

Leed

COURS N° 7 : ET SI ON PARLAIT : « TUBES »

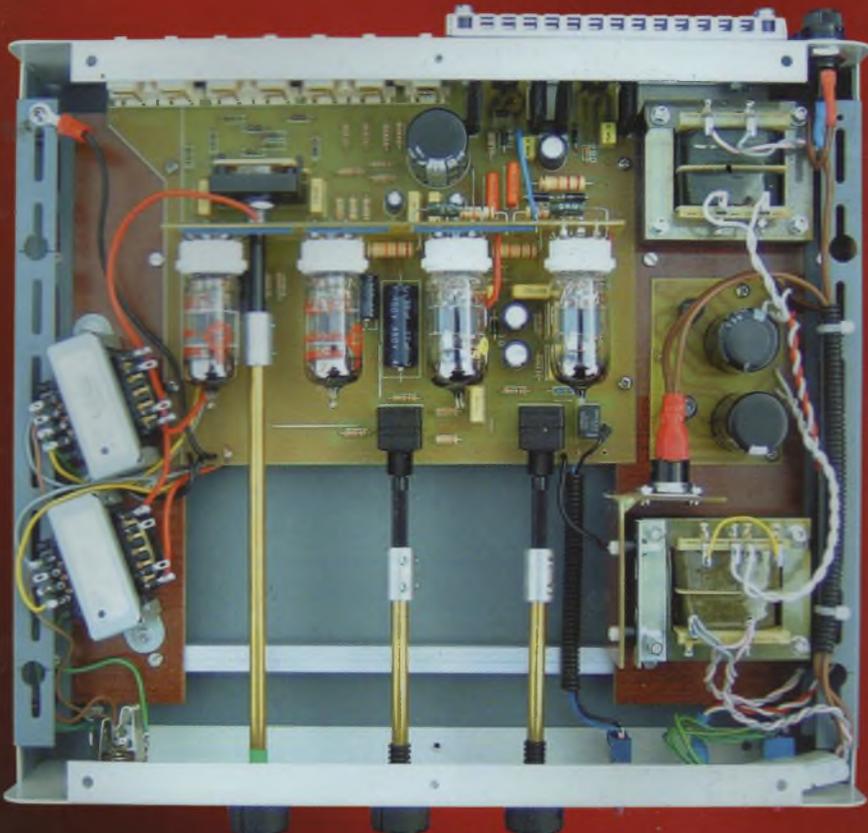
PRÉAMPLIFICATEUR SRPP ECC81/ECC82

ALIMENTATION HT TRÈS FAIBLE BRUIT

LAMPEMÈTRE PROFESSIONNEL MODULAIRE

CAMÉRA CCD SEMI-PROFESSIONNELLE

LE PROGRAMME D'ACQUISITION « KOOL »



PRÉAMPLIFICATEUR SRPP

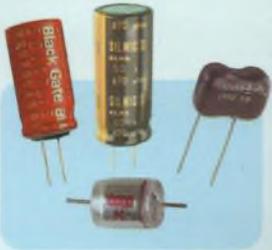


CAMÉRA CCD



Quoi de Neuf chez Selectronic ...

Composants pour montages AUDIOPHILES ...



Condensateurs

BLACKGATE :

- Série BG : pour découplage,
- Série BG-C : pour liaison,
- Série BG-N : non polarisés

ELNA : SILMIC-II

STYROFLEX de précision

- de 100 pF à 82 nF

MICA argenté 1%

- de 10 pF à 100 nF

Transformateurs d'alimentation type "R"

Ce qui se fait de mieux pour vos appareils audio

- Faibles pertes.
- Très faible capacité E/S.
- De 30 VA à 500 VA.



Supports téflon

Pour vos réalisations à TUBES

Supports en PTFE (téflon) massif usiné.
Contacts ARGENTÉS (sauf indication contraire).



Pour tubes :

300B, WE274A, KT88, 6550A, 6SN7, EL84, ECC83, 12AU7, 12AX7, 845, etc.

Galva ronds

Design RÉTRO "AVIATION"

Dimensions : 40 x 40 x 40 mm. Perçage : Ø 39 mm.



Enjoliveur

Ampèremètres 50, 150 et 300 mA

Voltmètre ±300mVDC - Vu-mètre -20 à +3 dB

Enjoliveur pour d° (Aluminium anodisé "LAITON")

Kit PRÉAMPLI

Série

GRAND MOS



NOUVEAU

- Étages Classe A à FETs et MOS-FETs
- 7 entrées dont une RIAA et une symétrique
- 3 sorties dont une symétrique
- Télécommande IR • Etc

Kits

Selectronic

pour AUDIOPHILES



kit Triphon II

Série GRAND MOS

GRAND MOS

Le TRIPHON II est l'évolution ultime du célèbre filtre actif 3 voies TRIPHON. Nous y avons apporté de nombreuses améliorations d'ordre technique et pratique. Il bénéficie d'une exceptionnelle conception audiophile. Pour compléter idéalement le filtre, nous avons conçu un quadruple amplificateur classe A issu du Grand Mos. Transparence et musicalité absolues.

Section filtre actif

- Cellules R-C à pente 6 dB cascadeables
- 3 voies configurables en 6 ou 12 dB
- En 12 dB : filtre LINKWITZ-RILEY vrai
- Voie Médium : configurable en passe haut ou passe bande
- Fréquences de coupure : au choix
- Câblage réduit au strict minimum.

Divers

- Connectique Argentée - Isolant PTFE (Téflon)
- Circuits imprimés Verre-Téflon pour les cartes filtres et amplificateurs
- Utilisation de transistors soigneusement triés par paires complémentaires
- Coffrets reprenant l'esthétique du GRAND MOS, pour réaliser un ensemble harmonieux (face avant massive de 10mm et radiateurs latéraux).

Section amplificateurs

- Alimentations totalement séparées pour les voies droites et gauches
- 4 x16 W RMS / 8 ohms, pure classe A
- Technologie MOS-FET.

L'ensemble COMPLET Filtre + Ampli

115.4250-2 1828,00€ PROMO 1650,00 € TTC

Selfs JANTZEN AUDIO



Inductances de précision pour filtre d'enceinte "High end"

- Disponibles en 3 sections
- Gamme de 0,01 mH à 24 mH
- Tolérance : ±3%.
- Résistance série négligeable

Kit BASIC Préamp

Basique mais tout ce qu'il y a de plus AUDIOPHILE !



- Préamplificateur présenté en configuration minimum : 2 entrées commutables bénéficiant des meilleurs étages audiophiles disponibles
- Entièrement à composants discrets, condensateurs haut de gamme (Styroflex, BLACKGATE), potentiomètre ALPS
- Pourvu d'une entrée RIAA de très haute qualité ce préampli est idéal dans une installation simple, et / ou pour les personnes désireuses d'écouter ou graver leur disques viny sur PC.

Le kit COMPLET 115.6200 199,00 € TTC

Les NOUVEAUX kits AUDIOPHILES

Selectronic

Kit PRÉAMPLI PHONO

Pour cellule MC ou MD

- Impédance d'entrée adaptable
- Taux de distorsion : < 0,001%
- Respect de la courbe RIAA : < ±0,2 dB
- Circuit imprimé Verre / TÉFLON (PTFE)
- Alimentation séparée
- Condensateurs STYROFLEX, BLACKGATE, etc...

Kit DÉSYMÉTRISEUR de LIGNE

- Sorties sur prises RCA argentées
- Alimentations séparées

Kit SYMÉTRISEUR de LIGNE

- Sortie 600 Ω sur XLR Neutrik
- Alimentations séparées



NOUVEAU

Selectronic
L'UNIVERS ÉLECTRONIQUE

86, rue de Cambrai - B.P 513 - 59022 LILLE Cedex

Tél. 0 328 550 328 Fax : 0 328 550 329

www.selectronic.fr



NOS MAGASINS :

PARIS (Tél. 01.55.25.88.00

Fax : 01.55.25.88.01)

11, place de la Nation

75011 PARIS (Métro Nation)

LILLE

86 rue de Cambrai

(Près du CROUS)



NOUVEAU

Catalogue Général 2004

Envoi contre 5,00€ (10 timbres-poste de 0,50€)

Conditions générales de vente : Règlement à la commande : frais de port et d'emballage 4,50€, FRANCO à partir de 130,00€. Contre-remboursement : +10,00€. Livraison par transporteur : supplément de port de 13,00€. Tous nos prix sont TTC.

ATTENTION !

Nouvelle adresse :

Editions Périodes

2 à 12 Rue de Bellevue - 75019 Paris

Nouveau N° ☎ : 01 44 84 88 28

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
2-12 rue de Bellevue,
75019 Paris

SARL au capital de 7 774 €
Directeur de la publication :
Bernard Duval

Led

Bimestriel : 4,50 €
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 84 88 28

2-12 rue de Bellevue, 75019 Paris
Ouvert de 9h00 à 12h30 et de
13h30 à 18h00 - Vendredi : 17h00

Ont collaboré à ce numéro :

Rinaldo Bassi
Bernard Dalstein
Jacques Dudoret
Jérôme Gest
Jean-Louis Vandersleyen

Abonnements :

6 numéros par an :
France : 19 €
Etranger : 27 €
(Ajouter 8 € pour les expéditions
par avion)

Publicité :
Bernard Duval

Réalisation :
Editions Périodes

Dessinateur :
Pascal Mercier

Impression :
Berger Levraut - Toul
Imprimé en France

6

LA CLÉ DE L'ÉLECTRONIQUE À TUBES ? (COURS N° 7)

Lors du cours n°6, souvenez-vous, nous avons inséré dans le circuit d'anode de notre tube une résistance R_a que nous avons baptisée « résistance de charge ». C'est la présence de cette résistance qui sera la clé de la fonction amplificatrice de notre tube, puisque c'est la valeur en ohms (Ω) de cette résistance qui définira ce que l'on appelle la « droite de charge ». Voyons cela ensemble.

12

PRÉAMPLIFICATEUR SRPP

Ce préamplificateur a été conçu pour former avec l'amplificateur Push-Pull, décrit dans notre précédent numéro, un ensemble complémentaire qui se devait d'être à la hauteur des performances de ce dernier. Il permet la sélection de cinq sources, possède une sortie enregistrement, une sortie 1 Veff à basse impédance et une sortie pour casque.



26

ALIMENTATION HAUTE TENSION À TRÈS FAIBLE BRUIT

L'alimentation qui sera décrite ici présente des caractéristiques hors du commun en termes d'impédance de sortie et surtout de bruit résiduel. Nous allons, en effet, pouvoir obtenir une impédance inférieure à 10 m Ω pour seulement quelques fractions de mVeff de bruit en sortie. Et ce, avec une rapidité à faire pâlir tous les soit-disant « bons régulateurs », puisque le retard introduit par l'alimentation ne sera que d'environ 0,1 μ s, ce qui correspond à une bande passante équivalente de 10 MHz.

36

LAMPÈMÈTRE D.J 2003 (2° PARTIE)

Cette deuxième partie est entièrement consacrée aux différents circuits imprimés et plans de câblage de notre lampemètre. Lesquels serviront ensuite aux interconnexions générales que nous aborderons en troisième partie.



48

CAMÉRA K2 LE PROGRAMME D'ACQUISITION KOOL (4° ET DERNIÈRE PARTIE)

La caméra K2 ne pourra produire des images qu'associée à un logiciel spécifique. Le programme « Kool » V3.00 assure le pilotage de la K2. Il pilote la carte d'interface 12 bits à partir du port parallèle bidirectionnel et ne fonctionne donc qu'à partir de Windows 95 (Microsoft).



65

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS ET BULLETIN D'ABONNEMENT

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.

VENTE AU NUMÉRO

à adresser aux ÉDITIONS PÉRIODES, Service abonnements, 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris

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° 154

- Multimètre 4 rampes 35 000 points (2^{ème} partie)
- La 300B en push-pull classe A de 20 Weff et 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° 156

- En Savoir Plus Sur : La protection des transistors de puissance bipolaires
- Module amplificateur de 150 Weff à TDA7294
- Filtre actif 2 voies pour caisson d'extrême grave (4^{ème} partie)
- Caméra CCD d'instrumentation équipée du capteur TC237 (7^{ème} partie)
- Générateur vobulé 1 Hz - 1,5 MHz avec marqueur

N° 158

- Commande d'un moteur Pas à Pas bipolaire avec le kit de développement 68HC11
- Préamplificateur bas niveaux à tubes ECC83/ECC81 pour platines vinyls ou microphones
- Enceinte deux voies Euridia 2000
- Générateur vobulé 1 Hz - 1,5 MHz avec marqueur (3^{ème} partie)

N° 159

- Commande d'un moteur Pas à Pas Unipolaire avec le kit de développement 68HC11
- Enceinte deux voies Euridia 2000 (2^{ème} partie)
- Générateur vobulé 1 Hz - 1,5 MHz avec marqueur l'Anti-Barkhausen (4^{ème} partie)
- Le single : amplificateur de 2 x 8 Weff en classe A

N° 160

- Caméra Kitty : l'interface 12 bits (8^{ème} partie)
- Les Tubes KT88 / KT90 : un push-pull en ultra-linéaire classe AB1 de 2 x 50 Weff
- BC Acoustique/SEAS : kits d'enceintes pour le HC
- Le Single II : amplificateur de 2 x 11 Weff en classe A avec tétrodes 6550

N° 161

- Caméra CCD d'instrumentation : programmation de la carte 12 bits (9^{ème} partie)
- La Coaxiale : mini enceinte de 5 litres
- Le Triode 845 : amplificateur de 2 x 18 Weff en Single End sans contre-réaction (1^{ère} partie)

N° 162

- Boîte de mesure secteur
- GBF Synthétisé 0,1 Hz - 102,4 kHz (1^{ère} partie)
- Horloge murale avec fonction Thermomètre : une application du kit de développement 68HC11
- Le Triode 845 : amplificateur de 2 x 18 Weff en Single End sans contre-réaction (2^{ème} partie)

N° 163

- Horloge murale avec fonction Thermomètre : une application du kit 68HC11 (2^{ème} partie)
- Filtre actif 2 voies à triodes ECC83, pente d'atténuation de 12 dB/octave
- GBF synthétisé 0,1 Hz - 102,4 kHz : 2 sorties multifonctions à déphasage programmé ou sinus vobulé avec marqueur (2^{ème} partie)
- Le Triode 845 (3^{ème} partie)
- La Mesure des résistances de faibles valeurs Milli-Ohmmètre de précision

N° 168

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- Préampli haut niveau à tubes : ECC83 / ECC81 4 entrées / 2 sorties à basse impédance
 - Un bloc amplificateur mono de très forte puissance : 280 Weff/8 Ω avec des LM3886 (1^{ère} partie)

N° 169

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- Amplificateur de 2 x 60 Weff : un push-pull de tétrodes 6550 avec déphaseur 6SN7
 - Préampli à tubes ECC83/ECC81. Complément d'informations du haut niveau au bas niveau (2^{ème} partie)
 - Un bloc amplificateur mono de très forte puissance : 280 Weff/8 Ω avec des LM3886 (2^{ème} partie)

N° 170

- Correcteur d'acoustique 10 voies à amplis OP à FET OPA-604AP
- Le MICROCONTROLEUR SX28 (Scénix). Réalisation d'un chronomètre de précision (3^{ème} partie)
- Filtre actif triphonique de 24 dB/Octave. Aiguillage à 100 Hz
- Amplificateur classe A de 2 x 15 Weff avec tétrodes 6V6

N° 172

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- Push-Pull de 845 : Bloc mono de 40 Weff (1^{ère} partie)

N° 173

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- Push-Pull de 845 : bloc mono de 40 Weff (2^{ème} partie)
 - Les alimentations H.T. pour amplificateurs à tubes (1^{ère} partie)

N° 174

- Et si on parlait : « tubes » ? Remontons en arrière voulez-vous ? (Cours n°1)
- Réalisation d'un analyseur spectral audio 2x8 voies piloté par le kit SX28 (7^{ème} partie)
- Compte rendu d'écoute du push-pull 845
- Amplificateur en classe A Single-End avec MOS-FET 2SK1058, sans contre réaction
- Dispositif d'alimentation pour le rétro-éclairage des modules LCD
- Les alimentations pour amplificateurs à tubes (2^{ème} partie)

N° 175

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- La clé de l'électronique à tubes. (Cours n°2)
 - Single End en quatuor avec tubes 7189 ou EL84M
 - Filtre actif 2 voies butterworth ordre 6-36 dB/octave
 - Préamplificateur audiophile de très haute performance (1^{ère} partie)

N° 176

- La clé de l'électronique à tubes. Électron libre, pas pour longtemps !... (Cours n° 3)
- SRPP et bêta-follower
- Réalisation pratique du Préamplificateur audiophile (2^{ème} partie)
- Amplificateur stéréophonique double Push-Pull de tétrodes 6AS7-G ou 6080 : 2 x 18 Weff

N° 177

- La clé de l'électronique à tubes. De l'audion à la triode (Cours n° 4)
- Mu-Follower de puissance mono-tube (1^{ère} partie)
- Préamplificateur audiophile 6 entrées (3^{ème} partie)
- K2, notre caméra CCD destinée à l'astronomie : la tête optique (1^{ère} partie)
- Push-pull de 2A3 : 2 x 12 Weff / 4 et 8 Ω sans contre-réaction

N° 178

- La clé de l'électronique à tubes. (Cours n° 5)
- Mu-follower de puissance mono-tube (2^{ème} partie)
- K2, notre caméra CCD destinée à l'astronomie : l'alimentation (2^{ème} partie)
- Correcteur RIAA économique
- Préamplificateur audiophile 6 entrées (4^{ème} partie)
- HP coaxial radian 508/2B

N° 179

- La clé de l'électronique à tubes (Cours n° 6)
- Lampemètre professionnel (1^{ère} partie)
- K2, notre caméra CCD destinée à l'astronomie : l'interface 12 bits (3^{ème} partie)
- Amplificateur Push-Pull d'EL84 en ultra linéaire : 2 x 12 watts efficaces

Je vous fais parvenir ci-joint le montant de €

par CCP par chèque bancaire par mandat

4,60 € le numéro
(frais de port compris)

Je désire :

- ...n° 151 ...n° 159 ...n° 163 ...n° 177
...n° 154 ...n° 160 ...n° 170 ...n° 178
...n° 156 ...n° 161 ...n° 174 ...n° 179
...n° 158 ...n° 162 ...n° 176

NOM : PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL : VILLE :

Photocopies d'articles **PRÉCISER L'ARTICLE**

- ...n° 168 ... n° 172 ... n° 175
...n° 169 ... n° 173

Pot. Professionnel ALPS

AUDIO stéréo logarithmique
2x10K, 2x20K, 2x50K, 2x100K
17,00€ pièce

Pot. SFERNICE P11

MONO LINÉAIRE : 470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 7,50€
MONO LOG. : 470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 7,50€
STÉRIO LINÉAIRE : 2x2K2, 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K, 2x1M 11,30€
STÉRIO LOG. : 2x2K2, 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 13,90€

XLR NEUTRIK

Fiche mâle	Fiche femelle	Chassis
droit	gauche	droit
3	7,50€	8,40€
3*	8,10€	8,90€
4	5,30€	6,80€
5	7,80€	9,50€
6	10,70€	16,70€
7	12,20€	18,20€

* noir doré

JACK 6.35 Professionnel

Mono mâle droit 6.35mm	4,30€
Mono mâle gauche 6.35mm	4,80€
Stereo mâle droit 6.35mm	5,90€
Stereo mâle gauche 6.35mm	6,50€
Stereo femelle droit 6.35mm	6,80€
Stereo femelle gauche 6.35mm	7,10€

Jacks 3.5mm Fastine/Neutrik

Fastine	3,50€
Neutrik	5,00€

Convertisseur 12V >220V (ou 24V >220V)

Marque Profitec

12V > 220V	83,70€
24V > 220V	108,00€
150W max	240,00€
300W max	390,00€

Câble Haut-Parleur Professionnel

2x0,75mm ² Cullman, type méplat	1,00€
2x1,5mm ² Cullman, type méplat	2,40€
2x2,5mm ² Cullman, type méplat	2,50€
2x4,0mm ² Cullman, type méplat	3,50€
2x6,0mm ² Cullman, type méplat	4,60€
2x2,5mm ² Cullman, Cu argenté, type méplat	3,75€

Tubes électroniques

ECC 81	10,70€	KT 88 la paire	83,00€
ECC 82	11,45€	KT 90 la pièce	65,55€
ECC 83	10,00€	300B (EH)	
12AX7 (EH)	17,00€	la paire	299,00€
ECC 84	9,95€	7189=7320	
ECC 86	19,10€	la paire	78,00€
EL 34 (EH)	18,00€	6L6 (Sovtek)	19,50€
EL 34 la paire	45,00€	6L6 (STA)	
EL 84 (Sovtek)	10,00€	la paire	38,00€
les 2 appariés	25,00€	6SN7	26,00€
EL 84 les 10	70,00€	845	77,00€
EZ 81 / 6CA4	18,00€		

Coffrets GALAXY

Coffrets très robuste en 3 éléments assemblés par vis : façades avant et arrière en aluminium 30/10° anodisé, côtés en profée d'aluminium noir formant dissipateur de chaleur. Fond et couvercle en tôle d'acier 10/10° laquée noir.

GX143	12,4x4x7,3	28,00€	GX187	12,4x4x17	38,90€
GX147	12,4x4x17	32,90€	GX247	23x4x17	43,00€
GX247	23x4x17	43,00€	GX243	23x4x23	45,00€
GX243	23x4x23	45,00€	GX248	23x4x28	42,70€
GX248	23x4x28	42,70€	GX347	33x4x17	45,00€
GX347	33x4x17	45,00€	GX343	33x4x23	46,90€
GX343	33x4x23	46,90€	GX348	33x4x28	49,90€
GX348	33x4x28	49,90€			

Jusqu'au 31 décembre 2003, expédition* gratuite à partir 50€ de commande !

Pour les objets lourds (transfo, coffret métal, soudure), 2€ de port par objet (*)France métropolitaine uniquement

LED 5mm blanche 5000 mcd / 20° @ 20mA 1,20€ l'unité par 10

Auto-transfo. 220/110V 100VA - 15€



ENFIN! UN PERE NOEL HEUREUX DES REDUCTIONS ET PROMOTIONS FAITES A ST QUENTIN RADIO!

Transformateurs amplificateurs à tubes HEXACOM

Transformateur d'alimentation, pour amplis à lampe unique et push-pull

Pour ampli de:	8/12W	12/15W	15/20W	20/30W	30/50W	50/80W	100/120W
Puissance	TU75	TU100	TU120	TU150	TU200	TU300	TU400
Référence							
Secondaire							
HT 2x250V et 2x300V	75mA	100mA	120mA	150mA	200mA	300mA	500mA
Chauffage 0-5-6-3V	1,5A	2A	3A	3A	4A	4A	6A
Chauffage 6-3V	3A	4A	5A	5A	6A	8A	12A
Chauffage 5V						3A	5A
Prix	48€	58€	63€	78€	91€	105€	135€
Modèle en cuve	80€	89€	105€	113€	129€	144€	188€
Poids	1,7Kg	2,2Kg	2,6Kg	3,3Kg	4,1Kg	5,4Kg	7,4Kg

Transformateur de sortie, pour amplis à lampe unique

Version éco	Puissance	8/10W	12/15W
	Série	ECC8	EC12
	2500 ohms	32€	39€
	3500 ohms	32€	39€
	4500 ohms	32€	39€
	7000 ohms	32€	39€
	Poids	0,65Kg	1,15Kg

Transformateur de sortie, pour amplis à lampe «push-pull»

Pour ampli de:	35W	65W	100W	
	Série	EPP35	EPP65	EPP100
	3500 ohms	120€	151€	184€
	5000 ohms	120€	151€	184€
	6600 ohms	120€	151€	184€
	8000 ohms	120€	151€	184€
	Poids	1,7Kg	3,3Kg	7,4Kg

JBC Fer à souder 220V

JBC 14ST - 11W	34,00€
JBC 30ST - 24W	27,50€
JBC 40ST - 26W	27,50€
JBC 65ST - 36W	29,90€
DS fer à dessouder	50,00€
SL2020 fer thermostaté	70,00€

Cond. de démarrage polypropylène

1µF/450V	7,00€	12µF/450V	9,00€
1,5µF/450V	8,00€	16µF/450V	9,50€
2µF/450V	8,00€	20µF/450V	11,00€
4µF/450V	10,00€	25µF/450V	12,20€
8µF/450V	10,00€	35µF/450V	14,50€
10µF/450V	10,00€	50µF/450V	20,00€

Cond. SCR polypropylène axial

0,01µF/1000V	2,50€
0,022µF/1000V	2,50€
0,1µF/1000V	2,75€
0,22µF/1000V	2,90€
0,33µF/1000V	3,50€
0,47µF/1000V	3,80€
1,0µF/630V	4,00€
2,2µF/630V	4,50€
4,7µF/400V	4,00€
10µF/400V	8,50€

Sonomètre digital

Réf 33 2055 Affichage digital 3 chiffres, bargraph 21 pts, de -50 à +126 dB, mémoire, moyenne intégrée, indicateur - en dessous, au dessus niveau-, courbe A et C, sélection mode de réponse, indicateur niveau max. sortie jack

78,00€

Composants divers

GOLD CARD	8,00€	Support 6br	0,30€
SILVERCARD	15,00€	Support 18br	0,50€
GREENCARD	15,00€		
FUNCARD4	15,00€		
FUNCARDS	15,00€		
PIC 16F84-04P	7,50€	PIC 1A	59,00€
PIC 16F873-20P	13,00€	INFINITY	78,00€
PIC 16F876-04P	11,00€	CAR 04	95,00€
24C16	2,30€	CAR 06 (USB)	116,00€

Alimentation à découpage Compacte, entrée secteur 100/230VAC

V924 - 9/12/15V 1,5A - 18V/20V 1,2A - 24V 1A	29,00€
PSSMV1 - 3/4,5/6/7,5/9/12V - 0,8A - 86g	22,00€
PSSMV4 - 5/6/7,5/9/12/15V - 3,6A - 95x55x30mm	54,75€
PSSMV5 - 12/15/18/20/22/24V - 2,3A - 67x29x74	54,75€
PSS1212 - 12V - 1,2A miniature (fl.alm.2,1mm)	18,30€
V350 - 15/16/18/19/20/22/24V 2,9A à 3,5A 415g	58,00€

Alimentation 100/230V - 70W - 1 sortie - Livrée avec 8 fiches différentes, pour ordnat, portable, écran plat...

MODEL 0179 - 70W - 8A5V - 7,5A8V - 7A7V - 6,5A8V - 6A9V - 5,5A10V - 5,3A/11V - 5A/12V - 4,8A/13V - 4,5A/14V - 4,2A/15V - 3,9A/16V - 3,5A/17V - 3,5A/18V - 3,3A/19V - 3,2A/20V - 3,1A/21V - 3,0A/22V - 2,9A/23V - 2,9A/24V - 79,00€

Coffrets métalliques

Dimensions en cm - HxLxProf

LC630 6x10x13,2	15,00€	80105 8x10,5x15	15,40€
LC640 6x15x13,2	13,50€	80155 8x15,5x15	17,55€
LC650 6x20x13,2	14,00€	80255 8x25,5x15	20,00€
LC660 6x25x13,2	14,50€		
LC730 8x10x13,2	12,20€	8565 5,5x6,5x8,5	9,60€
LC740 8x15x13,2	15,75€	85105 5,5x10,5x8,5	10,55€
LC750 8x20x13,2	17,50€	85155 5,5x15,5x8,5	13,00€
LC760 8x25x13,2	17,55€	85205 5,5x20,5x8,5	13,30€
LC830 8x10x18	15,50€		
LC840 8x15x18	14,05€	55105 5,5x10,5x15	13,30€
LC850 8x20x18	16,95€	55155 5,5x15,5x15	15,40€
LC860 8x25x18	21,20€	55205 5,5x20,5x15	17,25€
LC870 8x30x18	22,90€	55255 5,5x25,5x15	19,10€
LC930 10x10x18	15,75€		
LC940 10x15x18	19,00€		
LC950 10x20x18	20,50€		
LC960 10x25x18	23,50€		
LC970 10x30x18	29,25€		
LC1030 12x15x22	20,15€		
LC1040 12x20x22	27,00€		
LC1050 12x25x22	25,65€		
LC1060 12x30x22	32,80€		
LC1070 12x35x22	36,80€		

À LA CHARGE !



La VT25 a été la reine des triodes audio anglaises, concurrente directe de la 300B américaine

Cette fois, ça y est ! Nous allons charger notre brave 12AU7/ECC82 afin de pouvoir lui faire émettre des sons ! Or, du son au bruit, la frontière est assez floue, croyez-moi ! La mode actuelle consiste à exposer fièrement nos amplificateurs aux tubes rougeoyants bien en vue, afin de prouver aux amis que l'on est bien un « audiophile à tubes »...

Le look des machines « super chromé » fait oublier à certains audiophiles que la fonction primordiale d'un amplificateur est d'amplifier mais surtout de « bien » amplifier, ce qui, hélas, n'est pas toujours le cas. Bien des amplificateurs émettent

des sons bizarres ! Lorsqu'on examine leurs structures internes, on se rend compte que certains constructeurs ont oublié que, du point de fonctionnement sur la droite de charge, va dépendre le comportement « objectif » et non « subjectif » de l'amplificateur. Mais tout d'abord, qu'est ce que la droite de charge ? Vous avez raison de poser la question, je me rends compte avec horreur que je me répands en digressions philosophico-audiophiliques, au lieu de vous expliquer clairement ce qu'est en réalité cette fichue droite de charge.

RETOUR

Reprenez, voulez-vous, le précédent numéro de Led (n°179, page 12). Souvenez-vous, sur la figure 6, nous avons inséré dans le circuit d'anode de notre tube, une résistance R_a que nous avons baptisée « résistance de charge ». C'est la présence de cette résistance qui sera la clef de la fonction amplificatrice de notre tube, car c'est la valeur en ohms (Ω) de cette résistance qui définira ce que l'on appelle la « droite de charge ». Vous verrez que, grâce à une construction graphique très simple, vous pourrez déterminer la majorité des qualités et des défauts de votre tube employé comme amplificateur. Vous êtes prêts ? Allons-y.

LA DROITE DE CHARGE

L'effet de la charge R_a sur une triode (et sur tous les tubes quels qu'ils soient) peut être défini avec précision et simplicité. Cela est habituellement pratiqué en superposant au réseau de caractéristiques statiques « la » = $f(V_a)$ une droite appelée « droite de charge » (figure 1)

COMMENT LA TRACER ?

C'est extrêmement simple. Choisissons une valeur arbitraire de R_a , par exemple

LA DROITE DE CHARGE

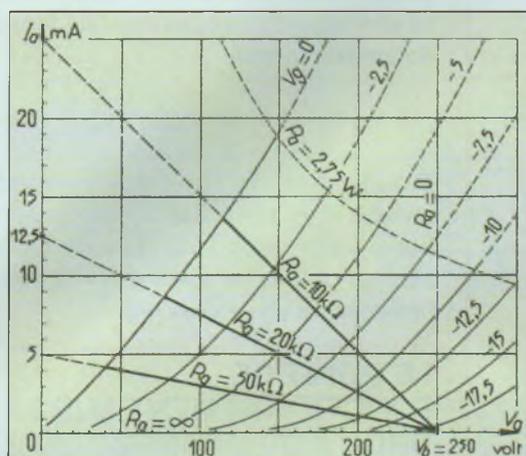


Figure 1 : Tracé de plusieurs droites de charge sur les réseaux « Ia » = f (Va) de la 12 AU7. L'exemple que nous avons choisi utilise la résistance de 20 kΩ. Amusez-vous à retrouver le tracé pour $R_a = 10\text{ k}\Omega$ et $R_a = 50\text{ k}\Omega$

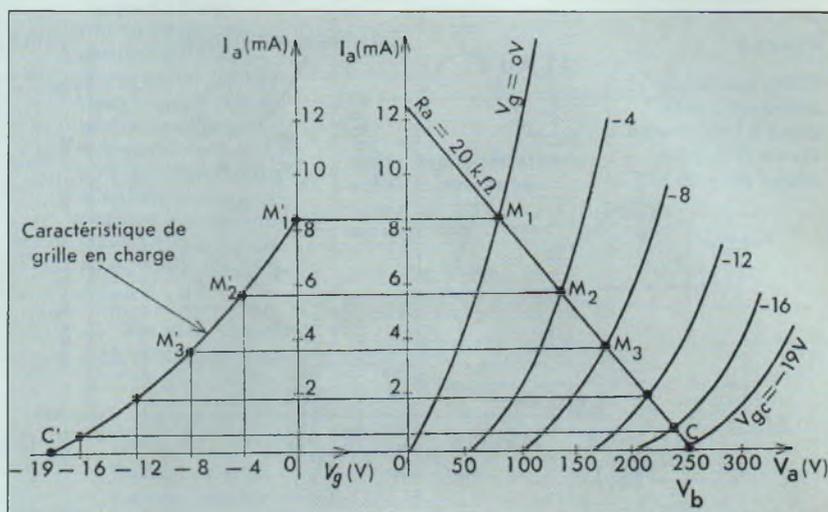


Figure 2 : Tracé de la caractéristique de transfert (grille en charge) pour une 12 AU7 correspondant à $R = 20\text{ k}\Omega$, pour une haute tension fixe de 250 volts C' , $M'1$ n'étant pas une droite, sa courbure va être une cause de distorsions

20 000 Ω (20 k Ω)) et supposons que nous disposions d'une tension d'alimentation haute tension de 250 volts. Supposons maintenant que le courant dans notre résistance de charge soit égal à zéro (ce qui correspondrait à notre tube bloqué). La tension « V_a » que nous mesurerions alors aux bornes du tube serait de 250 volts. C'est le point de départ initial de notre droite de charge. Supposons maintenant que dans le circuit circule un courant tel que la chute de tension dans R_a soit égale à « V_b ». C'est impossible puisque, dans ce cas, le tube ne pourrait plus rien débiter. Mais si cela était possible, la tension aux bornes du tube « V_a » serait égale à zéro. Calculons le courant nécessaire pour que la chute de tension dans R_a soit égale à 250 volts. En appliquant la loi d'Ohm (toujours elle !), on a : $U = R_a \cdot I_a$, donc « I_a » = U/R_a donc « I_a » = $250/20\ 000 = 0,0125\text{ A}$, soit 12,5 mA qui correspond à « V_a » = 0. En joignant ce point au point « V_a » = 250 volts, nous aurons tracé la droite de charge correspondant à

$$R_a = 20\text{ k}\Omega$$

Je le répète, le choix de cette charge de 20 k Ω pour une 12 AU7/ECC82 est parfaitement arbitraire. Cette charge peut être correcte ou incorrecte, nous avons d'ailleurs tracé sur la même figure plusieurs droites de charge correspondant à d'autres valeurs de R_a (10 k Ω et 50 k Ω). Amusez-vous à faire le calcul. Toutes les informations nécessaires de l'utilisation du tube avec une charge donnée vont pouvoir être extraites de ce simple tracé et, en particulier, ce qui nous intéresse au plus haut point : les caractéristiques de distorsion fabriquées par le tube dans un montage donné. Mais avant de vous livrer les « trucs » simples qui vous permettront d'opérer, il faut, pour bien comprendre, parler de la caractéristique de transfert d'un tube chargé.

LA CARACTÉRISTIQUE DE TRANSFERT D'UN TUBE CHARGÉ

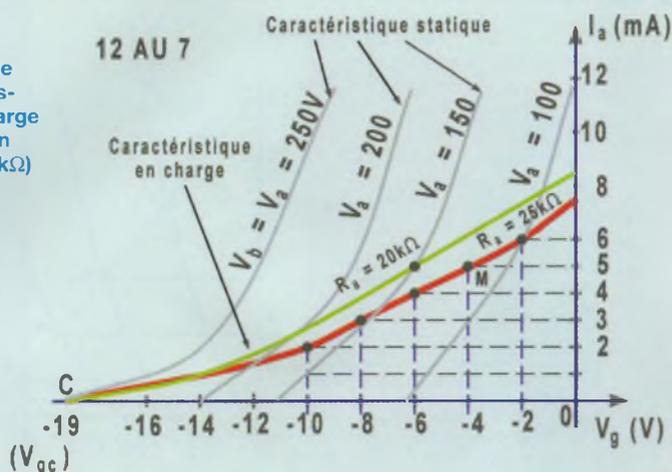
Cette caractéristique est aussi appelée « caractéristique dynamique » ou encore « caractéristique de grille en charge ». Sur la **figure 2**, nous avons repris une fois de plus le réseau « I_a » = f (Va) avec sa droite de charge à 20 k Ω . À gauche,

nous allons tracer une courbe telle que « I_a » = f (V_g) en fonction de cette droite de charge. Comment opérer ? C'est très simple. À chaque point d'intersection de la droite de charge avec les courbes « I_a » = f (V_a) correspond une valeur de la tension de grille et une valeur de courant d'anode. Il suffit de reporter à gauche, à chaque point d'intersection (M_1, M_2, M_3 , etc.), les points $M'1, M'2, M'3$, etc. correspondant à la même tension de grille reportée sur l'axe horizontal. En joignant ces points entre eux, on obtient une courbe qui est la courbe de transfert dynamique du tube pour une charge donnée (ici 20 k Ω).

Vous comprenez que, de la position de la droite de charge sur le réseau statique « I_a » = f (V_a) à V_g = constante, va dépendre la linéarité de la courbe de transfert. Vous pouvez constater que la courbe de transfert, qui est le reflet exact du fonctionnement du tube, n'est pas une droite. Ce serait trop beau ! Cette courbe de transfert ne serait une droite que dans le cas du fameux « réseau idéalisé » (voir Led n°179, p.9) qui comble d'aise les théoriciens purs et durs et les logiciels informatiques. Nous verrons plus loin que cette courbure de la

Figure 3

Cette courbe de transfert correspond à une charge R_a de $20\text{ k}\Omega$ (en rouge $R_a = 25\text{ k}\Omega$)



caractéristique de transfert sera la cause principale des distorsions qui affecteront nos chers amplificateurs. Or, pourquoi cette caractéristique de transfert est-elle courbe ? Si vous vous reportez à la figure 2, vous constaterez que les points M1, M2 et M3 ne sont pas équidistants. Ceci entraîne des positions relatives de M'1, M'2, M'3 telles, qu'avec la meilleure volonté du monde, il est strictement impossible de les relier par une simple ligne droite. Tiens ?... Vous avez pris un double-décimètre... Intéressant !... Et vous vous dites : « Si je fais pivoter ma droite de charge autour du point $V_b = 250$ volts, il me suffit de mesurer la distance en millimètres entre M1, M2, M3 et, éventuellement, M4, M5, etc. pour trouver une position de la droite de charge où la distance entre M1 et M2 se rapprochera de l'égalité avec M2, M3... ». Bravo ! C'est exactement ce qu'il faut faire, mais utilisez la figure 1 car, sur la figure 2, nous avons méchamment exagéré les espaces entre les courbes « $I_a = f(V_a)$ à $V_g = \text{constante}$, afin de mettre en valeur la courbure de la caractéristique de transfert. Que constatez-vous ? **Plus la résistance de charge augmente, moins la différence entre les points M1, M2, M3 est grande.** Si nous devons tracer la courbe de transfert correspondant, par exemple, à une

charge de $50\text{ k}\Omega$, on constaterait que celle-ci ressemblerait beaucoup plus à une droite, donc que **la linéarité serait supérieure** (moins de distorsions, nous verrons cela plus loin). Conclusion : augmentons la valeur de la résistance de charge et tout sera parfait. Halte là ! Jetez un coup d'œil sur la **figure 3**. Vous constatez que la courbe de transfert est très inclinée par rapport aux courbes statiques « $I_a = f(V_g)$ à $V_a = \text{constante}$, ce qui signifie que la pente dite « dynamique » du tube en charge n'a plus rien à voir avec la pente « statique ». Si on augmentait indéfiniment la résistance de charge, on obtiendrait **une courbe de transfert de plus en plus linéaire... au détriment de la pente dynamique !** À l'extrême, si votre résistance de charge devenait infiniment grande, la caractéristique de transfert serait rigoureusement droite. À ce moment-là, plus aucun courant ne circulerait dans le tube. Ce serait parfaitement absurde, on ne peut avoir le beurre et l'argent du beurre ! Comme le but de nos causeries est de déboucher sur une utilisation pratique des tubes électroniques, nous allons vous donner le « truc » avant de poursuivre. Lorsqu'il s'agit de triodes, et j'insiste pour les triodes uniquement (pour les pentodes, le choix de la résistance de charge est plus pointu), vous choisirez une résistan-

ce de charge égale à trois fois la résistance interne du tube, **au point de fonctionnement choisi.**

$$R_a = 3\rho \quad (R_a \text{ et } \rho \text{ en } \Omega)$$

On entend par « point de fonctionnement choisi », la tension d'anode « V_a » (et non pas la valeur de la haute tension « V_b ») pour un courant de repos « I_a » et pour une polarisation de grille $-V_g$.

LE POINT DE FONCTIONNEMENT SUR LA DROITE DE CHARGE

Ceci nous amène tout naturellement à vous parler du point de fonctionnement sur la droite de charge, car la tension « V_a » qui sera appliquée sur l'anode du tube sera égale à « V_b » moins la chute de tension $R_a \cdot I_a$ dans R_a

$$V_a = V_b - R_a \cdot I_a$$

Comme « I_a » va dépendre de la valeur de la tension de grille $-V_g$, vous comprenez bien que « V_a » peut varier dans trois grandes proportions. C'est ce qui explique aussi que l'on ne peut pas augmenter R_a indéfiniment. Pour maintenir « V_a » à une valeur suffisante, il faudrait en effet augmenter « V_b » dans des proportions non raisonnables. Certains constructeurs le font... aux risques et périls de l'utilisateur !

Examinons la **figure 4**. Nous avons représenté deux réseaux « $I_a = f(V_a)$ de notre 12AU7, traversés par une droite de charge R_a de $25\text{ k}\Omega$. À première vue, tout semble identique entre les deux montages. Regardez plus attentivement : ce qui change est la tension de grille. En haut, V_g a été fixée à -2 volts (point P), le courant va se stabiliser à 6 mA . Il y aura donc une chute de tension dans R_a et la tension « V_a » aux bornes du tube sera donc de :

$$V_a = V_b - R_a \cdot I_a = 250 - (25\,000 \times 0,006) = 250 - 150 = 100\text{ V}$$

Je me permets d'insister, c'est cette tension « V_a » qui nous intéresse et non pas « V_b ».

LA DROITE DE CHARGE

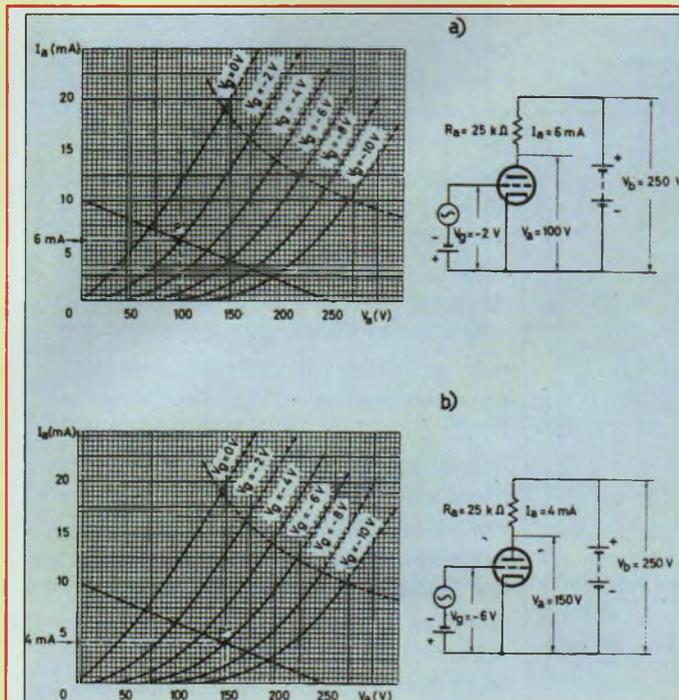
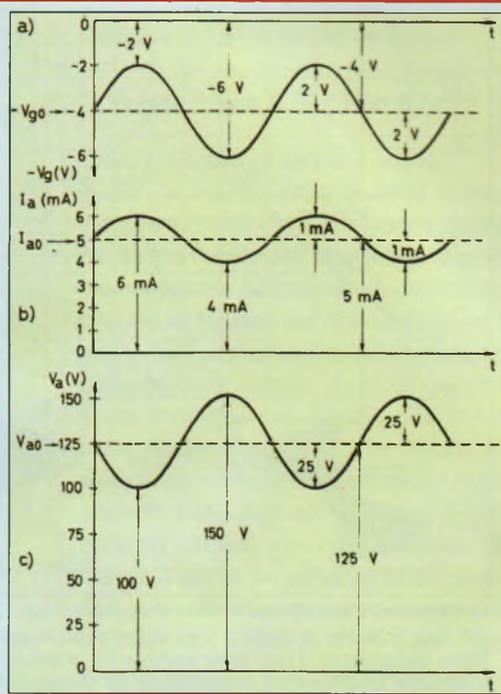


Figure 4 : Deux points de fonctionnement différents d'une triode 12 AU7 placés sur la même droite de charge correspondant à une résistance dans le circuit d'anode de 25 kΩ. La courbe de transfert correspondante est celle de la figure 3

Figure 5 : Variations relatives des tensions et du courant dans une triode 12 AU7 chargée par une résistance de 25 kΩ. Tension de grille - 4 V pour un courant « Ia » de repos de 5 mA.
 a) Variations de Vg
 b) Variations en phase de « Ia »
 c) Variation résultante en opposition de phase de « Va »



En bas de la figure 4, la tension de grille a été fixée à - 6 V (point P'). Le courant « Ia » se stabilise à 4 mA. Calculons la tension « Va » correspondante :

$$V_a = V_b - R_a \cdot I_a = 250 - (25000 \times 0,004) = 250 - 100 = 150 \text{ V}$$

Nous sommes donc passés de « Va » = 100 V à « Va » = 150 V, soit une différence de 50 volts pour une malheureuse petite variation de 2 V sur la grille. Et tout ceci grâce à la présence de Ra... Merci Ra ! Mais ne brûlons pas les étapes et choisissons le point de repos idéal pour notre tube. Pour ce faire, reportez-vous à la fig. 3. Sur la courbe de transfert, nous allons nous placer au milieu de la partie la plus à droite de la courbe : c'est le point M. Le courant de repos sera de 5 mA.

ET MAINTENANT MOTEUR !

Regardez attentivement les schémas de la figure 4. Dans le circuit de grille, nous avons représenté un cercle à l'intérieur duquel vous trouvez le symbole « ~ ». Ceci signifie que nous allons pouvoir superposer, à la tension de polarisation de notre 12 AU7, une tension alternative

sinusoïdale (ça y est, on va faire de la musique). La tension de grille étant de -4V, et le courant de repos de 5 mA, superposons une tension alternative de 2 volts crête (nous verrons l'importance du terme « crête » plus loin).

Cela signifie que la tension alternative va « swinguer » de 0 à + 2 V, repasser par 0 et atteindre - 2 V plusieurs fois par seconde (figure 5). La fréquence normalisée pour ce type d'essais est de 1 000 Hertz, soit 1 000 alternances par seconde. Que va-t-il se passer dans le circuit ? Si vous avez suivi nos causeries depuis le début, vous comprendrez que chaque valeur instantanée de la tension alternative va modifier la tension négative de la grille de la façon suivante : (figure 5, en haut).

Départ de la sinusoïde. 0 volt.

Tension de la grille : - 4 volts ;

Sommet de la sinusoïde : + 2 volts

Tension de la grille : - 4V + (+2V) = - 2V

De même, dans l'autre sens le sommet de la sinusoïde se trouvant à - 2V en valeur absolue : la tension résultante sur la grille sera de :

$$- 4 \text{ V} + (- 2\text{V}) = - 6\text{V}$$

La tension de grille va donc osciller de -2V à - 6V autour d'un point fixé par la polarisation à - 4V, cela 1 000 fois par seconde si nous avons choisi une fréquence de 1 000 Hz.

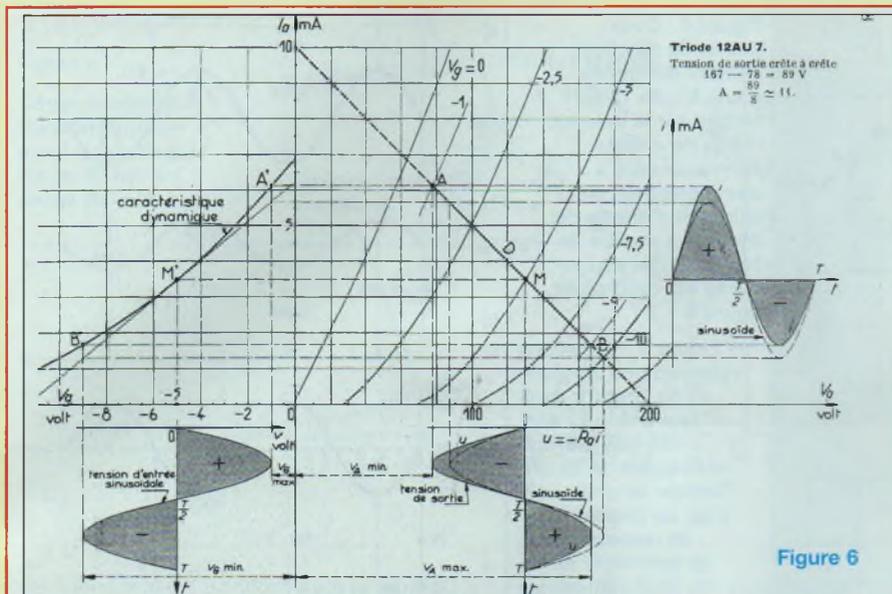
Comment vont réagir nos électrons entassés dans la charge d'espace entre la cathode et la grille ? Ils vont être accélérés en plus ou moins grand nombre en fonction des variations de la tension de la grille.

Ce qui signifie, en pratique, plus d'électrons dans le circuit de plaque (donc plus de courant) pour les alternances positives (de - 4 à - 2V) et moins d'électrons dans le circuit (donc moins de courant) pour les alternances négatives (de - 4 à - 6V).

Si vous vous reportez aux deux schémas et courbes de la figure 4, vous constaterez que le courant dans le circuit va osciller de 6 mA pour - 2V à 4 mA pour - 6 volts.

Le courant va donc « swinguer » au rythme de la modulation de plus ou moins 1 mA autour de la valeur de repos de 5 mA. Mais n'oubliez pas que nous avons placé une résistance de charge dans le circuit,

ET SI ON PARLAIT : « TUBES »



Distorsions d'amplitude créées par une triode 12 AU7 dont la résistance de charge a été mal calculée (exprès !). Ces déformations sont dues à la courbure de la caractéristique dynamique. Il faut tenir compte de la valeur crête à crête du signal à amplifier. Un voltmètre électronique (analogique ou numérique) ne nous fournira que la valeur efficace de la tension. N'oubliez pas de multiplier la valeur lue par $\sqrt{2}$, soit 1,414. Par exemple, si votre voltmètre indique 1 V, la valeur de crête sera de 1,414 V. Crête à crête, on obtiendra 2,828 V. Le point de repos devra être choisi en conséquence.

la variation de tension dans cette dernière sera, d'après cette chère loi d'Ohm, de :

$$U = R \cdot I = \pm 25\,000 \cdot 0,001 = \pm 25 \text{ volts}$$

Ce qui implique aux bornes du tube une variation de tension de 100 V à 150 V. Comment ? Une variation de la tension de grille de 2 volts crête à crête (soit 4 volts) a entraîné une variation de 50 volts sur la plaque ? Eh bien oui, c'est cela l'amplification en tension : génial non ? On peut même définir le coefficient d'amplification de notre circuit particulier (à ne pas confondre avec le coefficient d'amplification du tube). On peut écrire :

$$A = 50/4 = 12,5$$

Ce qui signifie, en pratique, qu'un signal musical appliqué sur la grille d'une 12AU7, chargée par une résistance de 25 k Ω , avec une haute tension de 250 V, sera amplifié 12,5 fois (le coefficient d'amplification d'un tube en charge est toujours inférieur à son coefficient d'amplification statique : μ).

AMPLIFICATION ET DISTORSIONS (figure 6)

Il me faut tempérer ici ce bel enthousiasme ! Observons la figure 6. Pour vous faire enrager, et surtout pour vous habituer à jongler avec les courbes, nous avons une fois de plus changé les points caractéristiques sur nos réseaux « la » = $f(V_a)$. À propos, amusez-vous à calculer la valeur de cette nouvelle résistance de charge tracée entre « V_a » = 200 volts et « la » = 10 mA. C'est un bon exercice. À gauche, vous reconnaîtrez la caractéristique de transfert de grille en charge (caractéristique dynamique). Le point de repos a été fixé pour une valeur de $V_g = -5$ volts (points M' et M), ce qui correspond à un courant de repos de 3,5 mA. Appliquons une tension alternative de 4 volts crête sur la grille, ce qui correspond à une excursion de 8 volts crête à crête de part et d'autre du point de repos à -5 volts. Portons les points A'A et B'B qui correspondent aux crêtes

de tensions. Le long de la droite de charge, entre A et B, on trouvera respectivement une tension recueillie aux bornes du tube de 78 volts pour A et 167 volts pour B, soit un « swing » (excursion) de 89 V, ce qui correspond à un gain de $A = 89/8 = 11$. Eh bien oui, me direz-vous, on a amplifié ! Rien de neuf ! C'est vrai, mais regardez attentivement la figure : au point de repos M correspond une tension « V_a » de 130 volts. Au point A correspond une tension de 78 volts, soit une excursion négative de $130 - 78 = 52$ volts. Dans l'autre sens, à B correspond une tension de 167 volts, soit une excursion positive de $167 - 130 = 37$ volts. Horreur ! Notre belle sinusoïde appliquée à la grille est bancale à la sortie. Le signal est distordu, que faire ? Ou du moins, comment limiter les dégâts ?

Au risque de me répéter, les trois facteurs fondamentaux pour atteindre une transmission et une amplification avec le minimum de distorsion (le but à atteindre étant 0 % de distorsion, ce qui est bien évidemment impossible) sont :

- 1- Le choix de la droite de charge (R_a en Ω)
- 2- La caractéristique de transfert
- 3- Le choix du point de polarisation de la grille - V_g

Dans notre prochaine causerie, nous définirons l'approche logique avec quelques calculs (il en faut bien de temps en temps !) de l'établissement d'un étage amplificateur, mais dès maintenant nous allons insister sur le choix de la polarisation de la grille - V_g et donc du point de repos de l'étage amplificateur.

Regardons ensemble les figures 7a et 7b où nous avons placé côte à côte les deux caractéristiques de transfert identiques de notre 12AU7 telles que nous avons appris à les tracer. À gauche, nous avons choisi un point de polarisation de -6 volts (point N). La tension alternative (notre signal musical) va swinguer de + à -6 volts, soit une excursion de 12 volts. Si nous représentons la variation du courant correspondant qui va parcourir la résistance de charge, nous obtiendrons une sinusoïde à peu près correcte à la

LA DROITE DE CHARGE

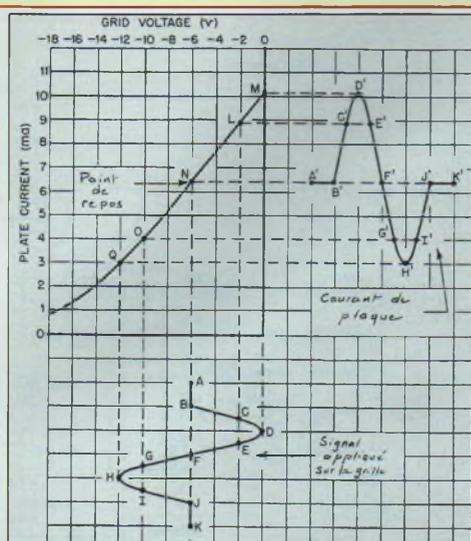


Fig 7a : Point de repos choisi dans la partie droite de la caractéristique de transfert (- 6V)

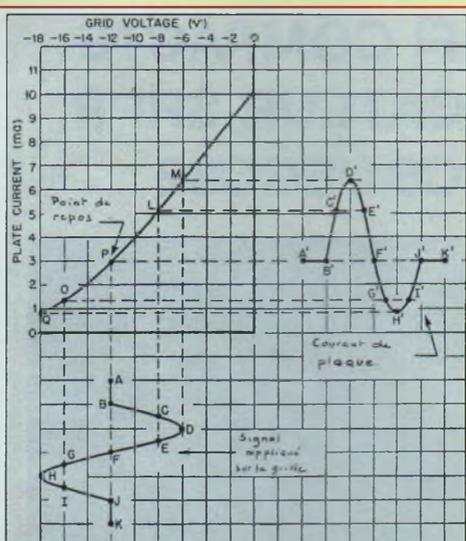


Fig 7b : Point de repos mal choisi sur la caractéristique de transfert (- 12V)

sortie (minimum de distorsion), pourquoi ? Parce que nous nous sommes placés sur une partie relativement droite de la caractéristique de transfert. Augmentons maintenant la polarisation négative de la grille de notre tube et passons au point P à - 12 volts. Dans ce cas, si nous traçons la sinusoïde correspondant à la variation de courant dans le tube et dans la résistance de charge, c'est l'horreur totale ! Notre signal à la sortie va être horriblement déformé, donc distordu. Le choix du point de fonctionnement de notre tube est donc fondamental.

Le choix du point de fonctionnement d'un tube quel qu'il soit ne peut être choisi qu'en fonction de sa caractéristique de transfert, et non pas en fonction de ses caractéristiques statiques. C'est fondamental, et si j'insiste c'est que l'erreur est fréquemment commise, quantité d'amplificateurs fonctionnent mal par méconnaissance de la courbure de la caractéristique de transfert.

L'erreur la plus fréquemment faite est d'utiliser uniquement les formules fondamentales des tubes électroniques en oubliant qu'il s'agit de formules simplifiées partant de réseaux idéalisés formés de droites parallèles, ignorant les courbures de caractéristiques.

Il est possible de modéliser mathématiquement les courbures de caractéristiques, mais cela ne sert à rien, sinon à compliquer inutilement les calculs qui deviennent vite inextricables. C'est pour cela que les méthodes graphiques sont universellement employées... L'autre erreur communément commise est de ne pas tenir compte de la valeur de crête du signal. Tout honnête voltmètre alternatif numérique ou analogique ne vous fournira que la valeur efficace de la tension sinusoïdale que nous voulons amplifier.

Or, ce que nous désirons traiter, c'est de la musique, et la musique n'est pas sinusoïdale ! Loin de là. Ce que nous amplifions, ce sont des suites d'impulsions à front raide dont les plus rapides (attaque d'un archet sur une corde de violon) sont de l'ordre de 15 millisecondes. Rassurez-vous, nous ne parlerons pas aujourd'hui des problèmes de transmission des transitoires, nous verrons cela beaucoup plus tard dans nos causeries.

Ce qui nous intéresse aujourd'hui est le respect de l'amplitude du signal à transmettre. Cette amplitude maximale a une valeur dite de « crête ». Comme nous utilisons une sinusoïde pour nos essais, il faut donc tenir compte de la valeur de crête de la tension, elle est égale à la ten-

sion indiquée par votre voltmètre multipliée par la racine carrée de 2.

$$U_{\text{crête}} = U_{\text{eff}} \times \sqrt{2} = U_{\text{eff}} \times 1,414$$

C'est important et souvent oublié. Avant de nous quitter, je tiens à vous indiquer un vieux « truc » connu depuis l'aube de l'utilisation des tubes électroniques pour la détermination expérimentale de la tension de polarisation de la grille - Vg. Le montage expérimental que nous utilisons depuis le début de cette étude fonctionne en classe dite « A ». Nous étudierons plus loin, en détails, les différentes classes d'amplification. Mais sachez dès aujourd'hui qu'une des caractéristiques de l'amplification en classe A est de ne solliciter à l'alimentation générale « Vb » qu'un courant moyen constant. En classe A, il n'y a pas d'appels de courant, quel que soit le signal à amplifier. Il ne peut y avoir d'appel de courant supplémentaire (ou diminution du courant fourni par la source) que s'il y a déséquilibre entre les crêtes positives et négatives de la tension amplifiée (cas de la figure 7b). La méthode de détermination expérimentale de la tension de polarisation est donc la suivante : en insérant un milliampèremètre pour courant continu entre la source de haute tension « Vb » et la résistance de charge Ra et en appliquant un signal sinusoïdal sur la grille du tube en essai, on ne doit constater aucune variation du courant débité par la source, quel que soit le niveau du signal alternatif.

En faisant varier la tension de polarisation - Vg autour du point choisi, on va pouvoir atténuer, voire supprimer complètement les variations du courant fourni par la source. À zéro variation, la polarisation est parfaite. Dans la prochaine causerie, nous apprendrons à calculer le « gain » d'un étage amplificateur puis l'art et la manière de polariser les tubes... Notre 12AU7 n'a pas fini de souffrir !

À bientôt
Rinaldo Bassi

UNE CHAÎNE HIFI COMPACTE LE PRÉAMPLIFICATEUR SRPP TRIODES ECC81/ECC82



Ce préamplificateur a été conçu pour former avec l'amplificateur Push-Pull (LED n° 179) un ensemble complémentaire qui se devait d'être à la hauteur des performances de ce dernier. Il permet la sélection de cinq sources, possède une sortie enregistrement, une sortie 1V_{eff} à basse impédance et une sortie pour casque.

Un regard sur les spécifications et mesures en fin d'article ne vous laissera aucun doute sur les performances professionnelles de ce projet. Sa distorsion propre est inférieure à 0,02 % et la bande passante s'étend de 5 Hz à 40 kHz à -1 dB.

La chaîne préampli + ampli présente un taux de distorsion harmonique inférieur à 0,1 % à 10 W_{eff} de puissance nominale.

SCHÉMA DU CIRCUIT

La structure complète de notre projet vous est dévoilée en **figure 1**. Les composants actifs sont de classiques triodes ECC81 et ECC82. Quelques astuces sont glissées dans le schéma afin d'obtenir des performances optimales, ce que nous allons voir ensemble.

LE CIRCUIT D'ENTRÉE

Le schéma de ce préamplificateur fait appel à un circuit de type SRPP (Shunt Regulated Push Pull) qui a déjà été décrit de nombreuses fois dans notre magazine *LED* (**figure 2**).

La triode retenue est une ECC81.

C'est le résultat d'une étude pratique de différentes configurations dont vous trouverez le récapitulatif dans le **tableau 1**.

A noter que les résultats varient assez considérablement d'un tube à l'autre pour un même type et que, ici aussi, la sélection des tubes est primordiale !

La configuration ECC81 avec résistance de 1kΩ sans découplage a été retenue. Toutefois, le gain de l'ensemble étant encore trop important, il a été réduit de 6 dB par une contre-réaction négative (R25/R23/R21/R13) (**figure 2**).

Figure 1

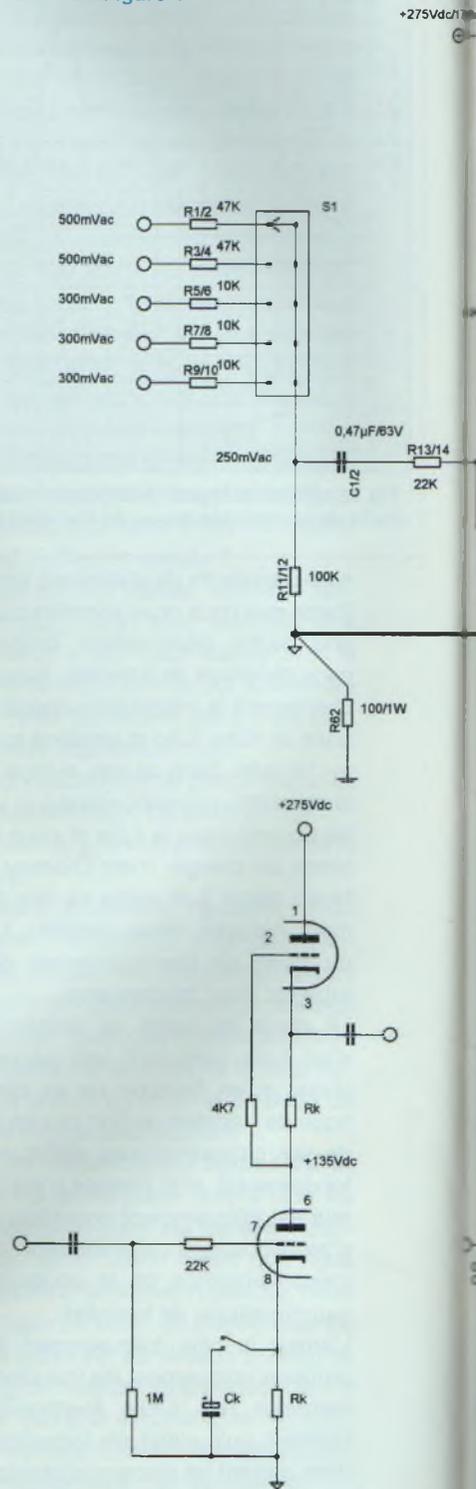


Figure 2 Les essais

5 ENTRÉES ET 3 SORTIES

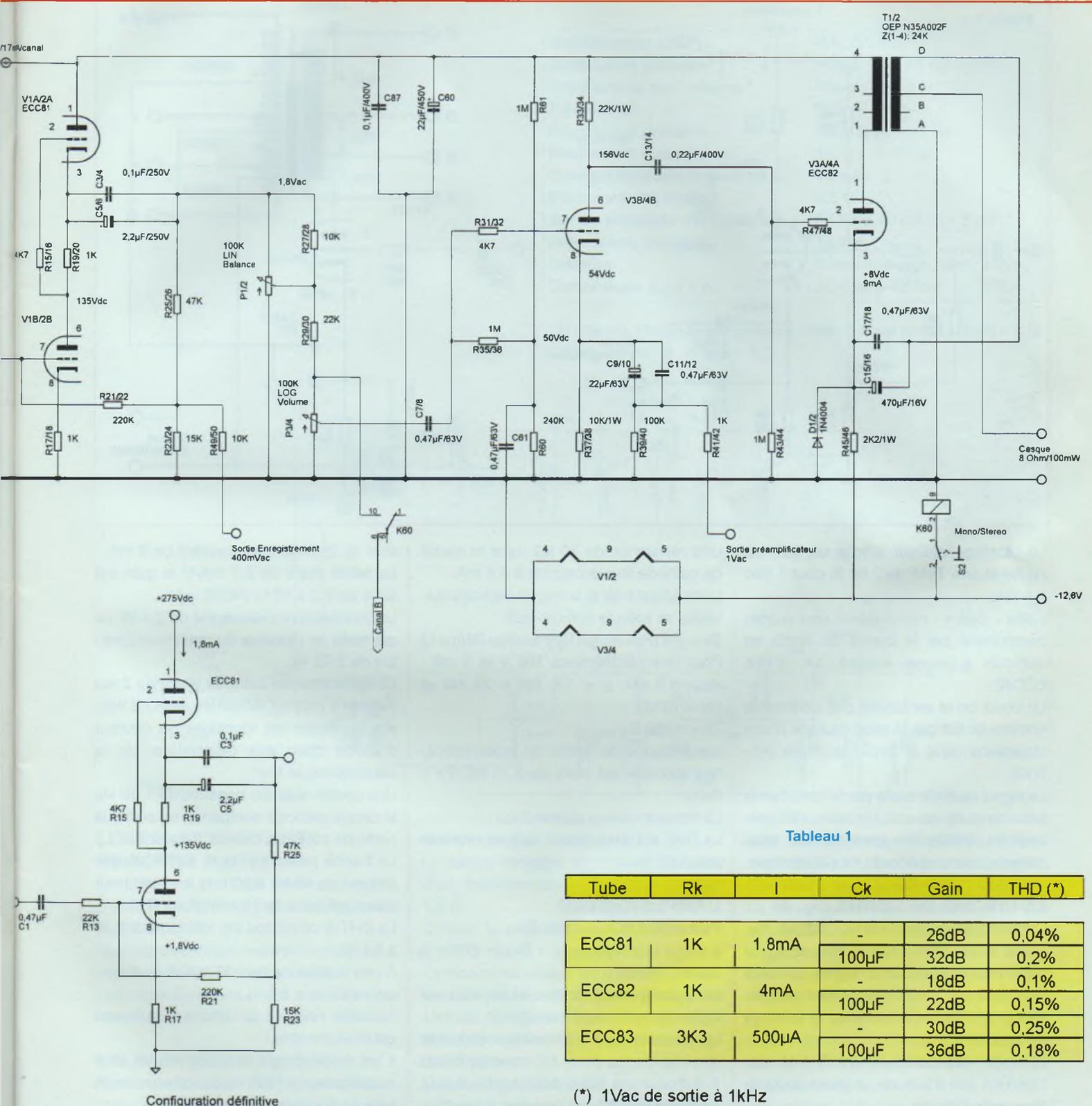
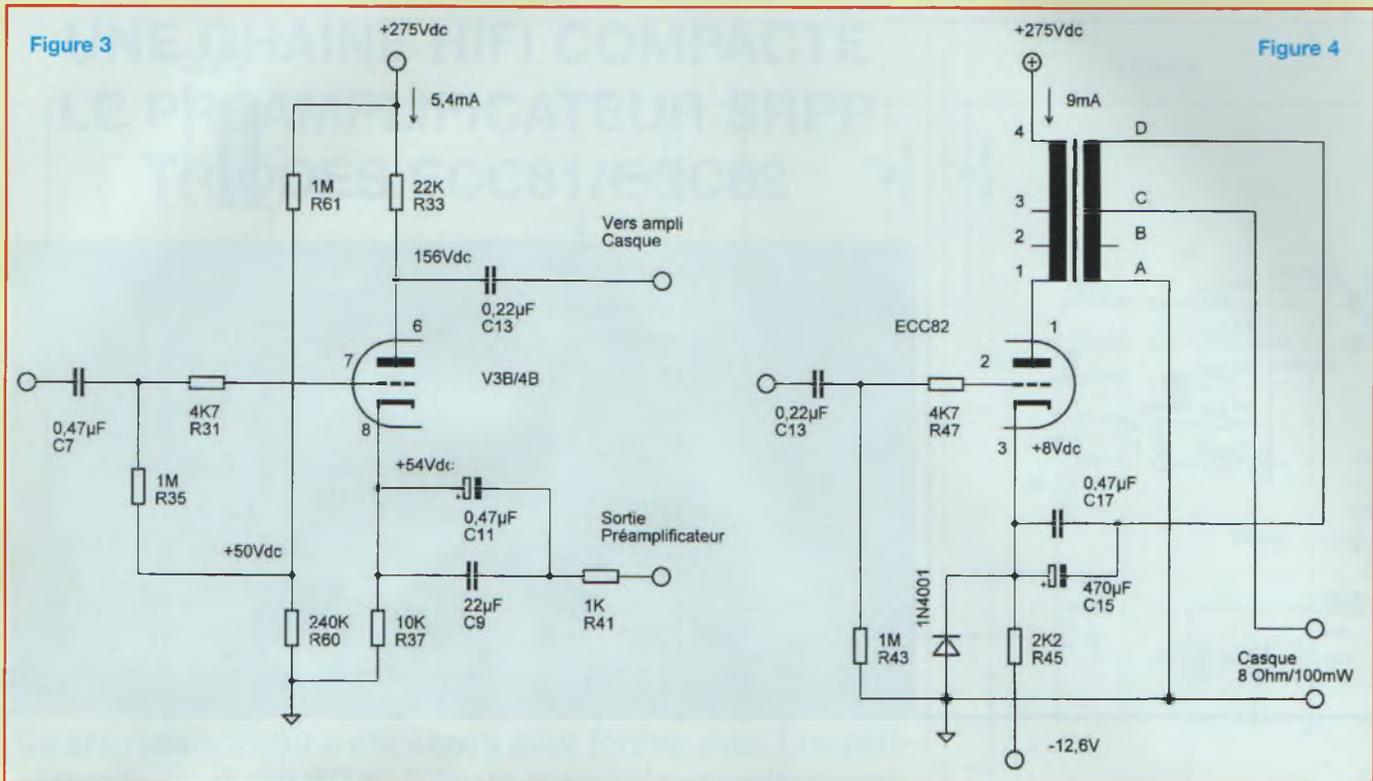


Tableau 1

Tube	Rk	I	Ck	Gain	THD (*)
ECC81	1K	1,8mA	-	26dB	0,04%
			100µF	32dB	0,2%
ECC82	1K	4mA	-	18dB	0,1%
			100µF	22dB	0,15%
ECC83	3K3	500µA	-	30dB	0,25%
			100µF	36dB	0,18%

(*) 1Vac de sortie à 1kHz

PRÉAMPLIFICATEUR SRPP



Le montage définitif affiche un gain de 20 dB et une DHT de 0,02 % pour 1 Vac à 1 kHz.

Cette « légère » non-linéarité sera encore compensée par le circuit de sortie en cathode suiveuse équipé, lui, d'une ECC82.

Le choix de la sensibilité des différentes entrées se fait par la mise en série d'une résistance dans le circuit d'entrée (R1-R10).

Le signal passe ensuite par le contrôle de balance et de volume. Un relais K60 permet de mettre en parallèle les deux canaux pour une écoute monophonique.

LE CIRCUIT DE SORTIE (fig. 3)

La triode utilisée est une ECC82. La première triode (V3B) conditionne le signal de sortie et amplifie le signal qui sera injecté dans l'amplificateur pour casque. Le signal utile est prélevé sur la cathode de la première triode.

La grille est polarisée à 50 Vdc par R60/R61 afin d'assurer un point de fonctionnement stable.

Une résistance de 10 kΩ dans le circuit de cathode fixe le courant à 5,4 mA.

L'impédance de la sortie en cathode suiveuse se calcule comme suit :

$$Z_k = [R_k \cdot (R_p + R_i) / (\mu + 1)] / [R_k + (R_p + R_i) / (\mu + 1)]$$

Pour une ECC82 sous 100 V et 5 mA :

$R_i = 6,5 \text{ k}\Omega$, $\mu = 19$, $R_p = 22 \text{ k}\Omega$ et $R_k = 10 \text{ k}\Omega$

$$Z_k = 1250 \Omega$$

L'impédance de sortie du préamplificateur calculée est alors de 2,25 kΩ ($Z_k + R41$).

La mesure nous a donné 2 kΩ !

La DHT à 1 kHz pour 1 Veff ne dépasse pas 0,02 %.

L'AMPLIFICATEUR POUR CASQUE (fig. 4)

Il s'agit d'un montage « Single End » à triode (figure 4).

Le signal prélevé à l'anode de V3B est injecté dans l'étage final V3A.

Le primaire du transformateur présente une impédance de 24 kΩ entre les points 1 et 4 pour une sortie de 8 Ω entre A et C. La triode ECC82 est soumise à une ten-

sion de 250Vdc et un courant de 9 mA.

La pente étant de 2,2 mA/V, le gain est alors de $2,2 \times 10^{-3} \times 24000 = 52$.

La dissipation anodique est de 2,4 W, ce qui reste en dessous du maximum prescrit de 2,75 W.

La résistance de cathode (R45) de 2 kΩ (relevée à 2k2) est raccordée au -12,6 Vdc, afin de limiter les variations du courant d'anode dues aux dispersions de la caractéristique V_{GK} .

Une contre-réaction négative de 3 dB via le circuit cathode compense en partie la perte du côté des basses fréquences.

La bande passante de la sortie casque s'étend de 40 Hz à 30 kHz à -3 dB pour une puissance de 10 mW_{eff} sur 8 Ω.

La DHT à ce niveau est inférieure à 1 % à 1 kHz.

À une puissance de 100 mW_{eff} la distortion s'élève à 2,5 %.

Toutefois l'écoute au casque à ce niveau est insoutenable !

Il est évident qu'il ne s'agit pas ici d'un amplificateur « Hi Fi » pour casque, mais bien d'une sortie auxiliaire.

5 ENTRÉES ET 3 SORTIES

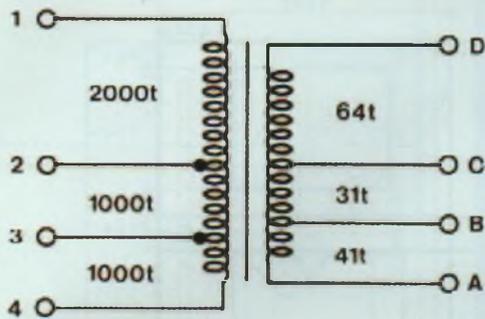


Figure 5

Tableau 2

Identification (OEP) :	R/N35A002F
Impédance primaire* :	Prises 1-4 : 24 k Ω (4000t)
Impédances secondaires* :	Prises A-C : 8 Ω (72t)
Prises A-D :	30 Ω (136t)
Résistance primaire :	1000 Ω (+/- 10 %)
Résistance secondaire :	1,5 Ω (+/- 10 %)
Courant primaire maximum :	40 mA
Puissance nominale :	3,5 W
Bande passante 1W (mesurée) :	80 Hz à 40 kHz à - 3 dB
Inductance primaire :	12,4 H
Isolation :	Primaire-Secondaire : 2 kV _{ac}
Dimensions (L x l x h):	60 x 36 x 42 mm

* En réalité, l'impédance primaire entre 1-4 est de 12 k Ω pour 4 Ω sur la prise AC et 15 Ω sur AD.

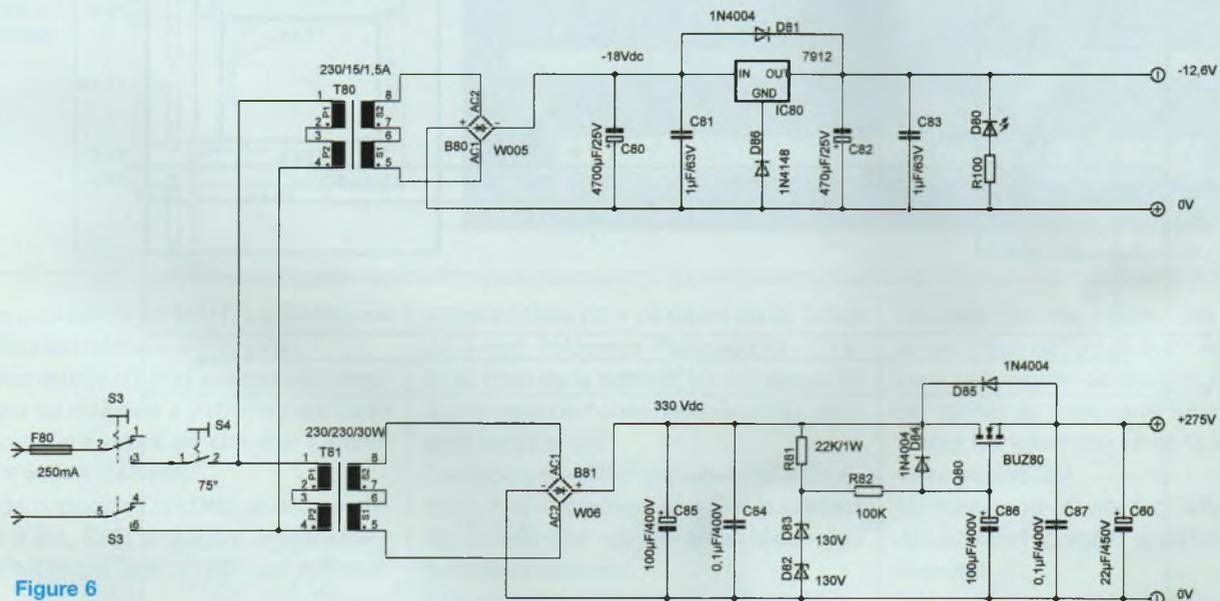


Figure 6

LE TRANSFORMATEUR DE SORTIE (fig. 5)

Le fabricant est OEP (www.oep.co.uk), c'est un transformateur à configuration multiple (fig. 5) Radiospares (<http://rswww.com>) le distribue sous la référence 210-6475. Les spécifications sont données au tableau 2.

L'ALIMENTATION (fig. 6)

Plutôt que de faire bobiner un transformateur, le choix s'est porté sur deux

transformateurs séparés à faible prix.

La **basse tension** est obtenue à partir d'un transformateur 230/15V débitant 1,5 A.

Conrad le propose sous la référence : 514276.

La tension redressée de - 18 Vdc alimente un régulateur 7912. Une diode (D86) 1N4148 fait glisser la tension de 0,6 V afin d'obtenir les -12,6 Vdc de chauffage des 8 triodes.

Le courant s'établit à 0,6 A.

La **haute tension** est obtenue à partir

d'un transformateur 230/230V d'isolation de 30 VA, proposé chez le même fournisseur sous la référence : 514810.

La haute tension redressée de 330 Vdc est stabilisée et filtrée par un « SIPMOS » de puissance BUZ80.

Un courant de 3 mA parcourt les deux diodes zeners (D82, D83) de 130 V et polarise la gate du MOSFET à 278 Vdc (278 V et non 260 V, car les diodes de 130 V présentent un coude « Zener » assez arrondi).

Une cellule R-C 100 k Ω /100 μ F annule

PRÉAMPLIFICATEUR SRPP

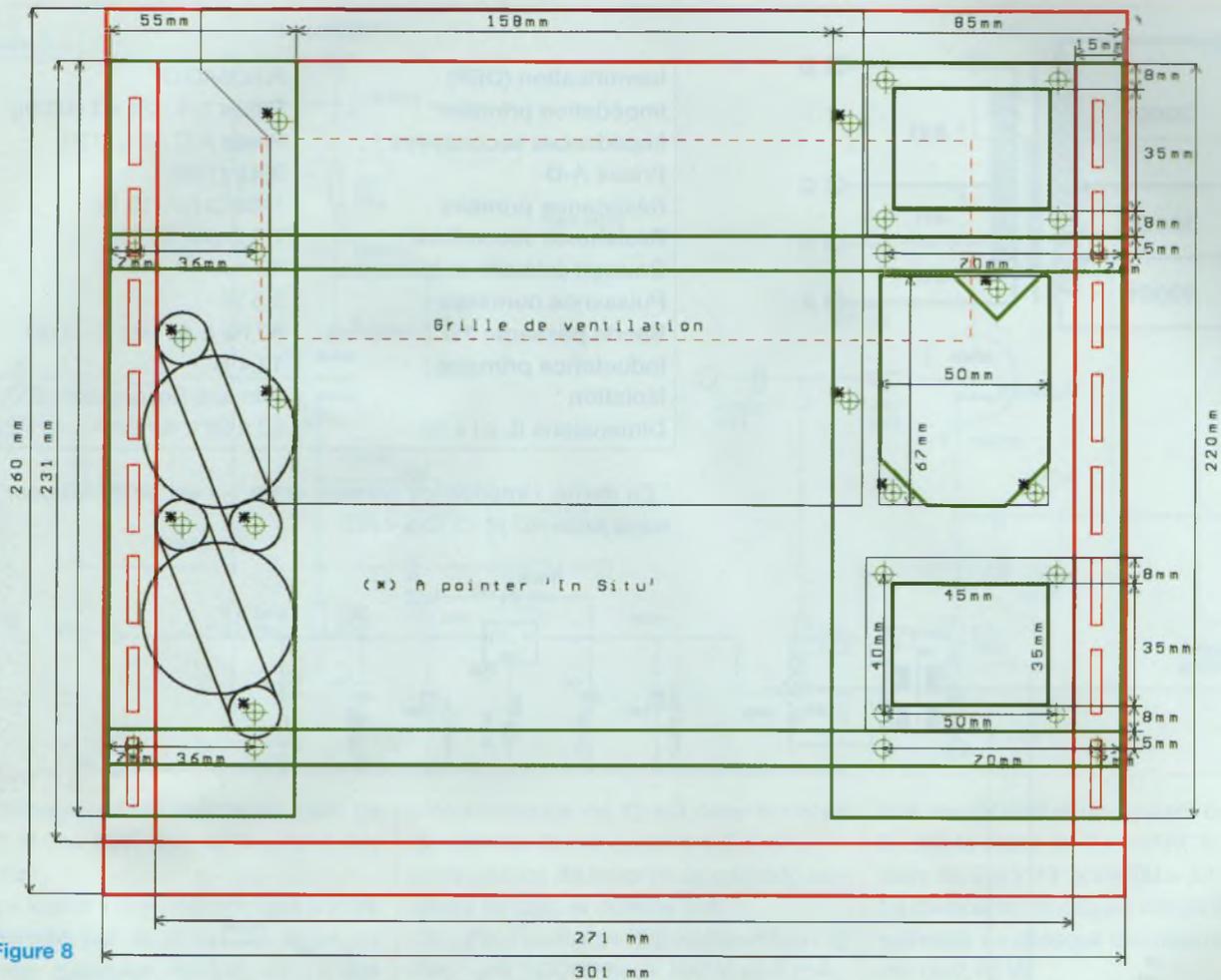


Figure 8

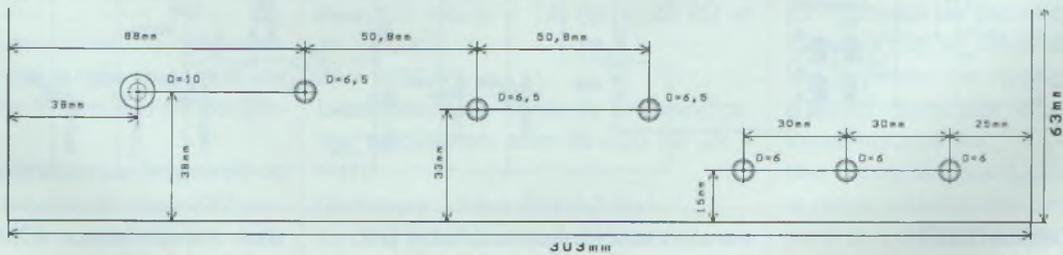


Figure 9

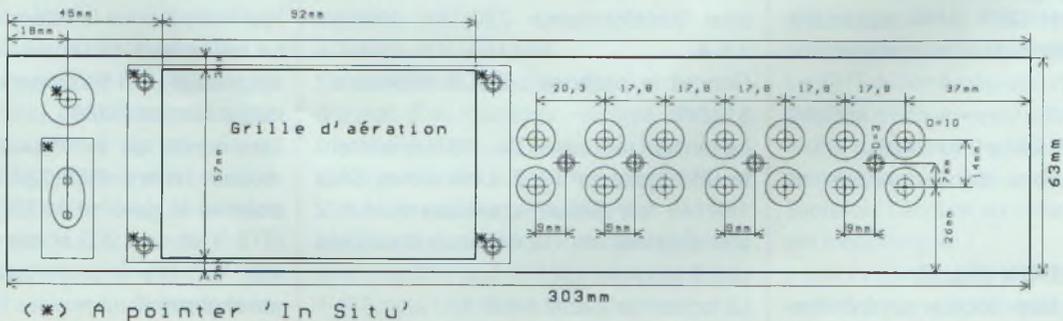


Figure 10

5 ENTRÉES ET 3 SORTIES

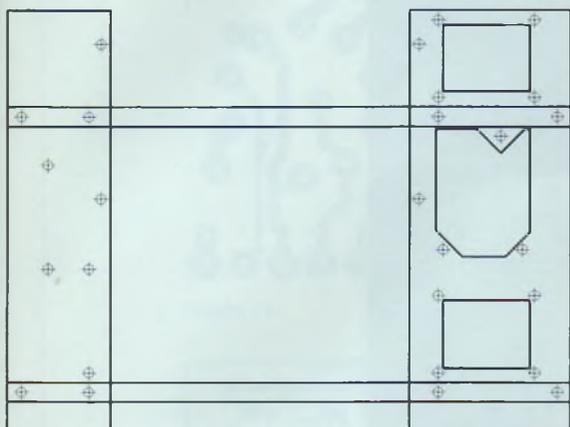
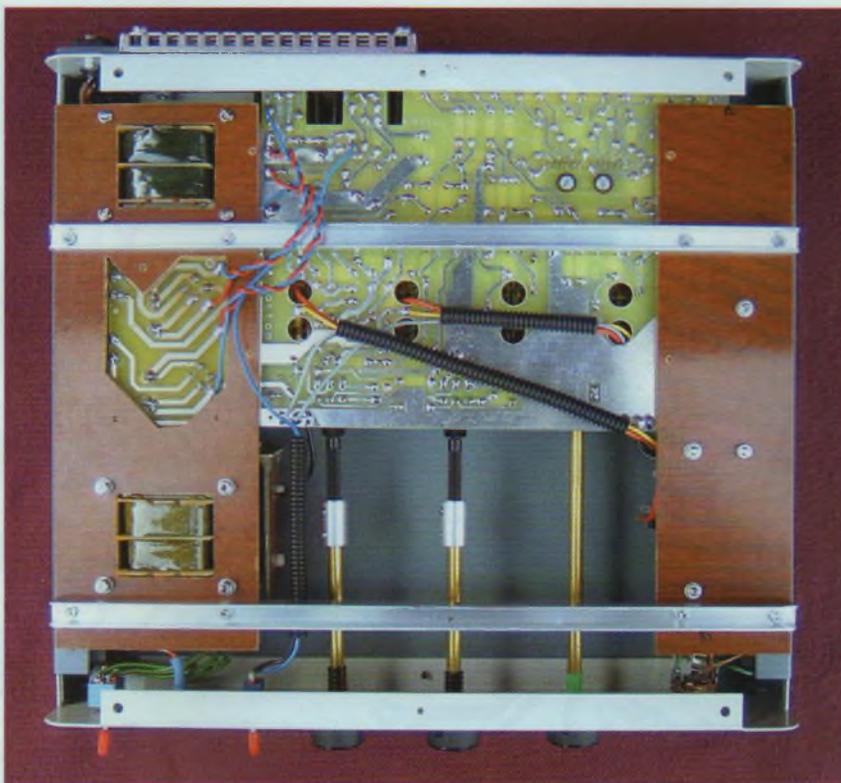


Figure 7 : Le cadre de montage à fixer sur les cornières du châssis inférieur

Photo A



toute ondulation de la HT. Le ronflement résiduel est inférieur à 150 μ Vac.

A noter que la HT met environ une minute pour se stabiliser à 275 V, ce qui laisse le temps aux tubes de chauffer. Le courant s'établit à 40 mA.

Les deux diodes (D84, D85) et deux capacités (C84, C87) protègent efficacement le SIPMOS qui reste un élément sensible.

MISE EN ŒUVRE

LA MÉCANIQUE

Avant de procéder au montage des cartes imprimées, voyons le châssis utilisé (304 x 280 x 65 mm). Il est disponible chez Radiospares sous la référence 224-004.

La première étape consiste à préparer les deux plaques latérales de 55 x 220 mm et 85 x 220 mm qui formeront avec deux profilés d'aluminium en forme de « U » 10 x 10 x 300 mm le cadre de montage de tous les composants (figure 7). La

matière idéale pour ce cadre est le Tufnol de 4 mm (référence Radiospares : 374-418), mais de la bakélite ou de l'époxy de 3 mm voire de l'aluminium de 2 mm peuvent faire l'affaire.

Toutefois, en cas d'utilisation de l'aluminium, il faut absolument éviter le contact du cuivre des cartes imprimées, ceci pour deux raisons :

- le contact de masse du préamplificateur se fait en un seul point. La mise à la masse en différents endroits par le cadre en alu provoquerait immanquablement une augmentation du bruit (ronflement).
- le couple galvanique Cu-Al est particulièrement actif et provoque la destruction lente du cadre en présence du cuivre.

Assembler ensuite les deux plaques aux deux profilés en « U », en les fixant sous les cornières du châssis inférieur.

S'assurer que le cadre est bien d'équerre et s'adapte parfaitement au boîtier fermé. C'est l'opération la plus délicate de ce projet !

Effectuer les marquages des découpes et des trous de forage selon le plan, sauf ceux de la carte de base. Il est prudent de vérifier le marquage en plaçant les quatre transformateurs et la carte d'alimentation *in situ*.

Démonter le cadre et effectuer les découpes et forages, et remonter définitivement.

Les quatre trous de fixation de la carte de base dans le cadre doivent être pointés/forés après que celle-ci, équipée des connecteurs cinch, soit fixée au panneau arrière.

L'ASSEMBLAGE MÉCANIQUE

Il est réalisé conformément à la figure 8. Nous y retrouvons le cadre de montage de tous les composants (plaques latérales et profilés en U), vissé aux oreilles du coffret en quatre points par le dessous, ce que montre la photo A.

Le travail des faces « avant » et « arrière » est représenté aux figures 9 et 10. Les

PRÉAMPLIFICATEUR SRPP



Photo B

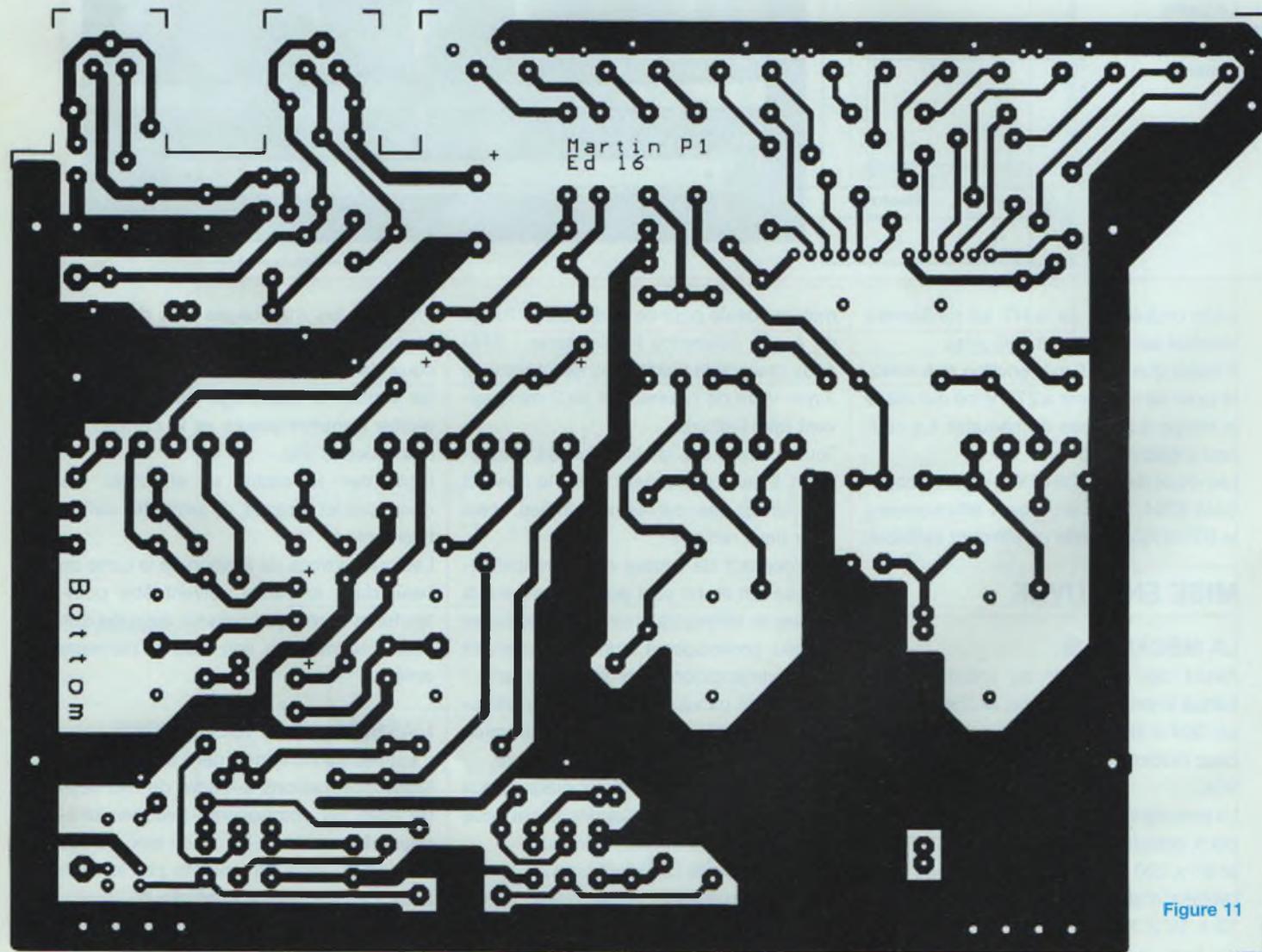


Figure 11

5 ENTRÉES ET 3 SORTIES

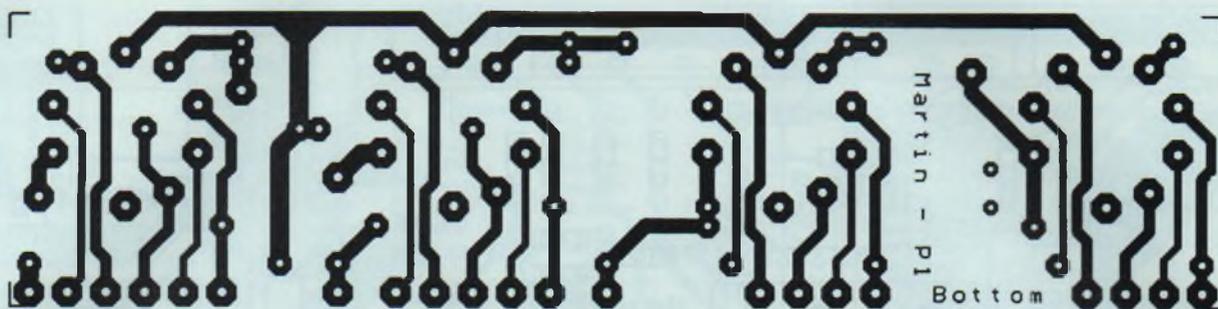


Figure 12

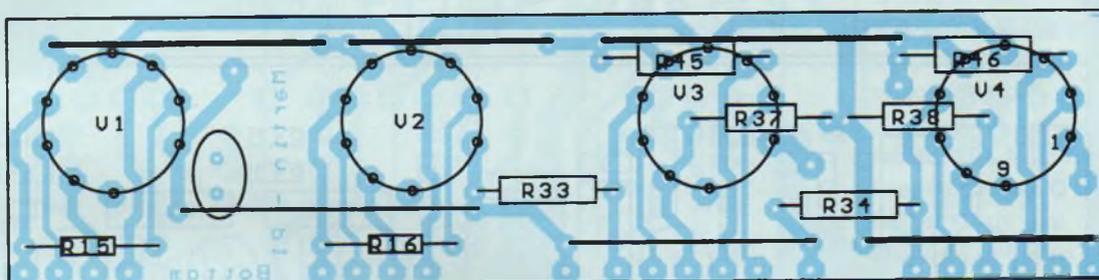


Figure 15

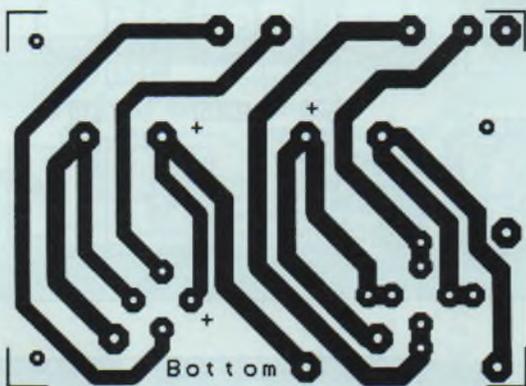


Figure 13

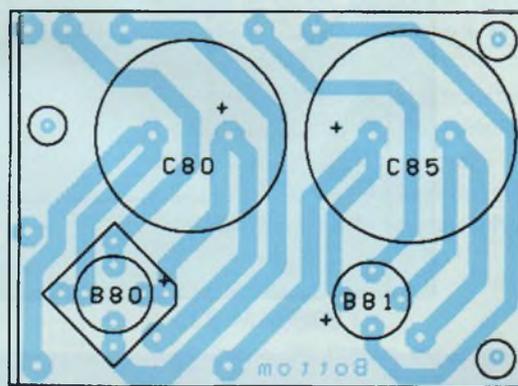


Figure 16

cotes ont été relevées au mieux. Toutefois, le choix des composants peut entraîner des variations.

Il est toujours utile de vérifier *in situ*, avant de procéder à une découpe irréversible. La photo B donne un aperçu du travail qui a été effectué avec les composants mis en « situation », le préamplificateur terminé.

LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Il y a trois circuits imprimés : la carte de base, sur laquelle s'enfiche la carte des

tubes, et la carte d'alimentation.

• La carte de base

Le côté « cuivre » est visible en **figure 11** à l'échelle 1 pour faciliter sa reproduction aux lecteurs qui gravent eux-mêmes leurs circuits.

• La carte des tubes

Visible en **figure 12**, cette carte est destinée à recueillir les triodes ainsi que huit résistances.

Nous y remarquons une série de pastilles bien alignées qui vont servir d'interface entre ce circuit et la carte de base.

• La carte « alimentation »

Un petit circuit imprimé, comme le montre la **figure 13**, va regrouper les ponts redresseurs et les condensateurs de filtrage de « tête » des alimentations du préamplificateur.

Le câblage de ces cartes ne présente pas de difficultés. Commencer par le soudage des petits composants en terminant par les gros, sans oublier les quelques pontages (**photos C et D** et **figures 14, 15 et 16**).

Avant de placer le sélecteur d'entrées, la

PRÉAMPLIFICATEUR SRPP

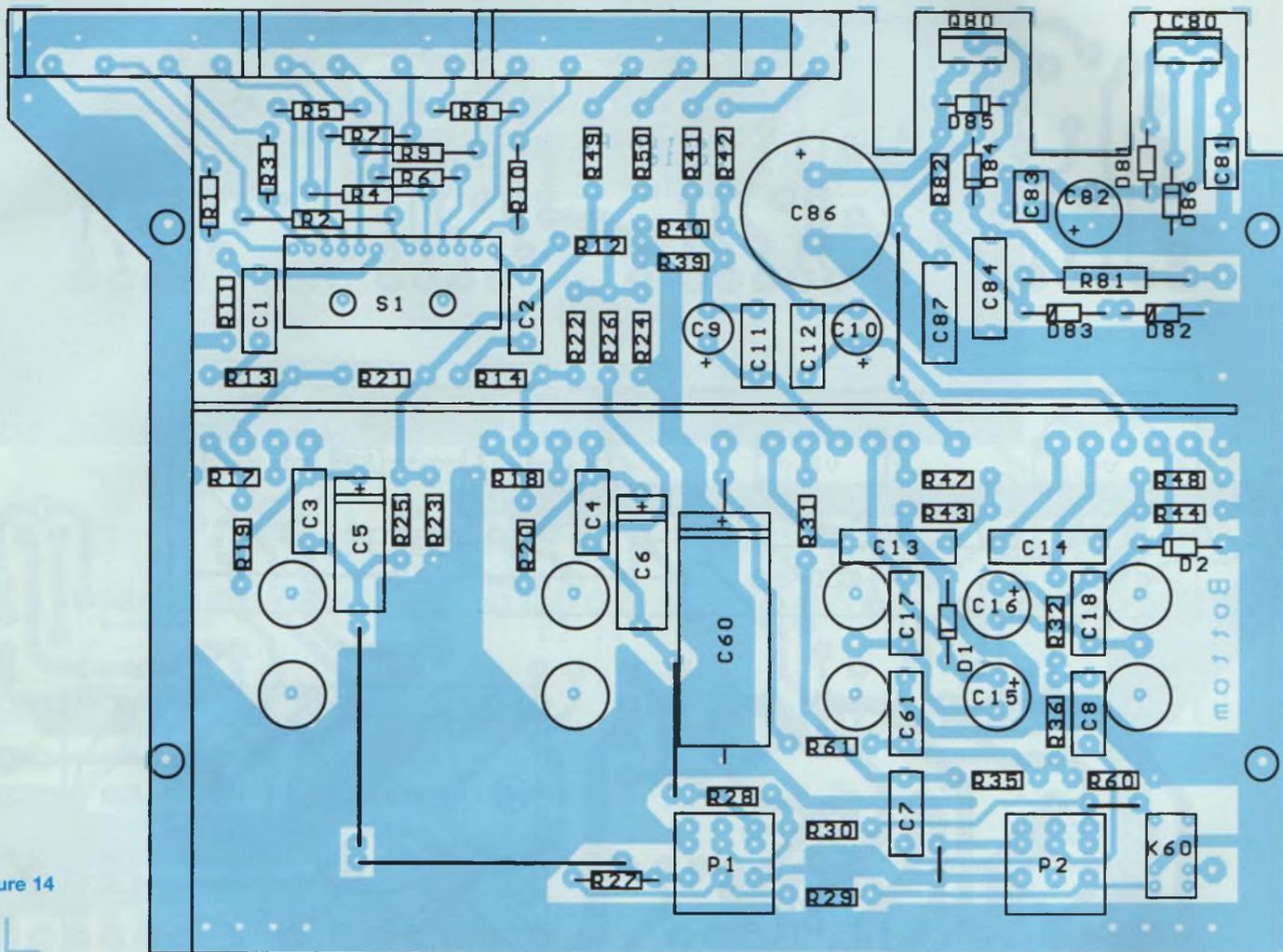


Figure 14



Photo C

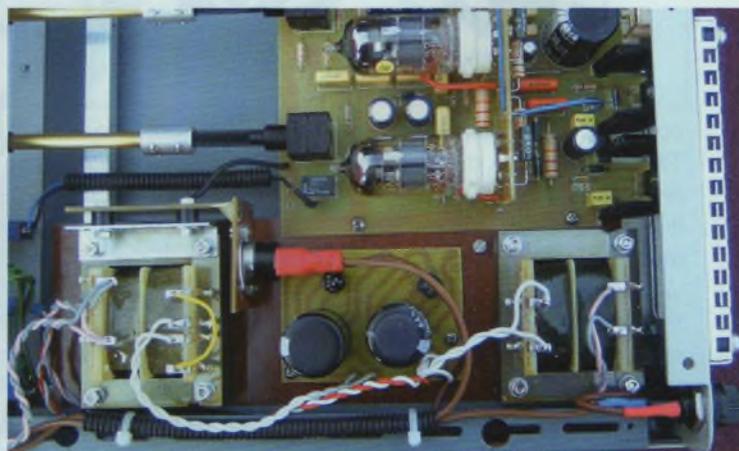


Photo D

5 ENTRÉES ET 3 SORTIES

Qté	ITEM	Valeur	Volt/Puiss.	Tol/Type	Pas
-----	------	--------	-------------	----------	-----

Circuit Préamplificateur

9	C1/2/7/8/11/12/17/18/61	0,47µF	63V	Polyester	10 mm
2	C5/6	2,2µF	250V	Elco Axial	20 mm
2	C3/4	0,1µF	250V	Polyester	10 mm
2	C13/14	0,22µF	400V	Polyester	15 mm
2	C15/16	470µF	16V	Elco Radial	5 mm
2	D1/2	1N4004	400V/1A		10 mm
1	K60	Relais	12V		2,5-7,5-5mm
2	P1/2	2x100K		Lin	
2	P3/4	2x100K		Log	
4	R1/2/3/4	47K	0,125W	MF	10 mm
6	R5/6/7/8/9/10	10K	0,125W	MF	10 mm
4	R11/12/39/40	100K	0,5W	5%	12,5 mm
4	R13/14/29/30	22K	0,5W	5%	12,5 mm
6	R15/16/31/32/47/48	4K7	0,5W	5%	12,5 mm
2	R21/22	220K	0,5W	5%	12,5 mm
6	R17/18/19/20/41/42	1K	0,5W	5%	12,5 mm
2	R25/26	47K	0,5W	5%	12,5 mm
2	R23/24	15K	0,5W	5%	12,5 mm
4	R27/28/49/50	10K	0,5W	5%	12,5 mm
5	R35/36/43/44/61	1M	0,5W	5%	12,5 mm
1	R60	240K	0,5W	1%	12,5 mm
2	R33/34	22K	1W	5%	20 mm
2	R37/38	10K	1W	5%	20 mm
2	R45/46	2K2	2W	5%	25 mm
2	T1/2	24K/8Ω	3,5 W		
2	V1/2	ECC81			
2	V3/4	ECC82			

Circuit Alimentation

1	B80	50V	1,5A	W005	5 mm
1	B81	600V	1,5A	W06	5 mm
1	C60	22µF	450V	Elco Axial	40 mm
1	C80	4700µF	25V	Elco Radial	10 mm
2	C81/83	1µF	63V	Polyester	5 mm
1	C82	470µF	25V	Elco radial	5 mm
2	C84/87	0,1µF	400V	Polyester	15 mm
2	C85/86	100µF	400V	Elco Radial	10 mm
3	D81/84/85	1N4004	400V/1A		10 mm
2	D82/83	130V	1,3W		10 mm
1	IC80	7912	1A	TO220	
1	Q80	BUZ80	1A	TO220	
1	R81	22K	1W	Carbon	25 mm
1	R82	100K	0,5W	Carbon	12,5 mm
1	T80	230/15V	1,5A	20VA	
1	T81	230/230V	130mA	30VA	

DIVERS

4	Support tube	Noval	Ceramique	PCB	
1	S1	Combinateur	5 positions	2 Circuits	
1	Chassis		305x279x65		
2	Interrupteur	230V	1A	DPDT	
1	Porte fusible (20mm)				
1	Fusible (F80)	250mA	250V	Lent	
1	Thermique	250V	75°C	coupure	
3	Socle RCA (PCB)	2x2			
1	Socle RCA (PCB)	1x2			
1	Socle Jack (Chassis)	Stereo		6,35mm	
2	Refroidisseur	TO220	<10°/W	38x28x22mm	(Dim. Max)
1	Socle mâle 230V/1A	Chassis			
1	D1/R100	Voyant	LED	Vert	
3	Boutons			axe 6mm	

carte des tubes, préalablement assemblée, doit être soudée sur la carte de base.

Vous noterez que, pour la carte des tubes, quatre résistances (R45, R46, R37, R38) sont soudées à distance à l'arrière de la plaquette (**photo E**).

Le sélecteur S1 (cinq positions/deux circuits - réf Radiospares 352-288) est placé en dernier lieu.

Les transistors de puissance et potentiomètres sont montés en fin d'assemblage. S'assurer que les radiateurs des transistors soient bien isolés l'un de l'autre et du panneau arrière pour éviter tout claquage (**photo F**).

ASSEMBLAGE FINAL

Les **photos A et G** présentent une vue de l'assemblage final.

Les axes des deux potentiomètres et du sélecteur sont prolongés à travers la face avant. Les allonges sont des profilés ronds de cuivre, alu ou fibre de 6 mm disponibles dans les rayons « bricolage » des grandes surfaces.

La haute tension des transformateurs audio est raccordée à la carte des tubes (**photos G et F** - Fils rouges).

Le - 12,6 V de chauffage des triodes est raccordé à la carte de base (**photos G et F** - Fils bleus).

LES MASSES !

La prise de masse est raccordée au châssis comme montré sur la **photo G** (au fond, à gauche).

Un écran fait de deux petites plaques de circuit imprimé soudées perpendiculairement est placé entre le transfo HT et la carte de base, et raccordé à la masse du circuit (**photos G & D**).

Les pieds des deux transformateurs audio sont raccordés à la masse (**photo H** - Fils noirs).

Il en va de même pour les deux capots du boîtier.

La peinture des capots est très épaisse, il y a lieu de gratter à l'aide d'une mèche (10 mm) les deux trous de fixation du côté de la prise de masse, de manière à

PRÉAMPLIFICATEUR SRPP

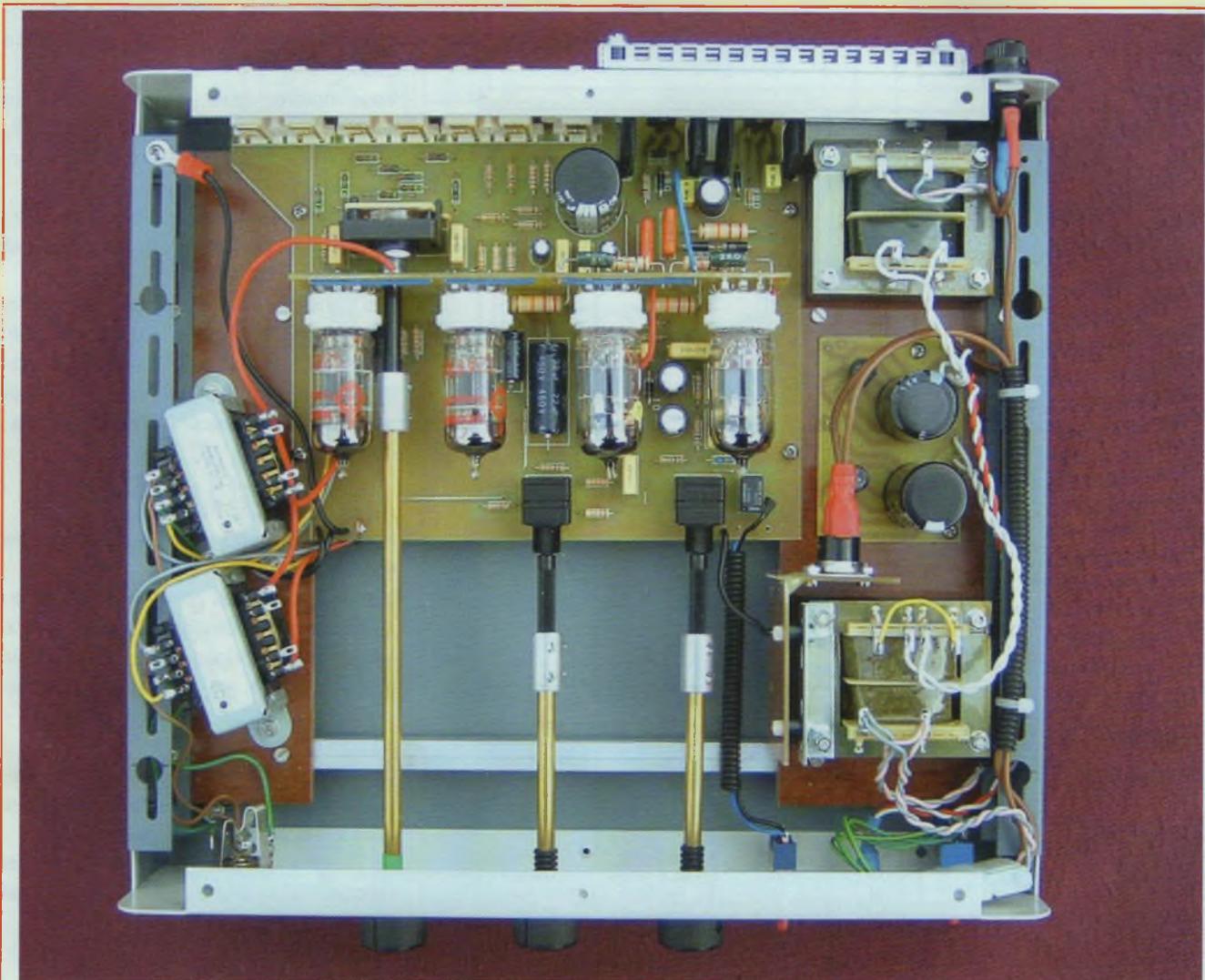


Photo G



Photo E



Photo F

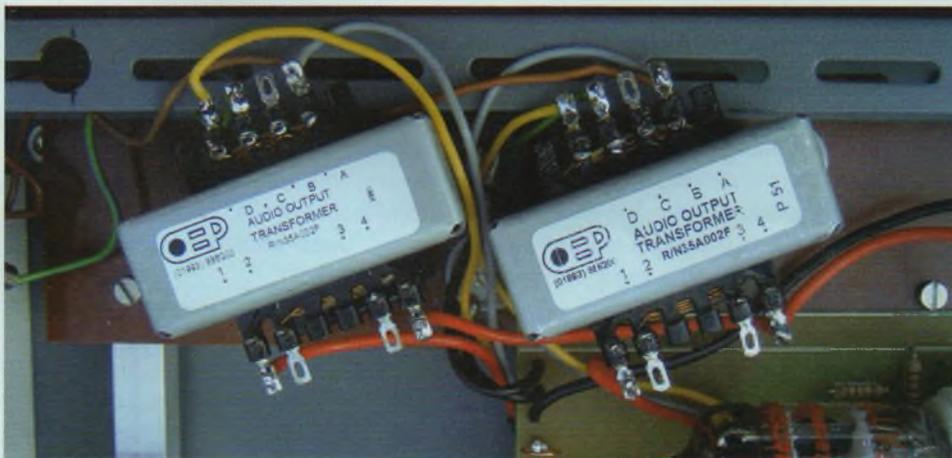


Photo H

mettre le métal à nu.

Les deux vis fournies sont remplacées par deux vis M4 x 15 à tête conique et deux rondelles « Grower » (rayons de « bricolage »).

Ces précautions permettent de faire baisser le bruit de ronflement sous les 100 μV en sortie. Ceci nous garantit un rapport S/B supérieur à 80 dB Lin pour 1 Veff en sortie.

À noter également la présence d'un fusible thermique de 75° C, placé en « ambiance » sur l'écran du transfo HT (photo G). Il déclenche en cas d'obstruction de la grille d'aération ! Le raccordement du 230 V à l'interrupteur du panneau avant se fait par un jeu de connecteurs M & F (réf. Radiospares : 441-446 + 441-424), mais ce n'est pas indispensable.

MISE SOUS TENSION

La première mise sous tension se fait sans les tubes, à l'aide, si possible, d'un autotransformateur variable (Variac).

Vérifier la progression des tensions de chauffage et HT jusqu'à obtenir exactement - 12,6 Vdc et + 275 Vdc.

Mettre hors tension et décharger la HT à l'aide d'une résistance de 10 k Ω /2 W.

Placer les tubes et remettre sous tension.

Vérifiez que vous avez bien :

- +135 Vdc sur les broches 6 des ECC81
- +156 Vdc sur les broches 6 des ECC82
- +8 Vdc sur les broches 3 des ECC82

Il n'y a pas de réglage, le préamplificateur est immédiatement opérationnel.

Vous pouvez à présent vous lancer dans la campagne de mesures.

Comme déjà dit, la dispersion des caractéristiques des tubes entraîne des résultats plus ou moins satisfaisants.

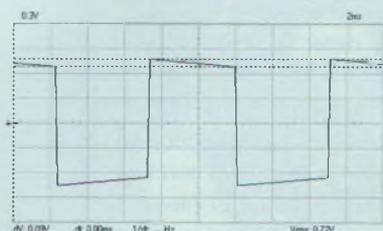
Les ECC81, qui ont donné le meilleur résultat, sont des « National Electronics » couplées à des ECC82 de « JJ ».

En en sélectionnant deux parmi un choix de six tubes de chaque type, la DHT descend à moins de 0,02 % pour 1 Veff de sortie. Nous avons obtenu une DHT de 0,015 % sur chaque canal de notre prototype. N'en concluez pas que seuls

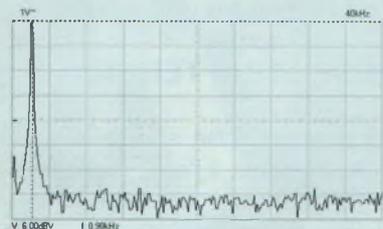
PRÉAMPLIFICATEUR SRPP



Mesure du temps de montée



Signal carré à 100 Hz



Spectre de distorsion



Taux de distorsion pour un signal de sortie de 1 volt efficace (< 0,02 %)

MESURES SUR NOTRE PROTOTYPE

Entrées : CD, DVD, Radio, TV, Enregistreur

Sorties : Ampli, Enregistrement, Casque

Sensibilité (pour 1 Veff en sortie)

Entrée CD et DVD : 500 mVeff

Entrée Radio, TV et Enregistreur : 300 mVeff

Niveau de sortie nominal : 1 Veff

Gain (vol au max)

CD/DVD : 6 dB et Radio, TV, Enregistreur : 10 dB

DHT (1 kHz/1 Veff en sortie/Vol au max) : < 0,02 %

DHT (1 kHz/3 Veff en sortie/Vol au max) : < 0,05 %

Signal de sortie max : 7 Veff (1 % de DHT)

Impédance d'entrée : 100 kΩ

Impédance de sortie : < 2500 Ω

Réponse en fréquence : 5 Hz à 40 kHz à - 1 db

Temps de montée (RT) : 8,3 µs

NFB : 6 dB

H&N : < 100 µV

Rapport S/B (pour 1Vac en sortie) : > 80 dB (Lin)

Diaphonie (*) : à 1 kHz : 70 dB, à 10 kHz : 60 dB

Section Casque :

Puissance de sortie (Nom) : 10 mW

Impédance de sortie : 8 Ω

DHT (1000 Hz /10 mW) : <1%

Réponse en fréquence : 40 Hz à 30 kHz à - 3 dB

Consommation totale : 230 V - 0,2 A - 46 VA

Protection fusible secteur : 250 mA - lent

Protection thermique : 75° C

(*) 1Vac sur entrée A - 2 kΩ sur entrée B

Fournisseurs des pièces spécifiques à ce prototype (*)

Radiateurs TO220 <10°C/W	Radiospares (Int'l)	401-964	Selectronic Conrad	33-6985 188905
Socle mâle 230V/1A	Conrad	735620		
Combinateur "S1" 5p/2c	Radiospares (Int'l)	352-288		
Socles RCA 2x2	Conrad	736910	Selectronic	33-9607
Socle RCA 1x2	Conrad	736902	Selectronic	33-9599
Relais K60	Selectronic	33-1193-2	Radiospares (Fr)	369-359
Chassis 305x279x65mm	Radiospares (Fr)	224-004		
Thermique	Radiospares (Fr)	339-308	Conrad	535290
Transfo Audio	Radiospares (Int'l)	210-6475	OEP(UK)	R/N35A002F
Transfo 230/15/22VA	Conrad	514276		
Transfo 230/230/30VA	Conrad	514810		

Adresses e-mail:

Conrad www.conrad.fr/
 Selectronic www.selectronic.fr/
 Radiospares France www.radiospares.fr/
 Radiospares International rswww.com/

(*) Non exhaustif. D'autres fournisseurs présentent dans leur gamme des composants comparables

33 % des tubes sont bons, dans toutes les configurations, la DHT ne dépasse pas 0,05 % !

L'ÉCOUTE

Cette chaîne raccordée à deux enceintes KEF Q50 ne laisse pas le connaisseur indifférent.

Malgré la faible sensibilité (92 dB) des enceintes, le Push-Pull de 12 W ne s'es-souffle pas et semble doté d'une puis-

sance nettement supérieure.

Les qualités de l'ensemble se remarquent dès les premières notes : dynamique, équilibre de la bande de fréquence, excellente précision des aigus sans agressivité.

Le frottement du pinceau, le tintement des cymbales ou le pincement des cordes d'une guitare classique semblent venir de la pièce d'écoute.

En fermant les yeux, le saxo est devant soi, en direct.

La tenue des graves est surprenante, nette et sans traînage. L'écoute du jazz est un régal pour l'oreille.

Jean-Louis Vandersleyen

ERRATUM. - LED n°179 - « Push Pull d'EL84 ». Une erreur s'est glissée à la figure 15 page 59 : Les résistances R47, R48, R49 & R50 sont respectivement R43, R44, R45 & R46 (4,7KΩ). Veuillez nous en excuser. JLV

TRANSFORMATEURS DE SORTIE MILLERIOUX



Les transformateurs audio présentés sur cette page ont été créés par la célèbre société

MILLERIOUX.

Ils sont aujourd'hui fabriqués par la société **SERDI** qui propose, pour le plus grand plaisir des audiophiles, les meilleures références **MILLERIOUX** dans différents montages basse fréquence.



MONTAGE PUSH-PULL PENTODES

Référence	Puissance W	Impédance Primaire	Prise écran	Tubes	Poids kg	Prix TTC
HH 14B	10/15	3400 Ω	43%	EL34 - 6L6	1.5	129 €
HH 18B	10/15	8000 Ω	43%	EL84 - 6V6	1.5	129 €
AH 26B	20/30	6600 Ω	43%	EL34 - 6L6	2	169 €
AH 29B	20/30	8000 Ω	43%	EL84 - 7189 - 6V6	2	169 €
XH 36B	30/50	6600 Ω	43%	EL34 - 6L6 - 6550	5.5	220 €
XH 53B	50/70	3400 Ω	43%	6550 - KT88 - KT90 - 807	5.5	220 €
XH 744B	70/100	4000 Ω	43 % séparées	6550 - KT88 - KT90 - 807	6.5	296 €

MONTAGE PUSH-PULL TRIODES

AH 215B	20/30	3000 Ω	sans	6080 - 6AS7 - 6336	2.5	169 €
---------	-------	--------	------	--------------------	-----	-------

MONTAGE DOUBLE PUSH-PULL PENTODES

RH 30B	140	2400 Ω	43%	6550 - KT88 - KT90 - 807	7	285 €
--------	-----	--------	-----	--------------------------	---	-------

MONTAGE SIMPLE ETAGE TRIODE ET PENTODE EN ULTRA LINEAIRE

AH 53B	50	2300/3500 Ω	45/38 %	300B - VT52 - 2A3 - 845 6550 - KT88 - KT90 - EL34	4	231 €
JH 54B	150	2500/5000 Ω	sans	211 - 845	7.5	258 €
JH 55B	100	392 Ω	sans	6C33 - 7242	7.5	258 €

Impédances secondaires : 4/8/16 Ω

Présentation : moulé en cuve métallique peinte en noir

Connexions par bornes à souder sur isolant téflon

Fabrication selon les dossiers d'origine de la société MILLERIOUX

Large gamme de transformateurs d'alimentation et de selfs de filtrage

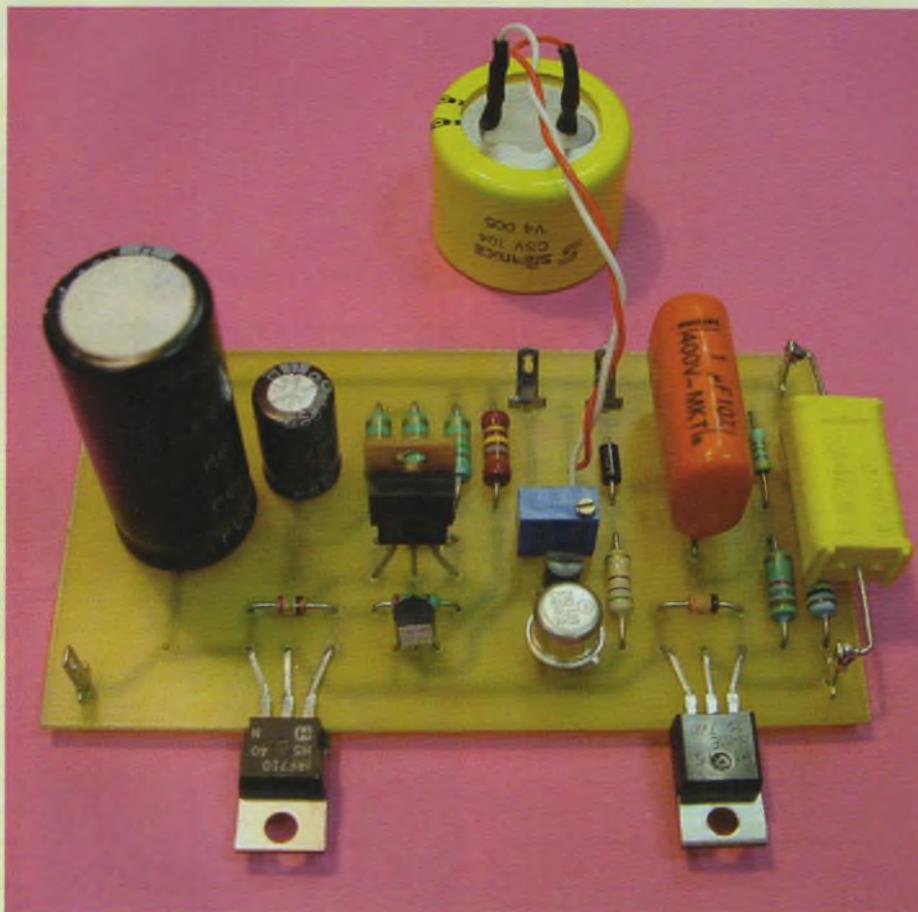
Pour d'autres références de transformateurs de sortie ou d'autres montages nous consulter.

CONDITIONS de VENTE : Règlement par chèque joint à la commande - **PORT :** 13,20 € jusqu'à 5 kg, 19,50 € de 5 à 15 kg, 31,60 € au-delà

SERDI

26, rue de la Résistance - Z.I. de la Croix-Blanche Ouest - 91707 SAINTE-GENEVIEVE-DES-BOIS Cedex
Tél : 01 60 15 03 94 - Fax : 01 60 16 55 68 - www.serdi.fr - Email: serdi@serdi.fr

ALIMENTATION HAUTE TENSION TRÈS FAIBLE BRUIT ET TRÈS FAIBLE IMPÉDANCE DE SORTIE



Nous avons déjà traité il y a peu de temps du problème de l'alimentation des amplificateurs à tubes en décrivant deux modèles stabilisés et régulés répondant parfaitement à nos besoins. Depuis, quoi de neuf, me demanderez-vous ? L'électronicien, audiophile de surcroît, a la fâcheuse tendance à rechercher l'impossible. Il entretient le rêve de concevoir le circuit parfait pouvant restituer les plus infimes nuances d'un signal musical... Ses efforts se concentrent bien souvent sur les composants se trouvant sur le trajet du signal et la topologie de ses circuits amplificateurs, laissant aux alimentations la portion congrue en termes de coût et surtout de place.

Que l'on se le dise une fois pour toutes : le meilleur amplificateur connecté à une alimentation frugale souffrira la comparaison avec une formule 1 dont le réservoir serait rempli de cidre doux... l'odeur de la pomme en moins. Trêve de plaisanterie, le sujet est important. Tout cela a déjà été écrit dans un précédent article et le message est, du moins je l'espère, bien passé. Pour clore ce bref chapitre d'introduction, je citerai une fois encore le livre de M. Benaya *Construction des appareils audio*. L'auteur y mentionne la règle des 80-20 qui voudrait que 80 % des moyens et de la place disponible dans un appareil soient réservés à l'alimentation... et que seuls 20 % le sont effectivement.

AVANT PROPOS

L'alimentation qui va être décrite ici présente des caractéristiques hors du commun en termes d'impédance de sortie et surtout de bruit résiduel. Nous allons en effet pouvoir obtenir une impédance inférieure à 10 m Ω pour seulement quelques fractions de mV_{eff} de bruit en sortie et ce avec une rapidité à faire pâlir tous les soi-disant « bons régulateurs », puisque le retard introduit par l'alimentation ne sera que d'environ 0,1 μ s, ce qui correspond à une bande passante équivalente de 10 MHz ! J'insisterai par ailleurs sur le fait que le dépassement produit par notre circuit n'excédera jamais 40 mV, quelle que soit la charge connectée et cela même en régime impulsionnel. Vous avez l'eau à la bouche et votre fer à souder brûle déjà d'impatience... Il va vous falloir attendre encore un peu, car il me faut vous relater la genèse du nouveau né et surtout introduire quelques points théoriques importants, ce qui est nécessaire si l'on ne veut pas « souder idiot » ... Mais tout d'abord, quels peuvent donc être les bénéfices apportés par une impédance de sortie et un bruit aussi faibles ? Simplement de s'approcher le plus possible de ce que devrait être une

DES CARACTÉRISTIQUES HORS DU COMMUN

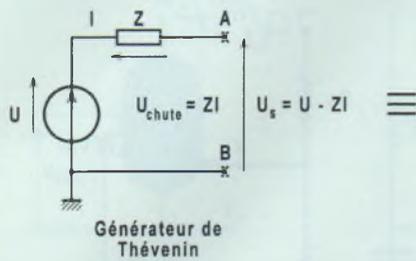


Figure 1

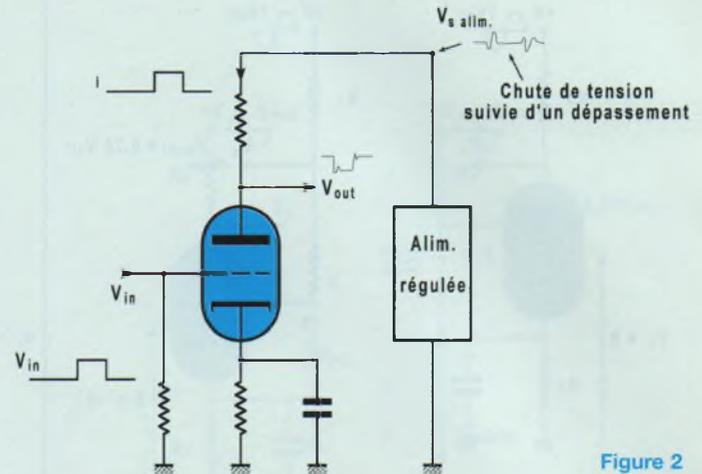
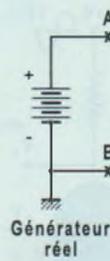


Figure 2

alimentation idéale, c'est-à-dire une source de tension constante quel que soit le courant fourni, « constante » voulant aussi dire ne fluctuant pas de façon aléatoire dans le temps autour d'une valeur moyenne... Autrement dit sans bruit.

Traisons brièvement de l'impédance de sortie. Cette impédance n'est autre que l'élément série du générateur de Thévenin (fig. 1), impédance à l'origine de la chute de tension induite lorsque l'on connecte une charge et qu'il circule un courant I dans celle-ci. Notons, à ce sujet, que nombre de manuels d'électronique ne font souvent référence qu'à des résistances et non des impédances pour cet élément série, ce qui est une grave erreur. En effet, cela voudrait dire que la chute de tension aux bornes d'une source réelle quand elle débite est indépendante de la fréquence du courant drainé par la charge. Cela est totalement faux et se vérifie simplement en pratique : bien des alimentations actives répondent avec retard aux sollicitations des charges. On trouve même des alimentations dont la tension de sortie baisse ou augmente quand la fréquence du courant croît... Ainsi, s'il est facile ou du moins pas très difficile d'obtenir une **faible résistance de sortie**, il n'en sera

pas de même si on désire obtenir une **faible impédance de sortie**. Bien souvent, l'élément série est l'association d'une résistance avec une inductance, élément à l'origine de la chute de tension en haute fréquence ($Z=jL\omega$) et du retard introduit, l'alimentation ne pouvant fournir alors instantanément un courant à la charge sans voir sa tension baisser. Musicalement parlant, le risque que présente une alimentation trop lente est de répondre à une sollicitation lorsque celle-ci est déjà passée.

Il s'en suit ce que l'on a coutume de nommer dépassement, c'est-à-dire une surtension transitoire consécutive à une variation brutale du courant de sortie. Ces surtensions vont inmanquablement avoir des répercussions évidentes sur la restitution du message musical. Elles se traduiront par un son « sale » ou une certaine dureté dans l'aigu que l'on pourra facilement confondre avec de la distorsion, surtout sur des messages où les attaques sont nombreuses (piano, par exemple).

Outre le problème posé par la rapidité des circuits, la chute de tension consécutive à l'impédance de sortie non nulle des alimentations est très néfaste en régime musical. En effet, les crêtes se traduisant par des augmentations bru-

tales du courant fourni par l'alimentation provoquent autant de chutes de tension, limitant la puissance de sortie et induisant même parfois des écrêtages violents et donc une distorsion intolérable ! Notons que, bien souvent, les deux phénomènes vont de paire... et qu'un dépassement suit généralement de peu la chute de tension (fig. 2).

De quoi rivaliser avec les plus audacieuses oeuvres contemporaines... Il faut retenir que plus seront faibles l'impédance de sortie et le retard introduit par une alimentation, meilleur sera le comportement du circuit amplificateur connecté en aval.

Par ailleurs, il peut être utile d'attendre d'une alimentation qu'elle présente un très faible bruit en sortie : cela n'est que fonction du circuit alimenté, ce qui me fait dire que les études d'un amplificateur et de son alimentation doivent être faites de concert, et en bonne intelligence. Un amplificateur présentant un excellent taux de rejet du bruit d'alimentation s'accommodera fort bien d'un modèle passif sérieusement construit, même si celui-ci présente un bruit de quelques millivolts en sortie à pleine charge. Ce ne sera pas le cas de certains autres circuits qui, au contraire, ne toléreront aucun signal perturbateur sur leur ligne d'alimentation,

ALIMENTATION TRÈS FAIBLE BRUIT

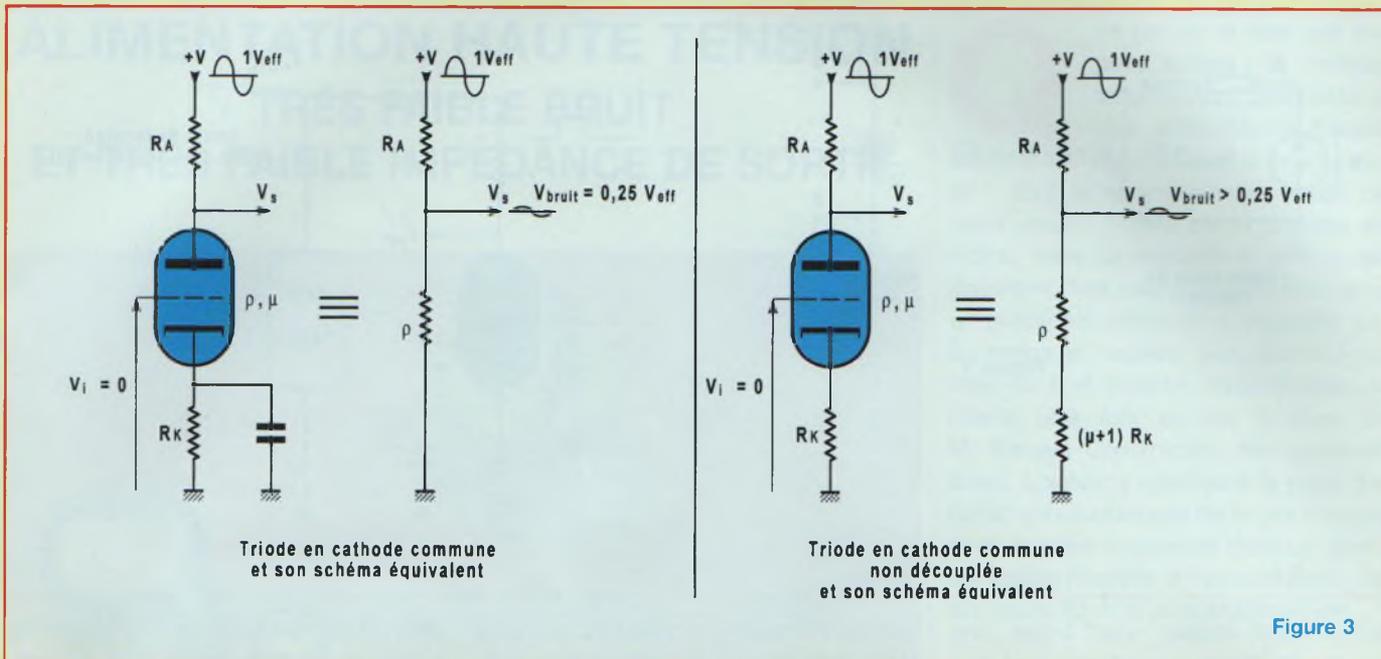


Figure 3

celui-ci se retrouvant presque intégralement en sortie.

RÉJECTION DU BRUIT D'ALIMENTATION DES CIRCUITS OU PSRR

CAS DES CIRCUITS À CATHODES COMMUNES (fig. 3)

Avant de pousser plus en avant cette analyse, voyons de plus près la définition du taux de réjection du bruit d'alimentation, ou PSRR en anglais (Power Supply Reject Rate). Le PSRR est la faculté d'un circuit à fournir un signal le moins entaché possible du bruit issu de l'alimentation, le résidu de filtrage en particulier.

On obtient ce taux en effectuant le rapport du bruit en sortie du circuit et du bruit issu de l'alimentation, le tout exprimé en dB, s'il vous plaît...

$$PSRR = 20 \text{Log} \frac{V_{B\text{sortie}}}{V_{B\text{alim}}}$$

Il va sans dire que plus le résultat sera élevé en valeur absolue, meilleure sera l'immunité du circuit au bruit. Afin de mieux comprendre le PSRR, travaillons sur un exemple que j'ai déjà introduit lors de l'étude du mono-tube mono-étage. Si

nous prenons un classique circuit à cathode commune découplé et chargé par une résistance, nous voyons bien en établissant le schéma équivalent « petits signaux » que le PSRR se détermine par un simple calcul de diviseur de tension :

Si $R_A = 3\rho$, on a

$$V_{B\text{sortie}} = \frac{V_{B\text{alim}} \times \rho}{R_A + \rho} = \frac{V_{B\text{alim}} \times \rho}{4 \times \rho} = \frac{V_{B\text{alim}}}{4}$$

Donc, $\frac{V_{B\text{sortie}}}{V_{B\text{alim}}}$ et PSRR =

$$20 \text{Log} \frac{V_{B\text{sortie}}}{V_{B\text{alim}}} = 20 \text{Log} \frac{1}{4} = -12 \text{dB}$$

On voit bien ici que le rejet est des plus limité, puisque l'on obtient en sortie 25 % du bruit d'alimentation, ce qui est loin d'être négligeable si l'on amplifie des signaux faibles et si l'on considère qu'il n'est pas rare de trouver une ondulation de l'ordre du volt à la sortie de nombre d'alimentations haute tension.

Afin de se défaire d'une idée reçue, notons au passage que le même circuit non découplé serait plus médiocre encore ! Cela se vérifie très aisément en établissant le schéma équivalent et en effec-

tuant le même type de calcul.

$$V_{B\text{sortie}} = \frac{V_{B\text{alim}} \times (\rho + (\mu + 1)Rk)}{R_A + (\rho + (\mu + 1)Rk)}$$

Nous pouvons donc affirmer que ce circuit, même s'il s'avère plus linéaire que le précédent, conséquence de la contre-réaction en courant appliquée, sera plus bruyant si l'alimentation n'est pas parfaitement silencieuse... Qui a dit que la CR réduisait toujours le bruit ? Retenons qu'il faut se méfier des idées reçues et éviter ce non découplage pour un étage d'entrée où le facteur bruit est primordial.

CAS DES SRPP (fig. 4)

Les circuits SRPP asymétriques triode/pentode que j'affectionne particulièrement possèdent en revanche un excellent PSRR.

Comme nous avons déjà pu le voir, la valeur équivalente de charge anodique du tube inférieur est notoirement plus élevée que la résistance interne de ce tube. On a ainsi un rapport :

$$\frac{V_{B\text{sortie}}}{V_{B\text{alim}}}$$

très élevé en valeur absolue, puisque le tube inférieur voit une charge égale à :

DES CARACTÉRISTIQUES HORS DU COMMUN

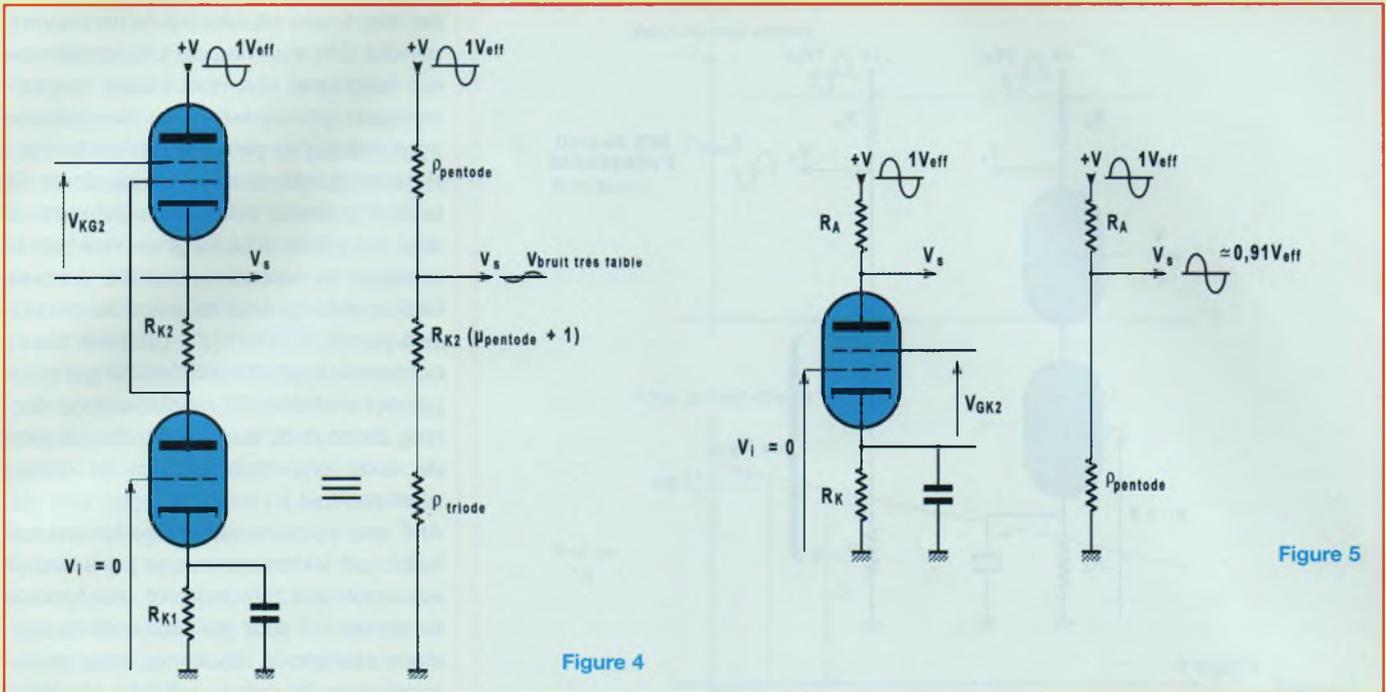


Figure 4

Figure 5

$$r_{pentode} + R_{K2}(\mu_{pentode} + 1)$$

valeur très élevée pour un circuit fonctionnant à vide.

$$\frac{V_{Bsortie}}{V_{Balim}} = \frac{r_{triode}}{r_{triode} + r_{pentode} + R_{K2}(\mu_{pentode} + 1)}$$

Voilà en quelques mots les raisons permettant d'obtenir avec l'amplificateur mono-étage et mono-tube comme celui qui vous a été présenté récemment un rapport S/B supérieur à 100 dB...

Tout cela est très intéressant, mais le monde de l'électronique n'étant pas un monde parfait, nous allons voir que tous les circuits ne possèdent pas un bon PSRR, loin s'en faut ! En fait, ce sont bien souvent les circuits possédant un fort gain, et donc les plus utilisés pour l'amplification de très faibles signaux, qui s'avèrent les plus déficients au niveau du rejet du bruit d'alimentation.

CAS DU CATHODE COMMUNE À PENTODE (fig. 5)

Le circuit le plus simple et qui étaye le mieux notre théorie est le cathode commune à pentode. Reprenons pour ce circuit le schéma équivalent...

Typiquement, nous prenons pour ce genre d'utilisation une charge anodique de valeur 10 fois inférieure à la résistance interne du tube, soit $\approx 100 \text{ k}\Omega$ pour une EF86 possédant une résistance interne de $1 \text{ M}\Omega$. Le rapport

$$\frac{V_{Bsortie}}{V_{Balim}}$$

nous donne alors :

$$\frac{V_{Bsortie}}{V_{Balim}} = \frac{\rho}{R_A + \rho} = \frac{1000}{100 + 1000} =$$

$$\frac{10}{11} = 0,909 \text{ soit } -0,83\text{dB.}$$

Nous retrouvons en sortie la quasi-totalité du bruit d'alimentation ! C'est pourquoi ce type de circuit, bien que présentant un gain important, est rarement utilisé en étage d'entrée.

On gagne souvent à utiliser deux étages à triode de gain plus modéré reliés en cascade plutôt qu'un seul étage à pentode, d'autant que ces dernières génèrent un bruit intrinsèque plus fort que les triodes, bruit dû à la rencontre des électrons émis par la cathode avec les différentes grilles.

CAS DU CASCODE (fig. 6)

J'en viens maintenant au montage, oh combien excellent, qui m'a conduit à mettre au point l'alimentation décrite ici, le dénommé cascode. Ce circuit bien connu est capable de performances remarquables en amplification « petits signaux », le gain atteignant facilement celui d'un étage à pentode tout en maintenant le bruit à un niveau bien plus faible qu'avec ces dernières. Mais qu'en est-il du PSRR ? C'est ce que nous allons voir à présent.

Qu'avons-nous donc ici ?

Deux triodes en série, la charge de cathode de la triode supérieure étant elle-même une triode ! L'établissement du schéma équivalent va nous montrer que du point de vue PSRR, cette disposition est désastreuse.

En effet, nous obtenons un rapport :

$$\frac{V_{Bsortie}}{V_{Balim}} = \frac{\rho + \rho(\mu + 1)}{\rho + \rho(\mu + 1) + R_A} =$$

$$\frac{\rho(\mu + 2)}{\rho(\mu + 2) + R_A} = \frac{\mu + 2}{\mu + 5} \text{ si } R_A = 3\rho$$

Nous voyons bien que plus le (μ) des tubes sera élevé, moins bon sera le

ALIMENTATION TRÈS FAIBLE BRUIT

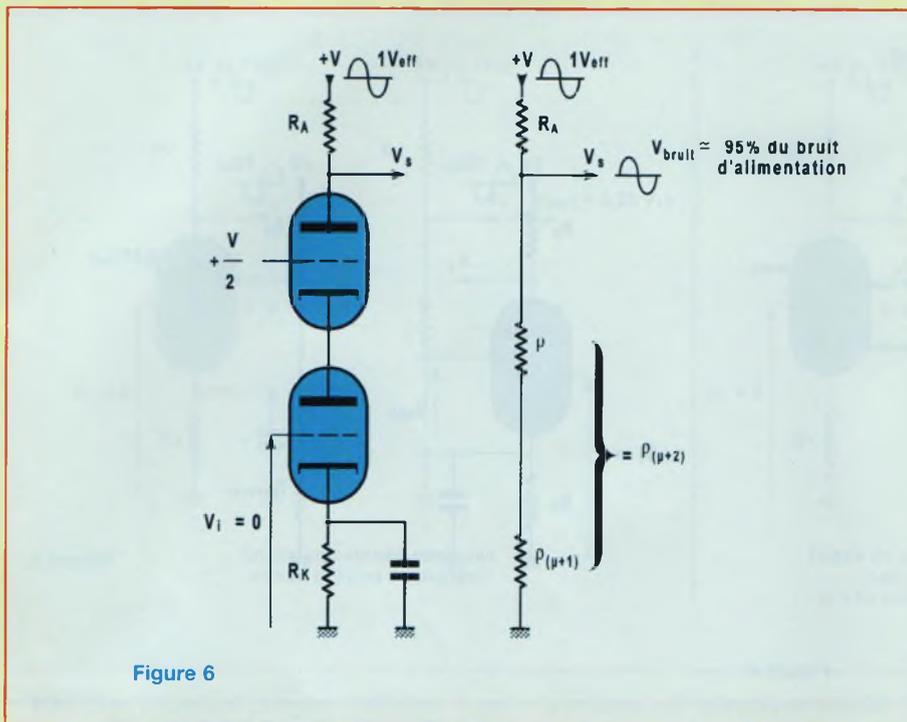


Figure 6

PSRR. Ainsi, une ECC83 donnera un PSRR de - 0,35 dB égale à $20 \text{ Log} (72/75)$! Le bruit généré par cette triode à très faible pente étant déjà très élevé, vous comprendrez que je ne puisse logiquement pas promouvoir ce tube poussieux... Rendons à César ce qui lui appartient : mes chères triodes à « grille cadre » ne feraient pas meilleure figure en ce qui concerne le PSRR, un EC86 permettant d'avoir - 0,36 dB, mais avec un bruit généré par le tube tout de même plus faible que l'ECC83, environ trois fois moins, sa pente étant dix fois plus élevée... J'insiste assez lourdement afin qu'aucune confusion ne soit possible entre le bruit généré par l'alimentation et le bruit intrinsèque des tubes, bien qu'ils interviennent tous deux et apportent leur contribution au rapport S/B.

UNE AFFAIRE DE BRUIT

BRUIT DES TUBES ET RÉSISTANCES

Puisque nous en parlons, je ne puis résister à l'envie de vous donner les formules permettant de calculer le bruit généré par les tubes, triodes et pentodes :

$$R_{\text{equ}} = \frac{2,5}{g_m} \text{ et } R_{\text{equ}} = \frac{I_A}{I_A + I_{G2}} \left(\frac{2,5}{g_m} + \frac{20 I_{G2}}{g_m^2} \right)$$

avec $g_m = S =$ pente et I_{G2} courant de grille écran.

Ne soyez pas étonnés de constater que nous obtenons en fait une résistance : celle-ci n'est autre que la fameuse résistance équivalente de bruit. Il a été choisi en effet de rapporter le bruit produit par un tube à celui d'une résistance de valeur R_{eq} en série avec sa grille et qui produirait un bruit de même tension efficace. Sachez en effet qu'une résistance, quelle qu'elle soit, produit un bruit dépendant de sa valeur, de sa température et de la bande passante considérée. C'est la conséquence pure et simple de l'agitation thermique au niveau microscopique se produisant en son sein. Ce bruit nommé bruit JOHNSON est un bruit blanc, c'est-à-dire ayant une répartition uniforme de puissance quelle que soit la fréquence. Notons, au passage, qu'une résistance réelle sera plus ou moins bruyante selon sa technologie et son utilisation. Il existe ainsi des bruits dépendants du courant traversant la résistan-

ce, des bruits causés par la non homogénéité des matériaux la constituant (ce qui explique les mauvaises performances des résistances au carbone aggloméré), j'en passe et des meilleures ! Retenez que la résistance équivalente de bruit d'un tube n'est qu'un artifice traduisant les effets du bruit provoqué par le passage du courant et ses fluctuations, bruit qualifié de bruit de grenaille, découvert par SCHOTTKY. Ce bruit est blanc, comme le bruit JOHNSON, ce qui nous permet en fait de le rapporter à ce dernier. Un bruit dû au courant, une tension de bruit, une résistance, la loi d'ohm n'est pas loin !

Afin que vous puissiez calculer le bruit induit par les résistances et les tubes, je vous donne à titre indicatif une formule fondamentale tout droit issue de la physique statistique. Souvenez vous seulement que la valeur efficace du bruit dépend de la largeur de bande passante que l'on considère (20 kHz pour nous, audiophiles), et qu'il suffit de remplacer « R » par « Req » pour connaître la valeur efficace du bruit généré par un tube :

$$V_{\text{bruit}} = 2\sqrt{kTB\overline{R}} \text{ en } V / \sqrt{\text{Hz}}$$

« B » étant la largeur de bande passante considérée, « T » la température en degrés Kelvin (293° pour une température ambiante de 20°C) et « k » la constante de Boltzman $k = 1,37.10^{-23}$ en joule/°K. Par exemple, si nous prenons une résistance quelconque de 100 kΩ à 20°C et une BP de 20 kHz, nous trouverons un bruit de valeur efficace égal à 5,66 μV à ses bornes. De même, un tube ECC83 avec sa modeste pente de 1,6 mA/V générera un bruit équivalent à celui d'une résistance de 1,5 kΩ, c'est-à-dire une tension efficace de bruit de 0,71 μV. Notez que cette résistance virtuelle placée en série avec la grille va être à l'origine d'un bruit important sur l'anode du tube, puisque le coefficient d'amplification du circuit intervient ici ! Puisque nous y sommes, remarquons que la résistance de charge d'une valeur usuelle de 300 kΩ pour l'ECC83 va elle aussi

DES CARACTÉRISTIQUES HORS DU COMMUN

générer un bruit de $10 \mu\text{V}$ en considérant une BP de 20 kHz ...

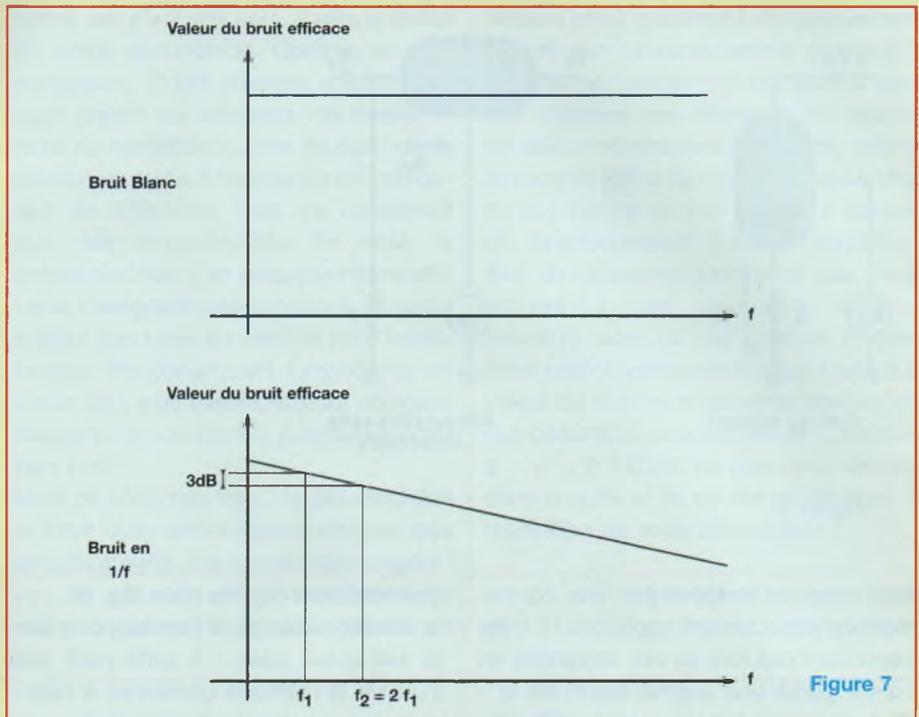
Comme vous le voyez, le bruit induit par un tube est bien inversement proportionnel à la racine carrée de sa pente.

C'est pourquoi une triode comme la 6C45 avec ses 45 mA/V affiche fièrement une résistance équivalente de bruit inférieure à 60Ω , un record en la matière... Considérez en effet que cela ne correspond qu'à $0,14 \mu\text{V}$, soit 5 fois moins qu'une ECC83 (remarquez que le rapport des pentes est de 28). Même en regardant du côté de l'anode d'un circuit possédant un coefficient d'amplification de 50, une valeur efficace de bruit de $7 \mu\text{V}$ est assez négligeable, n'est-ce pas ?

Comment parvenir à l'obtention d'un faible bruit en sortie ? Cela n'est pas chose aisée, car ce bruit est en fait la composition du résidu de redressement et filtrage de l'alimentation (50 ou 100 Hz), du bruit à proprement parlé provoqué par le passage du courant dans les composants et des effets thermiques. Ajoutons pour être parfaitement rigoureux qu'il est inexact de qualifier de bruit le résidu de filtrage, celui-ci étant un signal connu et périodique. En effet, le bruit est par définition aléatoire : c'est une somme de signaux non corrélés entre eux. Il est cependant d'usage d'appeler bruit tout signal indésirable superposé au signal utile, tout comme le téléviseur de votre voisin lorsque vous écoutez quelques morceaux pieusement choisis....

DIFFÉRENTS TYPES DE BRUITS

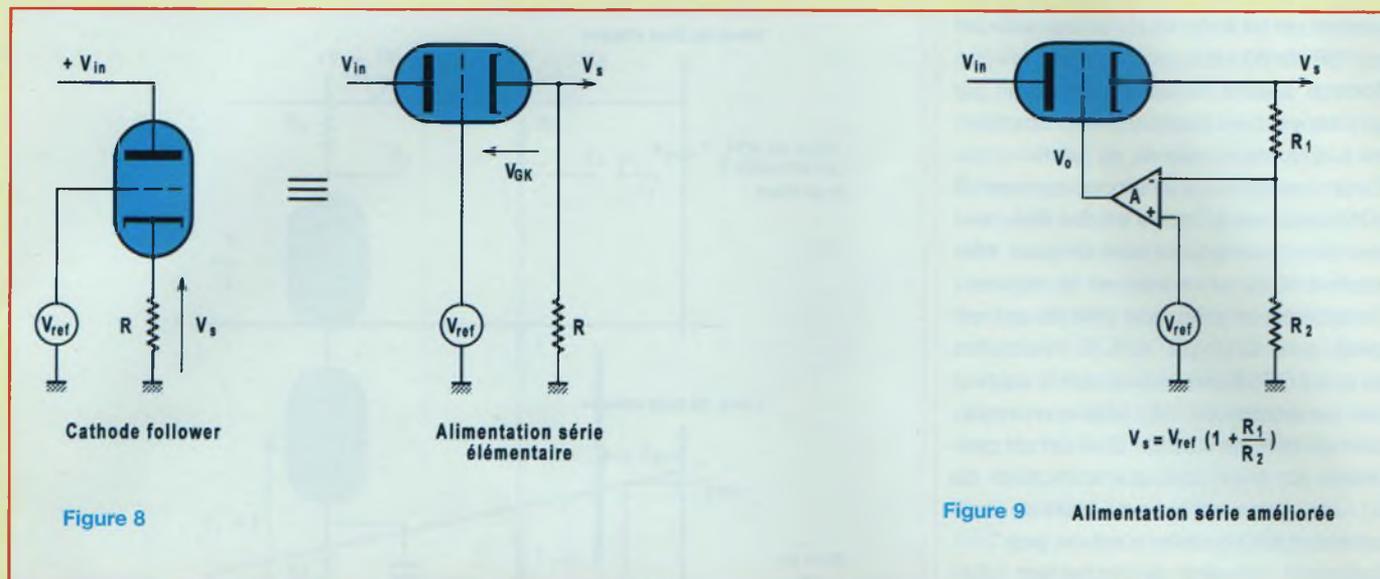
Il nous faut encore dire quelques mots sur le bruit, ou plutôt sur les bruits, car il en existe de plusieurs types... Retenez d'abord que tout composant électronique, voire un bout de fil, est un générateur de bruit d'origine thermique, conséquence de l'agitation de la matière au niveau atomique sous l'effet de la chaleur : c'est le bruit JOHNSON déjà évoqué. Il est bien connu que certaines électroniques génèrent plus de souffle à chaud qu'à froid. Vous comprendrez mieux mon intérêt pour les électroniques



à faibles impédances lorsque vous aurez pris connaissance de ceci : la résistance interne de tout composant actif ou de tout générateur (élément série du générateur de Thévenin de la figure 1) est elle-même génératrice de bruit ! N'en jetez plus, me diriez-vous si je pouvais vous entendre, mais cela est bien vrai et les résultats que nous avons trouvés précédemment pour les ECC83 et 6C45 sont inexacts. Il faut en effet considérer ce bruit additionnel induit par le p des tubes. Là encore, inutile de préciser que l'avantage va à la 6C45 avec sa résistance interne de $1 \text{ k}\Omega$ contre $62 \text{ k}\Omega$ pour la pauvre ECC.

Mais d'autres bruits existent et sont plus gênants encore... Nous avons par exemple le bruit produit par les semi-conducteurs, conséquence des recombinaisons entre les différents types de porteurs de charges. C'est celui-ci qui est à l'origine du souffle important des transistors bipolaires utilisés en amplification sans contre-réaction, ce bruit prenant naissance au niveau de la base et étant en quelque sorte amplifié par le transistor lui-même et par les étages suivants.

Ces composants génèrent aussi un autre type de bruit qui se manifeste sous forme de « bouffées » : ce sont de brutales augmentations de bruits à intervalle irrégulier, faisant « claquer » l'aiguille de votre millivoltmètre sans raison apparente quand celui-ci est connecté à la sortie de l'étage amplificateur... Les Anglo-saxons, avec leur langage imagé, souvent choisi avec beaucoup de pertinence, appellent cela un bruit « pop-corn » ! Quant on sait que certains ouvrages sont qualifiés de « cook book », rien d'étonnant à cela ! Il existe aussi un bruit dit $(1/f)$ ou bruit de scintillement, qui a la fâcheuse tendance de s'exprimer dans les basses fréquences, notre domaine de prédilection. Ce bruit trouve son origine dans les variations locales de résistances au niveau des composants. Il est proportionnel au courant continu les traversant. On peut le qualifier de bruit rose puisque contrairement au bruit blanc, son spectre de répartition en puissance dépend de la fréquence et décroît de 3 dB à chaque fois que celle-ci augmente d'une octave (fig. 7). Mais rassurez-vous, beaucoup de ces bruits d'origines diverses peuvent



être tenus en respect par une contre-réaction correctement appliquée ! Il n'est cependant pas rare de voir apparaître en contre partie une augmentation de la « ronflette » due à la boucle de CR elle-même captant du 50 Hz. Comme nous sommes précautionneux, ce ne sera bien entendu pas notre cas...

GENÈSE DU MONTAGE

Enfin ! Il était pourtant important d'introduire toutes ces notions qui sont fondamentales pour ne pas « souder idiot ».

Il nous faut d'abord nous pencher sur le choix du ballast commun à toutes les alimentations de type série.

Vous l'aurez compris, le MOS est définitivement le meilleur candidat pour accomplir cette tâche.

La très forte transconductance de ce type de transistor permet d'accéder à des résistances de sortie beaucoup plus basses que celles que nous aurions permises leurs vénérables ancêtres qu'étaient les tubes. Je ne reviendrai pas plus sur ce choix, celui-ci ayant déjà fait l'objet d'explications dans un précédent article.

Pour bien comprendre l'importance de la transconductance, on peut se servir du montage cathode ou source-follower qui constitue en fait le modèle le plus simple

d'alimentation régulée série (fig. 8).

La détermination de la résistance de sortie est assez aisée... Il suffit pour cela d'utiliser la méthode consistant à calculer la tension à vide du circuit dans un premier temps et ensuite le courant de court-circuit en sortie.

Zout vaut alors

$$\frac{V_s \text{ vide}}{I_{cc}}$$

Cette formule s'entend en régime sinusoïdal, bien entendu...

Le coefficient d'amplification du montage étant égal à :

$$A_v = \frac{\mu R k}{\rho + (\mu + 1) R k} \approx \frac{\mu R k}{\rho + \mu R k}$$

et le courant de court-circuit à :

$$I_{cc} = \frac{\mu V_e}{\rho} = g_m V_e,$$

on trouve :

$$Z_{out} = \frac{A_v \times V_e}{I_{cc}} = \frac{\mu R k}{(\rho + \mu R k) g_m}$$

$$\frac{\rho R k}{\rho + \mu R k} = \frac{1}{\frac{1}{R k} + \frac{\mu}{\rho}} = \frac{1}{\frac{1}{R k} + g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

Notez que cette formule est valable en supposant que :

$$\mu \gg 1 \text{ et } \frac{1}{R k} \ll g_m$$

où $g_m = S =$ pente, ce qui est juste lorsque nous choisissons une valeur très élevée pour cette résistance. En bref, plus la transconductance de votre ballast sera élevée, plus faible sera l'impédance de sortie. En regardant de plus près ce schéma simple, on voit que toute augmentation du courant de charge provoque l'augmentation de la tension de sortie et donc la baisse de la tension V_{GK} (valeur négative devenant plus négative, rappelons-le), et par conséquent la diminution du courant circulant dans le tube, limitant l'augmentation de la tension de sortie... Simple, n'est-ce pas ? Nous sommes en fait en présence d'une contre-réaction de tension ! Il va de soi que plus celle-ci sera forte, plus l'impédance de sortie baissera et plus la tension de sortie sera stable et indépendante de la charge. Comment obtenir ceci ? Simplement en augmentant artificiellement le gain de notre ballast par l'utilisation d'un amplificateur de tension, ce qui va aboutir au schéma suivant (fig. 9).

Par le biais de cette utilisation, nous augmentons artificiellement le gain du ballast. En reprenant l'équation donnant l'impédance de sortie Z_{out} , on trouve

DES CARACTÉRISTIQUES HORS DU COMMUN

maintenant :

$$Z_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_k} + \frac{\mu A}{\rho}} \approx \frac{1}{A \times g_m}$$

en appelant « A » le coefficient d'amplification du circuit amplificateur.

Ainsi, si A = 1000, ce qui est somme toute raisonnable pour un amplificateur opérationnel par exemple, l'impédance de sortie devient très, très basse... Mais ne brûlons pas les étapes et rassurez vous, nous n'allons pas utiliser ce type de composant ne remplissant pas toutes les garanties nécessaires au respect de notre cahier des charges, en particulier au niveau du bruit et de la rapidité.

Nous allons cependant garder ce schéma de principe et créer à l'aide de composants discrets l'amplificateur de diffé-

rence, car c'est son nom. Il sera le cœur de notre alimentation. Comme vous le remarquez, il est d'usage d'utiliser un pont résistif dit « diviseur de tension » pour ne réinjecter qu'une fraction de la tension de sortie à l'entrée de l'amplificateur de différence. Cela n'a quasiment que des inconvénients. En effet, la contre-réaction n'en sera que moins efficace, l'intégralité des variations en sortie n'étant pas prise en compte par l'amplificateur. Par conséquent, l'impédance de sortie sera plus élevée, surtout en haute fréquence (nous verrons pourquoi un peu plus loin).

Mais ce n'est pas tout : la CR réduisant le bruit (des alimentations comme des amplificateurs), une alimentation dépourvue de ce pont résistif n'en sera que moins bruyante. Pourquoi ce diviseur de

tension est-il quasiment universellement adopté sur les alimentations régulées ? Simplement parce que cet artifice permet d'utiliser une référence de tension de valeur notablement plus faible que la tension de sortie du circuit. Il faut en effet ne pas perdre de vue que pour assurer un fonctionnement linéaire, l'amplificateur de différence doit avoir ses deux entrées à des potentiels voisins. Pourquoi alors ne pas prendre simplement une référence de tension égale à la valeur de la tension de sortie désirée, ce qui garantit le respect de la condition $e^+ - e^- \approx 0$? C'est ce que nous verrons dans la suite et fin de cet article avec la réalisation de notre alimentation...

A bientôt et bonne lecture
Jérôme Gest

RADIO TUBES

Ouvert du Mardi au Samedi de 14h à 18h
Paris 11e - Métro République

40 bd du Temple - 75011 Paris
Tel. 01 47 00 56 45
Email. radio.tubes@laposte.net
Site Internet www.radio-tubes.net

spécialiste du tube
depuis 50 ans

*des tubes de grandes marques américaines
et européennes - plus de 3000 références disponibles*

référence	origine	prix par tube, TTC
12 AT 7 (equiv. ECC81)	USA / Europe	à partir de 10 €
12 AU 7 (equiv. ECC82)	USA / Europe	" 10 €
12 AX 7 (equiv. ECC83)	USA / Europe	" 15 €
2A3	USA / Europe	" 40 €
5R4	USA / Europe	" 20 €
5U4	USA / Europe	" 20 €
5Y3	USA / Europe	" 15 €
5Z3	USA / Europe	" 15 €
6 CG 7 (equiv. 6 FQ 7)	USA / Europe	" 25 €
6550C	Europe	(marque Orion) 25 €
6C4	USA	(marque Raytheon) 15 €
6L6	USA / Europe	" 20 €
6SN7	USA	" 15 €
6V6	USA / Europe	" 15 €
6X4	USA	" 12 €
807	USA / Europe	" 15 €
EC 86	Europe	" 10 €
ECC 80	USA / Europe	" 30 €
ECC 88	USA / Europe	" 20 €
ECL 82	Europe	" 8 €
ECL 86	Europe	" 15 €
EL 34	Europe	" 20 €
EL 84	Europe	" 10 €
EL183	Europe	" 14 €
EM80	Europe	" 9 €
EZ80	Europe	" 10 €
GZ32	Europe	" 20 €
R120	Europe	" 25 €

Tous les tubes listés sont neufs et testés,
et de très grande qualité.

Stock unique en France.
Nombreux modèles des marques suivantes :

General Electric
RCA
Raytheon
Sylvania
RTC
Philips
Miniwatt Dario
Telefunken
etc...

N'hésitez pas à nous appeler au

01 47 00 56 45

Le magasin est ouvert du mardi au samedi
de 14h à 18h

Par email : radio.tubes@laposte.net

Pour des livraisons en France :
frais de port / emballage : 7 €
(colissimo suivi)

www.radio-tubes.net

FREQUENCE TUBES

La passion des tubes

HORAIRES

LE LUNDI DE 14 H À 18 H
DU MARDI AU SAMEDI
DE 10 H À 18 H

METTEZ EN VALEUR
VOS ÉLECTRONIQUES :
précision, assise
et transparence avec



TOUS NOS TUBES
SONT TRIÉS ET
APPARIÉS PAR
QUANTITÉ SUR
BANC DYNAMIQUE

CONSULTEZ-NOUS
POUR TOUTES VOS
DEMANDES SPÉCIALES
NOUS FABRIQUONS SELON
VOS SPÉCIFICATIONS

PLUS DE 1200 REF.
DE TUBES EN STOCK.

COMPOSANTS :
CONDENSATEURS,
RÉSISTANCES,
POTENTIOMÈTRES,
TOUTES VALEURS,
PIÈCES DÉTACHÉES,
SUPPORT DE TUBES,
TRANSFORMATEURS,
CONNECTIQUES.

RÉPARATION ET RESTAURATION
DE TOUTES LES ÉLECTRONIQUES :
TUBES ET TRANSISTORS
TOUTES MARQUES

Promo Tubes

12A7WA/ECC81 RTC les 5 : 25,00 €
12AU7A/ECC82 RTC les 5 : 25,00 €



ELECTRO-HARMONIX
GENERAL ELECTRIC
JJ / TESLA
MULLARD
RTC/PHILIPS/SOVTEK
SYLVANIA
SVETLANA
TELEFUNKEN

TRANSFORMATEURS

Tôles grains orientés M6X recuites
Cuivre OFC

Imprégnation étuve pour les capots
Résine epoxy pour les cuves

Cuve peinture au four
Transfo moule résine

Capot nickelé poli



LED N°169	TRANSFO ALIM :	122,00 €
PUSH PULL 845	TRANSFO SORTIE :	91,00 €
SCHEMA R. CARIOU	INDUCTANCE :	55,00 €
	INTERETAGE :	67,00 €

Transformateurs audio

(Fabrication française : MAGNETIC SA)

TYPE	Z	CAPOT	CUVE
PUSH EL84	8000	41,00 €	56,00 €
PUSH EL34	3800	57,00 €	69,00 €
300B	3000	72,00 €	91,00 €
300B	3000	PRESTIGE	194,00 €
PUSH 6C33	3000	TORIQUE	53,00 €
211/B45SE	9000		132,00 €
PUSH 6550	3800	72,00 €	91,00 €
SELF	5HY03A	28,00 €	40,00 €
SELF	10HY03A	33,00 €	45,00 €
SELF	10HY05A	41,00 €	58,00 €
ALIM	150VA	48,00 €	57,00 €
ALIM	250VA	58,00 €	72,00 €
ALIM	350VA	70,00 €	87,00 €
ALIM	500VA	89,00 €	117,00 €

Sortie

N° LED	CAPOT	CUVE
143-145	72,00 €	T4 92,00 € C4
151	41,00 €	T2 56,00 € C2
157	72,00 €	T4 92,00 € C4
159	57,00 €	T3 69,00 € C3
161-162		132,00 € C4
165	72,00 €	T4 92,00 € C4
166	57,00 €	T3 69,00 € C3
169	72,00 €	T4 92,00 € C4
170	57,00 €	T3 69,00 € C3
171	57,00 €	T3 69,00 € C3
172-173		92,00 € C4
175		
175	57,00 €	69,00 €
177		98,00 €

site : magnetic.com.free.fr

Alim

CAPOT	CUVE
58,00 €	T4 72,00 € C4
58,00 €	T2 72,00 € C4
70,00 €	T5 87,00 € C5
58,00 €	T4 72,00 € C4
	117,00 € C6
70,00 €	T5 87,00 € C5
58,00 €	T4 72,00 € C4
70,00 €	T5 87,00 € C5
58,00 €	T4 72,00 € C4
58,00 €	T4 72,00 € C4
	117,00 € C6
40,00 €	49,00 €
70,00 €	87,00 €
	80,00 €

TUBES ÉLECTRONIQUES



SOVTEK

2A3	SOVTEK	50,00 €
5881	SOVTEK	22,00 €
6922	SOVTEK	20,00 €
6C45PI	promo SOVTEK	22,18 €
6EU7	SOVTEK	29,00 €
6H30PI	promo SOVTEK	23,41 €
6SL7	SOVTEK	12,00 €
6SN7	SOVTEK	14,00 €
7591XYZ	SOVTEK	23,00 €
12AX7LPS	SOVTEK	20,00 €
EL84M	SOVTEK	23,00 €
5U4G	SOVTEK	22,00 €
6C19PI	SOVTEK	19,00 €
6PI45C	SOVTEK	38,00 €
EM80	SOVTEK	16,00 €
5AR4/GZ34	SOVTEK	23,00 €
6CW4	Nuvistor SOVTEK	22,00 €
GM70	SOVTEK	142,00 €
6C33C-B	SOVTEK	64,00 €
6N7	SOVTEK	14,00 €

DIVERS

6N1P	SVETLANA	18,00 €
6J5	EUROPE	13,00 €
EC86	EUROPE	8,00 €
EZ80	EUROPE	13,00 €
5998	USA	50,00 €
845	CHINO	75,00 €
807	EUROPE	25,00 €
EF86	EUROPE	13,00 €
ECL82	EUROPE	12,00 €
ECL86	EUROPE	13,00 €
EL509	EUROPE	30,60 €
EL183	EUROPE	9,00 €
EL34	JJ/TESLA	22,00 €

USA - Military JAN tubes

6AS7G	JAN	18,00 €
6AV6	JAN	11,00 €
6C4WA	JAN	17,94 €
6U8A/ECF82	JAN	13,00 €
6X4 WA	JAN	10,00 €
829B/3E29	JAN	64,00 €
5814 A/12AU7	JAN	15,00 €
6080 WC	JAN	22,00 €
OA2	JAN	8,00 €
OB2	JAN	8,00 €
6AN8	JAN	17,94 €
5842/417A	JAN	17,00 €
6AQ8/ECC85	JAN	24,00 €
6B4G	JAN	68,30 €
12AZ7	JAN	20,00 €
5670W	JAN	15,55 €
7199	JAN	51,00 €

Supports tubes



NOVAL CI	2,90 €
NOVAL CHASSIS OR	6,10 €
NOVAL CHASSIS BLINDÉ	4,00 €
OCTAL CI	2,90 €
OCTAL CHASSIS USA	4,60 €
MAGNOVAL	4,50 €
JUMBO (845) OR	19,00 €

Potentiomètre PIHER



axe métal, de 100 Ω à 10 MΩ - mono/stéréo - lin/log
simple 9,15 €
double 13,72 €

CONDENSATEURS

Condensateurs LCR

(Made in England)

16 + 16 µF	/ 450 v	24,00 €
32 + 32 µF	/ 500 v	26,00 €
50 + 50 µF	/ 500 v	27,00 €
100 + 100 µF	/ 500 v	28,00 €
500 µF	/ 500 v	43,00 €

Condensateurs F&T

(Made in Germany)

32 + 32 µF	/ 500 v	18,00 €
50 + 50 µF	/ 500 v	20,00 €
100 + 100 µF	/ 500 v	33,00 €

Condensateurs AERO-M

(Made for Mallory-USA)

20 + 20 + 20 + 20	/ 475 v	44,00 €
30 + 30 + 30 + 10	/ 475 v	68,00 €

Condensateurs "JJ"

32 + 32 µF	/ 500 v	14,04 €
50 + 50 µF	/ 500 v	15,06 €
100 + 100 µF	/ 500 v	22,72 €
40 + 20 + 20 + 20	/ 500 v	38,03 €

Condensateurs mica-argenté

10 pF	/ 500 v	0,92 €
22 pF	/ 500 v	0,92 €
33 pF	/ 500 v	0,92 €
47 pF	/ 500 v	0,92 €
100 pF	/ 500 v	0,92 €
120 pF	/ 500 v	0,95 €
250 pF	/ 500 v	1,10 €
390 pF	/ 500 v	1,23 €
500 pF	/ 500 v	1,33 €
1 nF	/ 500 v	1,33 €

Sprague "ATOM" standard

(USA)

10 µF	/ 500 v	8,00 €
20 µF	/ 500 v	8,50 €
20 µF	/ 600 v	17,00 €
40 µF	/ 500 v	12,50 €
80 µF	/ 450 v	12,00 €

Condensateurs

(Made in Japan) "Illinois"

22 µF	/ 500 v	6,00 €
47 µF	/ 500 v	12,00 €
100 µF	/ 450 v	10,00 €

BIBLIOGRAPHIE (DATA BOOK) : ÉQUIVALENCES ET BROCHAGES



Condensateurs "XICON"

(Made in Japan) - polypropylène

1 nF	/ 630 v	0,77 €
2,2 nF	/ 630 v	0,77 €
4,7 nF	/ 630 v	0,77 €
10 nF	/ 630 v	0,77 €
22 nF	/ 630 v	0,90 €
47 nF	/ 630 v	1,07 €
100 nF	/ 630 v	1,17 €
220 nF	/ 630 v	1,61 €
470 nF	/ 630 v	3,10 €

Condensateurs Sprague "orange Drops"

715 polypropylène

1 nF	/ 600 v	1,15 €
1,5 nF	/ 600 v	1,17 €
2,2 nF	/ 600 v	1,20 €
3,3 nF	/ 600 v	1,23 €
4,7 nF	/ 600 v	1,25 €
10 nF	/ 600 v	1,28 €
15 nF	/ 600 v	1,66 €
22 nF	/ 600 v	1,74 €
47 nF	/ 600 v	2,04 €
68 nF	/ 600 v	2,43 €
100 nF	/ 600 v	2,68 €
150 nF	/ 600 v	3,57 €
220 nF	/ 600 v	4,85 €
470 nF	/ 400 v	4,72 €

Condensateurs Sprague "orange Drops"

série 716 très haute performance

1 nF	/ 600 v	1,71 €
2,2 nF	/ 600 v	1,79 €
4,7 nF	/ 600 v	1,86 €
10 nF	/ 600 v	1,91 €
22 nF	/ 600 v	2,60 €
47 nF	/ 600 v	3,01 €
100 nF	/ 600 v	3,83 €
220 nF	/ 600 v	5,36 €
470 nF	/ 400 v	5,54 €

Condensateurs F&T

(Made in Germany)

22 µF	/ 500 v	6,76 €
47 µF	/ 500 v	10,85 €
80 µF	/ 450 v	12,51 €
100 µF	/ 450 v	15,06 €
220 µF	/ 450 v	20,05 €

TOUS LES PRODUITS PRÉSENTÉS PERMETTENT LA RÉNOVATION DE MATÉRIELS ANCIENS AVEC DES COMPOSANTS D'ORIGINE.



LED N°176

PUSH PULL 6AS7G

SCHEMA R. CARIOU

KIT TRANSFOS : 265,00 €

KIT COMPLET : 665,00 €



LED N°180

LAMPÉMÈTRE

Kit transformateurs : 95,00 €

Kit Galvas + commutateurs : 100,00 €

KIT COMPLET : 580,00 €

Condensateurs "Audience Auricaps"

polypropylène - très haute performance

100 nF	/ 450 v	14,81 €
220 nF	/ 450 v	17,61 €
330 nF	/ 450 v	18,38 €
470 nF	/ 450 v	20,68 €
680 nF	/ 450 v	22,21 €
1 µF	/ 450 v	23,48 €
2,2 µF	/ 450 v	26,80 €
10 nF	/ 600 v	13,91 €
22 nF	/ 600 v	14,93 €
47 nF	/ 600 v	16,21 €
100 nF	/ 600 v	19,14 €
220 nF	/ 600 v	20,17 €
470 nF	/ 600 v	24,25 €
1 µF	/ 600 v	49,78 €

Série Standard

2,2 µF	/ 350 v	0,60 €
10 µF	/ 450 v	1,50 €
47 µF	/ 360 v	2,20 €
47 µF	/ 450 v	2,50 €
100 µF	/ 400 v	4,50 €
220 µF	/ 385 v	6,50 €
220 µF	/ 400 v	6,70 €
470 µF	/ 400 v	13,90 €

Condensateurs "ERO" MKT

10 nF	/ 630 v	2,27 €
22 nF	/ 630 v	2,39 €
47 nF	/ 630 v	2,56 €
68 nF	/ 630 v	3,01 €
100 nF	/ 630 v	4,60 €
220 nF	/ 1000 v	5,61 €
470 nF	/ 630 v	6,80 €

CONDITIONS DE VENTE

RÈGLEMENT PAR CHÈQUE JOINT À LA COMMANDE

PORT TUBE : 1 A 4 : 6,10 € AU-DELA 9,15 €

PORT TRANSFOS : COLISSIMO RECOMMANDÉ (NOUS JOINDRE)

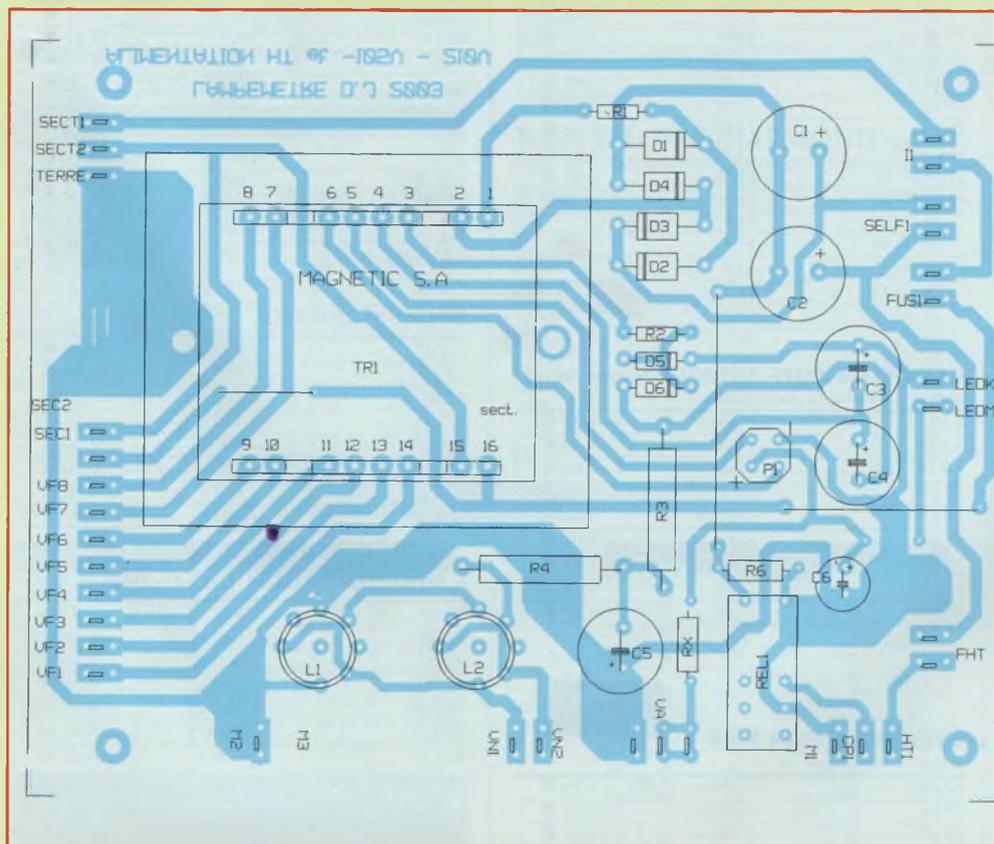
PORT COMPOSANTS : FORFAIT 6,10 €

PAS DE MINIMUM DE FACTURATION

LAMPEMÈTRE DJ 2003



Une bonne partie du premier épisode a été consacrée à la réalisation du coffret sous forme de "pupitre". Rien n'existant dans le commerce à des dimensions aussi importantes, il a été de ce fait indispensable de "penser" un boîtier pouvant recevoir toute l'électronique de notre lampemètre, mais avec des commandes multiples se partageant une grande surface inclinée. Pour les manipulations, cette pente est beaucoup plus agréable qu'une face avant verticale ; on apprécie immédiatement.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances

R1, R2 :	1 Ω 1/4 W
R3 :	2,2 kΩ 7 W
R4 :	3,3 kΩ 7 W
R6 :	56 Ω 1 W
RX :	100 Ω 1/2 W

• Condensateurs

C1, C2, (*) :	47 μF/450 V
C3, C4, C5 :	47 μF/350 V
C6 :	470 μF/40V

• Semiconducteurs

D1 à D4 (1000V/3A) :	BY255
D5, D6 (1000V/1A) :	1N4007
P1 :	pont 100V/1A

• Divers

L1, L2 : 0B2
 Support L1, L2 : M7 CI
 REL1 : relais 6V Finder 2 RT
 I1 : inter min. 250V/2A
 FUS1, FUS2 : fus. 5x20/315 mA
 Support FUS1, FUS2 : supports panneau
 Bornes SECT1, SECT2, TERRE
 FUS2, SELF1, LEDA :
 Borniers ou cosses Y 307 L
 Borniers ou cosses Y 306 L pour autres bornes.
 (*) Tension de service 450V impérative.

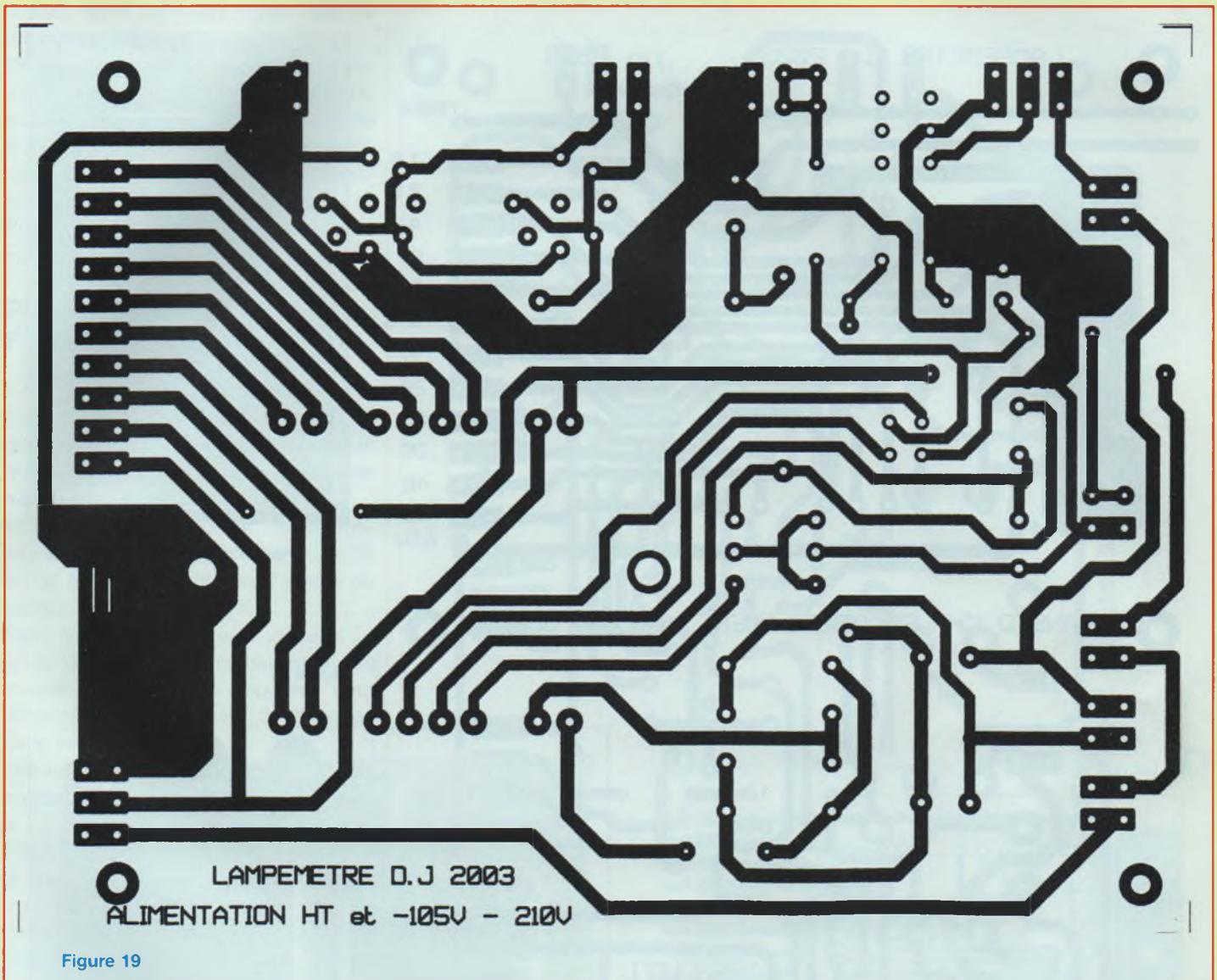


Figure 19

Le chapitre tôlerie dépassé, nous nous sommes intéressés à "l'électronique modulaire" pour vous présenter une grande carte très précieuse au niveau des interconnexions entre 11 commutateurs rotatifs. Imaginez le travail de câblage à effectuer avec des fils "volants" et tous les risques d'erreurs possibles ! Avec le circuit imprimé "double faces" à trous métallisés proposé, 90% des interconnexions sont effectuées automatiquement et proprement au moment de la conception de celui-ci.

Nous allons maintenant avancer la réalisation du lampemètre en découvrant les autres modules électroniques qui sont eux conçus à partir de circuits imprimés "simple face".

PLATINE REDRESSEMENT HT ET ALIMENTATIONS NÉGATIVES

Avant toute chose, il faut disposer du circuit imprimé qui fait l'objet de la **figure 19**. Ses dimensions de 184x143 mm permettent d'y assembler les composants

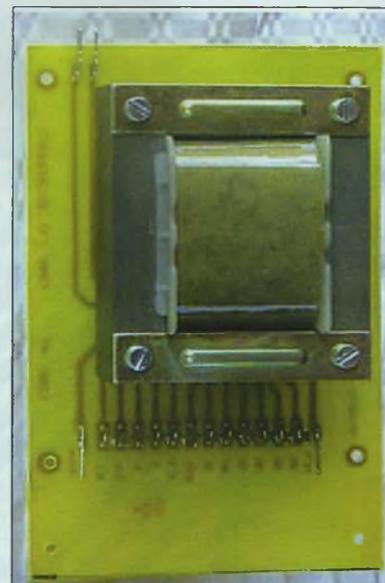
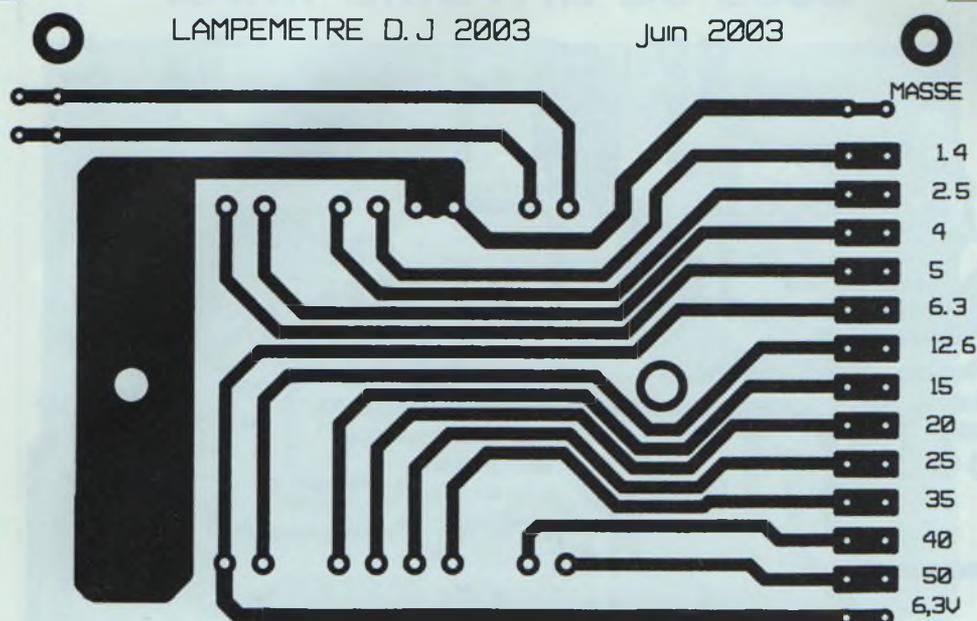
de la figure 3, y compris le transformateur d'alimentation.

Les grosses pastilles rectangulaires à 2 trous vont recevoir des cosses pour C.I. à "double pin" d'ancrage avec sortie "largeur" de 2,8 mm.

Le câblage du module de la **figure 20** doit vous assurer une mise en place correcte des composants en vous "appuyant" sur la nomenclature. Il faut veiller à la bonne orientation des composants polarisés, tels les diodes et les condensateurs.

Mettre tout d'abord en place les 3 straps

LAMPEMÈTRE PROFESSIONNEL



Platine chauffage filament

TRANSFO CHAUFFAGE FILAMENT Jacques Dudoret

Figure 21

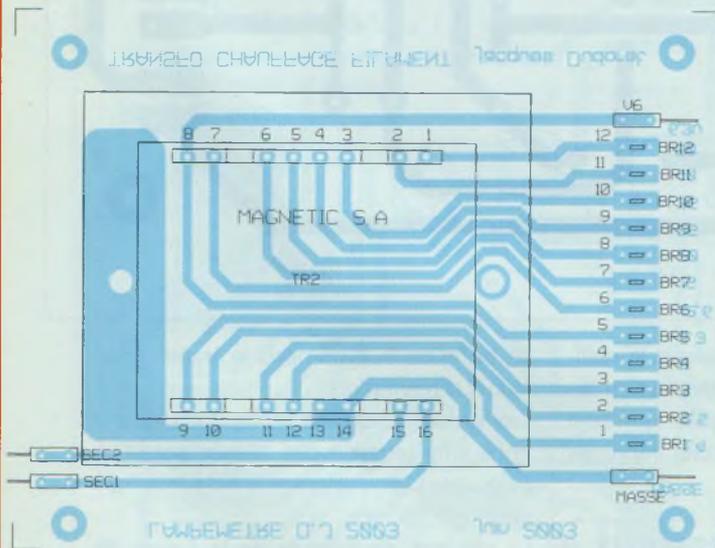
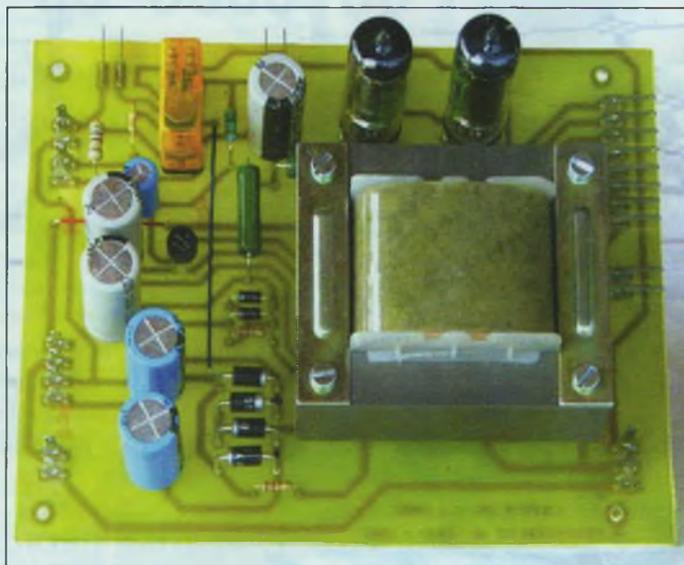


Figure 22



Platine alimentation

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

TR2 Transformateur spécial MAGNETIC S.A. : 220 V - 1,4 V...6,3 V...50 V
 V6, MASSE, SEC1, SEC2 : cosses Y 306 L
 BR1...BR12 : cosses Y 307 L

VÉRIFIEZ ET APPAIREZ VOS TUBES

réalisés en fil de cuivre rigide isolé de 0,6 mm de diamètre.

On sélectionne ensuite le composant par sa hauteur, soit en premier les diodes D5 et D6, puis les résistances (à surélever de 2 à 3 mm du circuit imprimé), en terminant par le relais de sécurité et le transformateur.

Pour TR1, les pattes (9) à (16) doivent se trouver face aux tubes OB2 (L1 et L2).

PLATINE "CHAUFFAGE FILAMENT"

Il n'y a aucune difficulté à réaliser le circuit imprimé de la **figure 21**. Comme l'indique la **figure 22**, celui-ci ne reçoit qu'un transformateur et 16 cosses nécessaires aux interconnexions.

Attention à l'orientation du transformateur en prenant en compte les picots (9) à (16) qui se trouvent vers l'arrivée du secteur.

Deux types de cosses sont utilisées. La photo de cette platine en témoigne. Les cosses verticales sont disposées pour alimenter le commutateur de sélection de la tension filament.

Les autres cosses (au nombre de 4) sont horizontales.

PLATINE VE1, VE2 ET VA À TUBES

Le tracé des pistes cuivrées de cette platine est reproduit en **figure 23**. Les liaisons sont un peu plus denses que pour les deux circuits précédents.

La pose et le soudage des composants sont précisés en **figure 24**.

D'abord placer les straps en fils isolés puis les résistances en les surélevant de 3 mm de l'époxy.

Faire attention à l'orientation des supports OCTAL, l'ergot central étant dirigé vers le bord du circuit imprimé.

Pour les supports NOVAL 9 broches, il n'y a qu'une possibilité, donc pas d'erreur possible. Le câblage se termine avec les relais Finder 2R/T 24 V qui sont les composants les plus volumineux.

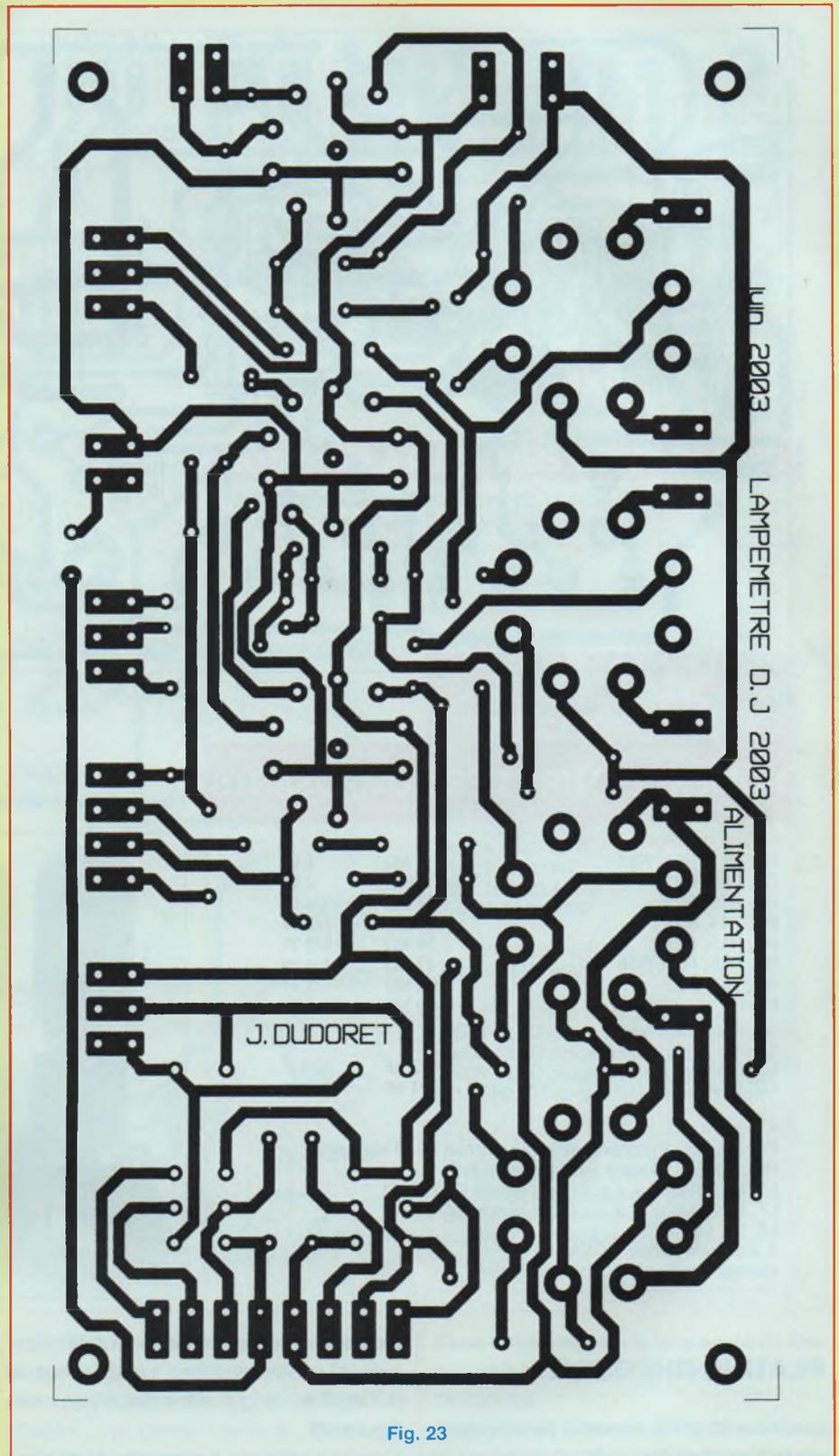


Fig. 23

LAMPEMÈTRE PROFESSIONNEL

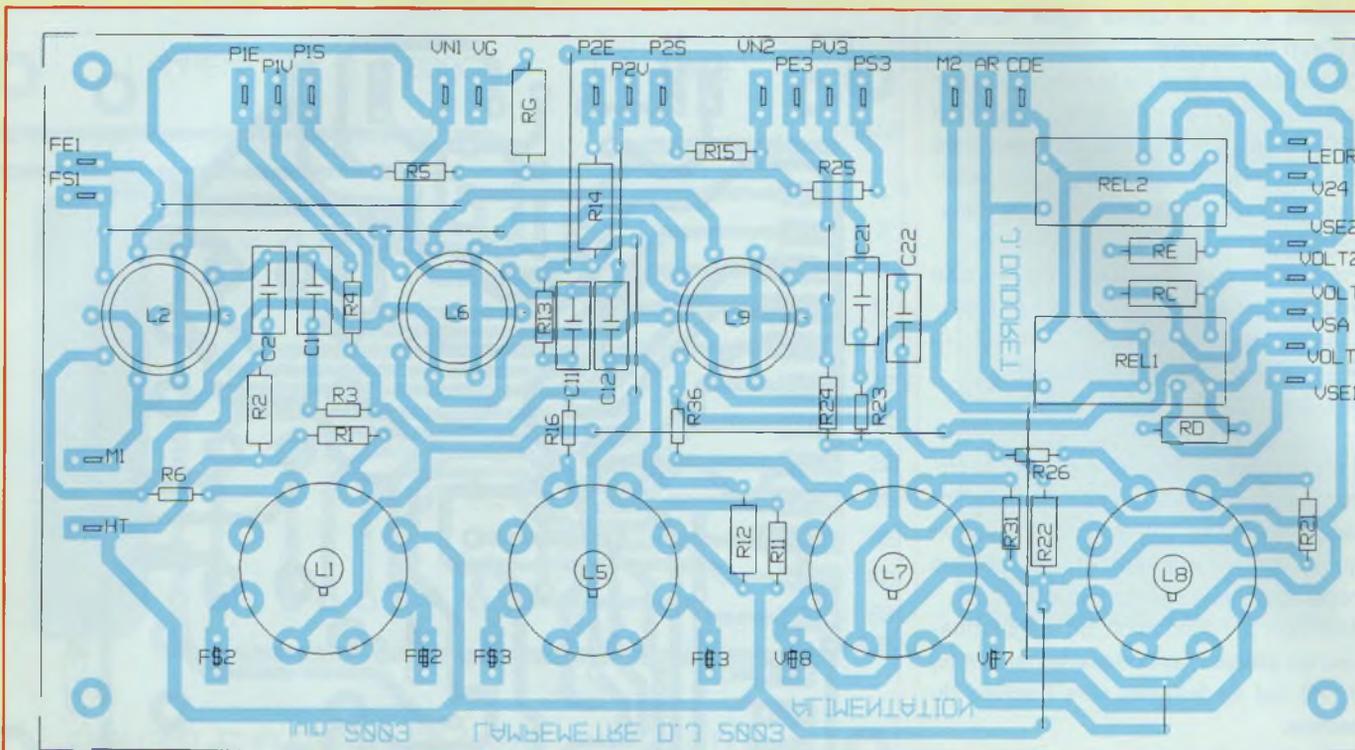


Figure 24

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances

R1, R11, R21, R31 :	1 kΩ	1 W
R2, R12, R22 :	1 MΩ	2 W
R3, R13, R23 :	47 kΩ	1/4 W
R4, R14, R24 :	150 kΩ	1/2 W
R5, R15, R25 :	56 kΩ	1/2 W
R6, R16, R26, R36 :	47 kΩ	1/4 W
RC, RD, RE :	100 kΩ	1 W
RG :	39 kΩ	1 W

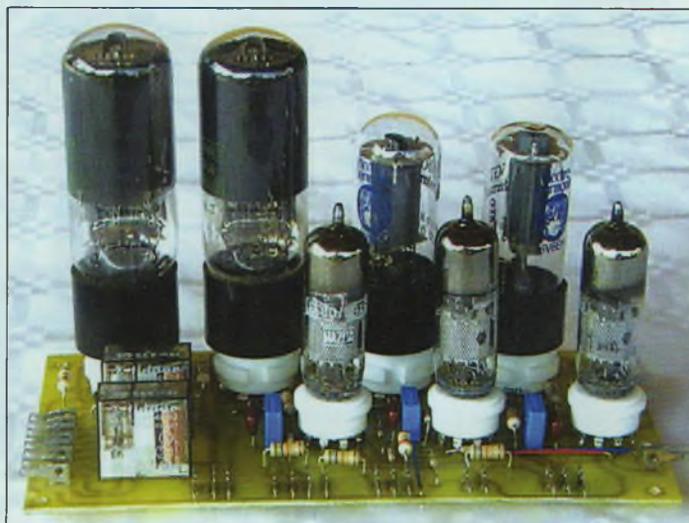
• Condensateurs

C1, C11, C21 :	22 nF	400 V
C2, C12, C22 :	1 nF	630 V

• Divers

P1, P2, P3 : Potentiomètre P11 cermet : 100 kΩ axe 6 mm
 REL1, REL2 : Relais 24 V Finder 2 R/T
 L1, L5 : 6V6GT + 2 supports lampe OCTAL CI
 L7, L8 : 6L6GB + 2 supports lampe OCTAL CI
 L2, L6, L9 : EF80
 3 supports lampe NOVAL CI
 Bornes Cosses Y 307 L ou borniers

Platine Va-Ve1-Ve2 équipée version cosses



PLATINE RHÉOSTAT

Le circuit imprimé de cette petite platine est reproduit en **figure 25**. C'est lui qui va

rassembler le commutateur rotatif 1 circuit /12 positions et les 11 résistances de 0,33W/7W, ce qui est indiqué par notre **figure 26**.

L'astuce consiste à raccorder le curseur

du commutateur à l'une des extrémités de la chaîne de résistances de telle sorte qu'en tournant celui-ci dans le sens des aiguilles d'une montre, on tend à diminuer la résistance de l'ensemble. En

VÉRIFIEZ ET APPAIREZ VOS TUBES

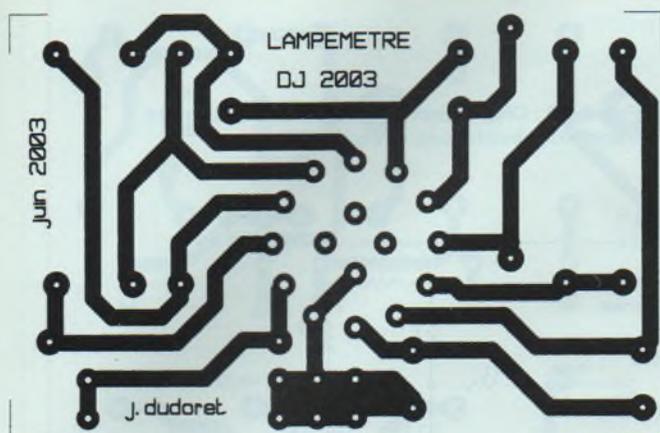


Figure 25

Figure 27

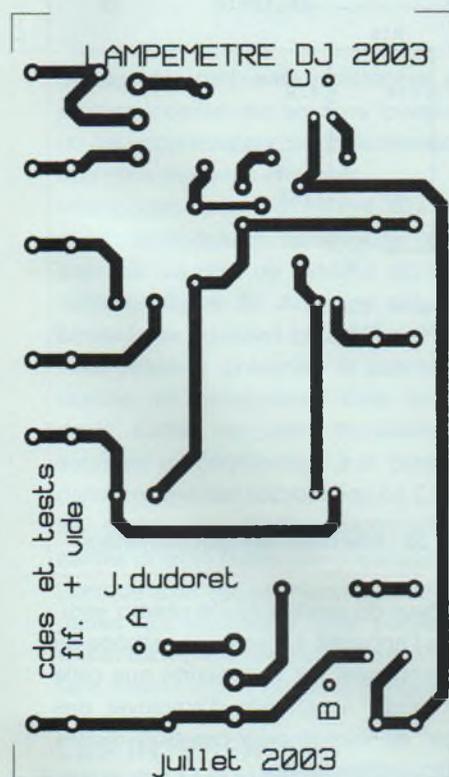


Figure 28

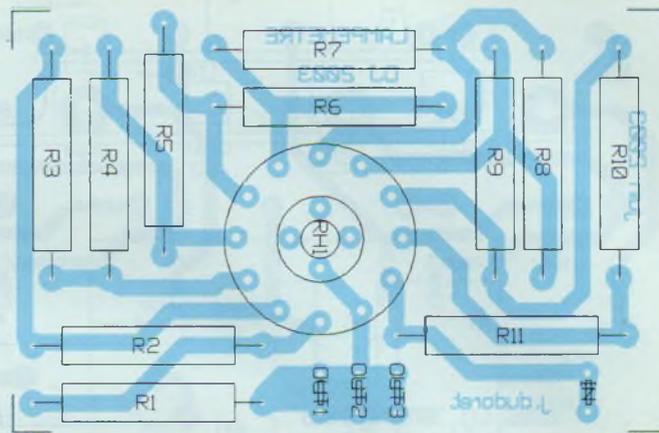
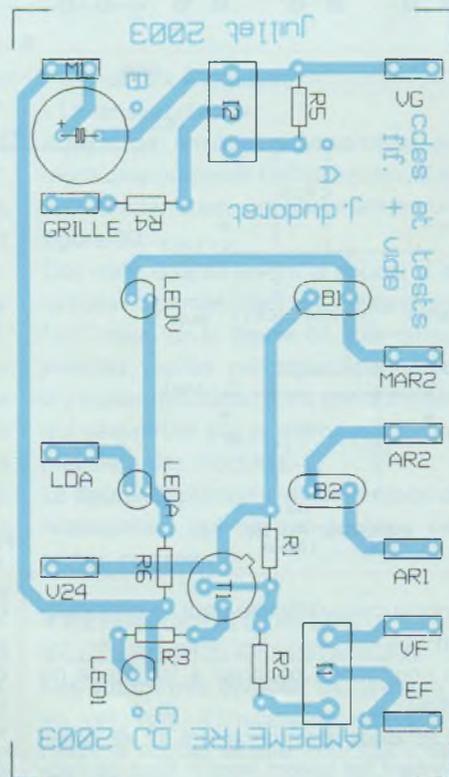


Figure 26

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

RH1 : commutateur rotatif à souder, 1 circuit /12 positions
R1 à R11 : résistances 0,33 Ω/7W

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances

R1 : 1 kΩ 1/4W
R2 : 22 kΩ 1/4W
R3 : 4,7 kΩ 1/4W
R4 : 1 kΩ 1/4W
R5 : 100 kΩ 1/4W
R6 : 4,7 kΩ 1/4W

• Condensateur

C1 : 47 μF 160V

• Semiconducteurs

LED1 : LED rouge 5 mm queue longue
LEDA : LED rouge 5 mm queue longue
LEDV : LED rouge 5 mm queue longue
T1 : 2N2907 (pnp 0,5A) ou équivalent

• Divers

I1 : INT. MS500 CI 1RT on-(on)
I2 : INT. MS500 CI 1RT on-(on)
B1 : bouton poussoir noir 1T
B2 : bouton poussoir rouge 1R
BORNES : cosses ou soudures directes.

conséquence, la tension de sortie augmente.

Il n'y a pas de sens particulier pour raccorder les cosses d'interconnexions IN/OUT. C'est le commutateur qui sert au

maintien du module. Raccourcir son axe à une longueur de 18 mm.

Au montage, enlever la rondelle de "butée", les douze crans du commutateur étant utilisés.

Fixer cette platine à la face avant du lampomètre en orientant celle-ci dans le plan horizontal.

Interposer 2 rondelles de Ø 10 mm entre le commutateur et la façade de façon à

LAMPEMÈTRE PROFESSIONNEL

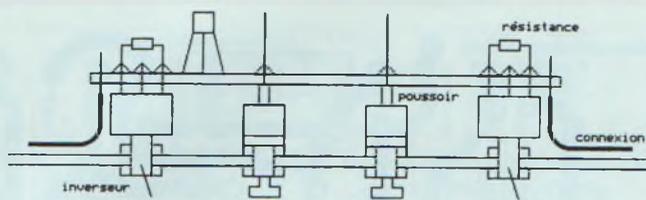


Figure 29 : Disposition des inverseurs, poussoirs, transistor, résistances et connexions

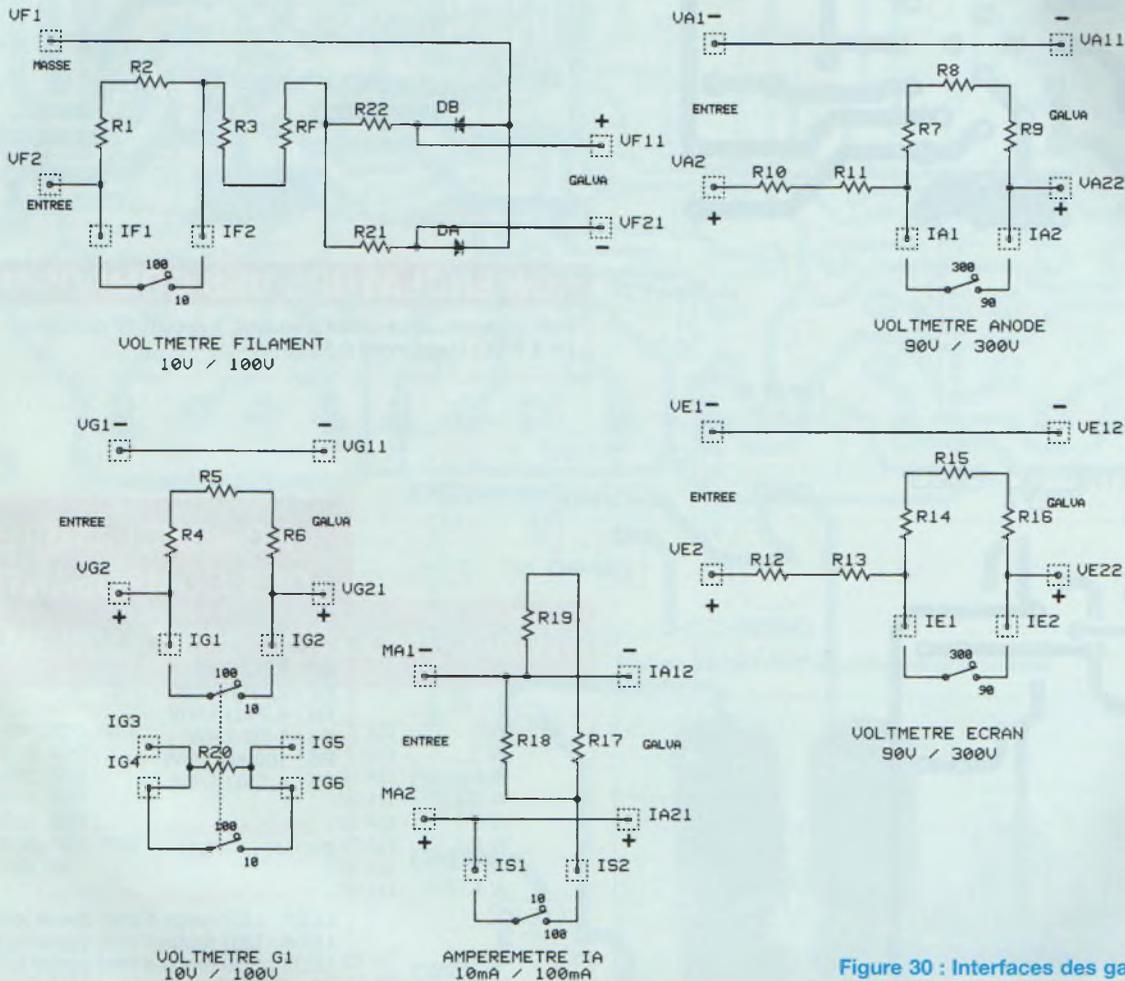


Figure 30 : Interfaces des galvanomètres

laisser "côté écrou" une longueur suffisante de filetage.

On peut placer le bouton en respectant les repères "mini" et "maxi".

PLATINE DE COMMANDES/TESTS

Cette platine regroupe les composants des tests "filament" et "vide".

Le circuit imprimé vu côté pistes cuivrées vous est proposé en **figure 27**. Il ne pré-

sente aucune difficulté pour sa reproduction.

On commence par fixer à la façade du coffret :

- Les deux commutateurs I1 et I2 en orientant les leviers vers le haut de l'appareil. Il faut faire affleurer les canons de ces commutateurs à la façade en ne laissant que le minimum de filetage pour l'écrou de blocage.

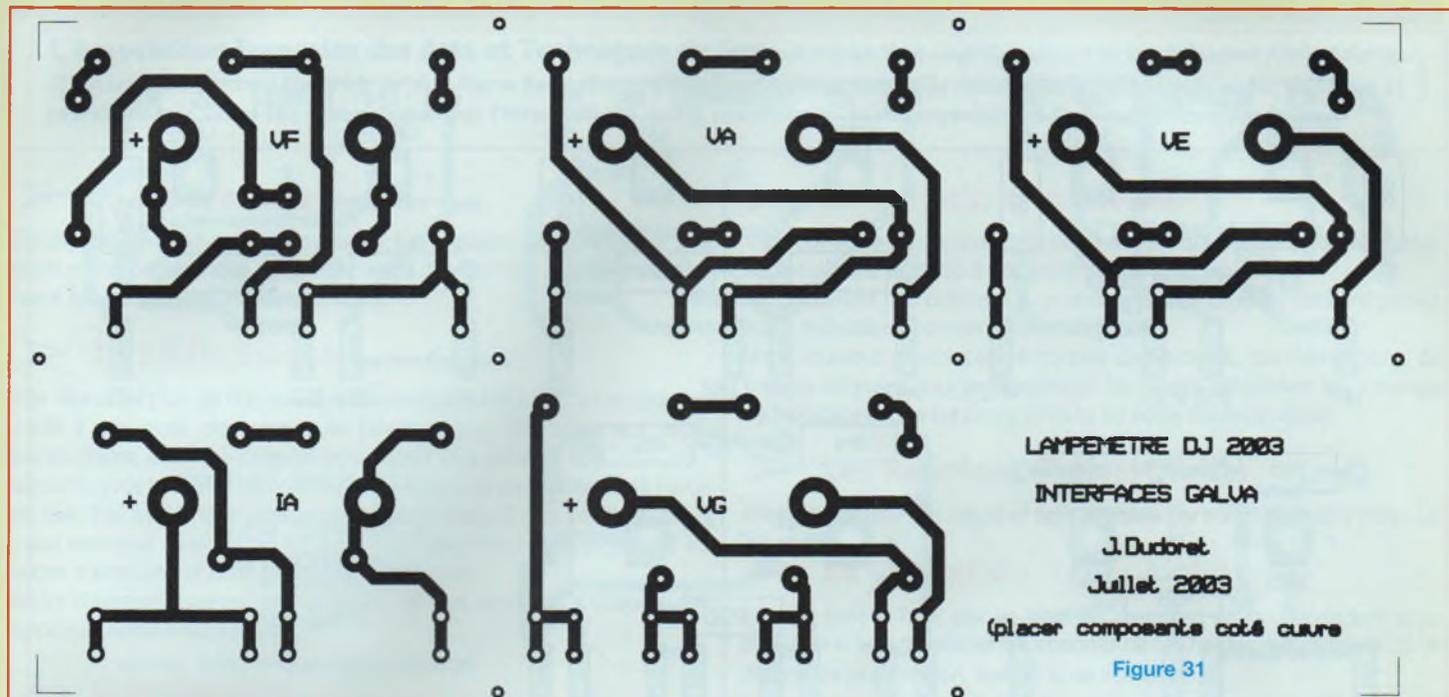
- Les leds "rouge" et "verte" de \varnothing 5 mm en orientant les cathodes (méplat) vers

l'intérieur du module (ou le champ vertical de l'appareil). La patte de cathode de ce composant est plus courte que celle de l'anode. Il est utile d'employer des "clips" de fixation pour ces trois diodes électroluminescentes.

- Le bouton "poussoir" rouge B2 (lequel est fermé au repos). Les pattes sont alignées dans le sens horizontal.

- Le bouton "poussoir" noir B1 (lequel est ouvert au repos). Alignement des pattes comme indiqué précédemment.

VÉRIFIEZ ET APPAIREZ VOS TUBES



Souder des pattes de résistances pour prolonger celles des boutons "poussoir", un peu courtes pour les interconnexions que nous aurons à effectuer.

Intéressons-nous maintenant aux quelques composants soudés au circuit imprimé. Le plan de câblage est représenté en **figure 28**. Attention, **les composants se soudent côté cuivre**.

Pour terminer, présenter la platine par-dessus les composants fixés en face avant. Enfiler les pattes de résistances soudées précédemment aux poussoirs dans les pastilles appropriées du CI, puis les pattes des diodes électroluminescentes et enfin celles des commutateurs. Lorsque tout est positionné, souder les pattes qui dépassent côté pistes cuivrées. Le module est ainsi immobilisé en face avant comme l'indique la **figure 29**.

LES INTERFACES DES GALVANOMÈTRES

Nous avons 5 galvanomètres en face avant du lampemètre qui contrôlent :

- La tension filament
- La tension d'anode
- La tension de la grille de commande G1

- Le courant anodique
- La tension d'écran

Autour de chaque galvanomètre sont regroupés quelques composants qui servent d'interfaces, ce que mentionne la **figure 30**.

Ces composants seront à souder à des circuits imprimés dont les implantations font l'objet de la **figure 31**. Les grosses pastilles, après perçages, permettront d'y visser directement les galvanomètres qui assureront par la même occasion le maintien des modules.

La **figure 32** précise la mise en place **des résistances qui seront câblées côté pistes cuivrées**.

• REMARQUES SUR LES VALEURS DES RÉSISTANCES

Les voltmètres 90/300V DC (mesure de V_a , V_{e1} , V_{e2}) : il n'existe pas de galvanomètre à double lecture 100/300 V dans les gammes commerciales Monacor. Notre préférence s'est portée sur le modèle PM2 30V DC de résistance interne 30 k Ω 1%.

Il est donc plus facile de convertir cette échelle 30 V en 90 V, puis en 300 V.

Dans la gamme 90 V, on multiplie la lec-

ture par 3, puis par 10 dans la gamme 300 V.

Il faut donc ajouter une résistance de 60 k Ω dans la gamme 90 V et 210 k Ω dans la gamme 300V. Il est préférable d'employer des résistances 1/2 W à couche métallique de la série E96.

En pratique, 60 k Ω sont obtenus en additionnant deux résistances, respectivement 20 k Ω + 40 k Ω . La résistance 210 k Ω est obtenue avec 3 résistances en série : 100k Ω + 100 k Ω + 10 k Ω .

Le voltmètre 10/100V DC (mesure de $-V_{g1}$) : il faut, sur le même principe, ajouter 90 k Ω au voltmètre initial 10 V. Ceci est obtenu par l'addition des valeurs 40 k Ω + 40 k Ω + 10 k Ω .

Le voltmètre 10/100V AC tension filament : il n'existe pas de voltmètre alternatif 10 V dans la gamme PM2 de Monacor. L'association d'un galvanomètre de 10 V DC avec un pont constitué de deux diodes et deux résistances de 3,3 k Ω servira à la mesure de la tension filament.

Des résistances additionnelles seront nécessaires pour effectuer deux gammes de mesures, soit 0 à 10 V et 0 à 100 V.

Ce choix permet d'avoir un cadran de 10 V.

LAMPEMÈTRE PROFESSIONNEL

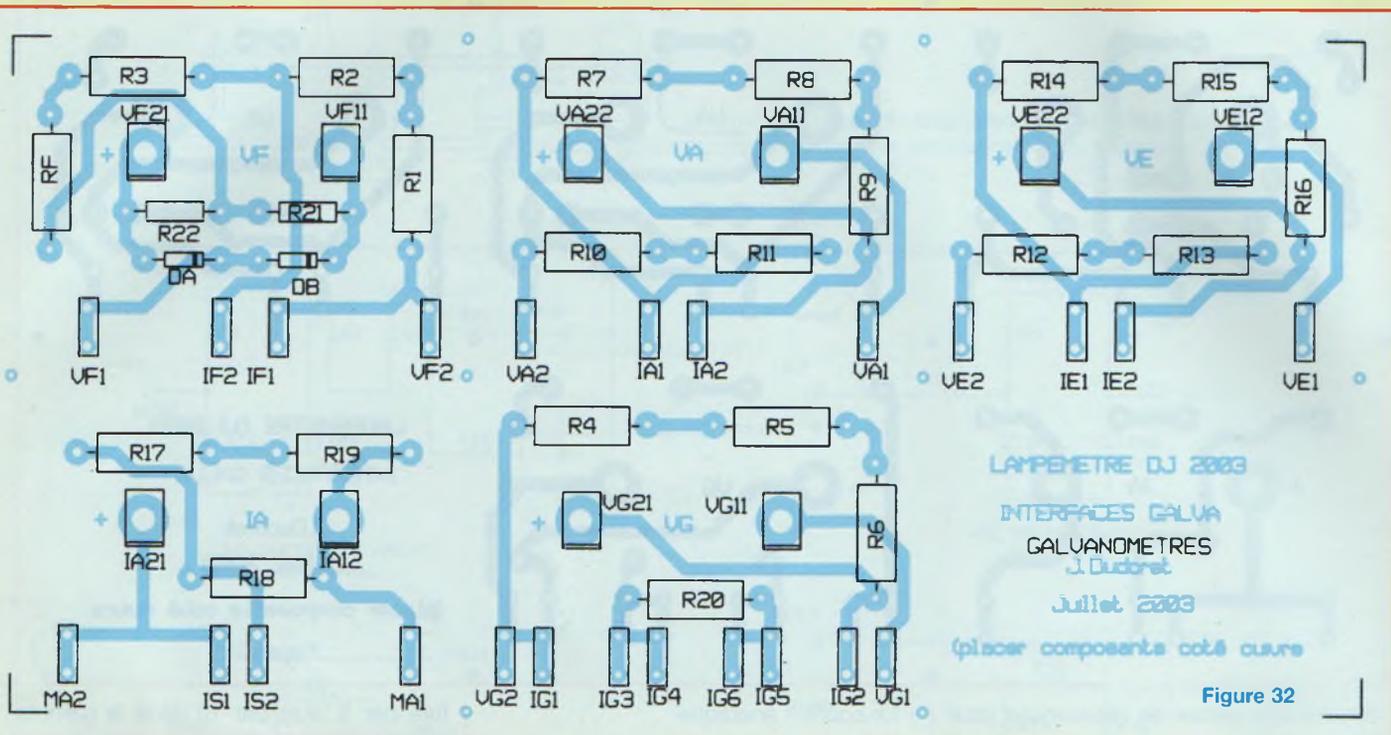


Figure 32

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

DA :	1N 4148	
DB :	1N 4148	
R1 :	150 kΩ	1/2 W 1%
R2 (*) :	38,3 kΩ	1/2 W 1%
R3 (*) :	10 kΩ	1/2 W 1%
R4 :	40 kΩ	1/2 W 1%
R5 :	40 kΩ	1/2 W 1%
R6 :	10 kΩ	1/2 W 1%
R7 :	100 kΩ	1/2 W 1%
R8 :	100 kΩ	1/2 W 1%
R9 :	10 kΩ	1/2 W 1%
R10 :	40 kΩ	1/2 W 1%
R11 :	20 kΩ	1/2 W 1%
R12 :	40 kΩ	1/2 W 1%
R13 :	20 kΩ	1/2 W 1%
R14 :	100 kΩ	1/2 W 1%
R15 :	100 kΩ	1/2 W 1%
R16 :	10 kΩ	1/2 W 1%
R17 :	0,15 Ω/	3 W
R18 (*) :	6,8 Ω	1/2 W
R19 (**)	0,15 Ω	3 W
R20 :	27 kΩ	1 W
R21 :	3,32 kΩ	1/2 W 1%
R22 :	3,32 kΩ	1/2 W 1%
RF :	7,87 kΩ	1/2 W 1%

(*) à ajuster
(**) mettre un strap.(voir texte)

A cet effet, il faudra démonter minutieusement ce galvanomètre pour lui ôter sa résistance interne de 10 kΩ et ressouder

le fil rouge de connexion en direct. Pour atteindre l'intérieur, déclipser la partie supérieure à l'aide d'un tournevis plat et fin. Attention à ne pas toucher l'aiguille. Déposer le cadran fixé par deux petites vis cruciformes. Après modification, reposer les éléments dans l'ordre inverse. L'équipement complet de cet ensemble se fera sur le circuit imprimé fourni. Voir la nomenclature pour les valeurs préconisées. Il faudra vérifier l'étalonnage de ce montage sur la valeur 6,3 V. Eventuellement, choisir une autre valeur de R3, plus élevée ou plus faible, pour parfaire l'étalonnage. Egalement, modifier la valeur de R2 pour l'étalonnage du 50 V.

Le milliampèremètre 10/100 mA : dans la gamme 10 mA, le galvanomètre est entièrement traversé par le courant nominal. Dans la gamme 100 mA, il faut donc shunter ce galvanomètre par une résistance absorbant 90 mA. La résistance interne initiale est de 2,6 Ω. Théoriquement, pour dériver ces 90 mA,

il faut une résistance d'une valeur 2,6/9, soit 0,2889 Ω. Cette résistance s'obtiendra par la combinaison (0,15 Ω + 0,15 Ω //6,8 Ω). En pratique et à l'étalonnage, il faudra une seule résistance de 0,15 Ω, la résistance de la piste du circuit imprimé faisant le reste. Un strap remplacera la seconde résistance de 0,15 Ω. Eventuellement, ajuster les 100 mA de déviation totale en jouant sur la valeur de R18, la résistance de 0,15 Ω n'étant pas d'une grande précision. Nous en avons terminé avec les nombreux modules de ce lampemètre. Reste à en effectuer les interconnexions.

**A suivre...
J. Dudoret**

PRÉCISION. - LED n°179. Le circuit imprimé double face publié dans notre précédent numéro a subi une petite modification. Que les lecteurs intéressés par cette étude ne s'étonnent pas à la réception de celui-ci, le câblage des composants reste identique.



L'Association Française des Arts et Techniques du Son

L'Association Française des Arts et Techniques du Son est née en 1996 sous l'impulsion de son Président Attila Balaton (l'historien de Western Electric), de Jean-Pierre Rami, Bernard Pujolle et Rinaldo Bassi. Elle réunit tous les passionnés audio, amateurs et professionnels, et les fait communiquer par l'intermédiaire de ses structures et de son organisation. Que vous offre-t-elle ?

➤ **Le Laboratoire** sur rendez-vous

Entièrement équipé pour les mesures, les réglages et les tests sur des réalisations personnelles ou des appareils d'exception, ainsi que pour les tests sur les tubes et leur appareillage.

➤ **La Bibliothèque** sur rendez-vous

Elle regroupe plus de 800 ouvrages techniques, dont 350 en anglais, de 1936 à nos jours, couvrant toute l'électronique, des tubes aux semi-conducteurs, ainsi que l'électro-acoustique et la prise de son. En outre, vous trouverez les collections complètes de toute la Radio, la Revue du Son, TSF et TV, Radio Constructeur, Radio Plans, Sound Practices, etc... Vous trouverez aussi toutes les caractéristiques des tubes, y compris les tubes d'émission et ceux de la Western Electric. Notre schémathèque qui grandit de jour en jour, regroupe la majorité des appareils audio d'exception.

➤ **L'Auditorium**

Entièrement équipé, il accueille les membres qui le désirent pour des tests et écoutes personnalisées de matériels anciens, d'exception, ou de réalisations personnelles.

➤ **L'Assistance Technique et le Conseil**

Nous nous déplaçons si nécessaire, afin de vous aider à optimiser votre système.

➤ **Les Manifestations exceptionnelles** avec participation aux frais

➤ **Le Bulletin Trimestriel**

Il est constitué de compilations des meilleurs articles parus dans la presse spécialisée de 1936 à nos jours sur un sujet donné.

Nous ouvrons nos colonnes à ceux de nos membres qui désirent publier leurs réalisations personnelles et originales.

Vous trouverez d'autre part un courrier des lecteurs, des informations, de bonnes adresses pour le dépannage, les pièces détachées, les matériels de laboratoire, des schémas extraits de notre schémathèque.

➤ **Les Réunions Trimestrielles**

Elles ont des thèmes précis et sont animées par nos membres d'honneur.

➤ **La Cotisation**

Elle est fixée à 75 € par an pour les membres actifs. Cependant nous souhaitons faire bénéficier les abonnés de LED d'une réduction de 25 % du prix de la cotisation, soit 55 € au lieu de 75 €.

➤ **Les bulletins de l'association ARTS**

Ils peuvent être commandés uniquement par les membres de l'association au prix de 10 € par exemplaire de 100 pages, port inclus.

1 - Les amplificateurs de puissance à tubes : 4 bulletins de 100 pages dont un schémathèque.

2 - Les préamplificateurs à tubes : 4 bulletins de 100 pages.

3 - Les enceintes acoustiques : 4 bulletins de 100 pages.

4 - Quand l'Audio rencontra l'Electronique : 9 bulletins de 100 pages (de 1937 à 1960).

5 - Au secours ! La stéréo arrive et la stéréo est arrivée ! : 3 bulletins de 100 pages (de 1958 à 1962).

Rejoignez-nous nombreux pour mettre en commun nos connaissances et notre passion.

Bulletin d'adhésion à ARTS

Nom _____ Prénom _____ Profession _____

Adresse _____

Code postal _____ Ville _____ Téléphone _____

Je suis abonné à LED. Mon numéro d'abonnement est : _____

Je ne suis pas abonné à LED

Ci-joint chèque de 55 € libellé à l'ordre de : Association ARTS

Ci-joint chèque de 75 € libellé à l'ordre de : Association ARTS

Je suis particulièrement intéressé par :

Bulletin

Laboratoire

Bibliothèque

Auditorium

Conférences

Manifestations exceptionnelles

Assistance technique et Conseils

Vos suggestions : _____

Association Française des Arts et Techniques du Son (Association Loi 1901 déclarée à la Préfecture de Police de Paris le 17 mai 1994)
Siège Social : 9 bis rue Truffaut - 75017 Paris

Les bulletins d'adhésion, les règlements et les courriers sont à adresser à

ARTS - 48 Rue de Paris - 93230 Romainville ☎ 01 48 45 28 93



Tel 03.20.01.95.80 – Fax 03.20.01.95.89
e-mail : euphonie-mip@wanadoo.fr

**DISTRIBUTEUR
EXCLUSIF**



Flex Units et C-QUENZE



MIPsarl – EUPHONIE

Parc d'activité Leurent – 222 rue de Lille – 59223 RONCQ

KIT PRÉAMPLI À TUBES DÉCRIT PAR A. COCHETEU



Le kit comprenant l'ensemble des composants : transformateur et self ACEA, tubes Sylvania, Mullard, etc, potentiomètre ALPS, condensateurs MKP. (sans circuits imprimés ni coffret)
KIPREAMPC-1390€00

Le coffret rack ARABEL 2U profondeur 250 mm + 2 boutons :

HAER4809-250-CO60€00

Les tubes seuls :

ECC81	20€00
EZ80	12€00
ECL86	27€00
OB2	12€00
5725	10€00
7308	30€00

Le transfo d'alimentation seul : .75€00

La self d'alimentation seule : ...35€00

AGENCES ELECTRONIQUE DIFFUSION

SIÈGE SOCIAL

Avenue de la Victoire	59117 WERVICQ-SUD	Tél: 03.28.04.30.60	Fax: 03.28.04.30.61
43, rue Victor Hugo	92240 MALAKOFF	Tél: 01.46.57.68.33	Fax: 01.46.57.27.40
45, rue Maryse Bastié	69008 LYON	Tél: 04.78.76.90.91	Fax: 04.78.00.37.99
26, rue de la Cunette	59140 DUNKERQUE	Tél: 03.28.66.60.90	Fax: 03.28.66.60.91
234, rue des Postes	59000 LILLE	Tél: 03.20.30.97.96	Fax: 03.20.30.98.37
2, rue de Florence	59100 ROUBAIX	Tél: 03.20.28.44.77	Fax: 03.20.28.44.78
49, rue Guillaume Janvier	34000 MONTPELLIER	Tél: 04.67.27.18.73	Fax: 04.67.27.18.74
49, rue Saint Eloi	76000 ROUEN	Tél: 02.35.89.75.82	Fax: 02.35.15.48.81
50, av. Lobbedez	62000 ARRAS	Tél: 03.21.71.18.81	Fax: 03.21.71.45.08
247, route de Béthune	62300 LENS	Tél: 03.21.28.91.91	Fax: 03.21.28.91.90
39, av. de St. Amand	59300 VALENCIENNES	Tél: 03.27.30.97.71	Fax: 03.27.30.97.90



Composants pour module pré-ampli Vinyl RLC (sans C. imprimé) :
KIPREAMPC-VNL259€00

Composants pour module Filtre RLC (le jeu de 2 - Sans C. imprimé) :
KIPREAMPC-RLC68€00

**Nouvelle Promotion
Téléchargeable sur
notre site
www.elecdif.com**



K2, UNE CAMÉRA CCD DESTINÉE À L'ASTRONOMIE LE PROGRAMME D'ACQUISITION « KOOL »



La caméra K2 ne pourra produire des images qu'associée à un logiciel spécifique. Rappelons que l'auteur propose un programme d'acquisition qui est disponible en téléchargement sur son site Web. Il est donc prudent de s'y connecter de temps en temps afin d'accéder aux mises à jour du logiciel.

Ce logiciel est relativement limité en ce qui concerne le traitement d'images dans le domaine de l'astronomie. Cependant, de nombreux logiciels de traitement d'images existent dans ce domaine. Enfin, pour permettre aux programmeurs chevronnés d'écrire leur propre logiciel de pilotage, nous développerons le protocole de

dialogue utilisé entre le PC et la carte d'interface. Écrit en langage Delphi, il pourrait facilement être transposé en Basic ou en C++.

LE PROGRAMME KOOL, V3.00

Pour les habitués de la caméra Kitty, précisons que le programme « Kool » à par-

tir de la version 3.00 n'assure plus que le pilotage de la K2. Il pilote la carte d'interface 12 bits à partir du port parallèle bidirectionnel et ne fonctionne donc qu'à partir de Windows 95 (Microsoft).

L'illustration présentée en **figure 1** correspond à l'interface utilisateur du logiciel. On retrouve, en haut, une barre de menus et une barre d'outils, comme sur la plupart des programmes destinés à Windows. En ce qui concerne la barre d'outils composée d'icônes, elle est segmentée en groupes de commandes, avec, dans l'ordre :

- Les fonctions de chargement et sauvegarde;
- Les fonctions d'acquisition et de test de la caméra;
- Les fonctions de correction et d'analyse (Fenêtrage, Histogramme, etc.);
- Les options d'affichage (Fausses couleurs, Inversion vidéo, Loupe, Zoom).

En bas de l'écran, une barre d'état permet à l'utilisateur d'obtenir des informations sur les opérations en cours ou les commandes sollicitées. Lorsque la souris est déplacée sur une image, la barre d'état affiche le niveau et les coordonnées du pixel pointé. On notera également, à l'extrême droite, une fenêtre fixe destinée au réglage des niveaux d'affichage.

FORMAT DE SAUVEGARDE DES IMAGES

Le menu **Fichier** permet d'effectuer toutes les opérations de lecture ou de sauvegarde d'images dans le format « **FITS** » standard (sans compression). Ce format, utilisé par de nombreux logiciels scientifiques, permet de sauver des images jusqu'au format 16 bits. Le format **BMP** est également proposé, car c'est un format 8 ou 24 bits non compressé reconnu par tous les logiciels de traitement d'images. Enfin, pour assurer l'exportation rapide des images affichées vers d'autres applications, il est encore possible de passer par le presse-papier de Windows en utilisant la touche « **Impr**



Figure 1

écran » du clavier. Dans ce cas, l'exportation est limitée à deux cent cinquante-six niveaux de gris.

DESCRIPTION DU TABLEAU DE BORD

Depuis la première version du logiciel, le tableau de bord a sensiblement évolué, comme vous pourrez le constater sur la **figure 1**. Il permet d'accéder à de nombreuses fonctions directement liées à l'acquisition d'une image, et sa surface est divisée en quatre zones. La fenêtre supérieure, dénommée « contrôles », permet de déclencher une prise d'image par la caméra et de la transférer vers l'ordinateur. La suivante permet de paramétrer la sauvegarde des images qui peut être automatique ou manuelle.

Précisons que la fonction de sauvegarde incrémentale des images permet de libérer totalement l'utilisateur de la gestion des fichiers transférés sur le disque dur. La troisième fenêtre est dédiée au paramétrage des périphériques (caméra et port imprimante). Enfin, une boîte à onglets permet de définir les paramètres de l'acquisition.

DESCRIPTION DES FONCTIONS D'ACQUISITION

Le bouton « **Capture** » déclenche une seule acquisition d'image. Pendant cette phase, les interruptions du PC ne sont pas inhibées puisque c'est le SX28, installé sur la carte d'interface, qui gère le temps de pose et les horloges du capteur CCD. Il est donc possible d'interrompre une pose avec le bouton « **Annuler** » ou à l'aide de la touche « **A** » du clavier.

Le bouton « **Boucle** » déclenche une série d'acquisitions jusqu'à ce que l'on appuie sur le bouton « **Annuler** ». C'est une fonction très pratique pendant les phases de recherches d'un objet et de mise au point (focalisation de la source). La case à cocher « **Contraste Maxi** » permet de corriger automatiquement les niveaux d'affichage de l'image. Dans ce cas, une correction d'offset et de gain est automatiquement appliquée après chaque transfert de l'image. Cette fonction s'apparente au contrôle automatique de gain (CAG) des caméras classiques. Ainsi, même les images très sombres

seront visibles à l'écran. C'est d'ailleurs cette fonction qui permet de visualiser instantanément le bruit de lecture et les charges thermiques du capteur sur un offset. Signalons que les images sauvegardées au format BMP conservent cette correction. Si elle n'est pas souhaitée sur le fichier final, il suffit de décocher cette case avant de procéder à la sauvegarde. Le contenu des fichiers FITS n'est pas affecté par la dilatation du contraste.

SAUVEGARDE INCRÉMENTALE

Le répertoire dans lequel les images sont stockées est figé. Il s'agit du sous-répertoire « **ImagesKool** » du logiciel. Une fenêtre d'édition indique le nom générique des images à sauver dans ce répertoire. Le nom par défaut est « **Kool** », mais il est possible de le renommer en cliquant dessus. A chaque sauvegarde, le nom indiqué sera complété par un indice incrémenté automatiquement (Kool_1, Kool_2, etc.). Il faut évidemment préciser le format souhaité (FITS ou BMP). L'action de sauvegarde peut être manuelle ou automatique. Le stockage immédiat d'une image en RAM est obtenu en cliquant sur l'icône « **disquette** ». Si la case « **Auto** » est cochée, alors une image est stockée à chaque acquisition. Cette fonction est utile pour l'acquisition en rafales d'une série d'images planétaires qui seront ensuite triées et composées.

SÉLECTION DES PÉRIPHÉRIQUES

Dans cette zone, vous trouverez deux boutons. Celui de droite permet de paramétrer le port parallèle (**figure 2**), tandis que le bouton de gauche permet de paramétrer la caméra qui est reliée au PC (**figure 3**). Dans la boîte de dialogues « **Caméra CCD** », deux informations sont à sélectionner : le capteur CCD et la quantité de RAM installée sur la carte d'interface. A l'heure actuelle, il n'y a que



Figure 2



Figure 3

la tête optique basée sur le TC237 qui est disponible. En ce qui concerne la mémoire FIFO, il est vivement conseillé d'utiliser deux boîtiers pour exploiter la pleine résolution du TC237 en binning 1x1.

PARAMÉTRAGE DES ACQUISITIONS

Le paramétrage des acquisitions fait appel à six fenêtres accessibles par des onglets. Chaque fenêtre regroupe un ensemble de fonctions spécifiques, classées par familles :
Source, Timing, Format, Peltier, Moyenne et Antiblooming (ABL).

• L'ONGLET « SOURCES » (figure 1)

Il permet de différencier la nature de l'image qui sera transférée. En effet, un capteur CCD n'est pas parfait et la quantité totale d'informations reçues dans le buffer de l'ordinateur est issue de la contribution de plusieurs phénomènes. Ainsi, on constate que le niveau électrique délivré par un pixel est la somme de l'information photonique utile, des charges thermiques et de la tension

d'offset du capteur CCD. Sans oublier la contribution du bruit de lecture de la caméra et l'influence des composants de la chaîne optique (filtres, lentilles, hublots, etc.).

- Les charges thermiques sont proportionnelles au temps de pose mais peuvent être réduites en refroidissant le capteur CCD et soustraites de l'image utile par un traitement approprié.
- La tension d'offset correspond à une composante continue présente sur le signal vidéo et dont la valeur varie d'un capteur à l'autre. Elle est partiellement compensée par l'électronique de la carte d'interface 12 bits.

En ce qui concerne les charges thermiques délivrées par la caméra, précisons qu'elles sont spécifiques à chacun des pixels du capteur. Afin d'éliminer la contribution de ce bruit dans l'image utile, il convient de réaliser une première acquisition pendant laquelle le capteur CCD est dans l'obscurité. On veillera à se placer dans les mêmes conditions (temps de pose et température) que celles qui seront utilisées pour l'image finale. Pour obtenir cette image d'obscurité, il faut cocher l'option « **Noir Brut** »

de l'onglet « **Source** », afin d'obtenir le transfert du résultat dans un buffer spécifique. Ensuite, il suffit de cocher l'option « **Image-Noir** » pour obtenir directement l'affichage de l'image prétraitée lors des acquisitions. Les illustrations de la **figure 4** mettent en évidence les charges thermiques et leur correction. Le cliché du haut représente une image de la nébuleuse d'Orion, dont la faible luminosité requiert une pose de plus d'une minute. On remarque que l'image est bruitée et que le fond de ciel est assez lumineux (en fait, ce phénomène provient du niveau des charges thermiques qui est ici autour de 30%). Si on effectue un cliché dans l'obscurité, on obtient l'image thermique représentée en bas à gauche. Le résultat final est plus engageant, comme on peut le constater sur le cliché de droite.

L'option « **Etalonnage** » de l'onglet « **Source** » permet d'effectuer une compensation des défauts de la chaîne optique. En particulier, sur la matrice du capteur CCD, tous les photosites n'ont pas le même rendement quantique. Ce qui se traduit par des écarts de niveau visibles sur l'image d'une source de lumière uniforme. Certaines aberrations optiques sur les objectifs ou les oculaires pourraient produire le même phénomène. Enfin, vous aurez à combattre des ennemis encore plus redoutables : les poussières ou les traces d'un mauvais nettoyage sur les surfaces optiques. Vous trouverez une illustration de ces phénomènes sur le premier cliché de la **figure 5**. Il s'agit de l'image formée par un condenseur de microscope lorsque la lame est absente (une lame est un rectangle de verre de 25 x 75mm sur lequel est placé l'élément à observer). Ce type de cliché est nommé **P.L.U.** (plage de lumière uniforme, ou encore **Flat-Field** en anglais). On peut constater un défaut d'uniformité dans la source d'éclairage et surtout de nombreuses traces d'impuretés dans le champ. Si maintenant on place une lame sur la platine du microscope, on obtient le cliché situé en bas à



Figure 4 : soustraction du noir

image du haut: la nébuleuse d'orion obtenue après une pose de plusieurs minutes.

image de gauche: pose dans l'obscurité avec un temps de pose de même durée.

image de droite: image finale obtenue à partir de la soustraction des 2 images précédentes.

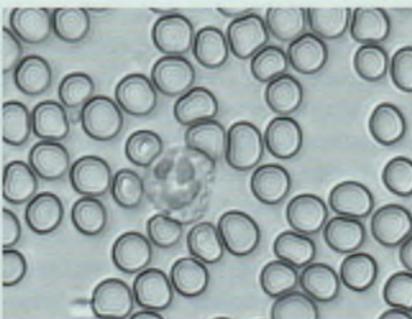
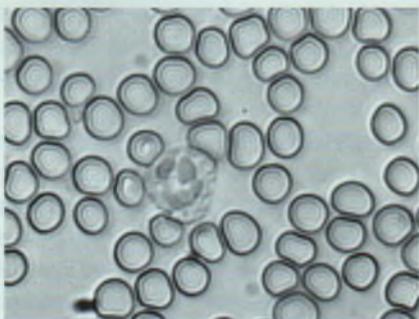


Figure 5 : correction de la chaîne optique

image du haut: cliché de la PLU montrant les défauts de la chaîne optique

image de gauche: cliché d'un prélèvement sanguin laissant apparaître les défauts

image de droite: résultat final après correction quelques défauts importants laissent des traces.



gauche. Il s'agit ici d'un prélèvement sanguin mettant en évidence en majorité des globules rouges et un globule blanc central. L'information utile est sensiblement dégradée par les défauts de la chaîne optique. Après un traitement

associant l'image thermique et l'image d'étalonnage, le résultat final indiqué sur le cliché de droite est déjà plus engageant ! Cependant, on peut remarquer que les plus gros défauts n'ont pas pu être éliminés par cette procédure, qui ne

représente pas une solution miracle : la chaîne optique doit donc être soigneusement nettoyée (ou préservée des poussières) pour obtenir de bons résultats. Le traitement d'étalonnage réalisé par le programme, qui est indispensable pour obtenir des clichés exploitables scientifiquement, est de la forme suivante :

$$\text{Image traitée} = \frac{\text{Image brute} - \text{Image d'obscurité}}{\text{Image d'étalonnage} - \text{Image d'obscurité}}$$

L'image d'étalonnage (PLU) contient également un offset et une part de bruit thermique qui dépend du temps de pose. Pour obtenir une PLU utilisable dans la correction, il faut donc lui soustraire l'image d'obscurité. Afin de simplifier la procédure de traitement, cette opération est réalisée automatiquement par le logiciel. En d'autres termes, si vous cochez l'option « Etalonnage », vous obtiendrez après acquisition une image dépouillée de son offset et de son bruit thermique. Ceci implique évidemment **d'effectuer préalablement une image d'obscurité**, dont le temps de pose doit être identique à celui de la PLU. Il est conseillé d'effectuer la PLU à 80% environ de la saturation pour obtenir les meilleurs résultats. Le contrôle du niveau d'acquisition en pourcentage est prévu dans l'onglet « Timing » que nous n'allons pas tarder à présenter. L'image de la PLU, comme l'image thermique, est stockée dans un buffer spécifique qui n'est pas modifié par l'utilisation des autres options d'acquisition. Il suffit donc de cocher l'option « Image Traitée » pour obtenir, dans le buffer principal et à l'écran, une image corrigée et prête à archiver.

TRAITEMENT DIFFÉRÉ DES IMAGES

Toutes ces opérations de prétraitement des images pourraient aussi être différées. Il suffit alors d'utiliser l'option « Image Brute » pour sauvegarder plusieurs images, quelle que soit leur nature, sans les altérer. Cette procédure est à

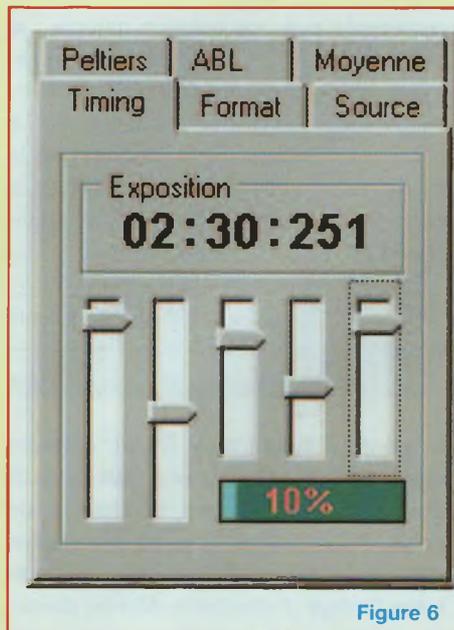


Figure 6

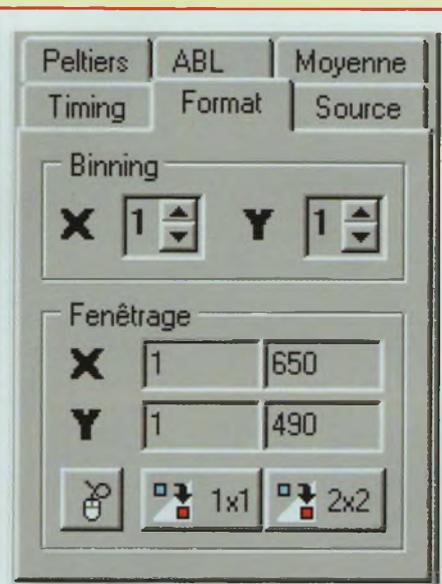


Figure 7

préférer lorsqu'il s'agit d'obtenir des images de haute qualité. On effectue alors l'acquisition d'une série d'images d'obscurité et d'étalonnage optique, pour en calculer la moyenne ultérieurement afin de réduire le bruit de lecture. Les traitements correctifs indiqués plus haut pourront ensuite être réalisés sur une sélection d'images brutes.

• ACQUISITION À FAIBLE BRUIT

Lors de l'acquisition d'une image, deux facteurs importants interviennent dans le bruit de lecture : l'alimentation à découpage des modules à effet Peltier et la lecture des mémoires par le PC. Ce problème à été contourné en synchronisant la conversion 12 bits avec le hacheur LM2596T, puis en attendant que la FIFO soit chargée par l'image complète avant de débiter la lecture.

Ces précautions permettent de diviser le bruit de lecture total par deux, mais conduisent à une augmentation du temps de lecture dans les mêmes proportions.

Lorsqu'on recherche un objet dans le ciel ou qu'on effectue la focalisation d'une source, il est possible de privilégier la vitesse de transfert en décochant la case « Acquisition à faible bruit ».

• L'ONGLET « TIMING » (figure 6)

Il est destiné au réglage du temps de pose. Des curseurs permettent de régler rapidement avec la souris la valeur souhaitée qui est affichée dans une fenêtre numérique. Le réglage du temps de pose est paramétrable en trois gammes : millisecondes (1 à 999), secondes (0 à 59) et minutes (0 à 30).

Vous pouvez remarquer la présence d'une jauge qui indique, en pourcentage, le niveau de la dernière image transférée par rapport à la dynamique totale du convertisseur. Si vous êtes proche du minimum, le rapport signal/bruit est trop faible pour obtenir une image correcte, et il faut augmenter le temps de pose. Si vous approchez les 100%, vous risquez des problèmes de blooming ou de saturation du convertisseur (100% correspond à 4095 pour le ADS7818P). Lorsqu'une pose est lancée, le SX28 renvoie au PC des impulsions de décrémentation du compteur qui permettent à l'utilisateur de suivre l'évolution du temps de pose.

• L'ONGLET « FORMAT » (figure 7)

L'onglet « Format » propose deux options : le binning et le fenêtrage. Le binning consiste à additionner le contenu

de photosites voisins directement sur le capteur. Cette opération est obtenue en envoyant au capteur des signaux d'horloge selon un timing particulier. L'intérêt du binning est multiple : le fait de réaliser un binning sur la matrice permet d'augmenter la dynamique du signal pour les faibles temps de poses ou les objets de faible luminosité (cas du ciel profond). Evidemment, les images obtenues seront plus petites (un binning 2x2 sur le capteur TC237 donnera une image de 325x245 pixels). Le binning permet également de diminuer le temps de transfert des images vers le PC pendant la phase de recherche d'un objet particulier, ou encore lors de la procédure de focalisation. Ainsi, le temps d'acquisition d'une image réalisée en binning 2x2 est divisé par quatre.

Le fenêtrage consiste à sélectionner une zone particulière de la matrice, afin de ne transférer que la partie utile de l'image (par exemple une étoile pour affiner rapidement la focalisation, ou une planète qui n'occupe que 30 % du champ de la matrice). Il existe deux possibilités pour réaliser un fenêtrage :

1. Entrer les coordonnées (X1, X2, Y1, Y2) dans chacune des fenêtres d'édition prévues à cet effet pour définir une zone avec précision, mais c'est assez fastidieux.
2. Cliquer sur l'icône de la souris qui permet de sélectionner directement sur l'image la zone désirée avec la souris.

Le fenêtrage diminue la taille des fichiers sur le disque et surtout assure un gain de temps lors du transfert de l'image vers le PC. Lors d'une phase de focalisation sur une étoile, on peut alors obtenir plusieurs images par seconde à l'écran pour améliorer le confort de la mise au point. Les deux boutons du bas permettent de retrouver rapidement la pleine résolution du capteur CCD en binning 1x1 et 2x2.

• L'ONGLET « PELTIER » (figure 8)

L'onglet Peltier est destiné au contrôle de la puissance du refroidissement et à l'affichage de la température du CCD. Le ventilateur étant directement branché en



Figure 8



Figure 9



Figure 10

parallèle sur les modules Peltier, sa vitesse est affichée pour information.

• L'ONGLET « MOYENNE » (figure 9)

Le bruit de lecture est assez délicat à supprimer en raison de son caractère aléatoire. La solution la plus efficace pour l'éliminer consiste à effectuer la médiane ou la moyenne de plusieurs images. En effet, le bruit global sera divisé par la racine carrée du nombre d'images utilisées pour réaliser cette moyenne. Par exemple, si on fait la moyenne de 16 images, on divise approximativement le bruit de lecture par 4.

• L'ONGLET « ANTIBLOOMING » (figure 10)

Il permet tout simplement d'accéder à la mise en service ou hors service de l'antiblooming qui est un dispositif limitant le débordement des photosites les uns sur les autres en cas de saturation du capteur CCD.

LES FONCTIONS DE TRAITEMENT D'IMAGES

Certaines fonctions permettent simplement l'addition, la soustraction et la

multiplication de l'image par une constante. Ces fonctions permettent de corriger l'image globalement lorsqu'elle est trop sombre ou trop claire. On peut les assimiler aux réglages de contraste et de luminosité de certains logiciels. Ce sont des fonctions mathématiques qui agissent **uniformément** sur toute l'image, et qui sont très faciles à programmer. Toutefois, le traitement des images a pour principal but d'améliorer la visibilité des détails de l'image tout en limitant le bruit. Certains traitements permettent même de réduire le bruit de fond ou d'extraire des détails pratiquement invisibles sur l'image d'origine. C'est le cas du **compositage** de plusieurs images et de la technique du **masque flou**. On fait aussi régulièrement appel à des **filtres de convolution**. La convolution consiste à remplacer chaque pixel par une nouvelle valeur qui prend en compte non seulement le niveau d'origine du pixel concerné, mais aussi les niveaux des pixels voisins. L'influence de chaque pixel est définie par un coefficient dans une matrice de 3x3 ou 5x5 pixels. Le coefficient central de la matrice correspond au pixel dont il faut modifier la valeur. Ce principe est illustré en **figure 11**,

pour les filtres passe-bas et passe-haut.

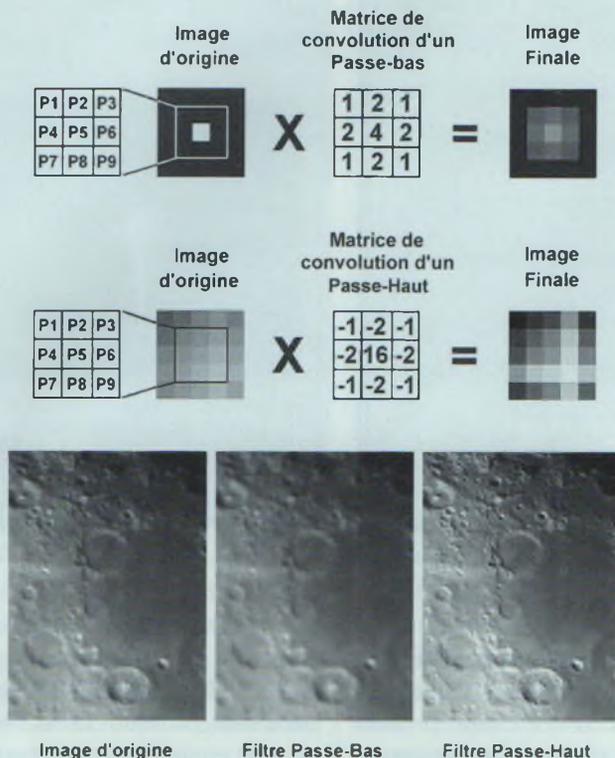
• LE FILTRE PASSE-BAS

Dans le cas du filtre passe-bas, la valeur du pixel central [P5] sera modifiée selon la relation suivante:

$$P5 = (P1x1 + P2x2 + P3x1 + P4x2 + P5x4 + P6x2 + P7x1 + P8x2 + P9x1) / 16$$

La division par 16 permet de rétablir l'intensité moyenne de l'image et d'éviter la saturation. Dans le cas général, il suffit de diviser le résultat par un nombre égal à la somme de tous les coefficients de la matrice de convolution. La matrice doit évidemment être appliquée à tous les pixels de l'image. Cette procédure pose d'ailleurs un problème avec les pixels situés sur la périphérie, puisqu'ils ne peuvent utiliser une matrice complète. La valeur qui en résulte est erronée, à moins d'utiliser une matrice spécifique pour ces pixels. Bien sûr, on pourrait également réaliser une fonction passe-bas avec d'autres coefficients. L'effet du filtre passe-bas est parfaitement visible sur l'image de la **figure 11**, qui représente une fraction de la surface lunaire. Les détails de l'image correspondent à des

Figure 11 : filtres passe-bas et passe-haut



variations assez brusques et fréquentes de luminosité : ce sont les **hautes fréquences**. Les détails ont été « adoucis » par ce filtre, tandis que les variations lentes de luminosité, ou **basses fréquences**, ne sont pratiquement pas modifiées. Le filtre passe-bas est donc un moyen efficace de réduire le bruit dans une image, mais il diminue par la même occasion le contraste dans les détails. En conséquence, pour supprimer des pixels défectueux ponctuels, il est préférable d'utiliser un filtre **médian**.

• LE FILTRE PASSE-HAUT

Le filtre passe-haut produit l'effet inverse du filtre passe-bas : il permet de rehausser les détails en diminuant l'influence des basses fréquences (c'est à dire le niveau de luminosité global de l'image). Evidemment, le bruit est également accentué et ce filtre a tendance à géné-

rer des images à forte granulosité (un peu comme si on avait appliqué un tramage à diffusion d'erreur, utilisé notamment sur les imprimantes). En conséquence, il doit être employé sans exagération. Dans le cas du filtre passe-haut proposé en **figure 11**, la valeur du pixel central [P5] sera modifiée selon la relation suivante :

$$P5 = (P1x(-1) + P2x(-2) + P3x(-1) + P4x(-2) + P5x16 + P6x(-2) + P7x(-1) + P8x(-2) + P9x(-1)) / 4$$

La division par 4 permet de rétablir l'intensité moyenne de l'image. Vous remarquerez sur l'image lunaire que le filtre passe-haut est particulièrement efficace.

• LE FILTRE MÉDIAN

Les filtres de convolution sont des **filtres linéaires**, c'est-à-dire qu'ils traitent toutes les données d'une image de façon identique (suivant les coefficients d'une

matrice). Ils ont ainsi la même incidence sur le bruit que sur les informations utiles, ce qui conduit à une perte de résolution sensible sur l'image finale. Par contre, le filtre médian est un **filtre statistique**, dont l'action varie en fonction de l'intensité des pixels analysés. L'application du **filtre médian** consiste à trier par ordre croissant les intensités de tous les pixels qui encadrent l'élément central, ce dernier y compris. Ensuite, on attribue au pixel central la **valeur médiane** des intensités. La médiane est différente de la valeur moyenne, elle correspond à l'intensité du pixel qui est positionné **au centre** de la liste triée. Par exemple, pour la liste suivante de valeurs triées :

26, 154, 172, 188, 192, 201, 203, 211, 222

La moyenne est de **174**, tandis que la médiane vaut **192**. Le filtre médian permet ainsi d'éliminer l'influence des valeurs trop éloignées de la moyenne, caractéristiques de la présence d'un niveau parasite (dans notre cas, il s'agit du nombre **26**). Si maintenant vous faites la moyenne sans tenir compte de la valeur **26**, vous obtenez **193**, ce résultat étant très proche de la valeur médiane de la liste. Statistiquement, le filtre médian conserve mieux les détails que le filtre passe-bas.

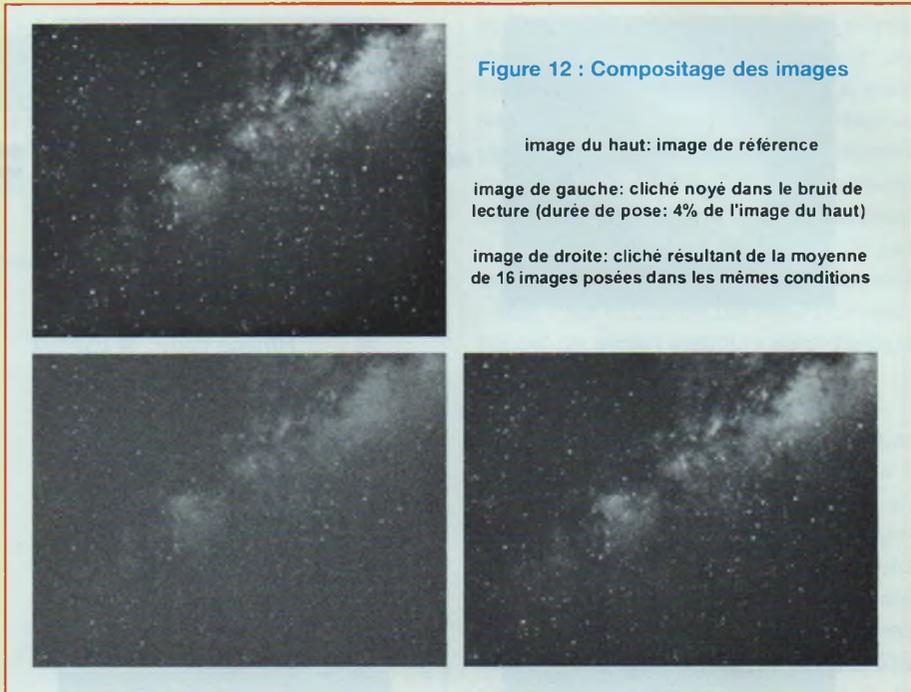
• LE COMPOSITAGE DES IMAGES

Le compositage consiste à additionner plusieurs images du même objet afin d'en augmenter le rapport signal/bruit. En effet, le bruit par définition à une incidence aléatoire sur chacune des images, tandis que la lumière de l'objet observé apporte sa contribution de façon régulière sur chacun des photosites. En conséquence, l'importance du bruit sur le cliché traité diminue au fur et à mesure que le nombre des images additionnées augmente. Signalons également que les images utilisées pour le compositage devront préalablement avoir été corrigées d'une pose d'obscurité. Cette technique est proposée au niveau du tableau de bord pour obtenir une PLU ou un noir

d'excellente qualité (acquisition d'une moyenne d'images). Précisons qu'il n'est pas possible de moyenner directement les images brutes issues de la caméra (turbulence atmosphérique, problèmes de suivi de la monture), à moins qu'il ne s'agisse d'images fixes (microscopie). Néanmoins, le compositage différé avec recentrage automatique des images est proposé dans différents logiciels d'astronomie, et cette fonction devrait être intégrée à terme dans le logiciel « Kool ». Un exemple de compositage vous est proposé sur la **figure 12**. La première image représente un champ d'étoiles posé suffisamment pour être bien contrasté. C'est notre image de référence. Le second cliché montre le même champ dans des conditions de pose insuffisantes (4 % du temps de pose précédent) : l'image utile est pratiquement noyée dans le bruit de lecture de la caméra. Enfin, le cliché de droite représente le résultat d'un compositage de 16 images posées dans les mêmes conditions. Le sujet ressort déjà nettement du bruit de lecture.

• LA TECHNIQUE DU MASQUE FLOU

C'est une technique assez spectaculaire pour amplifier les détails d'une image mais qui s'applique principalement aux images planétaires. Nous l'avons illustrée sur la **figure 13** à partir d'un cliché de Jupiter. L'image située en haut à gauche est le cliché d'origine, dont les détails sont noyés dans la luminosité planétaire. Les diagrammes placés sous les images représentent les niveaux d'intensités d'une coupe horizontale effectuée au centre de l'astre. Ils permettent de distinguer plus facilement les détails malgré leurs faibles amplitudes. A partir de cette image, on réalise un « masque flou », c'est-à-dire une image dans laquelle tous les détails ont été supprimés par l'application d'un filtre passe-bas suffisamment efficace (une gaussienne). La deuxième coupe met en évidence le lissage de la coupe précédente. La troisième opération consiste à sous-



traire ce masque flou de l'image d'origine, afin d'en extraire uniquement les détails (image de droite). Cependant cette image est bien trop contrastée et parfois assez bruitée pour être conservée ainsi. Pour terminer le traitement et donner à la planète un aspect plus naturel, l'image d'origine est additionnée à l'image des détails selon un dosage adéquat (mais le produit des deux images donne également, dans certains cas, des résultats intéressants au niveau du rendu artistique de l'image).

OÙ SE PROCURER LE PROGRAMME ?

A partir d'un accès à Internet (Cybercafé ou abonnement privé), vous pouvez télécharger gratuitement le **logiciel Kool** depuis le site web perso de l'auteur (<http://perso.wanadoo.fr/bernard.dalstein>). Ce site, qui sera mis à jour régulièrement, vous permettra d'obtenir de nombreuses informations sur l'évolution des caméras et certains conseils ou astuces de montages proposés par d'autres amateurs. Vous y trouverez des réponses aux questions les plus fré-

quemment posées, une galerie d'images réalisées par d'autres amateurs qui ont réalisé leur caméra, et surtout les futures versions du logiciel d'acquisition.

PROTOCOLE DE PILOTAGE

Pour permettre aux programmeurs chevronnés d'écrire leur propre logiciel de pilotage, voici en détails le protocole de dialogue utilisé entre le PC et la carte d'interface. Écrit en langage Delphi, il pourrait facilement être transposé en Basic ou en C++.

Dans un premier temps, nous allons présenter en détails l'organisation du port parallèle, ainsi que l'affectation des broches de ce port sur la carte 12 bits. Nous passerons ensuite à la description du protocole de dialogue permettant des échanges de données fiables entre le PC et le SX28.

DESCRIPTION DU PORT PARALLÈLE BIDIRECTIONNEL

L'utilisation du port imprimante permet d'assurer la transmission de données dans les deux sens (entrée + sortie), sans

LE PROTOCOLE DE PILOTAGE DE LA CAMÉRA

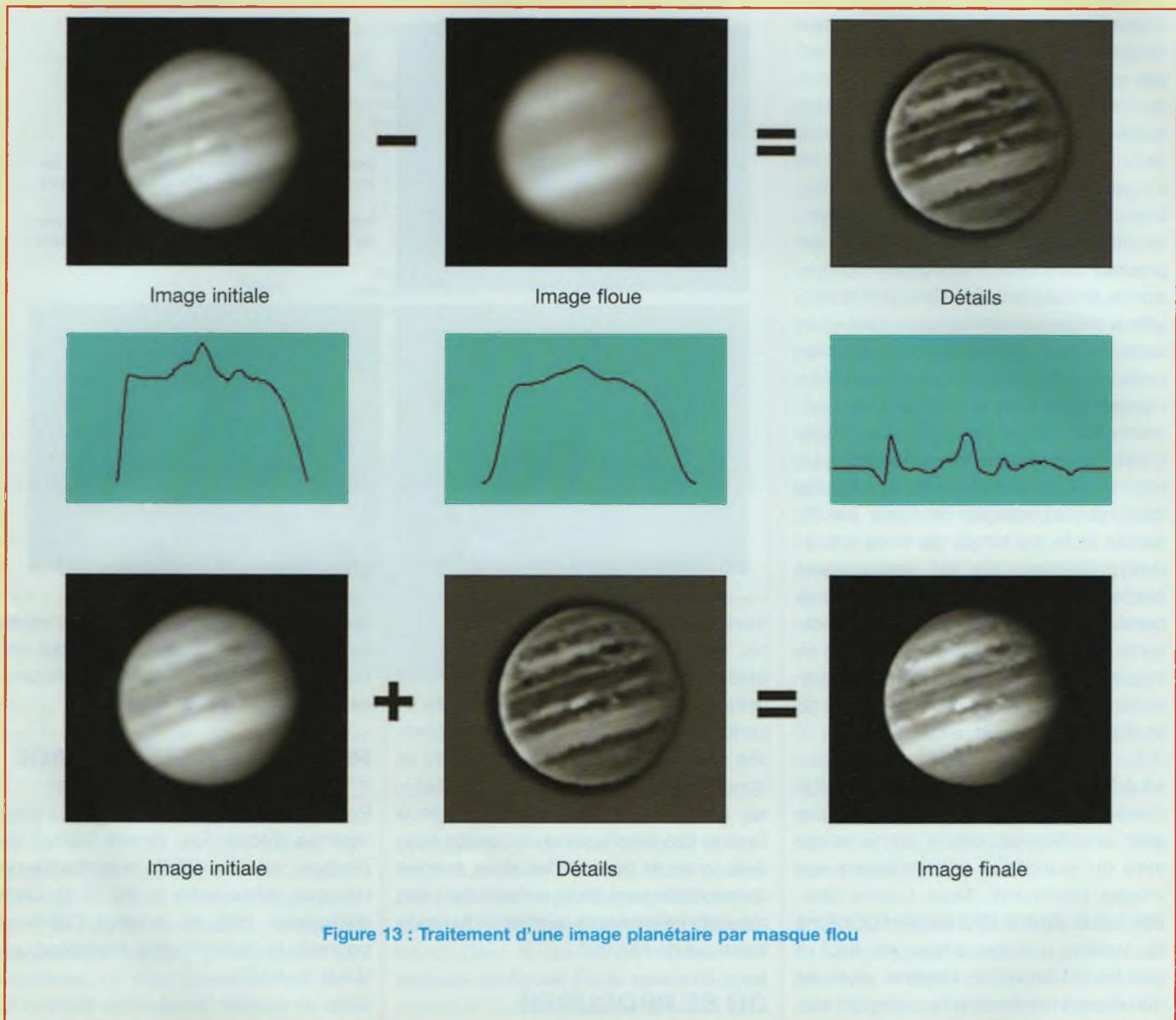


Figure 13 : Traitement d'une image planétaire par masque flou

nécessiter l'ouverture du capot de l'ordinateur, donc sans risques pour le PC. D'autre part, la caméra est ainsi utilisable aussi bien sur un PC de bureau qu'un portable.

Par rapport au mode **SPP** (qui signifie « Standard Parallel Port » et qui correspond au mode de fonctionnement le plus ancien du port imprimante), le mode bidirectionnel permet d'utiliser le bus de données aussi bien en sortie (mode SPP classique) qu'en entrée.

Deux modes de communication encore

plus récents ont été ajoutés sur les ordinateurs actuels : **EPP** et **ECP**.

Ils permettent un taux de transfert plus élevé, mais les spécifications des modes **ECP** et **EPP** nous ont paru trop flexibles d'un PC à l'autre pour garantir le fonctionnement de la K2 sur tous les ordinateurs.

On utilisera donc le mode Bidirectionnel, qui correspond aux spécifications du mode SPP avec en plus la possibilité de placer le bus de données principal en entrée.

L'illustration de la **figure 14** présente le connecteur du type « SUB 25D - Femelle » tel qu'il est visible à l'arrière du PC. Elle permet d'identifier les numéros de chaque broche.

La **figure 15** indique la correspondance entre les broches de ce connecteur (broches CPU) et leur affectation pour la caméra sur la carte 12 bits. Les fonctions assignées à chaque broche, clairement indiquées dans le tableau, laissent apparaître un bus de données bidirectionnel de 8 bits (D0 à D7), ainsi qu'un certain nombre

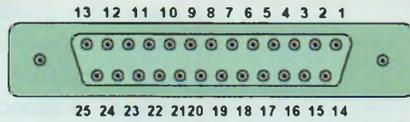


Figure 14 : Embase du port // vue de l'extérieur de l'ordinateur

Broches connecteur	Sens de transfert	Fonction caméra	Fonction sur le PC
1	→	DLE	C0
2	↔	PCDATA	D0
3	↔	PCSCCLK	D1
4	↔	START	D2
5	↔	C (alim)	D3
6	↔	B (alim)	D4
7	↔	A (alim)	D5
8	↔	Fifo1	D6
9	↔	Fifo2	D7
10	←	SXDATA	S6
11	←	SXSCLK	S7
12	←	START	S5
13	←	---	S4
14	→	SRCK	C1
15	←	---	S3
16	→	RSTR	C2
17	→	FIOE	C3
18 - 25	→	GND	GND

Figure 15 : Liaison SUB25D entre le port // et l'interface 12 bits de la caméra

de lignes de contrôle ou d'état dont le sens de transfert est unidirectionnel.

LES REGISTRES INTERNES DU PORT PARALLÈLE

Le document de la figure 16 détaille les caractéristiques de ces trois registres, en précisant la correspondance entre les fonctions de la caméra et chacun des bits disponibles.

- Le registre de données, utilisable en entrée/sortie, utilise la totalité des 8 bits tandis que les deux autres registres sont incomplets.
- Le registre d'état n'est utilisable qu'en entrée. Précisons que le bit de poids fort de ce registre (D7, soit la broche 11 du connecteur) est complétée en interne. En d'autres termes, un niveau haut à l'entrée du connecteur sur la broche 11 se traduira par un niveau bas dans le bit D7 de ce registre.
- Les bits C0, C1 et C3 du registre de

contrôle sont également complétés dans le PC.

Les adresses de ces registres sont précisées en bas du document, en fonction du port qui est en service. Normalement l'ordinateur utilise LPT1 par défaut qui a pour adresse de base \$378.

ACCÈS PAR LOGICIEL AU PORT PARALLÈLE DU PC

Nous devons d'abord initialiser les variables d'adresses du port parallèle à partir de la procédure indiquée en figure 17a. On lance cette procédure en exécutant l'instruction suivante, dans laquelle on insère l'adresse du port en service (LPT1 dans l'exemple) :

```
Form1.SelectLPT ($378);
```

La lecture ou l'écriture d'une donnée sur le port imprimante fonctionne comme l'accès à une adresse mémoire.

Cependant, Windows a tendance à verrouiller l'accès aux connecteurs externes

et il va falloir ruser. Pour accéder physiquement au port parallèle à partir de Windows 95, il est nécessaire d'avoir recours à des routines en assembleur placées dans des procédures indépendantes. Ainsi, pour écrire à l'adresse du bus de données principal, il faut appeler la routine indiquée en figure 17b. Si par exemple vous voulez envoyer le mot « \$2A » sur le bus de données principal, l'appel de cette procédure sera effectué en écrivant l'instruction :

```
Form1.PortOut($2A);
```

Form1 est le nom de la fiche créée par défaut au lancement de Delphi, mais il est souhaitable de la renommer en lui donnant un nom plus explicite. La syntaxe utilisée ici (le nom de la fiche suivi du nom de la procédure, le tout séparé par un point) est emprunté à la programmation orientée Objet de Delphi. Elle permet de signaler l'appartenance de la procédure PortOut à la fiche Form1. Pour envoyer un mot vers le bus de contrôle du port parallèle, il faut utiliser la routine de la figure 17c. Si vous voulez envoyer le mot « \$FF » sur le bus de contrôle, l'appel de cette procédure depuis le programme principal est effectué en écrivant l'instruction :

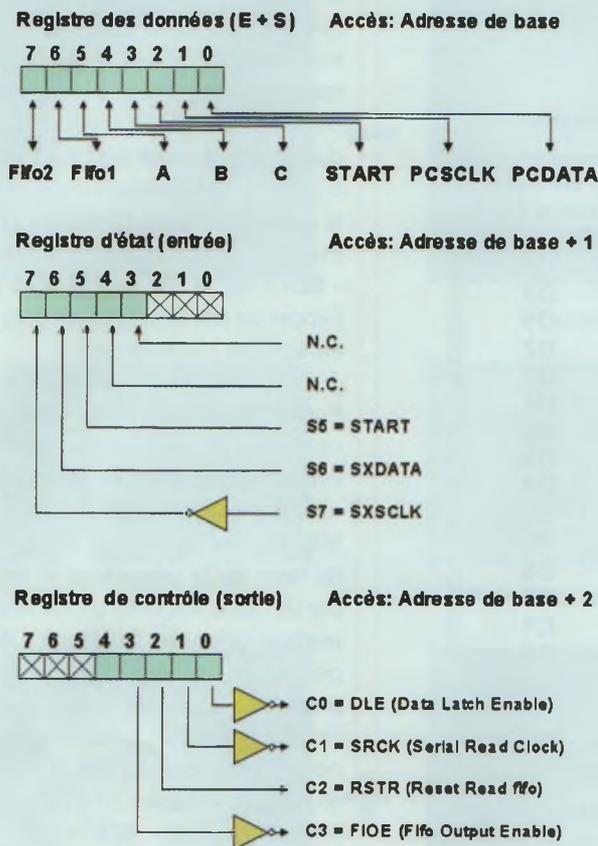
```
Form1.PortControl($FF);
```

Ensuite pour recevoir un mot depuis le bus de données du port parallèle, il faut utiliser la routine de la figure 17d qui est une fonction. Une fonction à la particularité de renvoyer un résultat après son exécution. Cependant, pour utiliser le bus de données en entrée, il faut d'abord positionner le bit C5 du registre de contrôle à 1. On le réinitialise ensuite à 0 pour replacer le port en écriture. Dans l'exemple ci-dessous, nous avons affecté le résultat d'une lecture à la variable « Pixel » :

```
Form1.PortControl($20); (Bus en entrée)
Pixel:=Form1.PortBi; (lecture du bus)
Form1.PortControl($04); (impulsion C2)
Form1.PortControl($00); (Bus en sortie)
```

Les deux dernières lignes sont en rapport avec une astuce importante. Pour éviter un blocage du port parallèle lors

LE PROTOCOLE DE PILOTAGE DE LA CAMÉRA



Interface parallèle n°1: \$378 - \$37F	table des adresses :
Interface parallèle n°2: \$278 - \$27F	0040 : 0008h -> lpt1
Interface parallèle n°3: \$3BC - \$3BF	0040 : 000Ah -> lpt2

Figure 16 : Registres internes de l'interface parallèle du PC et affectation des broches pour la carte 12 bits

d'une nouvelle écriture sur le bus de données, il est conseillé d'envoyer une impulsion sur le bit C2 du registre de contrôle après un cycle de lecture. Enfin, pour recevoir un mot depuis le bus d'état du port parallèle, il faut utiliser la routine de la figure 17e.

Nous utilisons ici également une fonction, dont le résultat après exécution est affecté à la variable « Info » dans l'exemple qui suit :

Info:=Form1.PortIn;

Finalement, il suffit d'une seule ligne de code pour faire appel à ces procédures qui sont ainsi très simples à manipuler. A partir de Windows XP, les choses se

compliquent, car l'accès au port parallèle devient sévèrement réglementé.

En effet, une tentative d'accès direct au port parallèle sous Windows 2000 se traduit par l'apparition à l'écran d'un message d'erreur du type « Privileged instruction ». Heureusement, il est possible de dénicher sur le Web un utilitaire précieux proposé en Freeware par un informaticien généreux, Craig Peacock.

PORT TALK, DRIVER POUR WINDOWS XP, NT, 2000

Craig Peacock a créé le driver Port Talk qui résout ce problème épineux. Une

page Web consacrée à PortTalk décrit ses fonctionnalités ainsi que la procédure d'installation du logiciel. L'adresse Internet ci-dessous permet d'y accéder directement :

«<http://www.beyondlogic.org/porttalk/porttalk.htm>»

Vous y trouverez un lien hypertexte permettant de télécharger cet utilitaire qui en est à sa version 2.2 et qui ne pèse que 67Ko. Concrètement, voici les étapes à suivre scrupuleusement pour faire fonctionner le programme :

1. Téléchargez le fichier et extrayez les trois principaux fichiers qu'il contient :

- Allowio.exe,
- Porttalk.reg,
- Porttalk.sys,

2. Copiez le fichier Porttalk.sys dans le sous répertoire suivant :

- pour Windows NT/2000 dans "C:\WinNT\system32\drivers\"

- pour Windows XP dans "C:\Windows\system32\drivers\"

3. Lancez le fichier Porttalk.reg (en double-cliquant dessus dans l'explorateur); il va mettre à jour la base de registre de Windows pour lui faire prendre en compte le driver.

4. Redémarrez votre ordinateur afin qu'il charge effectivement le driver.

5. Créez un fichier Kitty.bat avec le Bloc-notes de Windows (accessible dans le menu démarrer, dossier « programmes », rubrique « Utilitaires »). Placez-y l'un des textes suivants :

- allowio Kool.exe/a (pour réserver tous les ports à l'application)

- allowio Kool.exe 0x378 (pour réserver uniquement le port parallèle LPT1)

6. Allez dans le répertoire contenant le programme d'acquisition « Kool » et copiez dans ce même répertoire les deux fichiers Allowio.exe et Kitty.bat.

La procédure d'installation est terminée. Le programme se lance alors en cliquant sur Kitty.bat.

Il est toutefois conseillé de placer un raccourci vers le fichier « Kitty.bat » sur le bureau et de changer l'icône dans les propriétés du raccourci en allant chercher celle

Figure 17a : Initialisation du port

```

procedure TForm1.SelectLPT (Adresse:word);
begin
  Output:=Adresse;
  Input:=Adresse+1;
  Control:=Adresse+2;
end;

```

Figure 17b : Ecriture bus de données

```

procedure TForm1.PortOut (data_out:byte);
begin
  asm
    mov dx,Output
    mov al,data_out
    out dx,al
  end;
end;

```

Figure 17c : Ecriture bus de contrôle

```

procedure TForm1.PortControl (data_out:byte);
begin
  asm
    mov dx,Control
    mov al,data_out
    out dx,al
  end;
end;

```

Figure 17d : Lecture du bus de données

```

function TForm1.PortBi:byte;
var pix:byte;
begin
  asm
    mov dx,Output
    in al,dx
    mov pix,al
  end;
  PortBi:=pix;
end;

```

Figure 17e : Lecture du bus d'état

```

function TForm1.PortIn:byte;
var pix:byte;
begin
  asm
    mov dx,Input
    in al,dx
    mov pix,al
  end;
  PortIn:=pix;
end;

```

qui se trouve dans le fichier **Kool.exe**. Enfin, toujours dans les propriétés, choisissez l'exécution en mode 'fenêtre réduite' pour ne pas voir la fenêtre DOS s'afficher. L'utilisation de ce driver devient alors transparente pour l'utilisateur.

DESCRIPTION DU PROTOCOLE DE DIALOGUE SX28 ↔ PC

Le schéma fonctionnel de la **figure 18** indique, sur la carte d'interface, les éléments de liaisons nécessaires à la communication.

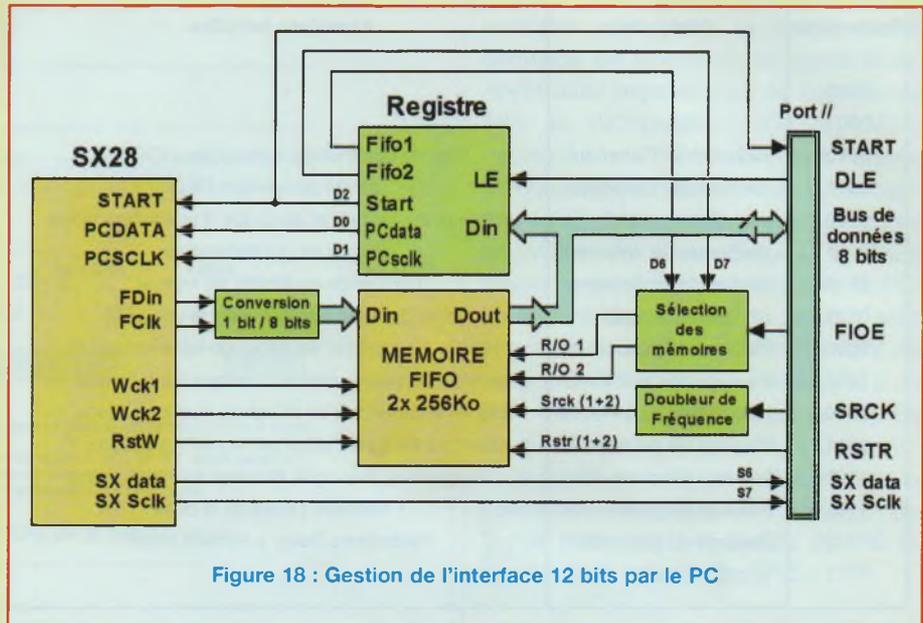


Figure 18 : Gestion de l'interface 12 bits par le PC

La mémoire FIFO joue d'ailleurs un rôle important dans les échanges de données.

Un multiplexeur permet au PC de recevoir des données, soit du SX28 directement, soit en passant par la RAM FIFO. Afin d'économiser les bus du PC, du SX28 et d'optimiser la communication, on utilise une liaison série synchrone.

Les bus sont ainsi répartis comme suit :

• BUS DE DONNÉES PRINCIPAL DU PC

- Le PC envoie au SX28 les mots de commande et les paramètres qui leur sont associés à partir des bits **D0** et **D1** du bus de données principal (liaison série synchrone).

- Le bit **D2** du bus de données principal (**START**) est utilisé comme **bit de contrôle** de la transmission (c'est l'équivalent du signal « **Strobe** » utilisé dans les communications parallèles). Ce bit permet d'indiquer au SX28 qu'une commande lui est envoyée.

- Les bits **D3** à **D5** du bus de données pilotent directement l'alimentation des modules Peltier (bits A, B et C de l'alimentation, non représentés).

- Enfin, **D6** et **D7** permettent de sélectionner la source des données que le PC va lire (FIFO1 ou FIFO2).

• BUS D'ÉTAT DU PC

- Les bits **S6** et **S7** sont utilisés pour la réception des données issues du SX28 (liaison série synchrone).

- Le bit **S5** reçoit l'information **START** envoyée par le PC. Son seul but est de vérifier l'état de la liaison [Interface ↔ PC]. Si une erreur sur la lecture de ce bit est détectée, le PC indique à l'utilisateur un défaut de continuité de la ligne.

• BUS DE CONTRÔLE DU PC

Le bus de contrôle utilise 4 bits indépendants, C0 à C3.

- Le bit C0 (**DLE** = Data Latch Enable) assure la validation du registre de mémorisation des données principales. Ce registre permet de stabiliser les informations destinées aux périphériques pendant la lecture de la mémoire Fifo (bus bidirectionnel).

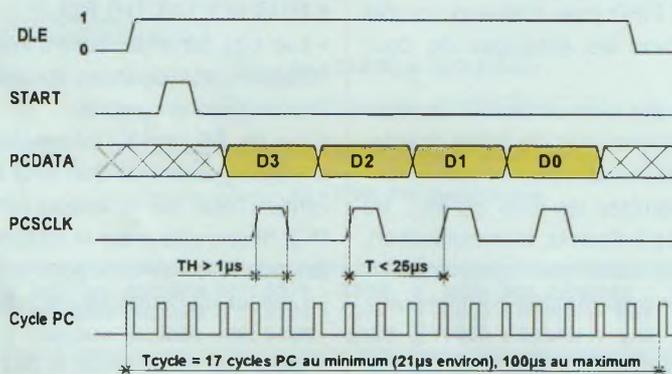
- Le bit C1 (**SRCK** = Horloge d'incrément des pointeurs de la Fifo) est dirigé sur un doubleur de fréquence. Il suffit d'envoyer un front sur ce dispositif pour obtenir une impulsion d'incrément complète sur les entrées d'horloge des mémoires.

- Le bit C2 (**RSTR** = Reset Read) assure l'initialisation des compteurs de la mémoire Fifo. Il est câblé directement sur

LE PROTOCOLE DE PILOTAGE DE LA CAMÉRA

Commande	Catégorie	Fonctions remplies
0000	(Libre)	--
0001	(Libre)	--
0010	Contrôle de l'interface	Test du commutateur analogique (DG642)
0011	Contrôle de l'interface	Test de la mémoire FIFO
0100	Ordre simple	Pilotage du capteur et stockage d'une image vidéo
0101	Demande de données	Lecture de la température
0110	Demande de données	Lecture de la version du logiciel
0111	Ordre simple	Test du SX28 (clignotement d'une LED)
1000	Passage de paramètres	Pixels à supprimer en début de ligne (vidage X)
1001	Passage de paramètres	Nombre de pixels utiles sur chaque ligne (largeur X)
1010	Passage de paramètres	Lignes à supprimer en début de matrice (vidage Y)
1011	Passage de paramètres	Nombre de lignes utiles sur la matrice (largeur Y)
1100	Passage de paramètres	Paramètres Binning X, Binning Y, Antiblooming
1101	Passage de paramètres	Paramètre Durée de la pose
1110	Passage de paramètres	Paramètres Delay + Peltiers on/off
1111	(Libre)	--

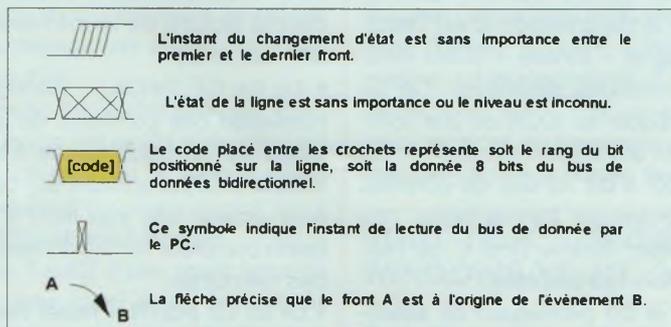
Tableau 1 : Codes de commande de l'interface 12 bits (SX28 à 50MHz)



Définition des paramètres du chronogramme :

Tcycle: temps d'un cycle complet. Un cycle d'accès au port parallèle dure 1,26µs, mais peut varier d'un PC à l'autre. Le SX28 interrompt un cycle incomplet après 100µs.

Remarque: si la carte 12 bits est partiellement ou totalement pilotée par un dispositif externe au port parallèle (un autre processeur, par exemple), il faut respecter une période de "cycle PC" minimale de 1µs.



Chronogramme n°1 : Envoi d'un ordre simple

les deux boîtiers RAM.

- Le bit C3 (FIOE = Fifo Output Enable) permet de valider le bus de sortie de la mémoire lors du transfert des pixels.

DESCRIPTION DES COMMANDES DE L'INTERFACE 12 BITS

Avec des mots codés sur 4 bits, on peut transmettre au microcontrôleur jusqu'à 16 commandes principales. Cependant, chaque commande est susceptible d'inclure des paramètres, ce qui oblige d'envoyer non pas des mots uniques mais plutôt des trames de commandes pour chaque fonction que le SX28 devra exécuter. La liste des commandes gérées actuellement par le SX28 est indiquée dans le **tableau 1**. On peut différencier plusieurs types de commandes :

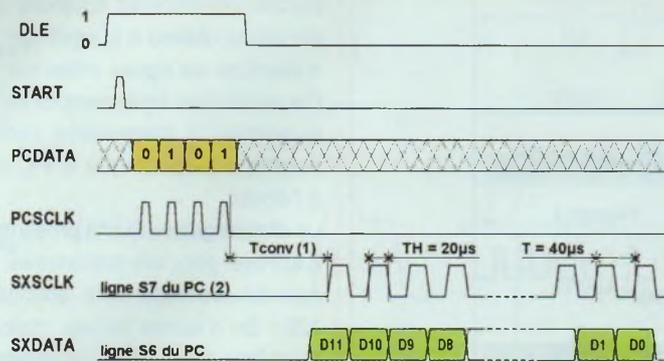
- Les ordres simples, qui se contentent d'un seul quartet.
- Les demandes de données spécifiques. Elles se contentent d'un seul quartet également, mais suscitent une réponse du SX28 : le SX28 transfère les données demandées par sa liaison série (S6 et S7).
- les passages de paramètres à partir d'une trame : le SX28 se contente de stocker les paramètres fournis dans sa mémoire interne, sans exécution.
- Les fonctions de test de l'interface : le SX28 exécute une tâche spécifique précisée dans un paramètre de la trame.

DESCRIPTION DES ORDRES SIMPLES

Il y en a deux. Le premier code [0100] demande au SX28 d'effectuer une acquisition. L'image lue sur la matrice CCD est stockée dans la Fifo.

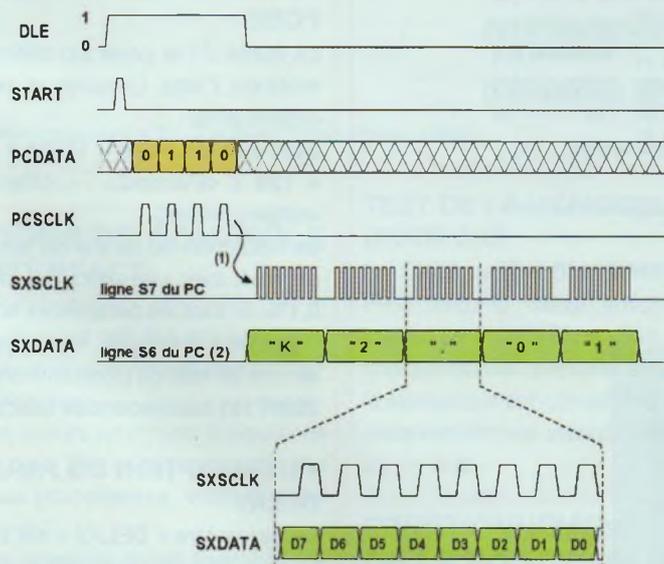
Le second code de commande [0111] est envoyé au SX28 pour tester visuellement son fonctionnement. Si le microcontrôleur est opérationnel, il fait clignoter trois fois la LED implantée sur l'interface.

Le **chronogramme n°1** présente en



- (1) Le PC effectue la scrutation de la ligne pendant la conversion ($T_{conv} < 10\mu s$)
 (2) Attention ! la ligne S7 est inversée dans le PC. Le PC reçoit donc un niveau haut pendant la phase de conversion, et la lecture de chaque bit de résultat doit être effectuée au front descendant de cette ligne.

Chronogramme n°2 : Lecture de la température



- (1) La réponse du SX28 est rapide ($< 20\mu s$)
 (2) Attention ! les 6 octets renvoyés sont codés en ASCII (ex: "2" = \$32).

Chronogramme n°3 : Lecture de la version du logiciel

détails le timing d'un ordre simple. La ligne DLE doit être placée au niveau haut pendant cette phase afin d'assurer le transfert des données vers le SX28.

LA DEMANDE DE DONNÉES

Il suffit d'un seul mot de commande au PC pour faire exécuter au SX28 l'une des

deux fonctions prévues dans cette catégorie : lecture de la température et lecture de la version du logiciel installé dans le microcontrôleur.

• LECTURE DE LA TEMPÉRATURE

Cette commande pourra être utilisée pour tester la chaîne de conversion de la carte 12 bits. Le **chronogramme n°2**

présente en détails le timing d'une demande de lecture de la température. Après avoir reçu le code de commande \$05, le SX28 sélectionne le LM35, déclenche une conversion, puis l'entrée du convertisseur est redirigée sur le capteur CCD. Cette procédure est exécutée en moins de **10µs**. Ensuite, le SX28 envoie le résultat de 12 bits vers le PC. La lecture des 12 bits du résultat sera effectuée après chaque front montant de la ligne SXCLK (ce qui correspond à un front descendant détecté par le PC). En ce qui concerne la procédure de transcodage, il est utile de préciser que le convertisseur reçoit une tension de **1 volt** pour une température de **0°C** et que le **LM35** fournit **10mV/°C**.

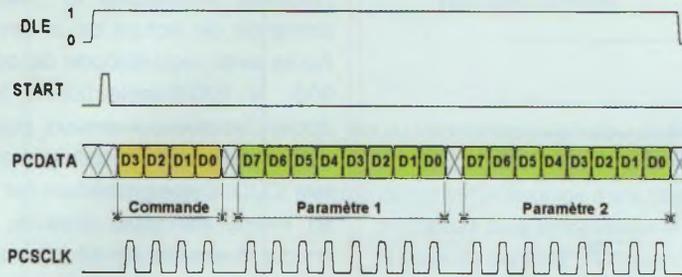
• LECTURE DE LA VERSION DU LOGICIEL

Le **chronogramme n°3** présente le timing d'une demande de transfert de la version du logiciel. Cette commande, qui fonctionne comme la précédente, peut s'avérer pratique pour évaluer la vétusté de la carte 12 bits. C'est aussi une aide à la décision pour savoir s'il est temps d'effectuer une mise à jour du SX28 !. En ce qui concerne la réponse du SX28, le timing est identique au précédent : les niveaux du signal de synchronisation sont maintenus 20µs. L'information de version du logiciel est fournie sous la forme de 5 caractères ASCII (donc 5 octets). Le premier caractère est une lettre qui correspond au type de caméra (ici, « K » pour Kitty), le deuxième est un chiffre suivi d'un point et de deux autres chiffres. On obtiendra ainsi une séquence du type « K2.01 ».

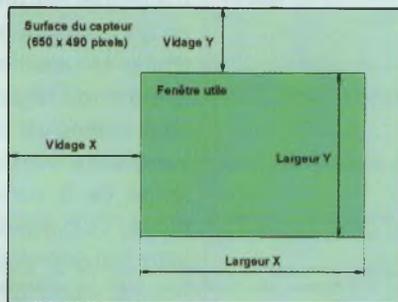
PASSAGES DE PARAMÈTRES AU SX28

Avant d'effectuer la sauvegarde d'une image vidéo dans la RAM FIFO, il faut envoyer au SX28 un certain nombre de paramètres en rapport notamment avec le temps de pose, le binning et le fenêtrage. La fonction « fenêtrage », propo-

LE PROTOCOLE DE PILOTAGE DE LA CAMÉRA



Vidage X (\$8)	1 0 0 0	0 0 0 0 0 X X X	0 X X X X X X X
	D3 D2 D1 D0	D9 D8 D7-----D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0	
LargeurX (\$9)	1 0 0 1	0 0 0 0 0 X X X	0 X X X X X X X
	D3 D2 D1 D0	D9 D8 D7-----D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0	
Vidage Y (\$A)	1 0 1 0	0 0 0 0 0 X X X	0 X X X X X X X
	D3 D2 D1 D0	D9 D8 D7-----D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0	
LargeurY (\$B)	1 0 1 1	0 0 0 0 0 X X X	0 X X X X X X X
	D3 D2 D1 D0	D9 D8 D7-----D6 D5 D4 D3 D2 D1 D0	
Binn. XY (\$C)	1 1 0 0	0 X X X 0 X X X	0 0 0 0 0 0 0 X
	D3 D2 D1 D0	BinningX(1-4) BinningY (1-4)	Antiblooming (0/1)
POSE (\$D)	1 1 0 1	0 X X X X X X X	0 X X X X X X X
	D3 D2 D1 D0	D20-----D14	D13-----D7
			D6-----D0
DELAY (\$E)	1 1 1 0	0 0 0 0 X X X X	Valeur par défaut: 8
	D3 D2 D1 D0	Delay (0=F)	
Test Ff0 (\$3)	0 0 1 0	X X X X X X X X	Valeurs possibles: \$00 ou \$FF
	D3 D2 D1 D0		
Test DG (\$2)	0 0 1 1	X X X X X X X X	Valeurs possibles: \$00 ou \$FF
	D3 D2 D1 D0		



Chronogramme n°4 : Passage de paramètres à la caméra

sée sur le tableau de bord du logiciel principal (sur le PC), permet de sélectionner à la souris une zone particulière sur la matrice CCD. Il faut donc fournir au SX28 les paramètres suivants :

- Nombre de pixels à supprimer sur la ligne. Ce paramètre ne tient pas compte du binning et le nombre à transmettre correspond toujours au nombre de pixels

réels à supprimer au début de la ligne.

- Nombre de pixels utiles dans la ligne. Ce paramètre tient compte du binning et le nombre à transmettre correspond au nombre de pixels que le PC doit afficher à l'écran.

- Nombre de lignes à supprimer sur la matrice. Ce paramètre ne tient pas compte du binning et le nombre à trans-

mettre correspond toujours au nombre de lignes réelles à supprimer.

- Nombre de lignes utiles sur la matrice. Ce paramètre tient compte du binning, et le nombre à transmettre correspond au nombre de lignes que le PC doit afficher à l'écran.

Le **chronogramme n°4** présente les trames à envoyer pour ces paramètres. Remarquez que les données sont envoyées modulo 128 ! En d'autres termes, l'information est transmise sous 7 bits, le huitième bit étant maintenu à 0. Cette particularité provient de la façon dont les routines du SX28 gèrent ces informations afin de limiter la taille du code assembleur.

• DESCRIPTION DU PARAMÈTRE POSE

La durée de la pose est définie par trois mots de 7 bits. La durée d'une pose est définie ainsi :

Durée d'une pose = 16384 x <Param1> + 128 x <Param2> + <Param3> (en millisecondes).

La résolution du temps de pose est donc de **1ms**, avec une précision meilleure que **0,1%**. Si tous les paramètres sont fournis à leur valeur maximale, il est possible d'atteindre **35 min** de pose environ (on obtient **20987151 millisecondes** exactement).

• DESCRIPTION DU PARAMÈTRE DELAY

Le paramètre « DELAY » est un peu particulier. Bien qu'il ne soit pas critique et puisse être positionné à 8 par défaut, son implication est indiquée sur le chronogramme de la **figure 19**. Il s'agit d'un intervalle de temps réglable entre l'apparition d'un pixel en sortie du capteur CCD et le déclenchement d'une conversion A/N. Chaque palier de ce paramètre correspond à un intervalle de temps de 80 ns. Historiquement, le paramètre **DELAY** a été prévu pour que la caméra puisse s'accommoder avec différentes qualités et longueurs de câbles. En effet, le temps d'établissement du signal vidéo à l'entrée du convertisseur est relativement sensible à l'impédance du câble de liaison.

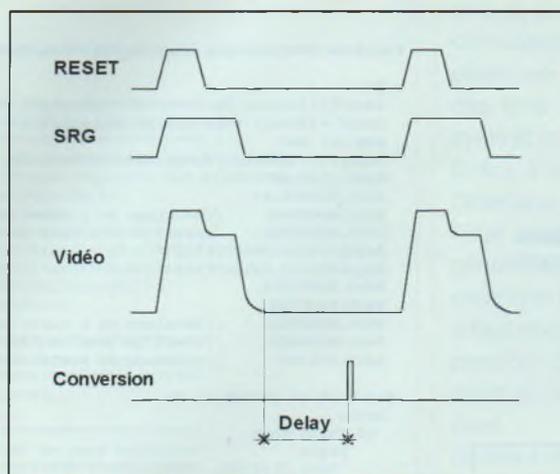
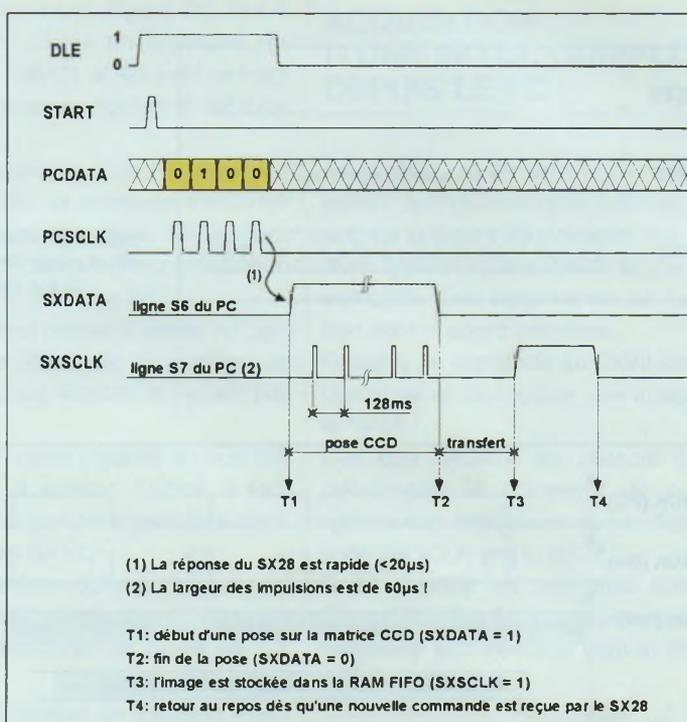


Figure 19 : Incidence du paramètre Delay

Chronogramme n°5 : Transfert d'une image vidéo



FONCTIONS DE CONTRÔLE DE L'INTERFACE

Deux commandes ont été prévues pour le test de la mémoire Fifo et du commutateur analogique.

Le test des autres fonctions logiques de l'interface peut être réalisé à partir des commandes précédentes, voire directement par le PC.

Les trames relatives à ces fonctions de contrôle sont indiquées sur le **chronogramme n°4**.

• TEST DU COMMUTATEUR ANALOGIQUE (CODE \$02)

Le SX28 se contente de piloter le DG642 en fonction du paramètre envoyé dans la trame de test.

La valeur \$00 permet de sélectionner le capteur CCD, tandis que la valeur \$FF permet de sélectionner le LM35. Il s'agit donc d'un test statique qui nécessite un multimètre pour vérifier les tensions obtenues sur les broches du commutateur analogique.

TEST DE LA MÉMOIRE FIFO (CODE \$03)

Le SX28 remplit la totalité de la RAM FIFO avec la valeur envoyée en paramètre. Le PC effectue alors la lecture de chaque boîtier mémoire afin d'en vérifier le contenu. Il est conseillé d'envoyer successivement les valeurs \$00 et \$FF lors de ce test.

FONCTIONNEMENT DÉTAILLÉ DE LA FONCTION [\$04] : TRANSFERT D'UNE IMAGE

Cette fonction est la plus importante, car elle assure à elle seule toute la gestion de l'acquisition :

1. nettoyage systématique du capteur avant une pose,
2. lancement de la pose pour une durée déterminée par le PC,
3. transfert de trame dès la fin de la pose (obturation électronique).
4. transfert de l'image dans la mémoire Fifo.

Sans compter que pendant la pose, le SX28 ne reste pas inactif : non seulement

il renvoie à intervalles réguliers le décompte du temps de pose restant, mais en plus il reste à l'écoute du PC pour interrompre une pose si l'utilisateur en fait la demande. C'est ainsi la fonction la plus complète, mais aussi la plus complexe de toute la caméra. Le **chronogramme n°5** présente la trame de commande qu'il faut envoyer au SX28, ainsi que les réponses du microcontrôleur pendant cette procédure. On dénombre 3 phases importantes :

- A l'instant T1, le SX28 déclenche une pose et renvoie au PC le décompte du temps restant sous la forme d'une impulsion toutes les 128 ms, comme indiqué dans l'intervalle [T1-T2]. La résolution temporelle de cette information est bien suffisante pour l'utilisateur, puisqu'elle est rafraîchie 8 fois par seconde !. Afin d'annuler une pose en cours, le PC doit positionner les lignes **PCDATA** et **PCSCLK** au niveau haut pendant au minimum 200ms, afin que le SX28 puisse se replacer en mode **stand-by**, dans l'attente d'une nouvelle commande. Dans ce cas de figure, l'image posée

LE PROTOCOLE DE PILOTAGE DE LA CAMÉRA

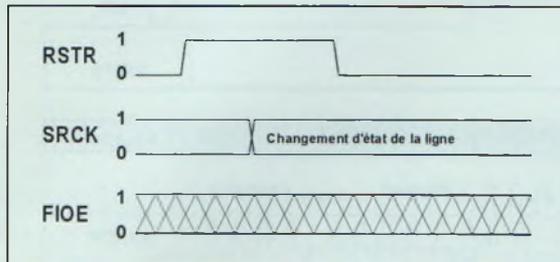


Figure 20 : Réalisation d'un cycle de RESET d'une RAM

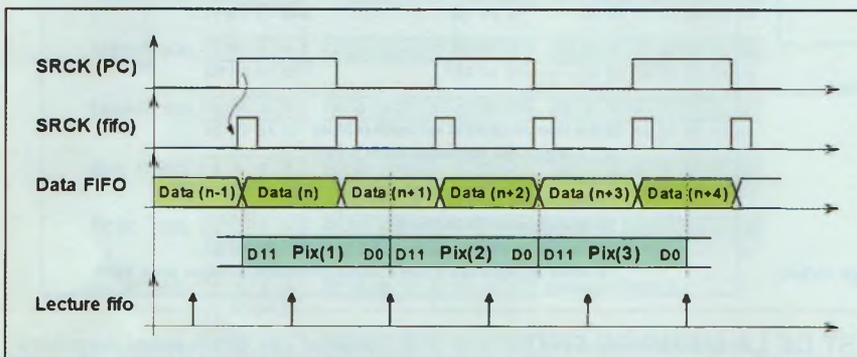


Figure 21 : Pilotage de la mémoire FIFO par le PC

partiellement sur la matrice du capteur est quand même transférée dans la mémoire de l'interface.

- A l'instant T2, le passage au niveau bas de la ligne SXDATA indique que la pose est terminée.

Cette information est prioritaire sur la gestion des impulsions de décomptage. Le SX28 assure la conversion et le transfert des pixels de la matrice dans la mémoire Fifo pendant l'intervalle [T2-T3]. Cette phase dure autour de 2 secondes pour une image complète de 650x490 pixels.

- A l'instant T3, le passage au niveau haut de la ligne SXCLK indique que la sauvegarde est terminée.

Le PC peut alors assurer le transfert de l'image dans sa mémoire vive sans incidence sur sa qualité. Cette phase, qui dépend sensiblement de la puissance du PC, peut durer entre 1 et 2 secondes pour

une image complète de 650x490 pixels.

- Enfin, l'instant T4 correspond à la réinitialisation de la ligne SXCLK lors de l'envoi d'une nouvelle commande au SX28. La présence de pipe-lines internes dans la mémoire Fifo conduit à certaines restrictions d'emploi.

Ainsi, les premiers pixels d'une image ne sont pas accessibles avant qu'une série d'au moins 600 pixels n'aient été mémorisés. D'autre part, la lecture de la mémoire pendant la conversion du signal vidéo diminue légèrement la dynamique des pixels (augmentation du bruit de lecture de la caméra). On en déduit trois principes :

- Si le PC effectue la lecture de l'image au plus tard 1,8 ms après la fin d'une pose (temps T2), c'est l'image précédente qui est lue dans la Fifo.
- Si le PC effectue la lecture de l'image au moins 1,8 ms après la fin d'une pose

```
Function TAcquisition.Lecture_FIFO:SmallInt;
begin
  LargX:=(((Xmaxi-Xmini+1) div BinningX) shr 1);
  LargY:=(((Ymaxi-Ymini+1) div BinningY);
  asm cli end;
  DelayFifo(1800); //attente mini de 1,8ms
  Port.ClrFIOE;
  Port.ClrBIDIR;
  Port.MovSRCK; //decalage de 2 cases memoires
  Port.MovSRCK; //avant d'effectuer un reset
  Acquisition.ResetFifo;
  Acquisition.SelectFifo1;
  Port.SetBIDIR;
  Port.SetFIOE;
  Port.MovSRCK; //decalage de 2 cases memoires
  Port.MovSRCK; //avant la 1ere lecture de FIFO1
  AdrFifo2:=0; //pointeur du buffer d'image
```

```
For Y:=0 to (LargY-1) do
begin
  if Y=250 then
  begin
    Port.ClrFIOE;
    Port.ClrBIDIR;
    Acquisition.ResetFifo;
    Acquisition.SelectFifo2;
    Port.SetBIDIR;
    Port.SetFIOE;
    Port.MovSRCK; //decalage de 2 cases memoires
    Port.MovSRCK; //avant la 1ere lecture de FIFO2
  end;
  For X:=0 to (LargX-1) do //lecture de 2 pixels !!
  begin
    DATAFIFO1:=0;
    DATAFIFO2:=0;
    DATA:=(Port.PortBi) SHL 4 and $FF0;
    Port.MovSRCK;
    DATA:=(Port.PortBi);
    DATAFIFO2:=DATA and $000F;
    DATAFIFO1:=DATAFIFO1 or (DATA SHR 4 and $0F);
    Image[AdrFifo2]:=DATAFIFO1;
    AdrFifo2:=AdrFifo2+1;
    Port.MovSRCK;
    DATA:=(Port.PortBi);
    DATAFIFO2:=(DATAFIFO2 SHL 8) or DATA;
    Image[AdrFifo2]:=DATAFIFO2;
    AdrFifo2:=AdrFifo2+1;
    Port.MovSRCK;
  end;
  Port.ClrFIOE;
  Port.ClrBIDIR;
  Acquisition.ResetFifo;
  asm sti end;
end;
```

Figure 22 : Lecture d'une image dans la Fifo

(temps T2), c'est la nouvelle image qui est lue dans la Fifo.

- Si le PC attend la fin du stockage en RAM (temps T3), le bruit de lecture sera plus faible.

LECTURE DE LA MÉMOIRE FIFO PAR LE PC

- **INITIALISATION DES MÉMOIRES**
Les mémoires sont assez déroutantes à utiliser, en raison de leur architecture interne (cf. article précédent).

```

procedure TAcquisition.CameraCCD(Sender: TObject);

Begin
  //*****
  // transfert des parametres!
  //*****
  LargX:=(Xmaxi-Xmini+1) div BinningX;
  LargY:=(Ymaxi-Ymini+1) div BinningY;
  TransfertPose12bits;
  TransfertDelay;
  TransfertVidageX(Xmini+26);
  TransfertLargX(LargX shr 1);
  TransfertVidageY(Ymini+7);
  TransfertLargY(LargY);
  TransfertBinXY;

  //*****
  // Demande d'une image CCD !
  //*****
  SendData($04);

  //*****
  // Lecture de pose restante!
  //*****
  repeat
    Repeat
      Status:=(Form1.PortIn) and $C0;
      Busy:=Status and $80;
      Status:=Status and $40;
    Until (BUSY=0) or (Status=0);
    // delai d'attente de 100µs environ //
    // pour que SXCLK repasse au repos //
    For I :=1 to 100 do Busy:=Form1.PortIn;
    Pose:=(Pose-128);
    // on peut afficher POSE a l'ecran //
    if Status=0 then Pose:=0;
  until (Pose=0);

  //*****
  // Attente du transfert FIFO
  //*****
  Repeat
    Busy:=(Form1.PortIn) and $C0;
    Until (BUSY=$40);

  //*****
  // lecture FIFO + affichage!
  //*****
  Acquisition.Lecture_FIFO;
  Acquisition.Affichage;
end;

```

Figure 23 :
Lancement d'un cycle: Acquisition + Affichage

En effet, à la mise sous tension les pointeurs d'adresses internes ne sont pas valides. Un minimum de 80 impulsions d'horloge suivies d'un cycle de reset sont donc nécessaires avant d'effectuer la première lecture de ces composants. Le chronogramme de la **figure 20** indique comment effectuer un cycle de reset sur une mémoire Fifo (depuis le PC).

• LECTURE DES PIXELS PAR PAQUETS

La lecture des pixels se fait par deux, en

trois paquets de 8 bits (**figure 21**). Sur le chronogramme fourni en exemple, les pixels sur 12 bits (1) et (2) sont extraits des trois lectures au format 8 bits (n), (n+1) et (n+2).

Grâce à la présence d'un doubleur sur l'interface, le PC se contente d'inverser l'état de sa ligne d'horloge SRCK pour générer une impulsion d'incrémentatation complète sur la mémoire Fifo.

Il faut donc deux cycles d'accès au port parallèle pour effectuer la lecture de chaque octet, ou encore 3 cycles par pixel.

Sachant qu'un cycle d'accès au bus ISA est normalisé à environ 1,25µs, il faut compter 3,75µs par pixel transféré dans la mémoire vive du PC.

On peut en déduire qu'une image complète de 650x490 pixels devrait en toute logique être transférée en moins de 1,2 seconde !

Cependant, la vitesse de transfert réelle dépend de la vitesse de calcul du PC, car il faut compter aussi sur le temps d'affichage de l'image à l'écran ou le temps de sauvegarde sur le disque dur...

• PROCÉDURE DE LECTURE D'UNE IMAGE

Le listing de la **figure 22** présente la routine complète de lecture des deux mémoires.

Un délai de 1,8 ms permet d'attendre que le SX28 ait pu stocker au moins 600 octets dans la mémoire.

Précisons que la première Fifo, qui est sélectionnée au début du listing, ne peut stocker que 250 lignes d'une image vidéo.

Le listing comporte donc, dans la boucle de lecture des 490 lignes, un test local sur « Y » qui sélectionne la deuxième Fifo lorsque ce compteur atteint 250.

Autre détail important : il est absolument nécessaire d'éliminer les deux premiers octets de chaque RAM avant d'effectuer la lecture de l'image utile (la procédure d'initialisation de chaque Fifo par le SX28 décale leur compteur interne de 2 octets).

ACQUISITION D'UNE IMAGE COMPLÈTE DEPUIS LE PC

Pour lever toute ambiguïté sur l'utilisation des routines précédentes, le listing de la **figure 23** présente une procédure typique d'acquisition d'une image complète. Les paramètres de l'acquisition sont d'abord initialisés.

Ensuite, on demande au SX28 de lancer une pose et de stocker une image dans la RAM.

Dès que SXDATA est détecté à 1, on décrémente le compteur de pose au rythme des impulsions renvoyées sur la ligne SXCLK par le SX28.

Enfin, lorsque les mémoires sont remplies (SXDATA=1), il ne reste plus qu'à transférer leur contenu vers le PC pour affichage.

VOILÀ, C'EST FINI !

Notre série d'articles concernant la caméra CCD touche à sa fin !.

Ce dernier article, bien que ne comprenant pas d'électronique au sens propre du terme, devrait vous permettre d'avoir une idée plus précise du fonctionnement interne de la caméra.

Je tiens spécialement à remercier Georges Authier qui a participé activement à la réalisation du programme « Kool ».

Sans oublier mes collègues d'astronomie qui ont contribué - parfois indirectement - au développement de la K2, et en particulier toute l'équipe de la liste « Kitty » dont le support technique et logistique a été précieux tout au long du développement de la caméra dont il fut question ici.

A bientôt sur le Web !

Bernard Dalstein

bernard.dalstein@wanadoo.fr

ABONNEZ-VOUS À

Led

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

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 19 €

AUTRES* : 27 €

* 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 **8 €** 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, 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

Circuits professionnels Kappa Industries

	Qté	Circuits percés et étamés Prix en euros	Total
* Caméra CCD			
- La tête CCD (CI à trous métallisés)		15,25 €	
- Alimentation (CI à trous métallisés)		15,25 €	
- L'interface 12 bits (CI à trous métallisés)		30,00 €	
* Préamplificateur SRPP			
- La carte de base		32,00 €	
- La carte tubes		8,90 €	
- La carte alimentation		3,80 €	
* Lampemètre			
- Ensemble des 11 circuits imprimés (dont 1 en double face à trous métallisés)		145,00 €	
Frais de port et emballage			1,60 €
Total à payer			€

NOM :

PRÉNOM :

N° : **RUE**

CODE POSTAL :

VILLE :

Paiement par CCP par chèque bancaire par mandat

libellé à l'ordre de

EDITIONS PÉRIODES

2-12 rue de Bellevue 75019 Paris

Tél. : 01 44 84 88 28

ACEA LE FABRICANT QUI MET AU SERVICE DE L'AUDIOPHILE LA QUALITÉ AÉRONAUTIQUE MILITAIRE ET SPATIALE

PUSH-PULL 845
40 W le bloc
Led N°s 172 - 173



- kit comprenant : pour 1 bloc**
- 1 transfo d'alimentation en cuve 174,45 €
 - 1 transfo de sortie en cuve 259,20 €
 - 2 tubes 845 appariés 148,00 €
 - 2 tubes ECL86 Philips 35,00 €
 - 2 condensateurs 470 µF / 500 V 42,60 €
 - 2 supports NOVAL pour C.I. 6,70 €
 - 1 self de filtrage en cuve 71,65 €
 - 1 transfo d'alim. 2x12 V en cuve 85,00 €
 - 2 condensateurs 470 µF / 500 V 60,00 €
 - 2 condensateurs 47 000 µF / 16 V 30,00 €
 - Frais de port 25,91 €
 - Total : 938,51 €
 - Promo - 28,51 €

Total TTC pour 1 bloc **910 €**
Total TTC pour 2 blocs **1 780 €**
(910 x 2 = 1 820 - remise 40 €)

PROMOS
valables pour toute commande
reçue avant le 31/01/2004

AMPLI PUSH-PULL 2A3
2 x 12 W - Led N° 177



- kit comprenant :**
- 1 transfo alim Led 177 89,00 €
 - 2 TS 3000 Ω (2 x 95) 190,00 €
 - 3 capots nickelés - (3 x 18,30) 54,90 €
 - 4 tubes 2A3 (4 x 48) 192,00 €
 - 4 tubes 6SN7GT (4 x 21,80) 87,20 €
 - 4 condos 470 µF / 450 V (4 x 16) 64,00 €
 - 2 supports OCTAL châssis (2 x 4,60) 9,20 €
 - 2 supports OCTAL CI (2 x 3,35) 6,70 €
 - 4 supports 2A3 (4 x 9,90) 39,60 €
 - Frais de port 21,34 €
 - Total : 753,94 €
 - Promo + 1 an d'abonnement gratuit à Led - 33,94 €
 - Total TTC avec capots nickelés : 720,00 €
 - Total TTC avec les 3 transfos en cuve (720 - 54,90 + 3 x 46) **803,10 €**

LE TRIODE 845
Led N°s 161 - 162 - 163



- kit comprenant :**
- Le transformateur d'alimentation (sans le 12 V) en cuve 174,45 €
 - Les transfos de sortie en cuve 496,40 €
 - Les tubes 845 appariés 148,00 €
 - Les supports 36,00 €
 - Les tubes ECL86 (Philips) 35,00 €
 - Les supports NOVAL pour C.I. 6,70 €
 - La self de filtrage 44,20 €
 - Le transfo d'alim. 2x12 V en boîte 77,75 €
 - Les 2 condensateurs 2 200 µF / 450 V + les 2 condensateurs 150 000 µF / 16 V (fabrication française) 173,80 €
 - Frais de port 59,50 €
 - Total : 1 251,80 €
 - Cadeau sur kit - 62,80 €

Total TTC en euro 1 189 €

Photos non contractuelles. **IMPORTANT** : sur la commande de matériel, joindre le règlement et indiquer votre N° de téléphone.



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

Tél. : 05 61 07 55 77 / Fax : 05 61 86 61 89

Site : acea-fr.com / email : bernard.toniatti@acea-fr.com

TRANSFORMATEURS DE SORTIES

LED N°	Impédance Prim	Impédance Sec	Puissance	Prix TTC Euros
136-154-166	4000 Ω	4/8/16 Ω	40 W	97,60
138	5000 Ω	4/8 Ω	5 W	50,30
140-170-175	1250 Ω	8 Ω	Single 20 W	80,00
143-167	2000 Ω	4/8 Ω	100 W	103,60
146	625 Ω	4/8 Ω	Single 40 W	103,60
146-150	6600 Ω	4/8 Ω	50 W	103,60
151	9000 Ω	4/8 Ω		83,80
152	2,3/2,8/3,5 kΩ	4/8/16 Ω	30 w circuit C en cuve	213,40
155	8000 Ω	4/8/16 Ω	20 W	94,50
157/160/169	3800 Ω	4/8/16 Ω	80 w	103,60
159-171-173	3500 Ω	4/8 Ω	15 W Circuit C en Cuve	141,80
161-162	Circuit C. Modèle en Cuve pour Single tube 845 (impéd. 4/8 Ω)			248,20
167	2000 Ω	4/8 Ω		103,60
172-173	Circuit C. Modèle en Cuve pour Push-Pull 845 (impéd. 4/8 Ω)			259,20

SELFS

146-152	EI / 10 H	53,40	161-162	Circuit C/ 7H	44,20
151-170	Circuit C / 3 H	44,20	175	Torique	28,00

LAMPES PRIX A L'UNITE

Pré-amplifications + Valves			Tubes de puissance						
ECC81	13,70	6SN7GT	21,80	EL84 tronal	8,40	6550 E.H.	46,00		
ECC82	9,10			EL34 Testa	24,20	7189	22,80	6L6 E.H.	26,00
ECC83	12,20	EZ80	16,60	KT88 Testa	46,70	845 Chine	74,00	6V6 E.H.	15,00
ECF82	10,70	EZ81	16,60	300B Sovtek	122,00	ECL86 Philips	17,50	300B E.H.	196,00
EF 86	22,90	GZ32	15,20	KT90	60,00	2A3 Sovtek	48,00	EL84 E.H.	12,00

Port pour les lampes : de 1 à 4 : 7,62 € et de 5 à 10 : 9,91 €
(gratuit avec achat d'un jeu de 3 transfos.)

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION faible induction 1 Tesla - capoté - primaire 230 V avec écran

LED N°	Secondaires	Prix TTC Euros					
136-140	2 x 225 V - 2 x 6,3 V	79,30					
138	2 x 300 V - 2 x 6,3 V	64,00					
142	2 x 300 V - 2 x 6,3 V tôle (PR001)	57,20					
143-145	2 x 230/240 V - 12 V	90,70					
146-150	2 x 380 - 2 x 6,3 V - 5 V	90,70					
147-148	PREAMPLI TUBES circuits "C"	74,70					
149-158	ALIM.H.T. / Préampli tubes 2 x300 V - 2 x 6,3 V	77,80					
152	Prim. 230 V - Ecran - Sec 2 x 300 V - 2 x 6,3 V	97,60					
154-159-160	Prim. 230 V - Ecran - Sec 2 x 360 V-5 V-6,3 V	88,40					
155	Prim. 230 V - Ecran - Sec 2 x 230 V ou 2 x 330 V + 12 V	79,30					
157-160	Prim. 230 V - Ecran - 380 V + 6,3 V + 4 x 3,15 V	90,00					
161-162-163-172-173	Prim 220 V / 230 V - Ecran - 2 x 330 V - 6,3 V en cuve Prim 230 V - Sec : 2 x 12 V - Ecran - 53,36 € avec capot et 85,00 € en cuve	174,45					
163	Prim. 230 V - Sec. 2 x 240 V + 12 V - Ecran (Filtre Actif)	53,40					
166/170	Prim. 230 V - Ecran - Sec. 2 x 230 V + 6,3 V + 6,3 V - 4,5 A	85,40					
KIT LED 168 ou 169 comprenant 2 Transfos d'alim, 3 Supports, 3 Tubes (port compris)		95,00					
167/169	Prim. 230 V - Ecran - Sec. 400 V + 6,3 V + 4 x 3,15 V + 75 V	103,70					
171	Prim. 230 V - Ecran - 2 x 360 V - 6,3 V / 2 A + 6,3 V / 5 A	88,40					
KIT LED 176 - PRE- AMPLI TRANSFO DOUBLE "C" + 1 SELF en "C" (port compris)		104,00					
Avec en plus 2 selfs 45 mH et 2 selfs 1,7 H		153,00					
SUPPORTS DE TUBES							
Noval C.I.	3,35	OCTAL C.I.	4,60	4 cosse "300B"	9,90	capot nickelé	18,30
Noval Châssis	4,60	OCTAL Châssis	4,60	Jumbo (845) arg	18,00	Bride condo a 50	1,50
CONDENSATEURS							
1 500 µF / 350 V	27,40	470 µF / 450 V	16,00	150 000 µF / 16 V	33,50		
2 200 µF / 450 V	53,40	470 µF / 500 V	30,00	47 000 µF / 16 V	15,00		

CONDITIONS DE VENTE : France métropole : Règlement par chèque joint à la commande.
PORT : 12,20 € le premier transfo, 4,57 € en plus par transfo supplémentaire.
Minimum de facturation TTC : 50 € (port non compris). Si inférieur, frais de traitement 6,40 € en sus.



79, rue d'Amsterdam
75008 Paris
Tél. : 01 48 78 03 61
Fax : 01 40 23 95 66
cice.industrie@wanadoo.fr

**Réparation Haut Parleur
et vente de pièces détachées d'origines :**
TAD - RADIAN - JBL - FOSTEX - SELENIUM -
B&C - SOLTON - ALTEC - TRIANGLE - FOCAL
L'ensemble de ces produits est disponible en neuf
ainsi que leurs accessoires et leurs complémentaires,
permettant d'élaborer des systèmes audio



COMPRESSION HAUT DE GAMME



Ces compressions sont équipées de diaphragmes en alliage d'aluminium spécial et de suspensions en mylar, ce qui donne à ces drivers une linéarité surprenante et un rendement élevé du fait de la légèreté de l'équipage mobile. Ces composants sont disponibles en 8 et 16 Ω.

Compressions drivers

450 PB :	1 pouce	25 W	800 Hz à 20 kHz	105 dB	162 €..ttc
465 PB :	1 pouce	40 W	800 Hz à 20 kHz	107 dB	217 €..ttc
475 PB :	1 pouce	50 W	800 Hz à 21 kHz	109 dB	253 €..ttc
636 PB :	1,4 pouce	50 W	500 Hz à 20 kHz	110 dB	272 €..ttc
745 PB :	1,4 pouce	65 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB	360 €..ttc
835 PB :	1,4 pouce	75 W	500 Hz à 20 kHz	113 dB	490 €..ttc
651 PB :	2 pouces	50 W	500 Hz à 20 kHz	110 dB	272 €..ttc
760 PB :	2 pouces	60 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB	360 €..ttc
850 PB :	2 pouces	75 W	500 Hz à 20 kHz	113 dB	490 €..ttc
950 PB :	2 pouces	100 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB Neodin	780 €..ttc

bobine 4 pouces.

Haut-parleurs

2208B :	8 pouces	200 W	58 Hz à 4,5 kHz	95 dB à 100 Hz.....	168 €..ttc
2212B :	12 pouces	300 W	52 Hz à 3,5 kHz	93 dB	223 €..ttc
2312 :	12 pouces	400 W	48 Hz à 3,5 kHz	96 dB	358 €..ttc
2215B :	15 pouces	500 W	45 Hz à 2,5 kHz	97 dB	360 €..ttc
2216 :	15 pouces	600 W	45 Hz à 3,5 kHz	96 dB	368 €..ttc
2218 :	18 pouces	600 W	26 Hz à 280 Hz	95 dB	420 €..ttc

Haut-parleurs coaxiaux

365 :	6,5 pouces	75 W	60 Hz à 18 kHz	92 dB	95 €..ttc
365 T :	6,5 pouces	75 W	60 Hz à 18 kHz, ligne 100 V	92 dB	136 €..ttc
508/2B :	8 pouces	200 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	95 dB	313 €..ttc
5208 B :	8 pouces	200 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	96 dB	330 €..ttc
5212 B :	12 pouces	300 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	94 dB	382 €..ttc
5312 :	12 pouces	500 W	60 Hz à 20 kHz HF 2P	96 dB	642 €..ttc
5215 B :	15 pouces	500 W	45 Hz à 20 kHz HF 2P	97 dB	740 €..ttc



Pour tout achat d'un système ou d'un ensemble
de composants d'une réalisation,
CICE vous offre un abonnement à Led

SYSTÈMES HAUT RENDEMENT en démonstration permanente.
Équipement : **RADIAN / TAD / ELECTRO VOICE** et production
CICE Industrie. Haut Parleur et compressions.
Réalisation : en 2, 3, et 4 Voies : Actif ou Passif.
Pavillons : Bois ou Métal.
Amplification : à Transistors **ELECTRO VOICE /**
DYNACORD ou Tubes, **VERDIER** ou Réalisation **LED**.
Nos Kits sont fournis avec plan complet, et conseils de
réalisation pour petits et gros systèmes.



HAUT PARLEUR RADIAN.

Toute la nouvelle gamme en présentation et développement des
systèmes coaxiaux de tous diamètres.



Pavillon bois massif



2208B



950PB



2216

Enceintes finies
RADIAN de
type **RCX** utilisant
les **Coaxiaux**, et une
gamme très complète
de composants acoustiques
vous permettant de réaliser toute
configuration **Hifi** et **Home Cinéma**.



Sortez des sentiers battus et ne vous laissez plus abuser par des légendes obsolètes qui n'ont plus
lieu d'être, souvent de fabrication douteuse, et n'hésitez pas à découvrir des produits modernes qui
bénéficient des dernières technologies que vous utilisez dans la vie de tous les jours.

**RÉPARATION ENCEINTES
HIFI ET PROFESSIONNELLES
RECONDITIONNEMENT ET RÉFECTION**

**OPTIMISATION DES SYSTEMES ACOUSTIQUES
SONORISATION
INSTRUMENTATION - HIFI**



Coaxiaux

SYSTEME d'amplification et de filtrage numérique **DYNACORD**

Station technique : Electro Voice - RADIAN - JBL - Reconditionnement et optimisation de tous systèmes.

Distributeur officiel : DYNACORD - Haut Parleurs Electro Voice - Composants et enceintes RADIAN.