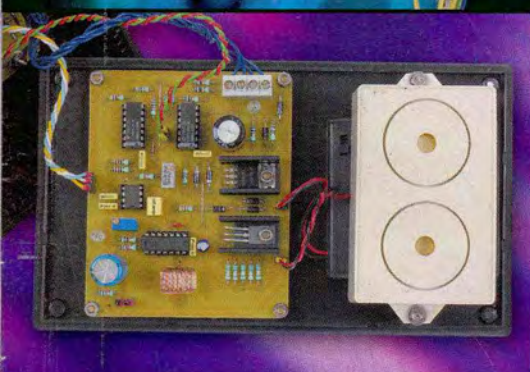


Retrouvez
le cahier audio
Led

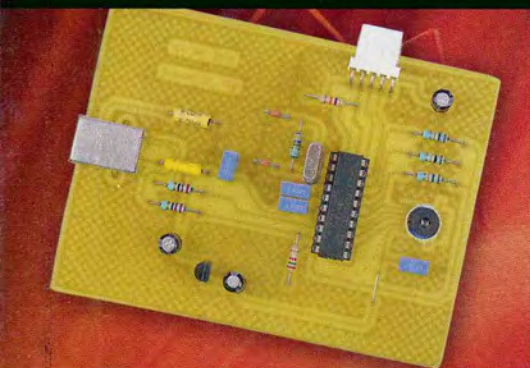
L'ÉLECTRONIQUE CHEZ VOUS



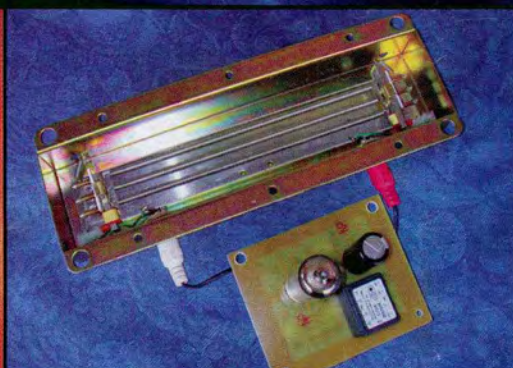
Contrôle de
la température en 6 points



Sirène d'alarme à haute sécurité



Baromètre sur bus USB



Unité de réverbération

DÉCOUVREZ AUSSI :

- ↳ Un éthylomètre
- ↳ Une alarme pour disjoncteur EDF

FRANCE : 4,50 € • DOM Avion : 5,70 €
BEL : 5,20 € • CH : 8,50 FS
CAN : 5,95 \$ CAN • ESP : 4,60 €
GR : 4,60 € • TUN : 4700 TMM
MAR : 50 DH • PORT CONT : 4,60 €
DOM SURF : 4,60 €



ELECTRONIQUE PRATIQUE

Sommaire N° 302

4 Infos/Nouveautés

6
7

Initiation

- 10 Internet pratique
- 12 La découverte du transistor

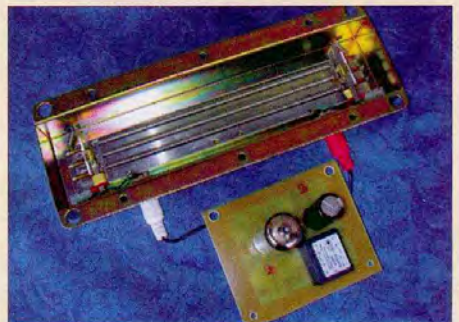
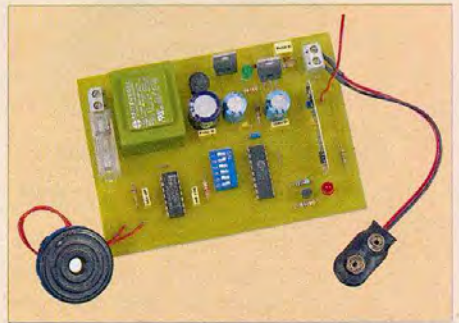
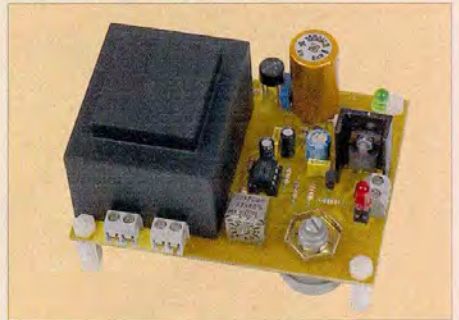
Réalisez vous-même

Micro/Robot/Domotique

- 18 Deux chargeurs pour modélisme
- 24 Une console de température
- 30 Baromètre sur bus USB
- 34 Sirène d'alarme pour appartement ou automobile
- 40 Alarme pour disjoncteur EDF
- 44 Un éthylomètre

Audio

- 50 Et si on parlait tubes (cours n° 21)
- 60 Amplificateur pour guitare (4^e partie)
Une réverbération à ressorts
- 68 Amplificateur Hifi Push Pull classe A
de 6L6 GC (2^e partie)
L'alimentation stabilisée avec montée en tension progressive



Fondateur : Jean-Pierre VENTILLARD - **TRANSOCEANIC S.A.S.** au capital de 574 000 € - 3, boulevard Ney, 75018 PARIS Tél. : 01.44.65.80.80 - Fax : 01.44.65.80.90

Internet : <http://www.electroniquepratique.com> - Président : Patrick VERCHER - Directeur de la publication : Patrick VERCHER - Rédacteur en chef : Bernard DUVAL

Secrétaire de rédaction : Annie LECOMTE - Mise en page : Didier BELLANGER - Couverture : Dominique DUMAS - Illustrations : Alain BOUTEVEILLE SANDERS, P. MERCIER

Photos : Isabelle GARRIGOU - Avec la participation de : R. Arbellot, R. Bassi, G. Ehretsmann, G. Isabel, P. Mayeux, Y. Mergy, P. Morin, P. Oguic, G. Samblancat, J.L. Vandersleyen

La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs.

DIFFUSION/VENTES : ALIX CONSEIL PRESSE Tél. : 01.64.66.16.39 - PUBLICITÉ : 3, boulevard Ney - 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80 Fax : 01 44 65 80 90 E Mail : pub.ep@wanadoo.fr

ABONNEMENTS/VPC : 18-24, quai de la Marne - 75019 Paris - Tél. : 01 44 84 85 16 - Fax : 01 42 00 56 92. - Préciser sur l'enveloppe «SERVICE ABONNEMENTS»

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

Abonnements USA - Canada : Pour vous abonner à **Electronique Pratique** aux USA ou au Canada, - communiquez avec **Express Mag** : USA :P.O.Box 2769, Plattsburgh, N.Y. 12901-

0239 - CANADA : 8155 rue Larrey, Anjou (QC) H1J2L5 - Téléphone : (514) 355-3333 - Sans frais : 1 800 363-1310 - Fax : (514) 355-3332. - Courriel : expsmag@expressmag.com

Internet : www.expressmag.com - Le tarif d'abonnement annuel pour les USA et le Canada est de 54 €

I.S.S.N. 0243 4911 - N° Commission paritaire : 0909 T 85322 - Distribution : Transport Presse - Imprimé en France/Printed in France

Imprimerie : ACTIS MAULDE & RENOU 02430 GAUCHY - DEPOT LEGAL FÉVRIER 2006 - Copyright © 2006 - TRANSOCEANIC

LE PROCHAIN NUMÉRO D'ÉLECTRONIQUE PRATIQUE SERA EN KIOSQUE LE 6 MARS 2006

Des câbles confectionnés pour Fanuc



igus complète sa gamme de câbles pour les servocommandes

De plus en plus souvent, les utilisateurs de servocommandes modernes font appel aux câbles confectionnés prêts à monter. En effet, la grande variété de connecteurs, les outils spéciaux et les connaissances requises pour la mise en œuvre et le contrôle qualité rendent la tâche ardue et sont source d'erreurs. Dès lors que ces applications exigent un

approvisionnement mobile en énergie, sur les machines et installations par exemple, elles se compliquent encore, des paramètres à fort dynamisme tels que l'accélération, la course et les petits rayons de courbure entrant en ligne de compte. Dans ce contexte, le fabricant de Chaînes Porte-Câbles igus vient de compléter sa gamme de câbles

« Chainflex » destinés aux servocommandes. Après les câbles destinés aux commandes Siemens, Indramat et Lenze, ce sont maintenant des câbles d'entraînement, de mesure et pour capteurs destinés aux commandes Fanuc que propose igus. Ils sont disponibles en version confectionnée, en trois niveaux de sollicitation mécanique avec une longueur au choix. Les versions bon marché font appel à des gaines en mélange de PVC résistant aux huiles. Les gaines peuvent également être réalisées en mélange de PUR et de TPE.

Longueur de la course

Les nouveaux câbles sont disponibles tant pour les courses courtes en autoportance (« Economy Line ») que pour les courses longues en mode coulissant (« Premium Line ») et ils sont homologués UL et CSA. Dans des conditions techniques optimales et en fonction de l'application, chaque système faisant appel à ces câbles peut être confectionné en l'espace de trois à quatre jours.

Contact : igus® SARL

49, avenue des Pépinières
Parc Médicis
94832 Fresnes Cedex
Tél. : 01.49.84.04.04
Fax : 01.49.84.21.07
info@igus.fr - www.igus.fr

27^{ème} salon international de la maquette (13-17 avril 2006)

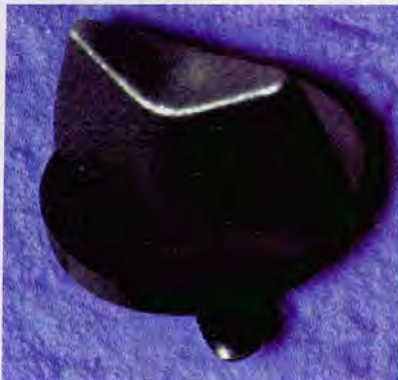


Le grand rendez-vous indoor de tous les passionnés de modélisme fait peau neuve en 2006 en présentant aux visiteurs une nouvelle formule ! Positionné sur 5 jours (au lieu de 9), organisé autour d'une nouvelle implantation et programmation d'animations pour accueillir toujours plus de spectateurs, rebaptisé et relooké avec un nouveau nom et logo, le Salon International de la Maquette est réso-

lument tourné vers le 21^{ème} siècle où l'artisanat et les nouvelles technologies se rencontrent. Invités de marque cette année sur le salon, les robots, mélange de modélisme et de nouvelles technologies, envahissent la scène principale pour une représentation originale de nouveautés. Placé sous le signe du spectacle, le Salon International de la Maquette 2006 présente un festival non-stop d'animations, de shows, de nouveautés... rythmé par des démonstrations, des ateliers d'apprentissage interactifs, de concours d'innovation et de maquettes. Le tout ponctué, vendredi, samedi et dimanche, de 3 spectacles "son et lumière" où l'avion, le bateau et l'auto évoluent sous les projecteurs

des 2 scènes principales. Orchestrés par les principales fédérations de modélisme, les shows promettent sensations et frissons aux spectateurs. Parce que le modélisme est avant tout synonyme de passion et de création, les organisateurs mettent en vedette cette année les artisans, véritables "orfèvres de l'infiniment petit", en créant le Village des Artisans. Une vingtaine de "maîtres" viennent présenter leurs œuvres au public et partager leur savoir-faire aux plus jeunes générations. Ainsi l'édition 2006 impulse un nouveau souffle à ce loisir, qui demeure aux yeux des français une activité toujours autant pratiquée en clubs et associations ; on recense près de 40 000 adhérents en France.

La vis la plus manuelle qui soit



Bülte Plastiques compte parmi sa gamme de visserie la "vis à oreilles avec rondelles". Il s'agit de deux produits en un seul : vis et rondelle.

Premier avantage : votre stock est divisé par deux.

Autres avantages :

- Les oreilles de cette vis permettent un serrage et un desserage

manuels rapides et faciles, sans recours à une clé ; il n'est pas nécessaire d'avoir d'outil.

- La surface d'adhésion est optimisée par la rondelle intégrée qui se plaque bien à plat contre la surface que vous voulez fixer. Votre assemblage est ainsi sécurisé et mieux maîtrisé.

Les dimensions suivantes sont disponibles :

- pour les vis M5, M6, M8, M10 : les longueurs varient de 6 à 130 mm
- pour M12 : la longueur va de 10 à 130 mm
- l'épaisseur de la rondelle est de 1,7 mm, son diamètre de 21 mm

La matière standard est le Nylon naturel (Polyamide 6,6). Ces vis sont aussi disponibles en PVDF, PE, PP sur demande.

Le plastique offre des avantages certains sur le métal : il est plus léger, inoxydable et n'est pas conducteur d'électricité.

La vis à oreilles avec rondelle trouve ses applications dans tous les secteurs industriels.

D'un point de vue esthétique, ces produits peuvent s'adapter à toutes vos applications grâce à un très large choix de couleurs.

Nous demandons une certaine quantité à la commande.

CERTIFICAT DIN EN ISO 9001 : 2000

Pour tout renseignement, nous contacter :

BÛLTE PLASTIQUES FRANCE SA
ZA de Morlon - Rue Pierre Seghers
BP 44 - 26801 PORTES-LES-VALENCE CEDEX
Tél. : 04 75 57 44 71
Fax : 04 75 57 41 74
www.bulte.com - bulte@bulte.com

Les enregistreurs de données CAN-20 & CAN-24 USB de PICO TECHNOLOGY



Pico Technology présente ses derniers produits dans la gamme des systèmes de saisie de données, les enregistreurs de données CAN-20 et CAN-24 USB. Avec une résolution pouvant atteindre les 24 bits pour détecter de petits changements au niveau du signal, une précision de 0,1 % pour des relevés fiables et jusqu'à 16 canaux, ces Enregistreurs de Données réunissent des performances uniques dans un ensemble convivial et commode. Le port USB facilite le branchement et l'installation. Il est donc inutile de disposer d'une source d'alimentation externe.

Les nouveaux Enregistreurs de Données représentent une solution économique pour mesurer et enregistrer des signaux de tension sur un PC ou un ordinateur portable (Windows 98SE, ME, 2000, XP ou version plus récente) avec un port USB. Utilisées avec le logiciel d'acquisition de données Picolog®, les unités sont capables de relever jusqu'à 1 million de relevés à un taux d'échantillonnage choisi, avec affichage en temps réel ou stockage sur le disque dur pour une analyse ultérieure. Le CAN-20 présente 4 canaux différentiels pour une précision optimale, pouvant également être utilisés sous forme de 8 canaux simples pour une plus grande flexibilité ; le CAN-24 dispose lui de 8 canaux différentiels, pouvant également être utilisés sous forme de 16 canaux à accès unique. Les entrées disposent de 7 domaines de tension programmables pour assurer l'interface avec une large gamme de signaux et de capteurs. Toutes les entrées analogiques sont protégées contre la surcharge de

+/- 30 volts. Les entrées différentielles sont galvanisées et donc isolées pour éliminer les bruits de fond. Les deux unités disposent de sorties +/- 5 volts vers les capteurs de puissance. Le CAN-24 présente en outre 4 lignes d'entrée/sorties numériques. Avec Picolog ou avec le propre logiciel du client et le pilote Pico, il est possible d'utiliser immédiatement jusqu'à 4 unités. Un bornier acceptant les câbles de capteur sans brasage et libérant l'espace pour un circuit simple, est disponible en option. Pour le CAN-20 et le CAN-24, Pico Technology a combiné la mesure de haute précision et la toute dernière technologie d'interface pour PC. Pour plus de commodités, ces unités fonctionnent par le biais de l'USB et utilisent un PC. Leur haute résolution et leur précision les placent en première position en matière d'instrument de mesure. Les deux modèles sont disponibles auprès de Pico Technology ou chez tout autre distributeur agréé Pico. Enregistreurs de Données, à partir de 290,54 € HT avec le bornier en option disponible pour 36,50 € HT. Pour de plus amples informations, veuillez consulter le site Pico Technology www.picotech.com ou téléphoner au +44 (0)1480 396395.

DEUX NOUVEAUTÉS CHEZ ETSF

JE CONSTRUIS MON PREMIER ROBOT MOBILE

Frédéric Giamarchi



Je construis mon premier robot mobile

Prenez un moteur, des roues, quelques composants et des piles, fixez le tout sur une plaque et obtenez un étonnant robot mobile !

À la fois ludique et pédagogique, « Je construis mon premier robot mobile » permet de s'initier à la robotique en réalisant son propre robot, parfaitement fonctionnel, capable de chercher et de suivre une source de

lumière ou bien encore une ligne tracée sur le sol. Vous découvrirez, de façon progressive, les bases de la robotique, les différents composants et les étapes de la réalisation.

Ainsi familiarisé avec le monde de l'électronique et de la mécanique, c'est très simplement que vous verrez que la robotique est tout autant un loisir qu'une science passionnante.

GUY EHRETSMANN

Montages pour écrans graphiques



Montages pour écrans graphiques

Les écrans alphanumériques et graphiques, chaque jour plus présents en électronique, constituent un nouveau défi pour les concepteurs de circuits qui doivent faire preuve à la fois de compétences en électronique, en programmation et en design d'interface homme-machine.

Cet ouvrage propose un tour d'horizon des multiples applications, méthodes de conception et de programmation des écrans graphiques, à travers nombre d'exemples de montages, détaillés et commentés.

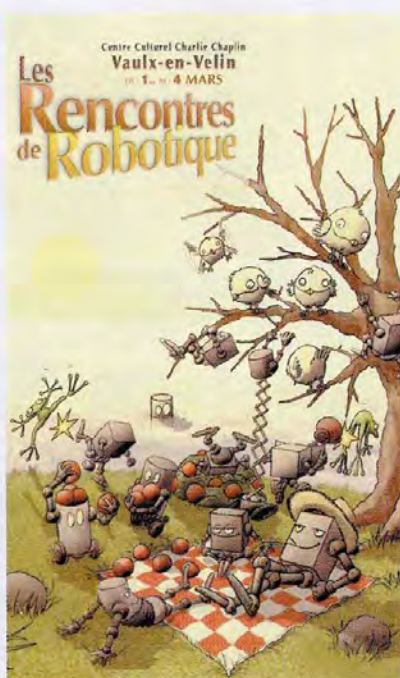
Destiné aux électroniciens confirmés, mais également aux débutants souhaitant s'initier à l'électronique numé-

rique, l'ouvrage démystifie, pas à pas, l'apparente complexité de mise en œuvre de ces composants passionnants !

- La première partie est destinée à l'analyse du fonctionnement des afficheurs à cristaux liquides
- La deuxième partie met l'accent sur l'expérimentation et vous propose la réalisation de plusieurs montages de complexité variable

Guy Ehretsmann pratique l'électronique depuis bientôt vingt ans. Auteur de nombreux articles dans la revue Électronique Pratique, il participe en tant qu'ergothérapeute, à la conception et à la réalisation d'interfaces homme-machine accessibles à tous.

Les rencontres de robotique du 1 au 4 mars



L'association Planète Sciences Rhône et la ville de Vaulx-en-Verin sont heureux de vous annoncer les rencontres de robotique. Planète Sciences Rhône a pour objet de favoriser auprès des jeunes l'intérêt, la pratique et la connaissance des sciences et des techniques. Dans la région Rhône-Alpes, l'association se propose de promouvoir et d'organiser, dans les établissements scolaires et les structures de loisirs, des activités scientifiques et techniques expérimentales. L'équipe municipale de Vaulx-en-Verin, pour sa part, met en place depuis la fin des années 70, des actions de vulgarisation scientifique et technique. Cette démarche

correspond à une volonté politique de permettre l'accès à la culture au plus grand nombre. C'est pourquoi des moyens importants sont mis en œuvre pour développer des actions de sensibilisation et d'éducation aux sciences et techniques. C'est dans cette optique que ces deux partenaires organisent depuis 5 ans déjà les finales de Trophées de robotique sur la commune, au Centre Culturel Charlie Chaplin. Le grand public Rhône Alpin pourra ainsi en plus des Trophées de Robotique assister à toute une pléiade d'animations durant ces quatre jours : conférence, démonstrations, débats, défis scientifiques, visite d'usine.

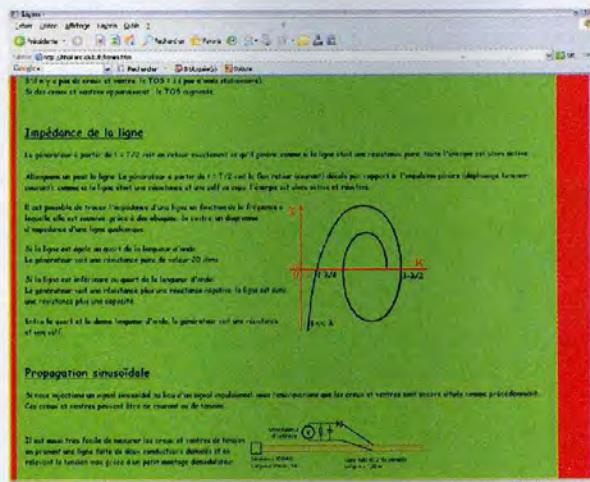
internet PR@TIQUE

L'étude des lignes de transmissions est très importante en électronique. En effet, les cartes électroniques modernes échangent de nombreux signaux au travers de liaisons qui peuvent être décrites comme des transmissions. Lorsque le domaine spectral des signaux échangés est restreint et lorsque la longueur de la liaison est faible, l'étude des lignes de transmissions est généralement omise car les phénomènes mis en jeu restent marginaux.

Cependant, il est intéressant de bien comprendre les phénomènes en question dans un cadre plus général. Une fois de plus nous allons utiliser Internet et ses nombreuses ressources pour nous documenter sur ce sujet.

En guise d'introduction, nous vous invitons à charger la page suivante dans votre navigateur :

<http://hhollard.club.fr/lignes.htm>. Cette page regroupe en quelques lignes la définition des paramètres les plus fréquemment utilisés pour décrire une ligne de transmission, le plus connu étant sans nul doute l'impédance caractéristique de la ligne. Pour aller un peu plus loin dans l'étude des lignes de transmissions, nous vous invitons ensuite à visiter le site qui se trouve à l'adresse suivante :



1
<http://hhollard.club.fr/lignes.htm>

http://perso.wanadoo.fr/michel.hubin/physique/transm/chap_prop1.htm. Ce site explique comment modéliser une ligne à l'aide des paramètres distribués (résistance linéique, capacité linéique et inductance linéique) et il pose les équations fondamentales qui les régissent.

Les chapitres suivants proposés sur ce site abordent les phénomènes de réflexions et d'ondes stationnaires et d'adaptation d'impédance. N'hésitez pas à utiliser le menu du site pour naviguer entre ces pages.

Si les notions mathématiques présentées sur ce site vous semblent un peu trop complexes, vous trouverez

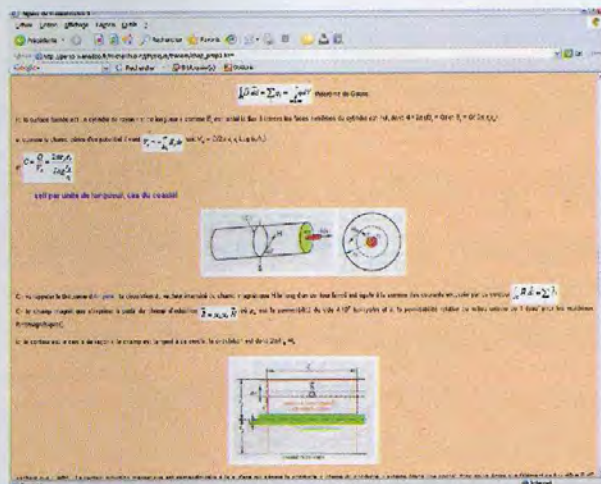
certainement le document suivant plus abordable :

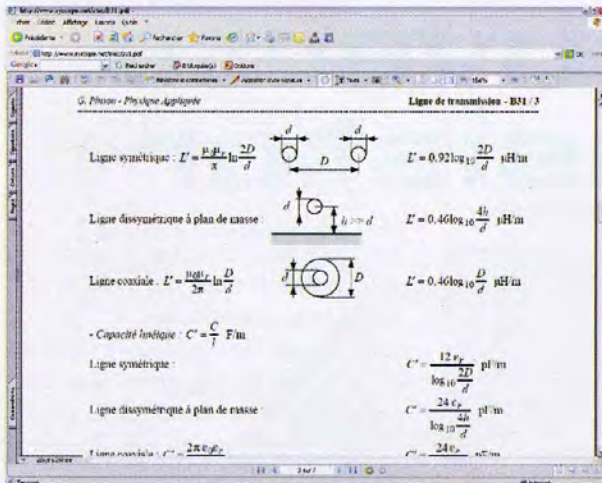
<http://www.syscope.net/elec/B31.pdf>. Ce document regroupe les équations caractéristiques des lignes les plus classiques (ligne coaxiale, ligne avec un plan de masse, etc.). Le document décrit également les caractéristiques principales des câbles les plus répandus dans le commerce, ce qui est bien pratique pour faire son choix (RG58, RG159, etc.).

Nous vous invitons également à visiter un autre site très complet sur ce sujet que vous trouverez à partir de l'adresse :

2

http://perso.wanadoo.fr/michel.hubin/physique/transm/cchap_prop1.htm





3

<http://www.syscope.net/elec/B31.pdf>

<http://www.cyber.uhp-nancy.fr/demos/GTRT-004/chap2/c2s1.html>. Seul le chapitre 2 est consultable librement en ligne, mais les informations qu'il renferme justifient largement une visite sur ce site. En dernier lieu, si votre soif de connaissance est insatiable, nous

vous conseillons de télécharger et de conserver précieusement le document disponible à l'adresse suivante : http://www.univ-savoie.fr/labos/lahc/MEMBRES_LAHC/Angenieux/Ens_Angenieux/Cours/CoursElec603.pdf. Il s'agit d'un cours complet sur les lignes de transmissions proposé par

l'université de Savoie. Nos lecteurs qui suivent actuellement un cycle de formation universitaire en rapport avec l'électronique apprécieront certainement ce document de qualité. Mais même si les notions mathématiques auxquelles fait appel ce document sont un peu effacées dans vos mémoires, n'hésitez pas à le parcourir quand même.

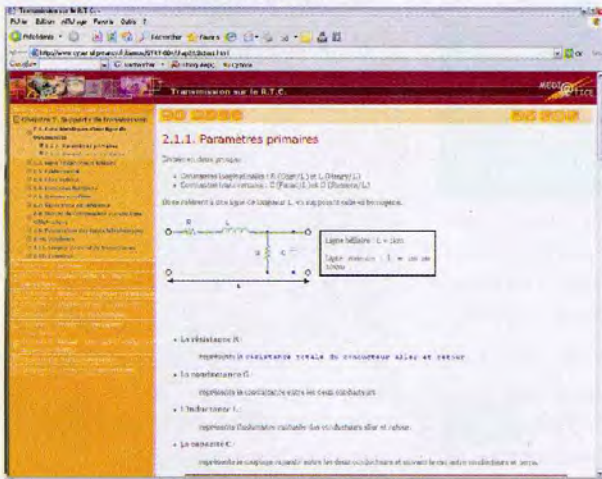
Vous verrez que le document reste accessible à une majorité de lecteurs.

Enfin, les incondionnels de l'Internet trouveront en annexe quelques liens supplémentaires en rapport avec les lignes de transmissions.

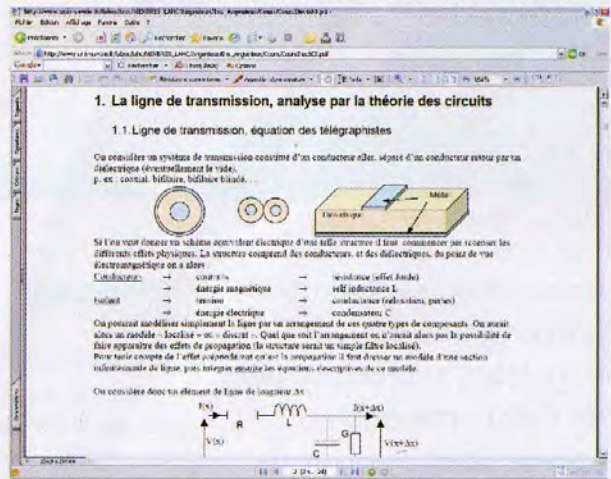
Il nous reste donc simplement à vous souhaiter une agréable découverte des sites proposés sans oublier de vous donner rendez-vous le mois prochain pour de nouvelles découvertes passionnantes.

P. Morin

4 <http://www.cyber.uhp-nancy.fr/demos/GTRT-004/chap2/c2s1.html>



5 http://www.univ-savoie.fr/labos/lahc/MEMBRES_LAHC/Angenieux/Ens_Angenieux/Cours/CoursElec603.pdf



T1 Liste des liens

- <http://hhollard.club.fr/lignes.htm>
- http://perso.wanadoo.fr/michel.hubin/physique/transm/chap_prop1.htm
- <http://www.syscope.net/elec/B31.pdf>
- <http://www.cyber.uhp-nancy.fr/demos/GTRT-004/chap2/c2s1.html>
- <http://www.cyber.uhp-nancy.fr/demos/GTRT-004/chap2/c2s1ss1.html>
- http://www.univ-savoie.fr/labos/lahc/MEMBRES_LAHC/Angenieux/Ens_Angenieux/Cours/CoursElec603.pdf
- <http://curvillisme.free.fr/experimentation-ligne-transmission.html>
- <http://www.tele.ucl.ac.be/EDU/ELEC2360/chap1fin.pdf>
- http://www.cnam.fr/elau/polycop/images/Lignes_de_transmission.pdf
- <http://assocampus.ifrance.com/pages/theli.htm>
- http://www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/Cours_GEL/Branches_techniques/Telecom/Transmission%20Usur%20lignes.pdf

La découverte du transistor



Shokley, Brattain et Bardeen

Nous voici, avec cette présentation du transistor, replongés plus de cinquante ans en arrière pour essayer de comprendre ce que fut une des plus grandes révolutions technologiques du siècle dernier.

La découverte du transistor ou plutôt de l'effet transistor est sans doute l'une des plus grandes inventions du 20^e siècle. Cette découverte va démontrer par la suite l'importance de la recherche fondamentale dans le domaine de l'industrie.

Historique

C'est officiellement le 30 juin 1948 qu'est annoncé par Ralph Bown, qui est alors directeur de recherche des laboratoires Bells, la découverte du transistor.

Personne n'a alors en vue l'incroyable révolution technologique que le transistor va déclencher, le New York Times de l'époque ne parle de cette annonce qu'à la page 46.

Dès 1915, la société américaine de téléphonie et télégraphie (AT&T) recherche un moyen d'amplifier les signaux téléphoniques afin de pouvoir établir des communications à longues distances.

On fait alors appel entre autres à Lee de Forest (inventeur de la triode en 1907) pour réaliser cette opération. Le système fonctionne mais l'on sait

déjà qu'il faudra trouver à terme une autre solution pour compenser l'extension de la téléphonie.

Dans les années 45, M.Kelly, directeur de la recherche des laboratoires Bells (Bells Labs est la division de recherche d'AT&T) s'intéresse de près aux semi-conducteurs (notamment au silicium) présents dans les radars.

Celui-ci fait appel à WB.Shokley (de Bells Labs également) afin de bâtir une équipe pour trouver une solution (à base de semi-conducteur) pour réaliser un amplificateur. WB.Shokley est fortement influencé par les travaux sur l'effet de champ (**figure 2**) réalisés par JE.Lilienfeld en 1928 (JE.Lilienfeld est indirectement et sans aucun doute à l'origine de la découverte de l'effet transistor) et oriente la recherche sur un système basé sur l'effet de champ et capable d'amplifier un signal.

Shokley fait appel à deux brillants ingénieurs WH.Brattain et J.Bardeen pour faire aboutir le projet. Ils obtinrent en 1956 le prix Nobel pour leurs travaux sur les semi-conducteurs et la découverte de l'effet transistor.

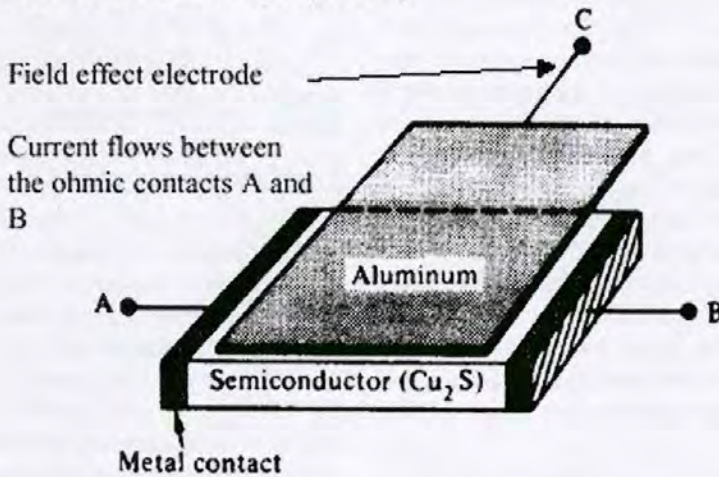
Les premières tentatives sont vouées à l'échec et l'effet de champ ne se concrétise pas.

Les trois physiciens ne se découragent pas, tout se passe comme s'il existait un barrage au champ qui devait théoriquement modifier le passage des électrons dans un barreau de semi-conducteur.

WH.Brattain, très pragmatique, finit par obtenir un faible signal en posant une goutte d'eau entre l'électrode de commande et le barreau de silicium mais sans obtenir les résultats attendus (l'eau a en quelque sorte neutralisé le barrage en surface).

À force de tentatives et d'essais, WH.Brattain et J.Bardeen finirent presque par hasard (juste avant Noël 1947) par poser directement l'électrode de commande (en or) sur le barreau de semi-conducteur en silicium (l'isolant ayant été enlevé accidentellement). Là, oh surprise, un courant

Lilienfeld transistor (1930s)



2 Principe de l'effet de champ par Lilienfeld

apparaît dans le barreau de semi-conducteur et, plus important encore, celui-ci est en relation directe avec la tension appliquée sur l'électrode de commande.

L'effet transistor vient d'être découvert.

En fait, au lieu de modifier un flux d'électrons avec un champ, les deux physiciens comprirent rapidement qu'ils avaient injecté des porteurs dans le barreau de semi-conducteur provoquant ainsi une conduction.

WB.Shokley, en s'inspirant du principe des tubes à vide, améliore par la suite le transistor afin qu'il devienne réalisable et qu'il puisse être industrialisé, ce sera les débuts du transis-

tor à jonction (**figures 3 et 4**). Par la suite, Bells Labs autorise l'utilisation et la fabrication des transistors mais très peu de sociétés sont alors intéressées par le transistor.

Toutefois, au Japon, des ingénieurs vont récupérer cette découverte et en profiter pour réaliser les premières radios de poche qui ouvrent alors les vannes de l'information.

Une grande firme mondiale sera créée par la suite ...SONY.

WB.Shokley croit en l'avenir du transistor et de ses applications futures, il crée en 1955 sa propre entreprise "Shokley Semiconductor" et s'installe dans la Silicon Vallée, endroit

mythique dont on connaît aujourd'hui l'envergure.

Les débuts sont très difficiles et Shokley Semiconductor dépose le bilan par manque de clients. Encore une fois, son projet est trop ambitieux et peut être trop en avance sur son temps.

Les années passent et l'on sait que de plus en plus, les transistors remplaceront les tubes à vide, trop gourmands en énergie et en encombrement.

En 1961, la société Fairchild (créée par des ingénieurs qui ont quitté la firme "Shokley Semiconductor") fabrique et commercialise le premier circuit intégré à partir d'une plaque de silicium dans laquelle sont créées des fonctions à base de transistors. C'est la continuité d'une grande aventure qui ne cessera plus de progresser.

Le transistor est bien plus petit qu'un tube à vide et le gain de place peut atteindre un volume mille fois inférieur.

Il consomme peu de courant, ne chauffe quasiment pas et est plus fiable.

Ses fonctions de base sont quasiment identiques à celles d'un tube à vide de type triode, dont le rôle est de contrôler le passage d'un fort courant avec un courant de commande plus faible.

Le transistor conquiert petit à petit toute l'industrie électronique.

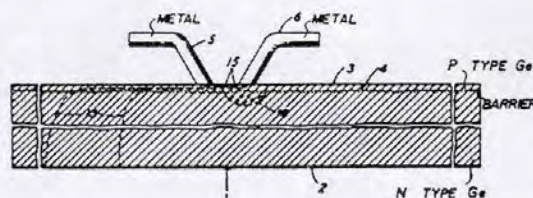
En 1969, la firme Busicom, fabricant de calculatrices, s'adresse à Intel,

3 Le premier transistor à pointe



4 Le brevet en 1950

Oct. 3, 1950 J. BARDEEN ET AL. 2,524,035
THREE-ELECTRODE CIRCUIT ELEMENT UTILIZING SEMICONDUCTIVE MATERIALS
Filed June 17, 1948 3 Sheets-Sheet 1



INVENTORS J. BARDEEN
W. H. BRATTAIN
BY Harry C. Hart
ATTORNEY

l'un des grands industriels du circuit intégré aux Etats-Unis dont les fondateurs (G.Moore et B.Noyce) ne sont entre autres que les anciens collaborateurs de WB.Shokley, pour obtenir un circuit spécialisé pouvant traiter des données, stocker celles-ci, réaliser des calculs arithmétiques et transférer des informations dans une mémoire.

Les ingénieurs de chez Intel réalisent ce circuit qu'ils nomment processeur. Ce premier circuit est à la base de toute l'informatique d'aujourd'hui.

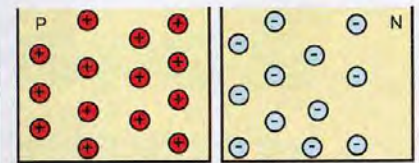
En 1971, Intel livre à Busicom les premiers processeurs qui deviendront par la suite microprocesseurs, vis-à-vis de leurs tailles.

En 1972 est commercialisé le premier microprocesseur, le 4004 par la société Intel.

Aujourd'hui, tous les systèmes à microprocesseurs ont bénéficié de l'intégration à très grande échelle des transistors.

Pour souligner l'exploit technologique de l'époque, c'est un 4004 qui équipa la sonde Pionner X lors de son départ terrestre le 2 mars 1972 et qui aujourd'hui se trouve aux confins de notre système solaire, notez au passage que la mission ne devait durer que 21 mois.

En 1965, Gordon Moore prédit que la cadence d'intégration des transistors dans une puce doublerait tous les deux ans. Cette loi célèbre portant son nom est presque toujours d'actualité. À titre de comparaison entre deux époques, le microprocesseur 4004 créé en 1972 comportait 2300 transistors, aujourd'hui on atteint le milliard de transistors dans une puce (Dual Core). Pourtant il semblerait qu'une limite technologique due à des contraintes de chaleur et de finesse de gravure soit atteinte et ceci stoppera peut être les prévisions du célèbre G.Moore qui a su, au moment opportun, profiter de l'envolée technologique du transistor (**figure 5**).

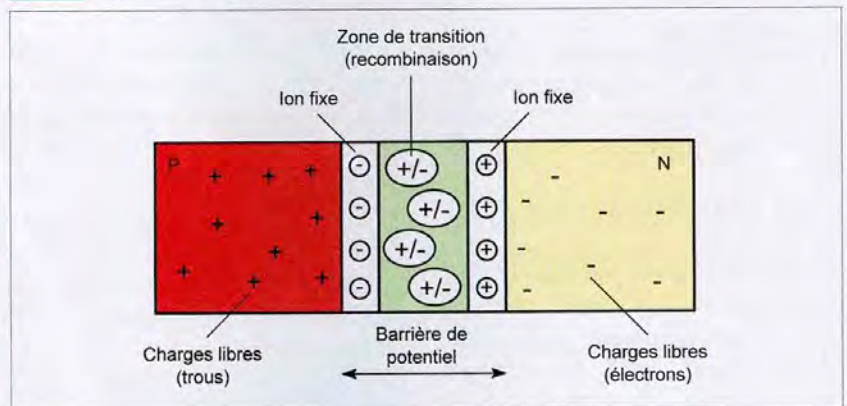


6 Jonctions séparées

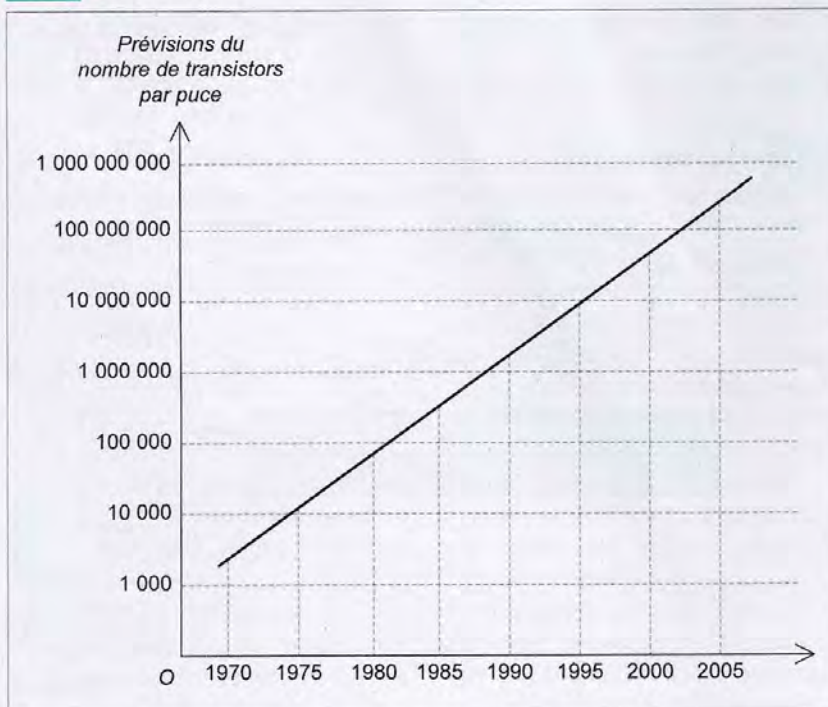
L'effet transistor

Pour expliquer l'effet transistor, nous allons nous reporter aux conséquences de la juxtaposition de deux jonctions PN (**figure 6**), puisque, comme nous allons le détailler, l'effet transistor est essentiellement basé sur l'injection de porteurs minoritaires dans un cristal semi-conducteur. La

7 Jonctions en contact



5 Loi de Moore



façon la plus directe pour injecter des porteurs minoritaires dans un cristal semi-conducteur est de réaliser une jonction PN et de polariser celle-ci dans le sens direct.

Un bref rappel nous dit que dans ces conditions, les porteurs majoritaires de la région N (électrons) vont passer dans la région P et devenir minoritaires et nous observons le cas inverse pour les porteurs majoritaires (trous) de la région P (**figure 7**).

Une question nous vient à l'esprit : que vont devenir les porteurs minoritaires injectés dans la région de signe opposé ?

Les porteurs minoritaires sont injectés dans un cristal déjà bien saturé de porteurs de type opposé, il est bien certain dans ce cas que la durée de vie des porteurs minoritaires ne va pas être très grande, en effet dès qu'un électron rencontre un trou, il disparaît et vice versa. Ce phénomène-

ne de neutralisation de porteurs minoritaires porte le nom de recombinaison.

Pour les semi-conducteurs employés pour la fabrication des transistors, cette durée de vie varie de quelques microsecondes à quelques millisecondes, la décroissance de la durée de vie des porteurs minoritaires est une fonction exponentielle du temps. La distance parcourue par un porteur minoritaire avant de disparaître se nomme longueur de diffusion, celle-ci est bien sûr en relation avec la durée de vie des porteurs, elle est de l'ordre du millimètre.

Une chose très importante à retenir est que pour que l'effet transistor se manifeste il faut absolument que **la durée de vie des porteurs minoritaires soit la plus grande possible**. Nous venons de disposer les premières briques pour comprendre l'effet transistor, voici maintenant une première définition :

L'effet transistor consiste à injecter sous faible tension un certain nombre de porteurs minoritaires dans un cristal et de les recueillir à leur sortie avec une différence de potentiel plus grande que celle nécessaire à leur injection. En fait, les porteurs ont été accélérés par une différence de potentiel élevée par rapport à la tension nécessaire pour l'injection. On peut dire également que le transistor est un amplificateur de puissance, puisque l'on récupère le courant injecté sous une tension plus importante.

Constitution d'un transistor

Nous ne parlerons ici que du cas du transistor à jonctions puisque les premiers transistors à pointes ne sont aujourd'hui plus utilisés.

Un transistor se compose en fait de deux jonctions successives réalisées sur un cristal semi-conducteur (ou mono cristal). Ce dispositif comporte donc une région semi-conducteur dopée N puis une région de type P et enfin une région dopée N, ce premier transistor décrit est du type NPN. Il existe un autre transistor d'appellation PNP dont les jonctions

construites sont comme vous le devinez de type P puis N et P (**figures 8 et 9**).

Cette disposition de jonctions peut nous faire penser à deux diodes juxtaposées (**figures 10 et 11**), nous verrons plus loin qu'il est impossible de réaliser un transistor avec deux diodes séparées.

Le transistor comporte trois électrodes nommées Base, Émetteur et Collecteur (E,B,C). La jonction Émetteur-Base sera toujours polarisée dans le sens passant (ou direct) et la jonction Collecteur-Base dans le sens bloqué (ou inverse) voir **figure 12**.

Symboles du transistor

Suivant que celui-ci soit de type NPN ou PNP, la flèche présente dans la liaison de l'émetteur est orientée :

- vers l'extérieur pour un transistor NPN (**figure 13**)
- vers l'intérieur pour un transistor PNP (**figure 14**)

Nous allons maintenant raisonner sur un transistor de type NPN, ces explications seront bien sûr valable pour le transistor de type PNP, il suffira d'inverser les polarités données dans les exemples.

Nous allons prendre par exemple le schéma donné en **figure 15** (**Nota : les résistances de limitation ne sont pas insérées dans les schémas par souci de clarté et de simplicité**).

Comme nous le voyons, la première jonction du transistor (jonction E, B) est polarisée dans le sens passant, c'est à dire que le (-) de l'alimentation est relié à l'émetteur du transistor (cathode de la première diode E-B) et le (+) de l'alimentation est relié à l'électrode de Base (anode de la diode E-B).

Ce schéma est donné bien sûr à titre pédagogique et pour une meilleure compréhension.

Dans un premier temps, l'alimentation de la jonction E-B est assurée par une pile de 1,5 V (**figure 16**). Que se passe-t-il ? Sans trop anticiper, on peut constater que la jonction E-B est polarisée dans le bon sens et donc, il existe un courant allant de E vers B (sens réel du courant).

La pile de 1,5 V fournit des électrons



8 Transistor PNP



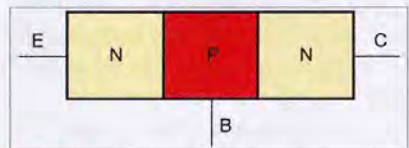
9 Transistor NPN



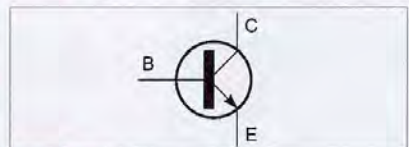
10 Diodes juxtaposées K-K



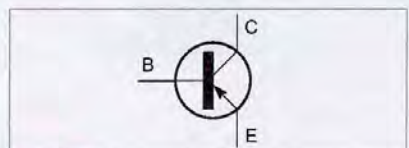
11 Diodes juxtaposées A-A



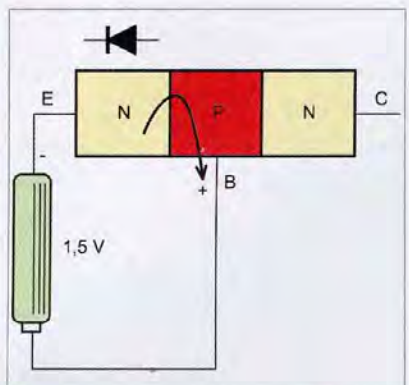
12 Broches du transistor



13 Transistor NPN



14 Transistor PNP



15 La jonction Émetteur Base polarisée dans le sens passant

à la région N de l'électrode d'Émetteur, donc on augmente leur diffusion dans la jonction (N vers P) et on en retire de la région P, ce qui favorise également la diffusion des trous (P vers N) où ils disparaissent par recombinaison avec des électrons constamment renouvelés par la pile. Tout ceci pour conclure que la jonction conduit comme le ferait une jonction de diode classique.

Nous allons maintenant alimenter la deuxième jonction (Collecteur - Base) dans le sens bloqué.

Le (+) de la pile de 9 V est relié au collecteur et le (-) à la base (**figure 17 et 18**).

Que se passe-t-il ?

La jonction est polarisée dans le sens bloqué donc aucun courant ne la traverse excepté le courant inverse.

Et bien non. On constate au contraire que le courant passant dans le collecteur (courant I_c) est sensiblement égal au courant circulant dans la jonction Émetteur-Base, donc que $I_e = I_c$.

Explications du phénomène

La région N de la première jonction où est connecté l'Émetteur injecte des électrons dans la région P de la Base où ils deviennent minoritaires.

Ceux-ci diffusent comme nous l'avons précisé et lorsqu'ils atteignent la deuxième jonction (Base-Collecteur), ils sont attirés très facilement par le champ créé par la pile de 9 V et régnant dans la région.

Résultat : les électrons passent et traversent facilement la région N en subissant une différence de potentiel importante et se dirigent vers le pôle positif de la pile en créant un courant (I_c).

La région intermédiaire est en fait une zone de transit, les porteurs injectés par l'Émetteur se retrouvent dans le circuit de Collecteur.

Ainsi, la plupart des électrons émis par l'Émetteur ressortent par le Collecteur.

Ceci résume également l'appellation des broches du transistor : Émetteur pour la région qui injecte des por-

teurs, Collecteur pour la région qui reçoit les porteurs émis et Base pour la zone de transit.

Si, dans notre montage, nous débranchions le Collecteur ou bien si la Base était trop épaisse, alors le courant d'Émetteur irait en totalité vers la base.

Nous avons, dans notre montage expérimental, émis des électrons sous une faible tension (1,5 V) à l'entrée par l'intermédiaire de l'Émetteur et nous avons recueilli le même courant sous une tension plus élevée (9 V), on pourrait dire que le gain en puissance est de 9/1,5 soit un gain de 6.

Nous sommes en présence d'un élément capable d'amplifier une puissance.

On peut également remarquer que si l'on modifie le courant entrant dans l'Émetteur à l'aide de la résistance R (schéma **figure 19**), on s'aperçoit que le courant I_c suit également une variation.

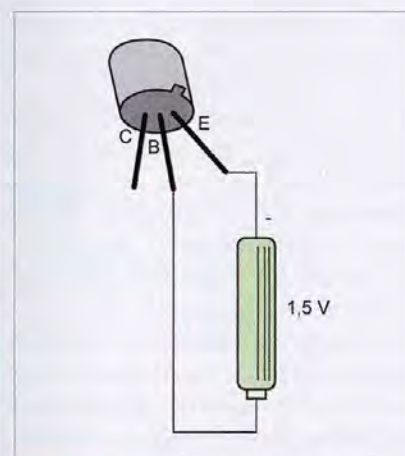
Amélioration de l'effet transistor

Lorsque une jonction conduit, il y a à la fois des porteurs minoritaires provenant de la région N et se dirigeant vers la région P et vice versa ce qui dans le cas de la jonction Émetteur-Base peut se traduire par l'expression : $I_e = I_{trou} + I_{électron}$.

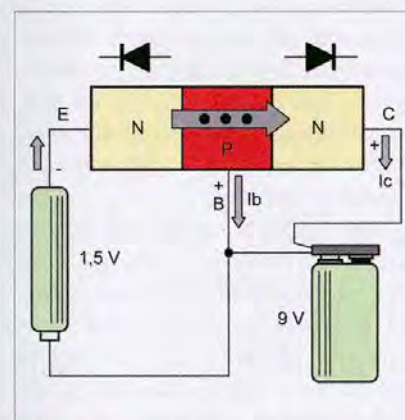
Ce qui signifie que le courant d'Émetteur est égal au courant créé par le déplacement des trous + le courant créé par le déplacement des électrons (**figure 20**).

Ce phénomène se nomme la double diffusion des porteurs.

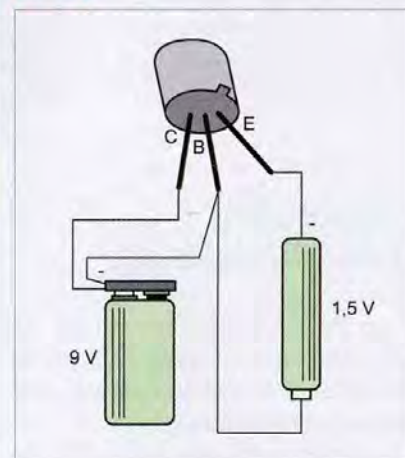
Si maintenant nous revenons à notre transistor NPN étudié ci dessus, on s'aperçoit que ce sont les électrons issus de la région N de l'Émetteur qui vont être attirés par la région polarisée positivement du Collecteur, donc on essaiera de faire en sorte de diminuer au maximum les porteurs positifs (trous) issus de la Base et allant vers la région Émetteur.



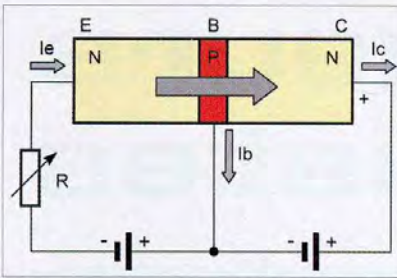
16 La jonction Émetteur Base polarisée dans le sens passant



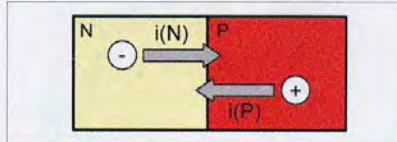
17 Les deux jonctions alimentées



Pour se faire, il suffit de doper fortement la région N de l'Émetteur et de doper très faiblement la région P de la Base, de sorte que le courant circulant dans la jonction E-B soit fait pratiquement par des charges négatives (électrons).



19 Vue des courants dans le transistor



20 La double diffusion des porteurs

Si nous dopons par exemple l'Émetteur 100 fois plus que la Base, alors le courant circulant dans le Collecteur représentera pratiquement 99 % du courant d'Émetteur.

Un autre phénomène peut gêner le

bon fonctionnement d'un transistor, il s'agit des recombinaisons.

Ce phénomène se concrétise lorsqu'un électron rencontre un trou dans la région opposée et se recombine avec celui-ci en disparaissant. Ce qui signifie dans le cas du transistor NPN que tous les électrons émis par l'Émetteur n'atteindront pas la région du Collecteur.

Pour palier à cet inconvénient, il suffit de limiter le risque de recombinaisons en faisant une jonction de Base la plus mince possible (quelques microns), ainsi les électrons n'y séjourneront que très peu de temps et on limitera le risque de recombinaisons. Les performances dynamiques des transistors utilisés en haute fréquence sont liées entre autres à l'épaisseur de la base.

Quant au Collecteur, il est constitué d'une région moyennement dopée et épaisse. Plus la région sera faiblement dopée et épaisse et plus la tension V_{BC} inverse maximale que supportera le transistor pourra être

importante, sans entraîner le claquage de la jonction.

Tous ces défauts que l'on vient d'énumérer seront concrétisés par un courant circulant dans la Base, puisque tout électron "perdu" doit être de toute façon fourni par la source de tension Émetteur-Base (V_{BE}).

Pour conclure : Le courant I_c est égal au courant le amputé du courant I_b retournant vers la base :

$$I_c = I_e - I_b \text{ ou bien } I_e = I_c + I_b$$

Conclusion

Nous espérons que ce court article sur la découverte ingénieuse du transistor qui bouleversa le monde de l'électronique et de l'informatique vous aura fait prendre conscience de l'importance que prend une découverte qui au départ ne semblait être d'aucune utilité immédiate.

P. MAYEUX

<http://perso.libertysurf.fr/p.may>

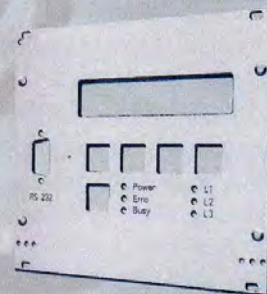
Schaeffer
AG

FACES AVANT ET BOÎTIERS

Pièces unitaires et petites séries à prix avantageux.

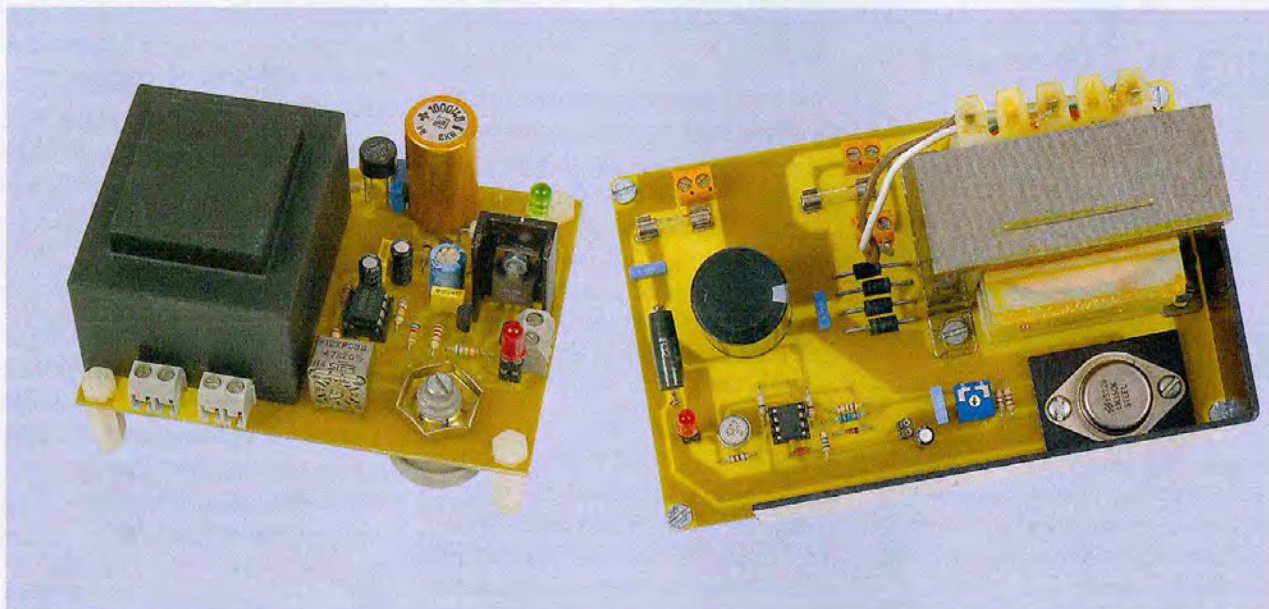
A l'aide du Designer de Faces Avant, disponible gratuitement sur internet ou sur CD, vous pouvez réaliser facilement votre face avant individuelle.

- Calcul des prix automatique
- Délai de livraison: entre 5 et 8 jours
- Si besoin est, service 24 / 24



Exemple de prix: 28,15 € majoré de la TVA /des frais d'envoi

Deux chargeurs pour modélistes



Les accumulateurs, qu'ils soient au CdNi ou au Pb, sont de plus en plus utilisés dans la vie courante et surtout dans le modélisme. Cela s'explique par leurs prix d'achat qui ne cessent de baisser.

Mais si on souhaite les garder en bon état, les accumulateurs demandent une recharge correcte au moyen d'un appareil adapté. C'est la réalisation de tels chargeurs que nous vous proposons dans cet article.

Le chargeur pour batteries au CdNi

Afin d'être rechargés correctement, les accumulateurs CdNi demandent un courant constant égal au $1/10^{\text{ème}}$ de leur capacité durant 14 heures,

tandis qu'une charge d'entretien égale au $1/20^{\text{ème}}$ de C peut leur être appliquée indéfiniment. Pour cela, il suffit d'une source de courant et dans ce cas, la tension des batteries n'a aucune importance. Le schéma qui en découle est très simple.

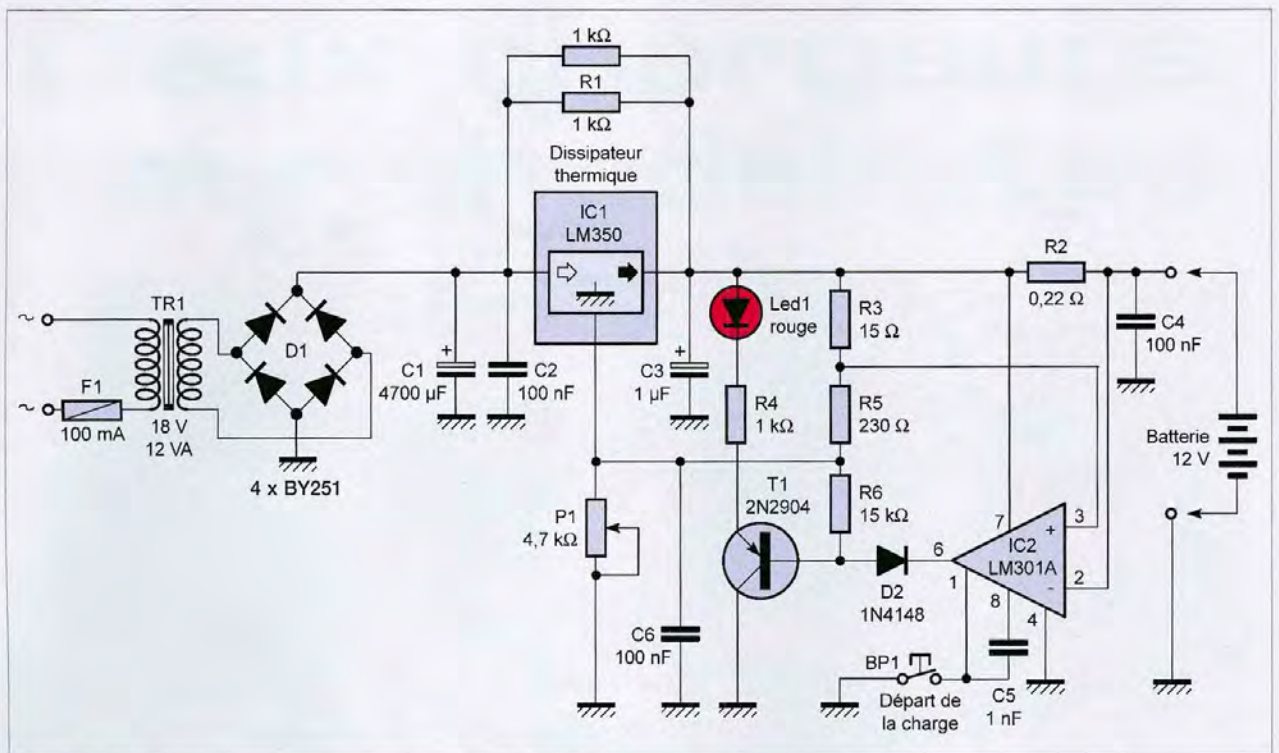
Le schéma de principe de notre réalisation est donné en **figure 1**. La source de courant est centrée autour du transistor T1. Le débit peut être réglé au moyen du potentiomètre R3 mais dépend également de la résistance R2. Ici, sa valeur étant fixée à 10Ω , la manœuvre du potentiomètre permet de disposer d'un courant compris entre 50 mA et 400 mA. Cela permet la recharge de nombreux types d'accumulateurs.

La led rouge implantée dans le circuit de base est allumée lorsqu'une batterie est connectée aux bornes du chargeur. Il convient de respecter la couleur indiquée car dans ce cas, une d.d.p. de 1,2 V est présente aux pôles de la diode. On pourrait également remplacer cette led par deux diodes au silicium placées en série.

Le chargeur pourrait fonctionner ainsi et rechargerait un accumulateur en

14 heures. Nous lui avons cependant adjoint un circuit de surveillance basé sur un comparateur de type LM358, qui fonctionne de la manière suivante. Tant que la tension aux bornes de la batterie n'a pas atteint la valeur de consigne réglée par le potentiomètre R4, le transistor T2 est passant et permet à T1 le débit du courant. Lorsque la tension, en fin de charge, augmente et atteint la valeur pré-réglée, IC2 bloque T2 et la charge est arrêtée. Cependant, l'accumulateur n'étant plus alimenté, la tension à ses bornes décroît rapidement et passe sous la valeur de consigne. À ce moment, le comparateur débloque T2 et la source de courant débite à nouveau et ainsi de suite. Ce cycle se répète indéfiniment et le chargeur est ainsi positionné en charge d'entretien puisque le courant n'est appliqué à la charge que durant de brèves impulsions.

L'ensemble est alimenté au moyen d'un transformateur fournissant une tension de 18 V sous une puissance de 12 VA, ce qui permet la recharge de pratiquement tous les types d'accumulateurs, jusqu'à un pack de 12



2 Schéma de principe du chargeur pour batteries au plomb

sions présentes sur les entrées « + » et « - » ne sont pas sensiblement égales, la sortie reste à un niveau haut, niveau proche du potentiel de la tension d'alimentation.

Lorsque la batterie arrive en fin de charge, la tension à ses bornes augmente. La d.d.p. aux bornes de la résistance R2 diminue et tend à se rapprocher de 0. La sortie du comparateur passe au niveau bas et débloque le transistor T1. La led s'allume et la broche de réglage de tension du régulateur est portée à un potentiel proche du potentiel de la masse. IC1 ne débite plus qu'un courant infime (environ 10 mA) et la charge est stoppée.

Dans la pratique, le réglage de la tension de sortie du régulateur sera de 14,8 V à 15 V pour une tension de batterie de 12 V.

Le courant de charge sera alors compris entre 800 mA et 1 A.

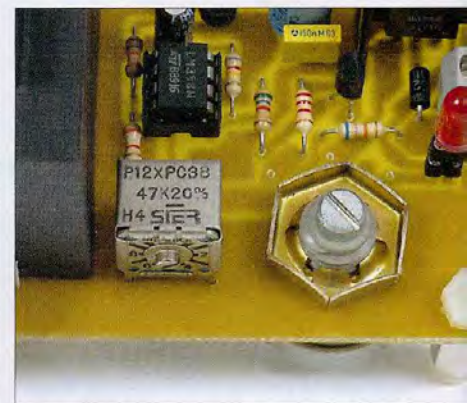
La réalisation des platines

Le dessin du circuit imprimé du chargeur CdNi est donné en **figure 3**. La

figure 4 représente le schéma d'implantation des composants. Le tracé du circuit imprimé du chargeur Pb est représenté en **figure 5** tandis que le schéma d'implantation des composants est donné en **figure 6**. Le câblage des platines ne pose pas de problème particulier. Certains composants appellent cependant un petit commentaire :

- la résistance R2 de 10 Ω du chargeur CdNi doit pouvoir dissiper une puissance de 3 watts
- la résistance ajustable R3 de ce même chargeur est en fait un potentiomètre bobiné de type « LOTO » d'une valeur de 470 Ω et pouvant dissiper également une puissance de 3 watts
- le transistor T1 toujours du chargeur CdNi doit obligatoirement être fixé sur un dissipateur thermique si l'on approche 100 mA de courant de charge
- la led insérée dans la base de T1 du premier chargeur est **obligatoirement de couleur rouge**
- le circuit intégré LM350 du chargeur pour batteries au plomb doit être fixé sur un dissipateur thermique

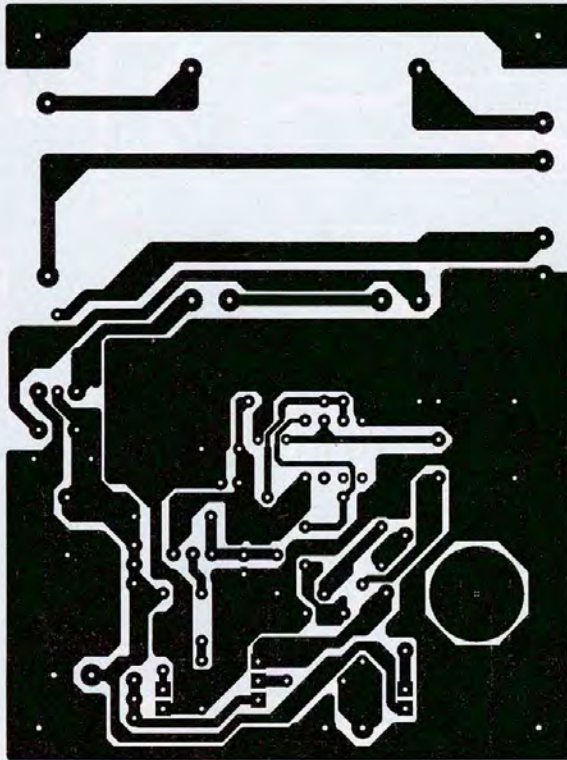
Après avoir minutieusement vérifié le



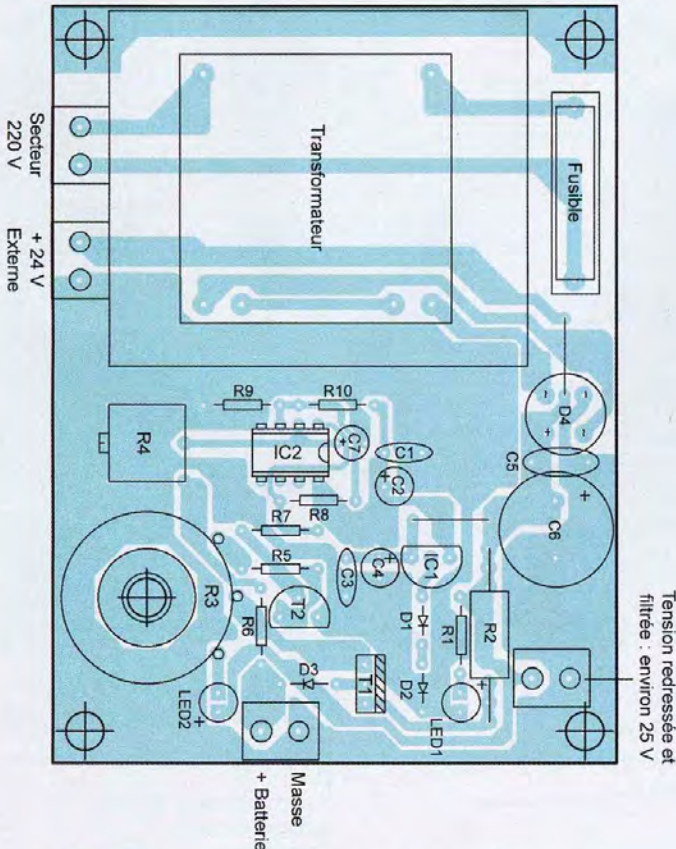
La led insérée dans la base de T1 est obligatoirement de couleur rouge

câblage, veillé à la bonne orientation des composants polarisés et constaté qu'aucun court-circuit n'existe entre deux soudures proches, on peut passer aux essais qui ne réclament aucun réglage, si ce n'est la manœuvre des résistances ajustables. Les potentiomètres R3 et R4 du chargeur CdNi déterminent respectivement le courant de charge et la tension de fin de charge. La résistance ajustable P1 du chargeur Pb détermine la tension de la batterie.

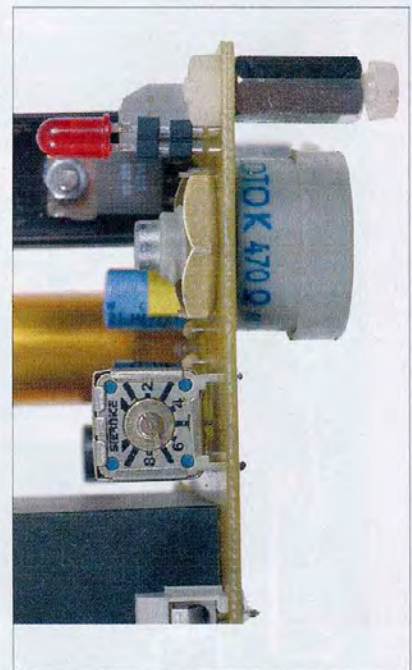
P. OGUIC



3 Circuit imprimé du chargeur CdNi



4 Insertion des quelques composants du chargeur CdNi. Noubliez pas les straps



Le potentiomètre bobiné de 470 Ω /3W est vissé directement au circuit imprimé, pattes côté des pistes cuivrées

Nomenclature

Chargeur CdNi

Résistances

- R1 : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
- R2 : 10 Ω /3 W
- R3 : potentiomètre bobiné 470 Ω /3 W
- R4 : ajustable 47 k Ω
- R5 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R6 : 68 k Ω (bleu, gris, orange)
- R7 : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
- R8 : 820 k Ω (gris, rouge, jaune)
- R9 : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge)
- R10 : 15 k Ω (marron, vert, orange)

Condensateurs

- C1, C3, C5 : 100 nF
- C2 : 10 μ F/35 V
- C4 : 100 μ F/35 V
- C6 : 1000 μ F/35 V
- C7 : 4,7 μ F/16 V

Semi-conducteurs

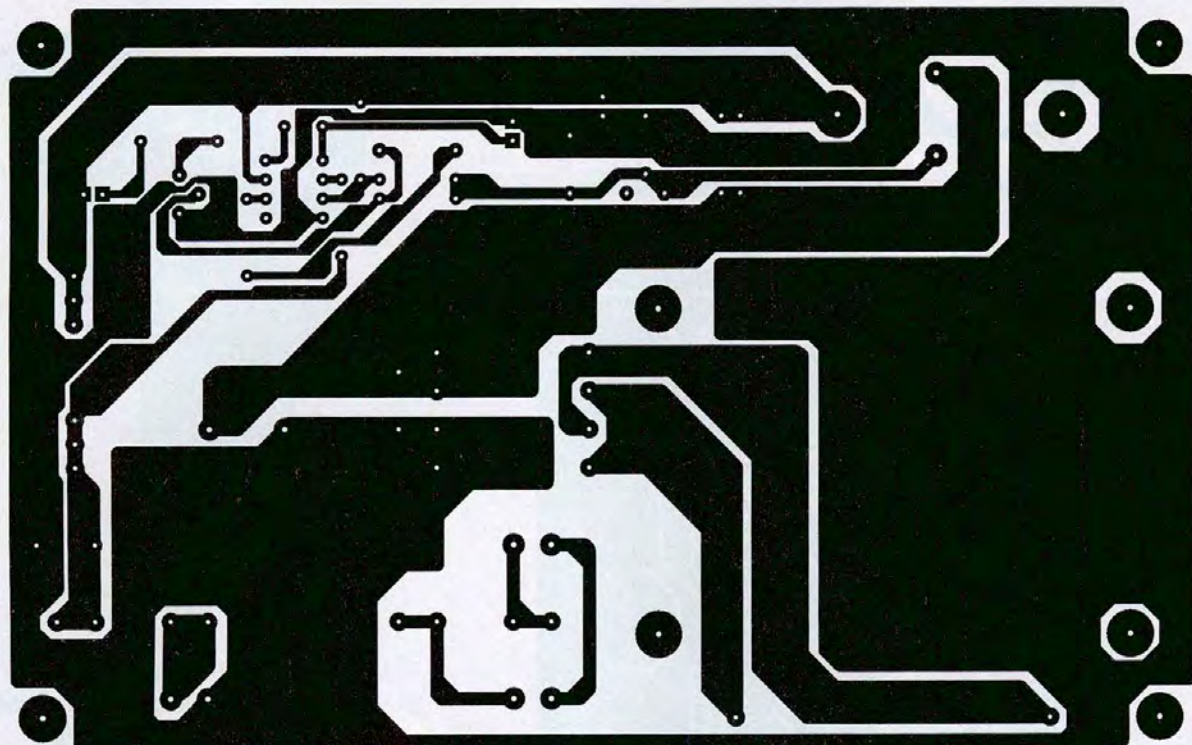
- D1, D2 : 1N4148
- D3 : 1N4001
- D4 : Pont 100 V/1 A
- T1 : BD201
- T2 : BC547
- Led1 : diode électroluminescente verte
- Led2 : diode électroluminescente rouge

Circuits intégrés

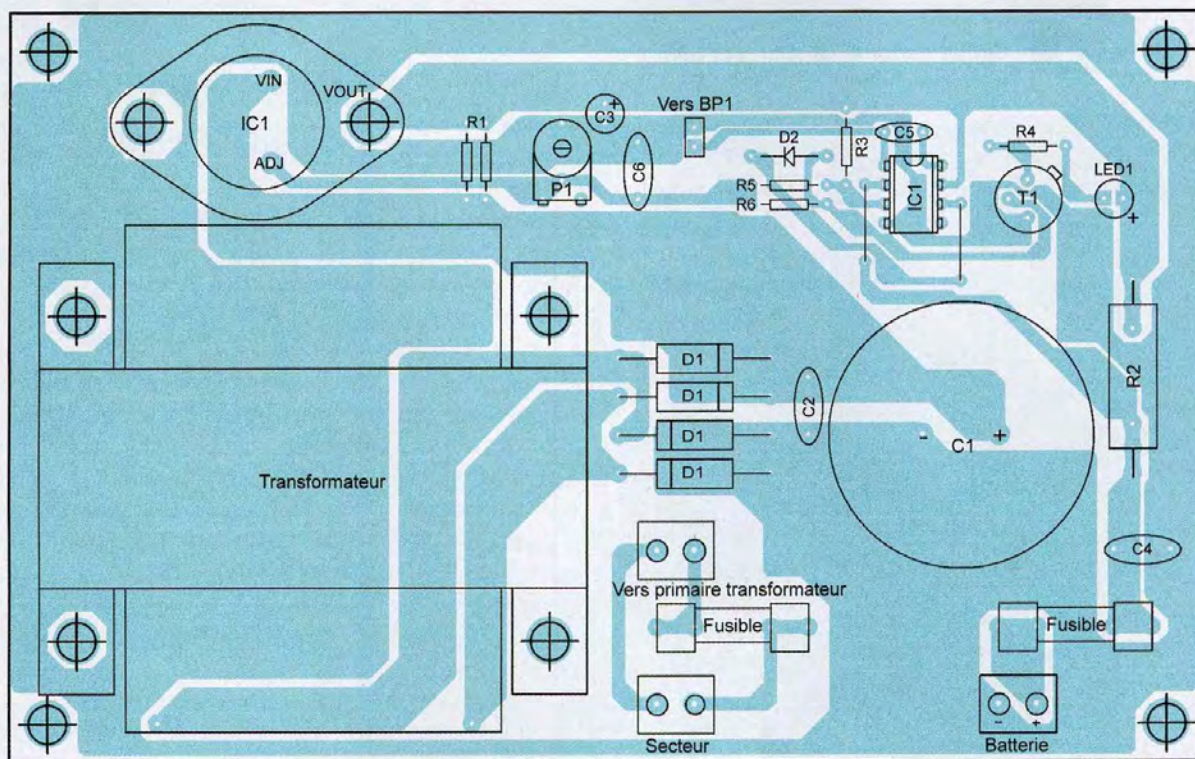
- IC1 : LM2931AZ-5
- IC2 : LM358

Divers

- TR1 : transformateur 18 V/12 VA
- F1 : fusible rapide 100 mA
- 1 porte fusible
- 1 support pour circuit intégré
- 8 broches
- 1 dissipateur thermique
- 4 borniers à vis à deux points



5



6

Nomenclature

Résistances

R1 : 2 résistances de 1 k Ω
en parallèle (marron, noir, rouge)
R2 : 0,22 Ω /3 W
R3 : 15 Ω (marron, vert, noir)
R4 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R5 : 230 Ω (rouge, orange, marron)
R6 : 15 k Ω (marron, vert, orange)
P1 : résistance ajustable 4,7 k Ω

Condensateurs

C1 : 4700 μ F/35 V
C2, C4, C6 : 100 nF
C3 : 1 μ F/25 V
C5 : 1 nF

Semi-conducteurs

T1 : 2N2904 ou 2N2905
D1 : 4 diodes BY251
D2 : 1N4148
Led1 : diode électroluminescente rouge

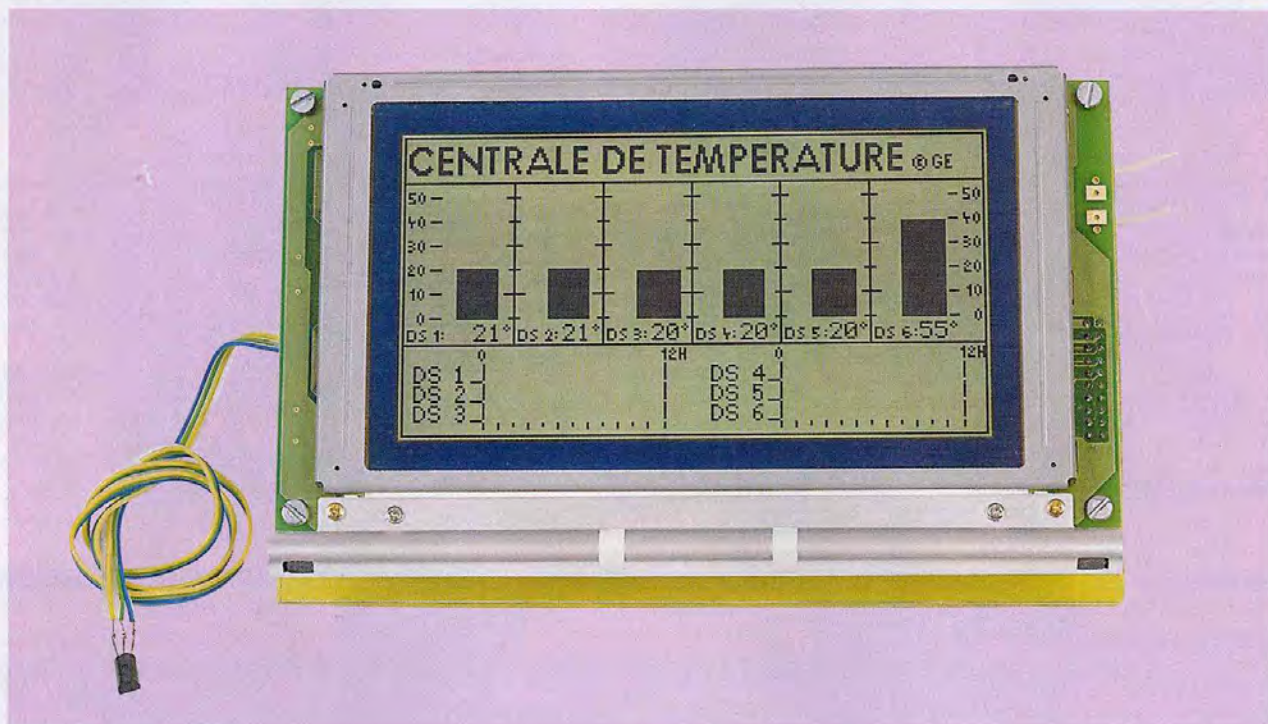
Circuits intégrés

IC1 : LM350
IC2 : LM301A

Divers

1 transformateur 18 V/3 A
2 porte fusibles
1 fusible 1 A
1 fusible 3 A
3 borniers à vis à deux points
1 dissipateur thermique pour TO3
1 support pour circuit intégré 8 broches
1 bouton poussoir

Une console de température à écran graphique



Visualiser simultanément le niveau de la température en différents points tout en surveillant son évolution respective sur 12 heures peut se révéler très utile pour surveiller le fonctionnement d'un dispositif mécanique par exemple. C'est ce que ce montage vous propose de réaliser en confiant la partie visualisation à un écran graphique Datavision de 240 pixels par 128.

Le DATAVISION DG-24128.

Proposé depuis quelques mois par le revendeur Électronique Diffusion à un prix défiant toute concurrence, l'écran graphique DG-24128-01 est un modèle fabriqué par le constructeur taïwanais Datavision. Ce grand écran LCD est équipé du célèbre processeur Toshiba T6963C qui pilote un grand nombre d'écrans graphiques LCD. Il est rétroéclairé à l'aide d'un tube néon alimenté par un transformateur haute tension délivrant près de 100 volts et ce à partir d'une tension de 12 volts. Notez qu'il est nécessaire de faire attention aux manipulations de cet ensemble qui, en cas de contact, provoque des brûlures. L'interfaçage de l'écran avec un microcontrôleur se fait à l'aide d'un

connecteur à 20 broches dont 19 sont exploitées ainsi que le montre le tableau de la **figure 1**.

La numérotation des broches se fait de haut en bas et de droite à gauche lorsque la dalle LCD est face à soi et que vous avez donc le connecteur à votre droite.

On retrouve l'ensemble des fonctions habituellement exploitées sur les écrans équipés d'un processeur Toshiba.

Alors que le rétroéclairage ne pose pas de difficultés particulières, puisque Électronique Diffusion propose le transformateur haute tension adapté, c'est d'avantage l'alimentation du contraste qui peut se révéler être une source de problèmes.

Différents constructeurs proposent des composants permettant de disposer facilement d'une tension négative réglable à partir d'une tension

N° broche	Symbole	Fonction
1	FGND	Masse du cadre
2	V _{SS}	Masse logique
3	V _{DD}	Alimentation 5 V pour l'écran
4	V _{EE}	Alimentation du contraste -14 à -17 volts
5	WR	Écriture des données
6	RD	Lecture des données
7	CE	Activation du circuit
8	C/D	Instructions/données
9	NC	Non connecté
10	/RESET	Remise à zéro du contrôleur
11~18	DB0~DB7	Bus de données
19	FS	Sélection des polices
20	RV	Mode vidéo : normal et inverse

1 Fonctions des broches du connecteur de l'écran Datavision

d'alimentation de 12 volts. Cependant, c'est l'approvisionnement de tels composants qui se révèle parfois difficile et onéreux. Nous vous proposons donc d'utiliser un circuit très classique que l'on trouve souvent dans les alimentations régulées. Il s'agit du TL497A de chez Texas Instrument qui est un régulateur de tension à découpage. Ce circuit offre un grand nombre de possibilités de réglages dont le manuel d'emploi, qui lui est consacré et qui est disponible sur Internet, se chargera de vous détailler les subtilités. Sachez que c'est l'ensemble des composants entourant ce circuit qui permet d'obtenir une tension négative réglable de -14 à -17 volts.

Description

Notre console se charge de "récolter" la température des six capteurs dont elle est équipée, puis de l'afficher sous une forme immédiatement exploitable. C'est en effet le principe de la colonne mobile qui a été retenu pour afficher le résultat de chacun des capteurs de température, sur une échelle comprise entre 0 et 50 degrés. Ainsi, une barre d'un pixel d'épaisseur correspond à une augmentation de 1 degré de la température. Pour faciliter davantage la lectu-

re des mesures, leurs valeurs numériques sont reportées en dessous de chaque colonne, permettant d'un seul coup d'œil, non seulement l'appréciation de toutes les températures, mais aussi, lorsque l'on s'attarde, d'obtenir une valeur précise en degrés.

Des courbes d'évolution sur 12 heures ont été placées en bas de l'écran. Présentées sous la forme de six lignes horizontales dont l'épaisseur augmente en fonction de la température, elles ont pour rôle de représenter l'évolution de la température au cours d'une demi-journée.

Chaque barre d'un pixel qui la com-

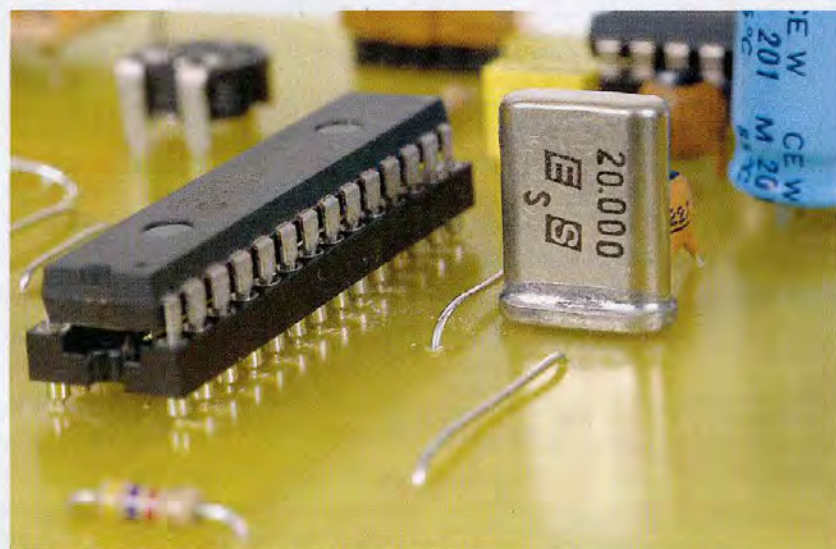
pose s'affiche approximativement toutes les dix minutes permettant une mesure assez précise de l'évolution.

Schéma de principe

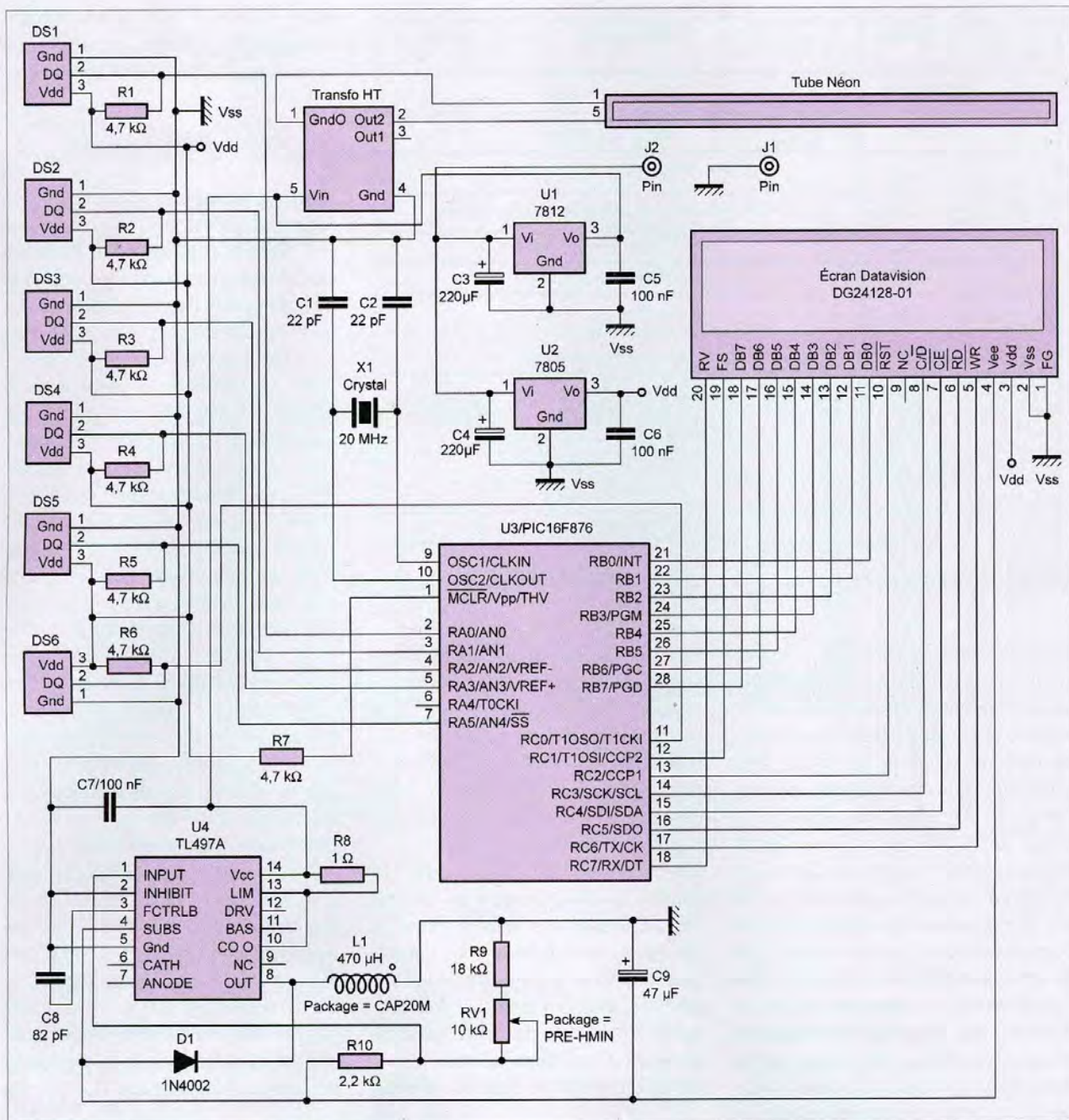
Ainsi que vous pouvez le constater en **figure 2**, c'est un microcontrôleur PIC 16F876 cadencé à 20 MHz qui est chargé de collecter les données puis de piloter l'écran graphique afin qu'il présente le résultat des mesures. Les captages des températures sont confiés à des capteurs numériques DS1821 de chez Dallas fonctionnant selon le protocole « One Wire » de ce constructeur et directement connectés aux ports du PIC. Le DS1821 est capable de mesurer des valeurs variant de -55 à + 127 degrés. Il est précis au degré près et réalise une conversion en une seconde.

Les ports B et C du microcontrôleur sont dédiés au pilotage de l'écran Datavision. Seule la broche C.0 est consacrée au capteur numéro 6. C'est le port A qui se charge des capteurs 1 à 5 dont chaque ligne de donnée est placée à l'état haut par une résistance de 4,7 k Ω .

Une double alimentation est prévue afin d'alimenter le pic et l'écran avec une tension de 5 volts fournie par le régulateur 7805 et filtrée par les condensateurs C4 et C6, puis une tension de 12 volts filtrée par C3 et C5 et régulée par U1, un 7812, chargé d'alimenter à la fois le circuit générant la haute tension et le régulateur de tension à découpage TL497A. Ce



Utilisation d'un PIC 16F876 cadencé à 20 MHz



2 Le schéma de la console de température

circuit est entouré d'une poignée de composants passifs au rang desquels nous trouvons une résistance variable RV1 qui nous permettra de faire varier l'intensité du contraste.

Réalisation

La construction de ce projet ne pose pas de difficultés particulières, l'intégralité des composants étant disponible chez le revendeur Électronique Diffusion. Le circuit imprimé (**figure 3**) accueillant les différents

composants est découpé aux dimensions de l'écran graphique, ceci afin de permettre un montage en sandwich à l'aide d'entretoises comme illustré en **figure 4**.

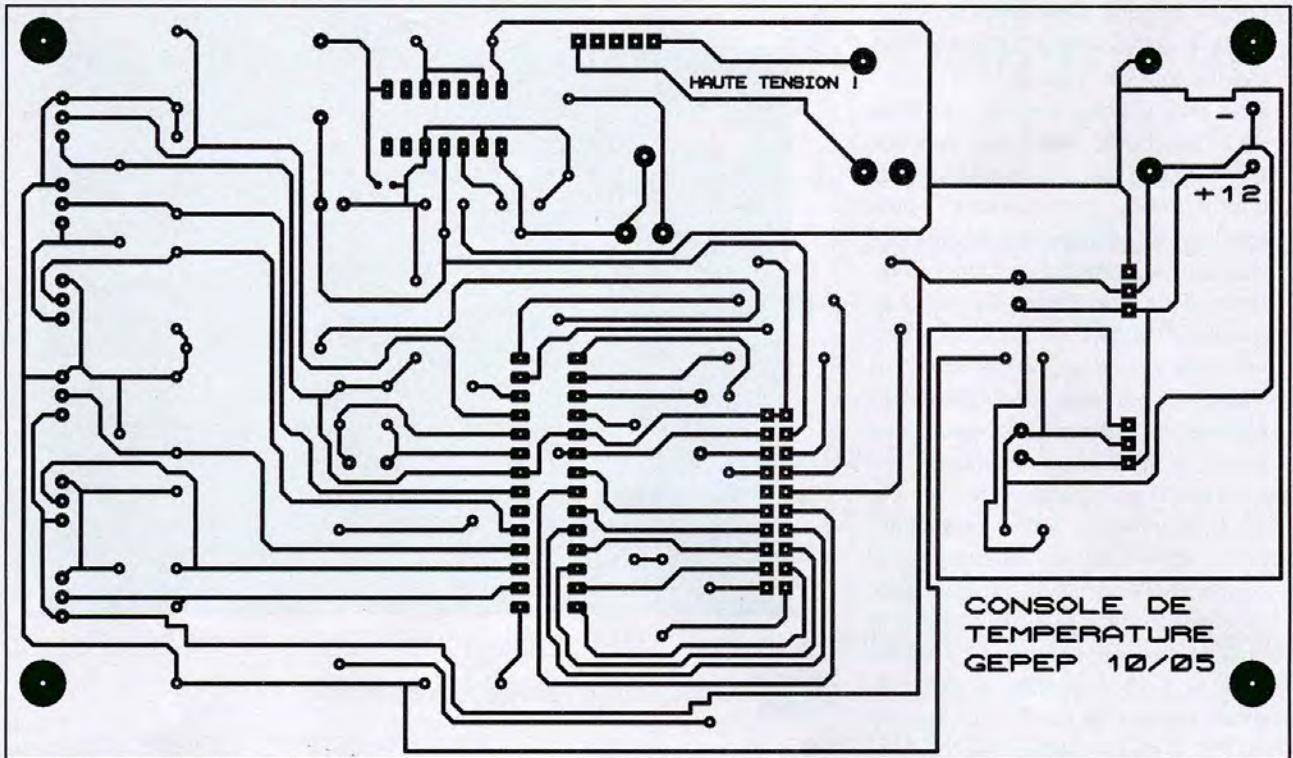
Les composants sont alors tournés vers l'extérieur et le connecteur 20 broches traverse le circuit imprimé afin d'accueillir, sur la face soudure, le connecteur du Datavision.

Après vous être procuré l'ensemble des composants, vérifiez que leurs empreintes correspondent à celles du circuit imprimé qu'il vous faudra

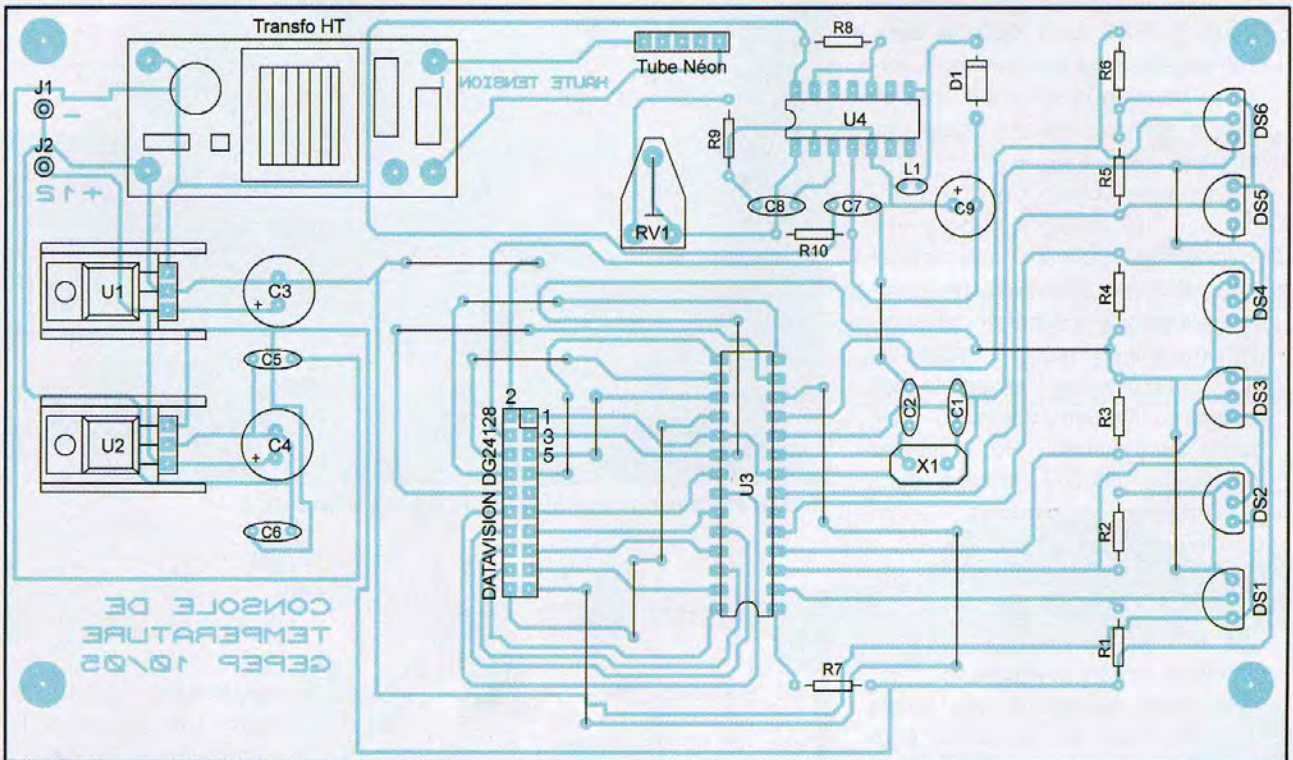
modifier en conséquence. La mise en place des composants débute par celle des nombreux straps comme indiqué en **figure 5**.

Installez-les en totalité sans oublier celui placé sous le support du PIC. Placez puis soudez ensuite les résistances et poursuivez en insérant les condensateurs et la diode en prenant soin de les orienter correctement.

Placez ensuite les supports de circuits intégrés sans enficher les circuits dessus. Poursuivez avec les régulateurs. Même si la place est suf-



3 Le circuit de la console



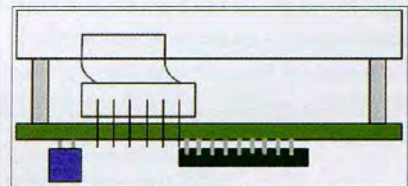
5 Implantation des composants

fisante, il n'est pas impératif de prévoir des dissipateurs, la consommation de l'ensemble ne dépassant pas 300 mA.

Achevez le montage en insérant les derniers composants. Les capteurs peuvent être soudés au bout de câbles à trois brins reliés à la platine, n'oubliez pas

4

Montage en sandwich



d'isoler chaque patte des DS1821 à l'aide d'un morceau de gaine afin d'éviter tout court circuit.

Pour finir, soudez une barrette mâle de 20 broches doubles pour connecter l'écran. Placez la partie la plus courte coté composants, puis appuyez sur chaque tige du connecteur avec le méplat d'un tournevis de façon à ce que toutes les broches dépassent largement du circuit imprimé coté soudures. La construction s'achève par une vérification du module, la recherche de mauvaises soudures et autre court-circuits.

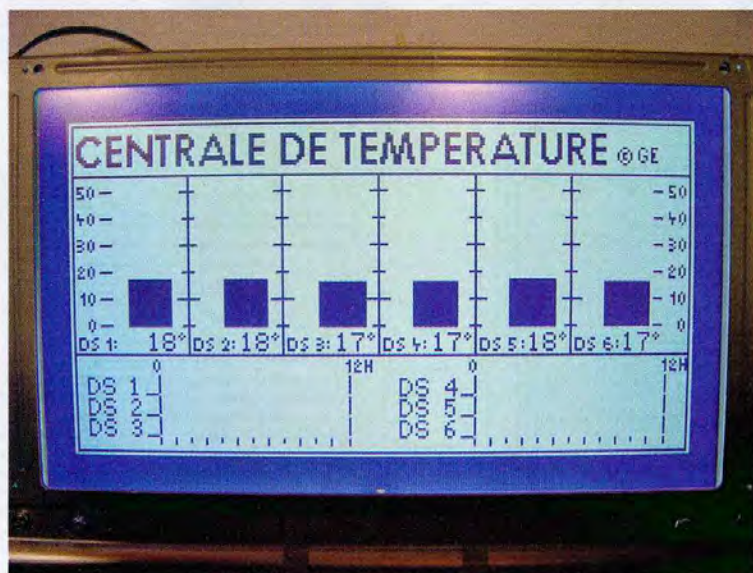
Profitez-en pour vérifier à nouveau le sens de montage des composants, puis alimentez la platine sans connecter l'écran avec un bloc secteur de 12 V, en prenant garde à la polarité des connecteurs. J1 = masse et J2 = + 12 V. Vérifiez la présence d'une tension de 5 volts aux bornes du PIC et du connecteur de l'écran.

Vérifiez également la présence d'une tension de 12 volts aux bornes du transformateur haute tension et du circuit TL497A. Lors de vos tests, prenez garde à ne pas toucher la sortie du transformateur haute tension dont le voltage peut provoquer des brûlures. Lorsque vous êtes satisfait des résultats, vous pouvez programmer le PIC avec le programme ThermoC.hex que vous trouverez sur notre site <http://www.electronique-pratique.com> à la rubrique téléchargement. Lors de la programmation du PIC, vous placerez l'ensemble des fusibles sur l'option « désactivé » et le quartz sur l'option « HS ». Insérez ensuite les circuits intégrés dans leurs supports puis montez l'écran sur 4 entretoises.

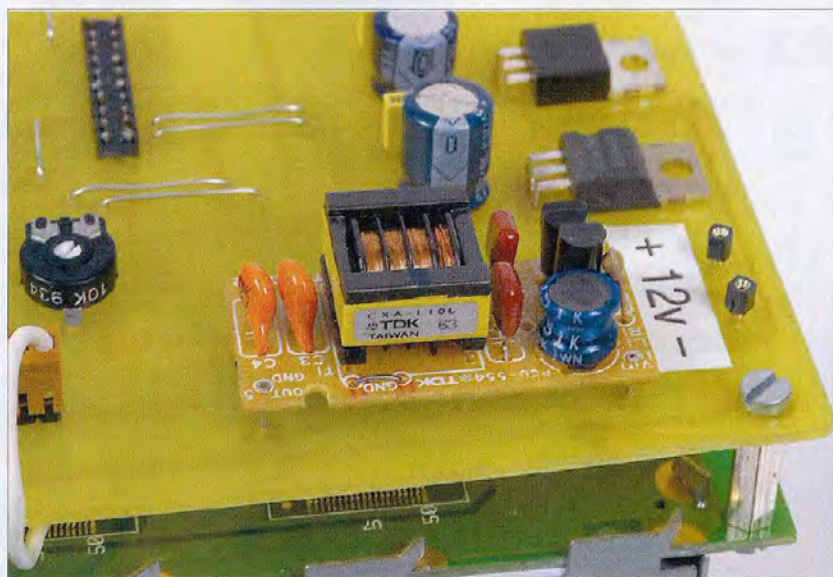
Le programme démarre immédiatement et vous pouvez lire le résultat des 6 captages de température comme le montre la **figure 6**.

Nous vous souhaitons une bonne réalisation tout en signalant, pour ceux qui désirent aller plus loin dans le domaine des écrans graphiques, la sortie chez DUNOD, collection ETSF, de l'ouvrage « Montages pour écrans graphiques » expliquant en détails la manière de programmer ces composants.

G. EHRETSMANN
<http://g.ehretsmann.free.fr>
<http://www.kier4.free.fr>



6 Affichage de la centrale de température



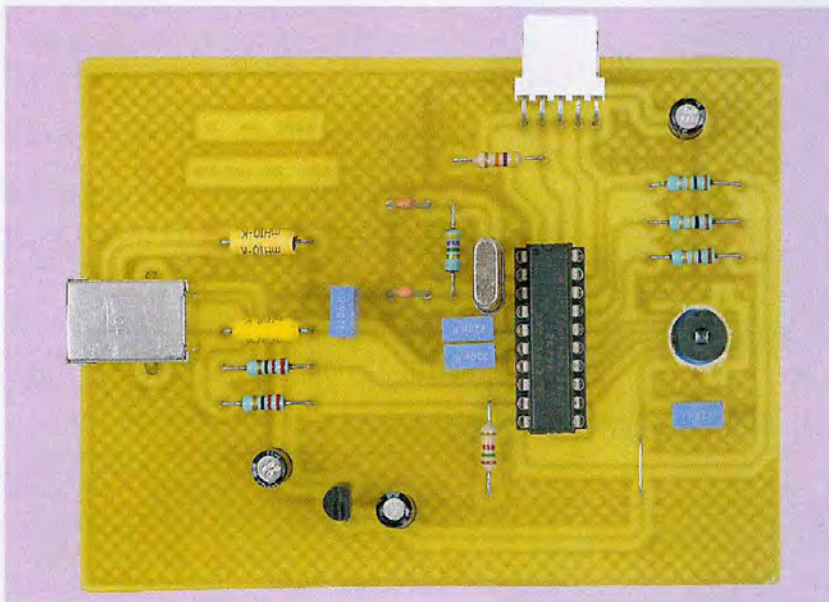
Module élévateur de tension (100 V) à partir d'un + 12 V

Nomenclature

U1 : Régulateur 7812
 U2 : Régulateur 7805
 U3 : PIC 16F876 20 MHz + support
 28 broches "tulipe" étroit (Electronique Diffusion)
 U4 : TL497A
 C1, C2 : 22 pF
 C3, C4 : 220 µF/16 V
 C5 à C7 : 100 nF
 C8 : 82 pF
 C9 : 47 µF/16 V
 R1 à R7 : 4,7 kΩ
 (Jaune, Violet, Rouge)

R8: 1 Ω (Marron, Noir, Or)
 R9: 18 kΩ (Marron, Gris, Orange)
 R10: 2,2 kΩ (Rouge, Rouge, Rouge)
 D1 : Diode 1N4002
 L1 : Inductance 470 µH horizontale
 X1 : Quartz 20 MHz
 RV1 : Résistance variable 10 kΩ horizontale
 Barrette mâle double connecteurs
 Barrette mâle simple connecteur
 Écran Datavision DG 24128-01
 Transformateur Haute Tension

Baromètre sur bus USB



Le module MS5534A est un circuit qui permet de réaliser les fonctions de Baromètre / Altimètre et Thermomètre. Ce circuit est équipé d'un capteur de pression travaillant dans la plage 300-1100 mbars, d'un capteur de température et d'un convertisseur 15 bits. Le circuit comprend également quatre coefficients de compensation calibrés en usine, ce qui permet de réaliser facilement un baromètre de précision.

La fonction "Altimètre" est possible au travers de la mesure de la pression mais elle reste assez empirique car elle est fortement influencée par les conditions météorologiques aussi

nous n'exploiterons par cette possibilité sur ce montage.

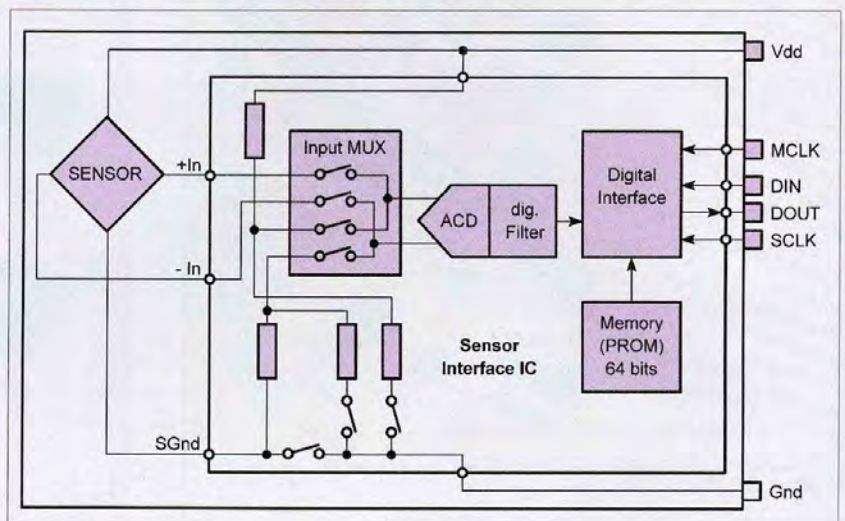
Schéma

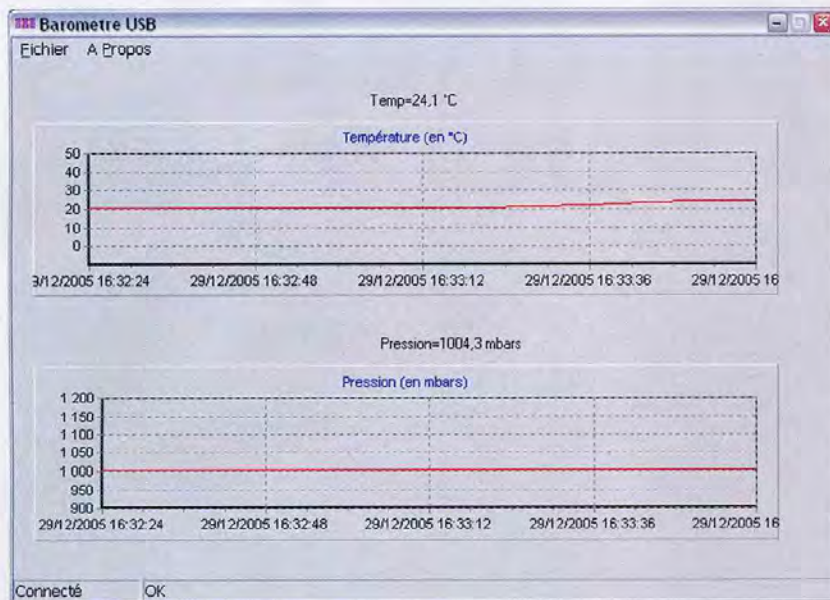
Le schéma de notre montage est reproduit en **figure 1**. Il est relativement simple en raison de l'utilisation d'un capteur intelligent MS5534A couplé à un microcontrô-

leur 68HC908JB8 qui intègre un gestionnaire USB. Les curieux pourront découvrir le schéma synoptique du circuit MS5534A en **figure 2**.

La mise en œuvre du microcontrôleur est très simple puisqu'il suffit de lui adjoindre un quartz de 6 MHz (QZ1) sans oublier les condensateurs associés (C6 et C7). Les résistances R7, R8 et R5 définissent la topologie de la liaison USB, ce qui correspond dans notre cas à une liaison USB 1.1 bas débit. Notez que c'est la liaison USB qui alimentera notre montage sous 5 V. Le microcontrôleur 68HC908JB8 s'alimente sous 5 V mais il fonctionne sous 3,3 V en interne. C'est pour cela qu'il possède son propre régulateur intégré. Le régulateur du microcontrôleur en question est dimensionné uniquement pour ses besoins internes. On peut généralement consommer quelques milliampères sur la broche 4 (VREG) du microcontrôleur, ce qui permet tout juste de polariser quelques résistances de pull-up, mais il n'est pas permis d'alimenter d'autres circuits logiques avec cette source. Pour être tranquille, bien que notre circuit MS5534A consomme moins de

1 Structure interne du circuit MS5534A





5 Le programme affiche la température et la pression atmosphérique

vous ferez les soudures du côté des broches 1 à 6. Si vous chargez un peu trop les soudures et que cela provoque un pont de soudure avec les broches adjacentes (ce qui se produit souvent lorsque l'on soude des circuits CMS à la main), n'hésitez pas à la retirer avec de la tresse à dessouder, puis recommencez l'opération. Une fois les soudures terminées, il pourra être utile de les examiner à l'aide d'une loupe pour vous

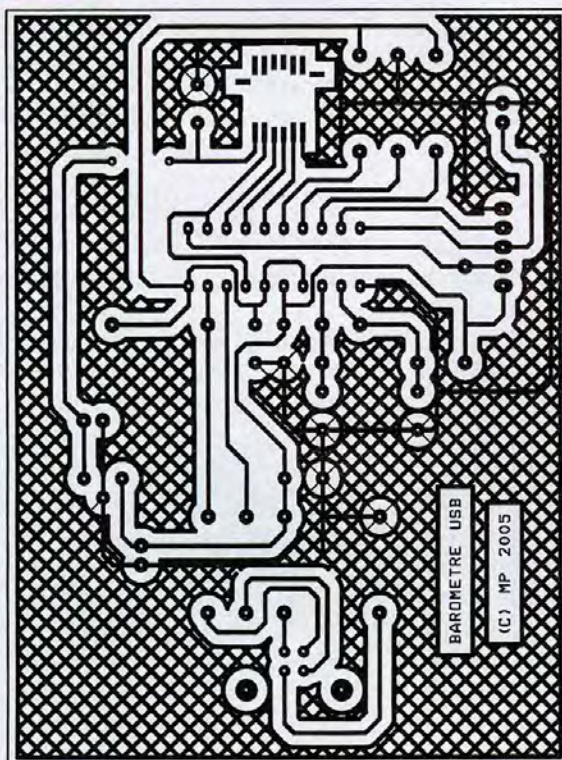
assurer qu'il n'existe pas un pont de soudure qui serait venu se glisser subrepticement sous le circuit.

Le microcontrôleur 68HC908JB8 de notre montage sera programmé avec le contenu du fichier « UsbBarometre.S19 » que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Internet de la revue (<http://www.electroniquepratique.com>). Si vous n'êtes pas déjà équipé pour programmer les

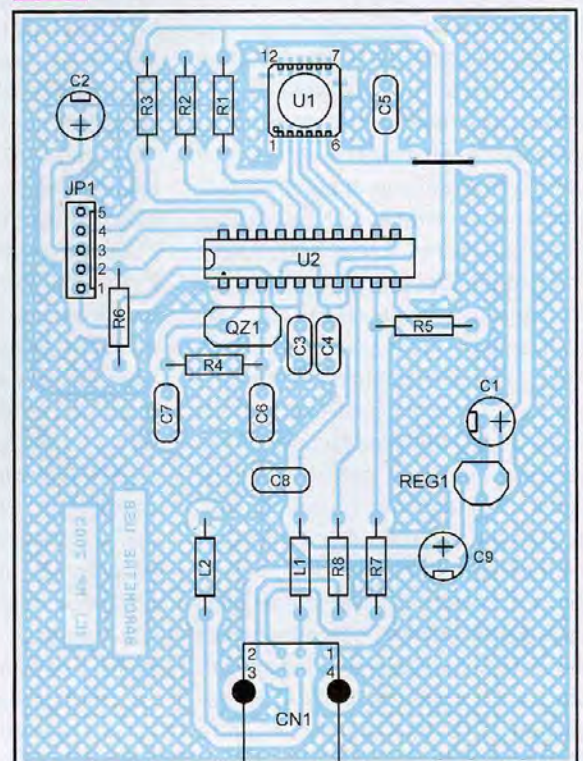
microcontrôleurs 68HC908JB8, nous vous conseillons de consulter les numéros récents de la revue et de télécharger le programme PROG08SZ fourni gratuitement par la société P&E Micro sur son site Internet à l'adresse :

<http://www.pemicro.com/> dans la section Download (il vous faudra vous enregistrer gratuitement pour avoir accès au téléchargement du programme PROG08SZ). Une fois le montage assemblé, ne le connectez pas tout de suite à votre PC. Vous devrez installer auparavant un pilote USB nécessaire sur votre PC à l'aide du programme usbio_el.exe qui vous sera remis avec les fichiers téléchargés. Si vous avez déjà réalisé des montages avec le microcontrôleur 68HC908JB8, vous avez certainement déjà installé le pilote et il n'est pas nécessaire de renouveler l'opération. Une fois le pilote USB installé, vous pouvez ensuite brancher le montage à l'un des ports USB votre PC. Ce dernier devrait alors détecter l'ajout d'un nouveau périphérique USB. Notez que lors de la détection du nouveau périphérique USB, la procédure d'installation automatique ne trouve pas toujours le fichier nommé « usbio_el.sys ». Si vous avez choisi

3 Circuit imprimé du baromètre



4 Implantation des composants



d'installer le pilote USB dans le répertoire par défaut, le fichier demandé se trouve à l'emplacement suivant : «C:\ProgramFiles\Thesycon\USBIO_LightEL\V1.51\usbio ». Il vous suffit d'utiliser l'option « Parcourir » pour indiquer à la procédure d'installation automatique où se trouve le fichier en question et tout rentrera dans l'ordre. Une fois terminée l'installation de votre nouveau périphérique USB, il ne vous reste plus qu'à installer le programme « BarometreUSB.exe » dans le répertoire de votre choix et d'y ajouter ensuite le fichier « DllUsbBarometre.dll » (ces fichiers font partie de l'archive à télécharger sur le serveur de la revue). Le programme BarometreUSB est excessivement simple d'utilisation comme cela apparaît sur la **figure 5**. En fait, le programme se contente d'afficher la température et la pression atmosphérique. Si vous souhaitez adapter vous même ce programme, vous pourrez vous inspirer des fichiers sources qui vous seront remis avec les fichiers téléchargés. Le programme a été écrit en langage C++ et il fait appel à des fonctions qui ont été inté-

Nomenclature

Condensateurs

C1, C2, C9 : 10 μ F / 25 V
C3, C8 : 220 nF
C4, C5 : 100 nF
C6, C7 : 22 pF

Divers

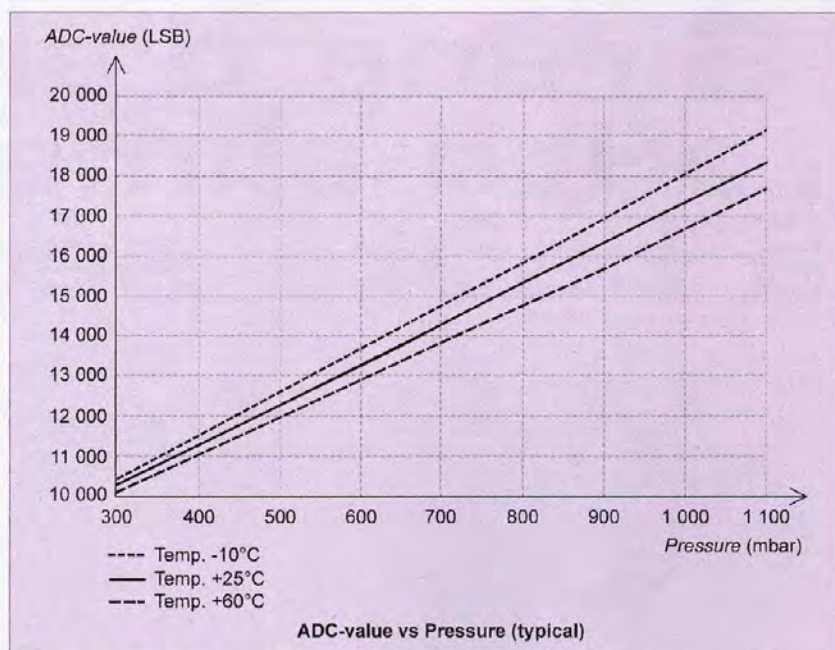
CN1 : Embase USB (connecteur type B)
JP1 : Barrette mini-kk, 5 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2051.
L1, L2 : Inductance 47 μ H
QZ1 : Quartz 6 MHz en boîtier HC49/U

Résistances

R1, R2, R3 : 10 k Ω 1/4 W 5 %
(Marron, Noir, Orange)
R4 : 4,7 M Ω 1/4 W 5 %
(Jaune, Violet, Vert)
R5 : 1,5 k Ω 1/4 W 5 %
(Marron, Vert, Rouge)
R6 : 47 k Ω 1/4 W 5 %
(Jaune, Violet, Orange)
R7, R8 : 27 Ω 1/4 W 5 %
(Rouge, Violet, Noir)

Semiconducteurs

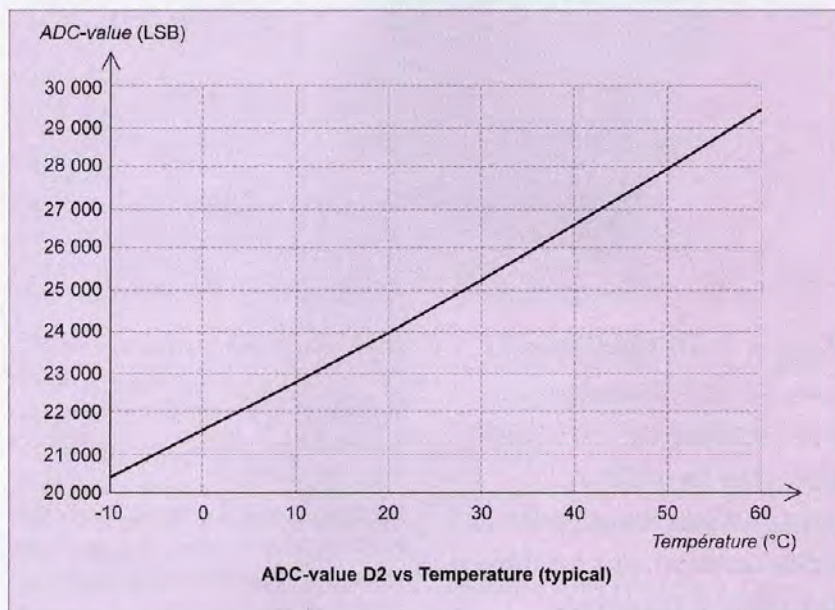
U1 : Capteur barométrique MS5534A
U2 : MC68HC08JB8JP
REG1 : LP2950ACZ-3V3
(régulateur 3,3 V en boîtier TO92)



6

7

Courbes typiques des capteurs du circuit MS5534AP



grées dans la DLL pour simplifier au maximum l'interface avec la liaison USB. Vous ne devriez donc avoir aucun mal à transposer ce programme dans le langage de votre choix. Le fichier d'entête pour la déclaration des fonctions de la DLL (DllUsbBarometre.h) et la librairie d'importation (DllUsbBarometre.lib) sont inclus également avec les fichiers qui vous seront remis lors du téléchargement.

Vous pourrez facilement vous en inspirer pour intégrer le module dans une station météo personnelle plus complète. Dans ce cas, vous serez

sûrement intéressés par les informations contenues dans les **figures 6** et **7** qui reproduisent les courbes typiques des capteurs du circuit MS5534AP. Cependant, si vous souhaitez comprendre comment notre programme prend en compte les coefficients de compensation contenus dans la mémoire des circuits MS5534AP, il sera indispensable de vous procurer la notice technique du circuit (voir le site Internet du fabricant à l'adresse suivante : <http://www.intersema.ch/site/technical/ms5534.php>).

P. MORIN

Sirène d'alarme auto-alimentée à haute sécurité



À quoi peut bien servir une sirène d'alarme susceptible de se taire dès que le malfrat arrache les fils, la met hors tension, ou se livre à tout autre bricolage malveillant ? À rien, bien sûr ! Nous vous proposons de réaliser aisément et à moindre coût, la sirène d'alarme idéale car elle résiste à tous ces mauvais traitements.

Toute intervention sur le câble de sortie se traduit par un hurlement jusqu'à épuisement de la source de tension interne, ou inhibition par l'interrupteur à clé. La batterie de sauve-

garde constituée de quatre éléments de 1,2 volt offre l'avantage d'être universelle et bien moins onéreuse que les modèles utilisés habituellement dans les alarmes.

Lorsque la sirène retentit, un spot de huit leds à haute luminosité lance des éclairs à cadence réglable afin de renforcer l'effet répulsif.

Sachez, pour vous séduire, que son niveau sonore avoisine les 105 dB à une fréquence très aiguë. Dans ces conditions, il est impossible de rester à proximité de celle-ci sans porter atteinte à l'intégrité du système nerveux et de l'ouïe. Imaginez le mal être du voleur lorsque vous l'aurez installée dans l'habitacle de votre véhicule !

Caractéristiques

- Module sonore à haut rendement, à modulation, intégré.
- Niveau sonore très élevé (105 dB).
- Batterie économique à faible tension.

Circuit de charge intégré pour batterie interne.

- Éleveur de tension réglable interne.
- Sécurité contre l'arrachage des fils par analyse d'une boucle sèche.
- Sécurité contre les courts-circuits sur les fils externes.
- Sécurité contre la mise hors tension par malveillance.
- Spot de huit leds à haute luminosité.
- Cadencement réglable des éclairs lumineux.
- Inhibition de la sirène sonore durant le réglage.

Diagramme de fonctionnement

Afin de mieux comprendre les principes de cette sirène, nous allons étudier, en premier lieu sur le diagramme de la **figure 1**, les différents ensembles qui la composent.

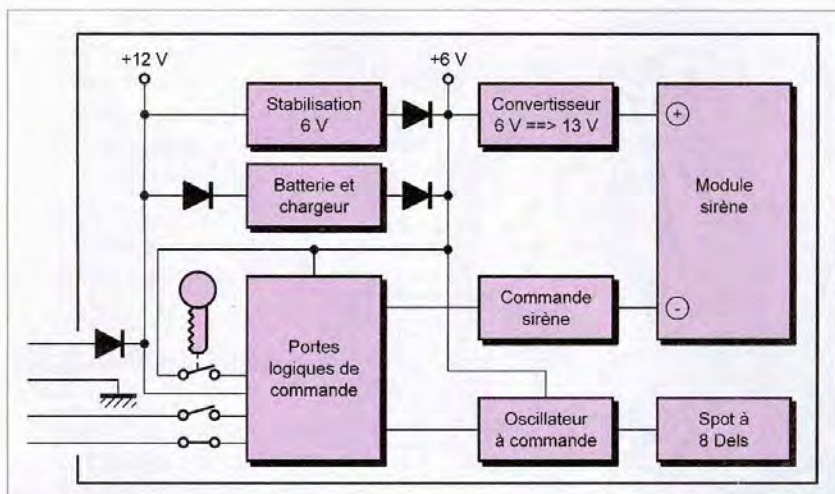
La tension d'alimentation est stabilisée à 6 volts et charge la batterie de secours. Un aiguillage à diodes évite la décharge de cette dernière en présence de l'alimentation normale.

Les portes logiques analysent l'état de la tension d'alimentation, des organes de commande et de sécurité. Un éleveur de tension permet d'utiliser une batterie constituée de 4 éléments de 1,2 volt. Il convertit la tension de 5,5 volts (normale en pleine charge) en 13 volts.

En cas de déclenchement, une commande par la masse actionne la sirène et déclenche un oscillateur chargé de faire clignoter le spot à leds.

Schéma de principe

Reportez-vous au schéma de la **figure 2** pour cette description. La tension d'alimentation, comprise entre 12 et 14 volts, attaque le régu-



1 Diagramme de fonctionnement

lateur positif CI1 à travers la diode D1 chargée de protéger l'appareil contre les inversions de polarités.

Le condensateur C1 effectue un filtrage en amont de CI1. La led 1, limitée en courant par la résistance R7, visualise la présence de la tension d'entrée.

Les diodes D5 et D6, montées en série sur la broche de masse, modifient la référence du 7805 de sorte qu'en sortie, sa tension atteigne environ 6 volts (nous aurions pu employer un 7806 plus difficile à trouver).

Cette caractéristique évite de décharger la batterie de secours, car la tension de service lui sera toujours supérieure.

La résistance R22, via la diode anti-retour D2, limite la charge de la batterie à 30 mA environ. Les diodes D3 et D4 forment un aiguillage chargé de diriger la tension vers l'appareil et non de retourner vers la source.

Les portes logiques « NON-ET » à seuil N1 à N7 ont pour rôle de traiter les signaux de commande et de sécurité. Nous appliquons l'ordre de priorité d'analyse suivant :

1. l'interrupteur à clé,
2. la présence de la tension d'alimentation,
3. le contact de commande à fermeture et la boucle sèche, ou contact à ouverture.

Ce principe permet d'interrompre, par une manœuvre de l'interrupteur à clé, la surveillance ou le hurlement de la sirène à tout moment, quel que soit le type de déclenchement.

En service normal, la présence de la

tension d'alimentation est examinée en premier et ensuite, l'état des contacts.

Cet ordre est essentiel afin d'assurer une sécurité efficace de l'appareil.

La tension analysée passe par le pont diviseur constitué des résistances R1 et R2 avant limitation à un maximum de 4,7 volts par la diode zener D9. Son traitement s'effectue par la porte N4 conjointement aux signaux issus de l'état des contacts et analysés par les portes N1 à N3.

La porte N5 autorise, ou non, le déclenchement de la sirène selon l'état de l'interrupteur à clé. Les résistances R3 à R5 forcent un état logique haut ou bas sur les entrées de N1, N2 et N5 au repos. La led 2, limitée en courant par la résistance R6, visualise la position de l'interrupteur à clé.

Les entrées de la porte N8, non utilisée, sont reliées au pôle positif de

l'alimentation. La porte N7 inverse l'état du signal issu de la sortie de N5 afin de commander la broche d'initialisation du circuit CI3.

Ce dernier a pour tâche de faire clignoter le spot lumineux composé des leds 4 à 11. Le NE555 est monté en oscillateur astable à rapport cyclique théorique de 50%.

En pratique, cette donnée n'est pas réellement respectée car les temps de charge et de décharge du condensateur C8, à travers l'ajustable Aj2 et la résistance fixe de talon R19, ne sont pas égaux.

La commande de cet oscillateur s'effectue par la broche 4. Lorsque celle-ci présente un niveau bas au repos, provenant soit de la broche 10 de N7 soit de la résistance R13, la sortie « Q » reste à 0 volt.

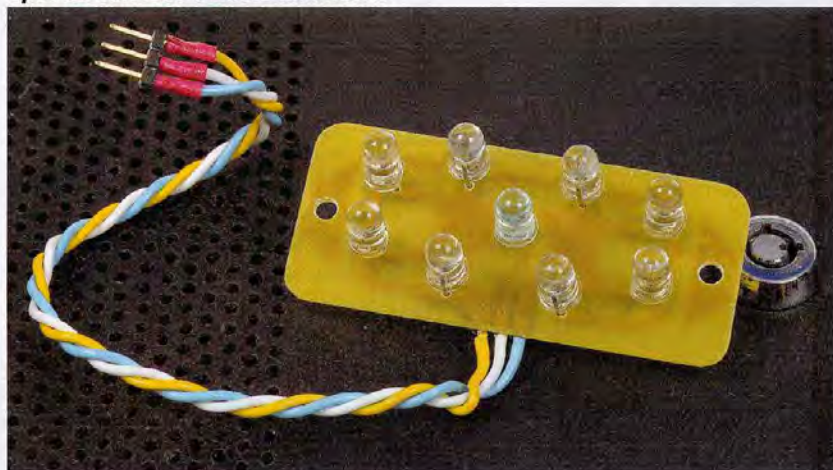
En présence d'un « 1 » logique sur la broche 4, le NE555 entre en action et fait clignoter le spot. Les résistances R20 et R21 limitent le courant des 8 leds montées en parallèle. Le fait de câbler 2 résistances en parallèle évite l'emploi d'une résistance de puissance plus onéreuse et moins esthétique.

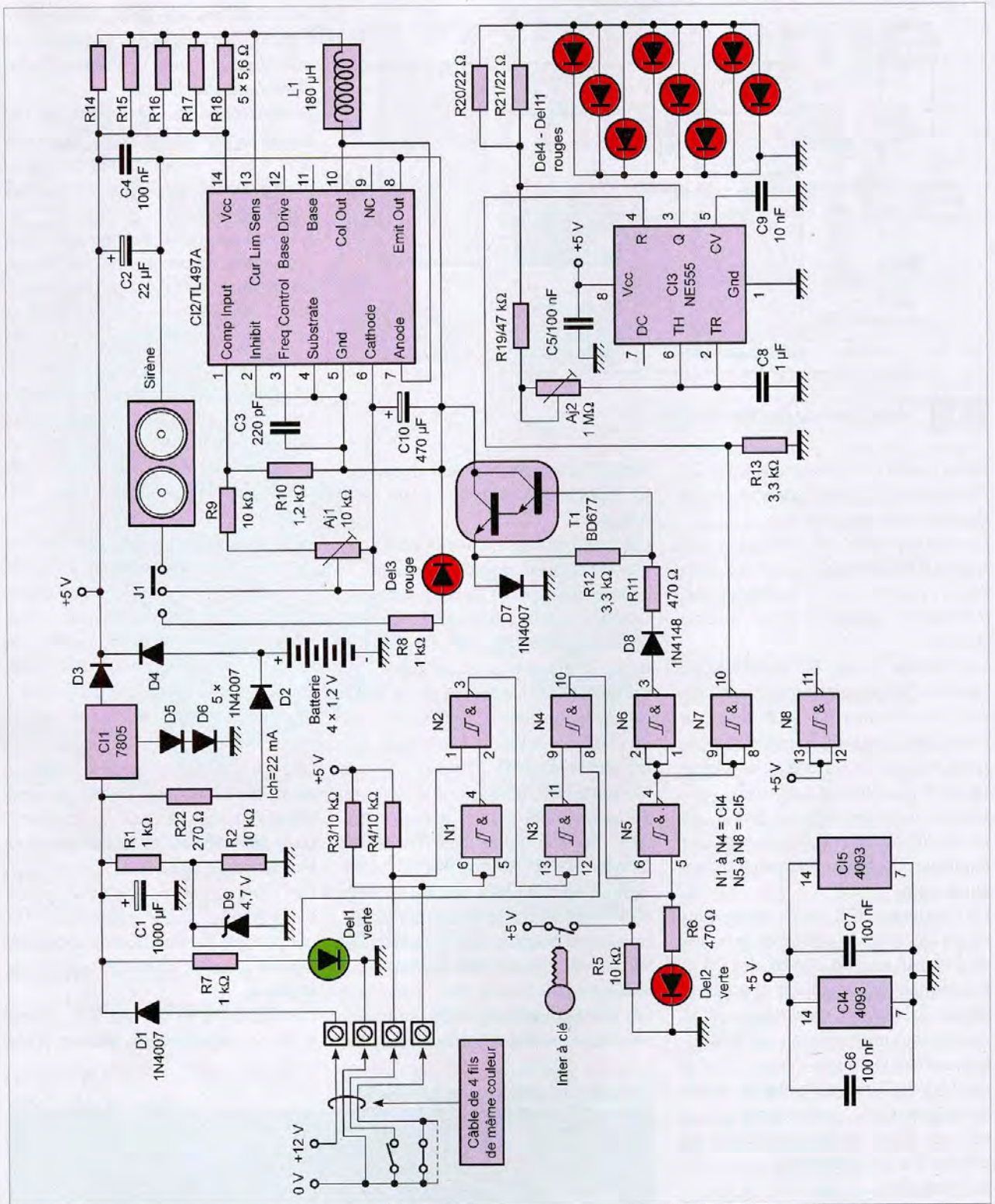
La porte N6 inverse le niveau logique de la sortie de N5. Le signal ainsi obtenu attaque la base du transistor Darlington T1 via la diode D8 et la résistance de base R11.

Ce composant sert d'interrupteur électronique pour alimenter le convertisseur de tension par son pôle négatif et donc, le module sonore de la sirène.

L'émetteur de T1 est relié à la masse à travers la diode anti-retour D7. La

Spot de huit leds à haute luminosité





2 Schéma de principe

résistance R12, reliée à l'émetteur, bloque le transistor au repos. Le circuit IC2, un TL497A, intègre les composants les plus délicats d'un convertisseur à découpage (diode Schottky rapide et transistor). Nous avons fait appel au schéma classique du constructeur. Les résis-

tances R14 à R18, montées en parallèle pour éviter de dissiper une forte puissance, servent de capteur de courant. La traditionnelle inductance L1, utilisée dans ce type de montage, peut avoir une valeur comprise entre 100 et 200 μ H. Une self d'antiparasitage

convient parfaitement. La tension de sortie se règle à l'aide de la résistance ajustable Aj1 comparativement à la tension de référence de 1,2 volt recueillie aux bornes de la résistance R10. Le condensateur C3 commande l'oscillateur interne de IC2 alors que C10

filtre la tension de sortie. Les condensateurs C2, C4, C5, C6 et C7 découpent les tensions au plus près des circuits concernés. Le cavalier J1 permet de remplacer le hurlement de la sirène par l'illumination de la led 3 durant le réglage de la tension de sortie du convertisseur à 13,5 volts au moyen de l'ajustable Aj1.

Réalisation pratique

Un seul circuit imprimé supporte tous les composants, y compris ceux du spot lumineux. La **figure 3** donne le typon vu du côté pistes cuivrées.

Il convient de reproduire le dessin du circuit imprimé par la méthode photographique, seule vraiment fiable et efficace pour un résultat optimum. Après révélation, gravure au perchlore de fer et abondant rinçage, vous devrez percer tous les trous à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre.

Si vous avez pris la précaution de préparer les composants avant de réaliser le circuit, vous n'aurez pas de difficulté à sélectionner les trous à aléser à un diamètre supérieur.

Percez à 3,5 mm les trous de fixation de la platine, du spot du régulateur et du transistor.

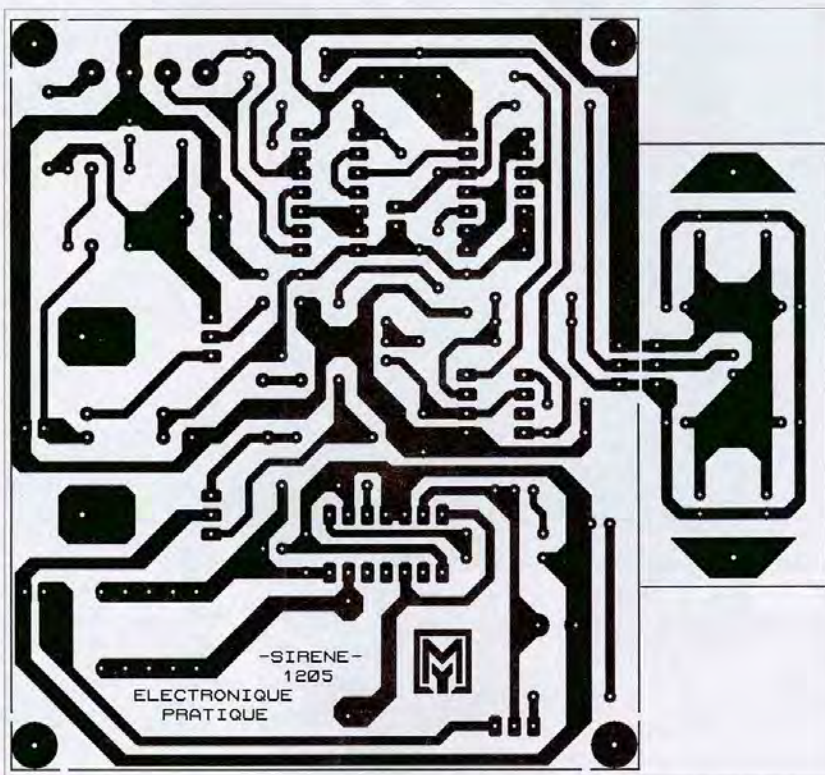
Séparez le circuit du spot lumineux de la platine principale.

Le plan d'insertion des composants est donné à la **figure 4**.

Commencez par souder les 3 ponts de liaisons et poursuivez le câblage dans l'ordre suivant. Implantez les résistances en premier lieu, puis les diodes, les supports de circuits intégrés, le condensateur céramique C3, les connecteurs constitués de barrette sécable femelle SIL, les condensateurs au mylar, les leds, le bornier à vis, les résistances ajustables, les condensateurs chimiques, la self L1 puis terminez par les composants montés sur dissipateur thermique (C11 et T1).

Avant toute mise sous tension, livrez-vous à de méticuleuses vérifications des pistes du circuit imprimé, de la valeur et du sens des composants polarisés (diodes, leds, condensateurs chimiques, etc.).

Pour les réglages et les essais, positionnez le cavalier J1 vers la résistan-



3 Tracé du circuit imprimé

ce R8 afin de ne pas vous retrouver assourdi et de ne pas détruire la sirène par une surtension due à une mauvaise position de Aj1.

Reliez la borne à vis « F » à « 0V », fermez l'interrupteur à clé et alimentez la platine sous une tension comprise entre 12 et 14 volts entre les bornes « 0V » et « +12V ».

La led 2 verte au milieu du spot doit s'allumer. Raccordez la batterie constituée de 4 éléments de 1,2 volt, d'une capacité comprise entre 600 et 2500 mA/H, sur le connecteur marqué « BAT ».

Attention au sens ! Reliez le module de la sirène sur le connecteur noté « SIR », là encore, prenez garde au sens.

Déconnectez la borne « F », la led 3 (remplaçant la sirène) doit s'allumer, les 8 leds du spot doivent clignoter plus ou moins rapidement.

Raccordez un multimètre numérique commuté en voltmètre entre la masse et la broche centrale de J1, puis réglez la tension à 13,5 volts au moyen de l'ajustable Aj1.

La cadence du clignotement du spot se modifie avec Aj2.

Retirez l'appareil de mesures, raccordez à nouveau la borne « F » à la

masse. Le spot et la led 3 doivent s'éteindre.

Positionnez le cavalier J1 vers la self et votre sirène sera prête à fonctionner normalement.

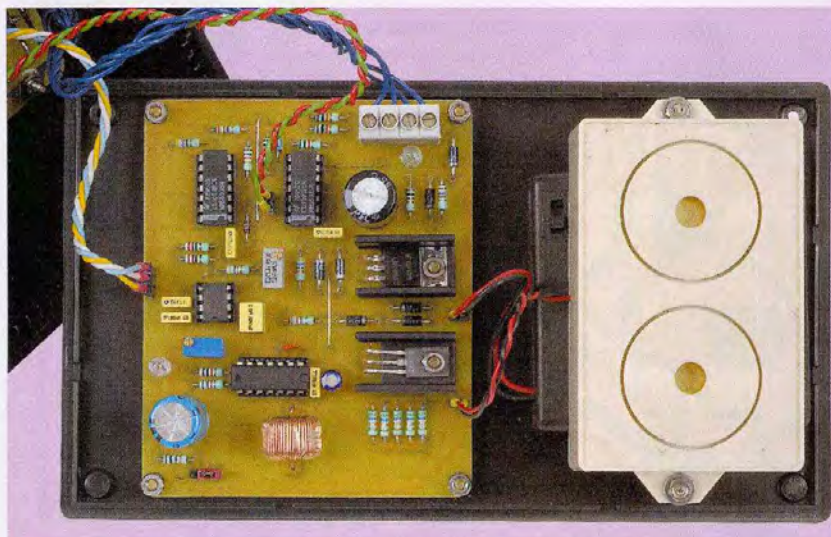
Précautions

Enfermez votre sirène dans un boîtier en plastique ou métallique percé de nombreux petits trous en regard du module sonore. Le spot lumineux et l'interrupteur à clé doivent être fixés en façade.

Les quatre fils externes de raccordement au bornier doivent être de la même couleur afin de ne pas renseigner un éventuel malfrat.

L'alimentation du montage doit être protégée (fusible ou régulateur intégré 7812) afin de prévenir un court-circuit malveillant ou accidentel.

Maintenez et vérifiez toujours l'état de charge des batteries de secours. Enfin, gardez à l'esprit qu'un accès difficile évite ou retarde sa destruction (derrière une porte ou incorporée dans un plafond pour une habitation, sous un siège pour un véhicule ou un bateau).



Installation du module et de la sirène dans un boîtier "plastique"

Utilisation

L'utilisation de la sirène est simple. Une fois alimentée, l'interrupteur à clé autorise ou non son fonctionnement.

Le déclenchement se produit dans les cas suivants :

- ouverture de la boucle entre « 0V » et « F »,
- raccordement à « 0V » de la borne « O »,
- interruption de la tension d'alimen-

tation (après décharge du condensateur C1),

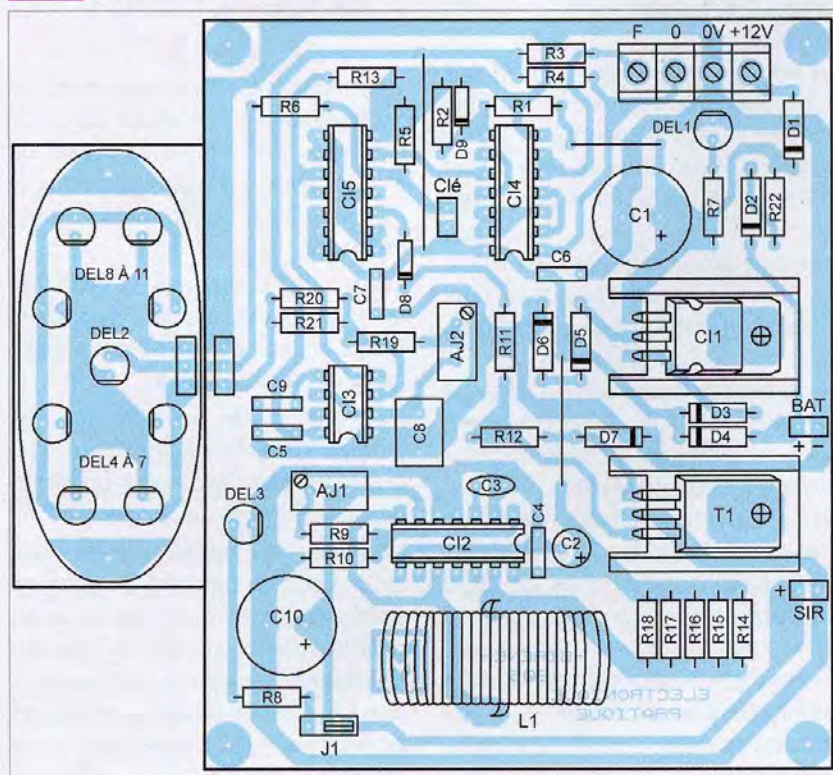
- court-circuit sur les fils d'alimentation (après décharge du condensateur C1).

Autrement dit : toute intervention sur les quatre fils de câblage se traduit par un déclenchement "hurlant" de la sirène.

Nous vous souhaitons une belle réalisation et surtout une protection efficace de vos biens.

Y. MERGY

4 Implantation des éléments



Nomenclature

Résistances 5%

- R1, R7, R8 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R2 à R5, R9 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R6, R11 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R10 : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge)
- R12, R13 : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
- R14 à R18 : 5,6 Ω (vert, bleu, noir)
- R19 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R20, R21 : 22 Ω (rouge, rouge, noir)
- R22 : 270 Ω (rouge, violet, marron)
- AJ1 : Ajustable vertical 25 tours 10 kΩ
- AJ2 : Ajustable vertical 25 tours 1 MΩ

Condensateurs

- C1 : 470 à 1000 μF/25 V
- C2 : 22 à 47 μF/25 V
- C3 : 220 pF (céramique)
- C4 à C7 : 100 nF (mylar)
- C8 : 1 μF non polarisé (mylar)
- C9 : 10 nF (mylar)
- C10 : 470 μF/25 V

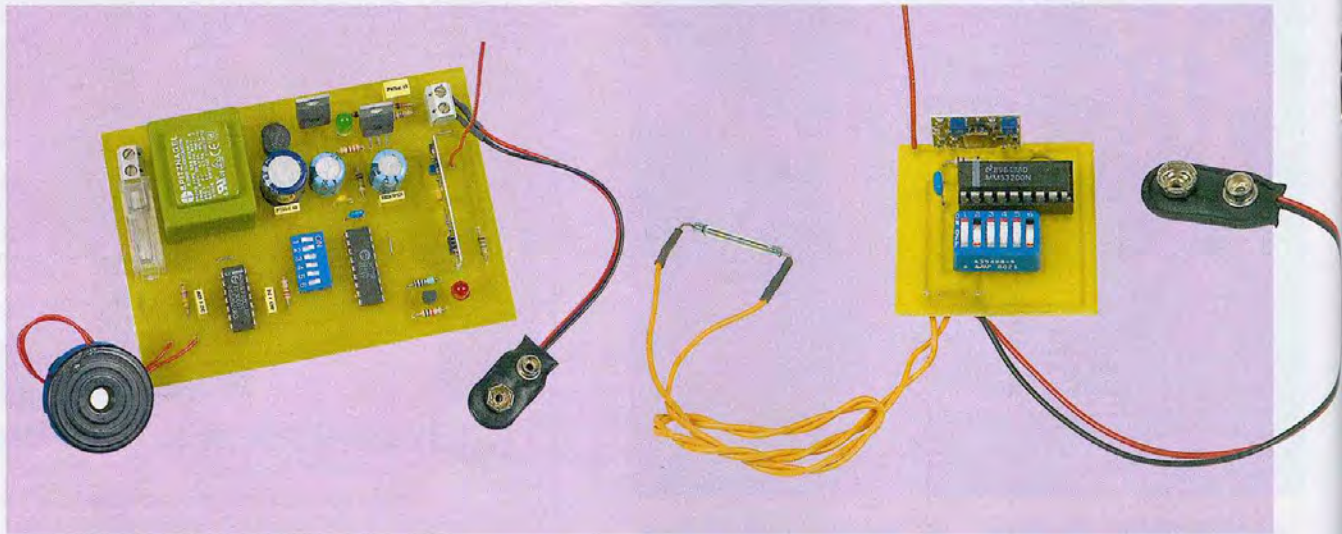
Semi-conducteurs

- CI1 : 7805
- CI2 : TL497A
- CI3 : NE555
- CI4, CI5 : CD4093
- D1 à D7 : 1N 4007
- D8 : 1N 4148
- D9 : Zener 4,7 V (1/4 ou 1/2 watt)
- DEL1, DEL2 : leds 5 mm verte (haute luminosité de préférence)
- DEL3 à DEL11 : leds 5 mm rouge (haute luminosité)
- T1 : BD677 (ou équivalent mais gare au brochage !)

Divers

- 1 support de circuit intégré à 8 broches
- 3 supports de circuits intégrés à 14 broches
- 2 dissipateurs thermiques pour TO220 (type ML26)
- 1 bornier à 4 vis au pas de 5,08 mm
- 1 interrupteur à clé (Saint Quentin Radio)
- L1 : self 180 μH (par exemple : Sélectronic Ref. 60.5628)
- J1 : cavalier de configuration et ses 3 broches de barrette sécable mâles
- Sirène à 2 cellules piézo (Lextronic ou Électronique Diffusion réf. SOPEB100)
- Boîtier 4 piles LR6 avec inter (Lextronic)
- 4 Batteries 1,2 V 600 à 2500 mA/H format LR6
- 1 Boîtier « ABS » (celui de la maquette est un Lextronic Ref. WCAH2852)
- Visserie et entretoises de diamètre 3 mm

Alarme pour disjoncteur EDF



Une coupure, même brève, de l'énergie électrique dans nos foyers est généralement suivie par l'inspection immédiate de l'état du disjoncteur général qui jouxte le compteur d'énergie. S'il n'est pas déclenché suite à un défaut d'isolement (différentiel), à une surintensité ou à cause d'un court-circuit (thermique + magnétique), il ne reste plus qu'à prendre son mal en patience et à attendre le retour du secteur... à la lumière d'une bougie !

Par contre, si le disjoncteur est déclenché, il s'agit d'une raison propre à l'installation de l'utilisateur, qui devra y remédier avant d'enclencher à nou-

veau l'appareil de protection. Il peut s'agir par exemple du simple claquage d'une lampe à incandescence, ou de la mise sous tension d'un appareil trop puissant ! En pleine nuit, une coupure de ce type risque de passer inaperçue, avec des conséquences fâcheuses sur la production d'eau chaude du chauffe-eau, le cycle de lavage d'une machine, le fonctionne-

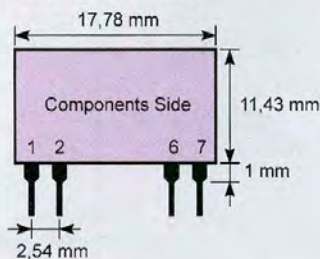
ment des appareils de surgélation ou simplement le chauffage dans une chambre d'enfant. Si rien n'est possible pour pallier à l'absence du secteur, il nous semble très utile d'avertir l'utilisateur que le disjoncteur vient de passer automatiquement à l'arrêt et qu'il convient d'y remédier au plus vite.

Notre maquette surveille donc en per-

1 Couple de modules HF fabriqués par Télécontrolli

Module Télécontrolli RT5-433
Module radio émetteur 433,92 MHz
(format SIL) avec sortie antenne externe

Dimensions du module

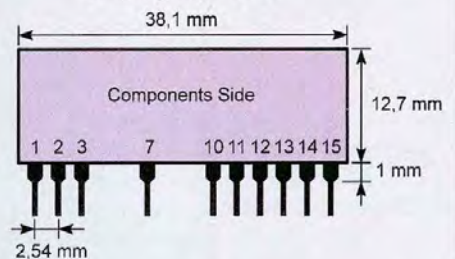


Description des broches

- 1 : Sortie antenne externe
- 2 : Modulation d'entrée
- 6 : Gnd
- 7 : Vcc

Module Télécontrolli RR3-433
Module radio récepteur 433,92 MHz
super réaction

Dimensions du module



Description des broches

- 1 : RF + Vcc
- 2 : RF Gnd
- 3 : Antenne
- 7 : RF Gnd
- 10 : AF + Vcc
- 11 : AF Gnd
- 12 : AF + Vcc
- 13 : Point de test
- 14 : Sortie
- 15 : AF + Vcc

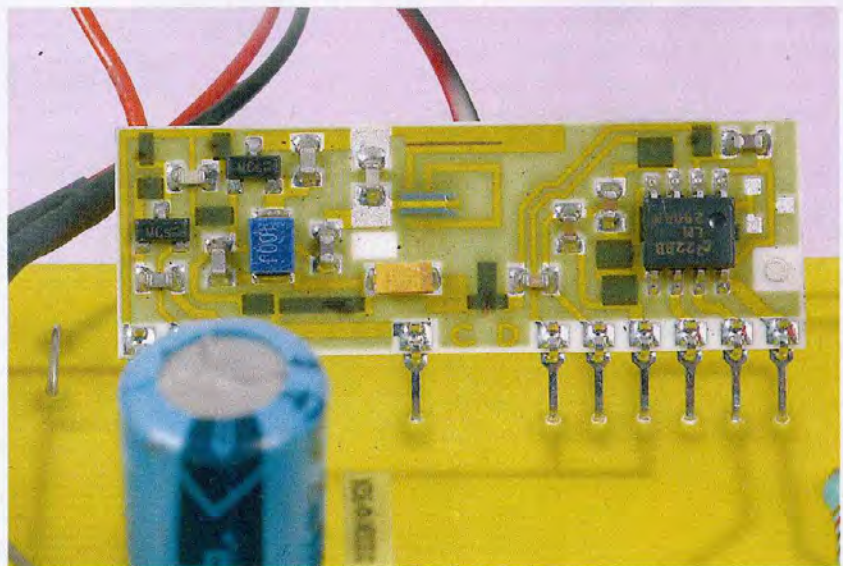
manence le disjoncteur général et saura distinguer une simple absence de tension d'un déclenchement permanent.

Un signal sonore et visuel, alimenté par une source autonome, se manifesterà dans une telle situation.

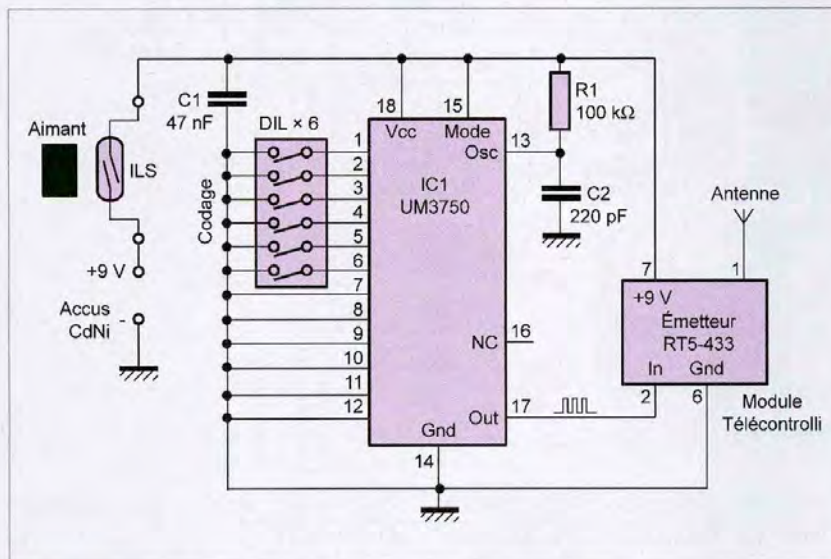
Analyse du schéma électronique

Nous mettons en œuvre un couple de modules HF de Télécontrolli (**figure 1**), sous une fréquence de 433 MHz.

Cet ensemble est disponible notamment chez Lextronic pour un coût abordable et une excellente fiabilité.



Le module "récepteur" RR3-433 de Télécontrolli



2 Utilisation d'un circuit codeur UM3750 pour l'émetteur

La **figure 2** précise le détail de l'émetteur qui exploite un circuit codeur de type UM 3750, parfaitement équivalent au célèbre modèle MM 53200, maintes fois déjà présenté dans cette revue.

Seules les six premières broches du circuit IC1 sont reliées à un bloc de contacts miniDIL, les six autres bits du code sont directement reliés à la masse.

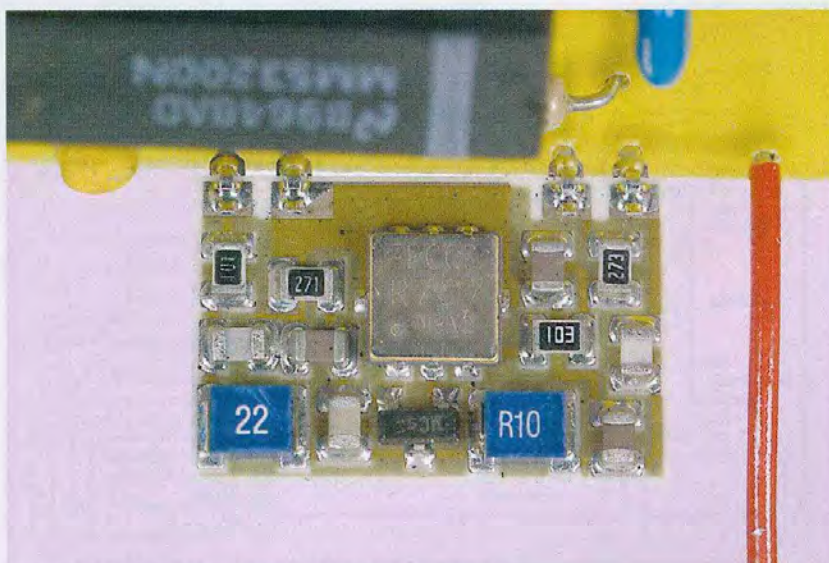
Les composants de l'oscillateur sont R1 et C2, dont les valeurs seront impérativement les mêmes sur le module récepteur.

Au repos, la consommation du circuit émetteur est nulle car l'alimentation de la pile ou de l'accu Cd Ni sera obtenue uniquement à la fermeture du petit contact ILS, disposé à proximité de l'aimant collé sur la manette de commande du disjoncteur.

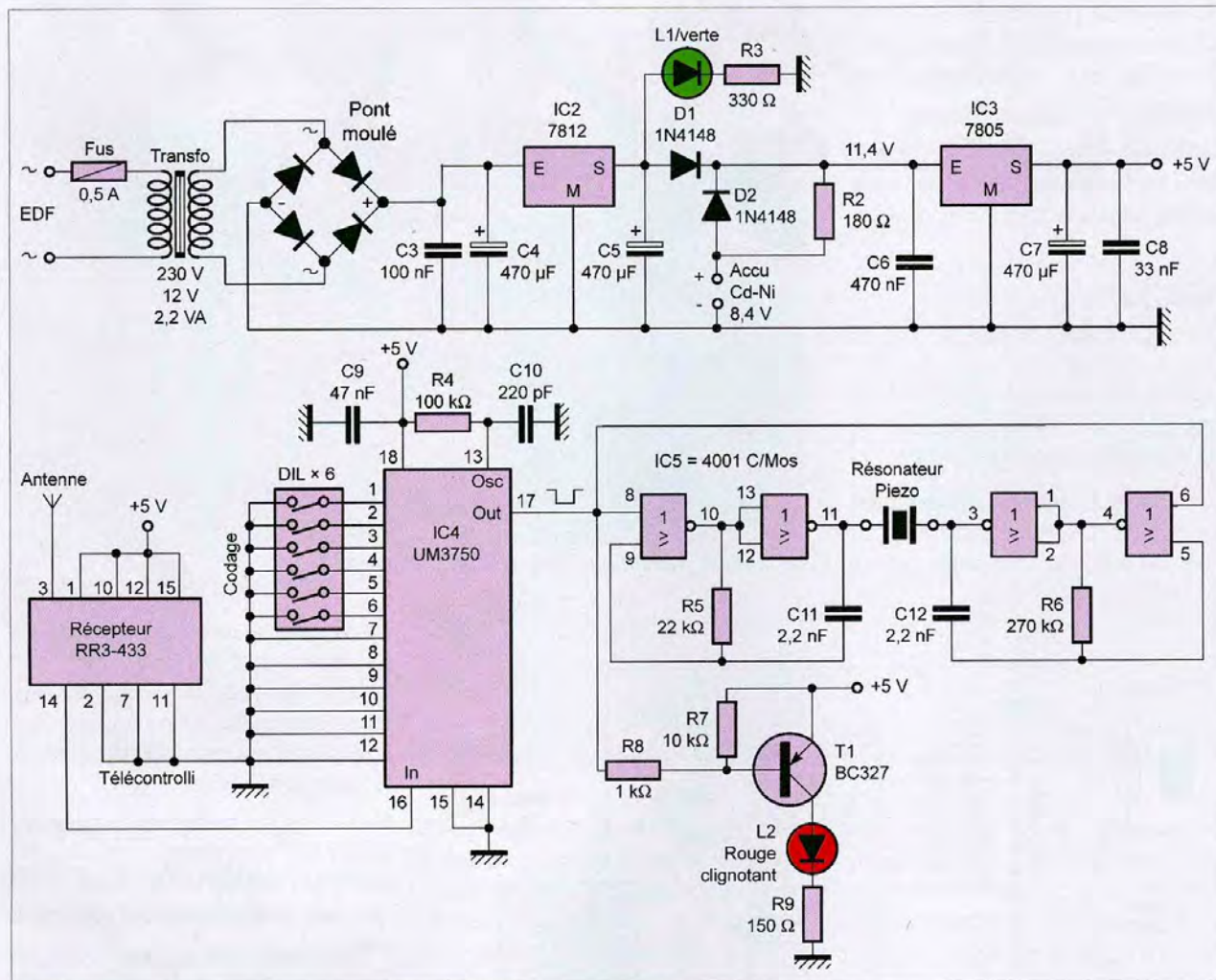
En principe, le levier sera disposé en bas en cas de coupure.

Parfois, on peut trouver également un poussoir rouge et un poussoir vert qu'il sera facile de solliciter.

La **figure 3** dévoile la constitution du récepteur, disposant en plus d'une section d'alimentation sur le secteur. Cette partie du schéma alimente une diode led verte en situation normale et assure en outre la charge d'un accumulateur au Cd Ni de 8,4 volts. Le régulateur 7812 gère la charge de la batterie à travers la diode anti-retour D1 et la résistance R2 de faible valeur.



Le module "émetteur" RT5-433 de Télécontrolli



3 Principe de fonctionnement du récepteur

Une tension de 5 volts est nécessaire pour l'alimentation du module de réception RR3-433, suivi du décodeur IC4 de même nature.

La sortie 17 à l'état bas, si le code exact est détecté durablement, provoque deux actions distinctes :

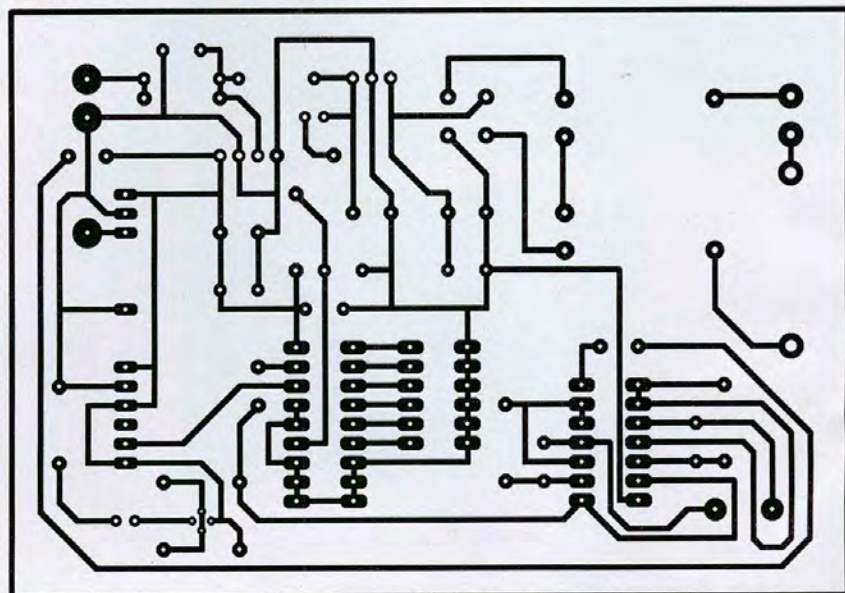
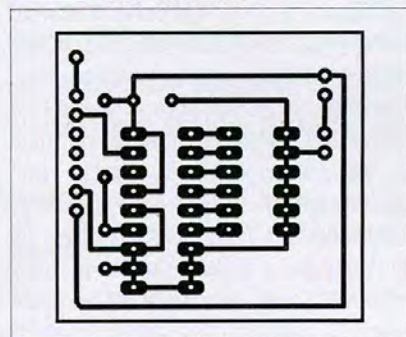
- faire clignoter la led rouge à travers le transistor T1

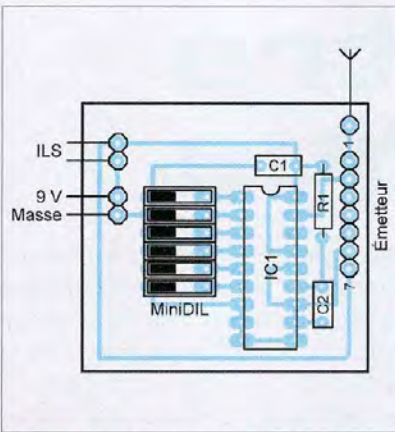
- produire un signal sonore puissant à l'aide de deux bascules astables

construites autour de quelques portes NOR.

5 Circuit imprimé du récepteur

4 Circuit imprimé de l'émetteur





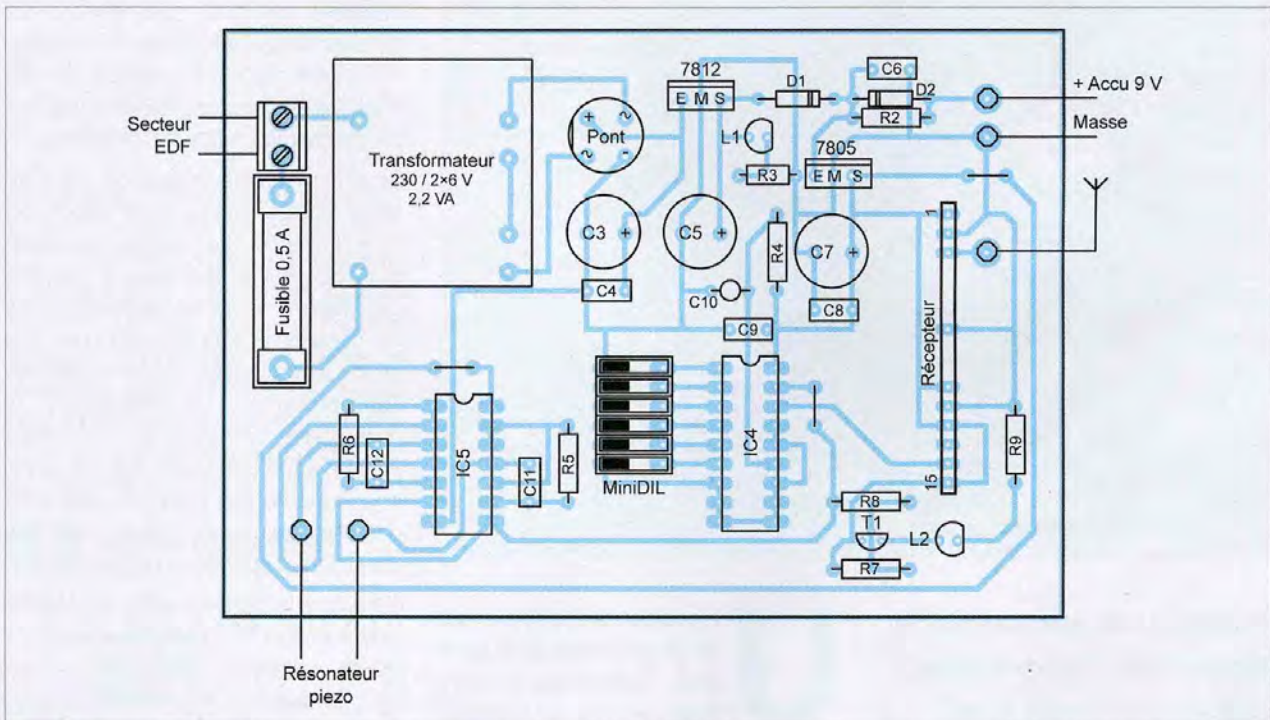
6 Mise en place des quelques composants de l'émetteur

Réalisation pratique et réglages

Il faudra graver séparément les 2 circuits E + R, dont les tracés sont donnés aux figures 4 et 5. La mise en place des divers constituants ne pose aucun problème insurmontable et fait l'objet des figures 6 et 7. Pour une mise en coffret, on veillera à sortir les éléments utiles : antenne, cordon secteur, résonateur et leds de signalisation. La petite taille de l'émetteur permettra sans aucun doute de le placer très près du dis-

joncteur à surveiller. On veillera à disposer correctement le contact ILS et l'aimant solidaire du levier du disjoncteur. Aucun réglage n'est nécessaire, hormis le codage binaire identique de l'émetteur et du récepteur sur les miniDIL. Pour la charge de l'accu 8,4 V, d'une capacité de 150 mAh, on conseille une intensité de charge au 1/10^{ème}, soit 15 mA en permanence. La simple application de la loi d'Ohm aux bornes de la résistance R2 permettra de vérifier le courant de charge.

G. ISABEL



7 Plan de câblage du récepteur

Nomenclature

Semi-conducteurs

IC1, IC4 : codeur/décodeur 12 bits
UM 3750, boîtier DIL 18
Emetteur Télécontrolli 433 MHz,
RT5 - 433 (Lextronic)
Récepteur Télécontrolli 433 MHz,
RR3 - 433 (Lextronic)
IC2 : régulateur 7812, boîtier TO 220
IC3 : régulateur 7805, boîtier TO 220
IC5 : quadruple NOR C/MOS 4001
Pont moulé cylindrique
D1, D2 : diode commutation 1N 4148
T1 : transistor PNP/BC 327
L1 : diode led verte 5 mm
L2 : diode led rouge 5 mm,
clignotante

Résistances (toutes valeurs 1/4 de watt)

R1, R4 : 100 k Ω
R2 : 180 Ω
R3 : 330 Ω
R5 : 22 k Ω
R6 : 270 k Ω
R7 : 10 k Ω
R8 : 1 k Ω
R9 : 150 Ω

Condensateurs

C1, C9 : plastique 47 nF
C2, C10 : céramique 220 pF
C3 : plastique 100 nF
C4, C5, C7 : chimique 470 μ F / 25 V

C6 : plastique 470 nF
C8 : plastique 33 nF
C11, C12 : plastique 2,2 nF

Divers

Transformateur à picots 230 V / 2 x 6 V,
2,2 VA
Porte fusible pour C1 + cartouche 0,5 A
2 x bloc de 2 bornes, vissé-soudé,
pas de 5 mm
2 supports à souder DIL 18, broches
"tulipe"
Support à souder DIL 14
2 blocs de 6 miniDIL
Résonateur piezo à fils
Contact ILS + aimant
Bloc accu Cd-Ni 8,4 V modèle 6F22

Éthylomètre électronique



Malgré une apparente simplicité, on peut dire que ce montage aura nécessité un grand nombre d'essais. Basé sur un capteur de gaz résistif, cet éthylomètre vous indiquera tout de suite si vous êtes en état de conduire ou non. Car comme vous le savez déjà, après un repas arrosé, il est souvent plus astucieux de se faire raccompagner que de prendre des risques.

Un accident est si vite arrivé et les contrôles sont sans pitié. Sachez que si votre taux d'alcool est compris entre 0,5 et 0,8 gramme par litre de sang, vous risquez une amende forfaitaire de 135 euros et la perte de six points pour le permis de conduire. Au-dessus de 0,8 gramme par litre de sang, c'est deux ans d'emprisonnement et 4 500 euros d'amende, en plus des six points perdus.

Le capteur de gaz

Ce montage utilise un capteur de gaz (ou « de fumée ») de type résistif dont la partie active est constituée d'oxyde d'étain (SnO_2). La résistivité de ce matériau porté à haute température, a la particularité de varier en fonction de la composition chimique et surtout du caractère oxydant/réducteur du

gaz l'environnant. Par exemple, en présence d'un gaz réducteur (perdant un/des électrons) comme le monoxyde de carbone (CO), les réactions à la surface de notre capteur font baisser sa résistivité. La tension aux bornes de la résistance de charge du capteur augmente alors.

Ce phénomène est d'ailleurs plus sensible avec les gaz réducteurs qu'avec les gaz oxydants. Il est également plus sensible à chaud, ce qui explique la présence de la résistance de préchauffage ($33 \Omega / 750 \text{ mW}$).

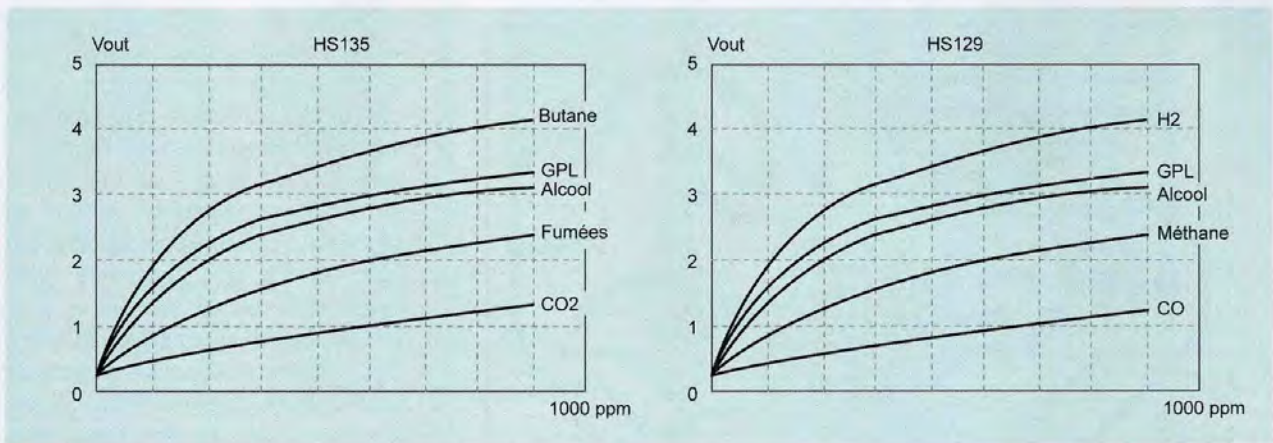
Le principal désavantage de ces capteurs est leur manque de sélectivité. Bien qu'il en existe plusieurs modèles, plus ou moins sensibles à certains gaz (**figure 1**), ils ne permettent pas de détailler la composition d'un gaz où de nombreuses autres molécules sont présentes. La température, la teneur en oxygène et l'humidité influençant également les mesures, on n'utilisera ces capteurs que dans des applications simples et dans des conditions supposées ordinaires.

Bien que la dénomination du HS129 utilisé ici soit "Air pollution sensor", il est en réalité bien difficile de s'en servir pour détecter les pics de pollution les jours de canicule par exemple. Ce composant se prête mieux à la fabrication d'un détecteur de fumée anti-incendie, ou d'éthylomètre.

La figure 1 montre les courbes de réponse de deux capteurs à différents gaz. Ces deux modèles sont utilisables dans notre montage et dans les deux cas les vapeurs d'alcool sont clairement parmi les gaz les plus réactifs. Bien sûr, si vous êtes en présence de butane ou d'hydrogène, votre test d'alcoolémie sera totalement faussé !

Schéma

En utilisant un tel capteur pour confectionner un éthylomètre, le

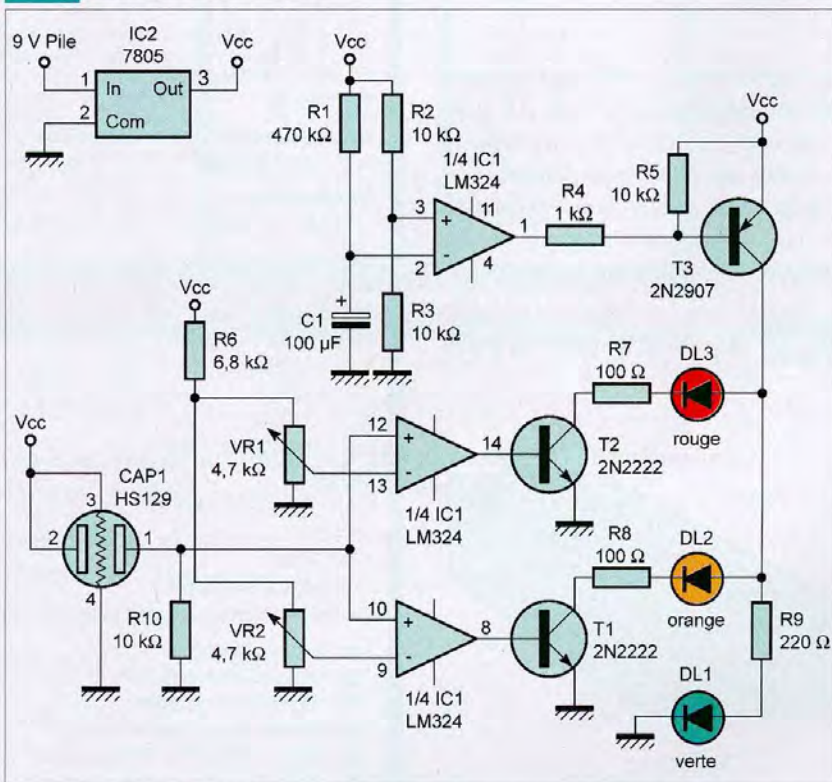


1 Sensibilités à différents gaz

choix a été fait de ne pas chercher une grande précision. Le montage détecte tout au plus deux seuils distincts, matérialisés par deux leds. Une led rouge indique un taux supérieur à 0,5 g/l et une led orange un taux inférieur (mais non négligeable). Comme on peut le voir en **figure 2**, deux amplificateurs opérationnels sont utilisés en comparateur. Chacun reçoit la tension issue du capteur, ainsi qu'une tension de référence ajustable. Un troisième amplificateur opérationnel permet d'obtenir la temporisation nécessaire au préchauffage du capteur. Avec la charge de C1

à travers la résistance R1, on obtient environ 15 secondes avant la saturation de T3. Ce transistor permet alors l'alimentation des trois leds. Seule la led verte doit s'allumer dans un premier temps pour signaler que le montage est prêt à fonctionner (à moins que vous n'avez déjà soufflé). L'alimentation du montage peut se faire avec une pile de 9 V (LR6) et un régulateur 7805, mais attention à la consommation. Celle-ci peut atteindre les 200 mA en raison de la résistance de préchauffage du capteur. Il ne faudra donc pas oublier d'éteindre l'éthylomètre après utilisation.

2 Schéma de principe

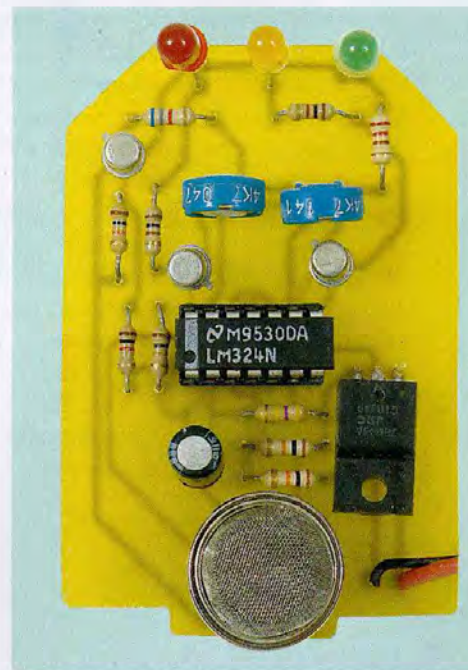


Réalisation

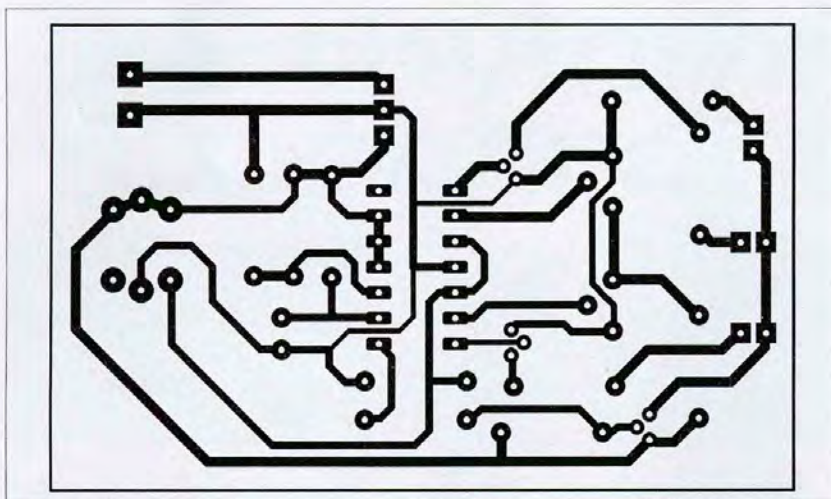
Le circuit imprimé (**figure 3**) a été dessiné en simple face et ne pose donc pas de problème particulier, si ce n'est qu'il faudra surveiller la hauteur des leds pour permettre leur passage dans la face avant du boîtier. Il faudra également utiliser un foret de 1 mm, pour percer les pastilles des grosses pattes du capteur et du régulateur 5 V.

L'implantation des composants est donnée en **figure 4**.

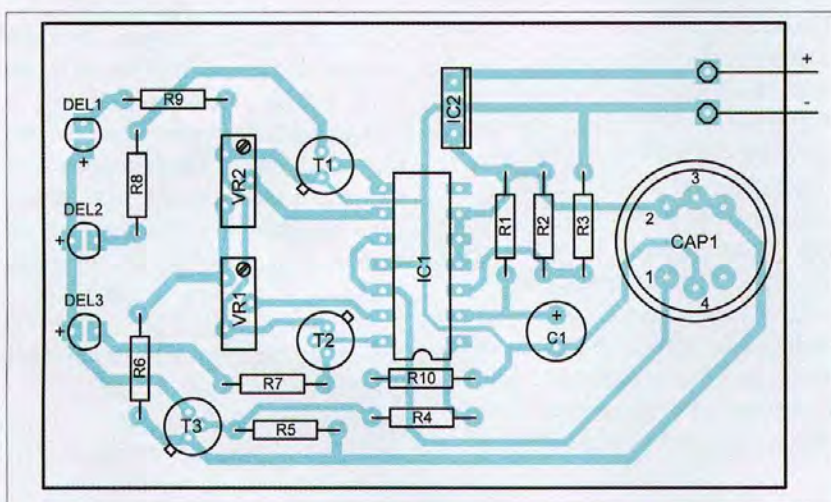
Les dimensions du circuit imprimé ont été prévues pour l'utilisation d'un boîtier Velleman de type G410.



Notre maquette prête à prendre du service. Nous l'avons bien entendu testée



3 Circuit imprimé



4 Implantation des composants

Le volume disponible est partagé entre le circuit imprimé et la pile de 9 V.

Un trou de 1 à 2 cm de diamètre sera pratiqué au-dessus du capteur, quatre autres trous seront percés en façade pour loger les trois leds et un interrupteur marche/arrêt.

On pourra également pratiquer des trous de ventilation sur les côtés pour que le capteur n'ait pas un temps de réaction trop important (figure 5).

Attention ! Le capteur de gaz est un composant très fragile. Évitez absolument de forcer sur la grille de protection. Évitez également les chocs.

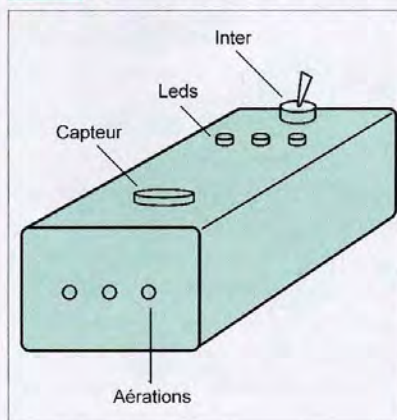
Mise en fonctionnement

À la première mise sous tension, il vous faudra commencer par faire un premier réglage approximatif des

ajustables VR1 et VR2. Des tensions de respectivement 1,2 V et 0,6 V en leurs deux points milieux ne devraient pas être loin du réglage définitif.

Par la suite, il vous faudra vous procurer quelques mini éthylomètres chimiques que l'on trouve en pharmacie

5 Exemple de perçages du boîtier



ou au supermarché. Ceux-ci pourront vous servir de référence pour affiner le réglage du seuil des 0,5 g/l, à condition bien sûr de faire plusieurs essais (forcément bien arrosés).

Vous pourrez aussi faire des essais en conditions réelles en utilisant un simulateur d'alcoolémie comme on peut en trouver sur divers sites Internet (voir liens).

À chaque mise sous tension du montage, n'oubliez pas qu'une période de préchauffage d'environ 15 secondes est nécessaire au bon fonctionnement du capteur. Ce n'est **seulement qu'après ce laps de temps que la led verte devra s'allumer** signalant que l'appareil est prêt. La led orange ne devra pas du tout s'allumer à jeun et après une profonde expiration.

Les documentations techniques précisent qu'il est recommandé de laisser sous tension chaque nouveau capteur au moins 24 heures d'affilée afin de stabiliser sa partie active (il sera préférable d'utiliser une alimentation stabilisée).

G. SAMBLANCAT
g.samblancat@free.fr

Nomenclature

Résistances

- R1 : 470 kΩ
- R2, R3, R5, R10 : 10 kΩ
- R4 : 1 kΩ
- R6 : 6,8 kΩ
- R7, R8 : 100 Ω
- R9 : 220 Ω

Résistances ajustables verticales

- VR1, VR2 : 4,7 kΩ

Condensateur

- C1 : 100 μF/16 V

Semi-conducteurs

- DEL1 : Led Verte
- DEL2 : Led Orange
- DEL3 : Led Rouge
- T1, T2 : 2N2222
- T3 : 2N2907
- IC1 : LM324
- IC2 : Régulateur 7805

Divers

- CAP1 : Capteur type HS129 (ou HS135)
- Interrupteur
- Support CI. 14 pattes
- Coffret « Velleman » type G410

Les bonnes adresses

- <http://www.selectronic.com>
- <http://www.gotronic.com> : fournisseurs de capteurs de gaz.
- <http://abc.cocktail.free.fr/tauxalcohol.htm> : calculez le taux d'alcoolémie

MONTAGES

AUDIO

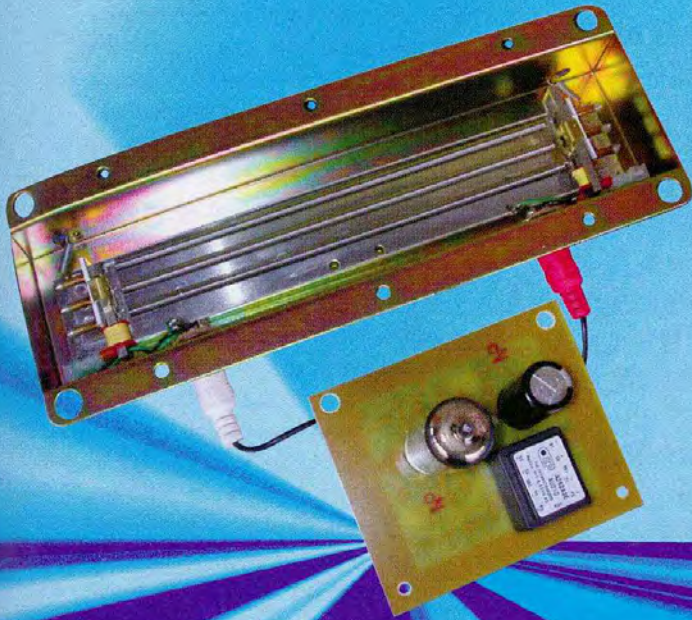
COURS N° 21 : ET SI ON PARLAIT « TUBES »

L'AMPLIFICATION DITE DE « PUISSANCE »

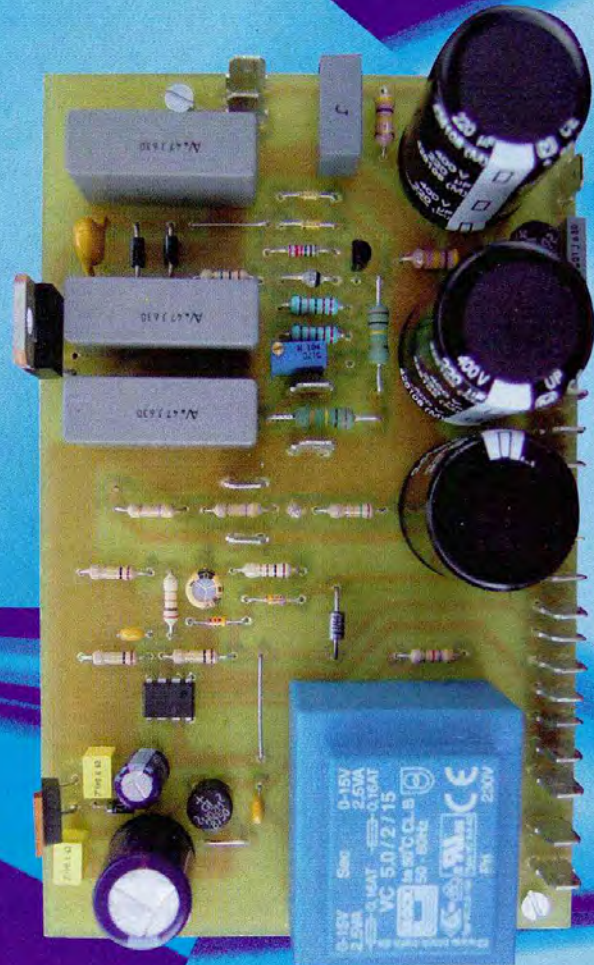
PUSH-PULL CLASSE A DE 2 x 24 Weff

ET SON BLOC ALIMENTATION STABILISÉE

RÉVERBÉRATION POUR AMPLI GUITARE



UNITÉ DE RÉVERBÉRATION
A RESSORTS



CARTE DE STABILISATION



PUSH-PULL CLASSE A
DE 6L6GC



DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE

L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE »

Après l'amplificateur de tension « RC », il aurait semblé logique d'étudier l'ensemble de tous les amplificateurs de tension possibles et imaginables... De la liaison directe aux amplis différentiels, de la liaison cathodique à la liaison par transformateur et *tutti quanti* ! Ne vous croyez pas sortis de l'auberge, nous étudierons tout cela... plus tard ! Avant toute chose, il nous faut en effet apprendre à connaître et à maîtriser l'amplificateur dit « de puissance ». Car, en audio, tout ce que nous venons d'étudier concernant les courbes de transferts, les impédances de charges, les capacités parasites, les bandes passantes et les distorsions va s'appliquer directement aux amplificateurs de puissance. Alors autant y aller tout de suite, vous ne croyez pas ?

Tout d'abord, une petite précision : pourquoi amplification dite « de puissance » et non amplification « de puissance » tout court ? Tout simplement, parce que tous les tubes, quels qu'ils soient, débitent de la puissance empruntée à la source de haute tension, dans des proportions plus ou moins importantes **en fonction de leur construction et de l'utilisation dans laquelle on va les cantonner.**

Nous ne reviendrons pas sur les géné-

ralités concernant les tubes. A ce sujet, nous vous invitons à vous reporter aux cours n°6 et 11 (*Led* n°179 et 184) où la constitution interne des tubes dits « amplificateurs de tension » et « amplificateurs de puissance » a été étudiée. En simplifiant le problème, nous dirons qu'en audio on utilisera un amplificateur de tension pour amplifier la tension fournie par une source (micro, cellule de tourne-disque, lecteur CD, tuner FM, etc.) à une valeur suffisante pour attaquer en tension un étage de puissance qui fournira **du courant** à un haut-parleur... donc de la puissance.

C'est cette notion **de courant** qui est la plus importante. Nous avons représenté **figure 1** un petit schéma très élémentaire constitué d'un amplificateur de « tension » (A) attaquant un amplificateur de « puissance » (B).

Comme (B) est un amplificateur constitué de un ou plusieurs tubes, nous avons représenté une résistance de fuite de grille de 470 kΩ aux bornes de laquelle est appliquée une tension alternative de 100 V. Cette tension est fournie par l'amplificateur de tension (A) qui a lui-même amplifié la tension alternative de 1 V appliquée à son entrée.

À la sortie de (B) (pour l'instant, nous ne nous occupons pas de ce qu'il y a dans la boîte !), on trouve un haut-parleur. Or, en mesurant la tension aux bornes de ce dernier, on obtient 8,9 V. Aurions-nous construit un « des-amplificateur », si j'ose m'exprimer ainsi ?

En première approximation, on pourrait répondre « oui » en terme de tension. Mais si on mesure le courant qui traverse le haut-parleur, cela change du tout au tout, car il est de 1,2 A. En appliquant la formule de la puissance :

$$P = U.I$$

Avec P en watts

U en volts

I en ampères,

La puissance fournie au haut-parleur est de :

$$P = 8,9 \times 1,2 \approx 10 \text{ W}$$

Revenons vers l'entrée de la « boîte » (B). Nous avons bien précisé que (B) est constitué de un ou plusieurs tubes.

Par principe même, ces tubes attaqués par leurs grilles ne consomment aucun courant.

Le seul courant fourni par (A) est celui qui traverse la résistance de 470 kΩ. Il est de :

$$I = \frac{100}{470\,000} = 0,2 \text{ mA}$$

La puissance fournie par (A) est de :

$$P = 100 \times 2 \cdot 10^{-4} = 0,02 \text{ W}$$

En résumé, nous avons fourni à l'entrée de (B), une puissance de 0,02 W et nous recueillons à la sortie, aux bornes du haut-parleur, une puissance de 10 W. Il y a bien eu **amplification de puissance**.

$$10 \log \frac{10}{0,02} \cong 27 \text{ dB}$$

De l'entrée de (A) au point 0, entrée de (B), nous avons cherché le maximum d'amplification de tension : de 1 V à 100 V.

(A) est un amplificateur de tension.

De l'entrée de (B) à sa sortie, nous avons cherché le maximum d'amplification de puissance.

(B) est un amplificateur de puissance. Cependant, ayez toujours à l'esprit qu'il s'agit toujours des mêmes principes. Que vous amplifiez en tension ou en puissance, **seuls diffèrent les courants mis en jeu** et, bien entendu, **les impédances de charges** qui peuvent être très différentes d'un type d'amplification à l'autre.

LES CLASSES D'AMPLIFICATION

Tout d'abord, quelques généralités. Lorsque les puissances mises en jeu sont faibles, ce qui est le cas de l'amplificateur de tension, le rendement du système est négligé.

On cherche avant tout la fidélité et/ou le minimum de distorsion. C'est pour cette raison que les amplificateurs de tension fonctionnent, à de rares exceptions près, en classe « A ».

Nous verrons plus loin que, comme le

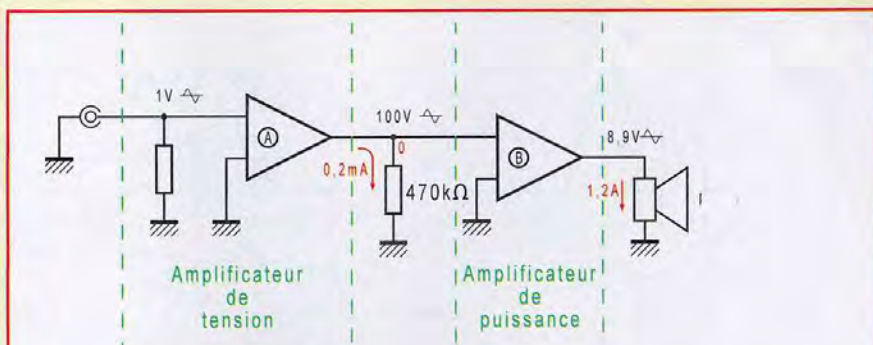


Figure 1 : Schéma très élémentaire constitué d'un amplificateur de « tension » (A) attaquant un amplificateur de « puissance » (B)

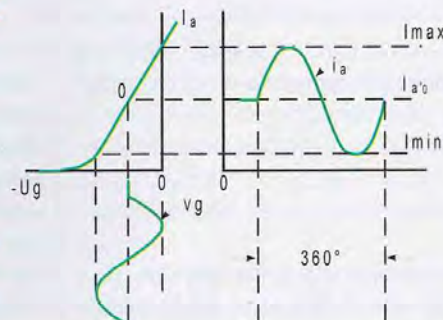


Figure 2 : Amplification en classe A. Le courant circule en permanence tout au long du cycle du signal appliqué à l'entrée

courant circule en permanence tout au long du cycle alternatif, en fixant correctement le point de repos sur la courbe de transfert, on peut maintenir un taux de distorsion relativement faible (voir cours n°19).

Dans le cas de faibles puissances, on fait aussi fonctionner certains amplificateurs dans cette classe d'amplification. C'est, entre autres, le cas de tous les amplificateurs mono triode, mono tétrade ou mono pentode.

Le rendement de ces amplificateurs est extrêmement faible (de l'ordre de 25 %), car ils consomment en permanence 100 % de l'énergie fournie par la source de haute tension, **quel que soit le niveau du signal à amplifier**.

C'est pour cette raison que lorsque la demande de puissance augmente, on utilisera des amplificateurs de puissance dits « push-pull », en classe AB ou B. En classe B, le rendement peut être supérieur à 60 %.

Les dénominations A, AB, AB2, B et B2 sont universellement employées.

Elles permettent de savoir instantanément à quel type d'amplification on a affaire.

Bien que nous parlions « tubes »,

sachez que les classes d'amplification A, AB et B sont applicables aux transistors (les classes AB2 et B2 n'existant pas pour ces derniers), mais pour des raisons complètement différentes de celles des tubes concernant essentiellement l'échauffement des jonctions. Ceci est une autre histoire...

LA CLASSE (A)

La classe (A) (figure 2) est la classe d'amplification que nous avons utilisée tout au long de nos vingt et un cours. Sa caractéristique principale réside dans le fait que le courant circule en permanence **tout au long du cycle du signal appliqué à l'entrée**.

Autre caractéristique importante : **aucun courant de grille** ne doit prendre naissance lors de l'exploration du cycle d'entrée.

D'autre part, en aucun cas la valeur de la tension d'entrée **ne doit dépasser le point de « cutoff »** du tube, ce qui aurait pour effet de bloquer ce dernier. Comme nous l'avons déterminé précédemment (cours n°19), le point de polarisation du tube au repos doit se situer vers le milieu de la partie droite de la caractéristique de transfert.

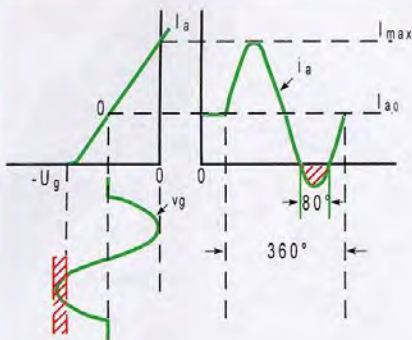


Figure 3a : Amplification en classe AB1

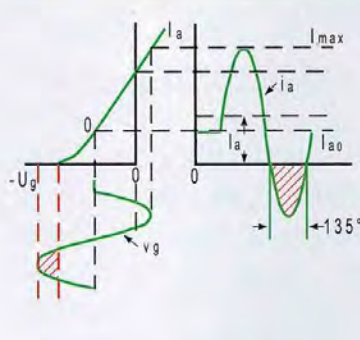


Figure 3b : Amplification en classe AB2

Ceci, en limitant la tension d'attaque afin de rester dans une zone de distorsions minimales.

En résumé

Amplification en classe (A)

- Excursion de grille interdite en zone de « cutoff » et zone positive.
- Le courant dans le tube circule tout au long du cycle de la tension d'attaque (360°).
- Le tube doit fonctionner dans la partie linéaire de la caractéristique de transfert.
- Le maximum de courant circule dans le tube au repos. Le rendement est donc très faible et l'usure des tubes maximale.

LA CLASSE (AB)

À partir de la classe d'amplification (AB) (figure 3), en audio, **et en audio uniquement**, on ne pourra obtenir des résultats corrects qu'en utilisant des montages dits « push-pull » que nous étudierons dans les prochains chapitres.

En électronique générale, les classes (AB) et (B) sont utilisées telles quelles dans certains amplificateurs vidéo, les amplificateurs d'impulsions, certains détecteurs et, en règle générale, à chaque fois qu'une amplification « unilatérale » positive ou négative d'un signal est nécessaire. Ce n'est évidemment pas le cas en audio où il s'agit d'amplifier des séries d'impulsions aléatoires positives ou négatives.

Qu'est-ce que la classe AB1 (figure 3) ?

Si on fait descendre, au long de la caractéristique de transfert, le point de polarisation vers des valeurs plus négatives (point 0 sur la figure), il est bien évident que le courant de repos du tube va baisser. Ceci augmentera donc le rendement du montage.

Malheureusement, en contrepartie, si l'excursion positive du signal ne présente aucun problème, **son excursion négative va amener le tube au « cutoff »** au-delà d'une certaine valeur de la tension d'attaque supérieure à la tension de polarisation. Le courant sera donc interrompu sur une portion plus ou moins importante du cycle. Cette exploration du cycle **est nommée classe « AB1 »**.

Amplification en classe AB1

(figure 3a)

- L'excursion de la grille est interdite en zone positive (pas de courant de grille) mais déborde sur la zone de « cutoff ».
- Le courant dans le tube va circuler perdant plus d'un demi-cycle de la tension d'attaque, mais moins qu'un cycle entier, une portion de cycle étant au-delà du « cutoff » (entre 180° et 360°).
- Le courant de repos étant plus faible qu'en classe A (point de polarisation plus négatif), le rendement augmente.
- En contrepartie, le courant dans le tube étant interrompu sur une portion du cycle, le taux de distorsion augmente énormément.

Quelle est donc la forme de cette distorsion ? Si vous vous reportez à notre cours n°19, vous constaterez que la sinusoïde n'étant tronquée **que d'un seul côté**, cette distorsion est essentiellement constituée d'harmoniques deux et d'un train d'harmoniques pairs. C'est pour cette raison qu'en audio la classe AB1 est universellement utilisée en montage « push-pull ». Comme nous le verrons plus loin, une des caractéristiques du « push-pull » est en effet d'éliminer les harmoniques d'ordre pair.

On peut encore augmenter le rendement de la classe AB1 en permettant à l'alternance positive du signal d'entrer dans la zone positive théoriquement interdite (figure 3b).

À cet instant, certains électrons émis par la cathode vont être captés par la grille, un courant de grille va prendre naissance, ce qui n'est pas sans inconvénients.

Cependant, cette excursion positive de la grille présente aussi des avantages. Cette classe d'amplification s'appelle la classe AB2. Le **suffixe « 2 »** indiquant un fonctionnement en grille positive.

Classe AB2

Avantage : le rendement augmente dans de grandes proportions.

Inconvénients : bien que la distorsion reste majoritairement constituée d'harmonique 2 et pairs, la courbure de caractéristique de transfert va faire augmenter le taux d'harmoniques 3 et impairs que le montage push-pull sera incapable d'éliminer.

Un courant de grille prenant naissance, l'étage d'attaque (driver en bon français) **va devoir fournir de la puissance**, ce qui complique sa conception.

L'alimentation va devoir fournir de forts appels de courant qu'elle doit donc être capable de fournir sans s'écrouler.

Un écroulement de l'alimentation réduirait la possibilité de l'étage polarisé en classe AB2 de fournir toute sa puissance et, parallèlement, le taux de distor-

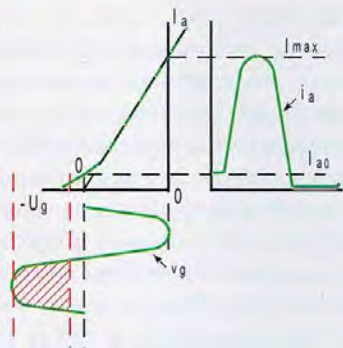


Figure 4a : Amplification en classe B

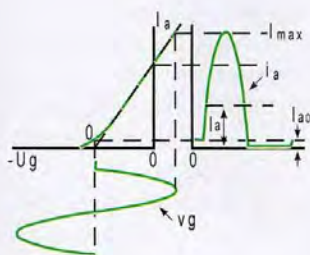


Figure 4b : Amplification en classe B2

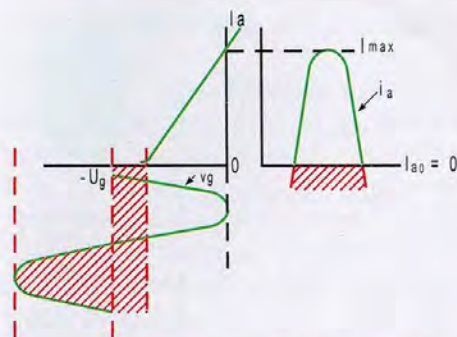


Figure 5 : Amplification en classe C

sion en harmoniques impairs augmenterait dans des proportions non négligeables.

Nous étudierons tout cela lors de l'étude approfondie des étages « push-pull ».

LA CLASSE B

Pour augmenter encore le rendement d'un tube de puissance, on va le faire travailler en classe B.

Qu'est-ce que la classe B ? C'est une classe AB où le tube est polarisé pratiquement au « cutoff », ce qui signifie qu'au repos il ne sera traversé par aucun courant.

En réalité, la polarisation du tube s'effectuera juste avant l'inflexion inférieure de la courbe de transfert (**figure 4a**), un faible courant de repos traversera le tube. Le rendement sera, cette fois, très important car seule la demi-alternance du signal balayera la courbe de transfert. L'alimentation, elle, devra suivre sans flancher cet énorme appel de courant. Les réserves émises pour la classe AB2 seront les mêmes ici : l'alimentation d'un amplificateur « push-pull » en classe B doit être parfaitement étudiée en terme de constante de temps de la courbe enveloppe audio (10 à 12 ms) et régulier en terme de tension (utilisation d'une self en tête de filtre).

La classe B est d'ailleurs le plus souvent utilisée en permettant une excursion de grille positive. On parle alors de classe B2 (**figure 4b**).

Ces montages en classe B2 ont été utilisés avec succès par Mc Intosh, dans les célèbres MC30 et MC60, et Radford

dans le non moins célèbre STA100.

Au prix d'une parfaite maîtrise des circuits d'alimentation et des transformateurs de sortie, ces constructeurs ont réussi, en classe B2, à tirer, avec des taux de distorsion incroyablement bas, des **puissances de crête** de :

- 60 watts pour le MC30 de Mc Intosh, avec deux simples 6L6
- 120 watts pour le MC60 du même constructeur avec des 6550/KT88
- 180 watts pour Radford avec les mêmes 6550/KT88.

Outre ces appareils utilisés en haute fidélité d'exception, vous trouverez la classe B2 dans pratiquement tous les amplificateurs de sonorisation et les amplificateurs pour guitares. Autant d'engins où l'on demande le maximum de rendement avec le minimum de tubes. Dernière précision : la classe B est majoritairement la classe d'amplification des appareils à transistors.

LA CLASSE C

Nous ne ferons ici qu'évoquer la classe C (**figure 5**) car elle est strictement inutilisable en audio.

La classe C consiste à polariser un tube au-delà du point de « cutoff », c'est-à-dire à une valeur de polarisation de grille **très négative**.

Lorsque l'on applique une tension alternative sur la grille de commande, le tube ne va conduire que sur une portion de demi-alternance positive. Le rendement sera alors très grand. Inutile de vous dire que même le push-pull ne pourra, en aucun cas, reconstituer le signal dans son intégralité.

La classe C n'est employée qu'en amplification d'impulsions ou en haute fréquence dans ce que l'on appelle des amplificateurs accordés, ce qui sort nettement de l'étude des tubes en audio.

Pour information, sachez qu'en paléo-électronique, la classe C était utilisée majoritairement dans les premiers ordinateurs numériques à tubes.

GÉNÉRALITÉS SUR LES AMPLIS DE PUISSANCE

Si vous vous reportez au cours n°16 (*Led* n°189), vous vous souviendrez qu'après une expérience simple, nous avons conclu que la puissance maximale fournie par une source à une charge était obtenue **lorsque la valeur ohmique de la charge était égale à la résistance interne de la source**.

Nous ne reviendrons pas sur la technologie des tubes. Souvenons-nous simplement qu'un tube dit « de puissance » a été dimensionné afin de pouvoir délivrer le maximum de courant, donc de puissance, sans exploser.

Or, dans le cas de l'amplification de puissance, la source **est le tube lui-même** et la résistance de la source **est sa résistance interne** ρ . Quelle sera la charge de notre « tube source » ?

En pratique, en audio, cette charge sera une impédance complexe constituée par un transformateur alimentant un ou plusieurs haut-parleurs. On parlera donc « d'impédance de charge ».

Mais afin que vous compreniez bien les phénomènes mis en jeu, nous allons

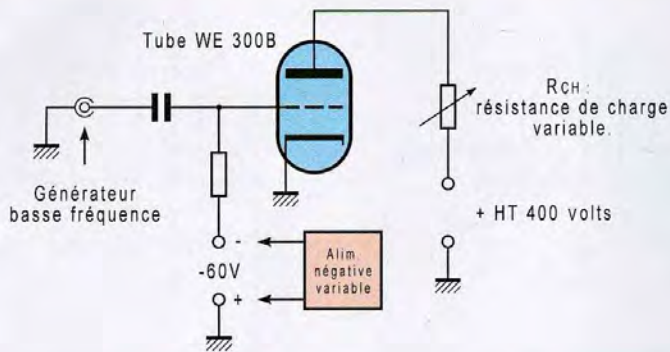


Figure 6 : Montage théorique d'essais

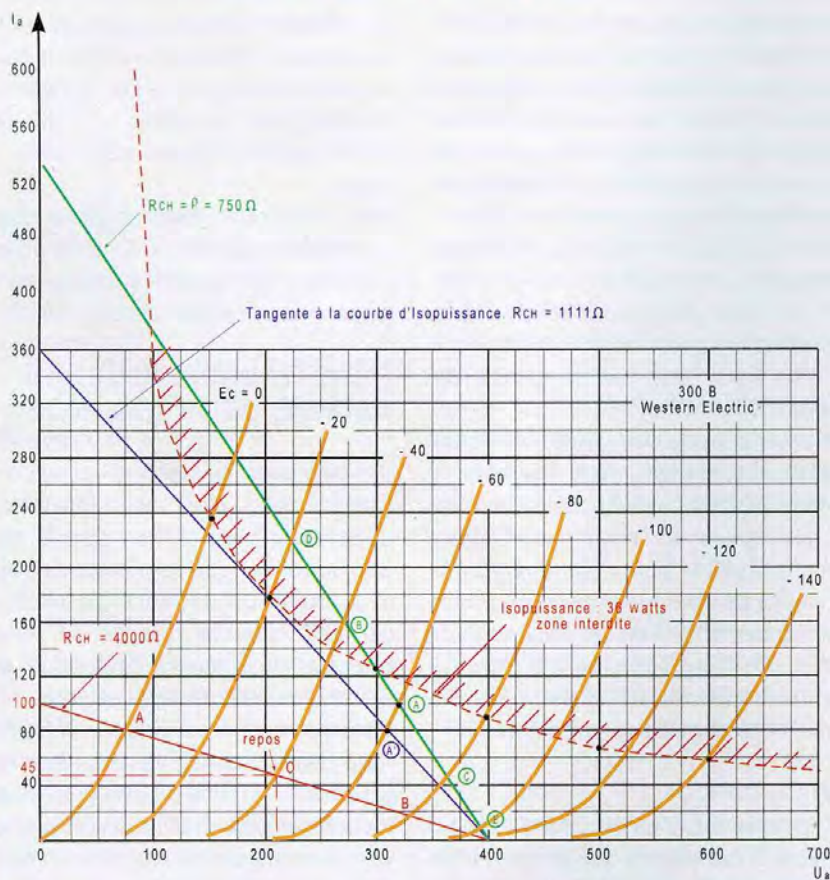


Figure 7 : Placement des droites de charges, en supposant que ces charges soient des résistances pures, sur le réseau de caractéristiques $i_a = f(U_a)$ à $U_g = \text{constante}$ d'une triode 300B

supposer, dans un premier temps et pour simplifier cette étude, que la charge des tubes que nous étudierons sera constituée par une « pure résistance ». Nous garderons cependant à l'esprit que tout ce qui se dira concernant la « résistance de charge » s'appliquera en plus complexe dès que nous substitue-

rons à cette résistance un transformateur dit « de sortie ». Donc, pour le moment, toute la puissance délivrée par nos tubes sera dissipée sous forme de chaleur dans la résistance de charge. La musique, ce sera pour les prochains chapitres ! Commençons donc par la triode de puissance en classe A.

LA TRIODE DE PUISSANCE EN CLASSE A

Vous venez d'acquérir une triode 300B que vous avez payée fort cher ! Au prix où est ce tube, vous allez essayer de lui faire débiter un maximum de puissance de façon à ce que le rapport watt/euro soit le meilleur possible. Nous avons fait réaliser le petit montage de la **figure 6**. Après examen du schéma, vous me dites : « Facile ! Pour obtenir le maximum de puissance de ma 300B, il suffit que je rende R_{CH} égale à la résistance interne du tube. La résistance interne « ρ » de la 300B étant de 750Ω , il suffit que je règle R_{CH} à 750Ω ... et le tour est joué ! »

Le tour est joué ? Vous avez tout faux ! Car lorsque vous appliquerez la modulation sur la grille de votre tube, vous aurez de grandes chances de voir celui-ci rougir de congestion et mourir dans un feu d'artifice du plus bel effet ! Ceci pour la raison suivante : vous avez dépassé la courbe dite de « dissipation maximale » du pauvre tube. Lequel, si vous aviez pu l'entendre, vous aurait délivré des sons parfaitement distordus. Ce n'était certainement pas le but à atteindre !

Pour comprendre, il nous faut revenir sur la constitution des tubes de puissance.

Les constructeurs s'efforcent d'obtenir des résistances internes faibles. Leur résistance interne est **très faible** dans le cas des tubes de régulation. La 6AS7G/6080, par exemple, a une résistance interne de l'ordre de 280Ω . La 6C33 russe une certaine d'ohms, ce qui n'est pas sans poser des problèmes. Plus classiquement, les tubes utilisés en audio : 2A3, 6B4, R120 et, bien entendu, la célèbre 300B, présentent des résistances internes de l'ordre de 700Ω à 1000Ω .

Les grosses triodes d'émission affichent : 1700Ω pour la 845 et 400Ω pour la 211/VT4C.

Les pentodes et tétrodes audio **utilisées en triodes**, ce qui s'effectue en réunissant la grille-écran et l'anode, présentent aussi de relativement faibles résistances internes (de 800 à 2000Ω).

Ces EL84, EL34, 6550, KT88, 6L6 et KT66 montées ainsi **fonctionnent comme de vraies triodes**.

Reportez-vous à la **figure 7**.

Nous avons reproduit le réseau de courbes de la célèbre 300B : $I_a = f(U_a)$. C'est sur ce réseau que nous allons tracer la courbe de dissipation maximale appelée « **courbe d'isopuissance** ». Les datas du constructeur nous indiquent que la puissance maximale que peut dissiper ce tube est de 36 W. **Attention**, il s'agit de la puissance que le tube est capable de dissiper sous forme de chaleur sans être pulvérisé et non pas la puissance qu'il est capable de fournir !...

Tout dépendra de la classe d'amplification choisie **et donc du rendement**... mais n'allons pas trop vite !

Traçons donc la courbe d'isopuissance sur le réseau de caractéristiques. C'est extrêmement facile, il suffit d'appliquer la formule de la puissance en fonction de la tension et de l'intensité :

$$P = U \cdot I$$

Avec P en watts

U en volts

I en ampères

D'où

$$I = \frac{P}{U}$$

En prenant pour base la puissance maximale dissipable par le tube, soit 36 W, nous allons calculer I en fonction de la tension d'anode U_a .

Pour 600 V : $I = 60$ mA

Pour 500 V : $I = 72$ mA, etc.

Nous reportons ces points sur le réseau, nous les joignons entre eux et nous obtenons l'hyperbole de dissipation maximale (voir cours n°6, *Led* n°179) au-delà de laquelle il nous est absolument interdit d'entrer au risque de détruire le tube.

Maintenant supposons que pour tirer le maximum de puissance du tube nous faisons $R_{CH} = \rho$ (résistance interne) de la 300 B est d'environ 750 Ω . Nous avons fixé dans notre montage une haute tension de 400 volts.

Traçons la droite de charge correspondant à 750 Ω telle que nous avons

appris à la tracer dans les cours précédents (en vert sur la figure).

Celle-ci coupe franchement la courbe d'isopuissance... le tube n'aimera pas du tout ! Pire encore, au repos nous avons choisi, en dessous de la courbe d'isopuissance, le point (A) qui correspond à une polarisation de grille de -60 V et un courant de repos de 100 mA (limite d'après le constructeur). Jusqu'à tout va bien... surtout pour le portefeuille du marchand de tubes car, avec un tel courant, notre tube ne fera pas long feu ! Appliquons la modulation sur la grille... catastrophe ! Non seulement le tube va rougir, car vous entrez très vite dans la zone interdite, mais en prime le taux de distorsion sera énorme car les segments AB et AC sont loin d'être égaux sans parler de AD et AE...

À LA RECHERCHE DE LA CHARGE OPTIMALE

La première idée qui vient à l'esprit est de tracer la tangente à la courbe d'isopuissance (en bleu sur la figure). C'est vrai, on peut se déplacer tout au long de cette dernière sans jamais entrer dans la zone interdite. La valeur de cette nouvelle charge serait de :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{400}{0,360} = 1111 \Omega$$

Ce tracé de la droite de charge n'est utilisé qu'en électronique industrielle où la notion de distorsion n'a que peu d'importance. En effet, si vous conservez une tension de polarisation de -60 V, afin de ne pas épuiser votre tube par un courant de repos trop élevé (point A'), vous pouvez constater que le taux de distorsion est encore extrêmement élevé.

Autre inconvénient qui nous oblige à ne pas utiliser cette méthode : nous verrons, dans les prochains chapitres, que la charge que nous utiliserons en audio sera un transformateur et qu'avec cette impédance complexe, la droite de charge (qui n'est une droite que dans le cas d'une résistance pure) affectera la forme d'une ellipse qui entrera joyeusement dans la zone interdite !

Dégâts assurés !

A la question : « Que cherchons-

nous ? », nous répondons « A obtenir, pour un tube donné, le **maximum de puissance avec une distorsion minimale** ».

Pour réduire la distorsion, nous savons ce qu'il faut faire. Nous l'avons suffisamment expérimenté avec les amplificateurs de tension. A une haute tension donnée, il faut augmenter la charge. **Attention**, plus vous augmenterez la charge, plus vous diminuerez le taux de distorsion.

En contrepartie, la droite de charge s'inclinant vers des valeurs plus faibles de I, le produit de la variation de tension ΔU_a aux bornes de la charge par la variation de courant ΔI_a traversant la charge, donc la puissance $P = \Delta I_a \times \Delta U_a$ dans la charge, va diminuer. Il faut, par conséquent, trouver un compromis.

Certains auteurs, en s'appuyant sur un réseau de caractéristiques idéalisé (qui, rappelons-le, est constitué de droites parallèles équidistantes), démontrent que le maximum de puissance délivré par une triode avec le minimum de distorsions est obtenu lorsque :

$$R_{CH} = 2\rho \text{ (en ohms)}$$

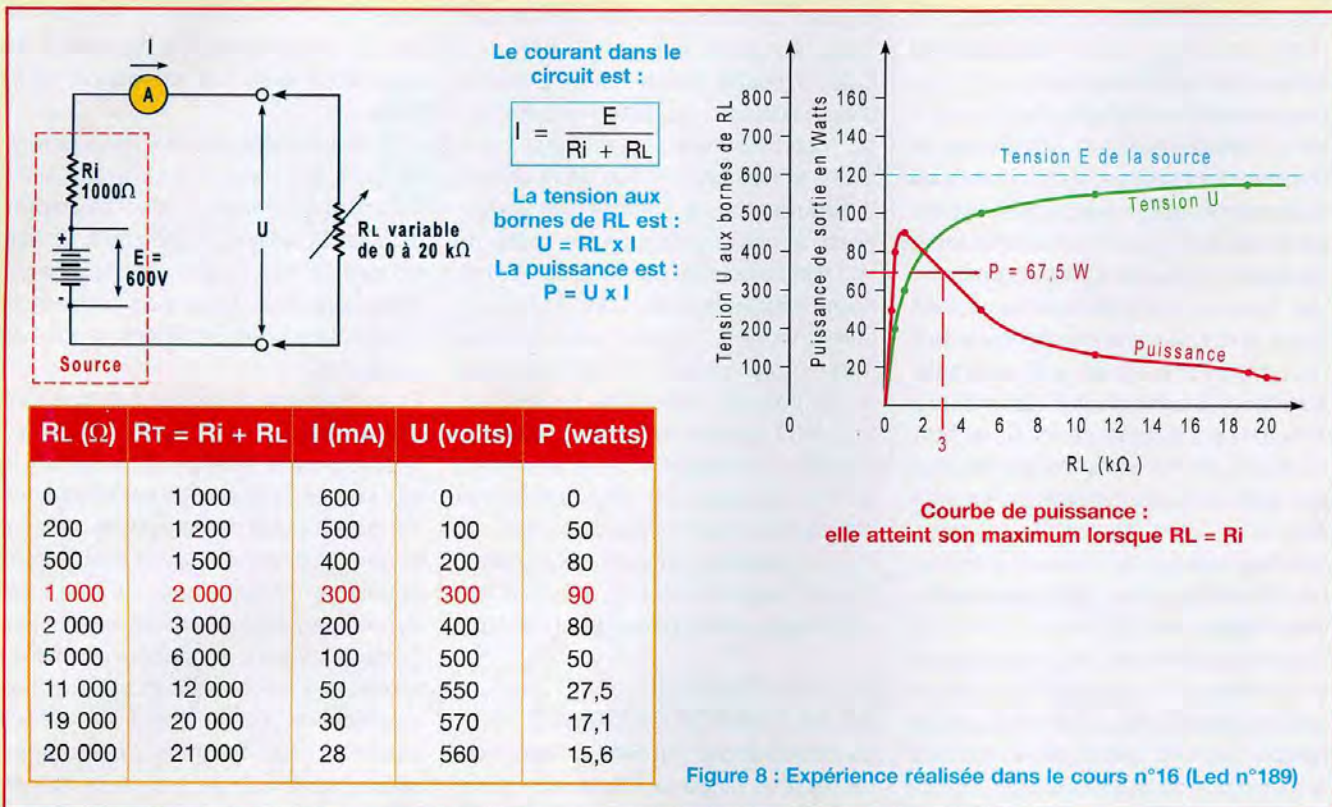
Ce résultat, **mathématiquement exact**, est malheureusement inapplicable dans la réalité, le tube idéal aux caractéristiques rigoureusement parallèles et équidistantes n'existant pas !

D'autre part, même si cela était possible pour certains tubes dont la résistance interne " ρ " est très faible, cette valeur R_{CH} double de ρ ferait de toute manière entrer la droite de charge dans la zone interdite.

La pratique courante consiste à choisir R_{CH} de trois à six fois la résistance interne. La Western Electric recommande, pour la 300B, une charge de 4000 Ω . Cette droite de charge est représentée en rouge sur la figure 7.

Attention, ne vous avisez pas de tracer cette droite de charge comme indiqué sur la figure 7 **dans le cas réel où le tube est utilisé avec un transformateur**. Nous vous rappelons que pour vous faire comprendre le problème de la charge des tubes de puissance, nous avons jusqu'à présent raisonné comme si les charges **étaient des résistances pures**. Mais qu'en est-il de la puissance ?

L'AMPLIFICATION DITE DE PUISSANCE



Le fait d'augmenter la charge a fait chuter la puissance disponible. Rassurez-vous, pas dans d'importantes proportions. En **figure 8**, nous avons reproduit la courbe de la variation de puissance en fonction de la charge telle que nous l'avons étudiée dans le cours n°16 (Led n°189).

Nous avons supposé une source de 600 volts et de résistance interne de 1000 Ω, la puissance fournie par la source était de 90 watts.

Si l'on observe la courbe de puissance à partir de $R_L = 2R_i$, soit 2000 Ω, point théorique du minimum de distorsion dans le cas d'une triode, cette puissance est de 80 watts.

Si $R_L = 3R_i$, la puissance est encore de 67,50 watts, soit -0,73 dB par rapport à 80 watts.

Si $R_L = 5R_i$, la puissance étant encore de 50 watts, la perte sera seulement de -2 dB. Le taux de distorsion, lui, aura chuté dans de grandes proportions.

PENTODES ET TÉTRODES À FAISCEAUX DIRIGÉS EN CLASSE A

Le problème de la charge de ces tubes est **autrement plus complexe** que

dans le cas des triodes. Tout d'abord, parce que leur résistance interne est beaucoup plus élevée et qu'elle varie dans de très grandes proportions en fonction de la tension appliquée sur la grille « écran ». Voici un ordre de grandeur en fonction des tensions d'anode et d'écran :

- 6L6/KT66 : de 20 à 35 kΩ
- 6550/KT88 : de 10 à 35 kΩ
- EL34/KT77 : de 15 à 35 kΩ
- EL84 : de 20 à 50 kΩ

Avec des valeurs aussi élevées de la résistance interne, il n'y a aucun risque d'entrer dans la zone interdite de dissipation maximale du tube, même si la résistance de charge est de faible valeur. Cependant, pour obtenir le maximum de puissance avec le minimum de distorsion, on ne peut, en aucun cas, utiliser la formule

$$R_{CH} = 2p$$

Tout ce que nous avons vu précédemment ne s'applique qu'aux triodes.

Pour le comprendre, il faut examiner le réseau de caractéristiques, par exemple d'une 6550/KT88, reproduit **figure 9** (tétrode à faisceaux dirigés).

Avec une tension d'écran de 300 V et une tension d'anode de 300 à 400 V, tensions courantes pour ce type de tube, la résistance interne (p) est de 12 500 Ω et la puissance maximale dissipable par le tube de 42 W.

En n'oubliant pas que nous ne sommes pas en fonctionnement réel (tube chargé par un transformateur), mais que pour les besoins de la démonstration notre tube va être chargé par une résistance pure, nous allons fixer la haute tension à 540 volts afin de disposer d'une marge suffisante. Ceci en ayant à l'esprit que lorsqu'on utilise une pentode ou une tétrode à faisceaux dirigés :

- La tension d'anode, **au repos**, ne doit pas descendre à une valeur inférieure à la tension d'écran (ici 300 volts).

- Si la tension d'anode au repos descend sous la tension d'écran, le courant d'écran augmente dans des proportions dangereuses pour la vie du tube.

- Le taux de distorsion en fonctionnement augmenterait dans des proportions considérables.

- Dans le cas d'une charge purement résistive, c'est le cas ici, ne pas confondre **tension d'anode et haute tension**.

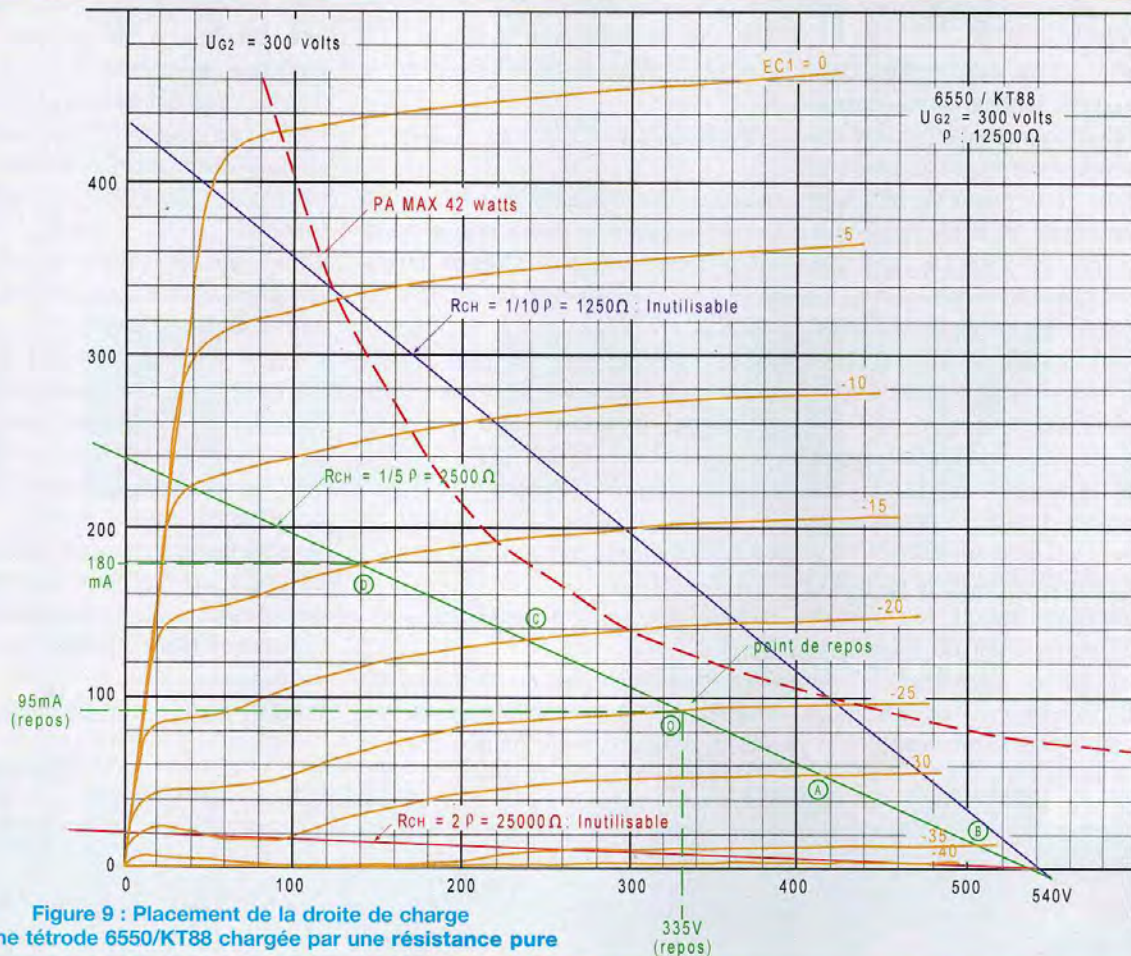


Figure 9 : Placement de la droite de charge sur une tétrode 6550/KT88 chargée par une résistance pure

Nous verrons, dans le prochain chapitre, que dans le cas d'une charge inductive (transformateur) la haute tension et la tension d'anode seront pratiquement identiques... mais là encore n'allons pas trop vite !

Supposons maintenant que nous appliquions la formule idéale du maximum de puissance pour le minimum de distorsion qui a été définie pour la triode :

$$R_{CH} = 2\rho \text{ (en ohms)}$$

Avec une tension d'écran de 300 volts, notre 6550/KT88 a une résistance interne (ρ) de 12 500 Ω , ce qui nous donnerait une charge de 25 000 Ω .

Si vous portez cette droite de charge sur le réseau de caractéristiques la $= f(U_a)$, courbe en rouge en bas du réseau, il n'est pas besoin d'un grand discours pour que vous constatiez que le taux de distorsion serait colossal et que vous ne pourriez tirer aucune puissance du tube. Il convient donc de diminuer la charge.

Le taux de distorsion d'une tétrode ou d'une pentode de puissance passe par un minimum, lorsque la charge est égale à une valeur de 1/5^e à 1/10^e de la valeur de la résistance interne du tube pour une tension d'écran donnée.

Malheureusement, il ne s'agit là que d'un ordre de grandeur déterminé empiriquement.

Dans le cas de pentodes et de tétrodes, **la recherche de la charge correcte ne peut s'effectuer que graphiquement.**

Aucune formule magique mathématique ne peut venir à notre secours car, contrairement aux triodes, on ne peut pas représenter le réseau idéalisé d'une pentode ou d'une tétrode.

C'est avec un double-décimètre et beaucoup de patience que vous trouverez la charge *ad hoc*...

Revenons à notre cas pratique et cher-

chons la valeur de la charge pour 1/10^e de (ρ).

$$\rho = 12\,500\ \Omega$$

$$\text{Donc } 1/10^{\text{e}} \text{ de } \rho = 1\,250\ \Omega$$

Si nous plaçons cette droite de charge sur le réseau, nous constatons avec horreur qu'elle pénètre allègrement dans la zone interdite.

Destruction du tube assurée !

En faisant pivoter autour du point 540 V une droite fictive et en gardant à l'esprit que le point de repos ne doit jamais se trouver en dessous d'une valeur limite de la tension U_a de 300 V, on va finir par tomber sur la bonne droite de charge. Elle est égale à 2 500 Ω , soit, comme par hasard, 1/5^e de (ρ) (J'avais calculé mon coup ! Ne m'en veuillez pas !).

On fixera le point de repos en O, la tension U_a sera de 335 volts, donc au-dessus des 300 volts fatidiques.

Le courant de repos sera de 95 mA pour une tension de polarisation U_{g1} de -25 V. Les segments OA/AB/OC/CD

L'AMPLIFICATION DITE DE PUISSANCE

seront pratiquement égaux, donc un « minimum de distorsion ».

Nous verrons, dans le prochain chapitre, que dans le cas d'une charge inductive (transformateur), le point de repos sera rigoureusement le même et que la valeur de la haute tension sera exactement égale à celle que nous venons de trouver pour Ua, soit 335 volts (et non plus 540 volts).

Tout cela vous sera expliqué en détail.

Dernier point : **quelle puissance** pourrions-nous extraire de notre tétrode chargée par 2 500 Ω ?

Sur le réseau, nous constatons que la tension de grille va « swinguer » de ±10 V par rapport au point de repos de O à D et de O à B, soit de -25 V à -15 V, donc 10 V. Le courant dans le tube et la charge va monter jusqu'à 180 mA. Le courant de repos étant de 95 mA, le « swing » de courant sera de :

$$180 \text{ mA} - 95 \text{ mA} = 85 \text{ mA}$$

La puissance a pour expression :

$$P \text{ (watts)} = R \text{ (}\Omega\text{)} \cdot I^2 \text{ (A)}$$

La **puissance de crête** que nous extrairons de notre tube sera de :

$$P \text{ (crête)} = 2\,500 \times 0,085^2 = 18,06 \text{ W}$$

$$\text{Soit } P \text{ efficace} : \frac{18,06}{\sqrt{2}} = 12,7 \text{ watts}$$

Vous pouvez vous amuser à calculer de la même façon la puissance crête et efficace délivrée par la 300B de la figure 7, en considérant la charge de 4 000 Ω.

Pour un « swing » de la tension de grille de ±40 volts (entre A et B), entre O et A, le « swing » de courant sera de :

$$100 \text{ mA} - 45 \text{ mA} = 55 \text{ mA}$$

La puissance de crête sera de :

$$P \text{ crête} = 4\,000 \times 0,055^2 = 12 \text{ W}$$

La puissance efficace sera de :

$$P \text{ efficace} : \frac{12}{\sqrt{2}} = 8,48 \text{ watts}$$

Ce petit exercice met en relief un point important : la grande différence de sensibilité entre une triode de puissance et une tétrode à faisceaux dirigés, la 300B

et la 6550/KT88, ces deux tubes ayant une dissipation de plaque presque identique (environ 40 W).

Il ne faut à la tétrode que ±10 volts d'excursion de grille pour tirer une puissance de 12 watts, alors que ±40 volts sont nécessaires pour tirer 8,5 watts de la triode.

Ceci à taux de distorsion pratiquement identique, tant en taux qu'en contenu harmonique.

En effet, contrairement aux *a priori* qui ont la vie dure, une tétrode à faisceaux dirigés **n'est en rien une pentode**.

Le contenu harmonique de sa distorsion est constitué, comme pour la triode, d'harmoniques 2 et pairs.

Ce sont des points que nous étudierons en détail lorsque nous aborderons les amplificateurs de puissance en fonctionnement réel et chargés par un transformateur.

Rendez-vous le mois prochain.

Rinaldo Bassi

Et si on parlait « tubes » ... 11 COURS

Led

25 €



Fichiers PDF
94 pages

Et si on parlait tubes... Cours n°1 à 11

Apprenez à connaître
et à maîtriser le fonctionnement
des tubes électroniques

Émission thermoionique, électron-volt,
charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

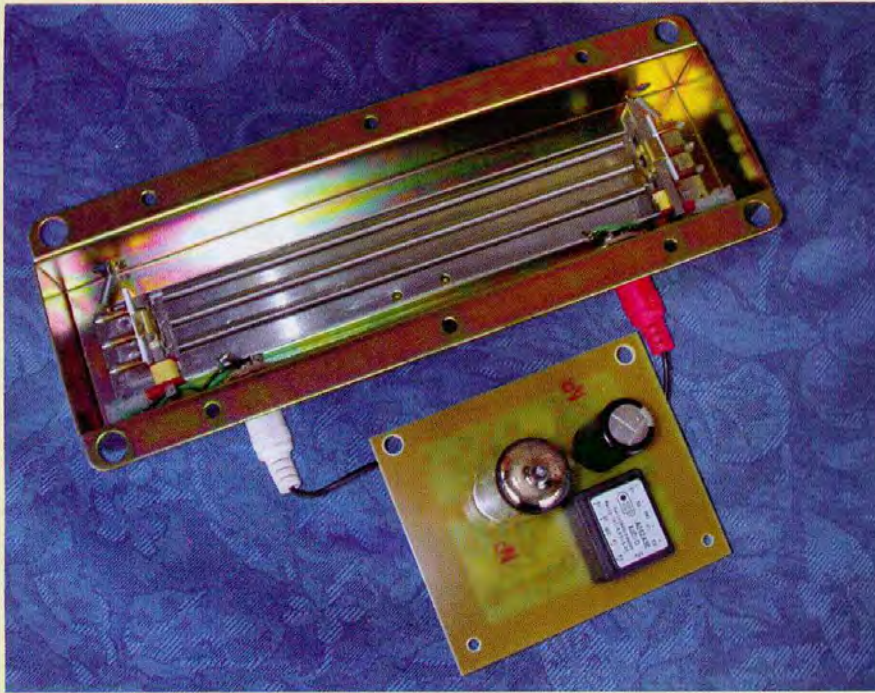
Bon à retourner accompagné de votre règlement à :

TRANSOCÉANIC - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

AMPLIFICATEUR 30/60 Weff POUR GUITARE ELECTRIQUE

SIMPLE OU DOUBLE PUSH-PULL DE 6L6GC

MODULE DE REVERBERATION



Lors des trois précédentes parutions, nous avons étudié un amplificateur pour guitare électrique, équipé d'un double push-pull de 6L6GC. Ce mois-ci, nous vous présentons un montage qui vient compléter notre amplificateur, bien qu'il puisse être utilisé sur d'autres modèles pourvu qu'ils soient équipés d'une dérivation « effet ».

Nous nous sommes naturellement tournés vers une ligne à ressorts traditionnelle pour obtenir l'effet cathédrale que nous recherchons.

Notre module est donc constitué de cette ligne à ressorts et d'une électronique à tubes (bien entendu) pour donner vie à celle-ci.

Une ligne à ressorts est un ensemble mécanique qui relie (par des ressorts, comme son nom l'indique) un vibreur excité par une bobine (« input ») à un autre vibreur qui est aussi équipé d'une bobine (« output ») dans laquelle vient se créer un faible courant qui sera retar-

dé par rapport au signal injecté en entrée.

Dans l'amplificateur, l'effet de réverbération est induit par la conjonction du son d'origine et de l'arrivée tardive du son qui traverse la ligne à ressorts.

Le signal d'origine est donc capté à la sortie du préamplificateur et le signal retardé est réinjecté par mélange au signal d'origine. Ce montage très simple est illustré **figure 1**. Le signal d'origine est lui-même atténué par la résistance R (2,2 M Ω dans notre cas).

Nous avons ajouté la possibilité de doser le niveau de l'effet (la quantité de signal retardé par rapport au signal initial).

Nous allons donc réaliser une électronique qui nous permettra d'adapter le signal de notre préamplificateur pour l'injecter dans la bobine d'excitation de la ligne à ressorts. De l'autre côté de la ligne à ressorts, nous allons réamplifier le signal retardé pour le mélanger à nouveau au signal vierge avec un réglage du dosage. Une double triode ECC82 (12AU7) avec son gain moyen se charge parfaitement de ces deux tâches.

Nous avons aussi intégré une commutation qui permet de « couper » ou de « déclencher » l'effet de réverbération. Cette commutation est commandée à partir d'une pédale. L'architecture du module est donnée **figure 2**.

L'intégration dans l'amplificateur de guitare impose des modifications mineures dans le câblage déjà réalisé (si c'est le cas). Ces modifications se situent :

- Au niveau de la carte préamplificateur, pour la prise de « son » et son retour
- Au niveau du jack de commutation dédié à la pédale de commutation de l'overdrive.

Le montage lui-même est réalisé sur un circuit imprimé qui viendra prendre place au centre du châssis. Les différentes connexions se feront sans autres modifications de câblage que celles que nous avons notées ci-dessus : il nous faudra simplement prélever la haute tension, le 6,3 V pour les filaments et la masse.

Pour la connexion à la ligne à ressorts, nous utiliserons deux découpes restées disponibles à l'arrière du châssis Tub'Ox, dans lesquelles nous ferons transiter deux câbles blindés de bonne qualité : le premier pour le transit du signal « propre » vers la ligne à ressorts, l'autre pour le retour du signal retardé. La ligne à ressorts sera vissée au fond du caisson et des fiches RCA de bonne qualité, soudées au bout des câbles, la relieront à notre montage.

LA LIGNE A RESSORTS

Nous allons d'abord nous intéresser de plus près à la ligne qui nous a été fournie par la société Fréquence Tubes.

Le modèle que nous avons entre les

mais est un modèle à trois ressorts de marque Accutronics et de référence 8EB2C1B. Il se présente sous la forme d'un boîtier métallique ouvert sur une face).

Nous avons facilement trouvé sur le Web (<http://www.accutronicsreverb.com>) les informations qui nous ont permis de commencer la conception de notre montage, lequel reste très simple. Vous trouverez également sur ce site des informations intéressantes sur l'histoire de la réverbération à ressorts, le détail du fonctionnement et des schémas, principalement à amplis OP... Dommage !

La référence, qui semblait quelque peu hermétique au départ, représente en fait les différentes grandeurs qui caractérisent la ligne à ressorts : impédance d'entrée, impédance de sortie, délai induit, connexions isolées ou blindées, position idéale pour le montage.

Après avoir décodé cette référence à l'aide des informations données par Accutronics sur son site, nous avons donc un équipement dont les caractéristiques sont présentées dans le **tableau 1**.

SECTION AMPLIFICATEUR

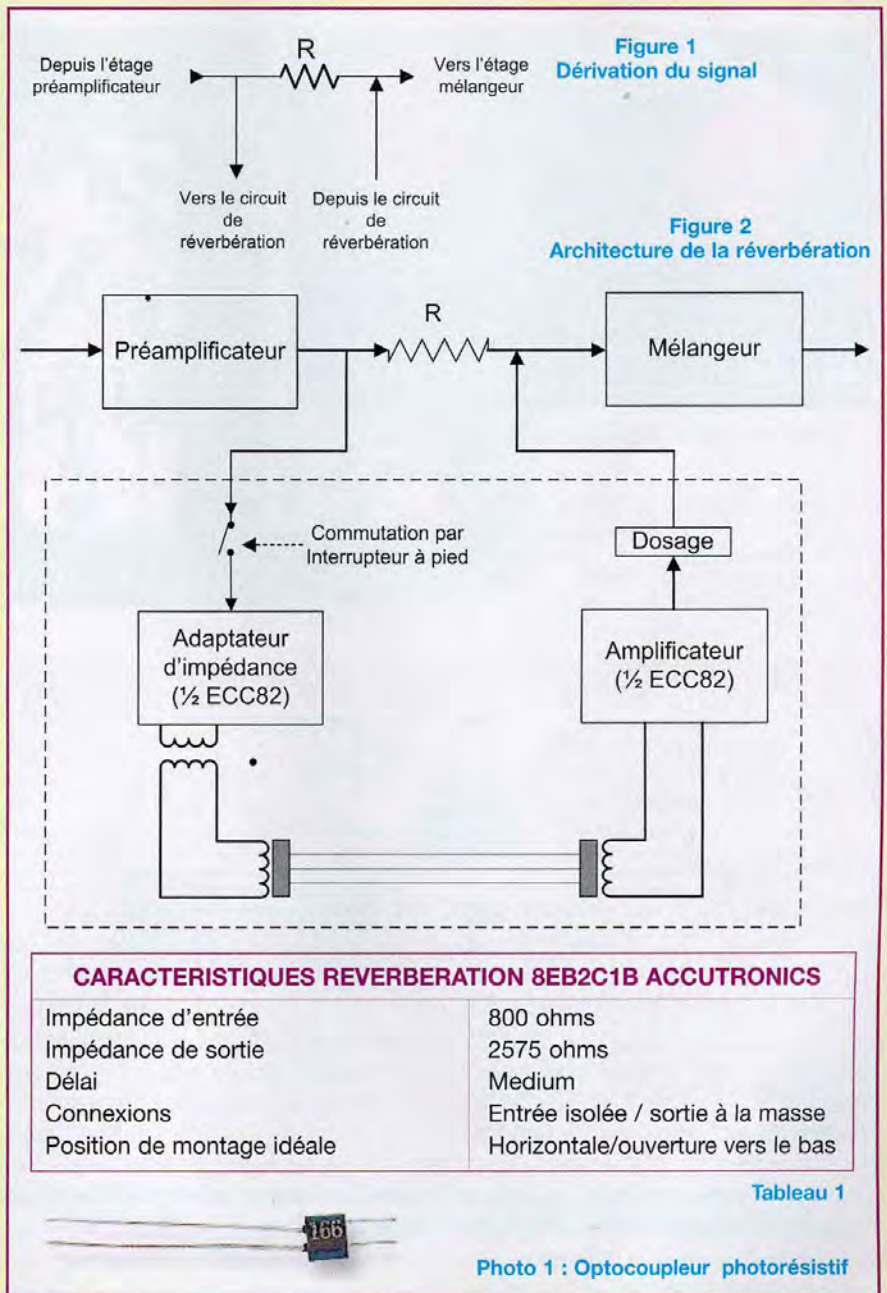
Les deux particularités de cette partie du montage résident dans le transformateur de sortie et la commutation.

Le transformateur d'adaptation

Le transformateur est indispensable pour adapter l'impédance de sortie de la demi-triode d'amplification ECC82 aux 800 Ω de la bobine d'entrée de la ligne à ressorts.

Pour le choisir, nous avons trois contraintes : les impédances requises, l'encombrement et la possibilité de le souder sur un circuit imprimé. Nous avons déniché un petit transformateur de fabrication anglaise (OEP) qui présente des caractéristiques très proches de nos besoins. La mise au point du montage nous a confortés dans notre choix, il fonctionne parfaitement. Vous pourrez l'approvisionner, ainsi que le circuit imprimé, chez Tub'ox.

Ce petit transformateur (28 mm x 22 mm



x 23 mm) pour circuit imprimé, spécialisé en basse fréquence, présente une impédance primaire de 600 Ω et une impédance secondaire de 25 kΩ.

Nous allons donc l'utiliser en inversant primaire et secondaire.

La commutation

Pour la commutation de l'overdrive, nous avons choisi un petit relais inverseur Reed. Cette fois-ci, nous avons voulu innover en utilisant un optocoupleur photorésistif (**photo 1**) spécialisé en BF (faible distorsion) qui est très uti-

lisé dans les amplificateurs d'instruments : le NSL 32 de marque Silonex. Cet optocoupleur se présente sous la forme d'un petit cylindre. Il dispose à chacune des extrémités de deux conducteurs : d'un côté (conducteurs courts) la led, de l'autre (conducteurs longs) la résistance.

Si la led n'est pas sollicitée, la résistance de la cellule est très élevée (plusieurs Mégaohms). Lorsque l'on met la led sous tension (2 V environ), la résistance de la cellule chute à 60 Ω (sur le modèle que nous avons utilisé). Le tout sans



Photo 2 : Les deux pédales réunies sur leur socle

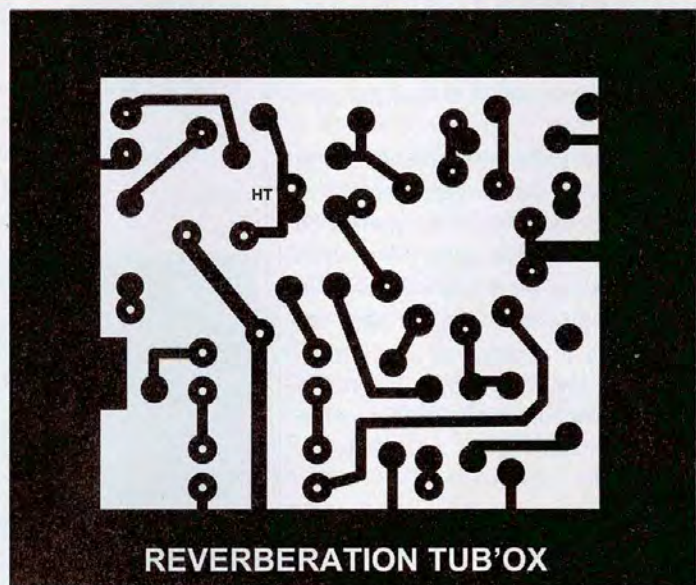


Figure 4
Circuit imprimé

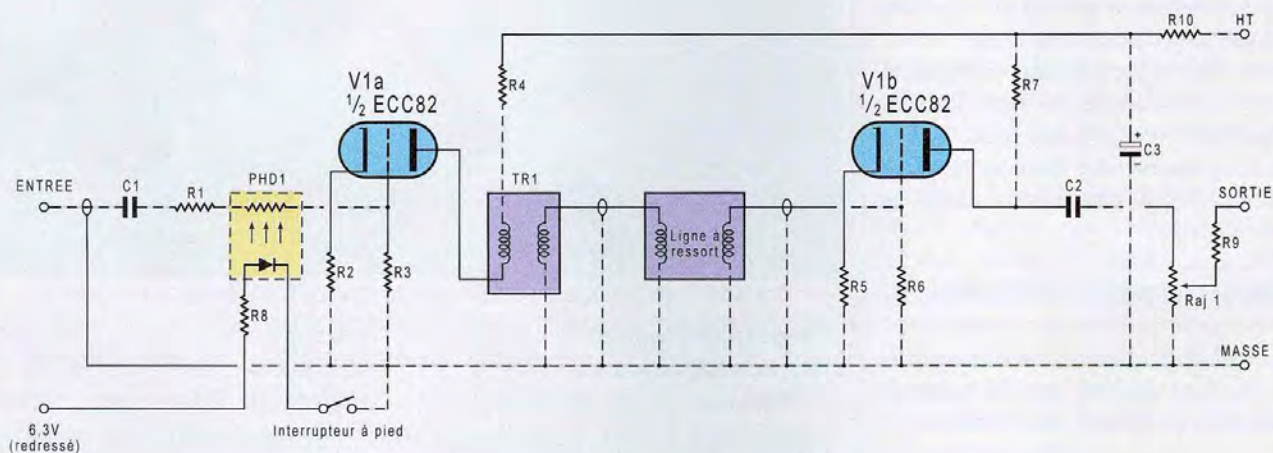


Figure 3 : Schéma de principe de la réverbération utilisant deux composants spécifiques : un transformateur 800 Ω /2575 Ω de fabrication anglaise (OEP) et un octocoupleur NSL 32 de marque Silonex

aucun bruit, bien entendu, car il n'existe pas de contact mécanique, comme c'est le cas avec un relais.

Autre avantage : ce petit composant ne nécessite pas un emplacement aussi précis sur un circuit imprimé qu'un relais en boîtier DIP.

Nous l'avons expérimenté sur notre montage en connectant la résistance de l'optocoupleur en série avec la résistance d'entrée R1. Le signal est donc transmis à la grille de la triode, selon que nous alimentons ou non la led de l'optocoupleur. Nous avons obtenu de manière très simple cette fonction en

commutant l'alimentation de la led de l'optocoupleur à l'aide d'une pédale qui relie la cathode de celle-ci à la masse. Le +6,3 V (tension redressée que nous utilisons pour le filament) est abaissé à +2 V par une résistance chutrice R8. Cette tension alimente l'anode de la led. La commutation est réalisée à partir d'une pédale du même type de celle que nous avons utilisée pour l'overdrive. Nous avons fixé les deux pédales sur un même socle en bois peint en noir. Un câble deux conducteurs réunit celles-ci sous le socle et un câble trois conducteurs réunit l'ensemble à l'am-

plificateur par une fiche jack 6,35 stéréo. Les deux pédales ainsi réunies permettent de commuter l'overdrive et la réverbération.

La **photo 2** présente ce montage.

Le circuit

Le signal en provenance de l'amplificateur est donc injecté dans la grille de la demi ECC82 au travers d'un condensateur d'isolement, de la résistance chutrice (R1) et de l'optocoupleur photo-résistif (**figure 3**). Pour notre part, étant donné le point de connexion que nous avons choisi dans l'amplificateur, une

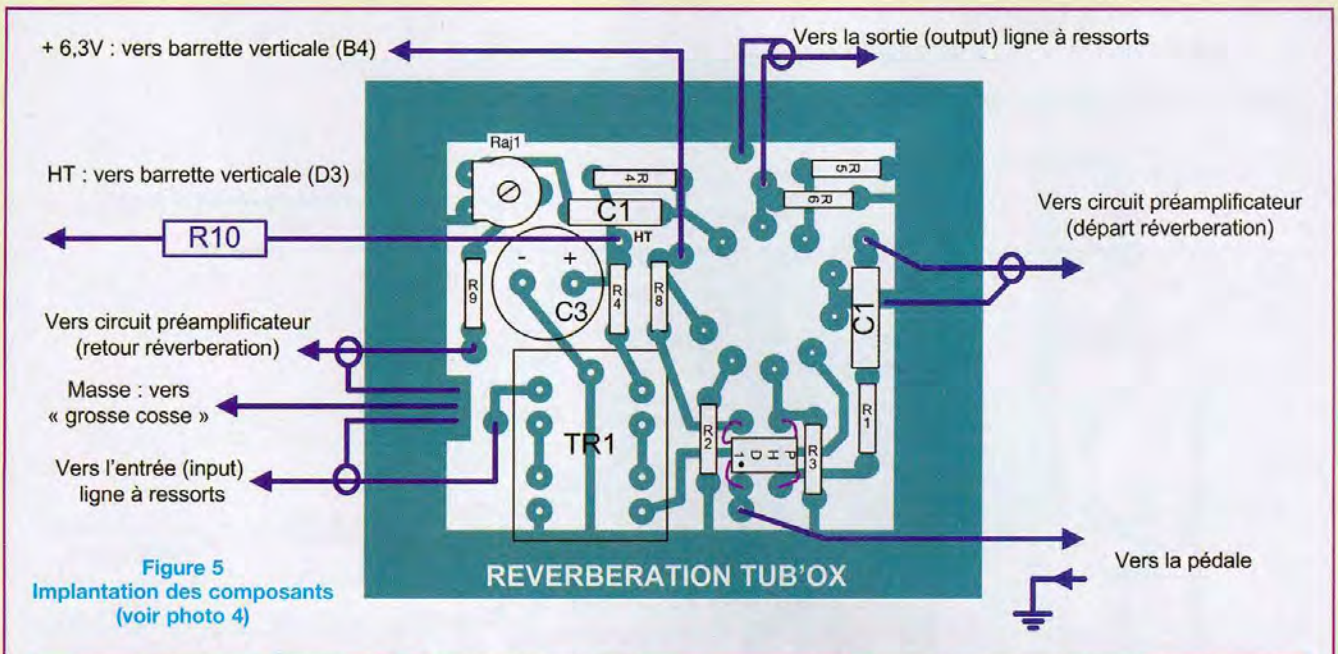


Figure 5
Implantation des composants
(voir photo 4)

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances

R1 : 100 kΩ
R2 : 1 kΩ
R3 : 220 kΩ
R4 : 10 kΩ

R5 : 1 kΩ

R6 : 220 kΩ
R7 : 100 kΩ
R8 : 100 Ω
R9 : 220 kΩ

R10 : 22 kΩ/1W (hors CI)

Condensateurs

C1 : 10 nF
C2 : 22 nF
C3 : 47 μF/350 V

Divers

Raj1 ou P1 : 100 kΩ
PHD1 : NSL32 Silonex
TR1 : A262A3E OEP
V1 : ECC82

valeur de 100 kΩ a été retenue pour R1. Sur un autre montage, la mise au point nécessitera l'ajustement de cette résistance suivant le point où le signal à réverbérer sera capté dans l'amplificateur.

L'anode de la triode est reliée au secondaire du transformateur OEP, l'autre extrémité de l'enroulement est reliée à la haute tension au travers d'une résistance R4 qui permet de compléter la charge de la triode.

Le secondaire du transformateur est relié à la ligne à ressorts **par un câble blindé** de bonne qualité. Il se connecte sur la prise « in » de la ligne. Nous conseillons d'éviter des raccords sur ce câble blindé entre le secondaire du transformateur et la fiche RCA qui se connecte sur la prise « input » de la ligne à ressorts.

SECTION PREAMPLIFICATEUR

Cette section est excessivement simple. Le signal repris sur la prise RCA

« output » de la ligne à ressorts est dirigé vers la grille de la deuxième triode ECC82 (**même remarque pour le câble blindé**).

La triode amplifie le signal qui est transmis via C2 à une résistance ajustable qui permettra de doser le niveau de réverbération.

Sur notre montage, nous avons décidé de figer ce niveau, cette résistance ajustable n'est donc pas accessible de l'extérieur. Rien ne vous empêche de mettre en place un potentiomètre sur la face avant de l'amplificateur pour rendre ce dosage accessible de l'extérieur. Il faudra simplement veiller à relier le circuit au potentiomètre à l'aide d'un câble blindé de bonne qualité. La résistance R9 permet d'ajuster le niveau de sortie avant de réinjecter le signal sur l'entrée du mélangeur. Son deuxième rôle est d'éviter de mettre à la masse la grille de la triode mélangeuse en réduisant l'effet « réverbération » au minimum.

La haute tension est reprise sur le circuit de l'amplificateur.

Une résistance de 22 kΩ permet d'obtenir une tension de 260 V environ.

LE MONTAGE

Nous avons étudié un petit circuit imprimé (92 mm x 76 mm) pour ce montage. Les dessins de la face cuivrée et de l'implantation des composants sont donnés en **figures 4 et 5**.

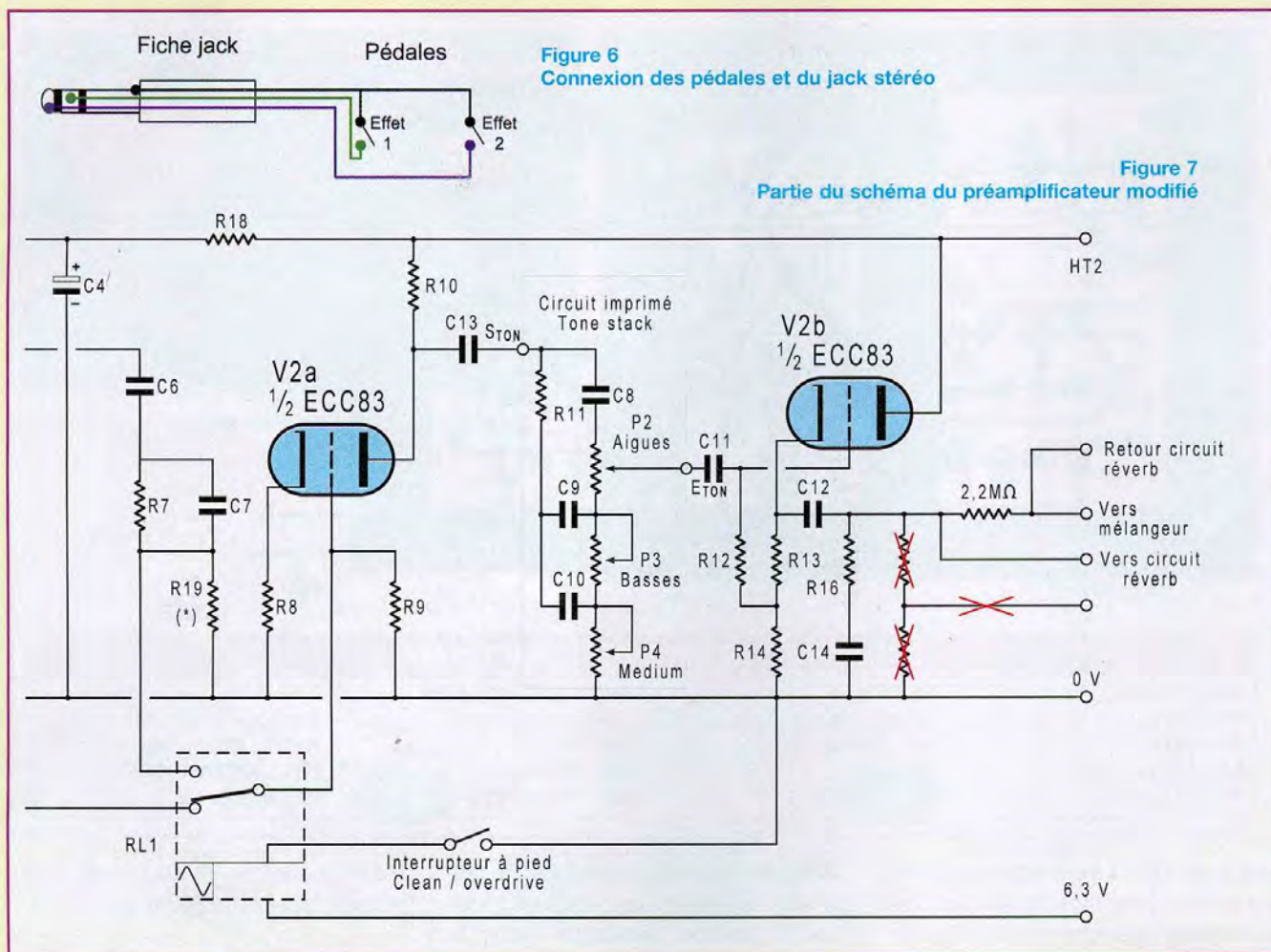
Pour la réalisation, nous avons choisi de positionner tous les composants côté cuivre.

Seuls le transformateur, le tube ECC82 et le condensateur de découplage de la haute tension sont visibles sur la face « composants ». Il est, bien entendu, possible de percer les trous et de souder les composants d'une façon classique.

Ceux-ci étant bipolaires (sauf l'optocoupleur), il n'y a pratiquement aucun risque d'inversion si vous adoptez cette technique plus traditionnelle. Notre souhait était simplement d'éviter l'accumulation de la poussière.

Nous conseillons de percer les quatre

SIMPLE OU DOUBLE PUSH-PULL DE 6L6GC



trous de fixation avant la mise en place du module.

Le circuit imprimé prend place au niveau de la découpe rectangulaire qui se trouve devant le transformateur d'alimentation (voir les dimensions sur le châssis Tub'ox).

Les composants sont soudés au circuit imprimé, ainsi que les câbles blindés et les conducteurs pour le 6,3 V et la haute tension.

La seule petite difficulté réside dans le branchement de l'optocoupleur.

Un point blanc repère la cathode de la led qui sera reliée à la pédale de commutation. Ce point est indiqué sur la figure 5. En cas d'inversion, rien ne fonctionne !

Pour la liaison avec les lignes à ressorts, nous avons utilisé les deux trous de $\varnothing 8$ mm disponibles à l'arrière du châssis, à droite sous les potentiomètres des réglages des « Bias ».

Un passe-fil dans chaque trou permet d'assurer une meilleure sécurité dans le temps. Les câbles sont enfilés dans chacun de ces trous, avant de souder les fiches RCA côté lignes à ressorts. Deux petits colliers « rilsan » bien serrés viennent empêcher l'arrachement des câbles.

Une fois les composants soudés, la fixation du circuit imprimé se fait par le dessus du châssis.

Les vis de fixation du circuit imprimé de la haute tension sont dévissées pour la mise en place de celui de la réverbération.

Deux autres vis de 3 mm suffiront pour fixer l'avant du circuit, avec des rondelles.

INTERCONNEXIONS

Le conducteur du + 6,3 V est coupé à longueur pour être raccordé à la cosse B4 (barrette B, cosse 4).

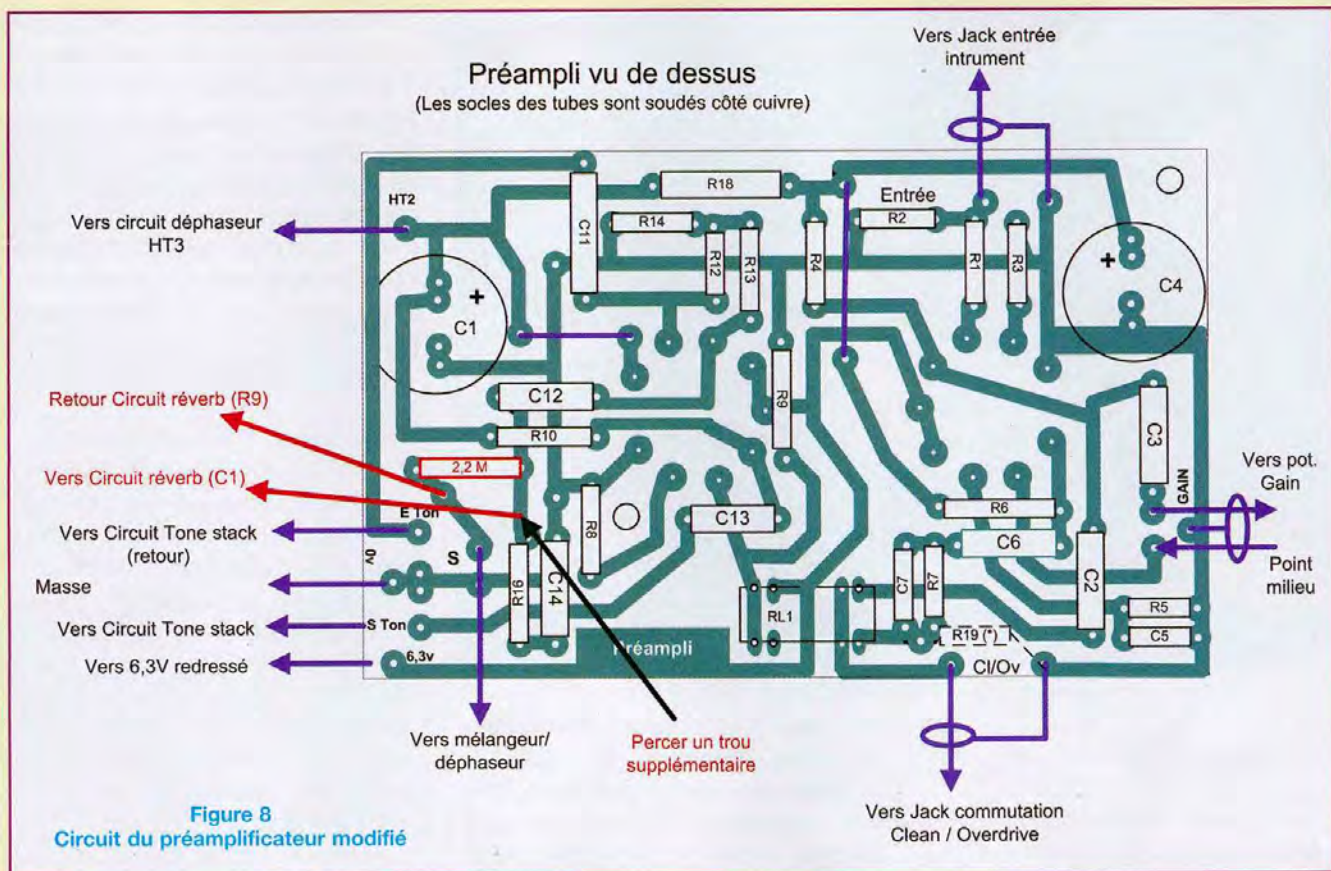
La haute tension est raccordée à la barrette D, cosse 3 au travers d'une résistance de 22 k Ω /1W (R10).

Une solution consiste à souder cette résistance entre D4 et la cosse C4 (barrette C, cosse 4) restée libre jusqu'ici. Dans ce cas, notre conducteur viendra se raccorder à la cosse C4.

Les câbles blindés qui relient le circuit imprimé aux lignes à ressorts sont introduits dans les passe-fils de l'arrière du châssis (figure 4) et sont coupés à longueur avant d'y souder des fiches RCA de bonne qualité.

Précaution à prendre

Les lignes à ressorts sont sensibles aux rayonnements électromagnétiques. Elles ne doivent donc pas être proches du transformateur d'alimentation ou de tout autre appareil rayonnant. Nous avons fixé notre ligne à retard au fond du caisson de haut-parleurs.



La longueur des câbles blindés est donc d'environ 1,20 m.

C'est une bonne raison pour utiliser du câble de bonne qualité qui fera mieux barrage aux « ronflettes ».

Il nous reste à effectuer les modifications du câblage sur l'amplificateur avant de passer à la mise au point.

MODIFICATIONS

COMMUTATION

Le Jack 6,35 situé au centre du panneau avant, en bas, est démonté et remplacé par une embase stéréophonique.

Sur cette embase, chacun des deux points « chaud » sera raccordé au conducteur de « commande » d'un effet :

- Un vers le circuit imprimé du préamplificateur
- Un vers le circuit imprimé de la réverbération

Le câble qui permettra de raccorder les pédales est donc connecté à une fiche Jack mâle 6,35 stéréo comme on peut le voir en **figure 6**.

CIRCUIT DU PRÉAMPLIFICATEUR

Une partie du schéma du préamplificateur est représentée **figure 7** : le pont diviseur réalisé avec les résistances R15 et R17 disparaît pour être remplacé par la résistance de 2,2 MΩ en liaison. Ce pont diviseur permettait d'ajuster la tension de sortie du préamplificateur qui était transmise à l'entrée du mélangeur. Compte tenu de la mise en place de l'étage de réverbération, la résistance de 2,2 MΩ réalise cette adaptation.

Les modifications apportées au câblage du circuit imprimé du préamplificateur sont portées en rouge en **figure 8**.

Les câbles blindés provenant du module de réverbération sont connectés au module du préamplificateur. Globalement, câblage et raccordements n'appellent pas de commentaires particuliers, si ce n'est le perçage d'un trou supplémentaire dans une piste du C.I. pour la soudure du câble blindé de départ vers la réverbération. Les masses des câbles blindés sont soudées à celles qui existent déjà (vers le tone stack et le mélangeur).

MISE AU POINT

Avec les valeurs des composants que nous avons ajustées lors de la mise au point, vous ne devriez pas avoir de mauvaises surprises en mettant sous tension cette évolution de l'amplificateur guitare.

La réverbération se dose à l'aide de la résistance ajustable.

Le son est vraiment excellent et l'ensemble overdrive/réverbération fonctionne très bien.

Les différentes combinaisons donnent des sons très intéressants.

N'oubliez pas, comme précisé précédemment, de positionner la ligne à ressorts loin de toute perturbation électromagnétique.

Nous avons uniquement remarqué un léger accrochage en poussant le niveau de réverbération. Nous l'avons corrigé par une légère modification dans la contre-réaction en soudant un petit condensateur de 150 pF en parallèle avec la résistance R11 de 100 kΩ.

SIMPLE OU DOUBLE PUSH-PULL DE 6L6GC

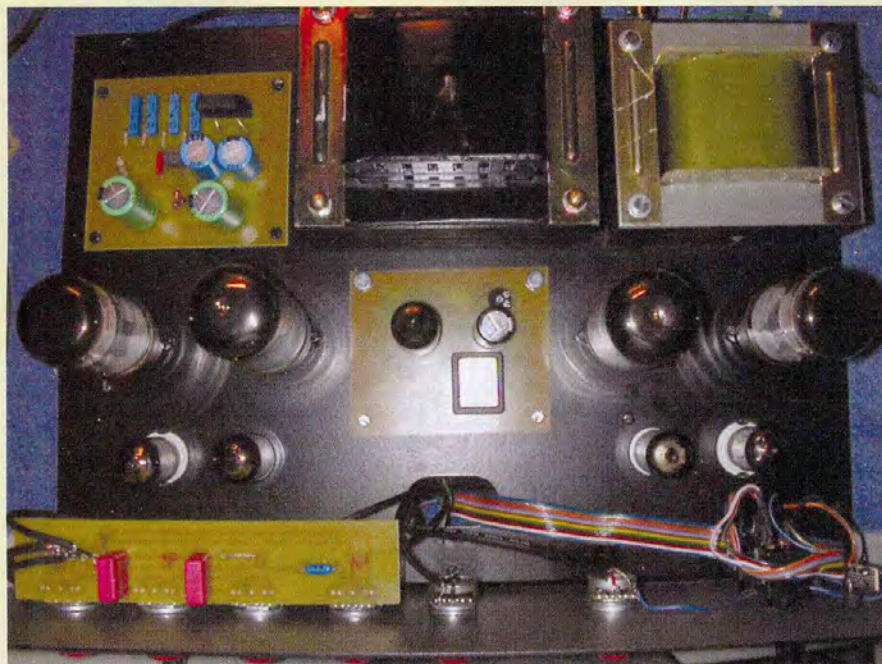


Photo 4 : le module de réverbération positionné sur le châssis

CONCLUSION

Nous espérons que la description de ce montage vous aura passionnés et inci-

tés à vous construire votre amplificateur de guitare à tubes au son inégalable. N'oubliez pas que les soudures doivent être soignées et que les câblages gagnent à être « rangés », même si on

ne les voit pas. La patience est de mise pour la construction d'un tel montage. La société Tub'Ox peut vous fournir le châssis, les barrettes, les circuits imprimés, ainsi que quelques composants tels que le transformateur de la réverbération et les opto-coupleurs NSL32.

Si vous rencontrez des difficultés, vous pouvez nous contacter à : infos@tubox.fr

Rémy Arbelot

RECTIFICATIF

Nous avons constaté une erreur dans le texte de notre premier article relatif à l'amplificateur. Elle concerne la résistance R19 qui permet d'ajuster le niveau de l'étage « overdrive » par rapport au signal d'origine. Cette différence de niveau est sensible lors de la commutation. La résistance permet de doser un signal par rapport à l'autre. Celle que nous avons utilisée est de 8,2 kΩ et non de 47 kΩ comme indiqué par mégarde.

Tub'Ox

UN CHÂSSIS POUR VOTRE MONTAGE

Le bourg 01540 Perrex Tél : 06 82 19 24 03 Mail : infos@tubox.fr
 Visitez notre site : www.tubox.fr Tous nos prix sont TTC.
 Nos châssis sont aussi distribués par Fréquence Tubes et ACEA (sauf déstockage)
 Port en sus : grand modèle : 13 € petit modèle : 11 €
 CI ou pièces détachées seules : 5,1 € (port gratuit avec châssis)
Documentation contre 3 timbres à 0,53€

Réverbération à ressort ampli guitare : circuit imprimé percé : 10 euros

Transfo excitation : 25 € NSL32 : 5 €

Ensemble des circuits imprimés de l'ampli guitare : 69,80 €

Châssis push-pull 845 Led INOX miroir (2 pièces en stock) :

~~300 €~~ : 240 € pièce (port 13 euros)

DESTOCKAGE : dernières pièces
Téléphoner pour disponibilité

GENERIQUE

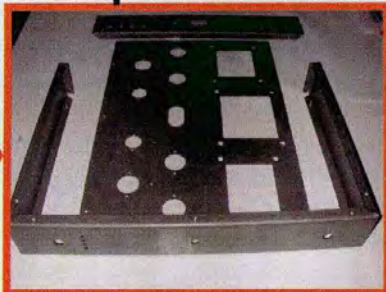
(port et emballage : 13 €)

BRUT à peindre :

~~138 €~~ → 80 €

NOIR :

~~138 €~~ → 100 €



Voir la description détaillée dans *Électronique Pratique* de janvier 2006

Ampli guitare 30/60W

Décrit dans EP n° 299,300, etc..

Châssis : 170 € (avec face avant)

Les 5 Circuits Imprimés : 59,80 €

PP 6550/EL34

(Led 169)

Inox : 250 €

Noir : 170 €

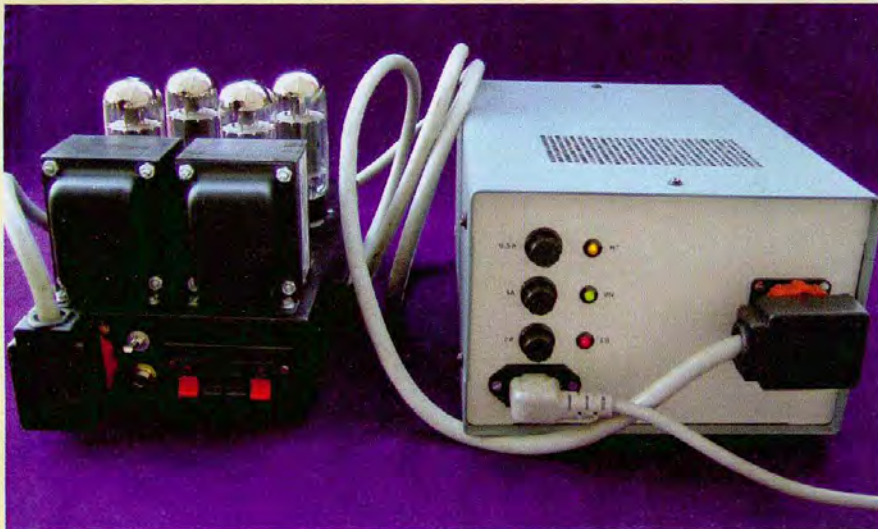
PP stéréo EL84 Hybride

Châssis noir, circuit imprimé 290x70mm, schémas : 180 €

Barrettes de câblage 11 € les 10



AMPLI HAUTE FIDÉLITÉ PUSH-PULL CLASSE A DE 6L6GC SON ALIMENTATION H.T



Cette alimentation est le deuxième volet de notre étude d'un amplificateur Push-Pull de 2 x 24 Weff en classe A. Elle sera déclinée en deux versions dont l'une stabilisée. Les deux versions sont étudiées pour fournir une tension de 485 V continu sous un courant de 300 mA.

L'unique circuit imprimé de chaque version est universel et peut équiper bien d'autres réalisations. L'occasion nous est donnée ici de nous plonger plus profondément dans le domaine des alimentations « haute tension » pour amplificateurs à tubes.

ALIMENTATION STABILISÉE

LE PRINCIPE

Circuit de veille et temporisation

Le principe est de temporiser la mise sous tension du transformateur de puissance pendant trois secondes et de laisser la haute tension monter progressivement pour se stabiliser à la valeur souhaitée (figure 1).

Un petit transformateur de 5 VA (T1) alimente en permanence le circuit de veille.

La fermeture de la ligne « ON » entraîne l'activation du relais K1 et le départ de

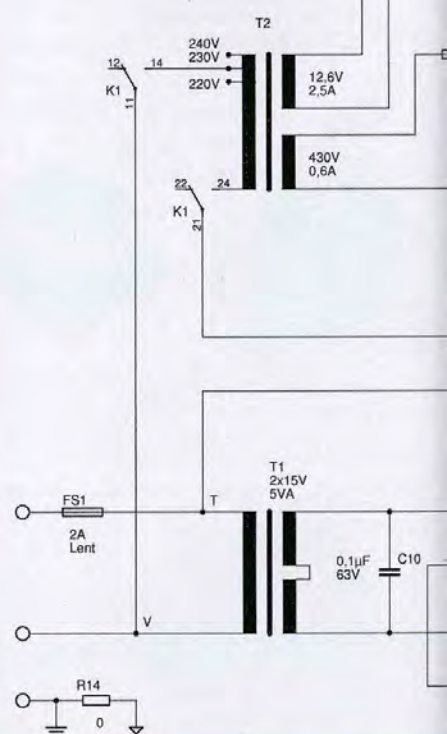
la temporisation. Le relais K1 alimente le primaire du transformateur de puissance (T2) en série avec une résistance (R21) de 220 Ω/50 W. Trois secondes plus tard le relais statique K2 court-circuite R21 et alimente le transformateur T2 à pleine puissance.

En fonction de veille, la tension au point « R » sur la ligne « ON » vaut +24 Vdc et la diode D8 maintient ce potentiel à la broche 2 (entrée inverseuse) de IC2. Dans ce cas, puisque la broche 3 (entrée non inverseuse) se trouve à la demi-tension, la sortie de l'amplificateur opérationnel est nulle et le relais statique K2 n'est pas activé.

Le départ de la temporisation est donné par la mise à zéro du point « R » qui libère le condensateur C15.

Ce dernier se charge sous l'effet de R16 et la tension sur l'entrée négative passe le seuil de comparaison de IC2 après trois secondes. A ce moment, le relais K2 s'active et court-circuite R21.

Figure 1 :
L'alimentation stabilisée
avec son circuit de veille
et sa temporisation



En veille, avec le relais K1 au repos, la sortie HT est chargée par une résistance R13 de 2,2 kΩ.

En cas de coupure intempestive de courant ou de débranchement accidentel du connecteur de liaison, le circuit de temporisation est remis automatiquement à zéro et l'alimentation déchargée.

Le rétablissement initialise un nouveau cycle de trois secondes pour la mise en service du transformateur de puissance et la montée progressive (30 sec) de la haute tension.

Le débranchement du connecteur désactive immédiatement K1, court-circuite le condensateur C15 via D8 et R15 et provoque le basculement en fonction

DÉLITÉ

DE 6L6GC

ON H.T



et de notre étude
Weff en classe A.
nt l'une stabilisée.
ournir une tension
0 mA.

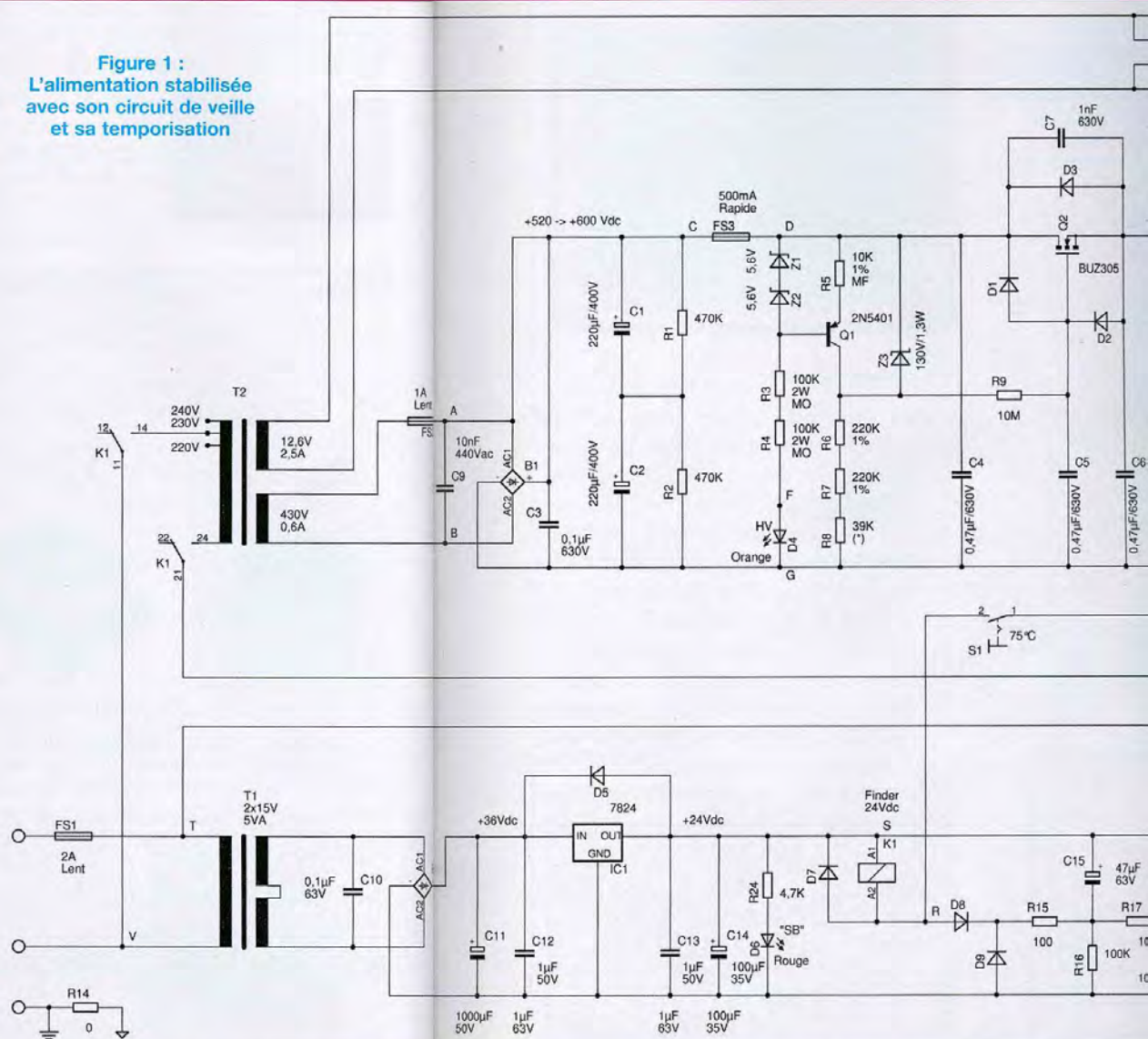
on. Le relais K1 alimente
transformateur de puis-
série avec une résistance
 $\Omega/50$ W. Trois secondes
ais statique K2 court-cir-
cuite le transformateur
issance.

veille, la tension au point
« ON » vaut +24 Vdc et
maintient ce potentiel à la
trée inverseuse) de IC2.
, puisque la broche 3
inverseuse) se trouve à la
la sortie de l'amplificateur
est nulle et le relais sta-
pas activé.

temporisation est donné
zéro du point « R » qui
nsateur C15.

charge sous l'effet de R16
ur l'entrée négative passe
mparaison de IC2 après
s. A ce moment, le relais
court-circuite R21.

Figure 1 :
L'alimentation stabilisée
avec son circuit de veille
et sa temporisation



En veille, avec le relais K1 au repos, la sortie HT est chargée par une résistance R13 de 2,2 k Ω .

En cas de coupure intempestive de courant ou de débranchement accidentel du connecteur de liaison, le circuit de temporisation est remis automatiquement à zéro et l'alimentation déchargée.

Le rétablissement initialise un nouveau cycle de trois secondes pour la mise en service du transformateur de puissance et la montée progressive (30 sec) de la haute tension.

Le débranchement du connecteur désactive immédiatement K1, court-circuite le condensateur C15 via D8 et R15 et provoque le basculement en fonction

de veille de IC2 en désactivant le relais statique K2.

De même, une coupure du secteur fait chuter la tension d'alimentation, désactive le relais K1 et court-circuite C15, via D9. La diode D7 écrase la surtension de coupure due à la self du relais. En l'absence de cette protection, cette surtension peut atteindre les 100 volts, voire plus et détruire les semi-conducteurs périphériques.

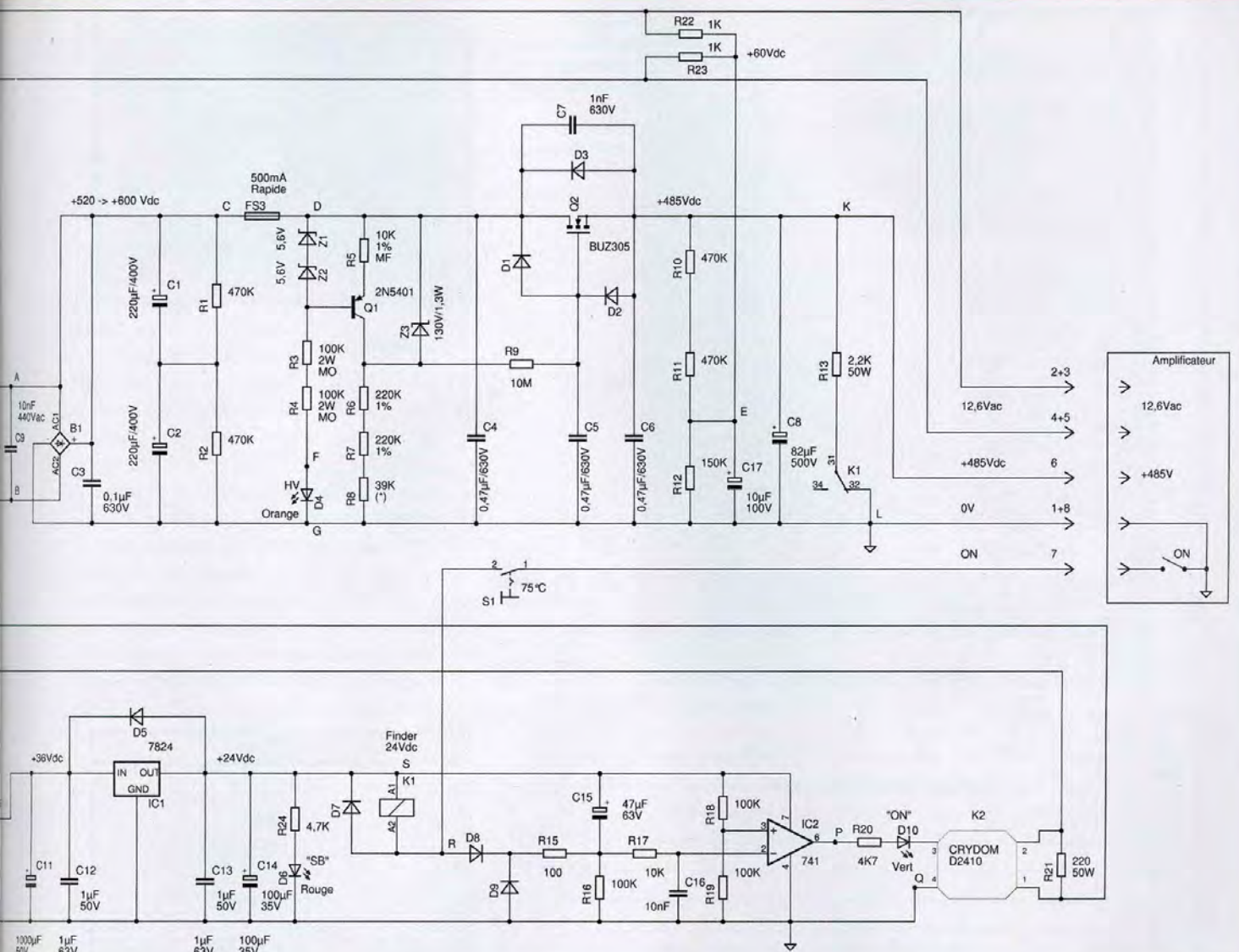
Les trois leds affichent l'état de l'alimentation : D6 pour la veille, D10 pour la mise sous tension (Remote) et D4 pour l'activation de la haute tension après trois secondes. Le choix des relais s'est porté sur le modèle professionnel 11 broches de Finder à trois cir-

cuits inverseurs et D pour le relais statique

Haute tension et quelques mesu

Le transformateur de développé par ACEA ce 7176. Il affiche unale de 330VA et perant redressé de 350 prévoit le raccorde sions de 220, 230 et La stabilisation est assisteur Q1 monté en s La tension de 10 V bornes de R5, est corant drainé par le tran Ce même courant de

PUSH-PULL CLASSE A



de veille de IC2 en désactivant le relais statique K2.

De même, une coupure du secteur fait chuter la tension d'alimentation, désactive le relais K1 et court-circuite C15, via D9. La diode D7 écrase la surtension de coupure due à la self du relais. En l'absence de cette protection, cette surtension peut atteindre les 100 volts, voire plus et détruire les semi-conducteurs périphériques.

Les trois leds affichent l'état de l'alimentation : D6 pour la veille, D10 pour la mise sous tension (Remote) et D4 pour l'activation de la haute tension après trois secondes. Le choix des relais s'est porté sur le modèle professionnel 11 broches de Finder à trois cir-

cuits inverseurs et D2410 de Crydom pour le relais statique.

Haute tension et quelques mesures

Le transformateur de puissance a été développé par ACEA et porte la référence 7176. Il affiche une puissance nominale de 330VA et peut fournir un courant redressé de 350 mAdc. Le primaire prévoit le raccordement pour trois tensions de 220, 230 et 240 Vac.

La stabilisation est assurée par le transistor Q1 monté en source de courant. La tension de 10 Vdc, présente aux bornes de R5, est constante et le courant drainé par le transistor vaut 1 mA. Ce même courant de 1 mA développe

aux bornes de R6, R7 et R8 une tension stable de +500 Vdc. Le circuit imprimé prévoit l'emplacement en R8 d'un potentiomètre de 100 k Ω /10 tours. Cette tension, à son tour, charge le condensateur C5 (0,47 μ F/630V) au travers de la résistance R9 de 10 M Ω .

La montée en tension est progressive et met environ trente secondes pour se stabiliser à +485 Vdc en sortie. La descente par contre prend deux secondes. La rampe est mesurée à l'aide d'un diviseur par 100 (**figure 2**)

La tension redressée aux bornes de C1-C2 monte idéalement à +540 Vdc, mais peut varier considérablement en fonction des aléas du secteur et de la situation géographique. Le choix entre les

ALIMENTATION H.T STABILISÉE

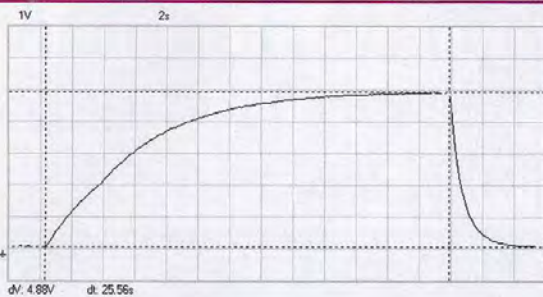
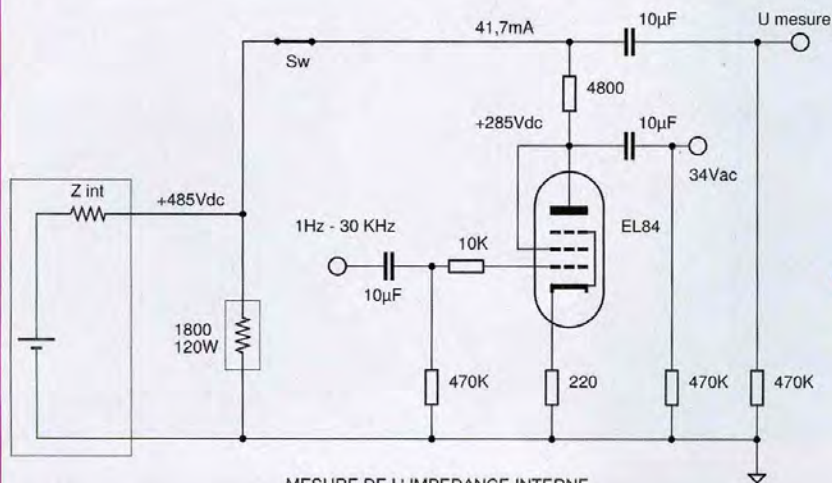


Figure 2 :
Montée progressive
de la haute tension
(environ 30 secondes)



MESURE DE L'IMPEDANCE INTERNE

$$\frac{Z_i}{4800} = \frac{U_{mes}}{34} \quad Z_i = \frac{U_{mes} \times 4800}{34}$$

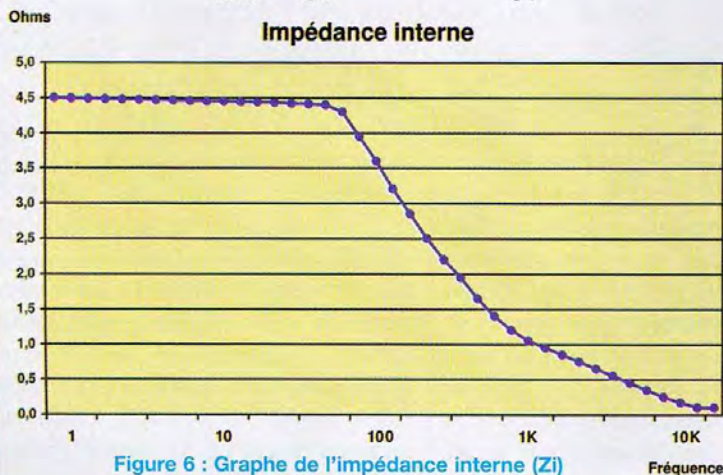


Figure 6 : Graphe de l'impédance interne (Zi)
en fonction de la fréquence

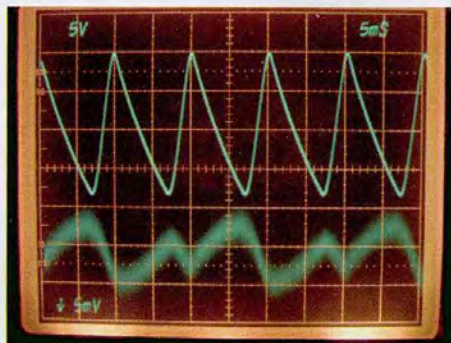


Figure 4
Ondulation résiduelle

Figure 5
Montage permettant
de mesurer la résistance
et l'impédance interne

Figure 3
Principales caractéristiques
du BUZ 305

BUZ305	
V _{DS}	800 Volts
R _{DS (ON)}	1 Ohm
I _D	7,5 Amp (à 31 °C)
P _{max}	150 W (à 25 °C)
V _{GS max}	+/- 20 Volts
T° max	150 °C
I _{GS (Fuite)}	<100 nA (Typ 10 nA)

trois tensions au primaire se révèle ici bien utile. Le circuit de stabilisation est calculé idéalement pour une chute de tension de 60 V aux bornes du ballast Q2. Dans ce cas, il dissipe 20 W pour un courant de 300 mA.

Nous avons utilisé ici un BUZ305 (figure 3) qui peut dissiper 150 W à condition d'être bien refroidi. Ce circuit fonctionne efficacement dans une fourchet-

te de +520 à +600 Vdc en entrée.

Au-delà de 600 Vdc, la diode Z3 de protection de Q1 entre en conduction et empêche Q1 de fonctionner en source de courant.

La tension de chauffage des filaments est portée à un potentiel de +50 Vdc afin d'inhiber l'influence thermoionique du filament de la première triode de l'ampli dont la cathode est à un poten-

tiel de +30 Vdc. Cette précaution améliore le rapport signal/bruit de quelque 10 dB. De plus, la constante de temps du circuit R9-C5 supprime toute ondulation en sortie. La mesure en figure 4 nous donne une ondulation résiduelle inférieure à 2 mVeff pour 20 Vpp en tête de circuit. Le rapport signal/bruit de l'amplificateur est de 114 dB linéaire. Nous avons mesuré la résistance et

l'impédance interne en utilisant le montage de la **figure 5**.

En fermant l'interrupteur « Sw », nous ajoutons un courant de 41,7 mA_{dc} qui fait chuter la tension de 187 mV_{dc}. La R_i est donc de $0,187/0,0417$, soit $4,5 \Omega$. Pour mesurer l'impédance interne, nous injectons un signal sinusoïdal sur la grille de la EL84 (montée en triode) qui se comporte en charge variable. Nous maintenons la tension d'excitation arbitrairement à 34 Vac à toutes les fréquences, le courant « pompé » vaut $34/4800$, soit 7,1 mA_{ac}.

En mesurant la tension alternative aux bornes de l'alimentation, nous calculons l'impédance interne $Z_i = U_{mes}/0,0071$. Exemple : à 100 Hz, nous mesurons 25 mVac, $Z_i = 25/0,007$, soit $3,6 \Omega$. La **figure 6** présente le graphe de l'impédance interne (Z_i) en fonction de la fréquence. On notera l'influence prépondérante de C8 au-dessus de 100 Hz.

La stabilité de la tension de sortie est mesurée pour une tension secteur comprise entre 218 et 241 Vac (230 V +/- 5%) Pour cette variation au primaire, la tension en sortie varie de +/- 2 V_{dc}, soit une stabilité de l'ordre de +/- 0,5%.

MISE EN ŒUVRE

LE CHÂSSIS

La réalisation est placée dans un boîtier de dimensions 203 x 280 x 133 mm disponible chez Radiospares sous la référence 223-988.

Tous les éléments sont fixés au châssis par quatre profilés aluminium (**photo 2**). Seules les cotes de placement des profilés sont données en **figure 7**, les autres cotes de perçages sont pointées *in situ* à l'aide des divers éléments. On vérifiera le positionnement des deux profilés U en plaçant le circuit imprimé contre le panneau arrière. La carte est fixée par quatre entretoises M3 F-F de 10 mm.

La disposition des éléments de la face avant n'est en rien critique (**photo 3**). Pour les cotes de perçage du connecteur « Cliff », je vous renvoie à notre publication précédente. En revanche, la mise en œuvre de la face arrière (**photo 4**) demande un soin particulier.

Photo 2
Tous les éléments sont fixés au châssis par quatre profilés en aluminium

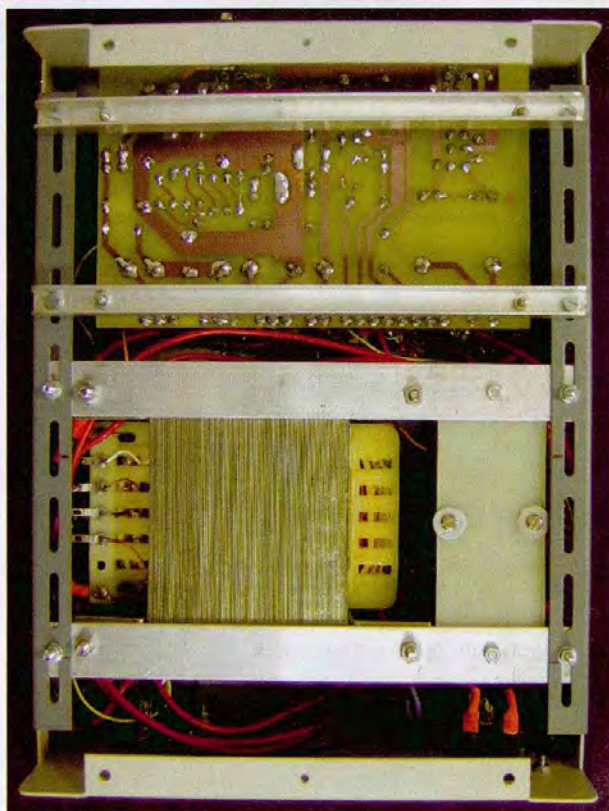
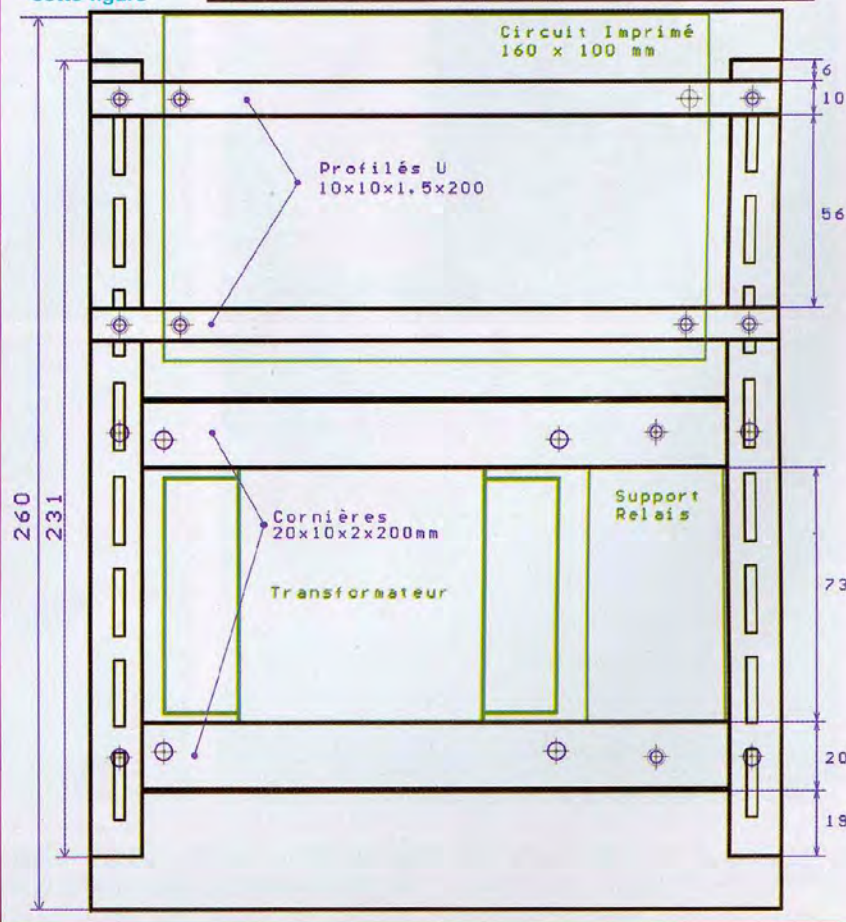
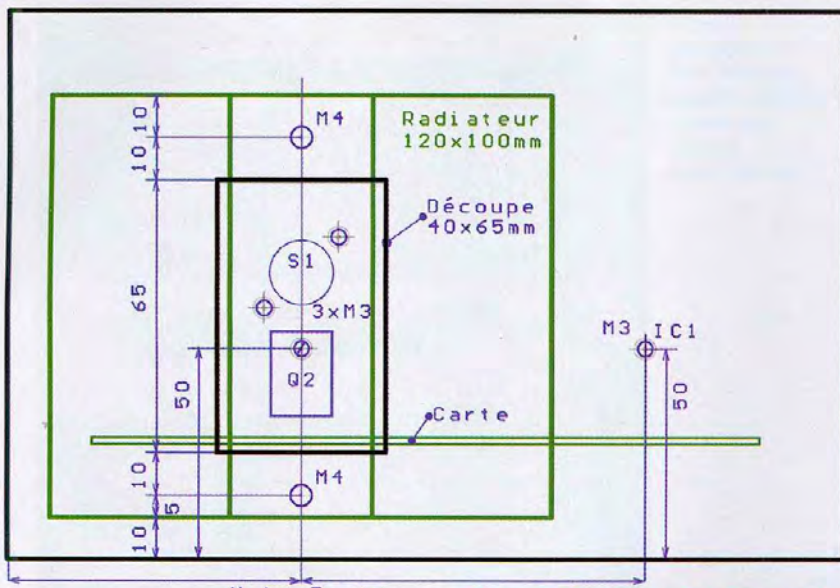


Figure 7
Seules les cotations de placement des profilés sont indiquées sur cette figure



ALIMENTATION H.T STABILISÉE



Voir Texte

Figure 8 : Cotations de la face arrière

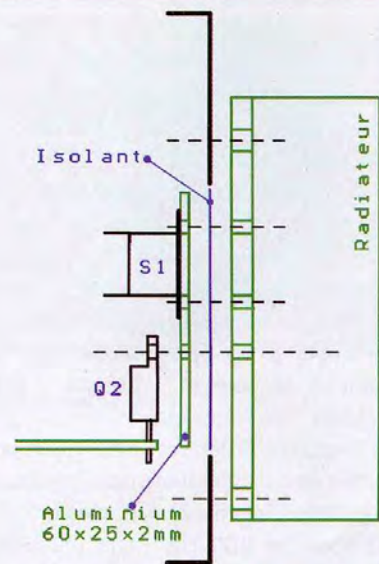


Figure 9 : Isolation



Photo 4



Photo 3

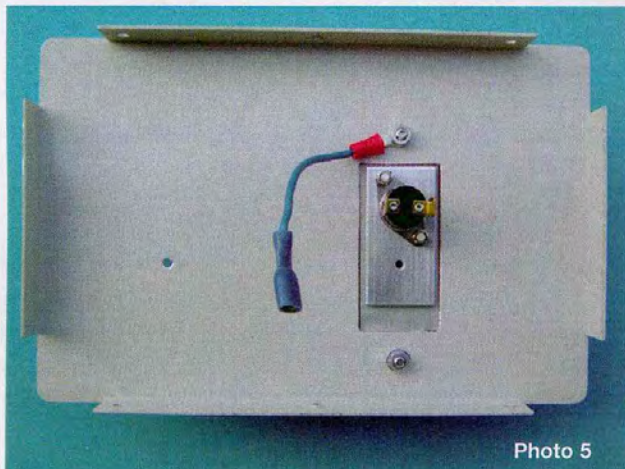


Photo 5



Photo 6

Elle est solidaire du régulateur (IC1) et du SIPMOS (Q2), lequel est fixé sur un dissipateur de 120 x 100 x 35 mm. Les

opérations sur la face arrière doivent impérativement être faites avec la carte équipée des seuls IC1 (7824) et Q2

(BUZ305). Ces deux éléments sont soudés sur la carte, de manière à ce que le sabot soit aligné sur le bord de la carte

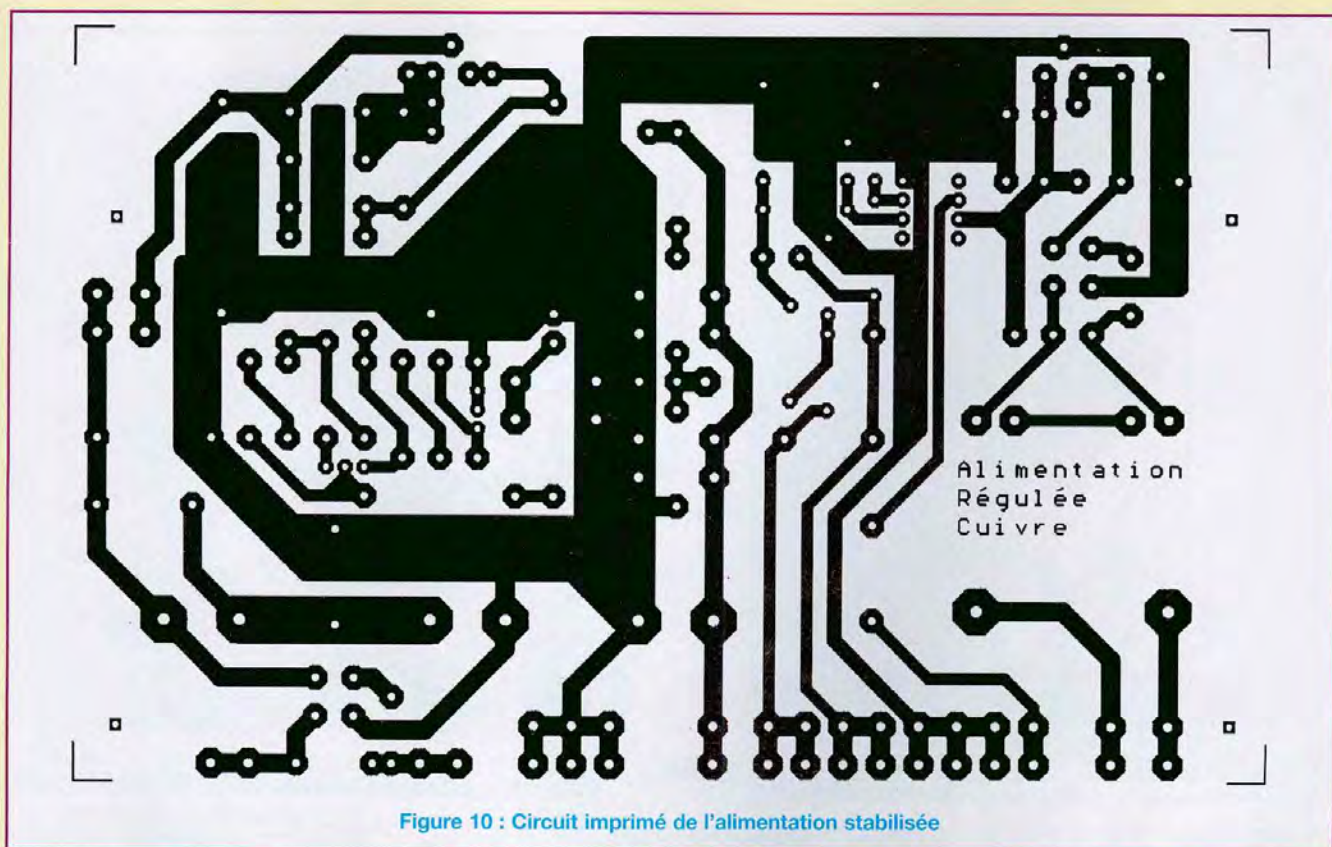


Figure 10 : Circuit imprimé de l'alimentation stabilisée

et que le trou de fixation soit à une hauteur précise de 20 mm.

La **figure 8** indique les diverses cotes. L'axe vertical du dissipateur est marqué avec précision sur la face arrière en positionnant la carte sur les deux profilés. Marquer et percer les deux trous (4 mm) de fixation du dissipateur. Pour cette opération, on percera un premier trou dans les deux éléments et on vissera solidement le radiateur au panneau arrière en le plaçant bien orthogonalement. Ensuite, percer le deuxième trou et fixer la deuxième vis. C'est le moment de marquer avec précision et de percer les trous (3 mm) de fixation de Q2 et de IC1.

Procéder à la découpe de 40 x 65 mm dans le panneau arrière.

Refixer le dissipateur et bien marquer l'emplacement de la découpe à l'arrière de celui-ci. On marquera ensuite les deux trous de fixation du thermique.

Sa position n'est pas critique, mais on veillera à bien le centrer (photo 6 et **figure 9**).

Comme illustré en **figure 9**, photos 5 et 6, le MOS est d'abord placé sur une inter-

face thermique faite d'un morceau de 60 mm de profilé plat de 25 x 2 mm d'aluminium bien lisse.

L'isolant de 65 x 30 mm est alors placé entre cette pièce et le radiateur. Il est recommandé de mettre de la pâte thermoconductrice entre le MOS et l'interface. Les trois trous dans l'interface sont forés en utilisant le dissipateur comme gabarit et l'isolant est percé à l'aide d'un emporte-pièce de 3 mm.

Il est capital de réaliser cette opération avec soin en veillant à bien ébavurer les trous de l'interface et du dissipateur. En effet, la tension au sabot de Q2 peut atteindre +600 Vdc.

Les trois vis de fixation sont en nylon et l'écrou est une entretoise F-F de 5 mm (photo 6).

L'isolant provient de chez « Laird Technologies », il est disponible chez Radiospares en feuilles de 30 x 30 cm sous la référence 403-279. Je puis vous les fournir à bonne dimension (65 x 30 mm). Les caractéristiques principales sont une isolation électrique de 3500 Vac et une résistance thermique de 2,7°C/W par cm².

Ce procédé est indispensable car la résistance thermique d'un isolant normal pour TO218 (environ 2°C/W) est insuffisante pour évacuer les calories quand le transistor fonctionne aux limites de la dissipation.

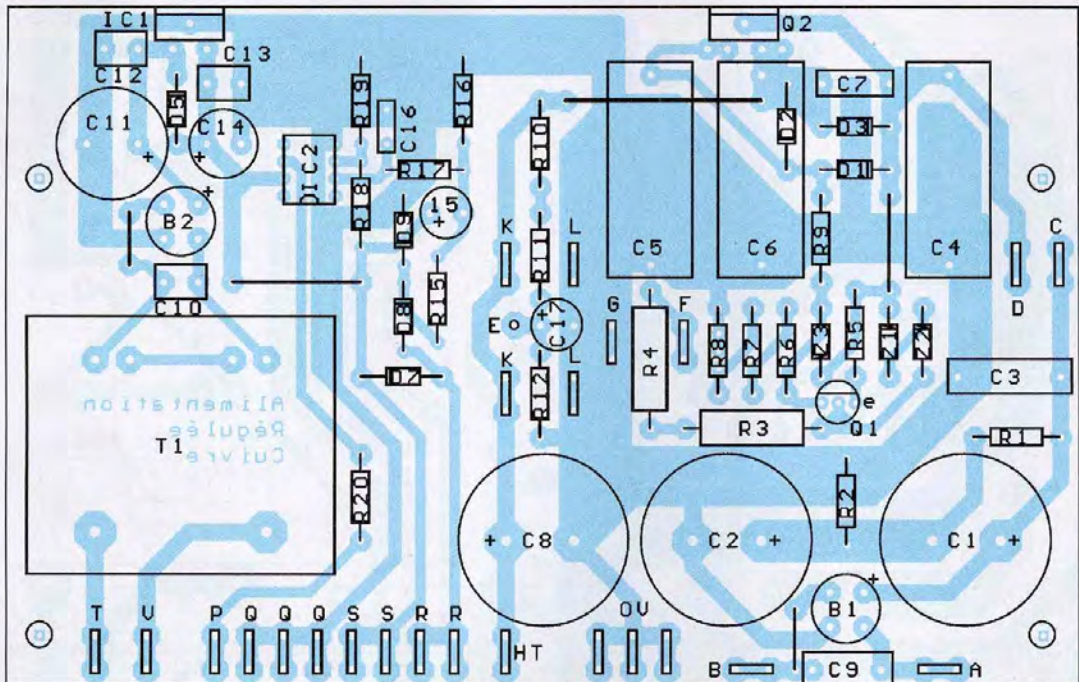
Les essais « limite » ont mené au claquage de Q2 après quelques minutes. Avec l'interface aluminium de 60 x 25 mm, ce qui fait 15 cm², la résistance thermique est de 0,18°C/W et la température du dissipateur en régime maximum ne dépasse pas 50°C.

Bien que le sabot du régulateur IC1 soit au potentiel zéro, il doit être également isolé électriquement du panneau arrière et fixé par une vis en nylon et une entretoise F-F de 5 mm. Ceci évite les retours de masse, le raccordement à la masse se fait en un seul point du boîtier (**photo 9**).

LE CIRCUIT IMPRIME

Le circuit imprimé de dimensions 100 x 160 mm porte l'essentiel des composants actifs (**figures 10, 11** et **photo 7**). Celui-ci est libre de fils, toutes les liaisons se font par cosses Faston. On

ALIMENTATION H.T. STABILISÉE



Alimentation Stabilisée	Valeur	Volt/Puiss.	Tol/Type	
1 B1	600V	1A		
1 B2	40V	1,5A		
2 C1, C2	220µF	350V	Radial	10 mm
1 C3	0,1µF	630V	Radial	15 mm
3 C4, C5, C6	0,47µF	630V	Radial	27,5 mm
1 C7	1nF	630V	Radial	10 mm
1 C8	82µF	500V	Radial	10 mm
1 C9	10nF	630V	Radial	10 mm
1 C10	0,1µF	100V	Radial	5 mm
1 C11	1000µF	50V	Radial	7,5 mm
2 C12, C13	1µF	50V	Radial	5 mm
1 C14	100µF	35V	Radial	5 mm
1 C15	47µF	63V	Radial	5 mm
1 C16	10nF	100V	Radial	5 mm
1 C17	10µF	100V	Radial	5 mm
5 D1, D2, D3, D5, D7	1N4007			
3 D4, D6, D10	Led			
2 D8, D9	1N4148			
1 FS1	2A		Lent (T)	
1 FS2	1A		Lent (T)	
1 FS3	500mA		Rapide (F)	
1 IC1	7824			
1 IC2	741			
1 K1	Finder	24Vdc		
1 K2	Crydom		D2410	
1 Q1	2N5401			
1 Q2	BUZ305			
4 R1, R2, R10, R11	470K	0,5W	1%	MF
2 R3, R4	100K	2W	5%	MO
2 R5, R17	10K	0,5W	1%	MF
2 R6, R7	220K	0,5W	1%	MF
1 R8 (Voir texte)	47K	0,5W	1%	MF
1 R9	10M	0,5W	1%	MF
1 R12	150K	0,5W	1%	MF
1 R13	2,2K	50W	5%	Alu
1 R14	0			
1 R15	100	0,5W	1%	MF
3 R16, R18, R19	100K	0,5W	1%	MF
2 R20, R24	4,7K	0,5W	1%	MF
1 R21	220	50W	5%	Alu
2 R22, R23	1K	0,5W	1%	MF
1 S1	Thermique	75 °C		
1 T1	2x15V	5VA		
1 T2 (Voir texte)	12,6V/430V	2,5A/0,6A		
2 Z1, Z2	5,6V	400mW	5%	
1 Z3	130V	1,5W	5%	

Figure 11 : Insertion des composants de la platine stabilisée

Photo 7 : Carte prête à l'emploi

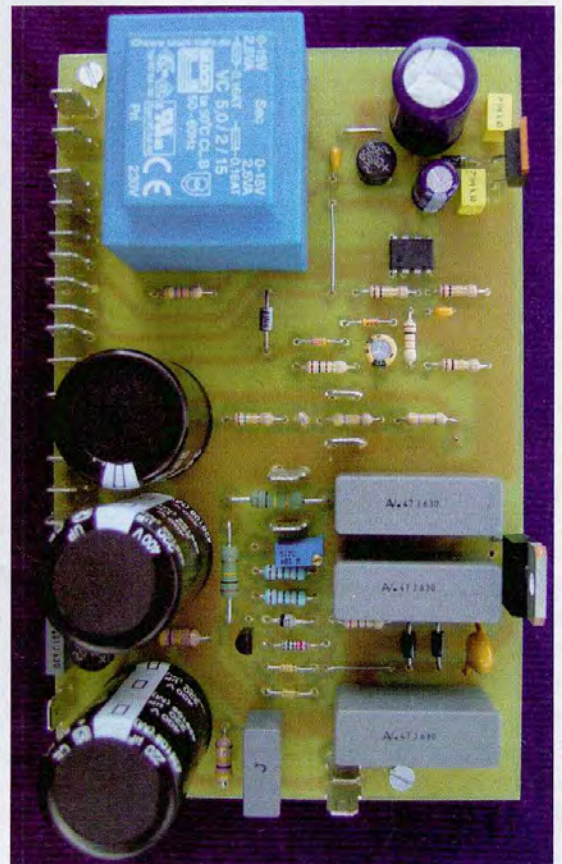




Photo 9



Photo 10



Photo 11

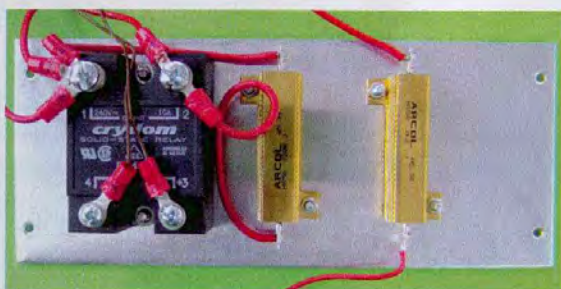


Photo 8

commencera par insérer et souder les cosses Faston et la cosse picot.

Ensuite, les composants par ordre de taille en terminant par les trois électrolytiques et le transformateur T1.

Test de la carte

La carte peut être testée en dehors du boîtier en alimentant le transformateur T1 aux points « T » et « V ».

La tension en « S » doit être de +24 Vdc. Placer une résistance de 1 kΩ entre les points « S » et « R » et monitorer le point « P ». Celui-ci doit basculer à +24 Vdc trois secondes après avoir court-circuité le point « R » à la masse « Q ».

Le relâchement bref du court-circuit initialise un nouveau délai de trois secondes.

Pour la haute tension, raccorder en « A » et « B » le secondaire du transformateur, court-circuiter « C » et « D » et visser une pièce d'aluminium quelconque sur Q2 de manière à évacuer les quelques calories. Alimenter progressivement le primaire à l'aide d'un Variac. La tension en sortie doit monter lentement jusque 485 Vdc. Avec la tension nominale au primaire, il y a lieu de sélectionner R8 ou d'ajuster le potentiomètre pour obtenir les +485 Vdc.

A ce niveau, le test en charge ne peut être fait en l'absence de dissipateur.

Attention, la tension sur le MOS vaut environ 600 Vdc. Il faut un environnement dégagé, placer les sondes et mettre sous tension ensuite, en se gardant bien de ne rien toucher !

Après la mesure, il faut attendre que les condensateurs soient déchargés.

LE MONTAGE FINAL

Il reste à fixer les divers éléments dans le boîtier et sur la face avant. Les trois fusibles, les trois leds avec résistance, le socle secteur et le « Cliff ». La carte est mise en place comme décrit plus haut, ainsi que le transformateur de puissance et le relais K1 (photos 3 et 9). Le relais solide (K2) et les deux résistances R13 et R21 sont vissés directement sur une tôle d'aluminium de 195 x 80 x 2 mm (photos 8 et 10).

Relier les divers éléments et vérifier minutieusement la pertinence des liaisons.

On est ensuite prêt pour le test final.

ALIMENTATION H.T STABILISÉE

Caractéristiques techniques	Stabilisée
Tension nominale	485 Vdc
Courant	0 → 350 mAdc
Tension de chauffage	12,6 Vac - 2,5 A
Stabilité pour 230V +/- 5%	+/- 0,5%
Rapport Signal Bruit de l'Amplificateur	>110 dB
Ondulation résiduelle (I = 300 mAdc)	< 3 mVac
Résistance interne statique	< 5 Ω
Impédance interne > 100 Hz	3,6 Ω
Impédance interne > 1000Hz	1,1 Ω
Mise sous tension temporisée	30 sec - Rampe
Consommation en charge	230V / 1,1 A / 250VA
Consommation au repos	230 V / 22 mA / 5 VA
Dimensions	203 x 280 x 133 mm
Poids	9 Kg

Performances de l'alimentation stabilisée destinée à piloter le push-pull classe A de 6L6GC

Alimentation Stabilisée - Composants Spécifiques	
K1 Relais Finder 24V	Conrad Ref: 502885
K1 Socle Finder	Conrad Ref: 504378
K2 Relais Statique Crydom D2410	Conrad Ref: 186473
T1 Transformateur	Radiospares Ref: 201-8491
T2 Transformateur	ACEA Ref: 7176
Condensateur 82µF / 500V	Radiospares Ref: 339-7155
Condensateur 220µF / 400V	Radiospares Ref: 127-672
R13 2K2 50W	Radiospares Ref: 159-629
R21 220 50W	Radiospares Ref: 158-373
Bottier	Radiospares Ref: 223-988
Q2 BUZ305	Radiospares Ref: 840-993
Isolant BUZ305	Me contacter
Isolant 7824 TO220	Radiospares Ref: 298-443
Socle Touchproof à 8 contacts	Me contacter
Plug Touchproof	Me contacter
Radiateur Q2 (1°C/W)	Me contacter
Socle Secteur	Conrad Ref: 612600
Socle Fusible 32 mm	Conrad Ref: 550825
Switch Thermique 75°C	Radiospares Ref: 339-308
Entretoises M3 10 mm F-F	Conrad Ref: 526517
Raccord LED	Conrad Ref: 741213
Cosses Faston	Radiospares Ref: 284-8466
Picot 1,3mm	Conrad Ref: 526274
Cosse picot 1,3 mm	Conrad Ref: 526258

Test final

Il faut relier T1 au secteur par les cosses « T » et « V » et raccorder le socle secteur au Variac. La led « SB » est allumée. La mise à zéro de la ligne « ON » provoque le basculement de K2 après trois secondes et la led « ON » s'allume. Monter ensuite la tension au Variac tout en mesurant la haute tension en sortie. Le test en charge peut être fait en plaçant deux ampoules de 60 W en série, en parallèle avec deux ampoules de 25 W en série. Nous avons alors une

charge qui consomme 350 mA et dissipe 170 W.

Attention, il faut raccorder les ampoules et démarrer l'alimentation ensuite ! Débrancher l'alimentation directe de T1 et raccorder selon le schéma. L'alimentation est bonne pour le service...

Le Câble

Le câble de liaison contient huit conducteurs, il est initialement destiné à équiper le raccordement électrique d'une remorque automobile (photo 11).

Il est disponible dans les « Auto-Center » et présente l'avantage d'une grosse section de cuivre associée à un solide isolant. Notre prototype mesure deux mètres, mais au besoin peut être bien plus long.

Pour les données de fabrication, des cartes imprimées ou de quelque problème d'approvisionnement, n'hésitez pas à me contacter par courriel à l'adresse : jl.vandersleyen@skynet.be

A suivre

Jean-Louis Vandersleyen



Et si vous réalisiez votre ampli à tubes...

Une sélection de 9 amplificateurs de puissances 9 Weff à 65 Weff à base des tubes triodes, tétrodes ou pentodes

Des montages à la portée de tous en suivant pas à pas nos explications

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si vous réalisiez votre ampli à tubes... »

France : 30 € Union européenne : 30 € + 2 € frais de port

Nom : _____ Prénom : _____
 N° : _____ Rue : _____
 Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Bon à retourner accompagné de votre règlement à :
Transocéanic - 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80