

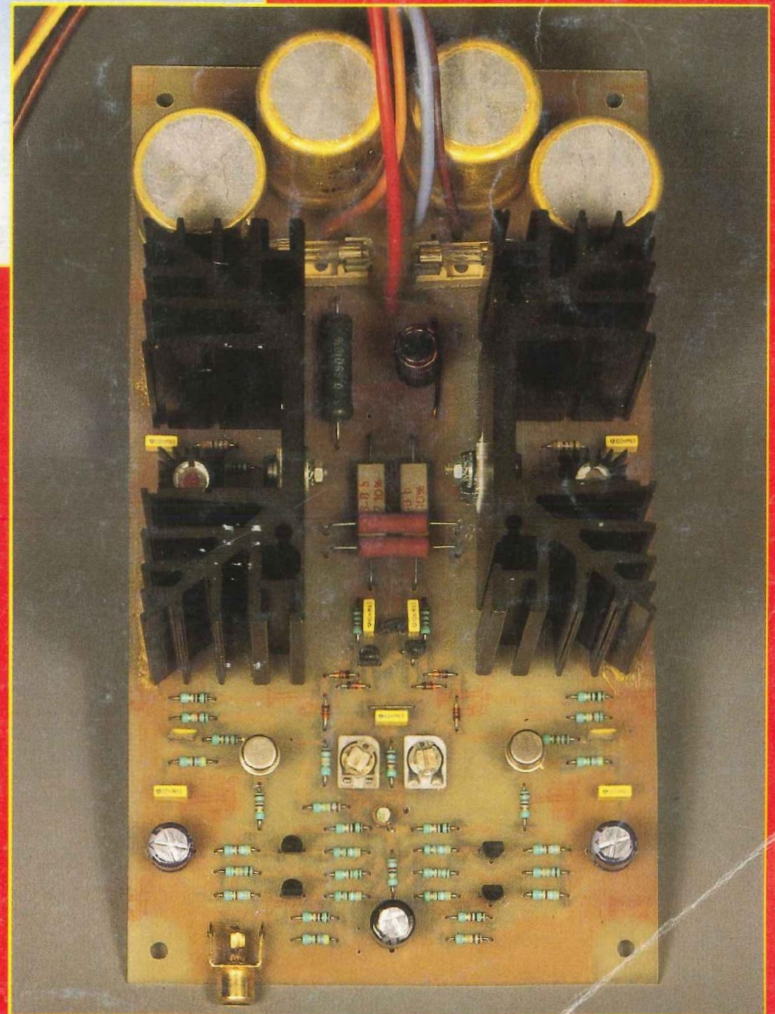
Lead

**COURS N° 30 : CONNAISSANCE DE
L'ELECTRONIQUE : LA LOGIQUE
MOSFET EN CLASSE A.B 40Weff/8Ω
MICRO EMETTEUR FM
LE SUPERTEF : PLATINE HF8-SF
SYMETRISSEUR / DEPHASEUR 180°**



**MICRO
EMETTEUR
FM**

**MODULE
AMPLIFICATEUR
40Weff/8Ω
MOSFET
CLASSE A-B**



M1226 - 90 - 25,00 F



NSUEL OCTOBRE 1991 / BELGIQUE 183 F.B. / CANADA \$ 4,75

Electronique - Diffusion

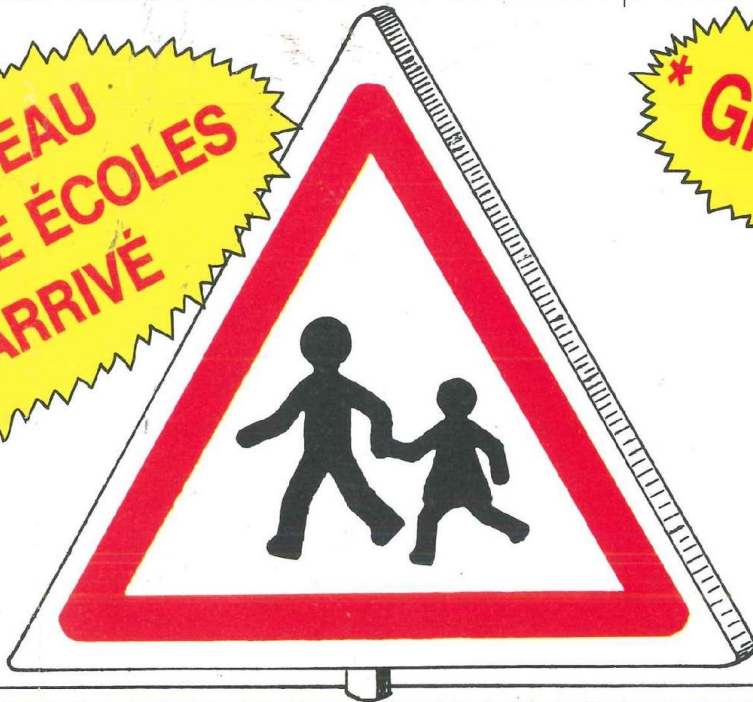
R.C. ROUBAIX B 378 280 978

SA CAPITAL 1.500.000 F

15, rue de Rome 59100 ROUBAIX ☎ 20.70.23.42

**Le NOUVEAU
CATALOGUE ÉCOLES
EST ARRIVÉ**

*** GRATUIT**



Agences à :
LILLE 59000
ARRAS 62000
DOUAI 59500
LUNEL 34400

SPECIAL ECOLES

ENCORE MOINS CHER ENCORE PLUS de REFERENCES

**NOS
GRANDES
MARQUES**

ANTEX ELC TORG MECANORMA WELLER
BECKMAN CIF JBC PJP MONACOR WISH
CDA MINILOR SAFICO VARTA

ATTENTION ECOLES

CADEAUX*

- 1 KIT EMETTEUR FM aux 500* premières commandes à partir de 1 000^F HT
- 1 KIT EMETTEUR FM + 2 kgs de composants à partir de 3 000^F HT et +

* Cachet de la poste faisant foi

*** OFFRES RESERVEES EXCLUSIVEMENT AUX ECOLES**

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,

René Rateau,

Bernard Dalstein.

(1) 42.38.80.88 poste 7315

**Réalisation/Fabrication
Responsable technique**

Thierry Pasquier

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

Composition

Bernadette Duval

Photogravure

Sociétés PRS/PSC - Paris

Impression

Berger-Levrault - Nancy

4

LA CONNAISSANCE DE L'ELECTRONIQUE (COURS N° 30: LA LOGIQUE ELECTRONIQUE)

La logique est une méthode de raisonnement pratiquée dans une discipline mathématique ou scientifique. Elle se caractérise par l'énoncé de propositions conditionnelles : "Pour que... Il faut que..." Telle condition peut être nécessaire, telle autre suffisante, ou les deux à la fois, etc. Nous vous proposons ici de voir ensemble les bases essentielles de la logique.

14

AMPLIFICATEUR MOSFET 40 W eff / 8 Ω (1^{re} PARTIE)

Voici un module amplificateur de très haute qualité musicale, fonctionnant en classe A.B., conçu pour toutes les musiques et tous les âges, qui est stable, sûr, simple et économique. Conçu pour atteindre le meilleur rapport qualité/prix, le **FREDY 408 utilise des techniques nouvelles** et accroît considérablement le plaisir d'écoute. L'auteur a énormément travaillé pour donner du sens au mot "pratique". Ainsi, découvre-t-on une carte qui rassemble la totalité des éléments pour un canal avec le minimum de câblage.

28

MICRO EMETTEUR A MODULATION DE FREQUENCE

Petit et discret, l'appareil que nous vous proposons s'alimente, soit sur une pile 6F22 de 9 volts, soit sur une batterie cadmium-nickel équivalente. Avec un récepteur portatif à transistors et sans antenne à l'émission, la portée se limite à quelques mètres (d'une pièce à l'autre par exemple). On peut l'augmenter jusqu'à **plusieurs dizaines de mètres**, en utilisant comme antenne, un simple fil de 70 cm de longueur.

32

LE SUPERTEF, UN SUPER EMETTEUR DE RADIO COMMANDE (5^e PARTIE)

Notre Supertef dont le codeur est bâti autour du microcontrôleur 68HC11 de Motorola se devait d'être muni d'une platine HF exploitant au maximum les puissantes possibilités de la gestion informatique du système. Nous vous proposons donc cette platine HF8-SF synthétisée et gérée par le 68HC11. L'oscillateur de départ, le "pilote" n'est pas ici à quartz, mais **du type LC, donc "libre"**. La fréquence est définie selon la formule de Thomson $F = 1/2 \pi \sqrt{LC}$.

41

SERVICE FILMS POSITIFS

44

SYMETRISSEUR (OU DEPHASEUR DE 180°)

Une réalisation qui ne manque pas d'intérêt. Celle-ci associée à tout amplificateur stéréophonique en classe A.B et non ponté, permet de le transformer instantanément en un bloc de puissance mono-phonique de très forte puissance. Ainsi, notre classe A.B de 2x60 Weff. publié dans le Led n° 81 est-il capable de fournir **plus de 180 Weff.** dans une charge de 8 ohms !

49

ALIMENTATION ASYMETRIQUE

On a toujours besoin d'une alimentation chez soi. Celle-ci s'adapte à vos besoins et peut fournir de 5 V/1 A à 24 V/0,4 A selon l'implantation des composants sur un circuit imprimé standard.

50

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

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

La logique est une méthode de raisonnement pratiquée dans une discipline mathématique ou scientifique. Elle se caractérise par l'énoncé de propositions conditionnelles : "Pour que .. il faut que ...". Telle condition peut être nécessaire, telle autre suffisante, ou les deux à la fois, etc. Nous vous proposons de voir ensemble les bases essentielles de la logique électronique et celles des ensembles.

Nous ne pouvons que nous élever contre l'expression parfois entendue, très mal inspirée, de "mathématiques modernes". Il convient assurément de parler de mathématiques contemporaines, puisqu'il s'agit de remettre à la mode des théories oubliées, mais toujours vivantes ... Voulez-vous un exemple ?

L'algèbre de George Boole, mathématicien britannique (1815-1864), fut considérée en son temps, comme une simple curiosité de l'esprit, spéculative, "intéressante, mais sans intérêt ..." Les électriciens et les électrotechniciens devaient la redécouvrir, qui échafaudaient l'algèbre des contacts, suivis par les électroniciens, lesquels écrivaient ses lettres de noblesse, avec les fonctions logiques des portes, bascules, décades de comptage et bien d'autres joyaux de l'électronique.

Ainsi, l'histoire doit-elle être racontée ... Pour mieux percevoir les structures de la logique électronique, nous allons commencer par faire un petit tour dans une théorie bien loin d'être nouvelle, celle des ensembles.

ENSEMBLES

Un ensemble est constitué d'**éléments** qui se distinguent par une **caractéristique**, une propriété qu'ils sont seuls à détenir, qui leur est spécifique : Ensemble des résistances mises en oeuvre dans un montage.

Un ensemble peut se composer d'un **nombre fini d'éléments**, c'est l'exemple précédent, ou d'un **nombre**

infini d'éléments, tel le nombre des transistors 2N 1711 déjà fabriqués de par le monde ...

Nous désignons par a, b, c ... z les éléments d'un ensemble E, F, G ... Z.

L'appartenance de l'élément a à l'ensemble E s'exprime :

$a \in E$, a appartient à E

La non-appartenance de l'élément a à l'ensemble E s'exprime :

$a \notin E$, a n'appartient pas à E.

Le condensateur $C \notin E$ des résistances.

Mais certains éléments d'un ensemble peuvent fort bien présenter une caractéristique qui les différencie des autres éléments de ce même ensemble, constituant alors des **sous-ensembles**. L'ensemble E des résistances d'un montage peut se décomposer en sous-ensembles :

F des résistances de puissance un demi-watt.

G des résistances de puissance un watt.

H des résistances de puissance deux watts, etc ...

"F est un sous-ensemble de E" s'exprime :

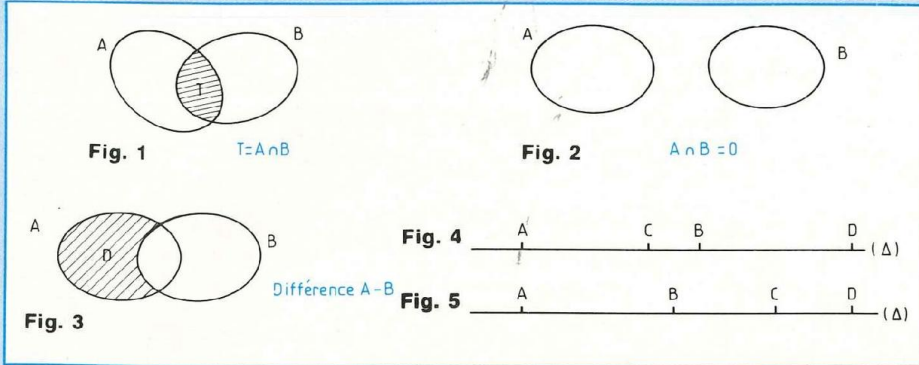
$F \subset E$, F inclus dans E

"E contient le sous-ensemble G" s'exprime :

$E \supset G$, E contient G

Deux sous-ensembles, F et G, sont **complémentaires**, lorsque tout élément de l'ensemble E appartient à F ou à G.

F des résistances de un demi-watt est complémentaire de G des résistances de un watt et réciproquement.



G est sous-ensemble complémentaire de F $G \subset F$
 F est sous-ensemble complémentaire de G $F \subset G$
 Lorsque $G \subset F$ et $F \subset E$, $G \subset E$
 L'inclusion de G dans E est une **inclusion transitive**.

L'égalité $A=B$ entraîne l'implication formelle que tout élément x de l'ensemble A, sans aucune restriction, appartient également à l'ensemble B.

$$A = B \Rightarrow \begin{cases} x \in A \Rightarrow x \in B \\ x \in B \Rightarrow x \in A \end{cases}$$

L'ensemble A des intensités des courants arrivant à un noeud est égal à l'ensemble B des intensités des courants s'éloignant de ce noeud (première loi de Kirchhoff, Led n° 66).

Un ensemble peut fort bien n'être constitué que d'un seul élément, l'élément unique x. En ce cas, il est désigné par {x}, mais la logique nous interdit de confondre l'élément x et l'ensemble {x}.

Un élément est un élément, un ensemble est un ensemble ...
 Un ensemble ne possédant aucun élément (pourquoi pas ?) est un **ensemble vide** ϕ (se prononce phi).
 Tous les sous-ensembles d'un ensemble E, l'ensemble E lui-même et

l'ensemble vide ϕ sont les parties de l'ensemble E.
 Lorsque l'ensemble E est constitué d'un élément unique, les parties de l'ensemble E se résument ... à l'ensemble E et l'ensemble vide ϕ , puisque E ne comporte pas de sous-ensemble ...

INTERSECTION

L'intersection de **deux ensembles joints** A et B est un ensemble T, constitué des éléments qui appartiennent à la fois à A et B, comme montré par la figure 1.

$$T = A \cap B, T \text{ égal à } A \text{ inter } B$$

L'intersection des **ensembles disjoints** A et B de la figure 2 est l'ensemble vide ϕ .

$$A \cap B = \phi, A \text{ inter } B \text{ égal à } \phi$$

REUNION

L'ensemble A est constitué des éléments {a et b}.
 L'ensemble B est constitué des éléments {b, c et d}.

La réunion de A et B est l'ensemble R, lequel est constitué des éléments {a, b, c et d}, b n'est pas comptabilisé deux fois.

$$R = A \cup B, R \text{ égal à } A \text{ union } B$$

DIFFERENCE

L'ensemble A est constitué des éléments {a, b, c, e}.

L'ensemble B est constitué des éléments {d, f}.

La différence $A-B$ est l'ensemble D {a, b, c, e}.

$$D = A - B, D \text{ égal à } A \text{ moins } B \text{ (figure 3)}$$

Reportons-nous maintenant à la figure 4.

La droite Δ est porteuse du segment AB et du segment CD.

AB et CD sont deux ensembles joints, leur intersection est l'ensemble CB.

$$AB \cap CD = CB, AB \text{ inter } CD \text{ égal à } CB$$

Passons à la figure 5.

La droite Δ est porteuse du segment AB et du segment CD.

AB et CD sont deux ensembles disjoints, dont l'intersection est l'ensemble vide ϕ .

$$AB \cap CD = \phi, AB \text{ inter } CD \text{ égal à } \phi$$

Nous pouvons maintenant énoncer les propositions conditionnelles d'ordre général que voici :

$$F \cup G = G \cup F, F \cap G = G \cap F$$

$$(F \cup G) \cup F = F \cup (G \cup F),$$

$$(F \cap G) \cap H = F \cap (G \cap H)$$

L'intersection est distributive, relativement à la réunion.

$$E \cap (F \cup G) = (E \cap F) \cup (E \cap G) \quad (1)$$

La connaissance de l'électronique

La réunion est distributive, relativement à l'intersection.

$$E \cup (F \cap G) = (E \cup F) \cap (E \cup G) \quad (2)$$

Ces propositions conditionnelles sont parfaitement illustrées par les figures 6 et 7.

Les courbes C1, C2 et C3 emprisonnent les éléments respectifs des ensembles E, F et G.

Les parties hachurées de la figure 6 traduisent graphiquement les deux membres de l'expression (1), celle de l'intersection, alors que les parties hachurées de la figure 7 traduisent ceux de l'expression (2) de la réunion.

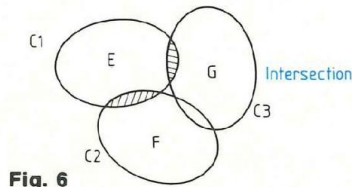


Fig. 6

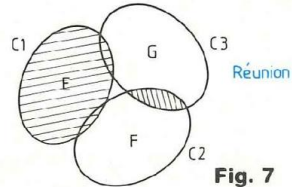


Fig. 7

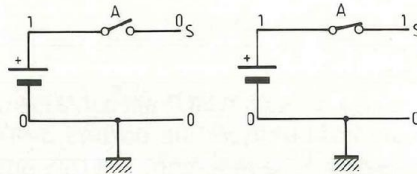


Fig. 8

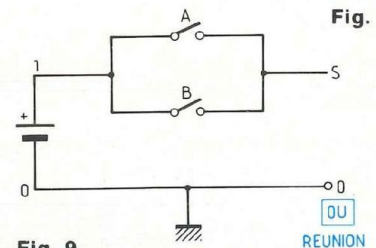


Fig. 9

		OU
A	B	S
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Fig. 10

ALGÈBRE DE BOOLE

Considérons les parties d'un ensemble E, soit cet ensemble E, des sous-ensembles A, B, C ... de cet ensemble E et l'ensemble vide \emptyset .

Nous pouvons effectuer sur les parties de E, les opérations d'intersection et de réunion que nous venons de définir, entre-autres :

$$\begin{aligned} \phi \cap \phi &= \phi & \phi \cup \phi &= \phi \\ \phi \cap A &= \phi & \phi \cup A &= A \\ A \cap \phi &= \phi & A \cup \phi &= A \\ A \cap A &= A & A \cup A &= A \\ (A \cap B) \cup C &= (A \cup C) \cap (B \cup C) \\ (A \cup B) \cap C &= (A \cap C) \cup (B \cap C) \end{aligned}$$

Lorsque l'ensemble E est constitué d'un élément unique, il ne nous reste que E et l'ensemble vide ϕ .

L'ensemble E et l'ensemble vide ϕ sont complémentaires.

Notons d'un point (.) l'intersection et d'une croix (+) la réunion.

Intersection (.)

$$\begin{aligned} \phi \cdot \phi &= \phi \\ \phi \cdot E &= \phi \end{aligned}$$

Réunion (+)

$$\begin{aligned} \phi + \phi &= \phi \\ \phi + E &= E \end{aligned}$$

$E \cdot \phi = \phi$
 $E \cdot E = E$
 Donnons maintenant à ϕ la valeur ZERO et à E la valeur 1.

Intersection (.)

$$\begin{aligned} 0 \cdot 0 &= 0 \\ 0 \cdot 1 &= 0 \\ 1 \cdot 0 &= 0 \\ 1 \cdot 1 &= 1 \end{aligned}$$

$E + \phi = E$
 $E + E = E$

Réunion (+)

$$\begin{aligned} 0 + 0 &= 0 \\ 0 + 1 &= 1 \\ 1 + 0 &= 1 \\ 1 + 1 &= 1 \end{aligned}$$

Comme 1 est complémentaire de ZERO, nous conviendrons que ZERO égale non 1, expression qui s'écrit $0 = \bar{1}$.

ALGÈBRE DES CONTACTS

Un interrupteur, c'est un commutateur, ne peut prendre que deux seules positions, il est ouvert ou fermé.

Un circuit ne peut être que hors tension ou sous tension.

En commutation, nous convenons de deux niveaux, qui sont le niveau 1, correspondant à "sous tension" et le niveau 0, zéro, correspondant à "hors tension" (Led n° 87).

Reportons-nous à la figure 8.

L'interrupteur A étant ouvert, le circuit à alimenter est hors tension, il est situé au niveau 0. La fermeture de l'interrupteur A fait passer le circuit, maintenant alimenté, au niveau 1.

Simple, non ?

Passons à la figure 9.

Les interrupteurs A et B sont associés en parallèle.

Pour que le circuit soit sous tension, au niveau 1, il faut que l'un OU l'autre ; OU les deux interrupteurs, soient fermés.

Telle est la définition de la **FONCTION OU**.

Attribuons aux interrupteurs A et B la convention 1 lorsqu'ils sont fermés et la convention 0 lorsqu'ils sont ouverts.

Désignons par S la sortie du montage et notons le niveau de S en fonction des positions occupées par les interrupteurs A et B. REUNION - A et B en parallèle

$$\left. \begin{aligned} A \text{ ouvert : } A &= 0 \\ B \text{ ouvert : } B &= 0 \end{aligned} \right\} S = 0 = \bar{1}$$

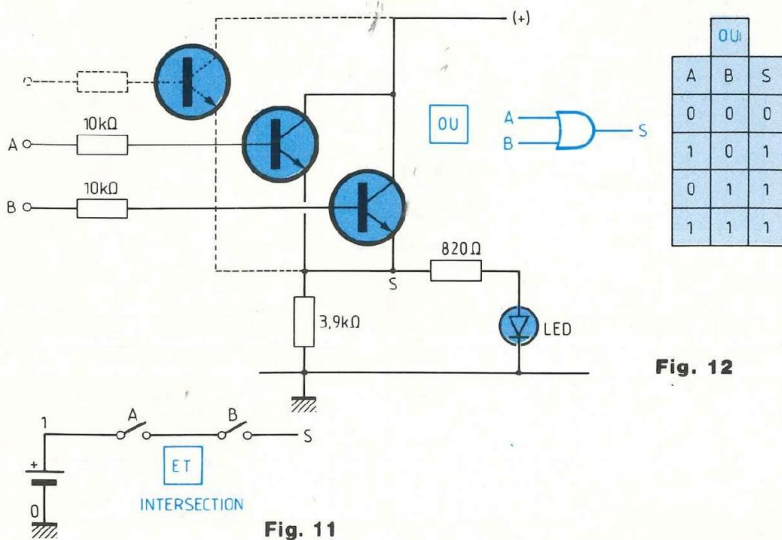


Fig. 11

Fig. 12

ET		
A	B	S
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

OU		
A	B	S
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

- A ouvert : A = 0 } S = 1
- B fermé = B = 1 } S = 1
- A fermé : A = 1 } S = 1
- B ouvert : B = 0 } S = 1
- A fermé : A = 1 } S = 1
- B fermé : B = 1 } S = 1

Nous apprécierons la commodité d'expression de la FONCTION OU sous la forme de sa table de vérité, présentée par la figure 10.

Mais nous remarquerons la parfaite concordance de cette table avec celle de la REUNION (+), que nous venions d'établir ..

Nous allons maintenant disposer nos interrupteurs A et B en série, comme le montre la figure 11.

Pour que le circuit à alimenter soit sous tension, il faut que les deux interrupteurs A et B, tous les deux, soient fermés.

Telle est la définition de la FONCTION

ET, dont nous avons établi la table de vérité à la figure 11 et dont la parfaite concordance avec celle de l'INTERSECTION (.) n'échappe à personne.

REMARQUE :

Dans la littérature en langue anglaise, vous rencontrerez ON au lieu et place de 1 (on : en service) ou encore HIGH (haut, niveau haut).

Vous rencontrerez également OFF (off : hors service) au lieu et place de 0, ou encore LOW (bas, niveau bas).

LOGIQUE TRANSISTOR

La logique électronique résout avec élégance une quantité incroyable de problèmes, en utilisant des dispositifs aux entrées desquelles sont présentés des signaux de niveau 1 ou (et) 0 et dont la sortie S prend le niveau 1 ou 0, en assumant les fonctions que nous allons voir.

Tout dispositif de ce genre a reçu le nom de PORTE, traduction du terme de langue anglaise GATE.

PORTE OU (OR GATE)

Livrons-nous à la manipulation proposée à la figure 12.

Les émetteurs des deux transistors NPN / 2N 1711 du montage sont reliés à la masse par une résistance commune ; de valeur 3,9 kΩ. A cette résistance est associée, en parallèle, une diode électroluminescente standard, disposée en série avec une résistance de valeur 820 Ω.

L'alimentation s'effectue sous la tension de 5 V (ou les 4,5 V d'une pile plate ordinaire).

A et B sont les entrées de la porte, elles peuvent être portées au niveau 1, c'est-à-dire 5 V, ou au niveau 0, le potentiel de la masse.

Les résistances de 10 kΩ limitent l'intensité des courants de base des transistors, la petite précaution toujours utile et sage !

La sortie S de la porte est ici ménagée sur les émetteurs. Si le niveau de la sortie est 1, la DEL s'allume, alors qu'elle demeure éteinte, pour un niveau de tension sortie 0.

Est-ce vu ?

Il faut qu'une entrée, c'est-à-dire A OU B, ou que les deux entrées, c'est-à-dire OU A ET B, soient toutes les deux portées au niveau 1 pour que la sortie S soit au niveau 1, nous sommes en présence d'une PORTE OU (OR GATE). La table de vérité de la porte OU est établie, à la figure 12.

Nous y avons dessiné, en pointillé, une entrée supplémentaire à la porte, élevant ainsi à 3 le nombre de ses entrées, sans altération de son fonctionnement, lequel se trouve étendu, tout simplement. Il est bien facile d'augmenter, à la convenance, le nombre des entrées d'une porte logique ...

La connaissance de l'électronique

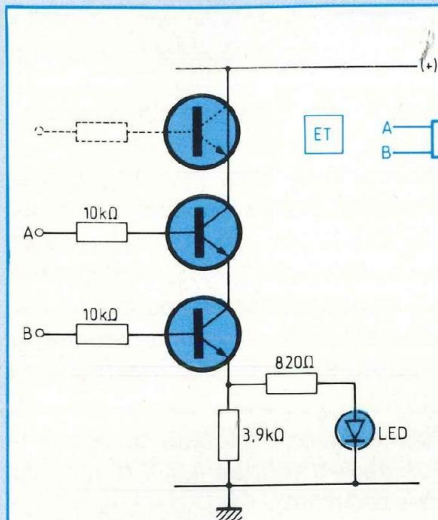


Fig. 13

ET		
A	B	S
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

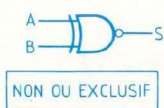


Fig. 18

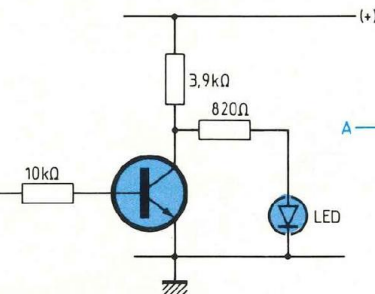


Fig. 14

INVERSION	
A	B
0	1
1	0



NON OU EXCLUSIF		
A	B	S
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	1



SUIVEUR

A	S
0	0
1	1



INVERSEUR

A	S
0	1
1	0

Fig. 19

OU EXCLUSIF		
A	B	S
0	0	0
1	0	1
0	1	0
1	1	0

PORTE ET (AND GATE)

Le montage dont le schéma nous est présenté par la figure 13 mérite bien d'être transposé sur la boîte à connexions, pour visualiser le fonctionnement de la **PORTE ET**.

Il est nécessaire que les entrées A ET B de cette porte soient, toutes les deux, portées au niveau 1, pour que sa sortie S prenne le niveau 1.

La table de vérité de la porte ET nous est présentée par la figure 13 et il va sans dire que le nombre des entrées de cette porte peut également être augmenté, si désiré ...

PORTE INVERSEUSE (INVERTER GATE)

La porte particulière que voici ne comporte qu'une entrée, elle nous rappelle l'amplificateur opérationnel en montage inverseur de tension, de gain unitaire (Led n° 88).

Son schéma fonctionnel et son symbole nous sont montrés par la figure 14, ils sont tout simples ...

La table de vérité de la porte inverseuse est donnée à la même figure 14, ainsi que le symbole de ce dispositif très connu. Nous retrouvons celui de l'ampli op, dont la sortie a été gratifiée d'un petit cercle, détail non pas insignifiant ; mais signifiant ... **NON !**

Le niveau de la sortie S est l'inverse de celui de l'entrée A, nous pouvons tout bonnement parler de niveau Sortie complémentaire du niveau Entrée et écrire : $S = \bar{A}$, S égal à A, ou à ... "A barre".

Voilà qui nous amène tout droit à des portes un peu plus compliquées que les précédentes, mais si utiles dans la pratique !

PORTE NON OU (NOR GATE)

La petite manipulation, dont le schéma du montage est présenté par la figure 15, doit vous intéresser !

Elle nous montre parfaitement que le fonctionnement de cette porte est l'inverse, point pour point, de celui de la porte OU.

Nous écrivons : $\text{NON OU} = \overline{OU}$ (figure 15).

Nous vous laissons comparer la table de vérité de la porte NON OU avec celle de la porte OU (figures 15 et 12). Vous avez, bien entendu, noté la présence du petit cercle, le symbole exprimant l'inversion de la fonction logique ! Vous remarquerez aussi que le nombre des entrées de la porte NON OU peut être augmenté, si besoin est ...

PORTE NON ET (NAND GATE)

Il s'agit de la porte ET qui subit l'inversion, comment donc l'aviez-vous deviné ?

Son schéma nous est présenté par la figure 16.

Nous vous invitons à conduire la petite manipulation proposée ...

Table de vérité et symbole (avec le petit cercle !) sont montrés par la figure 16. La comparaison de la table de vérité de la porte **NON ET** avec celle de la porte ET vaut bien un instant de réflexion ...

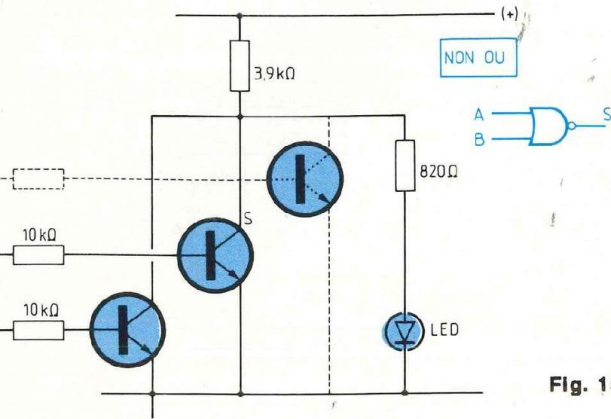


Fig. 15

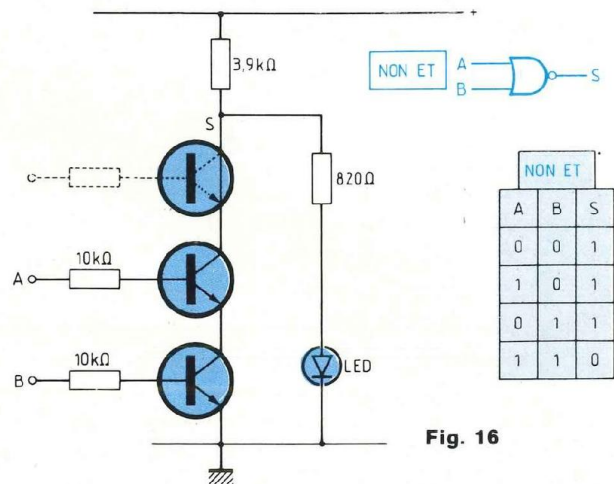


Fig. 16

Fig. 17

Evidemment, il est possible de doter la porte NON ET d'entrées supplémentaires. N'auriez-vous pas la patience d'ajouter un ou deux transistors sur la boîte à connexions ? Mais n'oubliez pas de poser les résistances ayant pour rôle de limiter l'intensité des courants des bases, le prix d'une résistance est connu pour être inférieur à celui d'un transistor, mais si, c'est vrai ! Il existe deux autres types de portes assez souvent employés dans les montages, qui sont deux portes à exclusivité.

PORTE OU EXCLUSIF (EXCLUSIVE OR GATE)

Ne soyez surtout pas rebutés par une telle expression ! Précisons qu'il s'agit d'une porte OU dont la sortie prend le niveau 1 pour une seule de ses entrées exclusivement portée au niveau 1. Nous avons reproduit le symbole de cette porte, ainsi que sa table de vérité, à la figure 17. Nous vous invitons à comparer la table de vérité de la porte

OU EXCLUSIF avec celle de la porte OU (figure 12).

PORTE NON OU EXCLUSIF (EXCLUSIVE NOR GATE)

Cette porte est tout simplement la réplique inverse de la précédente. Le niveau de sa sortie est inversé, comparativement à ce qui se passe chez la porte OU EXCLUSIF, il n'y a rien d'autre à ajouter ...

Le symbole représentatif de la porte NON OU EXCLUSIF nous est indiqué, en compagnie de la table de vérité de cette même porte, par la figure 18.

Vous y remarquerez, bien entendu, le petit cercle précisant l'inversion de niveau de la sortie, ce qui différencie son symbole d'avec celui de la porte OU EXCLUSIF. Nous vous invitons à comparer les tables de vérité de ces deux portes ...

PORTE TAMPON (BUFFER GATE)

Cette porte est un tampon, c'est-à-dire,

qu'elle est destinée à tenir le rôle d'un étage séparateur, suiveur, mais amplificateur, générateur de courant !

Si elle "passe" les signaux de sortie provenant des autres portes, tout en conservant leur niveau, elle est **PORTE SUIVEUSE**, inversant le niveau des signaux qu'elle traite, elle est **PORTE INVERSEUSE**.

Mais la porte tampon peut fournir, en sortie, un courant dont l'intensité est très supérieure à celle des courants délivrés par les portes classiques, un avantage appréciable et apprécié (figure 19).

REGLES DE CALCUL EN ALGÈBRE DE BOOLE

Habités que nous sommes à l'expression conventionnelle de symbolisation de l'addition par le signe (+), le langage booléen en logique électronique surprend, qui rebute, utilisant le signal usuel (+) pour désigner la fonction OU, au lieu de l'attribuer à la fonction ET. La table de vérité de la porte OU concorde, point pour point, avec

La connaissance de l'électronique

OU : + Réunion parallèle

$$\begin{aligned}
 A + A + A + \dots &= A \\
 A + \bar{A} &= 1 \\
 A + 1 &= 1 \\
 A + 0 &= A \\
 A + B &= B + A
 \end{aligned}$$

ET : . Intersection série

$$\begin{aligned}
 A . A &= A \\
 A . \bar{A} &= 0 \\
 A . 1 &= A \\
 A . 0 &= 0 \\
 A . B &= B . A
 \end{aligned}$$

$$\overline{\overline{A}} = A$$

$$A + B + C = A + (B + C) = B + (A + C) = C + (A + B)$$

$$A . B . C = A . (B . C) = B . (A . C) = C . (A . B)$$

$$A + (B . C) = (A + B) . (A + C)$$

$$A . (B + C) = (A . B) + (A . C)$$

THEOREME DE MORGAN :

$$A + B = \overline{\overline{A + B}} = \overline{\bar{A} . \bar{B}}$$

$$\overline{A + B} = \bar{A} . \bar{B}$$

$$A . B = \overline{\overline{A . B}} = \overline{\bar{A} + \bar{B}}$$

$$\overline{A . B} = \bar{A} + \bar{B}$$

THEOREME D'ABSORPTION :

$$A + A . B = A \quad A + \bar{A} . B = A + B \quad A . (\bar{A} + B) = A . B$$

Fig. 20 : Règles de calcul en algèbre de Boole.

le tableau Réunion (+) que nous avons établi tout à l'heure, en ayant donné à ϕ la valeur zéro et à E la valeur 1.

La table de vérité de la porte E concorde, point pour point, avec le tableau Intersection (.) que nous avons établi tout à l'heure, en ayant donné à ϕ la valeur zéro et à E la valeur 1.

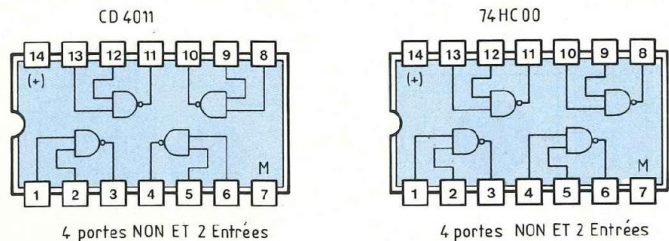
A propos du signe du point (.), mentionnons que George Boole, "by avo-

wal", l'avait choisi pour exprimer précisément l'idée du point commun à deux droites qui se coupent (en ce point), une droite ET une droite, "the straight lines intersection" (nous ne traduirons pas !).

Sur nos schémas, nous renforçons d'un point, l'intersection de deux conducteurs, pour bien marquer leur connexion, pour lever toute ambiguïté

dans la continuité électrique, n'est-ce pas vraiment curieux ?

Consacrons un peu de patience aux petites manipulations, si faciles à effectuer sur la boîte à connexions et si amusantes ! Elles visualisent parfaitement bien le fonctionnement des portes, elles nous aident à assimiler rapidement en l'esprit, les règles essentielles de calcul de l'algèbre booléenne



Circuits intégrés représentés vus de dessus

Fig. 21

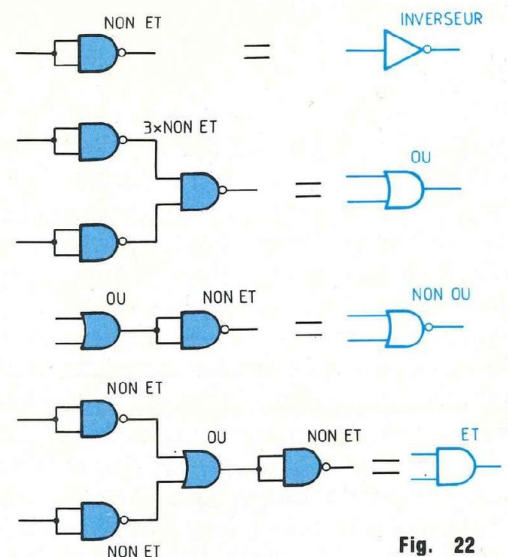


Fig. 22

ne en logique électronique, que nous avons reprises en tableau à la figure 20.

MISE EN OEUVRE DES CIRCUITS INTEGRES DE LOGIQUE

Ne manquons surtout pas, au passage, de complimenter, en les remerciant, les chercheurs qui ont conçu ces merveilleux circuits intégrés de la logique électronique ! Personnellement, nous n'utilisons que les composants des deux dernières générations, ceux de la série CD 4xxx et de la série 74 HC xx, toutes deux en technologie CMOS.

Les circuits intégrés (C.I.) de la première famille (CD) fonctionnent sous une tension d'alimentation allant de 3 à 15 volts, mais nous ne dépasserons pas raisonnablement les 12 volts, pour être à l'abri de problèmes parfois rencontrés chez eux, liés à une puissance développée trop élevée.

Les Circuits Intégrés de la seconde famille (74 HC) exigent une tension d'alimentation n'excédant pas 6 volts, qu'il faut respecter !

Voilà la raison pour laquelle nous avons étudié et construit des alimentations stabilisées autour du circuit intégré régulateur 7805 (nos entretiens des n° 72 et n° 73), ceci justifie cela ...

En seriez-vous donc surpris ?

La durée de commutation (Led n° 87) chez les CD est de l'ordre de 40 nanosecondes, sous une tension d'alimentation de 5 volts, diminuant à 20 nanosecondes sous 10 volts. Nous tablons donc usuellement sur une fréquence maximale de travail de 5 MHz, en cas d'alimentation sous une tension de 5 volts et de 10 MHz, pas au-delà, en alimentation sous 10 volts.

La vitesse de commutation est exceptionnellement élevée, chez les 74 HC, autorisant le traitement de signaux dont la fréquence atteint 50 MHz !

La résistance d'entrée des portes de ces dernières générations est de plusieurs milliers de mégohms, un vrai bonheur !

La résistance de sortie de ces mêmes portes est extrêmement faible, de l'ordre de quelques centaines d'ohms, tout au plus ...

La sortie des 74 HC standard, dont l'alimentation sera obligatoirement effectuée sous la tension de 5 à 6 volts, peut délivrer un courant (sortie) d'intensité 4 mA. Une diode électroluminescente peut donc charger directement la sortie d'un 74 HC, sans le moindre risque pour la porte, ni pour la DEL !

La sortie des CD est moins généreuse. Dans le cas de leur alimentation sous 5 volts, elle pourra être chargée par une DEL, sans précaution particulière. Mais il faudra veiller, plus particulièrement, dans le cas de leur alimentation sous tension de valeur supérieure, à ne pas surcharger leur sortie, limitant l'intensité du courant, par elle délivré, au-dessous du seuil, disons de un milliampère !

Mais dans tous les cas, la sortie d'une porte CMOS peut commander une cinquantaine d'entrées d'autres portes CMOS, sans problème !

Le niveau bas d'entrée, niveau 0, va de 1 à 2,5 volts, s'élevant avec la tension d'alimentation. Le niveau haut d'entrée, niveau 1, suit la même loi de variation, allant de 3,5 à 12,5 volts, variant un peu selon les types de C.I. Les niveaux de sortie haut et bas des portes sont très proches, d'une cinquantaine de millivolts, au-dessous du (+) et au-dessus du (-) de l'alimentation. Une sortie de porte CMOS com-

mande donc parfaitement les entrées des autres portes CMOS, en absolue sécurité.

PRECAUTIONS

Vous pouvez fort bien, dans un montage qui sera alimenté sous 5 volts, associer des CD et des 74 HC, la **COMPATIBILITE** est formellement garantie.

Mais le brochage des deux circuits, de type CD et 74 HC, aux mêmes fonctions, par exemple CD 4011 et 74 HC 00, groupant 4 portes NON ET, ont un **BROCHAGE DIFFERENT**, il n'y a donc **PAS D'INTERCHANGEABILITE** possible directe (figure 21). Il faudra passer par une interface.

L'interface est l'aménagement nécessaire permettant d'associer des montages mettant en oeuvre des circuits intégrés des deux familles et alimentés sous leurs tensions "nominales" différentes.

Le brochage de la série 74 HC est le même que celui de la série 7400, la première qui fut mise sur le marché, grosse consommatrice d'énergie électrique pour son fonctionnement. La fabrication de cette série 7400 a été abandonnée, ses performances ayant été balayées par celles recueillies, grâce à la technologie CMOS.

Il est bon de placer quelques condensateurs de découplage, de 0,1 microfarad, de place en place sur une carte de circuit imprimé, entre (+) et (-) de l'alimentation, pour "avalier" les parasites, drainant à la masse, les impulsions qui seraient autrement prises en compte par les entrées des portes.

Il est encore une disposition qu'il ne faut jamais négliger de prendre, à savoir que toutes les broches des circuits intégrés marquées n c (non

La connaissance de l'électronique

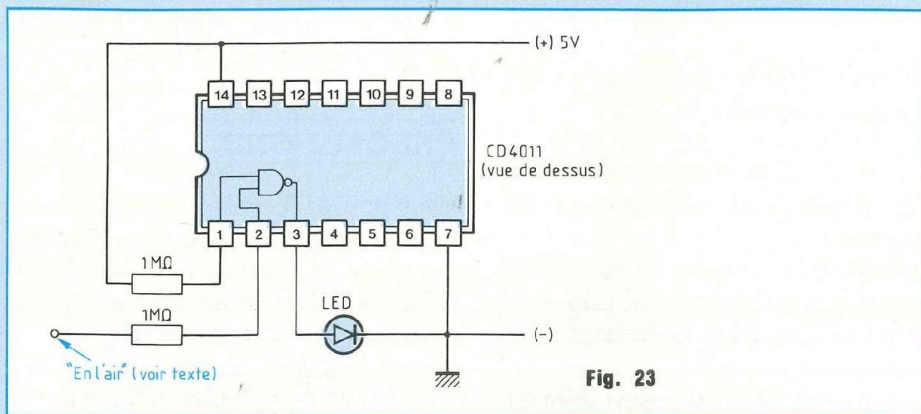


Fig. 23

connected, non reliées à quelque chose) doivent être mises à la masse. Elles serviront de blindage, plutôt que d'antenne réceptrice de parasites électromagnétiques véhiculés et rayonnés à profusion par le secteur électrique, entre-autres. La même précaution s'étend aux entrées de porte non utilisées, qui ne seront pas laissées "en l'air", mais reliées au (+) ou au (-) de l'alimentation, comme nous allons le voir dans quelques instants.

Au prix de ces modestes impératifs, nous recueillerons des circuits intégrés logiques CD et 74 HC, une incomparable satisfaction ...

ASSEMBLAGES DE PORTES

Pour vous aider à vous familiariser aisément et rapidement avec le fonctionnement des portes logiques, nous avons reproduit quelques schémas d'assemblages de portes conventionnelles à la figure 22.

Ces associations composites assument très bien les fonctions voulues, mais

elles sont constituées de portes élémentaires dont les fonctions d'origine sont différentes des fonctions qu'il est demandé d'assumer en dernier ressort.

Consacrer un peu de temps (et aussi de patience) au "démontage du mécanisme" de ces assemblages, est à coup sûr, un moyen aussi efficace que rapide, d'assimilation en l'esprit du fonctionnement des portes logiques.

MANIPULATION

Sur notre boîte à connexions, installons un circuit intégré de logique électronique, par exemple, un CD 4011. Ce circuit intégré renferme à lui seul, 4 portes NON ET à deux entrées (figure 23).

Relions à la ligne +5 volts de l'alimentation, l'une des entrées d'une porte, par une résistance intermédiaire de 1 MΩ. Connectons l'une des extrémités d'une autre résistance de 1 MΩ à la seconde entrée de la même porte, mais nous ne connectons pas l'autre extrémité de cette même résistance,

nous la laissons libre, "en l'air", pour l'instant.

Chargeons la sortie de la porte avec une diode électroluminescente standard, par résistance intermédiaire de valeur 3,3 kΩ, la cathode de la DEL étant connectée au (-) alimentation. Raccordons la borne 7 du circuit intégré au (-) et sa borne 14 au (+) de la ligne d'alimentation (5 V), puis mettons sous tension notre montage.

Le simple fait d'approcher la main (celle de votre choix, mais si, mais si, vous verrez !) du montage, ou entre l'extrémité d'un brin de câble conducteur nu, tenu à la main, fait varier l'intensité du flux lumineux émis par la diode électroluminescente.

Amusant, non ?

L'apport (par la voie aérienne ?) de quelques charges d'électricité suffit à perturber, à fausser l'état d'une porte, en influant sur la polarisation de ses entrées. La sensibilité CMOS est extraordinaire qui apparaît ici sous la forme d'instabilité de l'éclat lumineux de la diode électroluminescente. Il faut absolument avoir effectué au moins une fois cette manipulation ! Connectons maintenant l'extrémité de la résistance de 1 MΩ, restée libre au (-) de l'alimentation, les deux entrées de la porte sont alors réellement et convenablement polarisées, la DEL exprime très bien le niveau 1 de la sortie de la porte, elle est illuminée de façon stable !

Portons maintenant les entrées de la porte, l'une ou l'autre, ou l'une et l'autre, au niveau 1 ou (et) au niveau 0, en les reliant au (+) et ensuite au (-) alimentation, par résistance de 1 MΩ interposée, ou encore par court-circuit, à l'aide d'un brin de câble conducteur. Ainsi, nous pouvons établir, ou vérifier une table de vérité quelconque, l'état éclairé ou éteint de la DEL nous ren-

seigne sans le moindre doute, quant au niveau prix par la sortie, laquelle est toujours franchement au 1, ou bien au 0, mais jamais à un niveau indéfini, le niveau "?" ...

Cette manipulation convaincante nous dicte bien de ne jamais laisser libre, non raccordée, une entrée de porte. Il faut impérativement qu'une entrée soit connectée à une autre entrée, au (+) ou au (-) de l'alimentation, à une sortie, par une résistance de valeur élevée, de 1 M Ω (ou seulement 470 k Ω), mais une entrée ne sera jamais laissée "en l'air" ...

Les deux entrées d'une porte NON ET réunies ensemble, deviennent l'entrée d'une porte inverseuse, moins généreuse en courant sortie qu'une véritable porte tampon inverseuse. Deux ou trois entrées d'une porte OU à 4 entrées, peuvent être réunies, conduisant à l'obtention d'une porte OU à 2 ou 3 entrées.

Il en est de même pour une porte NON ET etc ...

RESUMONS-NOUS !

Nous venons de prendre contact avec les portes logiques.

Les manipulations visualisant à ravir le fonctionnement des portes dont elles nous facilitent la compréhension.

Elles favorisent l'acquisition des connaissances.

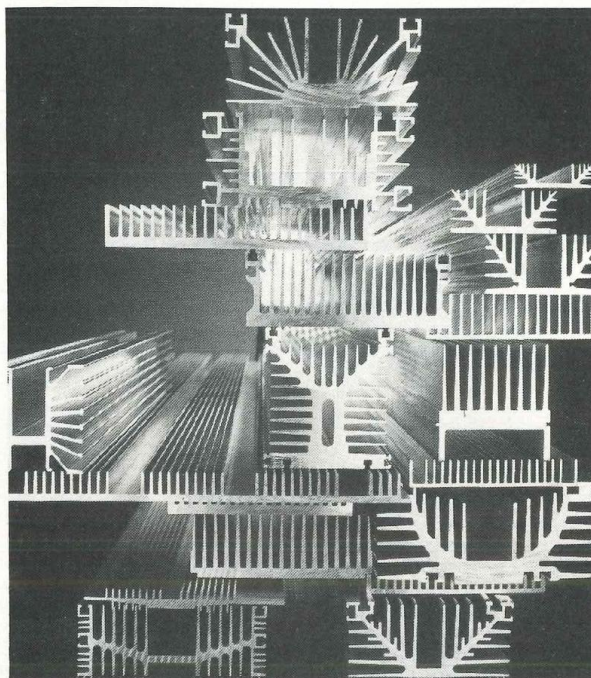
Ce petit effort une fois accompli, nous sommes en mesure d'aborder le deuxième volet de la logique électronique.

Nous allons maintenant passer à l'exploitation des circuits intégrés spécifiques, ce sera l'objet de notre prochain entretien !

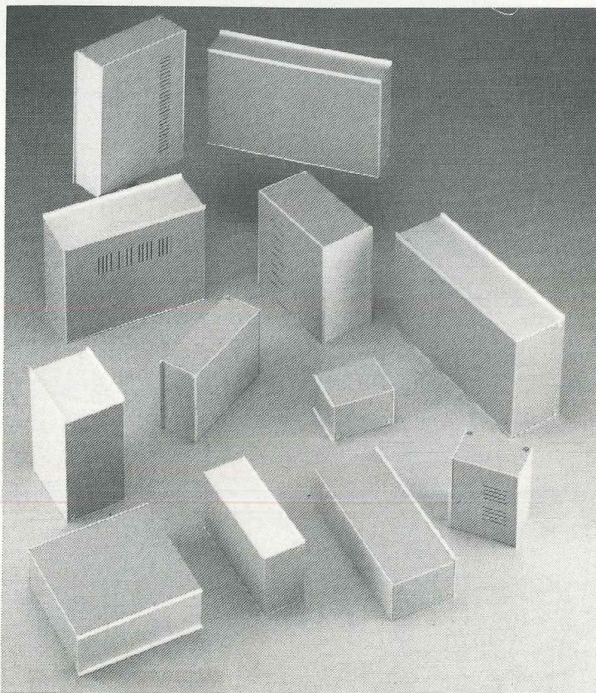
Georges Matoré

I.D.D.M. :

Importations Distributions De Mesures



C'est un choix très important de dissipateurs pour vos semi-conducteurs



de coffrets TELET des séries

LC ou 55 - 80 - 85

Documentation contre 4,60 F en timbres-poste à :

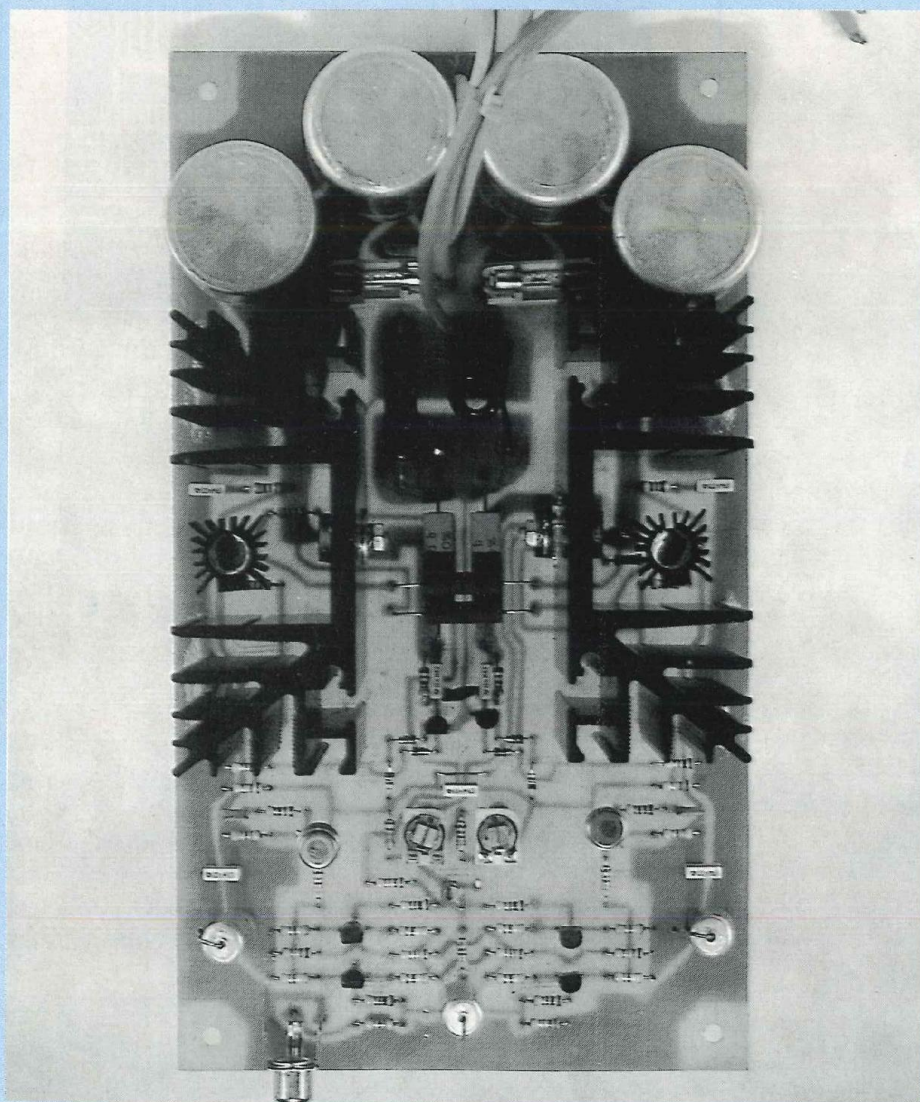
IDDM 21, RUE DE FECAMP 75012 PARIS - Tél. : 34.61.06.11 - Fax : 34.61.11.05

NOM Prénom

Adresse

Code postal Ville

AMPLIFICATEUR MOSFET (PROFESSIONNEL) 40 W / 8 Ω "FREDY"



Pour adoucir la rentrée, voici un ampli de très haute qualité musicale, conçu pour toutes les musiques et tous les âges, qui est stable, sûr, simple et économique. Il marque l'apparition de la nouvelle technologie HEXORCISTE développée par l'auteur et qui eut jadis un succès considérable.

Conçue pour atteindre le meilleur rapport qualité / prix et surclassant les HEXORCISTES, la génération FREDY utilise des techniques nouvelles et accroît considérablement le plaisir d'écoute. Un super ampli à bas prix, cela aide à reprendre le collier ...

QU'EST-CE QU'UN AMPLI ?

C'est en fait, le maillon de chaîne le moins suspect et le nôtre prouve au contraire, que changer d'ampli peut changer le son d'une installation dans 90 % des cas. Etrange ... Basiquement, un ampli est une source de tension électrique alternative, capable de délivrer un courant suffisant à une enceinte acoustique qui impose sa loi de puissance.

Déjà, on fait le ménage puisque la majorité des amplis existants est soucieuse d'éviter le test de déphasage tension d'entrée / tension de sortie qui est un critère majeur dans la stabilité. Ensuite, on examine l'aptitude en courant et un simple débit élimine les amplis qui ne fonctionnent qu'en 8 Ω à 1000 Hz et plus en 6 Ω à 20 Hz ou 20 kHz ...

Un ampli est donc un genre d'alimentation asservie, délivrant des volts et des ampères de musique. L'asservissement est bouclé par la contre-réaction et voici les problèmes dynamiques dès que les transitoires vont trop vite, avec l'intermodulation transitoire comme distorsion majeure. Sans compter, distorsions harmoniques et d'intermodulation en statique (signal fixe de générateur).

Le manque de précision noie les détails, le bruit aussi et une alimentation médiocre empêche de tirer la puissance, rétrécit l'image stéréo, etc ... Un ampli est donc un élément suspect et il faut voir ce qu'il contient. Saviez-vous

UNE STRUCTURE COMPLEMENTAIRE

Fig. 1a : IRF 9530 (ancienne puce).

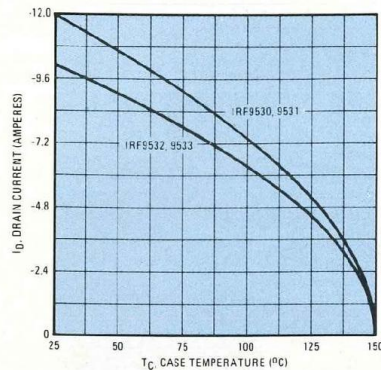


Fig. 1b : IRF 9 Z 24 (nouveau).

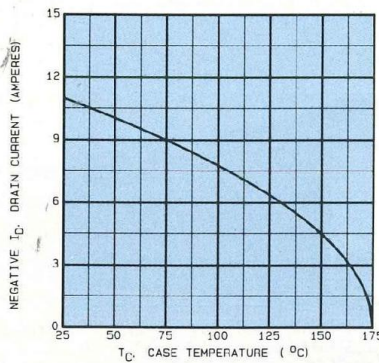


Fig. 1 : Comparatif du courant maxi selon température de boîtier en Canal P.

qu'un produit asiatique (Hi-Fi, moto, etc ...) sort d'usine au dixième de son prix de vente chez nous ? Toujours client ?

CE QUE NOUS PROPOSONS

Tout d'abord, de le faire nous-même pour faire chuter les prix et rendre la qualité accessible à tout le monde, du moins, lisant Led ! Ensuite, nous avons étudié une nouvelle technologie bénéficiant des travaux antérieurs de l'auteur en 1980/81 (TURBOS bipolaires), puis 1987/88 (HEXORCISTES en HEXFET) pour aboutir à la technologie 91/92 FREDY qui décoiffe gentiment.

En supplément de ce que propose un 40 W/8 Ω habituel, le FREDY 408 vous offre les caractéristiques particulières que voici :

- Très grande fiabilité et stabilité de fonctionnement (pas de clacs au départ, protection électronique ultra-rapide, admissibilité d'entrée importante, large tolérance de charge en sortie, paramètres invariables en fonction de la tension secteur).
- Précision et rapidité de traitement (paramètres continus très stables, faible bruit et offset, grande vitesse propre)
- Faibles distorsions en dynamique, celles qui comptent (faible gain en

boucle ouverte, large bande passante et faible impédance de sortie, compensations et contre-réactions locales plutôt que globales, faible déphasage propre, grande réserve dynamique, slew-rate élevé)

- Superbe réponse en fréquence (entrée à couplage continu pour un grave "intégral", tandis que l'aigu file très haut sans malaise auditif, surprise garantie !)

- Impression de puissance subjective incroyable pour sa catégorie de puissance (capable de presque 80 W efficaces sur 4 Ω en régime de pointe répétitif)

- Définition et "piqué" du son extrêmes et maintenus dans une large plage de puissance (ce qui soigne les micro-détails que vous découvrirez)

- Très large image stéréophonique avec une seule alimentation (faible diaphonie et transmodulation, de par la structure même de l'alimentation FREDY 400)

- Ecoute naturellement "planante" et "spatiale" après mise en température (délai réduit à 10 minutes après mise sous tension, typiquement)

- Présence de tous les sons, même à basse puissance, pas besoin de "loudness" et impression globale de facilité, de naturel et de sûreté, quel que soit le message sonore (piano, cordes,

clefs, voix solo ou choeurs, jazz, pop, hard-rock et son "live" passent enfin ...)

LES NOUVEAUX HEXFET SONT ENCORE MEILLEURS

Bravo à International Rectifier qui propose désormais des MOSFET de puissance double-diffusés spécifiés avec une température limite de jonction de 175° C au lieu de 150° C et ce, y compris dans les boîtiers plastique. Nous allons montrer tout de suite ce que ceci signifie à l'aide de la figure 1 qui compare un vieux et un jeune design de puce applicable en Hi-Fi.

La mode des courants de repos élevés (qui est justifiée en général) nous conduit avec la paresse des boomers et l'excellent grave du compact-disc, à chercher ce qui se passe à 125° C pour un boîtier TO 220. Avant, on lisait environ 5 A, aujourd'hui, on lit plus de 6 A. A 150° C par contre, le vieux MOSFET commence à mourir, tandis que le jeune passe encore 4,5 A. Sachant que par nature, un MOSFET n'est pas sujet au second claquage qui tue 80 % des bipolaires, si désormais le stress thermique admissible est amélioré, le lecteur comprendra quelle amélioration représente ce simple détail.

D'autre part, la tension de claquage d'un MOSFET s'améliorant de 10 % à chaud, les HEXFET étant sous-caractérisés par International Rectifier, nous pouvons employer des types basse tension dans un montage moyenne tension au prix d'une polarisation à notre manière, en toute sécurité. Et qui dit basse tension, veut dire fort courant.

Copié par ses concurrents, piraté par ses usines asiatiques, IR a ouvert en 1987 un centre de production en ligne continue de MOS de puissance, qui peut sortir jusqu'à 30 millions de boîtiers par mois et en HEXFET 3^e génération (175° C spécifiés en avalanche).

AMPLIFICATEUR MOSFET FREDY 408

La figure 2 est une vue de ce lieu unique au monde, d'où proviennent nos transistors de puissance "top niveau". Allez, on referme le dossier piraterie, pour plonger illico au coeur du petit nouveau, le 408 FREDY.

LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est représenté en figure 3 et pour un peu, nous hésiterions à le commenter (par précaution ?) tant il est limpide. C'est notre structure ARCHI-COMPLEMENTAIRE de 1980 qui a encore progressé. Pour comprendre sans aspirine ce schéma, nous conseillons de masquer la moitié inférieure du dessin avec une feuille de papier vierge, placée juste sous Q7, pour voir de l'entrée à la sortie HP.

On limite, dès l'entrée (au besoin) la vitesse de balayage du signal d'attaque par le filtre R1/C1. Ensuite, R2 fixe à 22 kΩ l'impédance d'entrée de notre amplificateur opérationnel discret. Sa valeur assez élevée est permise par le fait qu'elle ne dérive à la masse que la différence des courants d'entrée des amplis différentiels complémentaires. Cette fonction lui permet de ne pas créer une tension d'offset rapportée à la sortie HP trop élevée, la précision d'appariement permettant en théorie le 0 mV absolu. La paire différentielle Q1/Q2 avec des transistors fort gain, joue bien le jeu et passe le continu comme nous le souhaitons.

Les résistances R11 et R12 en série avec les émetteurs des transistors différentiels forment des contre-réactions locales qui vont encore linéariser le fonctionnement de l'étage, en limitant le gain. Dans une moindre mesure, R7 et R8, glissées dans les bases de Q1 et Q2, y contribuent également, tout en assurant une certaine protection en continu en cas de surcharge à l'entrée. Chaque transistor Q1 à Q4 travaille sous environ 1 mA de courant collec-



Fig. 2 : Bonjour pirates, l'usine n° 1 du n° 1 est à Rancho (Californie) : rapatriée !

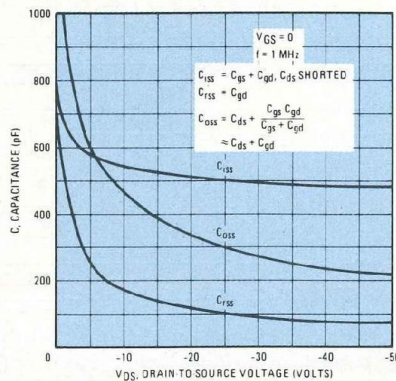


Fig. 4 : Le problème du MOSFET est principalement sa capacité d'entrée variable Ciss qui complique la commande en régime linéaire.

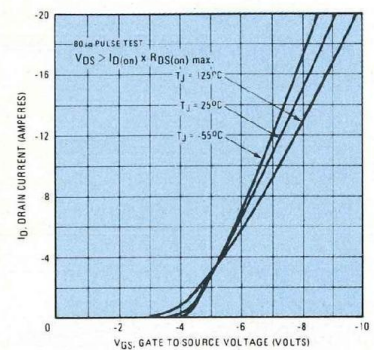


Fig. 5 : Courant de Drain selon la tension Vgs de commande d'un D²-MOS à enrichissement.

teur, valeur permettant une bonne linéarité du gain en fréquence, condition indispensable pour un comportement correct en large bande. Enfin, R15 et R16 fixent le courant collecteur de Q1 et Q2 en dérivant 2 mA vers le rail négatif d'alimentation.

A cet endroit, on rencontre souvent des circuits générateurs de courant constant, chargés de polariser en présentant au point commun de R11 et R12, une impédance élevée pour une

bonne réjection des tensions de mode commun. Ici toutefois, un bon circuit a été jugé inutile, car il accroît la complexité, tandis qu'un générateur ordinaire (à transistor bipolaire) marche moins bien qu'une véritable résistance, vu la qualité de notre alimentation. Le transistor Q5 est après Q1 le second étage d'amplification en tension et aussi le dernier de l'amplificateur 408. Egalement monté en émetteur commun, il dispose de contre-réac-

UNE STRUCTURE COMPLEMENTAIRE

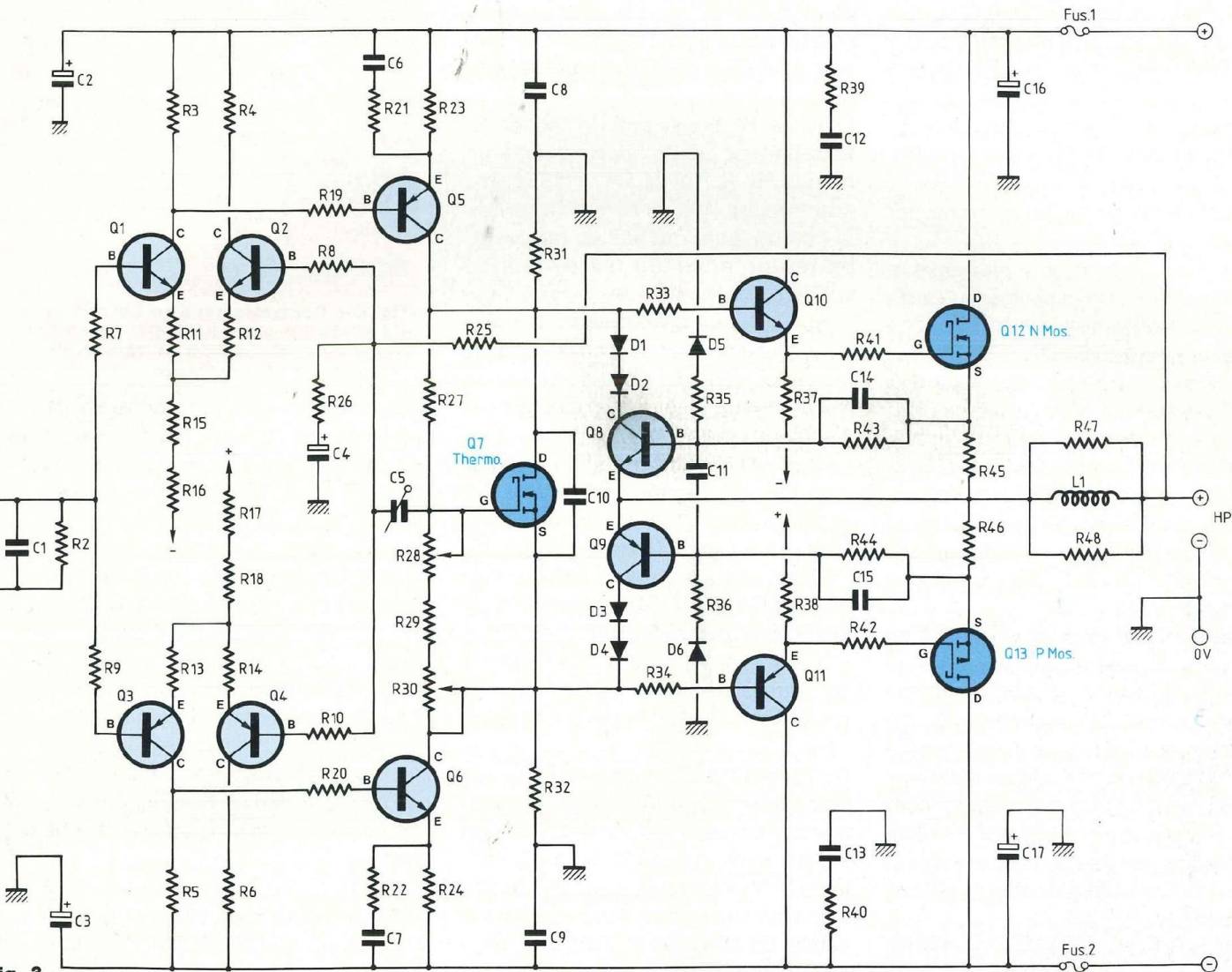


Fig. 3

tions locales (R23 et R19) et d'une légère correction de phase en très haute fréquence avec la constante de temps R21 et C6. Sa charge de collecteur est complexe, le terme réel étant fourni par R31 qui maintient un faible gain de l'étage et donc, une bonne bande.

La saturation de FREDY 408 n'est pas possible, ceci pour produire une caractéristique progressive (couramment appelée écrêtage doux) qui vise à limi-

ter la production d'harmoniques "durs" de distorsion à fort niveau d'écoute. Une définition soignée du point de fonctionnement de Q5 en est la clef. Ce transistor est d'ailleurs le plus sollicité du montage, nous avons veillé à optimiser sa linéarité de fonctionnement pour maintenir de hautes performances.

Le transistor Q10 émetteur suiveur est le premier étage "buffer" qui prélève la BF à haute impédance et réalise l'in-

terface avec le MOSFET de sortie. Sa charge d'émetteur est résistive par R37, qui aboutit au rail négatif d'alimentation ; un terme complexe de charge (essentiellement capacitif) est présenté par le MOSFET Q12 lui-même.

La figure 4 donne une image de cette difficulté particulière qu'est le pilotage d'un D²-MOS en régime linéaire, obstacle sur lequel butent de nombreux concepteurs. Il y a la capacité d'entrée

AMPLIFICATEUR MOSFET FREDY 408

Ciss, la capacité de sortie Coss, la capacité de transfert inverse Crss. On note que les trois évoluent selon la tension Drain-Source du MOSFET, c'est-à-dire qu'un signal BF module sévèrement ces 3 paramètres en permanence, les interactions devenant fort compliquées et causant des oscillations spontanées ou partielles du transistor MOS de puissance.

Nous nous bornerons à révéler que FREDY permet de minimiser à l'extrême ces problèmes, en créant des conditions de transfert dynamique, faisant "voir" aux HEXFET des capacités quasi-constantes, d'où l'absence d'oscillations qui a surpris tant de techniciens. Saluons aussi International Rectifier qui livre les MOSFET aux capacités les plus faibles du marché, ce qui en fait les MOSFET les plus rapides du moment en Hi-Fi pour un circuit d'attaque donné.

De surcroît, le montage de Q12 en source suivieuse (drain commun) lui confère une bande passante maximale, qui est la première condition de réduction de la distorsion d'intermodulation transitoire très liée au slew-rate de l'étage de puissance. Puis, vient R45 dans la source, contre-réaction locale, qui facilite le raccordement Canal N/Canal P de notre push-pull d'HEXFET.

Le MOS Q12 donne donc aux volts BF les ampères que réclame l'enceinte acoustique et reste un "buffer" comme l'est son driver Q10. Ces ampères sont convertis en centaines de millivolts aux bornes de R45 et ce signal précis, image du débit instantané, va servir à activer le transistor de protection Q8 à partir du seuil d'alarme établi.

Dès cet instant, l'espace collecteur-émetteur de Q8 devient conducteur et va "tirer" le potentiel de base de Q10 vers la ligne de sortie à travers D1 et D2, processus qui "referme" la commande de Q10 et Q12, jusqu'à annu-

lation du signal d'alarme aux bornes de R45. Ce limiteur de courant est à l'image de celui d'un régulateur de tension $\mu A 723$ à caractéristique rectangulaire.

Le signal BF trouve enfin le chemin du haut-parleur, après avoir traversé un réseau RL (L1 avec R47/R48) prévu pour réduire l'influence sur l'ampli de la composante capacitive que comporte une enceinte (extrêmement variable, maximale avec le type électrostatique). La grande stabilité naturelle de notre structure archi-complémentaire, dispense de toute cellule de Boucherot (R/C série relié à la masse) placée en sortie.

La contre-réaction prélevée au +HP retourne vers l'entrée à travers R25 et un diviseur est formé en alternatif avec R26, qui fixera le gain audio du FREDY 408. Le continu est, lui, bloqué par C4 avant la masse et l'absence de division ramène donc vers R8 et R10, l'intégralité de la composante continue de sortie, ce qui permet de la minimiser avec 100 % de contre-réaction.

Le transistor Q7 est un HEXFET capteur de température, qui est thermiquement asservi aux HEXFET de sortie. Nous l'avons monté en "multiplicateur de V_{GS} ", circuit que nous avons créé pour compenser la caractéristique subtile du V_{GS} d'un MOSFET en régime linéaire. Reportons nous à la figure 5 pour observer l'évidente action de la température sur un régime de conduction établi que l'on pourrait croire stabilisé.

La transconductance du D²-MOS est essentiellement indépendante de la température en grands signaux (on dit aussi pente, exprimée par cette courbe en ampères par volts de commande). Ce n'est pas le cas de la tension de seuil V_{GS} (TH) qui est en bas du dessin, le point de début de conduction. Celui-ci varie d'environ 5,5 mV/°C et très vite,

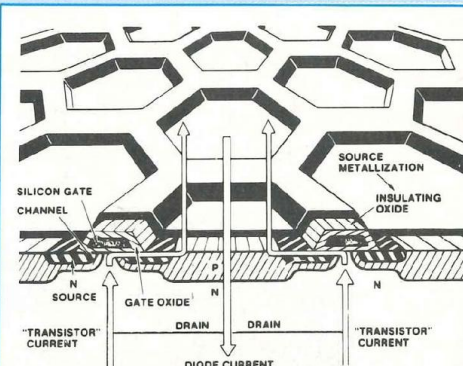


Fig. 6 : Contrairement au bipolaire, le nid d'abeille d'un HEXFET répartit la commande et égalise la température des cellules élémentaires.

va entraîner une modification de conduction de notre push-pull. On peut compter environ 25 mA/°C avec nos HEXFET, c'est énorme pour un courant de repos et il faut compenser.

Donc Q7, notre thermomètre HEXFET, va se conduire comme une résistance variable entre les collecteurs de Q5 et Q6, résistance quasi-intelligente, qui contrôle par sa tension Drain-Source, le flux de courant circulant dans Q12 et Q13 en l'absence de modulation. Son montage en "diode amplifiée" réalise la multiplication $V_{DS} = n \times V_{GS}$ qui permettra, à dérive thermique égale, une correction satisfaisante de la polarisation.

Pour prévoir les larges dispersions de cette caractéristique d'un échantillon à l'autre, on a prévu un potentiomètre de rattrapage (calibration/R30) et un autre de réglage du courant de repos (réglage/R28). Un régime moyen en classe AB suffit habituellement dans ce montage, une valeur typique de 100 mA à 300 mA conviendra pour éliminer la distorsion de raccordement dans la conduction audio successive Canal N, puis P, puis N ...

Un petit condensateur variable 1 à 12 pF (C5) permettra pour sa part, de compenser les capacités parasites de circuit imprimé et composants pour donner une bonne forme d'onde en

UNE STRUCTURE COMPLEMENTAIRE



Fig. 7 : Une puce d'HEXFET : une bonne vision s'impose pour discerner la structure cellulaire !

signaux carrés. Compensateur de phase intermédiaire, il assure aussi l'ajustement en fonction de la composante capacitive présentée par la charge (filtre des HP) pour permettre une très bonne stabilité de l'ampli. Ceci toutefois, se fait au détriment du temps de montée et de la bande passante, le minimum nécessaire à vos enceintes sera le bon choix, l'écoute de différents réglages pouvant suffire à ajuster C5.

Les semiconducteurs de FREDY sont des transistors planar bipolaires pour les 3 premiers étages et ils travaillent en classe A, ce qui donne la meilleure musicalité et la plus grande vitesse. Les HEXFET de sortie travaillent en classe AB (au Japon, on dit même AB = Classe A à basse puissance, B au-dessus) car la classe A qui s'impose en bipolaire est superflue en MOSFET. Voyons pourquoi.

La comparaison bipolaire - HEXFET vous obligera à aller ramasser une feuille de platane au pied de l'arbre, c'est la puce bipolaire. La figure 6, c'est l'HEXFET qui, rapporté à la feuille de platane, serait un tamis fin de même dimension, avec 2500 cellules environ. La Base est la queue de la feuille, elle est aussi la nervure centrale et les nervures latérales.

La Grille du MOS est le grillage de la

figure 7, la commande arrive sur les 2 puces. En bipolaire, ce n'est qu'autour de la nervure qu'une impulsion fera de l'effet, en MOS, sur tout le grillage. A froid, cela empire, le bipolaire ne sera commandé que sur la petite surface où la nervure s'étoile (juste à l'entrée). Ceci constitue des points chauds qui expliquent la mauvaise écoute dynamique de la classe B (froide) ou AB (tiède) en bipolaire : le son "transistor".

Seule une partie de puce travaille et par exemple, une puce 200 W devient une 50 W dans le médium-aigu et une 20 W sur un coup de cymbale. D'où l'obligation de porter la puce à haute température pour répartir et réduire les temps de transit des porteurs minoritaires, mais leur temps de stockage augmente dans ce cas. C'est la classe A obligatoire et limitée.

Un D²-MOS est un composant à porteurs majoritaires, sans porteurs minoritaires. Ceci est une considérable différence et de plus, la structure en grillage de multiples MOSFET en parallèle, s'oppose à la formation des points chauds localisés. Terminons en précisant que comme le J-FET, le D²-MOS est caractérisé par une faible intermodulation naturelle. Le tube, lui, est bon mais ne peut rivaliser, ni en puissance, ni dans le grave. Désolé.

LA REALISATION PRATIQUE

Nous avons énormément travaillé pour donner du sens au mot "pratique". Ainsi, découvre-t-on sur la figure 8, une carte qui rassemble la totalité des éléments pour un canal avec le minimum de câblage. On ne saurait faire plus simple à dire vrai, ceci pour permettre aux audiophiles de tous niveaux techniques, de gagner du temps ainsi que faciliter la compréhension du concept. Voyez l'implantation de la figure 9.

Dans ces conditions, beaucoup de

conseils sont superflus, quant à l'aspect habituel de montage d'une carte. Nous ne parlerons que des côtés spécifiques à celle-ci qui sont le passage obligé vers le succès à la mise en route. Commencez par poser le strap unique pour ne pas l'oublier. Dès maintenant, **de belles soudures sont obligatoires** (brillantes, pas ternes).

Montez d'abord les diodes D1 à D6, sans erreur de sens. Laissez refroidir leurs soudures, puis testez-les à l'ohmmètre pour vérifier que, si elles conduisent bien dans un sens, elles ne conduisent **absolument pas** dans l'autre sens (on doit lire des Mégohms). Toute indication contraire trahit une fuite qui **oblige** au remplacement de la diode immédiatement.

L'oubli de ce test (qui n'est possible qu'en début de câblage) tuera la paire de MOSFET à la première fausse manoeuvre plus tard. Ensuite seulement, vous pouvez monter les résistances vertes (SFR 25 Philips) en totalité, puis les deux potentiomètres, les Milfeuil jaunes, etc ... en progressant par ordre d'épaisseur croissante des composants, passif d'abord et actif pour finir.

S'il est possible de plaquer les 0,27 Ω sur l'époxy, on doit par contre, surélever les 2,7 k Ω (R37 et R38) d'au moins 2 mm au-dessus (elles sont à cheval) pour les laisser respirer. Au stade des transistors **métalliques** 2N 3440/2N 5416, il importe de ne surtout pas les plaquer contre l'époxy, mais au contraire, de les laisser **éloignés** de toute la longueur de leurs connexions pour qu'ils soient découplés thermiquement des pistes imprimées et **tous les quatre**.

Au sujet des drivers Q10 et Q11, les radiateurs fournis n'entrent pas et c'est exprès. Vous devrez forcément enduire l'intérieur du cylindre (et non le transistor) de graisse silicone et même écarter au tournevis la fente du radia-

AMPLIFICATEUR MOSFET FREDY 408

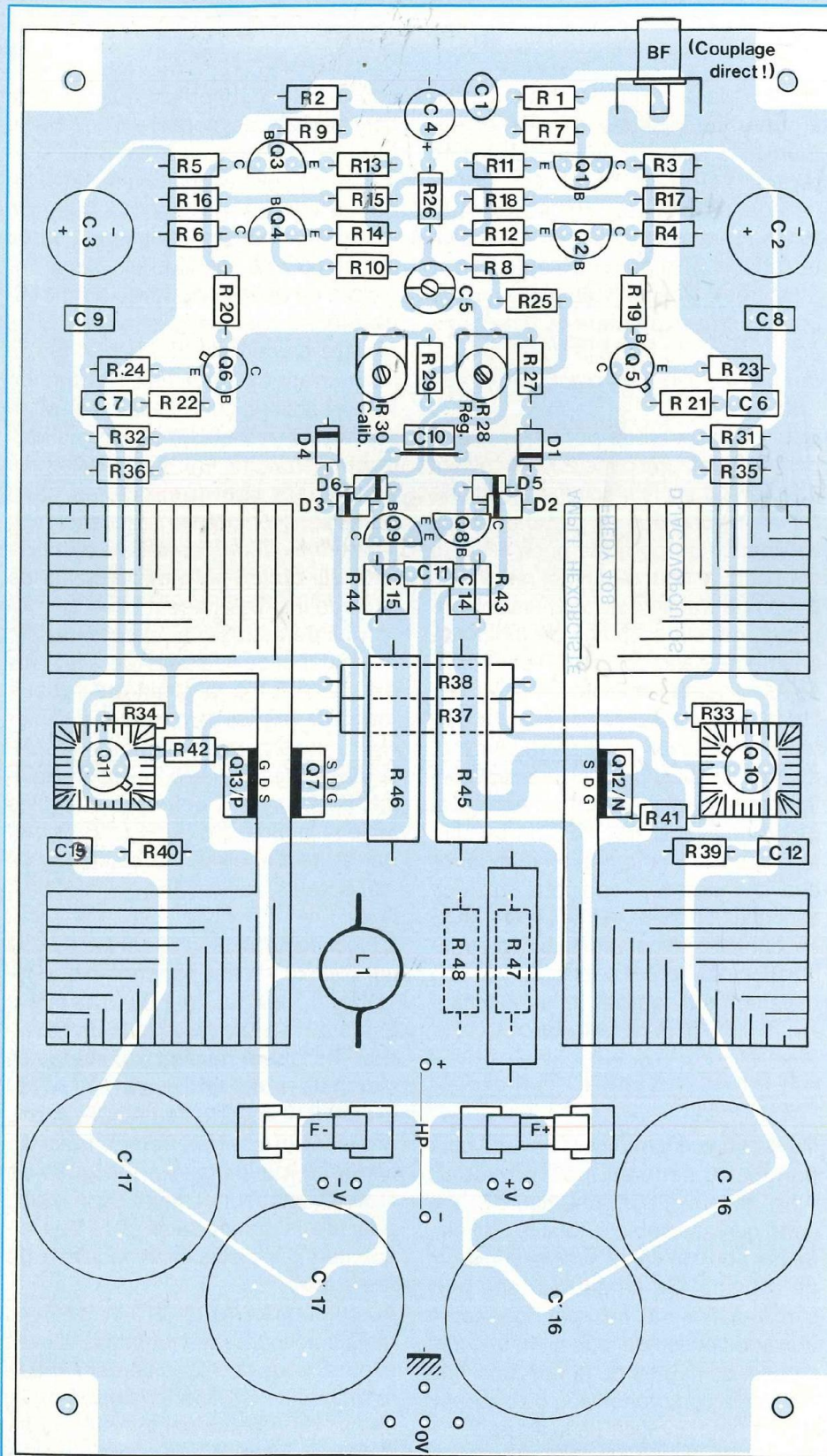


Fig. 9

NOMENCLATURE

• Résistances à couche 5 % – 0,25 W (SFR 25 Philips) sauf mention contraire

- R1 – 470 Ω
- R2 – 22 kΩ
- R3 – R4 – R5 – R6 – 3,9 kΩ
- R7 – R8 – R9 – R10 – 1 kΩ
- R11 – R12 – R13 – R14 – 390 Ω
- R15 – R18 – 1,5 kΩ
- R16 – R17 – 18 kΩ
- R19 – R20 – 1,8 kΩ
- R21 – R22 – 120 Ω
- R23 – R24 – 470 Ω
- R25 – 22 kΩ
- R26 – 820 Ω
- R27 – 15 kΩ
- R28 – 4,7 kΩ (réglage) Ajustable horizontal
- R29 – 1,8 kΩ
- R30 – 10 kΩ (calibration) Ajustable horizontal
- R31 – R32 – 12 kΩ
- R33 – R34 – 150 Ω
- R35 – R36 – 1 kΩ
- R37 – R38 – 2,7 kΩ - 2 W faible inductance série
- R39 – R40 – 15 Ω
- R41 – 120 Ω
- R42 – 150 Ω
- R43 – R44 – 120 Ω
- R45 – R46 – 0,27 Ω/5 ou 7 W (RB 57)
- R47 – R48 – (voir texte) pour 0,6 à 0,68 Ω/7 W
- * soit 2 x 1,2 Ω/3 W (RB 59)
- * soit 1 Ω/3 W et 1,5 Ω/3 W (RB 59)
- * soit 0,6 à 0,68 Ω/7 W (RB 57)

• Condensateurs

- C1 – surprise céramique
- C2 – C3 – 47 μF/40 ou 63 V radial
- C4 – 220 μF/6,3 V
- C5 – trimmer 1 à 12 pF (miniature)
- C6 – C7 – 150 pF céramique
- C8 – C9 – C12 – C13 – 0,1 μF/63 V LCC Milfeuil
- C10 – 68 nF/63 V LCC Milfeuil

UNE STRUCTURE COMPLEMENTAIRE

Fig. 8

LES COMPOSANTS

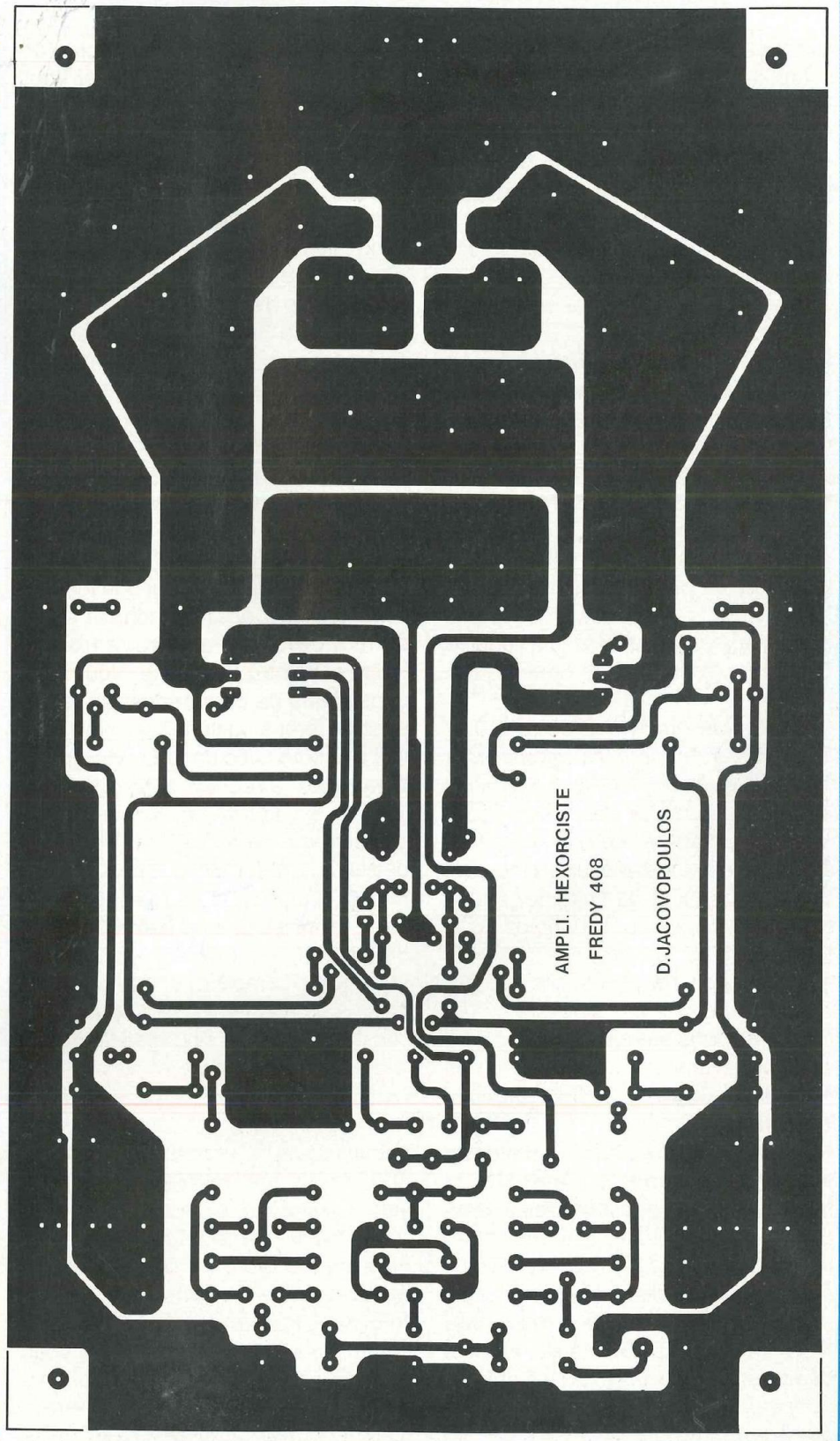
C11 – 47 nF/63 V LCC Milfeuil
C14 – C15 – 10 nF/63 V LCC Milfeuil
C16 – C17 – 4700 μ F/40 V (CI-FRS
SIC – SAFCO/MCB)
C'16 – C'17 – idem (facultatif)

• Semiconducteurs à jonctions et HEXFET (par ordre de préférence)

Q1 – Q2 – Q8 – BC 550 C
Q3 – Q4 – Q9 – BC 560 C
Q5 – Q11 – 2N 5416 ou 2N 4033 ou
2N 4036
Q6 – Q10 – 2N 3440 ou 2N 3019 ou
2N 2102
Q7 – IRF Z 15 ou Z 14 – Z 12 ou Z 10
(INTERNATIONAL RECTIFIER)
Q12 – IRF Z 24 (INTERNATIONAL
RECTIFIER)
Q13 – IRF 9 Z 24 (INTERNATIONAL
RECTIFIER)
D1 à D6 – 1N 4148 (type CECC pro)

• Divers

– L1 – 2 x 15 spires superposées fil
émaillé 12/10^e (axe \varnothing 6 mm) ou
13,5/10^e (axe \varnothing 8 mm)
– Fuse 1 et 2 – 3,15 A rapides sur
porte-fusibles CI (ou 2,5 A)
– 2 radiateurs ML 61 ISKRA pour Q10
et Q11 (avec graisse silicone)
– 2 radiateurs ML 41 – 75 ISKRA pour
les HEXFET (avec graisse/vis tête
large \varnothing 3 ou 3,5 mm)
– 1 kit d'isolement TO 220 pour le
thermomètre Q7 exclusivement (avec
graisse)
– Connecteurs BF RCA/CINCH
MONACOR pour C.I.
– Câblage diamètre minimum 1 mm
(doubler) maximum 2 mm)
– Carte époxy type 35 microns (cuivre)
au minimum (16 microns mauvais)
– Connecteurs dorés MONACOR
CINCH et HP (avec canons isolants !)
– Câble Hi-Fi spécial conseillé



AMPLIFICATEUR MOSFET FREDY 408

teur, pour enfoncer le semiconducteur. Attention, ceci fait, on ne lit plus rien et la confusion NPN/PNP (Aïe !) est classique. Marquez en indélébile, un N sur le 3440 et un P sur le 5416 (au sommet plat du boîtier) avant l'insertion en radiateur !

Les 3 MOSFET et leurs dissipateurs, c'est pour l'instant trop tôt, voyons la self L1 qui est à réaliser soi-même. Trouvez dans une caisse à outils, un tournevis long dont le diamètre est de 6 mm, c'est l'axe idéal qui tient bien en main. Bobinez soigneusement 15 spires jointives, en maintenant le fil tendu, puis revenez avec 15 autres spires vers le point de départ, en formant la seconde couche du bobinage. Grattez et **étamez soigneusement les extrémités** avant de les plier pour insertion définitive. La self n'a pas besoin d'être plaquée sur la carte, soudez la à l'endroit où la connexion sera de bonne qualité ...

Pour les cartouches 4700 $\mu\text{F}/40\text{ V}$, nous conseillons également d'étamer les broches à part, car leur oxydation légère (et normale) s'oppose à l'opération de soudure, ce qui, sur carte, devient énervant et produit un mauvais contact garanti. A ce sujet, le fer doit avoir une puissance d'au moins 50 W (sinon en 30 W, employez 2 fers ensemble) pour toute la zone de soudures de puissance. Du coup, faites les connexions par câbles (un seul s'il est gros, 2 jumeaux si le fil est fin) en réalisant de belles soudures larges et brillantes.

Nous conseillons toujours d'étamer au fer, toute zone de conducteurs imprimés ayant des ampères à véhiculer ; ne pas hésiter ! Au minimum, la partie reliant 0 V au -HP. Mais aussi les pistes allant de fusible à cartouche, **de cartouche à drain** des HEXFET Q12 et Q13. Ensuite, **étamez des sources aux 0,27 Ω** (R45 et R46) c'est très important et continuez de leur point commun à L1 (et R47/48), la

boucle de puissance doit sembler formée, homogène et ... puissante. Vous jouez là votre facteur d'amortissement. Faites une pause pour juger d'un œil critique tout votre travail avant de passer à la phase terminale des MOSFET que voici. Surtout, **prenez votre temps** et ne cherchez jamais à en finir au plus vite, le vrai piège est toujours celui-là ; croyez nous d'expérience ! Au point où vous êtes, la carte se manipule encore aisément : les erreurs se voient après coup et c'est le moment de remarquer les inversions de transistors, les chimiques mal orientés (C2 et C3) et les soudures sèches à refaire ...

Les radiateurs vierges doivent être percés d'un seul et unique trou de 3 ou 3,5 mm. Il est situé sur l'axe central à 20 mm du bord choisi pour une meilleure efficacité. Collez un adhésif sur la zone à percer, marquez le trou au feutre et pointez le ensuite. Nous vous conseillons de commencer en 2 mm avec un foret tungstène (pas noir) pour finir à la cote avec un foret HSS (noir).

Ebavurez avec un foret HSS de 10 mm, **en évitant de creuser une cuvette** qui serait néfaste. Du côté positif, l'HEXFET IRF Z 24 (Q12) sera monté seul, non isolé (c'est capital), après avoir placé une pellicule mince de graisse silicone sur sa semelle métallique (complète) et une autre sur la zone de radiateur où il s'applique (y compris autour du trou réalisé ci-dessus).

Du côté négatif en revanche, l'IRF 9Z 24 (Q3) qui fait l'objet des mêmes soins que son complémentaire Q12, utilise une vis plus longue servant à fixer aussi le capteur de température HEXFET (Q7). **Ce dernier doit être monté isolé et lui seulement, après avoir été réalisé** de 3,5 mm (d'origine) à 4 mm (pour glisser le canon isolant de 3,7 mm). Nous vous proposons de consulter la figure 10 pour clarifier les choses, aucune erreur n'étant permise.

Rappelons qu'un bon montage isolé se réalise en graissant **radiateur et transistor**, bien sûr, mais aussi les **2 faces du mica**, tenu délicatement avec une paire de pinces précelles à bec fin. La graisse joue un double rôle, contrairement à ce qu'on imagine : améliorer la conduction de chaleur du transistor vers le dissipateur, mais aussi et surtout, **éliminer** l'air et les bulles d'air qui existent toujours et sont des éléments d'isolement thermique dangereux dans ce montage en TO 220.

L'auteur indique aux puristes, que la meilleure graisse silicone ne doit pas être pure (transparente) mais chargée d'oxydes métalliques (blanche), ce qui est dur à trouver, mais fonctionne mieux. La méthode "maison" consiste à mélanger une transparente (KF par exemple) et une blanche (ELBOME) pour stabiliser les composantes de la blanche qui n'est jamais cohérente.

La blanche employée seule vieillit mal et se dessèche, l'huile associée étant bue par le radiateur : les MOSFET, même les HEXFET III (175°C) n'aiment pas du tout. D'où le mélange de l'auteur qu'une bonne blanche remplacera évidemment : elle ne doit pas se séparer en huile incolore d'un côté et "dentifrice" sec, de l'autre.

De retour au montage, **ne serrez pas vraiment vos vis avant d'avoir disposé les radiateurs** équipés sur le circuit imprimé et ce, correctement bien sûr. Serrez alors assez fort, mais pas à fond, ce, pour éviter toute déformation du transistor ou écrasement du canon isolant plastique. Vous pouvez maintenant **fixer avec une colle néoprène**, les ailettes des radiateurs sur l'époxy.

Le lendemain, vous pouvez souder les trois HEXFET (avec grand soin) dans l'ordre source, puis drain, puis gate, en insistant si un résidu de graisse gêne l'opération. C'est fini et votre ampli va pouvoir parler, dès que le pinceau et

UNE STRUCTURE COMPLEMENTAIRE

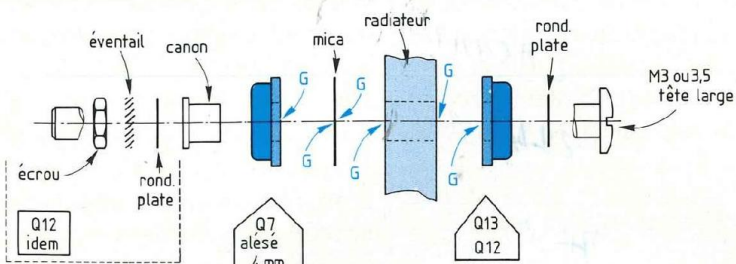


Fig. 10 : Montage des HEXFET.

G = pellicule de graisse silicone

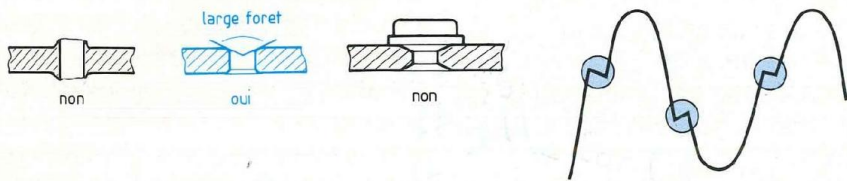


Fig. 11 : Forme d'onde en test 2 x 12 V. En 2 x 40 V, R 28 permet la correction des défauts.

Fig. 12 : Fusible V+ ou panne section positive. Diagnostic inverse.

le trichloréthylène auront ôté le flux brûlé des soudures. Il est conseillé alors de vernir avec le JELT "V1" le côté cuivre, car certaines pistes critiques sont à haute impédance.

LES ESSAIS SANS RISQUE

La technologie FREDY est celle d'un amplificateur opérationnel, il marche donc (mal, mais peu importe) quand il est sous-alimenté. Profitez-en pour vérifier le sans faute qui s'impose. Pour ce faire, une mini-alimentation 2 x 12 V (de 2 x 5 V à 2 x 18 V en réalité) vous suffit, son débit ne devant pas dépasser 1 A par polarité (mais 100 mA suffisent).

Testez simplement sur table, votre carte, sans rien relier en sortie, excepté un appareil de mesure (contrôleur, DVM ou oscilloscope) qui doit montrer en continu, un 0 V presque exact

(± 50 mV maximum) ; en alternatif, on ne voit bouger l'aiguille que si on sollicite l'entrée (point chaud seul) avec une pointe métallique tenue en main (50 Hz).

L'amateur équipé d'un générateur BF peut contrôler au scope qu'un sinus de faible amplitude ressort bien comme indiqué en figure 11, c'est-à-dire, avec une forte distorsion de raccordement (normale) mais avec des sommets positifs et négatifs corrects. Si l'une des polarités n'est pas bonne, il est simple de trouver où le signal cesse de passer.

On peut même ôter un fusible sur les deux pour vérifier que l'autre côté tourne encore, c'est bien amusant. **Dès que vous constatez que votre ampli a bien 0 V en sortie et répond bien en alternatif, il marche** et nous vous félicitons. Son alimentation spéciale lui tend les bras, on termine dans la joie.

Sinon, ne la reliez pas, surtout en cas de gros débit mesuré dans les portefusibles en 2 x 12 V, mais dépannez d'abord.

MISE EN ROUTE POUR DEBUTANT NON EQUIPE

Il y a bien sûr un suspense qui est typique de l'électronique de puissance, tous les spécialistes l'ont connu à votre âge et d'ailleurs, il continue, c'est ce qui est drôle en audio.

On suppose ce qui suit :

– Votre alimentation 2 x 40 V est terminée et fonctionne correctement.

– Votre carte ampli satisfait aux tests ci-dessus.

– Vous possédez un simple tournevis et vos dix doigts, rien n'est branché en sortie HP.

Avant de mettre sous tension, positionnez l'ajustable 4,7 kΩ (R28/REGLAGE) au minimum, soit curseur à fond du côté de Q5, puis R30/CALIBRATION (10 kΩ) à mi-course. Mettez alors sous tension et patientez avant de tâter la température des gros radiateurs qui doivent monter à 60° environ, guère plus pour être bien réglés, ce qui s'opère prudemment avec R28, après chaque retouche, attendre quelques minutes et ne monter que peu à peu.

Attention : L'ajustable 10 kΩ (R30) est très actif et peut conduire à un débit énorme selon la sensibilité exacte de l'échantillon Q7 (thermomètre), nous conseillons la plus grande circonspection dans son emploi, la sécurité étant vers la gauche aussi (côté CINCH d'entrée) le danger, de l'autre côté. TYPIQUEMENT, LE FREDY 408 EST BON AVEC LES DEUX AJUSTABLES A MI-COURSE (ceci ne dépendant que de Q7 lui-même).

L'auteur qui règle à mi-course et vérifie à la main les radiateurs, vous indique les **détails typiques de bonne santé** d'un canal FREDY 408 :

AMPLIFICATEUR MOSFET FREDY 408

- Les transistors plastique Q1 à Q4 sont à peine tièdes
- Les amplis 2^e étage Q5 et Q6 sont tièdes ou chauds, selon les marques de fabrique.
- Les drivers Q10 et Q11 ont des radiateurs chauds à brûlants (même remarque), ce qui est normal et fiable avec les semiconducteurs proposés.
- Les radiateurs des IRF ne doivent pas être tièdes, mais chauds, on doit pouvoir poser le doigt dessus sans se brûler (à 25°C ambiante et après 30' de mise en température).

VOUS ETES UN PEU EQUIPE

Dans ce cas, vous pouvez tester dans les porte-fusibles, qu'il passe 20 mA continu environ, ce qui est dit ci-dessus restant évidemment valable. Le réglage précis des ajustables nécessite générateur BF et oscilloscope, la sortie devant être chargée par une résistance 6,8 ou 8,2 Ω de 50 W (peu inductive théoriquement).

On devra vérifier et régler R28 (retouchée par R30 pour être à mi-course en fin d'opération) pour qu'un sinus de 20 à 40 kHz soit débarrassé de ses défauts de raccordement. **Contrairement à un amplificateur bipolaire, un FREDY se teste en ultrasons pour garantir qu'en audio, tout ira bien**, les défauts apparaissant de plus en plus quand la fréquence augmente (en bipolaire aussi, mais bien plus bas) et aussi la puissance (en bipolaire, une certaine constance est fréquente).

Ainsi, votre ampli à 10 kHz et signaux faibles (6 à 10 V crête à crête) ne sera pas bien réglé, nous conseillons de **chercher à faire un 20 kHz correct avant début d'écrêtage**, soit 50 V crête à crête, allez à fond, puis réduisez un peu et réglez. Si vous voulez une marge de fréquence accrue, réglez vers 25, 30 kHz (maximum 40 kHz)

toujours près de la limite, puis coupez la BF et attendez un peu pour tâter les radiateurs. Au hasard des IRF, ce peut être tiède, chaud ou brûlant. Brûlant, cet été, c'était excessif, en hiver, c'est pratique.

VOUS ETES UNE BETE EN AUDIO

Là bien sûr, on ne vous demande pas si vous avez du matériel, c'est sûr. On va jouer sur les petits détails que vous aimez. Comme cet amplificateur est super bridé, ce sera enfantin. Au départ pourtant :

- Vos cordons blindés doivent être connus, la capacité propre venant à l'entrée, compte autant que l'amortissement du câble par une résistance image de celle de source (nous y reviendrons.

- Vos sondes d'oscilloscope doivent être elles-mêmes compensées pour montrer un carré correct, s'il l'est, ce, dans l'absolu.

- L'impédance de l'enceinte non en module, mais en terme réactif, vous permettra d'ajuster le trimmer C5 pour un amortissement correct (mais pas excessif !) de l'overdoot en signaux carrés vers 10 kHz, venu du terme capacitif. Il faut la connaître donc et nous vous souhaitons bon courage ...

A l'arrivée, on constate :

- Que le trimmer C5 jouant sur la phase (en plus de la bande et donc le temps de montée) sera bien situé à mi-course, lui aussi (sauf pour électrostatiques et chercheurs ...).

- Que la capacité d'entrée C1 entre en piste, de telle sorte, que C5 réglé, elle vienne ralentir un peu l'ampli, soit une altération perceptible **après 16 kHz**, mais pas énorme si possible (on n'est pas en bipolaire et cette génération avancée permet un ralentissement simple, pas un étouffement dès l'entrée). Une valeur typique pour C1

n'existe pas, c'est le préampli et son câble qui décident (dans la gamme 47 à 150 pF à priori).

POUR TOUT LE MONDE

L'entrée directe suppose que la source est purement alternative, en d'autres termes, qu'elle comporte une capacité série en sortie. Sinon, les disjoncteurs fonctionnent, car l'ampli part en butée. Une tension de ± 10 V à l'entrée est une limite pratique à ne pas franchir par respect pour les différentiels d'entrée.

Par respect pour les HEXFET, on s'abstiendra de former un court-circuit **permanent** de la sortie, la température de puce devenant invivable. C'est une protection totale contre les fausses manœuvres accidentelles certes, ou volontaires même (ne vous privez pas de cette émotion rare, à fond, surtout avec un bon tournevis !) **mais limitées à quelques secondes ...**

Des centaines d'amplis HEXORCISTE, première génération, sont en service et sachez que **seules les sondes baladeuses et outils tremblants ont vaincu les HEXFET**, car **AUCUN PUSH-PULL N'A JAMAIS LACHE EN SERVICE**. Nous pensons donc que dans des conditions de charge normales (8 Ω signifie 6,4 Ω normalisé minimum) et bien réglé, **FREDY DOIT ETRE INDESTRUCTIBLE**. Mais cela, le croirez-vous ? Nous, si ...

Il importe de souligner que **cet amplificateur est conçu pour l'alimentation stabilisée spéciale FREDY 400 qui est décrite par ailleurs**. L'ensemble seul devient cohérent et sa performance élevée en fait un amplificateur professionnel de qualité "broadcast" dans ces strictes conditions. En stéréo, on peut, selon ses moyens et ses convictions, associer une seule alimentation à deux cartes amplificatrices, ou bien monter une alimentation par

UNE STRUCTURE COMPLEMENTAIRE

canal et former deux blocs monophoniques ou un coffret "dual mono" véritable.

La charge à relier sera, soit une enceinte acoustique traditionnelle, soit un haut-parleur direct en multi-amplification. La compatibilité avec un filtre actif est évidente et tout ceci sans modification aucune. L'emploi d'une charge 4 Ω est possible, à condition de réduire un peu le volume, la limite étant donnée par les HEXFET choisis et leur échauffement, ainsi que par l'alimentation FREDY 400. Ceci dit, les disjoncteurs veillent en permanence.

Leur protection par limitation de courant entraîne une dégradation sonore en cas de surcharge, ce qui permet de raccorder un peu ce que l'on veut, sans connaissance précise de l'impédance. On pourra la deviner en observant quelle position du volume commence à créer des distorsions. Conçu pour

6,4 Ω (8 Ω normalisés), cet ampli est prévu en fait, pour 5 Ω en module minimal d'impédance. Au-dessus en revanche, il n'y a aucune limite, on peut d'ailleurs débrancher l'enceinte librement en fonctionnement. Bref, vous êtes libre ...

Concernant les **cordons HP**, il est clair que le grave aimerait des barres de cuivre ou d'aluminium, que le médium accepte un scindex éclairage (NF/6 A) et que l'aigu réclamerait volontiers un multibrins avec 10 000 conducteurs de la taille d'un cheveu humain. En fait, un bon câble est disponible chez Génération VPC, qui est un gros multibrins repéré. Ceci dit, le son vous surprendra, quel que soit votre cordon, même ridicule.

Attention par contre à relier en stéréo 2 amplis identiques à 2 enceintes identiques avec **2 cordons identiques**, ce qui implique une longueur égale. Si par

exemple, vous posez l'ampli sur une enceinte et que l'autre nécessite 10 mètres de câble HP, il faudra relier la première aussi par un cordon de 10 mètres, hélas. D'où l'intérêt d'un câble de qualité, qui minimise les pertes et préserve le facteur d'amortissement élevé de l'ampli ...

Du côté de l'entrée, on demande à la source BF un signal débarrassé du continu et de **1000 mV efficaces au maximum pour atteindre le seuil de début d'écrêtage**. Avec une impédance d'entrée de 22 k Ω environ, nous pensons convenir à tout préampli, sans risque de le conduire lui-même à l'écrêtage. Toute impédance inférieure à 22 k Ω est compatible, au-dessus par contre, c'est impossible. Un simple TL 71, LF 356 ou μ A 741 peut piloter FREDY.

Amusez-vous bien ...

Dominique Jacovopoulos

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

ABONNEZ-VOUS A

LED

Je désire m'abonner à **LED** (10 n^{os} 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



indispensable !

- 296 pages
- 246 schémas

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 mémento.

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 PRENOM

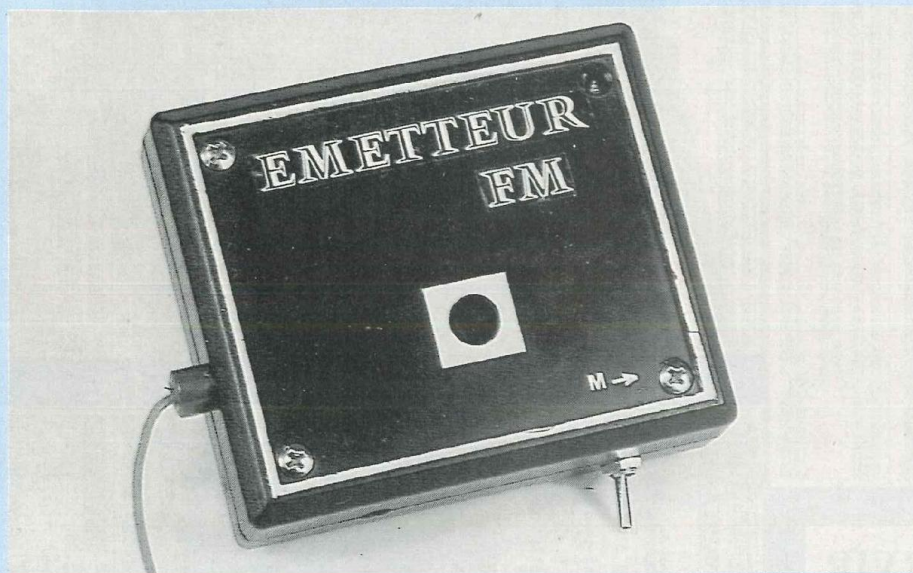
ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

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

MICRO – EMETTEUR

A MODULATION DE FREQUENCE



Les micro-émetteurs travaillant dans la gamme commerciale FM, fort prisés de tous ceux qu'atteint le virus de l'espionniste, peuvent aussi trouver des applications plus avouables et plus raisonnables : la surveillance d'une chambre de bébé en constitue un excellent exemple. Petit et discret, l'appareil que nous proposons s'alimente, soit sur une pile 6F22 de 9 volts (alcaline de préférence), soit sur une batterie cadmium-nickel équivalente...

Avec un récepteur portatif à transistors et sans antenne à l'émission, la portée se limite à quelques mètres (d'une pièce à l'autre, par exemple). On peut l'augmenter jusqu'à plusieurs dizaines de mètres en utilisant, comme antenne, un simple fil de 70 cm de longueur.

LES CONDITIONS D'UTILISATION

Théoriquement, la législation réprime l'émission dans la gamme des 88 à

108 MHz. En pratique, les autorités font preuve d'une large tolérance, sous certaines conditions que dictent d'ailleurs le bon sens et le respect d'autrui.

La puissance émise et la portée par voie de conséquence, doivent demeurer très réduites. On pourrait facilement augmenter celles de notre appareil, en modifiant la tension d'alimentation ou la polarisation de l'étage oscillateur. Nous déconseillons évidemment de tels bricolages, dont l'auteur ne se tiendrait pas pour responsable.

Le choix de la fréquence centrale a

aussi son importance. Bien que la bande FM se trouve maintenant fort encombrée, on dispose de quelques plages relativement tranquilles. C'est le cas pour la région parisienne, entre 106 et 108 MHz. D'autres régions nécessiteront peut-être un choix différent : nous y reviendrons en traitant de la procédure de réglage.

MODULATION DE FREQUENCE ET DIODES VARICAP

En haute fréquence, les oscillateurs mettent en jeu des circuits accordés à self et capacité (LC). Ainsi, le circuit résonnant parallèle de la figure 1 offre son maximum d'impédance, entre les points A et B, pour la fréquence :

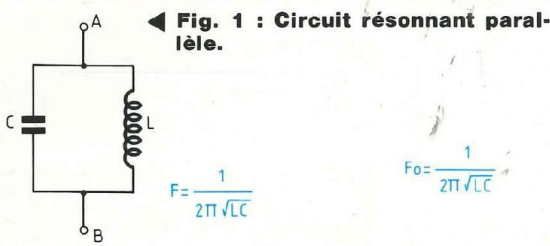
$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Pour accorder, après construction, ce circuit sur une fréquence donnée, on peut agir, soit sur la valeur de l'inductance L (noyau réglable, ou déformation des spires), soit sur celle de la capacité C (condensateur ajustable). C'est la première méthode, avec déformation des spires, que nous utiliserons pour le calage de la fréquence centrale d'émission.

Mais qui dit "modulation de fréquence", dit variations autour de la haute fréquence centrale, au rythme de la BF à transmettre. Dans la plage qui nous intéresse, les capacités d'accord se situent aux alentours de la dizaine de picofarads et des variations de l'ordre du picofarad suffisent à balayer quelques dizaines de kilohertz.

Il devient alors possible d'employer, soit pour l'accord, soit pour la modulation, des diodes à capacité variable, ou varicaps.

Lorsqu'on polarise une diode en inverse, comme dans la figure 2, le champ électrique interne écarte les porteurs de la jonction, créant ainsi une zone



$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

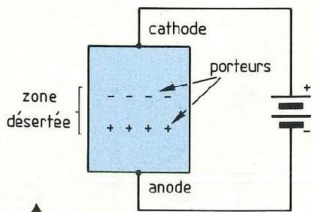


Fig. 2 : Les porteurs s'accumulent de part et d'autre d'une zone désertée, formant l'équivalent d'un condensateur.

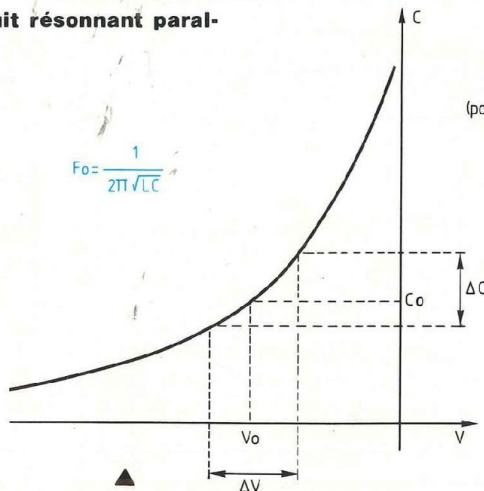


Fig. 4 : Variations de la capacité d'une diode varicap avec la tension inverse appliquée sur la jonction.

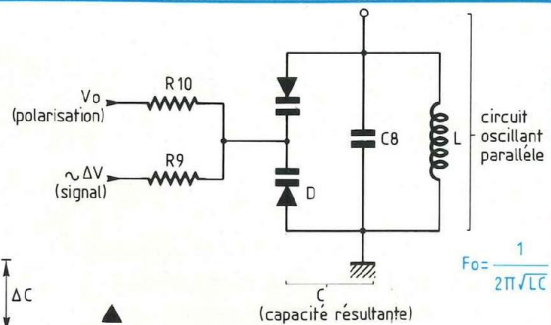


Fig. 5 : Commande de la fréquence d'un circuit oscillant par diodes varicap.

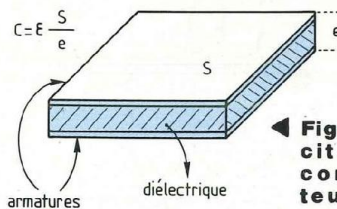


Fig. 3 : Capacité d'un condensateur plan.

désertée, entre deux couches chargées d'électricité respectivement positive et négative. L'ensemble se comporte alors comme un condensateur, dont la zone désertée serait le diélectrique, encadré par des armatures conductrices.

Dans un condensateur plan (figure 3), la capacité C est liée à la surface S de chaque armature et à la distance e qui les sépare, par l'égalité :

$$C = \frac{\epsilon S}{e}$$

où ϵ est la permittivité du diélectrique. Cette capacité est donc inversement proportionnelle à e. Si on se reporte à la figure 2, on voit qu'une tension inverse V_2 supérieure (en valeur absolue) à V_1 , entraîne un écartement e plus grand des porteurs, donc une diminution de la capacité.

Ces considérations valent pour toutes les diodes à jonctions.

Dans le cas de matériaux P et N très fortement dopés, qui conduisent à une jonction abrupte, on sait réaliser des capacités importantes, variant de quelques picofarads à 20 ou 30 picofarads parfois, en fonction de la ten-

sion inverse V, selon une loi dont la figure 4 illustre un exemple. Une fois choisie une polarisation, c'est-à-dire une tension inverse de repos V_0 correspondant à la capacité C_0 , on peut faire varier cette capacité d'une quantité ΔC par des variations de potentiel ΔV autour de V_0 .

Cette propriété est directement mise en oeuvre dans le circuit oscillant de la figure 5, où les notations sont, par commodité, celles du schéma définitif de l'émetteur. En continu, les anodes de la varicap double D rejoignent la masse (l'une d'entre elles, à travers la self L). Sur les cathodes, réunies, on applique :

- d'une part, la tension continue de polarisation, V_0 , qui détermine la capacité de repos C_0 .
- d'autre part, la tension alternative ΔV , image du signal modulateur et qui provoque les variations ΔC .

SCHEMA THEORIQUE DU MICRO-EMETTEUR

On le trouvera en figure 6. L'appareil s'alimente sous 9 volts, à travers l'in-

terrupteur général I et deux condensateurs découplent la pile : l'électrolytique C1, pour les basses fréquences essentiellement ; le condensateur à film plastique C6, qui rattrape la composante selfique de C1 et agit principalement sur les fréquences élevées.

Ceci justifie, d'ailleurs, son emplacement sur le circuit imprimé, au voisinage de l'étage oscillateur.

Commençons par l'étude de ce dernier, construit autour du transistor T, de type PNP. Celui-ci, polarisé par le pont R11 / R12, associé à la résistance d'émetteur R13, travaille en base commune. En effet, aux fréquences d'oscillation, voisines de 100 MHz, C7 constitue un court-circuit pratiquement parfait.

Le circuit oscillant constitué par la diode varicap double D (équivalente, rappelons-le, à un condensateur), le condensateur fixe C8 et la self L, imposent la fréquence, tandis que le condensateur C9 assure la réaction positive entre collecteur et émetteur.

Comme nous l'avons vu précédemment, la diode varicap D doit recevoir à la fois la tension continue de polarisa-

MICRO-EMETTEUR

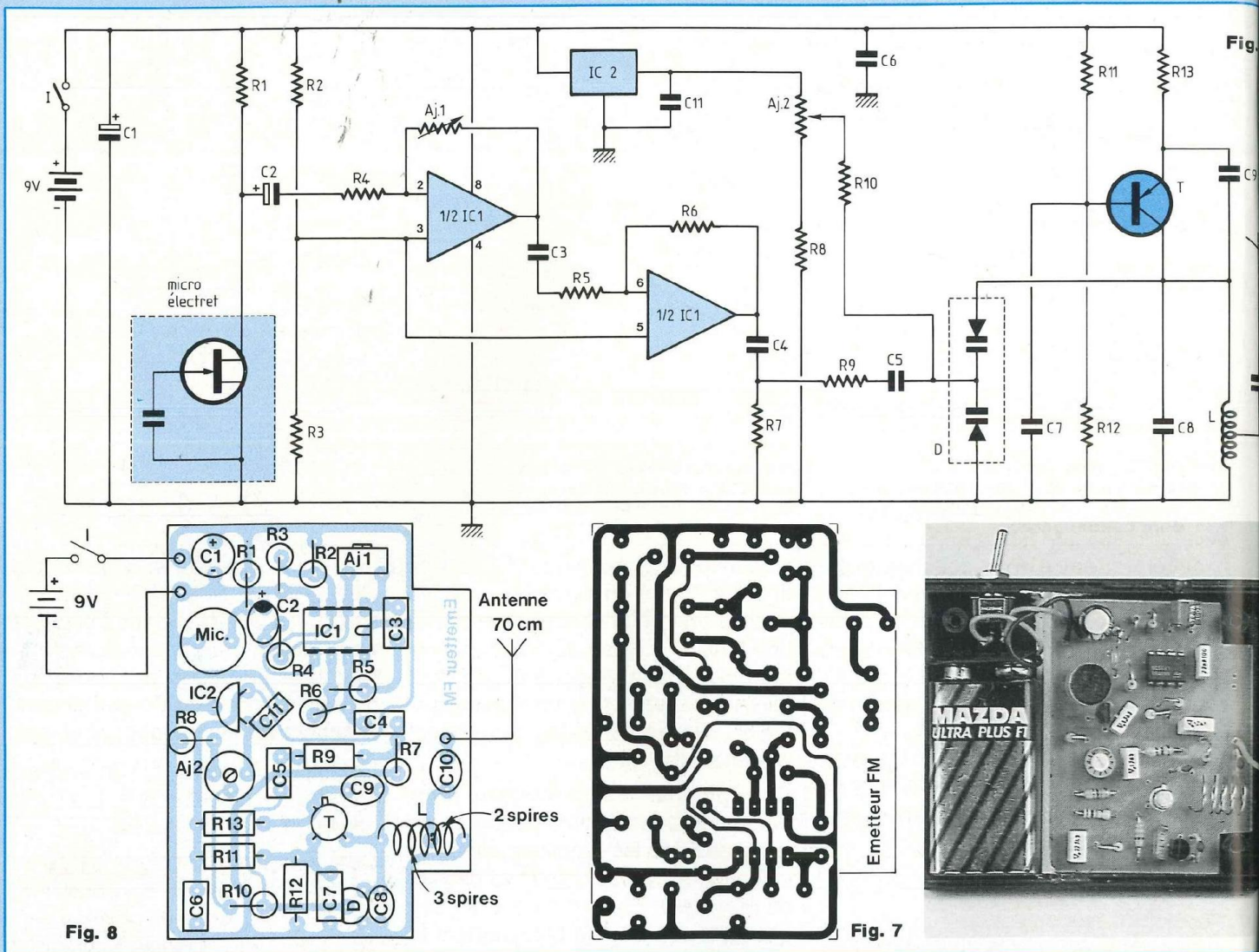


Fig. 8

Fig. 7

tion, qui déterminera la fréquence d'accord et la tension alternative BF de modulation. De la stabilité de la première, dépend, évidemment, celle de l'émission. Il ne saurait donc être question de l'élaborer directement à partir de la pile et une régulation s'impose. Elle fait appel, ici, au circuit intégré IC2, régulateur à trois pattes miniature de type 78 L 05 (boîtier TO 92) qui délivre 5 volts, avec un nouveau filtrage par C11. Associé à R8, l'ajustable AJ2 prélève une fraction réglable de cette tension et, à travers la forte résistance R10 (il convient de ne pas amortir le

circuit oscillant), la transmet aux cathodes de la varicap. D'une extrémité à l'autre de la course de AJ2, on couvre environ 2 MHz, par exemple, de 106 à 108 MHz. Hors la prise pour une éventuelle antenne, à travers C10, tout le reste du schéma de la figure 6 concerne la section BF du montage. Celle-ci commence par le micro électret, chargé sur son drain par la résistance R1. La forte amplification nécessaire se répartit sur deux étages, articulés autour des deux amplificateurs du circuit IC1, de type LF 353 (amplificateur BIFET à faible

bruit et grande impédance d'entrée). Sur le premier étage, la résistance AJ1 permet d'ajuster le gain, donc la sensibilité. En sortie, on bloque la composante continue par C4, puis par C5, alors que R9, de forte valeur comme R10, évite un amortissement sensible du circuit oscillant.

LA REALISATION PRATIQUE

Tous les composants de l'émetteur prennent place sur le petit circuit imprimé de la figure 7, conformément aux indications de la figure 8. La découpe

schéma complet du micro-émetteur FM.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances 0,25 W à ± 5 %

R1 – 4,7 kΩ
R2 – R3 – 33 kΩ
R4 – 4,7 kΩ
R5 – 10 kΩ
R6 – 82 kΩ
R7 – 1,8 kΩ
R8 – 5,6 kΩ
R9 – 4,7 MΩ
R10 – 1,5 MΩ
R11 – 1 kΩ
R12 – 4,7 kΩ
R13 – 100 Ω

• Condensateurs électrolytiques

C1 – 100 μF (16 V)
C2 – 0,1 μF (tantale goutte)

• Condensateurs à film plastique (Thomson Milfeuil)

C3 – 22 nF
C4 – 100 nF
C5 – 100 nF
C6 – 220 nF
C11 – 100 nF

• Condensateur à film plastique (Siemens MKH)

C7 – 10 nF

• Condensateurs céramiques plaquettes

C8 – 22 pF
C9 – 10 pF
C10 – 22 pF

• Résistances ajustables Sfernice

AJ1 – 100 kΩ
AJ2 – 10 kΩ

• Semiconducteurs

CI1 – LF 353
CI2 – 78 L 05
D – BB 204 (varicap double)
T – 2N 2907

• Divers

Micro électret
Interrupteur subminiature
Connecteur pour pile 9 V type 6F 22
Douille 2,5 mm

de deux angles est indispensable pour l'installation du montage dans le boîtier de référence choisi pour le prototype, afin de ménager l'emplacement des colonnettes recevant les vis de fermeture. Notons au passage, d'ailleurs, que l'une de ces colonnettes doit être supprimée, pour que la pile tienne dans le boîtier : seules trois vis restent alors pour assembler le coffret, ce qui suffit largement (voir nos photographies). Réalisée à l'aide de fil de cuivre de 0,5 ou 0,6 mm de diamètre, la self L comporte au total 5 spires, avec prise à 2 spires du côté de la masse, pour le

raccordement à l'antenne. On effectue le bobinage sur un foret de 7 mm de diamètre, ce qui donnera finalement des spires de 7,5 à 8 mm, à cause de l'élasticité du cuivre. Les spires sont ensuite écartées de 2 mm les unes par rapport aux autres, avant de souder l'ensemble sur le circuit imprimé. Les deux résistances ajustables (Sfernice miniature, à piste cermet) doivent rester accessibles, boîtier fermé. Pour AJ2, implantée normalement (position horizontale), on perce un trou dans le couvercle du boîtier, à côté de celui qui fait face au micro. AJ1, dont on aura

coupé une patte d'extrémité de la piste (conserver l'autre et la patte centrale reliée au curseur), est positionnée verticalement et accessible par un trou percé sur le côté du coffret. Celui-ci reçoit, en outre, l'interrupteur subminiature I et une douille de 2,5 mm pour la sortie d'antenne. Une cloison réalisée à l'aide d'une chute d'époxy non cuivré et collée verticalement, bloque la pile dans son logement.

MISE AU POINT ET REGLAGE

On travaillera d'abord, boîtier ouvert, car il est nécessaire d'accéder à la self pour un premier réglage de fréquence. A cette fin, placer à mi-course les curseurs de AJ1 et AJ2 ; ne pas connecter d'antenne.

On place l'émetteur à proximité (environ 1 mètre) d'un récepteur calé sur la fréquence choisie comme centre de la plage à couvrir, par exemple 107 MHz pour la région parisienne (voir plus haut) et sur laquelle, bien sûr, on ne reçoit aucune émission. En jouant précautionneusement sur l'écartement des spires de la self, un violent accrochage, déclenché par effet Larsen, montre que l'émetteur travaille sur la même fréquence.

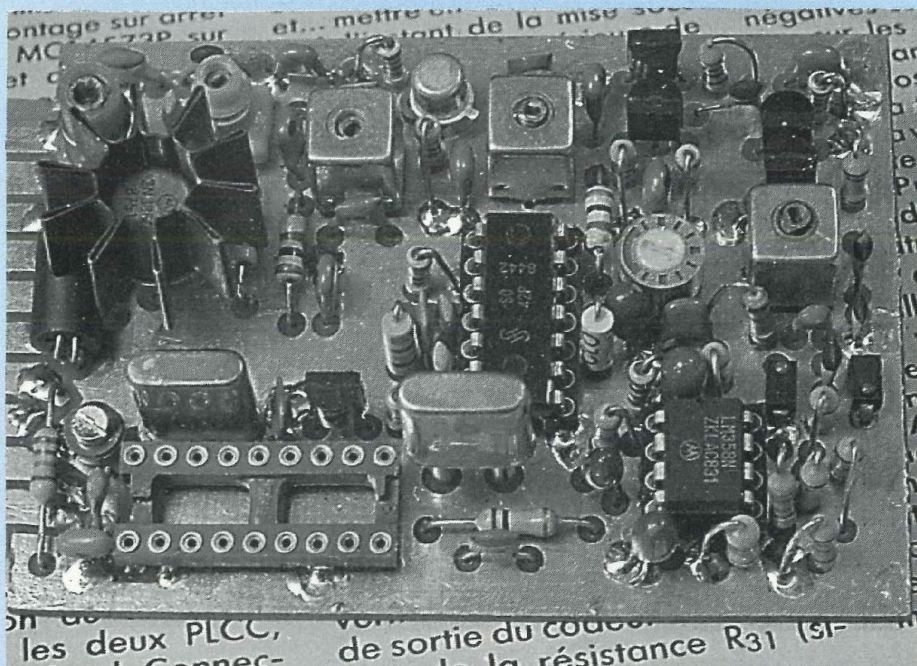
La deuxième étape consiste à vérifier l'action de l'ajustable AJ2 : d'un bout à l'autre de sa course, la variation de fréquence est voisine de ± 1 MHz, de part et d'autre de la fréquence centrale.

Après fermeture du coffret et si on utilise une antenne, il faut peaufiner l'ajustage de la fréquence par AJ2. En effet, directement connectée sur l'étage oscillateur, cette antenne **fait partie du circuit oscillant** et modifie légèrement ses caractéristiques.

René Rateau

LE SUPERTEF

UN SUPER-EMETTEUR RC A MICROPROCESSEUR



Cinquième partie

PLATINE HF 8-SF

Notre nouvel émetteur Supertef dont le codeur est bâti autour du microcontrôleur 68HC11 de Motorola se devait d'être muni d'une platine HF exploitant au maximum les puissantes possibilités de la gestion informatique du système.

Pratiquant déjà la synthèse de fréquence, dans nos émetteurs TF7xx depuis plusieurs années (1983), nous avons une solide expérience en la matière. Il nous fut donc assez facile de créer cette nouvelle platine HF8-SF synthétisée et gérée par le 68HC11.

PRINCIPE DE LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

Le Supertef semble convaincre de nombreux modélistes réfractaires, jusque-là, à la construction personnelle. Il est donc utile, pour ces nouveaux adeptes, de présenter rapidement le

principe général de la synthèse de fréquence. Les habitués de la HF6 nous le pardonneront !

Dans une platine classique, à quartz, la fréquence émise est déterminée par la taille de celui-ci. Pour changer de fréquence, il faut donc changer de quartz. C'est une solution simple assortie de quelques inconvénients :

- Il faut disposer des jeux de quartz nécessaires. Compte tenu du prix à payer (pas loin de F. 150,- à 200,- par jeu !), le modéliste ne peut aller bien loin dans cette voie et se contente souvent de deux ou trois fréquences.

- Sauf à disposer de quartz de haute précision, il n'est pas possible de posséder deux jeux de quartz parfaitement identiques : les fréquences sont un peu différentes, les swings obtenus aussi ! Il y a donc un risque de moins bonne liaison HF avec le modèle.

La platine à synthèse est très différente. (Voir fig. 1). L'oscillateur de départ, le "pilote", n'est pas à quartz, mais du type LC, donc "libre". La fréquence est définie selon la formule de Thomson ($F = 1/2 \pi \sqrt{LC}$) par la valeur de l'inductance L et celle de sa capacité d'accord C. Pour modifier F, on peut donc faire varier L ou C. On variera L au moment du calage de mise en service, mais c'est la variation de C qui va permettre d'obtenir les différents canaux HF de la bande exploitée. Dans ce but, une fraction de C est constituée par les diodes varicaps D1 et D2, la valeur de ces diodes dépendant de la tension continue inverse appliquée sur leur cathode. La diode D2 est affectée à la modulation de fréquence par le signal du codeur, tandis que la diode D1 assure le calage de la fréquence moyenne.

La fréquence générée par l'oscillateur pilote (ici appelé VCO : Voltage Controlled Oscillator) est amplifiée, puis envoyée dans un mixer délivrant en sortie F - F_{0z} (F_{0z} étant la fréquence

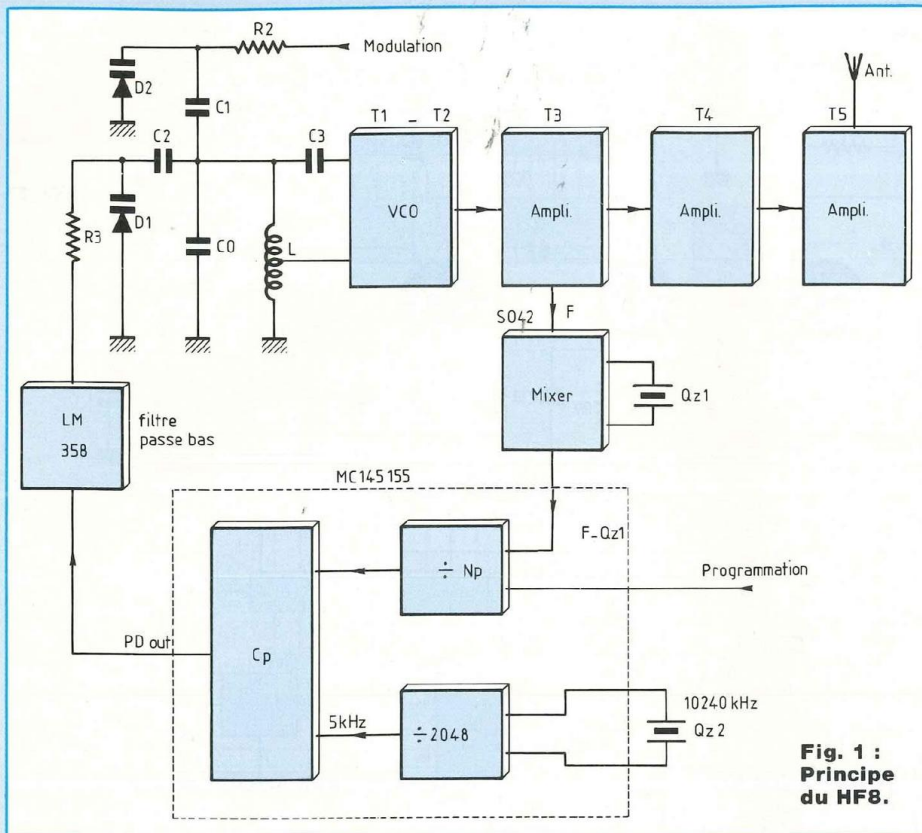


Fig. 1 :
Principe
du HF8.

de l'oscillateur de battement du "down-mixer"). Un diviseur programmable divise par N et délivre donc $(F - F_{Qz})/N$, que l'on compare à une référence de 5 kHz obtenue à partir d'un quartz QZ2 ($10\ 240\ \text{kHz} : 2\ 048 = 5\ \text{kHz}$). Selon que le résultat est plus grand ou plus petit que ces 5 kHz, le comparateur délivre une tension continue, corrigeant en permanence, par R3, la fréquence initiale du VCO, de manière à la maintenir à l'exacte valeur désirée.

Exemple :

F désirée	72 250 kHz
F _{Qz}	60 000 kHz
F - F _{Qz}	12 250 kHz
Valeur de N	$12\ 250/5$ = 2 450

Inversement :

Valeur de N	2 451
F - F _{Qz}	$2\ 451 \times 5$ = 12 255 kHz

$$\begin{aligned}
 F \text{ obtenue} &= 12\ 255 \\
 + 60\ 000 & \\
 &= 72\ 255\ \text{kHz}
 \end{aligned}$$

Ceci nous permet de constater que la variation de N de 1 unité fait augmenter ou diminuer la fréquence de 5 kHz. 5 kHz est le pas de synthèse.

AVANTAGES DE LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

Il suffit de deux quartz fixes pour obtenir toutes les fréquences d'une bande, par exemple, les 101 canaux HF de la bande des 72 MHz.

Toutes les fréquences ont la même précision et tous les canaux ont le même swing.

Il est facile de figoler les oscillateurs à quartz pour obtenir les fréquences avec la plus grande exactitude et la plus grande précision.

La fréquence émise est générée directement par le VCO, sans aucun multi-

plicateur interposé. Il s'ensuit une plus grande pureté spectrale et un meilleur rendement de la platine.

LE SCHEMA DE HF8-SF

On retrouve les éléments de la figure 1 dans le schéma détaillé de la figure 2. L'oscillateur pilote est construit autour du FET T1, monté en ECO. La fréquence est déterminée par l'inductance ajustable L1, la capacité C0, celles de C1, C2 et enfin de D1 et D2, sans oublier les invisibles capacités parasites. D2, contrôlée par la tension appliquée par P à travers R2, ajuste le swing de la FM. D1 est pilotée par la boucle de synthèse de fréquence et détermine la fréquence de travail.

La HF obtenue est amplifiée par T2, T3, T4 et T5 pour être finalement appliquée à l'antenne. Elle est, par ailleurs, prélevée au niveau de T3 pour être mélangée avec la fréquence F_{Qz1}. Le travail est effectué par le mixer SO42P. On obtient en sortie 2 le mélange différence $F - F_{Qz1}$ qui est envoyé dans le circuit de synthèse MC145155.

Le MC145155 contient tous les éléments de l'encadré de la figure 1. La figure 3 précise ce contenu, tandis que la figure 4 indique le brochage du circuit. Bien entendu, le MC145155 diffère du MC145151 par le fait que la programmation du diviseur par N est faite en série. A cet effet, le MC145155 possède un registre à décalage 14 bits, tout à fait comparable au 4015 de nos décodeurs. Les quatorze niveaux de sorties à faire apparaître sur les basculeurs sont donnés par des 0 et des 1, se suivant et dont l'introduction sur "DATA" est cadencée par un signal d'horloge appliqué sur "CLOCK".

A noter que deux niveaux supplémentaires sont envoyés vers un mini-registre 2 bits et sont destinés à des commutations éventuelles dans la platine HF. Nous n'avons pas exploité cette possibilité.

SUPER EMETTEUR RC

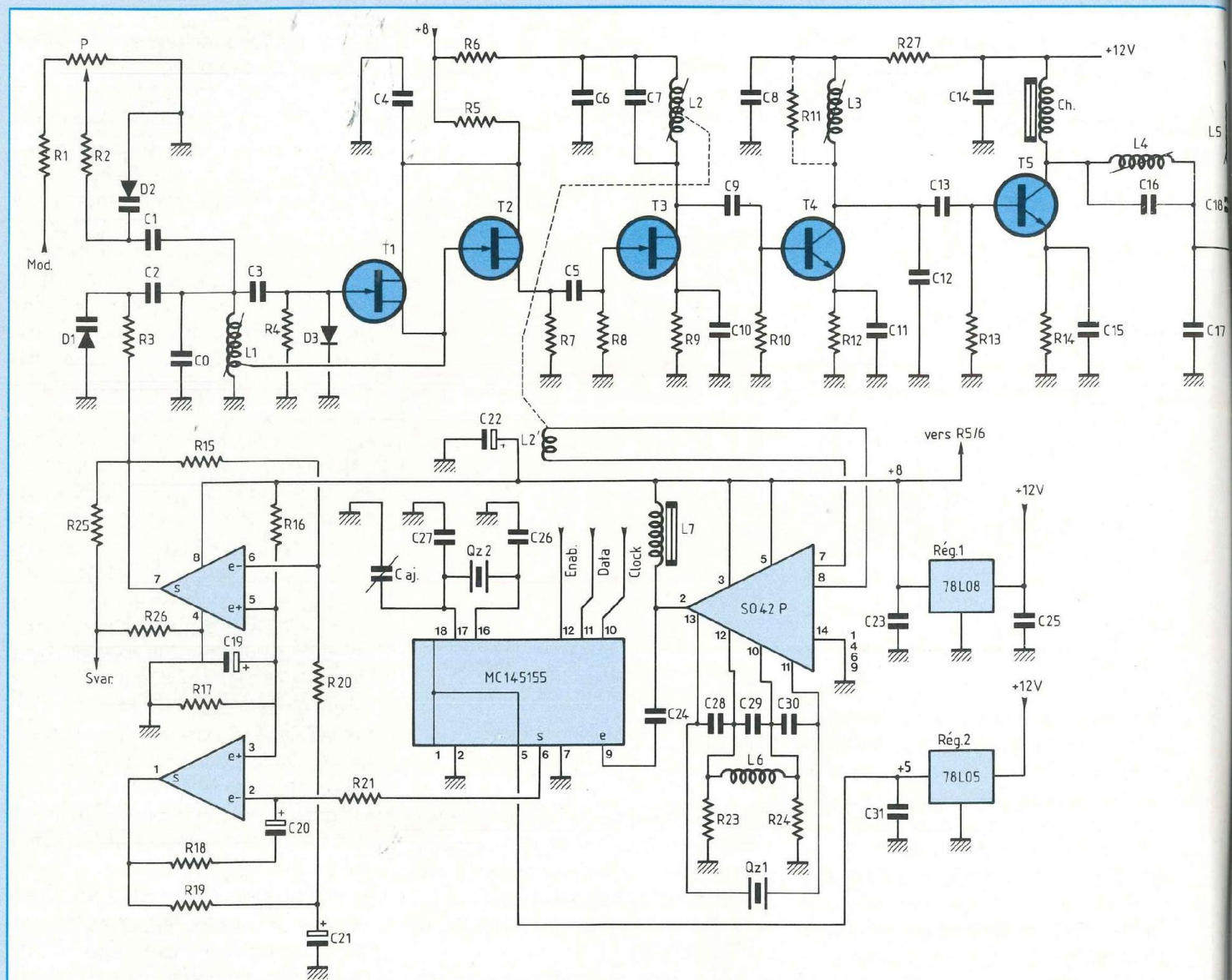


Fig. 2 : Schéma de la platine HF8-SF.

Lorsque les seize bits ont été fournis sur DATA, avec ENABLE à 0, on les envoie effectivement au diviseur par N, en portant ENABLE à 1. Le MC145155 est alors programmé et peut accomplir sa mission. L'asservissement de la fréquence se fait à partir de PD_{out} dont les signaux sont filtrés par un LM358 avant d'être appliqués sur la varicap D1. Il suffit d'envoyer une seule fois la

séquence de 16 bits pour programmer le MC145155 lors de sa mise sous tension, les bascules internes conservant l'information tant que la tension d'alimentation demeure. Toutefois, dans le Supertef, cette initialisation est répétée à chaque séquence, très exactement pendant la voie 1. Une perte accidentelle d'information provoquant une déprogrammation de la fréquence, ne

peut ainsi durer que 20 ms ! Il va sans dire que la sécurité est totale ! La tension de contrôle de la fréquence, issue du LM358, est appliquée sur D1 par R3. Cette tension peut évoluer entre 1 et 7 V environ, compte tenu des niveaux de saturation de l'ampli OP. La tension médiane : 4 V doit correspondre, pour un bon réglage de L1, au milieu de bande, par exemple,

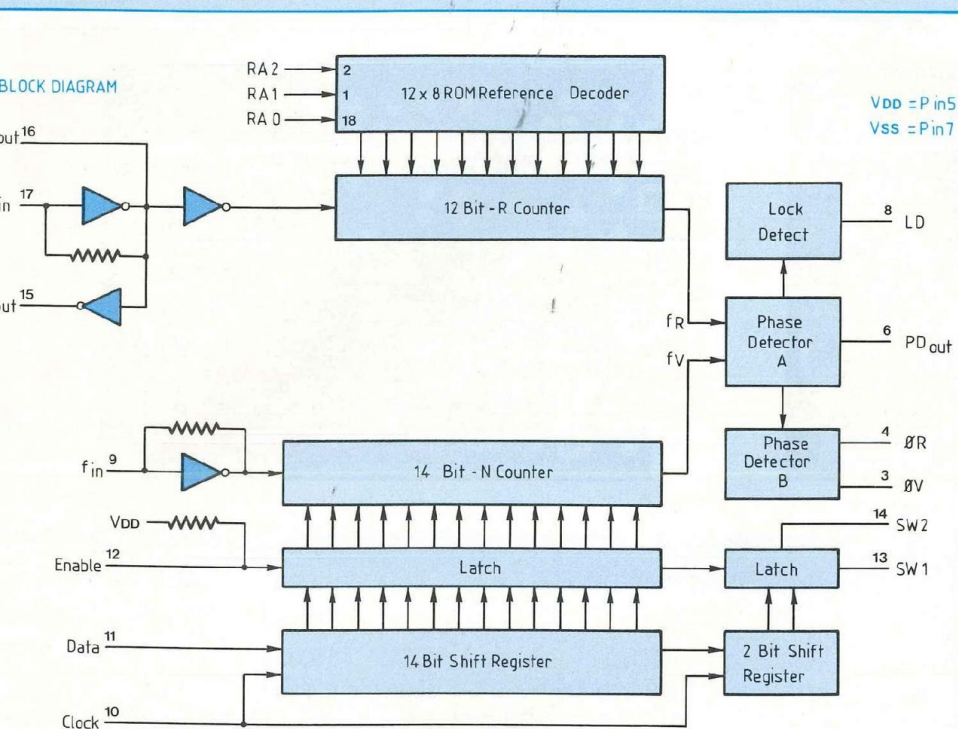


Fig. 3 : Structure interne du MC-145 155.

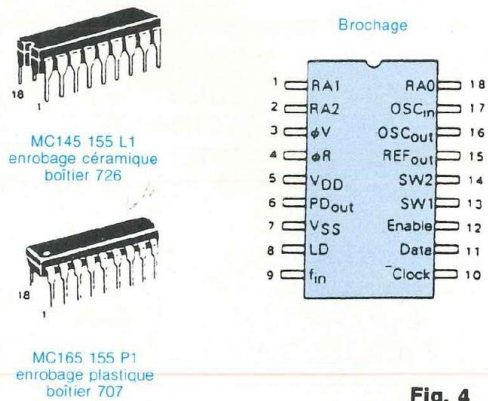


Fig. 4

72 250 kHz en 72 MHz. Ainsi, nous avons mesuré sur notre platine :

- 72 000 kHz : + 3,67 V
- 72 250 kHz : + 4,08 V
- 72 500 kHz : + 4,47 V

La tension en question est "surveillée" par le Supertef, par prélèvement à l'aide du pont R25/R26 nécessaire pour ne pas excéder +5 V. Un glissement de fréquence provoqué par la température

ambiante ou autre raison, va "pousser" cette plage de fonctionnement, soit vers le +1 V, soit vers le +7 V, sans pouvoir, et pour cause, dépasser ces valeurs. Un "dérage" continu amène donc irrémédiablement au décrochage brutal de la boucle, avec les conséquences que l'on devine. Le programme du Supertef assigne des limites à cette

tension de varicap. Elles sont de l'ordre de +2,1 V et +5,65 V, par défaut. Dès que la tension de varicap atteint l'une ou l'autre de ces valeurs, une alarme buzzer retentit (son continu !). Il est prudent d'interrompre rapidement les évolutions du modèle ! A noter que les limites provoquant le décrochage effectif de la boucle sont de +1,38 V et +6,65 V, sur notre platine. On a donc une réserve de presque 1 V entre l'alarme et le décrochage, ce qui permet une tranquillité totale de l'utilisateur qui sait que son μ P... travaille pour la sécurité !

Les tensions critiques de la platine HF8 sont stabilisées par les régulateurs 78L05 et 78L08. La consommation de HF8 ne doit pas dépasser 100 mA, de manière à éviter tous les problèmes apparaissant lorsque la puissance est excessive.

On notera des différences entre les versions 41 et 72 MHz, ces nuances étant nécessaires pour obtenir des platines parfaitement reproductibles, ce qui est maintenant le cas !

REALISATION

LE CIRCUIT IMPRIME (voir fig. 5 et 6)

Il s'agit d'une platine à plan de masse. Le kit est fourni avec un circuit imprimé à trous métallisés, de fabrication impeccable. Nous vous conseillons vivement son acquisition, rendant le travail beaucoup plus facile par l'élimination de toutes les soudures à faire au recto, soudures nécessitant un fer de bonne taille, pour être de qualité.

Commencer par la préparation mécanique de la platine : Installer les glissières dans le bloc HF de Supertef : règles de bois 8 x 8, avec une rainure à mi-hauteur, pratiquée à la scie circulaire. Coller ces glissières à l'araldite, en se servant du CI de HF8 pour déterminer le bon écartement et pour parfaire le centrage dans le trou

SUPER EMETTEUR RC

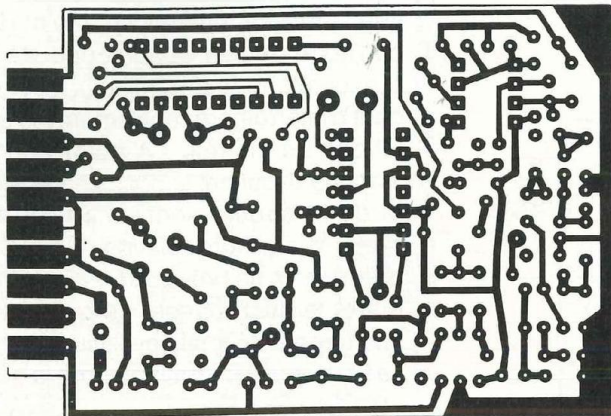


Fig. 5

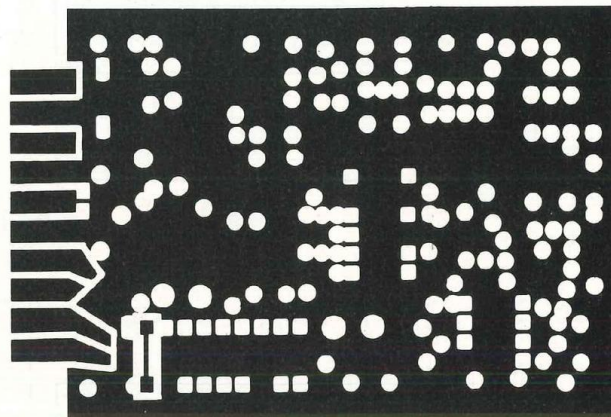


Fig. 6

NOMENCLATURE

• Résistances

	72 MHz	41 MHz
R1 -	22 kΩ	22 kΩ
R2 -	56 kΩ	56 kΩ
R3 -	100 kΩ	100 kΩ
R4 -	100 kΩ	100 kΩ
R5 -	82 Ω	82 Ω
R6 -	47 Ω	47 Ω
R7 -	560 Ω	560 Ω
R8 -	150 kΩ	150 kΩ
R9 -	82 Ω	82 Ω
R10 -	2,7 kΩ	680 Ω
R11 -	Suppr.	1 kΩ CMS
R12 -	47 Ω	47 Ω
R13 -	1 kΩ	1 kΩ
R14 -	4,7 Ω	22 Ω
R15 -	100 kΩ	100 kΩ

R16 -	33 kΩ	33 kΩ
R17 -	18 kΩ	18 kΩ
R18 -	39 kΩ	39 kΩ
R19 -	1 kΩ	1 kΩ
R20 -	100 kΩ	100 kΩ
R21 -	100 kΩ	100 kΩ
R22 -	SUPPRIMEE	
R23 -	270 Ω	270 Ω
R24 -	270 Ω	270 Ω
R25 -	6,8 kΩ	6,8 kΩ
R26 -	12 kΩ	12 kΩ
R27 -	47 Ω	47 Ω

• Condensateurs

	72 MHz	41 MHz	
C0 -	12 pF	12 pF	2,5/NPO
C1 -	1 pF	1 pF	2,5

C2 -	12 pF	22 pF	2,5/NPO
C3 -	10 pF	22 pF	5/NPO
C4 -	0,1 μF	0,1 μF	mc5
C5 -	47 pF	10 à 33 pF	5/voir tex
C6 -	0,1 μF	0,1 μF	mc5
C7 -	10 pF	27 pF	5
C8 -	0,1 μF	0,1 μF	mc5
C9 -	10 pF	27 pF	5
C10 -	0,1 μF	0,1 μF	mc5
C11 -	0,1 μF	0,1 μF	mc5
C12 -	15 pF	47 pF	5
C13 -	27 pF	27 pF	5
C14 -	0,1 μF	0,1 μF	mc5
C15 -	0,1 μF	0,1 μF	mc5
C16 -	18 pF	22 pF	5
C17 -	3,9 pF	6,8 pF	5
C18 -	6,8 pF	100 pF	5

rectangulaire de passage à travers le flanc gauche.

Voir figure 13 du n° 84.

Nous conseillons de souder tout de suite la plaquette d'obturation de l'ouverture du flanc. Si vous avez suivi nos conseils (voir Supertef), l'emplacement de cette plaquette a été dégagé dans la doublure époxy du flanc gauche. Engager le CI de HF8 dans ses glissières. Mettre la plaquette d'obturation en place. Bien appuyer HF8 sur cette pla-

quette. Faire deux ou trois points de soudure dans l'angle de la jonction pour solidariser les deux pièces. Déposer et finir les soudures sans rien faire bouger : un chanfrein de soudure côté recto et un autre identique au verso. Un fer à souder de taille suffisante est nécessaire.

Notons que la plaquette d'obturation s'appuie sur le fer-blanc du flanc gauche et assure déjà une mise à la masse. Deux vis à tôle ou boulons de

2 mm sont à prévoir, pour un contact parfait.

NB. Cette mise à la masse est très importante pour une bonne stabilité du fonctionnement.

La platine HF8 étant mise en place, engager le connecteur HF et déterminer exactement son emplacement correct. Ce connecteur (vert à oreilles) ou noir (tronçonné dans du 2 x 43 points) peut être fixé très simplement par deux boulons de 2 mm le traversant en

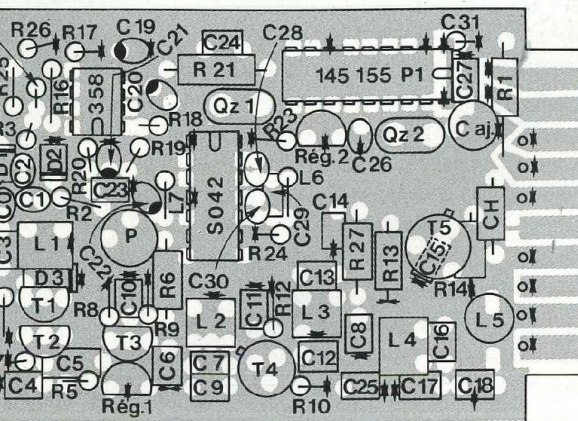
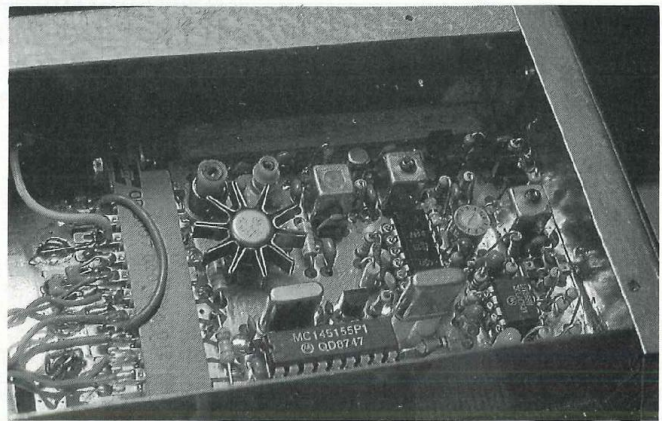


Fig. 7 : Pose des composants.



Soudure plan de masse recto, sauf circuit imprimé à trous métallisés

COMPOSANTS

C19 - 4,7 μ F	4,7 μ F	pt/16 V
C20 - 0,47 μ F	0,47 μ F	pt/16 V
C21 - 4,7 μ F	4,7 μ F	pt/16 V
C22 - 10 μ F	10 μ F	pt/16 V
C23 - 0,1 μ F	0,1 μ F	mc5
C24 - 82 pF	82 pF	5
C25 - 0,1 μ F	0,1 μ F	mc5
C26 - 47 pF	47 pF	2,5
C27 - 33 pF	33 pF	5
C28 - 12 pF	12 pF	2,5
C29 - 27 pF	47 pF	5
C30 - 12 pF	12 pF	2,5
C31 - 0,1 μ F	0,1 μ F	mc/2,5

• Semiconducteurs

T1 - T2 - J310
T3 - J300

T4 - 2N2369
T5 - 2N3866 Motorola
D1 - D2 - BB105
D3 - 1N4148
Rég1 - 78L08
Rég2 - 78L05
IC1 - SO42P
IC2 - LM 358
IC3 - MC 145155 P ou P1 ou P2
• Divers
QZ1 - 60 000 kHz SM816 de Matel en 72 MHz (voir N.B.)
30 000 kHz SM815 de Matel en 41 MHz (voir N.B.)
QZ2 - 10 240 kHz fondamentale 30 pF/HC43/U à fils
1 support Qz bas profil

1 support DIL tulipe 2 x 4
1 support DIL tulipe 2 x 7
1 support DIL tulipe 2 x 9
1 radiateur pour TO5 (2N3866)
1 pot/Aj T7YA 1 k Ω
1 C/Aj subm. 2 fils 10 ou 22 pF
1 inductance (L6) 0,47 μ H en 72 MHz, 1 μ H en 41 MHz
1 inductance (L7) de 10 μ H
1 self d'arrêt : (CH) type VK200, 2 spires 1/2
1 jeu de bobines L1 à la L5 spéciales HF8 (voir NB)
1 circuit imprimé double face, trous métallisés (si possible !)
1 plaque circuit imprimé simple face 80 x 40 pour obturateur

même temps que le fond du boîtier HF. Dans le premier cas, faire les trous dans les oreilles ; dans le second, à l'aplomb des encoches d'extrémités débarrassées des pinces de contact. Attention, il doit rester 2 x 10 contacts actifs !

Câbler le connecteur HF.

Voir figure 26 du n° 84.

Les fils du câble plat C1 sont séparés, ce qui facilite leur traversée, avec le fil blindé du +12 V, via le passe-fil, bien

visible sur la photo de la page 29 du n° 84.

Commencer par souder les fils de masse : 3-4, 7-8 et 11-12.

Vous aurez avantage à en munir le connecteur avant sa fixation. Idem pour C22, C23 et C24 et pour le fil d'antenne 5-6, ainsi que pour le renvoi +12 V entre 1-2 et 15-16.

Les quatre points de masse faits, souder les fils de numéros pairs, plus difficiles à placer. Enfin, ceux de numéros

N.B. :

"mc" = multicouches. "pt" = perle tantalée. "5" ou "2,5" = pas. Le logiciel permet une très grande souplesse dans le choix de la fréquence de Qz1, dans la mesure où l'on se tient aux environs de 30 ou 60 MHz.

nous fournirons volontiers les caractéristiques précises de L1 à L5, à ceux qui nous en feront la demande par courrier.

SUPER EMETTEUR RC

impairs et le fil blindé du 12 V, gaine à la masse.

Vérifier soigneusement la qualité du travail : bonnes soudures, absence de court-circuits avec la masse ou les picots voisins.

Platine enfichée, vérifier la concordance parfaite entre contacts du connecteur et plots du circuit imprimé.

POSE DES COMPOSANTS

(Voir fig. 7)

Si vous utilisez le CI à trous métallisés, vous constaterez que le trou de 5 mm de passage de L5 est aussi métallisé, ce qui provoque le court-circuit de cette bobine. Il est donc nécessaire de supprimer la métallisation en raclant, soit au cutter, soit à la lime douce, en évitant de trop agrandir le trou dans lequel l'embase de L5 doit entrer à frottement dur.

Avec ce CI, il n'y a pas d'ordre particulier à respecter pour la pose des composants, toutes les soudures se faisant au verso. En revanche, si vous faites ce CI vous-même, vous n'aurez pas cet avantage et il faudra d'abord souder les composants ayant un fil soudé au recto. Ces soudures sont repérées par une croix "x", sur la figure. Certaines sont sous les supports DIL et requièrent un fer fin, mais bien chaud. Il faut, par ailleurs, respecter un certain ordre dans la pose, sinon quelques soudures deviendront inaccessibles. Ne pas oublier les dix renvois recto-verso, inutiles dans le premier cas.

Des supports tulipe ont été prévus pour les circuits intégrés, gardant ainsi la philosophie du Supertef. Le quartz 10 240 kHz à fils est soudé directement. Le quartz associé au SO42P est sur support. Le transistor T5, muni de son radiateur orienté dans le meilleur sens, est mis en place en essayant de ne pas entrer en contact avec les composants voisins.

Dans le cas de HF8/72 MHz, la ligne PA1 doit être au niveau 1. Il faut donc

couper le retour de masse, au recto, de la piste du connecteur correspondant à cette ligne. Dans le cas du 41 MHz, c'est le contraire, et c'est au verso qu'il faudra sectionner la mise à la masse, de manière à avoir PA0 au niveau haut. Un détail : ne pas mélanger les diverses bobines HF et vérifier les soudures des fils sur les picots. Il n'est pas impossible qu'une telle soudure soit oubliée par l'auteur ! (Personne n'est parfait !) Quand la bobine coupable est en place, l'anomalie est difficile à déceler et provoque de toute manière, une dépose difficile.

Il faut évidemment coller les coupelles de ferrite à l'araldite. Déposer la colle de manière à avoir une fixation solide, mais sans en mettre partout et en particulier, dans le filetage du noyau !

Dans la version 41 MHz, une résistance chip ou subminiature de 1 k Ω se place en parallèle sur L3, au verso du circuit imprimé.

MISE EN SERVICE

Ne pas placer les circuits intégrés.

Mettre un strap, sur le support du LM358, entre les picots 5 et 7, ce qui polarise la varicap D1 aux environs de +2 V. Faire une ultime vérification et... mettre sous tension, en chargeant la sortie antenne par une ampoule de 12 V/0,1 A.

A noter que nous préférons faire cette première mise sous tension hors boîtier, avec un connecteur volant, amenant le 12 V et sur lequel est soudée l'ampoule de charge. Nous intercalons aussi un mini-ampèremètre directement dans le +12 V, pour mesurer le débit (fils très courts).

Régler rapidement les noyaux de L2, L3 et L5 pour une bonne luminosité de l'ampoule et pour un débit de 90 mA environ. Vérifier la fréquence et régler L1 pour osciller dans la bande, soit vers 72 000 ou 41 000 kHz. La fréquence n'est pas stable, bien sûr. Au besoin, reprendre les réglages précédents si le

réglage de L1 a notablement réduit la luminosité de l'ampoule.

Si le débit dépasse 100 mA, diminuer C5 de manière à retrouver une intensité normale.

HF8 porte suffisamment ainsi, sans qu'il soit nécessaire de sortir une puissance excessive, laquelle ne peut que nous amener des ennuis !

Enficher ensuite le SO42P. Vérifier que sa sortie 2 délivre bien F-Faz, soit environ 12 500 kHz en 72 et 11 100 kHz en 41 MHz. Ce test est facultatif.

Si tout semble correct, ce qui est probable, sauf erreur de montage, placer les deux autres circuits intégrés, soit le MC 145155 et le LM 358... dans le bon sens ! Alors que les essais précédents pouvaient se faire hors boîtier, le dernier requiert la base Supertef !

Faire une ultime vérification du câblage du connecteur HF, enficher HF8 et... mettre sous tension, sans oublier l'ampoule HF. Un oscillo contrôle le signal sur la broche 8 (LED) du MC 145155P.

A la mise sous tension, vous verrez peut-être, pendant une fraction de seconde, des impulsions négatives, mais immédiatement le verrouillage de la PLL doit amener le signal 8 au niveau haut. Avec un bon oscilloscope à trace lumineuse, vous pourrez alors observer de très fines impulsions négatives : la boucle est bien accrochée !

Un coup d'oeil sur l'afficheur, pour vérifier qu'il indique bien la fréquence centrale de la bande, puis mesurer la tension sur le picot 7 du LM 358. Amener cette tension à +4 V, aussi exactement que possible, par le réglage de L1. A noter que si cette bobine est mal réglée à la mise sous tension, la tension en question risque de se trouver en dehors de la zone autorisée par le soft, et le buzzer va retentir en permanence, même PLL bien verrouillée. Il suffit de corriger L1 pour retrouver le silence ! Mesurer la fréquence émise avec un fréquencemètre précis. On doit obtenir

la valeur prévue à quelques centaines de hertz près. Si le décalage est faible, le condensateur ajustable permet de corriger. Si le décalage est important, il faut modifier les valeurs de C27 et/ou C28, ce qui n'est pas très agréable mais est toutefois indispensable !

La vérification de l'oscillation 10 240 kHz se fait sur le picot 15 du MC 145155P. Y connecter directement la sonde du fréquencemètre. Pour Qz1, il faut faire un prélèvement inductif sur L6. On doit trouver la fréquence marquée, à 1 ou 2 kHz près.

Une erreur sur Qz1 ne provoque qu'un décalage égal sur la fréquence émise. Une erreur sur Qz2 provoque à la fois un décalage pratiquement égal sur la fréquence émise et une légère erreur sur le pas de synthèse. A noter qu'il faut une erreur de 10 kHz sur Qz2 pour avoir 5 Hz d'erreur sur ce pas, ce qui donne une erreur de 250 Hz, dérisoire, en bouts de bande.

En conclusion, une erreur sur Qz1 peut être corrigée par un décalage contraire de Qz2 et cela sans perte notable de précision sur les canaux.

Voyons cela sur un exemple. Soit un quartz Qz1 délivrant 60 002 kHz, au lieu des 60 000 prévus : erreur de 2 kHz. Calculons la valeur que doit prendre la référence pour corriger le défaut, en utilisant l'équation :

$$(F - F_{oz})/N = F_{ref}/2\ 048$$

Pour la fréquence centrale

$$F = 72\ 250 \text{ en } 72 \text{ MHz}$$

$$72\ 250 - 60\ 002/2\ 450$$

$$= F_{ref}/2\ 048$$

d'où :

$$F_{ref} = 12\ 248 \times 2\ 048/2\ 450$$

$$\approx 10\ 238.328 \text{ kHz}$$

Le pas réel de synthèse sera de :

$$10\ 238.328/2\ 048$$

$$= 4.99918 \text{ kHz}$$

soit une erreur de 0,82 Hz, tout à fait insignifiante !

Dès que l'erreur sur Foz dépasse 2,5 kHz, soit 1/2 pas de synthèse, il est

astucieux de décaler la programmation de 1 pas, pour ne pas augmenter l'erreur volontaire sur la référence, ce qui n'améliore pas la stabilité de l'oscillateur.

Ainsi, si la fréquence émise tend à être trop basse, on peut :

– soit programmer une valeur de 1 pas supérieure, ce qui remonte le signal de 5 kHz. Agir alors sur la référence pour avoir la bonne valeur ;

– soit programmer une valeur de quartz de 5 kHz inférieure, ce qui donne le même résultat. Dans le premier cas, l'affichage de la fréquence est faux : il est 5 kHz trop haut. Dans le second cas, il reste exact. C'est donc la seconde solution qu'il faut adopter et c'est bien pour cela que la possibilité de déclarer la valeur de Qz1 a été prévue dans le soft. On peut aussi, par ce biais, utiliser n'importe quel quartz autour de 60 ou de 30 MHz, ce qui permet de récupérer des cristaux qui dormaient dans un tiroir ! En définitive, le système s'avère très souple et permet, dans tous les cas, un calage parfait de la fréquence.

Les quartz 10 240 kHz fournis dans le kit oscillent en fait très près de 10 245 ! Ne pas les contrarier et, au contraire, caler la référence sur cette valeur. Plus tard, programmer une valeur de quartz de 5 kHz plus grande, ce qui ramène la fréquence émise à la valeur demandée et affichée.

REGLAGE FINAL

La platine HF8 est installée dans le Supertef.

– Sur 72 250 kHz ou 41 100 Hz, vérifier à nouveau que la tension sur 7 du LM 358 est bien de +4 V. Au besoin, retoucher L1.

– Antenne déployée, utiliser un mesureur de champ pour parfaire les réglages de L2, L3 et L5. Obtenir le plus de champ possible.

– Le réglage de L4 ne peut se faire qu'avec un récepteur sélectif avec

S-mètre ou avec l'analyseur de spectre. Régler L4 pour rejeter l'harmonique 2 du signal.

– Le réglage du swing ne peut se faire qu'indirectement, en utilisant un récepteur bien connu. Un RX 7 fournit un signal BF de 500 mVcc, un RX 10, un signal de 1 Vcc, un RX 12, un signal de 700 mVcc quand le swing est correct. Il faut obtenir une progression régulière du signal démodulé, de 0 au niveau désiré. Si la variation se fait par à-coups, suspecter la qualité du T7YA. Nous avons eu des problèmes avec plusieurs exemplaires, de couleur noire, fournis dans les kits.

– Il faut vérifier que les extrémités de bande sont atteintes sans difficulté. Passer en programmation de F (voir ci-dessous) et se caler sur l'une de ces fréquences. Vérifier que la PLL continue à verrouiller. Mesurer la tension sur 7 du LM 358 et vérifier qu'elle ne s'écarte que de moins de 1/2 V de la valeur donnant la fréquence centrale. S'il faut nettement plus, voir la qualité ou le type de la varicap utilisée. Les diodes à point bleu sont à rejeter.

– Pour avoir une bonne stabilité de la fréquence, il faut absolument fixer le bas de la platine très rigidement. Les deux vis de blocage sont donc nécessaires, tant sur le plan électrique que mécanique. Dans le même ordre d'idées, l'antenne utilisée doit être de bonne qualité, sans mauvais contact et bien vissée sur son embase.

PROGRAMMATION DU SUPERTEF

Au lancement, par défaut, le Supertef programme la fréquence centrale de la bande choisie par le type de platine, type déterminé par les niveaux des lignes PA0 et PA1, selon le tableau :

	PA0	PA1
Quartz	1	1
SF/72	0	1
SF/41	1	0
SF/26	0	0

SUPER EMETTEUR RC

Si la fréquence centrale vous convient, laissez faire !

Sinon, pendant les 10 secondes initiales, appuyer sur "P" pour accéder au menu. Amener le curseur sur "FRQ" avec "+/-" appuyer sur "P" pour obtenir ce choix. L'écran indique la fréquence du quartz et la fréquence d'émission. Le curseur se positionne sur cette dernière.

Pour modifier, procéder comme pour les autres données : "P" pour entrer en modification, "+/-" pour incrémenter ou décrémenter, pas à pas ou rapidement, "P" pour sortir, "E" pour enregistrer.

On passe de la fréquence émise à celle du quartz avec les touches "+/-".

La modification de fréquence n'est effective qu'après enregistrement par la touche "E".

Rappelons que vous pouvez programmer les limites de sécurité de la tension varicap. Par défaut, elles sont assignées à 64 et 192. Ces valeurs donnent satisfaction. Elles correspondent à des tensions de +2,1 V et +5,6 V environ sur la varicap, le décrochage effectif ne se produisant qu'à 1,3 V et 6,6 V environ.

Le sens de modulation peut aussi être programmé. Attention, la modification ne prend effet qu'après sortie du MENU. Elle provoque un "Reset Watch Dog" visible par la remise à 0 du chronomètre.

Pour terminer, rappelons la possibilité de double fréquence par cellule.

- fréquence normale FN

- fréquence de secours FS

Passage de l'une à l'autre par un interrupteur connecté entre PC3 et PC7-4. (Voir figure 7 du n° 83).

Passage possible après les 10 secondes initiales, ainsi que pendant le MENU.

Par sécurité, la simple entrée dans l'écran de programmation de FN, même sans action, programme FS = FN.

On ne peut donc avoir FS \neq FN que VOLONTAIREMENT !

Rappelons que la double fréquence requiert un récepteur spécial, à évansion de fréquence : le REF. 10, à décrire prochainement dans cette revue !

CONCLUSION

Comme vous le constaterez, la platine

HF8 ne présente pas de difficulté de réalisation. Son fonctionnement est excellent et très sûr. Avec cette platine, Supertef est très au-dessus de tout ce qui se vend en ce moment. Nous vous conseillons d'associer d'abord l'émetteur à un bon récepteur classique. Vous pourrez ainsi éprouver la synthèse à l'émission. Cela vous permettra la possession de plusieurs récepteurs sur des fréquences différentes, si vous le désirez, de manière à pallier tout encombrement sur telle ou telle valeur. C'est très utile sur certains terrains fréquentés ou en VDP. Par la suite, vous pourrez passer en synthèse à la réception, mais attention ! La sécurité vous contraindra à la double batterie : une pour le récepteur à synthèse et l'autre pour les servos ! C'est la seule solution sûre possible ! Une petite batterie de 250 mAh donne une autonomie de 7 à 8 heures, sans risque aucun ! Nous vous souhaitons donc de bons vols avec le Supertef et vous donnons rendez-vous au mois prochain pour d'autres indications.

Francis Thobois

PETITES ANNONCES GRATUITES

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

Vends PC Olivetti 286-16 MHz, 1 Mo RAM, 1 disque dur 40 Mo, 2 lecteurs 1,44 et 1,2 Mo, souris, logiciels, écran VGA 256 couleurs. Etat neuf : 8 800 F. Tél. : 46.68.35.09

Vends orgue liturgique Viscount 2 claviers, pédalier complet, 33 jeux, accouplement, péd. d'expression, prise casque, sortie audio, excel. état : 9 600 F à déb. Tél. : 46.68.35.09

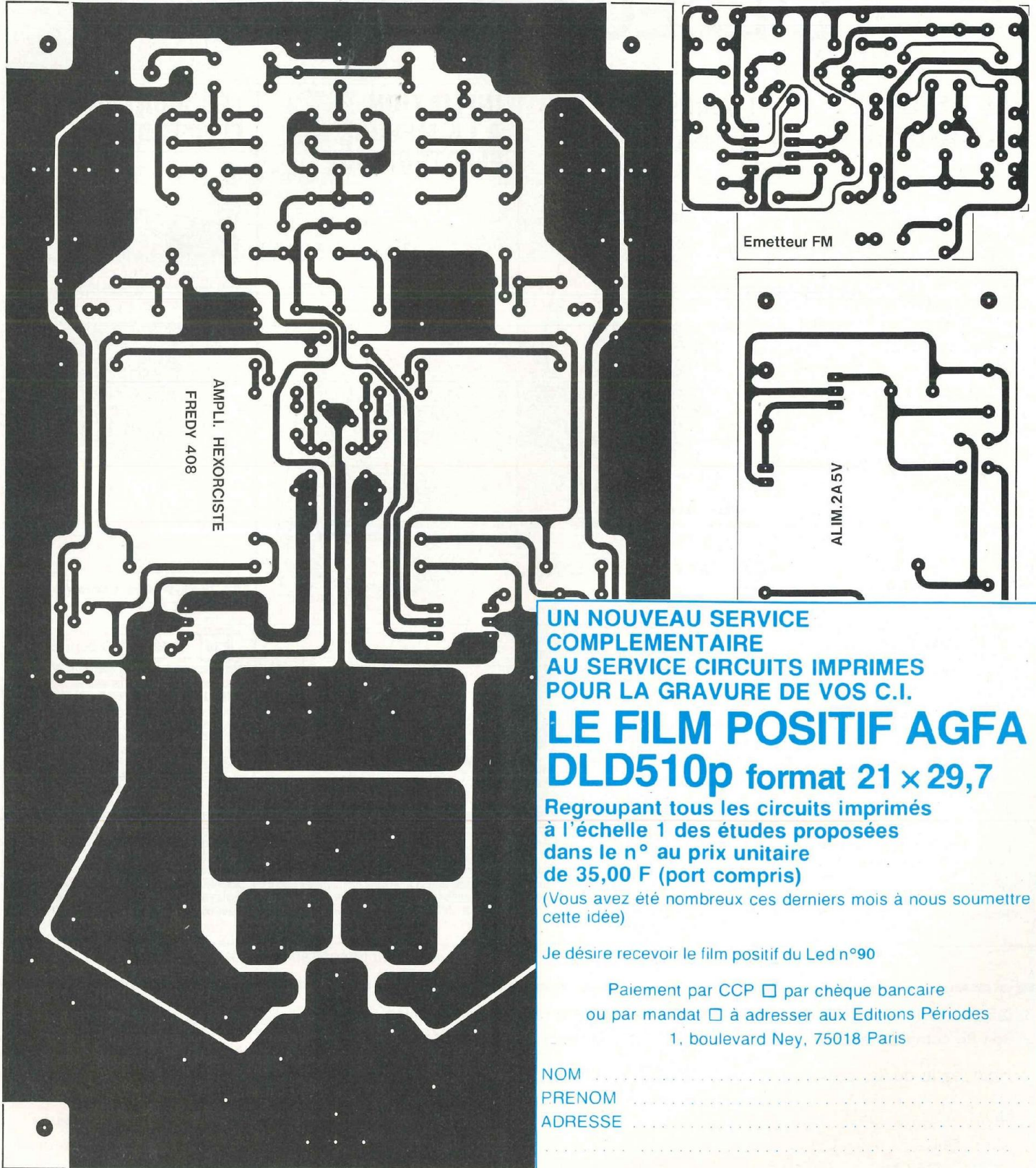
Vends ampli Luxman 2 x 50 W; nbreuses ent./sorties, enceintes Elipson 2 x 75 W, 2 V 3 HP, 80 cm, excel. état, hte qualité sonore : 4 800 F à déb. Tél. : 46.68.35.09

Recherche notice de montage avec schéma pour AC Voltmeter IM 5238 Heathkit. Offre remboursement des frais + un chèque de 50 F. Tél. après 20 h au 87.98.19.86.

ABONNEZ-VOUS A

Led

ET RECEVEZ GRACIEUSEMENT CE FILM POSITIF EN JOIGNANT LE COUPON



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°90

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

NOM
PRENOM
ADRESSE

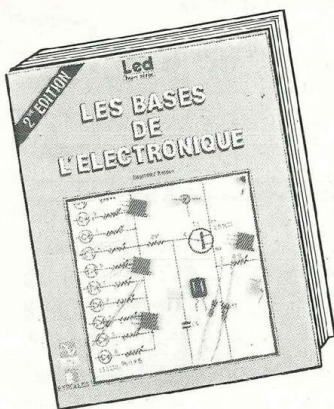
LA BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE DES EDITIONS FREQUENCES



vous propose d'en savoir beaucoup plus sur :

— L'ELECTRONIQUE —

LES BASES DE L'ELECTRONIQUE

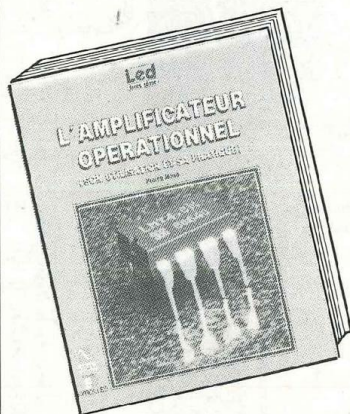


Par **Raymond Breton.**
1988 - 84 p.

P32 147 F TTC port compris

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

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL



Par **Pierre Mayé.**
1988, 88 p.

P41 157 F TTC port compris

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

INITIATION A LA MESURE ELECTRONIQUE

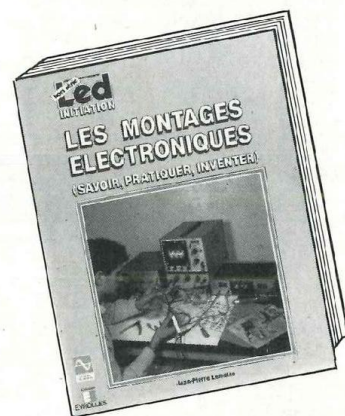


Par **Michel Casabo.**
1986 - 120 p.

P23 152 F TTC port compris

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

LES MONTAGES ELECTRONIQUES



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

P30 287 F TTC port compris.

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

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

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

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

Indiquez le ou les codes :

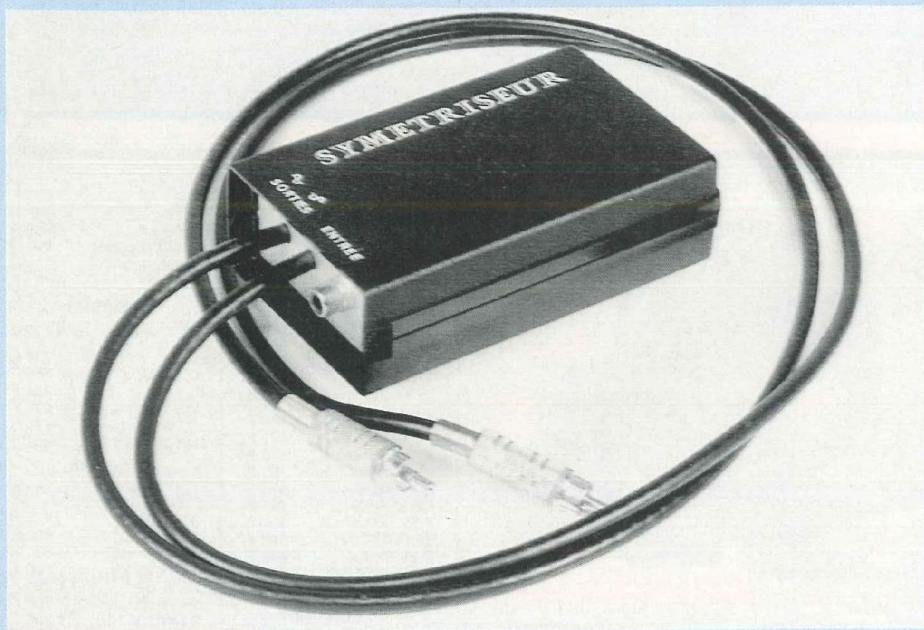
NOM PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

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

SYMETRISSEUR OU DEPHASEUR DE 180°



Cette petite réalisation ne manque pas d'intérêt, car associée à tout amplificateur stéréophonique fonctionnant en classe A-B et non ponté, elle permet de le transformer instantanément en un bloc monophonique de très forte puissance. Ainsi, notre classe A-B de 2 x 60 W eff. publié dans le Led n° 81 de novembre 1990 est-il capable de fournir plus de 180 W eff. dans une charge de 8 Ω !

Théoriquement, le fait de faire fonctionner un amplificateur push-pull série stéréophonique en amplificateur monophonique à structure en H, permet de multiplier par un facteur 4 la puissance fournie par l'un des canaux. Ainsi, notre 2 x 60 W devrait-il fournir, s'il n'y avait d'inévitables pertes, 240 W eff./8 Ω. Rappelons que la puissance de sortie maximale théorique P_s que peut four-

nir un amplificateur push-pull série est de :

$$P_s = \frac{U^2}{8} \times \frac{1}{Z_{HP}}$$

(U : tension d'alimentation et Z_{HP} : impédance de charge)

Dans notre cas, le classe A-B étant alimenté en +72 V, nous obtiendrions :

$$P_s = \frac{72^2}{8.8} = \frac{5184}{64} = 81 \text{ W}$$

Dans le cas d'un amplificateur en H, cette relation devient :

$$P_s = \frac{U^2}{2} \times \frac{1}{Z_{HP}}$$

Cette comparaison met bien en évidence le facteur 4 qui intervient, puisque le carré de la tension d'alimentation n'est plus divisé par 8 mais par 2 seulement.

LE SYMETRISSEUR

• SON APPLICATION

Faire fonctionner un amplificateur stéréophonique en amplificateur à configuration en H implique d'injecter à ses entrées, deux signaux identiques, mais en opposition de phase (déphasage de 180°).

Mais ce n'est pas tout, en nous reportant à la figure 1, nous voyons qu'au niveau des charges, il y a également du changement. Celles-ci ne sont, non plus reliées entre un point chaud et la masse, mais entre les deux points chauds. La masse est inutilisée.

Dans le cas de notre appareil, l'enceinte est à relier entre les deux bornes rouges uniquement.

• LE SCHEMA

Un schéma fort simple reproduit en figure 2 et faisant appel à deux transistors NPN.

Il s'agit d'un amplificateur différentiel constitué de T1 et T2 et dont la résistance d'émetteur est en partie commune.

Le signal est appliqué à l'une des bases, tandis que l'autre est portée à un potentiel fixe.

De ce fait, la tension de sortie différentielle qui est la tension de sortie existant entre les collecteurs sera exactement la même que si la tension d'entrée était appliquée en symétrique sur les bases de T1 et de T2.

Par rapport à la masse, la tension alternative sur un collecteur est en opposi-

PLUS DE 180 W EFF.

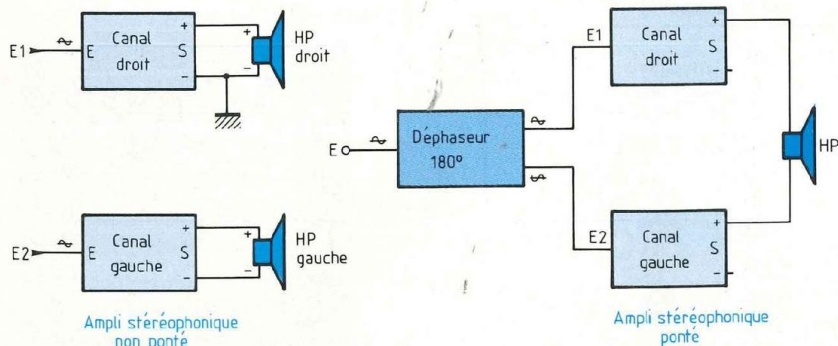


Fig. 1

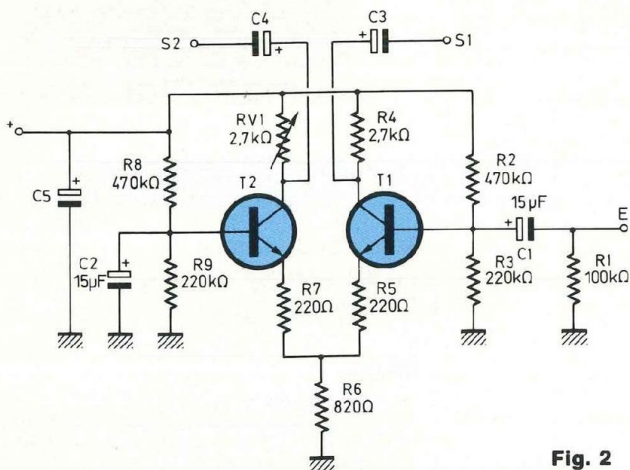


Fig. 2

tion de phase avec celle sur l'autre collecteur.

Le transistor T1 travaille en émetteur commun, tandis que T2 est monté en base commune, attaquée par l'émetteur.

Les émetteurs subissent des excursions de tension qui sont provoquées par celles de la base de T1 qui est commandée et fournissent une tension d'entrée à l'émetteur de T2, dont la base est portée à un potentiel fixe, simulant ainsi une entrée symétrique. Le courant circulant dans T1 et qui est dû au signal d'entrée produit une tension aux bornes de la résistance R6, ce qui en retour, produit un courant en opposition de phase dans le transistor T2.

L'amplitude du courant dans T1 étant toujours supérieure à celle du courant

dans T2, pour un équilibre parfait du signal alternatif de sortie, il faut que la résistance de charge de T1 soit légèrement inférieure à celle placée dans le collecteur de T2, d'où la présence d'un ajustable RV1.

La tension différentielle de sortie qui est la tension existant entre les deux collecteurs, est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation.

Par contre, les signaux présents sur les collecteurs de T1 et T2 seront altérés par le niveau d'entrée si les caractéristiques des deux transistors ne sont pas identiques. Pour remédier à cet inconvénient, deux résistances de faible valeur ont été placées en contre-réaction dans les émetteurs de T1 et T2.

Pour s'affranchir de la légère dérive du potentiel continu des collecteurs de T1

et T2, les liaisons vers les entrées de l'amplificateur stéréophonique s'effectuent au travers des condensateurs C3 et C4.

La tension d'alimentation de ce symétriseur est confiée, vu sa faible consommation, à une pile de 9 V. Ce potentiel est largement suffisant puisque nous devons obtenir sur les collecteurs de T1 et T2 deux signaux en opposition de phase de 850 mV eff. d'amplitude, ce qui correspond à la sensibilité d'entrée de l'amplificateur, soit 2,4 V c à c. Aucun écrêtage n'est donc à craindre.

• REALISATION

– Le circuit imprimé

Très simple à reproduire, il est proposé à l'échelle 1 en figure 3.

Ses dimensions de 46 x 60 mm permettent de le fixer dans un coffret MMP du type 173 LPA, coffret étudié pour recevoir ou une pile de 9 V, ou deux piles de 1,5 V.

– Le câblage

Peu de composants à mettre en place sur le C.I. La nomenclature donne toutes les indications nécessaires quant aux valeurs et tolérances de ceux-ci et le plan de câblage de la figure 4 permet leur insertion sans risque d'erreur.

Une petite précision au niveau des transistors T1 et T2. Il est préférable, afin de minimiser les dérives thermiques, de superposer les deux boîtiers TO92, en déposant sur leurs méplats, un peu de graisse au silicone.

Commencer par souder T2, puis plier ses pattes à 90°, boîtier plastique vers T1. Faire de même avec T1 pour que les deux méplats soient en contact et souder les trois pattes.

A l'ohmmètre, régler RV1 avant de le souder au C.I. afin d'obtenir une résistance de 2,7 kΩ.

– Le boîtier

Comme nous l'avons déjà mentionné, il s'agit d'un coffret plastique MMP avec

SYMETRISSEUR

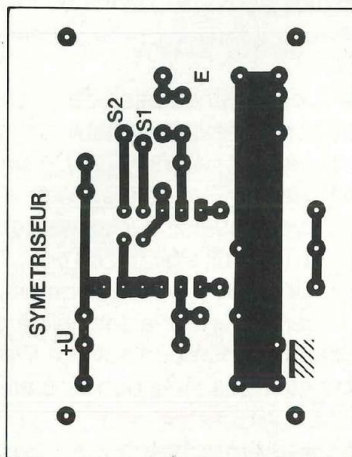


Fig. 3

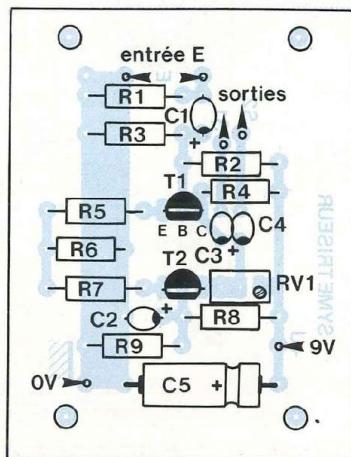
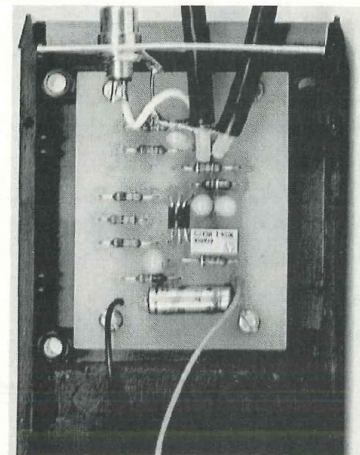


Fig. 4



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couche

± 5 % - 1/2 W

- R1 - 100 kΩ
- R2 - 470 kΩ
- R3 - 220 kΩ
- R4 - 2,7 kΩ
- R5 - 220 Ω
- R6 - 820 Ω
- R7 - 220 Ω
- R8 - 470 kΩ

R9 - 220 kΩ

• Ajustables multitours

RV1 - 5 kΩ

• Condensateurs

- C1 - C2 - C3 - C4 - 15 ou 22 μF/16 V (sorties radiales)
- C5 - 22 μF/16 V (sorties axiales)

• Semiconducteurs

T1 - T2 - MPSA06 (ou tout transistor NPN faible bruit)

• Divers

- Coffret MMP 173 LPA
- Connecteur à pression pour pile 9 V
- CINCH châssis
- CINCH mâle (x 2)
- Câble blindé 1 conducteur

compartiment pour piles.

Le circuit imprimé est fixé au fond d'une demi-coquille du boîtier en quatre points, à l'aide de vis Parker.

La face avant en aluminium reçoit une fiche CINCH châssis (entrée modulation). Elle est également percée de deux trous dont le diamètre est fonction du câble blindé utilisé. Ces deux blindés véhiculeront les deux signaux déphasés de 180°. A cet effet, leurs extrémités seront équipées pour les raccordements aux entrées de l'amplificateur stéréophonique d'une fiche CINCH mâle.

Relier les tresses de masse de ces deux blindés à l'intérieur du boîtier, à la cosse de masse de la CINCH châssis,

celle-ci étant soudée également au 0 V du module.

Le raccordement de l'alimentation s'effectue au moyen d'un connecteur souple à pression (pour une pile 9 V). Nous n'avons pas prévu d'interrupteur, ni de led de contrôle de mise sous tension, afin de ne pas user inutilement la pile.

- Le réglage

Pour le lecteur qui dispose d'un générateur BF et d'un oscilloscope bi-courbe, il suffit d'injecter un signal à 1 kHz dans la CINCH châssis et de contrôler au "scope" les deux signaux présents aux extrémités des blindés équipés de CINCH mâles.

L'écran visualise bien deux signaux

déphasés de 180°, mais pas forcément exactement de la même amplitude. Avec l'ajustable RV1, parfaire cette symétrisation.

• SON INTERCONNEXION

La mise en service de ce symétriseur est immédiate. Il fonctionne dès que la pile de 9 V est enfoncée dans son connecteur.

- Relier les CINCH mâles aux entrées de l'amplificateur (CINCH femelles châssis).

- Relier une charge **uniquement** entre les deux points chauds des sorties HP, bornes rouges bien souvent.

- Injecter la modulation dans la CINCH châssis du symétriseur.

- Mettez votre amplificateur sous ten-

sion et écoutez, mais attention, **vous disposez maintenant d'une réserve de puissance considérable !**

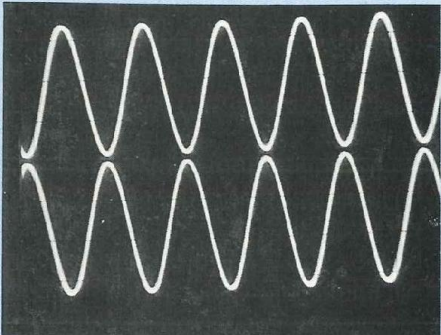
EN CONCLUSION

Ce symétriseur ou "déphaseur de signal" dont la réalisation est à la portée de tous, vous permet de transformer instantanément votre amplificateur stéréophonique en un appareil monophonique de très forte puissance. Par exemple, si vous avez besoin de sonoriser une soirée entre amis.

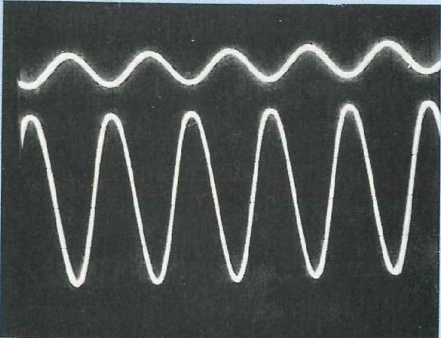
L'amplificateur en classe A-B publié dans le Led n° 81 qui, aux mesures, donnait une puissance de 2×60 W eff. a pu, lors de nos essais avec ce symétriseur, dépasser une puissance de 180 W eff. sur une charge de 8Ω !

Mais attention, si votre amplificateur est déjà à structure en H ou ponté, il n'y a plus rien à faire et c'est le cas du "Super Intégré" publié dans le Led n° 86.

D.B.



Deux signaux en opposition de phase en sortie.

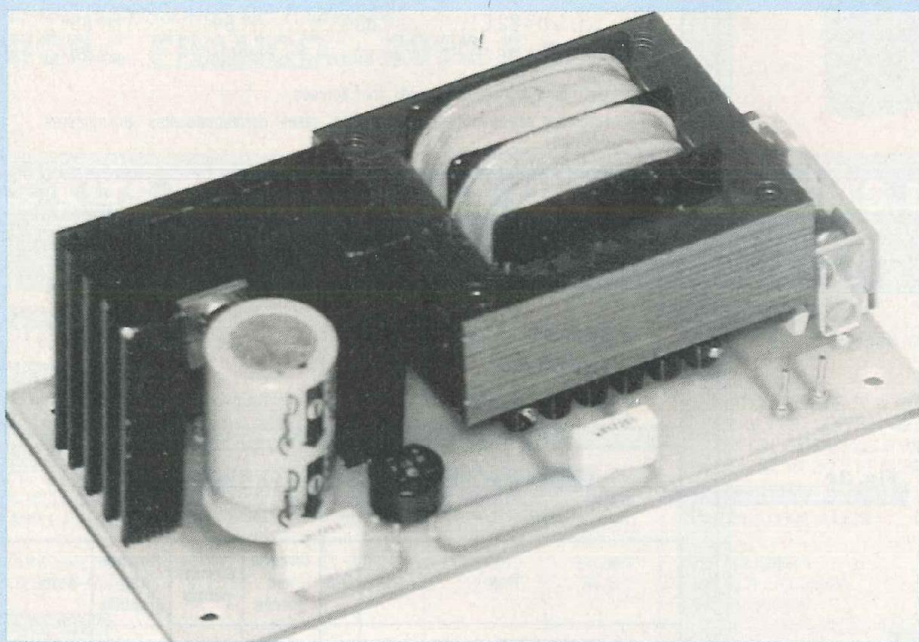


Le gain en tension du symétriseur est de 5,25.

5 V / 1 A A 24 V / 0,4 A

ALIMENTATION MONOBLOC ASYMETRIQUE

Son registre : 5 V / 1 A à 24 V / 0,4 A selon l'implantation des composants, elle est destinée à des applications exigeant plus de puissance, la superposition de modules peut être envisagée.



Dautre part, la juxtaposition de deux modules identiques permet de réaliser une alimentation symétrique de bonne facture. Le cas échéant, ils pourraient être dissociés aisément et dirigés vers d'autres applications indépendantes.

LE SCHEMA

La figure 1 se passe de commentaires. Signalons toutefois la présence de condensateurs antiparasites C1 et C2. C2 permet également d'éviter l'entrée en oscillation de IC1 : la régulation impliquant la présence d'un dispositif

contre-réactionné, un risque d'accrochage HF n'est pas à exclure.

Dès que le courant de sortie est susceptible de dépasser 500 mA, il sera impératif de doter IC1 d'un radiateur. Le tableau de la figure 2 indique les caractéristiques des composants selon l'implantation souhaitée.

REALISATION PRATIQUE

Le tracé des pistes et l'implantation des composants sont indiqués en figure 3a et 3b. Le choix des composants dépendant de la configuration désirée, vous savez ce qu'il vous reste à faire ! En ce qui concerne C3, les calculs ont été menés en supposant que les transformateurs délivrent réellement la valeur indiquée sur leur châssis. Cependant, cette valeur correspond à la tension efficace délivrée par le secondaire **en charge**, au courant nominal de fonctionnement. La tension mesurée à vide sera donc forcément plus élevée et non significative. Pour déterminer la tension nominale réelle d'un secondaire, c'est sur une charge résistive appropriée que la mesure doit être faite. R_{CH} sera déterminée comme suit : $R_{CH} = U^2/P$ avec $U = U_{eff}$ du secondaire et $P =$ Puissance du transformateur. La puissance de R_{CH} doit être de préférence supérieure à celle du transformateur pour éviter un échauffement excessif du composant.

Bernard Dalstein

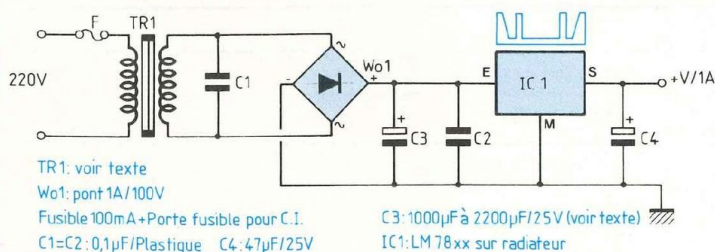


Fig. 1

Configuration	Transformateur		Régulateur IC1				Calcul de C3	
	V _{sec.}	P (VA)	I _{SMAX}	V _{EMAX}	V _{RMINI}	Modèle	ΔU	C3
5 V	9 V	9 VA	1 A	11,5 V	7,5 V	LM7805	4 V	2200 µF/16 V
8 V	12 V	9 VA	750 mA	16 V	10,5 V	LM7808	5,5 V	1000 µF/25 V
10 V	12 V	9 VA	750 mA	16 V	13 V	LM7810	3 V	2200 µF/25 V
12 V	12 V	9 VA	750 mA	16 V	15 V	LM7812	1 V	4700 µF/25 V
15 V	15 V	9 VA	600 mA	20 V	18 V	LM7815	2 V	2200 µF/25 V
18 V	18 V	9 VA	500 mA	24 V	21 V	LM7818	3 V	1000 µF/25 V
24 V	24 V	9 VA	400 mA	32 V	27 V	LM7824	5 V	470 µF/40 V

Fig. 2

ALIMENTATION ASYMETRIQUE

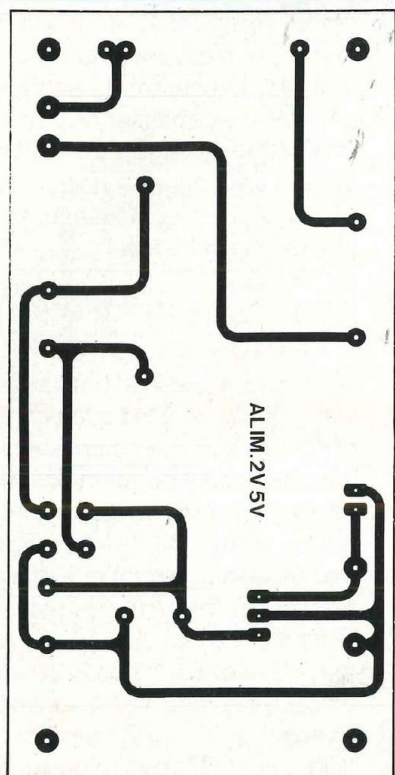


Fig. 3a

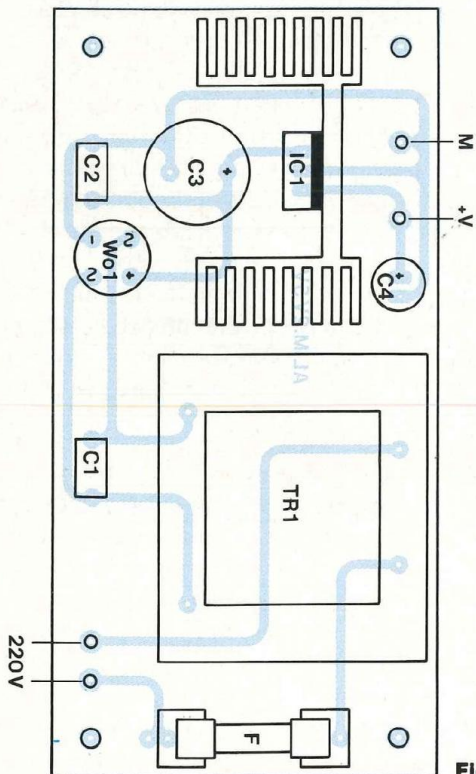


Fig. 3b

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° 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
 n° 86 n° 87 n° 88 n° 89

Les numéros non mentionnés sont épuisés.

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

Je vous fais parvenir ci-joint le montant

de F par CCP par chèque bancaire
 par mandat

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 sérigraphiés	Total
<ul style="list-style-type: none"> • Ampli MOSFET Fredy 408 • Symétriseur • Micro émetteur FM • Alimentation asymétrique 		130,00 F	150,00 F	240,00 F	
		15,00 F	19,00 F	25,00 F	
		17,00 F	25,00 F	30,00 F	
		25,00 F	28,00 F	40,00 F	
Plaque présensibilisée positive STEP Circuits époxy FR4 16/10 cuivre 35 microns					
		1 face cuivrée	2 faces cuivrées	1 face cuivrée + 1 face sérigraphiée	
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 , par chèque bancaire ou par mandat
 à adresser aux Editions Périodes 1, boulevard Ney 75018 Paris

NOM

PRENOM

ADRESSE

Génération

VPC



KIT ACOUSTIQUE JUNIOR

Le kit complet clefs en mains pour réaliser votre JUNIOR : comprenant les haut-parleurs, les filtres, les borniers, les fils, les 30 pièces d'ébénisterie et tous les accessoires de montage

JUNIOR... FRANCO... 2990 F TTC

LES KITS DÉCRITS DANS LED...

Désignation	Référence	C. IMP seul	L'ensemble kit + C. IMP
LED N° 83 JANVIER 1991 GRADATEUR EFFLEUREMENT (sans coffret)	98KE501	18,00 F	99,00 F
LED N° 84 FÉVRIER 1991 CONVERTISSEUR 12 V-220 V - 26 W (avec coffret) VERSION 46 W DU CONVERTISSEUR (sans coffret)	98KE502 98KE503	63,00 F /	299,00 F 339,00 F
LED N° 85 MARS 1991 FILTRE ACTIF 2 VOIES MONO (sans coffret) AMPLI TDA 1510 MONO (sans coffret) FILTRE + AMPLI + RADIATEUR MONO	98LD03 92LD04 92LD05	38,00 F 12,00 F /	115,00 F 59,00 F 349,00 F
CAPACIMÈTRE ANALOG. (avec coffret) ALIMENTATION CAPACIMÈTRE	92LD06 92LD07	85,00 F 19,00 F	315,00 F 40,00 F
LED N° 86 AVRIL 1991 BASE DE TEMPS "KRONOS" (sans coffret)	98KE511	85,00 F	175,00 F
AMPLI TDA 1520			
AMPLI MONO TDA 1520 (sans coffret) TEMPORISATION STÉRÉO (sans coffret) MODULES ALIMENTATIONS (sans coffret) VU-MÈTRE STÉRÉO (sans coffret) FINITION : COFFRET - RADIATEUR - ACCESSOIRES	92LD08 92LD09 92LD10 92LD11 92LD12	25,00 F 22,00 F 53,00 F 42,00 F /	129,00 F 69,00 F 575,00 F 185,00 F 375,00 F
LED N° 87 MAI 1991 PRÉAMPLI HAUT NIVEAU STÉRÉO (sans coffret ni alim.) GRADATEUR HALOGÈNE (avec coffret) <small>*Comprenant les valeurs pour tous types de percussion</small>	92LD13 98KE504	24,00 F 32,00 F	239,00 F 175,00 F

LES KITS DÉCRITS DANS LED...

Désignation	Référence	C. IMP seul	L'ensemble kit + C. IMP
LED N° 88 JUIN 1991 CHOPPER MOSFET (livré sans transfo ni coffret) VERSION 50 W VERSION 250 W KIT FINITION VERSION 50 W AVEC TRANSFO ÉTRIÈRE 46 VA ET COFFRET MÉTAL KIT FINITION VERSION 250 W AVEC TRANSFO TORIQUE 150 VA 2x9 V ET COFFRET MÉTAL	98KE505 98KE506 KE505F KE506F	53,00 F 53,00 F / /	114,00 F 169,00 F 149,00 F 329,00 F
LED N° 89 SEPTEMBRE 1991 KIT ACOUSTIQUE JUNIOR	JUNIOR		2990,00 F
AMPLI CLASSE A ÉTAGE DE PUISSANCE TEMPORISATION ALIMENTATION/FILTRAGE (4x4700µF/63 V) RÉGULATION FINITION NON DISTRIBUÉE	98LD16 98LD17 98LD18 98LD19	37,00 F 23,00 F 45,00 F 7,00 F	349,00 F 109,00 F 690,00 F 35,00 F
ALARME MINI CENTRALE D'ALARME CHARGEUR 12 V	98KE512 92KE513	38,00 F 61,00 F	139,00 F 189,00 F
LED N° 90 OCTOBRE 1991 AMPLI MOSFET FREDY 408 (AVEC RADIATEURS) MICRO ÉMETTEUR PLATINE HF8 POUR SUPRTEF (préciser 41 ou 72 MHz) PLATINE HF8 MONTEE REGLEE (préciser 41 ou 72 MHz)	98 KE 92LD20 HF8 HF8M	150,00 F 25,00 F / /	475,00 F 89,00 F 550,00 F 920,00 F

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. _____

GÉNÉRATION V.P.C.
TÉL. : 20.24.22.27

225, rue de la Mackellerie

59100 ROUBAIX
FAX : 20.24.21.74

5eme FORUM DU KIT AUDIO

16 - 17 - 18
NOVEMBRE

HÔTEL
novotel

PARIS-BAGNOLET
MÉTRO : GALLIENI

OUVERTURE DE
10 H A 19 H



ORGANISATION

GROUPEMENT NATIONAL DU KIT AUDIO - TÉL. : (16-1) 48.04.39.19