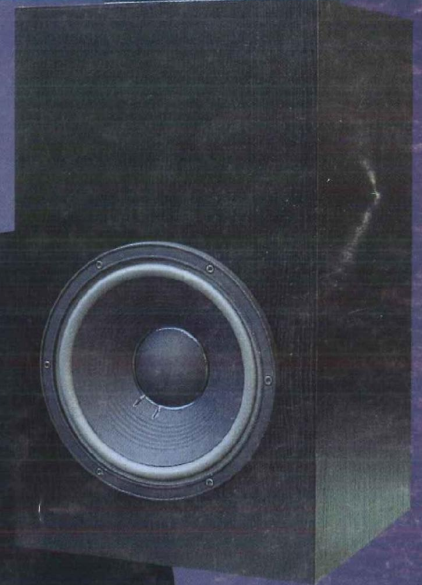


LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 156

Leed

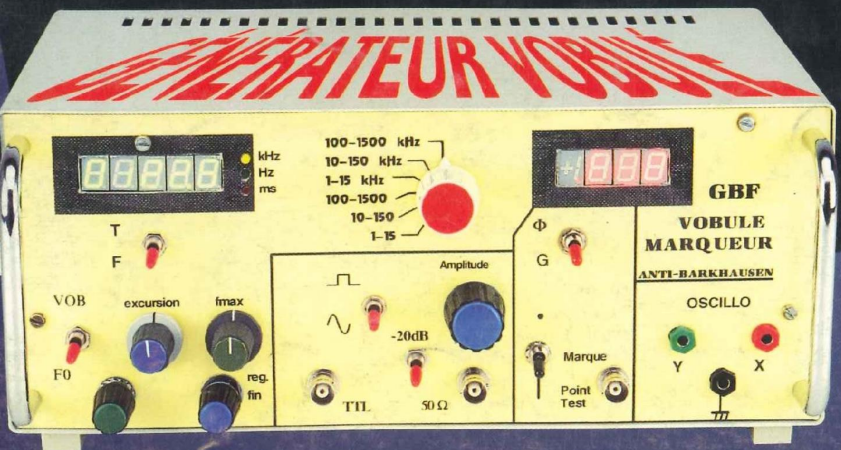
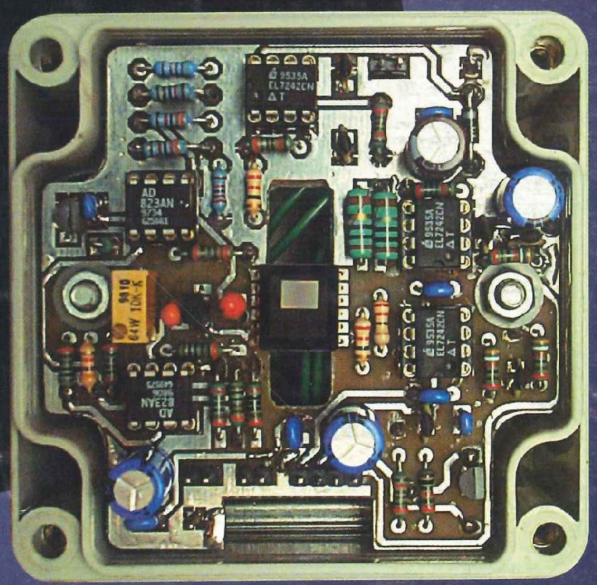
EN SAVOIR PLUS SUR : LA PROTECTION DES
 TRANSISTORS DE PUISSANCE BIPOLAIRES
 LES TDA 7294 PONTÉS POUR 150 Weff
 UN FILTRE ACTIF POUR CAISSON DE GRAVE
 CAMÉRA CCD : TÊTE OPTIQUE AVEC TC 237
 UN GÉNÉRATEUR VOBULÉ DE 1Hz À 1,5 MHz



Filtre Actif Correcteur d'extrême grave
 J.-C. Gaudin
 G. Kugemann

**FILTRE ACTIF 2 VOIES POUR
 CAISSON DE GRAVE ET SATELLITES**

**VOIE LACTÉE
 M15 VUE PAR
 KITTY 237**



M 1226 - 156 - 28,00 F - RD

elc

la qualité au sommet



DV 932
315 F (48,02 €)



DV 862
225 F (34,30 €)



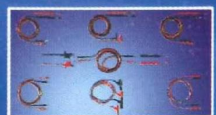
DM 871
200 F (30,49 €)



MOD 55
89 F (13,57 €)



MOD 52 ou 70
265 F (40,40 €)



TSC 150
67 F (10,21 €)



S110 1/1 et 1/10
180 F (27,44 €)



BS220
59 F (8,99 €)



AL 841 B
3V 4,5V 6V 7,5V 9V 12V / 1A
260 F (39,64 €)



AL 890 N
+ et - 15V / 400mA
300 F (45,73 €)



AL 925
6 ou 12V / 5A en = et ~
820 F (125,01 €)



AL 843 A
6 ou 12 V / 10A ou 24V / 5A en = et ~
1600 F (243,92 €)



AL 923 A
1,5 à 30V / 5A à 30V et 1,5A à 1,5V
990 F (150,92 €)



AL 901 A
1 à 15V / 4A à 15V et 1A à 1V
650 F (99,09 €)



AL 942
0 à 30V / 0 à 2A et charg. de Bat.
990 F (150,92 €)



AL 941
0 à 15V / 0 à 3A et charg. de Bat.
950 F (144,83 €)



AL 924 A
0 à 30V / 0 à 10A
2750 F (419,23 €)



AL 781 NX
0 à 30V / 0 à 5A
2100 F (320,14 €)

NOUVEAU



AL 991 - 1500 F (228,67 €)
0 à + et - 15V / 1A et 2V à 5V / 3A
et -15 à +15V / 200mA



AL 936
2 x 0 à 30V / 0 à 2,5A ou 0 à 60V / 0 à 2,5A ou
0 à 30V / 0 à 5A et 5V / 2,5A ou 1 à 15V / 1A
3600 F (548,82 €)

elc

59, avenue des Romains - 74000 Annecy
Tél. 33 (0)4 50 57 30 46 - Fax 33 (0)4 50 57 45 19
En vente chez votre fournisseur de composants électroniques
ou les spécialistes en appareils de mesure

Je souhaite recevoir une documentation sur:

Nom.....
Adresse.....
Ville..... Code postal.....

LED

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
5 bd Ney, 75018 Paris

SARL au capital de 51 000 F
Directeur de la publication
Bernard Duval

LED

Bimestriel : 28 F
Commission paritaire : 64949
Tous droits de reproduction réservés
textes et photos pour tous pays,
LED est une marque déposée
ISSN 0753-7409

Services :

Rédaction - Abonnements :

01 44 65 88 14

5 bd Ney, 75018 Paris
(Ouvert de 9 h à 12h30 et de
13h30 à 18 h - Vendredi : 17 h)

Ont collaboré à ce numéro :

Bernard Dalstein
Sylvain Duval
Christian Eckenspieller
Gabriel Kossmann
Georges Lavertu

Abonnements

6 numéros par an :
France : 125 F
Etranger : 175 F
(Ajouter 50 F pour les
expéditions par avion)

Publicité :

Henri Mézerette, poste 7060

Réalisation

- PV Editions
Frédy Vainqueur

Secrétaire de rédaction :

Fernanda Goncalves

Photos :

Antonio Delfin

Impression

Berger Levraut - Toul

NOUVEAU N° DE TÉLÉPHONE

01 44 65 88 14

6

En Savoir Plus Sur...

LA PROTECTION DES TRANSISTORS DE PUISSANCE BIPOLAIRES

L'emploi des transistors bipolaires pose bien souvent de sérieux problèmes lorsqu'on les fait fonctionner dans une large plage de tensions. C'est tout particulièrement le cas dans les alimentations linéaires et les amplificateurs audio où les puissances à dissiper montent vite. Il faut savoir qu'un transistor qui est capable «d'encaisser» au départ 250 W n'en tient plus que 25 lorsqu'il atteint son Vce max (cas du MJ15024 de Motorola). Comment les protéger et donc soulager son porte-monnaie, tel est l'objectif de cet article !

16

MODULE AMPLIFICATEUR DE 150 Weff À TDA7294

Ce surprenant petit module ultra-compact de 85x52x25 mm délivre allègrement la puissance de 150 Weff dans une charge de 8 ou 16 ohms.

Il est idéal pour la réalisation d'enceintes ou de caissons actifs, ou pour toute autre application en sonorisation ou Hi-Fi.

Il ne demande qu'une surface de refroidissement sur laquelle il se plaque au moyen de 2 vis seulement.

22

FILTRE ACTIF 2 VOIES POUR CAISSON D'EXTRÊME-GRAVE (4^{ème} partie)

Ecoute stéréophonique ou écoute triphonique, cette 4^{ème}

partie va vous permettre de câbler les modules proposés dans notre précédent numéro dans un coffret «taille basse» et de raccorder celui-ci au système de reproduction audio. Vous constaterez comme nous que les premiers instants d'écoute sont impressionnants.

Le grave est ferme, dynamique et profond. On redécouvre ses disques, la scène sonore s'élargit, s'équilibre.

31

Services circuits imprimés et abonnements

32

CAMÉRA CCD D'INSTRUMENTATION ÉQUIPÉE DU CAPTEUR TC237 (7^{ème} partie)

Par rapport au capteur TC255P décrit dans le n°151, la présence du TC237 apporte une nouvelle dimension à l'acquisition des images : surface plus grande, matrice de 650x490 pixels et niveau de bruit thermique plus faible. Pour l'astronomie, le capteur TC237 est mieux adapté que son prédécesseur à l'observation du ciel profond.

44

GÉNÉRATEUR VOULÉ 1 Hz À 1,5 MHz AVEC MARQUEUR

Cette étude professionnelle n'est pas avare d'innovations. Ainsi l'oscillateur est un R-C sinusoïdal original, et c'est le premier oscillateur de ce type à être vobulé. On ne vobulait jusqu'à présent, sauf omission, que les générateurs de fonctions ; et les oscillateurs L-C par varicap, voire variation de self.

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Il permet aux lecteurs d'obtenir des circuits imprimés en verre époxy, avec cuivre étamé, en versions percées ou non percées (une remise de 25 % est consentie aux abonnés).

Les gravures se faisant à réception de commande, les circuits imprimés des précédents numéros sont donc toujours disponibles.

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'auteurs. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

BON DE COMMANDE

à adresser aux EDITIONS PÉRIODES, Service abonnements, 5, boulevard Ney 75018 Paris

N° 133

- La correction acoustique des locaux
- Minuterie programmable
- Automatisation d'éclairage
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM.PC (1ère partie)
- Convertisseur inverseur de puissance ± 12 V / 0,5 A
- Alarme auto/moto à capteur inductif

N° 135

- Le filtrage actif
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (3e partie)
- Commandes de moteurs
- Variateur de puissance et sécurité pour fer à souder
- Emetteur automatique FOXTROT
- Télécommande infra-rouge 16 voies programmables

N° 136

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Amplificateur stéréo à tubes. Double push-pull d'EL84 - 2 x 28 Weff (1ère partie)

N° 137

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Amplificateur stéréo à tubes. Double push-pull d'EL84 - 2 x 28 Weff (2ème partie)

N° 138

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Amplificateur à tubes EL84, 2x5 Weff en classe A

N° 140

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Le QUATUOR, amplificateur classe A de 2x20 Weff à tubes EL84

N° 141

- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°8 : correction de fréquence des signaux)
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée) : le MONSTRE - 2^{ème} partie
- Minuteur cyclique
- Booster à tubes pour autoradio (double push-pull d'EL84) 1ère partie

N° 142

- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°9 : La Rétroaction)
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée) : le MONSTRE - 3^{ème} partie
- Préamplificateur tous tubes 5 entrées avec correcteur de tonalité débrayable
- Laboratoire miniature comprenant : Générateur de fonctions + alimentation stabilisée + chargeur de batteries CdNi

N° 143

- Les principes des haut-parleurs
- Décodeur PAL/RVB
- Traceur de courbes pour transistors NPN/PNP
- L'Octour, bloc ampli mono de 54 Weff / 4-8-16 Ω, quadruple push-pull d'EL84

N° 144

- La vision artificielle
- Caméra CCD linéaire
- Filtre actif 24 dB/Octave
- Générateur BF - Fréquence-mètre - Périodemètre 0,1 Hz à 2 MHz (distorsion < 0,1 %)

N° 145

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Réalisez un kit de développement évolutif pour microcontrôleur 68HC11 (1^{ère} partie)

N° 146

- Kit de développement pour 68HC11, jeu d'instructions et modes d'adressages (2ème partie)
- Régulateur de vitesse pour modèles réduits
- Le QUATUOR d'EL84 : classe A de 2 x 20 Weff (de l'anode à la cathode)
- Enceinte centrale pour cinéma à la maison
- Le CLASSIQUE : amplificateur de 2 x 20 Weff avec pentodes EL34

N° 147

- Kit de développement pour 68HC11, les interruptions, le Timer et la programmation de l'EEPROM (3^{ème} partie)
- Étude et réalisation d'une alarme temporisée avec sirène et coupure d'allumage sur automobile
- Kit ALCION, enceinte 3 voies de Triangle
- Préamplificateur stéréo à tubes ECF82 pour entrées «haut niveau», lecteur de CD-Tuner, Magnétophone...

N° 148

- E. S. P. sur : le tube électronique (causerie n°1)
- Kit de développement pour 68HC11 4^{ème} partie. Gestion de claviers matriciels
- Préamplificateur avec triode/pentode ECL86 en «MU follower».
- Alimentation de bougies glow-plug en vol
- Amplificateur hybride tubes/transistors de 2x50 Weff / 8 Ω

N° 149

- En Savoir Plus sur : le tube électronique (la lampe) causerie n°2
- Kit de développement pour 68HC11 (5^{ème} partie). Mise en Oeuvre d'un afficheur LCD Alphanumérique
- Digicode programmable avec alarme
- Alim stab HT pour préamplificateurs à tubes
- Le TDA7294 : un bloc de puissance 4 canaux
- Booster automobile 4 x 75 Weff ou amplificateur de sonorisation autonome
- Micro variateur et Switch

N° 150

- En Savoir Plus sur : le tube électronique (la lampe) causerie n°3
- Caméra CCD d'instrumentation destinée à l'astronomie (1^{ère} partie)
- Chaîne triphonique de 3 x 75 Weff pour sonorisation ou écoute HI-FI
- Le CLASSIQUE II : version 2 x 40 Weff push-pull d'EL34 ou de KT88
- Afficheur matriciel à 35 Led
- Le Kit NJORD : enceinte 2 voies de BC Acoustique

N° 151

- Kitty 255. Caméra CCD d'instrumentation, réalisation de la tête de caméra (2^{ème} partie)
- Le PUSH : amplificateur de 2 x 12Weff à ECL86 Push-Pull en ultra-linéaire
- CAPACIMÈTRE Numérique 20 000 points
- Chaîne triphonique de 3 x 75 Weff pour sonorisation ou écoute HI-FI (2^{ème} partie)

N° 152

- Kitty 255. Caméra CCD d'instrumentation, réalisation de la tête de caméra (3^{ème} partie)
- Chaîne triphonique de 3 x 75 Weff pour sono ou écoute HI-FI (3^{ème} partie)
- CAPACIMÈTRE 20 000 points (2^{ème} partie)
- Un caisson d'extrême grave avec les HP 13 VX FOCAL ou PR330M0 AUDAX (1^{ère} partie)
- La triode 300B. Amplificateur de 2 x 9 Weff en pure classe A sans contre-réaction

N° 153

- KITTY 255. Caméra CCD d'instrumentation, l'alimentation universelle (4^{ème} partie)
- Multimètre 4 rampes 35 000 points (1^{ère} partie)
- Un caisson d'extrême grave avec le haut-parleur 13VX Focal (2^{ème} partie)
- La triode 300B. Amplificateur de 2 x 9 Weff en pure classe A sans contre-réaction (2^{ème} partie)
- Amplificateur à 2 tubes en série avec pentodes EL86

N° 154

- Multimètre 4 rampes 35 000 points (2^{ème} partie)
- La 300B en push-pull classe A 20 Weff sans contre réaction
- Jeu de lumières 4 voies. Des lumières au rythme des notes
- KITTY 255 : caméra CCD : l'interface 8 bits (5^{ème} partie)

N° 155

- Un caisson d'extrême grave avec 13VX Focal ou PR330M0 Audax. Le filtre actif deux voies
- KITTY 255 : caméra CCD d'instrumentation : présentation du logiciel d'acquisition (6^{ème} partie)
- Générateur BF 20 Hz à 200 kHz
- Compte tours pour cyclo ou scooter
- Le DUO : un push-pull ultra linéaire de pentodes 7189 ou EL84

Je vous fais parvenir ci-joint le montant de F par CCP par chèque bancaire par mandat

offre spéciale

~~30 F~~ le numéro (frais de port compris)

20 F jusqu'au 30 novembre 1999

NOM : PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL : VILLE HT :

Quelques numéros encore disponibles (prix ~~30 F~~) :
122, 123, 125 20 F

Je désire :

- ...n° 133 ...n° 135 ...n° 141 ...n° 142
...n° 143 ...n° 144 ...n° 146 ...n° 147
...n° 148 ...n° 149 ...n° 150 ...n° 151
...n° 152 ...n° 153 ...n° 154 ...n° 155

Photocopies d'article :

- ...n° 136 ...n° 137 ...n° 138 ...n° 140
...n° 145

La protection des transistors bipolaires de puissance

L'emploi des transistors bipolaires pose bien souvent de sérieux problèmes lorsqu'on les fait fonctionner dans une large plage de tensions. En effet, ceux-ci présentent des courbes d'isopuissance très gênantes, causant rapidement la destruction du composant si l'on ne prend pas garde à le limiter fortement en courant. C'est tout particulièrement le cas dans les alimentations linéaires et les amplificateurs audio où les puissances à dissiper montent vite. Pour avoir une petite idée de la chose, il faut savoir qu'un transistor qui est capable «d'encaisser» au départ 250 W n'en tient plus que 25 lorsqu'il atteint son V_{ce} maximum (cas du MJ15024 de Motorola).

LA THEORIE

A ce sujet, les courbes données par les constructeurs dans les data books sont très significatives, comme en témoigne la figure 1. En regardant cette courbe, on constate qu'elle se décompose en trois phases. Tout d'abord il y a le courant plafond que peut délivrer le transistor, pendant les premiers 16 volts, suivi ensuite de la limitation thermique (entre 16 et 70V) qui impose un certain rapport entre le V_{ce} et le I_c , de l'ordre de 250 W dans notre cas. Par contre, à partir de 70 V, on observe une magnifique cassure à partir de laquelle le courant I_c chute de manière vertigineuse. Inutile de préciser que le rapport intensité/tension de 250 W n'est à ce moment là plus du tout vrai. Ceci

dit, l'analyse de ce type de document met bien en évidence le fait qu'une simple limitation en courant ne suffit pas, car quelle que soit la valeur du V_{ce} , cette dite limitation ne change pas, ce qui est forcément fatal à un moment. Bien sûr on dimensionne le choix d'un transistor en fonction de ses paramètres, mais l'électronique réserve bien des surprises et un court-circuit est vite arrivé, ce qu'a du mal à supporter et le transistor, et le porte-monnaie. Le schéma de la figure 2, que l'on rencontre le plus fréquemment, illustre parfaitement ce que l'on vient de dire. Comme on peut le voir, le transistor de limitation vient dévier le courant de base du transistor de puissance en se mettant à conduire à partir d'une certaine tension aux bornes du shunt, soit 0.6 V environ (seuil de

jonction base-émetteur). Bien évidemment, il convient de calculer la valeur du dit shunt en fonction du courant de limitation souhaité en sachant qu'elle doit intervenir pour $U_{shunt} = 0.6$ V. De toute évidence, ce type de protection n'intervient que pour une valeur déterminée du courant et reste totalement indépendante du V_{ce} du transistor de puissance. Dans le cas où l'on reste dans la zone de courant maximal du transistor, soit au tout début de la courbe (voir la figure 4 par exemple), ce montage convient parfaitement, de même qu'en fonctionnement tout ou rien ou les transistors peuvent encaisser (selon le composant utilisé) de «méchants pics». Toujours est-il qu'en linéaire ce n'est pas la même histoire car les régimes statiques possibles imposent d'adapter le courant de

Figure 2

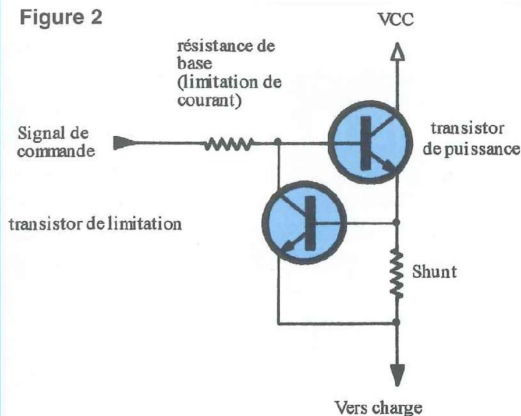


Figure 3

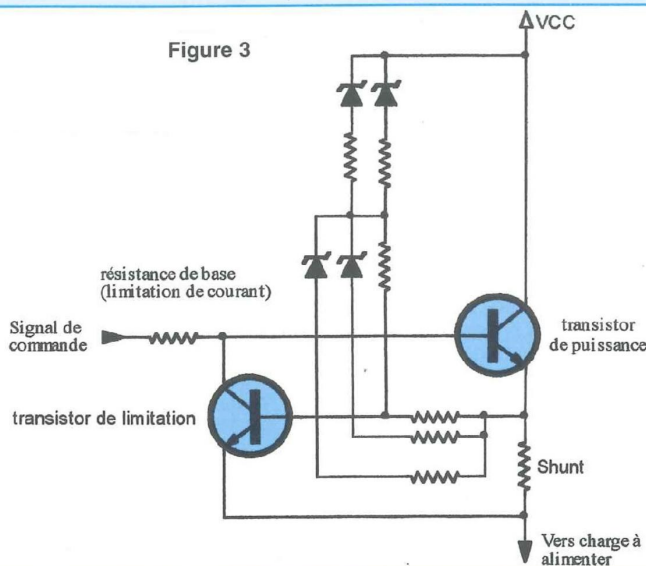
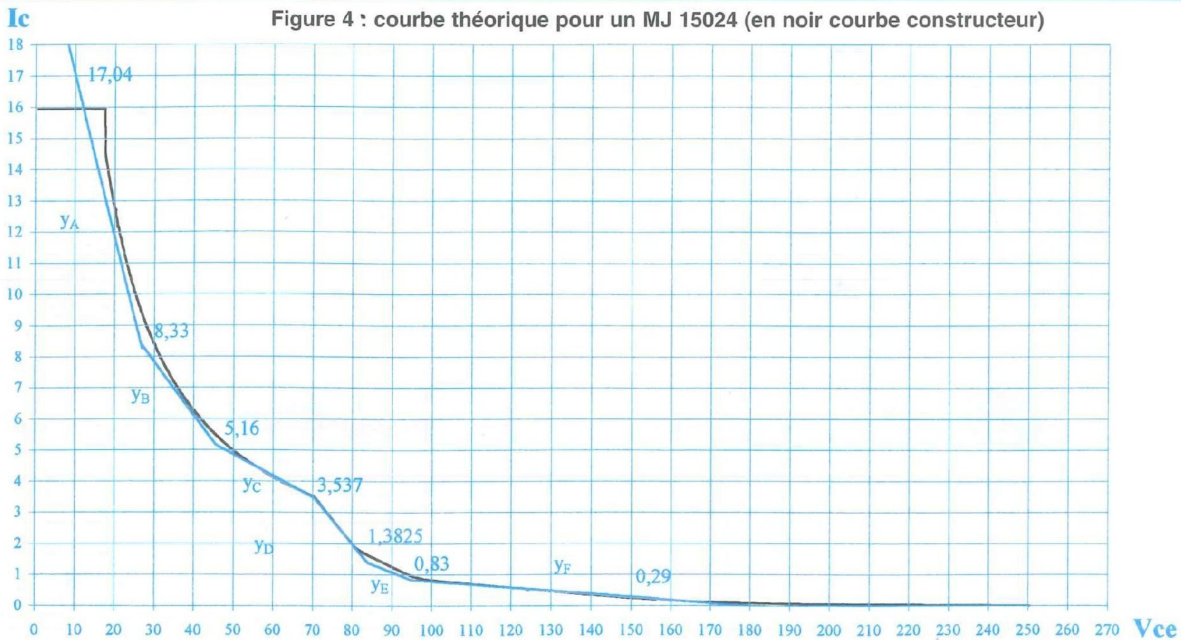


Figure 4 : courbe théorique pour un MJ 15024 (en noir courbe constructeur)



limitation en fonction du V_{ce} . Pour ce faire, on utilise un système à conformateur qui permet de faire travailler le transistor au mieux de ses performances. Le schéma de la figure 3 illustre le type de structure retenue pour protéger complètement un bipolaire. Mais avant de procéder à l'analyse de cette figure, nous allons commencer par définir les besoins qui nous sont nécessaires pour calculer les divers éléments de ce système. Pour ce faire, on reprend les caractéristiques données par le constructeur sur le MJ 15024. Sur celles-ci, on trace les différentes droites (à la main) qui permettent de se rapprocher le plus possible de la courbe réelle, ce qui doit donner le résultat obtenu à la figure 4. Ceci étant fait, il faut maintenant calculer les pentes de ces droites afin de pouvoir déterminer les éléments constituant la limitation, en sachant que le nombre de réseaux DZ et R est imposé par le nombre de droites. Pour les lecteurs qui ne savent pas trop comment faire, on écrit un système de deux équations à deux inconnues, de la forme $y=ax+b$ (c'est très simple vous allez voir). On y parvient en prenant (pour la première droite dans un premier temps), deux points extrêmes (mais au hasard) sur l'axe des abscisses (ou axe

du V_{ce}). Par exemple, pour $x_1=10$ (ou $V_{ce}=10V$), on a $y_1=17,04$ (ou $I_c=17,04A$). On obtient donc dans ce cas une équation du type $10a+b=17,04$. Si on prend maintenant un $x_2=27$, alors $y_2=8,33$, comme en témoigne la figure 4. La seconde équation s'écrit alors $27a+b=8,33$. Le calcul du «a» et du «b» devient facile car pour les trouver, il suffit de faire la somme des deux équations en sachant qu'au préalable on multiplie l'une d'entre elle par -1 (règle à savoir pour résoudre un système de deux équations à deux inconnues). Sur cette base, on trouve $17a=-8,71$, d'où **$a=-0,512$** . En remplaçant le «a» d'une des deux équations par le résultat obtenu, on se retrouve avec **$b=8,33-(27x-0,512)$, soit $b=22,154$** . La droite y_A a donc pour équation **$y_A=-0,518x+22,21$** . Les méthodes de calcul étant les mêmes pour les cinq autres droites, nous nous contenterons de donner uniquement les résultats, soit :

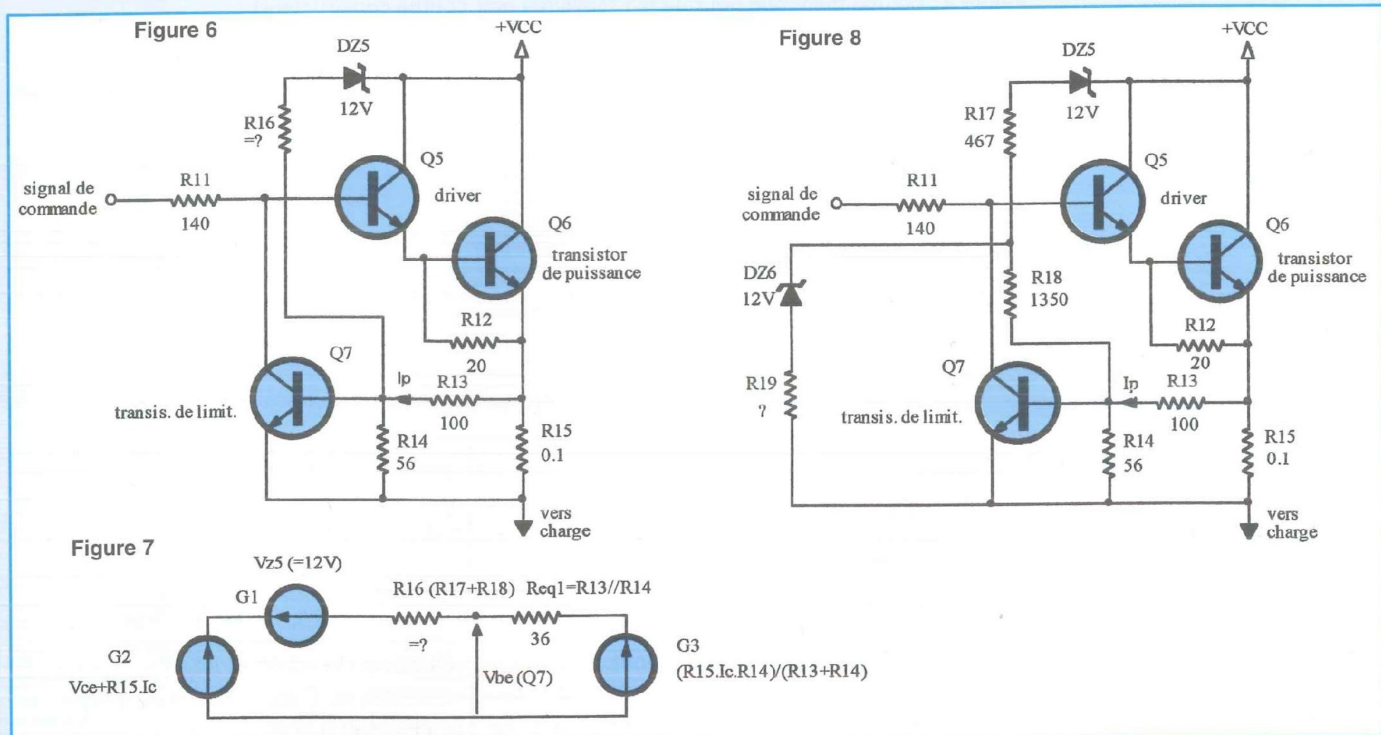
$$\begin{aligned} y_B &= -0,17x + 12,93 \\ y_C &= -0,066x + 8,193 \\ y_D &= -0,154x + 14,31 \\ y_E &= -0,05x + 5,56 \\ y_F &= -0,01x + 1,77 \end{aligned}$$

A partir de ces informations mathématiques, il va nous être possible d'élaborer

un début de schéma qui va évoluer au fil des calculs. Dans un premier temps, on s'intéresse à la zone $0 \rightarrow 17V$ où le transistor doit se trouver limité à 16A, et ce quel que soit le V_{ce} (compris ici entre 0 et 17V).

La première partie de structure ne se compose donc que d'un simple limiteur, comme le montre la figure 6. Ici, la présence d'un driver est indispensable, car les transistors de puissance présentent souvent des gains en courant déplorables, sauf si bien sûr on utilise déjà un darlington. Avec cette technique, l'ensemble Q5-Q6 offre un gain d'environ 750, ce qui est tout de même nettement mieux qu'avec un transistor seul pour lequel le β ne dépasse guère les 20. De plus, ce type de solution permet d'utiliser un dispositif de commande et de protection beaucoup moins «costaud». La résistance R12 de 20 Ω évacue les charges de la jonction base-émetteur lorsque le signal de commande s'interrompt, car le driver ne peut, lui, que donner du courant (il n'en reprend pas, donc il ne «décharge» pas le transistor de puissance). La montée en fréquence devient dès lors plus facile. Pour ce qui est de R11 (140 Ω) elle limite le courant de base à des valeurs raisonnables, pour ne pas

La protection des transistors bipolaires de puissance

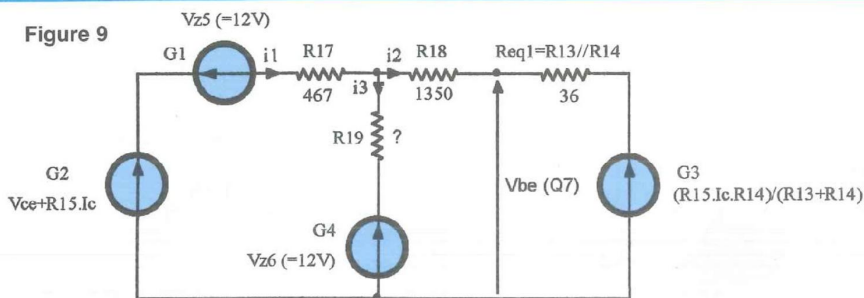


nuire au bon fonctionnement du dispositif de protection, surtout si le signal continue de progresser alors que la limitation entre en action. Une 140 Ω est un bon choix car pour débiter 16 A il faut un courant de base d'environ 21mA (~ 16A/750), ce qui ne fait qu'à peine 3V de chute dans R11, facilement compensable par un dispositif de commande. Pour ce qui est du transistor de limitation proprement dit, nommé ici Q7, on a habituellement recours à un P2N2222, pour ses caractéristiques intéressantes de haut gain (≥ 100), de rapidité, et d'encombrement réduit (boîtier plastique du type T092). En temps ordinaire, il faut à peu près 21 mA pour saturer l'ensemble Q5-Q6. Toutefois, si l'on prend un courant dévié (par Q7) de 100 mA, cela permet de garantir un bon fonctionnement du dispositif de limitation et ce, même si l'étage aval de commande continue de débiter, à concurrence de 100 mA bien sûr. En partant sur de telles bases, nous nous rendons compte qu'il ne nous faut qu'un petit mA au maximum pour piloter la base de Q7. Or, pour avoir un fonctionnement aussi précis que possible du transistor de

limitation, il vaut mieux prendre comme référence une tension base-émetteur qu'un courant de base, car ce dit courant dépend du β du transistor ainsi que du courant de collecteur, tandis que la tension de conduction d'un transistor ne bouge (très peu) qu'avec la température. Pour rendre indépendante l'intensité de base de Q7 par rapport à sa tension base-émetteur de 0.6 V environ, on crée un courant de pont I_p 10 fois supérieur à celui de sa base. Ainsi on se garantit une stabilité de fonctionnement bien meilleure. Tout cela nous amène donc à un courant de pont I_p de 10 mA, ce qui fait que l'élément R14 doit présenter une résistance de 0.6 V/10 mA, soit 60 Ω (la valeur normalisée étant 56 Ω). Pour calculer la valeur du shunt de relecture courant (qui n'est qu'une simple résistance bobinée), nous sommes surtout tributaire de ce qu'il y a sur le marché, à des prix raisonnables, et de la puissance qu'elle doit dissiper. C'est pourquoi notre choix se porte sur une traditionnelle 0.1 Ω/25 W à monter sur dissipateur. Sous 16 A, cet élément a à ses bornes une d.d.p de 1.6 V, ce qui fait que R13 doit être de (1.6-

0.6) V/10 mA, soit 100 Ω. L'étude du limiteur en courant pur étant maintenant terminée, nous allons nous intéresser à la limitation en courant liée au Vce du transistor de puissance Q6, via la première droite notée yA. D'après cette courbe (voir la figure 4) l'intervention débute à partir de 12 V et la pente reste identique jusqu'à 27 V. Là, tout de suite, on peut déjà imaginer une structure qui, en fonction du Vce, fait circuler un courant de pont I_p plus ou moins important pour faire conduire «en avance» le transistor Q7. De cette imagination naît le schéma de la figure 6, sur lequel on peut voir une diode zéner notée DZ5. Comme nous pouvons le constater, cette dite diode commence à amener un courant de polarisation à partir de 12 V de Vce, et ce au travers de la résistance R16 que nous allons dès maintenant calculer en fonction des autres composants. Pour cela, l'élément de départ est la droite yA en sachant que pour un Vce de 27 V, le Ic max doit se situer à 8.33 A. Mais ce n'est pas tout, car il faut, pour plus de compréhension, établir un schéma équivalent permettant d'effectuer les calculs facilement. Le

Figure 9



résultat de cette modélisation (c'est le terme exact utilisé) est donné en figure 7. Il est ainsi flagrant de voir que le V_{be} de Q7 dépend directement du V_{ce} et du $R_{15.Ic}$ (U shunt). De là, on en déduit la formule liant ces trois potentiels avec :

$$V_{be} = \frac{Req1(G2-G1)+G3xR13}{R16 + Req1}$$

R_{16} vaut donc :

$$R_{16} = \frac{Req1(G2-G1-V_{be})}{V_{be}-G3}$$

En tenant compte du fait que V_{be} est une constante universelle, et en remplaçant les générateurs par l'expression à laquelle ils appartiennent, la formule littérale de R_{16} devient:

$$R_{16} = \frac{(R13xR14)}{0.6(R13+R14)-R15xIc} x (V_{ce}+R15xIc-Vz5-0.6)$$

Dans notre cas, avec $R_{13}=100 \Omega$, $R_{14}=56 \Omega$, $R_{15}=100 \text{ m}\Omega$, $Vz5=12V$, $V_{ce}=27V$, et $Ic=8.33A$, l'application numérique donne $R_{16}=1817 \Omega$. Bien sûr, la valeur normalisée impose d'utiliser deux éléments reliés en série, ce qui de toute façon nous sera indispensable, comme nous le verrons plus loin. D'autre part, si nous voulons pouvoir tracer le segment de droite caractéristique à cette portion de V_{ce} (situé nous le rappelons entre 12V et 27V), il faut alors exprimer la fonction tel que $Ic=f(V_{ce})$. Là encore, la formule littérale figure ci dessous:

$$Ic = - \frac{R13}{R15 (R13 + R16)} x V_{ce} + \frac{0.6 x R16 (R13 + R14)}{R14xR15(R13+R16)} + \frac{R13 x R14 (Vz5 + 0.6)}{R14xR15(R13+R16)}$$

$$AN \Rightarrow Ic = -0.521xV_{ce} + 22.415$$

Cette dernière formule ne vous rappelle

rien ? Mais si bien sûr, c'est celle trouvée pour yA !, mis à part que le V_{ce} ici était exprimé sous forme de x . Et bien voilà, nous venons de traiter l'électronique du premier segment noté yA sur la figure 4. Pour ce qui est du segment yB , nous voyons que la pente est moins forte, ce qui signifie qu'il faut contrer l'action de la structure que nous venons d'étudier pour yA . Ceci est assez facilement réalisable en déviant du courant amené par $DZ5$, comme le montre le schéma de la figure 8. Comme on le disait précédemment, R_{16} est divisée en deux résistances R_{17} et R_{18} montées en série entre lesquelles on vient dériver du courant pour changer la pente, via $DZ6$ et R_{19} . Sachant que $R_{17}+R_{18}=R_{16}$, il faut dans un premier temps déterminer R_{17} et R_{18} . Nous savons d'autre part que V_{ce} vaut à ce moment là 27V et que $Ic=8.33A$. Bien entendu Q7 est en limite de conduction, ce qui fait que $U_{R14} \approx 0.6V$. L'anode de $DZ5$ étant à 15V, on se retrouve avec 15.233V ($15-0.6+0.833$) aux bornes de $R_{17}+R_{18}$. En voyant cela, on peut se dire qu'il serait judicieux de calculer ces deux résistances de telle sorte que $U_{R18}+U_{R14}=12V$, permettant ainsi l'utilisation d'une diode zéner de 12V pour $DZ6$. En partant sur ces principes, on obtient:

$$R_{18} = \frac{R16(Vz5-V_{be})}{V_{ce}-Vz5+R15xIc-V_{be}}$$

$$AN \Rightarrow R_{18} = 1350 \Omega$$

$$D'où R_{17} = R_{16} - R_{18}, \text{ soit : } 1817 \Omega - 1350 \Omega = 467 \Omega$$

Il ne reste plus maintenant qu'à déterminer la valeur de R_{19} , mais avant cela, nous allons modéliser la figure 8 de manière à rendre les calculs plus com-

préhensibles par chacun. Le résultat de cette modélisation est visible à la figure 9. Pour, mener la suite des calculs, nous employons la loi des nœuds avec:

$$i3 = \frac{R18(V_{be}-G3)+Req1(V_{be}-G4)}{R19xReq1}$$

$$i1 = i2 + i3$$

$$i2 = \frac{V_{be} - G3}{Req1}$$

D'où $i1 =$

$$\frac{(V_{be}-G3)(R18+R19)}{R19 x Req1} + \frac{Req1(V_{be}-G4)}{R19 x Req1}$$

Et de tout cela, il en ressort R_{19} :

$$R_{19} = \frac{-R17[R18(V_{be}-G3)+Req1(V_{be}-G4)]}{Req1(V_{be}-G2+G1)+(V_{be}-G3)(R17+R18)}$$

Avec $Ic=5.16A$, $V_{ce}=45.5V$, $G1=12V$, $G2=46.016V$, $G3=0.18523V$; $G4=12V$, et $Req1=36\Omega$

$$AN \Rightarrow R_{19} \approx 155 \Omega$$

Pour calculer la pente $Ic=f(V_{ce})$, qui permet, entre autre, de vérifier la bonne valeur de R_{19} , on donne la formule suivante :

$$Ic = \frac{C}{D} x V_{ce} + \frac{A - B}{D}$$

Avec :

$$A = Req1(R13+R14)[(R17xG4)-(R19xG1)]$$

$$B = V_{be}(R13+R14)[(R18xR19)+(R19xReq1)+(R17xReq1)+(R17(R18+Req1))]$$

$$C = (R13+R14)(R19xReq1)$$

$$D = -(R15xR19xReq1)x(R13+R14)+(R14xR15)[(-R17xReq1)-(R17xR18)-(R18xR19)]$$

En remplaçant par leurs valeurs tous ces éléments, on trouve une équation de droite qui est

$Ic = -0.178xV_{ce} + 12.54$, ce qui est très près de la courbe théorique de yB ($= -0.17x + 12.93$). Et bien s'en est fini pour le traitement de la structure liée à yB . Passons maintenant à yC , qui présente une pente encore plus douce que la précédente. A ce propos, vous savez ce qu'il faut faire !. Il faut bien entendu dévier davantage de courant issu de $DZ5$, ce qui donne le schéma de la figure

La protection des transistors bipolaires de puissance

Figure 10

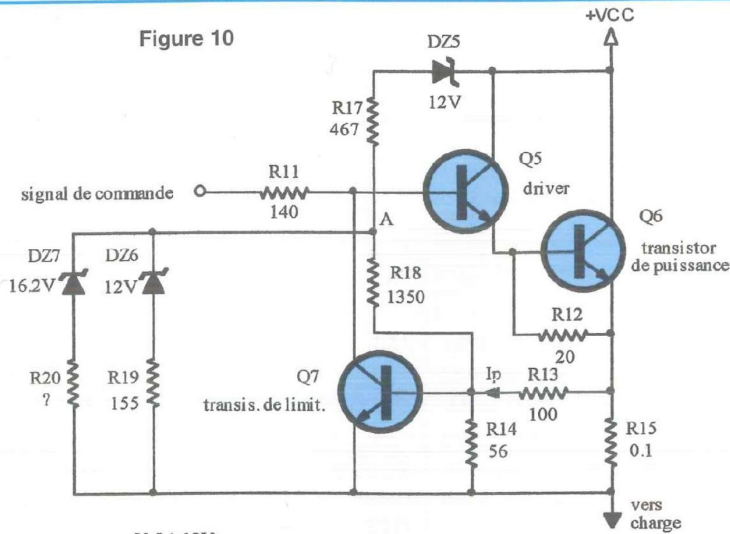


Figure 11

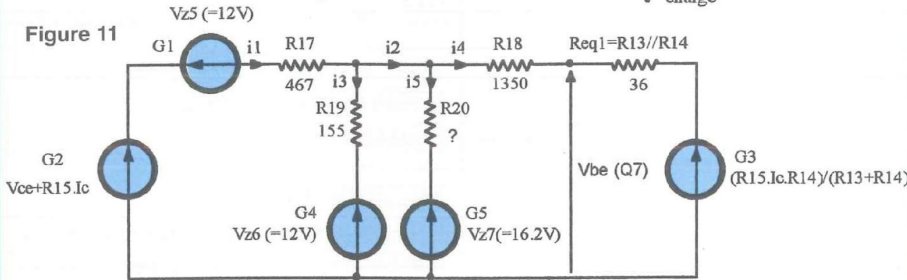
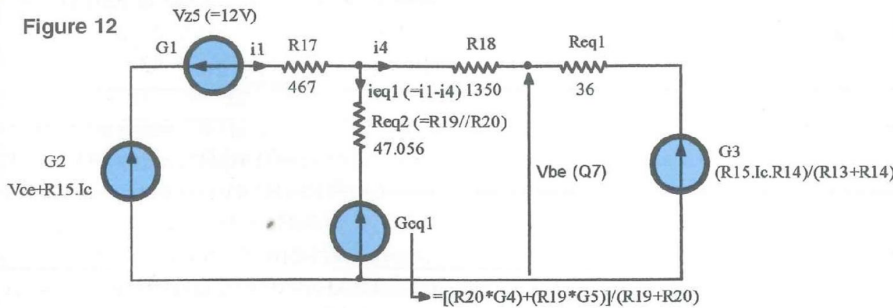


Figure 12



10. La première chose à faire, comme pour le montage précédent, est de déterminer DZ7. Pour ce faire, on calcule le potentiel entre le point A et l'émetteur de Q7, au moment du changement de pente, c'est à dire pour $I_c \approx 5.16A$. A partir de là, il est aisé de reprendre la formule de i_3 et de faire $R_{19}i_3 + V_{z6} = ?$. L'application numérique révèle que $U_{R_{19}} + V_{z6} \approx 16.153V$. L'idéal est donc de trouver une diode zéner de 16.2 V pour DZ7. On peut trouver une valeur normalisée de 16 V, sinon on monte en série deux diodes de 6.2V et 10 V, ce qui fait 16.2 V (c'est correct).

L'étape suivante consiste à modéliser la structure, modélisation que l'on retrouve à la figure 11. Le but étant de connaître R20, il faut commencer par écrire les équations liées aux divers courants i_1 à i_5 . Le développement de ces calculs étant particulièrement volumineux, nous nous contentons de donner la méthode employée. Le principe de base est que :

$$i_5 = \frac{i_4 (R_{18} + Req_1) + G_3 - G_4}{R_{19}}$$

$$i_4 = \frac{V_{be} - G_3}{Req_1}$$

$$i_2 = i_4 + i_5$$

$$i_1 = i_2 + i_3$$

$$i_3 = \frac{i_4 (R_{18} + Req_1) + G_3 - G_4}{R_{19}}$$

De tout cela il en ressort que :

$$R_{20} = \frac{R_{17} \times R_{19} \times A}{B - (R_{17} \times C) - D}$$

Avec :

$$A = V_{be} (R_{18} + Req_1) - (G_3 \times R_{18}) - (G_5 \times Req_1)$$

$$B = (R_{19} \times Req_1) (G_2 - G_1 - V_{be})$$

$$C = V_{be} (R_{18} + Req_1) - (G_3 \times R_{18}) - (G_4 \times Req_1) + R_{19} (V_{be} - G_3)$$

$$D = (R_{18} \times R_{19}) (V_{be} - G_3)$$

L'application numérique de tout cela nous donne :

$AN \Rightarrow R_{20} = 67.57 \Omega$, en sachant que l'on se place toujours sur la courbe de limitation pour choisir $I_c = F(V_{ce})$. On peut prendre bien sûr n'importe quel point sur yC mais comme le dernier (juste avant le nouveau changement de pente) est affiché (voir la figure 4), c'est celui qui est utilisé (question de commodité), à savoir $I_c = 3.537A$ pour $V_{ce} = 70 V$.

A la suite de cela, on peut vérifier la bonne valeur de R20 en recalculant l'équation $I_c = F(V_{ce})$ et voir si elle correspond à celle déterminée théoriquement. Pour bien faire, il convient de simplifier le modèle de la figure 11 car développer des calculs dans de telles conditions relève de la folie (même des copies A3 ne suffisent plus !!).

En se ramenant à une modélisation comme celle de la figure 12, on s'y retrouve déjà mieux. On exprime les relations entre les nouveaux courants, en partant de $i_4 = (V_{be} - G_3) / Req_1$, et on se retrouve avec une égalité entre V_{be} , I_c et V_{ce} . De tout ceci on en déduit que $I_c =$:

$$I_c = - \frac{I}{E + (R_{14} \times R_{15} \times F)} \times V_{ce} +$$

$$\frac{(R_{13} + R_{14}) [G_2 + (V_{be} \times F) - H]}{E + (R_{14} \times R_{15} \times F)}$$

En sachant que :

$$E = (R_{15} \times Req_1 \times Req_2) \times (R_{13} + R_{14})$$

$$F = (R_{17} \times Req_2) + R_{18} (R_{17} + Req_2)$$

$$(Req_2 \times R_{18})$$

UNE PROTECTION TRÈS RAPPROCHÉE

Figure 13

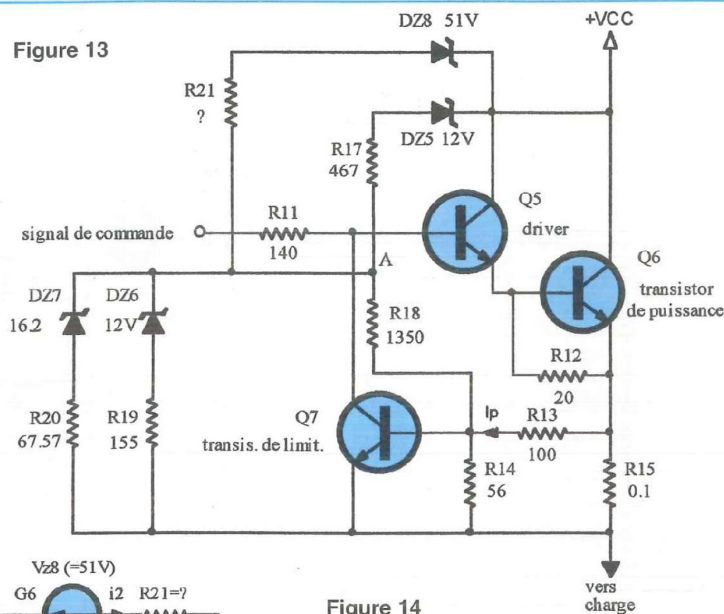
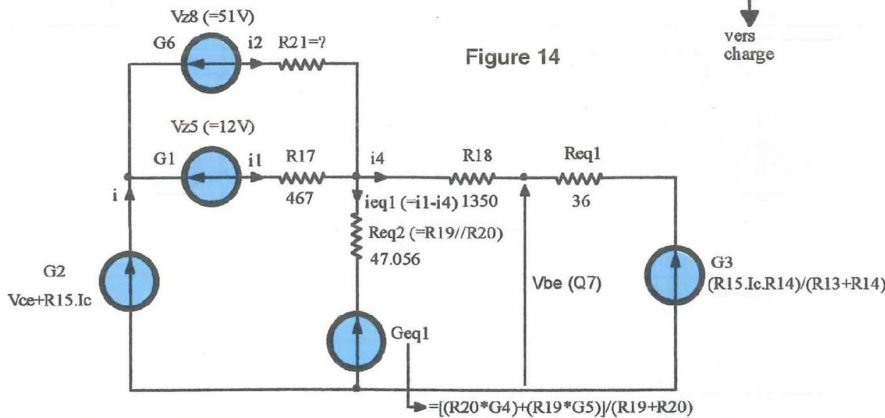


Figure 14



$$G = (Req1 \times Req2) (Vbe + G1)$$

$$H = (R17 \times Req1 \times Geq1)$$

$$I = (Req1 \times Req2) (R13 + R14)$$

Nota : on retrouve toutes les expressions de Req1, Req2, et Geq1 sur le schéma de la figure 12.

On trouve une équation de droite qui vaut :

$$Ic = -0.065 \times Vce + 7.73$$

On note au passage que le résultat trouvé est relativement proche du yC théorique. Et voilà, nous pouvons maintenant passer à la courbe yD. Sur cette dernière, on constate que la pente redevient plus forte, ce qui signifie qu'on annule plus ou moins l'action des structures qui dévient du courant jusqu'ici. Donc, certains lecteurs l'on certainement déjà compris, ce qu'il faut faire c'est greffer une

structure qui ramène du courant sur la base de Q7.

C'est ce qui est proposé à la figure 13. Tout de suite, on en tire un modèle simplifié (visible en figure 14) pour effectuer les calculs de DZ8 et R21. Comme on peut le constater, DZ8 doit entrer en action pour un Vce de 70 V, un Ic de 3.537 A, et avec un VbeQ7 de 0.6 V, ce qui fait un VDZ8 de 52V (G2-R18xi4-Vbe). Cette valeur n'étant pas normalisée, on prend une 51V, qui est la plus proche que l'on puisse avoir. Il ne reste plus maintenant qu'à déterminer R21. En regardant la figure 14, on voit tout de suite que :

$$i2 = i - i4$$

$$i = i4 + ieq1$$

$$i4 = \frac{Vbe - G3}{Req1}$$

Ceci nous conduit, à la suite d'une série de calculs, à trouver :

$$R21 = \frac{R17 \times Req2 \times A}{B(Vbe - G3) + Req1 \times C}$$

Avec :

$$A = Req1 (G2 - Vbe - G6) - R18(Vbe - G3)$$

$$B = R17(Req2 + R18) + (R18 \times Req2)$$

$$C = R17(Vbe - Geq1) - Req2(G2 - G1 - Vbe)$$

Avant de procéder à l'application numérique de R21, il est indispensable de connaître Geq1, G2, G3, et Req2. A ce sujet, toutes les expressions littérales sont données à la figure 14. Donc, avec Geq1 = 14.925 V, G2 = 84.1382 V, G3 = 0.049628 V, et Req2 = 47.056 Ω, on trouve R21 ≈ 294 Ω. De là, on en détermine la relation qui lie Ic à Vce avec :

$$Ic = - \frac{D}{R15(D + R14H)} \times Vce +$$

$$\frac{(R13 + R14)(E + F - G)}{R15(D + R14H)}$$

En sachant que :

$$D = (Req1 \times Req2)(R13 + R14)(R17 + R21)$$

$$E = R21 \times Vbe [R17(Req2 + R18) + (R18 \times Req2)]$$

$$F = R21 \times Req1 [R17(Vbe - Geq1) + Req2(G1 + Vbe)]$$

$$G = Req2 \times R17 [Req1(-Vbe - G6) - (R18 \times Vbe)]$$

$$H = (Req2 \times R18)(R17 + R21) + (R17 \times R21)(Req2 + R18)$$

On obtient le résultat suivant :

Ic = -0.147 Vce + 13.75, Ce qui est relativement proche de yD théorique. Sur ces bonnes paroles, nous passons maintenant à l'avant dernière courbe, soit yE. En observant celle-ci, on se rend compte que la pente se radoucit de nouveau, ce qui donne le schéma de la figure 15.

Comme d'habitude, nous commençons par calculer le potentiel entre le point A et l'émetteur de Q7, au moment du changement de pente, soit pour un Vce de 84 V dans notre cas. C'est de cette manière que l'on détermine la tension zéner dont on a besoin. Or, avec un Ic de 1.3825A, on trouve DZ9 ≈ 21.24V. Autant dire qu'il faut, pour approcher cette valeur, mettre deux diodes zéners en série (une de 12 V plus une de 9.1 V), avec lesquelles on

La protection des transistors bipolaires de puissance

arrive à avoir 21.1 V de tension zéner. Cette première étape étant franchie, intéressons-nous au calcul de R22. Pour y parvenir, on utilise la modélisation de la figure 16. A partir de là, on cherche à déterminer la valeur de R22. Mais au fait, ce schéma ne vous rappelle rien ? Il ressemble étrangement à celui de la figure 11 pour lequel on cherchait R20 !. Et bien dans ce cas la solution est toute trouvée, car on n'a qu'à remplacer les anciennes appellations par les nouvelles, ce qui nous donne :

$$R22 = \frac{Req3 \times Req2 \times A}{B - Req3 \times C - D}$$

Avec :

$$A = Vbe (R18 + Req1) - (G3 \times R18) - (G7 \times Req1)$$

$$B = Req1 \times Req2 (G2 - Geq2 - Vbe)$$

$$C = Vbe (R18 + Req1) - (G3 \times R18) - (Geq1 \times Req1) + Req2 (Vbe - G3)$$

$$D = R18 \times Req2 (Vbe - G3)$$

L'application numérique de R22 est donc $R22 \approx 21.7 \Omega$. Mais en ce qui concerne $Ic = F(Vce)$, va t-on pouvoir faire pareil ? Oui, à condition de remanier quelque peu la figure 16 de façon à la simplifier encore, comme l'indique la figure 17. Ainsi on peut reprendre la formule de Ic , liée à R20, qui devient alors :

$$Ic = - \frac{I}{E + (R14 \times R15 \times F)} \times Vce + \frac{(R13 + R14)(G + VbexF - H)}{E + (R14 \times R15 \times F)}$$

Avec :

$$E = R15 \times Req1 \times Req4 \times (R13 + R14)$$

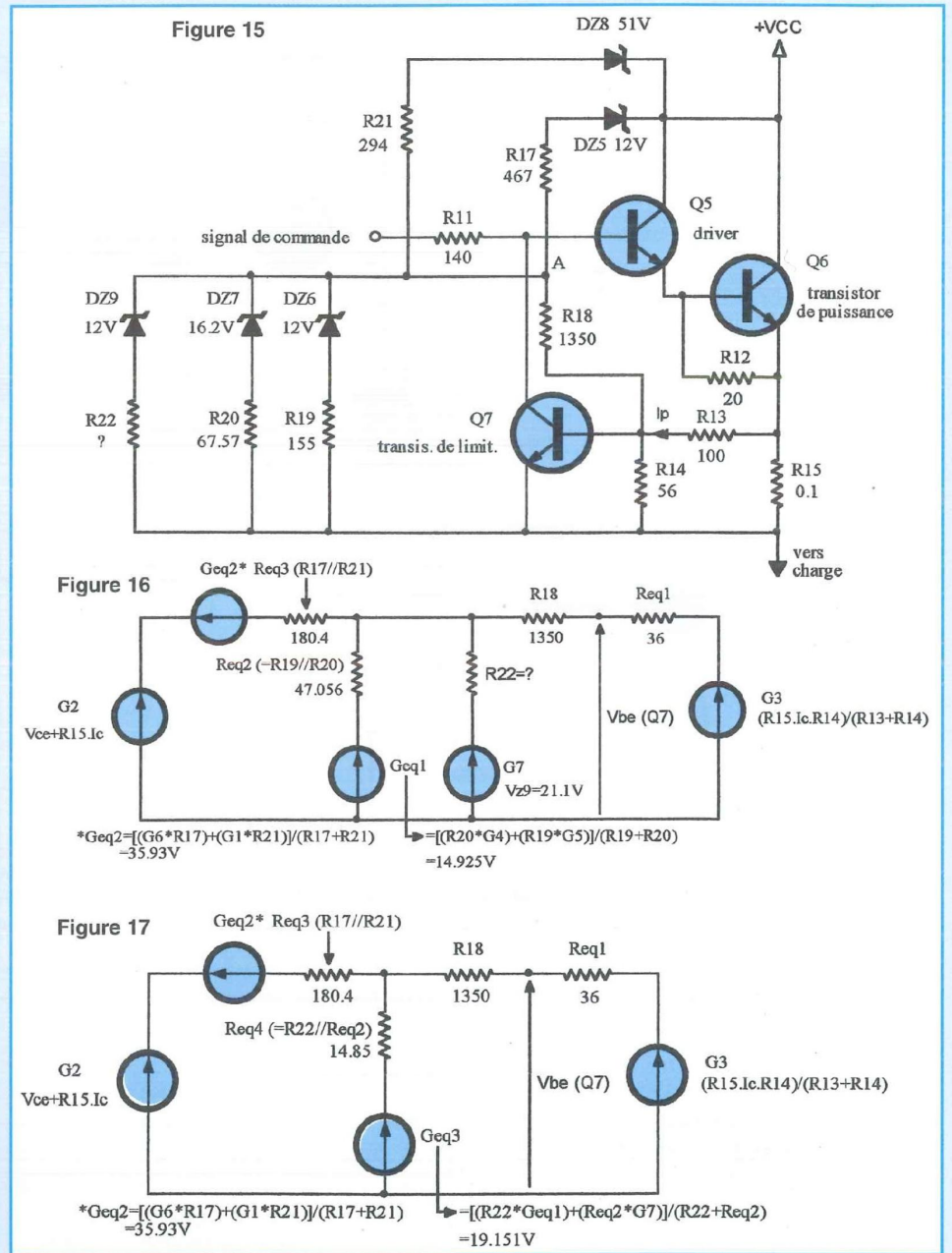
$$F = (Req3 \times Req4) + (Req3 \times R18) + (Req4 \times R18)$$

$$G = Req1 \times Req4 (Vbe + Geq2)$$

$$H = Req1 \times Req3 \times Geq3$$

$$I = Req1 \times Req4 (R13 + R14)$$

Après avoir au préalable calculé les valeurs de Req1, Req3, Req4, Geq2, et Geq3, on arrive à $Ic = -0.055 Vce + 5.71$, ce qui est proche du résultat théorique. Et bien voilà, il ne reste plus qu'à définir les éléments pour obtenir la dernière courbe yF. Pour commencer, on voit que la pente s'adoucit encore, donc on s'empresse d'ajouter un déviateur de courant, ce qui donne, pour finir, le schéma de la figure



18. Comme toujours, on débute par le choix de la diode zéner (ici DZ10) en sachant qu'elle entre dans le jeu pour $Vce = 95 V$ et $Ic = 0.83 A$. A partir de là, on calcul le potentiel que l'on obtient avec ces paramètres, aux bornes de DZ9 et R22, soit 21.97 V. Il va de soi que l'on se dirige vers 22 V, valeur que l'on obtient avec une zéner de 10 V plus une autre de 12 V. Sinon, en ce qui concerne R23, on reprend le schéma de la figure 17 auquel

on vient ajouter le générateur G8, symbole de la diode DZ10, et la résistance R23. On obtient donc un nouveau modèle, visible sur la figure 19. Compte tenu du fait que cette figure soit la même que celle de la figure 16 (mis à part l'appellation des éléments qui la constitue), on peut tout de suite en déduire le résultat de R23, qui vaut alors :

$$R23 = \frac{Req3 \times Req4 \times A}{B - req3 \times C - D}$$

UNE PROTECTION TRÈS RAPPROCHÉE

Figure 18

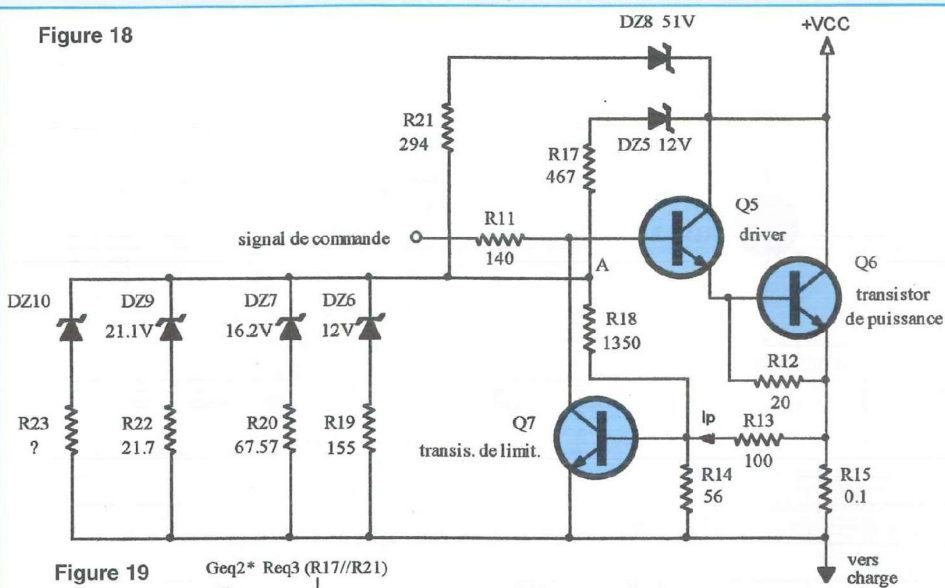
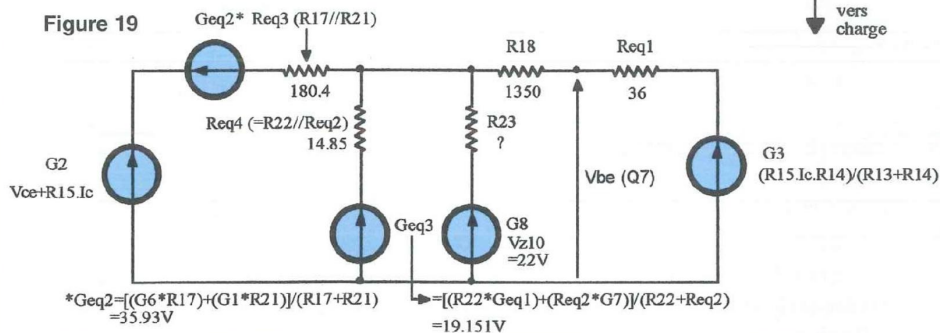


Figure 19



Avec :

$$A = V_{be}(R_{18} + R_{eq1}) - (G_3 \times R_{18}) - (G_8 \times R_{eq1})$$

$$B = R_{eq1} \times R_{eq4} (G_2 - G_{eq2} - V_{be})$$

$$C = V_{be}(R_{18} + R_{eq1}) - (G_3 \times R_{18}) - (G_{eq3} \times R_{eq1}) + R_{eq4} (V_{be} - G_3)$$

$$D = R_{18} \times R_{eq4} (V_{be} - G_3)$$

L'application numérique doit, après avoir calculé toutes les valeurs équivalentes, donner R23 # 2.8 Ω. Pour ce qui est du tracé de yF réel, on fait comme pour la précédente courbe, à savoir que l'on reprend le modèle de la figure 17, sur lequel on remplace les valeurs des éléments mis en place initialement par les nouvelles. On se base donc maintenant sur le modèle de la figure 20. Les calculs étant tout de suite fait, on exprime donc directement Ic qui vaut désormais :

$$I_c = - \frac{I}{E + (R_{14} \times R_{15} \times F)} \times V_{ce} + \frac{(R_{13} + R_{14})(G + V_{be} \times F - H)}{E + (R_{14} \times R_{15} \times F)}$$

Avec :

$$E = R_{15} \times R_{eq1} \times R_{eq4} (R_{13} + R_{14})$$

$$F = (R_{eq3} \times R_{eq5}) + (R_{eq3} \times R_{18}) + (R_{eq5} \times R_{18})$$

$$G = R_{eq1} \times R_{eq5} (V_{be} + G_{eq2})$$

$$H = R_{eq1} \times R_{eq3} \times G_{eq4}$$

$$I = R_{eq1} \times R_{eq5} (R_{13} + R_{14})$$

Une application numérique de ceci nous donne :

$$I_c = -0.0095 \times V_{ce} + 1.59.$$

L'étude théorique de l'ensemble est maintenant terminée. Mais comme pour toute théorie, il faut également l'adapter à la pratique, c'est ce que nous allons voir ci-après.

LA PRATIQUE

Tout d'abord, nous pouvons voir qu'il y a, dans certains choix de nos résistances, un problème de dissipation, notamment pour R17 et R21. En effet, plus le Vce augmente, et plus ces éléments résistif

chauffent (avec près de 90Wmax. pour R17 !). Malheureusement, le choix de ceux ci est fonction de R13 et R14 (qui garantissent, souvenez-vous, un bon courant de pont).

La solution est donc d'utiliser un transistor à haut gain pour Q7, de manière à limiter le courant de pont, permettant ainsi l'emploi d'une résistance de valeur beaucoup plus grande. Pour cette raison, on décide de remplacer le P2N2222 par un ZTX1053A qui présente des caractéristiques tout à fait extraordinaires (hfe # 1200, Vcesat # 0.25 V, ft # 140MHz, etc...). Ceci ramène donc R14 à une valeur de 720 Ω théorique, ce qui nous fait 715 Ω normalisé en 1 %. Pour ce qui est du reste, nous allons faire un petit récapitulatif de tous les calculs que nous avons pu faire, de manière à ce que l'utilisateur puisse mener ses calculs beaucoup plus rapidement en fonction du transistor de puissance qu'il utilise.

RECAPITULATIF

1. Calcul de R13 :

(voir la figure 6)

$$R_{13} = \frac{(R_{15} \times I_{c \text{ max}}) - 0.6}{833.33 \times 10^{-6}}$$

2. Calcul de DZ5 :

Dépend de la valeur du Vce à partir de laquelle le courant Ic chute. Il est nécessaire de connaître la courbe constructeur.

3. Calcul de R17+R18:

(voir la figure 7)

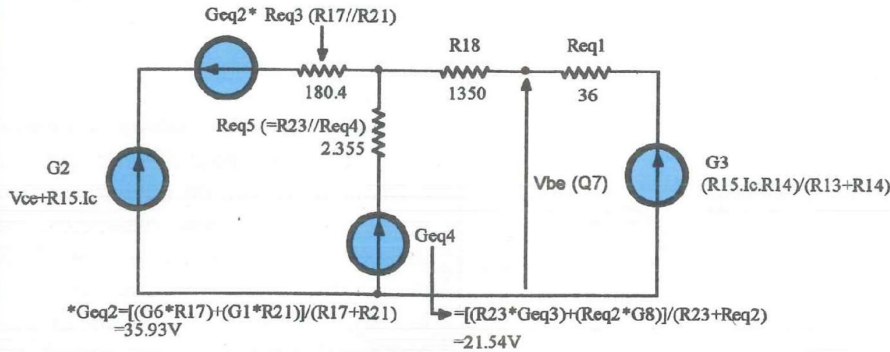
$$R_{17} + R_{18} = \frac{R_{13} \times R_{14}}{0.6(R_{13} + R_{14}) - R_{15} \times I_{c1} \times R_{14}} \times (V_{ce} + R_{15} \times I_{c1} - V_{z5} - 0.6)$$

En sachant que Ic1 correspond au dernier point de la première courbe (pour nous il s'agit du point 27.1 V/8.33 A)

Nota : R17 est la résistance qui doit dissiper le plus, donc on choisit une bobinée vitrifiée de 6 W (RB57) dont la valeur se rapproche le plus possible du calcul. Le complément se fait avec une résistance 0.6W normale.

La protection des transistors bipolaires de puissance

Figure 20



4. Calcul de DZ6 :

(voir la figure 9)

Nous la choisissons en fonction du pont atténuateur formé de R17 et R18, et en sachant que le Ic2 correspondant est celui du point de départ de la courbe n°2 (27.1 V/8.33 A pour notre exemple). Il faut ainsi réaliser un compromis entre ces trois éléments en sachant que le pont doit être calculé en partant d'une valeur normalisée pour la diode zéner qui, d'une manière générale, est fixée à 12 V.

5. Calcul de R19 :

(voir la figure 9)

$$R_{19} = \frac{-R_{17} [R_{18}(V_{be}-G_3) + R_{eq1}(V_{be}-G_4)]}{R_{eq1}(V_{be}-G_2+G_1) + (V_{be}-G_3)(R_{17}+R_{18})}$$

Avec :

$$G_1 = V_{z5}$$

$$G_2 = V_{ce} + R_{15} \times I_{c2}$$

$$G_3 = (R_{14} \times R_{15} \times I_{c2}) / (R_{13} + R_{14})$$

$$G_4 = V_{z6}$$

$$R_{eq1} = (R_{13} \times R_{14}) / (R_{13} + R_{14})$$

Attention : ici Ic2 correspond au dernier point de la courbe n°2 (soit 45.5V pour 5.16A)

6. Calcul de DZ7:

(voir la figure 11)

$$DZ7 = \frac{R_{18}(V_{be} - G_3)}{R_{eq1}} + V_{be}$$

En sachant que le Ic3 issu de G3 correspond au premier point de la courbe n°3 (soit 45.5V pour 5.16A)

7. Calcul de R20 :

(voir à la figure 11)

$$R_{20} = \frac{R_{17} \times R_{19} \times A}{B - (R_{17} \times C) - D}$$

Avec :

$$A = V_{be}(R_{18} + R_{eq1}) - (G_3 \times R_{18}) - (G_5 \times R_{eq1})$$

$$B = (R_{19} \times R_{eq1}) (G_2 - G_1 - V_{be})$$

$$C = V_{be} (R_{18} + R_{eq1}) - (G_3 \times R_{18}) - (G_4 \times R_{eq1}) + R_{19} (V_{be} - G_3)$$

$$D = (R_{18} \times R_{19}) (V_{be} - G_3)$$

En sachant que G2 et G3 se calculent avec le dernier point de la courbe n°3, à savoir 70 V pour 3.537 A.

8. Calcul de DZ8 :

(voir la figure 14)

$$DZ8 = G_2 - \frac{R_{18}(V_{be} - G_3)}{R_{eq1}} - V_{be}$$

En sachant que G2 et G3 sont calculés avec le premier point de la courbe n°4, qui, pour cet exemple, est 70 V pour 3.537 A

9. Calcul de R21:

(voir la figure 14)

$$R_{21} = \frac{R_{17} \times R_{eq2} \times A}{B(V_{be}-G_3) + R_{eq1} \times C}$$

Avec:

$$A = R_{eq1}(G_2 - V_{be} - G_6) - R_{18}(V_{be} - G_3)$$

$$B = R_{17}(R_{eq2} + R_{18}) + (R_{18} \times R_{eq2})$$

$$C = R_{17}(V_{be} - G_{eq1}) - R_{eq2}(G_2 - G_1 - V_{be})$$

G2 et G3 sont calculés avec le dernier

point de la courbe n°4 (84V/1.3825A)

Nota : R21 peut chauffer dans les conditions extrêmes, donc on choisit une bobine vitrifiée de 6W (RB57) la plus proche du calcul (mais par défaut) que l'on complémente par une 0.6W normale en série.

10. Calcul de DZ9:

(voir la figure 16)

Le calcul de DZ9 est le même que pour DZ7, mis à part que Ic est le premier point pris sur la courbe n°5, à savoir 1.3825A.

11. Calcul de R22 :

(voir la figure 16)

$$R_{22} = \frac{R_{eq3} \times R_{eq2} \times A}{B - req3 \times C - D}$$

Avec :

$$A = V_{be} (R_{18} + R_{eq1}) - (G_3 \times R_{18}) - (G_7 \times R_{eq1})$$

$$B = R_{eq1} \times R_{eq2} (G_2 - G_{eq2} - V_{be})$$

$$C = V_{be} (R_{18} + R_{eq1}) - (G_3 \times R_{18}) - (G_{eq1} \times R_{eq1}) + R_{eq2} (V_{be} - G_3)$$

$$D = R_{18} \times R_{eq2} (V_{be} - G_3)$$

Dernier point pris sur la courbe n°5 pour le calcul de G2 et G3 (95V/0.8347A)

12. Calcul de DZ10 :

(voir la figure 19)

Le calcul de DZ10 est le même que pour DZ7, mis à part que Ic est le premier point pris sur la courbe n°6, à savoir 0.8347A.

13. Calcul de R23 :

(voir la figure 19)

$$R_{23} = \frac{R_{eq3} \times R_{eq4} \times A}{B - req3 \times C - D}$$

Avec :

$$A = V_{be} (R_{18} + R_{eq1}) - (G_3 \times R_{18}) - (G_8 \times R_{eq1})$$

$$B = R_{eq1} \times R_{eq4} (G_2 - G_{eq2} - V_{be})$$

$$C = V_{be} (R_{18} + R_{eq1}) - (G_3 \times R_{18}) - (G_{eq3} \times R_{eq1}) + R_{eq4} (V_{be} - G_3)$$

$$D = R_{18} \times R_{eq4} (V_{be} - G_3)$$

G2 et G3 sont calculés avec le dernier point de la courbe n°6 (150 V/0.2946 A)

Le récapitulatif de tous ces calculs touche à sa fin. Il sera, nous l'espérons,

UNE PROTECTION TRÈS RAPPROCHÉE

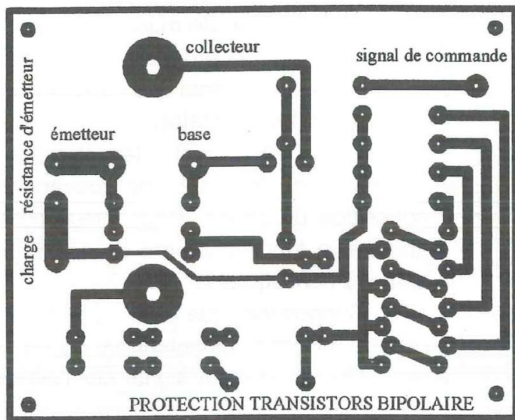


Figure 21

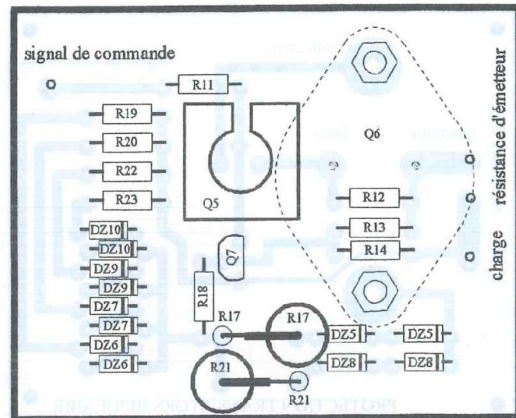


Figure 22

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

POUR UNE CARTE

Nota : les valeurs entre parenthèse sont celles calculées pour le MJ15024

- Résistance MRS25 à 1 % / 0,6 W

R11 : 140 Ω

R12 : 20 Ω

R13 : à calculer en fonction de R15 (1210 Ω)

R14 : 715 Ω

R15 : voir § «quelques précisions»

R17 : voir le 3^o du récapitulatif

R18 : à calculer (16.2 k Ω)

R19 : à calculer (2.37 k Ω)

R20 : à calculer (1.05 k Ω)

R21 : voir le 9^o du récapitulatif (4.22 k Ω)

R22 : à calculer (249 Ω)

R23 : à calculer (44.2 Ω)

- Résistances bobinées RB57 / 6 W

R17 : voir le 3^o du récapitulatif

R21 : voir le 9^o du récapitulatif

- Semiconducteurs

Q5 : 2N3440 (NPN) ou 2N5416 (PNP)

Q6 : transistor de puissance choisi

Q7 : ZTX1053A (NPN) ou ZTX789A (PNP)

DZ5 : 0.5 W à calculer (12 V)

DZ6 : 0.5 W à calculer (11.3 V)

DZ7 : 0.5 W à calculer (15.3 V)

DZ8 : 3 W à calculer (52.6 V)

DZ9 : 0.5 W à calculer (20.4 V)

DZ10 : 0.5 W à calculer (21.1 V)

apprécié pour le regroupement de toutes les démarches et précisions qu'il contient. Bien qu'étant au départ une étude théorique, il est tout de même plaisant de pouvoir mettre en application le fruit de nos recherches. C'est pourquoi il est proposé un circuit imprimé.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Visible à la figure 21, il regroupe tous les composants. De petite taille et surtout de type simple face, sa mise en œuvre ne doit poser aucun problème.

LE CABLAGE

Un plan de câblage donné à la figure 22 permet de retrouver chacun des éléments situés sur le schéma de la figure 18. Comme on peut le constater, toutes les diodes zéners sont doublées de manière à ce que l'on puisse se rapprocher le plus possible de la valeur calculée. On remarque également que le tran-

sistor de puissance Q6 peut se câbler directement sur le circuit imprimé, par l'intermédiaire d'œillets (à ajouter). Dans le cas où le réalisateur souhaite dissocier Q6 de la carte, soit parce qu'il utilise un autre genre de boîtier, soit pour des raisons mécaniques (le type de dissipateur ne s'y prête pas), il ne faut pas oublier de relier ensemble les deux pastilles de collecteur.

QUELQUES PRÉCISIONS

Pour protéger plusieurs transistors il n'est point besoin d'utiliser une carte à chaque fois. Il n'y a qu'à connecter le ou les transistors (montés en parallèle) d'origine sur ce petit module, relier le signal de base initial au point «signal de commande», le collecteur de la carte à celui du système, et le point «charge» à l'émetteur de départ. Il suffit dans ce cas de recalculer la résistance R15 (en sachant que l'on prend 1.6 V à ses bornes pour I_c max.). Par conséquent, en sachant que les

valeurs que l'on trouve pour un transistor, lors du traçage de la courbe constructeur, se trouvent multipliées par le nombre de transistors. Comme exemple, on peut dire que trois MJ15024 montés en parallèle équivaut à un transistor qui tient un courant de collecteur maximum de 48 A (3 x 16 A), et ainsi de suite pour le reste de la courbe. Sinon, pour utiliser ce module avec des transistors PNP, il suffit d'utiliser également des PNP pour Q5 et Q7, les calculs ne changeant pas.

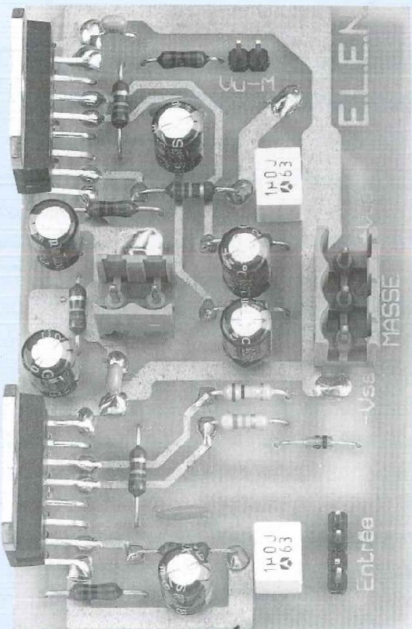
EN CONCLUSION

Cette étude ne manque pas d'intérêt et peut trouver sa place absolument partout. De plus, son autonomie est totale puisqu'elle n'a besoin d'aucune source d'alimentation extérieure. Protéger les transistors de puissance dans un amplificateur audio ou dans une alimentation linéaire, telle est sa destinée !.

Sylvain Duval

MODULE AMPLIFICATEUR DE 150 Weff LES TDA7294 PONTÉS

De petites tailles (85 x 52 x 25 mm), ce surprenant petit module amplificateur ultra compact délivre allégrement la puissance de 150 Weff sur une charge de 8 ou 16 Ω. Construit autour de deux TDA7294 montés en pont, il bénéficie de tous les avantages inhérents à l'emploi de ce circuit intégré monolithique bien connu des lecteurs de la revue.



Idéal pour la réalisation d'enceintes ou de caissons actifs, ou pour toute autre application en sonorisation ou Hi-Fi, ce module se fixe facilement sur une surface métallique de refroidissement par seulement 2 vis.

SCHEMA ÉLECTRIQUE

Rappelons tout d'abord quelques caractéristiques du circuit intégré TDA7294 de SGS-THOMSON MICRO-ELECTRONICS :

- étage de sortie DMOS
- tensions d'alimentation : jusqu'à ± 50 V
- puissance de sortie RMS supérieure à 75 Weff
- fonctions «mute» et «stand-by»

- très faible distorsion harmonique : 0,01 % à 5 W et à 1 kHz
- très faible bruit : 5 μV max en entrée
- protection contre les court-circuits en sortie
- protection thermique sur la puce
- boîtier Multiwatt 15
- résistance thermique 1,5 °C/W maxi.

Comment s'y prendre pour obtenir 150 Weff : c'est tout simple, il suffit de monter deux TDA7294 en pont comme l'indique le schéma électrique proposé en figure 1.

Le signal audio entre sur la broche 3 (entrée non inverseuse) du premier TDA7294, IC1, après avoir traversé la cellule RC d'entrée composée de C1 et R1. Cette cellule, passe-haut, bloque toute composante continue éventuelle et établit une fréquence de coupure basse égale à : $1/2\pi \cdot R1 \cdot C1$ soit 7,23 Hz.

La boucle de contre-réaction de ce premier ampli se compose des résistances R3, R5 et du condensateur C11. En continu, le gain est tout simplement égal à 1, puisque le condensateur C11 déconnecte le retour de masse de la boucle. Dans la gamme de fréquences qui nous intéresse, c'est à dire de 20 Hz à 20 kHz principalement, le gain en tension est égal à : $Gv = (R3 + R5) / R5 = 23$ ou, en dB : $Gv(\text{dB}) = 20 \log(Gv) = 27,2$ dB.

Ouvrons ici une petite parenthèse : la documentation du constructeur indique que le gain doit être supérieur ou égal à 24 dB, pour des raisons de stabilité.

Le deuxième TDA7294 est monté en ampli inverseur, de manière à obtenir exactement (sur la broche 14 de IC2) la même tension de sortie que celle de IC1, **mais de signe contraire.**

Par conséquent, les tensions «Sortie-1» et «Sortie-2» se trouvent en opposition de phase. Pour mieux comprendre le fonctionnement de cet ampli en pont, consultons la figure 2.

Supposons que l'on applique à l'entrée un signal instantané V_e de + 1 V.

On retrouve ce signal sur l'entrée (+) de A1 : $V_{e1} = V_e$.

En sortie de A1, le signal vaut :

$$V_{s1} = V_{e1} \times Gv = 23 \text{ V.}$$

Ce signal V_{s1} est réinjecté sur l'entrée inverseuse du deuxième ampli A2, via la résistance R7.

L'entrée (-) de cet ampli A2 constitue une masse virtuelle si bien que l'on obtient sur sa sortie :

$$V_{s2} = V_{s1} \times (-R4/R7) = -V_{s1} = -23 \text{ V,}$$

puisque les résistances R4 et R7 possèdent la même valeur.

La première cellule RC composée de la résistance R6 et du condensateur C12 n'influe pas sur le gain de A2 : elle ne sert qu'à garantir la stabilité de cet ampli. La deuxième cellule RC, composée de la résistance R2 et du condensateur C2, et insérée entre l'entrée (+) de A2 et la masse, sert à l'équilibrage de l'amplificateur en continu: on a une symétrie par rapport à l'étage A1 puisque $R1 = R2$ et $C1 = C2$, ce qui permet de réduire au maximum la tension d'offset générée par les TDA7294 (encore appelée «composante continue»).

La tension finale appliquée à la charge sera donc égale à 46 V : le double de la tension de sortie de l'un ou de l'autre des amplis IC1 ou IC2 (en valeur absolue).

De cette manière, **on double la tension de sortie** (par rapport à un ampli simple) et **on quadruple la puissance de sortie** (puisque'elle est proportionnelle au carré de la tension de sortie).

Illustrons ceci par un exemple :

Un ampli simple délivre une tension

UN RAPPORT PRIX/PUISSANCE IMBATTABLE

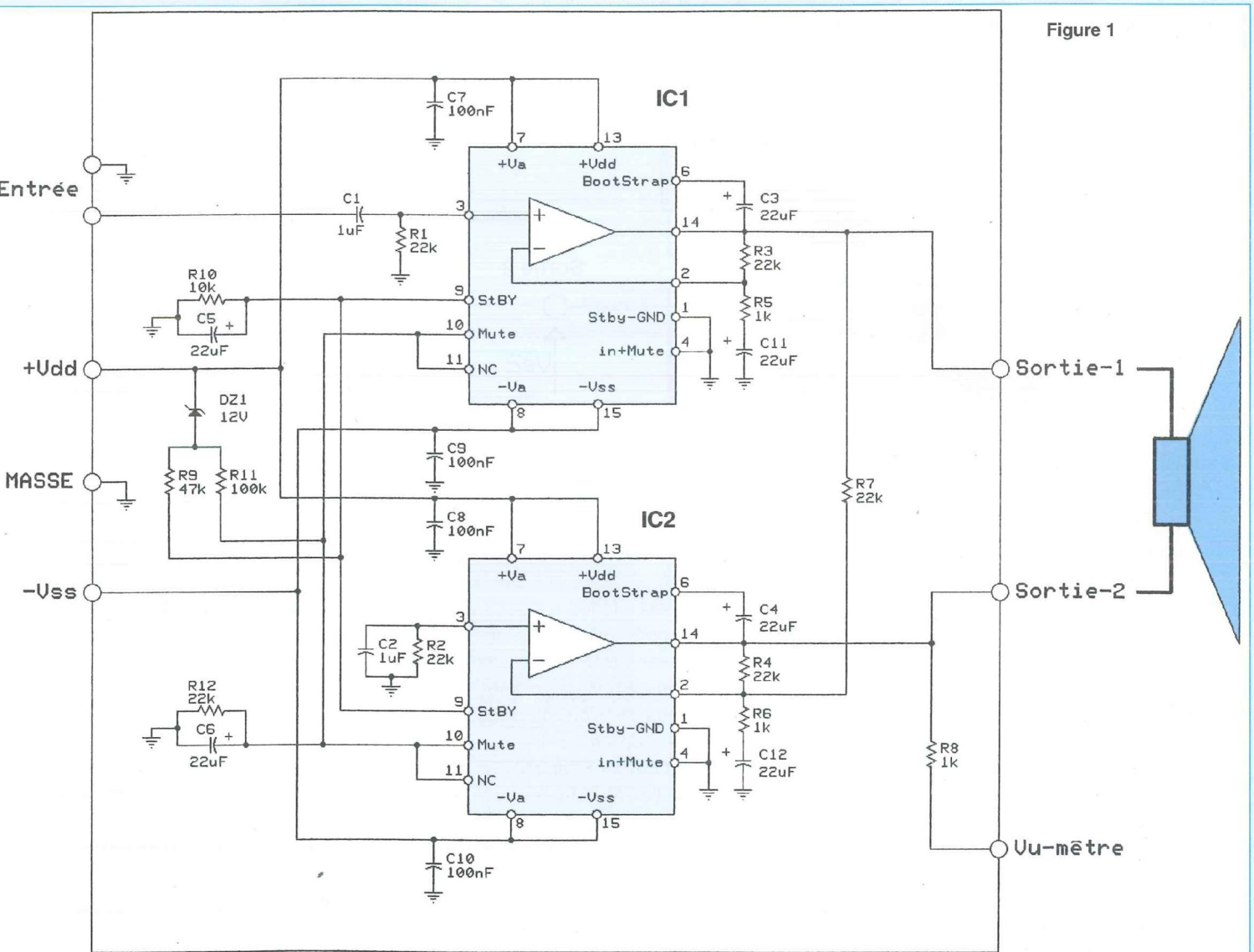


Figure 1

V_s de 10 V en sortie, sur une charge R_1 de 10 ohms.

La puissance de sortie vaut :

$$P_s = V_s^2 / R_1 = 100/10 = 10 \text{ W}$$

Un ampli ponté délivre deux tensions en sortie (par rapport à la masse) : V_{s1} de 10 V et V_{s2} de -10 V, toujours sur une charge R_1 de 10 ohms.

La puissance de sortie vaut alors :

$$P_s = (V_{s1} + V_{s2})^2 / R_1 = 20^2/10 = 400/10 = 40 \text{ W.}$$

Mais n'oublions pas que si la tension de sortie se voit doublée, le courant de sortie (au niveau de l'un ou l'autre des amplificateurs TDA7294), lui aussi, se

trouve multiplié par 2. Morale de cette histoire: un amplificateur simple utilisant un TDA7294 pourra fonctionner sur une charge de 4 ohms alors qu'un amplificateur utilisant deux TDA7294, comme c'est le cas dans ces lignes, ne devra pas travailler sur une charge inférieure à 8 ohms .

La raison en est simple : reprenons l'exemple ci-dessus. Quand le premier ampli délivre 10 V sur 10 ohms, le courant de sortie vaut 1 A. Quand le deuxième ampli, ponté celui-là, délivre 20 V sur 10 ohms, le courant de sortie (pour les deux boîtiers TDA7294) s'élève à 2 A. Or,

le TDA7294, comme tout ampli, possède une limite de son courant de sortie qui, si elle est dépassée, déclenche les circuits internes de protection contre les court-circuits, ce qui a pour effet d'écarter les alternances positives et négatives du signal audio en sortie. Cette limite se situe aux alentours de 10 A pour le TDA7294.

Le module est alimenté en symétrique par deux tensions + Vdd et - Vss qui ne doivent jamais dépasser 50 V en valeur absolue (d'après la documentation THOMSON : «Absolute Maximum Ratings»). Dans notre cas, et pour une

LES TDA7294 PONTÉS POUR 150 W_{eff}

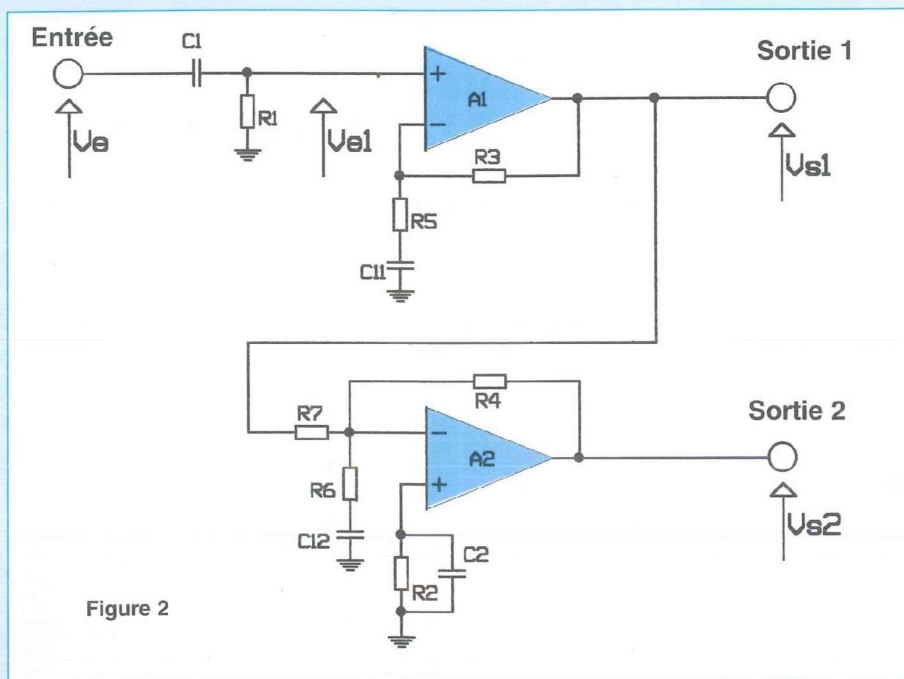


Figure 2

utilisation sur une charge de 8 ohms (valeur de loin la plus standard), ces tensions vaudront environ + et - 33 V à vide. Nous avons inclus une sortie «vu-mètre» destinée à la commande d'un indicateur de niveau qui peut se révéler fort utile en sonorisation. La résistance R8 de 1 kΩ sert de protection à cette sortie pour le cas où elle serait en court-circuit avec la masse. Notez bien que cette sortie ne fournit que la moitié du signal de sortie, mais qu'elle est référencée à la masse de manière à piloter n'importe quel vu-mètre, qu'il soit à aiguille ou à leds.

Nous avons exploité les entrées «Stand-by» et «Mute» de manière à éviter le clac fatidique à la mise sous et hors tension.

Ces deux entrées, compatibles au standard CMOS, possèdent un seuil compris typiquement entre + 2,3 V et + 3,3 V d'après les courbes fournies par THOMSON.

La fonction STAND-BY permet de limiter le courant de repos à 3 mA (maximum) et d'atténuer le signal de sortie de 90 dB (typique). Elle est active quand la tension présente sur la broche 9 du TDA7294 est inférieure à + 2,5 V et inactive quand cette même tension voit sa valeur dépasser + 2,9 V.

La fonction MUTE, quant à elle,

permet d'atténuer le signal de sortie de 80 dB (typique). Cette entrée est active quand la tension présente sur la broche 10 du TDA7294 est inférieure à + 2,8 V et inactive quand cette même tension voit sa valeur dépasser + 3,3 V.

Examinons ce qui se passe lors d'une mise sous tension du module: immédiatement après celle-ci, les condensateurs C5 (pour l'entrée Stand-by) et C6 (pour l'entrée Mute) n'ont pas eu le temps de se charger. Par conséquent, ces deux entrées sont actives et les amplis sont donc au repos. Le condensateur C5 se charge à travers la résistance R9. Lorsque le seuil évoqué ci-dessus est dépassé, la fonction Stand-by se voit désactivée. Peu après, le condensateur C6, qui s'est chargé à travers la résistance R11, voit la tension à ses bornes dépasser le deuxième seuil cité plus haut: la fonction Mute se désactive à son tour et le signal (ou encore la musique) passe.

Lors d'une mise hors tension, la valeur de V_{dd} décroît rapidement et les condensateurs C5 et C6 se déchargent à travers les résistances R10 et R12 respectivement. La diode zener DZ1 permet de «déconnecter» plus rapidement les résistances R9 et R11, qui chargent les condensateurs C5 et C6.

Nous avons choisi une constante de temps plus élevée pour la fonction Mute, comme préconisé dans la documentation du constructeur (Turn ON/OFF Suggested Sequence).

D'après les courbes suggérées par THOMSON (voir figure 3), les entrées Mute et Stand-by devraient être remise à zéro **avant la mise hors tension**.

Cela n'a pas été réalisé ici car il faudrait pour cela un système annexe de gestion des mises sous et hors tension, c'est-à-dire un système qui recevrait l'ordre de mise hors tension et l'exploiterait de façon à effectuer successivement les opérations suivantes:

- remise à 0 de V_{mute}
- remise à 0 de V_{st-by}
- coupure des alimentations + V_{dd} et -V_{ee} (au moyen d'un triac ou d'un relais, classique ou statique).

REALISATION DU MODULE

Etant donnée la taille du circuit d'une part, et la densité de pattes au pouce carré imposée par les TDA7294 d'autre part, le circuit imprimé est du type double face, sans trous métallisés, de manière à être réalisable par des amateurs (comme nous sommes supposés l'être). Les liaisons entre faces sont tout bonnement réalisées en soudant les queues des composants des deux côtés si nécessaire.

La figure 4 indique le tracé du circuit imprimé côté soudures, tandis que la figure 5 reproduit le tracé des pistes situées sur le côté composants.

Vu l'importance des courants à véhiculer, les pistes ont été dimensionnées en conséquence de manière à tirer le maximum de ce montage.

Pour obtenir votre plaquette, il suffit de réaliser des calques (ou mieux des transparents) de chaque face, de placer un morceau d'époxy double face présentabilisé en sandwich entre les deux calques alignés, d'insoler en deux passes avec une insoleuse simple face, puis de révéler et graver les deux faces.

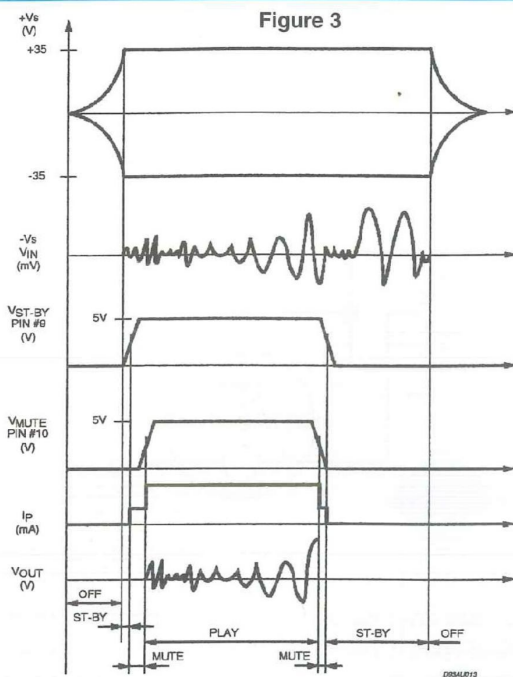


Figure 3

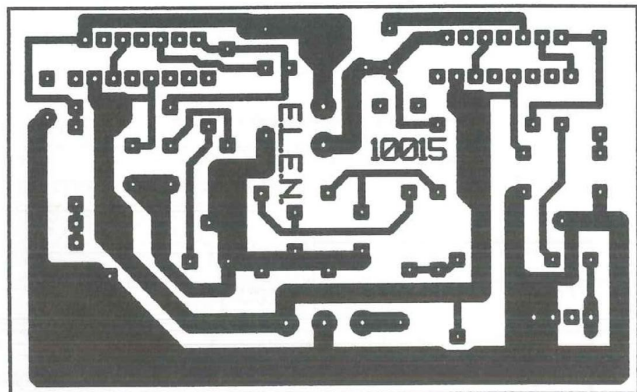


Figure 4

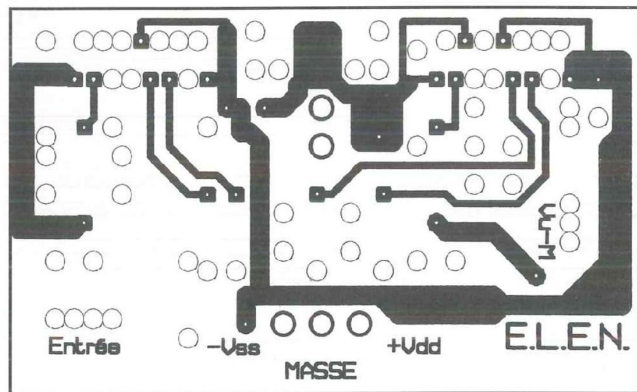


Figure 5

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances 1/4 W

R5, R6, R8 : 1 k Ω
 R10 : 10 k Ω
 R1, R2, R3, R4, R7, R12 : 22 k Ω
 R9 : 47 k Ω
 R11 : 100 k Ω

- Condensateurs

C7, C8, C9, C10 : 100 nF céramique Z5U
 C1, C2 : 1 μ F polyester pas 5 mm
 C3, C4, C5, C6, C11, C12 : 22 μ F / 50 V chim. Radial

- Divers

IC1, IC2 : TDA7294V

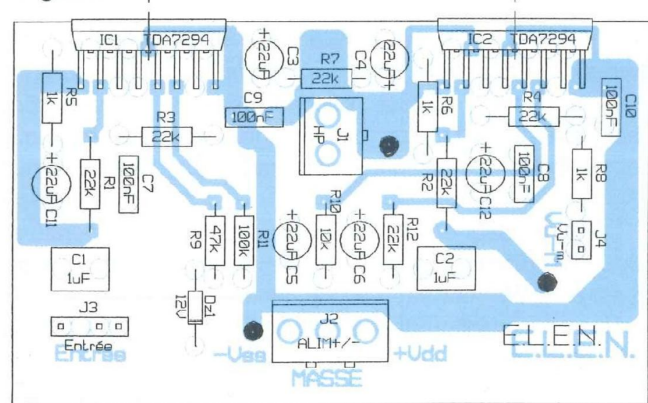
DZ1 : BZX55C12V

J1 : Connecteur mâle 2 plots
 J2 : Connecteur mâle 3 plots
 J3 : 4 plots. J4 : 2 plots.
 Barrette sécable à picots au pas de 2,54 mm

Nota : les connecteurs J1 et J2 viennent de chez PTR MESSTECHNIK et portent la référence STLZ950WV2 / STLZ950WV3. Ils reçoivent des connecteurs femelles de référence ARKZ950/2 et ARKZ950/3.

Tous ces connecteurs sont au pas de 5,08 mm et supportent 12 A par contact.

Figure 6



Vient ensuite le perçage, qui doit être effectué du côté des soudures avec un forêt de :

- 0,8 mm pour les résistances, condensateurs et diode
- 1,0 mm pour IC1, IC2, J3 et J4
- 1,3 mm pour les connecteurs J1 et J2 .

Le plan d'implantation fait l'objet de la figure 6. Quatre connecteurs permettent de brancher et débrancher facilement le module. Le connecteur d'entrée J3 est prévu pour recevoir un câble audio simi-

laire à ceux livrés avec les lecteurs de CD-ROM (servant à relier le lecteur à une carte son dans un ordinateur).

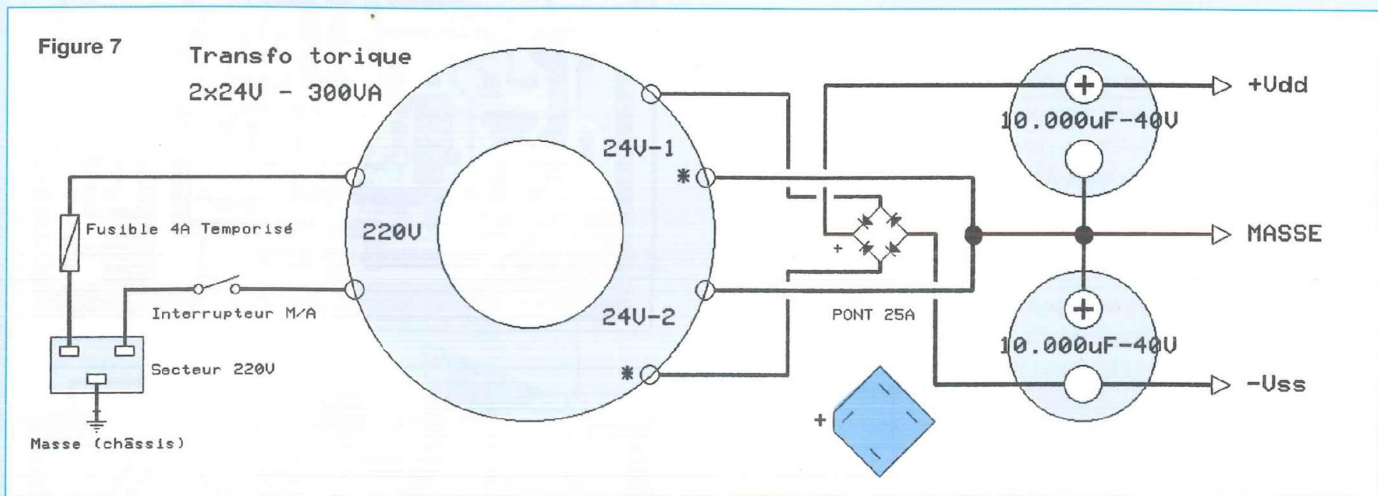
L'implantation des composants de notre module se fera de préférence dans l'ordre suivant :

- IC1, puis IC2, à positionner à la verticale ;
- d'une manière générale, on effectuera les soudures côté composant aussitôt après avoir mis en place le composant concerné ;

- C9, C10, R1, R2, les trois liaisons interfaces repérées par des cercles pleins (réalisées avec des queues de résistances ;

- R12, R10, R11, R9, DZ1, R5, R6, R3, R4, R7, R8, J4 (morceau de barrette sécable à 2 picots) ;
- C7, C8, J3 (comme J4 - couper 1 picot à ras) ;
- C1, C2, puis les condensateurs chimiques, dont on veillera à la bonne orientation, C3, C4, C5, C6, C11 et C12 ;

LES TDA7294 PONTÉS POUR 150 Weff



- pour terminer : J1 (bornier HP à 2 plots), puis J2 (bornier d'alimentation à 3 plots).

Un module bien réalisé, si l'on ne veut pas avoir fini avant d'avoir commencé, en prenant son temps et en s'appliquant autant pour la première soudure que pour la dernière, fonctionnera du premier coup et durera de longues années.

Etant donné que la semelle métallique des TDA7294 se trouve reliée électriquement à -Vss (et non pas à la masse), on prévoiera un mica d'isolement enduit de graisse silicone des deux côtés, ainsi qu'un canon isolant pour la fixation du module sur son radiateur.

Le radiateur en question devra posséder une résistance thermique inférieure à 0,5 °C/W. Pour une utilisation intensive, en sonorisation, le radiateur devra être ventilé, surtout s'il se trouve enfermé dans un coffret.

N'oublions pas que le rendement d'un amplificateur de ce type n'excède jamais la valeur de 67 %, dans les meilleures conditions d'alimentation possibles.

Avec un rendement de 67 %, lorsque la puissance de sortie utile atteint 153 Weff, l'alimentation fournit une puissance de :

$$P_{\text{alim}} = P_{\text{utile}} / 0,67 = 153 / 0,67 = 228,4 \text{ W.}$$

Si l'on fait la différence entre la puissance fournie et la puissance utile, on obtient

la puissance dissipée en chaleur (pas en fumée, espérons le) par le radiateur : pas moins de 75,4 W.

La résistance thermique d'un TDA7294 est égale à 1,5 °C/W. Comme nous en utilisons deux, cela nous amène à 0,75 °C/W globalement. Ajoutons la résistance thermique due à l'utilisation des micas d'isolement : disons 0,25 °C/W. Nous arrivons à 1,5 °C/W en ajoutant la résistance thermique du radiateur (0,5 °C/W).

Supposons que la température ambiante (autour du radiateur) soit égale à 30 °C. Les puces en silicium des deux circuits intégrés TDA7294 seront portées à la température de :

$$T^{\circ}\text{puces} = T^{\circ}\text{ambiante} + (P_{\text{dissipée}} \times R_{\text{th}} \text{ globale}) \\ = 30 \text{ °C} + (75,4 \times 1,5) = 30 \text{ °C} + 113 \text{ °C} = 143 \text{ °C.}$$

La valeur maximale tolérable, 150 °C, est presque atteinte. Mais rassurons nous : ce module sera utilisé pour transmettre un signal audio, pas un signal sinusoïdal permanent.

ALIMENTATION CONSEILLÉE

Une alimentation classique, capable d'alimenter deux de nos modules pour une utilisation en stéréophonie, est proposée en figure 7. Un transformateur

de 300 VA (tonique de préférence, mais pas impérativement), se trouve alimenté par le réseau 220 V via un fusible de protection et un interrupteur Marche/Arrêt.

Les deux secondaires de ce transformateur fournissent, après redressement en double alternance par un pont carré de 25 A, et filtrage par deux condensateurs chimiques d'une capacité de 10 000 µF (CO38 ou CO39 de préférence), les tensions +Vdd et -Vss nécessaires à l'alimentation de deux modules.

Si l'on envisage de relier cet amplificateur à des enceintes de 8 ohms, on choisira un transformateur de 2 x 24 V.

Pour une utilisation en 16 ohms, on choisira de préférence un transformateur muni de deux secondaires de 30 à 35 V. La valeur de 35 V constitue un maximum parce qu'à vide, elle se verra facilement multipliée par 1,414, ce qui nous amène à 49,5 V valeur en extrême limite.

On prévoiera en conséquence la tension d'isolement des deux condensateurs de filtrage.

PERFORMANCES RELEVÉES

Nous avons effectué toute une série de tests et de mesures sur ce module, alimenté suivant le schéma ci-dessus, en utilisant un transformateur torique 500 VA - 2 x 30 V (pour une utilisation en triphonie), un pont FB2504 et

UN RAPPORT PRIX/PUISSANCE IMBATTABLE

deux condensateurs C038 de 6 800 µF.

Le module étant solidement fixé sur un radiateur de récupération de 80 x 80 x 315 mm, et chargé par une résistance de 8 ohms - 240 W (ou 16 ohms si précisé), nous avons relevé les caractéristiques suivantes :

- Valeur des tensions d'alimentation à vide : Vdd = + 42,8 V et Vss = - 42,8 V
- Tension de bruit en sortie (en court-circuitant l'entrée) Vbruit < 0,1 mVeff
- Composante continue à vide : Voffset en sortie = - 0,74 mV
- Tension de sortie maximale avant écrêtage (sur 8 ohms) : Vs max = 40,2 Veff - les tensions d'alimentation valent alors + 37,8 V pour Vdd et - 37,9 V pour Vss
- Tension de sortie maximale avant écrêtage (sur 16 ohms) : Vs max = 49,8 Veff - les tensions d'alimentation valent alors + 39,4 V pour Vdd et - 39,4 V pour Vss
- Sensibilité d'entrée : 763 mVeff pour obtenir 35 Veff sur 8 ohms en sortie (à 2 kHz)
- Bande passante à - 3 dB relevée avec une référence de 5 Veff en sortie (3,125 Weff sur 8 ohms), en utilisant un oscilloscope à mémoire digitale :
Fréquence de coupure basse : 8,15 Hz
Fréquence de coupure haute: 113 kHz

A l'écoute, le bruit de fond généré par ce module est pratiquement inexistant : il faut pencher l'oreille à 20 cm du tweeter pour entendre un léger souffle.

Le signal sonore passe bien, en détail, quel que soit le genre de musique choisi.

La puissance sonore que l'on peut obtenir est littéralement phénoménale : sur 8 ohms, et dans les conditions d'alimentation précisées ci-dessus, on atteint la valeur de :
Pmax (8 ohms) = Vsmax² / R1 = 40,2² / 8 = 202 Weff !!!

Le gain en tension (avec une charge de 8 ohms) vaut :

$$Gv = V_{\text{sortie}} / V_{\text{entrée}} = 35 / 0,763 = 45,9.$$

On retrouve à peu de chose près la valeur 23 calculée dans le paragraphe 1 (Schéma électrique), multipliée par 2, puisque, comme nous l'avons vu, la tension de sortie d'un ampli ponté est doublée.

Sur une charge de 16 ohms, avec deux boomers de 8 ohms reliés en série

par exemple, on obtient la puissance non négligeable de :

$$P_{\text{max}} (16 \text{ ohms}) =$$

$$V_{\text{s}} \text{ max}^2 / R1 = 49,8^2 / 16 = 155 \text{ Weff}$$

Pour terminer, on voit que la bande passante étendue n'altérera en rien les harmoniques les plus élevées du signal audio à restituer, pas plus que les fondamentales les plus profondes.

Christian Eckenspieller



6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE DU TOUCH
(près de TOULOUSE)

☎ : 05 61 07 55 77
Fax : 05 61 86 61 89

email : Bernard.Toniatti@wanadoo.fr

LA QUALITÉ AÉRONAUTIQUE MILITAIRE ET SPATIALE
AU SERVICE DE L'AUDIOPHILE

TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

faible induction 1 Tesla - capoté - primaire 220/230 V avec écran

LED N°	Secondaires	Poids	Prix TTC
136-140	2x225 V-2x6,3 V	4,0 kg	500 Frs
138	2x300 V-2x6,3 V	2,8 kg	350 Frs
142	PRÉAMPLI TUBES circuits «C»	1,2 kg	520 Frs
143-145	2x230/240 V-12 V	4,6 kg	550 Frs
145	2x280 V-2x6,3 V	2,8 kg	350 Frs
146-150	2x380-2x6,3 V-5 V	6,0 kg	580 Frs
147-148	PRÉAMPLI TUBES circuits «C»	1,0 kg	490 Frs
149	ALIM. H.T. / Préampli tubes 2x300 V + 6,3 V	1,0 kg	490 Frs
151	2x270 V-12 V	4,6 kg	550 Frs
152	Prim. 220 V - Écran - Sec. 2x300 V-2x6,3 V	6 kg	610 Frs
154	Prim. 220 V - Écran - 2x360 V-5 V-6,3 V		540 Frs
155	Prim. 230 V - Écran - 2x230 V+2x330 V+12 V		500 Frs

TRANSFORMATEUR DE SORTIE

LED N°	Impédance Prim	Impédance Sec	PU	Poids	Prix TTC
136-154	4 000 Ω	4/8/16 Ω	40 W	2,8 kg	480 Frs
138	5 000 Ω	4/8/16 Ω		1,2 kg	290 Frs
140	1 250 Ω	4/8 Ω	20 W	2,8 kg	520 Frs
143	2 000 Ω	4/8 Ω	60 W	4,0 kg	640 Frs
146	625 Ω	4/8 Ω	40 W	4,8 kg	580 Frs
Solo 145	7 000 Ω	8 Ω + 1 sortie		1,1 kg	590 Frs
146-150	6 600 Ω	4/8 Ω		2,9 kg	610 Frs
146-150-152	self 10H, tôle	330 Frs	circuit C		290 Frs
151	self 3H		circuit C		290 Frs
151	9 000 Ω	4/8 Ω			510 Frs
152	2,3/2,8/3,5 kΩ	4/8/16 Ω	30 W	5,5 kg	1 400 Frs
155	8 000 Ω	4/8/16 Ω	20 W		500 Frs

Cuve moulée avec sérigraphie. Circuits double «C»

Support NOVAL C.I.	Prix unitaire	22 Frs
Support 4 cosses «300B»	Prix unitaire	65 Frs
Capot nickelé pour transfo.	Prix unitaire	120 Frs

AUTRES TRANSFO. ET SELFS : nous consulter LAMPES

ECC83	Prix Unit : 60 Frs	ECC82	Prix Unit : 60 Frs
EF 86	Prix Unit : 140 Frs	ECC81	Prix Unit : 65 Frs
ECL86	Prix Unit : 75 Frs	ECC82	Prix Unit : 70 Frs
GZ32	Prix Unit : 100 Frs	EZ80	Prix Unit : 53 Frs
EZ81	Prix Unit : 103 Frs		

LAMPES APPAIRÉES (prix par 2)

EL34	Prix : 265 Frs	EL34	Prix : 110 Frs
KT88	Prix : 540 Frs	6550	Prix : 670 Frs
300B Sovtek	Prix : 1 280 Frs	Jeu de 7189	Paire : 320 Frs

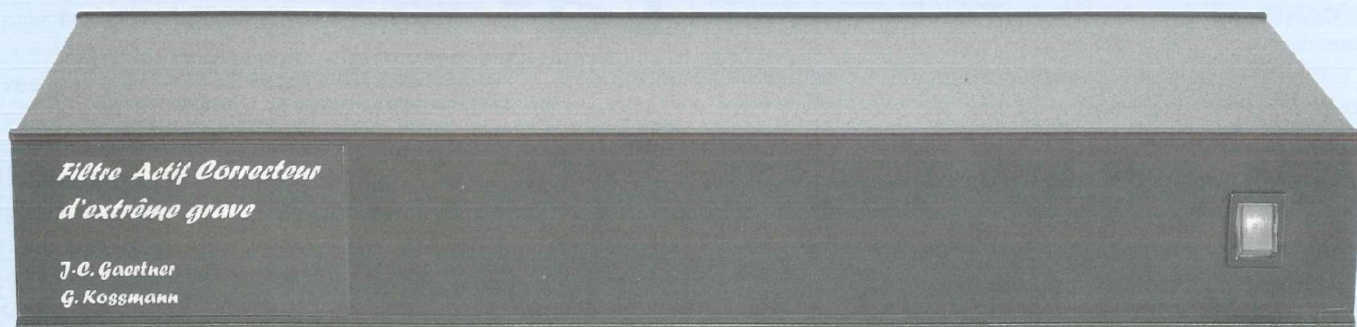
Régulateur de tension secteur 1 kVA 14 000 Frs

CONDITIONS de VENTE : Règlement par chèque joint à la commande.
PORT : 78 Frs le premier transfo, 25 Frs en plus par transfo supplémentaires.
LAMPES : de 1 à 4 : 38 Frs et de 5 à 10 : 58 Frs (gratuit avec achat transfo).

UN CAISSON D'EXTRÊME GRAVE FILTRE ACTIF 2 VOIES

A en juger par les nombreux courriers email que je reçois, cette suite d'articles intéresse de plus en plus les lecteurs de la revue. Je remercie à nouveau ceux qui nous encensent d'éloges (si vous continuez nous allons bientôt avoir la grosse tête !). Publier des études intéressantes et rédiger sérieusement un article, c'est respecter les lecteurs qui font vivre la revue.

Plusieurs lecteurs nous demandent d'appliquer nos travaux et recherches à d'autres haut-parleurs de grave que ceux que nous avons sélectionnés. Nous ne pouvons malheureusement pas étudier tous les cas de figures, surtout concernant des transducteurs dont les caractéristiques ne permettent pas d'aboutir à des résultats satisfaisants.



Soyez rassurés, nous avons parcouru les catalogues de beaucoup d'importateurs et fabricants français. De nombreuses simulations ont permis de guider notre choix final. Tout ceci prend du temps et les journées n'ont toujours hélas que 24 H !

Redescendons sur terre et passons sans plus attendre à la deuxième partie de l'étude du filtre, à savoir le système stéréophonique ou triphonique avec les enceintes Euridia.

LE PRINCIPE

La figure 1 représente le schéma de principe complet du système stéréophonique à deux voies de filtrage mixte actif/passif. Le signal est filtré et se présente sur deux sorties actives : un passe-haut et un

passe-bas. Les basses fréquences inférieures à 50 Hz sont corrigées et "boostées" au passage. Les sorties sont dirigées vers des amplificateurs qui alimenteront les enceintes Euridia via son filtre passif deux voies et les caissons de basses. Ce principe nécessite donc deux amplificateurs stéréophoniques.

La figure 2 rappelle le principe d'un système triphonique à caisson central de grave. Dans ce contexte on utilise toujours le filtre actif passe-haut pour Euridia. En revanche, les fréquences graves des deux canaux sont réunies en sommation puis corrigées, boostées et filtrées sur un seul circuit passe-bas. Le signal résultant est amplifié pour alimenter le caisson unique restituant les basses. Dans ce cas, un amplificateur stéréophonique et un amplificateur monophonique suffiront.

AVANTAGES DU FILTRAGE ACTIF

Notre étude s'adapte parfaitement à l'enceinte Euridia formant ainsi un système mixte (actif/passif). Ceci permet d'économiser un amplificateur stéréophonique qui comme chacun sait, représente une dépense non négligeable.

Les dispositifs actifs présentent de nombreux avantages comparés à ceux passifs. Il a été écrit de nombreux articles à ce sujet. Un bref rappel nous rafraîchira la mémoire :

- Il est plus facile d'ajuster les niveaux entre les haut-parleurs malgré leurs rendements différents.
- Chaque amplificateur se trouve raccordé directement avec le haut-parleur, on évite ainsi la mise en œuvre de volumi-

UN GRAVE IMPRESSIONNANT

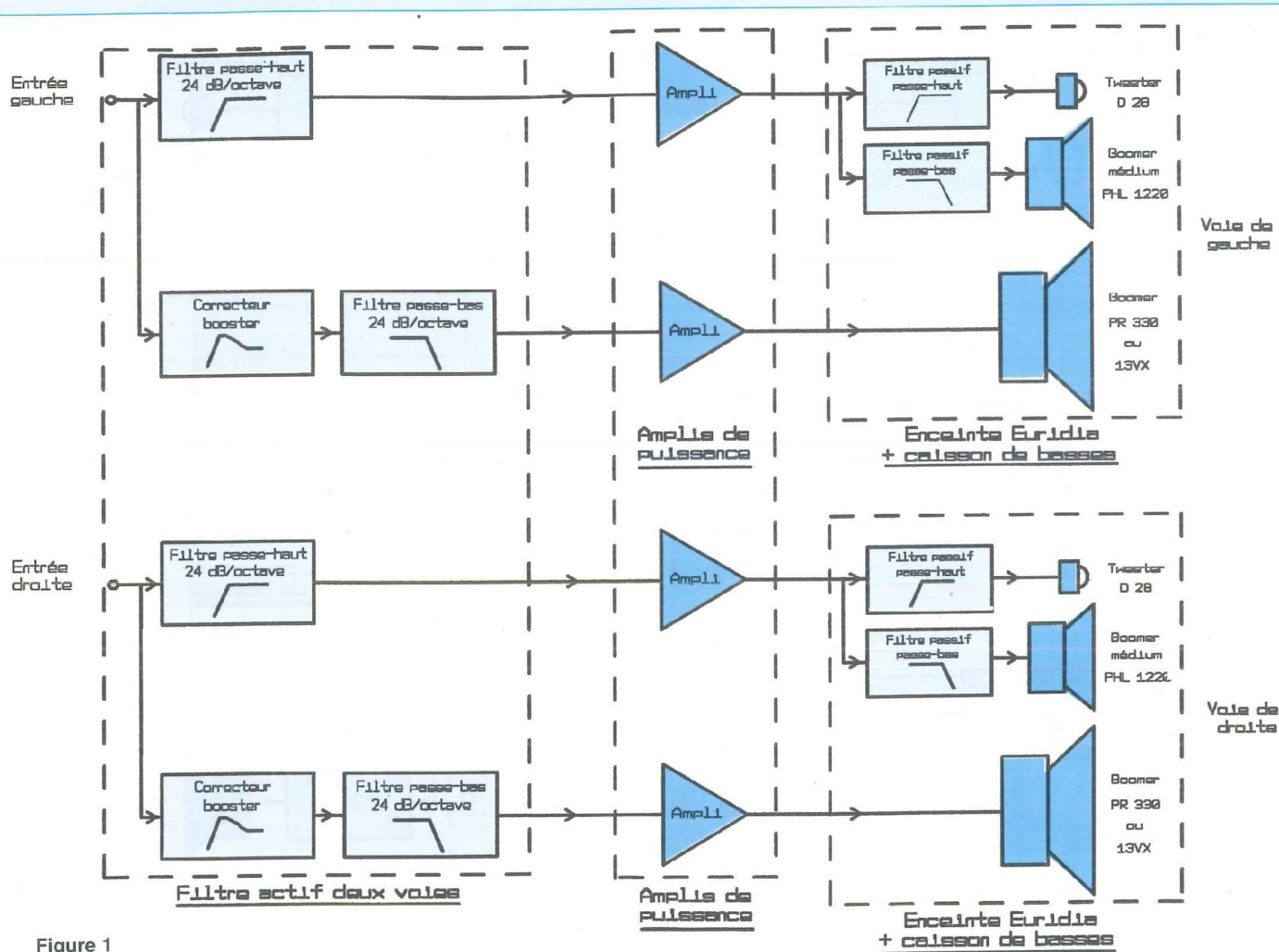


Figure 1

neuses et onéreuses selfs, surtout pour le grave

- aucune influence des variations de l'impédance des transducteurs et des câbles de liaisons sur les filtres actifs
- chaque amplificateur alimente une bande de fréquences plus étroite donc maîtrise mieux les caprices des transducteurs. La distorsion d'intermodulation s'en trouve diminuée
- augmentation sensible de la dynamique
- etc.

CHOIX DES COMPOSANTS ET ACCESSOIRES

Pour l'alimentation secteur, j'ai choisi des composants standards. Rien n'empêche

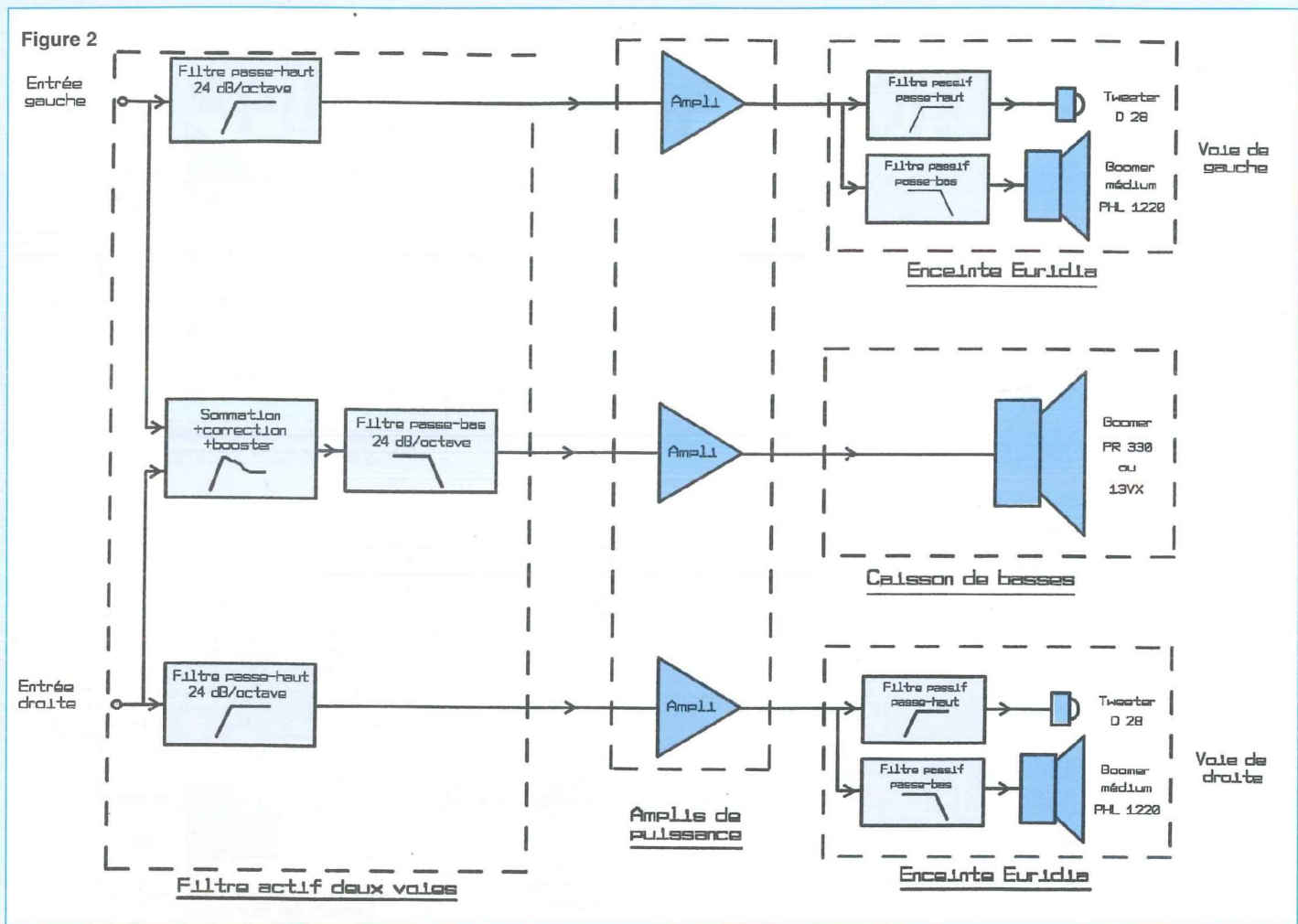
d'en utiliser d'autres. Par exemple, il existe des filtres secteur compacts intégrant la prise de courant mâle (référence FN 322-1/05 chez St Quentin Radio). Même remarque pour l'interrupteur secteur, mais attention, respectez les normes, utilisez un commutateur à coupure bipolaire. Pensez à modifier les cotations d'usinage en fonction des nouveaux composants.

J'ai utilisé des prises cinch RCA dorées, de bonne facture que l'on trouve chez la plupart des revendeurs. Il s'agit d'un modèle comportant un jeu de rondelles isolantes pour empêcher la liaison électrique avec le châssis. Ceci est capital pour le montage, car on évite bruit et surtout ronflettes à 50 ou 100 Hz générées par le secteur. Dernier détail, le point

chaud de chaque prise est doté d'une tige conductrice de 40 mm de longueur, pratique pour effectuer la liaison directe avec le circuit imprimé. Si vous ne trouvez pas ce modèle, les liaisons se feront avec du fil de cuivre rigide étamé ou argenté. Les courtes distances entre le circuit imprimé et les prises Cinch, ne nécessitent pas l'emploi de conducteurs blindés.

J'ai effectué les liaisons entre les modules et l'alimentation avec du fil de câblage de haute qualité. Il s'agit d'un fil multibrins argenté de 0,22 mm² de section, enrobé d'un isolant PTFE résistant à de hautes températures. Outre les qualités électriques incontestables de ce fil de câblage, la résistance de sa gaine isolante à la chaleur assure une

FILTRE ACTIF 2 VOIES POUR 13VX FOCAL OU PR330M0 AUDAX



bonne tenue pendant l'opération de soudage, assurant une esthétique irréprochable. J'avoue que ce fil coûte plus cher que du standard, mais notre étude se targue d'être un haut de gamme. Alors est-il raisonnable de se priver de ce composant de qualité, surtout pour une longueur aussi faible ? Retenez le pour vos réalisations audio futures ou existantes car il fait partie des améliorations qui participent à la qualité finale d'un montage audio.

Inutile de câbler le secteur avec ce type de fil, ce serait tout de même exagéré. Procurez-vous trois couleurs différentes afin de différencier le +15 V, le -15 V et les 0 V.

Si votre choix se porte sur la version «système triphonique», les composants

du filtre passe-bas correcteur de la voie de gauche ne seront pas nécessaires. Il s'agit des circuits intégrés U2 et U3 avec leurs composants passifs associés. Ceci permettra de faire des économies. Ces quelques informations et conseils étant promulgués, passons à l'opération suivante.

LA MECANIQUE

Déjà employé dans de nombreuses études, à mon tour, j'ai craqué pour le coffret IDDM portant la référence 55360. L'usinage ne présente pas de difficultés majeures si l'on dispose d'un minimum d'outillage. Tracez les cotes à l'aide d'un crayon fin à papier directement sur le métal pour ne pas abîmer l'anodisation

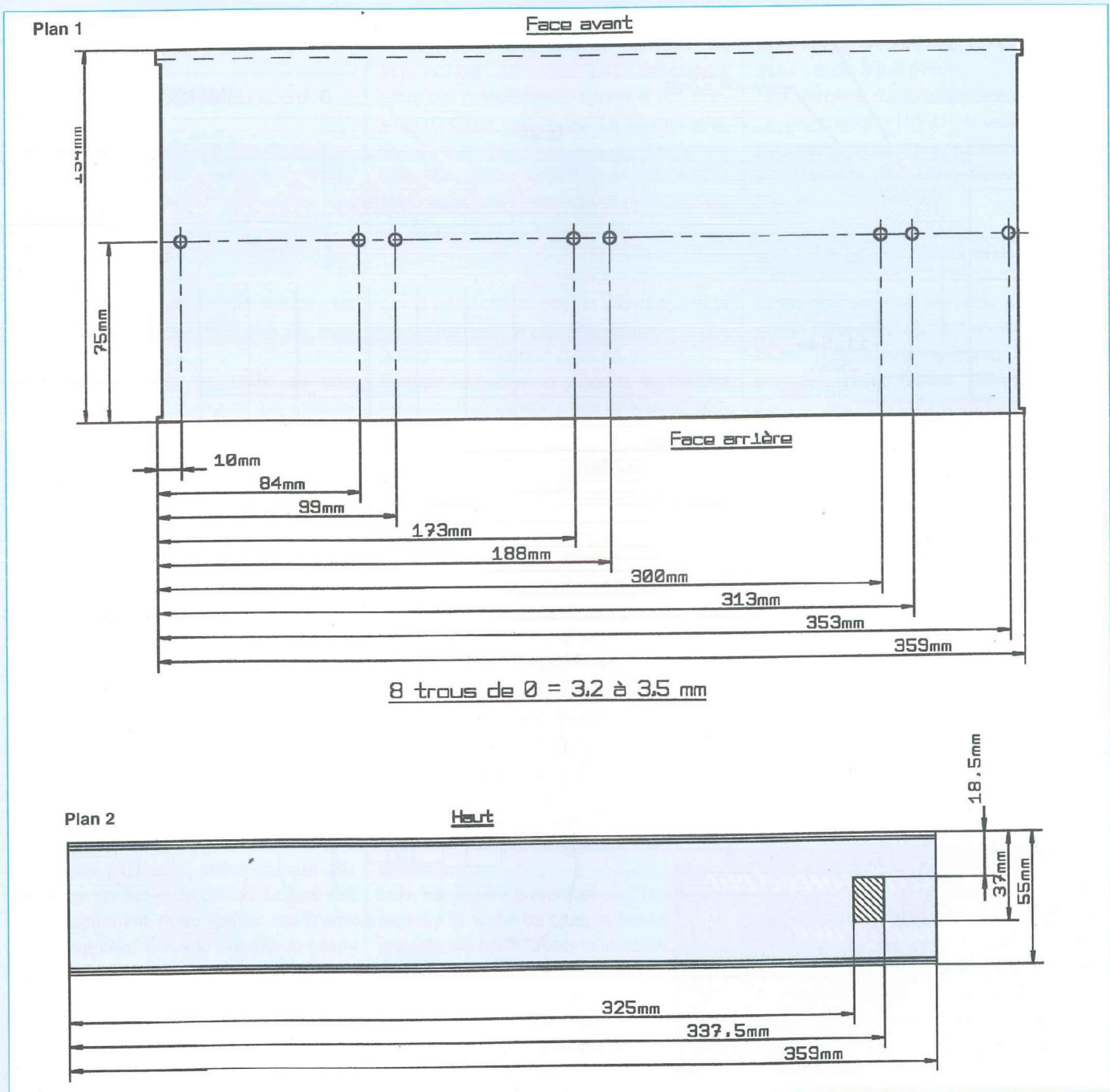
noire. Une fois l'usinage terminé, le tracé disparaîtra avec une éponge humide et un peu de savon liquide vaisselle.

Les plans 1, 2 et 3 révèlent l'usinage du châssis concernant l'étude complète, jusqu'au filtre actif trois voies par canal. Si vous êtes certain de figer votre réalisation en système deux voies ou triphonique, rien ne vous oblige à percer les trous des prises Cinch des sorties passe-bande ou de la sortie passe-bas du canal gauche. Chacun fera à sa guise et selon son projet.

Le plan n°1 représente le travail à effectuer dans le fond du boîtier. Seulement 8 trous de 3,2 à 3,5 mm de diamètre sont à percer.

Le plan n°2 donne les dimensions pour effectuer l'usinage rectangulaire du com-

UN GRAVE IMPRESSIONNANT



mutateur secteur. Il s'agit d'un composant standard avec voyant néon et coupure bipolaire.

Le plan n°3 montre la face arrière avec la plus grande partie de l'usinage du coffret. Ce sont des trous d'un grand diamètre. Prenez la précaution de percer en commençant par un petit foret de 3 mm de

diamètre par exemple. Ensuite la progression se fera en augmentant la taille du foret jusqu'à la dimension finale.

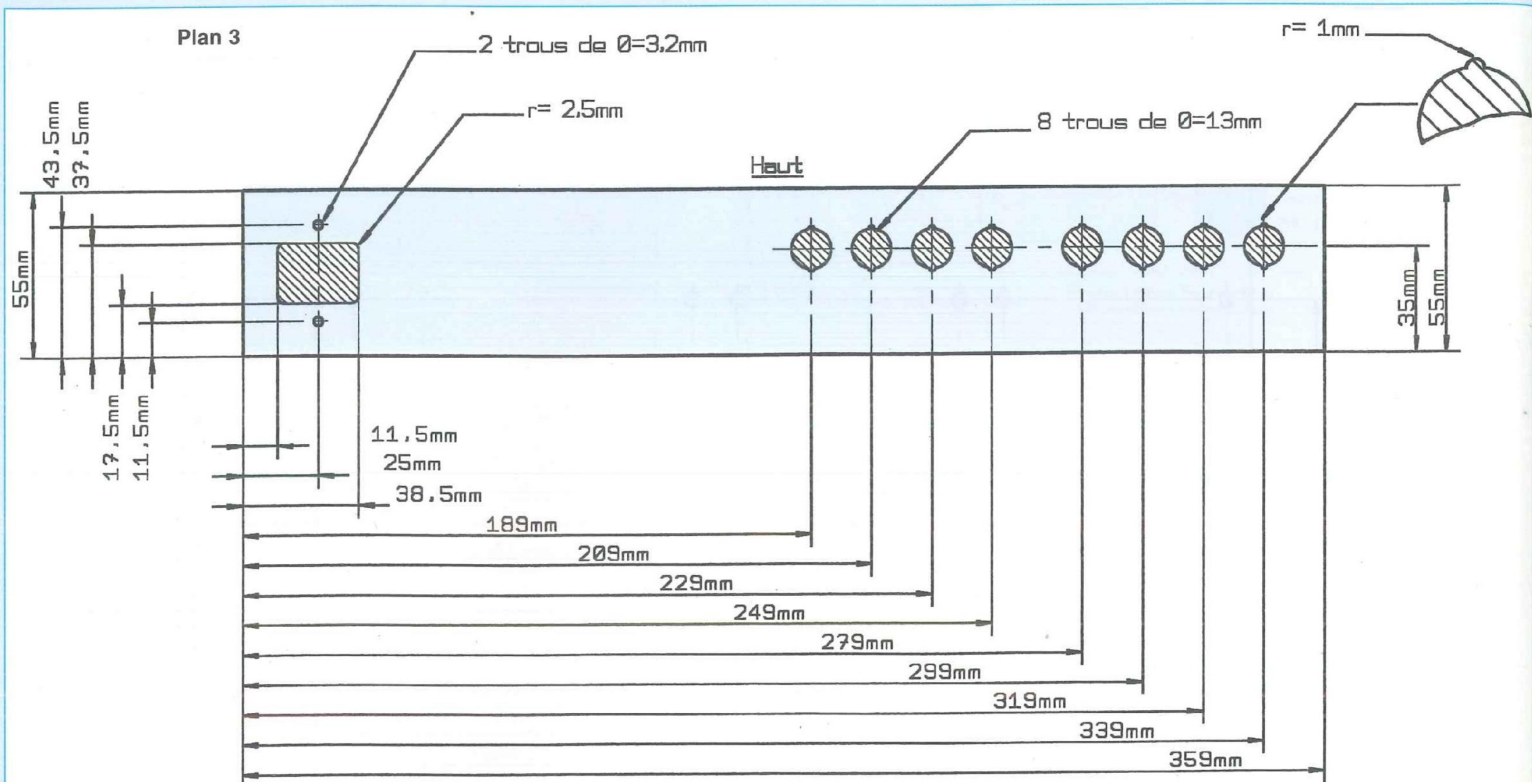
Un conseil concernant le perçage des trous de grands diamètres. Posez un petit carré de tissu plié en trois ou quatre épaisseurs sur l'emplacement à percer. Cette astuce empêche le foret de vibrer

pendant la coupe, le travail plus propre en est facilité.

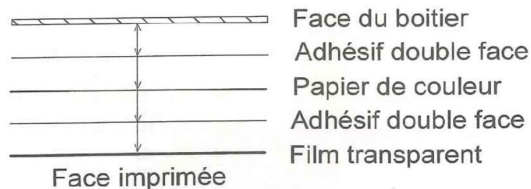
Un détail montre les petites découpes pour les ergots de blocage des prises RCA qui se feront à l'aide d'une petite lime ronde.

Les découpes rectangulaires s'obtiendront en perçant une multitude de petits

FILTRE ACTIF 2 VOIES POUR 13VX FOCAL OU PR330M0 AUDAX



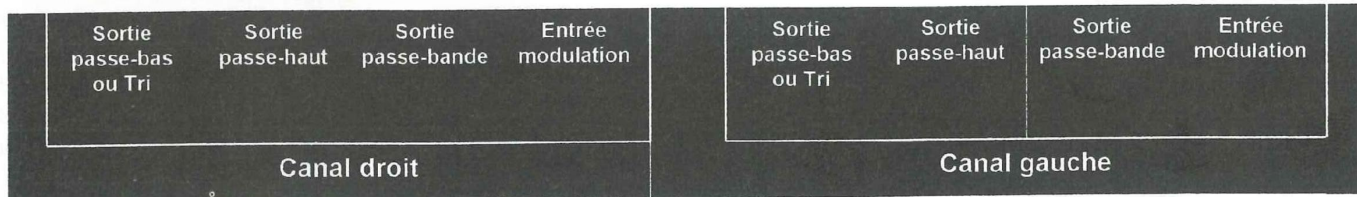
Exemple 1



***Filtre Actif Correcteur
d'extrême grave***

**J.-C. Gaertner
G. Kossmann**

Modèle d'inscription de la face avant



Exemple 3 : modèle d'inscription de la face arrière (à l'échelle 1)

Figure 3

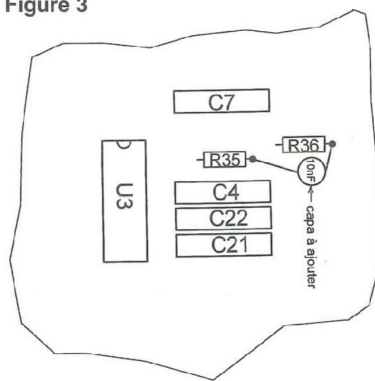
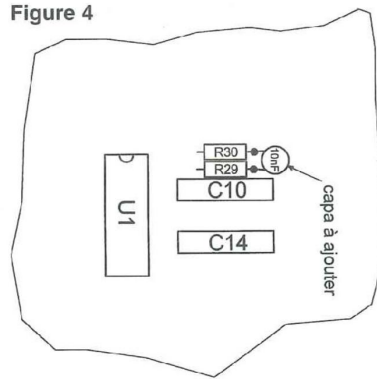


Figure 4



Exemple 2

UN GRAVE IMPRESSIONNANT

trous suivant le tracé, en terminant à la scie abrafile.

LES INSCRIPTIONS

L'amateur est heureux et fier de réaliser ses montages mais demeure souvent frustré à cause de l'ultime détail qui donne une esthétique professionnelle à son appareil. Il s'agit des inscriptions sur les faces avant et arrière.

Je vais vous dévoiler mon astuce. La micro-informatique va une fois de plus venir à notre secours.

Avec un traitement de texte ou une PAO, il suffit de composer les inscriptions et de les imprimer sur du film transparent pour imprimante laser ou à jet d'encre (film utilisé pour la rétro projection). Pour les boîtiers de couleur claire, les lettres seront noires (ou en couleur pour les imprimantes à jet d'encre) sur fond transparent. Quant au coffret utilisé, le fond de celui-ci est noir et les lettres transparentes. Ensuite, avec de l'adhésif double face fin, encollez le film sur l'envers et c'est fini. En revanche, dans notre cas (fond noir et lettres transparentes), il faut donner une couleur aux lettres. J'ai choisi du papier fin métallisé couleur or que j'ai collé sur le double face. Puis, j'ai à nouveau encollé l'envers.

Il ne reste plus qu'à coller chaque étiquette sur les faces du coffret. Le tour est joué. Maintenant notre boîtier est d'une esthétique irréprochable comme le prouvent les photos.

L'exemple n° 1 nous montre la procédure du montage et les deux étiquettes sont représentées par les exemples n° 2 et n° 3.

EQUIPEMENT DU CHASSIS

Commencez par la pose des six colonnettes des trois circuits «filtres» et «alimentation» avec des vis de 3 x 6 mm. La distance entre le fond du châssis et le circuit imprimé est curieusement de 9 mm. Si on monte des colonnettes

de 10 mm de hauteur, chaque circuit se trouvera légèrement cambré en son centre, ce n'est pas dangereux pour les composants. Sinon il est possible d'utiliser des vis de 3 x 15 mm avec des écrous.

Ensuite, montez l'interrupteur secteur, la prise avec une cosse œillet (à l'intérieur) sur la vis supérieure ou le filtre à prise.

Continuez par les fiches Cinch RCA. N'oubliez pas l'alignement afin de décaler le point chaud pour le cambrage et le raccordement avec les cosses «poignard» sur le circuit imprimé.

Passez à l'opération suivante en plaçant les circuits préalablement câblés et vérifiés.

IMPORTANT

En torturant à l'extrême ma réalisation je me suis aperçu que les très performants amplis opérationnels de sortie de chaque section de filtre avaient tendance à «partir en oscillation» à la suite d'un violent parasite généré par un appareil comme mon fer à souder thermostaté Weller. Depuis longtemps ce fer me sert de générateur de puissants parasites pour tester mes montages. Avec cet appareil, les résultats sont garantis. Si le circuit testé ne bronche pas après la séance de torture, c'est que la stabilité est à toute épreuve.

Une capacité céramique de 10 nF soudée sur la sortie de chaque filtre et le 0 V analogique (0VA) apporte la solution radicale à ce défaut. La pose de ce composant limite la bande passante à 120 kHz au lieu de 4 MHz en gain unitaire. Une des pattes de chaque capacité sera soudée sur les résistances de 47 Ω (R36 et R35), côté sorties du module. L'autre trouvera le 0 VA sur les résistances (R30 et R29) de 1 M Ω connectées sur l'entrée 12 des amplis de sortie U3 D et U1 D.

Comme un dessin vaut mieux qu'un long discours, les figures n°3 et 4 vous montrent la modification apportée aux sorties passe-bas et passe-haut.

Après exécution de la modification, pla-

cez chaque module dans les glissières et fixez-le aux colonnettes respectives avec deux vis de 3 x 6 mm.

Une dernière modification est à effectuer. Le régulateur +12V-U4 chauffe un peu. La pose d'un petit dissipateur sur celui-ci assurera une meilleure dissipation thermique.

LES INTERCONNEXIONS

Cette opération ne présente pas de difficultés majeures, elle est réduite au minimum. Si vous avez opté pour le système complet deux voies stéréophonique c'est le plan n°4 qu'il vous faut suivre. Le plan n°5 correspond au système triphonique.

- avec du fil standard, commencez par le câblage de la partie secteur en reliant les deux pôles (phase et neutre) de la prise secteur aux deux bornes d'entrée de l'interrupteur secteur. Attention, pour cet interrupteur secteur, il y a un sens à respecter. Repérez de quel côté se trouve la connexion du voyant néon interne. Il devra se trouver en aval de la prise secteur, sinon celui-ci sera alimenté en permanence.

- continuez en effectuant les deux liaisons entre les sorties commutées de l'interrupteur et les entrées du filtre secteur.

- reliez les sorties du filtre secteur aux deux bornes d'entrée secteur du module alimentation. Respectez la continuité des polarités phase et neutre.

- les liaisons du circuit de terre termineront le câblage secteur en reliant la cosse de la prise à la cosse préalablement installée et à la borne de terre du filtre secteur

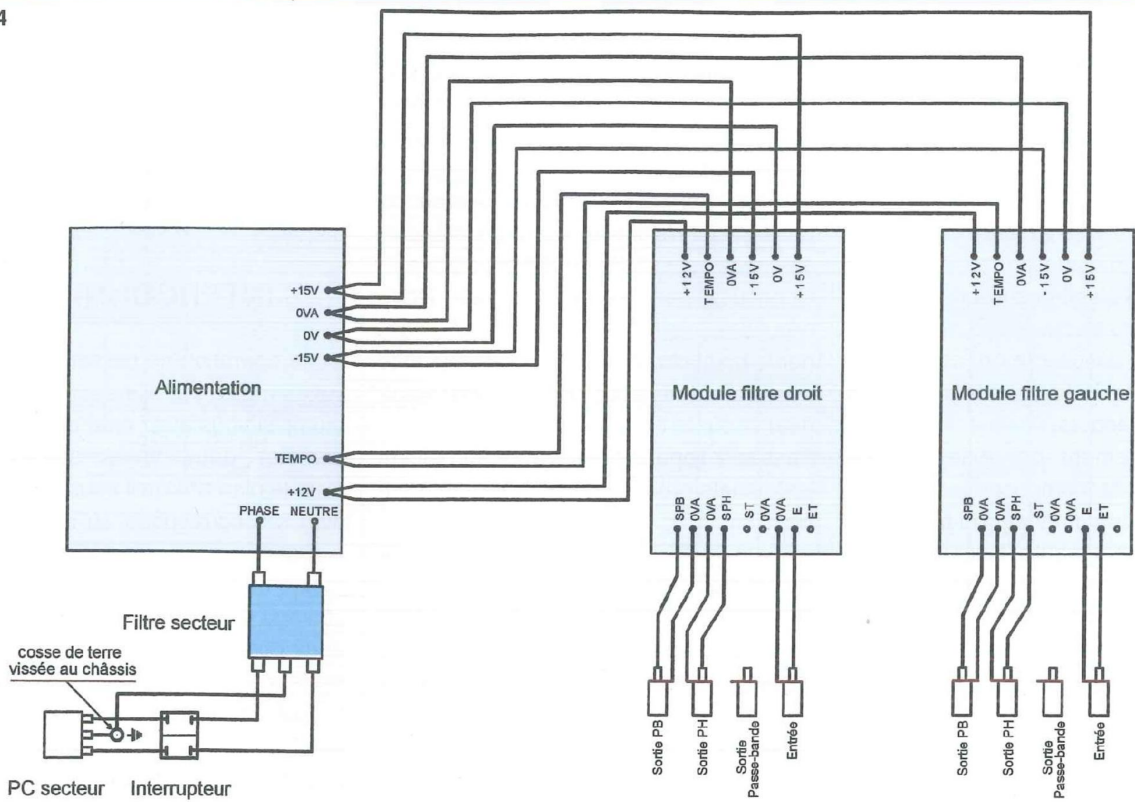
- à ce stade, je conseille de tester le bon fonctionnement de l'alimentation (+ et - 15 volts, +12 volts et temporisation de 20 s) après avoir vérifié visuellement si le câblage est correct.

- avec du fil argenté, reliez la borne d'alimentation + 12V à celle du module filtre droit (2 fils)

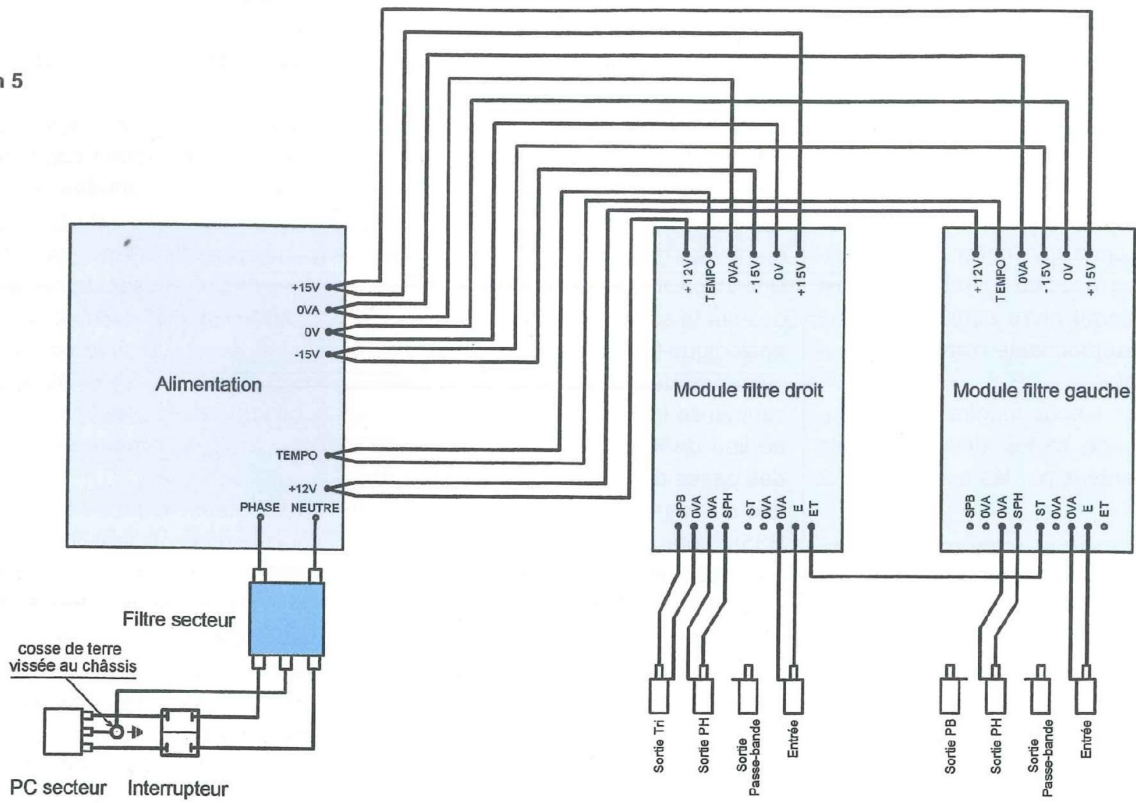
- recommencez la même opération que précédemment mais cette fois-ci pour

FILTRE ACTIF 2 VOIES POUR 13VX FOCAL OU PR330M0 AUDAX

Plan 4

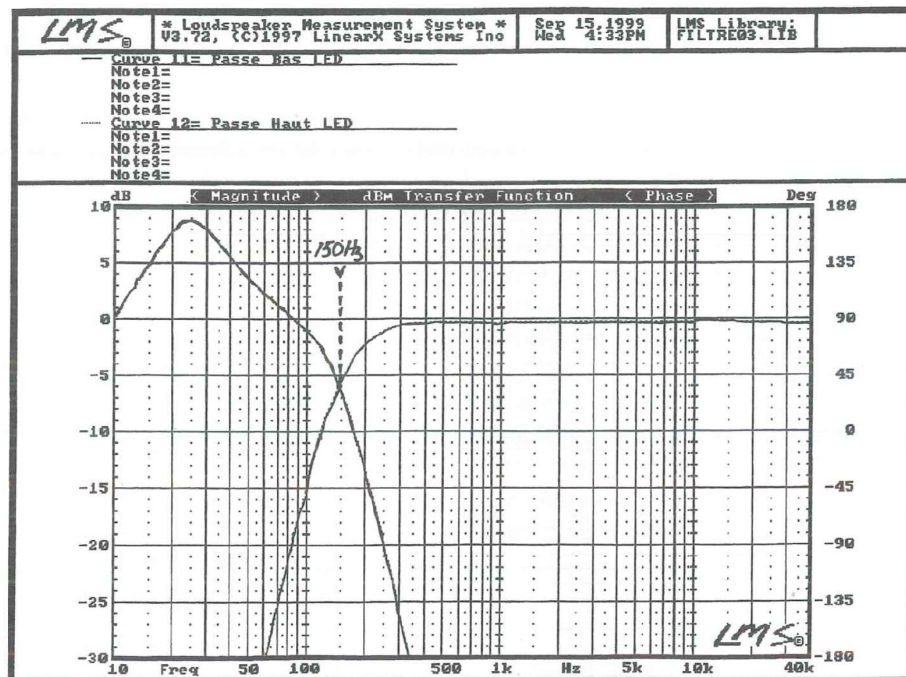


Plan 5



UN GRAVE IMPRESSIONNANT

Courbe 1



relier la borne +12V du module gauche (2 fils)
- suivre la même procédure pour la borne tempo alimentation vers les bornes tempo des deux modules (2 fils)
- poursuivez par l'établissement des liaisons entre la borne -15 V du module «alimentation» et les picots -15 V des deux modules «filtres» (2 fils)
- idem pour les bornes 0 V et 0 VA alimentation vers 0 V et 0 VA des deux modules (2 fils)
- achevez par la borne +15V vers les picots correspondants des modules droit et gauche (2 fils)
- si votre choix s'est porté sur le système triphonique (voir plan n°5), reliez le picot ST du module gauche au picot ET du module droit.(1 fil)

LES PRISES CINCH

Deux cas sont possibles : système deux voies stéréophonique ou système triphonique.

La prise de sortie passe-bande qui est représentée sur les plans n°5 et 6 servira

plus tard pour les lecteurs qui opéreront pour le filtrage trois voies actives stéréophonique ou le filtrage triphonique.

- avec du fil de cuivre étamé reliez chaque cosse de masse des prises Cinch : Entrée, sortie PH et sortie PB aux picots OVA respectifs sur les deux modules (pour système deux voies stéréophonique). Pour le triphonique vous ne câblerez pas la sortie passe-bas du module gauche. Concernant la sortie passe-bande, attendre la troisième partie de cette étude

- terminez cette opération en reliant les points chauds des prises Cinch aux picots associés sur les deux modules. Soit vous cambrez les tiges des fiches Cinch ou vous soudez du fil étamé comme pour les masses. Suivez les recommandations de l'étape précédente au sujet des prises non utilisées

Votre montage est terminé ! Il vous reste à vérifier une dernière fois si tout est à sa place et surtout si l'interconnexion entre les modules ne présente pas d'erreurs de câblage.

Maintenant, il faut passer à l'acte en

appuyant sur le bouton de mise en marche !

MISE SOUS TENSION

Si vous avez suivi scrupuleusement nos conseils, votre réalisation fonctionnera parfaitement du premier coup, ce qui ne sera pas pour autant un miracle car ce fut le cas pour moi (heureusement !).

Hormis les réglages de niveau de chaque sortie de filtre, il n'existe pas d'autres réglages. Pratique, n'est-ce pas ? Les potentiomètres P2 ajustent les niveaux des circuits passe-bas et P1 ceux des circuits passe-haut. Tourner la vis dans le sens anti-horaire augmente le niveau et l'atténue dans le sens horaire. Logique ! Les heureux possesseurs d'un générateur de signaux sinusoïdaux et d'un oscilloscope vérifieront le bon fonctionnement du filtrage actif ainsi que son efficacité. Les amateurs avertis effectueront eux un relevé complet de la bande passante de chaque filtrage.

Si toutes les valeurs et l'appairage des composants sont respectés, vous obtien-

FILTRE ACTIF 2 VOIES POUR 13VX FOCAL OU PR330M0 AUDAX

drez le résultat escompté, quel que soit votre choix : caisson équipé du haut-parleur AUDAX PR330M0 ou FOCAL 13VX.

RESULTATS DE MESURE

Pour mon prototype, j'ai fixé à 150 Hz / -6 dB les fréquences de coupures de mon filtre pour l'association avec les caissons graves équipés des PR330M0. En observant la courbe n°1 on constate l'extrême régularité et fidélité de la réponse en fréquence. Le croisement des deux courbes s'effectue exactement à 150 Hz - 6dB. Attention, pour un filtre de Linkwitz la coupure se mesure à -6 dB et non à -3 dB comme pour le Butterworth. Si on compare les simulations précédemment publiées (LED n°152 et 153) pour les caissons de grave, avec la réponse du filtre passe-bas correcteur, on s'aperçoit qu'elles se superposent exactement.

INSTALLATION

Une fois le filtre intégré et raccordé au sein du système de reproduction audio, il reste à ajuster les niveaux des sorties afin d'obtenir une courbe de réponse globale équilibrée. Pour ce faire, il faut posséder un sonomètre correct et un générateur de bruit rose. Je vous signale que le spécialiste de composants VPC CONRAD propose à son catalogue, un sonomètre de bonne facture qui sera le bienvenu pour les mises au point de l'installation. De surcroît, son prix d'environ 200,00 Frs le rend attractif pour l'amateur. J'ai en projet de publier une réalisation d'un sonomètre accompagné d'un générateur de bruit blanc et rose. Il me faudra trouver un peu de temps pour cela.

Il existe des CD audio de démonstrations et de tests offrant des possibilités intéressantes pour tester et régler son système audio. J'en possède un dans ma discothèque, et vous en donne les références en espérant qu'il soit disponible à ce jour. Il s'agit de :

COMPACT TEST ET ESSAIS
PV. 784031 CA 803
Disques PIERRE VERANY
Chemin de la Bosque
13090 AIX-EN-PROVENCE

De nombreux articles et publications donnent la méthode pour régler efficacement son système. Je vous invite à consulter ces informations si vous n'êtes pas familiarisés avec ce genre de manipulation. Rassurez-vous, c'est simple. Avec une oreille avertie, on peut s'approcher d'un réglage convenable, en attendant mieux.

L'ECOUTE

J'ai testé le filtre actif avec les enceintes EURIDIA et les caissons équipés du haut-parleur de basses AUDAX PR330M0. Les caissons de grave doivent être éloignés du mur d'environ 20 cm afin de dégager l'évent qui se trouve à l'arrière. Vous trouverez la position idéale en effectuant plusieurs essais.

La temporisation (20 s) joue parfaitement son rôle. A la mise sous tension on n'entend aucun bruit, ni plocs intempestifs destructeurs de haut-parleurs.

Les premiers instants d'écoute sont impressionnants. Le grave est ferme, dynamique et profond. On redécouvre ses disques. On est surpris de constater que les CD peuvent encore délivrer des informations insoupçonnées. La scène

sonore s'élargie, s'équilibre et étonne l'auditeur. Etant batteur amateur, j'ai retrouvé l'impact, le timbre et la dynamique naturels des coups de grosse caisse. La contrebasse retrouve l'étendue de son registre sans traînage ni rondeurs.

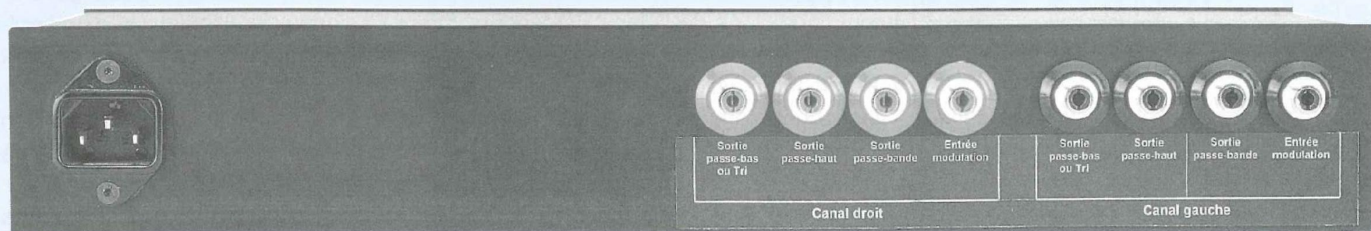
En observant de près les haut-parleurs de basses, on constate que même avec un niveau d'entrée important, le déplacement des membranes demeure relativement faible. Avec le disque de tests j'ai torturé les transducteurs avec des fréquences de 16 et 32 Hz frôlant la limite du talonnement. Les haut-parleurs n'ont pas bronché. Le système a gagné en dynamique. Les voix sont plus claires et plus présentes. A votre tour, je vous laisse le soin de découvrir et apprécier le résultat final et j'attends les commentaires de chacun.

CONCLUSION

Avec cette étude, nous atteignons un niveau de qualité qui rendrait jaloux de nombreux audiophiles équipés de matériels de haut de gamme commercialisés à des prix prohibitifs pour la plupart des amateurs. Ceux qui ont placé leurs espoirs audiophiles dans la réalisation complète de notre système (Euridia + caissons de grave + filtre) ne regretteront pas leur investissement.

Avant de vous retrouver pour la troisième partie (module filtre passe-bande pour trois voies actives) je prends congé de vous et retourne vite écouter mon système et redécouvrir ma discothèque.

Gabriel KOSSMANN
Jean-Claude GAERTNER
Gabriel.Kossmann@wanadoo.fr



SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
* Protection des transistors bipolaires		15,00 F	24,00 F	
* Ampli ponté TDA7294		26,00 F	42,00 F	
* Filtre actif 2 voies - Filtre - Alimentation		49,00 F 70,00 F	79,00 F 115,00 F	
* Caméra CCD / TC237 (C.I. non découpé aux angles et au centre)		33,50 F	54,00 F	
Numéro d'Abonné :	Remise consentie 25 % $\left(\frac{\text{Total TTC} \times 3}{4} \right)$			
Frais de port et emballage				10 F
Total à payer				F

NOM :
 PRÉNOM :
 N° : RUE
 CODE POSTAL :
 VILLE :

Paiement par CCP par chèque bancaire par mandat
 libellé à l'ordre de

EDITIONS PÉRIODES

5, boulevard Ney, 75018 Paris
 Tél. : 01 44 65 88 14

ERRANCES MUSICALES

des enceintes à haut rendement ? oui !

Mais aussi, jusqu'à épuisement du stock :

Condensateurs :

- Film / Alu : - 400 V : de 1000 pF à 0,47 MF : P/U : 2,80 Frs
- Film / Alu : - 160 V : 22000 pF, 0,068 MF, 0,47 MF : P/U : 1,20 Frs
- COGECO : - 1600 V : 4700 pF, 10000, 15000, 22000, 33000, 68000 : P/U : 2,50 Frs
- 1000 V : 1000, 15000, 22000, 33000, 68000, 82000 : P/U : 2,20 Frs
- HELGO : - 1600 V : 4700 pF, 0,01 MF, 0,015, 0,022, 0,027, 0,033, 0,047, 0,068, 0,082 : P/U : 2,20 Frs
- 2250 V : 10000 pF : P/U : 4,00 Frs
- 900 V : 0,33 MF : P/U : 1,50 Frs
- SIRE : - 1000 V : 68000 pF : P/U : 2,50 Frs
- SOCOFIX : T.E. : - 3000 V : 2200 pF, 15000, 20000, 30000 : P/U : 2,50 Frs
- VALDEX : - 1000 V : 33000 pF : P/U : 2,00 Frs
- 500 V : 15000 pF : P/U : 1,00 Frs

Egalement RESISTANCES BOBINEES : 3 W : 0,80 Frs, 4 W : 1,00 Frs, 5 W : 1,50 Frs, 6 W : 2,00 Frs, 10 W : 2,30 Frs, 15 W : 3,50 Frs, 20 W : 5,00 Frs.

Errances Musicales 21 rue de Meaux 77860 Quincy Voisins
 Tél. : 01 60 04 80 06 / Fax : 01 64 17 07 57

Un abonnement c'est une économie de **43 F** sur 6 numéros.
 Une remise permanente de **25 %** sur l'achat de vos circuits imprimés.

ABONNEZ-VOUS À

LED

Je désire m'abonner à **LED** (6 n° par an)

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 125 F AUTRES* : 175 F

* Ecrire en CAPITALES, S.V.P.

NOM :
 PRÉNOM :
 N° : RUE
 CODE POSTAL : VILLE :

Le premier numéro que je désire recevoir est : N°.....

* Pour les expéditions «par avion» à l'étranger, ajoutez 50 F au montant de votre abonnement.

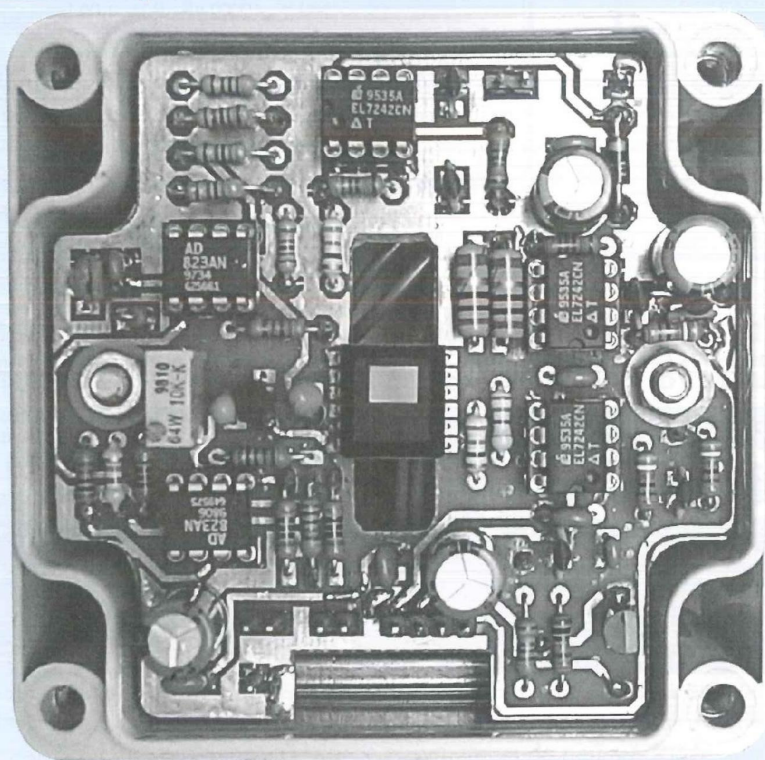
Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire par CCP par mandat

A retourner accompagné de votre règlement à :

Service Abonnements, **EDITIONS PÉRIODES** 5, boulevard Ney, 75018 Paris Tél. : 01 44 65 88 14

CAMÉRA CCD D'INSTRUMENTATION TÊTE OPTIQUE DOTÉE DU CAPTEUR TC237

Ce module est le grand frère de la tête optique basée sur le TC255P. Sa conception reste la même, mais la présence du TC237 apporte une nouvelle dimension à l'acquisition des images : surface plus grande, matrice de 650x490 pixels et niveau de bruit thermique plus faible. Pour l'astronomie, le TC237 est donc mieux adapté que son prédécesseur à l'observation du ciel profond.



Le TC237 est également un capteur à transfert de Trame (obturation électronique) avec une capacité de transfert assez rapide. Très compact, il se contente d'un boîtier DIL à 12 broches (**photo 1**), et possède des pixels carrés.

PRÉSENTATION DÉTAILLÉE DU CAPTEUR TC237

Le schéma fonctionnel de la **figure 1** indique les fonctionnalités du capteur. La zone image est pilotée par deux horloges **IAG1** et **IAG2** (Image Area Gate). IAG1

assure la commande des lignes impaires de cette zone, tandis que IAG2 est affectée aux lignes paires. Rappelons que cette particularité permet de réaliser un **binning** vertical, c'est à dire d'additionner deux lignes adjacentes avant leur transfert vers la sortie. Ainsi, en jouant sur les signaux de commande de la zone image, il est alors possible de créer un signal vidéo à trames entrelacées, destiné à l'affichage des images sur un moniteur au standard TV (PAL, Sécam ou NTSC). Dans notre cas, pour simplifier l'électronique de commande de la caméra, le binning sera réalisé au niveau du transfert

dans le registre horizontal. La commande d'antiblooming **ODB** permet, si elle est utilisée, d'éliminer les charges excédentaires produites lors d'un fort éclairage ou d'un temps de pose trop long. En l'absence de cette fonction, la saturation d'un photosite entraîne rapidement son débordement vers les photosites adjacents (blooming = éblouissement).

La **zone mémoire** du CCD est pilotée par les broches de contrôle **SAG** (Storage Area Gate) qui fonctionnent comme les lignes IAG1 et IAG2.

Enfin, deux **registres horizontaux** de sortie (ou registres série) sont pilotés par **SRG** (Serial Register Gate). La présence de 2 registres horizontaux permet de réaliser directement sur la puce une fonction de compensation du smearing, dans le cas d'un fonctionnement de la puce en mode entrelacé. La polarisation de l'amplificateur de sortie est assurée par les broches d'alimentation **ADB** et **SUB**. L'amplitude maximale du signal vidéo est de l'ordre de 600 mV. Contrairement au TC255P, l'initialisation du registre de sortie est réalisée à partir d'une broche **Reset** externe.

ZONE IMAGE UTILE ET PIXELS DE RÉFÉRENCE

En vidéo classique, le repérage du niveau du **noir optique** est indispensable pour recalibrer le signal vidéo sur le niveau du **noir électrique**, avant de l'envoyer sur le tube cathodique. Cette opération est toujours effectuée au début de chaque ligne, d'après le niveau moyen des pixels situés après l'impulsion de synchronisation ligne. Ceci explique la présence, sur le TC237, de **22 pixels masqués** au début de chaque ligne, comme on peut le constater sur la **figure 2**. Il reste donc **658 pixels** photosensibles sur chaque ligne de la zone image. La dernière ligne active de la matrice est suivie de quatre lignes masquées, prévues essentiellement pour tenir compte de la tolérance de placement du masque d'occultation sur la zone mémoire (on

Figure 1 : organisation interne et brochage du capteur TC237

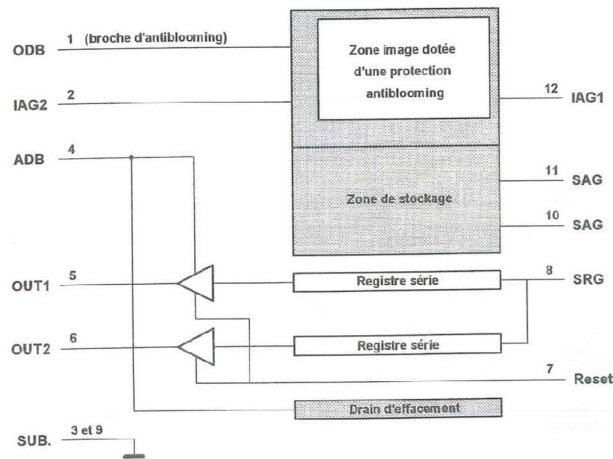


Figure 2 : répartition et affectation des cellules dans la puce

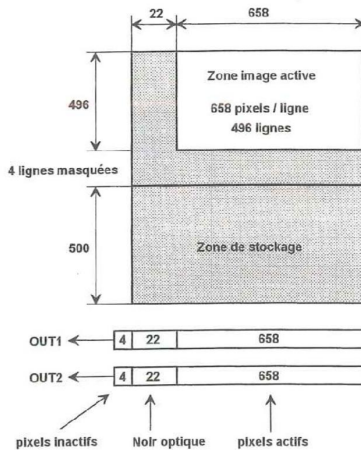


Photo 1

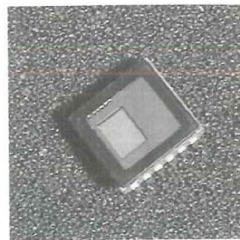
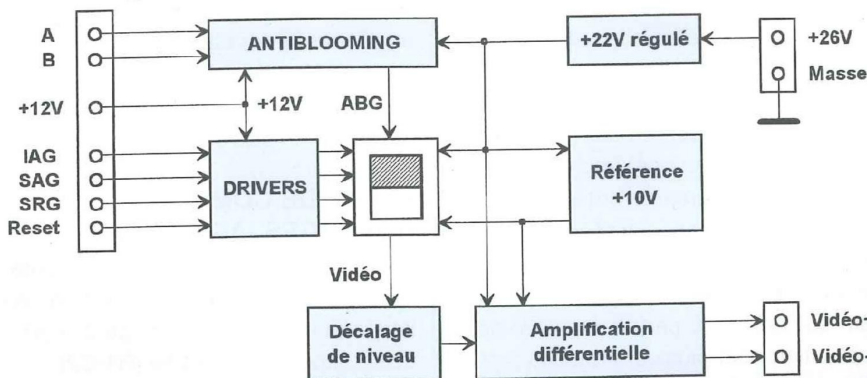


Figure 3 : organisation fonctionnelle de la tête CCD dotée du TC237



assure à la zone mémoire une protection efficace vis à vis de la source lumineuse). En fin de compte, la zone photosensible est limitée à **658 x 496 pixels** sur le capteur CCD.

On remarquera au niveau du registre horizontal la présence de quatre cellules supplémentaires, inactives, qui ont un rôle d'isolation entre la zone de stockage et l'amplificateur de sortie. Par ce moyen,

le constructeur a limité le risque de transfert de bruit vers les cellules les plus proches de la matrice. La capacité totale du registre horizontal passe alors à **684 pixels**. En raison du principe de fonctionnement des capteurs CCD (stockage d'électrons sur la matrice), le signal obtenu en sortie du capteur est en **vidéo inverse** et doté d'une composante continue non négligeable.

PRÉSENTATION FONCTIONNELLE DE LA TÊTE CCD

Vous trouverez en **figure 3** les fonctions principales qui sont intégrées dans la tête CCD : l'antiblooming, les drivers d'horloge, les alimentations et une sortie vidéo différentielle. Le décalage de niveau placé entre la sortie du CCD et l'étage d'amplification permet de ramener le palier de reset du capteur au niveau de référence de l'amplificateur différentiel. Par rapport à la tête optique basée sur le TC255P, la différence essentielle se situe au niveau de la commande d'antiblooming: ici, on peut remarquer la présence de 2 entrées **A** (ABG1) et **B** (ABG2), contre une seule entrée de contrôle d'antiblooming pour le TC255P.

SCHÉMA STRUCTUREL DE LA TÊTE CCD

Le schéma complet est visible en **figure 4**. Si vous avez suivi la description de la tête optique basée sur le TC255P, vous devriez reconnaître sans difficulté la plupart des fonctions indiquées sur le schéma fonctionnel. Si vous songez utiliser le TC255P dans un premier temps avant de passer au TC237, remarquez que la grande majorité des composants sont récupérables d'un module à l'autre !.

LES DRIVERS INTÉGRÉS EL7242

Le pilotage des horloges d'un CCD s'apparente à la commande d'un transistor Mosfet de puissance. En effet, un transistor Mosfet de puissance est constitué d'un nombre particulièrement élevé de

CAMÉRA CCD D'INSTRUMENTATION : TÊTE OPTIQUE

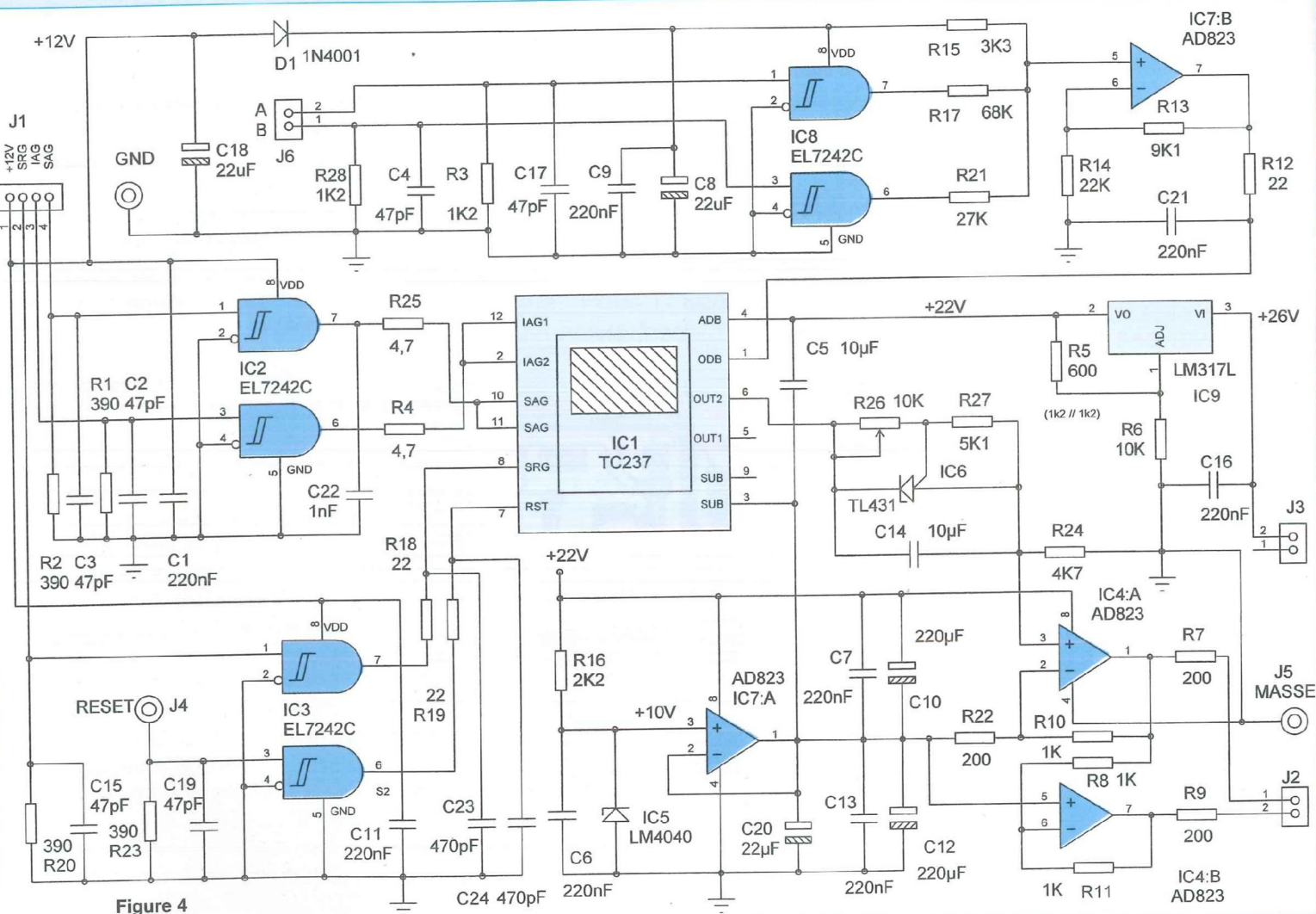


Figure 4

cellules Mos en parallèle, et la capacité de grille de ce dernier est d'autant plus grande que le nombre des cellules est élevé! En d'autres termes, il faut compter sur la présence d'un **condensateur parasite** placé sur la grille de commande, et dont la valeur peut atteindre plusieurs nanofarads.

Pour les capteurs CCD, le principe reste identique, puisque les broches d'horloge pilotent simultanément les électrodes de plusieurs centaines de photosites (>320000 pour le TC237). Ainsi, chacune des broches **IAG** présente une capacité d'entrée de 2 nF, contre 4 nF pour **SAG**. **SRG**, qui contrôle 684 pixels, ne présente qu'une capacité d'entrée de 70 pF.

Bien que l'impédance d'entrée d'un transistor MOS ou d'un CCD soit pratique-

ment infinie, la vitesse de commutation est déterminée par la constante de temps de charge de cette capacité parasite. L'impédance de la ligne et la résistance interne des dispositifs de commande jouent un rôle important sur la qualité du signal que reçoit le composant. Les spécialistes de ce domaine ont alors mis au point des drivers spécialisés qui permettent d'optimiser le signal de commande. Le driver **EL7242** de Elantec est un produit qui convient parfaitement à notre application pour plusieurs raisons :

- il comporte 2 drivers dans un seul boîtier compact (DIL8),
- il est couramment distribué à un prix raisonnable (40F TTC),
- ses caractéristiques sont adaptées aux capteurs CCD,

- ses entrées du type «trigger de Schmitt», dotées d'une bonne immunité aux bruits, permettent d'utiliser une liaison câblée de grande longueur pour véhiculer les signaux d'horloge du capteur CCD.

ETAGE DE COMMANDE DES HORLOGES IAG ET SAG

Le schéma de la **figure 5** présente la solution adoptée pour piloter la zone image et la zone de stockage du capteur. Les composants d'entrée [R1-C2] et [R2-C3] assurent l'**adaptation d'impédance** de la ligne, qui peut utiliser jusqu'à **deux mètres** d'une rallonge SUB25D standard. Des longueurs plus longues sont à tester expérimentalement, la distance maximale dépendant considérablement

Figure 5 : étage de commande de SAG / IAG

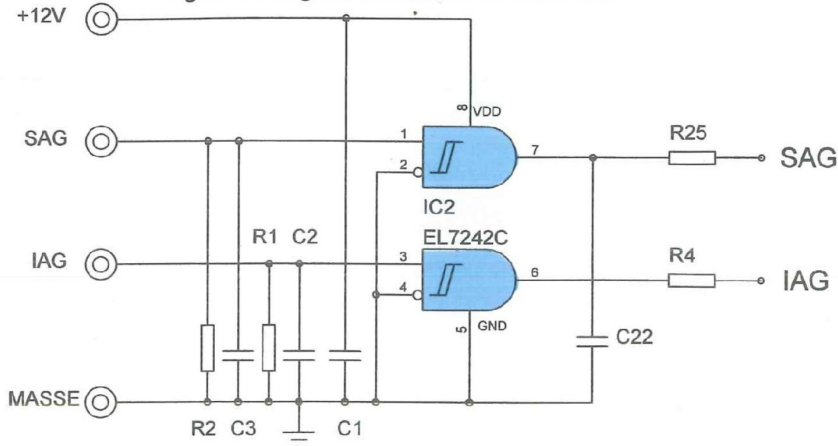
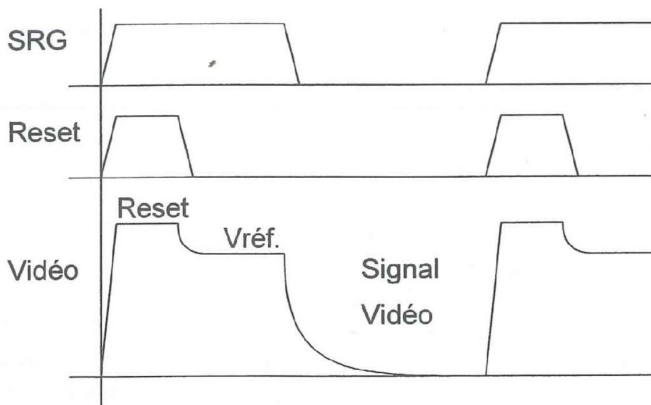
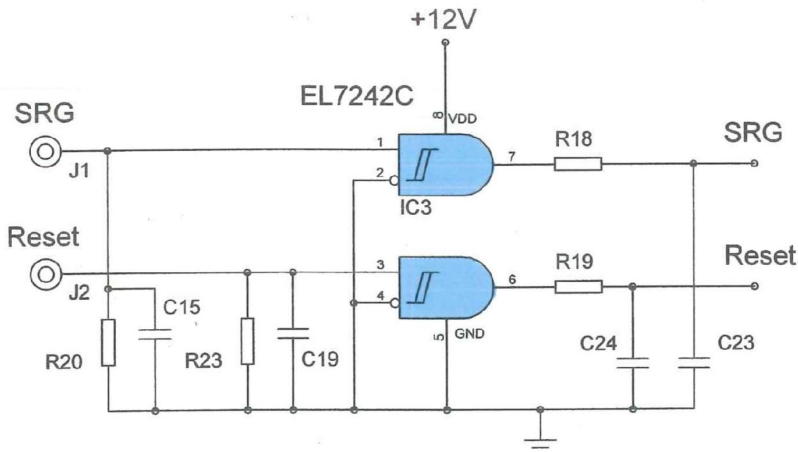


Figure 6 : pilotage du registre horizontal



du type de câble utilisé. Concrètement, au-delà de 2 m, c'est la qualité du transfert de trame qui risque de se dégrader, ce qui se traduit par l'obtention d'une image plus ou moins «floue».

En effet, la longueur et la qualité du câble modifient les niveaux de croisement de

SAG et IAG. Bien que le TC237 tolère des erreurs de phase de presque 30 % (!) sur ces signaux, la distorsion générée par certaines rallonges Sub25D de 5 mètres permet de dépasser cette valeur avec le taux d'horloge utilisé pour l'obturation électronique (2,5 MHz).

la valeur de la résistance placée sur les lignes SAG et IAG a été limitée à 4,7 ohms, afin de compenser la capacité parasite très élevée de ces entrées. Le condensateur C22 permet de limiter le Slew-Rate du driver sur l'entrée SAG. En l'absence de ce condensateur de compensation, la commutation de SAG perturbe sensiblement la ligne IAG (l'effet contraire n'ayant pas lieu). Cette précaution contribue donc à limiter la pollution des photosites par des bruits de commutation.

ETAGE DE COMMANDE DE L'HORLOGE SRG

Le schéma de la figure 6 présente l'étage de commande de SRG et RESET. Rappelons que SRG pilote le registre horizontal du capteur, et permet d'évacuer les charges photoniques vers la sortie vidéo. La ligne RESET assure le vidage de la diode de sortie du capteur, et la combinaison de ces deux signaux permet de générer une troisième phase de commande : la génération du niveau de référence.

- Lorsque **SRG = RESET = 12 V**, on active le **niveau de Reset** de l'étage de sortie (vidage des charges situées dans la diode de détection).
- Lorsque **SRG = 12 V** et **RESET = 0 V**, on active le **niveau de référence** (c'est le niveau «plancher» de la vidéo).
- Enfin, lorsque **SRG = RESET = 0 V** : on envoie en sortie un échantillon du **signal de luminance**.

Les chronogrammes indiqués en figure 6 permettent de mieux comprendre le fonctionnement de cette structure. Puisque les entrées d'horloge SRG et RESET sont séparées, il est possible de faire du **binning horizontal** (1) avec le TC237.

ETAGE DE COMMANDE DE L'ANTIBLOOMING

Comme pour le TC255P, le TC237 est doté d'un dispositif qui limite le débordement des pixels les uns sur les autres lors d'une sur-exposition excessive du capteur. L'étage de commande de ce dispo-

CAMÉRA CCD D'INSTRUMENTATION : TÊTE OPTIQUE

Figure 7 : commande du dispositif d'antiblooming

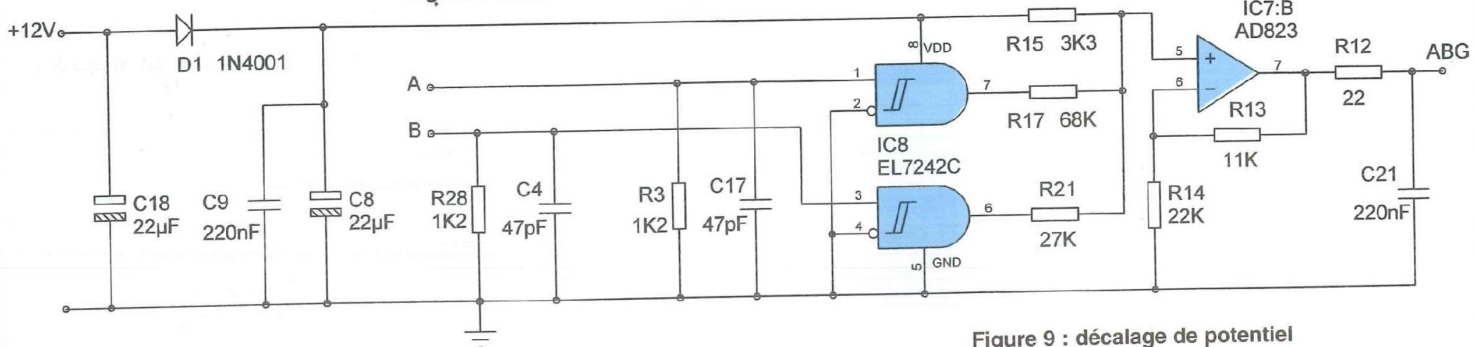
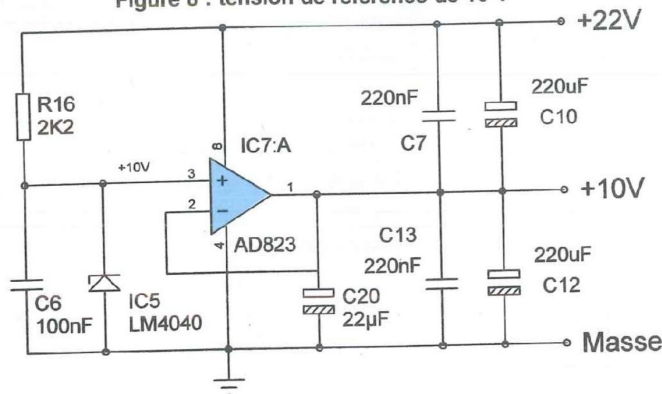
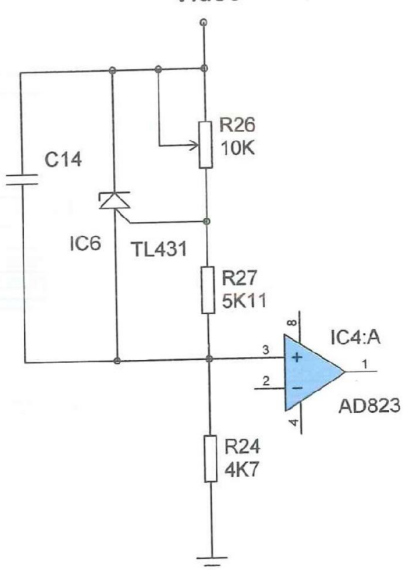


Figure 9 : décalage de potentiel

Figure 8 : tension de référence de 10 V



Vidéo



B	A	Fonction	Tension de sortie
0	0	Niveau de transfert	13,6V
0	1	ABG OFF	14,3V
1	0	ABG mini	15,3V
1	1	ABG Maxi	15,9V

stif est indiqué en **figure 7**. Il s'agit ici, un peu comme pour le dispositif d'antiblooming du TC255P, de réaliser une commande à plusieurs paliers. Le pilotage de l'antiblooming doit se faire de préférence selon la procédure suivante:

- lorsque la broche ABG est maintenue autour de 14V, l'antiblooming est inactif et la dynamique des photosites est maximale. Lorsque la broche ABG est maintenue autour de 17V, la fonction d'antiblooming est maximale (et disons le clairement, un peu brutale !). Il est impératif de ne pas appliquer sur la broche ABG un potentiel

(1) **Binning horizontal** : accumulation de plusieurs pixels dans la diode de sortie, pour augmenter la cadence d'acquisition en diminuant le nombre total de pixels à transférer vers l'ordinateur. Cette technique augmente également le rapport signal/bruit des échantillons et la détectivité du capteur.

inférieur à 13V, ce qui entraînerait des injections de charges dans les photosites. Enfin, Texas-Instruments préconise de réduire le potentiel ABG d'au moins 1 volt lors du transfert des charges, afin d'augmenter sensiblement la capacité des photosites pendant cette phase. Cette précaution évite un débordement des photosites saturés vers les photosites voisins. Le risque invoqué provient du fait que les cellules du capteur CCD présentent une capacité de stockage des charges qui est différente d'un pixel à l'autre.

La solution adoptée pour piloter la fonction d'antiblooming repose sur la mise en parallèle de différentes valeurs de résistances en fonction de la combinaison d'entrée. Le pont diviseur ainsi obtenu autour des résistances R15, R17 et R21

permet d'appliquer différents potentiels sur la broche **ABG**. IC7 est monté en amplificateur non-inverseur afin d'ajuster les tensions préconisées par le constructeur. Comme l'indique le **tableau 1**, 4 tensions sont utilisées sur ABG. A titre d'information, signalons que le condensateur **C21** limite l'influence des horloges SAG et IAG pendant le transfert de trame.

Cependant, la carte d'acquisition 8 bits ne permet de piloter que deux niveaux d'antiblooming, qui peuvent être choisis en fonction du câblage adopté:

1^{ère} solution : **A = 1** et **B** est câblé sur l'horloge d'antiblooming : l'antiblooming maximal est activé lorsqu'on valide l'option «antiblooming» dans le logiciel d'acquisition.

2^{ème} solution : **A = 0** et **B** est câblé sur l'horloge d'antiblooming : l'antiblooming

minimal est activé lorsqu'on valide l'option «antiblooming» dans le logiciel d'acquisition.

3^{ème} solution : **B = 0** et **A** est câblé sur l'horloge d'antiblooming : l'antiblooming est inactif en permanence, mais on bénéficie de la dynamique maximale des photosites sous réserve de valider l'option «antiblooming» dans le logiciel d'acquisition.

4^{ème} solution : **B = 1** et **A** est câblé sur l'horloge d'antiblooming : l'antiblooming est actif en permanence, mais on peut choisir entre 2 valeurs d'antiblooming en fonction de l'option «antiblooming» du logiciel d'acquisition.

GÉNÉRATION DE LA TENSION DE RÉFÉRENCE DE 10 V

Cette structure, dont le schéma est présenté en **figure 8**, utilise une source de tension intégrée LM4040 associée à un étage suiveur. Le LM4040, polarisé par une résistance de 2,2 k Ω , assure la production d'une tension stable et précise de 10 V tandis que l'amplificateur se charge de fournir le courant nécessaire à la tête de caméra.

Des condensateurs réservoirs de 220 μ F renforcent la stabilité de l'ensemble en assurant le relais de l'amplificateur en cas d'appels de courant transitoires. Par rapport à la tête optique TC255P, un condensateur au tantale supplémentaire de 22 μ F a été ajouté sur le circuit imprimé à proximité de la sortie de IC7 pour stabiliser le potentiel 10 V pendant le transfert de trame. L'étage d'amplification différentiel de la sortie vidéo externe est également polarisé à 10 V, pour éviter d'avoir recours à une tension d'alimentation négative.

ALIMENTATION DU CAPTEUR CCD

L'étage de sortie du capteur CCD nécessite une alimentation de **22 V stabilisée**. Afin de pouvoir utiliser la caméra en autonomie totale à partir d'une batterie au plomb de 12 V, on a fait appel à une alimentation à découpage externe à la tête

optique. Cependant, la tension délivrée par ce type de source n'est pas suffisamment propre. L'alimentation à découpage est donc chargée de délivrer une tension de 26 V, afin de permettre à un régulateur ajustable (LM317) de fournir une tension stable de **22 V** au capteur CCD. Si la stabilité de ce potentiel est important, il n'est pas critique en valeur absolue et pourrait être compris entre 21 V et 23 V.

ÉTAGE DE DÉCALAGE DE NIVEAU

Une référence de tension programmable (TL431), assure l'adaptation de niveau entre la sortie du capteur et l'amplificateur de sortie. Le principal intérêt de la structure présentée en **figure 9** est de permettre de conserver une liaison directe (sans couplage capacitif) jusqu'à la carte d'interface. De cette façon, les possibilités de prétraitements du signal vidéo seront plus nombreuses. Le TL431 a été choisi principalement pour son temps de réponse en dynamique. La réponse impulsionnelle du composant est inférieure à **1 μ s**. Cela signifie que le pilotage du CCD par le PC ne pose aucun problème, puisque le temps de cycle du port // d'un PC est de **1,5 μ s environ**. Le signal de sortie du capteur a donc le temps de se stabiliser avant d'être pris en compte par le dispositif de clamping ou de conversion. Par contre, avec un PC de dernière génération dont le bus local passe de 66 MHz à 100 MHz, la marge de sécurité est plutôt restreinte: en effet, le temps de cycle du bus ISA risque de passer aux alentours de 1 μ s environ. Les ordinateurs basés sur le **Celeron** (marque déposée de Intel) ne posent aucun problème, puisque le bus local est conservé à 66 MHz.

Le potentiel de référence des amplificateurs de ligne étant fixé à 10 V, il est souhaitable que la tension de repos de l'entrée non-inverseuse de **IC4:A** soit aussi à 10 V lorsque le capteur CCD est au repos. Dans ces conditions, le courant de repos du montage est déterminé par R24, qui est câblée

entre l'entrée de **IC4:A** et la masse : $I(\text{repos}) = U_{R24} / R24 = 10 / 4,7 \text{ k}\Omega = 2,12 \text{ mA}$.

La fluctuation de tension aux bornes de R24 (jusqu'à 600 mV en fonction de l'amplitude du signal vidéo) reste très faible par rapport aux 10 volts qui lui sont imposés au repos. De cette façon, le courant de sortie du CCD reste **pratiquement constant** (à 5 % près) et se situe autour de **2 mA**. C'est un gage de stabilité thermique au niveau du capteur.

Le courant de polarisation du TL431 (celui qui circule dans R26 et R27) est fixé par R27, sachant que le TL431 impose une tension de **2,5 V** à ses bornes : $I_{R27} = 2,5 \text{ V} / 5,11 \text{ k}\Omega = 0,5 \text{ mA}$

Sur les 2mA issus du capteur CCD, il reste donc 1,5mA pour la polarisation interne du TL431. Le coude de régulation se situant autour de **400 μ A** (valeur minimale en dessous de laquelle le TL431 ne fonctionne plus), il nous reste encore de la marge.

On a pu constater sur plusieurs échantillons de capteurs que le niveau du palier de Reset n'est pas identique d'un capteur à l'autre. C'est la raison de la présence d'une résistance ajustable pour R26. R26 est donc un potentiomètre multitours vertical dont la procédure de réglage ne nécessitera qu'un multimètre. Enfin, la stabilité du montage dépend également de la valeur de la capacité placée en parallèle avec le TL431. Elle doit être (en gros) inférieure à **10 nF** ou supérieure à **1 μ F**. Après de nombreux essais, C14 a finalement été porté à **10 μ F** dans la nomenclature définitive.

L'AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL DE LIGNE

L'étage final est chargé de transmettre le signal vidéo vers la carte d'interface en conservant au maximum la dynamique d'origine du signal. En d'autres termes, le but est d'obtenir une transmission à faible bruit dotée d'une bonne immunité aux parasites électromagnétiques externes.

CAMÉRA CCD D'INSTRUMENTATION : TÊTE OPTIQUE

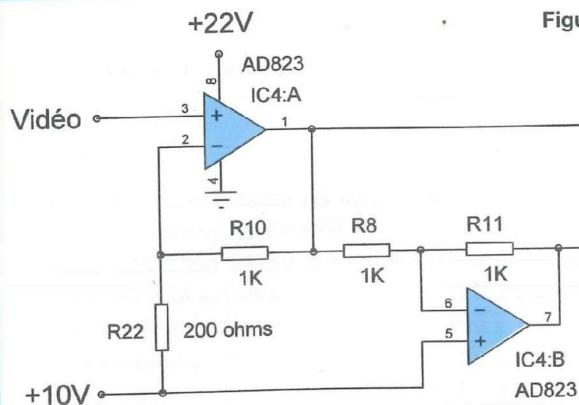


Figure 10 : liaison vidéo différentielle

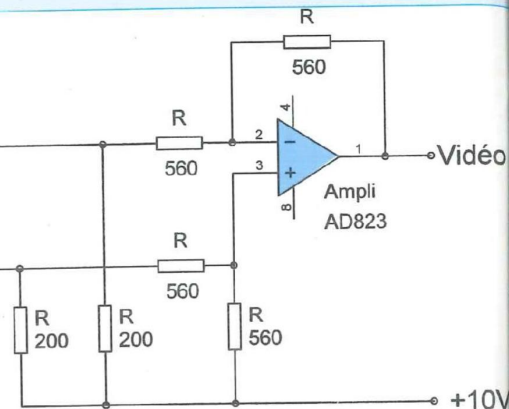
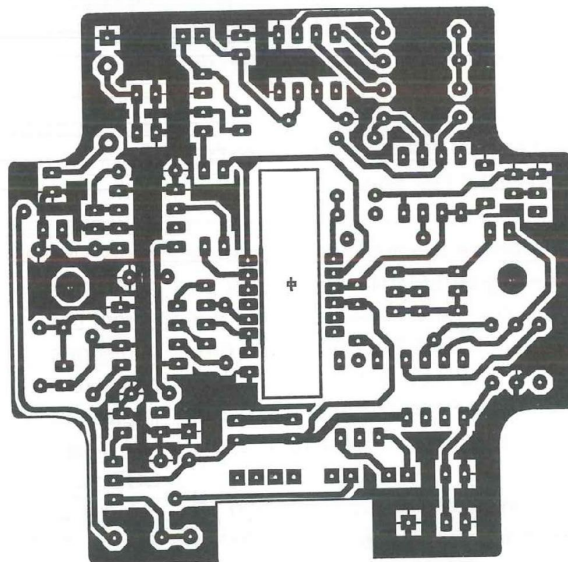
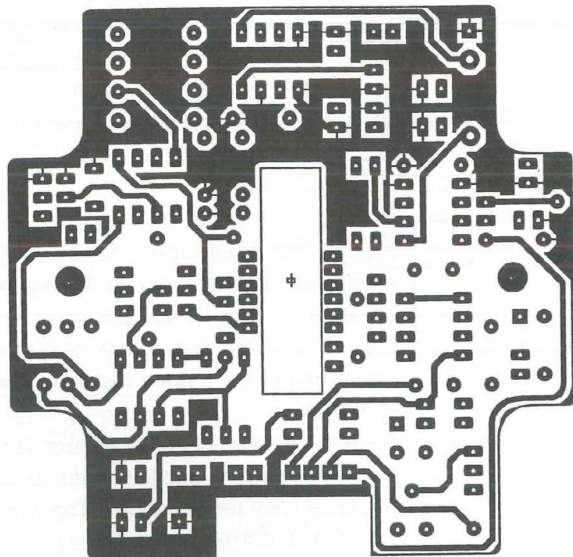


Figure 12 : tracé des pistes (couche inférieure)

Figure 11 : tracé des pistes (niveau composants)



La longueur de câble prévue à la conception du dispositif est de **2 mètres** d'une rallonge SUB25D standard (on peut envisager jusqu'à **5 mètres** au maximum dans le cas d'un ajustement manuel des valeurs des composants d'adaptation de ligne, à l'aide d'un oscilloscope). Le schéma de la **figure 10** présente la solution adoptée depuis la tête CCD jusqu'à l'interface d'acquisition.

Un premier amplificateur AD823 assure l'amplification du signal **par 6**, afin de réduire la sensibilité aux bruits des échantillons vidéos. L'amplification exacte est définie par la relation suivante :

$$Av = 1 + (R10/R22) = 1 + 5 = 6$$

Ensuite, un deuxième amplificateur produit un signal en opposition de phase, afin de réaliser une liaison vidéo symé-

trique. A la réception, les deux lignes sont dirigées sur un **soustracteur** de façon à annuler les signaux parasites qui auraient pu survenir ponctuellement pendant la transmission. En effet, l'apparition d'un bruit électromagnétique externe (le 50 Hz d'un transformateur, la HF d'une alimentation à découpage, etc...) aura un effet identique sur ces deux lignes. En théorie, il suffit donc de les soustraire pour les éliminer. Dans la pratique, il est important que les deux signaux arrivent parfaitement en **opposition de phase** pour obtenir en sortie du soustracteur un signal vidéo **sans distorsion** et dont l'amplitude est **multipliée par 2**. Ce coefficient (x2) compense la perte de dynamique engendrée par le réseau d'adaptation d'impédance (les résistances de 200 ohms). Le rôle de ce réseau est de fixer l'impédan-

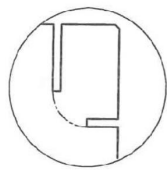
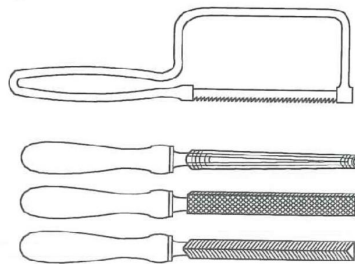
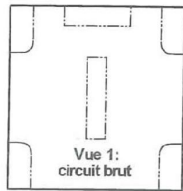
ce de la ligne à une valeur très basse afin de renforcer l'immunité aux bruits. Vue du câble, l'impédance de la ligne correspond aux résistances placées en parallèle. Elle est donc fixée à 100 ohms par le réseau résistif.

RÉALISATION DE LA TÊTE DE CAMÉRA

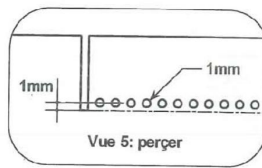
Le circuit imprimé de la tête CCD fait appel à de l'époxy double-face, sans lequel une réalisation compacte n'aurait pas été possible. Les tracés des pistes sont indiqués sur les **figures 11** et **12**. La forme particulièrement «tourmentée» du circuit imprimé est imposée par les dimensions du boîtier de la tête CCD (Ce boîtier a été présenté dans LED n° 151 et 152). Précisons que les dégagements

Matériel nécessaire: **Figure 13 : découpe du circuit imprimé de la tête CCD**

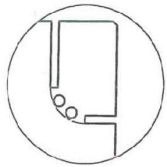
- . mini scie à métaux
- . jeu de petites limes
- . forets de 1 à 3mm



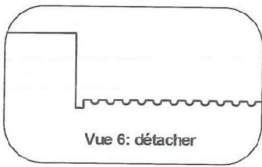
Vue 2: Entailler à la scie



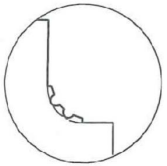
Vue 5: perçer



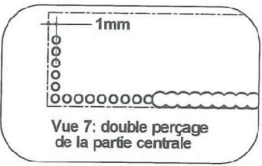
Vue 3: Percer



Vue 6: détacher



Vue 4: détacher



Vue 7: double perçage de la partie centrale

situés aux quatre coins du boîtier sont destinés aux vis de fixation du dissipateur externe (au fond du coffret) et du couvercle (au dessus). Dans sa version de base, il n'y a que deux perçages à effectuer sur le boîtier : la fenêtre optique sur le couvercle et le logement du connecteur Sub25D sur l'un des cotés.

DÉCOUPE DU CIRCUIT IMPRIMÉ

Avant de câbler les composants, il convient de découper les contours du circuit imprimé. Ne découpez la fenêtre centrale que si vous prévoyez le refroidissement ultérieur de la caméra. Une procédure simple n'utilisant qu'un outillage limité est illustrée en **figures 13** :

- entailler avec une mini-scie à métaux tous les coins jusqu'aux arrondis (**vue 2**),
- percer les arrondis par 2 ou 3 trous de 2 mm de diamètre environ (**vue 3**),
- supprimer les coins en pliant l'époxy (**vue 4**) : la chute se détachera facilement

sans risque pour le circuit imprimé,

- effectuer la finition avec une petite lime demi-ronde.

Pour détacher le passage des câbles, suivez les indications des **vues 5 et 6**. Pour ajourer la fenêtre centrale (**vue 7**), il suffit de percer une première fois les lignes de découpe avec un **foret de 1mm**, en veillant à se décaler de 1 mm vers l'intérieur de la fenêtre. Il ne reste plus qu'à repercer les trous avec un foret de diamètre supérieur (**2 à 3 mm**) et à détacher la chute. Ce double perçage permet de gagner en précision et en efficacité, tout en limitant les risques de casse des forets. Si la fenêtre de refroidissement ne veut pas se détacher (ce qui signifie que certains trous ont été trop espacés), on peut reprendre les trous avec un cutter ou une fraise cylindrique. Vous veillerez à ajuster la fenêtre à la dimension du doigt de refroidissement dès qu'il sera réalisé.

Cette technique est fiable et assez rapide : il faut compter moins d'une heure pour obtenir un circuit prêt à câbler. Précisons toutefois que les bords doivent également être ajustés afin que le circuit puisse entrer librement dans le boîtier, les dimensions ayant été calculées au plus juste !. En ce qui concerne la découpe rectangulaire centrale, il faut ajuster cette fenêtre à la lime jusqu'à faire disparaître complètement le contour de découpe, l'idéal étant de vérifier avec le doigt de refroidissement que le dégagement est suffisant. Il est également conseillé de limer un chanfrein au voisinage des pistes afin d'éviter que les pastilles du capteur CCD ne puissent être court-circuitées par le doigt de refroidissement métallique.

IMPLANTATION DES COMPOSANTS SUR LE CIRCUIT IMPRIMÉ (figure 14)

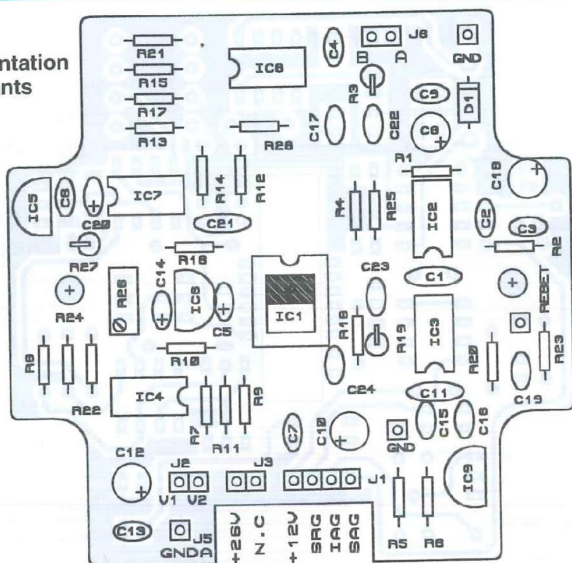
L'ordre de soudage proposé ci-dessous permettra d'éviter des surprises désagréables. En effet, il y a des soudures à réaliser sur la face supérieure, et la mise en place trop rapide de certains composants risque de vous empêcher d'accéder aux pastilles voisines. N'utilisez que des barrettes-support du type tulipe, plutôt que des supports 8 ou 14 broches dont la partie centrale est difficilement accessible avec le fer. Utilisez un fer à souder de faible puissance et doté d'une panne fine (du genre **JBC 11 W** ou **AMPEX 18 W**).

On commencera par souder les quelques straps réalisés à partir de pattes de résistances, mais qui n'ont pas été représentés sur le plan d'implantation. En fait, il s'agit juste de quelques liaisons à établir entre les deux couches de cuivre comme indiqué ci-dessous :

1. câbler le strap situé entre R5 et R6.
2. câbler le strap situé entre R6 et IC9 (au coin du circuit imprimé).
3. câbler le strap situé entre C18 et C3 (au bord du circuit imprimé).
4. On en profitera pour monter les picots d'entrée/sortie, réalisés à partir de bar-

CAMÉRA CCD D'INSTRUMENTATION : TÊTE OPTIQUE

Figure 14 : implantation des composants



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances

R1 : 390 Ω
 R2 : 390 Ω
 R3 : 1K21 / 1 %
 R4 : 4,7 Ω
 R5 : 602 Ω / 1 % (1K21 // 1K21)
 R6 : 10 kΩ / 1 %
 R7 : 200 Ω / 1 %
 R8 : 1 kΩ / 1 %
 R9 : 200 Ω / 1 %
 R10 : 1 kΩ / 1 %
 R11 : 1 kΩ / 1 %
 R12 : 22 Ω
 R13 : 9K1 / 1 %
 R14 : 22 kΩ / 1 %
 R15 : 3K3 / 1 %
 R16 : 2K2
 R17 : 68 kΩ / 1 %
 R18 : 22 Ω
 R19 : 22 Ω
 R20 : 390 Ω
 R21 : 27 kΩ / 1 %
 R22 : 200 Ω / 1 %
 R23 : 390 Ω
 R24 : 4K7
 R25 : 4,7 Ω
 R26 : 10 kΩ, ajustable (10 tours verticale)

R27 : 5K11 / 1 %
 R28 : 1K21 / 1 %

- Condensateurs

C1 : 220 nF
 C2 : 47 pF
 C3 : 47 pF
 C4 : 47 pF
 C5 : 10 μF / tantale / 35 V
 C21 : 220 nF
 C6 : 220 nF
 C7 : 220 nF
 C8 : 22 μF / 16 V *
 C9 : 220 nF
 C10 : 220 μF / 25 V *
 C22 : 1 nF
 C11 : 220 nF
 C12 : 220 μF / 25 V *
 C13 : 220 nF
 C14 : 10 μF / tantale / 35 V
 C15 : 47 pF
 C23 : 470 pF
 C16 : 220 nF
 C17 : 47 pF
 C18 : 22 μF / 16 V *
 C19 : 47 pF
 C20 : 22 μF / tantale / 16 V
 C24 : 470 pF

- Composants actifs

D1 : 1N4001
 IC1 : TC237
 IC2 : EL7242C
 IC3 : EL7242C
 IC4 : AD823
 IC5 : LM4040DIZ10
 IC6 : TL431C
 IC7 : AD823
 IC8 : EL7242C
 IC9 : LM317L

- Divers

Supports : barrettes tulipe x 40
 Connecteur SUB25D mâle à souder sur châssis
 Fil de câblage entre le C.I. et le connecteur : multibrin très souple !!
 Boîtier : marque ROSE, en ABS classe IP65, taille 80x82x55 (référence RADIOSPARES : 507-955)

* Condensateurs chimiques à faible ESR

rettes de connexion sécables (14 au total).

Ensuite, contrairement à l'usage courant, il est préférable d'effectuer en premier le soudage des supports de circuits intégrés, dans l'ordre suivant :

1. Souder le support de IC4, (broches 1,

3, 4, 6, 7 à souder coté composants).

2. Souder le support de IC7, (broches 1,

3, 5, 8 à souder coté composants).

3. Souder le support de IC2, (broches 4, 5, 7, 8 à souder coté composants).

4. Souder le support de IC3, (broches 1, 4, 5 à souder coté composants).

5. Souder le support de IC8, (broches 1,

2, 4, 5, 8 à souder coté composants).

6. Souder les condensateurs céramiques (47 pF, 100 nF et 220 nF), sans oublier de souder les pattes qui disposent d'une connexion sur la face supérieure (pastilles reliées à une piste).

7. Placer les régulateurs IC5, IC6 et IC9.

8. Câbler les condensateurs au tantale : C5, C14 et C20.

9. Souder toutes les résistances.

Attention : la résistance R3 doit être soudée sur les deux faces du circuit imprimé. Mettre en place R26, et ajuster sa valeur autour de 7,15 kΩ avec un ohmmètre (cette valeur sera utilisée pour une phase de test ultérieure).

10. Planter les condensateurs.

Les condensateurs chimiques (C8, C10, C12 et C18) peuvent tous être montés directement contre la surface du circuit imprimé, car aucune soudure n'est obligatoire du coté composants. Ils pourraient tous être remplacés par des tantales-goutte, mais ces derniers sont sensiblement plus cher. Par contre, les condensateurs chimiques doivent être des modèles à faible ESR (faible résistance série: c'est le cas des condensateurs destinés aux alimentations à découpage). Si vous n'êtes pas certain de la qualité des condensateurs chimiques proposés dans le commerce, optez pour des Tantales!

11. On pourra enfin câbler la diode D1, sur les deux faces du circuit imprimé.

12. Eventuellement, relier les bornes notées GND et GNDA par une liaison câblée.

Dans ce cas, utiliser de préférence du fil multibrins souple. Ce n'est pas obligatoire, mais c'est la solution qui a permis d'obtenir les signaux d'horloge les plus «propres». Sinon, il faudra relier de préférence la borne GNDA sur le connecteur Sub25D. Enfin, il est possible d'installer un support tulipe au pas de 1,778 mm pour le capteur CCD dans le cas où il n'est pas refroidi (on peut trouver un sup-

port de 64 contacts dans le catalogue **Radiospares**, autour de 50F TTC). Dans le cas contraire, la présence d'un support empêche la mise en place du doigt en cuivre tel qu'il a été proposé, cette remarque étant aussi valable pour le module Peltier de 9x9mm. Si vous désirez quand même utiliser un support pour IC1, 2 solutions sont envisageables: diminuer la largeur du doigt en cuivre à 7 mm d'une part, et placer un 2^{ème} étage Peltier de 1 W seulement d'autre part (6x6 mm). Enfin, il reste une dernière solution: ajouter entre le capteur CCD et le module Peltier un mini-cube en cuivre de 9x7x7 mm, qui assurera non seulement l'adaptation entre le module Peltier de 9x9mm, mais en plus devrait faire office de piège à givre dont le taux d'efficacité est encore à tester.

TESTS DE FONCTIONNEMENT DE LA TÊTE CCD

La carte d'alimentation est nécessaire pour effectuer les tests préliminaires. Il est possible de tester la plupart des fonctions de la tête CCD à partir d'un **multimètre**. Sauf indications contraires, les tests décrits ci-dessous sont à effectuer lorsque tous les supports sont vides, et surtout **en l'absence du capteur CCD**. Les tensions indiquées sont toujours référencées **par rapport à la masse** (bornes **GNDA** ou **GND**). Avant de commencer les mesures, relier sur le circuit imprimé les tensions d'alimentation de 26 V, 12 V et la masse (**GND** ou **GNDA**).

1. La carte étant sous tension, vérifier la présence de la tension de **22 V** sur la broche 4 (ADB) du capteur CCD, et sur la broche (8) de IC4 et IC7.
2. Vérifier la présence de la tension de **12 V** sur les broches 8 de IC2 et IC3 et de **11,6 V** sur la broche 8 de IC8.
3. Vérifier la présence de la tension de **10 V** sur la broche 3 de IC7.
4. **Couper l'alimentation** et implanter IC7 sur son support, remettre sous tension puis vérifier la présence de la tension de **10 V** sur la broche 1 de IC7, la

broche 5 de IC4 et la broche 3 du capteur CCD.

5. **Couper l'alimentation** et implanter IC8 sur son support, remettre sous tension puis vérifier la présence d'une tension de **13,6 V** sur la broche 7 de IC7 et la broche 1 du capteur CCD (niveau obtenu lorsque les entrées **A** et **B** sont au niveau bas).

6. Réaliser une liaison par fil entre la source de 5 V (sur la carte d'alimentation) et les entrées **A**, **B**. Les sorties des drivers doivent passer à **11,4 V** environ, et en modifiant la combinaison logique sur les entrées, on doit trouver successivement les tensions **14,3 V**, **15,3 V**, et **15,9 V** (en moyenne) en sortie de IC7 (broche 7).

7. **Couper l'alimentation** et implanter IC2 et IC3 sur leurs supports, remettre sous tension puis mesurer les niveaux de sortie des drivers EL7242: toutes les sorties doivent être à 0 V.

8. Réaliser une liaison par fil entre la source de 5 V (sur la carte d'alimentation) et les entrées d'horloge. Les sorties des drivers doivent passer à 12 V. Vérifier également la présence de la tension de 12 V sur les broches 2, 7, 8, 10, 11 et 12 du capteur CCD.

9. Placer un strap entre les broches 4 (ADB) et 6 (OUT) du support de IC1. Cette procédure permet d'alimenter le TL431 sous 22 V. Si le potentiomètre est ajusté à 7,15 k Ω , vous devez mesurer au multimètre une différence de potentiel de 6 V entre la broche 6 de IC1 et la broche 3 de IC4. Si c'est le cas, la tension de la broche 3 de IC4 doit être de **22 V - 6 V**, soit **16 V (environ)**.

10. Couper l'alimentation et implanter IC4 sur son support, puis remettre la carte sous tension. Puisque IC4:A est monté en amplificateur non-inverseur, la sortie (1) doit être saturée autour de +20 à +22 V. Le deuxième ampli étant monté en inverseur, la sortie (7) doit être saturée autour de 0 V (voire de 0 V à quelques volts au maximum).

En cas de problème, il ne vous reste plus

qu'à suivre les pistes de la source de tension jusqu'au défaut constaté, afin de repérer une coupure ou un éventuel court-circuit. Si toutes les tensions sont correctes, la carte est opérationnelle avec tous les composants montés sur leurs supports. Les bornes du circuit imprimé de la tête optique sont à relier à une embase **SUB25D Mâle**, dont le brochage est indiqué en **annexe A**. Les broches 16 à 19 du connecteur sont destinées à un éventuel contrôle de la température du CCD. Pour satisfaire la curiosité de certains, le capteur 1 est destiné au capteur CCD tandis que le capteur 2 est destiné à une mesure de température au niveau du doigt de refroidissement.

A ce stade de la réalisation, il ne vous reste plus qu'à procéder aux tests d'acquisition avec l'un des logiciels proposés dans notre précédent numéro (LED n° 155).

RÉALISATION MÉCANIQUE

La partie mécanique de la tête optique étant rigoureusement identique pour le TC255P et le TC237, nous vous engageons à consulter les numéros 151 et 152 de LED dans lesquels plusieurs paragraphes ont été consacrés à la mise en boîtier de la caméra.

PROTECTION DU CCD CONTRE LE GIVRE

Si vous refroidissez votre capteur CCD, votre principal ennemi sera le givre. Une solution simple et efficace - du point de vue du givre - est indiquée en **annexe B**. Un bloc de plexiglass de 28x15x10 mm, dont la fixation est assurée par deux vis en nylon, est placé sur le capteur CCD (**photo 2**). Il suffit d'utiliser les taraudages destinés aux brides de montage, puisque le bloc de plexiglass permet d'obtenir simultanément la protection contre le givre et le placage du capteur contre le doigt de refroidissement. Afin d'obtenir un couplage optique optimal entre la vitre du capteur et le bloc de plexiglass, il est vivement conseillé d'utiliser une huile d'immersion utilisée en

CAMÉRA CCD D'INSTRUMENTATION : TÊTE OPTIQUE

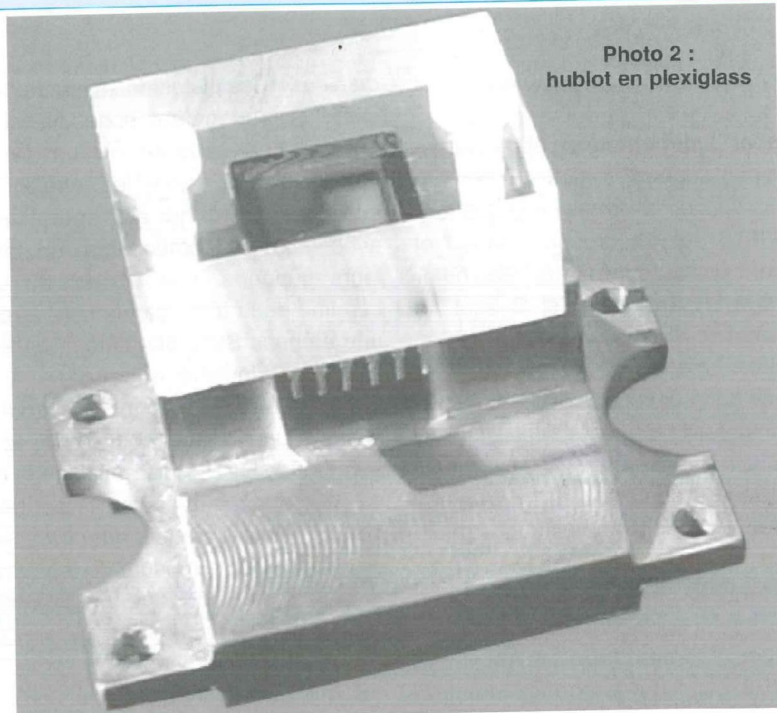


Photo 2 :
hublot en plexiglass

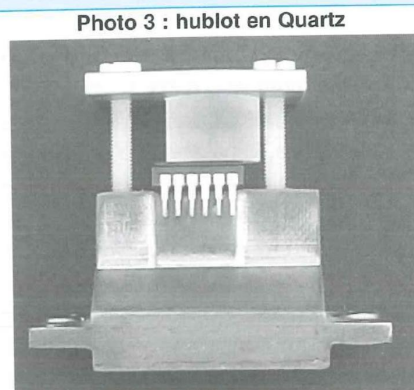


Photo 3 : hublot en Quartz

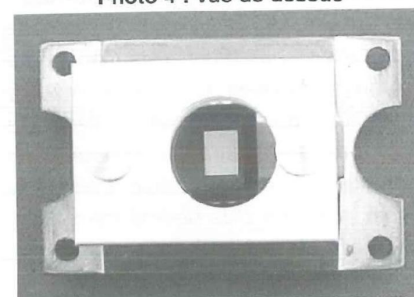
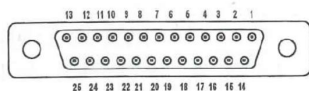


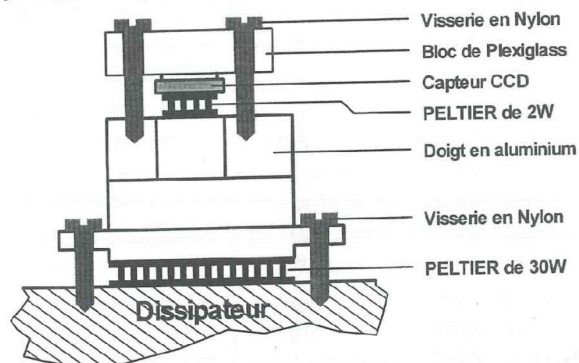
Photo 4 : vue de dessus

Annexe A : brochage du connecteur vu de l'intérieur



- | | |
|------------------------------------|-----------------------------------|
| 1. Vidéo1 | 14. (-) Peltier de 30W |
| 2. Vidéo2 | 15. (+) Peltier de 30W |
| 3. Masse analogique | 16. Masse capteurs de température |
| 4. Masse numérique | 17. Sortie capteur 1 |
| 5. Alimentation +5V (non câblé) | 18. (+) capteurs de température |
| 6. Alimentation +26V (capteur CCD) | 19. Sortie capteur 2 |
| 7. Alimentation +10V (non câblée) | 20. (-) Peltier de 2W |
| 8. alimentation +12V (drivers) | 21. (+) Peltier de 2W |
| 9. Reset | 22. (-) Ventilateur |
| 10. ABG (= borne A / TC237) | 23. (+) Ventilateur |
| 11. SRG | 24. Non câblé |
| 12. SAG | 25. ABG (= borne B / TC237) |
| 13. IAG | |

Annexe B : montage d'un bloc de Plexiglass vissé pour protéger le capteur du givre, avec deux modules Peltiers

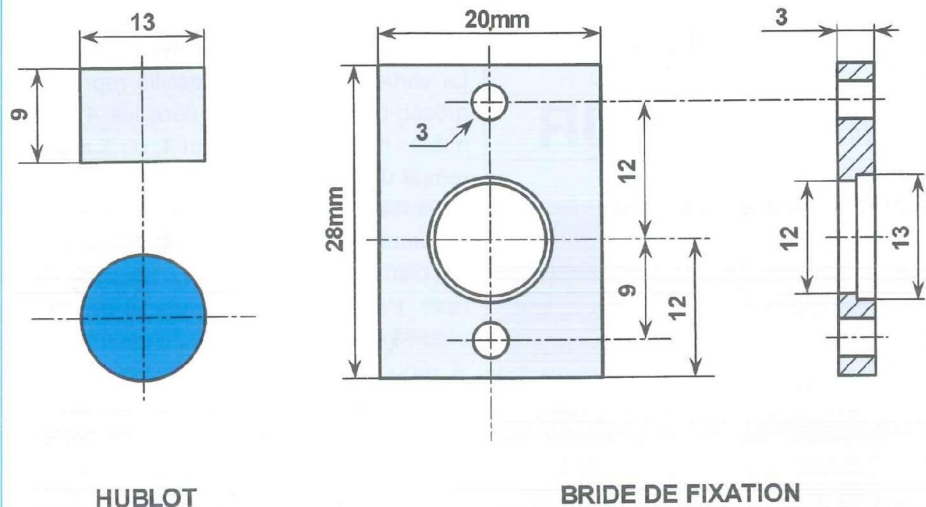


M15 : amas globulaire de magnitude 6,2



M57 : nébuleuse planétaire de magnitude 9

Annexe C : hublot en Quartz et sa bride de fixation



microscopie (ce produit est utilisé dans tous les laboratoires d'analyses médicales).

Cette solution originale a été préconisée par **Christian Buil** dans son excellent ouvrage «**CCD Astronomy**», dont malheureusement la version française n'est plus disponible actuellement. Il avait utilisé un bloc de verre en BK7 de 40mm d'épaisseur, mais dont la mise en oeuvre est plus délicate que le plexiglass. Nous devons la solution «plexiglass» à **Michel Mathot** (Belgique), qui l'a testée récemment avec succès sur sa Kitty-237 et a obtenu en septembre ses premières images du ciel profond.

La conduction thermique du plexiglass est suffisamment faible pour éviter tout risque de givrage de sa surface extérieure, malgré son épaisseur limitée à 10 mm. Cependant, après un certain temps d'utilisation, cette solution n'empêche pas l'apparition de condensation si le boîtier n'est pas suffisamment étanche. En d'autres termes, la fenêtre de protection prévue sur le boîtier est à conserver, et les précautions proposées lors de la description de la partie mécanique pour obtenir une bonne étanchéité sont toujours d'actualité !.

Le bloc de plexiglass ne présente pas «l'arme absolue» contre le givre, pour une raison élémentaire : il risque d'introduire un défaut de chromatisme, susceptible de détériorer la netteté de l'image.

On peut envisager d'autres matériaux (verre, quartz,...), mais ils sont soit plus difficiles à obtenir, soit plus délicats à mettre en oeuvre.

Mais **Michel Mathot** ne s'est pas arrêté sur cette solution. Il nous a déniché aux Etats-Unis un hublot en quartz de très bonne qualité optique, qu'il a doté d'une bride de fixation réalisée sur mesure (**Annexe C**). Les **photographies 3** et **4** donnent une idée de l'ensemble monté sur un TC237 doté de son doigt de refroidissement. Le coût de ce dispositif devrait être situé autour de 200 F sous réserve d'une commande groupée, car les frais d'envoi ne sont pas négligeables. Les lecteurs intéressés devront contacter l'auteur par E-Mail (bernard.dalstein@wanadoo.fr).

LES PREMIÈRES IMAGES DU CIEL PROFOND

Rappelons qu'en astronomie, le terme «ciel profond» désigne tous les objets lointains, donc faiblement lumineux, comme les nébuleuses, les amas d'étoiles ou les galaxies. Pour caractériser la luminosité d'un objet, l'unité employée est la **magnitude**. Ainsi, le soleil présente une magnitude apparente de **-27**, contre **-13** environ pour la pleine lune. Un écart de 1 magnitude correspond à une différence de luminosité de 2,5 fois. Lorsque la magnitude augmente

positivement, la luminosité diminue. Ainsi, le seuil de visibilité d'un astre à l'œil nu est situé autour de la magnitude 5 (mais cette valeur peut varier d'un individu à l'autre). **Michel Mathot** et **Danny Loudèche** (de Belgique), deux astronomes amateurs particulièrement dynamiques, ont apporté un soutien technique non négligeable dans la mise au point de la caméra Kitty. Après avoir réalisé une Kitty-237 refroidie et dotée du dispositif «anti-givre» décrit précédemment, ils nous ont envoyé leurs premières images du ciel profond réalisées au foyer d'un télescope de 200 mm de diamètre et 1200 mm de focale. Il s'agit des objets **M15** et **M57**. Afin d'augmenter la dynamique des images et de limiter le temps de pose, le capteur TC237 a été utilisé en binning 2x2. Le format final des images est donc de 325 x 245 pixels.

M15 est un amas globulaire de magnitude de 6,2. Ce cliché a été obtenu par addition de 7 images posées 1 seconde, avec soustraction du noir sur chaque image. M57, qui est une nébuleuse planétaire de magnitude 9, a été obtenue à partir d'une seule pose de 30 secondes.

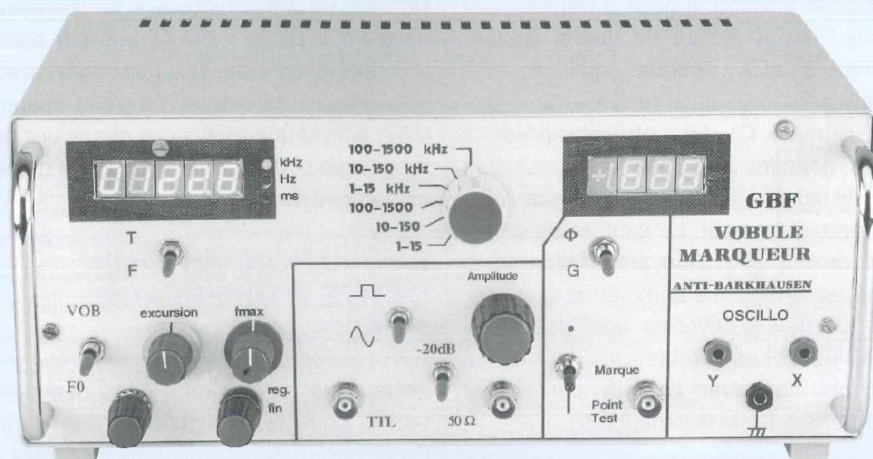
EVOLUTION VERS UNE CARTE D'INTERFACE 12 BITS...

Nous nous retrouverons dans quelques temps pour la description d'une carte d'interface dotée d'un convertisseur 12 bits, d'un microcontrôleur et d'une mémoire tampon. La conception logicielle de l'interface 12 bits étant bien plus lourde en développement que la précédente (qui était limitée à 256 niveaux de gris et pilotée directement par le PC), nous allons marquer une petite pause dans la rubrique «caméras CCD» avant d'être en mesure de la publier dans nos colonnes. Ainsi, si vous pensez être intéressé par cette future interface, nous vous remercions d'avance d'être patient.

Bernard Dalstein

GENERATEUR VOBULÉ 1 Hz - 1,5 MHz - MARQUEUR L'ANTI - BARKHAUSEN

Les lecteurs fidèles se souviennent que lors de la publication d'un GBF non vobulé dans le n°144 de novembre 97, avait été annoncé un GBF futur à vobulation utile, donnant des résultats quantitatifs. Le voici. Les photos 1 et 2 montrent les possibilités de l'appareil : la photo 1 est la courbe de gain d'un filtre actif de Rausch en fonction de la fréquence. C'est bien la courbe de gain et non celle de variation de gain, car l'axe zéro est marqué ; de plus, il s'agit bien du gain exact, non faussé par une diode détectrice. Une fréquence réglable à volonté est sélectionnée sur la courbe par une marque précise très fine, pour laquelle l'appareil donne les affichages simultanés de la fréquence en 20 000 points (ici 56.31 kHz) et le gain en 2 000 points (ici 0,228).



Par action sur un inverseur, on passe à la courbe de phase (photo 2), la valeur numérique de la phase s'affichant en 2 000 points à la place de celle du gain (ici 106,5°). Pas mal, n'est-ce pas ?

L'appareil n'est pas avare d'innovations. Ainsi l'oscillateur est un R-C sinusoïdal original, et c'est le premier oscillateur de ce type à être vobulé. On ne vobulait jusqu'à présent, sauf omission, que les générateurs de fonctions ; et les oscillateurs L-C, par varicap, voire variation de self.

VOBULATION ET MARQUAGE

Une base de temps détermine six phases consécutives de 10 ms chacune numérotées φ_0 à φ_5 . On a représenté φ_0 sur le diagramme temporel figure 1.

La fréquence f de l'oscillateur est vobulée dans les phases 0 à 3 pendant 36 ms ; puis elle est immobilisée sur une fréquence fixe f_0 , la fréquence de marquage, dans les phases 4 et 5.

Pendant ce temps, la fréquence est mesurée, tandis que le gain et la phase

sont échantillonnés pour être mesurés. La sortie X envoyée à l'oscillo reproduit grosso-modo f , sauf pendant les 4 premières ms des phases 0 et 4, où X a une rampe destinée à marquer l'axe $Y = 0$.

La sortie Y donne la courbe de réponse du circuit testé pendant la vobulation. Elle est bien sûr à zéro pour le marquage de l'axe. Pendant les dernières 16 ms des phases 4 et 5, Y est en rampe centrée sur la réponse du circuit en fo. On obtient ainsi le marquage de la courbe de réponse par une verticale fine, à priori préférable au point surbrillant que l'on aurait sans cette rampe (avec le palier pointillé en Y). On verra cependant plus tard que le marquage ponctuel présente de l'intérêt.

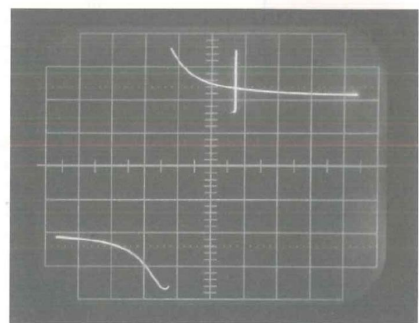
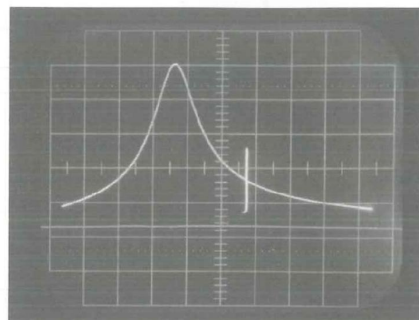
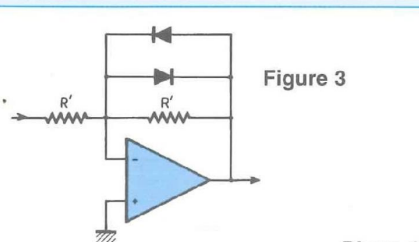
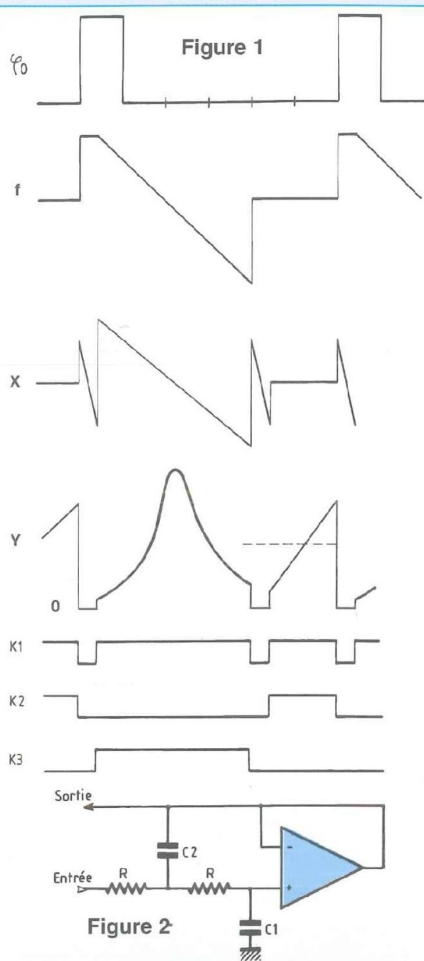
Point ou ligne verticale, ce marquage est incomparablement plus précis et pratique que le procédé habituel de battements avec un générateur auxiliaire. Cependant, il ne s'agit pas d'une véritable nouveauté, l'auteur a déjà publié ce procédé de marquage en 1982 [référence 1] ; mais il n'a semble-t-il jamais été exploité.

La figure 1 montre également les signaux logiques de commandes des commutateurs : K1, K2 et K3.

L'OSCILLATEUR

On peut d'abord se poser la question : comment se fait-il qu'il ait fallu attendre l'extrême fin du vingtième siècle pour présenter enfin un oscillateur R-C vobulé ? Les réalisateurs du GBF du n°144 disposent de la réponse. Il leur suffit de vobuler manuellement en faisant des allers-retours rapides du potentiomètre de réglage de fréquence et d'observer la sortie. Mais il y avait deux oscillateurs différents, chacun opérant sur trois gammes, ce qui conduit à deux conclusions différentes. Les trois gammes supérieures, à pont de Wien, ne donnent qu'un embrouillamini, et on ne retrouve une sinusoïde qu'une fraction de seconde après avoir relâché le potentiomètre. Sur les trois gammes inférieures, miracle, on obtient bien une sinusoïde vobulée.

L'ANTI - BARKHAUSEN



L'oscillateur à pont de Wien vérifie le critère de Barkhausen, c'est-à-dire un gain de boucle unitaire. Il nécessite une régulation d'amplitude, ici avec une ampoule à incandescence, qui demande un temps de stabilisation, ce qui interdit la volubilité.

L'oscillateur des trois gammes basses ne vérifie pas le critère de Barkhausen, son gain de boucle supérieur à 1 le dispense de régulation d'amplitude et il peut par suite être volubé.

Des articles concernant les oscillateurs sinusoïdaux anti-Barkhausen ont déjà été publiés (références 2 à 9, bibliographie non exhaustive). Mais les revues passent, tandis que les ouvrages permanents, souvent destinés à un enseignement assez sclérosé dans le domaine (qu'on se rappelle l'enseignement sur les diodes n°154), ne connaissent que Barkhausen.

Le critère de Barkhausen a été largement adopté sous la forme suivante :

"Pour qu'un système bouclé donne une oscillation sinusoïdale de fréquence f , il faut et il suffit que le gain soit égal à 1, et le déphasage nul pour cette fréquence." Cette proposition est fautive, ce critère n'étant ni nécessaire ni suffisant. Elle est d'ailleurs muette sur l'amplitude, alors qu'une sinusoïde doit bien être caractérisée par sa fréquence et son amplitude. Elle semble admettre implicitement que l'oscillation sinusoïdale est rigoureuse en théorie. Il n'en est évidemment rien, et on se permettra ici d'affirmer l'énoncé suivant :

"Il n'existe en 1999 aucun oscillateur sinusoïdal parfait en théorie, avec des composants admis parfaits".

Les conditions pour une oscillation sinusoïdale approchée ont été données dans le n° 144, et elles ne sont pas répétées ici, parce qu'assez longues à exprimer. Voici seulement un résumé et quelques commentaires.

Les oscillateurs Barkhausen vérifient le

critère de ce nom et d'autres conditions, dont l'ensemble est suffisant, définissant également l'amplitude. Le défaut des Barkhausen est le pompage, c'est-à-dire une variation d'amplitude autour de la valeur de consigne. Les fréquences indésirables qui apparaissent ne sont pas des harmoniques, mais des fréquences plus basses modulant le fondamental. Autrement dit, quand on cherche les harmoniques, on ne cherche pas les défauts là où ils sont. Dans ces conditions, l'annonce d'un taux de distorsion de 0,001 % est peut-être exact, mais sans garantie de la qualité de l'oscillation.

Les oscillateurs anti-Barkhausen ont un gain de boucle supérieur à 1, et doivent vérifier d'autres conditions, l'ensemble étant lui aussi suffisant. Ces oscillateurs sont périodiques, leur défaut est bien la présence d'harmoniques, mais n'ayant pas d'autre défaut, leur taux de distorsion définit exactement leur qualité.

L'oscillateur anti-Barkhausen du n° 144 n'était employé que jusqu'à 1 kHz. Il pouvait quand même dépasser les 100 kHz avec des AOP rapides, le partage des gammes ayant été fait moitié-moitié entre les deux oscillateurs. C'est encore insuffisant. Un progrès important est réalisé ici par l'emploi de filtre passe-bas au lieu du passe-bande. On comprend que les 40 dB/décade d'un passe-bas second ordre sont bien employés pour éliminer les harmoniques, alors qu'un passe-bande du second ordre n'atténue qu'à 20 dB/décade, utilement en haut et inutilement en bas.

On emploie le plus simple de ces passe-bas, à structure de Sallen et Key (figure 2). Le rapport complexe sortie / entrée, est, en grandeurs complexes, avec $j = \sqrt{-1}$:

$$H = \frac{1}{1 - x^2 + jx/Q}$$

$$\text{avec } f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} ;$$

$$x = f/f_0 \text{ (fréquence réduite)}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

GÉNÉRATEUR VOBULÉ 1 Hz - 1,5 MHz - MARQUEUR

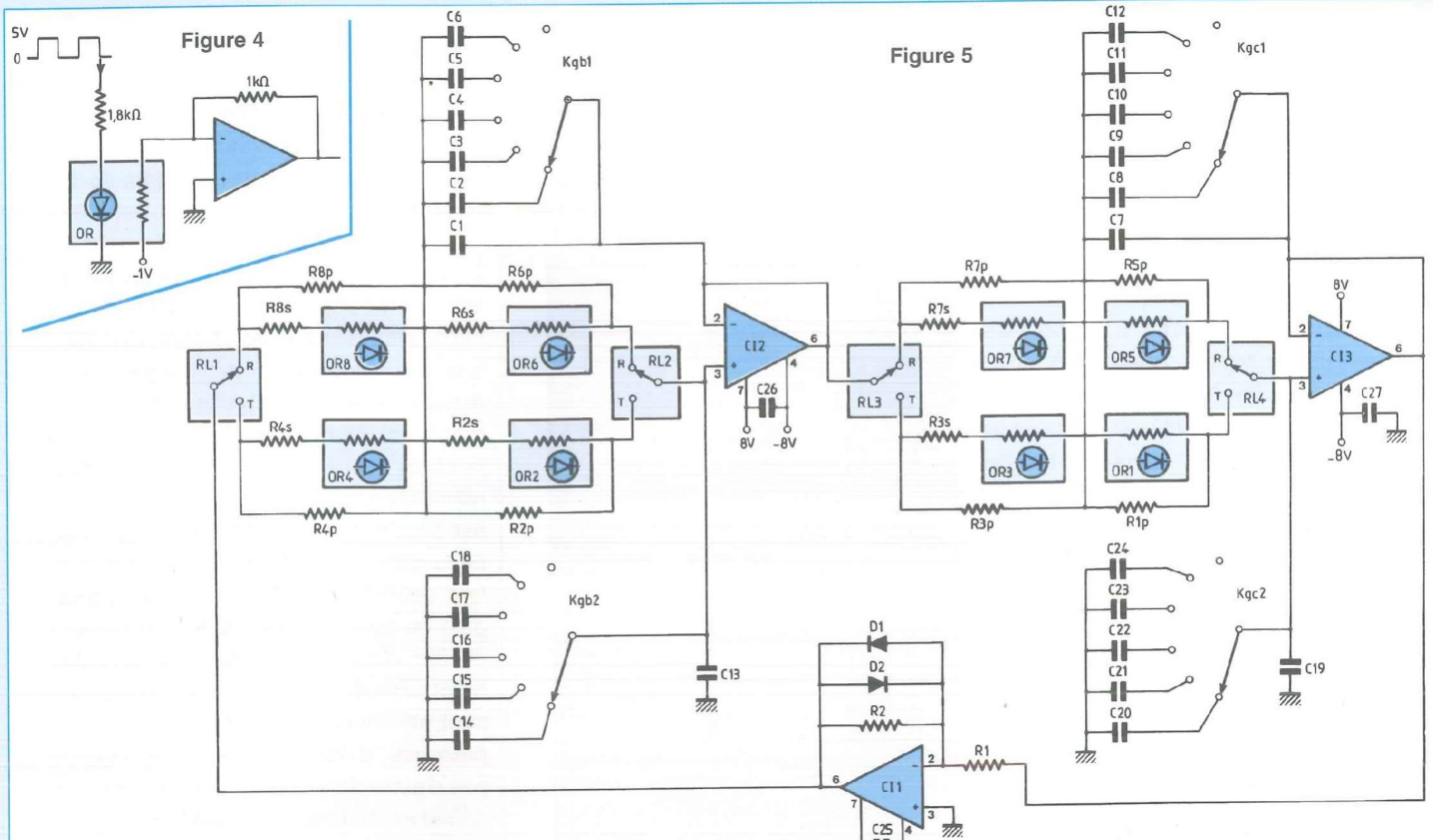


Photo 3

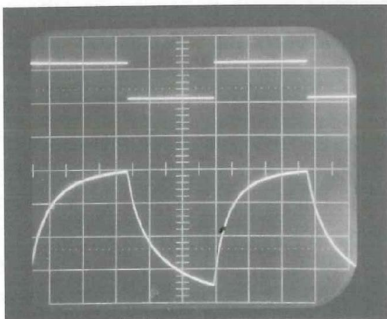


Photo 4 : 0,5 V/div., 0,2 ms/div.

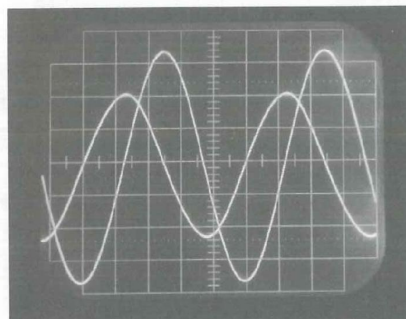
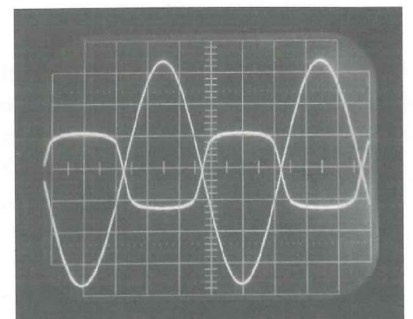


Photo 5 : 0,5 V/div., 0,2 ms/div.



Pour les allergiques à ce genre de formules, il suffit de savoir que la sortie est en retard de phase de $\pi/2$ sur l'entrée pour la fréquence f_0 , le gain étant alors égal à Q .

Pour obtenir un retard de phase de π , il faut mettre deux cellules en série, la boucle étant complétée par l'ampli inverseur écreteur de la figure 3. Le gain de cet ampli étant de 1, le système oscille à condition que Q soit supérieur à 1.

Pour avoir une idée de la distorsion, appelons G_i le gain de l'harmonique i pour l'ensemble des deux filtres.

$G_1 = Q^2$ (fondamental).

$$G_3 = \frac{Q^2}{9 + 64Q^2} \cdot G_5 = \frac{Q^2}{25 + 576Q^2}$$

$$\frac{G_3}{G_1} = \frac{1}{9 + 64Q^2}$$

donne une bonne idée du gain en distorsion par rapport à la sortie trapézoïdale de l'ampli. Ainsi, avec 10% de distorsion pour celle-ci, et $Q^2 = 2,5$, soit $C_2 = 10 C_1$, on obtient sensiblement 0,06 % de distorsion théorique en sortie.

On constate qu'une faible distorsion est compatible avec un coefficient de qualité Q modeste, alors que les filtres passe-bande exigent des valeurs plus impor-

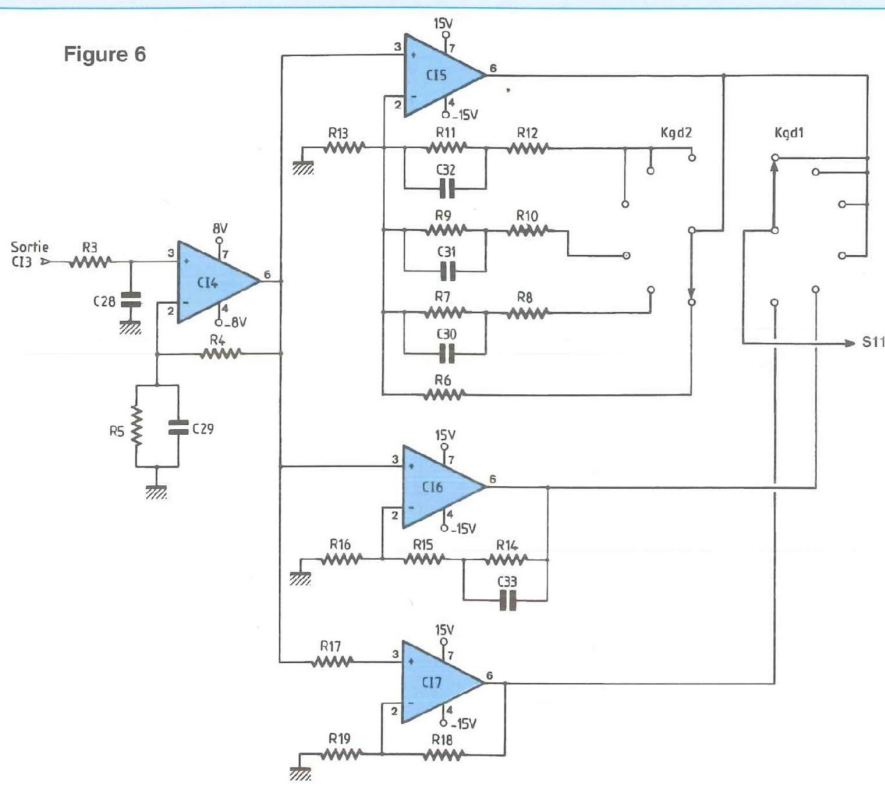
tantes, qui limitent davantage leur fréquence.

Signalons qu'un GBF non vobulé de ce type peut être réalisé avec deux potentiomètres doubles couplés par un engrenage de meccano, puisqu'il y a 4 résistances R , et cela fonctionne très bien. Dans ce GBF vobulé, la solution adoptée consiste en l'emploi d'optorésistances, qui doivent être à priori au nombre de quatre.

Les optorésistances trouvées, CLM 410, ont montré en statique une bonne proportionnalité de leur conductance au courant de leur diode, entre 0,1 mA et 2 mA :

L'ANTI - BARKHAUSEN

Figure 6



$1/R = kI$, avec $k \sim 1,5 \text{ V}^{-1}$. Cette loi se dégrade assez rapidement en sortant des limites indiquées. Malheureusement, ces composants sont lents, trop pour bien suivre la vobulation à 16,67 Hz.

La figure 4 est un montage d'essai permettant de tester en dynamique ce composant. On impose à la diode de l'optorésistance CLM 410 un courant en créneaux de 0 ou 2 mA par un générateur TTL de période 60 ms. La photo 3 montre le signal TTL et la sortie de l'AOP, proportionnelle à la conductance de l'optorésistance, donc à la fréquence que l'on peut attendre. On voit que l'inertie de l'optorésistance à une augmentation du courant de commande est moindre qu'à une diminution ; la conductance atteint pratiquement le maximum en statique, mais pas le minimum. Cela impose donc la vobulation en fréquence décroissante, selon la figure 1. Evidemment l'inertie des optorésistances fait qu'une variation linéaire du courant de commande ne se traduit pas par une variation linéaire de fréquence. Cela n'est pas grave pour la vobulation elle-même, car l'excursion de fréquence existera quand même, et assez peu réduite. Par contre, on n'aura

pas le palier de marquage horizontal. Ce problème a une solution, on pallie la lenteur de ce composant statique par la vélocité d'un composant mécanique, le relais Reed. Il y a ainsi deux groupes de quatre optorésistances ; un quatuor opère en fréquence fixe ou fréquence de marquage ; l'autre quatuor opère en vobulation. Quatre relais Reed 1RT permettent de basculer d'un quatuor à l'autre si le GBF est en mode vobulé.

On aboutit ainsi au schéma d'oscillateur de la figure 5. Les basculements se font au début des phases 0 et 4. Les relais ont largement le temps de basculer et l'oscillateur le temps de se stabiliser pendant les 4 ms de tracé de l'axe horizontal.

Le commutateur de gammes Kg comporte 4 galettes 2x6 positions, les galettes Kgb et Kgc étant présentes dans cette figure 5. Kg est présenté commuté en gamme 1. Les circuits de bobines des relais et des diodes des optorésistances apparaîtront plus tard.

Les résistances R1p à R8p, parallèles aux optorésistances, ainsi que les résistances série R3s à R8s, sont des résistances d'équilibrage de ces optorésistances.

L'appareil comporte 6 gammes :

- G1 : 1 - 15 Hz
- G2 : 10 - 150 Hz
- G3 : 100 - 1500 Hz
- G4 : 1 - 15 kHz
- G5 : 10 - 150 kHz
- G6 : 100 - 1500 kHz

La vobulation ne sera rendue possible que pour les trois gammes supérieures, elle n'a pas d'intérêt pour les autres. Les condensateurs de la gamme 6 ne sont pas commutés, mais reliés en permanence.

Comme tout anti-Barkhausen, ce générateur peut descendre intrinsèquement très bas en fréquence ; mais la valeur ohmique des OR ne pouvant être très élevée (inférieure à 10 k Ω), il a déjà fallu utiliser en G1 des capacités non polarisées de 10 μF et 100 μF .

Les AOP sont des modèles rapides AD 817.

La photo 4 montre la sortie sinusoïdale de C13, et la sortie de C12, de distorsion visible, en avance de phase de $\pi/2$.

La photo 5 montre la sortie de C13 et la sortie trapézoïdale de C11.

L'amplitude est insuffisante en sortie de C13, et de plus elle a un défaut de constance sur chaque gamme.

Elle augmente en effet avec la fréquence, à savoir d'une extrémité à l'autre de la gamme :

2 % en G1, 55 % en G6, 12 à 14 % pour les autres. La forte augmentation en gamme 6 est évidemment liée aux limites en fréquence des AOP. Pour les autres gammes, l'explication n'a pas été trouvée, mais les AOP ont aussi leur importance, car d'autres modèles conduisent à un phénomène inverse.

Quoiqu'il en soit, l'ampli qui suit l'oscillateur doit être également correcteur d'amplitude : figure 6.

Toutes les gammes passent par C14, qui corrige l'amplitude en G6, en restant pratiquement sans effet sur les autres gammes. Le passe-bas R3-C28, un peu trop actif, est légèrement compensé par l'action de C29.

C15 traite les gammes 1 à 4, les capaci-

GÉNÉRATEUR VOBULÉ 1 Hz - 1,5 MHz - MARQUEUR

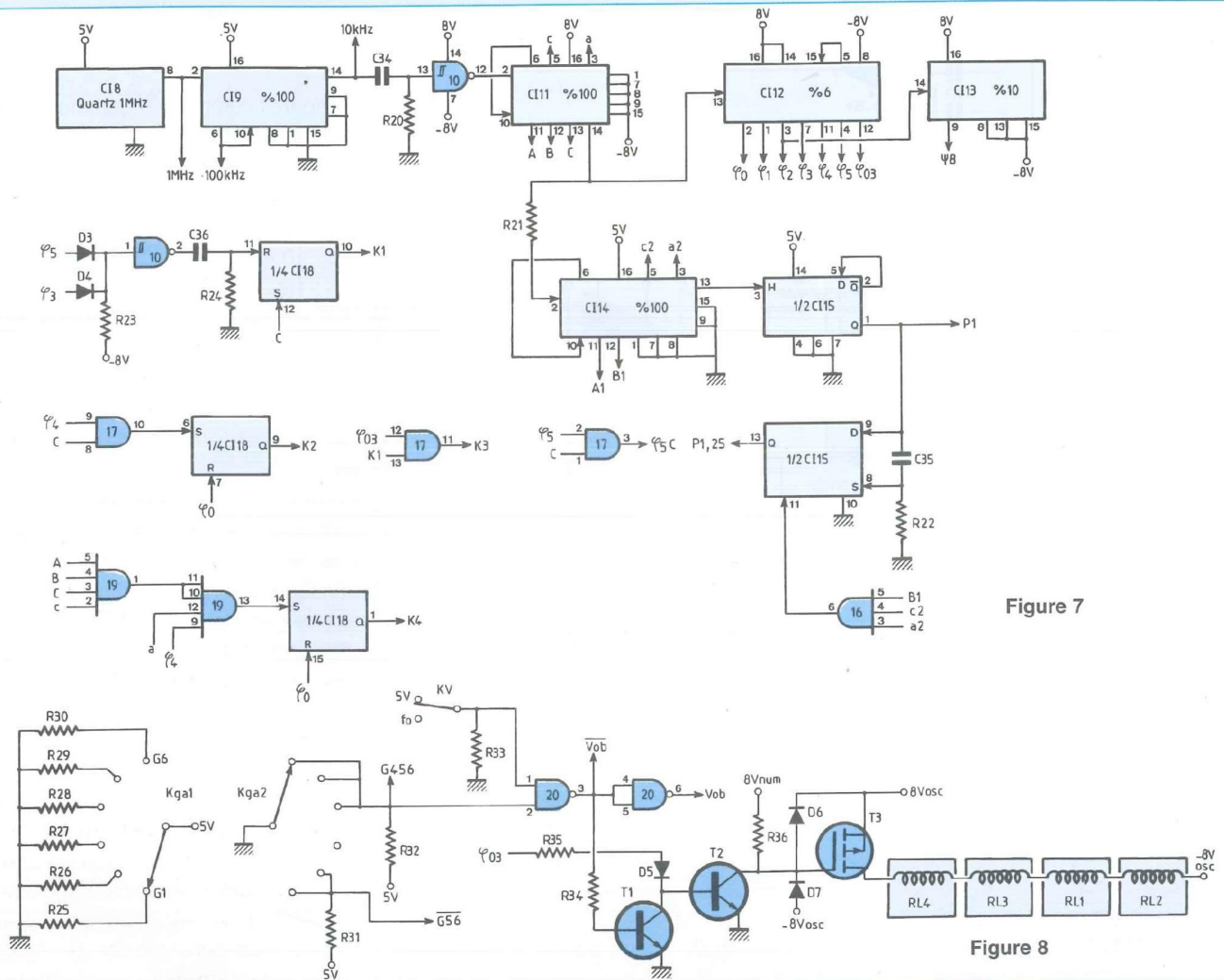


Figure 7

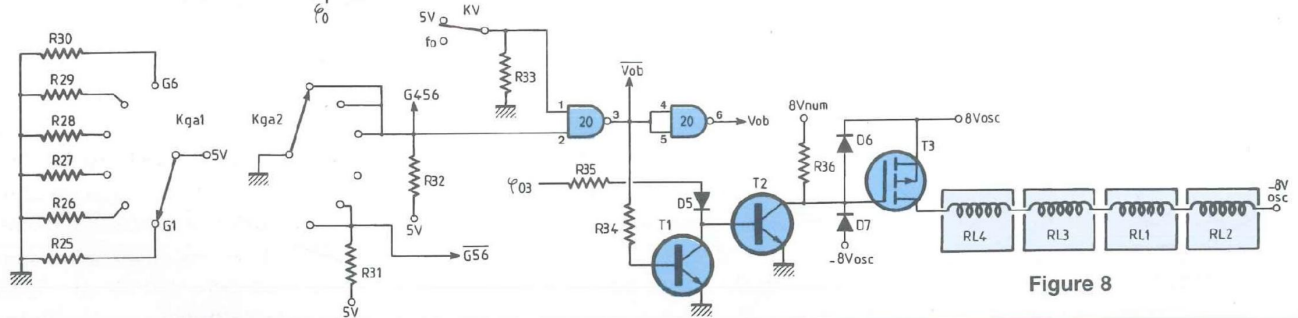


Figure 8

tés C30 à C32 permettant un gain plus élevé en bas de gamme. De même CI6 traite la gamme 5, et CI7 la gamme 6, sans correction supplémentaire. Du commun de Kgd1 émerge S11 (sinus de 11 V d'amplitude). Les variations d'amplitude y sont de 2 % en gammes 1,2 et 3 ; 5 % en gammes 4 et 5 ; 7 % en gamme 6.

LA BASE DE TEMPS

Un oscillateur intégré à quartz de 1 MHz CI8 attaque le diviseur par 100 CI9, alimenté comme lui entre 0 et 5 V. On passe ensuite à la logique haut niveau (8 et -8 V) nécessaire aux commutateurs par une porte du trigger CI10, qui attaque un autre diviseur par 100 CI11. Ensuite, il y a ramification. Une voie destinée à la vobulation continue à haut niveau sur le

diviseur Johnson par 6, CI12, lequel donne les φ_i en sorties, ainsi que $\varphi_{03} = \varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3$; puis un diviseur Johnson par 10, CI13, dont une sortie arbitraire suffit. On a choisi φ_8 . Son rôle est de permettre d'espacer les affichages consécutifs de fréquence de 0,6 s au lieu de 60 ms, pour la lisibilité du résultat. L'autre voie est destinée à l'utilisation en fréquence fixe, et revient en niveau TTL. On obtient donc 1 Hz en sortie de CI14 ; une section de la bascule D/CI15 est un diviseur par 2, donnant P1 : porte ouverte pendant 1 s sur 2. L'autre section donne P1,25, ouverte pendant 1,25 s sur 2. L'appareil comporte en effet un octupleur de fréquence. Avec cette seconde porte, on aura pour les fréquences faibles 10 fois plus de précision pour la même période de 2 s de mesure.

Mais cet octupleur est plutôt nécessité pour la mesure en vobulation. La porte de comptage normale est alors $\varphi_8\varphi_5$, ouverte pendant 10 ms. En gamme 6, on obtient un affichage de 1000 à 15000 points, convenable. Mais l'affichage ne serait plus que de 100 à 1500 points en gamme 5, et 10 à 150 en gamme 4. Dans ces deux gammes, la porte de comptage est φ_8K4 , K4 étant ouvert pendant les dernières 2,5 ms de φ_4 , et les 10 ms de φ_5 . Le passage du compteur de CI11 à 75 pendant φ_4 déclenche une bascule RS de CI18, qui revient à zéro par φ_0 .

LE VOBULATEUR

La figure 8 montre la commande des relais Reed, et fait apparaître la dernière galette du commutateur de gammes,

L'ANTI - BARKHAUSEN

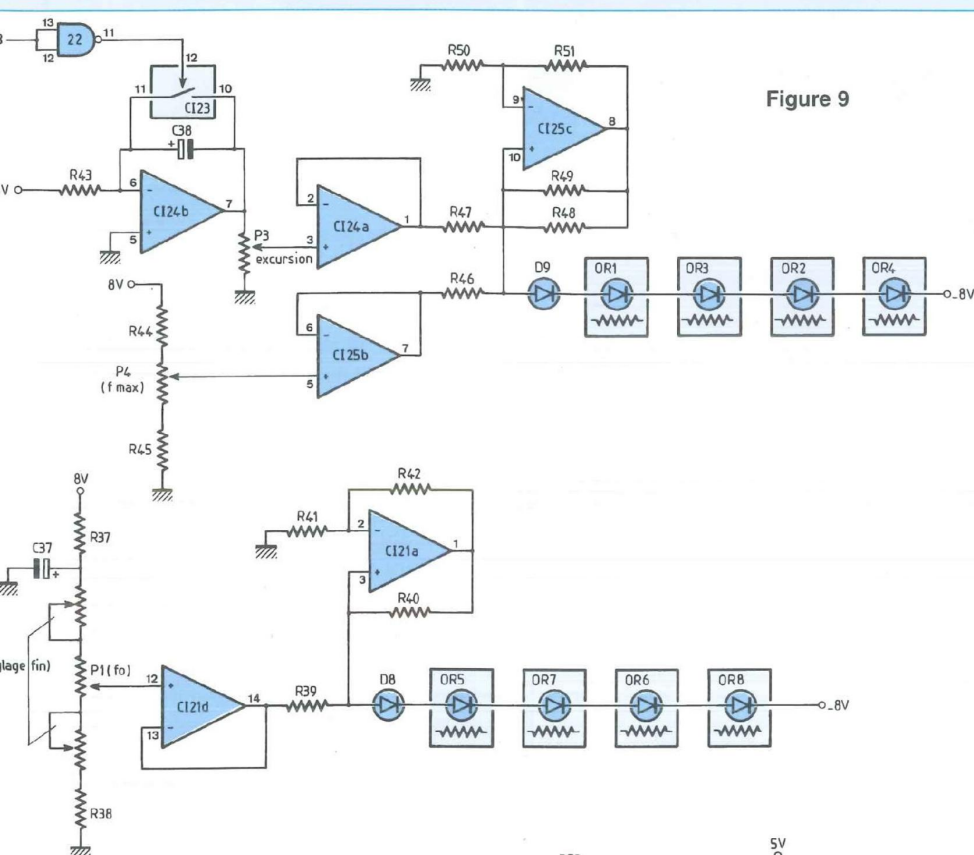


Figure 9

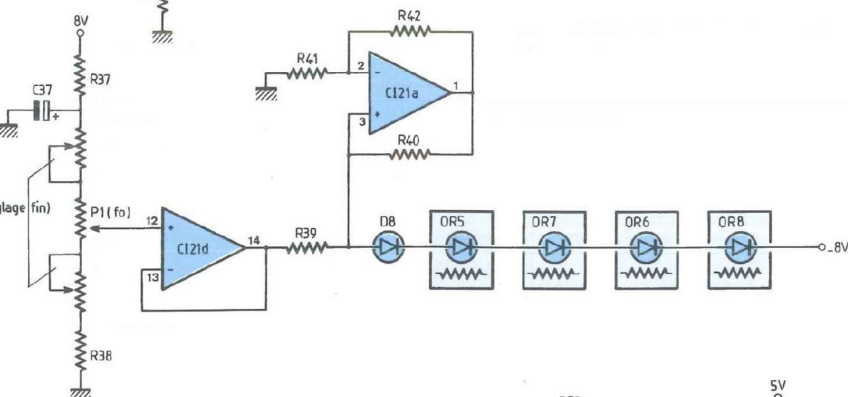


Figure 10

dont une section donne G1 à G6. L'inverseur KV (Vobulation-fréquence fixe) voit la commande de vobulation acceptée seulement en gammes 4,5 et 6 par CI20. Dans ce cas, T1 reste bloqué, donc pendant les phases 0 à 3, T2 et T3 conduisent et mettent les relais Reed au travail. L'utilisation d'un MOS permet de transmettre la commande d'un module à l'autre sans échange de courant. D6 et D7 protègent la grille du MOS lorsque la nappe de liaison à T2 est retirée.

La figure 9 montre les commandes d'op-torésistances. En fréquence fixe, les potentiomètres P1 pour le réglage large et P2 (double) pour le réglage fin, déterminent une tension de 0,1 V à 2 V environ. Celle-ci, reproduite par un suiveur, attaque un convertisseur tension-courant donnant dans les OR un courant égal à la tension sélectionnée divisée par $R39 = R40$. Il faut de plus que $R41 = R42$.

Une rampe descendante de 0 à -2 V est obtenue en sortie 7 de CI24 pendant K3, le potentiomètre P3 en prélève une fraction déterminant l'excursion, pendant que P4 sélectionne une tension fixe déterminant la fréquence maximum. CI25c est un convertisseur tension-courant fournissant aux OR un courant égal à la somme des tensions prélevées par P3 et P4, divisée par la valeur commune de $R46, R47, R48$ et $R49$. Il faut de plus que $R50 = R51$.

Les LED D8 et D9 permettent de contrôler le fonctionnement lors de la construction, et aussi d'éviter plus sûrement la saturation en sortie de CI21a et CI25c.

L'OCTUPLEUR DE FREQUENCE

On dispose en sortie de CI2 d'une sinusoïde S2 en avance de phase de $\pi/2$ par rapport à S3, et d'une amplitude 1,6 fois plus faible. CI26b donne S2 avec l'amplitude de S3. D'autre part CI27a donne en sortie $S4 = (S2 - S3) / 1,4$ de même amplitude, en avance de $3\pi/4$ sur S3.

GÉNÉRATEUR VOBULÉ 1 Hz - 1,5 MHz - MARQUEUR

Figure 11

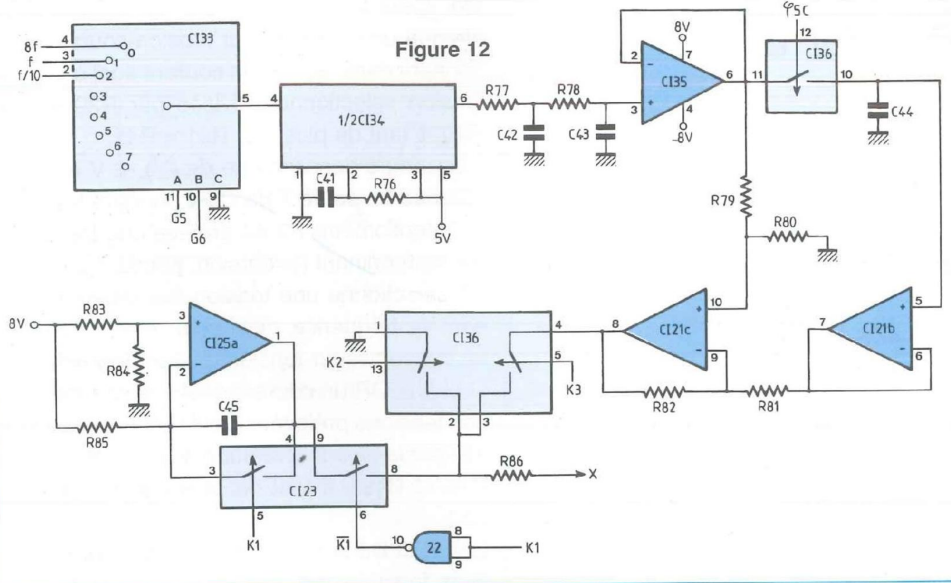
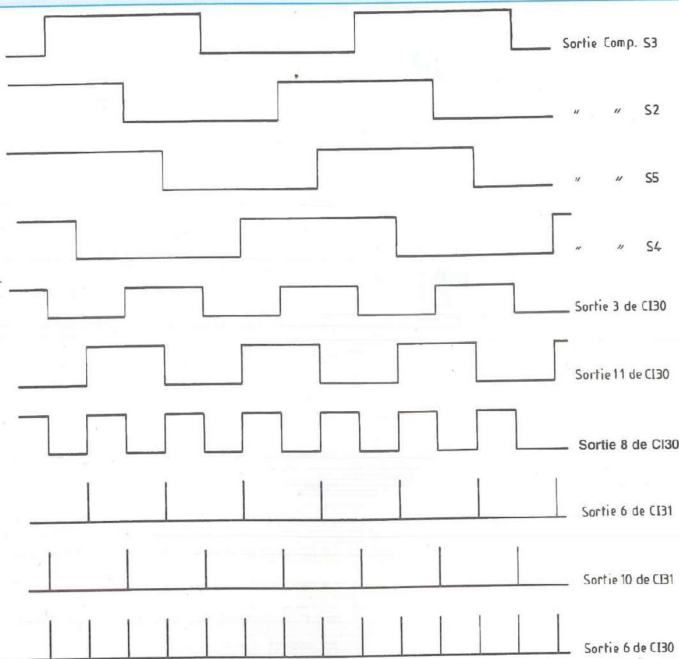


Figure 12

En figure 10 se trouve également le diviseur par 100 C132, fournissant les fréquences utiles $f/2$, $f/10$ et $f/100$.

LA SORTIE X

Il faut en vobulation une tension proportionnelle à la fréquence d'oscillation, donc un convertisseur fréquence-tension. Celui-ci est réalisé classiquement par un monostable (appartenant à C134), et la saisie de la valeur moyenne en sortie avec un filtre passif passe-bas et un suiveur (C135) : figure 12. Les impulsions de sortie étant de durée constante, la valeur moyenne est bien proportionnelle à la fréquence des impulsions d'entrée. Celles-ci seront à la fréquence $f/10$ en gamme 6, f en gamme 5, et $8f$ en gamme 4. Ainsi le monostable n'a pas besoin de commutation ; de plus la fréquence directe serait trop grande en gamme 6, et trop faible en gamme 4 à cause de la constante de temps du filtre passe-bas.

Le palier relatif au marquage est échantillonné par $\phi 5C$, et est obtenu en sortie de C121b. Appelons X_{vob} la sortie de C135, et X_o celle de C121b. C121c est un soustracteur donnant $(X_{vob} - X_o)$.

L'intérêt de cette opération est d'obtenir X toujours à peu près centré sur le zéro, ce qui permet d'amplifier au mieux la trace sur l'écran sans l'en faire sortir. Une conséquence logique et légitime, mais un peu déroutante, est de voir se déplacer la courbe de réponse, et non la marque, par action sur la fréquence de marquage.

C125a donne la rampe descendante pour le marquage de l'axe horizontal.

Et bien sûr, la marque verticale doit être faite avec X à la masse car :

$$X_o - X_o = 0.$$

Dans notre prochain numéro, nous aborderons l'étude théorique du module Fréquence-mètre - Périodémètre, puis l'alimentation des premiers modules, nécessitant des tensions de $+5V$, $\pm 8V$ et $\pm 18V$. Nous pourrions alors réaliser ces premiers modules.

à suivre...

Georges Lavertu

Et C127b donne $S5 = (S2 + S3) / 1,4$ de même amplitude, en avance de $\pi/4$ sur $S3$.

Ces quatre sinusoïdes attaquent chacune un comparateur, tous les comparateurs étant identiques. Les déphasages induits par l'hystérésis indispensable sont les mêmes pour les quatre, puisque les entrées ont la même amplitude, donc ne gênent pas. Trois portes XOR donnent un signal logique de fréquence quadruple (suivre le diagramme de la figure 11).

Pour doubler encore la fréquence, on attaque enfin un monostable double, l'un

étant déclenché par le front montant, l'autre par le front descendant. Une dernière porte XOR donne finalement des impulsions positives à la fréquence $8f$. Le résultat ne peut être parfaitement rigoureux parce que $S2$ est distordue, mais la répartition des impulsions est acceptable pour que leur comptage donne bien $8f$. Les impulsions doivent être très courtes, puisque l'octupleur est utile en gamme 5, donc les impulsions vont jusqu'à 1,2 MHz. Le monostable doit être un 4528, qui peut fournir des impulsions plus courtes que le 4098.

WBT®

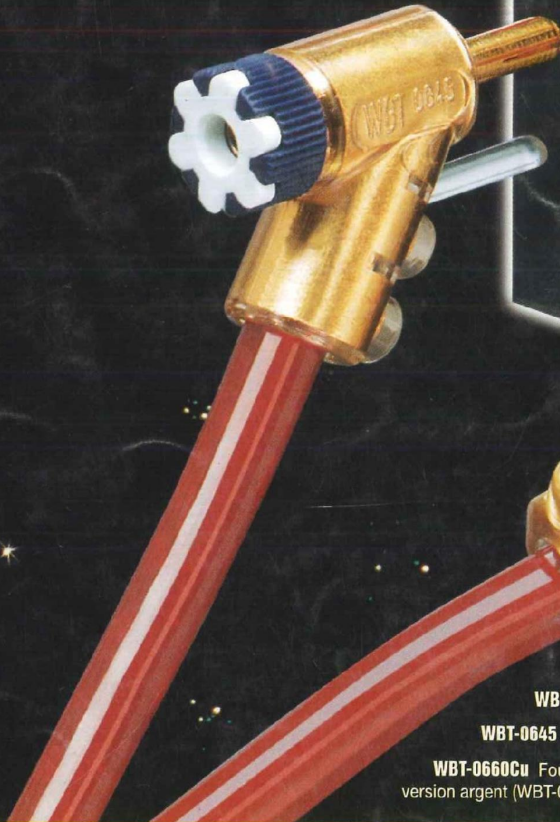
Avez-vous déjà eu
l'embaras
du (bon) choix ?



WBT-0108
Fiche coaxiale
68% de cuivre
5 couches d'or 24 carats
montage en sertissage
existe en version soudable



WBT-0201
Fiche coaxiale châssis
68% de cuivre
montage par soudure
existe en version à sertir



WBT-0645 Fiche banane coudée - 52% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats



WBT-0745 Fiche banane femelle - 52% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats

WBT-0645 Fiche banane coudée - 52% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

WBT-0660Cu Fourche - 100% de cuivre - 3 couches d'or 24 carats - existe en version argent (WBT-0660Ag)

Curat & Mc Lahan - photos non contractuelles

BC Acoustique

ENCEINTES HAUTE-FIDÉLITÉ

BP 306 - 94709 Maisons-Alfort Cedex - Tél. : 01 43 68 25 00 - Fax : 01 43 68 37 00
informations sur internet - <http://www.bc-acoustique.com>

BC Acoustique n'est pas seulement un concepteur d'enceintes français réputé aux quatre coins du globe, nous sommes aussi connus pour être des passionnés résolus... Les fabricants des meilleurs produits mondiaux nous ont sollicités afin de distribuer leurs produits. **WBT**, **CHORD** et **SEAS** sont ainsi distribués par nos soins avec l'amour de la musique et le professionnalisme qui nous caractérisent.

Vous pouvez obtenir une documentation ou l'adresse des revendeurs agréés de ces produits **sur simple demande**.