

# Leed

ISSN 0753-7409

COURS N° 30 : CONNAISSANCE DE

L'ELECTRONIQUE : LA LOGIQUE

MOSFET EN CLASSE A.B 40W<sub>eff</sub>/8Ω

MICRO EMETTEUR FM

LE SUPERTEF : PLATINE HF8-SF

SYMETRISSEUR / DEPHASEUR 180°



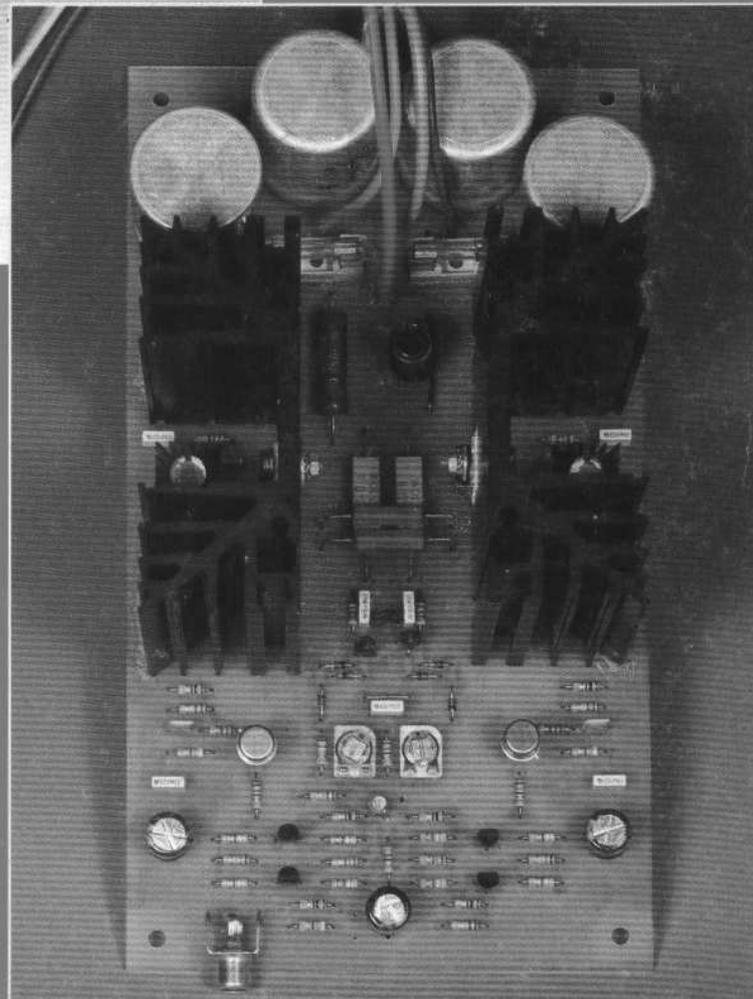
MICRO  
EMETTEUR  
FM

MODULE  
AMPLIFICATEUR  
40W<sub>eff</sub>/8Ω  
MOSFET  
CLASSE A-B

M 1226 - 90 - 25,00 F



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



## AMPLIFICATEUR MOSFET (PROFESSIONNEL) 40 W / 8 $\Omega$ "FREDY"

**C**onçue 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 ...

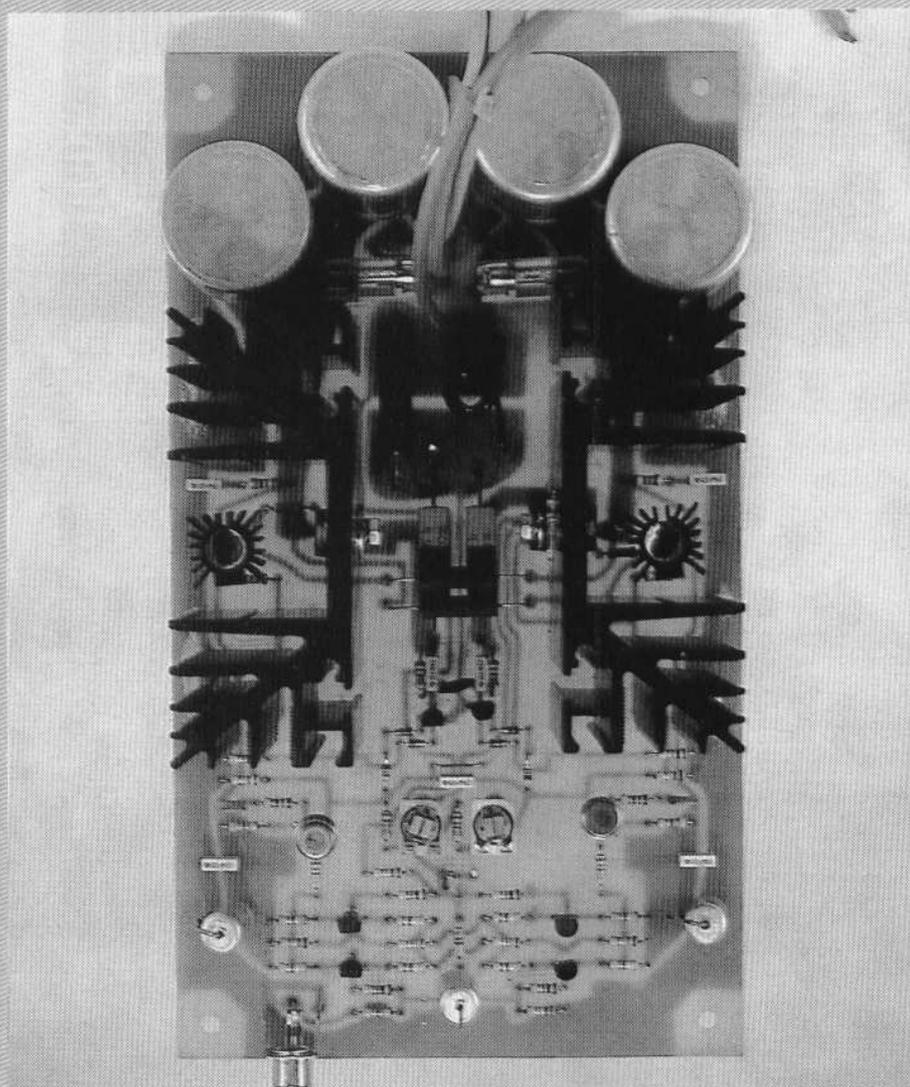
### QU'EST-CE QU'UN AMPLI ?

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  $\Omega$  à 1000 Hz et plus en 6  $\Omega$  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).

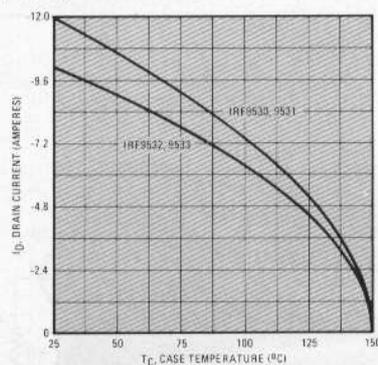
Le manque de précision noie les détails, le bruit aussi et une alimentation médiocre empêche de tirer la puissance, rétrécit l'image stéréo, etc ... Un ampli est donc un élément suspect et il faut voir ce qu'il contient. Saviez-vous



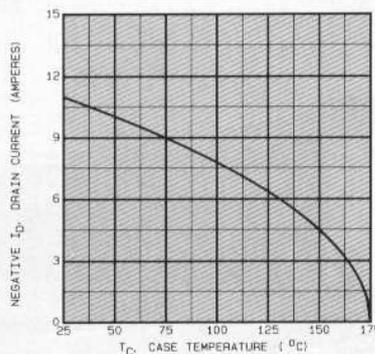
Pour adoucir la rentrée, voici un ampli de très haute qualité musicale, conçu pour toutes les musiques et tous les âges, qui est stable, sûr, simple et économique. Il marque l'apparition de la nouvelle technologie HEXORCISTE développée par l'auteur et qui eut jadis un succès considérable.

# 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 chœurs, 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<sup>e</sup> 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 k $\Omega$  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 !

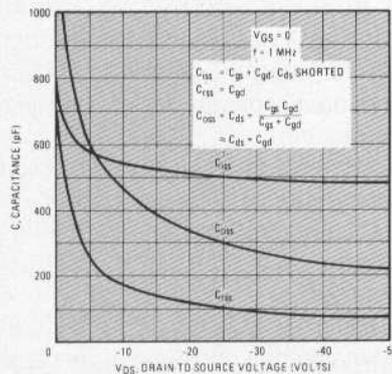


Fig. 4 : Le problème du MOSFET est principalement sa capacité d'entrée variable Ciss qui complique la commande en régime linéaire.

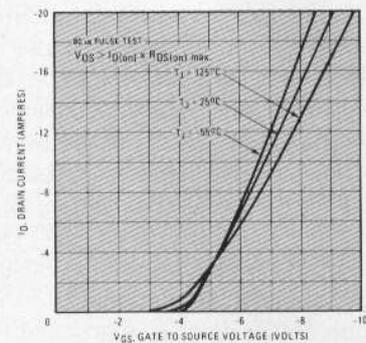


Fig. 5 : Courant de Drain selon la tension Vas de commande d'un D<sup>2</sup>-MOS à enrichissement.

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

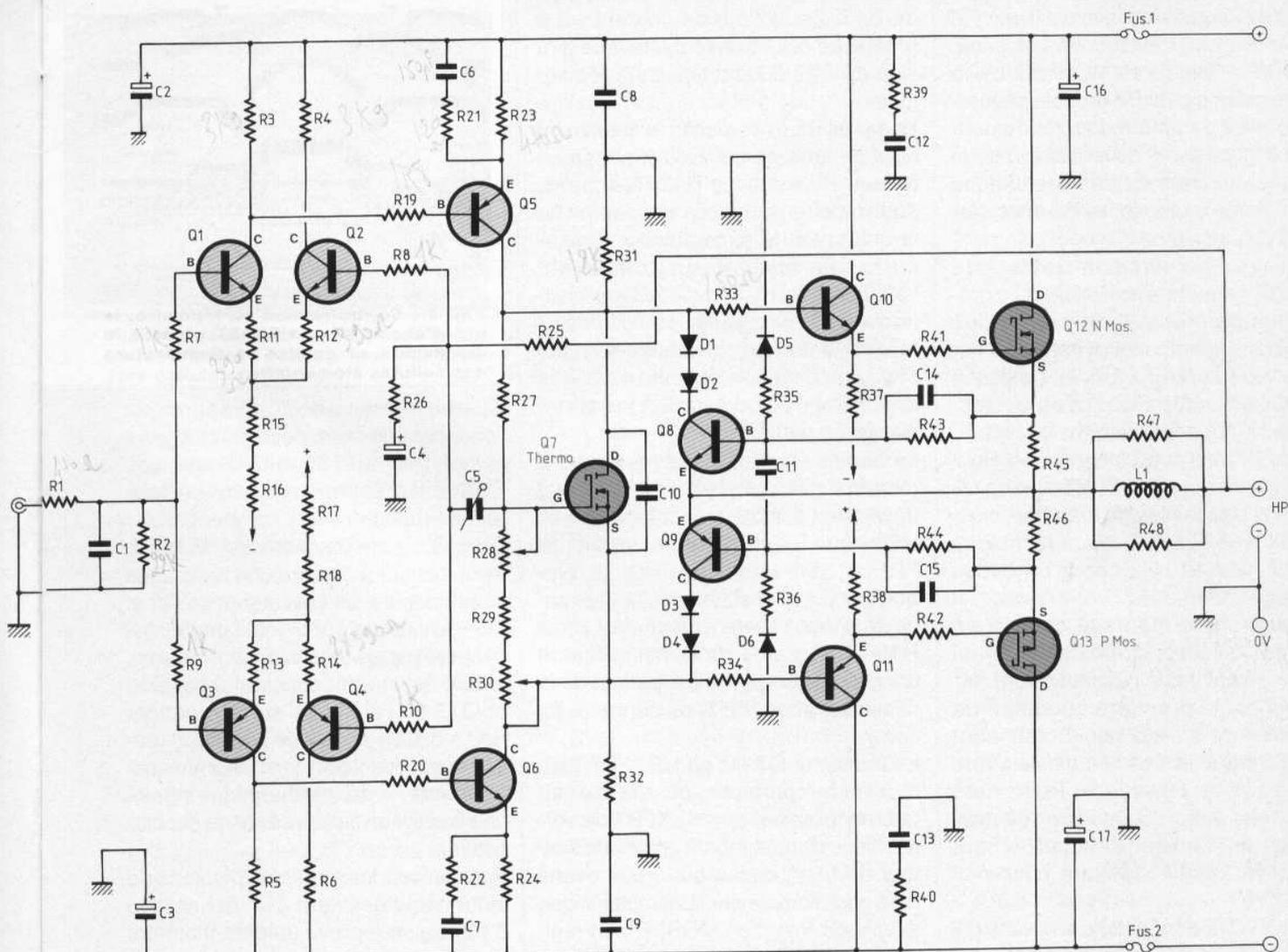


Fig. 3

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 D<sup>2</sup>-MOS en régime linéaire, obstacle sur lequel butent de nombreux concepteurs. Il y a la capacité d'entrée

## AMPLIFICATEUR MOSFET FREDY 408

$C_{iss}$ , la capacité de sortie  $C_{oss}$ , la capacité de transfert inverse  $C_{rss}$ . 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 suiveuse (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-

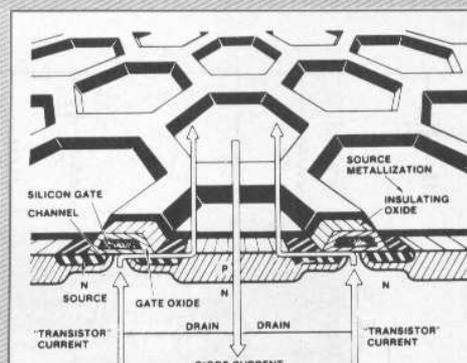
lation du signal d'alarme aux bornes de R45. Ce limiteur de courant est à l'image de celui d'un régulateur de tension  $\mu A$  723 à caractéristique rectangulaire.

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 D<sup>2</sup>-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

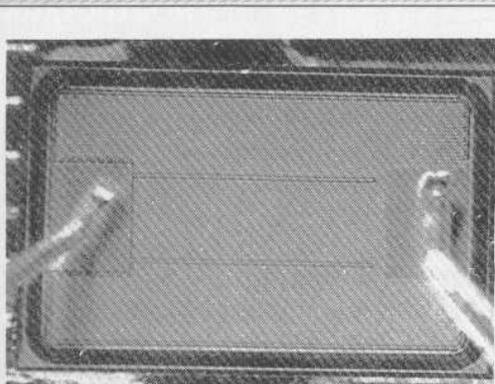


Fig. 7 : Une puce d'HEXFET : une bonne vision s'impose pour discerner la structure cellulaire !

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 D<sup>2</sup>-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 D<sup>2</sup>-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  $\Omega$  sur l'époxy, on doit par contre, surélever les 2,7 k $\Omega$  (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

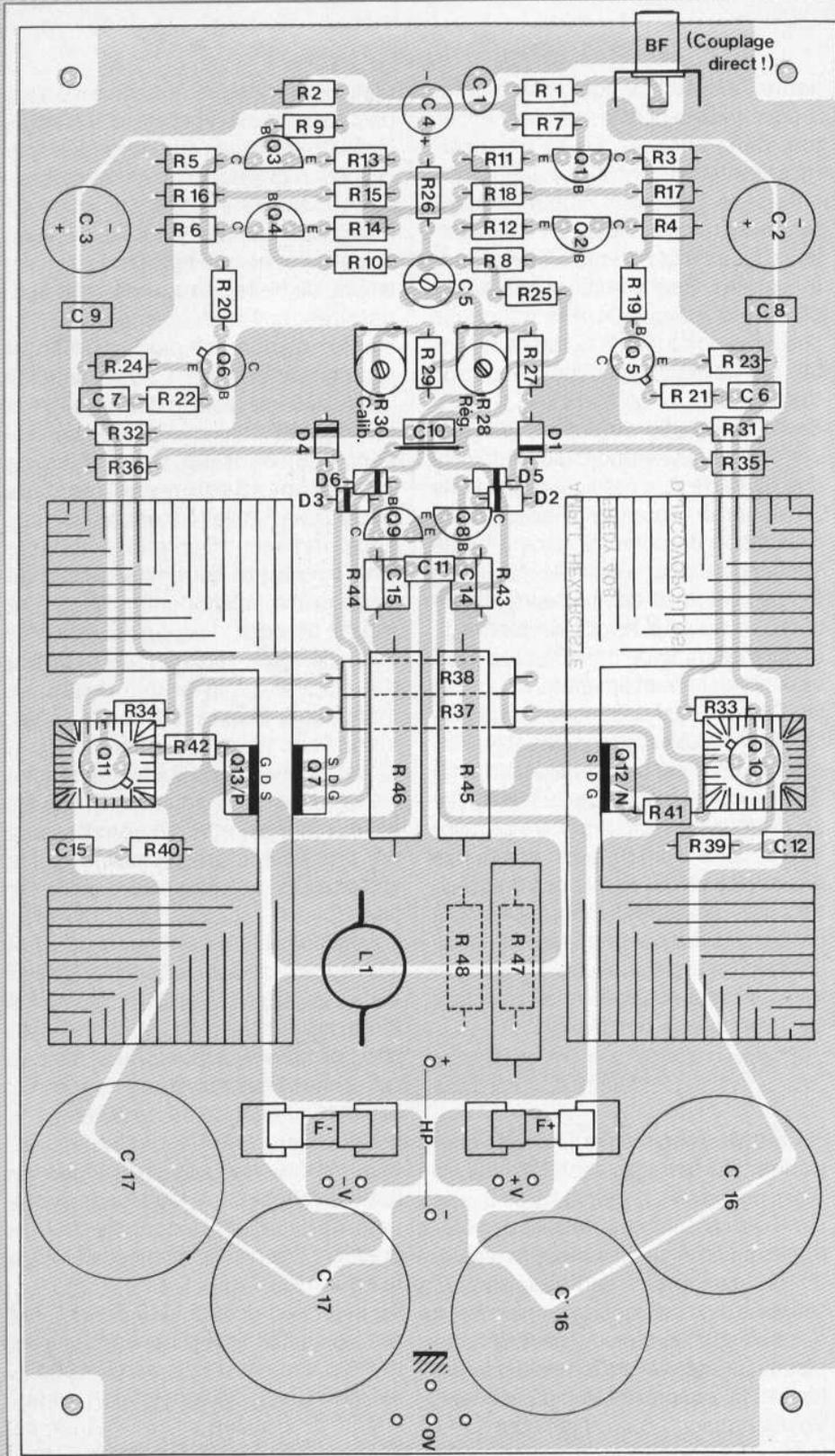
## NOMENCLATURE

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

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

### • Condensateurs

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



# UNE STRUCTURE COMPLEMENTAIRE

Fig. 8

## DES COMPOSANTS

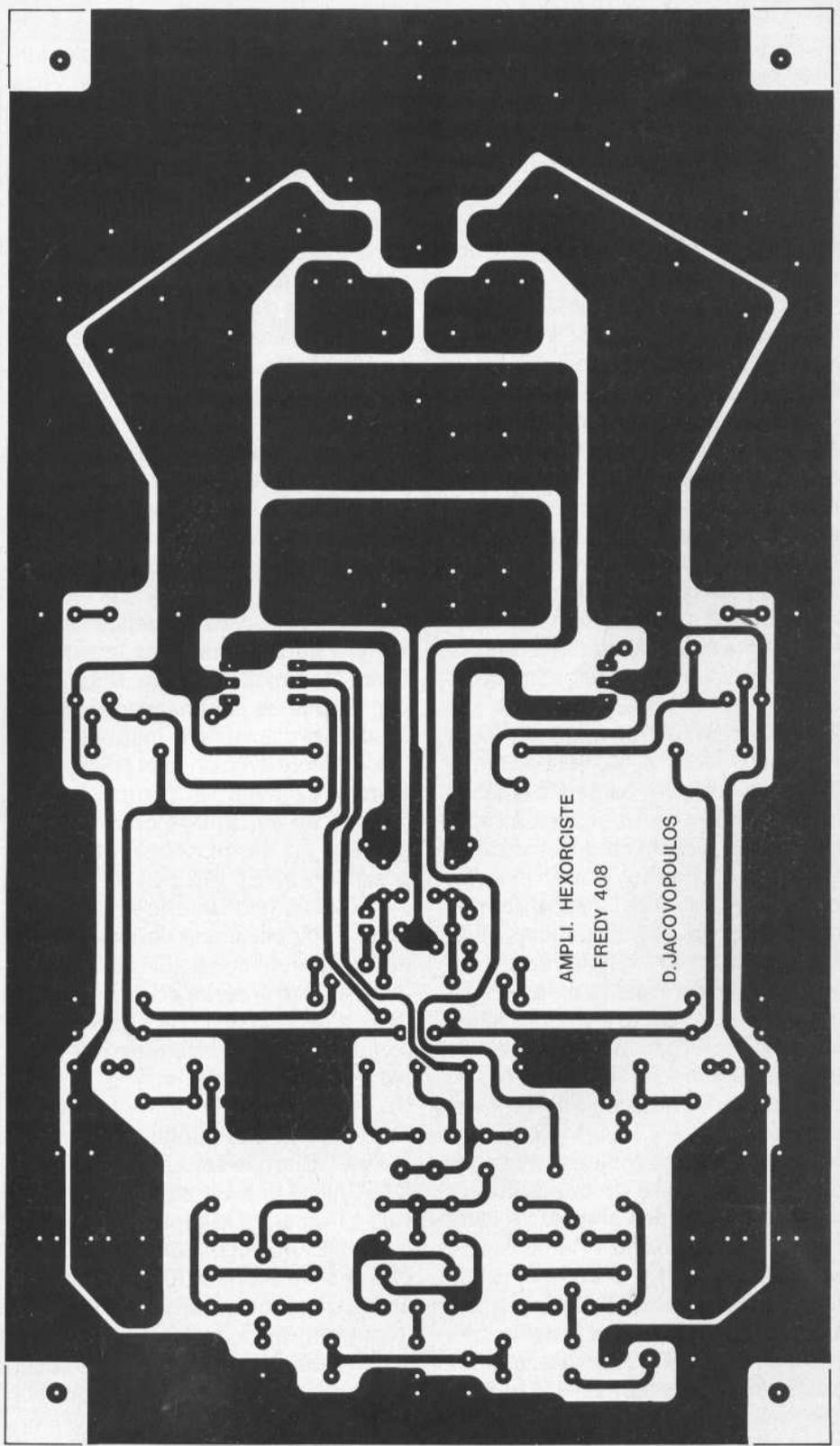
C11 – 47 nF/63 V LCC Milfeuil  
C14 – C15 – 10 nF/63 V LCC Milfeuil  
C16 – C17 – 4700  $\mu$ F/40 V (CI-FRS  
SIC – SAFCO/MCB)  
C'16 – C'17 – idem (facultatif)

### • 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<sup>e</sup> (axe  $\varnothing$  6 mm) ou  
13,5/10<sup>e</sup> (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  $\mu$ F/40 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  $\Omega$**  (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 oeil 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.

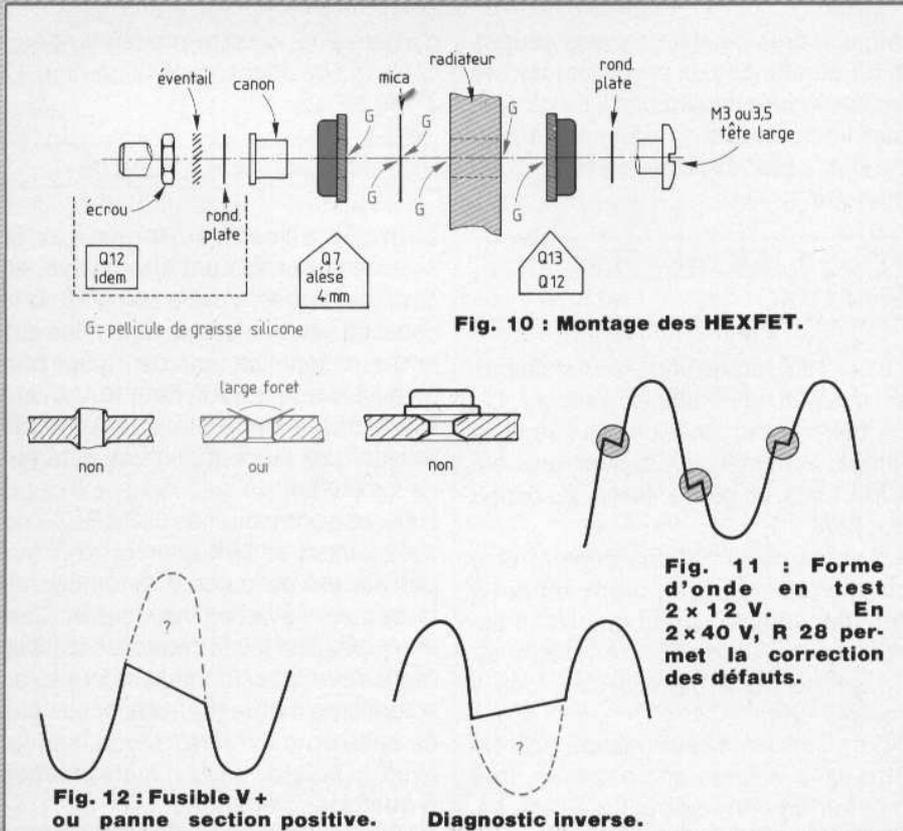
L'auteur indique aux puristes, que la meilleure graisse silicone ne doit pas être pure (transparente) mais chargée d'oxydes métalliques (blanche), ce qui est dur à trouver, mais fonctionne mieux. La méthode "maison" consiste à mélanger une transparente (KF par exemple) et une blanche (ELBOMEK) pour stabiliser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



Sinon, ne la reliez pas, surtout en cas de gros débit mesuré dans les porte-fusibles 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 :

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.

## AMPLIFICATEUR MOSFET FREDY 408

- Les transistors plastique Q1 à Q4 sont à peine tièdes
- Les amplis 2<sup>e</sup> 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 continus 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  $\Omega$  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  $\pm 10$  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 inavouable. C'est une protection totale contre les fausses manoeuvres 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  $\Omega$  signifie 6,4  $\Omega$  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" vérifiable.

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  $4 \Omega$  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

$6,4 \Omega$  ( $8 \Omega$  normalisés), cet ampli est prévu en fait, pour  $5 \Omega$  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  $22 \text{ k}\Omega$  environ, nous pensons convenir à tout préampli, sans risque de le conduire lui-même à l'écrêtage. Toute impédance inférieure à  $22 \text{ k}\Omega$  est compatible, au-dessus par contre, c'est impossible. Un simple TL 71, LF 356 ou  $\mu\text{A} 741$  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<sup>os</sup> 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



LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 91

<http://amplifredy.spaces.live.com>

Article diffusé avec l'aimable autorisation de M. JACOVOPOULOS

# Lead

ISSN 0753-7409

COURS N° 31 : CONNAISSANCE DE  
L'ELECTRONIQUE : LA LOGIQUE (2<sup>e</sup>)

ALIMENTATION FREDY 400

PHASEMETRE NUMERIQUE

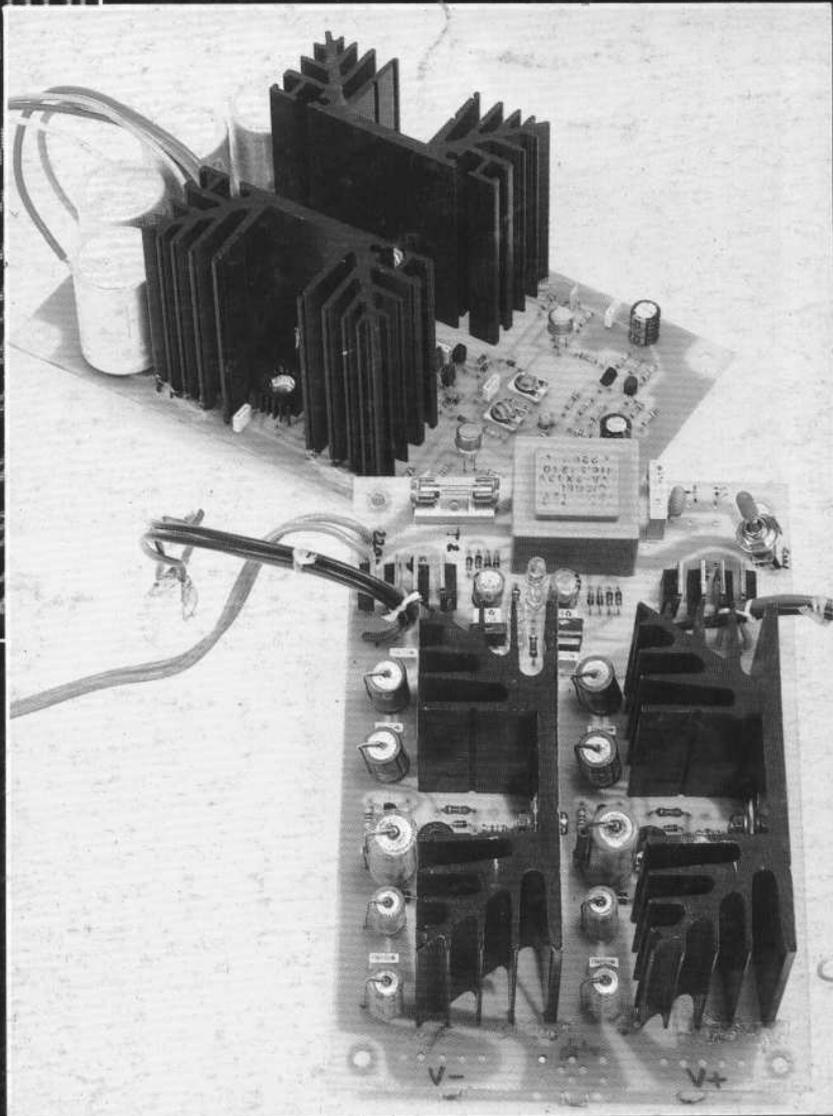
PREAMPLIFICATEUR R.I.A.A.

FORUM DU KIT AUDIO 91

FORUM  
DU KIT AUDIO  
91

LES 16 - 17 - 18  
NOVEMBRE  
VENEZ ECOUTER  
NOS ELECTRONIQUES  
AU NOVOTEL

ALIMENTATION  
REGULEE  
EN MOSFET

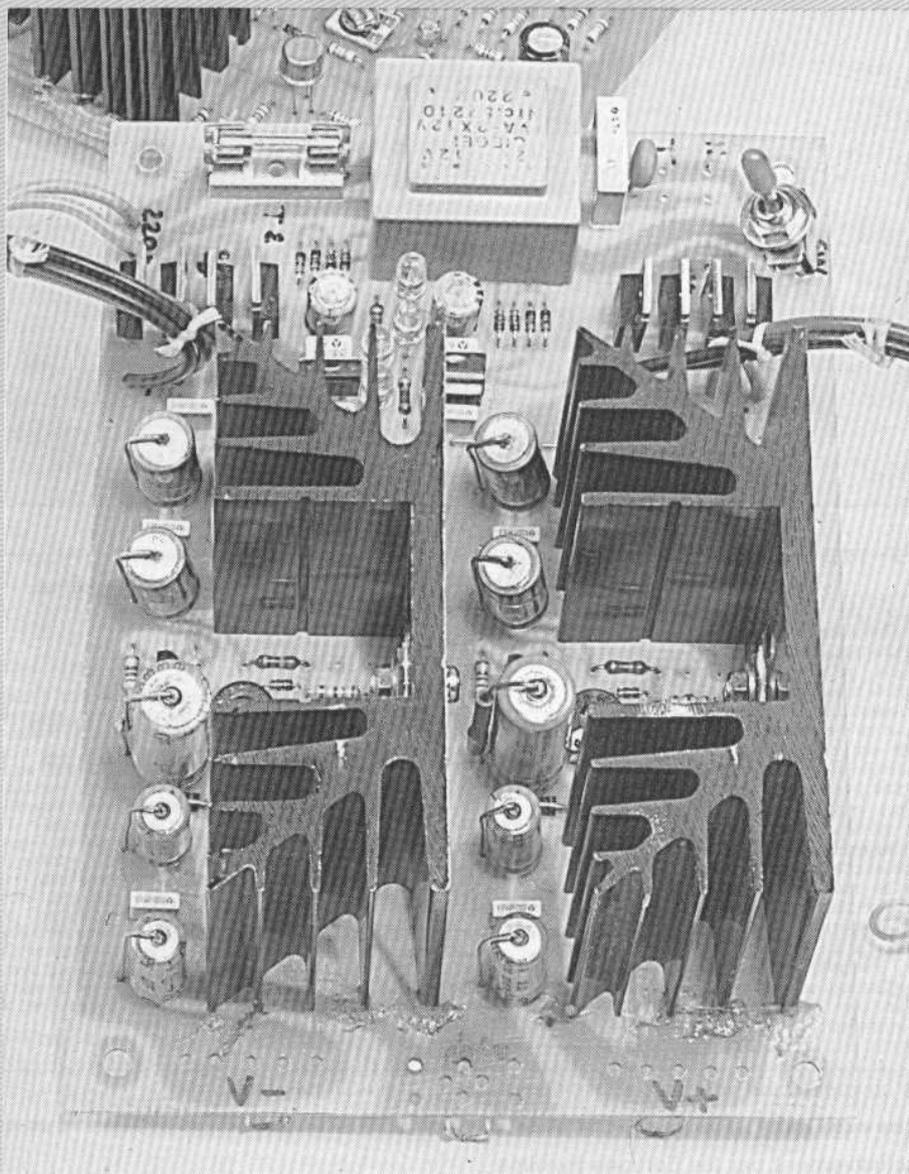


M 1226 - 91 - 25,00 F



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

## ALIMENTATION REGULEE EN MOSFET FREDY 400



Cette alimentation à hautes performances, complète la description de l'amplificateur MOSFET FREDY 408 (Led N° 90) en lui procurant une bonne part de ses qualités d'écoute ...

**N**ous donnons en début d'article, des précisions importantes concernant les alimentations en Hi-Fi et leurs composants constitutifs. On y découvrira certainement des raisons aux médiocres écoutes des appareils en joli coffret, importés de très loin ...

### LES TRANSFORMATEURS BASSE TENSION

Le choix de ce composant dépend de la politique que l'on incarne : soit gagner un maximum d'argent, soit fournir le meilleur résultat. On passe donc du type "tôles carrées" au type "toroïdal", d'un son mou à un son ferme, dès le départ.

Un transformateur est constitué de trois parties essentielles : le fer (circuit magnétique du transfert d'énergie), le cuivre (enroulements de conduction électrique) et l'isolement (carcasse plastique ou ruban mylar). A chacun de ces niveaux, des compromis sont recherchés pour atteindre une performance ou un prix souhaité.

Le fer est chargé de véhiculer l'énergie magnétique servant à la transformation de la puissance primaire (220 V) en une puissance secondaire (basse tension). Les dimensions du circuit magnétique doivent être calculées en fonction de la puissance à restituer, en veillant à éviter une saturation du fer. Cette masse de fer doit être feuilletée, c'est-à-dire, composée d'un nombre aussi élevé que possible de tôles minces, empilées et isolées entre-elles. Des variantes assez nombreuses existent évidemment.

Un mauvais feuilletage se traduit par des "pertes fer" par courants de Foucault, qui compromettent le rendement du transfo et contribuent à son échauffement. L'essai à vide (mesure du courant 220 V sorties non reliées) montre

facilement l'écrasante supériorité du torique sur le type "carré".

En service ensuite, la part majeure de l'échauffement du transfo viendra pourtant des "pertes cuivre" par effet Joule. Pour compenser ces pertes par résistance, on augmente le nombre de spires par volt, ce qui entraîne une différence accrue entre tension de sortie à vide et en charge. On parle (rarement !) de ceci sous le terme de "régulation" de la tension secondaire, dite "régulation du transfo". Les toriques modernes gagnent encore et de loin ! L'isolement concerne la sécurité et les vibrations, mais on doit savoir qu'une spire vibrante rayonne davantage qu'une spire immobilisée par imprégnation, en plus de son bourdonnement audible. Ici, l'avantage est aux "carrés" imprégnés, car les toriques ne le sont que sur option. Leur rayonnement est faible toutefois, centré sur la zone d'où s'échappent les fils. Un bourdonnement est par contre possible sur un 220 V pollué par les harmoniques d'une grosse machine-outil (par exemple). Ici encore, selon les marques, on notera de grosses différences. Notre préférence va actuellement aux toriques ARABEL (Belgique) qui nous enchantent par leur rapport qualité/prix exceptionnel.

## LES REDRESSEURS SEMICONDUCTEURS

On n'en parle jamais, tant il est vrai qu'un pont 400 V/25 A est fonctionnel, bon marché, simple à câbler et robuste. Pourtant, il s'avère gros consommateur de volts si l'on fait la mesure, ce qui fait perdre des watts audio à courant identique.

La profusion de diodes rapides, ultra-rapides et Schottky des alimentations à découpage nous permet d'améliorer le redressement en réduisant les pertes statiques (50 Hz) et dynamiques

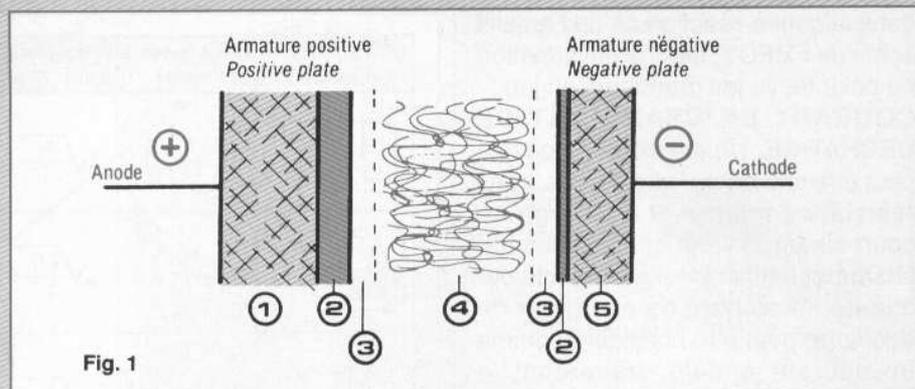


Fig. 1

(appels de courant BF). Au prix d'une petite complication de câblage, on passe de  $2 \times 1,3 \text{ V}$  à  $2 \times 0,85 \text{ V}$  de pertes typiques avec des diodes Planar 200 V ultra-rapides (35 ns) très répandues.

On rencontre parfois des condensateurs ou R/C disposés sur les quatre diodes d'un pont standard. C'est risible et sans effet, sauf accroissement des claquements et parasites véhiculés par le 220 V. Un bon semiconducteur est préférable, comme la technologie THOMSON BD 37 931 vendue par FACON. À éviter les KBPC de G.I. qui chutent beaucoup, d'autres aussi ...

## LES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES DE PUISSANCE

Pour avoir travaillé jadis chez PRECIS, l'auteur sait de quoi il parle et il y aurait beaucoup à dire. Si l'on ne doit retenir qu'une seule chose, c'est la suivante : "Les microfarads, on s'en fout, seuls les ampères comptent dans un circuit de puissance". C'est un peu brutal, mais c'est un vrai théorème. En effet, la capacité n'est que faiblement liée à la puissance, c'est la technologie employée qui donne ou non des ampères et donc de la musique. Son prix est hélas élevé, mais ceci est incontournable.

La figure 1 présente la structure sim-

plifiée d'un condensateur aluminium à électrolyte liquide ; tandis qu'à l'oeil nu on croit voir deux feuilles d'aluminium prenant en sandwich un buvard humide, la réalité est plus fine :

L'anode (1) est une feuille d'aluminium épaisse et finement gravée, afin de multiplier sa surface apparente, ce qui permet entre-autres, la miniaturisation. Elle a la particularité d'être revêtue d'une couche (2) d'oxyde d'aluminium (alumine) formant une barrière diélectrique conductrice dans un sens et pratiquement isolante dans l'autre.

L'électrolyte (3) imprègne aussi le séparateur "buvard" (4) puis on aboutit à la feuille d'aluminium négative (5) pourvue d'un léger diélectrique (2) elle aussi, gravée également. L'épaisseur totale de cet empilage ne dépasse pas une fraction de millimètre en pratique et l'on forme un rouleau en bobinant le tout, qui s'insère dans un boîtier cylindrique.

La couche  $\text{Al}_2\text{O}_3$  d'alumine (2 de l'anode) est formée par une tension  $U_f$  qui deviendra la tension maximale du composant. La tension de service sera couramment d'environ 80 % de cette valeur. En revanche, l'utilisation d'un film barrière sur l'anode entraîne un sens obligatoire de polarisation et la minceur de cette couche limite la tension inverse applicable à 1,5 V environ (de 1 à 3 V selon les types). Ceci explique l'emploi d'un  $220 \mu\text{F}/6,3 \text{ V}$

## ALIMENTATION REGULEE EN MOSFET

dans la contre-réaction de nos amplis continus FREDY, sans préoccupation de polarité, vu les grandeurs en jeu.

**COURANT DE CHARGE ET DE DECHARGE.** Un chimique de qualité peut être chargé par une source, sans résistance interne et déchargé en court-circuit. S'il est continuellement chargé et déchargé plusieurs fois par minute, le courant de charge et de décharge peut être considéré comme un courant ondulé, traversant le condensateur. La valeur efficace de ce courant ne devra pas dépasser la limite permise par le constructeur, qui est généralement marquée en clair sur la cartouche, typiquement à 100 Hz et à 85° C.

Cette limite croît si la température baisse avec typiquement le double à 55° C, de même si la fréquence augmente avec par exemple, +20 % au-delà de 2 000 Hz. C'est donc dans le grave et à chaud, qu'une cartouche manque de puissance avec une réduction de 20 % environ à 50 Hz qui s'aggrave rapidement en descendant encore. Pas de chance pour les boomers.

Les choses se compliquent encore avec l'inconnue que représente la forme du courant BF qui emprunte un peut à tout ce que montre la figure 2, et s'avère plus complexe encore avec une somme d'ondulations de fréquences différentes dont seules les harmoniques nous sont épargnées. En pratique, l'élément le plus sollicité d'un ampli Hi-Fi n'est pas semiconducteur, c'est la cartouche d'alimentation elle-même.

Le courant spécifié par l'usine dépend beaucoup de la technologie, de l'encombrement permis, de l'épaisseur des couches constitutives et nous connaissons des 22 000 µF/63 V par exemple, limités pour l'un à 10,5 A (SLCE "compact"/France) et pour l'autre, à 21 A (PHILIPS série C 114/Hollande) ou bien 15,7 A (MCB SIC SAFCO séries

Fonction Function	Valeur moyenne Mean value	Valeur efficace R.m.s. value	Fonction Function	Valeur moyenne Mean value	Valeur efficace R.m.s. value
	$A \left( \frac{t_0}{T} \right)$	$A \sqrt{\frac{t_0}{T}}$		$\frac{2A}{\pi} \left( \frac{t_0}{T} \right)$	$A \sqrt{\frac{t_0}{2T}}$
	$A \left( \frac{t_1}{T} \right)$	$A \sqrt{\frac{2t_1}{3T}}$		$\frac{A}{2} \left( \frac{t_0}{T} \right)$	$\frac{A}{2} \sqrt{\frac{3t_0}{2T}}$
	$\frac{A}{2} \left( \frac{t_0}{T} \right)$	$A \sqrt{\frac{t_0}{3T}}$		$\frac{2}{\pi} A$	$\frac{A}{\sqrt{2}}$
	$\frac{A}{2}$	$\frac{A}{\sqrt{3}}$		$\frac{A}{2}$	$\frac{A}{\sqrt{3}}$
	$\frac{A}{2}$	$\frac{A}{\sqrt{3}}$		0	A

Fig. 2 : Valeurs moyennes et efficaces de I selon forme, amplitude (A) et durées (t, T)

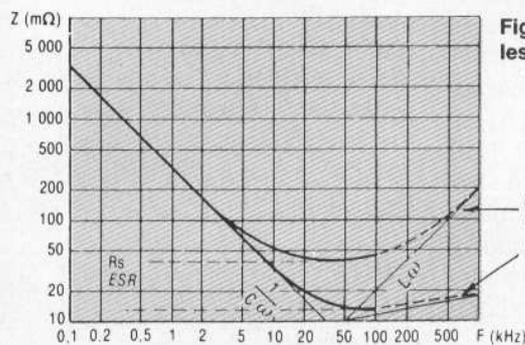


Fig. 3 : Hommage à MCB SIC SAFCO, les courbes d'impédance.

CO 38 et 39/France). A noter l'exploit MCB SIC SAFCO série "FELSIC TFRS" où le simple 10 000 µF/63 V est limité (si l'on ose dire) à 29 A, le tout à 100 Hz/85° C !

Pour la peine, nous donnons en figure 3, une courbe d'impédance typique pour deux technologies différentes, dont le TFRS. Sa taille et son prix : on n'ose pas, c'est pourquoi le 22 000 µF/63 V n'est pas même cité en catalogue, il est d'ailleurs inutile. Ceci nous mène droit à la **question d'impédance d'une cartouche.**

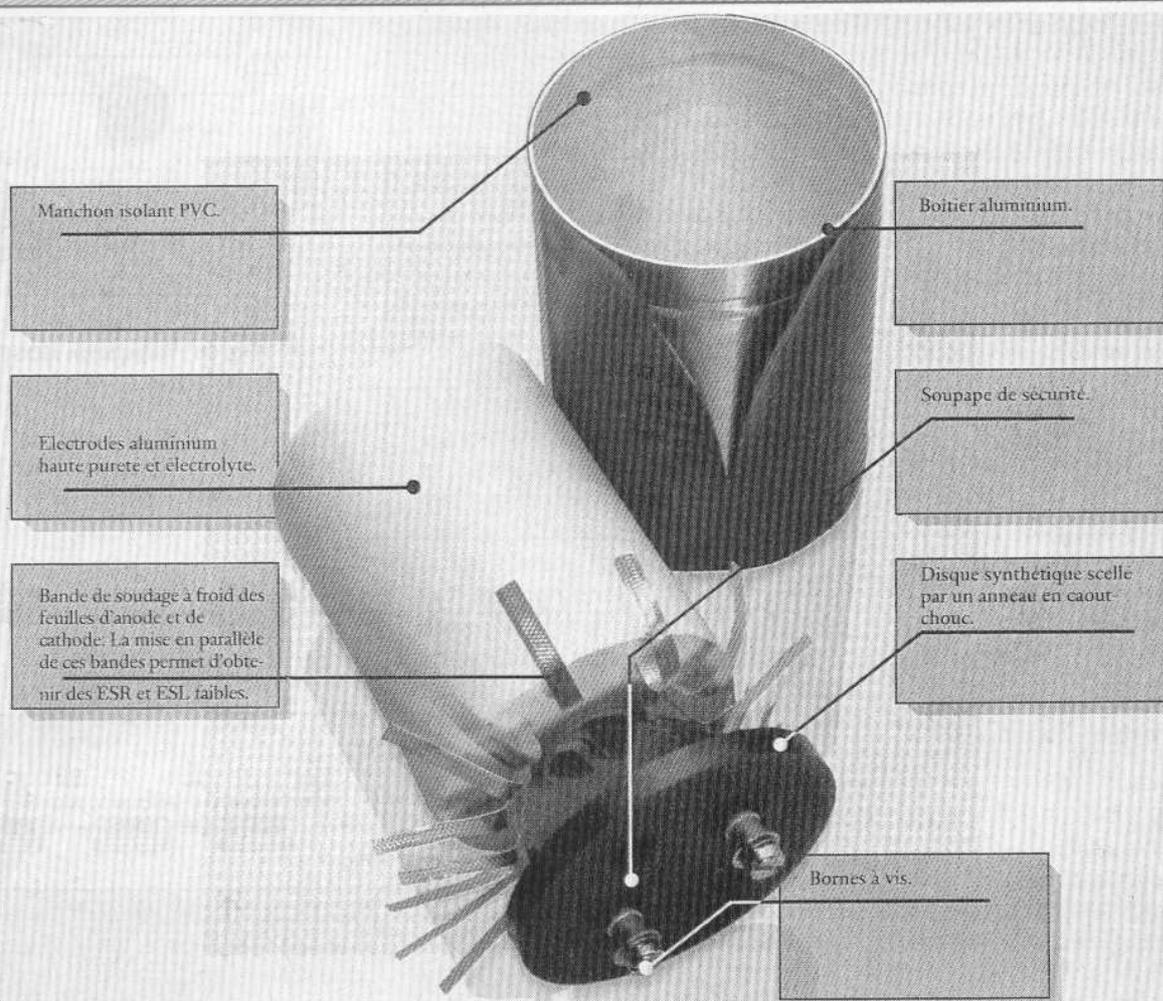
La figure 3 simplifie les choses, puisque l'on y voit distinctement que l'impé-

dance en milliohms est forte à gauche (100 Hz) et décroît normalement selon une pente  $Z = 1/C\omega$  jusqu'à 3 kHz (standard) ou 15 kHz (TFRS) avant de prendre la tangente, marquer un minimum, puis remonter selon la tangente finale HF de type  $Z = L\omega$ . Passé le creux, on a affaire à une inductance principalement.

Attention en Hi-Fi, un amplificateur est toujours doté d'une mauvaise réjection des perturbations d'alimentation, surtout quand la fréquence croît et bien vite dans l'aigu se trouve 1 % de résiduelle HF que la cartouche ne peut annuler que si elle est bonne. Comme

Fig. 4 : Un 47 000 µF/63 V cher, mais excellent.

# FREDY 400



de PHILIPS :

le grave crée habituellement 10 % d'ondulation (de 5 à 35 % typiquement), il y a transmodulation par les résiduelles non rejetées ni réduites par condensateur.

Le condensateur de puissance doit donc se caractériser par un courant que l'auteur appelle "courant de fatigue" élevé et une impédance interne faible. C'est sous une tension peu variable que ces paramètres se trouvent optimisés pour former le meilleur "réservoir" dynamique. La photo d'un 47 000  $\mu\text{F}/63\text{ V}$  PHILIPS (C 114) montre bien les multiples connexions permettant de réduire l'inductance inter-

ne du "bobinage" et la résistance série jusqu'aux connexions par vis. Cette figure 4 représente le haut de gamme 63 V (diamètre 75 mm sur 115 de long !).

Terminons en précisant qu'il est possible de stocker en règle générale, des cartouches de tension inférieure ou égale à 100 V pendant 5 ans environ, sans devoir les reformer lors de l'utilisation. Les produits de braderie, les "lots", y échappent par contre difficilement, car l'ancienne chimie interne l'exigeait (1 heure de tension nominale tous les 3 mois). Les électrolytes ont changé depuis 1985 environ et s'amé-

liorent sans cesse : soyez vigilants !

## LES ALIMENTATIONS HI-FI ET L'ESOTERISME

Nous ne parlerons que des structures symétriques (+V, 0 V, -V) correspondant à l'architecture de la technologie FREDY, mais l'extrapolation est aisée vers d'autres types.

La figure 5 montre deux méthodes de redressement à partir de deux secondaires de mêmes caractéristiques. Les tensions  $\pm V$  seront symétriques et à 100 Hz dans les deux circuits.

Le montage à point milieu, simple et

## ALIMENTATION REGULEE EN MOSFET

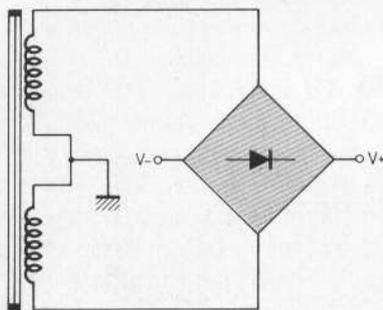


Fig. 5a : Point milieu bi-alternance.

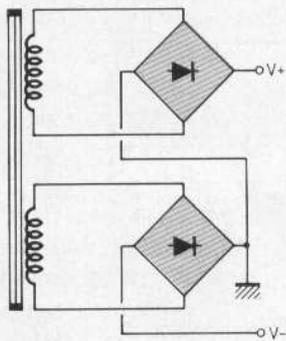


Fig. 5b : 2 Ponts bi-alternance

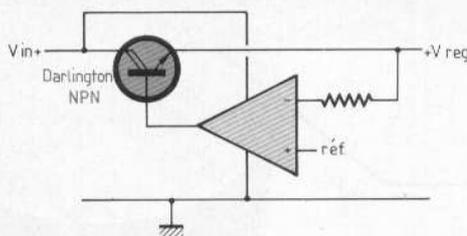


Fig. 8a : Régulation bipolaire

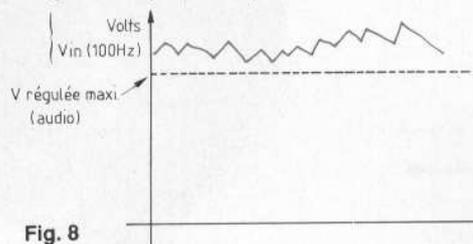


Fig. 8

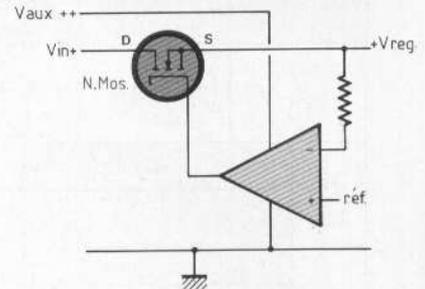


Fig. 8b : Régulation MOSFET

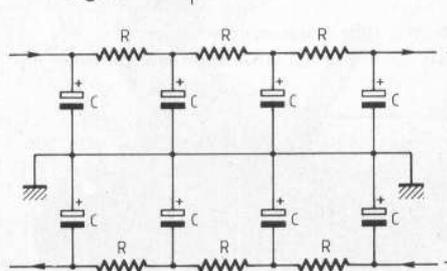


Fig. 6

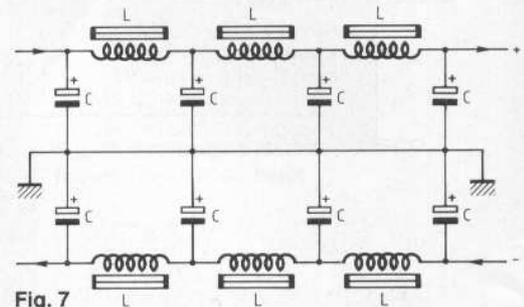


Fig. 7

économique, a l'avantage de ne chuter que la tension directe d'une seule diode, par demi-alternance, contre deux dans le montage à deux ponts. Cet avantage est minime dans une application Hi-Fi où les tensions vont de 40 à 70 V.

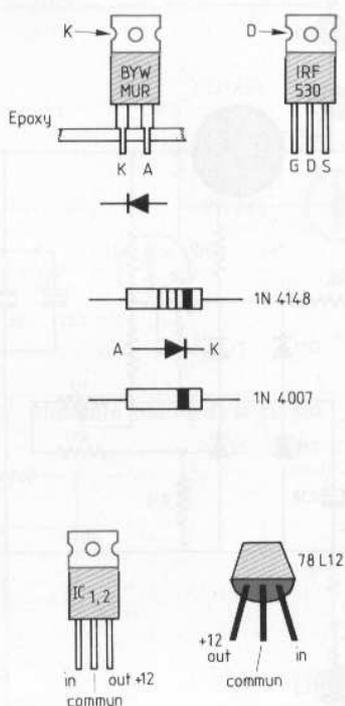
En revanche et on l'ignore généralement, le circuit simple a le défaut de **mal exploiter le transformateur** par rapport à son cycle d'hystérésis magnétique, ce qui conduit à prévoir une puissance au primaire, augmentée de 50 % par rapport au montage à deux ponts, faute de quoi, on s'expose en régime sévère à une saturation transitoire répétitive du noyau ferreux, créant une surconsommation 220 V (+ 30 % facilement) et un échauffement qui aggrave les pertes fer et finalement cuivre.

Le montage optimal est donc celui à deux ponts, qui exploite correctement le transfo et permet de le dimensionner plus petit, ou mieux encore, de choisir un torique 200 VA par exemple, au lieu d'un "carré" 300 VA de prix équivalent. On gagne, côté audio et côté 220 V ! Les redresseurs seront des types modernes comme expliqué, mais à noter en figure 5, que le montage à point milieu leur impose une tension inverse double, ce qui limite le choix. Sur nos deux circuits, manquent bien sûr, les deux cartouches de filtrage identiques, quelle que soit la configuration. Nous affirmons qu'y relier ensuite un (ou pire deux) amplificateurs, est une hérésie musicale supplémentaire, basée sur une mauvaise compréhension des mécanismes propres aux condensateurs électrolytiques. S'y ajou-

te une erreur de jugement sur la symétrie des ondulations  $V_+$  et  $V_-$ , qui n'est quasiment jamais réalisable, d'où une non-réjection par l'ampli et une transmodulation croissant avec la puissance, inconnue chez FREDY.

Passons vite à la figure 6, qui semble naïve mais donne de fort bons résultats d'écoute, car un certain "isolement" dynamique se réalise entre le premier et le dernier condensateur sur chaque polarité. On peut les dimensionner plus petits et une optimisation de R permet de découpler correctement les bruits du 220 V des circuits musicaux reliés. Mieux encore, et de loin, en figure 7 avec des selfs de choc sur noyau ferreux (et pas ferrite) pour un filtrage qui, cette fois-ci, est parfait. C'est beau, cher, complexe à établir, mais d'un silence extraordinaire, qui entraîne une

# FREDY 400



Semiconducteurs utilisés pour l'alimentation FREDY 400.

écoute très détaillée. Gros problème à notre avis, l'accord n'est exact que pour un débit donné et au-delà, l'écroulement de potentiel ne peut être évité que par des capacités énormes en sortie, en négligeant la saturation des selfs. Excellent chez certains seulement, et sur leurs disques favoris uniquement, cet ésotérisme devait être mentionné, car il est bien pensé et ... fonctionne !

Le concept majeur est en effet compris, qui consiste à établir une section redressement et filtrage du 100 Hz secteur et **par ailleurs**, une section "réservoir" pour la musique avec un élément capable de faire la liaison et **d'assurer le transfert d'énergie selon la demande de sortie, quelles que soient les conditions instantanées présentes à l'entrée**. Ceci mène au

filtrage électronique, ou mieux encore, pour le condensateur réservoir, à une régulation de tension.

La technologie FREDY aboutit à des signaux BF utiles, capables d'un  $di/dt$  de  $100 \text{ A}/\mu\text{s}$  (pente de variation du courant HP) que l'on ne peut évidemment extraire que d'un réservoir prêt pour le transitoire, c'est-à-dire, chargé. La stabilisation de tension aboutit pour sa part, à la présence d'un potentiel correct et quasi-invariable sur le chimique "musical".

Dans notre approche, nous avons testé et fait vérifier le bien-fondé du "transfert maximal de charge" qui peut être assimilé au fait de vider un seau dans un autre, dès que ce dernier le réclame, et non au moment où l'énergie secteur aura atteint une valeur suffisante pour compléter. En clair, une alimentation ordinaire "suit" la musique, tandis que les régulateurs FREDY la "précèdent" en termes de charge ( $Q = C \times U$ ). Le  $di/dt$  quasi-illimité d'une bonne car touche, fait le reste et le tour est joué ...

## CONCERNANT LES REGULTEURS

En 1980, SGS et THOMSON sortirent un "super  $\mu\text{A}$  723" (80 V au lieu de 40 V) qui répondait à notre insistante demande sous le nom de L 146/TDB 1146 et nous avons aussitôt développé le concept bipolaire rapide TURBO avec ces régulateurs. Un prix normal de vente, mais élevé en production (la technologie Planar s'arrête naturellement à 40 V en circuits monolithiques) causa leur disparition des catalogues.

On peut certes faire appel au  $\mu\text{A}$  723 en mode flottant, mais c'est un peu complexe et donc coûteux. Il n'y a pas de régulateur monolithique ou hybride 5 A Haute Tension sur le marché amateur ; quant au découpage, idée séduisante sur le papier, c'est un échec

musical et un problème insurmontable de transformateurs et selfs de puissance HF pour l'amateur.

Un régulateur 5 A décalé par zener fonctionne certes, mais son limiteur de courant en aire de sécurité, donne un comportement quasi-opposé au type d'extraction en intensité que nous demandons : sans limite pour un transfert maximal. Ce qui implique en passant, une destruction immédiate par court-circuit du semiconducteur de puissance (au minimum) quelle que soit la technologie employée, ce qui est normal à ce niveau de puissance (200 W ici).

Il y avait bien le TL 783 Texas (un LM 317 atteignant 125 V en D<sup>2</sup>-MOS) mais son extension en courant pose problème et d'autres aussi ... mais stop ! On va le faire nous-mêmes sur mesure. En figure 8 sont résumés l'objectif (la courbe) et les moyens envisageables en Darlington et en MOSFET.

Si 2 à 2,5 V suffisent à piloter le Darlington, il en faut quasiment 10 pour le MOSFET (tout ceci rapporté à +V régulé), d'où l'alimentation de l'amplificateur d'erreur du bipolaire par +V<sub>IN</sub>, tandis que le MOSFET nécessite une alimentation supplémentaire (+V<sub>AUX</sub> sur le dessin) pour délivrer un courant élevé au besoin.

Cet inconvénient se trouve compensé par la possibilité qu'offre la faible  $R_{DS(ON)}$  du MOSFET de minimiser la différence de tension  $V_{IN}/V_{REG}$ . On peut alors, comme en figure 8, examiner les variations de tension sur la capacité d'entrée ( $V_{IN}$ ) dans tous les cas utiles de charge et simplement régler V régulée juste en dessous du minimum observé. En réalité, trop de variables entrent en jeu pour espérer une faible dissipation du transistor de puissance, mais tout de même, on progresse de façon significative en MOSFET.

Pertes réduites, grande vitesse (trans-

# ALIMENTATION REGULEE EN MOSFET

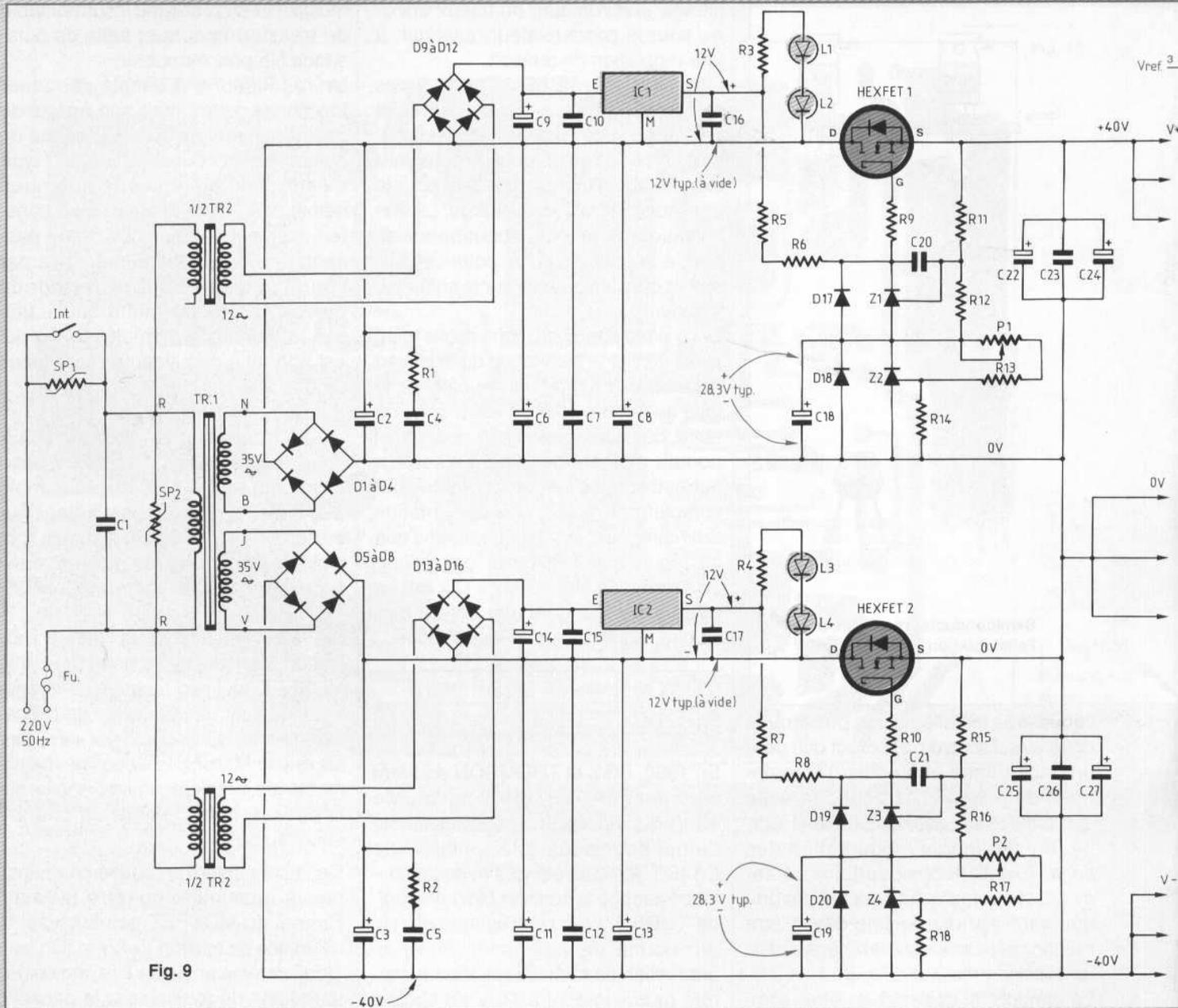


Fig. 9

fert rapide), aire de sécurité étendue en haute tension (mise sous tension plus sûre qu'en bipolaire avec grosses capacités de charge) et aussi meilleure tenue en puissance par absence de second claquage (pas d'effet d'avalanche en cas de surchauffe de la puce). C'est décidé, le ballast de l'alimentation FREDY sera MOSFET !

## LE STABILISATEUR ± 40 V FREDY 400

Son schéma est visible en figure 9. Deux possibilités existent : soit passer à la pratique puisque tout est rassemblé sur une seule carte, soit masquer la moitié du schéma avec une feuille de

papier, puisqu'on note deux régulateurs positifs indépendants, trouvant un point commun unique en sortie : la masse (0 V).

Le transformateur torique TR1 avec écreteur 250 V ~ (SP2), un condensateur X2 de compensation (C1), l'interrupteur et son protecteur de coupure (SP1), un fusible retardé surdimen-

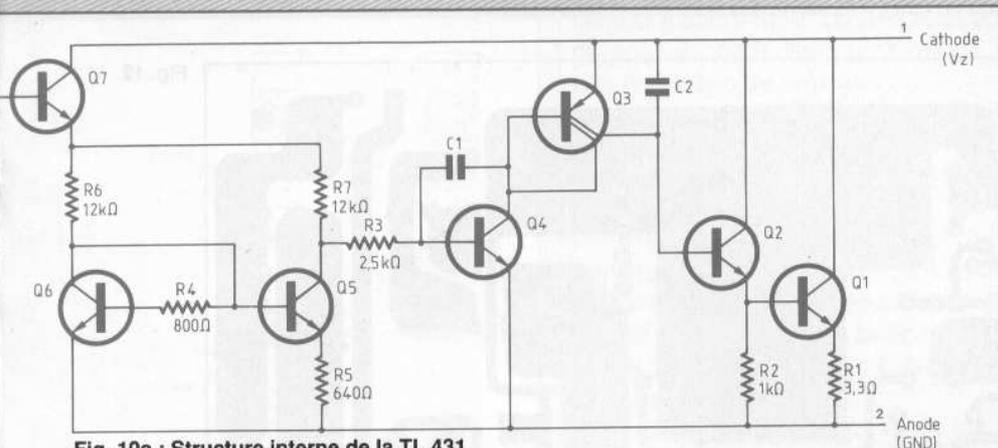


Fig. 10a : Structure interne de la TL 431

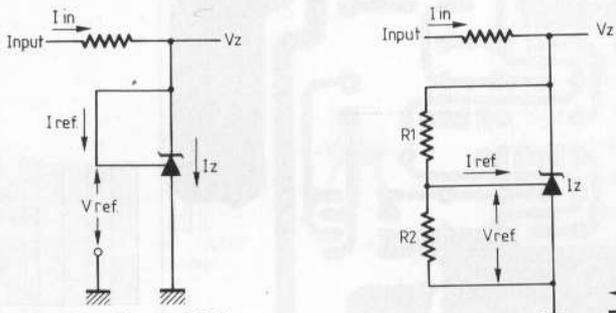


Fig. 10b : Zener 2,5 V à 30 ppm/°C

Fig. 10d : Constitution et brochage du TL 431

Fig. 10c : Zener "sur mesure" jusqu'à 37 V?

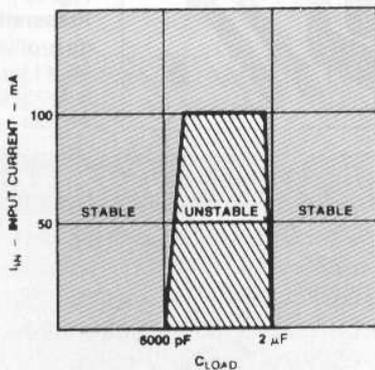


Fig. 11a : En 2,5 V, le condensateur aux bornes doit être bien choisi.

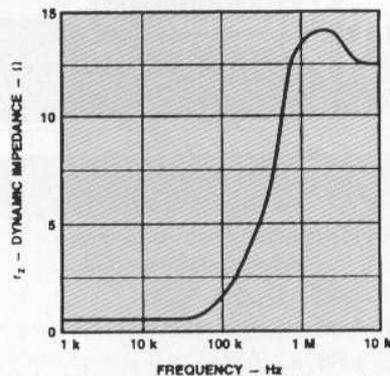


Fig. 11b : TL 431 : Une impédance de rêve en BF !

sionné, c'est la panoplie du bon torique (ARABEL) renforcée parce qu'il est très bon !

Les huit diodes ultra-rapides D1 à D8 nous donnent deux fois 50 V indépendants, et pour le haut, le chimique de tête est C2 dédoublé en HF par la cellule de Boucherot R1/C4. Le groupe complémentaire C6, C7, C8 rattrape

également le câblage de C2, nécessairement hors circuit imprimé, en bref, on filtre abondamment jusqu'au drain du ballast HEXFET 1.

D'autre part, on utilisera un mini-transformateur TR2 à double secondaire et bien isolé de partout, pour créer, via D9 à D12 (pour le haut du schéma) une micro-régulation 12 V avec IC1

(7812) et une charge minimale sera réalisée avec deux LED (L1 et L2) pour cette alimentation auxiliaire destinée au MOSFET.

Via R5 et R6, on polarise la zener "intelligente" Z1 et parce qu'il s'agit d'une TL 431, le simple diviseur/palpeur de tension R11/R12 permettra l'asservissement de la tension de sortie. Z1 étant limitée à 37 V (Planar toujours), on utilise Z2 (la même puce) pour fournir un décalage de tension ajusté par P1 et atteindre les 40 V souhaités en sortie (sur le groupe C22 à C24).

Pour comprendre comment nous avons résolu le problème avec si peu de dépenses, il faut se reporter à la figure 10 qui explique les rudiments d'un TL (ou LM) 431.

C'est d'abord une zener 2,5 V donnée à 50 ppm moyen de 0 à 70° C (en pratique, compter 30 ppm) ce qui en fait la meilleure affaire du marché. Elle a presque autant d'applications qu'un TS 555 ...

On peut réaliser avec deux résistances une zener "sur mesure", toujours très stable en température, c'est le cas dans le régulateur FREDY 400 de Z2 et Z4 (figure 9). Comme l'indique son schéma interne en figure 10, cette diode zener ressemble surtout à un transistor évolué à  $V_{BE}$  constant et fort gain. Ce n'est donc pas une zener ni même une diode et comme elle manque, notre alimentation utilise D17 et D18 pour la sécurité du circuit "en discret".

La figure 11 montre la qualité majeure du TL 431, qui est sa faible impédance dynamique, 10 à 100 fois meilleure qu'une zener réelle et le défaut qui est son instabilité dans certaines conditions de courant et capacité aux bornes (ce dessin s'applique au montage de base 2,5 V de la figure 10).

Ceci explique la présence de C18 en figure 9 pour découpler Z2 et dans le cas de Z1, une capacité de Miller C20

## ALIMENTATION REGULEE EN MOSFET

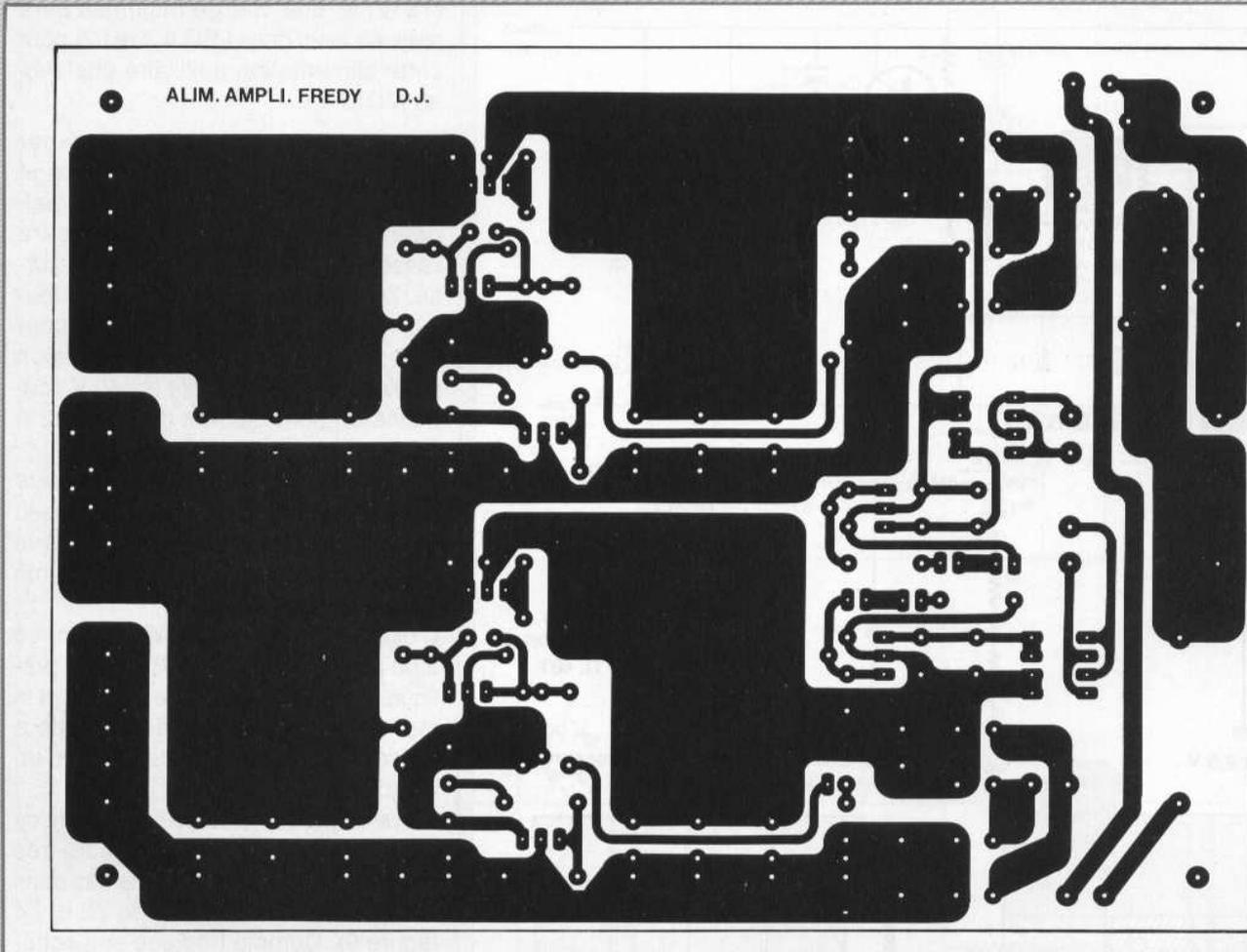


Fig. 12

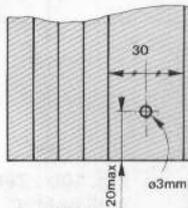


Fig. 14 :  
Préparation  
du profilé  
ML 41 pour  
le MOSFET  
TO 220

établira le pôle principal d'atténuation en fréquence nécessaire à la stabilité dynamique de la boucle incluant le MOSFET. Par ailleurs, le dessin de HEXFET 1 fait apparaître sa diode technologique interne pour montrer que si à la coupure (par exemple) le potentiel de sortie venait à dépasser celui d'entrée, cette diode conduirait en protégeant le régulateur d'une polarisation inverse excessive.

### LA REALISATION PRATIQUE

Comme pour l'amplificateur FREDY 40 W, l'alimentation décrite tient sur un circuit imprimé époxy 35 microns, excepté le transformateur toroïdal TR1

### NOMENCLATURE

#### • Résistances à couche 5 % - 0,25 W (SFR 25 PHILIPS)

R1 - R2 - 15  $\Omega$   
R3 - R4 - 1 k $\Omega$   
R5 à R8 - 2,7 k $\Omega$   
R9 - R10 - 270  $\Omega$   
R11 - R15 - 8,2 k $\Omega$   
R12 - R14 - R16 - R18 - 2,2 k $\Omega$   
R13 - R17 - 18 k $\Omega$   
P1 - P2 - Ajustable horizontal 10 k $\Omega$  (céramique conseillé)

#### • Condensateurs

C1 - 47 nF/X2 (250 V - 50 Hz)  
C2 - C3 - 10 000  $\mu$ F/63 V (CO 38)

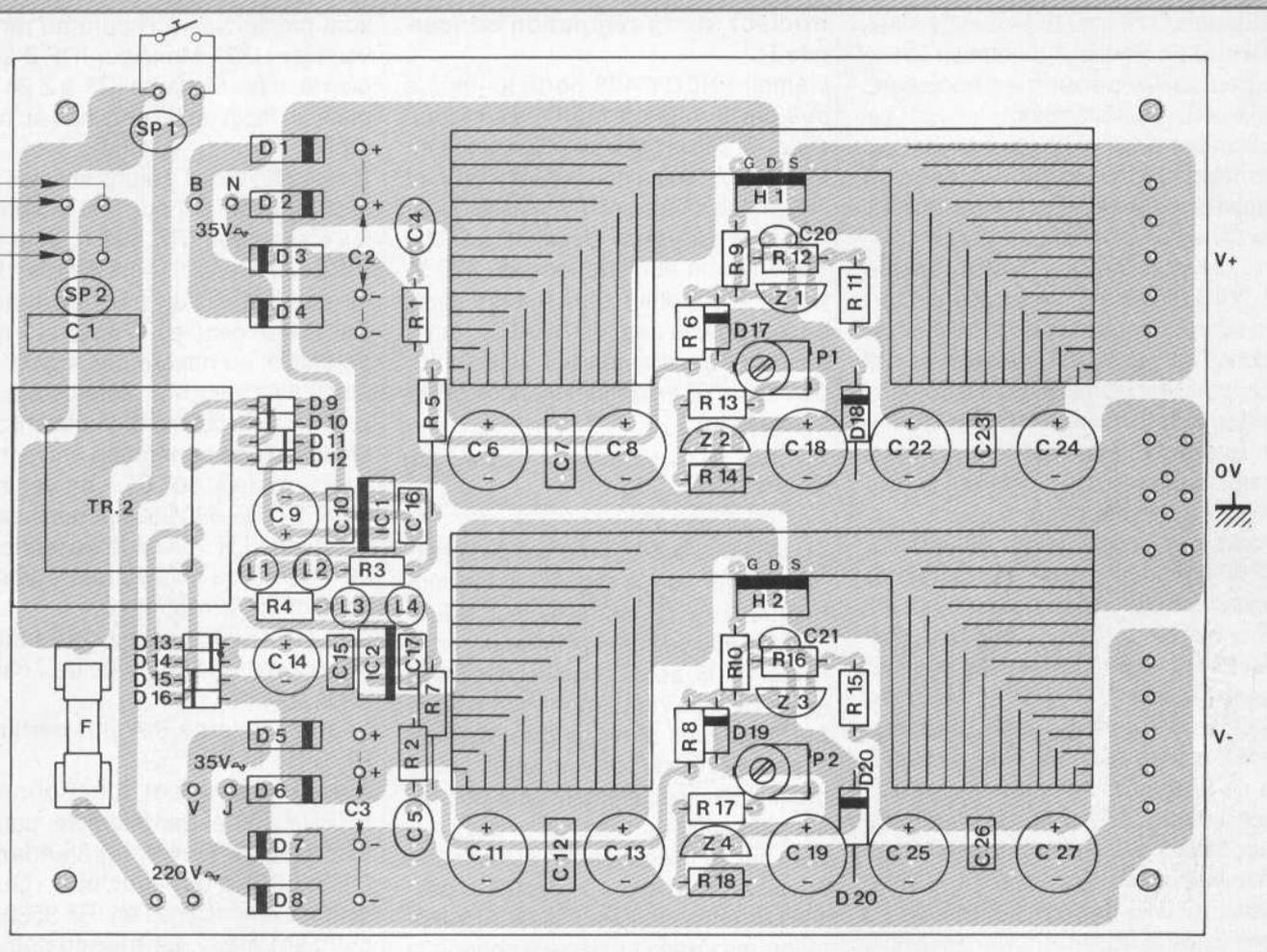
C4 - C5 - C7 - C12 - C16 - C17 - C23 - C26 - 0,1  $\mu$ F/63 V (MILFEUIL LCC)  
C6 - C8 - C11 - C13 - C22 - C24 - C25 - C27 - 47  $\mu$ F/63 V radial  
C9 - C14 - 100  $\mu$ F/25 V radial  
C10 - C15 - 0,33  $\mu$ F/63 V (MILFEUIL LCC)  
C18 - C19 - 220  $\mu$ F/40 V radial  
C20 - C21 - 33 pF céramique miniature

#### • Actifs

HEXFET 1 et 2 - IRF 531 ou 530 (International Rectifier)

# FREDY 400

Fig. 13



## DES COMPOSANTS

### montage graissé non isolé

- D1 à D8 – BYW 29 – 200 ou MUR 820 (200 V/8 A Ultra-rapides)
- D9 à D12 – D13 à D16 – D17 – D19 – 1N 4148
- D18 – D20 – 1N 4001 à 4007
- Z1 à Z4 – TL 431 C (Texas, Motorola) ou LT ou LM 431 C
- L1 à L4 – LED haute luminosité LD 1052 HL
- IC1 – IC2 –  $\mu$ A 78 L 12 ou 78 M 12 ou 7812

### • Divers

- TR1 – Transformateur ARABEL

- 200 VA/2 x 35 V (norme VDE 0550) avec accessoires
- TR2 – 220 V/2 x 12 V/1 VA pour circuit imprimé CIEGEI
- 2 radiateurs ML 41 longueur 60 mm (minimum 40 mm avec HEXFET III IRF 530)
- SP1 – SP2 – Varistances pour écrêtage 250 V efficaces
- Fusible type retardé 2 A (T) sur porte-fusible pour circuit imprimé
- Colliers et visserie pour les CO 38 C2 et C3)

et les cartouches de filtrage C2 et C3 pour lesquelles il est prévu un raccordement par fils (simples ou doublés) à notre circuit montré en figure 12 côté cuivre et équipé de ses composants en figure 13.

On peut commencer par étamer au fer à souder les pistes à fort courant, leur largeur et épaisseur n'étant jamais suffisantes pour les faire oublier en fonctionnement. Pour cette opération, un fer 50 W panne plate est idéal, ou bien 2 fers 30 W avec une bonne soudure 1 mm (ou torsader ensemble 2 à 3 brins avec une soudure fine). Bien déboucher les trous recouverts en fin d'opération.

Disposer en premier les 1N 4148 (D9 à

## ALIMENTATION REGULEE EN MOSFET

D16), puis D17 et D19 et les 1N 4007 D18 et D20. Vérifier l'orientation avant de poursuivre par ordre d'épaisseur croissante (résistances, etc ...). Les LED haute luminosité L1 à L4 ont en commun d'être orientées avec le méplat du côté de TR2. Une erreur est vite commise à ce niveau.

Lors du montage des diodes rapides D1 à D8 disposées verticalement, on évitera les longueurs excessives de broches qui pourraient favoriser la mise en contact accidentelle de deux diodes entre elles. Au centre de ces diodes par exemple, deux semelles métalliques se regardent de près : ne jamais les laisser se rencontrer !

En ce qui concerne les HEXFET IRF 530, ils se montent **avec graisse sans mica** sur des radiateurs préparés comme en figure 14, le même procédé et le même profilé que l'ampli 408 du mois dernier. Ne pas serrer fortement les IRF avant d'avoir posé correctement les radiateurs sur le circuit (ils ne doivent toucher aucun composant de leurs ailettes) et de les avoir immobilisés à la colle néoprène. Souder le lendemain, Source, Drain et Gate des HEXFET.

Tandis que le transformateur ARABEL se raccorde au circuit imprimé selon les couleurs bleu, noir, vert, jaune de ses fils secondaires, on peut profiter des perçages multiples pour doubler les fils de liaison aux électrolytiques C2 et C3. Côté 220 V, près des fils rouges du transformateur, existe un accès pour voyant néon 220 V de Marche/Arrêt.

**Ne jamais mettre sous tension sans avoir vérifié que le signe + gravé sur les couvercles de C2 et C3 est bien relié aux points de même repère sur le circuit imprimé !** Ensuite, le réglage de P1 et P2 permet d'amener à 40 V continu précisément, les sorties V+ et V-. Rappelons enfin que tout court-circuit de sortie est des-

### tructeur sur la régulation concernée !

L'ampli FREDY 408 porte lui-même ses cartouches à faible résistance série, la liaison alimentation-ampli en V+, 0 V, V- doit à nouveau s'opérer en fils jumeaux. Le point 0 V, masse générale peut selon vos idées, faire l'objet d'une liaison au fil de terre du 220 V, via un interrupteur série à notre avis ; en tout cas, la gamme ARABEL étant aux normes allemandes VDE 0550, donne un "0" extrêmement écologique (faible fuite).

### APPLICATION

Du fait de la bonne propreté de l'énergie délivrée, de la régulation meilleure que 1 % à l'écoute, le module FREDY 400 convient pour deux cartes FREDY 408, pour des enceintes 6,4  $\Omega$  (8  $\Omega$  ISO) de rendement acoustique normal. Nous n'avons pas jugé, au départ de l'étude, qu'il en serait autrement et ce, spécialement pour des raisons de coût.

Bien sûr, la mise en boîte est un autre travail, chacun ayant ses goûts et possibilités en la matière. L'idée d'implantation maximale sur époxy conduit la partie électronique à une simplicité de mise en oeuvre extrême, que nous supposons accessible aux non-experts. L'écoute, qui peut être qualifiée de "nouvelle" résulte de la combinaison positive de techniques innovantes, qui doivent servir les lois physiques et non telle option ésotérique mise à mal par le simple passage d'un disque rock.

Soyons sérieux : les morts sont certes respectables, mais il est temps de bien traiter aussi les vivants ...

### ADDITIF SPECIAL HEXFET

Horreur ! Malheur ! Les HEXFET préconisés pour le 40 W FREDY 408 ne

sont pas arrivés à l'heure au rendez-vous de LED : Monsieur IRF Z 24 est bien là, mais Madame IRF 9 Z 24 nous pose un lapin de 9 semaines en moins drôle !

Rassurez-vous, il y a une solution idéale pour cet ampli, puisque désormais, les classiques IRF 530 (Canal N) et IRF 9530 (Canal P) sont livrés en France en HEXFET III par International Rectifier et donc en 175° C, eux aussi. Toutefois, au hasard des stocks existants, il faut pouvoir identifier le nouveau modèle qui est évidemment avantageux, d'une génération ancienne ou concurrente (150° C). Les véritables HEXFET IRF 530/9530 portent après le marquage I.R., un code de fabrication en 4 termes (2 chiffres et 2 lettres) qui comportent la réponse.

\* un HEXFET marqué par exemple A 3 B 2 est un 150° C (lettre / chiffre / lettre / chiffre)

\* l'ordre inverse 3 A 2 B certifie un HEXFET III (175° C).

Ajoutons que tout fonctionne sur FREDY 408 et par exemple, pour les marques concurrentes vendant de l'IRF 530, c'est tout bon. Quatre sources américaines en IRF 9530 c'est suffisant aussi. Le thermomètre Q7 peut être un canal N quelconque, mais si possible, de même marque et génération que le Canal P choisi (et encore !).

Les couples IRF 531/9531 ne sont compatibles qu'en International Rectifier HEXFET III où leur tension de claquage est désormais garantie à 80 V contre 60 V précédemment et chez les autres (150° C).

Attention, la concurrence n'a pas forcément la marge de sécurité I.R. chez qui un 60 V tient typiquement 80 V depuis toujours. Sinon, le BUZ 20 de SIEMENS remplace à merveille l'IRF 530 (et aussi l'IRF Z 24) sur cet amplificateur ...

**Pour vous consoler, voici comment**

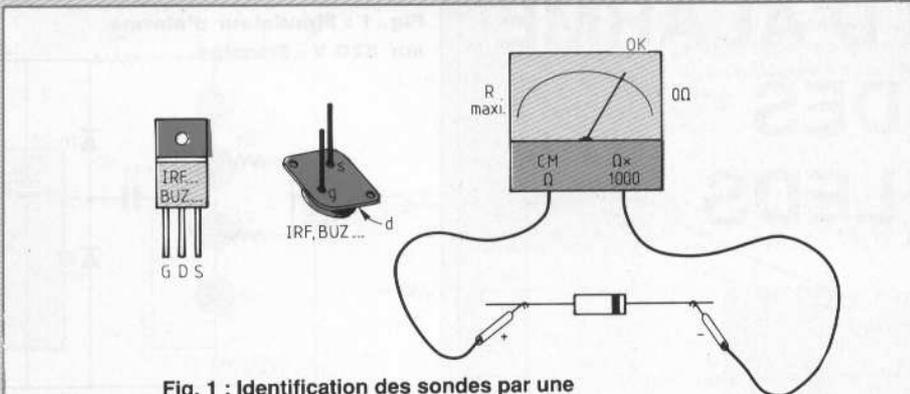


Fig. 1 : Identification des sondes par une simple diode.

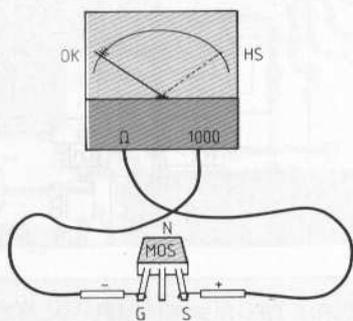


Fig. 2 : Charge inverse Gate/Source.

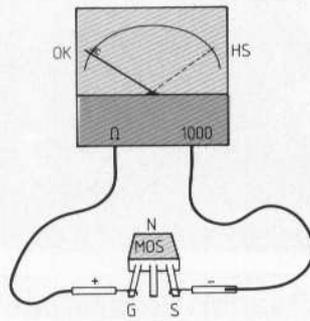


Fig. 3 : Charge directe Gate/Source.

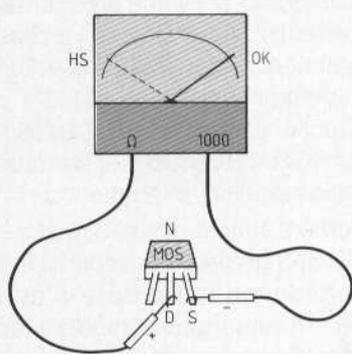


Fig. 4 : Contrôle conduction ou blocage du canal.

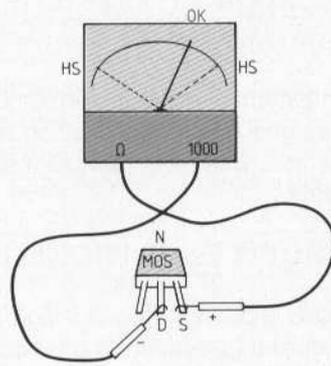


Fig. 5 : Test diode inverse.

passer un MOSFET de puissance Canal N au test avec un simple contrôleur universel, très préférable à notre avis, au numérique :

A) Identifiez vos sondes en position

$\Omega \times 100$  ou mieux,  $\Omega \times 1000$ , à l'aide d'une diode quelconque. Nous décrivons la méthode en (figure 1).

B) Chargez en inverse la capacité Gate/Source (comme en figure 2). L'ai-

guille dévie un peu et retombe très vite ou n'a pas semblé bouger : c'est bon. Si elle dévie à fond ou ne retombe pas, le MOS est claqué en  $V_{GS}$  excessif, s'il marque une diode, vous avez un bipolaire (inutilisable, sauf pour jouer).

C) Inversez alors vos sondes pour charger l'espace Gate/Source en direct, à la tension de la pile de l'ohmmètre (fig. 3) puis, sitôt l'aiguille retombée (OK), passez votre + de Gate en Drain (Fig. 4), le N-MOS doit conduire à fond si la pile dépasse 3 V. Sinon il est coupé (HS) ce qui est rarissime, ou plutôt, vous avez posé le doigt sur la Gate en annulant sa charge. Refaites alors 2, 3 et 4 dans l'ordre.

D) Déchargez ensuite la Gate comme en figure 2, puis, sans la toucher du doigt toujours, refaites vite le test de la figure 4 où cette fois-ci, aucune conduction Drain/Source ne doit être possible (OK), sinon, la moindre déviation franche et persistante indique un claquage (HS) allant jusqu'à la fusion D/S en général.

E) Croisez enfin les sondes en passant de figure 4 à figure 5 pour vérifier que la diode technologique inverse Source/Drain, conduit comme une diode et non à fond (HS) ou pas du tout, ce qui est rarissime (désintégration).

F) Un seul des tests mauvais indique comme en bipolaire, que votre D-MOS est détruit, et bien sûr, un court-circuit général G/D/S indique un claquage sévère. Ceci compris, un D-MOS Canal P se teste exactement selon la méthode ci-dessus, en inversant simplement les deux sondes pour respecter les polarités.

G) Eloignez PVC, nylon, plastiques et testez sur support bois ou papier. Attention, les petits MOS sont les plus fragiles et de loin ! (BS, BSS, etc ...).

Dominique Jacovopoulos