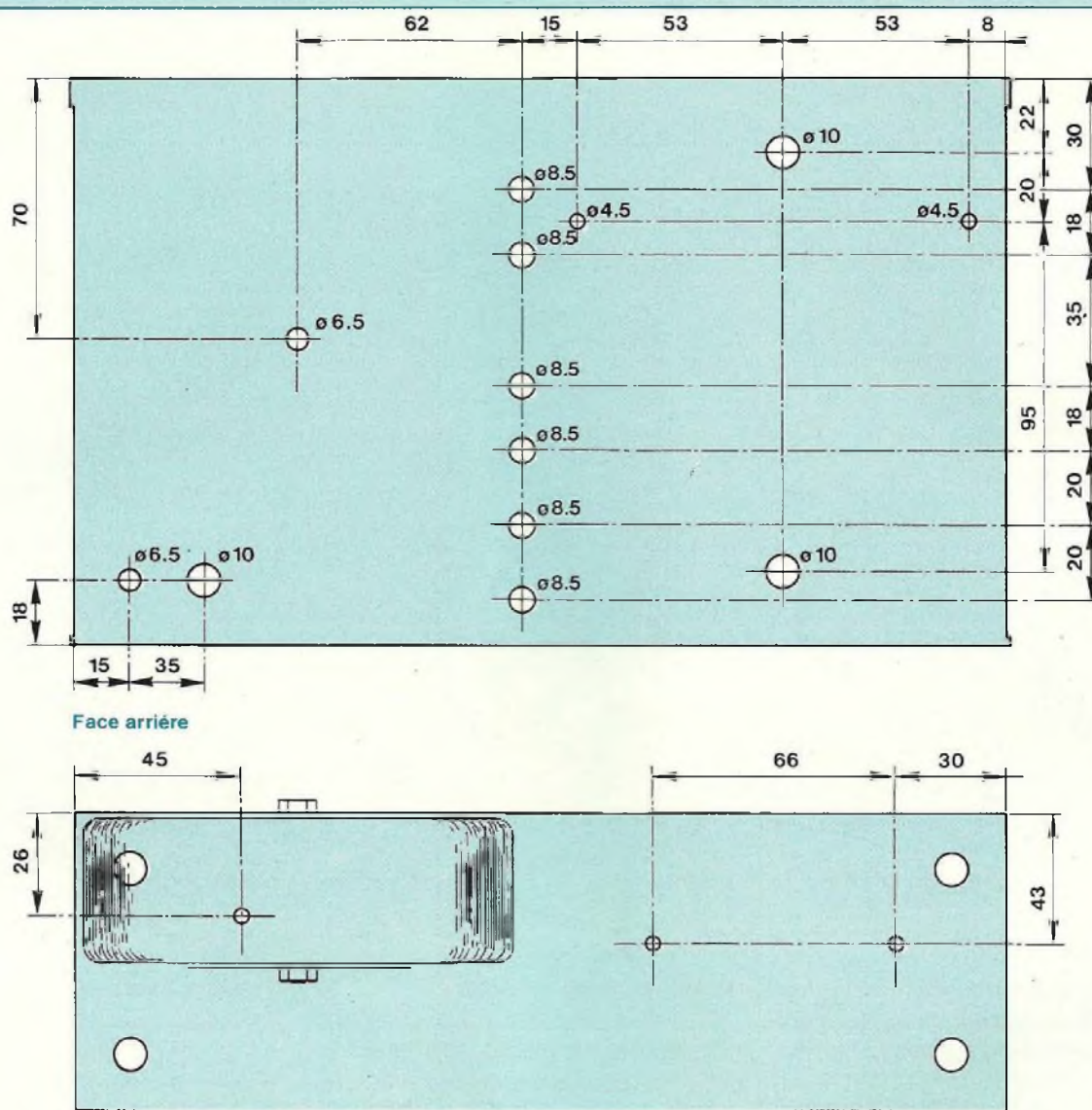
Les CO38 de filtrage sont maintenus sans leurs colliers, en étant vissés uniquement au module alimentation par

leurs canons et en ayant pris soin d'intercaler entre chaque tête de vis et le C.I., une cosse à souder.

Le module de temporisation est vissé directement sur les bornes de sorties HP disposées sur la face arrière, au-dessus des prises CINCH.

Le dissipateur est lui également fixé en deux points contre cette face arrière. Nous venons de voir la disposition des éléments de l'Amplificateur "Le Super

UNE BOMBE AUDIO



Vue extérieure du fond du coffret, position du transfo. vue par transparence.

Fig. 9

Intégré", la figure 9 donne les différentes cotations pour effectuer les divers perçages dans ce boîtier en aluminium, rien de bien compliqué.

• EQUIPEMENT ET INTERCONNEXIONS

- Commencer par équiper la face arrière des prises CINCH et fiches bananes, des passe-fils, de l'interrupteur bipolaire.
- Visser le module de temporisation

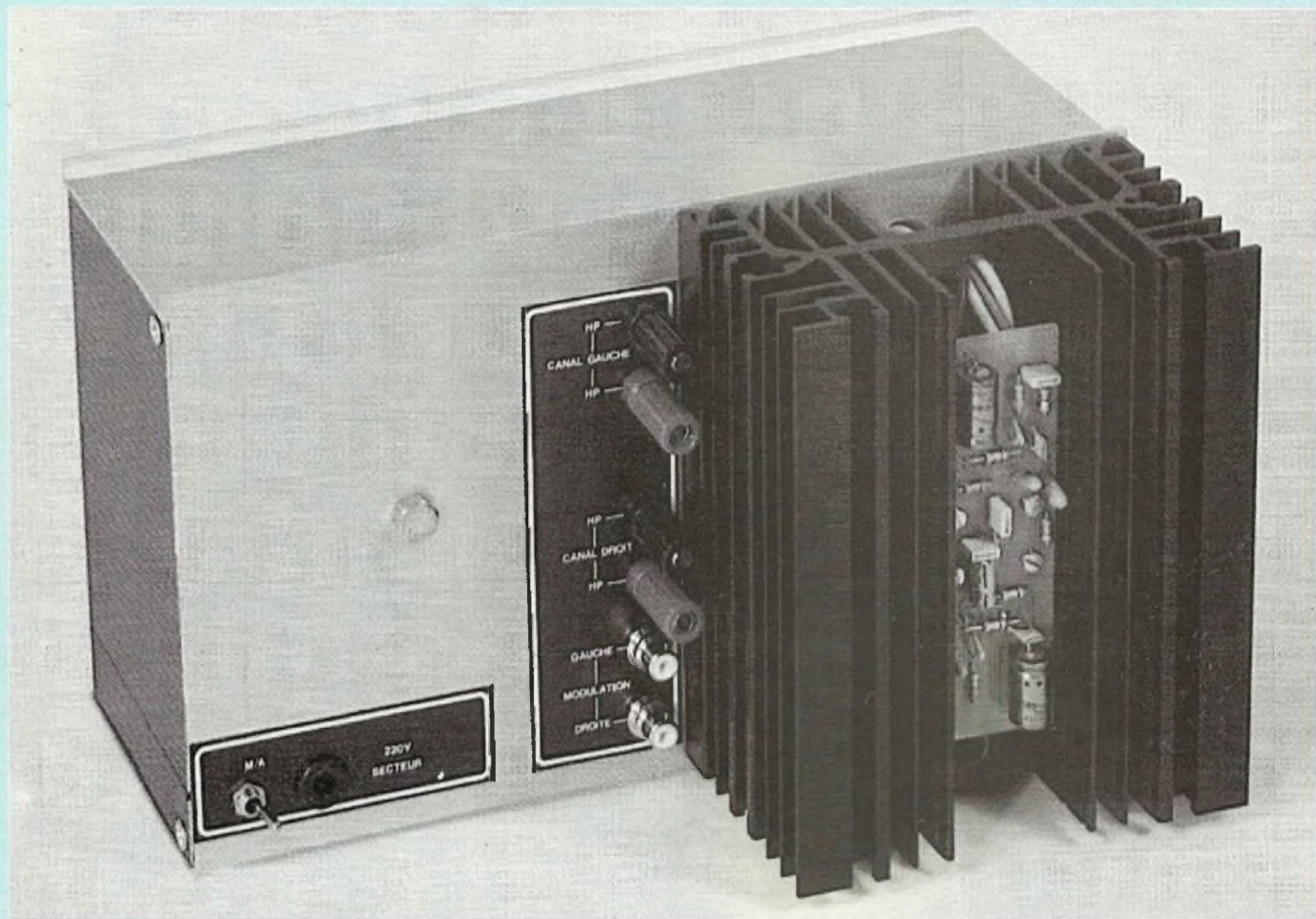
aux fiches HP en vérifiant la présence des picots à souder pour les interconnexions des 4 fils HP venant des blocs de puissance.

- Visser le dissipateur CO1161P au coffret, en se servant des rainures, tout en introduisant les différents fils dans les deux passe-fils, en haut HP et alimentation (8 fils de couleurs différentes afin d'éviter les erreurs au moment des interconnexions), en bas, les deux

câbles blindés de modulation.

- Souder les blindés aux prises CINCH
- Souder les fils HP au temporisateur en veillant à la mise en phase.
- Fixer le transformateur torique et souder son primaire à l'interrupteur bipolaire (plots du centre).
- Souder chacun des secondaires aux ponts redresseurs sur le module alimentation.
- Effectuer les interconnexions entre le

LE SUPER INTEGRE



primaire du transformateur moulé de 2 x 9 V et l'interrupteur bipolaire (plots du centre également) au moyen de fils de faible section.

– Raccorder les fils d'alimentation (+) et (-) 12 volts du temporisateur.

– Souder aux cosses correspondantes les fils d'alimentation des étages de puissance sans commettre d'erreur, ce qui serait grave de conséquence.

– Introduire le cordon secteur dans le passe-fil et le raccorder à l'interrupteur sur les deux plots supérieurs ou inférieurs (tout dépend si vous souhaitez la mise en route du "Super Intégré" en position haute ou basse du levier ?)

Il est prudent, afin d'éviter l'arrachement de ce cordon secteur, de l'immobiliser

de l'intérieur par un noeud.

– Fixer le module "alimentation" au fond du coffret, sur la gauche, par l'intermédiaire des deux ponts redresseurs PR1 et PR2. Ils seront ainsi refroidis par le boîtier en aluminium.

– L'appareil est prêt pour les premiers essais.

UNE SAGE PRECAUTION

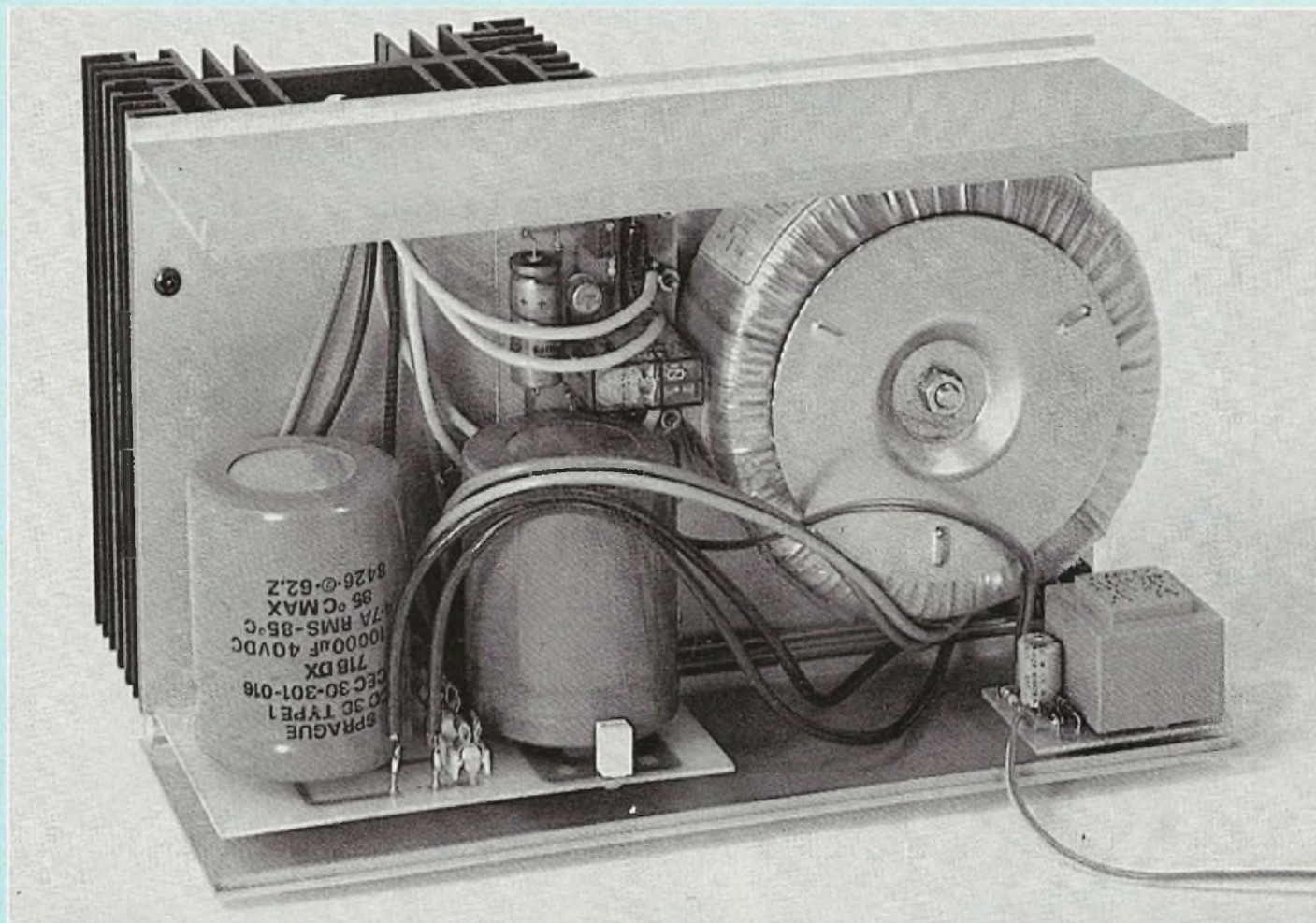
Nous avons appris à nos dépens, que le TDA 1520 n'aime pas du tout être mis sous tension lorsque l'entrée (E) est laissée "en l'air". Dans ce cas précis, sa réaction est violente et instantanée.

Avant d'avoir eu le temps de comprendre et de réagir, IC1 brûle, en dégageant une importante fumée blanche, d'odeur fort désagréable. Rien de tel ne se produit, par contre, si le "Super Intégré" est raccordé à une source (Préamplificateur ou Compact). Afin d'éviter de fâcheuses destructions dues à des câbles mal raccordés ou pas raccordés du tout, nous conseillons de souder sur les entrées (E) des deux blocs de puissance, une résistance de charge R_{ch} de 10 k Ω . C'est simple, pas cher et très efficace !

PREMIERE MISE EN SERVICE

Les fusibles des amplificateurs sont

UNE BOMBE AUDIO



ôtés de leurs supports, on peut alors relier le secteur et basculer l'interrupteur.

Le seul et unique réglage de ce "Super Intégré" est celui de la temporisation.

Agir sur l'ajustable de façon à obtenir un délai de 20 à 30 secondes avant le basculement des lames du relais (écoute attentive du "clic" après manoeuvre de l'interrupteur).

Vérifier les tensions continues aux bornes des condensateurs de filtrage, environ +36 V pour un secondaire de 25 V ~ et +43 V pour un secondaire de 30 V ~.

Après arrêt de l'Amplificateur, introduire les fusibles dans leurs supports, relier

une paire d'enceintes aux fiches HP en veillant à une bonne mise en phase et un préamplificateur (ou directement un compact si celui-ci dispose d'un potentiomètre de "niveau") aux prises CINCH.

Si vous avez bien travaillé et si vous avez de bonnes enceintes, nous vous invitons à sélectionner vos airs préférés, à vous "planter" devant vos "caisses" et, comme nous, vous finirez par dire Incroyable ... mais vrai !

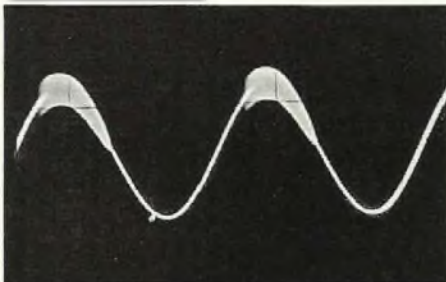
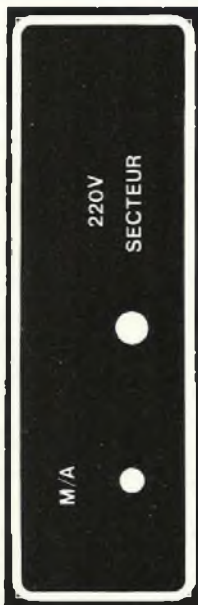
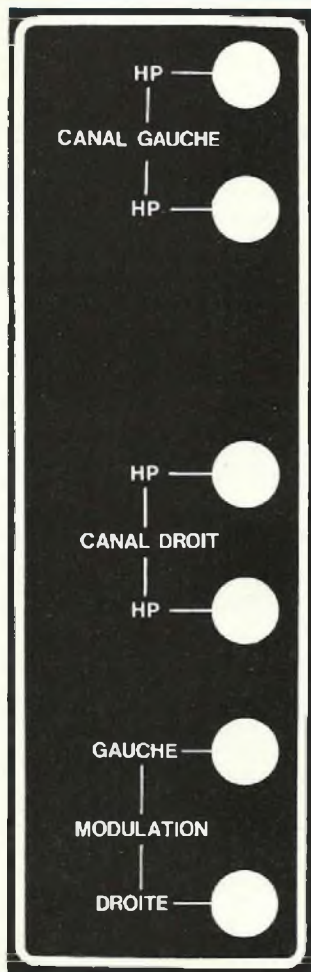
POUR TERMINER

Votre "Super Intégré" tourne parfaitement (et il n'y a aucune raison pour qu'il

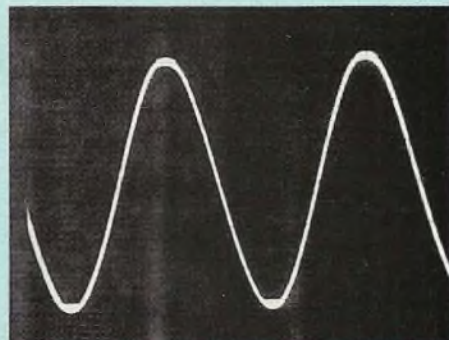
en soit autrement !), il ne reste plus qu'à visser le capot de protection qui n'est autre que la face avant. Peut-être que comme nous, afin de donner une petite touche "Pro" à votre dernier né, pulvériserez-vous à la bombe, une fine pellicule de peinture noire avant de mettre en place les quatre vis à tête fraisée.

Un dernier détail, quoique utile, prévoir une diode led de mise sous tension de l'Amplificateur en face avant et en l'alimentant à partir du +12 V de la temporisation. Insérer dans ce cas une résistance de 470 Ω /0,5 W entre le (+) et l'anode de la diode électroluminescente, quant à la cathode, elle est à relier directement à la masse.

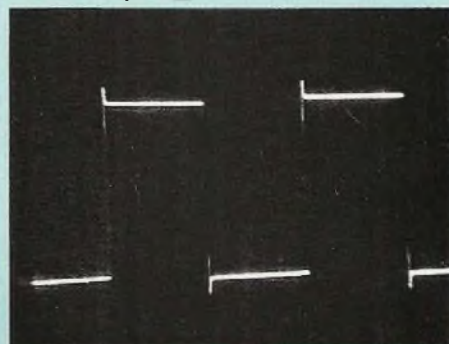
LE SUPER INTEGRE



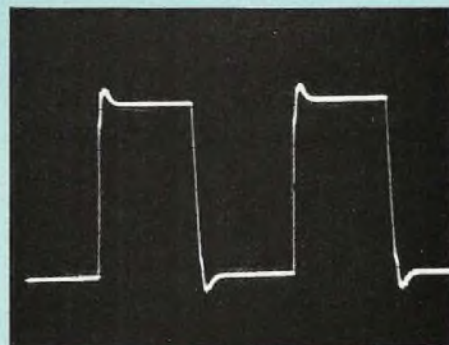
E. Présence de HF accrochée au signal à 1 kHz. Il suffit de souder un condensateur de 22 μ F/63 V en parallèle sur C6 de 100 nF pour l'éliminer.



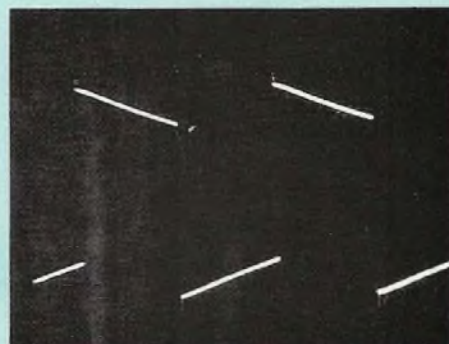
A. P_{max} à 1 kHz et à l'écrêtage sur charge de 8 Ω : 57,2 W_{eff}



B. Signal carré à 1 kHz et à 25 W_{eff}



C. Signal carré à 10 kHz et à 25 W_{eff}



D. Signal carré à 100 Hz et à 25 W_{eff}

D.B.

MESURES

• Alimentation

Transformateur : 2 x 30 V \sim théorique.
Valeur mesurée : 2 x 34 V \sim !

Tension continue mesurée à vide : 2 x 46,5 V.

Tension continue mesurée à P_{max} et à 1 kHz : 2 x 42,5 V.

• Puissance maximale mesurée à 1 kHz sur charge de 8 Ω : 50 W_{eff} par canal.

• Puissance maximale mesurée à 10 kHz sur charge de 8 Ω : 50 W_{eff} par canal.

• Puissance maximale mesurée à 100 Hz sur charge de 8 Ω : 50 W_{eff} par canal.

• Puissance maximale mesurée à 1 kHz sur charge de 4 Ω : 39 W_{eff} par canal.

• Idem à 100 Hz et à 10 kHz.

• Sensibilité d'entrée à 1 kHz et à

P_{max} : 1,8 V $_c$ -à-c. soit #640 mV $_{eff}$.

• Bande passante mesurée à 25 W_{eff} : 30 Hz à 80 kHz à 0 dB.

• Distorsion harmonique : constamment inférieure à 0,1 % à toute puissance et à toute fréquence (l'oreille décèle de la distorsion à partir de 3 % !)

• Essai effectué sur un bloc amplificateur équipé de TDA 1520 (tension d'alimentation limitée de 40 V) à $V_{alim} = 34$ V, nous avons mesuré une puissance maximale de 39 W_{eff} sur une charge de 8 Ω .

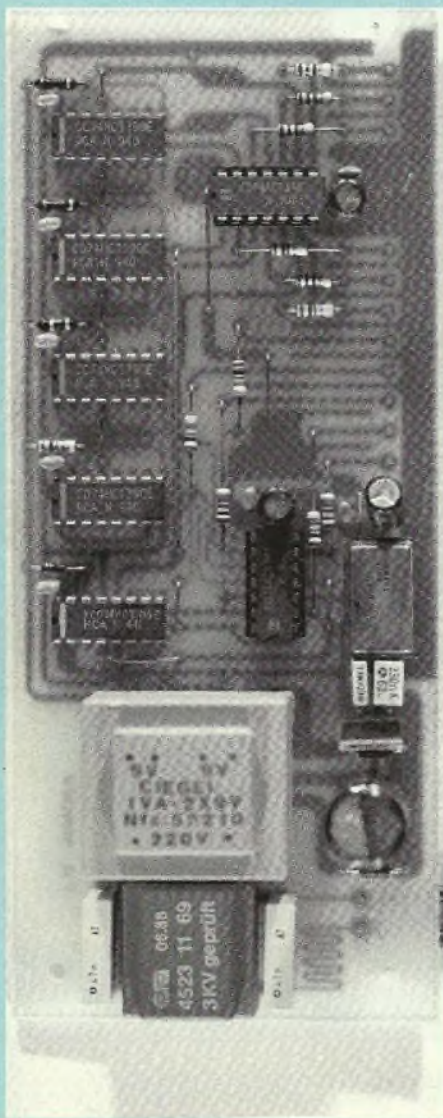
Nota : La Rédaction remercie M. Hervé Benoit de Philips Composants pour l'approvisionnement gracieux de nombreux TDA 1520 A, quelques échantillons ayant souffert lors des multiples manipulations et tests que nous avons faits subir au "Super Intégré"

ETALON DE FREQUENCE

10 ppm FAIBLE COUT

POUR LE LABO ET L'ECOLE

Le but de ce circuit est d'atteindre le meilleur rapport qualité/prix pour une base de temps exacte, sans réglage, offrant 11 fréquences utiles simultanées pour piloter ou calibrer une foule d'appareils du quotidien.



Comment va votre oscilloscope au plan horizontal ? Qu'indique réellement votre fréquencemètre, le 50 Hz du secteur est-il utilisable oui ou non ? On peut multiplier ainsi les questions "interdites", l'important est d'y trouver une réponse sans se ruiner !

A QUI OU QUOI SE FIER ?

Quand un système de comptage ou de mesure fonctionne bien, il est sécurisant de s'appuyer dessus pour juger de la qualité ou de la mise au point d'un montage. Si d'aventure, on dispose de nombreux appareils de mesure, nous savons par expérience que l'un d'entre eux acquiert la position de juge suprême, car il est considéré comme meilleur à priori et l'on montre du doigt cet arbitre, en précisant "celui-là est bon" ... S'il s'agit d'une base de temps, elle a pourtant (comme une tension continue) la caractéristique d'être ajustable et ajustée à la naissance de l'appareil. Il faut tous les ans environ, contrôler la non-dérive de cet oscillateur (2 ans est le maximum, 6 mois pour la haute précision) mais ceci avec quel fréquencemètre ?

D'où notre idée de créer un système "sans problème" ou plus exactement "sans mystère", précis à l'origine et sur-

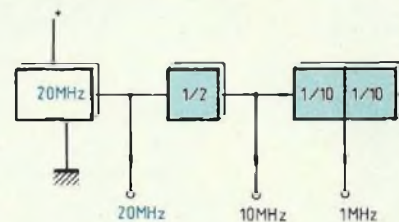


Fig. 1 : Synoptique de l'étalon de fréquence.

tout **NON REGLABLE** pour répondre à la question "qui a raison ?" sans l'aide de personne. Ceci élimine l'oscillateur "suspect", basé sur un quartz coûtant environ F. 20,- plus sa périphérie.

Nous étions de longue date, bloqués par le prix d'un TXCO qui est un oscillateur à quartz tout fait, incluant une enceinte thermostatée pour l'auto régulation thermique, il faut compter au moins F. 500,-, ce qui en fait un luxe. La récente baisse des prix sur les oscillateurs à quartz de précision, nous a permis de réaliser un circuit **REALISTE** de F. 150,- environ pour une précision relative de 10 ppm (et absolue meilleure que 100 ppm).

Un oscillateur discret à quartz est en pratique fiable à 100 ppm relatif et 500 à 1000 ppm absolu, nous ferons 10 fois mieux sans aucun réglage. Par comparaison, un TXCO atteint le 1 ppm relatif (et à priori, 5 à 10 ppm absolu), ce qui est assez extraordinaire. Certains radio-pilotages permettent d'extraire des fréquences meilleures mais avec un récepteur coûteux et complexe, parfaitement hors de proportion, comparé à notre approche.

Rappelons enfin que le "ppm" est un Point Par Million, ce qui s'écrit 1×10^{-6} et signifie que notre circuit est fiable à 1/100 000^e. Il peut afficher par exemple, comme la maquette de l'auteur, 20 000 080 Hz, l'important est de

LA MAITRISE DU TEMPS

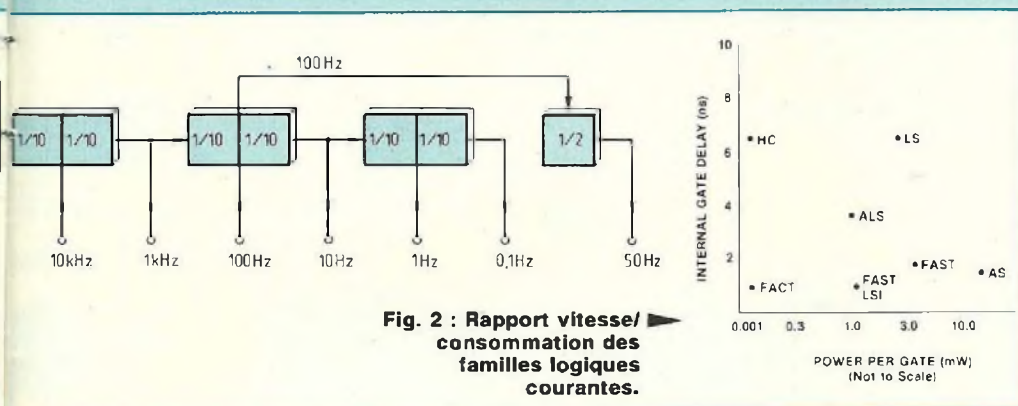


Fig. 2 : Rapport vitesse/consommation des familles logiques courantes.

lire dans ce cas, au moins 20 000 000 Hz et jamais plus de 20 000 100 Hz, on est alors à "plusieurs ppm et même pas 10 ppm". Ce qui est drôle ici, c'est que d'un fréquence-mètre à l'autre, le chiffre est fixe (bravo !) ou varie sans cesse de 100 à 1 000 points (dommage !) ... selon l'oscillateur de mesure employé !

SYNOPTIQUE DE NOTRE ETALON ET CARACTERISTIQUES

Nous avons choisi un oscillateur à 20 MHz parce qu'une telle fréquence pose un vrai problème à beaucoup de circuits, d'appareils de mesure (oscilloscopes) et aux lecteurs eux-mêmes. Par division – toujours moins chère que la multiplication – nous obtenons la fréquence standard de 10 MHz, puis ses sous-multiples et en prime, un 50 Hz pour jouer avec le secteur et ses pendules.

La figure 1 montre la silhouette de notre base de temps universelle qui est fort simple, même si ses atouts sont sans équivalence actuelle. En effet, nous avons opté pour des choix professionnels qui donnent des performances haut niveau, sans aucune complexité toutefois, ce montage étant parfaitement accessible aux débutants.

Bien sûr, nous ne sortons que des

signaux carrés véritables avec le minimum de bruits et un niveau 0 V/+5 V universellement applicable, mais de surcroît, le rapport cyclique est toujours unitaire (50/50) sur les 11 sorties simultanées et quasi-synchrones. Enfin, la consommation secteur est risible et liée directement aux charges connectées en sortie.

La plus extrême attention a été accordée à ces sorties, que nous avons dotées d'un courant de 24 mA (pour le 0 comme le 1 logique) nominal, et protégées contre le court-circuit accidentel à ± 50 mA. De la sorte, notre module est compatible avec toutes les logiques 5 V bipolaires, MOS et CMOS existantes (excepté l'ECL qui est fort rare) ce qui en fait un outil universel. Nous avons prévu au départ, une commutation électronique d'une seule sortie parmi plusieurs, mais son coût nous a semblé mieux placé dans l'adjonction d'étages diviseurs pour présenter davantage de fréquences et toutes disponibles ensemble.

En résumé :

* Sorties parallèles 20 MHz, 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz, 1 Hz, 0,1 Hz et 50 Hz à rapport cyclique 1 (50/50) ;

* sorties protégées à ± 50 mA en court-circuit, niveaux 0 et 5 V ;

* courant nominal entrant (0 logique) et sortant (1 logique) de 24 mA par sortie ;

* consommation interne minimale, transformateur inclus 220 V / 1 VA (ou 220 V / 3 VA pour des charges importantes) ;

* précision des 11 sorties égale à celle de l'oscillateur interne, soit 10 ppm environ, voire mieux. Mise en température du pilote : 15 minutes environ.

DECOUVRONS LES LOGIQUES DE POINTE "FACT" ET "FAST"

La famille logique FAST (Fairchild Advanced Schottky TTL) est une logique bipolaire très rapide qui améliore en tous points la famille 74 LS dont chacun a pu mesurer les limites (45 MHz) et bien sûr, la TTL ringarde 74 N (30 MHz) complètement dépassée aujourd'hui.

La FAST utilise le "process" Isoplanar II donnant des transistors dont la fréquence de transition dépasse 5 GHz et cette famille 74 F accepte des signaux de 80 à 120 MHz selon les types de fonctions choisies, avec la consommation 5 V de la 74 LS, des entrées plus sensibles et des sorties plus puissantes. Bravo à FAIRCHILD et ce n'est pas tout ...

La famille logique FACT (Fairchild Advanced CMOS Technology) est une logique CMOS utilisant le "process" CMOS grille silicium Isoplanar dont la finesse permet de graver entre 1,5 et 2 microns. On dépasse ainsi la vitesse de l'ALS (Texas), de l'AS (Texas) et parfois même, de la FAST (Fairchild), tout en gardant les avantages de la CMOS pure !

La FACT est la famille 74 AC/ACT qui ridiculise cette fois-ci, la CMOS rapide 74 HC/HCT (RCA). Nous donnons un résumé clair en Figure 2, qui s'apparente à un "résultat des courses". De cette figure, sont absentes la CMOS 4000, la TTL 74 S (Schottky Texas obsolète) et

ETALON DE FREQUENCE 10 ppm FAIBLE COUT

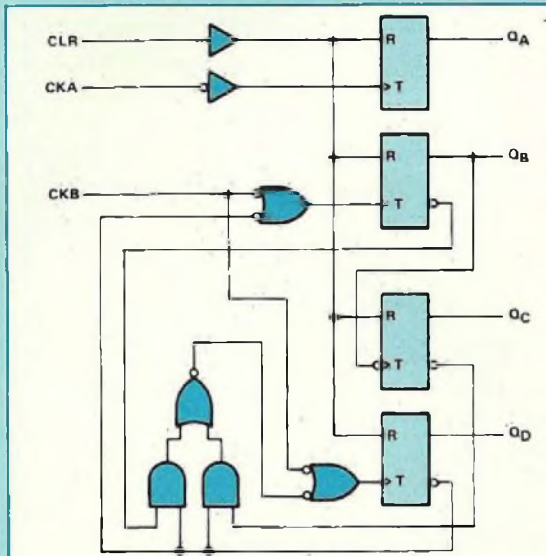


Fig. 3 : Structure d'une décade "ouverte" permettant le mode "bi-quinaire" 5/2.

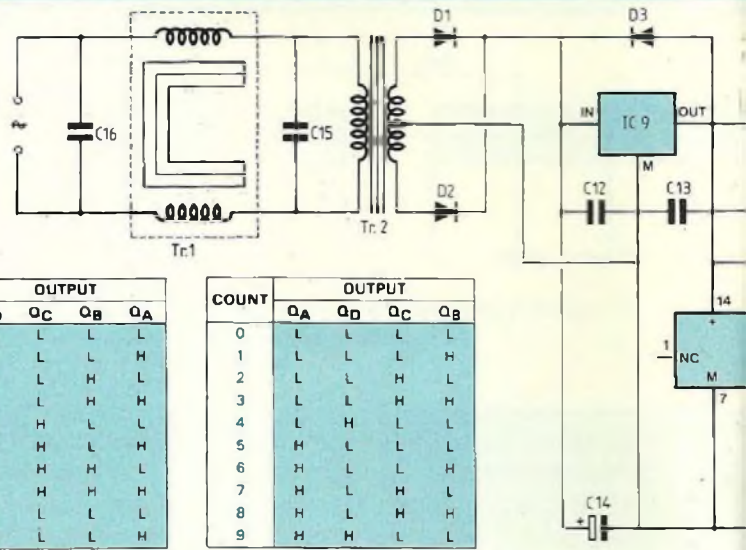


Fig. 4 : Mode BCD

Mode Bi-quinaire.

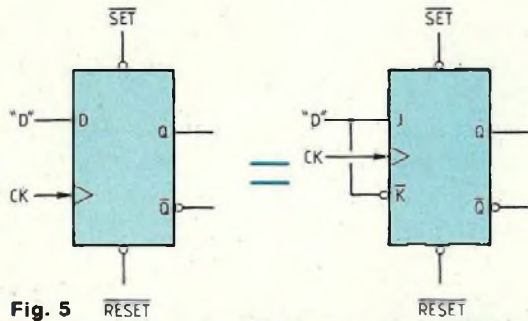


Fig. 5

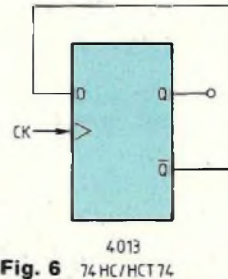
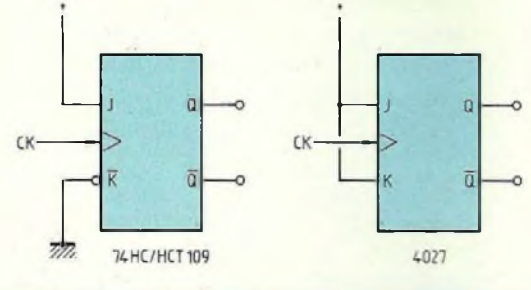


Fig. 6



l'ECL qui, toutes, sortaient de l'image et même de cette page ! La FCT/BCT (BiCmos) est un cas particulier de circuits pour bus et non une véritable famille logique, d'où son absence également.

Pour notre usage spécifique, la FACT a été préférée à la FAST parce qu'elle consomme fort peu, y compris à grande vitesse contrairement à la 74 HC/HCT. Mais aussi et surtout, parce qu'elle sort en standard ± 24 mA (74 AC/ACT) contre ± 4 (standard) et ± 6 mA (buffers) en Q-MOS 74 HC/HCT.

En pratique, un ampèremètre sensible glissé dans l'alimentation d'un 74 AC/ACT ne dévie pas, sauf si l'on relie une charge en sortie comme sur notre module. Actuellement, National

Semiconductor a absorbé Fairchild (et dispersé ses physiciens hélas !) quant à RCA, il s'appelle Harris Semiconductor : le match des logiques se joue entre eux deux ...

LES DIVISEURS RETENUS

Revenons un instant en figure 1 et supposons le problème résolu pour 20 et 10 MHz. Nous partons désormais d'un signal carré pur 10 MHz qui ne convient pas à la CMOS 4000, mais plutôt à la Q-MOS 74 HC/HCT. Les décades simples sont diverses mais il est économique de choisir des décades doubles : '4518 ou '390 ou '490.

Le choix est rapide puisque les types '4518 et '490 offrent des compteurs BCD non séparables, tandis qu'il faut

que chaque fréquence sorte d'une bascule T (division 1/2) pour être "carrée". Seul reste en course le '390 dont une moitié est montrée en figure 3.

Ce schéma ressemble fort aux types 7490 (N) et 74 LS 90 du passé : on oublie ici la remise à zéro (CLR) pour remarquer qu'une bascule T comprise entre l'entrée A (CK A) et la sortie A (QA) est bel et bien libre. Nous allons simplement l'utiliser en sortie et plus en entrée de compteur (1/10) pour atteindre notre objectif.

On comprend qu'une décade travaille en BCD si l'on cascade (1/2) et (1/5) tandis qu'elle devient un diviseur bi-quinaire en cascade (1/5) et (1/2) comme le précise la figure 4 qui montre les tables de vérité respectives.

* Mode BCD : Entrée en CKA, liaison

LA MAITRISE DU TEMPS

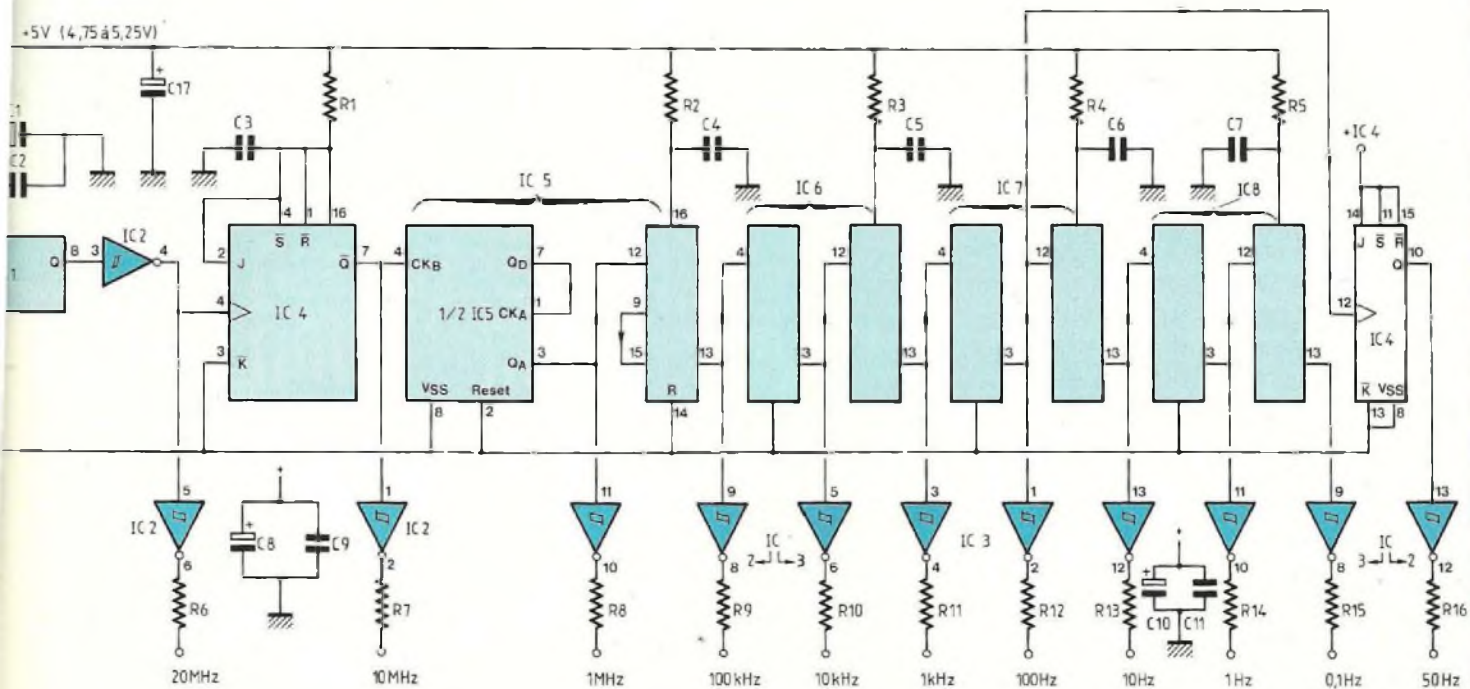


Schéma de principe.

QA avec CKB, sortie en Q_D ou Q_C

* Mode bi-quinaire : Entrée en CKB, liaison Q_D avec CKA, sortie carrée en Q_A.

Quatre boîtiers '390 règlent la question des décades, il ne manque plus que deux bascules T qui dans le commerce, se réalisent en bascule D ou JK. Sur la figure 1, on voit que l'une de ces bascules T (1/2) entre 20 MHz et sort 10 MHz, ce qui restreint le choix aux technologies HC/HCT, ou bien sûr, AC/ACT beaucoup plus à l'aise (120 MHz) ...

Les choix professionnels, la loi dite du marché, celle de la jungle, les prix comparés et le circuit imprimé nous mènent aux types '74 (bascule D) ou '109 (bascule JK) qui existent dans les familles précitées à prix quasi-identiques.

Notez, comme l'indique la figure 5, que la bascule '109 peut faire ce que sait faire une '74, tandis que l'inverse n'est pas vrai. A prix égal, nous choisirons donc la '109, plus utile, pour constituer une bascule T (double) qui s'opère comme le montre la figure 6. Ce sont des générateurs de carrés purs (50/50) dont la sortie change d'état à chaque front montant d'horloge (CK).

LE SCHEMA DE PRINCIPE DE NOTRE ETALON DE FREQUENCE

Il découle directement de ce qui précède, comme le prouve la figure 6. Nous avons pris soin de nettoyer l'alimentation partant dans le circuit pour servir au mieux les qualités des composants

actifs. A titre d'exemple, C1 et C2 ne s'occupent que du maître-oscillateur IC1 qui consomme à vide 30 mA sous 5 V, soit 150 mW ; ici C1 est le réservoir et C2 élimine son inductance parasite. Un signal aux normes TTL à 20 MHz sort de IC1 qu'un inverseur IC2 isole de tout ce qui suit, ce qui est indispensable, car on ne peut charger une référence que par une impédance constante et élevée si possible, sous peine de fausser le résultat. Le 20 MHz trouvera une sortie utile via un nouvel inverseur de puissance protégé par une résistance série R6.

Les inverseurs employés sont des FACT bien sûr, mais ce sont des triggers de Schmidt pour réduire les erreurs de vitesse habituellement ignorées des concepteurs. Un signal TTL

ETALON DE FREQUENCE 10 ppm FAIBLE COUT

ou CMOS s'il n'est pas issu d'un circuit FAST ou FACT, gêne une entrée de ce type, surtout si un compteur ou une bascule (sensibles aux fronts) sont reliés en sortie. Trigger donc et de surcroît compatible TTL en entrée à cause de IC1, ce qui donne 74 ACT 14 pour IC2 et IC3 (notons que IC3 pourrait être un 74 AC 14, mais peu importe).

La bascule IC4 reçoit une horloge à 20 MHz sur son entrée (pin 4) dont les fronts sont parfaits ; cependant, en CMOS rapide HC/HCT, si l'on est proche de la limite théorique avec 25 MHz dans le pire des cas, on travaille en zone de consommation élevée (2,5 mA environ) et l'emploi d'un AC/ACT 109 est encore le meilleur choix.

A noter que, passé le premier inverseur/trigger, le suffixe "T" des produits compatibles TTL en entrée ne s'impose plus, nous sommes en CMOS dès la pin 4 de IC2 et tous les diviseurs peuvent être des AC 109 et HC 390 s'il faut coller à la réalité physique. La réalité du marché étant imprévisible, on mettra ce que l'on trouvera ... bien sûr.

L'alimentation secteur est incluse et comporte un filtrage sur le 220 V, permettant l'atténuation par TR1 et C15/C16 des parasites secteur de mode commun, même de basse fréquence (ce qui est rare), car TR1 est un transformateur 1/1 monté en inductance à compensation de courant qui, même en l'absence d'écoulement à la terre, présente une inductance de fuite avantageuse en mode commun (parasites symétrisés ou non sur les 2 fils). Le condensateur C15 contribue de plus à corriger le $\cos \varphi$ de TR2 qui n'est jamais bon sur les petits transformateurs 220 V. Le modèle 1 ou 3 VA pour TR2 sera déterminé pour assurer à la ligne positive non régulée (soit aux bornes de C14) un potentiel jamais inférieur à 7 V continu, fût-ce par impulsions. Une valeur de 8 V est

même conseillée.

Sans cette précaution, on voit décrocher IC9 pour des charges trop importantes et ceci perturbe IC1 (4,75 V à 5,25 V) et avec lui, les fréquences extraites. Il n'y a que sur les lignes d'alimentation que notre circuit peut être pris en défaut, veiller au 5 V ($\pm 5\%$).

REALISATION PRATIQUE

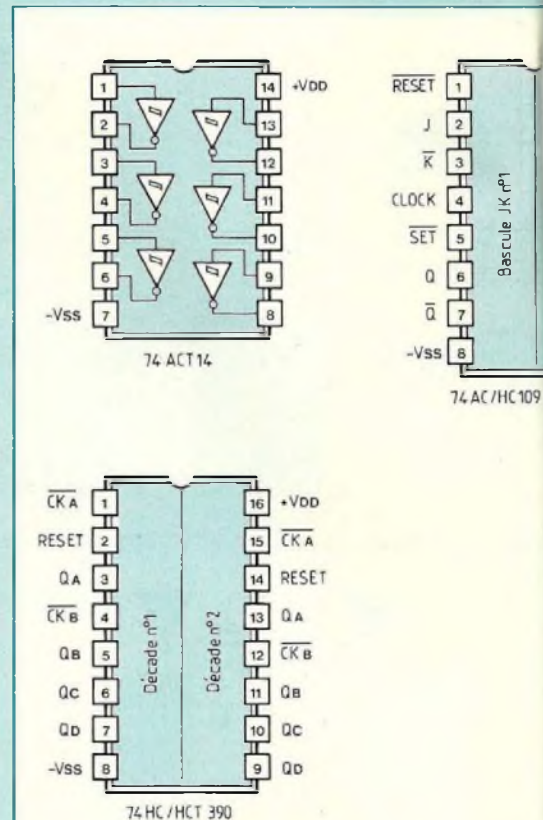
Le circuit imprimé présenté en figure 7 et implanté en figure 8, évite le double-face mais comporte 11 straps assez visibles : commencez par eux. Le reste est classique, sauf peut-être les petits composants (D3 un peu cachée) dont les multicouches 0,1 μ F miniatures que l'on évitera de surchauffer. L'horloge IC1 en boîtier métal est repérée par un coin et un point (pin 1).

Nous ne conseillons pas les supports de circuits intégrés, sauf peut-être pour les ACT 14 (IC2 et IC3) que vous voudrez certainement comparer à des HCU 04, HCT 04 ou 14 etc ... Vous comprendrez immédiatement nos choix en puissance, comme en vitesse.

L'éventuelle insertion de cette carte dans un système existant, très facile à réaliser, est possible en gardant ou non l'alimentation incorporée. Gardez-la plutôt, car elle est bien isolée, filtrée et consomme peu. Dans le cas contraire, appliquer au moins 8 V continu aux bornes de C14, et bien sûr, tester la qualité du 5 V obtenu sur C1, C17.

Dans tous les cas, ce circuit sans réglage se teste aux bornes d'alimentation de tous les circuits intégrés avec un voltmètre numérique si possible. La cause de panne probable est la mauvaise soudure (mais le signal passe) ou le pont de soudure (l'alimentation fléchit).

AVERTISSEMENT : Les sorties HF 10 MHz et surtout 20 MHz sont délicates à exploiter, car une capacité parasite de 100 pF est suffisante pour



Brochage des circuits intégrés (vue de dessus).

limiter à environ 20 ns les temps de montée et de descente. Une sonde blindée, ou 25 cm de fil blindé courant réalisent cette valeur qui altère le signal, puisque les temps propres à la 74 AC/ACT sont sur nos circuits trigger de 7,5 ns environ (et 4,5 ns sur les AC/ACT non-trigger !).

Des valeurs aussi vertigineuses dépassent de loin les limites des oscilloscopes ; dans la quasi-totalité des cas, on verra à l'écran le temps de montée du scope lui-même, ou pire encore, une sinusoïde d'amplitude assez faible en 20 MHz. L'auteur laisse aux enseignants le soin d'expliquer ce point fort intéressant à leurs étudiants, l'outil décrit s'y prêtant à merveille ...

Dominique Jacovopoulos

LA MAITRISE DU TEMPS

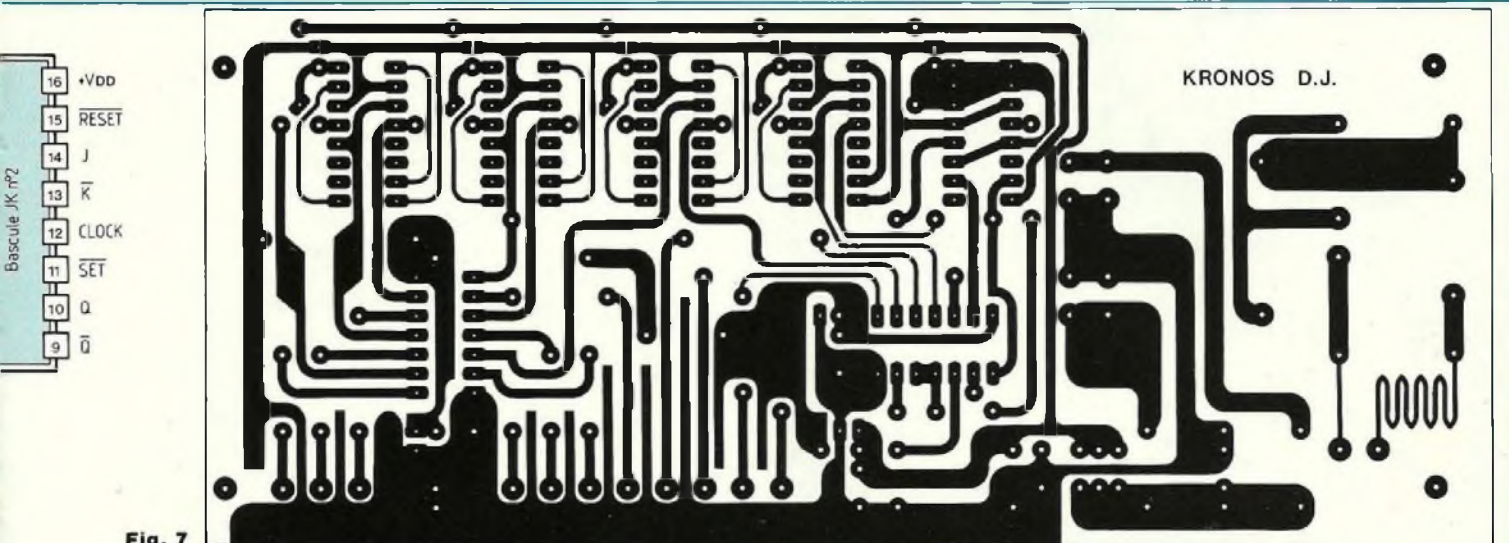


Fig. 7

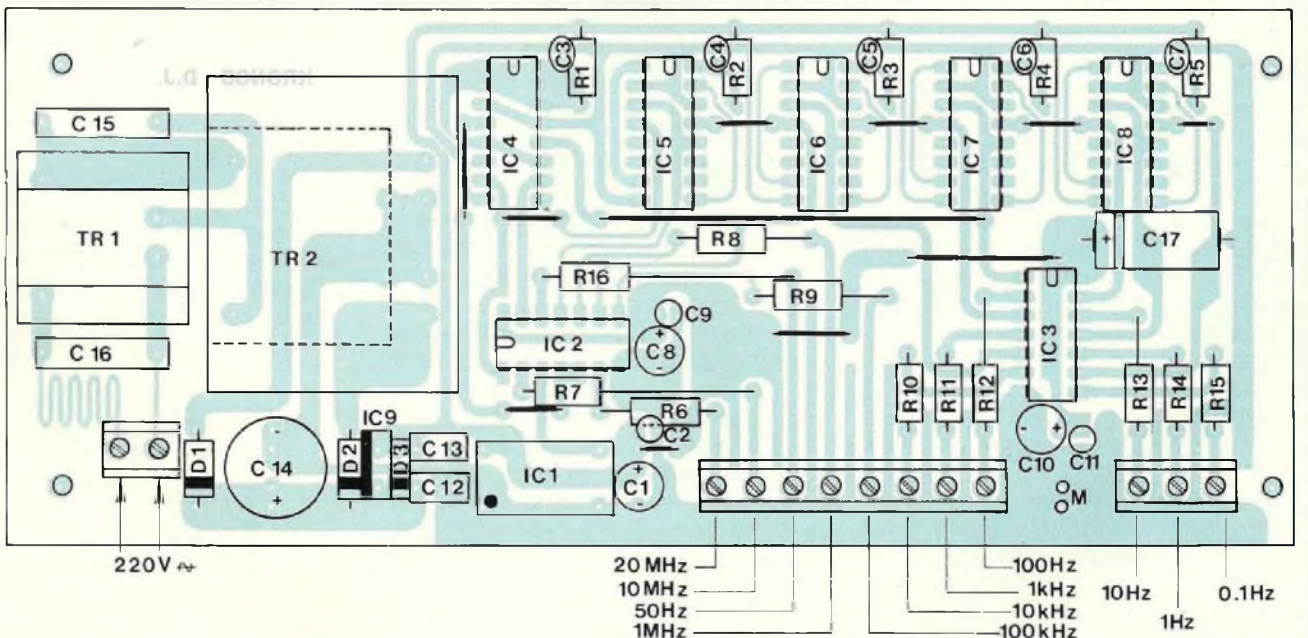


Fig. 8

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

NOMENCLATURE BASE DE TEMPS "KRONOS"

• Résistances SFR 25 / 5 % / 0,25 W

R1 - 47 Ω
 R2 - R6 à R16 - 120 Ω
 R3 à R5 - 3,9 k Ω

• Condensateurs

C1 - C8 - C10 - 100 μ F / 25 V radial
 C2 à C7 - C9 - C11 - 0,1 μ F multicouches
 C12 - 0,33 μ F/63 V Milfeuil LCC
 C13 - 0,1 μ F/63 V Milfeuil LCC

C14 - 470 ou 1000 μ F/16 ou 25 V radial
 C15 - C16 - 47 nF - X2 (LCC)
 C17 - 100 μ F/6,3 V axial (facultatif, sert à placer un voltmètre aux bornes)

• Circuits intégrés (par ordre de préférence)

IC1 - oscillateur hybride OW 20 000 (Génération V.P.C.)
 IC2 - IC3 - 74 ACT 14 (NS/Fairchild ou bien Harris/RCA)
 IC4 - 74 AC 109 ou ACT 109 (NSF ou Harris) ou bien HC 109 ou HCT 109

IC5 à IC8 - 74 HC 390 ou 74 HCT 390
 IC9 - μ A 78 L 05 AC ou 7805 (type à 5 % impératif)

• Divers

TR1 - Self à compensation de courant ERA 4523/11/69 (Génération V.P.C.)
 TR2 - Transfo 220 V / 2 x 9 V pour C.I. version 1 VA ou 3 VA (selon charges)
 D1 - D2 - 1N 4001 à 4007
 D3 - 1N 4148
 Supports 14 pin facultatifs pour les "FACT" 74 ACT 14 (IC2 et IC3).

VU-METRE STEREOPHONIQUE

Nous vous proposons une petite réalisation qui va animer les faces avant de vos Amplificateurs et Préamplificateurs puisqu'il s'agit d'un contrôle de modulation à diodes leds.

Deux rangées de dix leds rectangulaires vous indiquent l'amplitude du signal stéréophonique aux sorties d'un Préamplificateur par exemple ou celles des signaux appliqués aux entrées d'un Amplificateur.

L'alignement des diodes leds permet d'obtenir un double ruban lumineux de 76 mm de long.

LE SCHEMA

Il fait appel au circuit intégré LM 3915 de National Semiconductor pour la partie visualisation et au circuit intégré LF 356 pour l'adaptation d'impédance d'entrée, ce qu'indique la figure 1.

En fonction du signal appliqué à l'entrée inverseuse de IC1 à travers la résistance R1, le ruban lumineux se déploie sur 10 leds. Il est intéressant d'utiliser des diodes de différentes couleurs, soit arbitrairement pour les huit premières des diodes vertes, la neuvième une diode orange et la dixième une diode rouge indiquant une surcharge à l'entrée d'un Amplificateur par exemple qui va entraîner

un taux de distorsion important de l'appareil.

La sensibilité d'entrée du montage est adaptable selon les besoins, ce qui donne une grande souplesse d'utilisation, le LF 356/IC1 étant monté en amplificateur en tension. Le gain en tension (A_o) est déterminé par le rapport des résistances R4/R1. Il est dans notre cas de 10, puisque la maquette est câblée avec une résistance de 1 M Ω pour R4.

L'impédance d'entrée est portée à 100 k Ω par R1.

Etant alimenté en tension unique +U avec la broche 4 reliée à la masse, le circuit intégré IC1 a son entrée inverseuse polarisée par le pont résistif R2-R3 de 100 k Ω . On retrouve ainsi une tension continue de V/2 sur la broche 6 qui est bloquée par le condensateur de liaison C1 dont le rôle est de ne laisser passer que la modulation alternative.

Les diodes leds se trouvent reliées en série et seule l'anode de la première est connectée au +U, ce potentiel pouvant varier de +22 à +25 volts par rapport à la masse. Il est découplé par un condensateur de 10 μ F.

L'entrée du LM 3915 est chargée par une résistance de 10 k Ω (broche 5).

REALISATION

L'implantation de ce vu-mètre a été réalisée sur un circuit imprimé de 32 x 175 mm. Les liaisons, bien qu'étant fines sont largement suffisantes, vu les faibles courants mis en jeu. Une échelle 1 de la plaquette à graver est reproduite en figure 2.

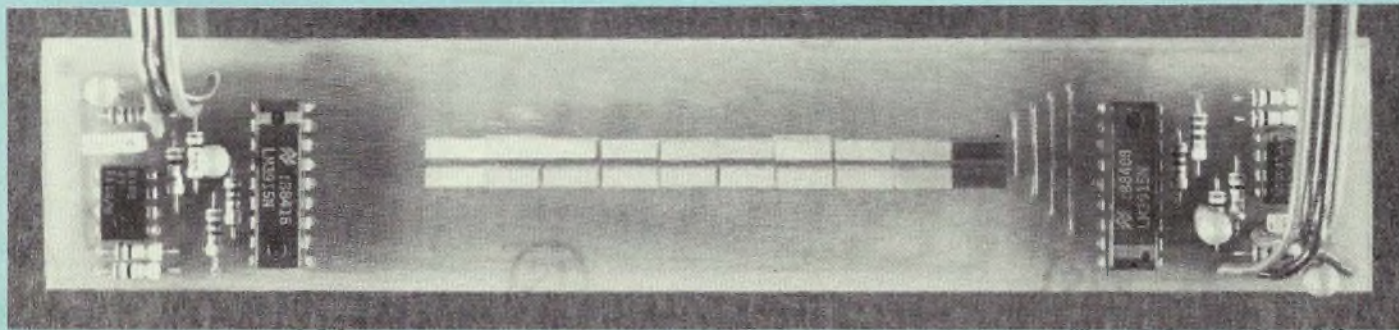
Le plan de câblage de la figure 3 permet de mener à bien la mise en place des composants. On commencera par les résistances, puis les circuits intégrés, les condensateurs et pour terminer les diodes leds. Ces diodes rectangulaires de 2,5 x 7,5 mm correctement mises en place et bien alignées ressemblent à un long ruban de 2,5 x 76 mm.

Attention à leur orientation, la crocette indique que l'on est en présence de la cathode. Ne pas oublier de souder les 4 straps.

La mesure de la sensibilité d'entrée de notre vu-mètre effectuée à une fréquence de 1 kHz a donné les résultats suivants (avec, rappelons-le, une résistance de 1 M Ω en contre-réaction) :

Diodes	Signal (mV)
1	50
2	60
3	80
4	110
5	150
6	210
7	280
8	380
9	580
10	780

D.B.



PAS DE SURCHARGE !

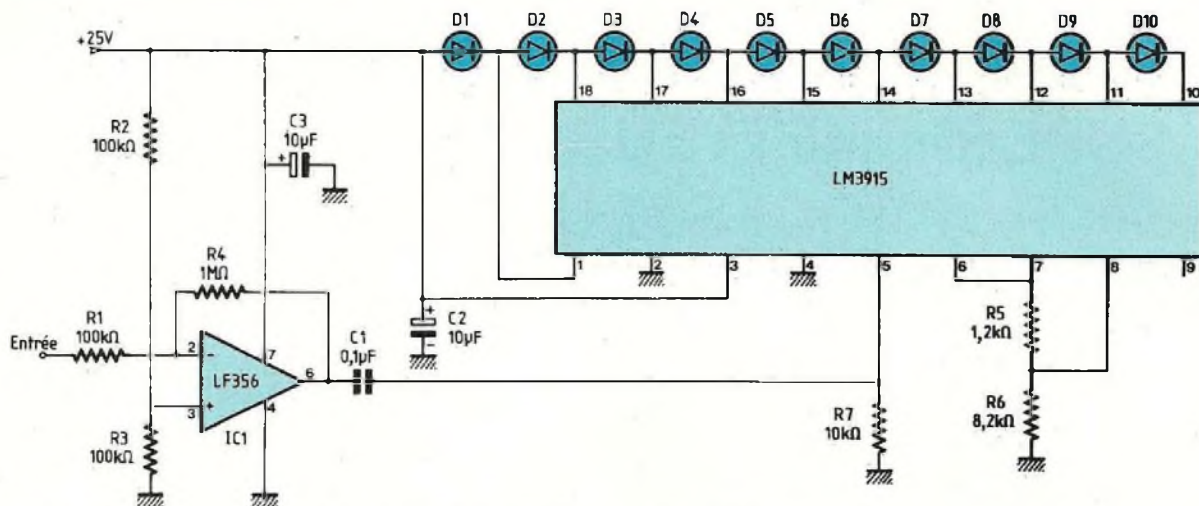


Fig. 1 : Schéma de principe faisant appel au LM 3915 de National Semiconductor.

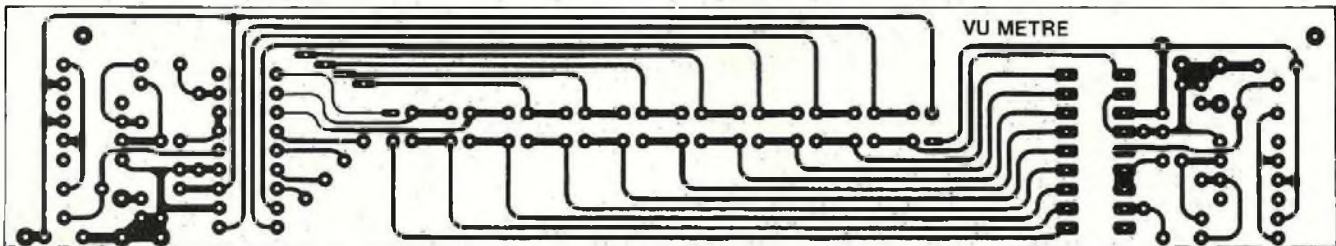


Fig. 2 : Une implantation qui n'autorise pas l'utilisation du stylo pour sa reproduction.



Fig. 3 : Mise en place des composants. Veuillez au bon alignement des diodes leds.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

(à prévoir en double exemplaire pour la stéréophonie)

• Résistance $\pm 5\%$ 1/4 W

R1 - 100 kΩ
R2 - 100 kΩ
R3 - 100 kΩ
R4 - 1 MΩ
R5 - 1,2 kΩ

R6 - 8,2 kΩ
R7 - 10 kΩ

• Semiconducteurs

IC1 - LF 356
IC2 - LM 3915
D1 à D8 - diodes leds
rectangulaires vertes
2,5 x 7,5 mm

D9 - diode led rectangulaire
orange
D10 - diode led rectangulaire
rouge

• Condensateurs

C1 - 100 nF/63 V pas de 5,08
C2 - 10 μF tantale goutte
C3 - 10 μF tantale goutte

LE SUPERTEF

UN SUPER-EMETTEUR RC A MICROPROCESSEUR



Quatrième partie

NOTICE D'UTILISATION

Depuis le n° 83 de Led, vous parcourez avec intérêt cette rubrique de "Radio-commande. En suivant nos explications et conseils, vous avez réalisé le "Supertef". Le n° 85 de mars vous a guidé dans sa mise en service. Voici maintenant décrite la notice complète d'utilisation en version V1G.

NOTICE D'UTILISATION VERSION V1G

A la mise sous tension de SUPERTEF, le codeur démarre immédiatement sur les données résidant en mémoire EEPROM du microcontrôleur, à savoir :

- Sur le dernier numéro de cellule utilisée et par conséquent, sur tous les

paramètres programmés pour les 7 voies de cette cellule.

- Sur les différents paramètres de fonctionnement programmés : alarmes diverses, sens de modulation ...

- Sur la dernière fréquence utilisée par la platine spéciale à synthèse de fréquence, si SUPERTEF en est muni.

* Si la configuration initiale ci-dessus

vous convient ... laissez faire ! Au bout de 10 secondes, l'écran initial devient écran de service et affiche :

- le n° de la cellule utilisée,
- le temps de fonctionnement en h:mn:sec,
- la fréquence d'émission (cas de la platine spéciale) ou "Cf/Qz" pour une autre platine HF,
- la tension de la batterie.

* Si cette configuration ne vous convient pas, vous avez 10 secondes, au moins, pour en changer !

CHANGEMENT DE CELLULE

Le curseur clignote à côté du numéro. Vous pouvez changer ce dernier, en appuyant sur les touches "+" ou "-". Chaque appui retarde le chronomètre de 1 seconde, ce qui prolonge à volonté les 10 secondes initiales.

Quand le numéro désiré est affiché, **appuyez sur la touche "E" pour l'enregistrer**, faute de quoi, le changement ne sera pas pris en compte.

L'enregistrement par "E", du n° choisi, rend la modification effective pour la session présente et les futures, sauf autre changement, bien sûr !

ACCES AU MENU

L'accès au menu se fait en appuyant sur "P", pendant les 10 premières secondes, cette lettre figurant à côté du n° de cellule, dans l'écran initial. Le menu montre les actions possibles : elles sont sept :

- PCEL : Programmation des paramètres de voies de la cellule active
- FREQ : Programmation de la fréquence d'émission
- BUZ : Programmation des paramètres du buzzer
- Cop : Recopie des paramètres d'une cellule dans une autre
- Sm : Sens de la modulation HF

– Cd : Programmation de la signature PCM d'identification

– ST : Ecran de calibrage des manches de commande et des trims

Les touches "+" et "-" permettent le déplacement du curseur dans le menu et donc le choix, à concrétiser par appui sur la touche "P".

Passons à l'étude détaillée des sept commandes :

PCEL

L'entrée dans cette fonction permet la programmation complète des 7 voies de la cellule en activité. Les paramètres programmables par voie sont : l'origine, le taux d'exponentiel, les mini, neutre et Maxi de la course, le sens et le taux de voie. Enfin, les paramètres de couplage : le sens, le taux et l'origine, sans oublier la variante de couplage et le taux de trim.

Ces 12 paramètres sont répartis en deux écrans "a" et "b".

– L'écran "a" apparaît d'abord. La progression dans l'écran se fait par "+", le recul par "-".

– Le curseur sur le dernier paramètre de "a", un autre appui sur "+" fait passer à l'écran "b", dans lequel on se déplace de même.

– Curseur revenu par "-" sur le premier paramètre de "b", un autre appui sur "-" vous fait revenir à l'écran "a" ... et ainsi de suite.

– La programmation d'un des 12 paramètres se fait selon la "NOTE P" :

NOTE P

– Le curseur se déplace dans l'écran

par les touches "+" et/ou "-".

– L'entrée en programmation d'un paramètre se fait en appuyant sur "P", ce qui provoque, en outre, l'arrêt du clignotement curseur.

– La modification du paramètre se fait par les touches "+" et/ou "-".

• Un appui de courte durée incrémente ou décrémente la valeur du paramètre de 1 unité.

• Un appui prolongé provoque une variation automatique rapide.

• Il y a arrêt automatique sur des limites fixées par le logiciel.

– Une fois le paramètre modifié, appuyer de nouveau sur "P", ce qui ramène le clignotement du curseur.

NB : La NOTE P est valable pour tous les paramètres de SUPERTEF. Elle ne sera pas répétée.

ECRAN "a"

* **N° de voie.** C'est le numéro qui est lu à droite du "a" : ainsi, pour la cellule n° 1 : de 1a/1 à 1a/7. Il s'agit du numéro d'ordre de la voie, dans la séquence codée. C'est donc le numéro de la sortie décodée du récepteur. Ainsi, la voie 1 est celle qui sort sur la prise n° 1 du bloc de connecteur du récepteur. A priori, ce numéro n'a rien à voir avec le numéro du manche. Toutefois, pour des raisons de facilité, au départ, la voie 1 est celle du manche 1, la voie 2, celle du manche 2 ...

Quand on change le n° de voie (selon NOTE P), tous les autres paramètres

affichés sont ceux de la voie choisie. La programmation complète d'une cellule devra ainsi se faire, voie par voie.

* **ORIGINE.** C'est le n° du manche qui commande la voie. Ainsi, la voie 1 peut avoir le manche 1 pour origine, mais aussi n'importe quel autre manche. Un exemple : les TF6 et TF7x ont toujours eu la voie gaz en 2^e position. Avec le SUPERTEF, configuré par défaut, vous l'aurez en 4^e ! Si vous désirez retrouver la disposition précédente, il suffit de programmer pour la voie 2 une origine égale à 4. Attention cependant, si vous permutez ainsi les origines, nous vous conseillons d'en faire le diagramme sur papier, de manière à éviter une confusion, source d'impatience et de panique !

Dans le cas ci-dessus, cela donnerait :

Voie	Origine	Affectation
1	1	Ailerons
2	4	Gaz
3	2	Profondeur
4	3	Dérive
.....

Deux voies, ou plus, peuvent avoir la même origine. Cela permet ce que nous appelons un "couplage par l'origine" ! Deux servos peuvent alors être connectés sur des prises différentes du récepteur, tout en ayant une commande commune par le même manche.

On peut utiliser la même possibilité pour obtenir du différentiel aux ailerons,



Ecran initial pendant les 10 premières secondes. NB : Toutes les photos sont prises sur un Supertef à 25 cellules.



Ecran de service.



Menu.

SUPER EMETTEUR RC

deux voies actionnant les servos droite et gauche, sous l'effet du manche 1 des ailerons, mais avec des caractéristiques de courses différentes.

* **EXPO.** C'est la possibilité d'avoir sur une commande, une faible efficacité, au voisinage du neutre et une efficacité bien plus grande en dehors de cette plage. La course totale reste disponible, ce qui n'est pas le cas, lors de l'utilisation du Dual-Rate.

Le taux d'exponentiel peut varier de 0 à 8. Changer selon NOTE P, mais sans action rapide. Une valeur de 5 nous a paru la plus adaptée.

* **mini, Neutre, Maxi.** Ces trois paramètres **indépendants**, permettent le calage de la course de la voie. Les valeurs affichées correspondent au 1/4 de la durée finale en micro-secondes. Par défaut, elles sont pré-fixées à 250, 375 et 500, ce qui donne 1000, 1500 et 2000 μ s.

La programmation peut se faire par simple observation des valeurs affichées, mais il s'avère beaucoup plus efficace de le faire par constatation de l'action effective sur la gouverne. Toutefois, dans ce cas, nous conseillons la méthode suivante :

– **Toujours commencer par le calage du neutre.** Tous manches au neutre. Bien observer le sens de déplacement de la gouverne, lors de l'incrémentatation (ou de la décrémentation) du paramètre. Faire ce calage, même si le neutre n'a pas besoin d'être corrigé, afin de connaître ce sens !

Exemple : la gouverne va vers la droite en incrémentant le neutre. Nous pouvons en déduire que **la fin de course "à droite" correspond au Maxi.**

– Pour caler cette fin de course "à droite" (cas de l'exemple), agir sur le manche dans le sens nécessaire et maintenir le levier à fond. Passer alors en programmation du Maxi pour amener la gouverne à la position désirée.

– Pousser enfin le manche, à fond, en

sens inverse et caler le paramètre mini. L'observation du sens d'action est primordial, car il évite de programmer une fin de course en mettant la gouverne sur l'autre, ce qui ne montre rien, puisque les paramètres mini et Maxi sont indépendants.

LIMITES des MAXI, neutre et Mini

a) La valeur minimum du "Mini" est fixée à 200 points (800 μ s), pour des raisons de bonne transmission des impulsions en modulation PPCM.

b) La valeur maximum du "MAXI" est fixée à 600 points (2,4 ms) ce qui devrait couvrir tous les cas de figure.

c) Les trois paramètres, mini, neutre et maxi peuvent évoluer dans cet espace (200 à 600) en respectant les contraintes suivantes :

– Le mini doit rester inférieur au neutre.
– Le neutre doit rester inférieur au maxi.

– L'écart maximum possible entre mini et neutre d'une part et neutre et maxi d'autre part, ne peut pas dépasser 240 points. Dans ce cas, il est réservé 15 points pour l'action trim. En effet, les registres A et B du μ P ne peuvent manipuler que des nombres "8 bits", soit égaux au plus à 255.

Exemples : ainsi, si vous programmez :
→ mini = 250 et maxi = 520, le neutre pourra évoluer entre 520 – 240, soit 280 et 250 + 240, soit 490.

si vous programmez :

→ mini = 300 et maxi = 530, le neutre pourrait évoluer entre 540 – 240 donc 290 et 300 + 240 = 540, mais il ne

pourra le faire qu'entre 301 et 529, ne pouvant excéder ni mini, ni maxi.

Malgré ces limitations inévitables, nous pensons donner ainsi satisfaction à tous ceux qui ont des impératifs de courses un peu particuliers.

ECRAN "b"

– **Sens.** Il s'agit du sens de déplacement de la gouverne.

Si le paramètre vaut "0", le sens est dit normal.

Si le paramètre vaut "1", le sens est inversé.

La programmation se fait suivant la NOTE P, à ceci près, qu'il n'y a pas de variation rapide (.. et pour cause !) et que l'action des touches "+" et "-" est identique. Le changement de sens est immédiat sur la cellule en réglage.

– **Taux.** La course est fixée par "mini" et "Maxi", mais il est possible de n'en prendre qu'une partie variant de 0/64 à 64/64 en programmant le paramètre "taux".

Dans le cas des voies liées aux manches 1 à 3, pour que les courses soient effectivement réduites, il faut mettre les tumblers correspondants de Dual-Rate en position "ON". En position "OFF", on retrouve la course complète.

Pour les autres voies, l'application du taux n'est pas commutable.

Exemple : Voie 1 ---> Taux = "32", soit 32/64 = 1/2

(manche n° 1) :

mini = 250 ---> 1000 μ s

neutre = 375 ---> 1500 μ s



PCEL, écran a. Ici, voie 1 de la cellule G.



PCEL, écran b, même voie et même cellule.

Maxi = 500 ---> 2000 μ s

Si DR1 = OFF ---> Course de 1000 à 2000 μ s

Si DR1 = ON ---> Course de 1250 à 1750 μ s

Les Dual-Rate 1, 2 et 3 sont affectés par logiciel aux trois manches 1, 2 et 3. Il n'est pas possible de modifier cette distribution. On sait que les Dual-Rate ont pour but d'avoir, à certains moments, des commandes très efficaces et à d'autres, des commandes moins énergiques. Nous pensons que la fonction "exponentiel" est bien préférable car elle ne nécessite aucune commutation.

Si le taux de voie est de "64", le tumbler est inactif.

En dehors du "Dual-Rate", le paramètre "taux" est nécessaire lors des mixages. En effet, dans ce cas, les actions de deux manches différents, s'ajoutent dans une même voie. Il est donc indispensable de réduire l'action de chacun d'eux, pour éviter une importante saturation, lors d'actions simultanées.

A noter que le logiciel limite automatiquement la course à "mini" et "Maxi", dans le cas d'une action excessive.

COUPLAGES

Le couplage permet d'injecter dans une voie dite "esclave", des ordres d'une autre voie dite "maître". La voie "maître" agit alors, outre sur sa propre gouverne, sur la gouverne "esclave". La réciprocité n'étant pas vraie, dans le cas du couplage simple.

Les paramètres de couplage d'une voie qui devient "esclave" sont :

– **l'origine**, définissant le n° de la voie maître.

– **le sens** du couplage, permettant d'avoir le même sens que celui de la voie maître (S=0) ou le sens contraire (S=1).

– **le taux** de couplage, définissant l'importance de l'action "maître" sur la voie "esclave", ce taux variant de "0" à "64".

La programmation des paramètres de couplage se fait suivant la NOTE P.

On peut définir, au plus, sept couplages simultanés, soit 1 par voie. Pour cela, il suffit que les taux des voies "esclaves" soient différents de "0".

Trois tumblers permettent d'activer trois des couplages ainsi définis (ON) ou de les supprimer (OFF).

Le tumbler 1 agit sur la 1^{ère} voie esclave, dans l'ordre de la séquence, le tumbler 2 agit sur la 2^{ème}, le 3 sur la 3^{ème}.

Exemple : les voies 3, 5 et 7 sont esclaves ---> Le tumbler 1 agit sur la voie 3, le 2 sur la voie 5 et le 3 sur la voie 7.

Il n'y a donc pas affectation des tumblers à une voie particulière, comme c'était le cas des tumblers de Dual-Rate.

Un taux de couplage égal à 1 permet de ne pas avoir de couplage tout en inhibant l'interrupteur correspondant. Voyons tout cela sur un autre exemple :

Exemple :

VOIES	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
Taux/Cp1	0	32	32	1	20	32	40
Couplage nul	oui	oui	nul	oui	oui	oui	oui
actif par	–	Int.1	Int.2	Int.3	–	–	–

Paramètres de la voie MAITRE

Chacune des 7 voies de SUPERTEF peut être "voie maître", ce qui signifie qu'elle peut agir sur une autre voie dite "esclave". Dans ce but, pendant la phase de calcul du temps de voie, une quantité égale à la différence entre la valeur actuelle de voie et le neutre est mémorisée pour exploitation éventuelle par une autre voie. Cela se fait, que les couplages soient utilisés ou non, car la voie maître ne "sait pas" si d'autres voies l'utiliseront dans ce sens. La quantité mémorisée peut être représen-

tée par la formule :

$$c = Y - n$$

dans laquelle "c" est cette quantité, Y est la valeur actuelle de voie n est le neutre.

"c" est positive ou négative selon le sens de déplacement du manche.

En réalité, plusieurs valeurs de Y se succèdent pendant le calcul de voie – Y_B, ou temps de voie BRUT, au début du calcul

– Y_P, ou temps de voie PONDERE, après application du TAUX

– Y_F, ou temps de voie FINAL, après COUPLAGES et limitations.

De même, il existe deux neutres :

– ns, ou neutre STATIQUE : c'est la valeur programmée.

– nd, ou neutre DYNAMIQUE, après application des trims.

Mais rappelez-vous, le dernier paramètre d'un couplage : La VARIANTE donnée par une lettre "s", "t", "u", "v", "w" ou les mêmes en majuscules !

Si vous indiquez "s", il y a mémorisation de $c = Y_B - nd$, soit le décalage de voie sans le trim.

Si vous indiquez "t", on mémorise $c = Y_B - ns$, soit une valeur tenant compte du trim.

Notons que "c" ne contient pas le résultat d'un couplage puisque le calcul de voie n'en tient compte qu'après.

Dans la version V1G, il y a donc une troisième variante :

Si vous indiquez "u", il y a mémorisation de $c = Y_F - nd$, soit une quantité contenant l'effet d'un couplage éventuel. Dans ces conditions, la voie affectée de ce "u" peut être à la fois esclave et maître et donne des couplages "en cascade".

Exemple :

Voie 1 : Cp → S 0 T 00 O 0s

Voie 2 : Cp → S 1 T 40 O 1u

Voie 3 : Cp → S 0 T 32 O 2s

La voie 2 est esclave de la 1 et maître de la 3. Comme la variante de 2 est "u", la voie 3 sera sensible à la 2 mais aussi

SUPER EMETTEUR RC

à la 1, maître de la 2. Dans la 2, vous aurez 40/64 de la 1 et dans la 3, 32/64 de la 2, soit 1/2. Dans la 3 on aura alors 1/2 de 40/64 de la 1, soit 20/64.

Si vous indiquez "v", il y a mémorisation de $c = Y_F - \text{mini}$

Si vous indiquez "w", il y a mémorisation de $c = Y_F - \text{MAXI}$

Ces deux variantes permettant d'avoir des couplages unidirectionnels, pour aérofreins ou volets, par exemple. Notons que "w" donne le sens contraire de "v", ce qui permet de résoudre plus facilement certains problèmes.

Tout cela devient un peu compliqué et donc réservé à des applications bien particulières dont le modéliste moyen n'a pas besoin. Il n'en reste pas moins vrai que "qui peut le plus, peut le moins" !

Paramètres de la voie ESCLAVE

Le taux de couplage varie normalement de 0 à 64, ce qui fait passer du couplage nul au couplage total. Lorsque le taux est programmé, on ne peut plus choisir qu'entre le couplage nul et la valeur retenue, dans la mesure où un interrupteur de couplage est disponible. Il n'est donc pas possible de fignoler un couplage "en vol", avec les versions V1D et précédentes.

La version V1G a cette possibilité : lors de la programmation du taux de couplage, si vous appuyez sur E et +, le taux passe brutalement à "65". Dans ces conditions, ce n'est plus le taux qui règle le coefficient de couplage, mais **la position de l'auxiliaire proportionnel**

5. En agissant sur ce potentiomètre, vous faites passer le couplage du nul au total !

Cette situation peut être permanente, si elle vous convient, ou simplement provisoire, pour déterminer la meilleure valeur à adopter pour le taux définitif. Si c'est le cas, une fois trouvée la bonne position de 5, passer en "St" et lire la valeur du manche 5. Divisez par 4 et

vous avez la bonne valeur à programmer.

Rien n'empêche de contrôler en même temps plusieurs couplages par M5, si cela est utile.

NB. On revient de "65" à "64" simplement avec la touche "-".

En conclusion, il est important de bien comprendre l'action des paramètres de couplage :

– Origine, sens et taux de couplage sont utilisés par la voie, quand elle est déclarée "esclave" par un taux différent de "0".

– La VARIANTE "s" à "w" est utilisée par la voie, dans le but de jouer éventuellement un rôle de maître.

Pour modifier "s" à "w" ou inversement, la procédure est particulière :

– Passer en programmation de l'origine de couplage, par appui sur "P".

– Bien vérifier que le curseur ne clignote plus et dans ce cas, appuyer sur "E" et en même temps sur "+", pour aller vers "w", voire vers "W", ou inversement sur "E" et en même temps "-", pour revenir vers "s".

– Sortir de programmation par "P" et retrouver le curseur clignotant.

Attention : Si vous appuyez sur "E" quand le curseur clignote, vous sortez de PCEL. Voir plus loin.

En réalité, la suite complète des variantes est "stuvwSTUVW". Au niveau du couplage, la majuscule a exactement le même effet que la minuscule. On peut donc choisir l'une ou l'autre. Nous verrons plus loin que la différence d'action est au niveau des taux de trim.

MIXAGES

Un mixage est défini comme un couplage croisé : A et B sont mixées si A est couplée à B (A esclave et B maître), en même temps que B est couplée à A (B esclave et A maître). Pour cela, il faut programmer des taux de couplage de ces deux voies différents de 0 et assigner chacune comme étant l'origine du

couplage de l'autre.

Un exemple : **Aile volante** ---> Mixage des ailerons et de la profondeur. Sur la maquette, deux servos connectés sur les voies 1 et 2 (par ex.) du récepteur, chacun actionnant un des flaps. A l'émission, le manche 1 est origine de la voie 1. La voie 2 est couplée à la 1, avec un sens inversé ($S=1$). Donc, le manche 1 actionne le servo 1 directement et le servo 2, en sens contraire, par couplage inversé. Nous obtenons ainsi la fonction "Ailerons". Le manche 2 est origine de la voie 2. La voie 1 est couplée à 2, avec sens normal ($S=0$). Le manche 2 agit ainsi directement sur le servo 2 et par couplage, dans le même sens, sur le servo 1. Nous avons la fonction "Profondeur".

C'est maintenant que les taux de voies et de couplages sont importants. Les formules classiques du mixage sont :

$$S1 = 1/2 A - 1/2 B$$

$$S2 = 1/2 A + 1/2 B$$

Pour obtenir ces conditions, donner des taux de voies et de couplages de 32. Par la suite on pourra jouer sur les valeurs exactes de chaque taux, pour avoir une réponse satisfaisante de la cellule, après vols de réglages.

Pour rendre actifs les taux de voies, ne pas oublier (pour v1, v2 et v3) de basculer les tumbler de Dual-Rate sur ON. Evidemment, les tumbler de couplages sont aussi sur ON.

Des mixages/couplages plus complexes sont possibles. Nous les laissons à votre invention ! Par ailleurs, l'auteur dispose de quelques modèles de programmation qu'il peut mettre à votre disposition.

TAUX de TRIMS

L'efficacité des trims des manches 1, 2 et 3 peut être de 12,5 % ou de 25 %. Pour choisir entre ces deux valeurs, il faut mettre la **VARIANTE de couplage de la voie utilisant le manche** et donc le trim affecté, soit en minuscule, soit en majuscule :

– Si la variante est une minuscule "stuvv", le trim est à 12,5 %

– Si la variante est une majuscule "STUVW", le trim est à 25 %

On peut mélanger des taux de trims différents sur les différentes voies concernées d'une même cellule, sans le moindre inconvénient. Par exemple, avoir le trim à 25 % sur ailerons et dérive et à 12,5 % sur la profondeur.

Les voies qui n'utilisent pas les manches 1 à 3 n'ont pas de trim. Dans ces conditions, la variante est sans effet à ce niveau.

SORTIE de PCEL

Elle se fait comme pour toutes les sorties, par "E". Mais à cet instant, toutes les données qui ont été modifiées en RAM (mémoire vive), vont être transférées en EEPROM, de manière à être disponibles à la prochaine mise sous tension.

A l'appui sur "E", vous allez donc voir apparaître "l'écran des erreurs" de transfert. Si votre système est en bonne santé, il y aura toujours "0" erreur. Cela indique que le transfert s'est bien effectué. Le jour où vous aurez un nombre d'erreurs non nul, il faudra envisager un dépannage de SUPERTEF. Ce ne sera pas demain, nous vous le souhaitons !

Pour sortir de l'écran des erreurs, appuyez sur "E" pour retour au menu.

FREQ.

Fonction de programmation de la fréquence d'émission, dans le cas de l'usage de la platine spéciale

SUPERTEF, à synthèse de fréquence. Avec une platine normale, le système rejette l'appel de FREQ.

Chaque cellule a deux fréquences propres : Fn et Fs. (Fréquence normale et Fréquence de secours). Nous avons donc 2 x 6 fréquences mémorisables par bande.

Fn est obtenue avec le tumbler latéral Fn/Fs sur Fn, donc avec le contact entre PC3 et PC7-4 ouvert.

Fs est accessible en fermant ce contact, donc en basculant l'inverseur sur Fs, soit normalement vers l'avant. Au départ, par défaut, on a 12 fois 72250 kHz ou 12 fois 41100 kHz.

Programmation

Les fréquences Fn et Fs peuvent se programmer en mettant SUPERTEF en marche avec l'interrupteur Fn/Fs sur la bonne position :

– Si Inter = Fn, SUPERTEF démarre sur Fn, sa programmation est possible.

– Si Inter = Fs, SUPERTEF démarre sur Fs que l'on peut programmer.

NB. Il n'est pas possible de passer de Fn à Fs ou inversement, pendant les dix premières secondes.

A l'entrée dans la routine "FREQ", l'afficheur vous indique sur sa première ligne, la fréquence choisie pour le quartz du down-mixer de la platine HF8. Il ne faudra plus changer cette valeur, une fois la platine installée après sa réalisation. Les détails techniques de cette installation sont donnés dans la description de HF8.

D'ailleurs, le curseur se fixe sur la

seconde ligne qui correspond à la valeur de la fréquence d'émission, donc à la valeur susceptible de changer.

Notons l'indication lue : "FR/nx" ou "FR/sx" où le "x" est le n° de cellule et où "n" ou "s" vous indiquent laquelle des fréquences Fn ou Fs vous allez programmer.

La programmation de la fréquence se fait suivant la NOTE P. La progression positive ou négative se fait par pas de 5 kHz.

La fréquence effective d'émission n'est changée qu'à l'instant où vous appuyez sur "E" pour sortir de la routine et enregistrer la nouvelle valeur.

Au retour de cette routine, lorsque vous êtes encore dans le MENU, il est possible de commuter l'inter Fn/Fs, de manière à programmer la seconde fréquence de la cellule et cela, sans arrêter SUPERTEF.

SECURITE : Quand vous programmez la fréquence normale Fn d'une cellule, **la fréquence de secours se programme automatiquement à la même valeur**, ce qui supprime tout risque pour les étourdis ! L'interrupteur Fn/Fs est ainsi neutralisé, puisque son basculement fait passer d'une fréquence à son égale.

Si vous désirez une fréquence de secours différente de la fréquence normale, il suffira alors de la programmer volontairement ! (Cas de REF. 10).

BUZ

L'écran affiche les paramètres des modes de fonctionnement du buzzer.



FREQ, quartz et fréquence. Fréquence "n"ormale de la cellule G. En haut, valeur du quartz de HF8.



Ecran des erreurs technologiques.



Ecran buzzer pour alarmes. Temps à 15 mn. Batterie à 10 V. Seuils PLL pour HF8.

SUPER EMETTEUR RC

a) Tps

Durée de l'alarme "temps de fonctionnement". On peut la programmer de 0 à 59 minutes. Au bout du temps programmé, le buzzer retentit pendant 20 secondes, par coups courts et longs.

La programmation d'un temps nul (0) supprime l'alarme temps.

b) Batt

Seuil de déclenchement de l'alarme. On peut programmer de "50" à "130", ce qui correspond à 5,0 et 13,0 volts. Avec la batterie 12 volts du SUPERTEF, le seuil raisonnable est de 11,5 V, soit "115". Lorsque le seuil est atteint, le buzzer retentit sans discontinuer, par coups brefs.

c) Seuils PLL

Se reporter à la notice de la platine spéciale. L'alarme concernée, fait retentir le buzzer en continu. En principe, les valeurs par défaut conviennent et il n'y a pas lieu de les changer.

SORTIR de BUZ par appui sur "E" pour retour au menu, via l'écran des erreurs.

Cop

Le menu vous propose cette fonction de recopie de cellule. Une cellule peut ainsi être entièrement recopiée dans une autre. Les numéros des cellules Source et But sont programmables, avec les méthodes habituelles. A noter le passage direct de 6 à 1 et de 1 à 6, en incrémentation et décrémentation. Par défaut, les deux numéros sont ceux de la cellule active. Ainsi, si vous êtes entré dans la routine par erreur, la

sortie par E, ne fera que recopier cette cellule sur elle-même, ce qui ne changera donc rien. En réalité, il n'y aura même pas de recopie puisque le logiciel ne permet la réécriture d'une donnée que si elle est différente de l'ancienne !

Une fois les numéros définis, l'appui sur E effectue la recopie et fait sortir en passant par l'écran des erreurs.

Cette fonction est surtout utile pour les cellules 5 et 5bis utilisées par le changement de configuration en vol. Voir plus loin. On peut ainsi, au départ, rendre les deux configurations identiques, en apportant plus tard, les retouches justifiant le changement de configuration.

Autre avantage de cette fonction : si, pour une raison quelconque, l'une de vos cellules a des paramètres "dans les choux", la fonction de recopie vous évitera de renvoyer le μP pour reprogrammation complète.

MOD.

A l'appel de cette fonction, s'affiche un écran indiquant "SUPERTEF" et la référence de la version du logiciel "Vx.x", puis le curseur se place sur le sens de la modulation : 0 ou 1.

Notons également l'indication "S/Md/x" où "x" est le n° de cellule. En effet, chaque cellule peut avoir son sens de modulation propre.

– Pour tous les récepteurs FM "THOBOIS", le sens requis est le "0", avec séquence à impulsions de 300 μs négatives.

– Pour des récepteurs d'autres origines ou marques, il peut être nécessaire d'employer le sens de modulation inverse "1", donnant une séquence à impulsions positives.

Cette possibilité augmente le champ d'usage de SUPERTEF en le rendant compatible de presque tous les récepteurs PPM du moment !

Modification du sens par "NOTE P", sans avance rapide.

SORTIR par "E" pour "écran des erreurs".

Appuyer à nouveau sur "E" pour retour au menu.

ATTENTION : La modification de sens n'est effective, qu'en sortie de MENU ! Vous ne constaterez donc rien après l'appui précédent sur "E".

La prise en compte du nouveau sens de modulation est liée au système de vérification permanent de la validité du travail du μP . C'est le "WATCHDOG" ou "Chien de garde". Ici, le logiciel constate que le sens effectif de modulation n'est plus celui programmé, puisqu'il vient d'être modifié. Il déclenche donc un RESET "watchdog" qui remet tout à 0 et fait repartir le système sur des données revues et corrigées. Il s'agit d'une sécurité générale très importante garantissant que si le μP est momentanément perturbé, il récupérera de lui-même, cela dans un délai si court que l'utilisateur ne s'en apercevra même pas ! On ne pourra donc jamais avoir le "plantage" si redouté des usagers de μP ! Assurance sécurité pour les pos-



Ecran de recopie d'une cellule dans une autre.



Ecran du sens de modulation. Le sens normal est "0". Indication de la version Soft.



Ecran de signature PCM.

sesseurs de SUPERTEF !

Cod

La possibilité de modulation "PPCM" est incluse dans cette version. Il s'agit d'une modulation classique, donc "PPM" à signature "PCM". Nous avons trouvé amusant de l'appeler "PPCM" !! Le procédé, sans doute tout à fait inédit, consiste à transmettre des impulsions de 300 ou de 500 μ s. Une impulsion de 300 μ s représente "0", tandis que celle de 500 μ s représente "1". Comme nous disposons de 8 impulsions dans la séquence de 7 voies, nous pouvons ainsi transmettre un nombre binaire allant de "0" à "255". Ce nombre est le CODE de la signature PCM. Vous pouvez en faire la programmation, en choisissant justement la fonction "Cop".

Notre modulation PPCM a le gros avantage d'être parfaitement compatible de tous les décodeurs classiques existants. En effet, ces décodeurs ne sont sensibles qu'aux fronts avant des impulsions, en ignorant leur durée. Par contre, rappelons l'existence du REF. 10 qui exploite le code PCM et permet le passage au procédé dit de "l'évasion de fréquence", en association avec la double fréquence dont dispose SUPERTEF.

La description du REF. 10 paraîtra dans un prochain numéro de Led.

La programmation du code PCM de la signature d'identification se fait suivant la NOTE P. L'utilisateur doit choisir un

code qui lui est personnel et le garder pour toutes ses cellules équipées d'un REF. 10. Il n'y a donc pas la possibilité d'avoir un code différent par cellule.

Par défaut, le code est de "000", ce qui revient au procédé PPM normal. Il n'y a aucun inconvénient à utiliser un code différent de 0 avec un récepteur ordinaire : celui-ci n'y verra aucune différence ! Néanmoins, si vous ne possédez pas le récepteur à évasion de fréquence REF. 10, il n'y a aucun avantage à changer ce code par défaut.

St

Affichage de la valeur numérique des quatre manches M1, M2, M3 et M4 et des trois trims T1, T2, T3. M1 et T1 correspondent au manche 1, M2 et T2, au manche 2, M3 et T3, au manche 3. Sous la valeur M4 du manche 4, on lit M5, valeur de la commande 5 de l'auxiliaire à potentiomètre rectiligne.

Comme déjà signalé, la valeur T4 n'apparaît pas puisque mélangée directement avec M4.

Les valeurs M1 à M4 sont surtout utiles lors de la première mise en service de SUPERTEF, et par la suite, à titre de vérification :

– Au neutre, il faut lire "128" à \pm 2 points près. (126 à 130).

– Les fins de course sont de "0" et de "255". Il est très difficile de ne pas "écraser" un peu l'une des fins de course, les potentiomètres parfaits n'existant pas !

Les valeurs T1 à T3 des trims des manches 1 à 3, permettent un calage

parfait des neutres de ces commandes, par affichage de 128 ± 2 points, en association avec la fonction "Mémoire des neutres", à voir plus loin.

La valeur M5 est utile quand elle est associée à un couplage variable obtenu avec une valeur de taux de 65. Voir plus haut.

SORTIR de ST/CAL par appui sur "E" pour retour au menu.

SORTIE DU MENU

– Appuyer sur "E".

– Affichage d'un écran rappelant l'origine du logiciel utilisé, pendant une durée de 2 secondes.

– Sortie automatique de cet écran, et retour à l'écran de service.

– Après cette sortie du menu, on ne peut y revenir qu'en mettant sur arrêt et remise sous tension.

MEMORISATION DES NEUTRES

Cette fonction a été intégrée car elle semble utile ! Il ne faut pas en abuser, nous le rappellerons plus loin !

Au premier vol d'un modèle, le pilote prépositionne ses gouvernes aux "neutres physiques" de la cellule : ailerons bien alignés avec le profil, dérive bien dans l'axe ...

Cependant, en général, ces positions sont corrigées dès les premiers instants du vol : les imperfections inévitables de la cellule, un mauvais calage de l'axe moteur, obligeant à ces retouches. Le pilote utilise les trims pour ces corrections. A chaque cellule, vont ainsi correspondre des réglages différents des trims, ce qui pose un problème, lors du passage d'un modèle à l'autre.

La MEMORISATION des NEUTRES tend à pallier cet inconvénient !

A la fin du premier vol, sans toucher les trims et avant d'arrêter SUPERTEF,



Ecran de calibrage des manches. En haut : M1, M2, M3, M4. En bas : TR1, TR2, TR3, M5.



Ecran de copyright.

SUPER EMETTEUR RC

appuyer sur "E", **maintenir** et appuyer sur "P". Relâcher !

A cet instant, les neutres dynamiques du vol, vont remplacer les neutres que vous aviez programmés avec "PCEL". Ainsi, au prochain vol, vous allez retrouver les mêmes positions des gouvernes **en remettant les trims au neutre exact**, au besoin par usage de la fonction "St".

Ainsi, tous vos modèles pourront voler avec les trims au neutre !

NB. Bien entendu, il ne faut pas abuser de cette possibilité et régler un modèle n'importe comment, sous prétexte qu'on pourra corriger avec SUPERTEF. Ne pas oublier qu'un avion vole bien, s'il est physiquement sain ! Si les écarts entre neutres physiques et neutres dynamiques sont trop importants, votre cellule est sûrement mal fichue et il faut la corriger ou pour le moins, essayer de faire mieux ... la prochaine fois !

TACHYMETRE

enfiché. Un écran spécial apparaît et vous indiquera le nombre de tours/mn de votre moteur.

SORTIE automatique par déconnexion du capteur optique.

TELECHARGEMENT

La fonction de téléchargement va permettre une communication bidirectionnelle entre deux SUPERTEFs ou entre un SUPERTEF et un compatible PC.



Ecran du tachymètre. Sonde tournée vers ampoule secteur donc 50 x 60 = 3 000 tr/mn.

Cette communication a un double but : – soit récupérer une programmation intéressante existant dans un SUPERTEF pour l'utiliser dans un autre, ou mettre en conformité deux SUPERTEFs pour une mission de double-commande (écolage !)

– soit relier SUPERTEF à un compatible tournant avec le logiciel SIMULTEF, ce programme, comme son nom l'indique, simulant le fonctionnement de notre émetteur en montrant sur l'écran l'action effective des manches sur les servos. Sur cet écran sont affichés, côte à côte, les 14 écrans de programmation d'une cellule, ce qui donne une vision globale de la situation, ce que ne peut pas faire le modeste écran LCD de 2 lignes de 16 caractères de SUPERTEF. On peut modifier aisément tous les paramètres et ainsi étudier tranquillement les modalités de tel couplage ou autre mixage tarabiscotés ! Une fois la programmation de la cellule bien figolée sur le COMPATIBLE, on pourrait se contenter de recopier "à la main", les différentes valeurs définies pour chacune des 7 voies, dans le SUPERTEF, en appelant "Pcel". Mais SUPERTEF "que rien n'arrête", va faire beaucoup mieux !! Un câble le reliant au PC, ce dernier va envoyer directement en mémoire, l'ensemble des données, le transfert se faisant en quelques dixièmes de secondes !

L'introduction de la fiche du câble de liaison appelle une routine spéciale de transmission des données RS232. Un



Choix de téléchargement.

premier écran permet de choisir entre la "réception" (appui sur +) ou la "transmission" (appui sur -). On peut aussi sortir de la routine par appui sur E.

Dans le cas du choix de la "réception", un premier chargement place les valeurs en RAM de travail. Un second chargement vérifie la validité du premier et accuse le résultat sur un écran dénombrant les erreurs. Sortir de cet écran par E et enregistrer en EEPROM, par E, si tout va bien ou "s'échapper" en appuyant sur P. Cela se fera si le nombre des erreurs n'est pas nul ou si l'on constate que SUPERTEF qui travaille maintenant avec les valeurs transmises, ne donne pas le résultat escompté.

Cinq écrans successifs indiquent les actions à effectuer pour le bon déroulement de la routine. On sort de l'écran des erreurs en appuyant sur "E". Le dernier écran indique que "l'échappement" s'obtient en appuyant sur "P", tandis que l'enregistrement se fait en appuyant sur "E". Dans les deux cas, il y a retour à l'écran initial de la routine. Dans le cas du choix de la "transmission", vous aurez à faire deux fois l'opération à la demande de l'appareil récepteur, soit le PC, soit l'autre SUPERTEF. Retour à chaque fois à l'écran initial.

En sortie de la routine RS232, juste avant d'appuyer sur la touche E, ne pas oublier de déconnecter le câble de liaison, faute de quoi, il y a retour immédiat dans la routine, ce qui peut surprendre !



Réception, envoi 1. Attente du premier envoi.

Signalons que le logiciel PC, le SIMULTEF, a été créé par M. André AMYOT, qu'il nécessite un écran couleur VGA ou EGA, qu'il prend sa vraie dimension si le compatible dispose d'une souris. Dans ces conditions, il s'agit d'un logiciel très puissant, permettant la liaison bidirectionnelle avec le SUPERTEF, la mémorisation de 80 modèles, sans parler de l'étude dynamique des programmations de l'impression de fiches pour chaque cellule ...

Signalons que la liaison entre deux SUPERTEFs ne demande qu'un câble à deux fils, tandis que la connexion sur PC requiert un module d'adaptation RS232 dont la description sera faite à la fin.

CHANGEMENT DE CONFIGURATION EN VOL

La cellule 6 est configuration bis de la cellule 5. Cela signifie que par la fermeture d'un interrupteur placé entre les lignes PC6-4 et PC3, les données de la cellule 5 sont remplacées par celles de la 6 et inversement.

Le changement est possible après les dix premières secondes et au cours de la phase "MENU".

Cette nouvelle fonction permet de tester instantanément, en vol, la modification d'un paramètre de la cellule, ou de changer le comportement du modèle (de vif à mou, par exemple !) Elle peut amener à la suppression des inters de

Dual-Rate, voire de ceux de couplages.

Notons que la fréquence de la cellule de base, donc de la 5, n'est pas affectée par le changement de configuration. Idem pour le sens de modulation. Cela, même si les cellules 5 et 6 ont des valeurs différentes à ce niveau.

La cellule 6 reste disponible en cellule de base autonome. Les possibilités de SUPERTEF ne sont donc pas réduites. Les cellules 1 à 4 et 6 ne peuvent pas changer de configuration en vol, restriction volontaire pour éliminer tout risque de fausse manoeuvre.

Si vous mémorisez les trims de la cellule 5, un écran vous rappelle qu'il faut faire de même pour la 5bis (ou 6), si 5bis il y a !

SECURITE : En sortie de programmation de cellule à configuration BIS, il vous est demandé si vous autorisez cette configuration. Si vous répondez OUI par "+", l'inter CONFBIS sera actif. Si vous répondez NON, par "-", il sera neutralisé. Cette sécurité permet d'éviter toute étourderie !

CHRONOMETRE

A la demande des amateurs de vol électrique et des planeurs remorqués, nous avons ajouté la possibilité d'interrompre l'avance du chronomètre. Pour y parvenir, il faut remplir deux conditions :

a) Fermer un interrupteur connecté entre les lignes PC2 et PC6-3.

b) Agir sur la voie 7 de telle manière que la différence entre son temps de voie et le neutre programmé soit positive. En d'autres termes, il faut dépasser le neutre.

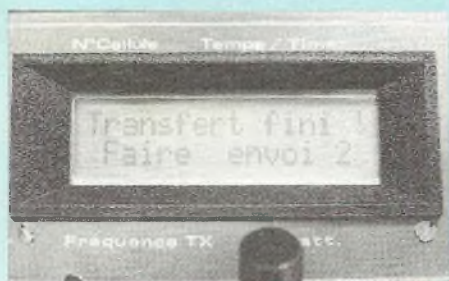
Bien entendu, la voie 7 peut être contrôlée par n'importe quel manche, par définition de son origine. Le sens de l'arrêt du chronomètre dépend du sens programmé de la voie.

Le procédé s'avère donc d'une grande souplesse et peut s'adapter à chaque cas particulier, en jouant sur les paramètres de cette voie 7.

Rappelons que le chronomètre pilote la fonction d'attente des 10 premières secondes pendant lesquelles on peut changer le numéro de cellule ou passer en programmation. Si la fonction d'arrêt chrono est active, il y aurait arrêt à la fin de cette période sur la valeur "0:00:10", ce qui risque de chagriner quelques utilisateurs ! Pour éviter toute "frustration", le chrono se remet à 0 à la fin des 10 s et permet un démarrage effectif à "0:00:00".

HUITIEME VOIE T/R

Les planeuristes ont des exigences très particulières. Non contents d'avoir une fonction "Quadroflap", où volets et ailerons agissent dans le même sens, ils désirent le "Butterfly" d'aérofreins, avec ailerons et volets s'ouvrant en "mâchoires de crocodile" ! Tout cela se fait avec quatre servos et quatre voies dûment couplées. Bien sûr, il faut enco-



Réception, envoi 2. Attente du second envoi.



Réception, bilan. Tout s'est bien passé !



Réception, sortie. On s'échappe ou on enregistre !

SUPER EMETTEUR RC

re la profondeur et la direction : cela fait SIX ! Les couplages compliqués mobilisent une voie relais, sans utilité par ailleurs ! Et de ... SEPT ! Comment alors actionner le crochet de largage ? Eh bien ... avec notre huitième voie ! Les TFxx transmettent en 7 voies et de ce fait, la sortie vb du décodeur délivre le signal de synchro (T_{sy}) de durée 8 ms sur le SUPERTEF. En disposant un interrupteur entre les lignes PC3 et PC5-4, nous pourrions choisir entre 8 ms (inter ouvert) et 9 ms (inter fermé). En intercalant entre vb et le servo, un module soustractif, nous obtenons une voie T ou R à 2 positions. En effet, il suffit que ce module retranche 7 ms au temps de synchro pour qu'il fournisse $8 - 7 = 1$ ms ou $9 - 7 = 2$ ms. C'est tout à fait ce qu'il faut pour faire passer un servo d'une fin de course à l'autre. La description du module V8 sera faite en fin d'article.

ADDITIF VERSION V2C

La version V2C du logiciel SUPERTEF tourne avec un nouveau microcontrôleur : le MC68HC811E2 dont la caractéristique essentielle est de posséder une EEPROM de 2 K octets (2048) soit donc 4 fois plus que son petit frère, le 68HC11A1 de la première version de l'émetteur. Globalement, les deux μP sont semblables : même brochage, même structure interne, même jeu d'instructions. Seuls quelques points de détail les différencient, outre l'EEPROM bien sûr : celle-ci est "remappable" (déplaçable !) dans tout l'espace mémoire, la ligne PA3 peut être entrée ou sortie ... Mais tout cela n'a pas d'importance pour l'utilisateur de SUPERTEF qui n'aura AUCUNE MODIFICATION "HARD" à faire pour passer en 25 cellules ... ce que permet tout simplement le "811E2". Et de fait, la version V2C de



Transmission. A faire deux fois.

SUPERTEF mémorise 25 CELLULES ! Ce n'est pas rien ! Faire mieux à ce niveau est possible, mais frôlerait le ridicule ! Si vous trouvez que c'est trop, parfait ! Le 68HC11 reste pour vous, avec la version V1G du logiciel qui possède pratiquement les mêmes ressources générales (sauf temps buzzer par cellule).

CHANGEMENT DE CELLULE

Pour des raisons de simplicité logicielle, nous avons décidé de désigner les cellules par les lettres de l'alphabet : nous allons ainsi de A à Y ! Le changement de cellule se fait toujours pendant les dix premières secondes, chaque appui retardant le chrono, ce qui donne tout le temps nécessaire, sans précipitation. Pour passer rapidement d'un bout de la liste à l'autre, on saute de "A" à "Y" avec un appui sur "-" et de "Y" à "A", par un appui sur "+". Ne pas oublier l'enregistrement du



Confbis, autorisation, pour activer ou neutraliser le poussoir de configuration bis.



Confbis, sortie de la mémoire des neutres. Repasser en cellule bis après sortie de menu et faire de même !

numéro par "E", pour éviter un retour à la case départ !

Rappelons que le changement du numéro de cellule détermine les modifications suivantes :

- Paramètres des 7 voies
- Valeur de la fréquence normale et de secours
- Sens de la modulation
- Paramètre "Temps" du buzzer (spécifique de la version V2C).

Par contre, ne sont pas modifiés :

- La fréquence quartz de HF8 (... et pour cause !!)
- Les seuils d'alarme "batterie" et "PLL"
- Le code de la signature PCM. (Il doit être celui du possesseur de SUPERTEF et non celui d'une cellule particulière !)

EVASION DE FREQUENCE

Les 25 cellules ont effectivement chacune une fréquence normale et une fréquence de secours. Rappelons que la fréquence de secours se program-



Changement de cellule en V2C. Avec déplacement rapide ou pas à pas dans la liste des cellules.

me automatiquement à la MEME VALEUR que la fréquence normale. Une valeur différente de Fs ne peut donc s'obtenir que volontairement.

CONFIGURATION BIS

Les 25 cellules sont partagées en deux groupes :

– Les 15 premières : de "A" à "O"

Ce sont des cellules SIMPLES, sans configuration bis.

La manoeuvre de l'interrupteur "CONF-BIS" est sans effet.

– Les 5 suivantes : de "P" à "T"

Ces cellules sont des cellules de BASE, avec configuration bis. Elles

sont associées aux 5 dernières qui sont les cellules BIS.

Les associations sont figées par paires :

"P" et "U", "Q" et "V", "R" et "W", "S" et "X", "T" et "Y".

On passe de la cellule de BASE à la cellule BIS, en fermant l'interrupteur "CONF-BIS" connecté entre PC3 et PC6-4. (Poussoir latéral).

SECURITE :

Rappelons que l'autorisation de "CONF-BIS" est demandée en sortie de programmation des cellules P à T. Une réponse négative neutralise l'interrupteur CONF-BIS. Par défaut, les réponses sont négatives.

TEMPS BUZZER

Rappelons que V2C permet de donner à chaque cellule un temps d'alarme différent, celui du multi n'étant pas celui du planeur de vol de pente, ou du bateau électrique ...

CONCLUSION

Bien entendu, V2C possède toutes les fonctions de la version V1G. Il faudra donc se reporter à la notice d'utilisation de cette version pour disposer de tous les renseignements nécessaires.

à suivre ...

Francis Thobois

PETITES ANNONCES GRATUITES

Cette rubrique ne peut subsister que si vous, lecteurs, nous faites parvenir des annonces à la Rédaction.

Recherche pour consultation ou achat livre "dipôles et quadripôles" de L. Boe. A. Siné, 9, Gde-Rue, 41220 Saint-Laurent-Nouan. T. (16) 54.87.70.96.

Vends ou échange divers C.I. spéciaux : TAA, TBA, TDA ; TTL + linéaires + SRAM 16 ko + SRAM 64 ko, contre diverses mesures, ou très bas prix. Liste sur demande. Téléphoner au 70.46.01.11.

Vends modules amplificateurs 7 W classe A "Le Monstre", amplificateurs classe AB AXL : 600 F. Amplificateur classe AB Crescendo : 800 F. Pierre Bretonneau, 18, bd Andreani, 06100 Nice.

Achète unité de mémorisation pour oscilloscope : pont de mesure R.L.C., caméra vidéo de surveillance. Contacter Yvon au tél. : 26.84.02.07.

Vends Acoustimas (Bose) équipé de son filtre libérateur de dynamique. Vente séparée possible. Ecoute conseillée : 4 000 F + DCD Denon 1500 : 2 500 F. Christophe. Tél. : 46.87.00.40.

Vends carte d'essai à base du microprocesseur Z 80 ; cette carte est également équipée de : un PIO, un CTC, un Bus Z 80, un Bus PIO, un support pour extension RAM, un afficheur 7 segments (6 digits → 4 : adresse, 2 : donnée), un clavier hexadécimal 34 touches (dont 19 touches de fonction). Vendu avec manuel et alimentation : 800 F. Tél. bureau : (1) 47.64.84.81 (demandez Gilles).

Vends pour caravane ou bateau 2 modules solaires de marque Solelec type SV7, 14 volts, 7 watts, 0,5 A de charge, prix : 500 F l'un. Régnier Jean. Tél. : 97.57.05.21.

A vendre "Comment réaliser et réparer tous les montages électroniques" aux Editions Weka, 8 volumes avec dernière mise à jour au moment de la vente. Faire offre à Claude Murail. Tél. : 56.48.83.21 h. de b.

Etudiant cherche don. ordinateur ou perif. en panne ou ét. de marche pour récup. pièces. Tél. 89.47.31.48 ap. 19 h.

Génération VPC

TARIF RADIOCOMMANDE AU 03-01-91

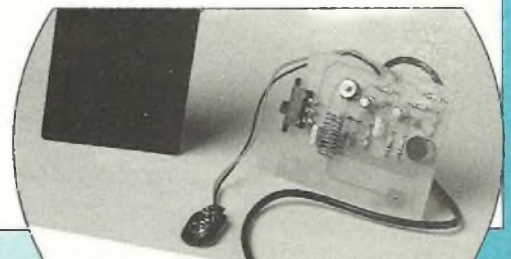
	KITS COMPLETS	MÉCANIQUE A FINIR Platines câbiées et réglées	MONTÉ prêt à l'emploi
SUPERTEF Kit supertef sans boîtier ni accus Boîtier du Supertef Jeu de 10 accus Kit simplifié (68HC11, 24, 27C64, PLCC, Aff et C. IMP métal) Kit de passage de V1 à V2 (sans boîtier) Option 25 cellules avec reprise du 68HC11 et 2764 Option Tachymètre Option câble liaison Logiciel SIMULTEF plus câble avec module de protection	1 900,00 F 600,00 F 250,00 F 865,00 F 475,00 F 490,00 F 49,00 F 21,50 F 390,00 F	} 3 650,00 F 490,00 F	} 5 130,00 F 490,00 F 125,00 F 50,00 F 550,00 F
HF8 platine émission Platine HF8 (bande 41 ou 72 MHz à préciser)	550,00 F		
REF 10 Kit Récepteur REF (2 fréquences quartz à préciser) Option gaz pour REF 10	990,00 F 29,00 F		
VERSION MONTÉE COMPLÈTE SUPERTEF + HF8 + REF 10 + CHARGEUR + CORDONS ET ACCUS REF 10			7 990,00 F
Fréquences REF 10 disponibles : 41,000 - 41,040 - 41,080 - 41,120 - 41,160 - 41,200 - 72,000 - 72,080 - 72,160 - 72,240 - 72,320 - 72,400 - 72,480 MHz			
MATÉRIEL MONTÉ GARANTI UN AN CONTRE TOUT DÉFAUT DE FABRICATION.			

LES KITS DÉCRITS DANS LED...

LES KITS DÉCRITS DANS LED...

Désignation	Référence	C. IMP seul	Kit seul	L'ensemble kit + C. IMP
LED N° 83 JANVIER 1991 GENE PONT DE WIEN (sans coffret)	92LED01	37,50 F	70,00 F	89,00 F
GRADATEUR EFFLEUREMENT (sans coffret)	98KE501	18,00 F	95,00 F	99,00 F
LED N° 84 FÉVRIER 1991 CONVERTISSEUR 12 V-220 V - 26 W (avec coffret)	98KE502	63,00 F	289,00 F	299,00 F
VERSION 46 W DU CONVERTISSEUR (sans coffret)	98KE503	/	/	339,00 F
LED N° 85 MARS 1991 RELAIS STATIQUE EFFLEUR. (sans coffret)	98KE507	45,00 F	95,00 F	125,00 F
FLASHER ACT. SYNCHRONE (sans coffret)	98KE508	50,00 F	120,00 F	149,00 F
MINUTERIE À 555 (sans coffret)	98KE509	44,00 F	110,00 F	139,00 F
TIMER OSCILLATEUR (sans coffret)	98KE510	88,00 F	195,00 F	249,00 F
OPTION TXDV612 L'UNITÉ	TXDV612	/	/	15,00 F
FILTRE ACTIF 2 VOIES MONO (sans coffret)	92LED03	38,00 F	95,00 F	115,00 F
AMPLI TDA 1510 MONO (sans coffret)	92LED04	12,00 F	49,00 F	59,00 F
FILTRE + AMPLI + RADIATEUR MONO	92LED05	/	/	349,00 F
CAPACIMÈTRE ANALOG. (avec coffret)	92LED06	65,00 F	275,00 F	315,00 F
ALIMENTATION CAPACIMÈTRE	92LED07	19,00 F	25,00 F	40,00 F

Désignation	Référence	C. IMP seul	Kit seul	L'ensemble kit + C. IMP
LED N° 86 AVRIL 1991 BASE DE TEMPS "KRONOS" (sans coffret)	98 KE 511	85,00 F	159,00 F	175,00 F
AMPLI TOA 1520 AMPLI MONO TDA 1520 (sans coffret)	92 LED 08	25,00 F	115,00 F	129,00 F
TEMPORISATION STEREO (sans coffret)	92 LED 09	22,00 F	59,00 F	69,00 F
MODULES ALIMENTATIONS (sans coffret)	92 LED 10	53,00 F	539,00 F	575,00 F
VU-METRE STEREO (sans coffret)	92 LED 11	42,00 F	169,00 F	185,00 F
FINITION : COFFRET - RADIATEUR - ACCESSOIRES	92 LED 12	/	/	375,00 F



JUSQU'AU 30-04-91 KIT GRATUIT POUR TOUTE COMMANDE DE 250 F ET PLUS

Résumé des conditions générales de vente : Prix unitaire T.T.C. **Port et emballage : 16 F** quel que soit le montant de votre commande. **Contre-remboursement : 26 F** à ajouter aux 16 F ci-dessus en cas de contre-remboursement. **Colis hors normes P.T.T. :** poids sup. à 7 kg ou dimensions totales sup. à 1 m, envoi en port dû par transporteur. **Formule Colissimo : 10 F** à ajouter aux frais mentionnés ci-dessus pour traitement prioritaire de votre commande et expédition en Colissimo P.T.T. (délai d'acheminement normalement garanti par l'administration postale : 48 heures). **Modes de règlement :** chèque bancaire ou postal, mandat-lettre, contre-remboursement, Carte Bleue (communiquer numéro et date de validité).

Nom _____
Adresse _____

RÈGLEMENT : Chèque bancaire ou postal
 Contre-remboursement Mandat-lettre
 Carte bleue N° _____
Date expiration ____/____/____

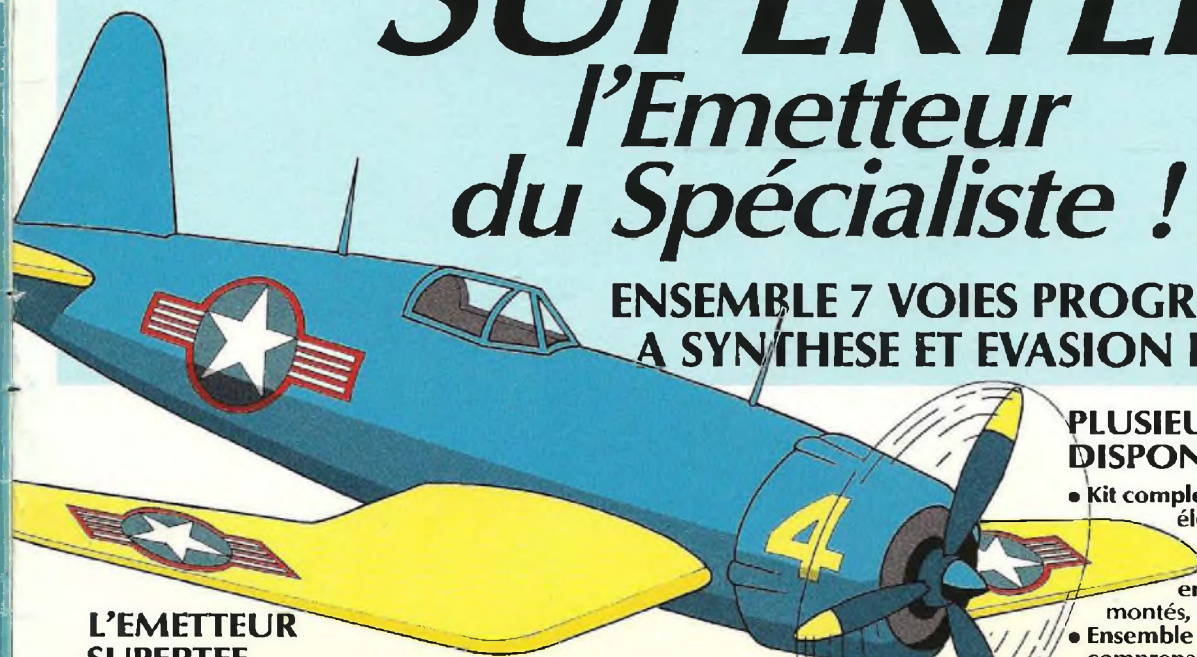
Qté	Référence	P.U. T.T.C.	Total T.T.C.

Port et emballage...
Net à payer T.T.C. ...

SUPERTEF

l'Emetteur du Spécialiste !

ENSEMBLE 7 VOIES PROGRAMMABLE
A SYNTHÈSE ET EVASION DE FREQUENCE



L'EMETTEUR SUPERTEF

- Emission PPM à signature PCM (identification d'un modèle parmi 256). Les avantages du PPM et du PCM enfin réunis ! Compatible avec tous les récepteurs PPM du marché.
- Tous les canaux des bandes 41 et 72 MHz sont disponibles par programmation sans changement de quartz ! Module HF à synthèse de fréquence au pas de 5 kHz en 41 et 72 MHz.
- Mémorisation de 6 ou 25 modèles avec conservation des données au moins 10 ans sans alimentation extérieure (version standard : 6 cellules).
- Chaque modèle dispose d'une fréquence normale et d'une fréquence de secours programmables : **EVASION DE FREQUENCE**.
- Programmation facile et universelle s'adaptant à tout type de modèle (auto, bateau, avion, hélico, etc.) des 12 paramètres des 7 voies avec contrôle simultané à l'écran et sur le modèle (origine, sens, taux, limites, neutres, exponentiels, couplages différentiels, mixages, taux de trims, etc.). Deux types de programmation possible par modèle et commutable en évolution.
- Mémorisation des neutres par modèle possible en fin d'évolution.

- Prise latérale prévue pour : Branchement d'un tachymètre - Double commande avec un autre SUPERTEF, transfert des données programmées possible - Liaison série avec un PC* fournie avec logiciel d'émulation (écran EGA couleur nécessaire).
- Boîtier en métal blindé à l'abri des perturbations atmosphériques.
- Qualité du signal émis se traduisant par une portée sol-sol > 800 mètres.



LE RECEPTEUR REF. 10

- Récepteur 8 voies à évation de fréquence (2 quartz installés).
- Identification du signal utile par analyse de la signature PCM générée par SUPERTEF.
- Basculement automatique en fréquence de secours sur détection de défaut du signal reçu. Pendant le basculement le récepteur se met en position FAIL SAVE.

PLUSIEURS VERSIONS DISPONIBLES

- Kit complet en pièces détachées y compris électronique.
- Kit avec platines électroniques câblées, réglées (sauf ensemble HF et récepteur livrés, montés, testés). Mécanique à terminer.
- Ensemble complet en ordre de marche comprenant : SUPERTEF, REF. 10, chargeur spécial, cordons et batteries (sans servos).

OPTIONS DISPONIBLES

- Extension de 6 à 25 cellules.
- Sonde tachymétrique.
- Câble pour liaison de deux SUPERTEF.
- Logiciel d'émulation pour PC* livré avec câble spécial et circuit.
- Commande manuelle des gaz pour REF. 10 : prépositionnement des gaz hors signal émis.



• Affichage permanent (écran LCD 2 lignes de 16 caractères) du numéro de cellule, du temps de vol réel, de la fréquence et de la tension de batterie.

- Commandes externes de DUAL-RATE et COUPLAGES commutables en évolution.
- Alarme accus, temps de vol et verrouillage de fréquence.
- Autonomie de 8 heures (batteries 12 V, 1200 mA/heure).

NOTICE TECHNIQUE SUR SIMPLE DEMANDE

Fabricant : GENERATION VPC
3, allée Gabriel
59700 MARCQ EN BARCEUL
Tél. 20.89.09.63 - Fax : 20.72.00.47



LE PLUS FACILE ET LE PLUS COMPLET DES PROGRAMMABLES A MEMOIRE !

