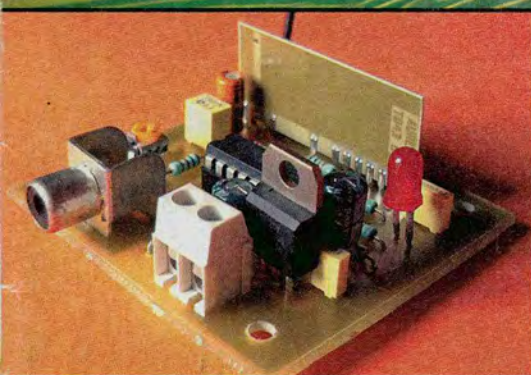
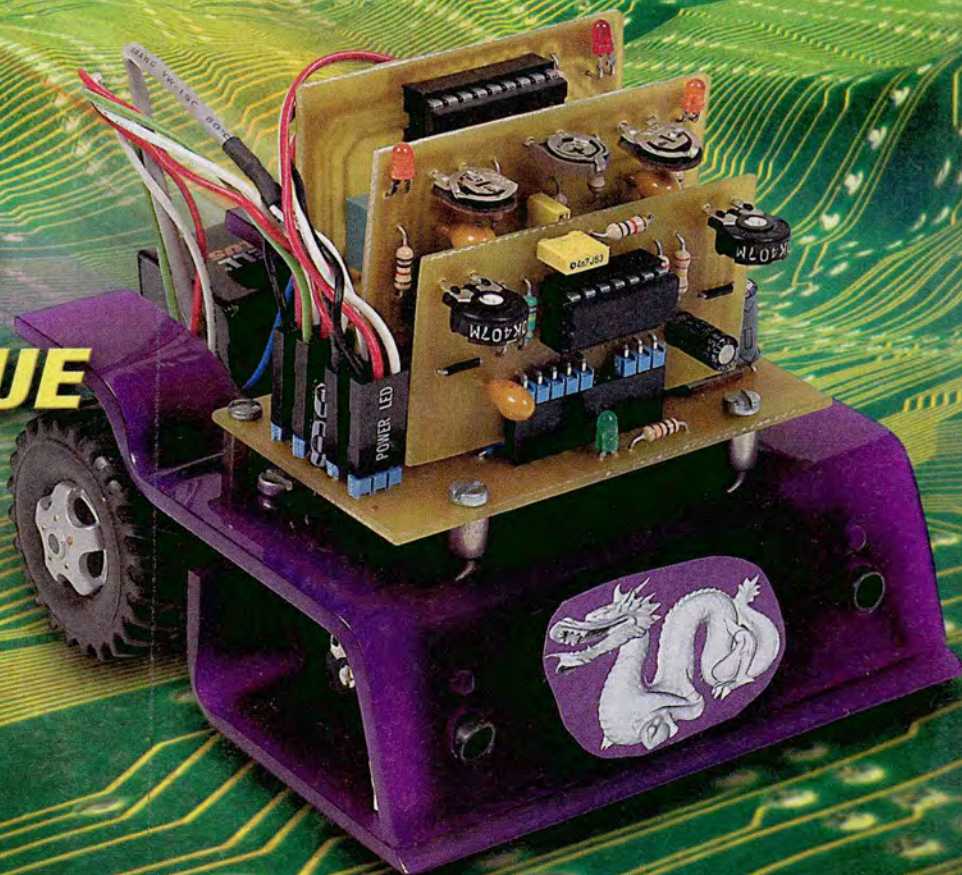


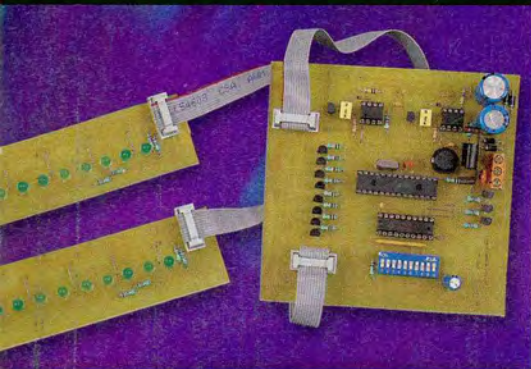
Retrouvez
le cahier audio
Led

ROBOT

MINI SUMO ANALOGIQUE



Radio FM péritélévision



Wattmètre stéréo



Préamplificateur à tubes

DÉCOUVREZ AUSSI :

- ▷ Une minuterie à préavis d'extinction
- ▷ Une carte suiveur de ligne

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 TNM
 MAR : 50 DH • PORT CONT : 4,60 €
 DOM SURF : 4,60 €

T 02437 - 304 - F : 4,50 €



ELECTRONIQUE PRATIQUE

Sommaire N° 304

4 5 8 Infos/Nouveautés

Initiation

- 10 Internet pratique
- 12 Avec un peu de logique
- 16 Les PLC de la nouvelle génération

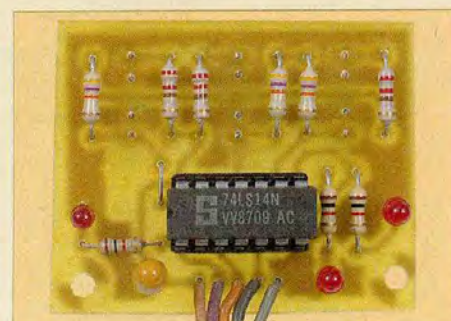
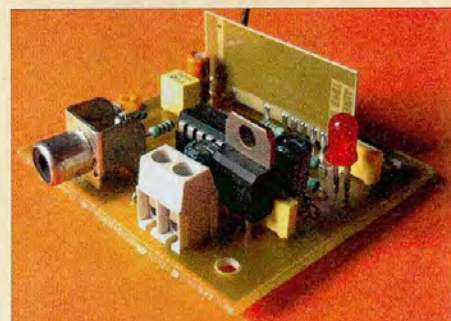
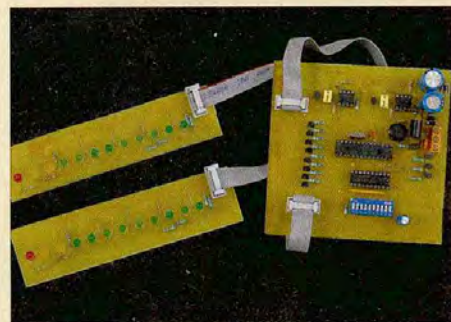
Réalisez vous-même

Micro/Robot/Domotique

- 22 Platine de développement pour PLC
- 30 Robot Mini Sumo analogique
- 38 Carte "suiveur de ligne" pour robot
- 40 Minuterie à préavis d'extinction
- 44 Radio FM péritélévision

Audio

- 54 Et si on parlait tubes (cours n° 23)
- 62 Wattmètre programmable de 1W à 255W
- 70 Optimisation du préamplificateur KTR 5725



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 BOUTEVILLE SANDERS, P. MERCIER

Photos : Isabelle GARRIGOU - Avec la participation de : R. Bassi, H. Cadinot, A. Cochetoux, F. Giamarchi, R. Knoerr, P. Morin, P. Oguic, O. Viacava

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 : pubep@fr.oleane.com

ABONNEMENTS : 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

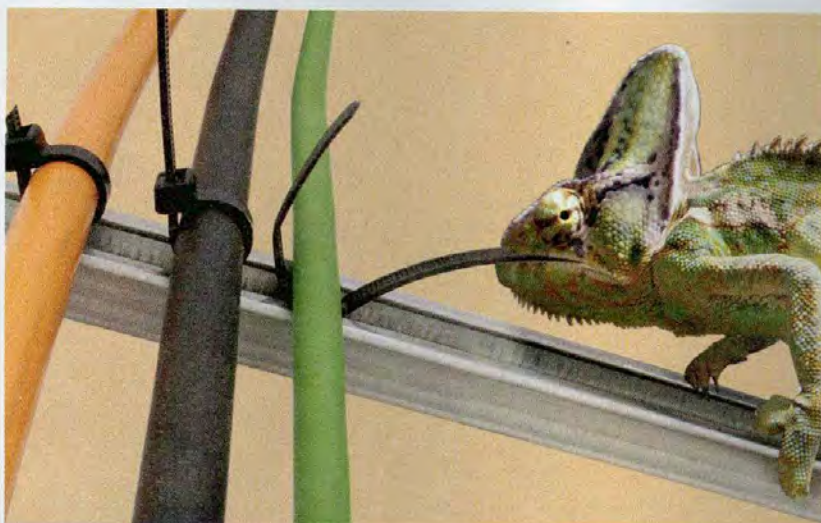
Internet : www.expressmag.com - Le tarif d'abonnement annuel pour les USA et le Canada est de 54 €

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 AVRIL 2006 - Copyright © 2006 - TRANSOCEANIC

LE PROCHAIN NUMÉRO D'ÉLECTRONIQUE PRATIQUE SERA EN KIOSQUE LE 9 MAI 2006

Montage éclair de serre-câbles



La société igus de Cologne vient de mettre au point le serre-câbles « Chainfix Nuggets » CFN.20 pour la fixation dans les Chaînes Porte-Câbles de Câbles et de Gaines d'un diamètre allant jusqu'à 20 mm. Peu encombrant et peu coûteux, ce nouveau serre-câbles est nettement plus facile à mettre en place

que les systèmes traditionnels (peignes, étriers de serrage, etc.).

Plus besoin d'outils ni de vis.

Pour monter les « Chainfix Nuggets », il suffit de les enfoncer et de les tourner dans le rail en C. Leur retrait est tout aussi rapide.

Les colliers (fixation) et les « nuggets »

(support pour la fixation) permettent d'éviter que les câbles ne bougent.

Confection possible

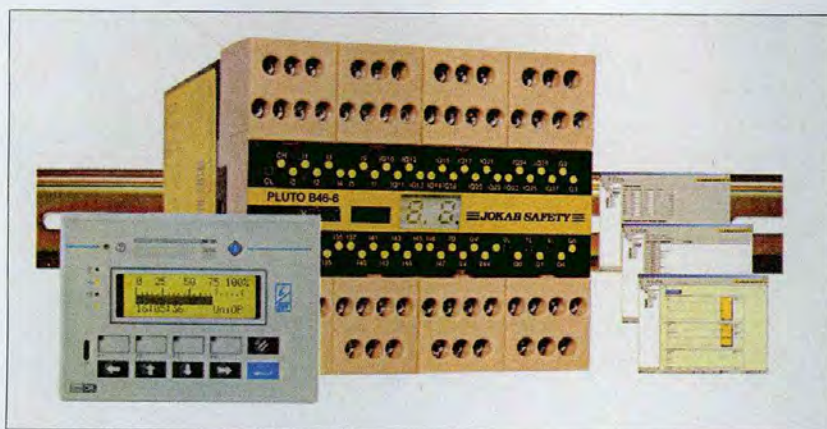
Ce nouveau serre-câbles, est proposé par igus sur demande en version pré-confectionnée, combiné à des fixations KMA et à un rail en C. Il suffit alors de serrer les colliers. Les « Chainfix Nuggets » conviennent particulièrement à toutes les applications en autoportance à course courte, sur les équipements d'assemblage par exemple.



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

Davantage d'E/S et un terminal IHM



Jokab Safety présente un nouveau module Pluto avec double largeur de 90 mm.

Cet API de sécurité a été développé pour satisfaire la demande du marché pour un module compact avec davantage d'E/S. Il est disponible soit avec une connexion de bus (B46-6), soit

comme unité autonome (S46-6). Chaque Pluto B46-6 et S46-6 a un total de 46 E/S, dont 6 sorties de sécurité séparées. 16 E/S peuvent être utilisées comme des entrées ou des sorties et 24 E/S comme des entrées pour des dispositifs de sécurité par exemple.

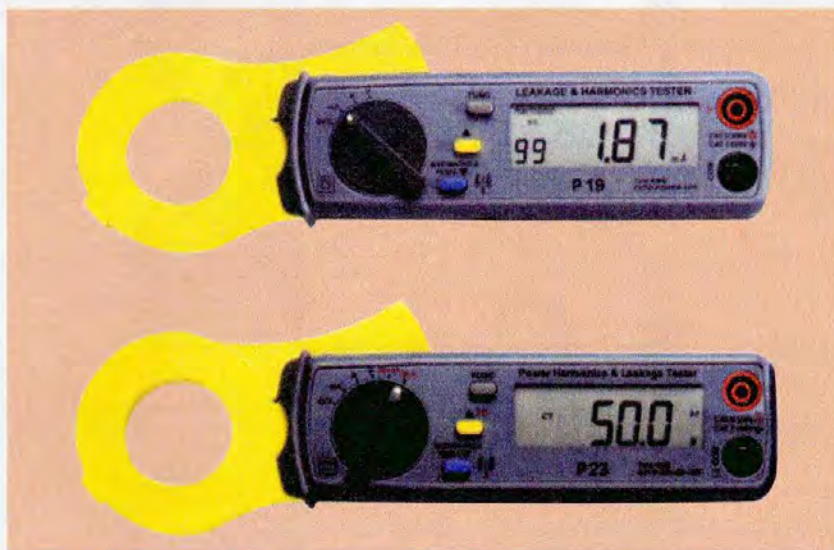
Le logiciel "Pluto Manager" est basé sur la programmation avec un schéma des contacts, ce qui rend Pluto pratique à utiliser, tant pour la surveillance de la sécurité que pour les commandes des petites machines. Un terminal IHM peut être connecté directement à l'interface série sur la face avant du module Pluto ou au bus CAN de sécurité.

Contact :

JOKAB SAFETY FRANCE JLP AUTOMATISME

Ing. Jean-Luc Rousson
Rue de la Télématique - B.P. 781
F-42951 SAINT-ÉTIENNE CEDEX
Tél. : 04.77.93.58.58
Fax : 04.77.93.03.68
jlrousson@jlpautomatisme.fr
www.jokabsafety.com

Mini pinces harmoniques P19 / P23



Les pinces **P19** et **P23** sont des mini-pinces harmoniques conçues pour des utilisations industrielles à basse énergie, avec des mesures de tension allant jusqu'à 600VAC avec un niveau de protection de CAT II et des mesures de courant alternatif allant jusqu'à 50AAC ou 100AAC suivant le modèle de pince.

Afin d'évaluer les problèmes liés aux harmoniques, nous avons développé ces deux pinces **P19** et **P23** qui permettent de mesurer les rangs et les amplitudes des harmoniques, ainsi que le taux de distorsion harmonique total. Ces deux appareils permettent l'analyse harmonique **en tension et en courant** jusqu'au 99^{ème} rang, en % et en amplitude. Grâce à leur mesure de la valeur crête et de leur valeur

TRMS, elles sont également capables de calculer le facteur de crête.

Ces pinces sont particulièrement adaptées à la maintenance et à la surveillance des installations électriques : **convertisseur TRMS AC**, ouverture des mâchoires de 30 mm, afficheur 10 000 points, enregistrement des valeurs mini/maxi, fonction maintien de la mesure (HOLD), mise hors tension automatique en cas d'inactivité afin de préserver la durée de vie des piles.

Les **P19** et **P23** sont dotées d'un **coefficient de transformation réglable** qui permet d'effectuer des lectures directes sur les capteurs de courant à sortie courant, augmentant ainsi les capacités de mesure en direct.

La pince **P23** est dotée d'une fonction supplémentaire concernant les mesures de puissances en **mono-phasé et triphasé équilibré**. Les différentes puissances que cette pince est capable de mesurer sont les suivantes : puissance active (**W**), puissance apparente (**VA**), puissance réactive (**VAR**) et puissance en chevaux (**H.P**). À partir de ces mesures, la **P23** peut calculer le facteur de puissance (PF ou **cos φ**) et l'angle de phase (**φ**).

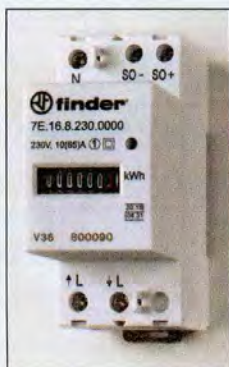
La **P23** permet de mesurer l'énergie électrique consommée (**Wh**) avec un affichage de 6 digits et une remise à zéro du compteur. Dans un système triphasé, cet appareil peut également déterminer l'ordre des phases pour indiquer le sens de rotation des moteurs.

Ces deux pinces ont été développées pour répondre aux besoins des électrotechniciens, avec **une utilisation accessible à tous** et dans divers domaines d'applications. Elles sont livrées en standard avec une sacoche de transport, une pile, un jeu de cordons avec pointes de touche et une notice d'utilisation.

Contact : FRANÇAISE D'INSTRUMENTATION

44, rue des Noës
10000 TROYES
Tél. : 03.25.71.28.93
Fax : 03.25.71.28.99
www.distrame.fr
e-mail : infos@distrame.fr

COMPTEURS D'ÉNERGIE SÉRIE 7E de Finder France

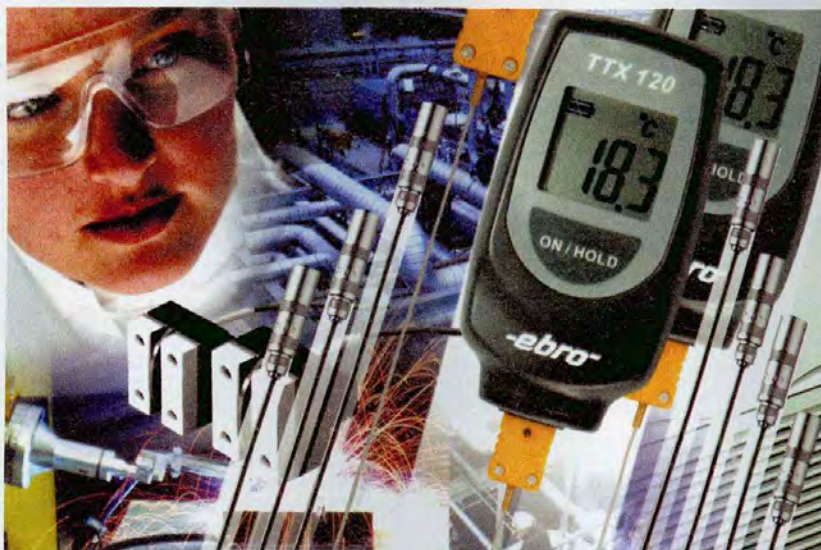


Caractéristiques techniques

- Alimentation 230Vac - 2 modèles proposés
 - 7E13 : In : 5A Largeur 1 module : 17,5 mm
 - 7E16 : In : 10A Largeur 2 modules : 35 mm
- Fourni avec sortie émettrice d'impulsions pour comptage à distance
- Unité de comptage : kilowatt/heure
- Applications :
 - Machines-outils
 - Bornes de fourniture d'énergie (emplacements camping, places de marché, ports...)

FINDER - BP 40 - 73302 SAINT-JEAN DE MAURIENNE
Tél. : 04 79 83 42 21 - Fax : 04 79 59 80 04 - m.plisset@finder.fr

Mesure précise de températures entre -60 et + 1200 °C



Ebro Electronic, spécialiste de la mesure à Ingolstadt/RFA, a commencé la nouvelle année en annonçant le thermomètre maniable TTX 120 avec une étendue de mesures de -60 à +1200 °C et une précision de ± 1 °C. Dans la plage de -60 à +199,9 °C, la

résolution est de 0,1 °C et de 1 °C pour le reste de cette plage. Le temps de réponse (90 %) dépend de la sonde utilisée. Plus de 100 différentes sondes de température (NiCrNi) sont disponibles pour diverses applications. Un certificat de calibrage d'usine est également

inclus dans la livraison. Le boîtier robuste en ABS, avec étanchéité IP 40 pour les environnements rudes, résiste particulièrement bien aux chocs et dispose d'un grand afficheur à cristaux liquides, facile à lire. Grâce à ses dimensions réduites (90 x 42 x 17), il s'adapte à toutes les tailles de mains. La pile est facile à remplacer et offre une durée de vie moyenne de 1 an. Le thermomètre a été conçu pour l'utilisation dans des applications chimiques, de chauffage, de ventilation et de climatisation. De plus, il convient parfaitement aux mesures dans l'air, les gaz, les liquides, les matières plastiques et les laboratoires ainsi que pour la mesure de température de surface des moules pour injection.

Contact :

SOPAC énergie Thermo Contrôle

Parc d'activités des Fossés JEAN
142/176, av. de Stalingrad Bat. 5
92700 COLOMBES
Tél. : 01.47.99.61.00
Fax : 01.47.99.61.19
infotc@sopac.com
www.sopac-energie.fr

PORTE OUVERTE LIVE SOUND AUDIO/TSM



Porte ouverte le 22 et 23 AVRIL démonstration LIVE SOUND/SUPRAVOX

Au cœur d'une exposition de ren-
contre artistique qui a lieu tous les
ans à CORMEILLES EN VEXIN 95830

(A15 direction ROUEN, sortie 10
MARINES).

Deux jours d'écoutes comparatives
d'intégrés, ampli et pré-ampli, sur
haut parleur large bande, montage
panneau plan et enceinte acoustique
SUPRAVOX.

NEW

Caractéristiques de l'amplificateur
intégré, série BEETHOVEN

5 entrées stéréo asymétriques, com-
mutables, sensibilité 400mV, sorties
2 x 40 W/8 Ω

4 triodes 6C41-1 double triode 2C51
Transformateur amplificateur dépha-
seur (déphasage sortie stéréo
0 degré)

Signal/bruit : 97 dB

Bande passante : 20 Hz à 20 kHz
à - 1dB

Distorsions : moins de 1%

Technologie condensateurs polypro-
pylène, résistances faible bruit,
potentiomètre et commutateur
ALPS, coffret acier couleur noir ou
inox poly.

PRIX : 3450 €

WWW.audiotub.fr

La programmation des micro-contrôleurs et des PC fait le plus souvent appel à la logique booléenne. Cette logique permet de résoudre la plupart des problèmes qui se posent aux programmeurs, à condition que les variables qui interviennent dans les décisions soient parfaitement définies.

Cependant, il existe de nombreuses situations où il n'est pas simple de définir un état par une variable bien définie (par exemple, comment programmer : « le colis est lourd »). S'il vous arrive de réaliser des petits programmes pour faire fonctionner vos montages et si vous avez déjà éprouvé une certaine difficulté à traduire des situations de la vie courante en logique booléenne alors vous serez certainement intéressé par la découverte des principes de la logique floue que nous allons vous présenter grâce à Internet.

En effet, la logique floue permet de modéliser l'incertitude qui caractérise de nombreuses situations de la vie courante. Par exemple si vous deviez écrire un programme pour étudier les caractéristiques d'une population composée de personnes classées comme étant « grandes », quel critère de filtrage utiliseriez-vous dans votre programme ? Vous pourriez décider arbitrairement de ne retenir que les personnes qui mesurent plus de 1,80 m, auquel cas votre programme utiliserait une instruction conditionnelle du genre « si Taille > 1,8 alors traiter la fiche ». Mais dans ce cas vous ne traiteriez pas les fiches remplies par des personnes qui mesurent 1,80 m ou 1,79 m, etc. Si vous soumettez votre programme à un ami ou à un collègue il se peut que ce dernier ne soit pas d'accord avec votre critère de sélection pour définir si une personne est de grande taille. Au final, quelle que soit la valeur numérique retenue, vous admettez que le choix restera critiquable.

C'est dans toutes ces situations que la logique floue vient à notre secours, en introduisant des états intermédiaires entre l'état « vrai » (1 en

internet PR@TIQUE



1

<http://www.chez.com/bmantel/pages/logfloue.html>

logique booléenne) et l'état faux (0 en logique booléenne). C'est ainsi qu'en logique floue on dira d'une personne qui mesure 1,79 m qu'elle est « plutôt grande » et d'une personne qui mesure 2 m qu'elle est « vraiment grande ». A l'inverse on dira d'une personne qui mesure 1,70 m qu'elle est « moyennement grande » et d'une personne qui mesure 1,50 m qu'elle est « petite ».

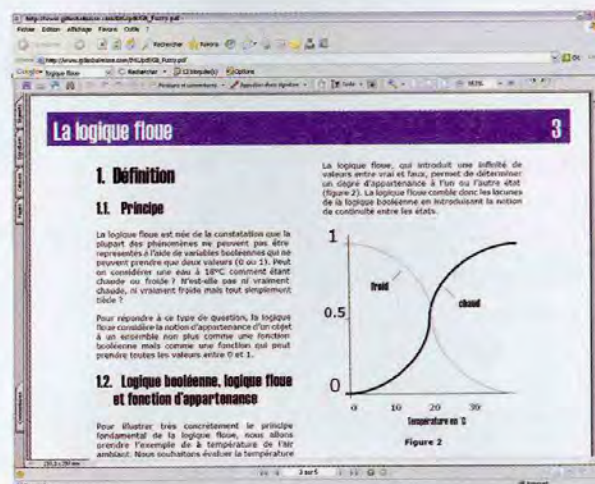
Pour découvrir plus précisément comment la logique floue permet de résoudre les problèmes que nous venons d'évoquer, nous vous invitons à lancer votre navigateur Internet favori et à charger la page suivante : <http://www.chez.com/bmantel/pages>

/logfloue.html. Ce site présente les bases de la logique floue très simplement, en quelques pages seulement. Ce site permet donc de se faire une idée rapide sur le sujet. Nous vous invitons également à télécharger le document suivant si vous souhaitez simplement découvrir les principes de la logique floue : http://www.gillesbalmisse.com/IMG/pdf/GB_Fuzzy.pdf. Si vous souhaitez approfondir le sujet, nous vous invitons à charger la page qui se situe à l'adresse :

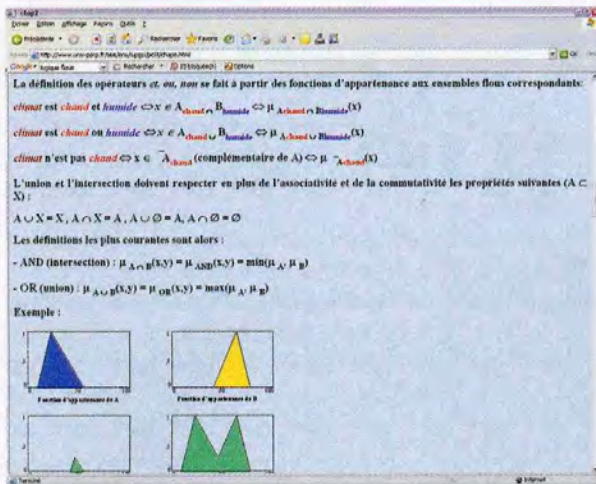
<http://www.univ-perp.fr/see/ens/iupgsi/polit/>. Ce site expose un peu plus les bases de la logique floue et les opérations logiques que l'on peut réaliser sur des variables « floues ».

2

http://www.gillesbalmisse.com/IMG/pdf/GB_Fuzzy.pdf



3



3

<http://www.univ-perp.fr/see/ens/iupgsi/polit/>

Vous pourrez également télécharger le document qui se situe à l'adresse http://www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/Cours_GEL/Branches_techniques/Electronique_analogique/Cours%20PDF/Fuzzy.PDF et qui explique comment l'on calcule en logique floue. Nous vous invitons

également à télécharger le document disponible à partir du lien « Télécharger » de la page située à l'adresse : http://www.schneider-electric.com/cahier_technique/fr/resumes/logique_floue.htm. Vous y trouverez (en annexe) un rappel des équations utilisées en logique floue

qui correspondent aux opérateurs booléens.

Si la découverte de la logique floue vous a passionné vous trouverez certainement amusant le petit jeu en logique floue proposé à l'adresse :

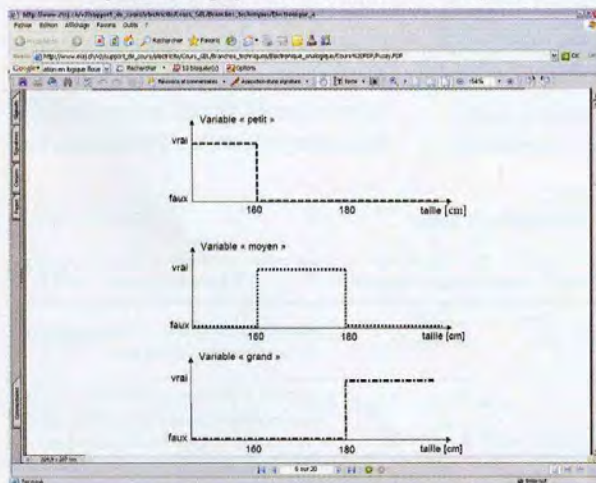
http://sn1.chez-alice.fr/floue/canon_fichiers/frame.htm, ou bien vous apprécierez l'exemple d'un programme en logique floue destiné à piloter un thermostat, réalisé en se servant du langage BASIC, et que vous trouverez à l'adresse : <http://www.4p8.com/eric.brasseur/lofo.html>.

Nous terminerons en ajoutant que vous trouverez quelques liens supplémentaires sur ce sujet, en annexe de cet article, et nous vous donnons rendez-vous le mois prochain pour de nouvelles découvertes passionnantes grâce à Internet.

P. Morin

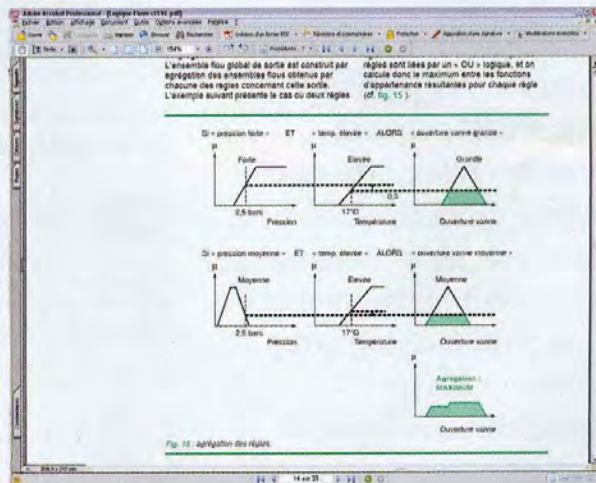
4

http://www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/Cours_GEL/Branches_techniques/Electronique_analogique/Cours%20PDF/Fuzzy.PDF



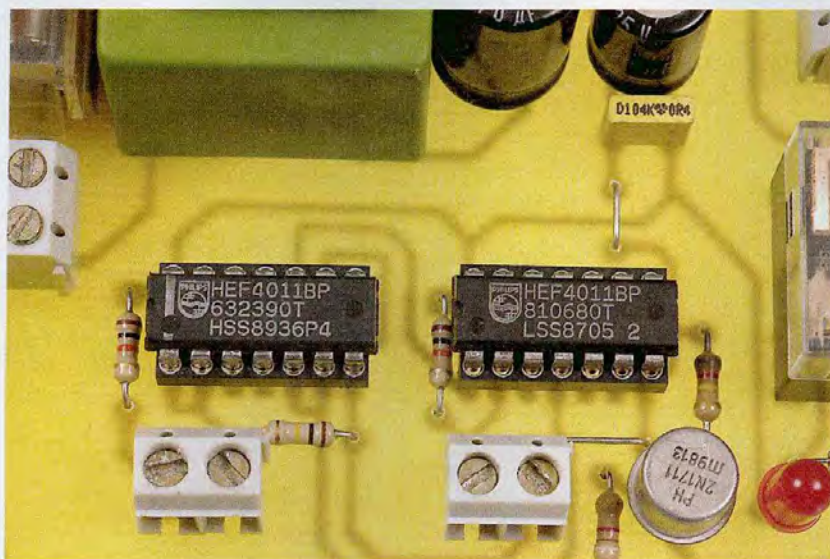
5

http://www.schneider-electric.com/cahier_technique/fr/resumes/logique_floue.htm



<http://www.chez.com/bmantel/pages/logfloue.html>
http://www.gillesbalmisse.com/IMG/pdf/GB_Fuzzy.pdf
<http://www.univ-perp.fr/see/ens/iupgsi/polit/>
http://www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/Cours_GEL/Branches_techniques/Electronique_analogique/Cours%20PDF/Fuzzy.PDF
http://www.schneider-electric.com/cahier_technique/fr/resumes/logique_floue.htm
http://sn1.chez-alice.fr/floue/canon_fichiers/frame.htm
<http://www.4p8.com/eric.brasseur/lofo.html>
<http://www.unice.fr/Demartini/FCL/distribution/logique-floue.pdf>
http://fr.wikipedia.org/wiki/Logique_floue
<http://www.4p8.com/eric.brasseur/lofo.html>
<http://logiquefloue.free.fr/main.php?paged=1>
<http://fleche.org/pierre/logfloue/partie1/partie1.html>
http://perso-etis.ensea.fr/~revel/html/cours_IA/node67.html
http://m.strasser.faculty.free.fr/TI/Noise_Reduction_By_Fuzzy.pdf
http://www.enib.fr/~buche/public/article/LFA_04.pdf
<http://vadeker.club.fr/corpus/loubiere/6-2.html>
<http://fleche.org/pierre/logfloue/partie4/partie4.html>
http://perso-etis.ensea.fr/~revel/html/cours_IA/node54.html
<http://sn1.chez-alice.fr/floue/floue.html>

Avec un peu de logique ...



Contrairement à l'électronique analogique dont les niveaux de potentiel peuvent prendre n'importe quelle valeur comprise entre le zéro volt et le maximum du potentiel d'alimentation d'un montage, les fondements de l'électronique logique reposent sur l'existence exclusive de deux valeurs : 0 ou 1, qui correspondent respectivement au zéro volt et au potentiel maximum

C'est le royaume du binaire ou encore du tout ou rien. C'est également sur ce principe de base très simple et très fiable que repose toute l'électronique moderne de la numérisation informatique.

Les fonctions logiques de base

En matière de logique, il est possible de distinguer un certain nombre de

fonctions répondant toujours à des principes très stricts. Ces 7 fonctions de base sont reprises dans le tableau de la **figure 1**. Dans chaque cas, on notera que la fonction se caractérise par un certain nombre d'entrées (sauf dans le cas de la fonction « Inverse » pour laquelle l'entrée est unique) représentant en quelque sorte les causes et une sortie sur laquelle se manifeste un **effet** suivant les niveaux logiques auxquels sont soumises les entrées.

On notera que pour des raisons de simplification de la présentation du tableau, les portes ne comportent que 2 ou 3 entrées. Bien entendu, ce nombre d'entrées peut être aussi grand que nécessaire.

On remarquera également que :

- la fonction NAND est la fonction AND suivie de la fonction INVERSE
- la fonction NOR est la fonction OR suivie de la fonction INVERSE

1 Les fonctions logiques de base

Fonction	Symbolisation	Notation Booléenne	Règle logique
INVERSE		$S = \bar{A}$	La sortie présente un niveau logique inverse de celui de l'entrée.
AND (et)		$S = A \times B \times C$	La sortie présente un état haut seulement si toutes les entrées sont soumises à un état haut. Dans les autres cas, la sortie présente un état bas.
NAND (et - non)		$S = \overline{A \times B}$	La sortie présente un état bas seulement si toutes les entrées sont soumises à un état haut. Dans les autres cas, la sortie présente un état haut.
OR (ou)		$S = A + B$	La sortie présente un état haut si au moins l'une des entrées est soumise à un état haut.
NOR (ou - non)		$S = \overline{A + B + C}$	La sortie présente un état bas si au moins l'une des entrées est soumise à un état haut.
OR (exclusif)		$S = A \oplus B$	La sortie présente un état haut si une seule entrée (mais aucune autre) est soumise à un état haut.
NOR (exclusif)		$S = \overline{A \oplus B \oplus C}$	La sortie présente un état bas si une seule entrée (mais aucune autre) est soumise à un état haut.

- la fonction NOR exclusif est la fonction OR exclusif suivie de la fonction INVERSE

Il est également possible de représenter le fonctionnement de ces portes au moyen de « tables de vérité ».

Le **tableau 1** ci-après en donne un exemple pour des portes caractérisées par 2 entrées.

Entrées		Sortie					
A	B	AND	NAND	OR	NOR	OR exclusif	NOR exclusif
0	0	0	1	0	1	0	1
0	1	0	1	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0	1	0
1	1	1	0	1	0	0	1

Tableau 1

L'algèbre de Boole

Vers 1847, un mathématicien anglais, Georges Boole, proposa une formulation algébrique de calcul propositionnel. Plus précisément, il établit des relations pour lesquelles des propositions simples sont considérées comme des variables $x_1, x_2 \dots x_n$ pouvant prendre des valeurs 0 ou 1. La notation suivante a été adoptée :

1^{ère} loi : Une porte NOR peut être remplacée par une porte AND à laquelle on présenterait des entrées inversées.

2^{ème} loi : Une porte NAND peut être remplacée par une porte OR à laquelle on présenterait des entrées inversées. Il est facile de démontrer ces 2 lois par le simple examen des tables de vérité correspondantes (**tableau 2**) :

À titre d'exemple, prenons le cas de l'expression booléenne suivante :

$$S = (\overline{x_1 \cdot x_2} + x_3) \oplus x_3$$

Il convient d'inverser dans un premier temps l'entrée x_2 , puis de présenter les valeurs x_1 et x_2 aux entrées d'une porte AND.

Par la suite, la sortie de la porte AND et la valeur x_3 seront à présenter aux entrées d'une porte NOR.

Enfin, la sortie de la porte NOR et la valeur x_3 seront reliées aux entrées d'une porte OR exclusif.

La **figure 2** reprend le schéma correspondant, dont il est facile d'établir la table de vérité (**tableau 3**) :

x_1	x_2	$\overline{x_1}$	$\overline{x_2}$	$\overline{x_1 + x_2}$	$\overline{x_1 \cdot x_2}$	$x_1 \cdot x_2$	$\overline{x_1 + x_2}$
0	0	1	1	1	1	0	1
0	1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	0

Tableau 2

Inversion :	$S = x$
AND :	$S = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \dots x_n$
NAND :	$S = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \dots x_n}$
OR :	$S = x_1 + x_2 + x_3 \dots + x_n$
NOR :	$S = \overline{x_1 + x_2 + x_3 \dots + x_n}$
OR exclusif :	$S = x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \dots \oplus x_n$
NOR exclusif :	$S = x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \dots \oplus x_n$

À la même époque, un autre mathématicien et logicien anglais, Augustus DE MORGAN, a établi deux théorèmes sur lesquels repose la base de l'algèbre booléenne. Il s'agit des lois de Morgan :

$$\Leftrightarrow \overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2}$$

$$\Leftrightarrow \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1} + \overline{x_2}$$

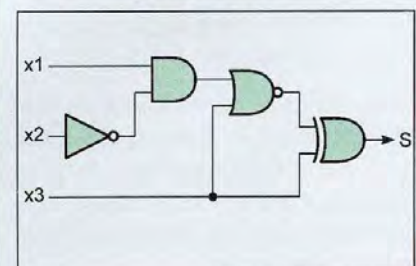
Problèmes et solutions ... logiques

Problème direct

Il s'agit, en partant d'une expression booléenne donnée, de construire le schéma correspondant et d'établir la table de vérité en conséquence. C'est en fait le type de problème le plus simple.

2

Schéma répondant à l'expression



Problème inverse

Il est également possible de résoudre la problématique consistant, à partir d'une table de vérité imposée, d'en déduire l'expression booléenne correspondante ainsi que le schéma d'application.

Prenons l'exemple de la table de vérité suivante (**tableau 4**) :

x_1	x_2	x_3	$f(x_1, x_2, x_3)$	
0	0	0	0	
0	0	1	1	$\Rightarrow S_1$
0	1	0	0	
0	1	1	0	
1	0	0	1	$\Rightarrow S_2$
1	0	1	1	$\Rightarrow S_3$
1	1	0	0	
1	1	1	1	$\Rightarrow S_4$

Tableau 4

Une méthode assez simple consiste à rechercher les lignes pour lesquelles la valeur logique est 1.

Dans le présent exemple, ces lignes sont au nombre de 4 et sont repérées S_1 à S_4 .

Il se trouve que ce nombre est égal à celui des lignes aboutissant à la valeur 0.

C'est la raison pour laquelle on peut retenir indifféremment la valeur 0 ou 1.

Si tel n'était pas le cas, il conviendrait de retenir la valeur logique la moins souvent répétée dans les lignes.

Si la valeur retenue est 1, toutes les entrées des lignes correspondantes sont à relier par la fonction AND.

Cela aboutit pratiquement à la mise en place de 4 portes AND dont les 3 entrées doivent être soumises à un état haut.

Le montage se termine par une porte OR à 4 entrées.

Si au contraire la valeur retenue était 0, il est possible de faire appel, dans les mêmes conditions, à la fonction OR. Les 4 portes OR à installer doivent alors avoir leurs 3 entrées soumises à un état bas.

Il convient alors d'achever le décodage par la mise en place finale d'une porte NAND à 4 entrées.

Mais revenons au choix adopté au départ, hypothèse qui permet d'écrire l'expression booléenne suivante :

$$S_1 = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot x_3$$

$$S_2 = x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3}$$

$$S_3 = x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot x_3$$

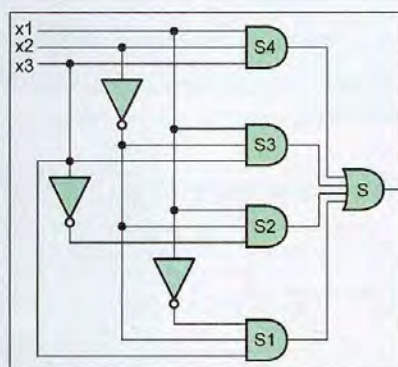
$$S_4 = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$$

Il suffit maintenant de relier les 4 sorties des 4 portes AND aux 4 entrées d'une porte OR.

La sortie de cette dernière restituera alors la valeur S répondant à la table de vérité imposée :

$$S = S_1 + S_2 + S_3 + S_4$$

La **figure 3** fait état du schéma définitif retenu.



3 Constitution d'un schéma à partir d'une table de vérité

Des portes avec d'autres portes ...

Dans la pratique, les portes sont enfermées dans des boîtiers à brochage « dual in line » comportant généralement 14 broches.

Étant donné que ce sont les portes à 2 entrées qui sont les plus utilisées, ces boîtiers comportent le plus souvent 4 portes.

Au niveau de la réalisation des sché-

mas, une fois que l'architecture est adoptée, on se trouve souvent devant le cas où la mise en œuvre de portes de différentes fonctions s'avère nécessaire.

Pour optimiser au mieux l'utilisation de boîtiers déjà « entamés », il est possible de constituer une porte d'une fonction logique donnée à l'aide de portes relatives à d'autres fonctions.

Il s'agit le plus souvent d'une simple application des lois de Morgan par exemple.

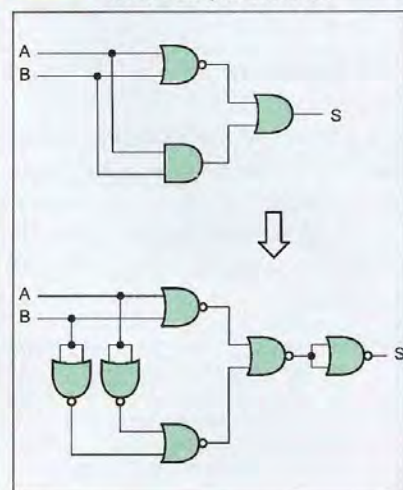
Ainsi, à la **figure 4**, il est fait montre d'une porte NOR EXCLUSIF constituée uniquement par des portes NOR. Le lecteur vérifiera sans peine les tables de vérité correspondantes. Enfin, la **figure 5** indique, pour les portes AND, NAND, OR et NOR, comment construire une porte d'une fonction logique donnée à l'aide d'autres portes.

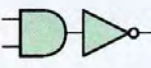
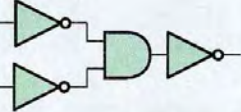
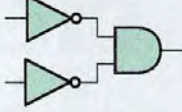
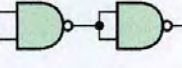
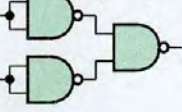
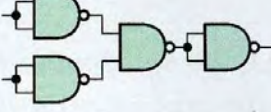
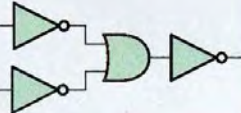
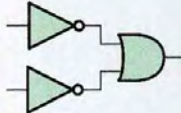
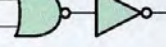
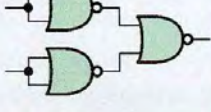
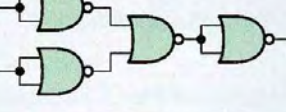
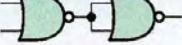
Ce tableau permet de résoudre ce problème par une lecture sous forme de coordonnées, suivant le principe « pour constituer une porte X avec des portes Y ».

À l'aide de ces quelques exemples, nous espérons avoir démystifié ce domaine booléen qui, au fond reste très simple et très ... logique.

R. KNOERR

4 Une porte « NOR EXCLUSIF » avec des portes NOR



Pour constituer une porte					
AND	NAND	OR	NOR		
				AND	Avec des portes
				NAND	
				OR	
				NOR	

5 Équivalences de portes

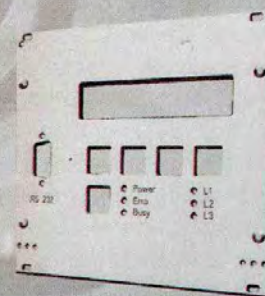


FACES AVANT ET BOÎTIERS

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

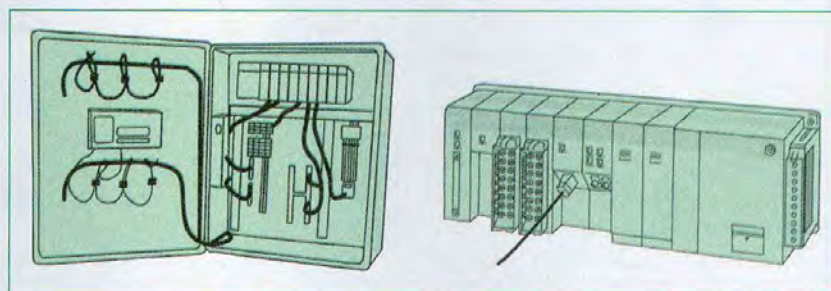
Schaeffer AG · Hohentwielsteig 6a · D-14163 Berlin · Tel +49 (0)30 805 86 95-30 · Fax +49 (0)30 805 86 95-33 · Web info.fr@schaeffer-ag.de · www.schaeffer-ag.de

Les PLC de la nouvelle génération

Les PLC (Programmable Logic Controller) ou API (Automates Industriels Programmables) depuis longtemps utilisés dans les milieux industriels, connaissent un nouvel essor et sont maintenant largement diffusés. Ils constituent un compromis intéressant entre le microcontrôleur que nous connaissons et l'automate industriel. Nous vous proposons de découvrir une nouvelle gamme de produits en détaillant plus particulièrement deux d'entre eux.

Nous avons publié, il y a de cela quelques mois dans EP n° 296, une petite étude traitant des PLC. Nous y avons survolé la façon dont fonctionnaient ces automates et abordé les notions de programmation par utilisation du ladder (programme). Nous vous proposons aujourd'hui la présentation d'une nouvelle « espèce » de PLC bien plus performante que l'ancienne et adaptée à la commande de nombreux systèmes dont la robotique grand public. Nous avons représenté en **figure 1** l'aspect physique des PLC traditionnels, utilisant des boîtiers normalisés fixés sur des rails et possédant des caractéristiques bien adaptées au milieu industriel.

Nous y avons également représenté



1 Aspect physique des PLC traditionnels

les PLC nouvelle génération, dont le concept est totalement différent. Ces derniers sont en effet câblés sur un circuit imprimé, lequel supporte également les circuits d'entrées/sorties permettant la commande des automates. Ce nouveau concept procure à l'utilisateur, qu'il soit amateur ou professionnel, de nombreux avantages :

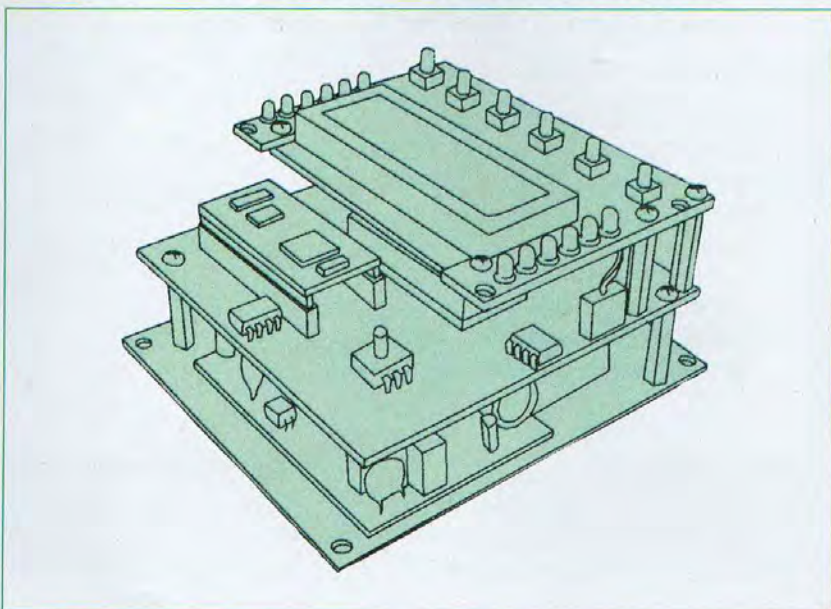
- grande souplesse d'emploi car la majorité des entrées/sorties, exception faite du microcontrôleur, sont

conçues et fabriquées par l'utilisateur. Ainsi, un PLC sera conçu selon le besoin

- le coût de revient est largement diminué par rapport au PLC traditionnel, ce qui est profitable pour la grande production
- on pourra choisir le sens des entrées/sorties
- on pourra réduire le matériel au strict nécessaire ce qui donnera un produit fini très compact

Afin de donner une idée sur l'encom-

2 Encombrement du PLC nouvelle génération sur un système



brement du PLC nouvelle génération par rapport au PLC traditionnel, nous avons représenté en **figure 2** son encombrement sur un système lorsque l'on sait que celui qui est présenté est en DIL 24 broches.

Nous commencerons la présentation des PLC nouvelle génération par la série TPC 3X. Nous verrons plus loin que ces derniers sont maintenant surpassés par une génération encore plus performante.

Les PLC de la série TPC3X

Ces PLC déjà anciens sont toujours utilisés. Ils possèdent de bonnes caractéristiques. Leur emploi est très simple et repose sur un langage graphique ou ladder :

- création du programme graphique sur PC au moyen du logiciel MPGL2 fourni gratuitement et téléchargement dans le TPC à l'aide de l'interface RS232
- modification en accord avec la configuration des entrées/sorties
- sauvegarde du programme en mémoire flash sans batterie de back up
- suivi du programme en temps réel pendant la mise au point

En plus des instructions de base, on peut utiliser des fonctions performantes, fonctions qui nécessitent des unités spécialisées dans les PLC traditionnels :

- compteur 16 bits 30 kHz installé
- octuple convertisseur A/D 10 bits installé
- fonction de commande de modules LCD 2 lignes de 16 caractères à 4 lignes de 20 caractères installée
- fonction de commande de modules 5 digits 7 segments installée
- communication multi usage avec le PC installé (RS232 ou RS485)
- fonction de commande à distance des entrées/sorties
- fonction de contrôle d'un clavier matrice 8 x 8 touches
- fonction pour connecter un thermomètre digital DS1820

Le tableau représenté en **figure 3** donne les caractéristiques des quatre

	TPC 26	TPC 33	TPC 37	TPC 38
Mémoire programme	16 kb	16 kb	128 kb	128 kb
Temps de cycle	2,5 ms	2,5 ou 5 ms	2,5 ou 5 ms	5 ms
Commandes de base	27	27	27	27
Commandes d'applications	84	84	84	84
E/S (P)	26	24	24 E/S 8 Ent + 8 Sort	24 E/S 20 E + 24 S
Sorties D/A 10 bits				2 PWM 10 Bits
Rel. Auxil. (M)	256	256	1024	1024
Contrôle pas à pas (S)	16 de 255 pas	16 de 255 pas	32 de 255	32 de 255
Relais Sauveg. (K)	512	512	512	512
Temporisateurs (T)	64	64	256	256
Compteurs (C)	32	32	256	256
Données (D)	220	220	1024	1024
Buffer. LCD (CH)	20 x 4	20 x 4	20 x 4	20 x 4
Buffer affichage SGN (G)	5 x 8	5 x 8	5 x 8	5 x 8
Convert A/D sur 10 bits (AD)	8	8	8	8
Compteur rapide (CNT)	1 (16 bits)	1 (16 bits)	1 (16 bits)	1 (16 bits)

3 Caractéristiques des quatre principaux PLC de la série TPC3X

principaux PLC de la série TPC 3X. Le schéma de la **figure 4** montre l'interface nécessaire au raccordement de l'un d'entre eux (TPC 26) au PC.

L'organisation mémoire des TPC 26 et TPC 33 est donnée en **figure 5** et celle des TPC 37 et TPC 38 en **figure 6**.

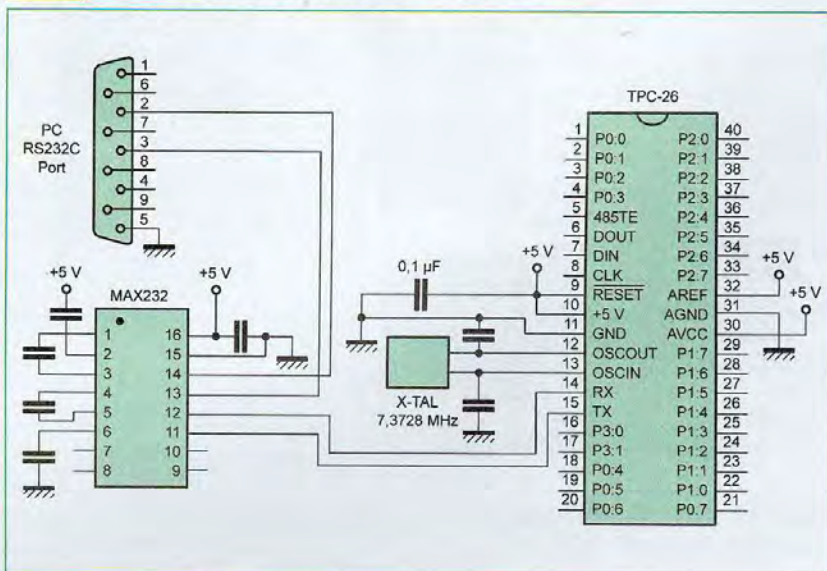
La plus grande distinction que l'on puisse faire entre le ladder des PLC et des langages évolués comme le BASIC ou le C est que les PLC sont

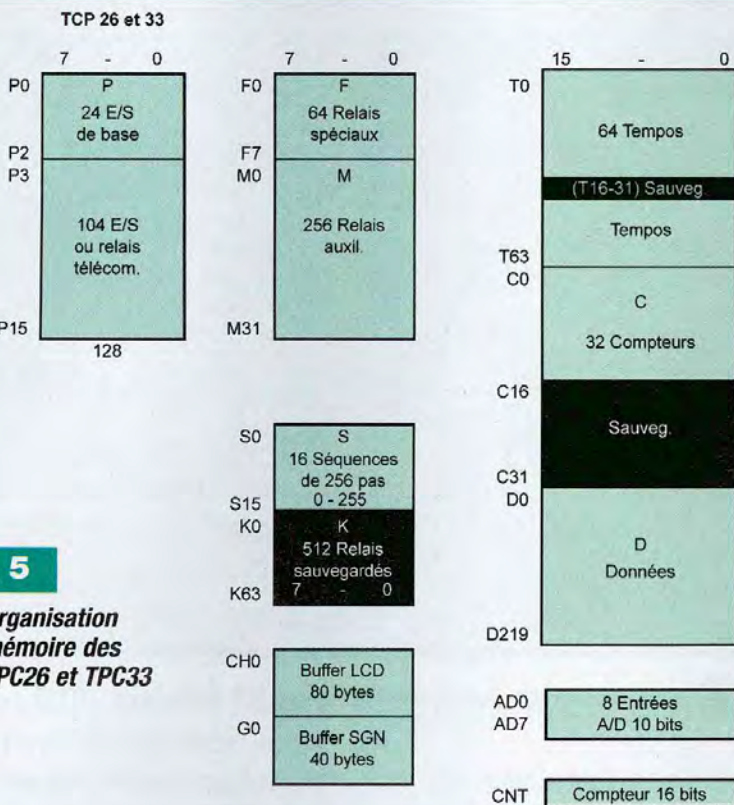
multitâche, ce qui veut dire que plusieurs actions peuvent être accomplies simultanément. Les autres langages sont séquentiels, ce qui implique que les actions sont accomplies les unes à la suite des autres et une seule à la fois.

Nous avons abordé, dans notre article précédent, le principe du temps de cycle.

En effet, afin de travailler correctement et faire correspondre le fonctionnement des entrées et des sorties

4 Interface de raccordement du TPC26 au PC

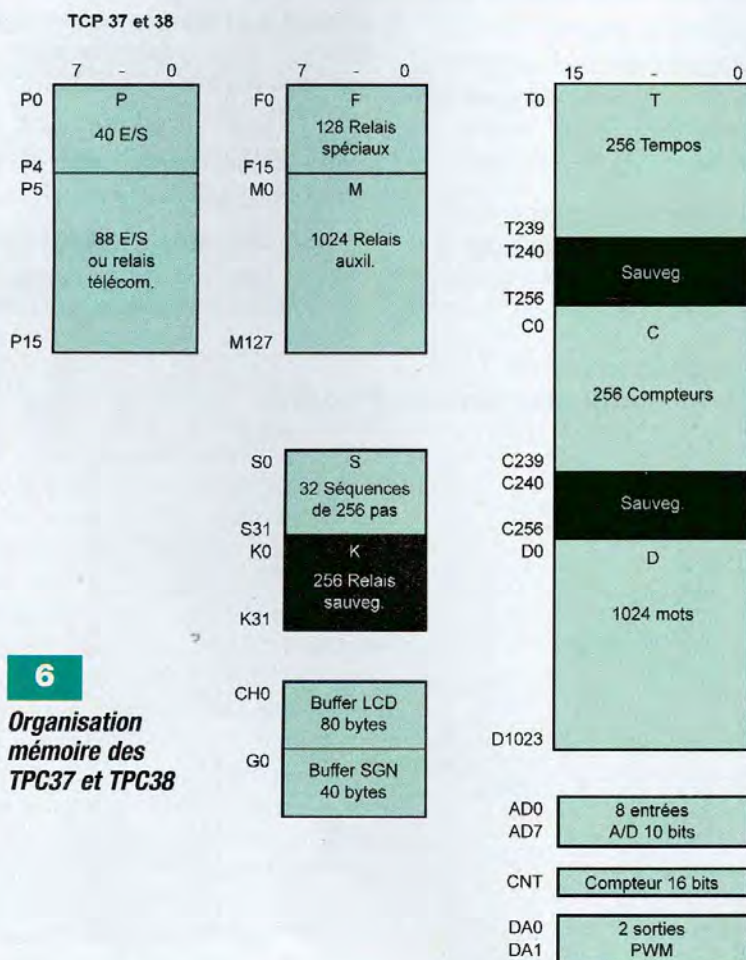




entre elles dans des applications le plus souvent complexes, il est absolument nécessaire d'utiliser le principe du temps de cycle. C'est un intervalle de temps de durée fixe pendant lequel le programme est lu du début jusqu'à la fin, quelle que soit sa longueur.

Comme les autres processeurs, le PLC contrôle plusieurs types de périphériques. La seule différence est qu'il se substitue à des relais dans les équipements d'automatismes et qu'il peut effectivement contrôler différents équipements dans des lignes de production ou dans des robots.

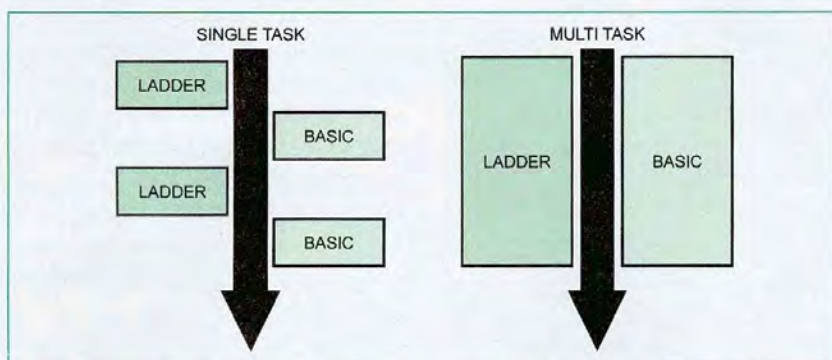
Le langage de programmation comporte 27 instructions de base. Nous conseillons à nos lecteurs de se connecter sur le site du fabricant COMFILE TECHNOLOGY afin de télécharger le logiciel MPGL2 qui permet la programmation des TPC 3X. Ils se rendront ainsi mieux compte des possibilités de ces PLC.



Les PLC de la série CUBLOC

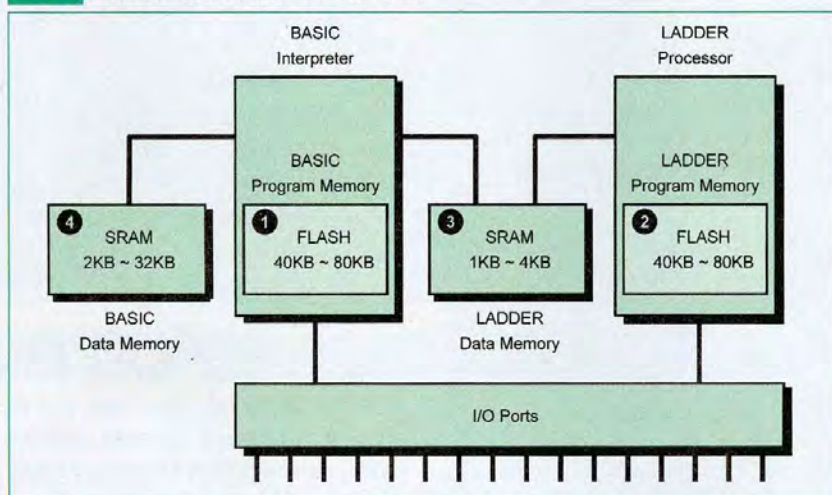
Les PLC de la série CUBLOC sont les derniers nés. Ils sont commercialisés par le même fabricant et présentent des caractéristiques excellentes. Conscients du fait que le programme ladder arrive à la limite de ses possibilités lorsqu'on lui demande de collecter des données, d'imprimer un écran graphique ou d'effectuer d'autres tâches complexes, les concepteurs ont pourvu ce PLC d'un interpréteur BASIC. Ainsi, l'utilisateur peut programmer le CUBLOC en BASIC et en ladder, seulement en ladder ou seulement en BASIC. Cela ouvre de nouveaux horizons et une approche des PLC différente.

Les PLC de la série CUBLOC sont réellement multitâche. Il existe en effet d'autres PLC utilisant les deux langages mais dans ceux-ci, le BASIC fait partie du ladder et est appelé par lui. Dans le CUBLOC, les deux programmes cohabitent mais fonctionnent indépendamment l'un de l'autre. Ceci est une vraie structure multitâche, comme le représente le dessin donné en **figure 7**. Le ladder



7 Dans le CUBLOC les deux programmes fonctionnent indépendamment

8 Structure interne des CUBLOC



9 Instructions de base et représentation graphique du ladder

Command	Symbol	Explanation
LOAD		Contact A (Normally Open)
LOADN		Contact B (Normally Closed)
OUT		Output
NOT		NOT (Inverse the result)
STEPSET		Step Controller Output (Step Set)
STEPOUT		Step Controller Output (Step Out)
MCS		Master Control Start
MCCLR		Master Control Stop
DF		Set ON for 1 scan time when HIGH signal received
DFN		Set ON for 1 scan time when LOW signal received
SETOUT		Maintain output to ON
RSTOUT		Maintain output to OFF
END		End of Ladder Logic
GOTO		Jump to specified label
LABEL		Label Declaration
CALLS		Call Subroutine
SBRT		Declare subroutine
RET		End Subroutine

effectue ses temps de cycle pendant que le programme BASIC réalise d'autres tâches. Cependant, ainsi que nous l'avons dit, on peut utiliser les CUBLOC en ne les programmant que sous un seul langage.

Le diagramme représenté en **figure 8** donne la structure interne des CUBLOC. L'interpréteur BASIC possède une mémoire flash pour le programme. Le ladder possède également une mémoire flash. Celle-ci a une capacité de 80 kbytes et est commune.

Si on utilise les deux langages, elle sera partagée entre les deux programmes. La logique des lignes d'entrées/sorties est commune et peut tout aussi bien être écrite par le ladder que par le BASIC. Celui-ci possède une mémoire "données" seulement accessible par lui tandis que la mémoire "données" du ladder peut être écrite ou lue par les deux. Les caractéristiques des PLC de la série CUBLOC sont données ci-dessous :

- mémoire programme (BASIC et ladder) : 80 kbytes
- vitesse d'exécution du BASIC : 36000 instructions par seconde
- vitesse d'exécution du ladder : temps de cycle de 10 ms et 10 µs en Turbo mode
- mémoire données BASIC : 2 kbytes (CB220 et CB280) et 24 kbytes (CB290)
- mémoire données ladder : 1 kbytes (CB220 et CB280) et 4 kbytes (CB290)
- EEPROM : 4 kbytes
- Entrées/sorties : 16 (CB220), 49 (CB280) et 92 (CB290)
- Convertisseur 8 entrées A/D 10 bits
- 3 canaux PWM (CB220) et 6 canaux (CB280 et CB290)
- UART, 2 canaux RS232
- 1 port RS232 pour liaison au PC
- 2 entrées de compteurs
- 1 horloge temps réel interne pour le CB290

La programmation

Les instructions de base du ladder ainsi que leurs représentations graphiques sont représentées dans le

Command	Parameter	Explanation
Data Transfer Commands		
WMOV	s,d	Word Data Move
DWMOV	s,d	Double Word Data Move
WXCHG	s,d	Word Data Exchange
DWXCHG	s,d	Double Word Data Exchange
FMOV	s,d,n	Data fill command
GMOV	s,d,n	Group move command
Increment/Decrement Commands		
WINC	d	Increment 1 to the Word
DWINC	d	Increment 1 to the Double Word
WDEC	d	Decrement 1 to the Word
DWDEC	d	Decrement 1 to the Double Word
Math Commands		
WADD	s1,s2,d	Word Add
DWADD	s1,s2,d	Double Word Add
WSUB	s1,s2,d	Word Subtract
DWSUB	s1,s2,d	Double Word Subtract
WMUL	s1,s2,d	Word Multiplication
DWMUL	s1,s2,d	Double Word Multiplication
WDIV	s1,s2,d	Word Division
DWDIV	s1,s2,d	Double Word Division
Logical Operation Commands		
WAND	s1,s2,d	Word AND
DWAND	s1,s2,d	Double Word AND
WOR	s1,s2,d	Word OR
DWOR	s1,s2,d	Double Word OR
WXOR	s1,s2,d	Word XOR
DWXOR	s1,s2,d	Double Word XOR
Bit Shift Commands		
WROL	d	Word 1 bit Shift Left
DWROL	d	Double Word 1bit Shift Left
WROR	d	Word 1 bit Shift Right
DWROR	d	Double Word 1 bit Shift Right

10 Instructions de haut niveau du ladder

tableau de la **figure 9** tandis que la **figure 10** donne les instructions de haut niveau.

Le BASIC CUBLOC est très puissant. Il possède plus de 140 instructions. Il supporte les fonctions et les sous routines.

À la manière du C, l'utilisateur peut créer des fonctions et des sous routines afin de rendre un programme moins complexe. Il possède toutes les instructions de base plus d'autres instructions puissantes.

Les caractéristiques principales de l'interpréteur BASIC sont les suivantes :

- il traite les formules mathématiques complexes comme par exemple : $A = \sin(A) \times \log(3) + (B \times 3.14 + 100) / 200$
- possibilité de mélanger les nombres entiers et les nombres à virgule flottante
- tableaux multidimensionnels acceptés
- chaînes de variables

- gestion de la communication RS232
- instructions conditionnelles SELECT CASE et DO...LOOP
- librairie de gestion d'afficheurs LCD graphiques
- plusieurs protocoles de communication CUNET qui gère les périphériques CUBLOC comme les afficheurs LCD et 7 segments
- RS232
- MODBUS
- I2C
- SPI
- PAD
- langage BASIC avancé à la manière du C :
- Instructions conditionnelles de compilation
- #include support
- #define support
- #if ..#ifdef..#endif
- Pointeurs: PEEK, POKE et MEMADR
- Tableaux de chaînes (une dimension)
- les variables sont de 5 types :
- BYTE → chiffre positif 8 bit (0 à 255)

INTEGER → chiffre positif 16 bits (0 à 65535)

LONG → chiffre positif ou négatif 32 bits (-2147483648 à +2147483647)

SINGLE → chiffre à virgule flottante (-3.402823E+38 à 3.402823E+38)

String → chaîne, 0 à 127 bytes

- la commande VAR peut remplacer la commande DIM afin de déclarer les variables

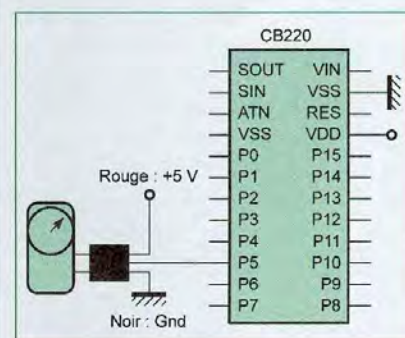
- les interruptions provoquées par une touche appuyée ou par la réception d'une donnée RS232 sont gérées à tout moment. Il n'est pas nécessaire d'utiliser une boucle d'attente

Nous ne détaillerons pas toutes les instructions BASIC.

Nous invitons nos lecteurs à se rendre sur le site du fabricant ou du distributeur exclusif LEXTRONIC pour y télécharger gratuitement le logiciel de programmation des CUBLOC.

Signalons pour conclure cette courte description que les modules CUBLOC peuvent gérer des servomoteurs au moyen de leurs broches PWM, servomoteurs connectés selon la **figure 11**.

Cette fonction très intéressante sera largement utilisée dans la robotique,



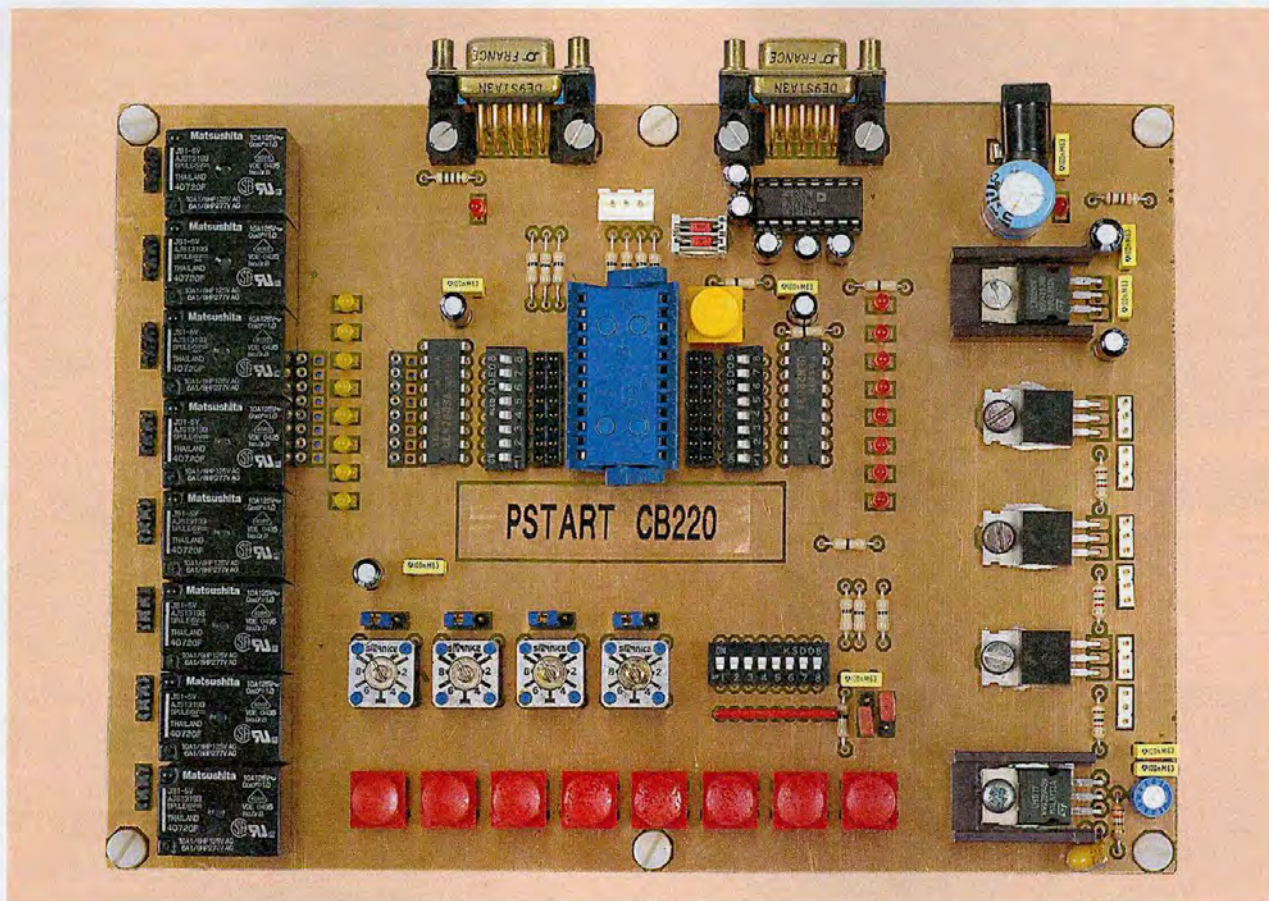
11 Connexion d'un servomoteur

d'autant plus qu'elle se déroule en tâche de fond.

Signalons un point très intéressant : le CB220 est compatible broche à broche avec le STAMP BASIC II auquel il ressemble fortement. La similitude s'arrête là, car les performances du STAMP sont bien loin d'égaler celles du PLC CB220.

P. OGILIC

Platine de développement pour le PLC CB 220



Le CB220 est un PLC présentant la particularité de travailler en vrai multitâches. Il est en effet doté d'un interpréteur BASIC très rapide ainsi que d'un LADDER travaillant en parallèle. Nous vous proposons aujourd'hui la réalisation d'une platine de développement pour l'élaboration et la mise au point des programmes permettant sa mise en œuvre.

Pour les lecteurs « prenant le train en marche », si l'on nous permet cette familiarité, rappelons quelques points essentiels caractérisant la gamme COMFILE (fabricant coréen dont la société LEXTRONIC est l'importateur exclusif en France) et dont les PLC de la série CUBLOC sont les derniers nés.

Les PLC de la série CUBLOC

Conscients du fait que le programme ladder arrive à la limite de ses possibilités lorsqu'on lui demande de collecter des données, d'imprimer un écran graphique ou d'effectuer

d'autres tâches complexes, les concepteurs ont pourvu ce PLC d'un interpréteur BASIC.

L'utilisateur peut donc programmer le CUBLOC en BASIC et en ladder, seulement en ladder ou seulement en BASIC.

Cette possibilité ouvre de nouveaux horizons et une approche des PLC différente.

Les composants de la série CUBLOC sont réellement multitâches. Il existe en effet d'autres PLC utilisant les deux langages mais dans ceux-ci, le BASIC fait partie du ladder et est appelé par lui.

Dans le CUBLOC, les deux programmes cohabitent mais fonctionnent indépendamment l'un de l'autre.

Le ladder effectue ses temps de cycles pendant que le programme BASIC réalise d'autres tâches.

Au regard de ces caractéristiques qui les destinent tout particulièrement à la robotique, nous nous sommes intéressés de près à ces produits. Ils sont dotés de fonctions très puissantes, comme par exemple :

- **PWM**, syntaxe : PWM <canal>, <largeur du créneau>, <période>. Le CB220 peut ainsi piloter trois moteurs à courant continu ou trois servomoteurs et ce, simultanément (le CB280 et le CB290 peuvent en commander six). La résolution peut aller de 10 bits (1024) à 16 bits (65535).

Par exemple :

Const device = CB220

Low 5

PWM 0, 2500, 32768

Dans cet exemple, la broche P5 (canal PWM 0) génère une impulsion de 1 ms, en tâche de fond et ce, jusqu'à ce que l'instruction PWMOFF soit rencontrée

- **ON RECV1**, syntaxe : ON RECV1 GOSUB label. Lorsque cette instruction est rencontrée, le programme continue son exécution. Dès qu'une donnée série est reçue, une interruption est générée et le CB220 va lire l'octet

Nous avons représenté un diagramme en **figure 1** qui donne la structure interne des CUBLOC.

L'interpréteur BASIC possède une mémoire flash pour le programme. Le ladder possède également une mémoire flash. Celle-ci a une capacité

de 80 kbytes et est commune. Si on utilise les deux langages, elle sera partagée entre les deux programmes. La logique des lignes d'entrées/sorties est commune et peut tout aussi bien être écrite par le ladder que par le BASIC. Celui-ci possède une mémoire de données seulement accessible par lui tandis que celle du ladder peut être écrite ou lue par les deux.

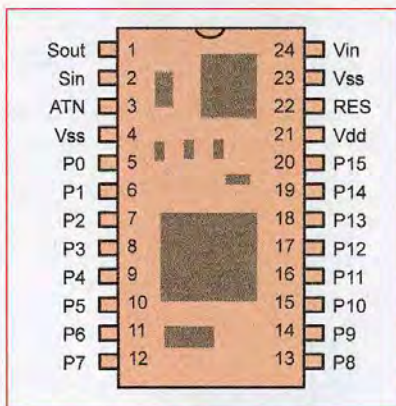
Les caractéristiques du CUBLOC CB220 sont données ci-dessous :

- mémoire programme (BASIC et ladder) : 80 kbytes
- vitesse d'exécution du BASIC : 36 000 instructions par seconde
- vitesse d'exécution du ladder : temps de cycle de 10 ms et 10µs en Turbo mode
- mémoire données BASIC: 2 kbytes
- mémoire données ladder : 1 kbytes
- EEPROM : 4 kbytes
- Entrées/sorties : 16
- Convertisseur 8 entrées A/D 10 bits
- 3 canaux PWM
- UART, 2 canaux RS232
- 1 port RS232 pour liaison au PC
- 1 port RS232 pour l'utilisateur (au niveau TTL)
- 2 entrées de compteurs

Le brochage du PLC CB220 est donné en **figure 2**.

La programmation

Les instructions de base du ladder ainsi que leur représentation graphique sont données dans le tableau de la **figure 3** tandis que la **figure 4**



2 Brochage du PLC CB220

donne les instructions de haut niveau. Le BASIC CUBLOC est très puissant. Il supporte les fonctions et les sous routines. À la manière du C, l'utilisateur peut créer des fonctions et des sous routines afin de rendre un programme moins complexe. Il possède toutes les instructions de base, plus d'autres instructions puissantes.

Nous donnons ci-dessous le résumé des caractéristiques de l'interpréteur BASIC :

- traite les formules mathématiques complexes (exemple : $A = \sin(A) \times \log(3) + (B \times 3.14 + 100) / 200$)
- possibilité de mélanger les nombres entiers et les nombres à virgules flottantes
- tableaux multidimensionnels acceptés
- chaînes de variables
- gestion de la communication RS232
- instructions conditionnelles SELECT CASE et DO...LOOP
- librairie de gestion d'afficheurs LCD graphiques
- plusieurs protocoles de communication

CUNET qui gère les périphériques CUBLOC comme les afficheurs LCD et 7 segments

RS232

MODBUS

I2C

SPI

PAD

- langage BASIC avancé à la manière du C :

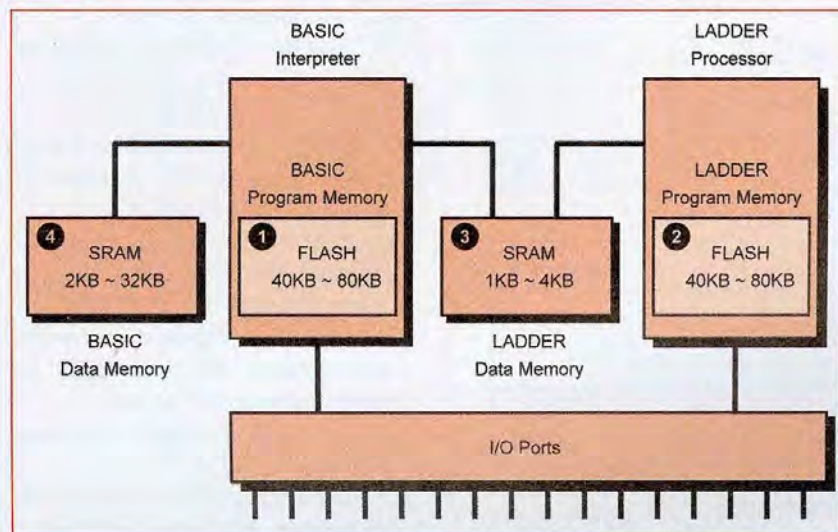
Instructions conditionnelles de compilation

#include support

#define support

#if ...#ifdef...#endif

1 Structure interne des CUBLOC



Command	Symbol	Explanation
LOAD		Contact A (Normally Open)
LOADN		Contact B (Normally Closed)
OUT		Output
NOT		NOT (Inverse the result)
STEPSET		Step Controller Output (Step Set)
STEPOUT		Step Controller Output (Step Out)
MCS		Master Control Start
MCCLR		Master Control Stop
DF		Set ON for 1 scan time when HIGH signal received
DFN		Set ON for 1 scan time when LOW signal received
SETOUT		Maintain output to ON
RSTOUT		Maintain output to OFF
END		End of Ladder Logic
GOTO		Jump to specified label
LABEL		Label Declaration
CALLS		Call Subroutine
SBRT		Declare subroutine
RET		End Subroutine

3 Instructions de base du ladder et représentation graphique

4 Instructions de haut niveau

Command	Parameter	Explanation
Data Transfer Commands		
WMOV	s,d	Word Data Move
DWMOV	s,d	Double Word Data Move
WXCHG	s,d	Word Data Exchange
DWXCHG	s,d	Double Word Data Exchange
FMOV	s,d,n	Data fill command
GMOV	s,d,n	Group move command
Increment/Decrement Commands		
WINC	d	Increment 1 to the Word
DWINC	d	Increment 1 to the Double Word
WDEC	d	Decrement 1 to the Word
DWDEC	d	Decrement 1 to the Double Word
Math Commands		
WADD	s1,s2,d	Word Add
DWADD	s1,s2,d	Double Word Add
WSUB	s1,s2,d	Word Subtract
DWSUB	s1,s2,d	Double Word Subtract
WMUL	s1,s2,d	Word Multiplication
DWMUL	s1,s2,d	Double Word Multiplication
WDIV	s1,s2,d	Word Division
DWDIV	s1,s2,d	Double Word Division
Logical Operation Commands		
WAND	s1,s2,d	Word AND
DWAND	s1,s2,d	Double Word AND
WOR	s1,s2,d	Word OR
DWOR	s1,s2,d	Double Word OR
WXOR	s1,s2,d	Word XOR
DWXOR	s1,s2,d	Double Word XOR
Bit Shift Commands		
WROL	d	Word 1 bit Shift Left
DWROL	d	Double Word 1 bit Shift Left
WROR	d	Word 1 bit Shift Right
DWROR	d	Double Word 1 bit Shift Right

Pointeurs: PEEK, POKE et MEMADR
Tableaux de chaînes (une dimension)
- les variables sont de 5 types :
BYTE → chiffre positif 8 bit (0 à 255)
INTEGER → chiffre positif 16 bits (0 à 65535)
LONG → chiffre positif ou négatif 32 bits (-2147483648 à +2147483647)
SINGLE → chiffre à virgule flottante (-3.402823E+38 à 3.402823E+38)
String → chaîne, 0 à 127 bytes
- la commande VAR peut remplacer la commande DIM afin de déclarer les variables
- les interruptions provoquées par une touche appuyée ou par la réception d'une donnée RS232 sont gérées à tout moment. Il n'est pas nécessaire d'utiliser une boucle d'attente
Restons-en là pour le survol des caractéristiques du BASIC CUBLOC. Nous conseillons à nos lecteurs intéressés de se connecter sur le site www.lextronic.fr afin de télécharger le manuel et le logiciel permettant la programmation du PLC et disposant d'une aide en ligne précieuse. Le manuel sera très prochainement disponible en version française.

Le schéma de principe

Le schéma de principe de la platine de développement est représenté en figure 5. Le CB220 dispose de 16 lignes d'entrées/sorties qui peuvent être utilisées comme entrées ou sorties « tout ou rien ». Cependant, hormis deux d'entre elles qui sont P12 et P13, elles possèdent toutes une ou plusieurs fonctions supplémentaires. Nous les donnons ci-après :

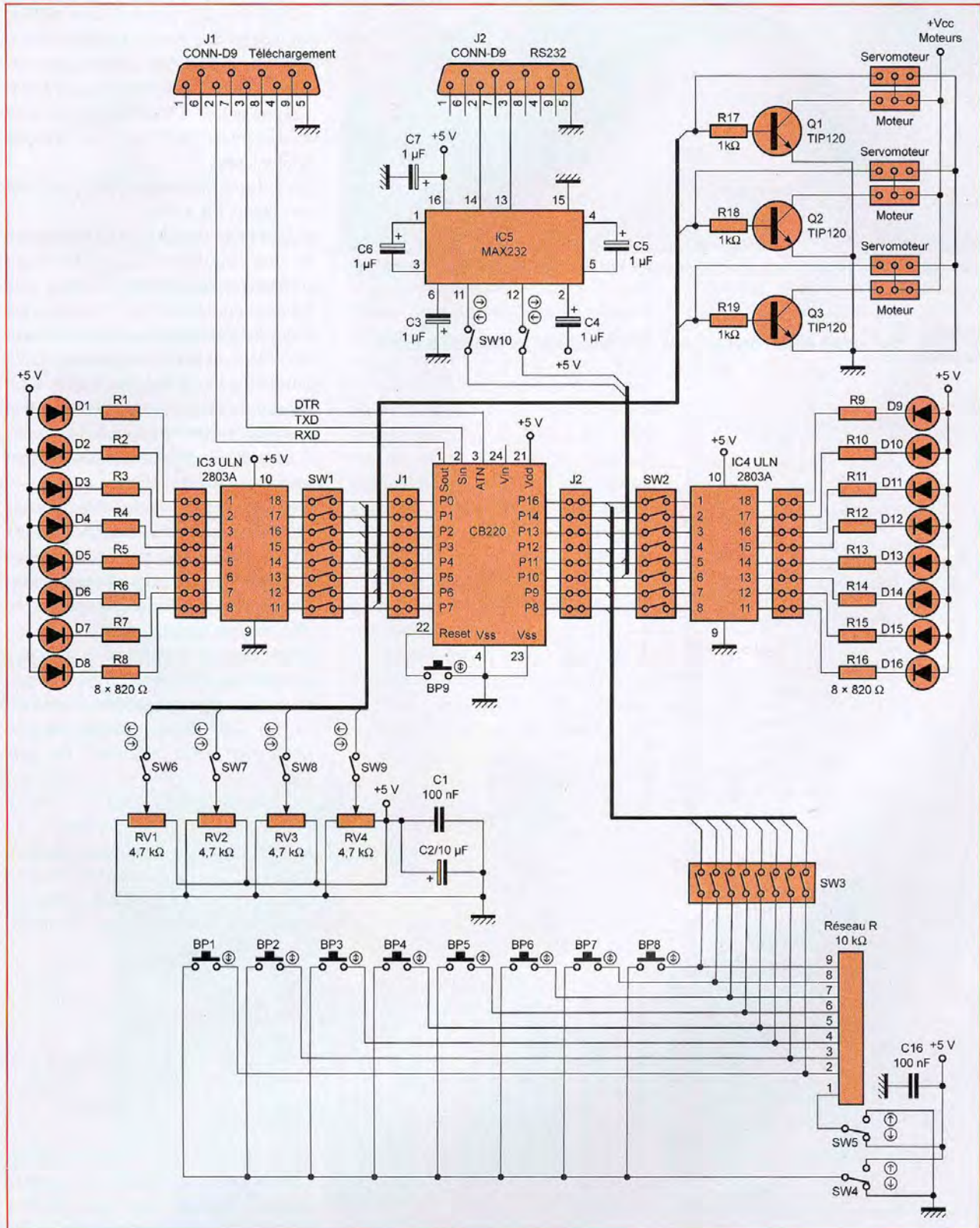
- P0, broche 5 : entrée du convertisseur interne ADC0 et ligne de communication SPI SS
- P1, broche 6 : entrée du convertisseur interne ADC1 et ligne de communication SPI SCK
- P2, broche 7 : entrée du convertisseur interne ADC2 et ligne de communication SPI MOSI
- P3, broche 8 : entrée du convertisseur interne ADC3 et ligne de communication SPI MISO
- P4, broche 9 : entrée du convertisseur interne ADC4
- P5, broche 10 : entrée du convertisseur interne ADC5 et ligne PWM0

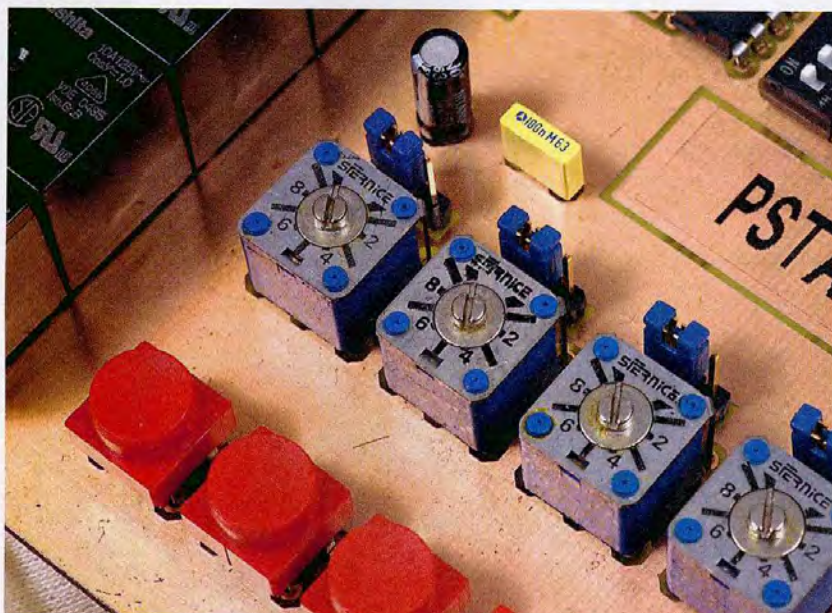
- P6, broche 11 : entrée du convertisseur interne ADC6 et ligne PWM1
- P7, broche 12 : entrée du convertisseur interne ADC7 et ligne PWM2
- P8, broche 13 : ligne de communication SCL protocole CuNET

- P9, broche 14 : ligne de communication SDA protocole CuNET
- P10, broche 15 : ligne RX de l'interface RS232 canal 1 au niveau TTL
- P11, broche 16 : ligne TX de l'interface RS232 canal 1 au niveau TTL

- P14, broche 19 : entrée du compteur rapide HCOUNT1
 - P15, broche 20 : entrée du compteur rapide HCOUNT2
- Afin de visualiser l'état des seize lignes lorsqu'elles sont utilisées en

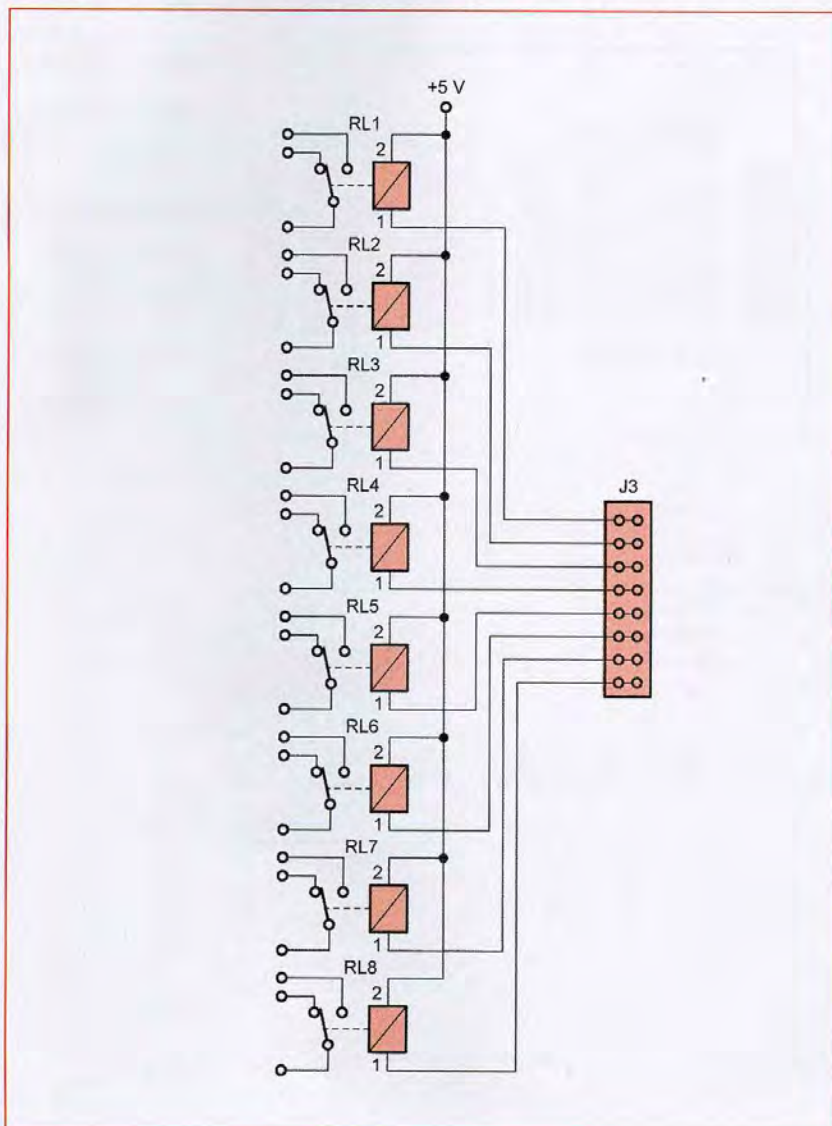
5 a Schéma de principe de la platine de développement





Les lignes P0 à P3 peuvent être reliées aux curseurs de quatre potentiomètres

5 b Huit relais électromécaniques sont raccordés au connecteur J3



simples entrées/sorties, nous utilisons deux circuits intégrés de type ULN2803A aux sorties desquels sont connectées des leds. Huit relais électromécaniques sont présents sur la platine. Un connecteur 8 points permet leur alimentation (**figure 5b**).

Les lignes P0 à P3, qui sont également les entrées du convertisseur ADC0 à ADC3, peuvent être reliées, au moyen des commutateurs SW6 à SW9, au curseur de quatre potentiomètres dont les extrémités sont disposées entre +5 V et masse. On peut ainsi simuler la lecture de tensions analogiques.

Un octuple dip-switch (SW3) est relié aux lignes P8 à P15.

Il permet de connecter ces huit lignes à des boutons poussoirs. Leur manœuvre relie P8 à P15 soit à la masse, soit au +5 V. Ce choix est rendu possible par le positionnement de SW4. Le commutateur SW5 connecte le point commun d'un réseau de résistances de rappels des lignes au potentiel opposé. Trois transistors Darlington de puissance sont implantés sur la platine.

Des moteurs peuvent y être connectés et être pilotés à l'aide de signaux PWM. De même, trois connecteurs supplémentaires permettent la commande de servomoteurs au moyen des mêmes signaux.

Deux connecteurs SUD 9 broches permettent d'une part le téléchargement du programme dans la mémoire du CB220 et d'autre part la connexion à un ordinateur de type PC.

Un circuit intégré MAX232 met à niveau les signaux TXD et RXD.

L'ensemble de la platine est alimenté sous +5 V. Un régulateur de tension ajustable génère la tension qui alimente les moteurs ou les servomoteurs (**figure 5c**).

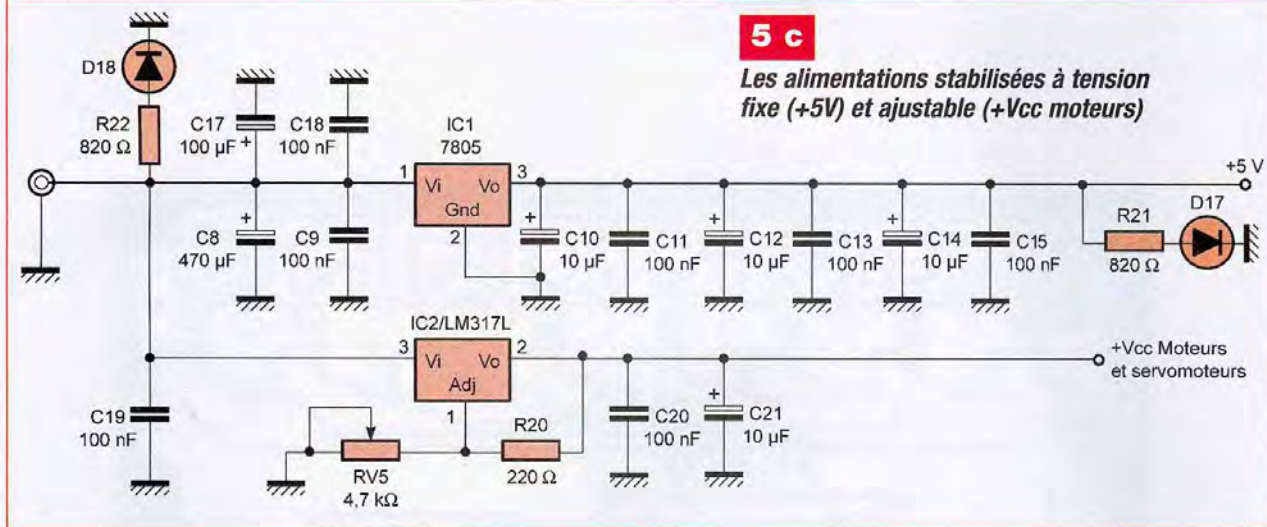
La réalisation

Le tracé du circuit imprimé est donné en **figure 6**. La **figure 7** représente le schéma de l'implantation des composants.

La platine est de dimensions importantes mais son câblage ne présente aucune difficulté pour peu qu'on y apporte le minimum de soin. On

5 c

Les alimentations stabilisées à tension fixe (+5V) et ajustable (+Vcc moteurs)



implante tout d'abord les différents straps.

Le CB220 prendra place dans un support à force d'insertion nulle.

Les résistances de limitation de courant des leds sont des modèles CMS qui sont soudées côté cuivre. Nous avons choisi ces modèles afin de limiter quelque peu les dimensions de la platine. Les deux régulateurs de tension sont fixés sur des dissipateurs thermiques.

Les transistors de puissance sont vissés directement sur la platine car ils ne dissipent que peu de chaleur en fonctionnement. Toutes les sorties (relais, moteurs, servomoteurs ainsi que les commutateurs) sont constituées de morceaux de barrette sécable de picots que l'on coupe aux dimensions voulues.

Lorsque le câblage est achevé, une vérification minutieuse s'impose, le CB220 n'étant pas gratuit ! On vérifiera la bonne qualité des soudures et surtout on veillera à ce qu'aucun court-circuit n'existe entre deux pistes voisines. Cela étant fait, il suffit, pour les essais, de connecter une tension continue de 9 volts à la platine. Un simple bloc secteur pouvant débiter un courant de 1 ampère est suffisant. Le CB220, pour ces essais, n'est pas placé dans son support. On vérifie alors les tensions de sorties des deux régulateurs.

Si tout est conforme, on peut alors entreprendre les essais avec le microcontrôleur. Ainsi s'achève la description de la platine de développement. Les lecteurs qui s'intéresseront au CB220 seront étonnés des

possibilités de ce petit micro-contrôleur. Rappelons que la notice technique traduite en français sera disponible prochainement.

P. OGUIL

patrice.oguil@noos.fr

Nomenclature

Résistances

R1 à R16 : 820 Ω (CMS)
R21, R22 : 820 Ω (gris, rouge, marron)
1 réseau de 8 résistances 10 kΩ
R17, R18, R19 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R20 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
RV1 à RV4 : ajustables 4,7 kΩ
RV5 : ajustable miniature 4,7 kΩ

Condensateurs

C1, C9, C11, C13, C15, C16, C18, C19, C20 : 100 nF
C3, C4, C5, C6, C7 : 1 μF/63 V
C2, C10, C12, C14, C21 : 10 μF/16 V
C8 : 470 μF/16 V
C17 : 100 μF/16 V

Semi-conducteurs

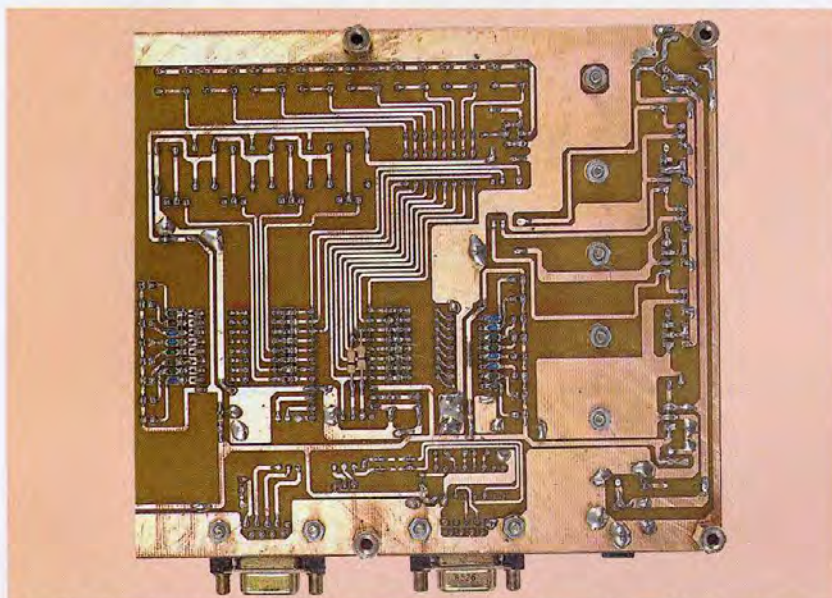
Q1, Q2, Q3 : TIP120
D1 à D18 : diodes leds

Circuits intégrés

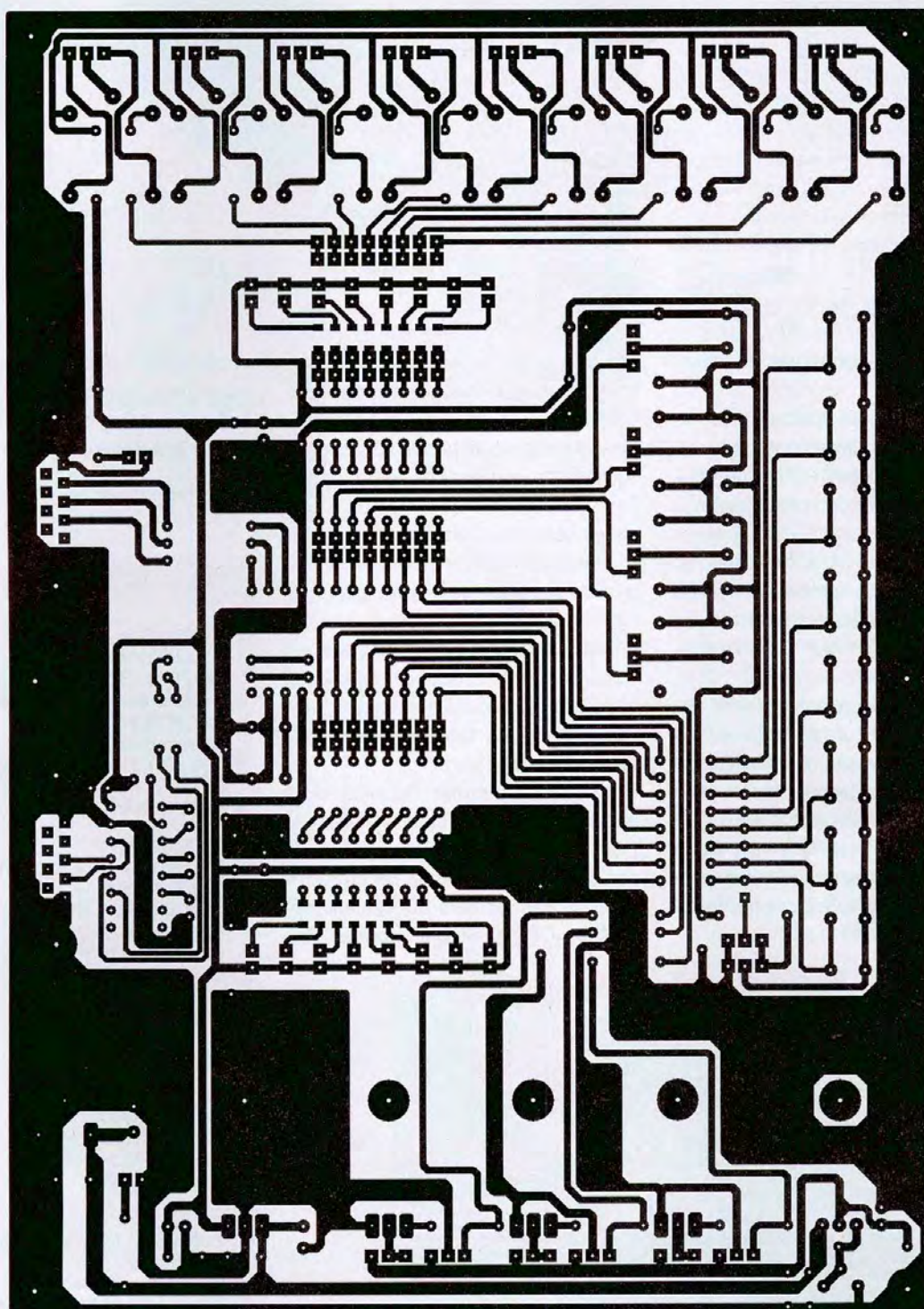
IC1 : régulateur 7805
IC2 : régulateur LM317
IC3, IC4 : ULN2803A
IC5 : MAX232

Divers

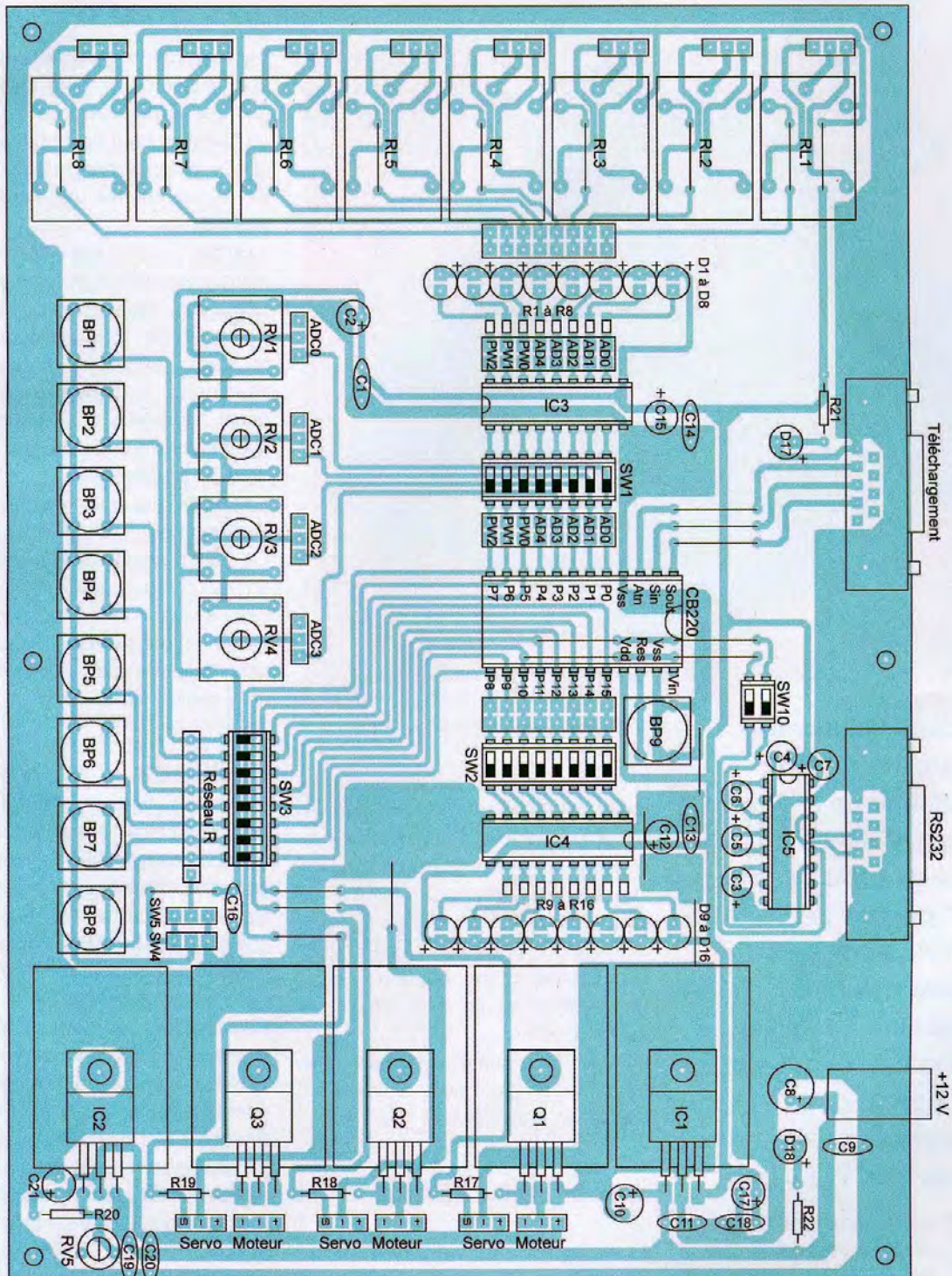
1 support à force d'insertion nulle 24 broches
2 supports 18 broches
2 connecteurs SUBD 9 broches coudées pour circuit imprimé
8 relais électromécaniques bobine 5 volts MATSUSHITA JS1
9 boutons poussoirs pour circuit imprimé
Morceaux de barrette sécable de picots
Cavaliers type informatique
SW1, SW2, SW3 : Dipswitch 8 inter
SW10 : Dipswitch 2 inter



Des résistances CMS de limitation de courant sont soudées côté cuivre



6 *Tracé du circuit imprimé*



7

Implantation des composants

Robot Mini Sumo analogique



Comment réaliser un robot très amusant sans utiliser un microcontrôleur ? Un tournoi de robots "mini sumo" permet de montrer que ce type de robot est des plus intéressants à réaliser. Pour les personnes qui ne jurent que par l'analogique, ce montage est pour eux

Vouloir construire des robots est le souhait de nombreux débutants en robotique. Mais dès que l'on a passé le cap du premier robot simple avec très peu de composants, vient l'envie de réaliser un robot à microcontrôleur. C'est vouloir brûler les étapes un peu trop vite. La compréhension d'un microcontrôleur et sa programmation

sont des étapes qu'il faut découvrir patiemment.

D'un autre côté, les forums en témoignent, l'attrait pour réaliser un robot afin de participer à un quelconque concours de robotique est important chez les débutants.

Il est pourtant possible de réaliser des robots pour participer à ces concours sans être un grand spécialiste et sans même avoir besoin de microcontrôleur.

Le robot "mini sumo" est un exemple de robot où l'on peut entièrement réaliser en analogique.

Cahier des charges

Le règlement fournit différentes indications sur les besoins minimums d'un robot "mini sumo". Hormis les dimensions de 10 cm x 10 cm et un poids maximal de 500 g, pour être performant, le robot doit détecter son adversaire pour se diriger vers lui et le pousser en dehors du cercle de 77 cm. De même, il doit détecter la

bordure blanche autour du cercle pour éviter d'y tomber involontairement et de ne plus pouvoir démarrer tout seul au bout de cinq secondes. On se propose donc de répondre à ces divers critères par des solutions analogiques.

Il est bien évident que la partie mécanique choisie n'est pas des plus performantes, mais ce n'est pas l'objet de cet article. Nous ne doutons pas qu'après avoir réalisé ce robot, vous chercherez à l'améliorer en changeant les pneus ou les roues pour augmenter l'adhérence par exemple dans un premier temps.

La mécanique utilise un bloc moteur Tamiya et deux roues associées.

Le design choisi est une interprétation toute personnelle des besoins. Libre à vous d'imaginer un tout autre design si, par exemple, vous souhaitez utiliser une autre motorisation que celle choisie ici.

Structure

Pour détecter l'adversaire, on utilisera, pour des raisons de coût, deux capteurs infrarouges à réflexion de type tout ou rien mais il est tout à fait possible d'utiliser des capteurs plus évolués de type Sharp GP2D12, nous verrons cela plus loin.

Pour détecter la bordure blanche du cercle noir, on utilisera deux autres capteurs infrarouges à réflexion, eux aussi à faible coût.

Chaque paire de capteurs est associée à une carte électronique qui définit l'action du robot. Les capteurs au sol détectent le contour du cercle qui est peint en blanc, alors que le reste du cercle est noir. Si l'un ou l'autre ou les deux capteurs détectent la bordure blanche, alors on doit inverser le sens de rotation des moteurs du robot pour le faire reculer. Mais la fonction complète va un peu plus loin et permet au robot d'effectuer une petite rotation sur lui-même avant de

repartir en marche avant. Cette carte ne modifie pas, par contre, la vitesse du robot.

La deuxième carte électronique va traiter les capteurs de détection de l'adversaire. Chacun des capteurs va augmenter la vitesse du moteur opposé lorsqu'il détectera quelque chose. Ces capteurs étant des modèles de type tout ou rien, on obtiendra une accélération fixe. La vitesse moyenne du robot devant être réglable, cette carte doit être capable de lire les entrées.

Une troisième carte pilote les moteurs, c'est l'interface de puissance qui reçoit les commandes en vitesse et sens de rotation issues des deux premières cartes.

L'ensemble repose sur une carte mère qui est solidaire du châssis du robot. Les cartes filles et les connecteurs viennent se ficher sur la carte mère. Cette dernière carte permet les différentes liaisons entre les cartes et les capteurs, moteurs et piles, mais de plus, fournit une tension de 5 volts aux cartes de commande.

vous utilisez une source de tension de 6 volts (4 piles de 1,5 volt).

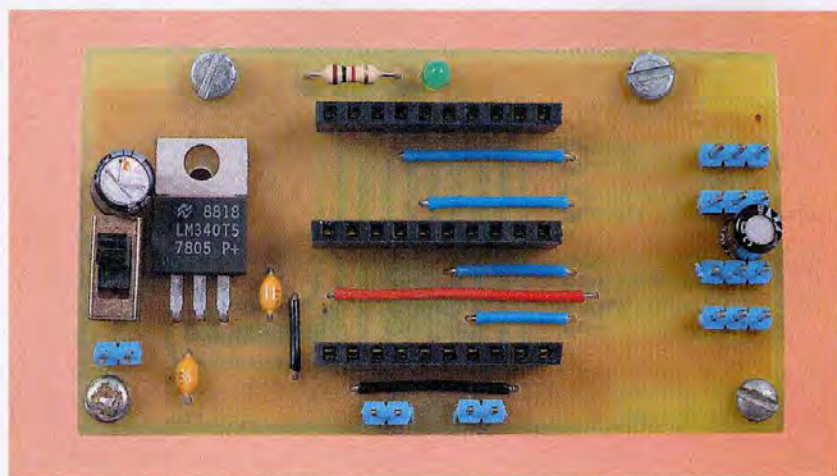
Réalisation

La réalisation n'est pas difficile, mais il faudra utiliser des composants plus petits que d'habitude à certains endroits. Les deux petits condensateurs C2 et C3 en sont un exemple. Les connecteurs pour les cartes filles

sont des modèles femelles alors que tous les autres sont des modèles mâles.

Placer dans l'ordre, les 7 straps, les condensateurs C2 et C3, la résistance, le régulateur, la led, les divers connecteurs et le reste.

On peut déjà vérifier le bon fonctionnement de cette carte en appliquant une source de tension et en mesurant la tension présente sur les connecteurs. La led verte doit s'allumer.



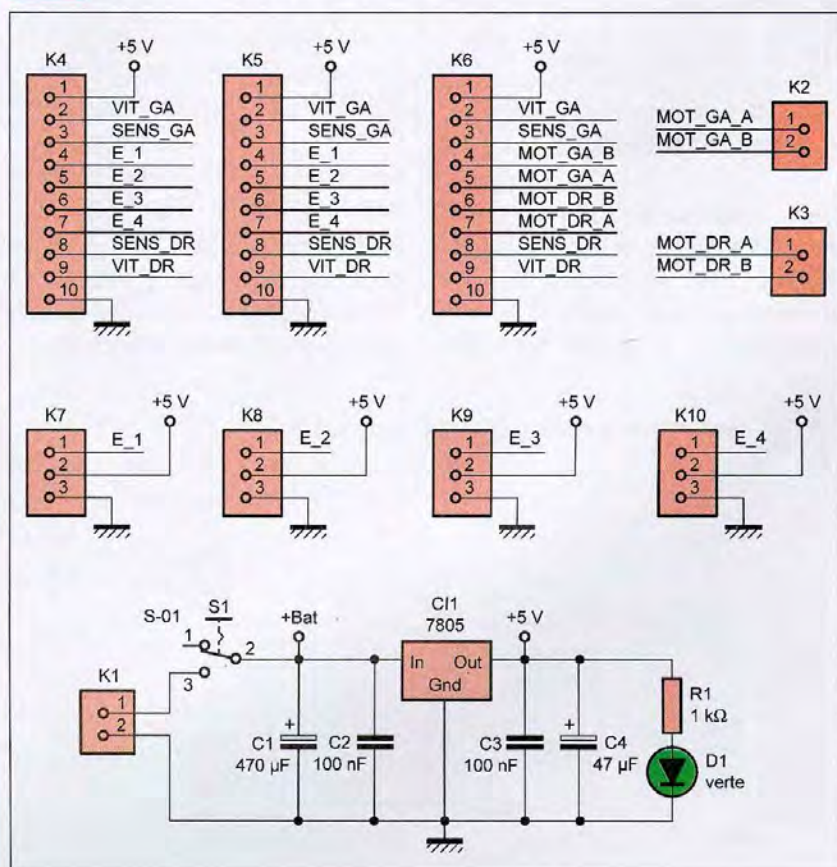
La carte mère sans les cartes filles

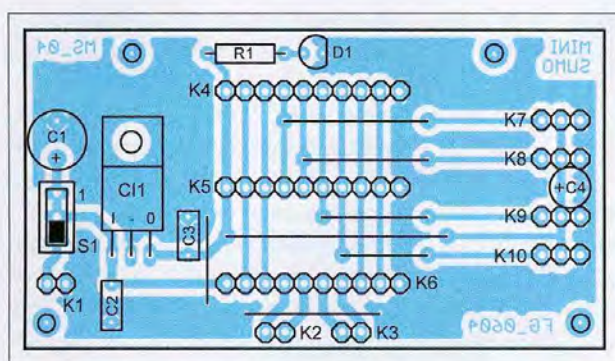
La carte mère

Cette carte est le lien entre tous les éléments du robot. Elle accueille les divers connecteurs pour les cartes de commande et la carte de puissance, les capteurs, la pile et les moteurs. Les quatre connecteurs destinés à recevoir les capteurs sont distribués sur les deux connecteurs avant qui reçoivent aussi la tension d'alimentation de 5 volts générée par la carte mère. Ce n'est pas le cas du troisième connecteur qui reçoit la tension issue de la pile. Les signaux de vitesse et sens sont disponibles sur les trois connecteurs, mais la liaison vers les moteurs n'existe que sur le dernier. Les deux premiers connecteurs recevront les cartes de commande alors que le dernier recevra la carte de puissance.

Quoique simple au vu du schéma de la **figure 1**, il n'y a qu'un régulateur de tension 5 volts, sa particularité se situe à la conception du circuit imprimé, car il y a pas mal de connecteurs. Le régulateur peut être avantageusement remplacé par un modèle à faible tension de déchet type LM2940-5, si

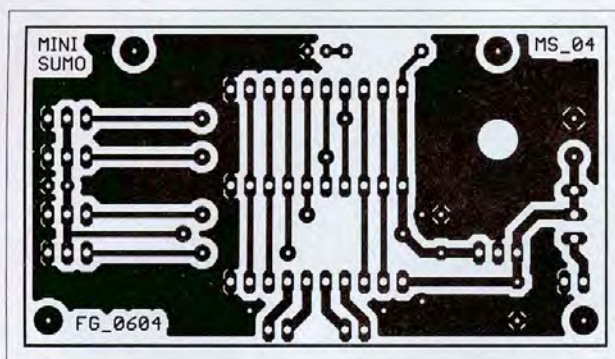
1 Structure de la carte mère





2

Implantation des composants de la carte mère



3

Dessin du circuit imprimé de la carte mère

Nomenclature

R1 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 C1 : 470 μF/16V
 C2, C3 : 100 nF
 C4 : 22 μF ou 47 μF/16 V
 D1 : led verte 3 mm
 C11 : 7805, LM2940-5
 S1 : interrupteur pour CI unipolaire
 K1 à K3, K7 à K10 : barrettes mâles
 K4 à K6 : barrettes femelles

La carte puissance

Cette carte doit être la plus simple possible et doit éviter les circuits spécialisés pour la commande des moteurs. La raison en est la tension disponible. Si la tension issue des

piles ou accus est basse (6 ou 9 volts), l'utilisation d'un circuit spécialisé, comme le L393D est pénalisante sur le rendement pour les moteurs.

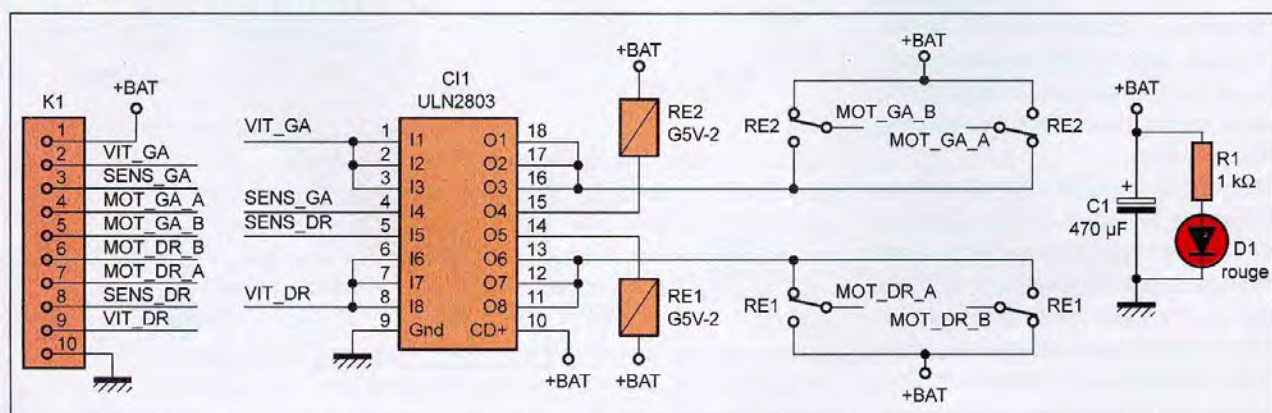
Les moteurs, quoique petits, ne sont pas très performants et consomment beaucoup pour un faible rendement.

Il faut donc revenir au schéma de base et utiliser des transistors Darlington en parallèle pour chaque moteur.

Le circuit ULN2803 contient 8 transistors de ce type de 500 mA chacun.

On va en utiliser deux pour piloter les deux relais de changement de sens de rotation des moteurs et le reste pour la commande en vitesse (**figure 4**).

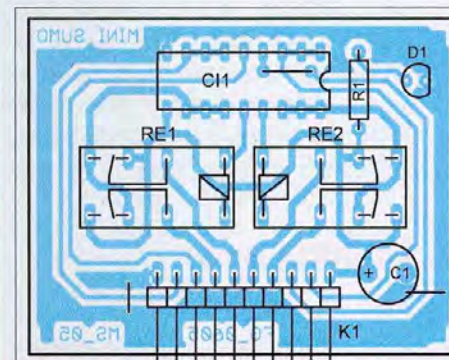
4 Schéma de la carte puissance



Réalisation

Rien de particulier dans cette réalisation, si ce n'est la nécessité d'utiliser des relais "bas profil", au risque de ne pas pouvoir mettre la deuxième carte sur la carte fille et bien sur afin d'éviter les risques de court-circuit si les deux cartes se touchent. Ceci nous oblige à souder le condensateur C1 avant de le souder. Placer dans l'ordre, le connecteur, les 3 straps, la résistance, la led, le support de CI, les relais et le condensateur.

Placer cette carte dans son connecteur sur la carte mère et brancher une pile et un moteur. Vous pouvez aussi vérifier la rotation du moteur et l'inversion du sens de rotation en réalisant des petits ponts avec des fils dénudés sur le premier connecteur.

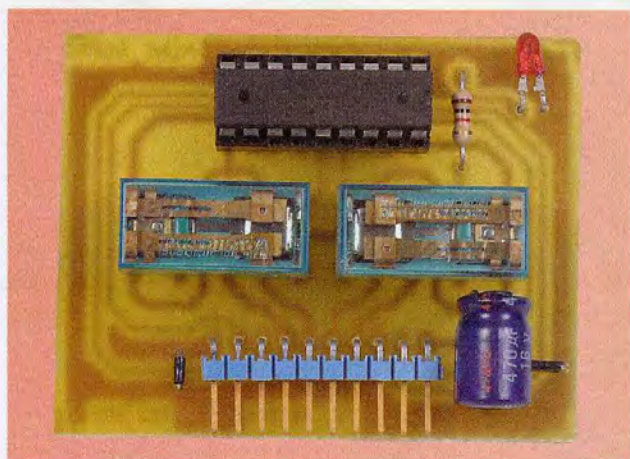


5

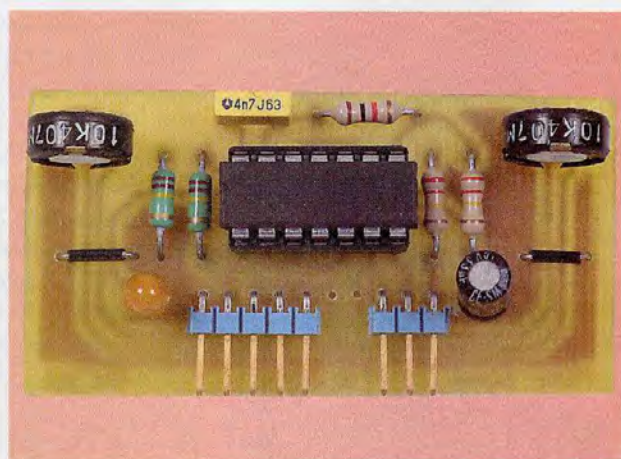
Implantation des composants de la carte puissance

La carte vitesse

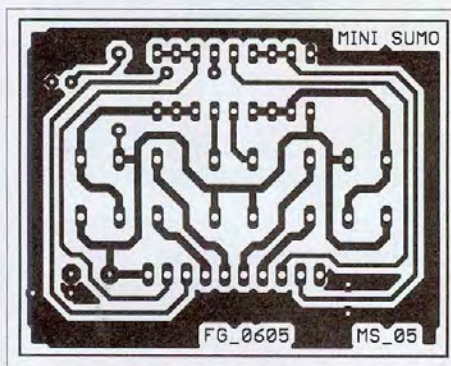
Cette carte tient toutes ses promesses en permettant la variation de la vitesse du robot par la technique



La carte puissance



La carte vitesse coté composants



6 Dessin du circuit imprimé de la carte puissance

Nomenclature

R1 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 C1 : 470 μ F/16 V
 D1 : led rouge 3 mm
 CI1 : ULN2803
 RE1, RE2 : relais 2RT bipolaire 5 V ou 12 V
 K1 : barrettes mâles coudées

classique du hacheur. Nul besoin d'un microcontrôleur pour obtenir cela. Il suffit de comparer une tension continue, image de la vitesse que l'on veut obtenir, avec un triangle et l'on obtient un signal de type modulation de largeur d'impulsion dont la fréquence est fixée par R5 et C2, environ 10 kHz (**figure 7**).

Ce choix est dicté par la constante de temps des moteurs qui est de l'ordre de 10 ms, donc toute période inférieure à dix fois la constante de temps du moteur permettra une commande continue du courant dans celui-ci. L'autre particularité de cette carte, c'est le condensateur C1 de 22 μ F qui permet de bloquer la commande en vitesse des moteurs pen-

dant 5 secondes environ. Cette carte peut recevoir des entrées analogiques issues de capteurs eux aussi analogiques, comme les GP2D12 de Sharp.

Mais pour des raisons de coût, nous allons utiliser des détecteurs d'obstacles moins chers, quoique peu souvent utilisés.

Réalisation

Rien de particulier non plus dans la réalisation de cette carte, à l'exception d'un strap placé coté cuivre entre les broches 3 et 14 du LM324.

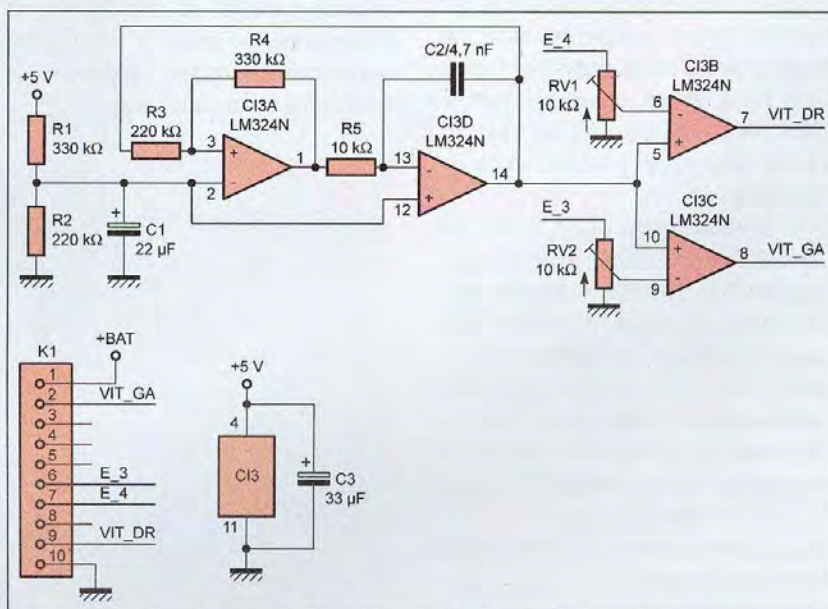
Placer dans l'ordre, le connecteur, les 3 straps, les résistances, le support de CI et le reste.

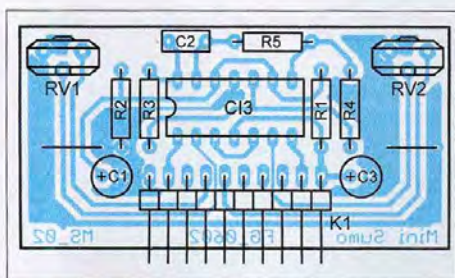
Avec cette troisième carte, il est possible de régler la variation de vitesse des moteurs du robot, même sans capteur. Il suffit de placer deux cavaliers sur les connecteurs K9 et K10 qui réalisent un pont entre le 5 volts et les entrées E3 et E4. Placez la carte de puissance et vous devez pouvoir faire varier les vitesses des deux moteurs. Réglez-les sur une vitesse pas trop élevée pour que le robot se dirige en ligne droite.

La carte temporisation

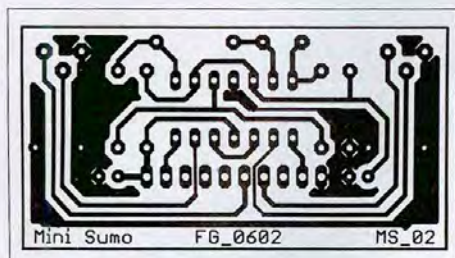
Cette fonction est essentielle car elle permet d'empêcher le robot de sortir du cercle de jeu. Suite à un niveau logique "bas" issu d'un des capteurs,

7 Schéma de la carte vitesse





8 Implantation des composants de la carte vitesse



9 Dessin du circuit imprimé de la carte vitesse

Nomenclature

R1, R4 : 330 k Ω (orange, orange, jaune)
 R2, R3 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
 R5 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 RV1, RV2 : 10 k Ω vertical
 C1 : 22 μ F/16 V
 C2 : 4,7 nF
 C3 : 33 μ F/16 V
 CI1 : LM324
 K1 : barrettes mâles soudées

on génère deux impulsions de 5 volts de durée variable qui inverseront le sens de rotation des deux moteurs afin de faire reculer le robot. En augmentant la durée d'une impulsion par rapport à l'autre, le robot tournera sur place à la fin de la première impulsion. Au final, on observera que le robot recule un peu, tourne sur lui-même, puis repart à la recherche de l'adversaire.

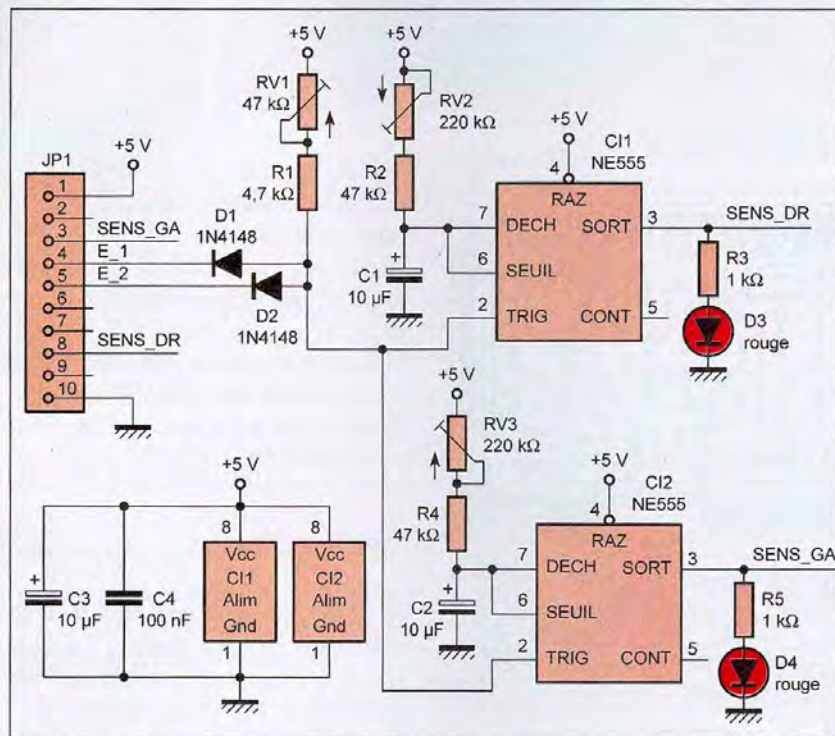
Ces temporisations sont obtenues par des fonctions type "monostable" réalisées avec deux 555 (figure 10). Ce grand classique est idéal pour cette application, la fonction monostable est l'une des deux fonctions fondamentales disponibles avec ce composant. La durée de l'impulsion est réglable par le circuit R/C, R2 + RV2 et C1, entre 0,5 s et 3 s. Les deux leds permettent un contrôle du fonctionnement. Le déclenchement par un capteur est

isolé de l'autre par deux diodes D1 et D2, ce qui autorise une évolution du système pour, par exemple, effectuer une rotation sur la droite ou sur la gauche suivant le capteur activé. La résistance équivalente R1 + RV1 permet d'ajuster au mieux le seuil de déclenchement des capteurs de ligne pour tenir compte de la luminosité ambiante.

Il faudra limer un peu la carte afin qu'elle ne touche pas le régulateur de tension de la carte mère.

Placer dans l'ordre, le connecteur, les 3 straps, les résistances, les leds, les supports de CI et le reste.

Pour tester cette carte, il va falloir réaliser les capteurs de détection de ligne blanche (voir plus loin). Sans les autres cartes, mais avec les deux capteurs en



10 Schéma de la carte temporisation

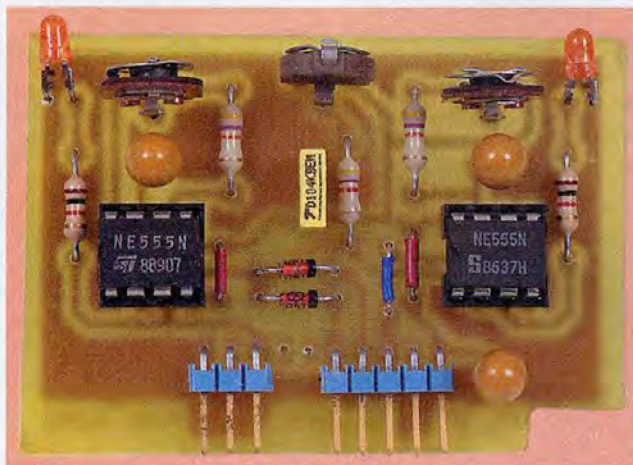
Réalisation

Aucune difficulté lors de la réalisation de cette carte, si ce n'est de l'avoir dimensionné de façon à ce que les résistances ajustables dépassent les dimensions de la carte vitesse.

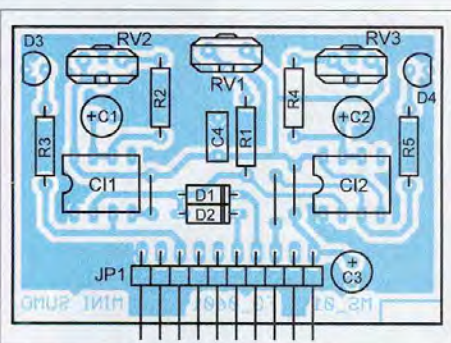
place, régler les ajustables à mi-course dans un premier temps.

Lors d'une détection de ligne blanche, les deux leds doivent s'allumer pendant deux à trois secondes.

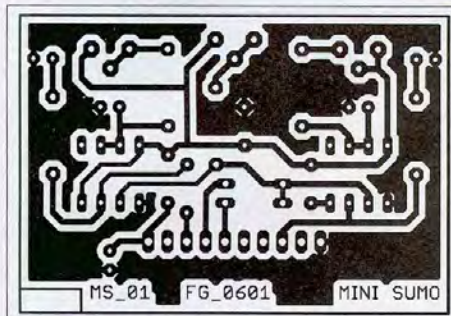
Régler alors l'une des deux plus que l'autre de 2 secondes.



La carte temporisation



11 Implantation des composants de la carte temporisation



12 Dessin du circuit imprimé de la carte temporisation

Nomenclature

R1 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R2, R4 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R3, R5 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 RV1 : 47 k Ω vertical
 RV2, RV3 : 220 k Ω vertical
 C1, C2, C3 : 10 μ F/16 V
 C4 : 100 nF
 D1, D2 : 1N4148
 D3, D4 : led rouge 3 mm
 CI1, CI2 : NE555
 K1 : barrettes mâles soudées

Vous pouvez ensuite tester avec toutes les cartes.

Les capteurs

On utilise quatre capteurs sur le robot, deux pour la détection de la ligne blanche et deux pour la détection de l'adversaire.

Seuls les capteurs de détection de l'adversaire nécessitent un circuit imprimé.

Le capteur de détection de ligne blanche utilise un composant optique photo-réflexeur SG-2BC intégrant une diode infrarouge et un photo-transistor infrarouge (**figure 13**).

Pour une utilisation optimale de ce composant, on polarise la diode avec une résistance de 220 Ω .

La charge du transistor est la résistance R1 + RV1 de la carte temporisation.

La détection de l'adversaire est réalisée autour d'un composant peu utilisé, le IS471F. Ce composant est un détecteur d'obstacles avec sortie tout ou rien.

Il intègre toute une électronique sophistiquée, mais nécessite une source d'émission infrarouge externe qu'il contrôle.

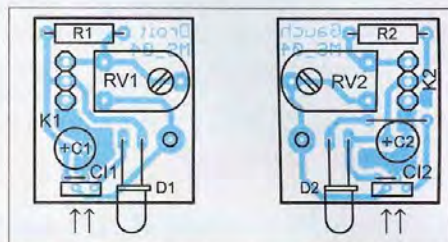
Pour l'utiliser dans notre robot et afin de faire accélérer le moteur opposé au capteur, nous avons placé une résistance variable entre la sortie du composant et le connecteur.

Réalisation

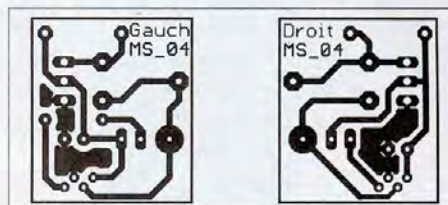
Les cartes nécessiteront peut-être une adaptation physique pour être insérées dans votre montage.

Faites attention, elles ne sont pas identiques.

Il y a une carte pour la détection à droite et une pour la gauche.



14

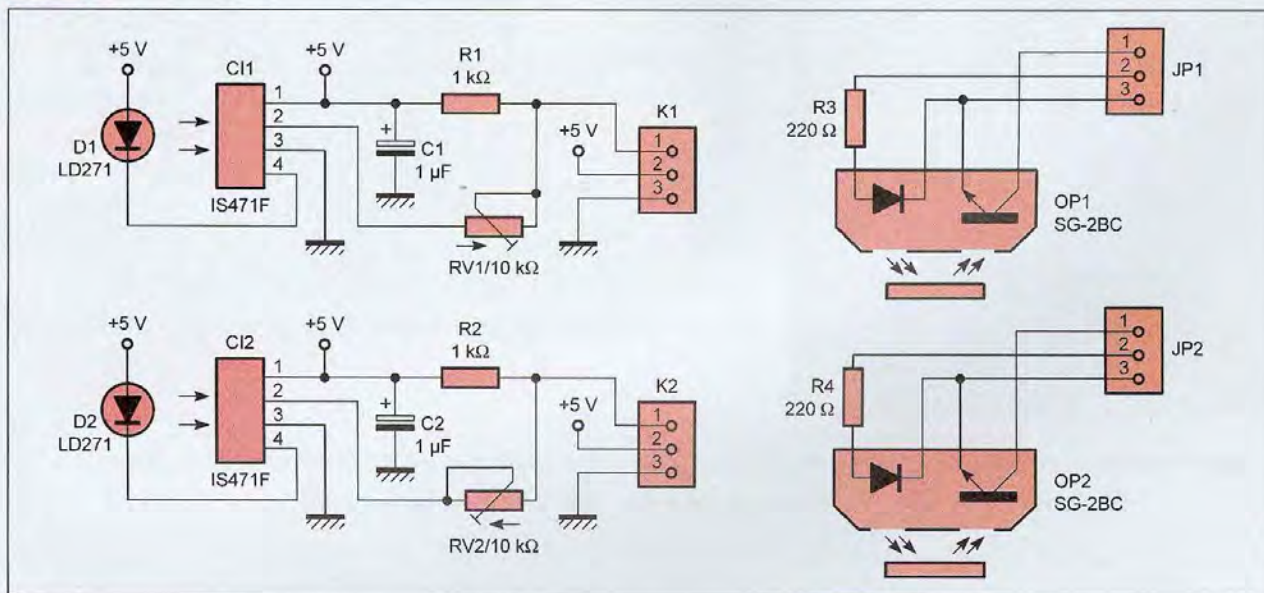


15

Nomenclature

R1, R2 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R3, R4 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 RV1, RV2 : 10 k Ω vertical
 C1, C2 : 1 μ F/16 V
 D1, D2 : LD271
 CI1, CI2 : IS471F
 OP1, OP2 : SG-2BC

13 Schéma des différents capteurs



Il est indispensable de mettre un morceau de gaine thermo sur les diodes infrarouges pour éviter la détection directe (photo ci-contre).

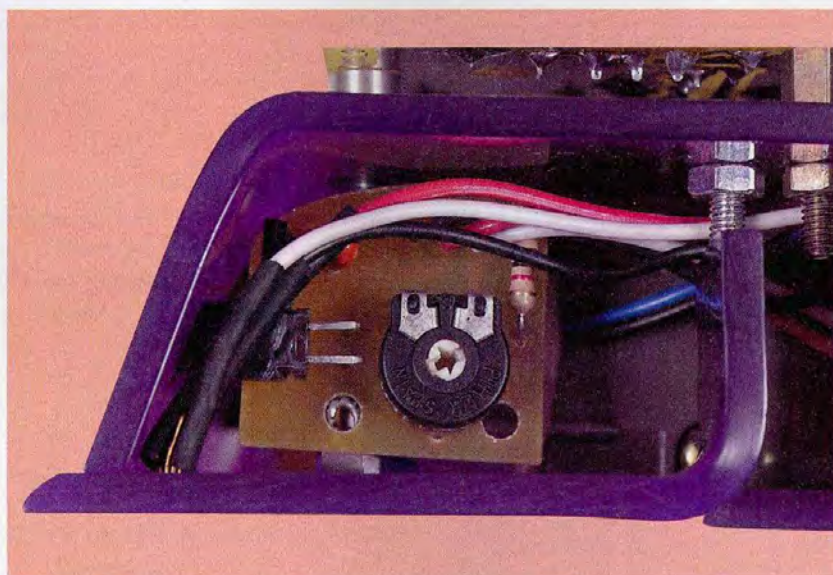
Les détecteurs de ligne nécessitent de réaliser des liaisons volantes protégées par de la gaine thermo. Chaque paire de capteurs sera testée avec sa carte associée.

Vous disposez maintenant du robot complet, il faudra certainement revoir quelques réglages.

Pour terminer

La qualité d'un robot dépend souvent, comme en électronique, de la qualité de la connectique.

Par les temps qui courent, les vieux PC peuvent encore nous servir, en récupérant leurs petits connecteurs pour réaliser les liaisons entre les capteurs, les moteurs, la pile et la carte mère.



Les capteurs d'obstacles et de ligne

Quand on finit un tel projet, alors qu'il aurait été si simple d'utiliser un microcontrôleur, on mesure l'évolution de l'électronique moderne.

F. GIAMARCHI

e-mail :
giamarchi@iut-nimes.fr

CD-02

Led

Fichiers PDF - 137 pages

AMPLIFICATEURS
PUSH-PULL ET SINGLE END

PRÉAMPLIFICATEURS
ECF82-ECL86-ECC83-ECC81

FILTRE ACTIF 2 VOIES

30 €

Et si vous réalisiez votre chaîne hi-fi à tubes...

8 amplis de puissances 4 à 120 Weff
4 préamplis haut et bas niveau
1 filtre actif deux voies

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

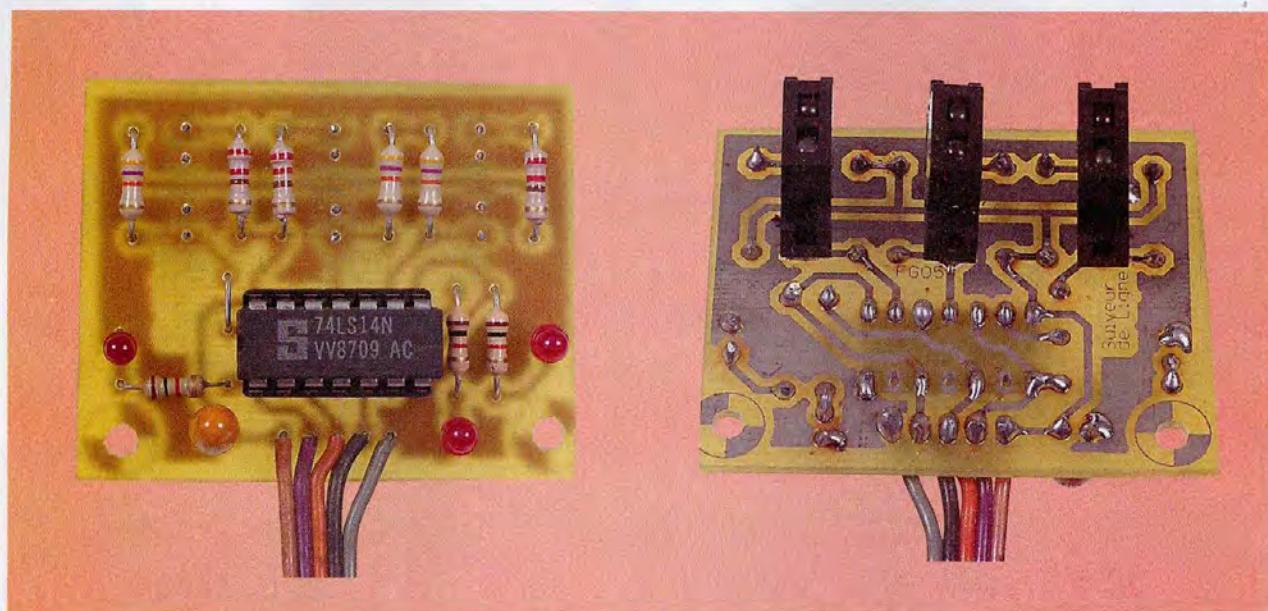
Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si vous réalisiez votre chaîne hi-fi à tubes... »

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

Carte "suiveur de ligne"



Cet article explique comment réaliser une carte permettant de détecter une ligne contrastée par rapport au sol. Elle pourra être utilisée pour réaliser un robot suiveur de ligne.

Il s'agit d'un montage simple qui fonctionne bien. Pour suivre une ligne, il faut deux ou trois détecteurs de contraste.

Cela peut être réalisé simplement en associant des modules détecteurs de ligne (Électronique pratique n°296) ou en réalisant une carte unique et en simplifiant certains aspects.

Il est bon de rappeler qu'il est conseillé d'utiliser comme détecteur optique un module intégrant l'émetteur et le récepteur.

Il s'agit d'une diode infrarouge et du phototransistor associé de même longueur d'onde.

On les nomme photo-réflecteurs.

Fonctionnement du montage

Les photo-réflecteurs sont dirigés vers la surface où la ligne doit être détectée.

Les phototransistors intégrés vont devenir d'autant plus "passant" que la quantité de photons émise par les diodes infrarouges sera réfléchiée ou pas par la ligne et le sol. L'idée classique pour mettre en forme les signaux lus sur les détecteurs est le comparateur. Mais dans un souci de simplicité et de compacité, on va utiliser des inverseurs à seuils que l'on trouve dans un composant logique : le 74LS14. La référence choisie, très utilisée en robotique, comporte six inverseurs à hystérésis de faible consommation (**figure 1**).

La quantité de photons des diodes infrarouges est limitée par les résistances R1, R3 et R5. Les résistances de mesure des phototransistors R2, R4, R6 convertissent les photons en une tension. Les signaux disponibles en sortie du module sont inversés par rapport aux tensions sur les phototransistors.

Pour terminer, trois diodes électroluminescentes D1, D2 et D3 pourront donner une information de contrôle. Le fonctionnement obtenu est un niveau logique (1) pour le photo-réflecteur qui se trouve sur une surface réfléchissante.

Quelques remarques sont nécessaires pour compléter l'explication.

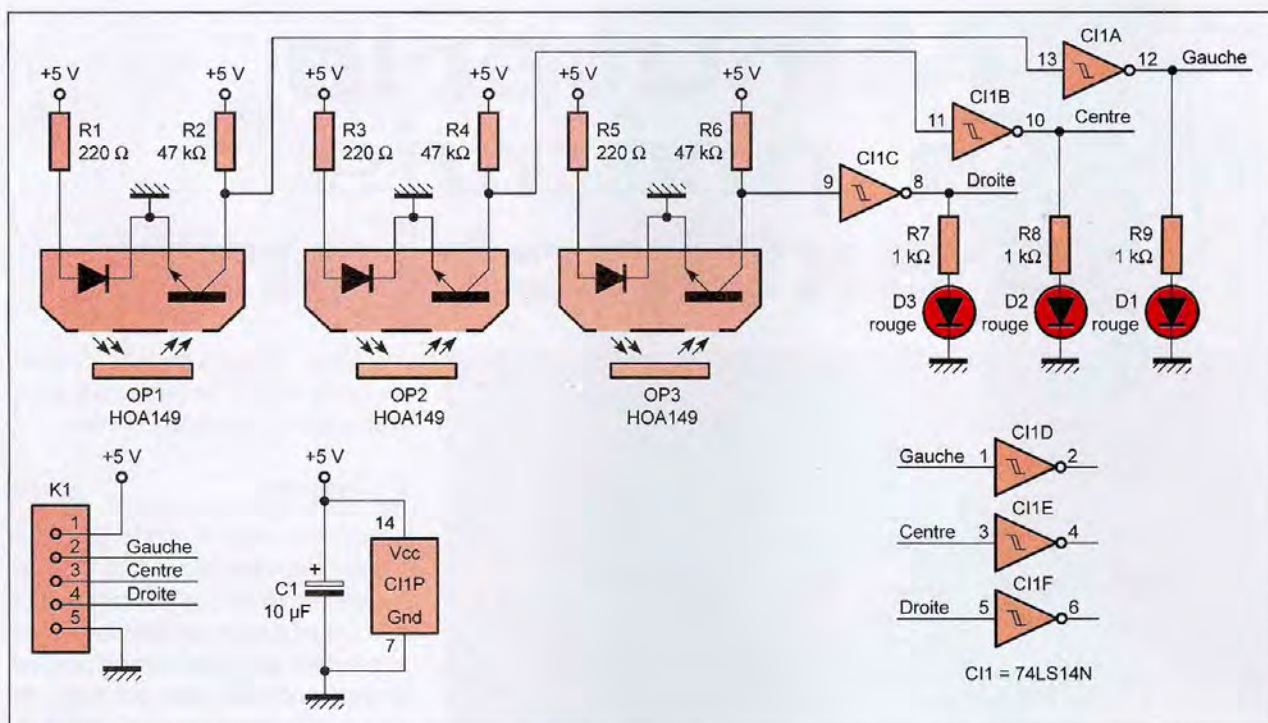
Il est possible d'utiliser une autre référence pour C11, comme un 74HC14N, à condition de changer les résistances R2, R4, R6, car les seuils de déclenchement interne sont différents d'un modèle à l'autre.

D'autre part, il est tout à fait possible d'utiliser d'autres capteurs du même type, mais il faudra adapter les mêmes résistances R2, R4, R6, aux nouveaux capteurs en consultant leurs caractéristiques.

Réalisation

La carte n'est pas très grande et plutôt compacte (**figure 2**).

Les photo-réflecteurs sont espacés de 20 mm environ, ce qui correspond à la largeur des adhésifs les plus courants.



1 Le schéma électronique

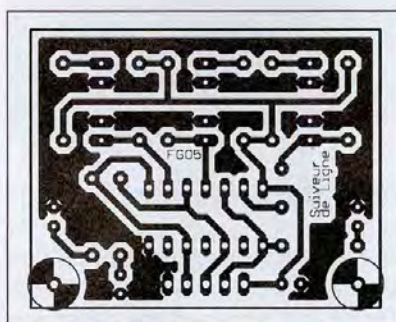
La carte pourra être fixée à un robot par deux vis et écrous M3. Après avoir réalisé la plaque par la méthode de votre choix, vous découperez celle-ci correctement et ébavurerez ses bords pour finir. Vous percerez tous les trous avec un foret de 0,8 mm, puis vous soudez les composants dans l'ordre habituel, les plus bas profils en premier : le pont (strap), puis les résistances, le support de CI, les fils du câble en nappe, le condensateur, les diodes et les capteurs à réflexion en dernier. Ceux-ci seront placés sous le circuit imprimé (**figure 3**).

Test

Test sans placer le circuit intégré dans son support : mesurez la tension sur le support et vérifiez que les leds ne sont pas allumées. Testez ensuite avec le circuit intégré et une ligne noire sur fond clair ou l'inverse.

Caractéristiques

Tension de fonctionnement : 5 V
 Consommation : 65 mA
 Distance de détection : 3 à 10 mm
 Compatible microcontrôleur



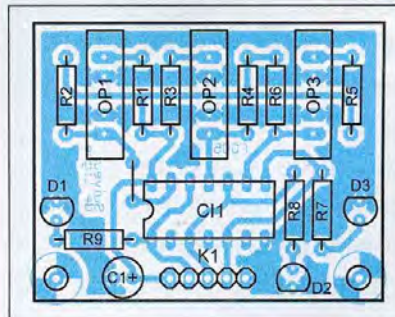
Programmation

Le programme d'un robot utilisant cette carte peut-être, par exemple, le suivant. Sachant qu'une sortie est au niveau "bas" quand son capteur associé est sur une surface noire et au niveau "haut" sur une surface blanche, on va pouvoir détecter et suivre une ligne. Si le capteur central voit une ligne, le robot doit avancer en ligne droite. Si le capteur gauche voit une ligne, le robot doit tourner à gauche. Si le capteur droit voit une ligne, le robot doit tourner à droite. Il faut aussi se souvenir quel est le dernier capteur qui a vu une ligne et continuer à corriger la trajectoire même lorsque le dernier capteur concerné ne voit plus la ligne.

F. GIAMARCHI

2 Le circuit imprimé

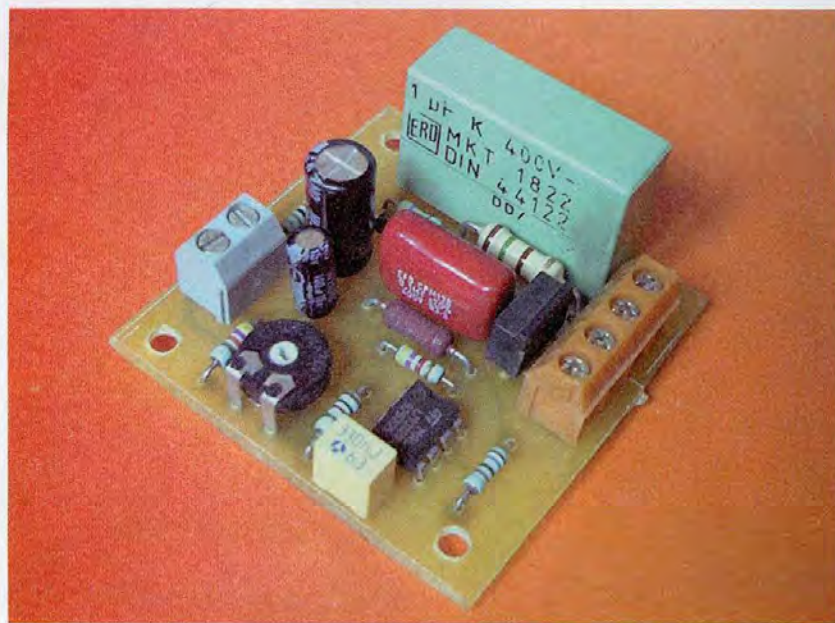
L'implantation 3



Nomenclature

R1, R3, R5 : 220 Ω
 (rouge, rouge, marron)
 R2, R4, R6 : 47 kΩ
 (jaune, violet, orange)
 R7, R8, R9 : 1 kΩ
 (marron, noir, rouge)
 C1 : 10 µF/16 V
 D1, D2, D3 : led rouge 3 mm
 CI1 : 74LS14N
 OP1, OP2, OP3 : HOA0149
 1 support CI 14 broches
 K1 : câble en nappe 5 fils

Minuterie à préavis d'extinction



Lorsqu'il s'agit d'éclairer une pièce momentanément ou lorsque le risque d'oublier d'éteindre une lumière existe, une minuterie d'éclairage est tout indiquée. Comme souvent, un revers de médaille existe et c'est généralement lorsque l'on s'y attend le moins que la lumière disparaît. Pour remédier à cet inconvénient, il suffit d'avertir la fin proche de l'éclairage.

Le montage est des plus simples et compte tenu de ses dimensions, il pourra prendre place dans un coffret mural, habituellement utilisé en électricité.

Introduction

La temporisation est obtenue grâce à un condensateur de valeur élevée, chargé au travers d'une résistance dont la valeur est réglable afin de calibrer la durée d'éclairage. La temporisation est comprise entre 20 s et 2 minutes. L'évolution exponentielle de la tension aux bornes du condensateur de temporisation est alors comparée à un seuil de tension déterminant la fin de la durée d'éclairage. Le préavis d'extinction est réalisé grâce au comportement particulier de l'alimentation basse tension du montage. En effet, celle-ci est directement réalisée à partir de la tension secteur. En fait, sa conception très simple lui confère des caractéristiques limitées qui sont exploitées par notre montage pour atténuer l'éclairage en fin de temporisation.

Schéma

La **figure 1** présente le schéma de la minuterie qui se compose de l'ali-

mentation directe à partir du secteur, du comparateur de temporisation et d'un étage de puissance à triac.

L'alimentation

Le courant dans la diode zener est limité par l'impédance $1/C.\omega$ du condensateur C4. L'utilisation d'un condensateur pour produire une chute de tension est intéressante, car la puissance dissipée est nulle. En effet, un condensateur est un élément purement réactif (déphasage de 90° entre la tension à ses bornes et le courant qui le traverse). À la fréquence du secteur, soit 50 Hz, l'impédance du condensateur C4 est de 3 200 Ω .

À la mise sous tension initiale, le courant dans la diode zener D1 est limité par la résistance fusible R7.

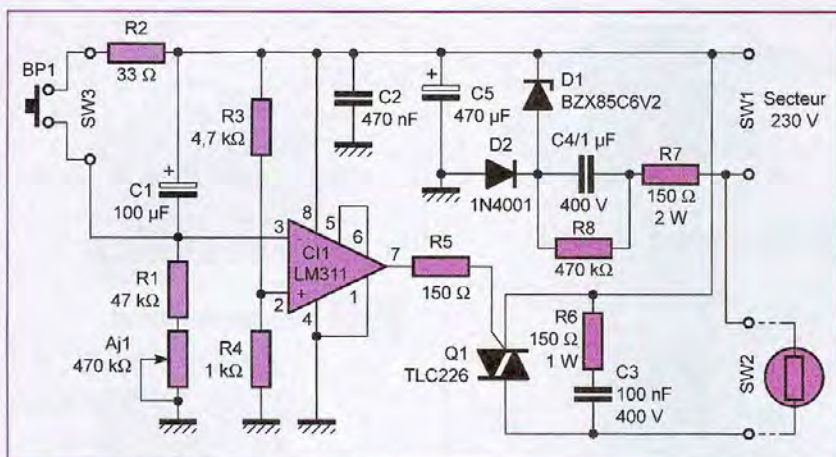
La diode D2 opère un redressement mono-alternance et charge le condensateur C5 à la tension zener de la diode D1, moins la chute de tension directe de la diode D2, soit : $V_z - 0,7$ V. Entre deux périodes du secteur, la consommation du montage décharge légèrement le condensateur C5 de sorte qu'une ondulation résiduelle existe à ses bornes.

Celle-ci ne perturbe par le fonctionnement du comparateur et peut, dès lors, être exploitée pour déclencher le préavis d'extinction.

Le temporisateur

Le comparateur CI1 compare la tension aux bornes du condensateur C1 avec le seuil déterminé par le pont de résistances R3/R4. La sortie du comparateur CI1 est destinée à drainer le courant de gâchette provoquant l'amorçage du triac commandant l'éclairage.

Pour rappel, l'étage de sortie d'un LM311 est constitué d'un transistor à collecteur ouvert pouvant accepter



1 Schéma de fonctionnement

un courant maximal de 50 mA. Le déclenchement de la minuterie est provoqué par le bouton poussoir BP1, qui décharge presque instantanément le condensateur C1 dans la résistance R2 de faible valeur.

Dès cet instant, le condensateur C1 commence à se charger au travers de la résistance R1+Aj1 : au début de sa charge, l'entrée (e-) du comparateur est proche de 5 V. Son entrée (e+) étant fixée à un peu moins de 1 V par le diviseur de tension R3/R4, sa sortie 7 est à l'état bas.

Tant que la sortie de CI1 est à l'état bas, un courant circule dans le circuit de gâchette du triac qui est alors amorcé à chaque début d'alternance de la tension secteur. Le triac se comporte alors comme un interrupteur fermé et la lampe est allumée.

Le préavis d'extinction

La charge du condensateur C1 amène progressivement l'entrée (e-) au potentiel de l'entrée (e+). Or, le seuil fixé par le diviseur de tension R3/R4 est sujet à une ondulation due aux caractéristiques de la tension d'alimentation évoquées précédemment. Ainsi, lorsque les tensions des deux entrées (e+) et (e-) seront proches l'une et l'autre, seront tantôt supérieures, tantôt inférieures à l'autre, à cause de l'ondulation présente au nœud du diviseur de tension R3/R4. Il y aura donc des commutations répétées de la sortie du commutateur selon l'évolution dans le temps de l'ondulation.

En fait, le triac sera amorcé d'une alternance sur deux de la tension

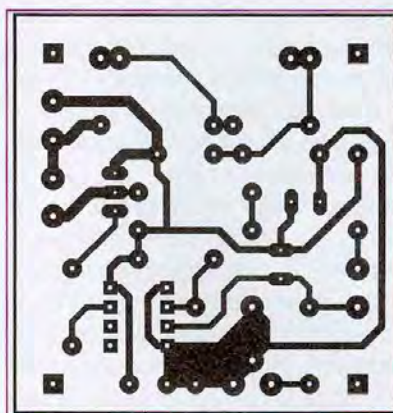
secteur. La luminosité de la lampe se trouvera ainsi réduite, pour permettre à l'utilisateur d'être averti de la fin proche de la minuterie. Ainsi, pendant cette phase de préavis, l'utilisateur pourra prendre la précaution d'appuyer à nouveau sur le bouton poussoir BP1 pour relancer la minuterie, sans avoir à tâtonner le long des murs car la luminosité sera encore suffisante.

Réalisation

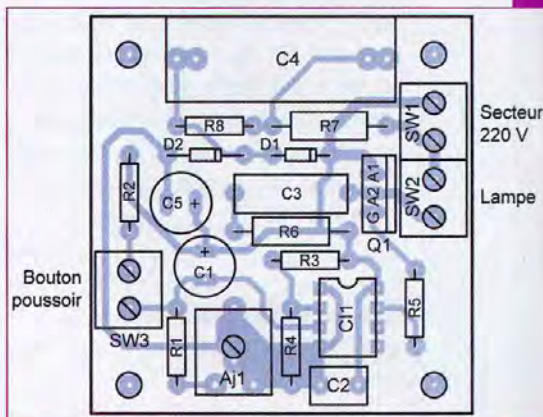
La **figure 2** propose un tracé des pistes de cette minuterie, dont l'implantation des composants est donnée avec la **figure 3**. Utilisez une résistance ajustable Aj1 en boîtier plastique, afin d'éviter tout risque avec le secteur lors de l'étalonnage de la minuterie.

La réalisation d'ensemble présente très peu de difficultés et le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension. Si vous avez pris soin de brancher une lampe 220 V à filament sur la sortie SW2, celle-ci doit s'éclairer dès le branchement du secteur, sans qu'il soit nécessaire d'appuyer sur le bouton poussoir, puisque le condensateur C1 est alors déchargé. Au terme de la temporisation dont la durée est réglée par Aj1, la lampe doit s'éteindre, après une phase de préavis (éclairage plus faible). Appuyez alors sur le bouton poussoir pour relancer la minuterie, la lampe doit aussitôt s'allumer pleinement.

Si ces tests sont convaincants, vous pourrez installer définitivement votre minuterie au sein de votre installation.



2 Tracé du circuit imprimé



3 Implantation des éléments

Nomenclature

Résistances

R1 = 47 k Ω (jaune, violet, orange)
R2 = 33 Ω à 100 Ω
(orange, orange, noir)
R3 = 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
R4 = 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R5 = 150 Ω (*) (marron, vert, marron)
R6 = 150 Ω - 1W (marron, vert, marron)
R7 = 150 Ω ou 220 Ω - 2 W
(marron, vert, marron ou rouge,
rouge,marron)
R8 = 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
Aj1 = 470 k Ω ou 1 M Ω
(*) 120 Ω à 330 Ω selon le triac

Condensateurs

C1 = 100 μ F / 10 V
C2 = 330 ou 470 nF
C3 = 100 nF / 400 V
C4 = 1 μ F / 400 V
C5 = 470 μ F / 10 V

Semi-conducteurs

D1 = BZX85C6V2, zener 6,2 V-1,3 W
D2 = 1N4001 ... 1N4007
Q1 = Triac 400V, 3 ou 4A, type
TLC226

CI1 = LM311

Divers
SW1, SW2, SW3 borniers deux plots
pour CI
BP1 = bouton poussoir

L'interrupteur de la pièce sera alors remplacé pour un modèle analogue en version bouton poussoir.

Il n'est pas nécessaire d'équiper le triac d'un dissipateur pour commander une simple ampoule.

D'ailleurs, les modèles en boîtier TO-220 pourront commander, sans dissipateur, une lampe d'une puissance maximale de 200 W. Selon la sensibilité du triac, la résistance R5 peut être modifiée. Pour une valeur de 150 Ω , le courant de gâchette sera d'environ 25 mA.

La durée maximale de la temporisation peut être doublée et atteindre quatre minutes avec une résistance ajustable Aj1 de 1 M Ω au lieu de 470 k Ω . Pour une faible durée de temporisation, vous pourrez doubler la durée du préavis d'extinction en ramenant la valeur du condensateur C5 de 470 μ F à 220 μ F.

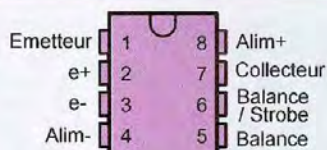
En savoir plus sur le LM311

Le LM311 est un comparateur de tension rapide, aux possibilités multiples. L'étage de sortie à collecteur « ouvert » et émetteur « ouvert », permet différentes configurations. Il est entre autre capable de commander directement des relais. De plus, sa sortie peut être compatible avec plusieurs logiques, dont la TTL.

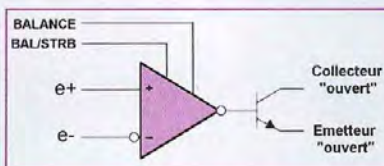
Description

La **figure 4** présente le brochage du LM311 en boîtier DIP8. Ce comparateur a été conçu pour fonctionner avec une tension d'alimentation unique comprise entre 5 et 30 volts ou avec une alimentation symétrique entre +/- 15 volts.

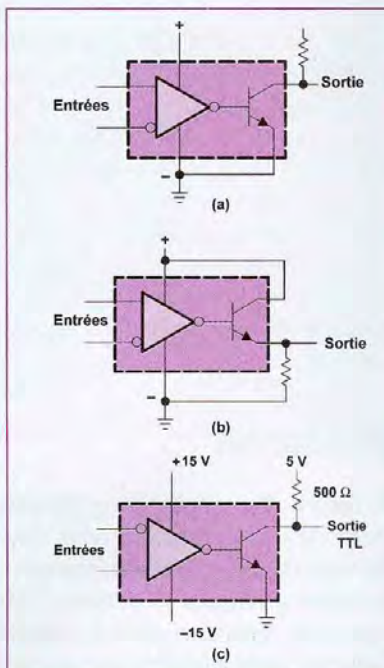
Son étage de sortie est tamponné par un transistor de puissance, comme le montre la **figure 5**, présentant un synoptique de la structure interne du LM311. Cette particularité permet à ce comparateur diverses configurations, présentées par la **figure 6**. Ainsi, le LM311 peut commander indifféremment des circuits logiques DTL, RTL, TTL, aussi bien que MOS. Sa sortie à collecteur ouvert permet



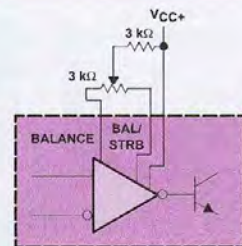
4 Brochage du LM311



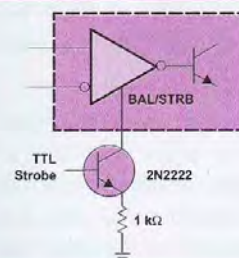
5 Synoptique du LM311



6 Différentes configurations



7 Réglage de l'offset

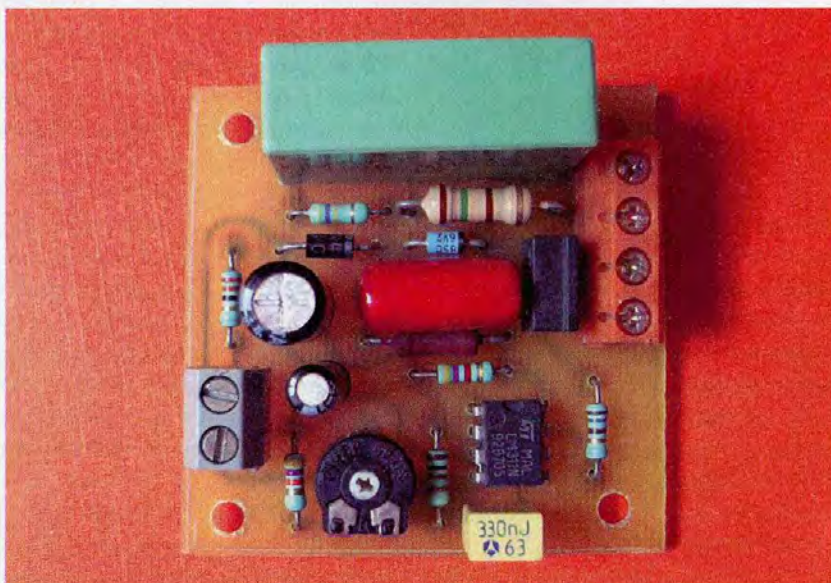


8 Fonction strobe

l'obtention d'un OU logique câblé. D'autre part, le LM311 dispose d'un réglage d'offset (**figure 7**) et d'une fonction strobe, laquelle permet de forcer à l'état haut la sortie (**figure 8**).

Si les broches 5 et 6 ne sont pas utilisées, elles doivent être reliées entre elles.

La stabilité du LM311 avec certaines sources, comme une tension d'évolution très lente, est obtenue en plaçant un condensateur sur l'entrée différentielle du comparateur. Ce condensateur C2 aura une capacité comprise entre 100 pF et 1 nF et sera directe-



Un petit module qui rendra de grands services

ment connecté sur les deux entrées (figure 9).

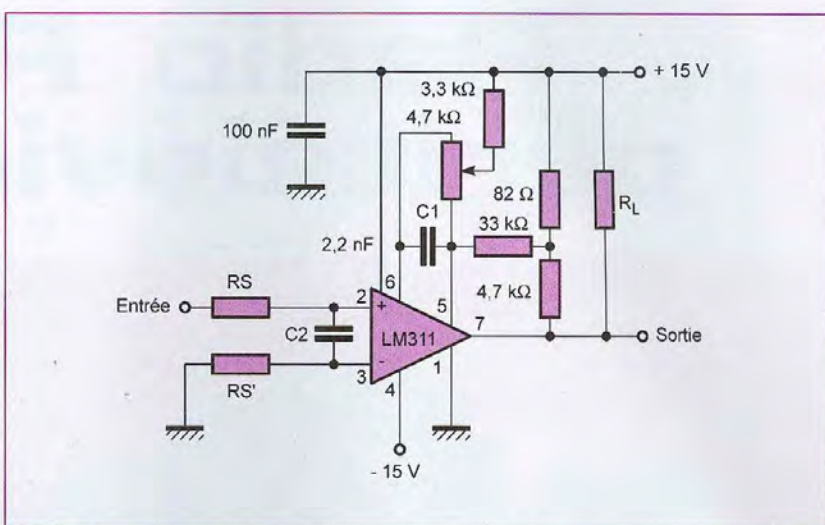
Grâce à son transistor de sortie, une charge pouvant atteindre 50 mA sous 50 V peut être commandée. C'est un autre avantage souvent exploité.

De ce fait, le LM311 est capable de commander des relais, voyants et petits moteurs.

Caractéristiques maximales

Les tensions maximales du LM311 sont de 36 V pour l'alimentation entre les broche 4 et 8, et de +/- 30 V pour la tension d'entrée différentielle entre les broches 2 et 3.

La différence de tension maximale entre la sortie et l'alimentation négative, c'est-à-dire entre les broches 7 et 4 est de 40 V et de 30 V entre la sortie émetteur et l'alimentation négative, soit entre les broches 1 et 4. De plus, la sortie peut supporter un court-circuit momentanément pendant 10 secondes au plus.



9 Schéma d'application type du LM311

Fonctionnement

Considérons le schéma du LM311 en comparateur de la figure 9 alimenté par une tension symétrique.

Si $(e+) < (e-)$ alors $V_s = 0$ V, la charge R_L est alimentée et la tension à ses bornes vaut V_{cc} moins une chute de

tension due à la tension de saturation du transistor de sortie et au courant traversant la résistance d'émetteur de 4 Ω , interne au LM311.

Si $(e+) > (e-)$ alors le transistor de sortie du LM311 est bloqué. Aucun courant ne traverse R_L . La charge n'est donc pas alimentée.

H. CADINOT

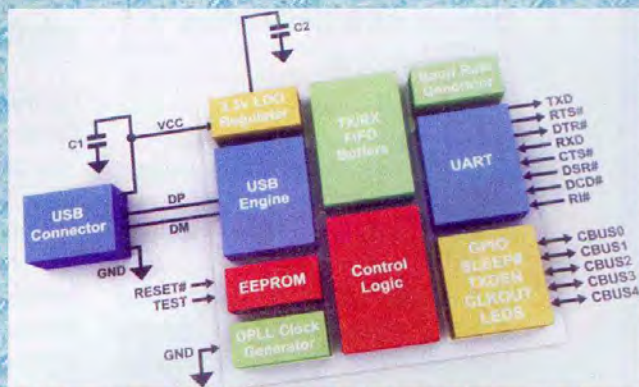
ELECTRONIQUE PRATIQUE

Professionnels de l'électronique, n'hésitez pas à nous faire part de vos nouveautés.

Elles paraîtront dans les pages Opportunités de notre revue.

Contact : electronique.pratique@fr.oleane.com
Tél. : 01 44 65 80 80

USB SERIE COMLET

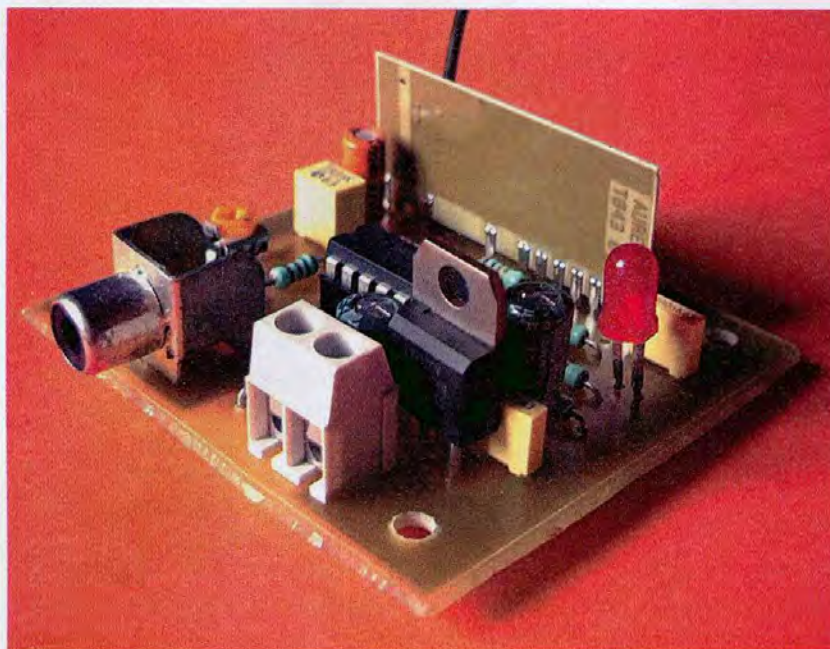


- Composant USB vers Série en un seul composant avec eeprom, horloge cpu.
- Drivers port virtuel pour Windows, Linux, ou DLL pour Windows, Linux, MAC gratuits,
- Exemples en C++, VB, Delphi, Labview fournis,
- Kits d'évaluation en différents formats.

EBCONNECTIONS

3 Rue St Vincent Paul 89420 Ragny
Tél : 0820 900 021 Fax : 0820 900 126
Site Web : www.ebconnections.com

Radio FM péritélévision



Cet ensemble émetteur-récepteur FM vous permettra d'écouter, en un quelconque emplacement de votre domicile, une émission de télévision tout en vous consacrant à diverses occupations

Vous pourrez ainsi jardiner ou bricoler tout en écoutant votre journal télévisé préféré.

Des émissions de radio, difficilement captées dans certaines régions, pourront également être diffusées à votre domicile à partir d'un récepteur de satellites avec une très bonne qualité audio.

L'utilisation de modules HF standards simplifie grandement la réalisation de cette radio FM, dont l'émetteur sera raccordé au téléviseur par l'intermédiaire de la prise péritel ou par la prise casque.

Les récepteurs de satellites disposent généralement d'une sortie audio de type RCA. Le récepteur sera conçu comme une petite radio FM/GO et sera alimenté par des piles, tandis que l'émetteur sera alimenté par un petit adaptateur secteur.

Schéma de l'émetteur péritélévision

La **figure 1** présente le schéma de l'émetteur FM péritélévision. C'est une application typique du module Aurel TXFMAUDIO. Le signal audio en provenance du téléviseur ou du récepteur de satellites est appliqué à l'entrée audio du module après une atténuation réglée à l'aide de la résistance ajustable Aj1.

Un circuit annexe de détection de la présence du signal audio, couramment appelé squelch, valide le fonctionnement de l'émetteur HF en appliquant un état haut sur l'entrée 2 du module HF. Ainsi, l'émetteur HF sera automatiquement désactivé après l'extinction du téléviseur ou du récepteur de satellites.

Le squelch :

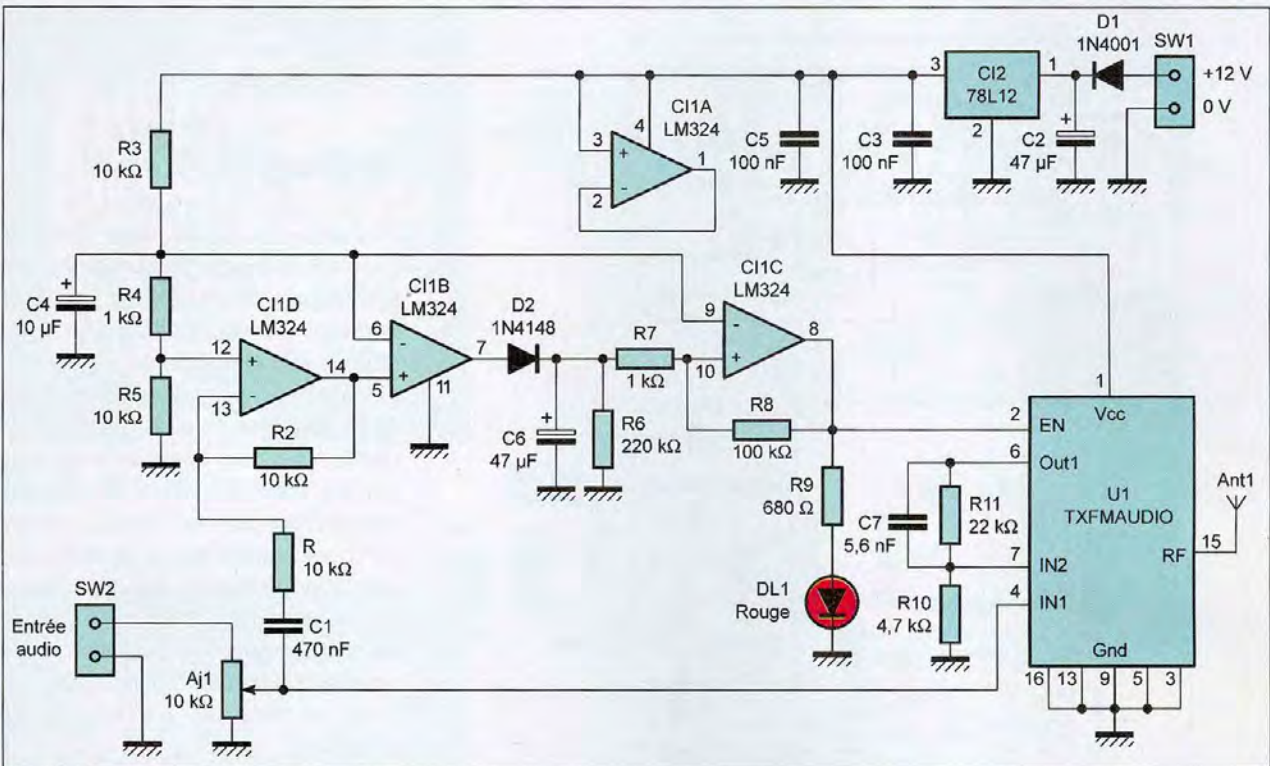
La détection du signal audio est réalisée avec un quadruple amplificateur opérationnel, un LM324.

Un premier étage C11D amplifie le signal autour d'une composante continue, établie par le pont de résistances R3, R4 et R5. Le second étage est un comparateur réalisé avec un autre des quatre amplificateurs opérationnels contenus dans un LM324, en l'occurrence C11B.

Le signal audio et sa composante continue sont appliqués à l'entrée non-inverseuse de ce comparateur, tandis que son entrée inverseuse est polarisée par une tension continue légèrement supérieure à la composante continue du signal audio, grâce à la présence de la résistance R4 dans le pont de résistances polarisant à la fois C11D et C11B. Ainsi, en l'absence de signal, la sortie 7 du comparateur est à 0 V. Il en est de même de la sortie du dernier étage construit autour d'un autre amplificateur opérationnel C11C. Ce troisième étage met en forme le signal issu du comparateur de manière à appliquer à l'entrée « Enable » du module HF un signal continu.

Ainsi, la constante de temps $R6 \times C6$ a été choisie de manière à maintenir à l'état "haut" la sortie de C11C lors des silences audio. L'hystérésis de ce second comparateur C11C est fonction du rapport des résistances R7 et R8.

Ainsi, lorsqu'un signal audio est présent, le niveau de l'entrée non-inverseuse de C11B passe par instants au-dessus du seuil appliqué à l'entrée inverseuse, broche 6 de C11B. La sortie 7 de C11B délivre alors des impulsions positives qui entraînent la charge du condensateur C6. Tant que la charge de ce condensateur reste supérieure à environ 6 V, la sortie 8 de C11C est à un état "haut" proche de 12 V : la led DL1 est alors allumée et



1

Schéma de l'émetteur

un niveau logique 1 est appliqué à l'entrée Enable, broche 2 du module HF.

L'émetteur FM :

Le module Aurel TXFMAUDIO est un émetteur FM dont la porteuse est à 433,8 MHz. Cet émetteur nécessite une alimentation de 12 V asymétrique (0/12 V) et sa consommation en émission est d'environ 15 mA. La **figure 2** présente le synoptique de ce module HF. En amont du modulateur FM, le

module contient deux étages d'amplification, le premier ayant un gain de 20 et le second un gain de 5.

D'ailleurs, le réseau de préaccentuation R10, R11 et C7 est placé entre ces deux amplificateurs.

Outre l'amplification BF, un commutateur logique permet de commander l'émission HF.

En fait, le fonctionnement du circuit HF est validé en appliquant une tension positive de 12 V sur la broche 2 du module, ce qui est le cas lorsque la led DL1 est allumée. La broche 15

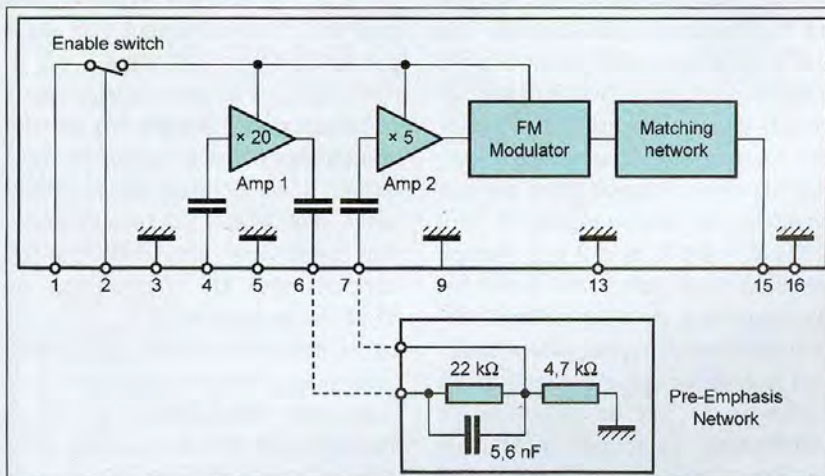
du module délivre le signal radiofréquence. Elle sera reliée à une antenne quart d'onde de 16,5 cm ou demi-onde de 33 cm.

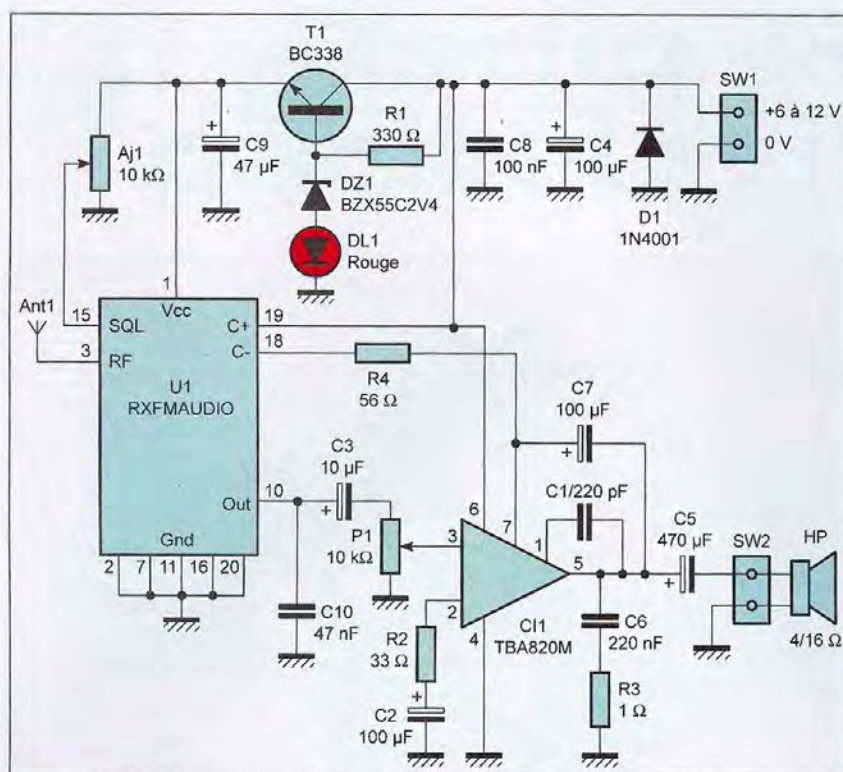
Schéma du récepteur FM

La **figure 3** présente le schéma du récepteur FM d'émission péritélévision. La **figure 4** présente le synoptique de ce module HF. Le module Aurel RXFMAUDIO est un récepteur FM 433,8 MHz délivrant un signal audio de très bonne qualité. Ce signal apparaît en sortie 10 du module U1. Le condensateur C10 opère une désaccentuation du signal. Le potentiomètre Aj1 règle le niveau du squelch à partir duquel le commutateur interne placé entre les broches 18 et 19 s'ouvre. Tant que la netteté du signal est au-dessus d'un niveau fixé par le potentiomètre Aj1, ce commutateur est fermé et la tension d'alimentation se retrouve en broche 18 du module. Ainsi, une fonction MUTE complète l'amplificateur BF, utilisant un TBA820M, en alimentant son circuit primaire via le commutateur du module HF (broche 18 et 19), seule-

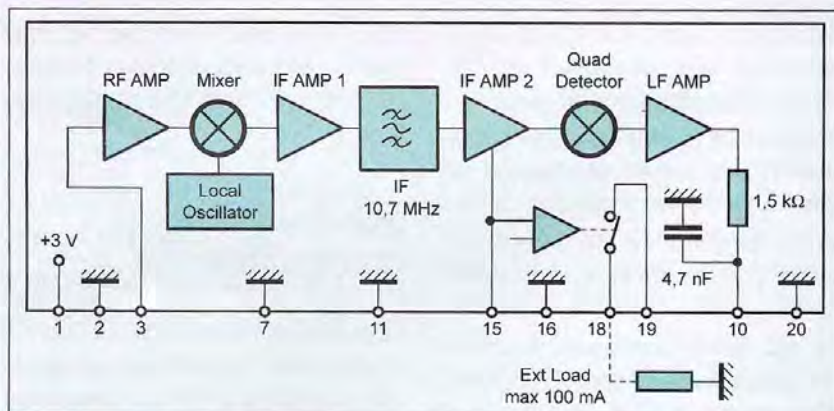
2

Synoptique du module TXFMAUDIO





3 Schéma du récepteur FM



4 Synoptique du module RXFMAUDIO

ment si le signal reçu est suffisamment audible. Le potentiomètre P1 règle le volume de l'amplificateur BF. Le réseau R3/C6 participe à la stabilité de l'étage de sortie, le condensateur C1 fixe la limite des aigus et la résistance R2 détermine le gain et la sensibilité de l'amplificateur. Le condensateur C5 isole la composante continue en sortie de l'amplificateur pour appliquer au haut-parleur, uniquement le signal BF amplifié. Le module HF nécessite une alimentation de 3 V, tandis que l'amplificateur BF peut être alimenté entre 6 et 12 V, tension délivrée par une petite batterie ou des piles. Le transistor T1

délivre la tension d'alimentation du module, tension d'environ 3 V régulée par la diode zener DZ1 associée à la led DL1. Cette dernière indique que le récepteur est sous tension et sert de témoin d'usure des piles d'alimentation. Le transistor T1 est utilisé en suiveur de tension et voit donc sur son émetteur une tension régulée à 1,6 V + 2,4 V - 0,6 V, soit 3,4 V, tension résultant de la somme de la tension de polarisation de la led et de la tension zener de DZ1 à laquelle se soustrait la tension V_{BE} du transistor. Le transistor T1 est en définitive un amplificateur de courant délivrant le courant d'environ 13 mA consommé

par le module. La diode D1 protège le montage contre une inversion de polarité des piles d'alimentation.

Réalisation

Le tracé des pistes aussi bien de l'émetteur (figure 5) que du récepteur (figure 6) reste assez simple et une méthode de reproduction quelconque est envisageable. Vous commencerez l'implantation des composants (figures 7 et 8) par les éléments les moins épais et terminerez par les modules. Avant d'implanter les modules sur les cartes, vérifiez scrupuleusement que la tension d'alimentation, mesurée sur les cartes, est bien d'environ 3 V pour le module récepteur et de 12 V pour le module émetteur. Ensuite, soudez directement les modules sur les circuits imprimés.

Lors des essais, placez le potentiomètre de volume du récepteur à mi-course et le curseur de la résistance ajustable en butée à droite.

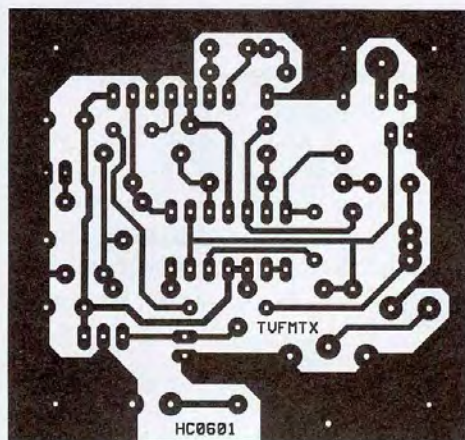
Le curseur de la résistance ajustable de l'émetteur sera placé à mi-course.

Le TBA820

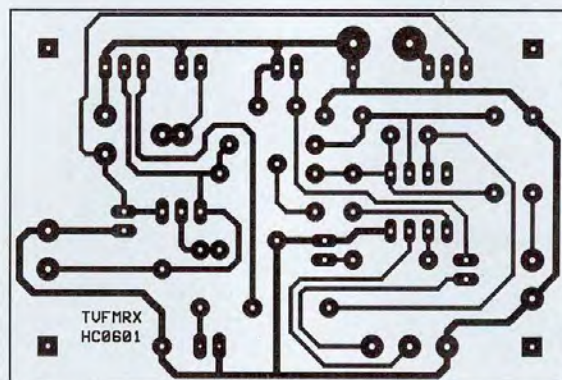
Le TBA820M est un amplificateur BF de faible encombrement, boîtier DIP8 (figure 9), capable de fournir une puissance de sortie assez importante, pouvant atteindre 2 W. Sa faible consommation au repos et une plage de tensions d'alimentation importante comprise entre 3 et 16 V permettent d'envisager des applications avec une alimentation par piles ou batterie. Ainsi, cet amplificateur convient particulièrement aux équipements de type embarqué.

Parmi les autres caractéristiques de ce circuit intégré (figure 10), on relève une réjection des variations de la tension d'alimentation assez importante, d'environ 42 dB. Cette réjection peut être améliorée par un condensateur de découplage de 47 μ F sur sa broche 8.

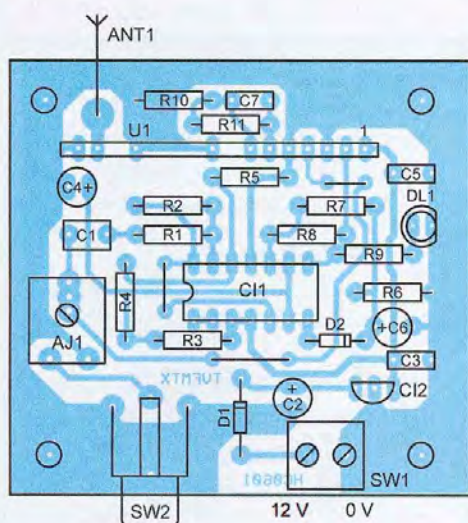
La puissance de sortie est confortable puisqu'elle peut atteindre 2 W. Pour cela, l'alimentation du circuit intégré devra être d'au moins 12 V, pour un haut-parleur de 8 Ω . Pour un



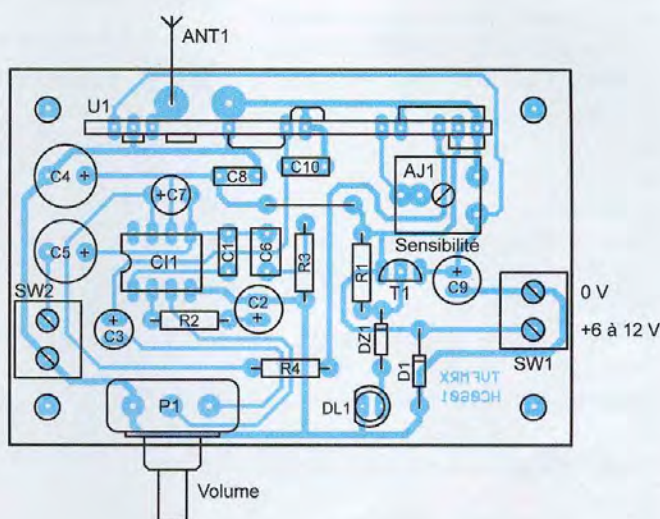
5 Tracé de l'émetteur



7 Tracé du récepteur



6 Implantation de l'émetteur



8 Implantation du récepteur

Nomenclature

L'ÉMETTEUR

Résistances

R1, R2, R3, R5 : 10 k Ω
(marron, noir, orange)
R4, R7 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R6 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
R8 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
R9 : 680 Ω (bleu, gris, marron)
R10 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
R11 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
Aj1 : 10 k Ω

Condensateurs

C1 : 470 nF
C2, C6 : 47 μ F / 25 V
C3, C5 : 100 nF
C4 : 10 μ F / 50 V
C7 : 5,6 nF

Semi-conducteurs

D1 : 1N4001...4007
D2 : 1N4148
DL1 : led rouge $\varnothing$ 5 standard

C11 : LM324
C12 : 78L12, 7812

Divers

U1 : émetteur FM 433,8 MHz,
Aurel TXFMAUDIO
ANT1 : brin ou antenne fouet
de 16,5 cm
SW1 : bornier 2 plots à souder
SW2 : embase RCA
1 bloc adaptateur secteur 15 V
1 coffret MEGA-3 ou BK1

LE RÉCEPTEUR

Résistances

R1 : 330 Ω (orange, orange, marron)
R2 : 33 Ω (orange, orange, noir)
R3 : 1 Ω (marron, noir, or)
R4 : 56 Ω (vert, bleu, noir)
P1 : potentiomètre 10 k Ω LOG
Aj1 : résistance ajustable 10 k Ω

Condensateurs

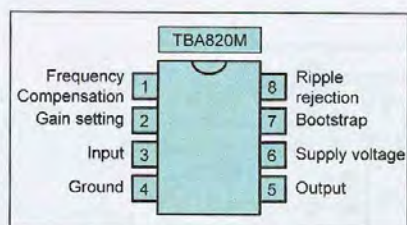
C1 : 220 pF
C2, C4, C7 : 100 μ F / 16 V
C3 : 10 μ F / 50 V
C5 : 470 μ F / 16 V
C6 : 220 nF
C8 : 100 nF
C9 : 47 μ F / 16 V
C10 : 47 nF

Semi-conducteurs

D1 : 1N4001...4007
DZ1 : BZX55C2V4 ou BZX55C2V7
DL1 : led $\varnothing$ 5 rouge standard
T1 : BC338, BC337, BC547, BC548
C11 : TBA820M

Divers

U1 : récepteur FM, 433,8 MHz, Aurel
RXFMAUDIO
ANT1 : brin de 16,5 cm
SW1, SW2 : bornier deux plots
à souder
1 haut parleur 4 / 16 Ω - 1 à 2 W



9 Brochage du TBA820M

modèle 16 Ω , la puissance maximale de 2 W pourra être atteinte si l'alimentation est de 16V.

Avec un haut parleur de 4 Ω , la puissance maximale possible est de 1,5 W et nécessite une tension d'alimentation de 9 V.

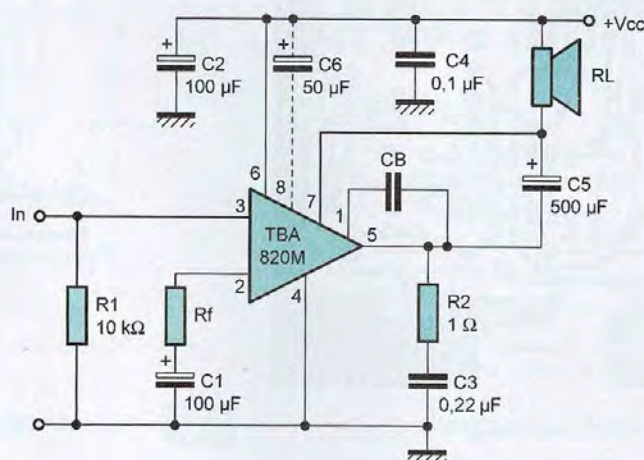
L'impédance d'entrée de cet amplificateur, de l'ordre de 5 M Ω , est remarquable. Bien sûr, cette très haute impédance d'entrée s'accompagne d'un faible courant de polarisation d'entrée de 100 nA typique.

L'impédance placée sur l'entrée de l'amplificateur pourra donc être élevée (large choix possible de potentiomètres de volume).

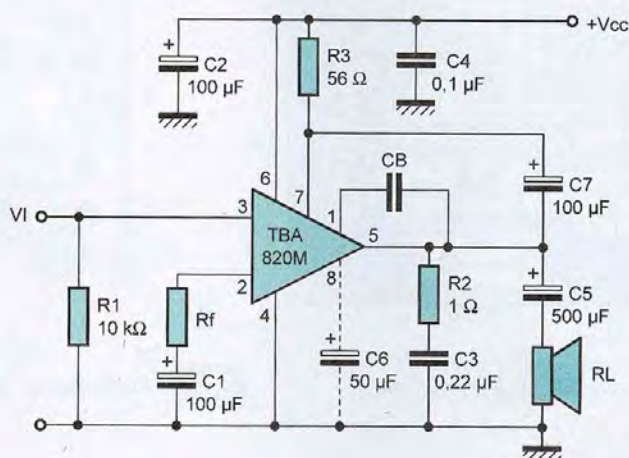
Deux schémas d'applications de base sont proposés par le fabricant (**figures 11 et 12**), selon le branchement du haut-parleur, soit à la masse ou à l'alimentation positive de l'ensemble.

Comme l'attestent ces schémas, le TBA820M nécessite peu de composants externes.

Ces derniers assurent différentes fonctions de contre-réaction ou de couplage. Certains servent de paramètres à des caractéristiques de l'amplificateur, comme le gain en ten-



11 Schéma d'application avec HP relié au +Vcc



12 Schéma d'application avec HP relié à la masse

10 Caractéristiques du TBA820M, relevées à une température ambiante de +25 °C et avec un haut parleur relié à l'alimentation positive

Paramètres	Abréviation	Min	Typ	Max	Conditions
Tension d'alimentation	V_{ALIM} (V)	3,00		16,00	
Courant d'alimentation			4,00	12,00	$V_{in} = 0V$, $V_{alim} = 9V$
Puissance de sortie ($R_f = 120\Omega$)	P_{out} (W)		0,75 1,6 1,2 2		$V_{alim} = 6V$, $R_L = 4\Omega$, $D = 10\%$ $V_{alim} = 9V$, $R_L = 4\Omega$, $D = 10\%$ $V_{alim} = 9V$, $R_L = 8\Omega$, $D = 10\%$ $V_{alim} = 12V$, $R_L = 8\Omega$, $D = 10\%$
Bande passante (-3dB)	BP (Hz)	25 25		7000 20000	$R_f = 120\Omega$, $C_b = 680pF$ $R_f = 120\Omega$, $C_b = 220pF$
Sensibilité d'entrée	S (mV)		3,5 12 16 60		$R_f = 33\Omega$, $P_{out} = 50mW$ $R_f = 120\Omega$, $P_{out} = 50mW$ $R_f = 33\Omega$, $P_{out} = 120mW$ $R_f = 120\Omega$, $P_{out} = 120mW$
Distorsion harmonique	D (%)		0,8 0,4		$P_{out} = 500mW$, $R_f = 33\Omega$, $P_{out} = 500mW$, $R_f = 120\Omega$
Rapport signal / bruit	S/B (dB)		70,00		$R_f = 120\Omega$, $P_{out} = 1,2W$, $BP = 25-20000Hz$, $R_e = 100k\Omega$ avec 47 μF sur la broche 8
Réjection d'alimentation	PPSR (dB)		42,00		
Résistance d'entrée	R_{in} (M Ω)		5,00		
Courant de polarisation d'entrée	I_{bias} (nA)		100,00		

Sauf indication contraire, les mesures sont effectuées à $F = 1kHz$, $R_L = 8\Omega$ et $V_{alim} = 9V$.

sion ou la bande passante, décrits ci-dessous.

Le gain :

Le gain en tension du TBA820M, en boucle fermée, dépend de la valeur de la résistance R_f . Pour une résistance R_f de 27 Ω , le gain est maximal, de l'ordre de 50 dB soit une amplification d'environ 300. Avec une résistance R_f de 120 Ω , le gain devient minimal (environ 35 dB soit un gain de 50). Selon l'application et la sensibilité souhaitées, la valeur de la résistance R_f sera choisie entre 27 Ω et 120 Ω (**figure 13**).

La bande passante :

La bande passante de l'amplificateur est fixée par la valeur des composants R_f et C_B .

Dans un premier temps, la résistance R_f est choisie en fonction du gain souhaité. Ensuite, la capacité C_B est déterminée à l'aide de l'abaque de la figure 14.

Stabilité :

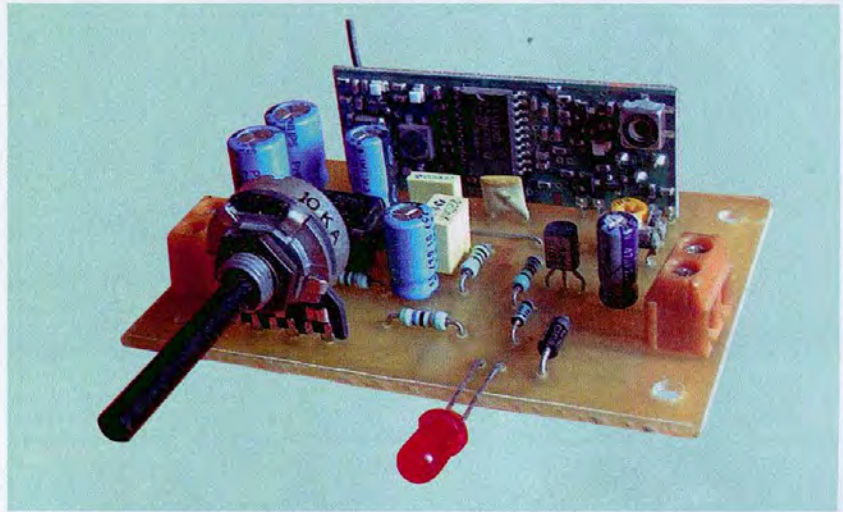
L'entrée en oscillation de l'étage de sortie est évitée par le réseau R/C, constitué d'une résistance de $1\ \Omega$ et d'un condensateur de $220\ \text{nF}$, en parallèle sur la sortie de l'amplificateur.

Pour la version initiale (TBA820, boîtier 14 broches), la résistance de $1\ \Omega$ était intégrée dans le boîtier 14 broches de l'amplificateur.

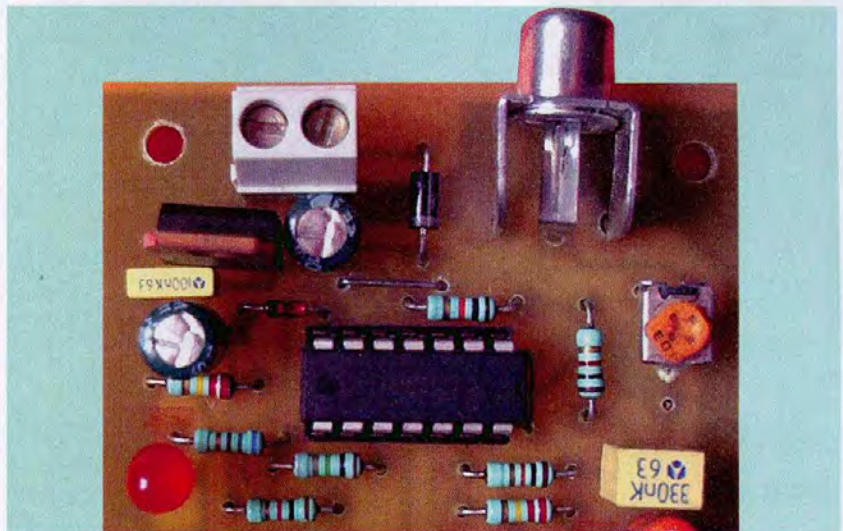
Réjection d'alimentation :

Si une meilleure réjection des variations de la tension d'alimentation est souhaitée, un condensateur de $50\ \mu\text{F}$ doit découpler la broche 8 du TBA820M à la masse ou à l'alimentation positive, selon le schéma type retenu.

H. CADINOT

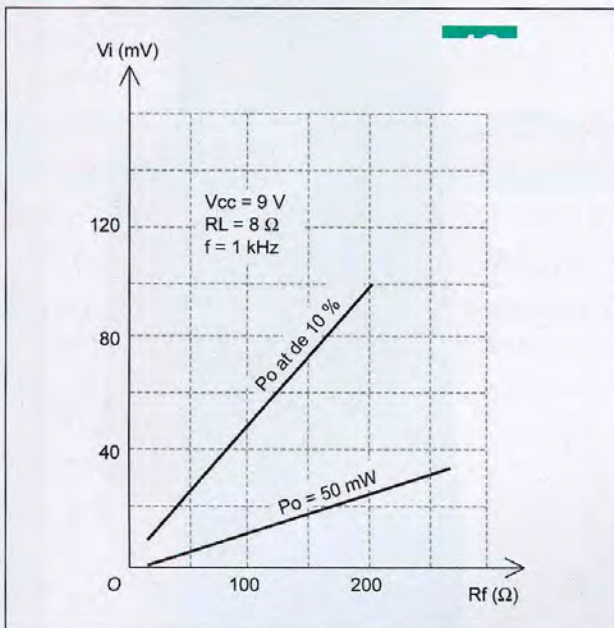


Le récepteur câblé et prêt à l'emploi

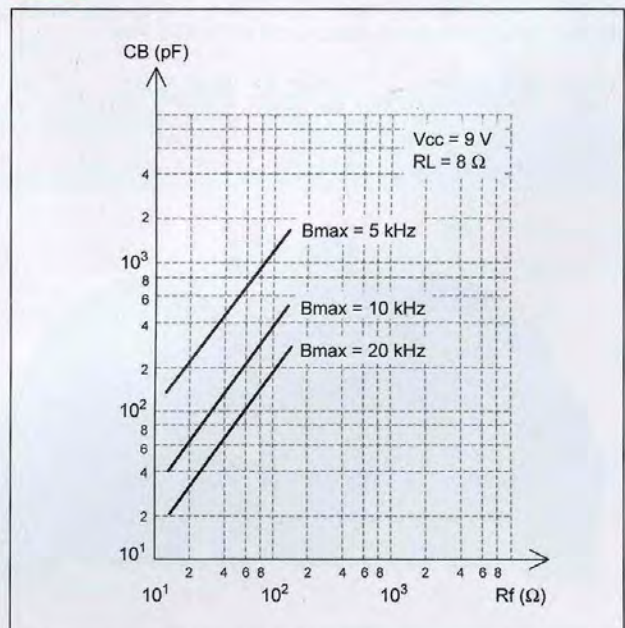


L'émetteur utilise un quadruple ampli-op LM324 pour la détection du signal audio

13 Choix de R_f



14 Choix de C_B



MONTAGES AUDIO

COURS N° 23 : ET SI ON PARLAIT « TUBES »

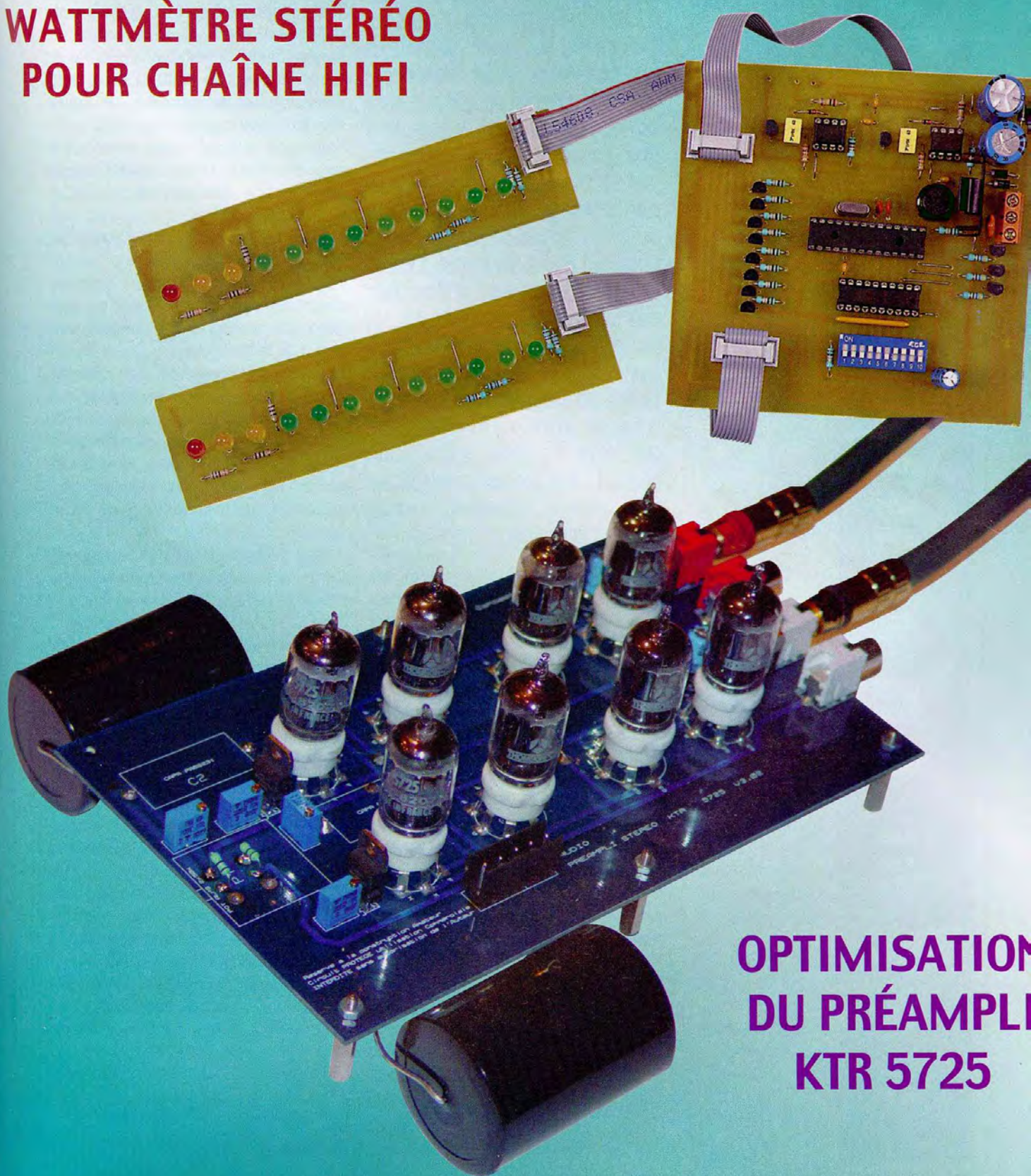
L'AMPLIFICATION DITE DE « PUISSANCE »

WATTMÈTRE STÉRÉO POUR CHAÎNE HIFI

PROGRAMMABLE DE 1 W À 255 W

OPTIMISATION DU PRÉAMPLI KTR 5725

WATTMÈTRE STÉRÉO POUR CHAÎNE HIFI



OPTIMISATION
DU PRÉAMPLI
KTR 5725

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE L'AMPLIFICATION DITE « DE PUISSANCE » (SUITE - III)

Vous venez d'acquérir un « kit » monotriode. En vous référant à nos derniers cours, vous avez soigneusement vérifié la valeur des composants qui vous ont été fournis. Tout est correct ! Vous assemblez l'appareil et, un peu ému, vous le connectez... Cela fonctionne ! Rien ne brûle ! Vous vous empressez d'écouter votre disque préféré et là, surprise désagréable, dès que vous tentez de pousser tant soit peu le niveau d'entrée, un son joliment distordu sort de vos enceintes. Non ! Ne vous précipitez pas vers l'ampli, vous n'avez pas fait d'erreur.

Le problème, ce sont les enceintes dont le rendement est médiocre. Avec des enceintes à très haut rendement, vous auriez obtenu des résultats à peu près corrects, sans plus ! La cause de vos soucis ? Votre amplificateur ne délivre pas suffisamment de puissance... Il faut donc agir !

La première idée consiste à choisir un tube apte à délivrer plus de puissance. C'est ce que s'empressèrent de faire nos anciens dès les débuts du cinéma sonore (1928). Les triodes usuelles de l'époque ne permettaient d'obtenir que des puissances de quelques watts. On se tourna alors vers les triodes d'émission, dont la célèbre VT4C (211) aux USA.

Ce tube, mis au point pendant la guerre de 1914-18, fut fabriqué jusqu'en... 1970 ! « VT 4C » signifie « Transmitting valve n°4 ». C'est ce tube qui remporte

la palme de longévité avec la 6L6.

Cette triode alimentée sous 1250 volts délivre en classe A, monotriode, une puissance de 19 watts, chargée par un transformateur de 9200 Ω sous 8 Ω , avec un taux de distorsion de seulement 5 % (sans contre-réaction).

Mais ce n'était pas encore assez. C'est ainsi que naquirent les amplificateurs à tubes de puissance en parallèle.

LES TUBES DE PUISSANCE EN PARALLÈLE

Cette idée, reprise depuis peu par certains constructeurs, a le mérite (apparent !) de la simplicité.

En effet, en connectant, par exemple, deux tubes en parallèle (**figure 1a**), c'est-à-dire en réunissant l'anode du premier tube à l'anode du second, la grille du premier tube à la grille du second et la cathode du premier tube à la cathode du second, voici ce qui se passera :

1) La résistance interne du « nouveau tube » ainsi réalisé **sera égale à la moitié de la résistance interne** d'un seul tube ($p/2$).

2) La nouvelle résistance interne étant égale à la moitié de la résistance d'un seul tube, **l'impédance de charge sera, elle aussi, divisée par deux**. Par exemple, la charge optimale d'une 300B étant de 4000 Ω , si vous connectez deux 300B en parallèle, la charge optimale ne sera plus que de 2 000 Ω .

3) La charge étant la moitié de la charge pour un tube, mais le courant ayant doublé, la puissance étant égale au produit de la charge par **le carré** du courant la traversant $P(w) = Z \cdot I^2$, **la puissance, dans le cas de deux tubes en parallèle est donc doublée**.

4) Dans le cas d'une polarisation automatique, le courant de repos ayant doublé, la valeur de la résistance R_k de polarisation est **divisée par deux**.

5) La pente S (en mA/volt) est doublée.

6) Comme le courant de grille de commande est (théoriquement) toujours nul, la tension d'attaque fournie par l'étage préamplificateur ne demandera aucune modification.

7) Rien ne vous empêche de tripler, quadrupler, quintupler, etc. le nombre de tubes en parallèle, vous multipliez d'autant la puissance délivrée.

Formidable ! me dites-vous. Halte là ! Ce tableau idyllique présente de fâcheux inconvénients... et pas des moindres !

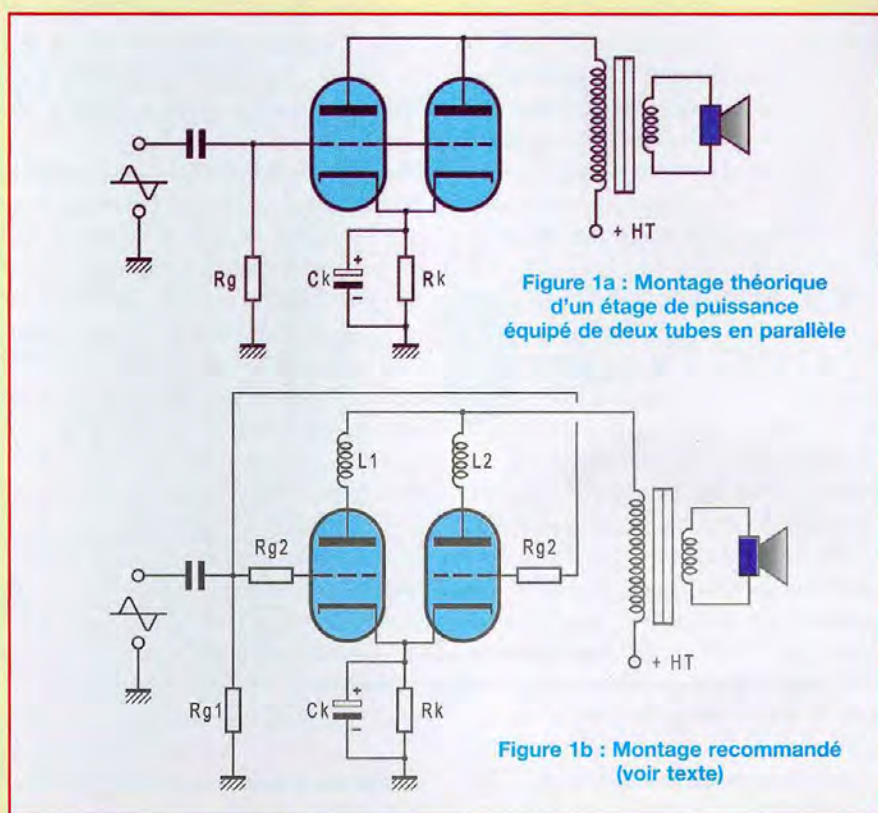
Tout d'abord, le transformateur de sortie. N'oubliez pas que vous fonctionnez obligatoirement en classe A. Plus vous aurez de tubes en parallèle, plus le courant de repos va doubler, tripler ou quadrupler en fonction du nombre de tubes. Son impédance primaire diminuant, il y aura, certes, moins de tours, donc moins de cuivre, mais plus de fer afin d'éviter la saturation du circuit magnétique.

Ce qui était déjà le défaut majeur de l'amplificateur monotriode (ou tétrode). Donc un transfo lourd et cher !

Deuxième inconvénient, **les tubes doivent être parfaitement appareillés** et ce durant toute leur durée de vie (mission quasi impossible...). Mettre des tubes en parallèle revient à mettre des **générateurs** en parallèle. En cas de déséquilibre, ce sont les tubes les plus « en forme » qui vont débiter le plus de courant et être surchargés...

Permettez-moi ici une réflexion en aparté. Ce problème des mises en parallèle, vous le trouverez aussi dans le cas d'amplificateurs push-pull de forte puissance (nous verrons cela plus loin) où il est impératif d'appareiller les tubes. Mais c'est le problème majeur des amplificateurs à transistors où il est courant de monter ces derniers en parallèle sur des radiateurs pour leur refroidissement..

Dans le cas où les transistors de puissance d'un même étage ne sont pas **rigoureusement** identiques, les plus « énervés » vont débiter le maximum de courant dans la charge, alors que leurs collègues débiteront peu de courant. C'est la mort assurée des « énervés » par emballement thermique (les tubes se contentent de rougir).



C'est pour cette raison que lorsque l'on répare un amplificateur de puissance à transistors, on ne se contente pas de changer les « défunts », mais **tout le jeu** de transistors de puissance, en prenant bien garde de les appareiller afin que leur débit soit identique. Bien que moins dangereux, ceci est aussi valable pour les tubes de puissance.

Autre inconvénient des tubes de puissance en parallèle : le doublement de la pente S avec, en prime, le doublement des capacités parasites. L'ensemble de ces facteurs est générateur d'oscillations parasites dans neuf cas sur dix. L'apparition de ces oscillations parasites à haute fréquence est une source importante de distorsions et va réduire drastiquement la puissance de sortie, sans compter les dégâts dans les circuits.

Pour éviter ce phénomène, il faut respecter les points suivants (figure 1b) :

- 1) Placer les tubes mis en parallèle le plus près possible les uns des autres.
- 2) Le câblage entre les électrodes mises en parallèle doit être le plus court possible.
- 3) Des résistances anti-oscillation doi-

vent être montées en série dans les connexions de grille (1 k Ω) et ce directement sur les supports des tubes.

4) Dans le cas des pentodes et tétrodes, des résistances de 50 Ω à 200 Ω doivent être montées en série dans les connexions de « grille-écran » au plus près des supports de tubes.

5) Il est parfois nécessaire de confectionner une bobine de deux à trois spires de fil de forte section, montée en série dans le circuit d'anode.

Comme vous le voyez, la mise en parallèle des tubes de puissance n'est pas la solution idéale. C'est pourquoi l'on a remis au goût du jour, dans les années 30, le montage dit « push-pull ». Lequel avait été inventé en 1910 par Harold Gerdien, expérimenté en 1913 par Langmuir et Alexanderson et abandonné dans un tiroir pendant plus d'une décennie...

LE MONTAGE DIT « PUSH-PULL »

C'est le montage « pousse-tire », comme disent les Québécois.

L'expression est imagée, mais ne repré-

L'AMPLIFICATION DITE DE PUISSANCE

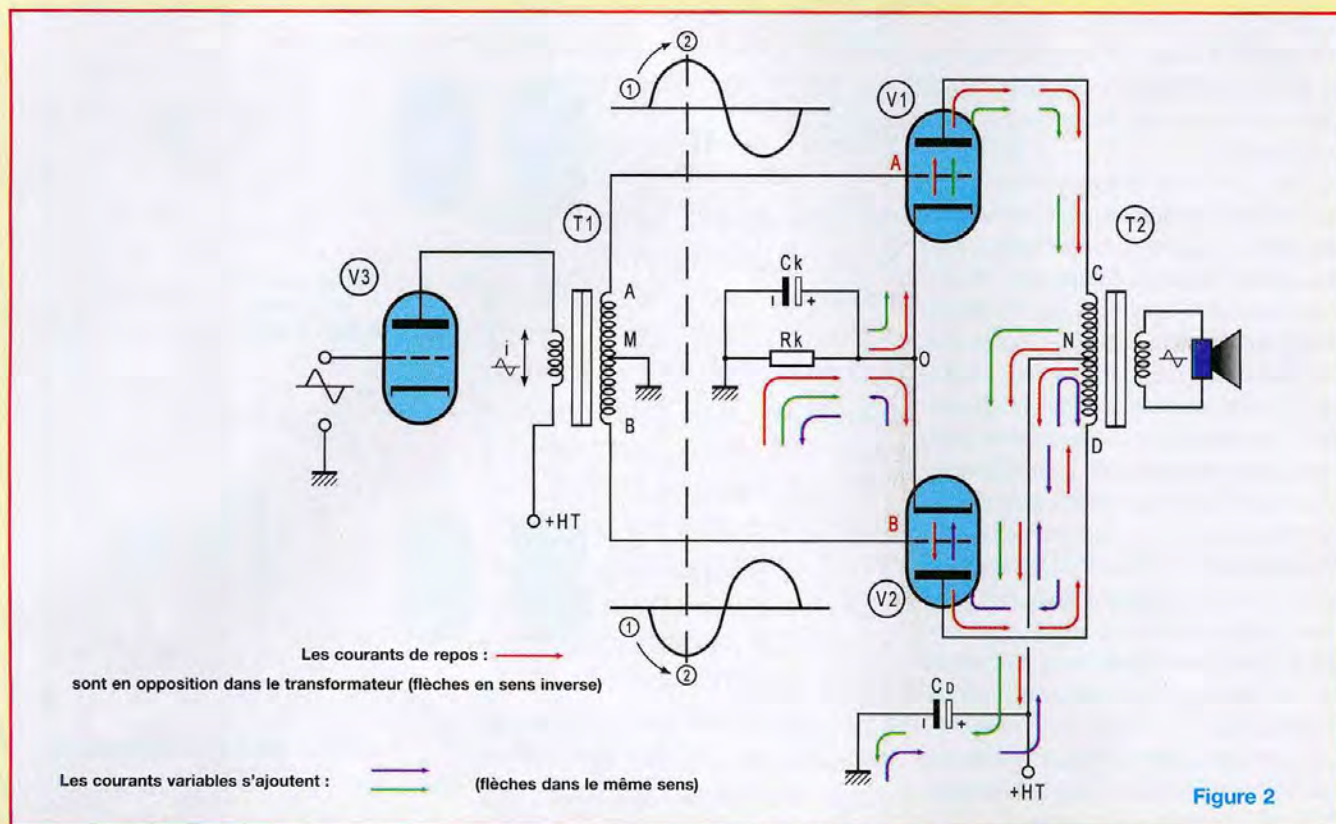


Figure 2

sente pas exactement la réalité du fonctionnement, pas plus que l'expression anglaise d'ailleurs ! Mais le pli est pris ! On appelle ce montage « push-pull », alors ne soyons pas plus royalistes que le roi et appelons-le nous aussi « push-pull », comme tout le monde.

Avant toute chose, il convient de préciser que, bien que ce type de montage soit toujours identique dans sa structure, son fonctionnement dépendra essentiellement de la classe d'amplification choisie (A, AB1, AB2, B ou B2), donc de la polarisation choisie pour les grilles de « commande » (que nous allons étudier en détail) et de la valeur de la charge (transformateur de sortie) qui sera différente **pour chaque classe d'amplification**.

Dire qu'un push-pull en classe A sonne mieux qu'un push-pull en classe AB est complètement aberrant et n'a aucun sens ! Tout dépendra de la **parfaite maîtrise** de la conception des circuits **et surtout de la charge**. C'est ce que nous allons étudier ici, en gardant toujours à l'esprit que notre étude est destinée essentiellement à la reproduction sonore, ce qui nous amène souvent à

dévier du chemin bien tracé de l'électronique générale.

Pour simplifier et définir les caractéristiques générales de ce type de montage, nous allons tout d'abord étudier le montage push-pull de deux triodes de puissance **fonctionnant en classe A**, c'est-à-dire dans la partie quasi rectiligne de la caractéristique de transfert (voir cours n°21).

Reportez-vous à la **figure 2**. Il nous faut tout d'abord parler du transformateur T1. C'est le transformateur dit « inverseur de phase ». Nous verrons plus tard que ce transformateur est, dans neuf cas sur dix, remplacé par un inverseur de phase « électronique ». Toutefois, pour la simplicité de la démonstration, nous conserverons le transformateur. Celui-ci a un point milieu M, les deux sections d'enroulement MA et MB sont égales. Le courant i , sinusoïdal alternatif, produit par le tube V3 traversant le primaire de T1, va induire au secondaire deux tensions entre MA et MB **en opposition de phase** (décalées de 180°). En clair, lorsque la tension montera en A, elle descendra en B et vice-versa.

Ces deux tensions en opposition de phase vont être appliquées aux grilles de « commande » des tubes de puissance V1 et V2 montés « tête-bêche ». C'est ce qui a donné naissance au terme « push-pull ».

Les grilles de V1 et V2 sont donc réunies à la masse (potentiel zéro) à travers l'enroulement du transformateur T1. Comme nous sommes en classe A, donc qu'il n'y a pas de courant de grille, la résistance de l'enroulement de T1 (qui est de toutes façons très petite) n'a aucune importance.

Les tubes V1 et V2 vont donc être attaqués en opposition de phase par **les tensions** entre A et la masse et B et la masse. Et la polarisation ? Il nous faut tout d'abord aller voir le transformateur de sortie T2. Lui aussi a un point milieu N situé à la moitié de l'enroulement primaire. Ce point N va être relié à l'alimentation haute tension du montage (+HT). Les anodes de V1 et V2 vont donc être reliées à la haute tension à **travers T2**. Les cathodes des tubes V1 et V2 sont réunies en O. Entre O et la masse du montage (-HT), on a placé une résistance Rk.

Vous l'avez reconnue, c'est la résistance de polarisation automatique et comme nous sommes de bons petits élèves, nous nous sommes empressés d'installer un condensateur de découplage C_k en parallèle sur cette résistance. Nous verrons plus loin qu'en **classe A**, ce condensateur est inutile, mais n'allons pas trop vite.

Voyons maintenant ce qui se passe en **courant continu**. En partant du $-HT$, donc de la masse, un courant va traverser R_k (flèche rouge), puis va se scinder en deux pour traverser V_1 et V_2 . Je vous rappelle, à ce sujet, qu'en électronique à tubes, on suit le sens **réel** du courant, du $(-)$ vers le $(+)$, correspondant au déplacement des électrons. Le courant traverse V_1 , passe à travers l'enroulement primaire de T_2 , de C à N et rejoint le $+HT$. Du côté V_2 , le courant le traverse, passe à travers l'autre moitié de T_2 de D à N et rejoint le $+HT$. Ce double trajet du courant continu dans le transformateur T_2 est l'**avantage capital** du fonctionnement en « push-pull ». En effet, les courants entre C/N et D/N **circulent en sens inverse** dans chaque moitié de l'enroulement primaire de T_2 . Le courant C/N a tendance à produire un champ magnétique, mais le courant D/N a, lui, tendance à produire un champ opposé. Les effets s'annulant, **le champ magnétique résultant est nul**. En clair, les courants dans V_1 et V_2 étant égaux, le courant total qui circule dans le circuit **ne produit aucune magnétisation du circuit magnétique**. Il n'y a donc pas de danger de saturation du circuit, quel que soit le courant continu qui traverse V_1 et V_2 . **On élimine par conséquent cet inconvénient majeur qui affectait les montages monotubes.**

La résistance R_k de polarisation automatique est parcourue par la somme des courants traversant V_1 et V_2 . **Sa valeur doit donc être moitié** de celle que vous aviez calculée pour un fonctionnement en monotube.

Tout ce que nous venons d'étudier concerne le fonctionnement au point de repos des tubes en courant continu. Faisons maintenant fonctionner notre montage.

LE FONCTIONNEMENT DU PUSH-PULL, CLASSE A, EN ALTERNATIF

N'oubliez pas, qu'en alternatif, le point **$+HT$ est à la masse** par le condensateur C_d dit de filtrage. C'est la clé de la compréhension du fonctionnement en alternatif de tous les circuits électroniques (lire nos précédents cours).

Activons notre circuit en appliquant une tension alternative sur la grille du tube V_3 . Comme nous l'avons vu précédemment, nous recueillerons deux tensions alternatives en opposition de phase en A et B . Voyons ce qui se passe dans le tube V_1 lorsque la tension passe de (1) à (2) sur la sinusoïde. La grille de V_1 devenant plus positive, le courant augmente dans le tube et suit le trajet suivant : $-HT/R_k/\text{Tube } V_1/C/N/-HT$.

Ceci est représenté sur la figure 2 par les flèches vertes.

Voyons maintenant ce qui se passe dans le tube V_2 . La tension alternative en B étant en opposition de phase avec la tension en A de (1) à (2), en A la tension augmente alors que de (1) à (2), en B elle diminue. La grille de V_2 devient donc plus négative, le sens du courant dans V_2 diminue dans le tube (flèches bleues).

Or, regardez le sens des flèches dans le transformateur de sortie : entre C et D , les flèches vertes et bleues **vont dans le même sens**. Cela signifie que **les courants variables de V_1 et V_2 s'ajoutent dans l'enroulement du transformateur**, car ils circulent dans la même direction. Les champs magnétiques induits par ces courants (V_1 dans C/N , V_2 dans N/D) vont donc s'ajouter et, comme le flux est doublé, la puissance recueillie au secondaire **sera pratiquement le double de celle produite par un monotube**.

Deuxième observation : si vous regardez le sens des flèches vertes et bleues dans la résistance R_k , vous constaterez que le courant variable circule **en sens opposé** dans la résistance de polarisation. Leur effet **s'annule** dans la résistance. Aucune tension alternative n'apparaîtra au point O , seul le courant de

repos fixera la tension de polarisation à ce point. C'est pour cette raison que le condensateur C_k est inutile **dans le cas d'un push-pull en classe A**, à condition évidemment que les tubes V_1 et V_2 **soient rigoureusement identiques**. Nous verrons plus loin les problèmes posés par des tubes non appareillés.

LES AUTRES AVANTAGES DU PUSH-PULL EN CLASSE A

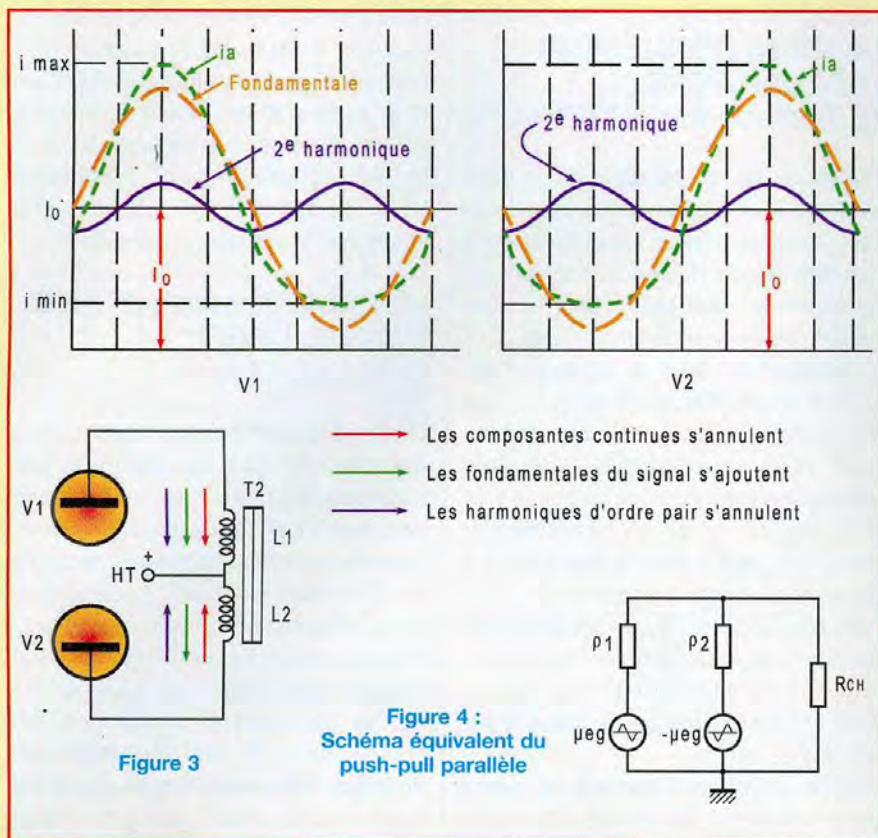
Le premier avantage du push-pull, et non des moindres, est que **toute perturbation en phase** qui peut affecter les tubes V_1 et V_2 est impitoyablement éliminée par le transformateur de sortie. Je m'explique. Supposons que le filtrage de la haute tension soit médiocre. Le ronflement à 50 Hz ou 100 Hz, qui serait insupportable dans le cas d'un monotube, va purement et simplement être annulé dans le cas du push-pull. Pourquoi ? Tout simplement parce que cette tension variable, résidu de filtrage, va être injectée au point N de la figure 2. Tout comme le faisait le courant continu de repos, le courant induit va circuler en sens opposé dans les deux demi-enroulements, donc le champ magnétique résultant sera nul... Exit le ronflement !

Il en sera de même de **toute perturbation en phase** affectant le circuit (ronflement induit par la tension des filaments, certains bruits parasites, etc.). Ceci n'est valable qu'à la condition suivante : le débit des tubes V_1 et V_2 , ainsi que leurs caractéristiques de base, doivent être rigoureusement identiques, sinon équilibrés.

Pour l'anecdote, si votre amplificateur push-pull ronfle, ne vous précipitez pas sur l'alimentation, vérifiez plutôt les tubes de puissance.

En outre, si l'ampli comporte un réglage d'équilibre du courant dans les tubes V_1 et V_2 (ce que nous étudierons par la suite), essayez d'équilibrer les courants de repos. Si les tubes sont en bonnes conditions, **les ronflements disparaîtront**.

Deuxième avantage du push-pull : l'annulation des harmoniques **d'ordre pair**.



Il rend ce montage imbattable en terme de distorsion en utilisant des triodes de puissance ou des tétrodes à faisceau dirigé. Ces deux types de tubes génèrent, en effet, une majorité d'harmoniques pairs, contrairement aux pentodes dont les harmoniques impairs sont dominants.

Si vous vous reportez au cours n°19 (*Electronique pratique* n°300), vous vous souviendrez que la forme de la courbe de transfert dynamique d'une triode (et d'une tétrode à faisceau dirigé) sur-amplifie une sinusoïde dans la partie montante de la sinusoïde et la sous-amplifie dans sa partie descendante, ceci étant dû à la courbure parabolique de la caractéristique.

Nous avons reproduit (figure 3) un cycle sinusoïdal de courant, tel qu'il est traité par le tube V1 et le tube V2 (signal en opposition de phase) montés en push-pull et polarisés en classe A. Que constate-t-on ? En dehors du fait que les deux sinusoïdes sont déformées comme prévu **mais en opposition de phase**, l'harmonique 2 (dominant) qui prend obligatoirement naissance dans

les deux tubes **est, lui, en phase**.

Or, comme nous l'avons vu précédemment, **tout signal en phase** s'annule dans le transformateur de sortie. Ce sera le cas pour toutes les distorsions d'ordre pair (H2, H4, H6, etc.) qui seront annulées de la même façon.

Malheureusement, si le signal comporte des distorsions d'ordre impair, ce qui est le cas lorsque l'on arrive à saturation, ces dernières ne seront pas annulées car en opposition de phase... Personne n'est parfait !

En résumé

Un push-pull classe A

- Délivre le double de la puissance d'un simple étage et ce pour un taux de distorsion bien plus faible.
- Utilise un transformateur de sortie moins imposant à puissance doublée car le circuit magnétique ne se sature pas (bonne réponse dans les basses fréquences).
- Bien équilibré, il est très silencieux car insensible aux résidus de filtrage et aux ronflements divers.

ET L'IMPÉDANCE DE LA CHARGE ?

Que devient la charge, donc l'impédance du transformateur **en classe A** (attention, uniquement en classe A, nous verrons qu'en classe AB et B, le problème est très différent) ?

En classe A, on considère que les deux tubes V1 et V2 sont deux générateurs **fonctionnant en parallèle**. Le schéma équivalent du « push-pull parallèle » est représenté **figure 4**.

Ces deux tubes fonctionnent bien en parallèle, car à tout instant les courants variables **s'ajoutent dans le transformateur** (flèches bleues et vertes sur la figure 2). Or, lorsque deux générateurs fonctionnent en parallèle, **leur résistance interne est divisée par deux**.

En fonctionnement, il convient donc de considérer le push-pull classe A comme un tube de type nouveau de **résistance interne moitié moins grande**. La charge par tube sera donc divisée par deux. L'impédance de charge totale dite « plaque à plaque » (de C à D sur la figure 2) sera égale à l'impédance de charge que vous aviez déterminée pour un tube unique **fonctionnant en classe A**. Pour exemple, nous avons déterminé, pour un tube 300B Western, une impédance de charge optimale de 4 000 Ω /sous 8 Ω . En push-pull, l'impédance totale du transformateur « plaque à plaque » **sera aussi de 4 000 Ω** . Nous avons fixé le point de repos en classe A monotube à : haute tension 300 volts, $-V_g = 60$ volts, $I_{repos} = 65$ mA

En push-pull, la haute tension appliquée au point N sera aussi de 300 volts. **Mais** le courant fourni au repos par la source de haute tension sera de :

$$65 \text{ mA} \times 2 = 130 \text{ mA}$$

Et la résistance de polarisation R_k qui était de 923 Ω sera de :

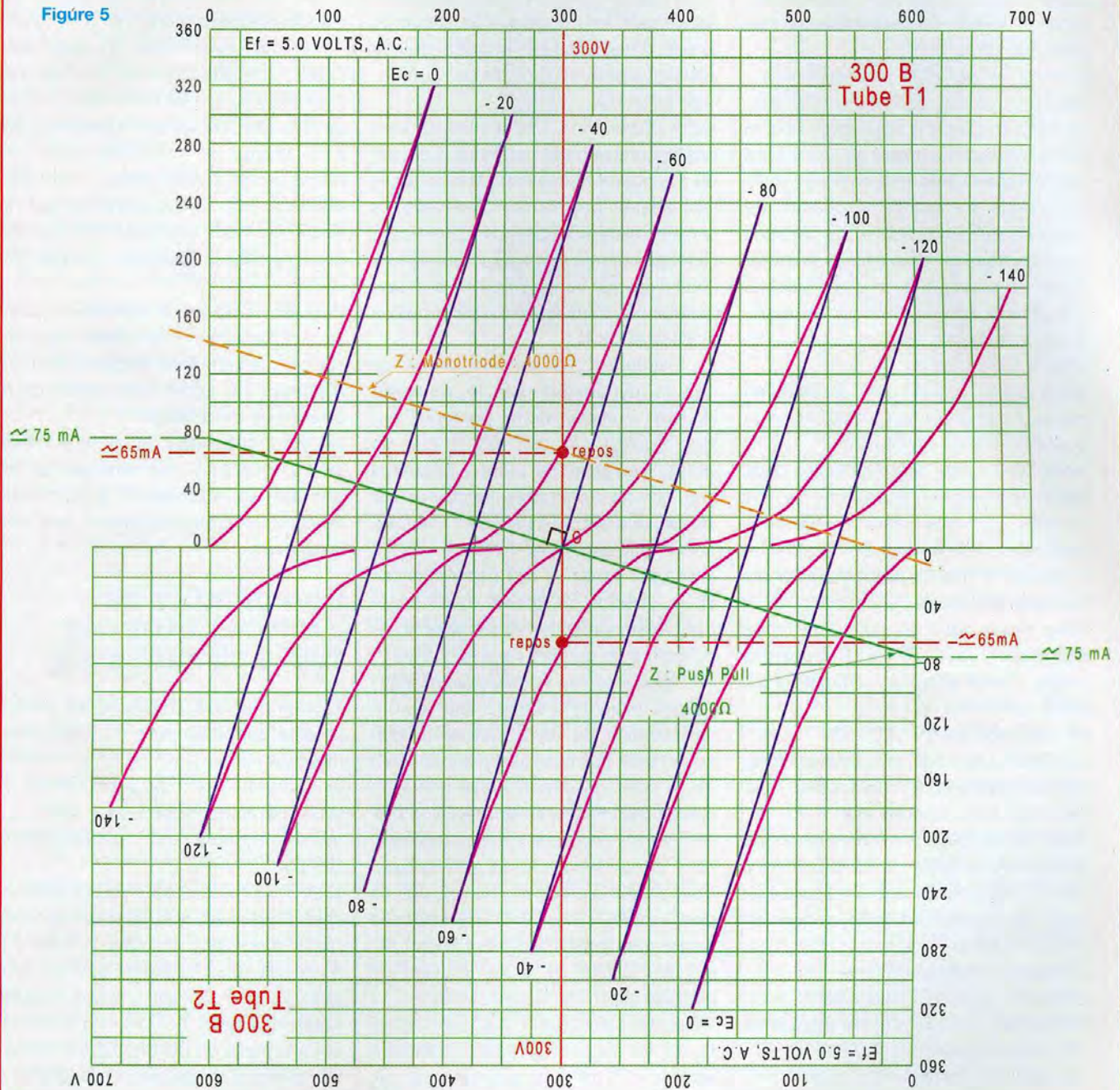
$$923/2 \approx 460 \Omega$$

Soit la moitié, car parcourue par un courant de 130 mA au lieu de 65 mA, pour obtenir la même tension de polarisation.

Mais attention, la puissance qui sera dissipée dans la résistance sera de :

$$P(w) = R.I^2 = 460 \times 0,130^2 = 7,7 \text{ W}$$

Figure 5



Vous choisirez une résistance de 10 W pour être tranquille.

La puissance obtenue dans la charge atteindra environ 12 W, au lieu de la puissance de 6 W que vous obteniez en monotube.

Donc la méthode la plus simple pour définir la charge en push-pull **classe A** consiste tout d'abord à tracer la droite de charge pour un seul tube comme défini le mois dernier (cours n°22), ainsi

que le point de fonctionnement au repos. Ensuite, il faut considérer la **même charge « plaque à plaque »** dans le cas du push-pull en conservant la même haute tension et le même point de repos.

À ce stade du raisonnement, j'entends au loin les puristes marmonner ou ricaner, au choix ! Il existe, bien entendu, d'autres méthodes plus « scientifiques » pour définir la charge dynamique du

tube, notamment la méthode graphique (la plus simple). Nous l'avons reproduite **figure 5**. Elle consiste, dans un premier temps, à reproduire **deux fois** les courbes $I_a = f(U_a)$ à $U_g = Cte$ des tubes de puissance utilisés (ici la 300B).

On va placer ces courbes tête-bêche (comme le push-pull) en faisant **coïncider le point de haute tension choisi** (ici 300 volts). Vous pouvez constater qu'à ce point, la courbe - 80 volts du

tube V1 match la courbe - 80 volts du tube V2. Tracez une **perpendiculaire** au point 300 volts.

Et voici le point le plus important : lorsque nous avons étudié la monotriode 300B en classe A, nous avons fixé le point de fonctionnement au repos pour 300 volts de haute tension à -60 volts grille de « commande », courant de repos 65 mA (voir cours n°22). Je vous rappelle que l'on peut fixer le point de repos en classe A pour une triode (et uniquement pour une triode), en appliquant la formule :

$$I_{\text{repos}} = 0,8 U_a/\mu$$

Nous avons trouvé, pour la 300B en classe A alimentée sous 300 volts, un courant de repos de 65 mA.

Notre ligne rouge coupe pour les deux tubes montés « tête-bêche » les courbes - 60 volts à environ « 65 mA ». Tout dépend de la précision graphique du dessin. N'hésitez pas à travailler sur du papier millimétré de grande taille.

Nous avons donc les points de repos des deux tubes T1 et T2 (pointillé rouge). L'écart de tension entre les deux grilles sera donc de :

$$60 \text{ volts} + 60 \text{ volts} = 120 \text{ volts}$$

Cet écart sera maintenu **tout au long du fonctionnement** en push-pull. Il est important de le comprendre.

À titre d'exemple si, en fonctionnement, la tension de grille de T1 descend à -80 V, T2 fonctionnant en opposition verra sa tension de grille passer de -60 V à -40 V.

L'écart sera toujours de :

$$80 \text{ volts} + 40 \text{ volts} = 120 \text{ volts}$$

À l'inverse, si T1 monte par exemple à -20 V, T2 descendra à -100 V.

$$20 \text{ volts} + 100 \text{ volts} = 120 \text{ volts}$$

Cet écart constant de 120 volts va nous permettre de tracer le **nouveau** réseau de caractéristiques, synthèse du fonctionnement des deux tubes en push-pull, en traçant les tangentes aux courbes opposées (60/60, 80/40, 100/20, etc.) (droites bleues sur la figure). Si vous vouliez être hyper précis (ce qui, entre nous, ne servirait pas à grand chose), ce ne sont pas des droites qu'il faudrait tracer mais une série de courbes qui suivraient les tensions et courants opposés. Vous vous rendriez

alors compte que ces courbes seraient légèrement en « S », caractéristique du résidu d'harmoniques **impairs** qui ne peuvent pas être éliminés par le montage push-pull.

Autre observation, ces droites ne sont pas rigoureusement parallèles. Cela est dû à la courbure des caractéristiques et représentatif des harmoniques pairs, ils seront éliminés par le push-pull. Retenez bien ce mode de construction, c'est celui que nous utiliserons plus tard lorsque nous étudierons le push-pull en classes AB et B.

Et maintenant, plaçons la droite de charge dynamique sur le **nouveau** réseau. Lorsque notre push-pull est bien équilibré et qu'il n'y a pas de signal, **par principe même**, la charge (transfos de sortie) n'est parcourue par **aucun** courant alternatif (ou musical). C'est uniquement à l'instant où les grilles des tubes T1 et T2 sont excitées **en opposition de phase** qu'un déséquilibre en opposition va entraîner la circulation d'un courant dans la charge.

Au repos, comme aucun courant alternatif ne traverse la charge, sauf le courant continu de repos qui ne produit aucun effet (flèches rouges sur la figure 2), le point de départ de la droite de charge dynamique du push-pull se placera à « zéro courant », donc au point O (300 V) du réseau de caractéristiques. Pour placer la droite de charge, rien de plus simple, il vous suffit de **tracer la perpendiculaire** à la droite passant par le point O (300 V), droite joignant les courbes U_g (T1 et T2) - 60 volts.

Cette perpendiculaire (en vert sur la figure) va couper l'axe des courants à environ ± 75 mA. Calculons la valeur de la charge dynamique :

$$Z(\Omega) = \frac{U}{I} = \frac{300}{0,075} = 4\,000 \Omega/P \text{ a } P$$

Cela correspond, bien évidemment, à la valeur de la charge que nous avons définie pour le fonctionnement en monotube au point de fonctionnement choisi. Il est d'ailleurs intéressant de reporter sur la figure le tracé de la droite de charge tel que nous l'avons défini pour notre 300B en monotube (cours n°22). Cette droite de charge en mono-

triode (en pointillés sur la figure) est **rigoureusement parallèle** à la droite de charge dynamique en push-pull. C'est pour cette raison qu'en classe A, il est aussi simple de considérer la charge en push-pull, **plaque à plaque** égale à la charge en monotube. Mais au risque de me répéter, retenez bien cette méthode de construction, **c'est la seule** qui nous permettra de calculer correctement la charge en classes AB et B.

Pour les **pentodes et tétrodes** en classe A (uniquement) la même règle est valable : **la valeur de la charge plaque à plaque est égale à la valeur de la charge en monotube**.

On verra cependant, dans le prochain article, que pour les pentodes et les tétrodes, seule la classe AB permet un fonctionnement pratiquement sans distorsion.

L'IMPORTANCE DE L'APPAREILLAGE DES TUBES DE PUISSANCE

Tout ce que nous avons étudié jusqu'à présent suppose, pour un fonctionnement parfait du push-pull, sans distorsion d'ordre pair, sans ronflement ni bruit parasite, des tubes dont, au moins, le débit soit rigoureusement identique.

Tout d'abord, le débit : vous comprendrez facilement que si le courant de repos dans, par exemple le tube T1, n'est pas rigoureusement égal au courant du tube T2, les champs magnétiques générés par les deux demi-enroulements du transformateur de sortie **ne s'annuleront pas**. Résultats :

- 1) Transmission non linéaire du signal par le transformateur, surtout vers les fortes puissances.
- 2) Production d'harmoniques impairs.
- 3) Non annulation des ronflements parasites.

Les constructeurs de transformateurs tiennent en général compte d'un léger déséquilibre en courant des deux moitiés du push-pull (norme $\pm 10\%$) en ménageant un entrefer dans le circuit magnétique.

Cela dit, il est difficile de réaliser deux

enroulements rigoureusement identiques, de même trouver deux tubes en tous points identiques en pente, coefficient d'amplification et résistance interne s'apparente au parcours du combattant ! Alors, tentons au moins de rendre les débits identiques.

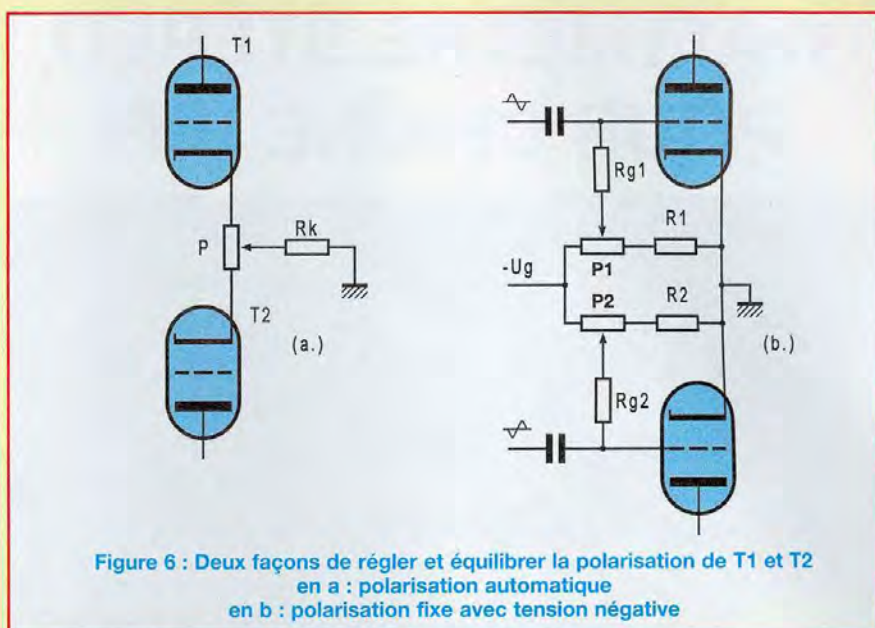
En figure 6, nous avons représenté les deux méthodes d'équilibrage couramment utilisées. En figure 6a, il s'agit d'une polarisation automatique, le potentiomètre P, qui ne doit pas excéder le 1/10^e de la valeur de R_k, va permettre un léger ajustement de la polarisation en fonction de la position du curseur. Vers V1, on diminuera la valeur globale de la résistance de cathode, la polarisation va diminuer, alors que la résistance série dans V2 augmente, la polarisation va augmenter, et vice-versa.

En figure 6b, il s'agit d'un réglage de polarisation. Lorsqu'on dispose d'une source de tension négative, les réglages de P1 et P2 permettent un réglage fin de la polarisation. Mais attention, quel que soit le système de polarisation adopté, il faut impérativement que les tubes utilisés pour un push-pull n'accusent pas « naturellement » une différence de débit de $\pm 10\%$.

À ce sujet, il est impératif que les tubes soient testés à **leur débit maximum**, après un minimum de cinquante heures de vieillissement. C'est malheureusement et rarement le cas lorsque vous achetez des tubes soit disant « appariés » chez le marchand de tubes du coin !

Pour équilibrer le débit des tubes, voici quelques trucs simples :

- 1) Réglez la tension de polarisation sur un des tubes à sa valeur optimale.
- 2) Connectez aux bornes du primaire du transformateur de sortie un voltmètre continu (entre C et D, figure 2).
- 3) Agir sur le réglage de polarisation jusqu'à ce que la tension entre les points C



et D soit nulle (n'exagérons rien, une différence de quelques millivolts est tolérable).

Si vous n'y arrivez pas, changez de tubes ! Les vôtres sont trop déséquilibrés en débit.

Une grande différence de débit signifie que les constantes des tubes (pente, résistance interne, coefficient d'amplification) sont loin d'être des constantes ! Dans ce cas, à tension d'excitation identique, un tube « tirera plus » que l'autre ne « poussera »... si j'ose m'exprimer ainsi !

Le résultat ? Une forte augmentation des distorsions d'ordre pair qui ne seront pas complètement annulées dans le transformateur de sortie avec, en prime, une apparition des harmoniques impairs et des distorsions dites « d'intermodulation ».

EN CONCLUSION

Le push-pull en classe A offre beaucoup d'avantages par rapport au « monotube ». Il présente cependant des inconvénients non négligeables, en

particulier :

- 1) Le rendement est faible, de l'ordre de 25 %, car les deux tubes fonctionnent à leur courant maximum pendant toute la durée du cycle.
 - 2) Une usure rapide des tubes, pour la même raison. Par exemple, deux triodes 300B en push-pull **classe A** ont une durée de vie maximale de l'ordre de 1 500 heures (on verra qu'en classes AB ou B, cette durée de vie peut être doublée, voire triplée).
 - 3) La puissance maximale ne peut excéder deux fois la puissance fournie par un monotube utilisé aux mêmes points de fonctionnement.
- Or, l'avantage majeur du push-pull étant d'annuler les distorsions d'ordre pair, nous verrons, dans notre prochain numéro, que le fonctionnement idéal du push-pull ne se situe pas, contrairement à la légende, en classe A mais en classe AB. L'étude du push-pull classe A présente néanmoins l'avantage majeur de faire comprendre le principe général de cet extraordinaire montage.

À bientôt
R. Bassi

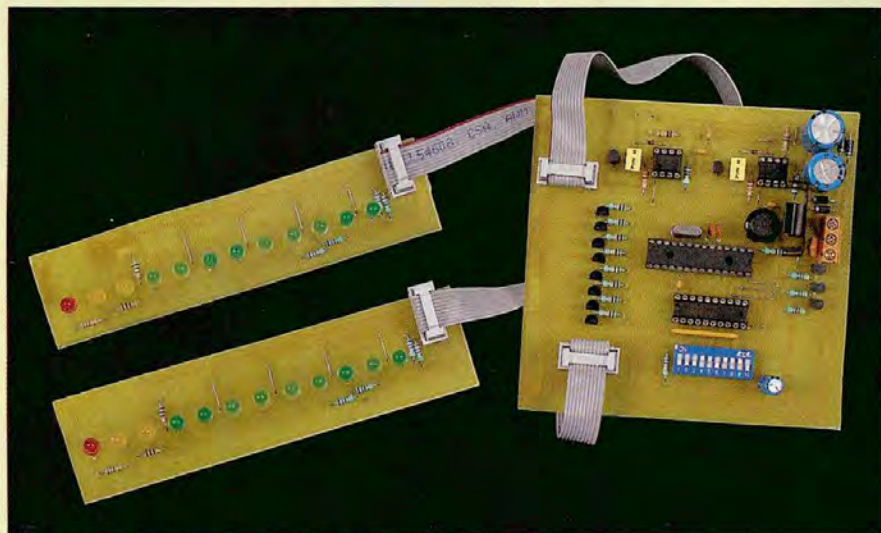


Les 11 premiers cours « Et si on parlait tubes... » en CD-Rom

France : 25 € Union européenne 25 € + 2 € frais de port

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

WATTMÈTRE STÉRÉO POUR CHAÎNE HIFI



Le but de ce montage est d'indiquer, à l'aide de vumètres à leds, la puissance efficace reçue (à impédance fixe) par les enceintes d'une chaîne hi-fi. Grâce à l'usage d'un microcontrôleur PIC16F876, il est possible de programmer la puissance correspondant à la déviation à pleine échelle du vumètre, de 1 W (voire 0,5 W) à 255 W par pas de 1 W.

Le double avantage de notre montage est d'utiliser de façon optimale la rampe de douze leds, quel que soit l'ensemble sur lequel on écoute. De plus, il permet de savoir que les enceintes sont surchargées lorsque la dernière led rouge s'allume, indiquant le dépassement de la puissance programmée. Cette dernière est réglée à l'aide d'interrupteurs dipswitch. Il est, par ailleurs, possible de sélectionner l'impédance des enceintes : soit 4 Ω, soit 8 Ω.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Pour déterminer sommairement la puissance reçue par l'enceinte, on suppose celle-ci simplement résistive, de résistance R constante et de valeur 4 ou 8 Ω, selon le cas. Les fabricants ne supposent pas vraiment autre chose lorsqu'ils

mentionnent des caractéristiques comme, par exemple, 25 W/8 Ω. En utilisant la formule :

$$P_{\text{efficace}} = (U_{\text{efficace}})^2 / R$$

on voit qu'il suffit de mesurer la tension aux bornes de l'enceinte pour avoir une idée de la puissance effectivement reçue. Cette formule peut être écrite sous la forme :

$$P_{\text{efficace}} = (U_{\text{crête}})^2 / (2 \times R)$$

C'est bien cette tension crête que nous mesurerons, le microcontrôleur IC1 se chargeant d'effectuer la division.

Pour cela, on utilise un détecteur crête construit autour de IC3B/D1 pour la voie 1 (figure 1).

IC3B réalise une « diode sans seuil » qui lui permet de détecter même de faibles niveaux de tensions.

IC3A réalise un tampon empêchant le condensateur C4 de se décharger, sa sortie est reliée à l'entrée RA0 du PIC par laquelle le convertisseur analogique/numérique 10 bits va déterminer

la valeur de la tension « résidant » aux bornes de C4.

Après chaque mesure, tous les huitièmes de seconde, le transistor T12 est activé pour décharger C4, afin de commencer une nouvelle mesure de la tension crête. Le pont diviseur R14/R15, d'un rapport de 19,6 environ, détermine les tensions crêtes minimales et maximales admissibles par le montage.

En effet, la tension la plus faible mesurable par le PIC (le pas minimum, en fait) est d'environ 5 mV (4,88 mV). Ce qui, multiplié par 19,6, donne environ 100 mV mesurables au minimum.

À l'inverse, la tension maximale admise par le PIC est de 5 V soit, multipliée par 19,6 donne environ 100 V.

Une fois la valeur crête de la tension d'entrée lue, le PIC calcule la puissance efficace correspondante et compare avec la puissance maximale autorisée qui est déterminée par les interrupteurs 1 à 8 du dipswitch SW1.

En fait, le PIC lit cette donnée au départ, juste après la mise sous tension, ou bien après un appui sur K1 qui commande le reset. Il positionne son port B en entrée et active les sorties de IC2 par l'intermédiaire de sa sortie RA5. Dès lors, la valeur sélectionnée est accessible.

Ensuite, les sorties de IC2 sont désactivées et le port B passe en mode « sortie » pour commander les transistors T9 à T11 qui activent la matrice de leds des vumètres.

Chaque vumètre est constitué d'un ensemble de douze leds (une rouge, deux jaunes et neuf vertes) multiplexées sous forme de trois blocs de quatre leds par voie.

La consommation atteint, en moyenne, 40 mA par voie, soit moins de 100 mA au total pour le montage (figure 2).

Les résistances R31, R32 et R33 servent à équilibrer les différences de tensions de seuils des leds de différentes couleurs.

Ces dernières sont plus importantes pour les vertes (2,4 V), puis viennent les jaunes (2,1 V) et, enfin, les leds rouges (1,5 V environ).

Cela dépend aussi du modèle utilisé et le lecteur pourra toujours modifier la

WATTMÈTRE STÉRÉO

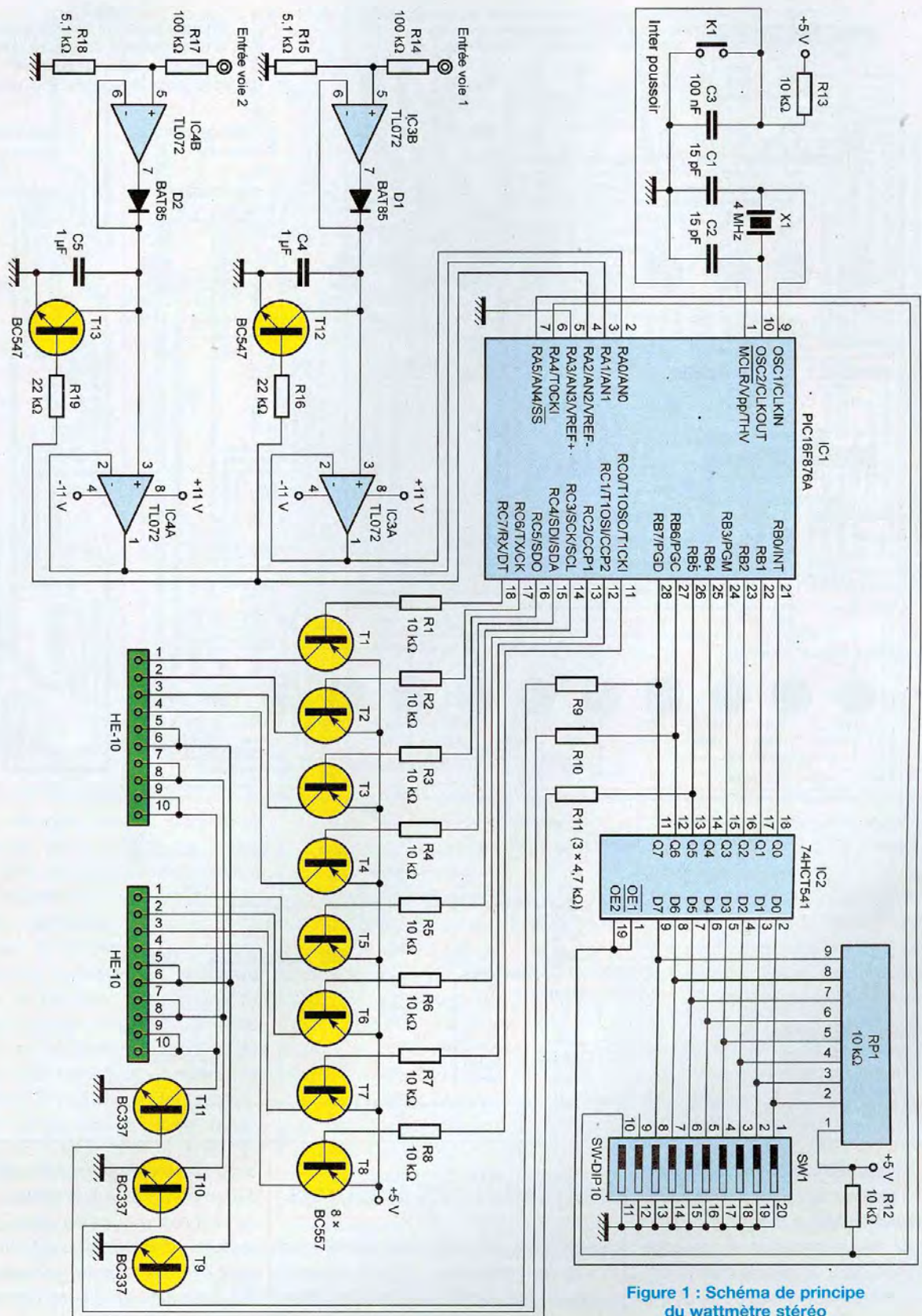


Figure 1 : Schéma de principe du wattmètre stéréo

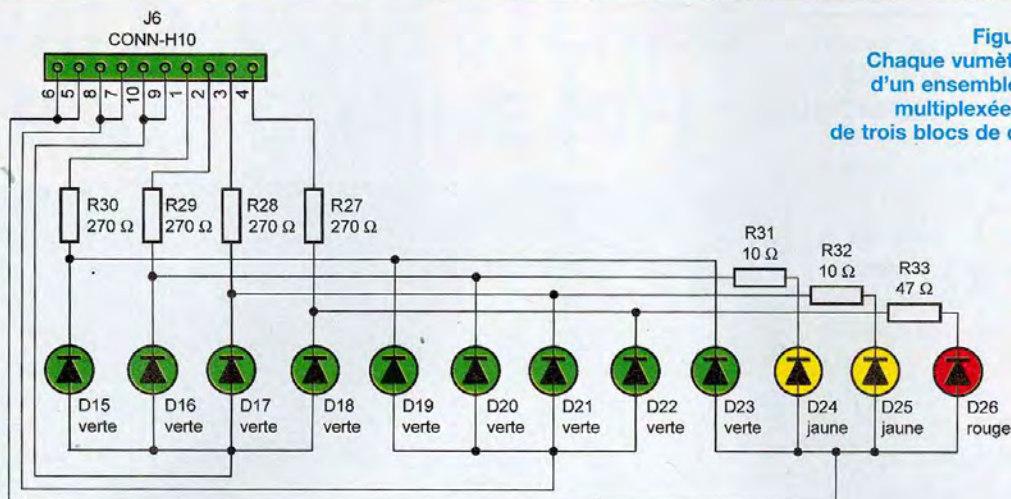


Figure 2 :
Chaque vumètre est constitué
d'un ensemble de douze leds
multiplexées sous forme
de trois blocs de quatre leds par voie

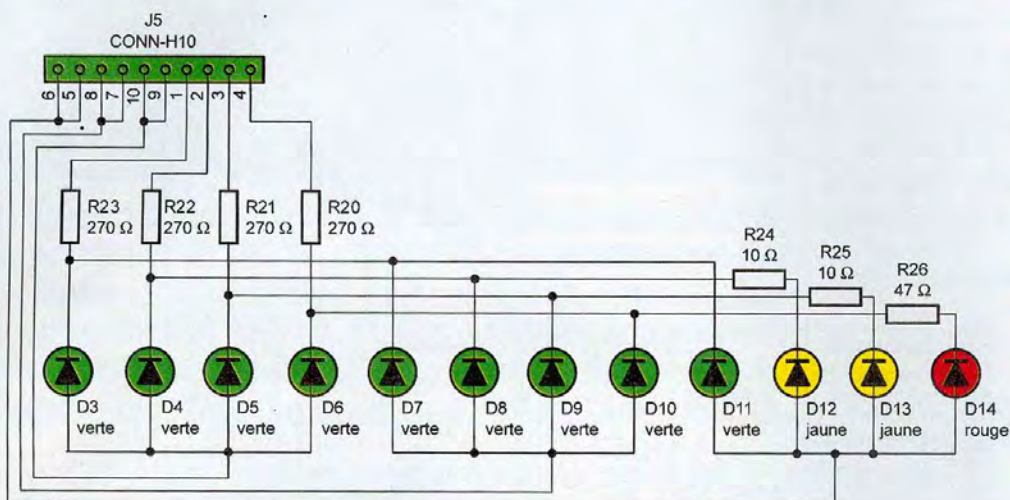
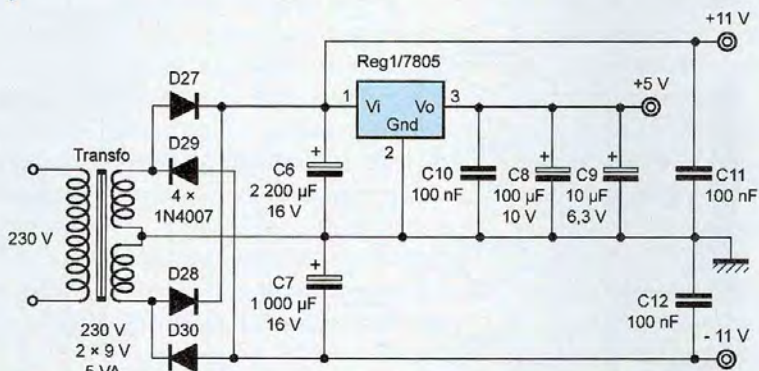


Figure 3 : Alimentation.
Après redressement
et filtrage, on obtient
deux tensions
symétriques de ± 11 V



valeur de ces résistances d'équilibrage. Le montage est alimenté par un transformateur 230 V/2 x 9 V dont le point milieu est relié à la masse du montage. On obtient ainsi, après redressement, les deux tensions symétriques +11 V et -11 V nécessaires au fonctionnement des amplificateurs IC3 et IC4 (figure 3).

PRÉCISION DES MESURES

En vérité, la difficulté vient du montage à « diode sans seuil ». Il reste un seuil résiduel qui ajoute une valeur faible mais significative à la tension mesurée par le PIC. Cette valeur croît d'abord

avec la tension lue et plafonne à 110 mV environ. À bas niveau, l'influence est considérable. Ainsi peut-on mesurer un décalage positif de 100 mV pour 450 mV à l'entrée. C'est pourquoi le programme du PIC corrige automatiquement, grâce à une table stockée en EEPROM, cette tension d'erreur. On

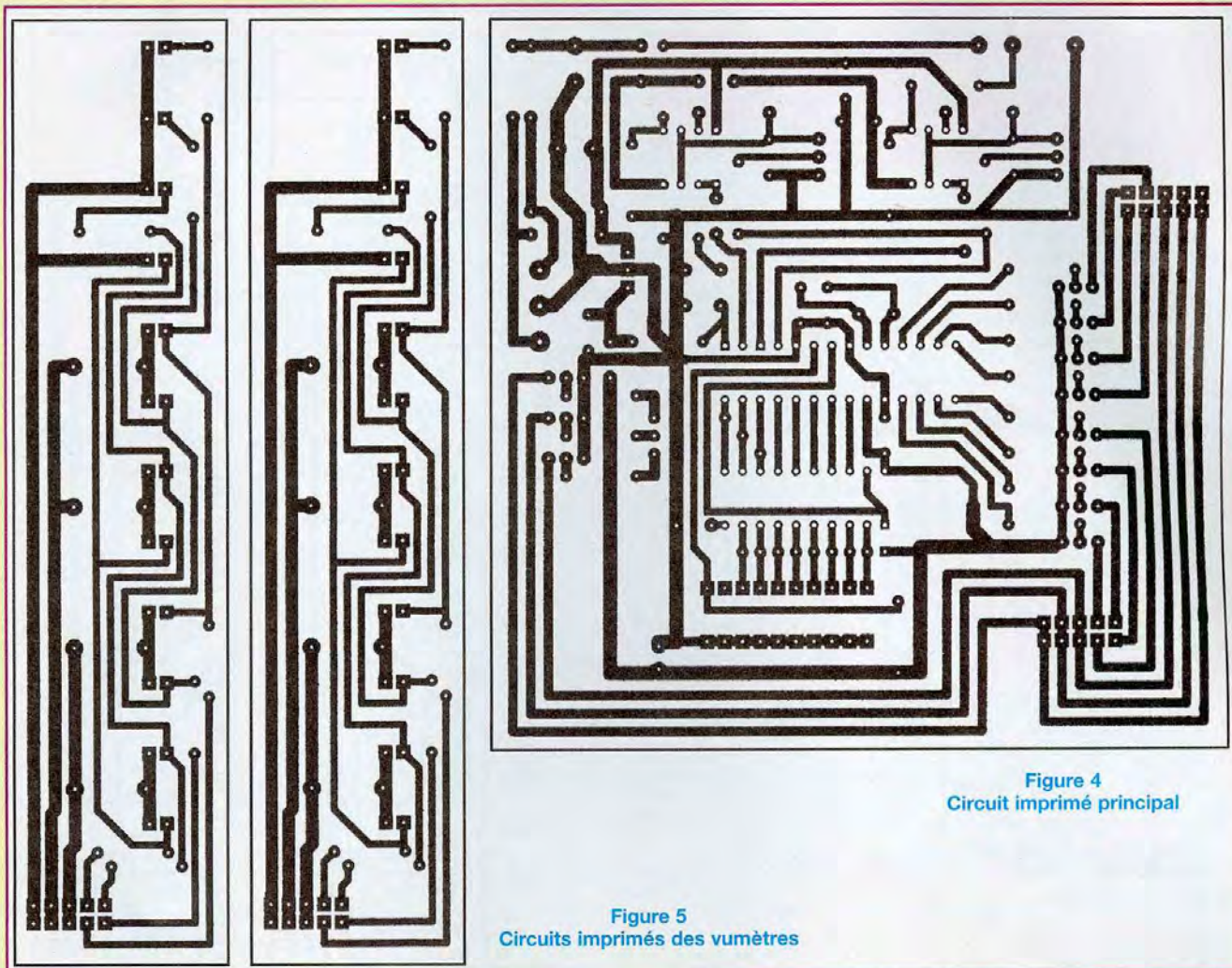


Figure 4
Circuit imprimé principal

Figure 5
Circuits imprimés des vumètres

notera que cette tension dépend du modèle de diode utilisée. Le lecteur devra donc obligatoirement approvisionner le même composant que celui sur notre prototype (BAT 85).

Cependant, la dispersion des caractéristiques des composants ne permet pas de la corriger complètement. Il reste une fraction atteignant au maximum 18 mV qui limite la précision des mesures aux faibles puissances. Aux environs de 3 W, l'erreur sera (au maximum) de 15 %; vers 10 W, elle ne sera plus que de 7 % (maximum) et, au-dessus de 15 W, de moins de 5 %.

Chaque led correspond à un niveau précis de puissance reçue :

- la led rouge (D26 ou D14) s'allume lorsque la puissance maximale programmée par SW1 (Pmax) est dépassée,
- la première led jaune (D25 ou D13) s'allume lorsque l'on dépasse Pmax

-3 dB (ce qui équivaut à $P_{max}/2$),
- la seconde led jaune (D12 ou D24) s'allume pour $P_{max}-6$ dB.

La couleur jaune indique que l'on approche de la puissance maximale à ne pas dépasser.

De D23 (D11) à D22 (D10), de D21 (D9) à D20 (D8) le pas reste de -3 dB par led, (soit $5 \times 3 \text{ dB} = 15 \text{ dB}$ de D26 (D14) à D20 (D8). Après, il passe à -6 dB par led. Ainsi, de D20 (D8) à D15 (D3), on perd $6 \times 6 \text{ dB} = 36 \text{ dB}$.

Au total, la dynamique couverte par le vumètre s'étend sur -51 dB par rapport à Pmax. Ce qui est, en fait, un peu inférieur à la dynamique offerte par le convertisseur A/N 10 bits du PIC (environ 60 dB), en partie pour des raisons de calcul interne.

Comme la dynamique d'un compact disque est de 96 dB théorique, même en ajustant les niveaux crêtes du signal

à Pmax, le vumètre restera parfois totalement sombre en dehors de passages à fort volume sonore.

Le plus petit pas en puissance mesuré par le microcontrôleur est de 0,00125 W. Or, s'il n'existe pas, entre ce pas et la puissance Pmax, un rapport d'au moins 51 dB, plusieurs leds vertes de bas niveau s'illumineront ensemble par bloc du fait de la limite de précision des calculs. Mais ceci n'est vraiment flagrant que pour les très faibles puissances Pmax programmées, comme 0,5 W.

RÉALISATION

Le circuit imprimé principal de la figure 4 ne pose pas de difficulté de réalisation. Les deux circuits imprimés des vumètres de la figure 5 ont été accolés afin de pouvoir les fabriquer en une fois, ils seront ensuite séparés.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances

R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R12, R13 : 10 k Ω
 R9, R10, R11 : 4,7 k Ω
 R14, R17 : 100 k Ω
 R15, R18 : 5,1 k Ω
 R16, R19 : 22 k Ω
 R20, R21, R22, R23, R27, R28, R29, R30 : 270 Ω
 R24, R25, R31, R32 : 10 Ω
 R26, R33 : 47 Ω

• Réseau de résistances

RP1 : 8 résistances 10 k Ω + 1 commun

• Condensateurs

C1, C2 : 15 pF
 C3, C10, C11, C12 : 100 nF céramique multicouche
 C4, C5 : 1 μ F type LCC
 C6 : 2 200 μ F/16 V
 C7 : 1 000 μ F/16 V
 C8 : 100 μ F/10 V
 C9 : 10 μ F Alusol 6,3 V

• Diodes

D1, D2 : BAT 85
 D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11 : leds vertes
 D15, D16, D17, D18, D19, D20, D21, D22, D23 : leds vertes
 D12, D13, D24, D25 : leds jaunes
 D14, D26 : leds rouges
 D27, D28, D29, D30 : 1N4007

• Transistors

T1, T2, T3, T4, T5, T6, T7, T8 : BC557
 T9, T10, T11 : BC337
 T12, T13 : BC547

• Circuits intégrés

IC1 : PIC16F876A
 IC2 : 74HCT541
 IC3, IC4 : TL072
 REG1 : 7805

• Divers

Connecteur : HE10 - 10 conducteurs, 4 x mâle et 4 x femelle
 K1 : Inter-poussoir ITT touche D6 ronde (Selectronic)
 SW1 : Dipswitch 10 interrupteurs
 X1 : Quartz 4 MHz
 Câble nappe grise : 10 conducteurs
 Dissipateur : V5801B pour TO220
 Transformateur : 230 V/2 x 9 V/5 VA

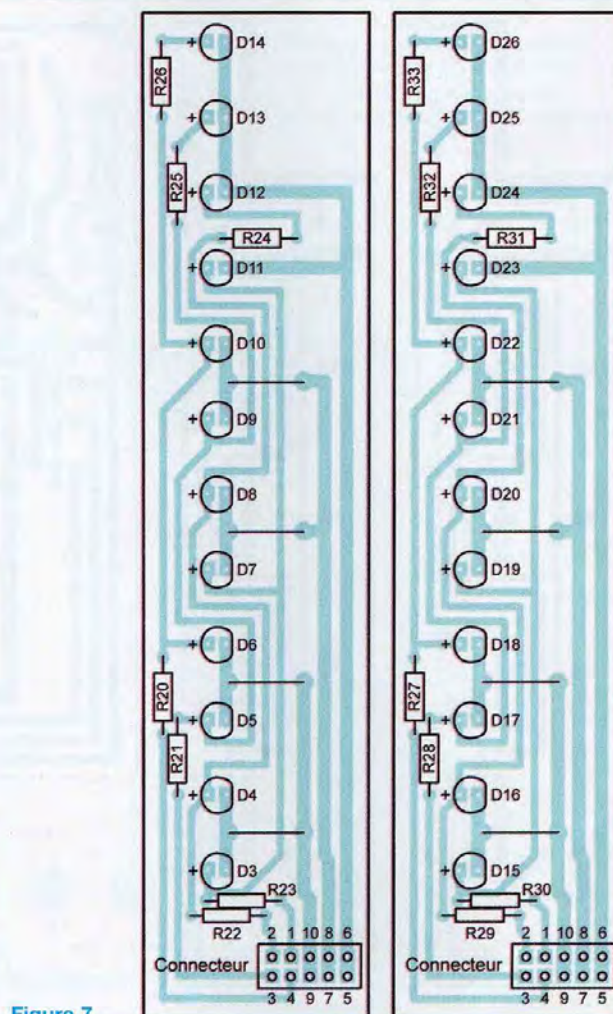


Figure 7

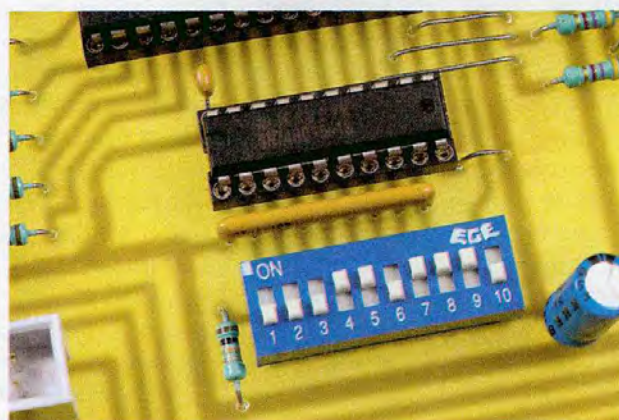


Photo A

Les interrupteurs permettent de composer en binaire la valeur de la puissance maximale efficace admise par l'enceinte

Les composants sont d'un approvisionnement aisé. Il faudra prêter attention au sens d'implantation du poussoir K1, des leds et des diodes D1 et D2, dont l'inversion mènerait à la destruction du PIC. L'auteur a utilisé, pour les deux vu-

mètres, des leds $\varnothing$ 5 mm dites « standard » (Selectronic) dont la luminosité est tout à fait convenable. Le risque, en utilisant des leds « haute luminosité », est de rendre trop évidentes les commutations de la matrice de transistors

T1/T11 qui se traduisent par des petits éclats de lumière à peine perceptibles de très près.

Le seul point délicat réside dans l'implantation et l'alignement des leds. L'emploi de connecteurs HE-10 pour

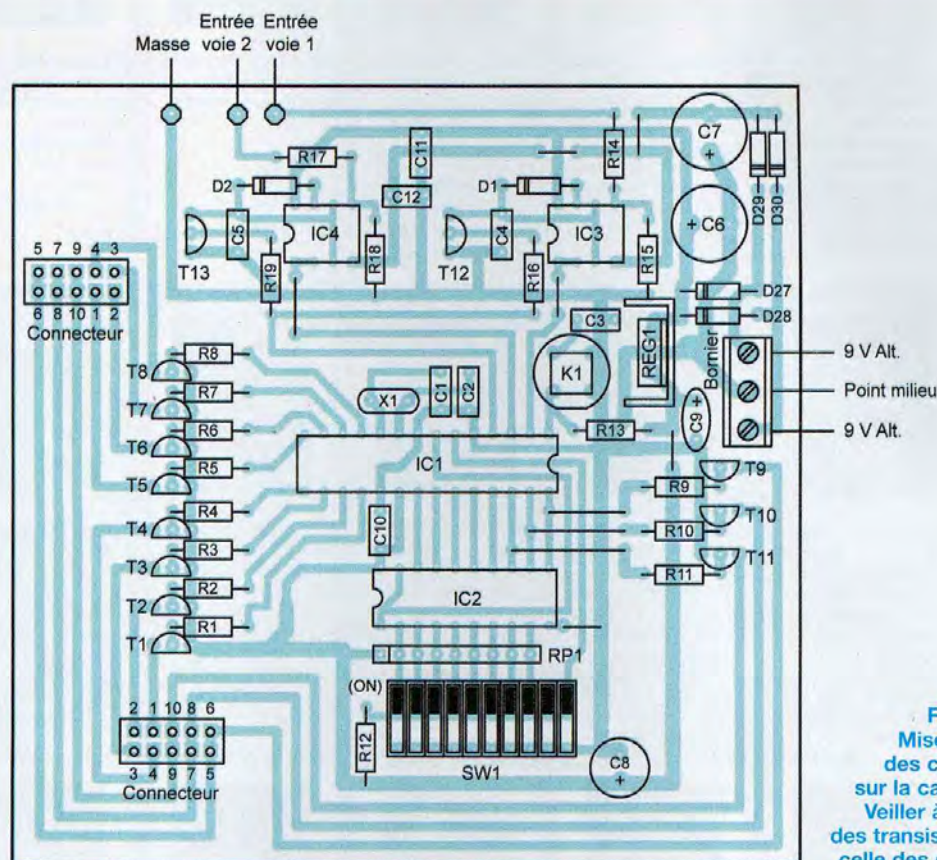


Figure 6
Mise en place
des composants
sur la carte principale.
Veiller à l'orientation
des transistors et surtout à
celle des diodes D1 et D2

relier les plaquettes a rendu nécessaire ici de surélever au maximum les leds, ce qui complique un peu leur mise en place. Le plus simple est de souder directement les fils liant les diverses parties du montage, sans faire appel à des connecteurs. Dans ce cas, il suffit de plaquer les leds sur le circuit imprimé, ce qui alors ne pose plus aucune difficulté.

Le dissipateur utilisé pour le régulateur REG1 est un modèle que l'on trouve chez Selectronic. Il possède une petite languette en métal qui dépasse trop et touche le poussoir K1. Il suffit de la plier à la pince et de la rabattre vers le haut (figures 6 et 7).

Le programme servant à programmer le PIC s'appelle « watt.hex » et le fichier source « watt.dat ». Ils sont téléchargeables sur le site web d'*Electronique Pratique*. Lors de la programmation, il faudra cocher l'option « PWRT » et désélectionner toutes les autres, on choisira également l'oscillateur XT.

MODE D'EMPLOI

Relier le fil de masse au plan de masse de l'amplificateur et les fils « voie 1 » et « voie 2 » aux sorties actives de ce dernier.

Choisir, en premier, l'impédance des enceintes par l'intermédiaire de l'interrupteur noté 10 sur le dipswitch SW1. En position ON (vers le haut), on sélectionne 4 Ω ; en position basse (OFF), c'est 8 Ω .

Les interrupteurs 1 à 8 de SW1 (photo A) permettent de composer en binaire la valeur de la puissance maximale efficace admise par l'enceinte (le numéro « 8 » correspond à 128, le « 7 » à 64, le « 6 » à 32, etc. jusqu'au premier qui correspond à « 1 »).

En position « haute » (ON), ils sont inactifs, en position « basse » (OFF), ils sont actifs. Ainsi, si l'on abaisse le huitième, le quatrième et le premier, on obtient la valeur $128 + 8 + 1 = 137$ W pour Pmax.

Il faut alors appuyer sur le poussoir K1 pour que le microcontrôleur prenne cette valeur en compte. On peut ainsi en changer à tout moment.

Si les interrupteurs 1 à 8 sont tous en position « haute », alors la valeur de la puissance correspondante s'élève à 0,5 W. L'interrupteur 9 de SW1 n'est pas connecté.

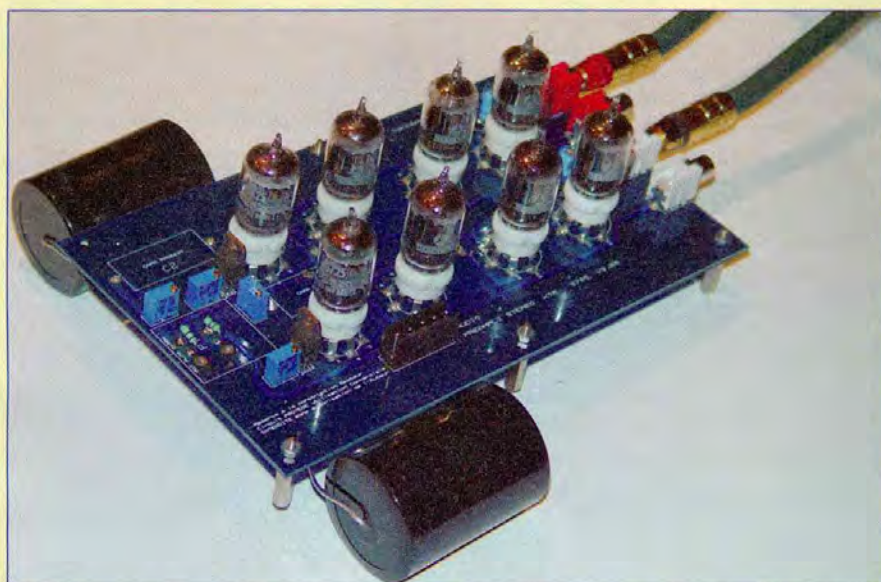
O. Viacava
oviacava@free.fr

**Vous avez réalisé
des montages personnels
que vous aimeriez publier
dans notre revue ?**

**N'hésitez pas à nous joindre
afin d'obtenir les renseignements
nécessaires à une éventuelle
collaboration
à *Electronique Pratique*.**

**3, boulevard Ney 75018 Paris
Tél. : 01 44 65 80 92
Fax. : 01 44 65 80 90**

OPTIMISATION DU PRÉAMPLI KTR 5725



Dans les numéros 182 et 183 de la revue *Led*, nous vous avons proposé l'étude et la réalisation d'un préamplificateur KTR 5725, ainsi que son alimentation stabilisée. Cette étude a été menée afin de permettre à tous les audiophiles n'ayant jamais réalisé le moindre montage, d'entreprendre celui-ci avec la certitude d'obtenir les résultats annoncés dans 100 % des cas.

C'est pourquoi l'étude proposée ne comportait que deux entrées et autant de sorties sans commutation.

De même, l'alimentation a été réalisée à l'aide de composants standards.

Ces choix ont été faits en respectant la qualité finale du préamplificateur en matière de reproduction sonore.

Seule la tension de saturation de l'entrée est quelque peu limitée à 2 V, ce qui peut être un handicap avec certaines sources, comme un lecteur de CD.

Compte tenu des quelques remarques formulées par les nombreux réalisateurs de ce préamplificateur, nous nous proposons de vous décrire des circuits complémentaires permettant de « pousser » le KTR 5725 dans ses derniers retranchements.

Afin de permettre la mise à niveau progressive, les modifications sont propo-

sées sous la forme de circuits indépendants adaptables à l'étude de base.

COMMENT RENDRE L'ENTRÉE INSATURABLE ?

Sans donner des justifications théoriques et pour fixer les idées, disons simplement que la tension de saturation d'un étage d'entrée normal est légèrement inférieure à la tension de polarisation.

On trouvera le schéma théorique adopté en **figure 1**.

Dans un étage d'entrée à sortie cathodyne, le signal est appliqué entre grille et masse, mais seule une partie du signal est appliquée sur la grille.

Sans entrer dans le détail des calculs mathématiques qui sortent du sujet, disons simplement que la tension de saturation V_{sat} d'un tel étage se calcu-

le par la formule :

$$V_{sat} = V_g \times (K + 1)$$

Avec $K = k \cdot R_p / R_p + \rho$

Si $R_p = \rho$

$K = k/2$ où :

- V_{sat} est la tension de saturation à l'entrée
- V_g , la tension grille
- K , le coefficient d'amplification dynamique
- R_p , la résistance de plaque
- ρ , la résistance interne du tube
- k , le coefficient d'amplification statique.

Comme dans le cas présent :

$$k = 31$$

$$K = 37/2 = 18,5$$

$$V_{sat} = 2 \times (18,5 + 1) = 39 \text{ V}$$

Il devient donc possible de parler d'une entrée **insaturable**.

De plus, l'impédance d'entrée de l'étage comportant une résistance de fuite de grille R_g de 1 M Ω est, elle, supérieure à 30 M Ω . Cet étage ne peut interférer sur l'étage de sortie qui le précède.

Enfin, la transmission des fréquences basses reste excellente, même avec un condensateur d'entrée, l'effet Miller et les capacités parasites de l'étage étant « gommées » dans cet étage.

Un petit circuit de 100 mm x 80 mm est affecté à cet usage. Il vous est proposé en **figure 2**. L'insertion des composants se fera conformément à la **figure 3** et à la **photo A**.

Ce circuit est prévu pour pouvoir y insérer un condensateur d'entrée de seulement 1 μF Philips, LCC ou SCR et un condensateur Mundorf Gold de 3,3 μF (ou un LCC ou un SCR) en sortie.

La sortie se faisant par la cathode, le signal reste en phase avec le signal d'entrée, le gain est inférieur à l'unité (environ 0,94) et l'impédance de sortie est faible (autour de 80 Ω).

Enfin, le taux de distorsion de ce type de circuit est proche de zéro, il n'affecte donc aucunement les caractéristiques du circuit KTR 5725.

COMMENT RENDRE L'IMPÉDANCE DE SORTIE CONSTANTE ?

L'impédance de sortie du circuit KTR 5725 est donnée par la formule :

$$Z_s = 1/2 S, \text{ soit environ } 80 \Omega.$$

UNE ENTRÉE INSATURABLE

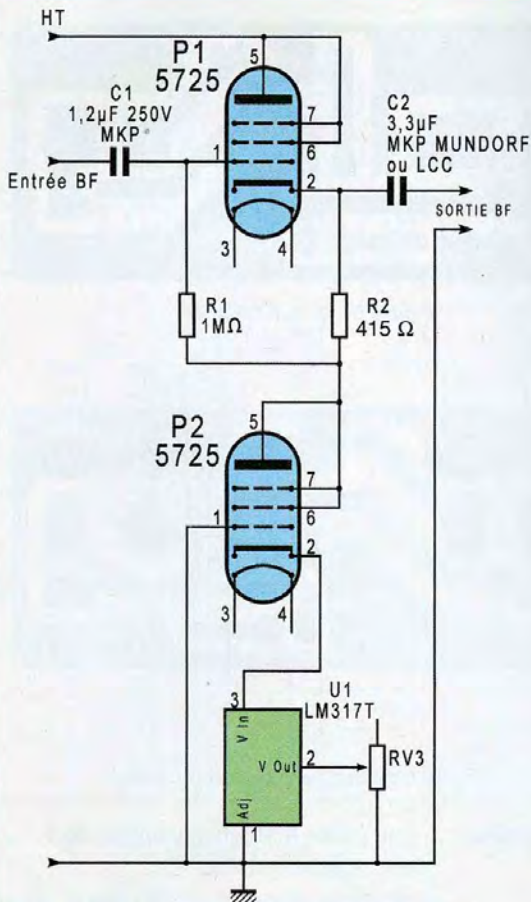


Figure 1 : Schéma du préampli insaturable

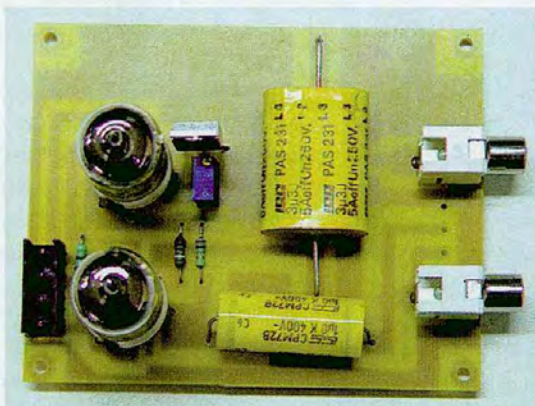


Photo A : Le module câblé prêt à l'emploi

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Carte préampli

R1 : 1 MΩ	P1, P2 : 5725
R2 : 415 Ω	C1 : 1,2 µF
RV3 : 500 Ω	C2 : 3,3 µF
U1 : LM317T	(MKP Mundorf ou LCC)
	2 prises Cinch pour C.I.

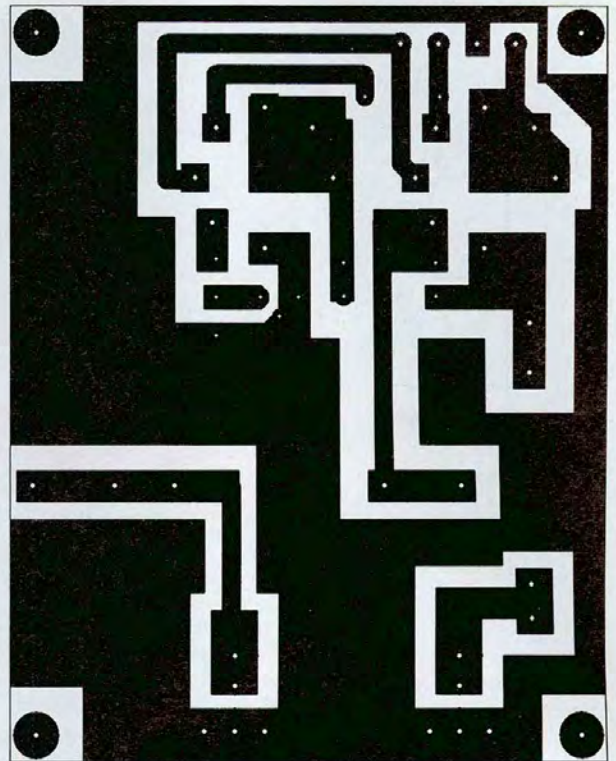


Figure 2 : Face cuivrée du préampli

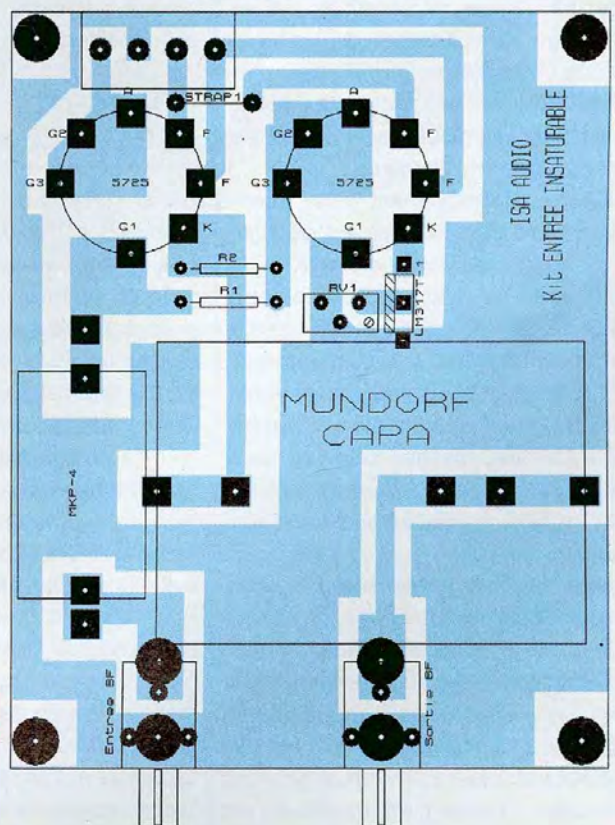


Figure 3 : Insertion des composants

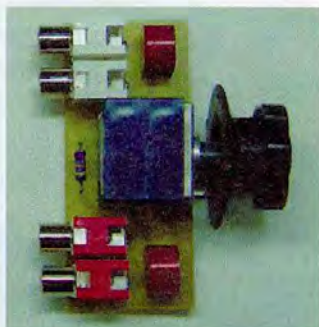
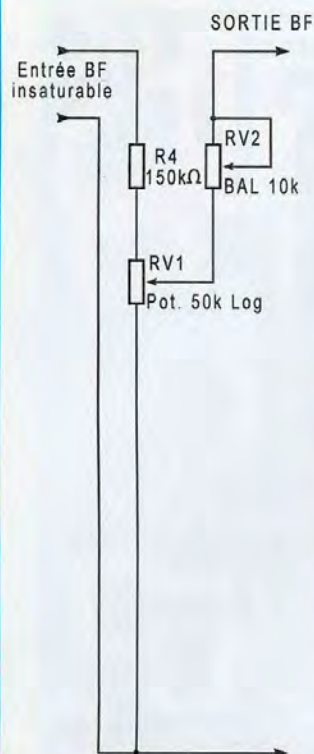


Photo B : Réglage de volume

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Carte potentiomètre stéréo

R4 : 150 kΩ
RV2 : 10 kΩ (multitours)
RV1 : 50 kΩ log (potentiomètre ALPS)
4 prises Cinch pour C.I.

Figure 4 : Schéma du contrôle de volume et de balance



Figure 5 : Circuit imprimé

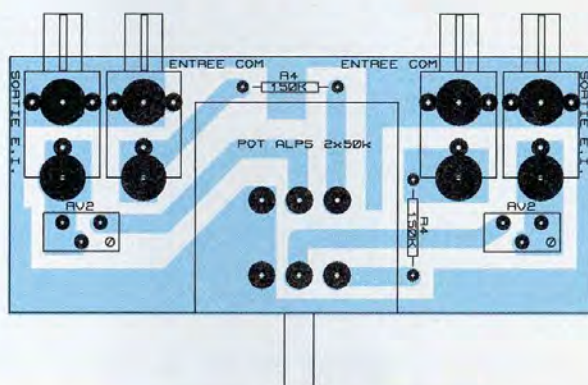


Figure 6 : Insertion des composants

Cependant, le circuit potentiométrique de réglage de volume et de balance, introduit en sortie du kit KTR de base, amène une impédance de sortie variable, ce qui peut poser problème avec certains amplificateurs.

Pour régler définitivement cette question, la seule vraie solution est de supprimer le circuit potentiométrique de sortie, soit RV3/5 et le potentiomètre ALPS de 50 kΩ, la sortie se faisant directement au niveau du condensateur C2/4. Le signal BF est directement prélevé sur le condensateur d'isolement de 3,3 μF. Ce condensateur peut éventuellement être doublé pour « attaquer » deux amplis en biamplication, par exemple.

Dans le nouveau schéma, le dispositif potentiométrique du réglage de niveau et de balance, situé en sortie du circuit KTR, est donc purement et simplement supprimé.

Ceci rend l'impédance de sortie constante et égale à environ 80 Ω.

L'adoption du circuit insaturable et du potentiomètre en entrée permet cette modification.

Le gain en finesse et transparence,

amené par cette simple modification, est considérable.

COMMENT RÉGLER LE VOLUME

Sur le schéma du circuit KTR de base (voir *Led* n°182 et 183), on remarque que l'entrée se fait directement sur la grille du premier tube 5725, le T1/3, la grille étant réunie à la masse par une résistance R1/3 de 82 kΩ.

Il n'y a donc aucun réglage de niveau à l'entrée, ce qui peut entraîner des problèmes de saturation lorsque la source fournit une tension supérieure à 2 V.

Si cette source dispose d'un potentiomètre de réglage de niveau, il n'y a bien évidemment aucun problème.

Sur le circuit d'entrée insaturable, le potentiomètre ALPS 50 kΩ Log initial, récupéré sur le circuit KTR de base, sera placé à l'entrée du circuit, en série avec une résistance de 150 kΩ (figure 4).

Le signal entrant verra donc une résistance constante de 200 kΩ. Le point milieu du potentiomètre sera raccordé à la grille du tube d'entrée.

Pour maintenir un réglage de balance,

une petite résistance variable de 10 kΩ est montée en série.

Le potentiomètre ALPS étant prévu pour être soudé sur un circuit imprimé, vous trouverez en figure 5 l'illustration d'un petit circuit d'adaptation « potentiomètre ALPS- résistance de balance- prises cinch ».

L'insertion des composants est indiquée en figure 6 et photo B.

Le potentiomètre peut ainsi être facilement déporté et monté en face avant du boîtier. Il sera relié par des câbles blindés à l'entrée du circuit « insaturable » et à l'entrée du KTR de base.

Ce circuit est prévu pour y souder des RCA coudées, qui ne sont pas indispensables. Il est possible de souder le blindé directement sur le circuit imprimé.

COMMENT AVOIR PLUSIEURS ENTRÉES COMMUTABLES

Le circuit de base ne comporte qu'une seule entrée par voie. Il est naturellement possible d'y adjoindre une carte de commutation.

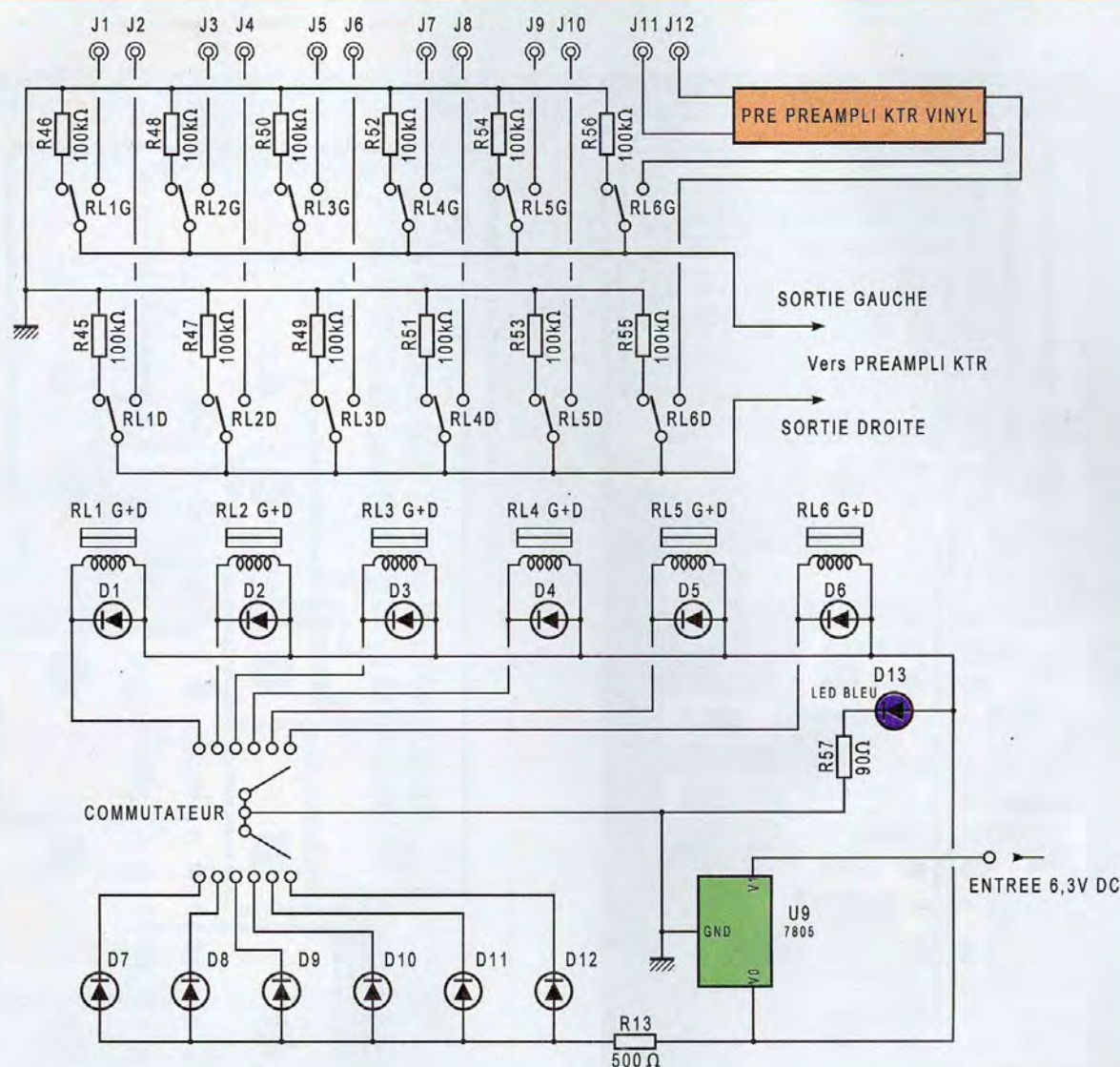


Figure 7 : Circuit de commutation pour six entrées

La carte proposée en **figure 7** comporte six entrées commutables par relais à faible résistance série, une entrée étant dédiée à la commutation d'un pré-pré vinyl.

La commutation se fait depuis la face avant du boîtier par l'intermédiaire d'un commutateur 2 circuits/6 positions.

Les relais sont des modèles professionnels à très faible résistance de contact, ceux-ci étant dorés.

Les relais 5V **polarisés** sont alimentés depuis le circuit de chauffage filaments de 6,3 V, tension ramenée à 5 V par l'intermédiaire d'un simple LM7805 en boîtier TO220.

Le circuit imprimé de la carte de com-

mutation fait appel à un double face. Nous retrouvons le dessin des pistes cuivrées aux **figures 8a et 8b**.

Le câblage des quelques composants est reproduit à la **figure 9**. Respecter l'orientation des diodes D1 à D6 aux bornes des bobines des relais.

LES CONDENSATEURS MUNDORF

Les condensateurs Mundorf Suprême, Silver Gold, qui semblent plébiscités par nos lecteurs, sont difficiles à installer sur le circuit imprimé de la version de base du KTR.

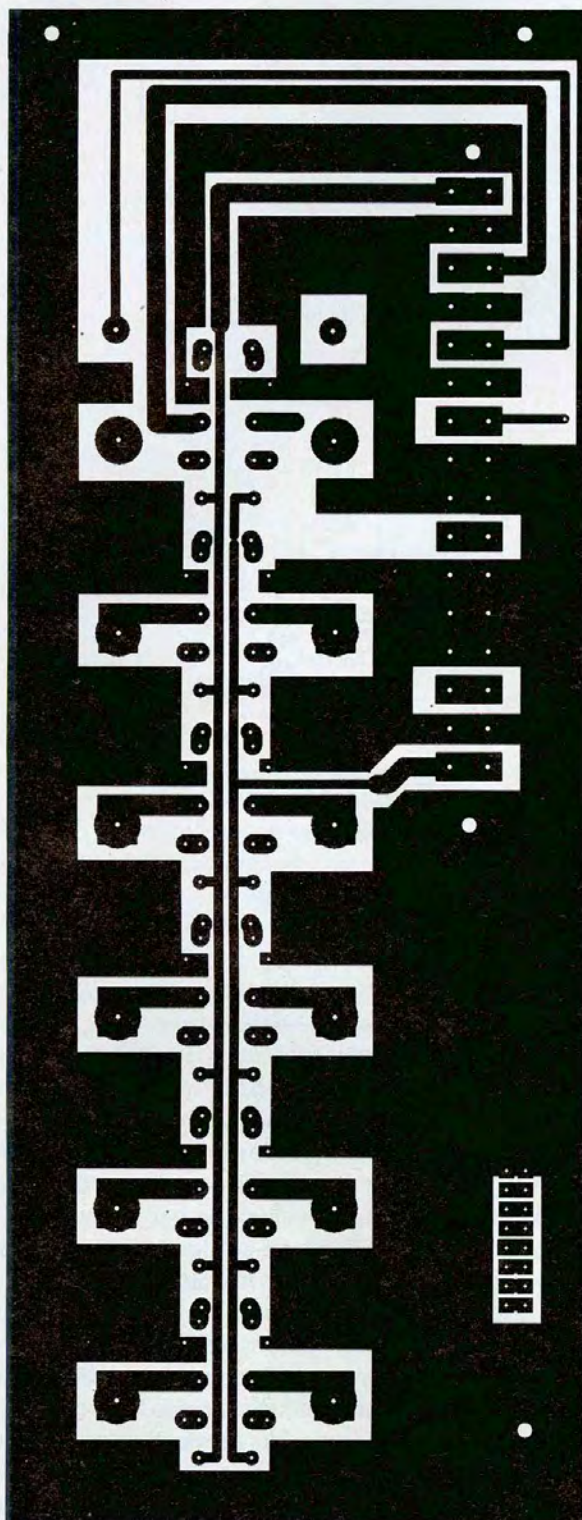
En effet, ceux-ci sont beaucoup plus

volumineux que les LCC ou les SCR. Il est possible d'installer les « Suprême » sous le circuit, ce qui nécessite de le surélever. La solution est d'installer ces composants latéralement au C.I. (**photos C et D**).

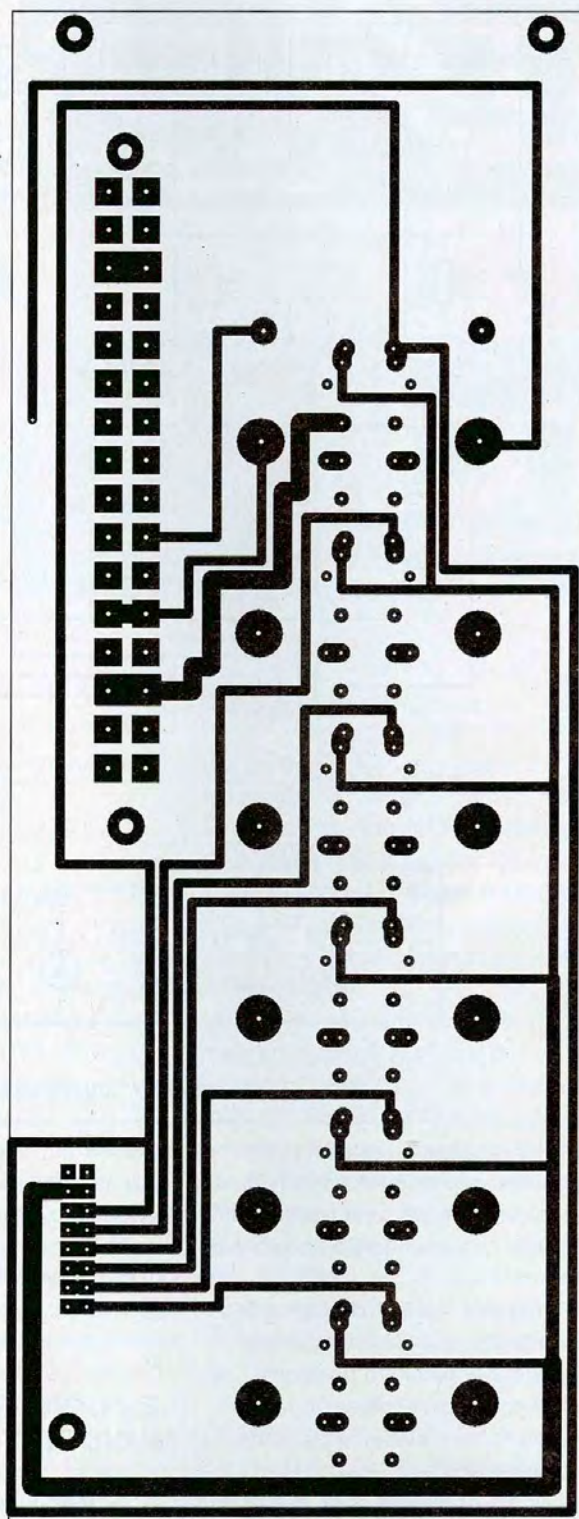
Pour doubler les sorties, la solution retenue en **figure 10** nécessite de doubler les condensateurs C3/5.

Un petit circuit, dont le schéma est représenté sur cette même figure, permet de doubler C3/5 et d'installer des Mundorf Suprême ou Gold sans difficulté. Le circuit imprimé est illustré en **figure 11** (face cuivrée).

Si vous utilisez des amplis identiques de mêmes conception et fabrication, ou



8a



8b

Figure 8 a et b : Circuit imprimé double face de la carte de commutation six entrées

UNE ENTRÉE INSATURABLE

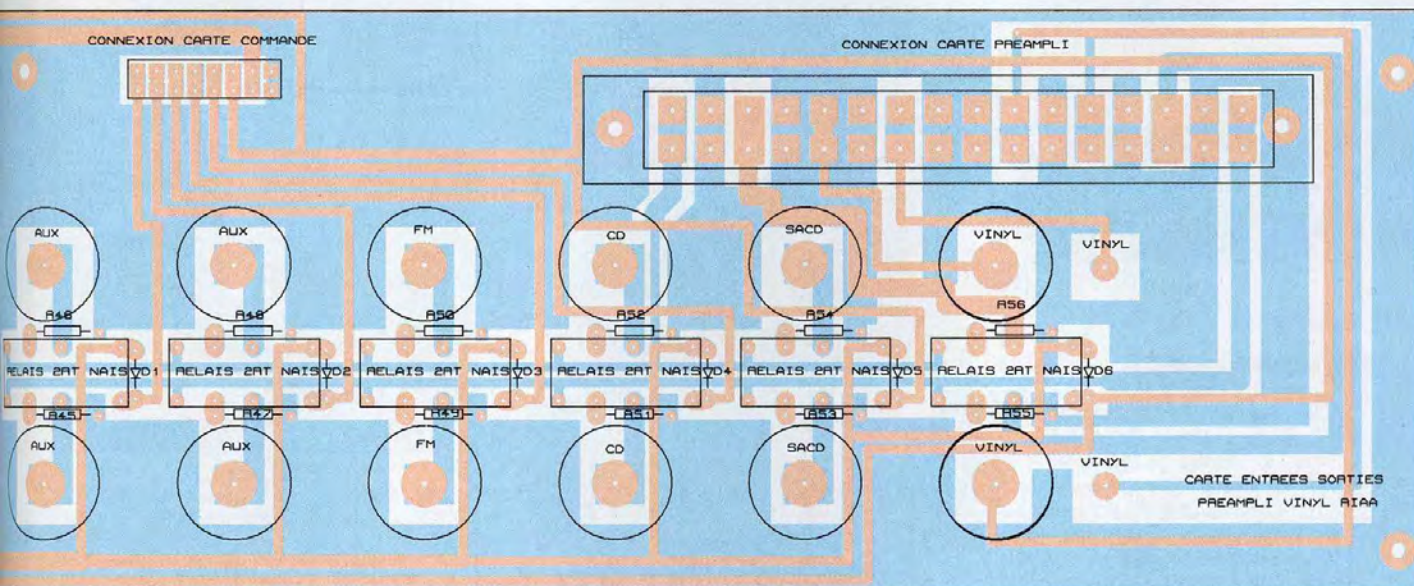


Figure 9 : Insertion des composants de la plaquette de commutation des sources

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Carte de commutation

R13 : 500 Ω
 R45 à R56 : 100 k Ω
 R57 : 50 Ω
 12 diodes led $\varnothing$ 3 mm rouge ou verte

1 diode led $\varnothing$ 3 mm bleue
 U9 : régulateur 7805
 Commutateur 2 circuits/6 positions
 6 relais 5 V/2RT très faible résistance série et contacts dorés
 12 prises RCA châssis isolées

Figure 10 : Utilisation de condensateurs Mundorf Silver Gold

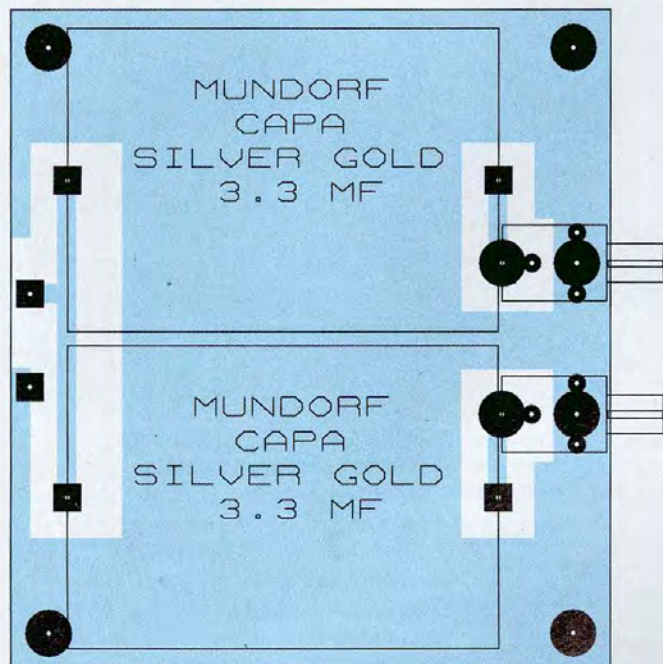
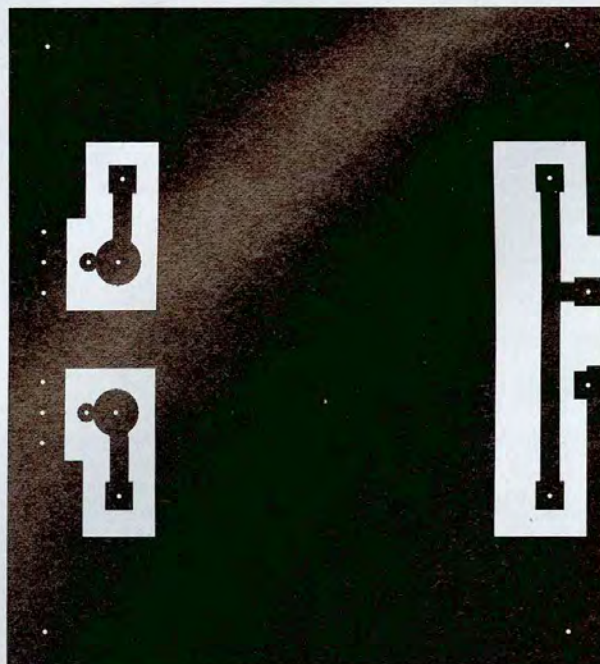


Figure 11 : Circuit imprimé



OPTIMISATION DU PRÉAMPLI KTR 5725

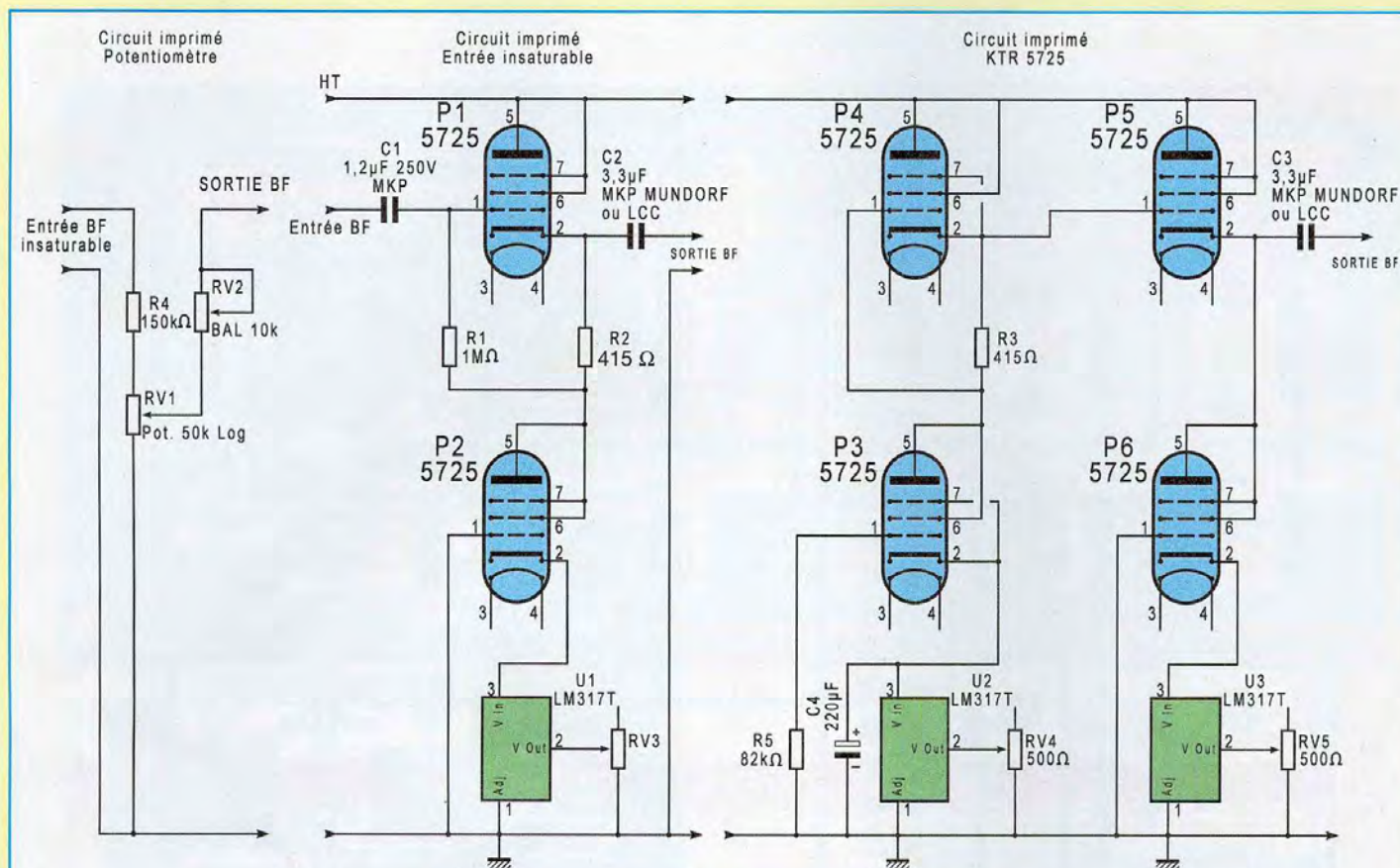
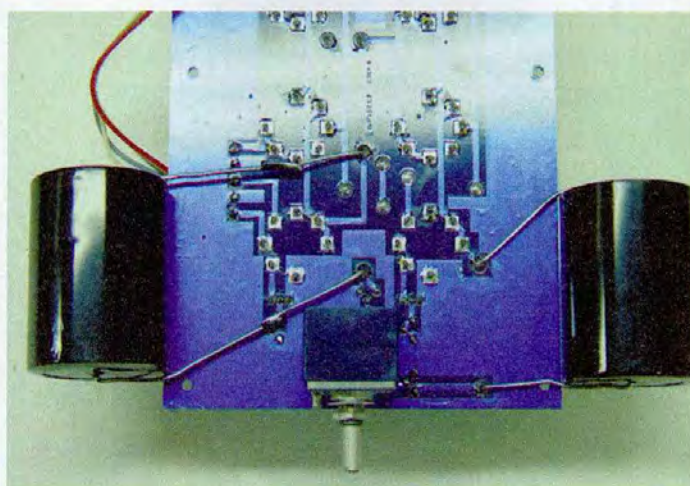
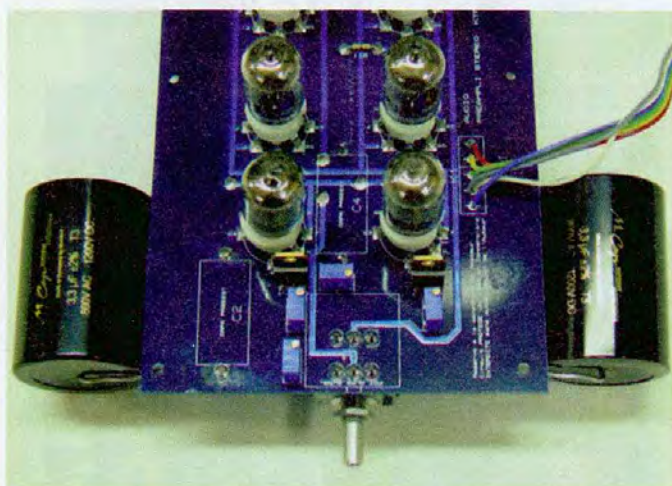


Figure 12 : Schéma général du préamplificateur KTR5725



Photos C et D : Les volumineux condensateurs Mundorf ne peuvent pas être soudés directement au circuit imprimé. Ils sont donc déportés sur les bords latéraux. L'un des condensateurs doit avoir ses pattes de liaisons allongées. Attention aux courts-circuits avec les pistes. Prévoir de la gaine isolante.

si vos amplis ont un condensateur de protection à l'entrée, il n'est pas nécessaire de doubler la sortie, tous les amplis pourront être raccordés sur une sortie unique.

LE SCHÉMA GÉNÉRAL

Le schéma général, après modifications, devient celui de la figure 12.

Nous y retrouvons le réglage de volume

en entrée avec la balance, suivi par l'étage « insaturable » avec sortie à basse impédance et le préamplificateur KTR 5725 publié dans le n°182 de *Led*.

André Cochetoux