ELECTRONIQUE PRATIQUE

ELECTRONIQUE PRATIQUE

325 MARS 2008 ■ www.electroniquepratique.com ■ 5,00 €

RÉTRO-CIRCUITS

Variateur de vitesse pour modélisme à NE 544 et MOS-FET

Testeur de servomoteurs

Sonnette HF 433 MHz

La transmission infrarouge

Filtre actif 2 voies/ordre 4 à triodes 6922

DOMOTIQUE

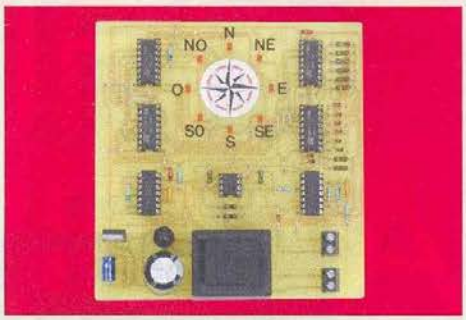
Girouette électronique à ILS

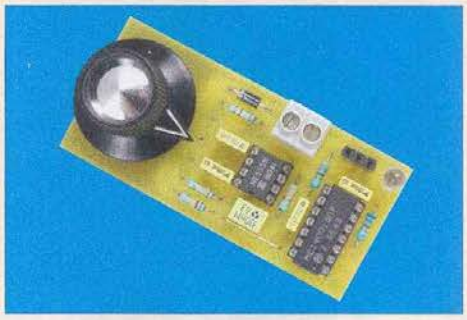
• France : 5,00 € • DOM Avion : 6,40 € • DOM surface : 5,80 €
• TOM : 800 XPF • Portugal continent : 5,60 € • Belgique : 5,50 €
• Espagne : 5,60 € • Grèce : 5,60 € • Suisse : 10,00 CHF
• Maroc : 60 MAD • Tunisie : 5200 TND • Canada : 6,60 $

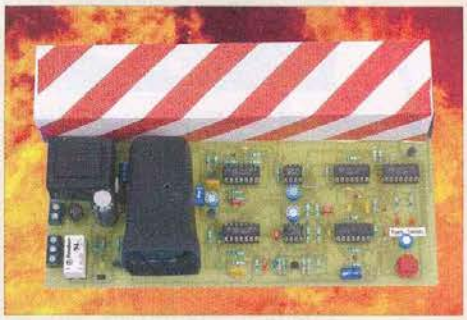
L 14377 - 325 - F: 5,00 €

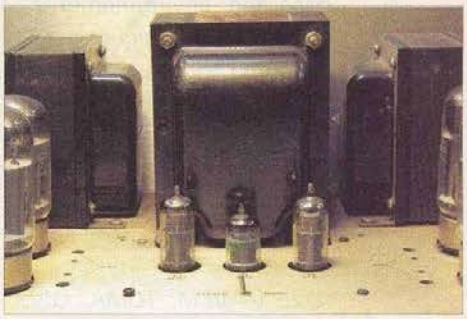
ELECTRONIQUE PRATIQUE

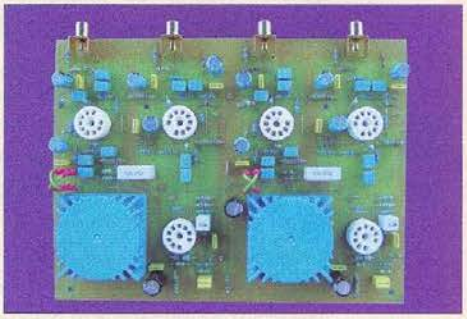
N° 325 Mars 2008











Initiation

6 Internet pratique
10 La transmission infrarouge
15 Simulateur logique

Micro/Robot/Domotique

20 Sonnette télécommandée
25 Modélisme : variateur de vitesse de forte puissance
31 Girouette électronique
38 Modélisme : Testeur de servomoteurs
41 Détecteur d'incendie

Audio

48 Et si on parlait tubes (cours n°43) : l'ampli Conrad Johnson MV75 (1ère partie)
54 Les filtres en audio

Divers

14 Bulletin d'abonnement
30 Vente au numéro *Electronique Pratique*
53 Vente au numéro *Led*
65 Hors-série Audio 1 & 2
66 Petites annonces

Fondateur : Jean-Pierre Ventillard - **TRANSOCEANIC SAS** 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 et de la rédaction** : Patrick Vercher
Secrétaire de rédaction : Elsa Sepulveda - **Couverture** : Dominique Dumas - **Illustrations** : Alain Bouteveille Sanders
Photos : Isabelle Garrigou - **Avec la participation de** : R. Bassi, G. Isabel, R. Knoerr, Y. Mergy, P. Morin, J-L Vandersleyen
La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.
DIFFUSION/VENTES : ALIX CONSEIL PRESSE Tél. : 01 64 66 16 39 - **PUBLICITÉ** : À la revue, e-mail : pubep@fr.oleane.com
I.S.S.N. 0243 4911 - **N° Commission paritaire** : 0909 T 85322 - **Distribution** : MLP - **Imprimé en France/Printed in France**
Imprimerie : MAULDE & RENOU AISNE 02430 GAUCHY - DEPOT LEGAL : **MARS 2008** - Copyright © 2008 - **TRANSOCEANIC**
ABONNEMENTS : 18-24, quai de la Marne - 75164 Paris Cedex 19 - 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 : Contacter **Express Mag** - *www.expressmag.com - expsmag@expressmag.com* - Tarif abonnement USA-Canada : 60 €
TARIFS AU NUMÉRO : France Métropolitaine : 5,00 € • DOM Avion : 6,40 €• DOM Surface : 5,80 € • TOM : 800 XPF • Portugal continent : 5,60 €
Belgique : 5,50 € • Espagne : 5,60 € • Grèce 5,60 € • Suisse : 10,00 CHF • Maroc : 60 MAD • Tunisie : 5200 TND • Canada : 6,60 $ CAN

© La reproduction et l'utilisation même partielle de tout article (communications techniques ou documentation) extrait de la revue *Electronique Pratique* sont rigoureusement interdites, ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat tirage, photographie, microfilm, etc. Toute demande à autorisation pour reproduction, quel que soit le procédé, doit être adressée à la société TRANSOCEANIC.

LE PROCHAIN NUMÉRO D'ÉLECTRONIQUE PRATIQUE SERA EN KIOSQUE LE 3 AVRIL 2008

Du nouveau chez Selectronic

SELECTRONIC commercialise deux nouveaux appareils de poche pour l'analyse RF.s

Le premier est **un mesureur de champ*** HF et RF (0,1 GHz à 3 GHz) conçu pour évaluer la puissance des champs électriques RF rayonnés dans les environnements domestiques, en particulier en ce qui concerne la sécurité. Sa plage de mesure utile s'étend de 100 MHz à 3 GHz, avec une sensibilité élevée de - 55 dBm à 0 dBm et un temps de réponse très court. Il permet de contrôler les rayonnements HF émis par les systèmes de communication radio (AM/FM, TDMA, GSM, DECT, CDMA, Wi-Fi), les téléphones portables, les caméras sans fil, les fours à micro-ondes, etc.

Le second, **un analyseur de spectre**** pour la bande Wi-Fi, se présente sous la forme d'un appareil compact de haute technologie permettant de faire l'analyse spectrale et de mesurer le champ électrique ambiant dans la bande 2,4 GHz. Il est tout particulièrement conçu pour la mesure et la vérification des réseaux Wi-Fi, WLAN, Bluetooth, DECT, téléphone cellulaire, Zigbee, ainsi que des fuites de fours à micro-ondes, des systèmes sans fil, surveillance vidéo sans fil, transmetteurs RF, etc.

** Ref. 80.8183 - 59,00 € TTC (prix conseillé)*
*** Ref. 80.8373 - 69,00 € TTC (prix conseillé)*

SELECTRONIC - BP 10050 - 59891 Lille cedex 9
Tél. : 0 328 550 328 - www.selectronic.fr

Un boîtier qui ne craint ni le froid ni le chaud

LEXTRONIC commercialise un tout nouveau boîtier : l'OpenRISC - Alekto. Lequel est architecturé sur la base d'un processeur RISC ARM9, associé à un système d'exploitation embarqué Debian GNU/Linux. Ce dispositif microcontrôlé embarqué « fanless » est intégré dans un boîtier aluminium certifié IP30, capable de fonctionner de -10°C à +65°C. Idéalement conçu pour la réalisation de systèmes de contrôles et de régulations fonctionnant en milieu industriel, en environnements difficiles ou sur des sites de production, ce dernier dispose de 64 Mo de mémoire SDRAM, de 4 Mo de mémoire Flash, d'un slot pour carte compactFlash, de deux ports USB 2.0 Host, de deux ports séries RS232/422/485, de deux ports Fast Ethernet Auto-MDI(X), de huit ports d'E/S, d'une liaison I²C et d'un port console. De faibles dimensions (167 x 112 x 53 mm), il peut être alimenté sous 9 Vcc à 30 Vcc avec une consommation de l'ordre de 6,5 W. A noter que, de par la présence de son Slot Mini-PCI, le boîtier Alekto pourra facilement piloter des dispositifs WLAN, GSM/GPRS, GPS voire des modules externes d'acquisition vidéo.

Module DIL/NetPC « DNP/5370 »

BASÉ SUR UN PROCESSEUR 32 bits d'Analog Devices BF537 Blackfin opérant à 600 MHz, le module DIL/NetPC « DNP/5370 » est conçu pour le développement et l'intégration rapide de possibilités VoIP au sein de systèmes de mesures et d'automations. Se présentant sous la forme d'un mini-module au format DIL 64 broches, il dispose de 32 Mo de mémoire SDRAM, de 3 Mo de mémoire flash NOR et de 8 Mo de mémoire Flash NAND, associés à une carte mémoire 128 Mo de type SD/MMC.

En plus de sa connexion Ethernet 10/100 Mbps, le DNP/5370 dispose de deux ports UART, d'un port CAN, d'un port SSI, d'un port TWI/I2C, d'un bus GPIO 20 bits et d'un bus d'extension 8 bits avec interruptions et chip selects. Un système d'exploitation uClinux, associé à de nombreux drivers, est stocké dans la mémoire Flash NOR.

La mémoire Flash NAND et la carte SD/MMC sont utilisées comme « disque » annexes.

A noter la possibilité de disposer d'un starter-kit (DNP/SK28), lequel permet de simplifier la mise en œuvre du module DNP/5370.

LEXTRONIC - 36-40 rue du Général de Gaulle - 94510 La Queue en Brie
Tél. : 01 45 76 83 88 - www.lextronic.fr

internet PR@TIQUE

Depuis le Grenelle de l'environnement, le regain d'intérêt pour les solutions d'éclairages à haut rendement ne fait que se renforcer. Un attachement bien compréhensible d'autant que ces dernières années l'apparition de nouvelles diodes leds blanches à très haute luminosité a été très remarquée par le grand public, tant les applications sont nombreuses.

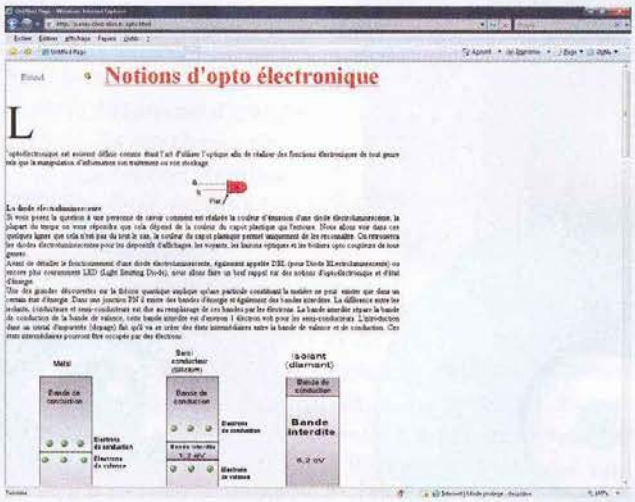
Forts de ce succès, les sites vantant les mérites des diodes électroluminescentes fleurissent sur la toile mondiale de l'Internet. Nous vous proposons de découvrir (ou redécouvrir) les principes physiques mis en application dans ces composants électroniques fort attrayants.

Les phénomènes mis en jeu dans les semiconducteurs, dont font partie les diodes leds, reposent essentiellement sur les propriétés quantiques des électrons mobiles des matériaux utilisés.

Le site *http://p.may.chez-alice.fr/opto.html* propose quelques rappels sur les notions essentielles à connaître pour comprendre le fonctionnement des diodes leds. Elles sont expliquées très simplement (très peu de formules mathématiques), ce qui rend ce site accessible aux plus jeunes de nos lecteurs.

Après ce bref rappel sur les notions de base de l'optoélectronique, nous vous invitons à consulter le site *http://etronics.free.fr/dossiers/analog/analog12/diodeled.htm*

Ce site présente les caractéristiques électriques principales des diodes leds qu'il faut connaître pour savoir comment polariser correctement ce composant. Les explications sont très simples, comme vous pourrez vous en rendre compte par vous-même.



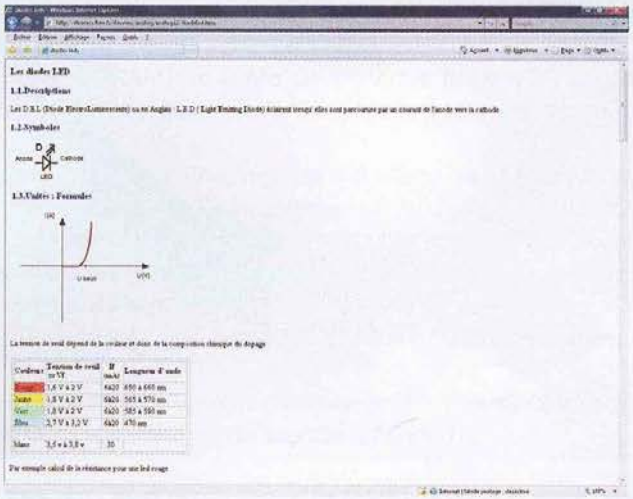
1 *http://p.may.chez-alice.fr/opto.html*

Il n'est pas étonnant de constater que la majorité des électroniciens « en herbe » passent très vite à l'expérimentation concrète dès lors qu'ils se retrouvent avec des diodes leds dans les mains. Il est vrai que la simplicité de mise en œuvre ne gâche en rien la magie de voir, pour la première fois, une diode s'allumer entre ses doigts (et sans se brûler !).

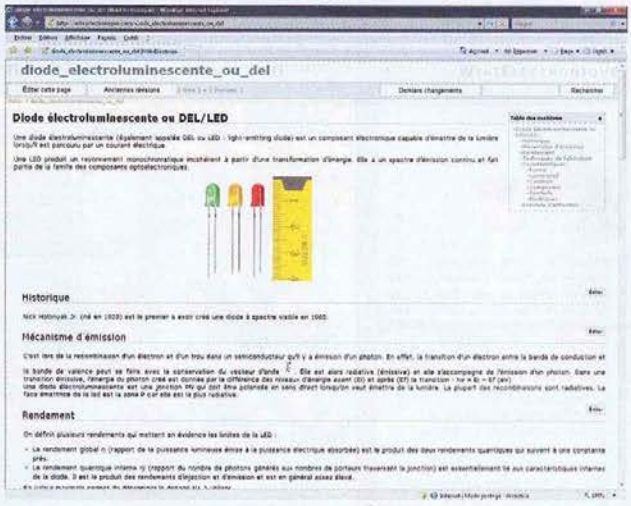
Le site suivant, que nous vous invitons à consulter, reprend les mêmes explications, mais avec quelques illustrations un peu différentes : *http://wiki.jelectronique.com/diode_electroluminescente_ou_del*

Comme souvent en pareil cas, vous choisirez de conserver un lien sur le site dont la présentation vous convient le mieux. Après tout, c'est comme pour votre couleur préférée pour les diodes leds, ce n'est qu'une affaire de goût.

En revanche, pour le fond, vous souhaiterez certainement télécharger avec nous un excellent document qui explique comment sont constituées les leds blanches. Ce document se



2 *http://etronics.free.fr/dossiers/analog/analog12/diodeled.htm*



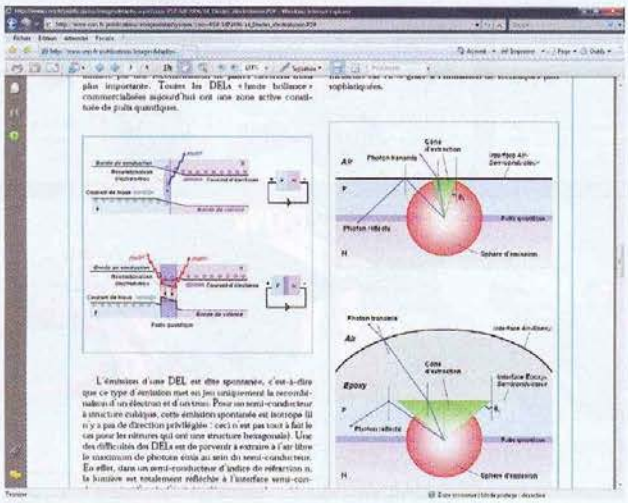
3 *http://wiki.jelectronique.com/diode_electroluminescente_ou_del*

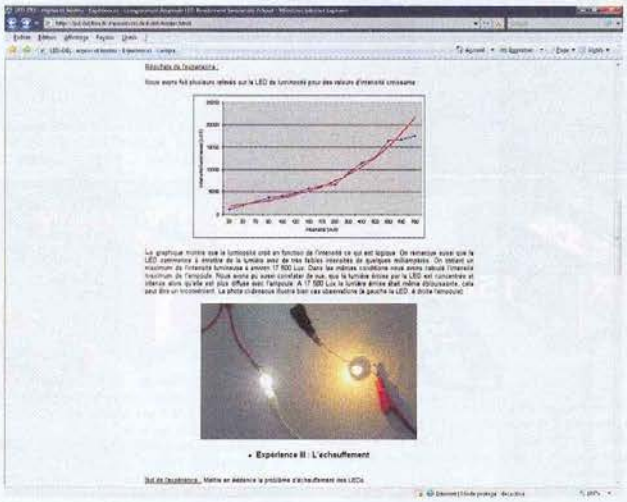
4 *http://www.cnrs.fr/publications/imagesdelaphysique/couv-PDF/IdP2006/14_Diodes_electrolumin.PDF*

5 *http://led.del.free.fr/experiences-led-del-limites.html*

situe à l'adresse : *http://www.cnrs.fr/publications/imagesdelaphysique/couv-PDF/IdP2006/14_Diodes_electrolumin.PDF*
Pour terminer, nous vous proposons de vous rendre sur : *http://led.del.free.fr/experiences-led-del-limites.html*.
Ce site propose quelques expériences très simples à réaliser pour comparer une diode led à une ampoule classique (sous réserve de disposer des instruments de mesures nécessaires ou de pouvoir se les faire prêter). Même si vous n'envisagez pas de passer à la pratique, ce site mérite néanmoins un petit coup d'œil pour constater qu'au delà des avantages que procure la mise en œuvre d'une led à haut rendement sur le plan lumineux, il reste nécessaire de s'intéresser également aux aspects thermiques.

P. MORIN



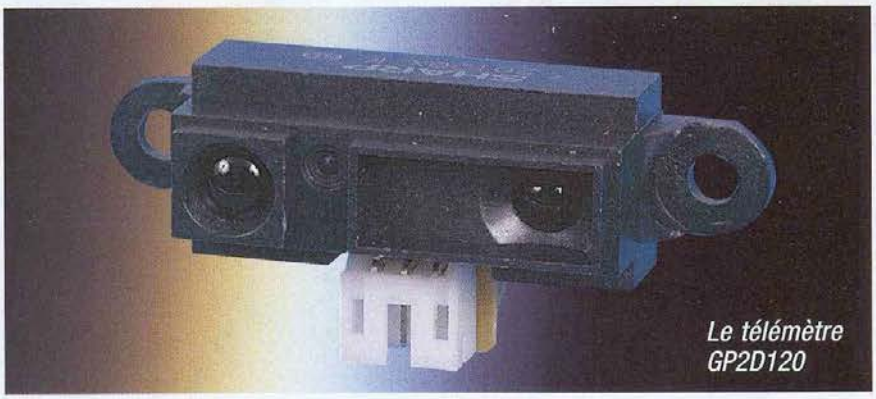


Liens de ce dossier

http://p.may.chez-alice.fr/opto.html
http://etronics.free.fr/dossiers/analog/analog12/diodeled.htm
http://wiki.jelectronique.com/diode_electroluminescente_ou_del
http://www.cnrs.fr/publications/imagesdelaphysique/couv-PDF/IdP2006/14_Diodes_electrolumin.PDF
http://led.del.free.fr/experiences-led-del-limites.html
http://www.sonelec-musique.com/electronique_theorie_led.html
http://wwwphp.ac-orleans-tours.fr/lyc-mgenevoix-ingre/Cours/Cours/Analogique/Opto-txt_Optoelectronique.pdf
http://stsphoto.free.fr/download/doc_elec/Del_et_Afficheurs.pdf
http://fr.wikipedia.org/wiki/Diode_%C3%A9lectroluminescente
http://fr.wikipedia.org/wiki/OLED
http://alain.canduro.free.fr/diodes.htm
http://f1ufy.free.fr/elec/composants/led.php
http://hlbmatos.free.fr/Lampes/Sources%20lumineuses/Sources%20lumineuses.htm
http://jbc.unlimited.free.fr/jbc3/cours/electronik/LED.pdf
http://www.led-fr.net/led.htm
http://www.led-fr.net/l_eclairage_accueil.htm
http://www.led-fr.net/theorie_eclairage.htm
http://www.led-fr.net/fonctionnement.htm
http://www.led-fr.net/presentations/fonctionnement.pps
http://www.led-fr.net/fonctionnement_detail.htm

La transmission infrarouge

Parmi les différents vecteurs possibles pour assurer une liaison sans fil, la transmission infrarouge occupe sans conteste une place de choix. Grâce à sa bonne fiabilité, lorsqu'il s'agit de télécommandes à faibles distances, elle donne de meilleurs résultats que les ultrasons, voire les ondes hertziennes.


Le télémètre GP2D120

C'est sans aucun doute la raison pour laquelle le fonctionnement des télécommandes de différents appareils, tels que les téléviseurs, fait appel à ce concept.

Le spectre infrarouge

La **figure 1** représente, sous une échelle logarithmique de pas 10, l'étendue de la gamme des ondes électromagnétiques au sens le plus général.

Dans l'ordre croissant des longueurs d'ondes, donc dans l'ordre décroissant des fréquences, on distingue successivement :

- les rayonnements HF de haute énergie
- les rayons gamma
- les rayons X
- les rayons ultraviolets
- le domaine visible par l'œil humain
- les rayons infrarouges
- les ondes submillimétriques
- les micro-ondes
- les ondes radio
- les ondes BF de faible énergie.

Rappelons que la longueur d'onde d'un signal périodique correspond à la distance séparant, par exemple, deux sommets de sa courbe représentative qui est généralement de forme sinusoïdale.

La vitesse d'une onde électromagnétique étant de 300 000 km/s (3×10^8 m/s), on peut écrire la relation de base :

$$\lambda = 3 \times 10^8 \times T$$

ou encore :

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{F}$$

λ : longueur d'onde exprimée en mètres
T : période du signal, en secondes
F : fréquence du signal, en Hertz

À titre d'exemple, on peut ainsi calculer la fréquence d'un rayonnement infrarouge caractérisé par une longueur d'onde de 1000 nm. Elle est de 3×10^{14} Hz, soit 300 000 GHz !

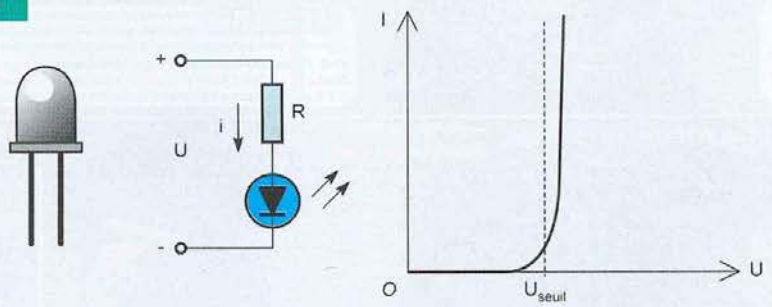
En examinant les espaces des longueurs d'ondes correspondant à chacune de ces catégories, force est de constater que le domaine visible par les humains (de 400 nm à 700 nm) représente une toute petite fenêtre ouverte sur l'univers... ce qui ne peut que nous ramener à beaucoup de modestie. Dans cet intervalle, on retrouve bien sûr toutes les couleurs de base de l'arc en ciel : du violet au rouge, en passant par le bleu, le vert, le jaune et l'orange.

Le domaine de l'infrarouge est davantage étendu étant donné qu'il se situe dans un intervalle compris entre 0,780 µm (780 nm) et 5 µm (5000 nm).

Il n'est pas tout à fait exact de dire que l'humain est insensible au rayonnement infrarouge. S'il ne peut le percevoir par les organes de la vision, il peut cependant le ressentir intuitivement sous forme de chaleur par simple exposition de la peau à une source infrarouge suffisamment puissante.

C'est William Herschel, un astronome anglais d'origine allemande qui, en 1800, a mis en évidence et de manière scientifique, que la chaleur pouvait se transmettre par une forme invisible de lumière.

2



Utilisation

Les lampes à infrarouge sont utilisées dans des secteurs de production aussi différents que l'automobile, l'agro-alimentaire ou le textile.
Le rayonnement infrarouge reste également à la base d'équipements destinés à la vision de nuit.
De même, en thermographie infrarouge, il est possible de mesurer à distance la température d'objets divers sans contact direct avec ces derniers. Également, dans le domaine militaire, les missiles air-air, par exemple, sont guidés par la source de chaleur que constitue le réacteur d'un avion cible.
Le secteur de la télécommande nous est le plus familier. Ainsi, le pilotage des téléviseurs est dorénavant entièrement réalisé avec cette technique.
Les rayons infrarouges servent aussi aux communications sur de courtes distances entre les ordinateurs et leurs périphériques.
La même remarque peut s'appliquer à la robotique.
Dans le domaine bancaire, les détecteurs de faux billets se caractérisent aussi par un fonctionnement basé sur l'utilisation de cette longueur d'onde de rayonnement.
Généralement, c'est encore aux rayons infrarouges que l'on fait appel pour les transmissions d'informations par l'intermédiaire de fibres optiques.

Diode infrarouge

Généralités

Les diodes infrarouges se présentent le plus souvent sous la forme de leds émettant une lumière non visible sous une longueur d'onde de l'ordre de 950 nm.
Au niveau de leur constitution, notre description publiée dans le cadre d'un article d'initiation sur la led (voir EP n°308, septembre 2006) reste entièrement applicable. Il en est de même en ce qui concerne leur fonctionnement.
On peut retenir que le semiconducteur utilisé est l'arséniure de gallium-aluminium (AlGaAs).
Comme la led, la diode infrarouge présente les caractéristiques principales suivantes :

Type	Angle du cône d'émission	Puissance (mW)	Intensité nominale (mA)
CQY89	25°	15	100
IRS5	20°	3,3	20
LD271	17°	15	100
LTE4208	20°	11	20
TSHA5203	12°	50	100
TSHF5400	22°	25	100

Tableau I

Caractéristiques des diodes infrarouges les plus courantes

- le diamètre
- la longueur d'onde (λ) émise, en nanomètres
- la tension de seuil (Vs) à partir de laquelle elle émet des photons
- la tension maximale inverse (Vr) qu'elle peut supporter
- l'intensité nominale de fonctionnement, en mA
- l'intensité lumineuse du rayonnement émis, en mcd (millicandela)
- l'angle de diffusion du rayonnement émis

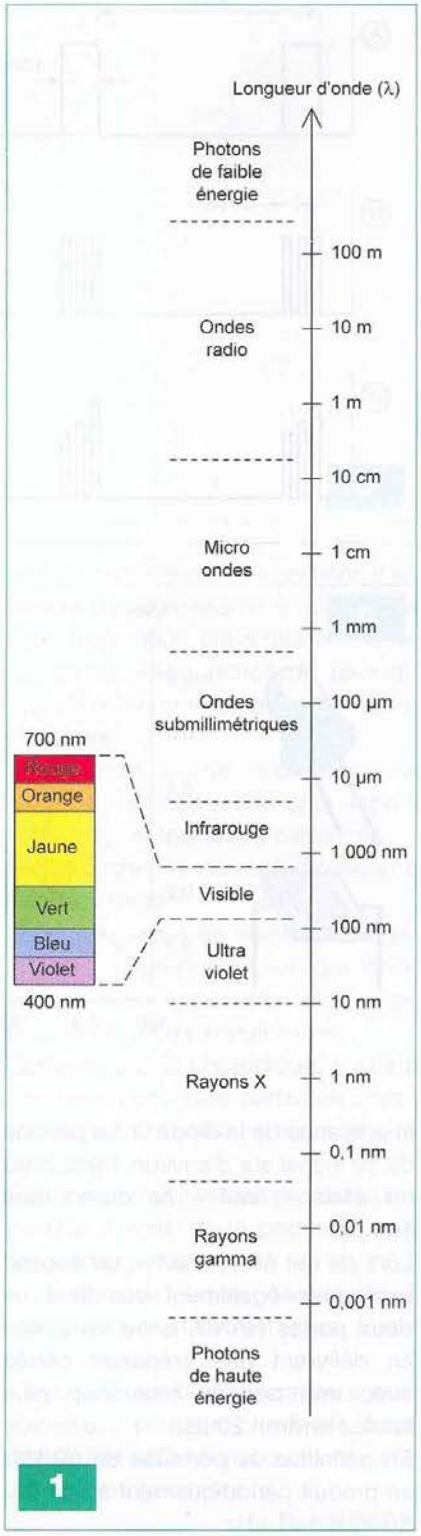
La **figure 2** rappelle les principes essentiels de son utilisation. En particulier, on peut noter que la tension de seuil est d'environ 1,6 V. Ainsi, si on désire obtenir une intensité « i » (en A) pour une source d'alimentation « u » (en V), il convient d'insérer, en série, une résistance « R » (en Ω) de valeur :

$$R = \frac{U - 1,6}{i}$$

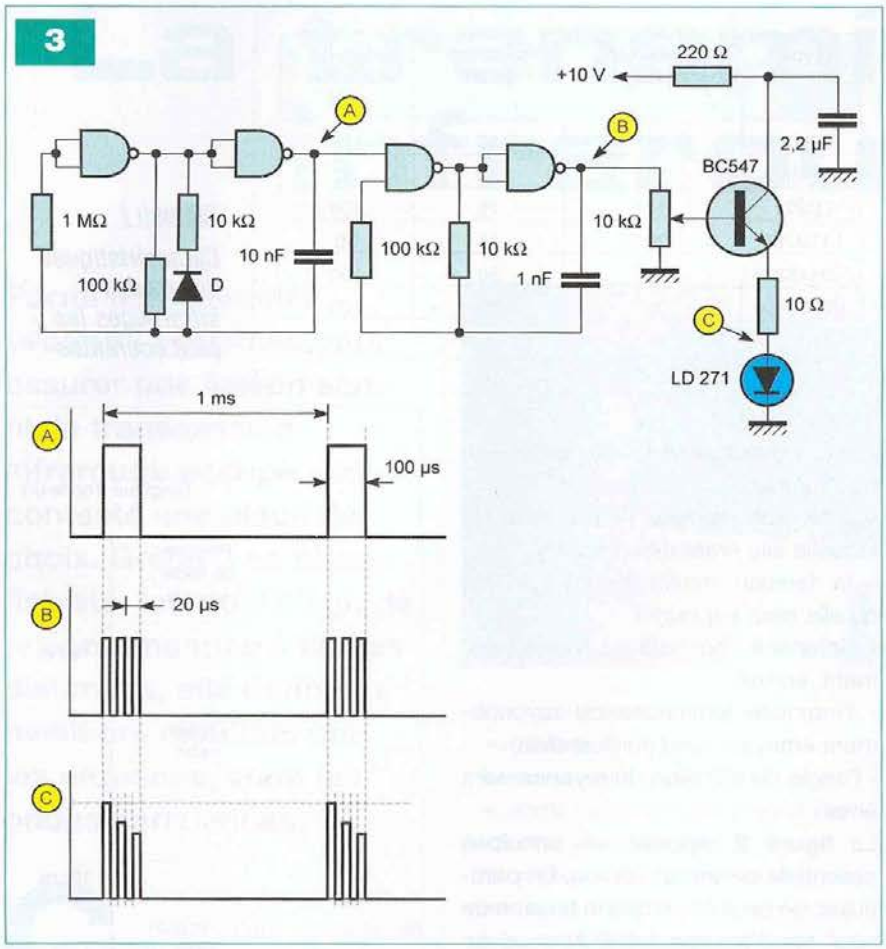
Le **tableau I** donne quelques caractéristiques des diodes infrarouges les plus courantes.
Dans la pratique, surtout en matière de télécommande, pour augmenter la puissance d'émission, on place souvent plusieurs diodes infrarouges en série. De plus, pour obtenir des portées plus importantes, on préfère les alimenter suivant le mode « impulsionnel ». Cela consiste à les faire parcourir par un courant plusieurs fois supérieur à la valeur nominale, mais pendant des durées très courtes, ce qui évite leur destruction.

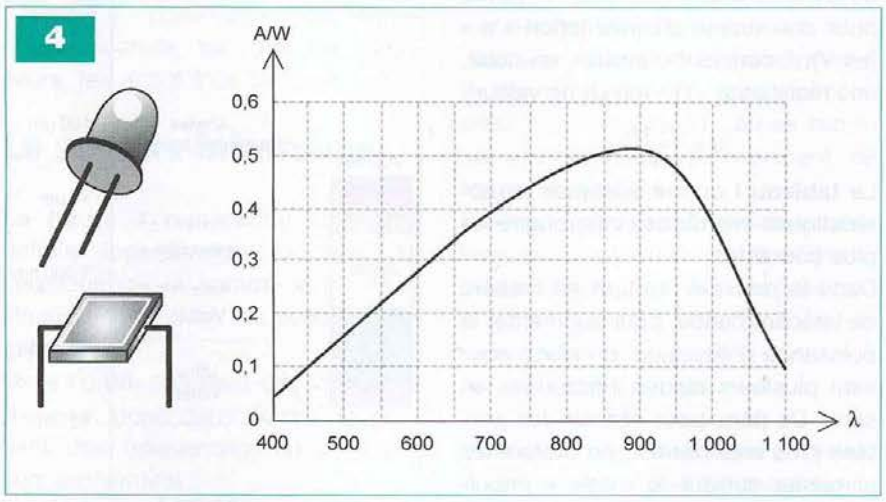
Exemple de réalisation

La **figure 3** illustre un exemple d'alimentation impulsionnelle d'une diode infrarouge. Un premier jeu de deux portes NAND montées en oscillateur génère sur sa sortie des créneaux de forme non carrée grâce au déséquilibre intentionnellement introduit par



1





la présence de la diode D. La période de ce signal est d'environ 1 ms, mais les états « haut » ne durent que 100 µs.

Lors de cet état « haut », un second oscillateur, également constitué de deux portes NAND, entre en action en délivrant des créneaux carrés avec une période beaucoup plus faible : environ 20 µs.

En définitive, la porteuse de 50 kHz se produit périodiquement à une fréquence de 1 kHz.

Par l'intermédiaire de l'ajustable, il est possible de prélever une fraction plus ou moins grande de l'amplitude des signaux. Le transistor monté en suiveur de courant délivre ces mêmes signaux sur son émetteur, mais en réalisant une forte amplification du courant.

Avec la limitation introduite par la résistance montée en série avec la diode, on relève ainsi des pointes ponctuelles d'intensité pouvant atteindre plus de 500 mA. Il en résulte une puissance d'émission de rayonnement infrarouge d'autant plus importante.

Enfin et dans le but de ne pas provoquer d'ondulations dues aux fortes pointes de courant, au niveau du potentiel d'alimentation, la capacité se charge à travers une résistance montée entre l'alimentation et le collecteur du transistor, lors des états « bas » d'inaction entre deux pulsations consécutives. Cette même capacité restitue alors sa charge lors des phases actives.

Photodiode

Généralités

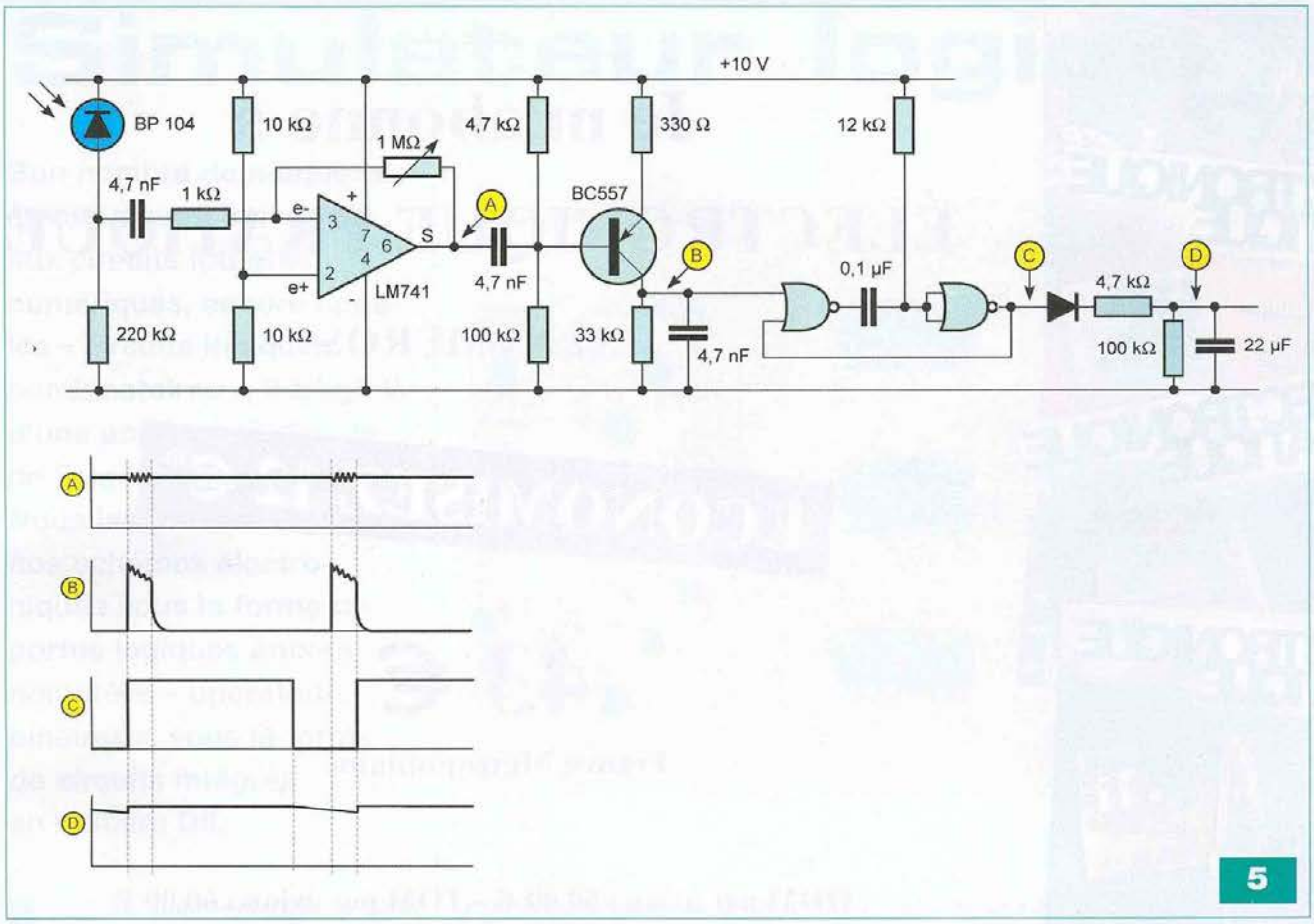
Une photodiode est un semiconducteur destiné à détecter un rayonnement d'origine optique, pour le transformer en signal électrique exploitable. Tout comme une diode, elle est constituée d'une jonction PN (voir EP n°319, septembre 2007). Mais une zone intrinsèque a été ajoutée pour obtenir un effet photovoltaïque.

La **figure 4** montre deux exemples courants de présentations des photodiodes. Pour repérer l'anode (+) et la cathode (-), il suffit de la tester à l'aide d'un multimètre, en l'absence de lumière. Une fois la polarité déterminée, la photodiode est à insérer dans un circuit de façon à ce que la cathode soit soumise à une polarité positive. La photodiode est donc à monter « en inverse ».

Dans le cas général, une photodiode réagit à un rayonnement optique en générant un courant. Dans la pratique, tout se passe comme si sa résistance ohmique apparente diminuait lorsque l'intensité du rayonnement qui la frappe augmente. De ce point de vue, elle se comporte comme une photorésistance.

Il existe des photodiodes prévues spécialement pour capter le rayonnement infrarouge. Elles sont équipées de filtres « lumière du jour ».

Le graphique de la figure 4 met en évidence sa réactivité en fonction de la longueur d'onde du signal infrarouge reçu. En particulier, l'axe des ordonnées est gradué en ampères par watt (A/W) de rayonnement reçu. On observe, pour l'exemple en question, un maximum de réactivité pour une longueur d'onde de 900 nm.



5

Une photodiode courante est la BP 104. Ses caractéristiques électriques sont les suivantes :
- longueur d'onde : 950 nm
- tension inverse maximale : 20 V
- puissance dissipée : 0,15 W
- sensibilité spectrale : 0,7 A/W
- intensité dans l'obscurité (alimentation sous 10 V) : 2 à 30 nA
- angle de détection : 120°

Récepteur infrarouge

La **figure 5** illustre un exemple de récepteur infrarouge correspondant à l'émetteur décrit au chapitre précédent. L'amplificateur opérationnel réalise une première amplification du rayonnement perçu par la photodiode. Le coefficient d'amplification est réglable grâce à la présence d'un ajustable.

Un second étage amplificateur est constitué par un transistor PNP monté en émetteur commun.

La polarisation est telle, qu'en l'absence de signaux issus de la photodiode, le potentiel au niveau du collecteur est nul.

En revanche, lorsque la photodiode est frappée par l'émission infrarouge en provenance de l'émetteur, on relève sur le collecteur des pointes de durée relativement brève, caractérisées par une période de 1 ms. Ces dernières sont ensuite prises en compte par la bascule monostable formée par deux portes NOR. Sur la sortie de celle-ci, on obtient des états « haut » de durée allongée à près de 0,8 ms.

Enfin, en bout de chaîne, un dispositif intégrateur basé sur la charge rapide d'une capacité et d'une décharge ralentie de cette même capacité, délivre sur sa sortie un état quasi « haut ».

Phototransistor

Le phototransistor est un transistor bipolaire dont la base est sensible au rayonnement optique en général. Cette base est « flottante » parce que non soumise à une connexion.

Quand elle n'est soumise à aucun rayonnement, un courant de fuite collecteur/émetteur s'établit.

Lorsque la base est soumise à un éclairage, elle devient le siège d'un photocourant assimilable à un courant de commande du transistor. Il en résulte un accroissement du courant dans la jonction collecteur/émetteur. Ce dernier est fonction du gain du transistor, comme pour un transistor classique.

Par rapport à une photodiode, la réactivité est beaucoup plus importante : de cent à quatre cents fois.

En revanche, le courant d'obscurité est plus grand.

Enfin, son temps de réaction est également plus important, ce qui limite son utilisation pour des fréquences élevées en mode impulsionnel.

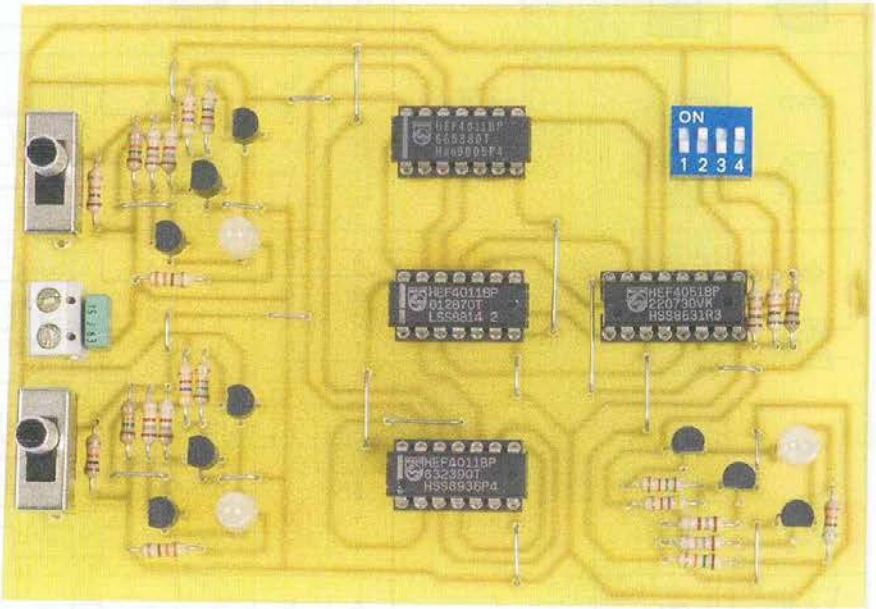
Comme pour la photodiode, il existe des transistors plus particulièrement prévus pour recevoir le rayonnement infrarouge.

Quant à son utilisation, elle est comparable à celle de la photodiode, à deux différences près :
- la résistance à insérer dans le circuit collecteur/émetteur est plus faible (quelques kΩ).
- le coefficient d'amplification à prévoir en aval peut être plus faible, étant donné l'amplification propre réalisée par le phototransistor.

R. KNOERR

Simulateur logique

Bon nombre de maquettes électroniques font appel aux circuits intégrés numériques, encore appelés « circuits logiques combinatoires ». Il s'agit là d'une application directe de l'algèbre de Boole. Nous les retrouvons dans nos schémas électroniques sous la forme de portes logiques encore nommées « opérateurs binaires », sous la forme de circuits intégrés en boîtiers DIL.



Le grand principe de cette branche primordiale des mathématiques modernes, consiste à reconnaître qu'une proposition peut être vraie ou fausse.

Ainsi, dans le domaine électronique, nous parlerons d'un état « haut » (proche de la tension d'alimentation) ou d'un état « bas » (proche du zéro volt ou masse). En fait, ces niveaux H ou L seront notés 1 ou 0, comme il est de règle en écriture logique.

Un état sera donc le complément ou le contraire de l'autre.

Ces deux niveaux logiques ne doivent évidemment pas se chevaucher et ne pourront être présents simultanément à un endroit donné.

Une porte ouverte ne peut être fermée, tout comme une led allumée ne peut être éteinte.

C'est pourquoi, nous vous proposons de construire une petite maquette permettant de tester toutes les fonctions logiques existantes à ce jour (au nombre de huit) afin de pouvoir réviser voire simplement rafraîchir vos connaissances dans ce domaine si important, notamment en informatique.

Il sera possible de choisir la fonction souhaitée, affecter aux deux entrées une valeur logique immédiatement visualisée et constater le résultat obtenu en sortie.

La petite taille de la maquette et son utilisation épisodique autorisent une alimentation à partir d'une simple pile de 9 V. Les niveaux logiques 1 et 0 seront clairement définis par l'utilisation de leds bicolores vert/rouge, évitant toute ambiguïté dans l'interprétation des états en entrée et en sortie.

Led verte : niveau « haut » ou 1

Led rouge : niveau « bas » ou 0

Rappel sur les fonctions logiques

Une fonction ou porte logique est un ensemble électronique parfois complexe, comportant des composants électroniques passifs et actifs associés. Selon les niveaux logiques appliqués sur les entrées, un niveau logique apparait immédiatement sur la sortie, selon des règles immuables que précisément notre simulateur vous aidera à visualiser et, nous l'espérons, à retenir ! Nous limiterons nos portes à (2) entrées seulement, mais il faut savoir que certaines fonctions peuvent également en comporter (3), (4), (5) voire davantage, pour un fonctionnement similaire, en sortie s'entend.

• Fonction « OUI »

Elle ne comporte que (1) entrée et ne modifie pas sa valeur en sortie. On écrit :

sortie S = entrée A ou encore S = A

En fait, elle sera très peu utilisée dans les schémas.

• Fonction « NON »

Elle ne comporte également que (1) entrée, l'état de la sortie est inversé par rapport à l'entrée. On parle d'ailleurs ici d'inverseur logique. On écrit :

sortie S = entrée A barre ou $S = \overline{A}$

La barre de complémentation sur la variable A indique que sa valeur est l'inverse de celle sans la barre.

$\overline{A}$ est le complément ou contraire de A

• Fonction « ET » (en anglais « AND »)

Elle comporte au minimum (2) entrées. La sortie S ne prend l'état 1 que si **toutes** les entrées sont à l'état 1 simultanément. On écrit :

S = A et B ou mieux $S = A \cdot B$

• Fonction « OU » (en anglais « OR »)

Elle comporte également au minimum (2) entrées. La sortie S prend l'état 1 si **au moins** une des entrées est à l'état 1 (*a fortiori*, si plusieurs

Symboles USA	Symboles France	Équations	Table de vérité	Graphique des états	Schéma électrique équivalent
AND	ET	$S = A \cdot B$	A B S 0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1	A 0 B 0 S 0	A B
NAND	NON - ET	$S = \overline{A \cdot B}$ $S = \overline{A} + \overline{B}$	A B S 0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0	A 0 B 0 S 1	$\overline{A}$ $\overline{B}$
OR	OU	$S = A + B$	A B S 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1	A 0 B 0 S 0	A B
NOR	NON - OU	$S = \overline{A + B}$ $S = \overline{A} \cdot \overline{B}$	A B S 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1 1 0	A 0 B 0 S 1	$\overline{A}$ $\overline{B}$
EXOR	OU EXCLUSIF	$S = A \oplus B$ $S = A \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot B$	A B S 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0	A 0 B 0 S 0	A $\overline{B}$ $\overline{A}$ B
EXNOR	NON - OU EXCLUSIF	$S = \overline{A \oplus B}$ $S = (\overline{A} + B) \cdot (A + \overline{B})$	A B S 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1	A 0 B 0 S 1	$\overline{A}$ B A $\overline{B}$

Tableau I

sont à 1). On écrit :
S = A ou B ou S = A + B
Les fonctions suivantes ne sont que des associations ou variantes des fonctions précédentes.

• Fonction « NON-ET »
(en anglais « NAND »)

L'inversion dans le nom apporte, bien entendu, une inversion de l'état de la sortie par rapport à la fonction ET.
La sortie sera basse si toutes les entrées sont hautes simultanément.
On écrit :
$S = \overline{(A \cdot B)}$ (on dit : « A et B barrés »)
La barre de complément couvre l'ensemble des variables et le symbole de l'opérateur.
Selon le théorème de De Morgan, qui a vécu à la même période que le mathématicien anglais Boole (1815-1864), on peut opérer une inversion de variables à condition de réaliser également le remplacement de l'opérateur ET par l'opérateur OU.
Rappelez-vous : on coupe la barre et on change de signe !
Ainsi, $S = \overline{(A \cdot B)}$ devient $\overline{A} + \overline{B}$
Ces deux expressions sont parfaitement identiques et réversibles.
Nous utiliserons cette propriété dans notre schéma électronique.

• Fonction « NON-OU »
(en anglais « NOR »)

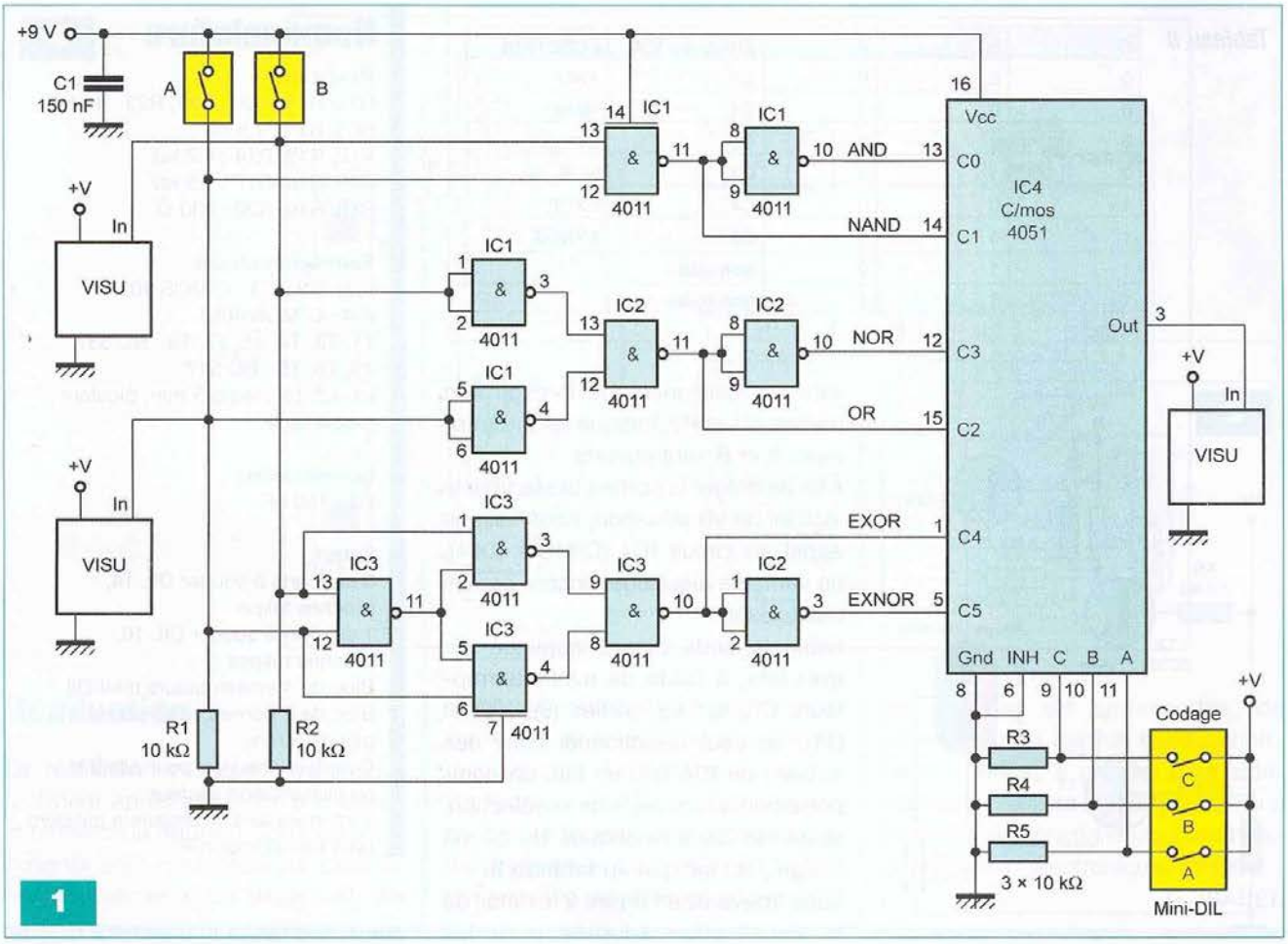
C'est en sortie l'inverse de la fonction « OU ». La sortie ne sera haute que si les entrées sont basses en même temps.
On écrit : $S = \overline{(A + B)}$
qui devient $\overline{A} \cdot \overline{B}$ selon De Morgan.
Deux autres portes logiques viennent compléter cette collection, avec un fonctionnement un peu déroutant certes, mais... logique !

• Fonction « OU-EXCLUSIF »
(en anglais « EXOR »)

Cette porte un peu spéciale se différencie de la fonction OU classique par le fait que seulement l'une des entrées doit être à 1 pour mettre la sortie à 1.
Si (2) entrées ou plus sont hautes, la sortie S restera basse.
On écrit : $S = A \oplus B$
qui s'écrit aussi $S = \overline{A} \cdot B + A \cdot \overline{B}$
Cette fonction est électriquement assimilable au montage d'éclairage va et vient.

• Fonction « NON-OU-EXCLUSIF »
(en anglais « EXNOR »)

Elle est, bien entendu, la négation de la précédente. Sa sortie sera à 1 seulement si toutes ses entrées présentent le même niveau logique, 1 ou 0 d'ailleurs. Elle est très utilisée dans la comparaison binaire.
On écrit :
$S = \overline{A \oplus B}$ ou encore $S = (\overline{A} + B) \cdot (A + \overline{B})$



1

Universalité de la fonction NAND

Avant de présenter le schéma électronique du circuit complet, nous vous devons une dernière explication importante : la totalité des fonctions décrites précédemment seront simulées uniquement à partir de portes logiques NAND qui peuvent recevoir le qualificatif de porte universelle, au même titre que la porte NOR d'ailleurs.

Cette remarque nous permettra de ne mettre en œuvre que des portes NAND contenues dans l'ultra-classique et économique circuit intégré C/MOS 4011.

Sachez qu'il existe dans le commerce toutes les versions des portes décrites. Il nous a cependant semblé que, dans un article aussi didactique, cette solution présentait un intérêt particulier.

Exemples

• **Pour obtenir une porte ET** à partir d'une porte NON-ET, il suffit en somme de procéder à une inversion supplémentaire.

$S = \overline{A \cdot B}$ est bien une fonction NON-ET

L'inverse de cette fonction $S = \overline{\overline{A \cdot B}}$, la double barre ou négation s'annule effectivement (inverse de l'inverse).

Finalement on retrouve bien $S = A \cdot B$

• **Pour obtenir une porte OU** à partir de portes NON-ET exclusivement, on remarque que $\overline{A \cdot B}$ peut s'écrire $\overline{A} + \overline{B}$

Il nous suffira donc d'inverser l'état des variables pour retrouver l'écriture normale de la fonction OU :

$S = \overline{\overline{A}} + \overline{\overline{B}}$ devient $S = A + B$

Les symboles des fonctions logiques

Le **tableau I** donne tous les éléments nécessaires pour distinguer chacune des fonctions logiques et surtout le symbole qui leur est attribué dans les schémas.

Nous utiliserons, bien entendu, la représentation rectangulaire normalisée (normes CEI 60617-2), bien différente des symboles américains.

Le petit cercle en sortie rappelle qu'il s'agit d'une inversion logique.

Outre la représentation graphique (symbole logique), on retrouve pour chacune des portes :

- Une représentation algébrique : équation logique
- Une représentation arithmétique : tableau de vérité
- Une représentation temporelle : chronogramme.

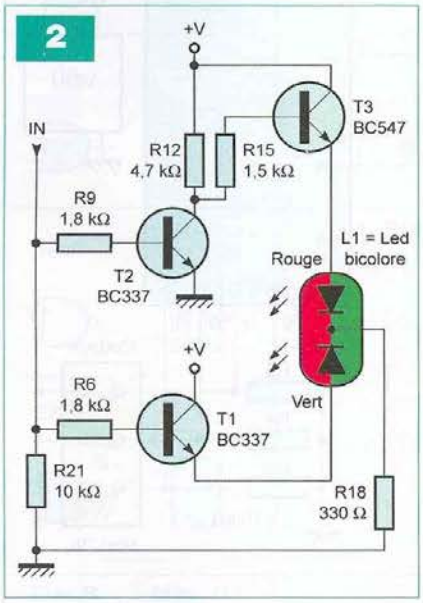
Analyse du schéma électronique

Vous pouvez le consulter en **figure 1**. L'alimentation de 9 V est confiée à une pile ou à un bloc d'alimentation compact avec transformateur relié au secteur. Toutes les règles précédentes liées à l'algèbre de Boole sont ici appliquées et la quasi universalité de la fonction NAND ne fait aucun doute sur le schéma.

Les deux interrupteurs A et B sont chargés de mettre un état 1 ou un état 0 sur les (2) entrées de la fonction choisie.

Tableau II

C	B	A	Entrée sur IC4	FONCTION
0	0	0	C0	AND
0	0	1	C1	NAND
0	1	0	C2	OR
0	1	1	C3	NOR
1	0	0	C4	EXOR
1	0	1	C5	EXNOR
1	1	0	Non utilisé	
1	1	1	Non utilisé	



Ne soyez pas surpris de ne compter que six fonctions, les principales en fait. La fonction NON sera aisément vérifiée en donnant la même valeur aux entrées d'une porte NAND ou NOR. Le niveau 0 est obtenu à travers les résistances de forçage à la masse, R1 et R2, lorsque les interrupteurs A et B sont ouverts.

Afin de diriger la sortie utilisée vers le logiciel de visualisation, nous faisons appel au circuit IC4 (C/MOS 4051), un véritable aiguillage, encore appelé multiplexeur.

Selon le code binaire appliqué sur trois bits, à l'aide de mini-interrrupteurs DIL sur les sorties (9), (10) et (11), on peut sélectionner l'une des entrées de IC4 qui, en fait, en comporte huit. Le codage de la sélection, selon les caractéristiques du circuit intégré, est indiqué au **tableau II**.

Vous trouverez en **figure 2** le détail de la visualisation adoptée pour les niveaux logiques. Il sera fait usage, par trois fois, du même assemblage de quelques transistors et résistances alimentant une led bicolore. L'entrée IN alimente à la fois les deux transistors T1 et T2, des modèles NPN. Un état « bas » sur leur base respective laisse le transistor bloqué. Ainsi la led verte ne peut pas s'allumer à travers T1. Par contre, le transistor apportant un effet d'inversion, on s'aperçoit que T3, à travers la résistance R15, alimente dans ce cas la led rouge. Un niveau 1 sur l'entrée IN assure l'allumage inverse.

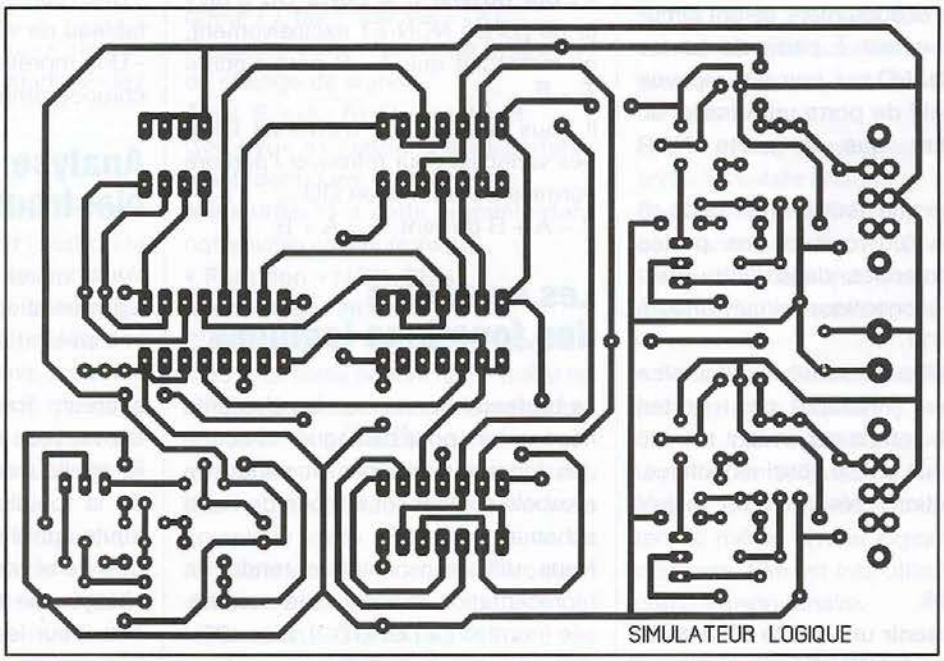
Nomenclature

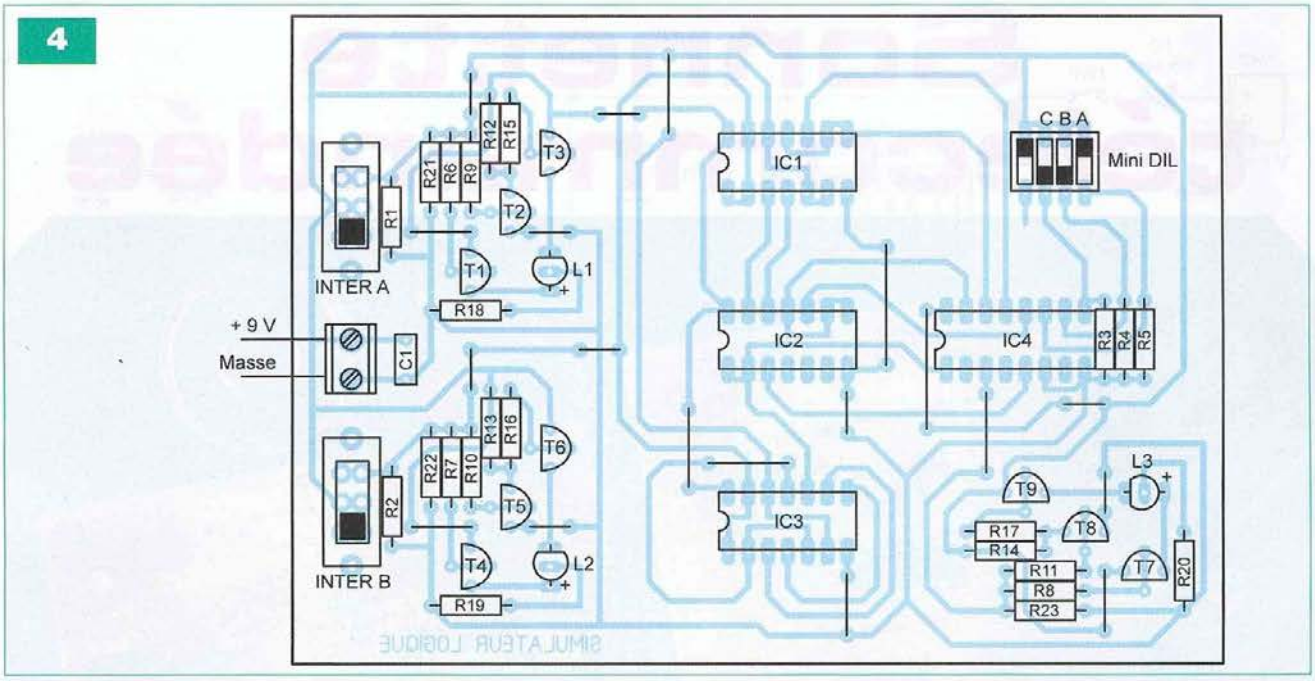
Résistances
R1 à R5 et R21, R22, R23 : 10 kΩ
R6 à R11 : 1,8 kΩ
R12, R13, R14 : 4,7 kΩ
R15, R16, R17 : 1,5 kΩ
R18, R19, R20 : 330 Ω

Semiconducteurs
IC1, IC2, IC3 : C/MOS 4011
IC4 : C/MOS 4051
T1, T2, T4, T5, T7, T8 : BC 337
T3, T6, T9 : BC 547
L1, L2, L3 : led ø 5 mm, bicolore rouge/verte

Condensateur
C1 : 150 nF

Divers
3 supports à souder DIL 14, broches tulipe
1 support à souder DIL 16, broches tulipes
Bloc de 4 interrrupteurs mini-DIL
Bloc de 2 bornes vissé-soudé, pas de 5 mm
Coupleur pression pour pile 9 V ou alimentation secteur
2 interrupteurs inverseurs à glissière pour circuit imprimé





Réalisation

La réalisation pratique sera menée aisément après avoir gravé le circuit imprimé de la **figure 3**. Tous les composants sont regroupés sur celui-ci, hormis l'alimentation (**figure 4**). De nombreux straps sont à réaliser pour éviter d'avoir à se frotter à la délicate technique du double face.

On montera les CI sur des supports de bonne qualité, à broches tulipes de préférence. Une mise en coffret est possible en laissant accessibles les organes de commandes, de sélection et les leds de signalisation.

Vous disposez à présent d'un aide-mémoire infaillible pour exploiter sans hésitation les fonctions logiques indispensables à l'électronique moderne.

G. ISABEL

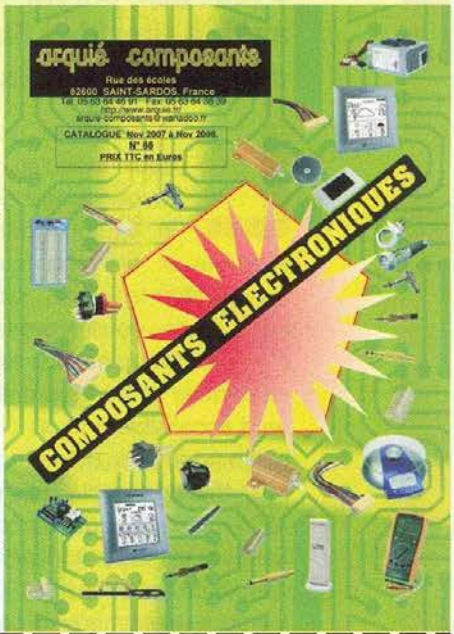
arquié composants

4 Rue de écoles 82600 Saint-Sardos France
Tél. 05 63 64 46 91 Fax 05 63 64 38 39
SUR INTERNET http://www.arquie.fr/
e-mail : arquie-composants@wanadoo.fr

Catalogue N°66

Afficheurs. Alimentations. Caméras. Capteurs. Cartes à puces. Circuits imprimés. Circuits intégrés. Coffrets. Condensateurs. Cellules solaires. Connectique. Diodes. Fers à souder. Interrupteurs. Kits. LEDs. LEDs Luxeon. Microcontrôleurs. Multimètres. Oscilloscopes. Outillage. Programmateurs. Quartz. Relais. Résistances. Transformateurs. Transistors. Visserie. Etc...

Passez vos commandes sur notre site: www.arquie.fr



BON pour CATALOGUE papier FRANCE: GRATUIT (3.00 € pour: DOM, TOM, UE et autres pays)

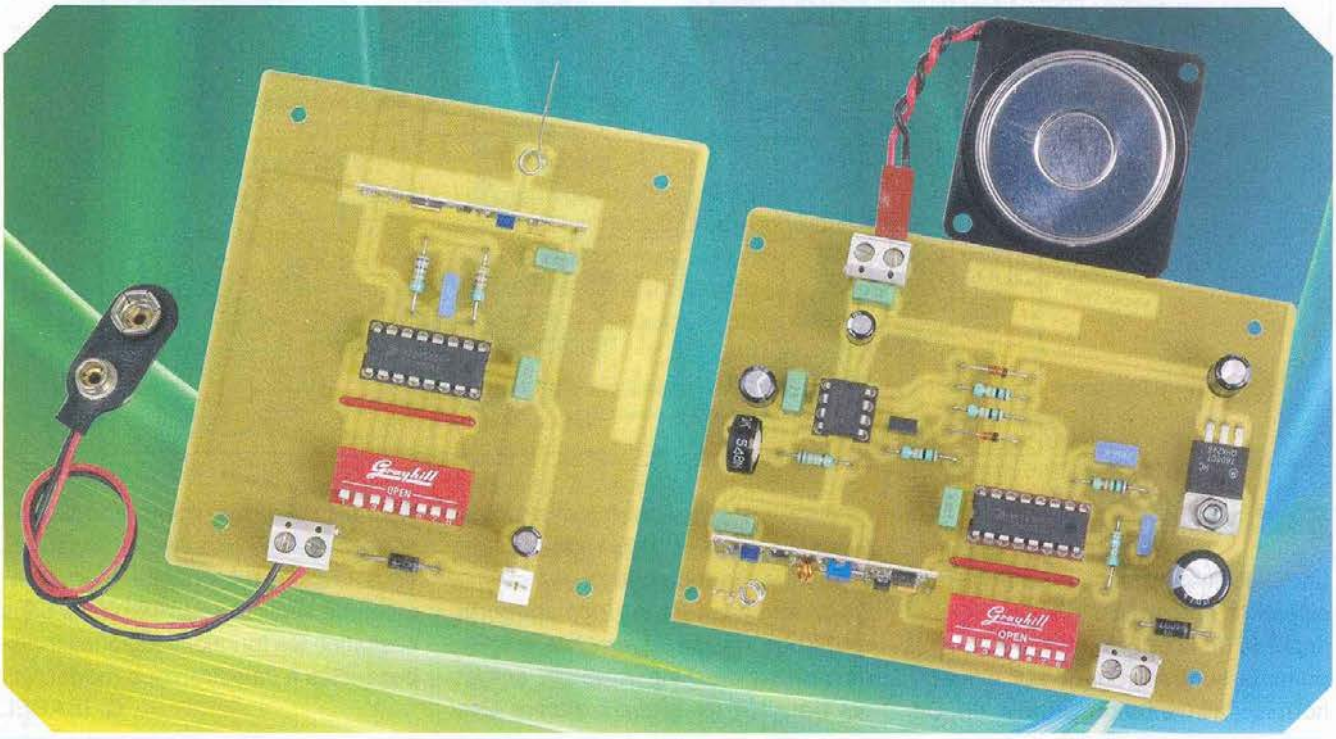
Nom:.....Prénom:.....

Adresse:.....

.....

Code Postal:..... Ville:.....

Sonnette télécommandée



Voici un petit montage sans prétention qui rendra bien des services aux lecteurs désireux d'ajouter une sonnette à leur habitation, sans avoir à tirer des fils dans toute la maison.

Le projet se compose de deux modules : un émetteur/encodeur actionné par le bouton poussoir de la sonnette et un récepteur/décodeur qui génère le signal sonore. Pour cette étude, nous n'avons fait appel qu'à des composants extrêmement classiques et bon marché, ce qui la rend accessible à tous.

Notre montage utilise un encodeur MC145026 associé à un décodeur MC145027, tous deux très répandus. Le tout est relié à distance par un couple de modules HF 433 MHz dont la porteuse est modulée en amplitude. Le choix d'un émetteur AM répond aux critères de coût que nous nous sommes fixés, sans pour autant pénaliser les performances. En effet, le signal produit par le circuit MC145026 est purement numérique et s'accommode très bien d'une transmission de qualité moyenne.

Les schémas

L'émetteur (**figure 1**) est destiné à être alimenté par une pile de 9 V raccordée au connecteur CN1. La diode D1 protège le montage contre l'inversion des polarités, ce qui est toujours utile pour un système alimenté par pile (en raison des risques d'une fausse manipulation de l'opérateur). Pour augmenter au maximum l'autonomie de l'émetteur, nous avons choisi de couper purement et simplement l'alimentation, lorsqu'elle n'est pas nécessaire, avec un bouton poussoir SW1.

Pour éviter les phénomènes liés aux rebonds de l'interrupteur SW1, nous avons ajouté le condensateur C3 de 10 µF qui filtre l'alimentation de la carte. Il pénalise très légèrement l'autonomie du montage, car à chaque activation de l'émetteur, la pile doit recharger ce condensateur.

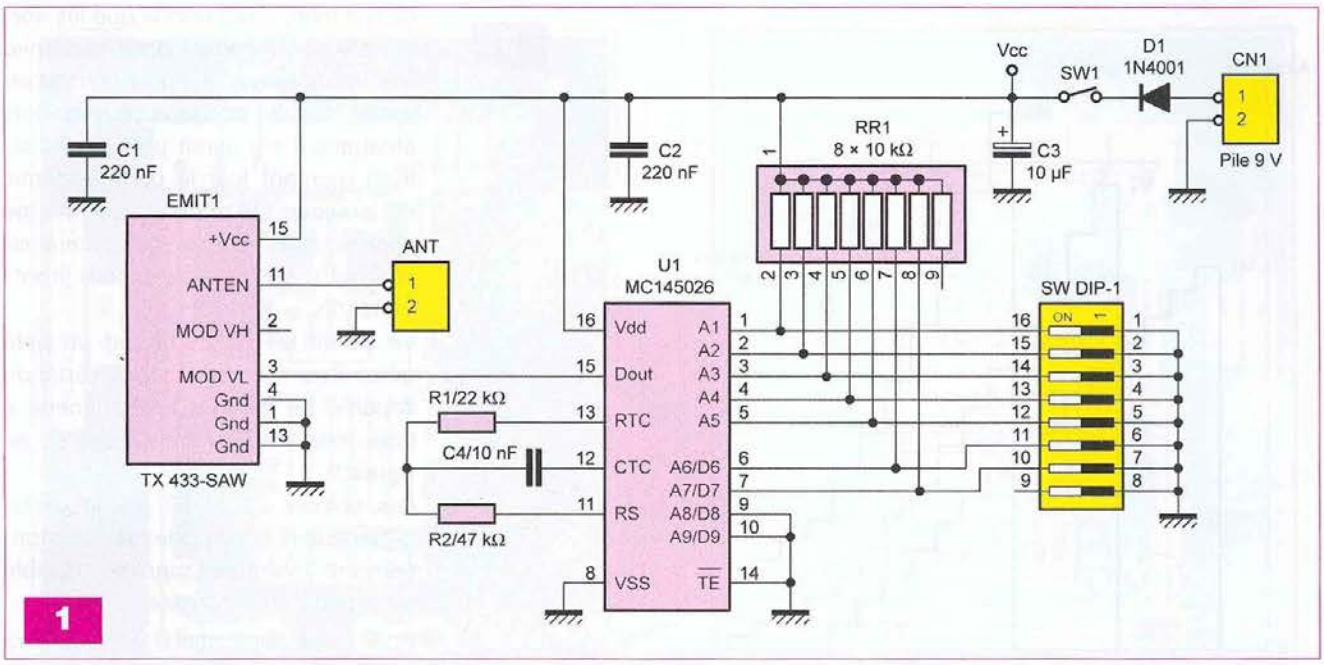
L'énergie emmagasinée par C3 est perdue purement et simplement lorsque SW1 s'ouvre (l'émetteur continue d'émettre pendant quelques millisecondes pour rien, le temps de décharger C3). Ceci explique pourquoi nous avons limité sa valeur à seulement 10 µF.

Avec ce compromis, une simple pile alcaline de 9 V permettra entre deux et trois mille activations de la télécommande si l'utilisateur appuie sur le bouton poussoir moins de deux secondes (pour une température de l'émetteur comprise entre -10 °C et +40 °C).

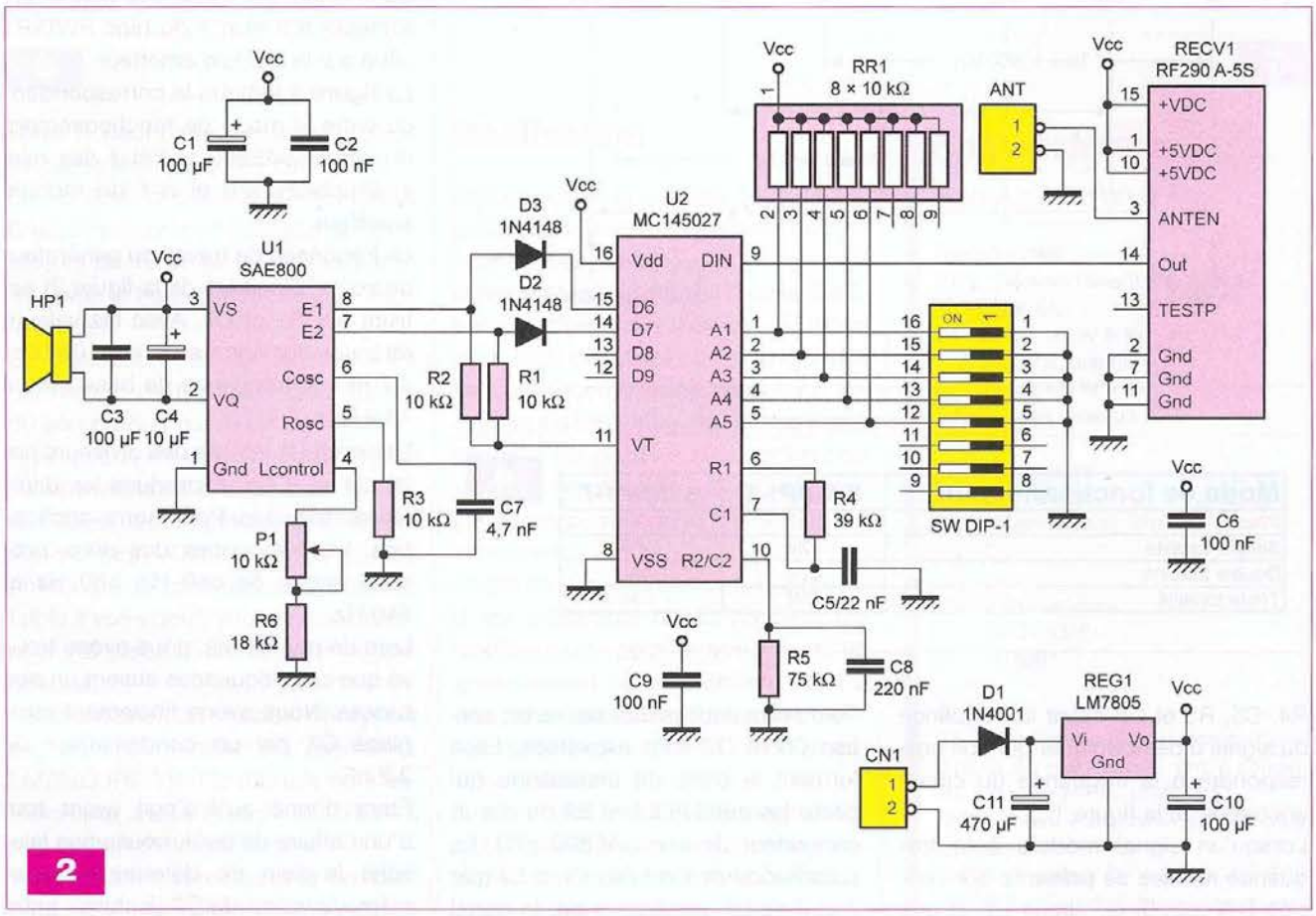
La fréquence de travail du circuit encodeur (U1) est déterminée par la valeur des composants R1, R2 et C4. Pour cette application, nous avons choisi une fréquence de modulation de 2 kHz qui est la limite acceptée par le module HF de transmission.

Les lignes d'adresse et de données du circuit U1 sont pilotées par un bloc de huit mini interrupteurs.

Les lignes A1 à A5 déterminent l'adresse de sélection qui représente le code que le récepteur devra surveiller, tandis que les lignes D6 et D7



1



2

fixent l'état des signaux à transmettre.

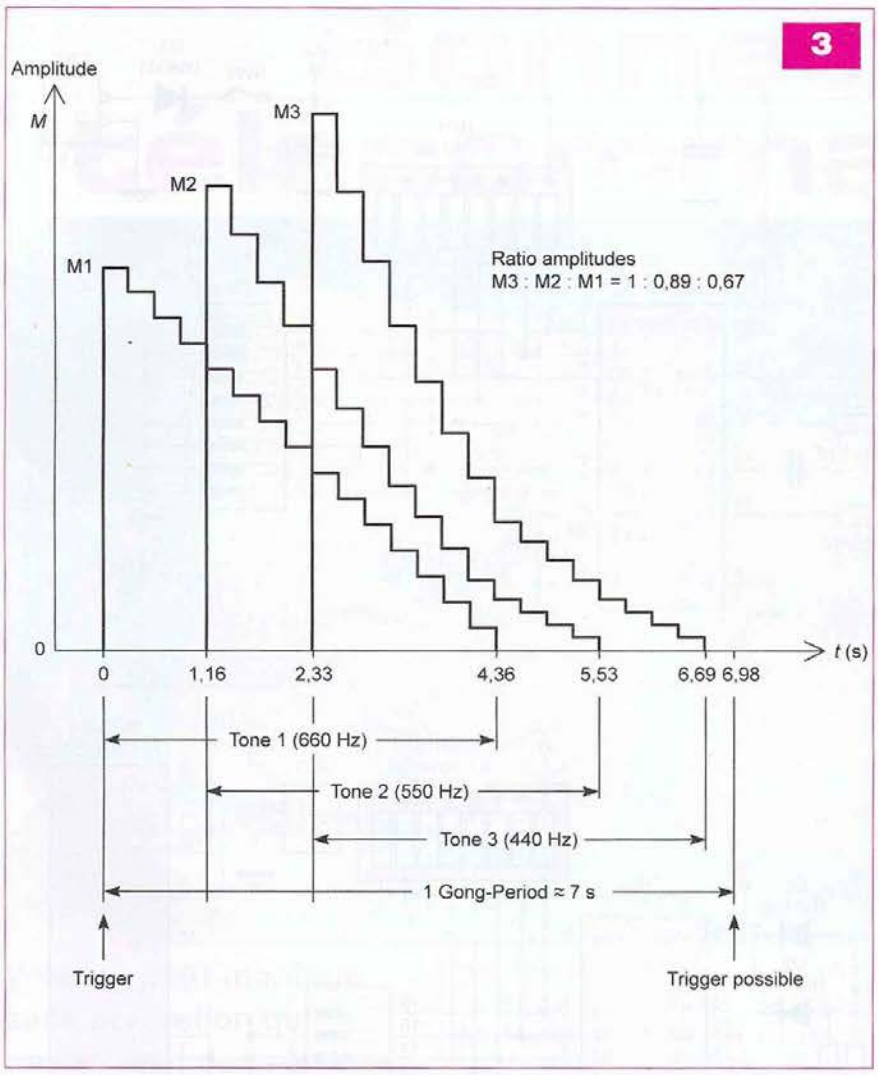
Le signal TE (broche 14 de U1) est figé à la masse, ce qui entraîne un fonctionnement permanent du circuit encodeur U1. C'est volontaire puisque le circuit émetteur ne fonctionne que lorsque que le bouton poussoir SW1 établit le contact.

Le signal modulé (sortie sur la patte 15 de U1) active ensuite l'entrée du module émetteur HF (EMIT1) sur son entrée faible niveau (MOD VL).

Le choix de cette entrée est imposé par la tension de fonctionnement du circuit U1. Dans ce cas de figure, il suffit de laisser l'entrée MOD VH non connectée.

Abordons maintenant le schéma du récepteur reproduit en **figure 2**.

Le signal HF est capté par un module AUREL RF290 A-5S (RECV1) parfaitement adapté pour fonctionner avec le module émetteur. Le signal de sortie (broche 14 de RECV1) pilote le circuit U2 qui se charge de décoder les informations reçues. Les composants



4

Mode de fonctionnement	SWDIP1-6	SWDIP1-7
Position interdite (aucune tonalité)	OFF	OFF
Simple tonalité	ON	OFF
Double tonalité	OFF	ON
Triple tonalité	ON	ON

R4, C5, R5 et C8 fixent la fréquence du signal à démoduler et qui doit correspondre à la fréquence du circuit encodeur de la figure 1.

Lorsqu'un signal modulé à la fréquence requise se présente sur l'entrée DIN (pin 9) du circuit U2 et que l'adresse imposée sur les entrées A1 à A5 correspond à l'adresse véhiculée par le signal, le circuit U2 place les données reçues sur ses sorties D6 à D9. Puis, il active sa sortie VT (broche 11) pour indiquer que le signal reçu est valide. Par sécurité, la sortie VT ne passe à l'état « haut » que lorsque les données reçues ont été confirmées au moins deux fois.

Pour notre application, seules les sorties D6 et D7 sont exploitées. Elles forment le code de commande qui pilote les entrées E1 et E2 du circuit générateur de son SAE800 (U1). La polarisation des entrées E1 et E2 (pin 7 et 8 de U1) est fournie par le signal de sortie VT du circuit décodeur (pin 11 de U2) via les résistances R1 et R2. Les diodes D2 et D3 permettent de transmettre uniquement l'état « bas » des sorties D6 et D7, selon le code fourni par le circuit émetteur. Cette structure permet de provoquer un front montant sur les signaux E1 et E2 lorsque le module émetteur fonctionne (si le code transmis est correct). Sinon, étant donné que les sorties D6 et D7 restent dans le dernier état valide transmis, après un premier appui sur le poussoir du module émetteur, il n'y aurait plus jamais de front montant (car le code transmis est toujours le même), ce qui ne déclencherait plus le générateur de son qui n'est sensible qu'aux fronts montants.

Le circuit U1 (SAE800) est un petit générateur de sons très répandu capable de générer une sonnerie à trois tons, comme cela apparaît en **figure 3**.

Les entrées E1 et E2 de ce circuit déterminent son mode de fonctionnement : simple tonalité, double tonalité ou triple tonalité.

Pour notre application, le mode sera donc défini par l'état des mini interrupteurs n°6 et n°7 du bloc SWDIP1 situé sur le module émetteur.

La **figure 4** indique la correspondance entre le mode de fonctionnement du circuit SAE800 et l'état des mini interrupteurs n°6 et n°7 du module émetteur.

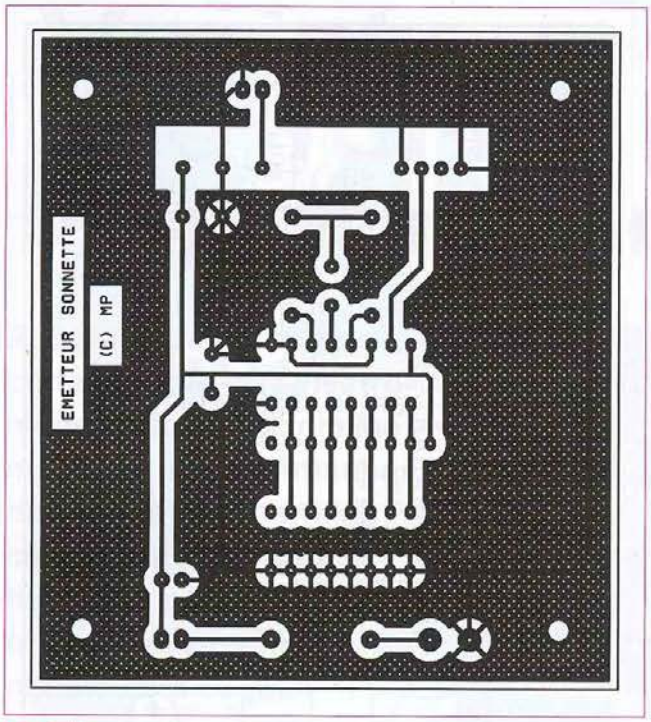
La fréquence de travail du générateur de sons (circuit U1 de la figure 2) est fixée par R3 et C7. Avec les valeurs retenues sur notre schéma (10 kΩ et 4,7 nF), la fréquence de base est de 13,2 kHz.

Le circuit U1 intègre des diviseurs par 20, 24 et 30 pour produire les différentes tonalités. Pour notre application, les fréquences des sons produits seront de 660 Hz, 550 Hz et 440 Hz.

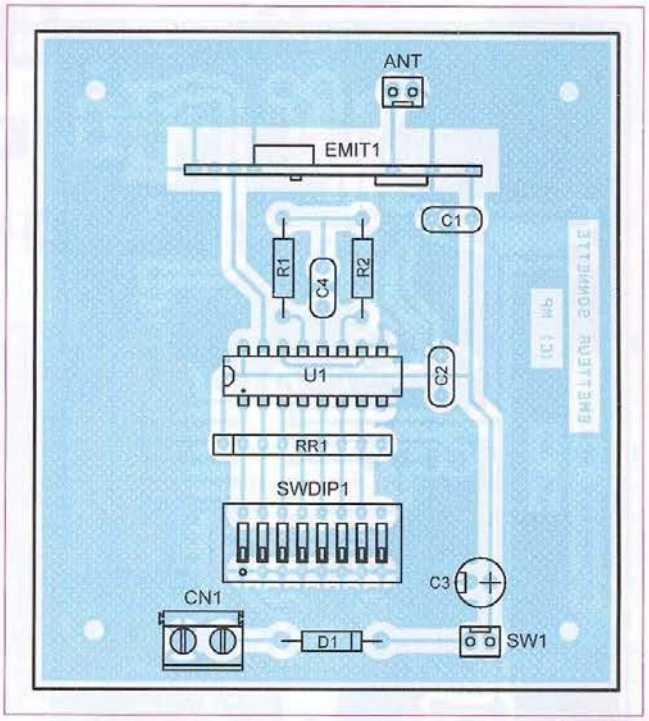
Lors de nos essais, nous avons trouvé que ces fréquences étaient un peu basses. Nous avons finalement remplacé C7 par un condensateur de 2,2 nF.

Étant donné qu'il s'agit avant tout d'une affaire de goût, nous vous laissons le soin de déterminer vous-même la valeur de C7 (à choisir entre 2,2 nF, 3,3 nF ou 4,7 nF).

Le circuit SAE800 (U1) est capable de piloter directement un petit haut parleur de 8 Ω. Cela nous arrange bien puisque nous faisons ainsi l'économie d'un amplificateur. L'étage final de sortie de U1 est un transistor NPN dont le collecteur est relié à la broche 2 (VQ), tandis que l'émetteur est relié à la broche 1 (GND). Dans ces condi-



5



7

tions, le haut parleur doit être polarisé par l'alimentation du circuit U1.
Le schéma d'application du circuit SAE800 préconise l'ajout des condensateurs de 10 µF et 100 nF en parallèle avec le haut-parleur, ce que nous avons fait.
La résistance R6 et l'ajustable P1 permettent de fixer le niveau sonore du son produit par le circuit U1.
Nous avons choisi R6 de façon à limiter la puissance dissipée par U1 (et REG1) en cas d'utilisation intensive du montage. Cependant, si le son produit par le haut-parleur est un peu faible à votre goût, vous pourrez diminuer R6 jusqu'à 10 kΩ sans conséquence.
L'alimentation du module récepteur est articulée autour du régulateur LM7805 (REG1). Ce module sera alimenté par une tension de 12 V qui n'a pas besoin d'être stabilisée.
Vous pourrez faire appel à un petit bloc d'alimentation d'appoint à condition que ce dernier soit capable de fournir au moins 500 mA sous 12 V (les appels de courant du circuit SAE800 peuvent atteindre 700 mA, mais ils seront filtrés par C1, C10 et surtout C11).
Ajoutons que la diode D1 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation (CN1).

Réalisation

Elle nécessite la gravure de deux circuits imprimés de dimensions raisonnables. Les dessins des pistes cuivrées sont reproduits aux **figures 5 à 8**.
Les pastilles sont percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. En ce qui concerne les borniers à vis, les diodes 1N4001 et le régulateur, il faut repercer les pastilles avec un foret de ø1 mm. Percer enfin à 3,2 mm le trou de passage pour la vis de fixation du régulateur.
Avant de graver les circuits imprimés, il est préférable de se procurer les composants pour s'assurer qu'ils s'implantent correctement. Cette remarque concerne particulièrement les connecteurs et les blocs des mini-interrupteurs.
Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'insertion des composants mais soyez attentif au sens des condensateurs et des circuits intégrés.
Le régulateur REG1 peut être plaqué contre un dissipateur thermique. Ce n'est toutefois pas une nécessité, sauf si vous envisagez de faire sonner le montage en permanence pendant de longues minutes.
Les antennes sont réalisées le plus simplement du monde à l'aide d'un fil rigide se terminant par quelques spires à la base (quatre ou cinq spires enroulées sur un mandrin de 4 mm, un foret par exemple). Cependant elles doivent être accordées sur 433 MHz (en quart d'onde), sinon, la

Nomenclature

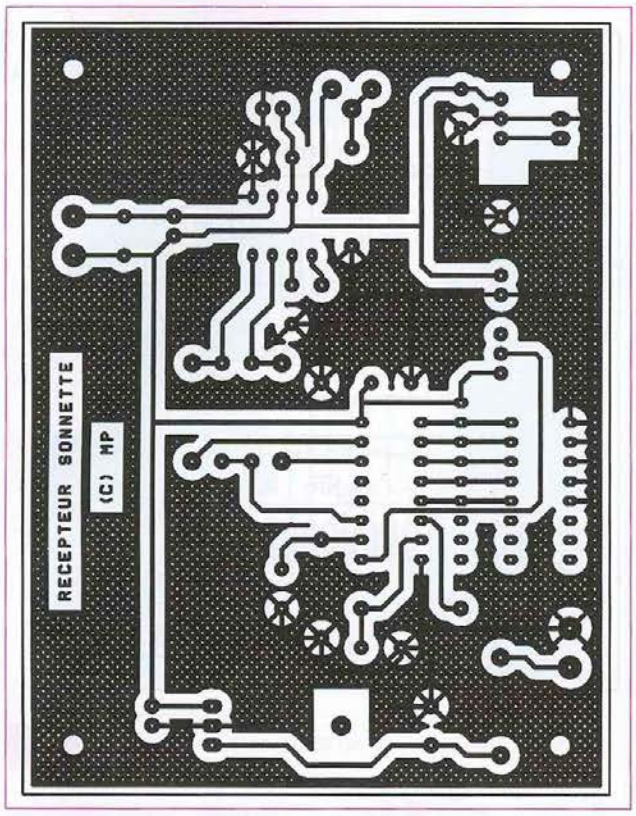
MODULE ÉMETTEUR

Résistances
RR1 : Réseau résistif 8 x 10 kΩ en boîtier SIL
R1 : 22 kΩ 1/4 W 5 % (rouge, rouge, orange)
R2 : 47 kΩ 1/4 W 5 % (jaune, violet, orange)

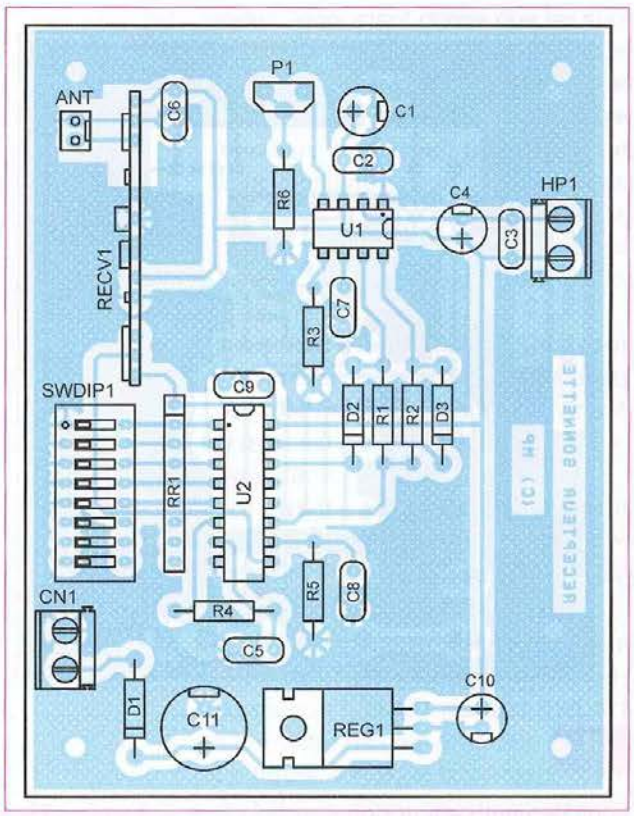
Condensateurs
C1, C2 : 220 nF
C3 : 10 µF/25 V
C4 : 10 nF

Semiconducteurs
U1 : MC145026
D1 : 1N4001

Divers
CN1 : Bornier de connexions à vis, 2 plots, au pas de 5,08 mm, à souder sur circuit imprimé, profil bas
ANT : Antenne accordée sur 433 MHz (cf. texte)
EMIT1 : Émetteur RF Aurel TX 433-SAW
SWDIP1 : Bloc de 8 mini-interrupteurs en boîtier DIL
SW1 : Bornier de connexion à vis, 2 plots, au pas de 5,08 mm, à souder sur circuit imprimé, profil bas et bouton poussoir



6



8

Nomenclature

MODULE RÉCEPTEUR

Résistances 1/4 W 5 %

R1, R2, R3 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R4 : 39 kΩ (orange, blanc, orange)
R5 : 75 kΩ (violet, vert, orange)
R6 : 18 kΩ (marron, gris, orange)
P1 : Ajustable vertical 10 kΩ
RR1 : Réseau résistif 8 x 10 kΩ en boîtier SIL

Condensateurs

C1, C3, C10 : 100 µF
C2, C6, C9 : 100 nF
C4 : 10 µF
C5 : 22 nF
C7 : 4,7 nF
C8 : 220 nF
C11 : 470 µF

Semiconducteurs

U1 : SAE800
U2 : MC145027
D1 : 1N4001
D2, D3 : 1N4148
REG1 : LM7805

Divers

CN1 : Bornier de connexions à vis, 2 plots, au pas de 5,08 mm, à souder sur circuit imprimé, profil bas
ANT : Antenne accordée sur 433 MHz (cf. texte)
HP1 : Bornier de connexions à vis, 2 plots, au pas de 5,08 mm, à souder sur circuit imprimé, profil bas et haut-parleur 8 Ω/2 W
RECV1 : Récepteur RF Aurel RF290 A-5S
SWDIP1 : Bloc de 8 mini-interrupteurs en boîtier DIL

portée de l'émetteur sera déplorable. La longueur d'onde est donnée par la formule suivante :

$$\lambda = c/F$$

où « c » est la vitesse de la lumière, soit environ 300 000 km/s (3.10^8 m/s) et « F » la fréquence du signal HF.

Dans notre cas, une antenne accordée sur λ/4 serait constituée d'un brin rigide de 17 cm, ce qui est un peu long et inutile étant donné l'application finale.

Nos essais ont montré que la portée de la télécommande atteint encore facilement 10 m (récepteur situé derrière une porte d'entrée) avec des antennes accordées sur λ/16, soit un brin de 4 cm seulement (distance mesurée au dessus des spires).

Enfin, il convient de noter que nos circuits imprimés ont été dessinés pour permettre de déporter légèrement l'antenne à l'aide d'un petit câble coaxial adapté pour transporter un signal à 433 MHz. D'où la présence de la masse sur les connecteurs notés « ANT » sur les schémas.

Si, comme nous, vous préférez monter l'antenne directement sur le PCB, ne vous trompez pas et vérifiez bien que vous reliez l'antenne au point chaud (et non à la masse).

Normalement, après avoir choisi le code d'adresse des deux platines (défini par la position des mini interrupteurs 1 à 5), l'utilisation de ce montage doit être immédiate dès sa mise sous tension.

Si jamais la sonnerie ne fonctionnait pas en activant le bouton poussoir du module émetteur, vérifier que les mini-interrupteurs des deux platines sont bien respectivement dans la même position. Vérifier également que les interrupteurs 6 et 7 du module émetteur ne sont pas fermés tous les deux (position interdite, voir la figure 4).

Le code d'adresse peut être choisi de façon totalement arbitraire, le risque d'une collision avec des télécommandes HF équipées d'un circuit MC145026 étant très faible.

En effet, pour que cela ce produise, il faudrait qu'une télécommande HF utilisant une porteuse de 433 MHz modulée en amplitude, se servant de la même fréquence de modulation et réglée sur le même code d'adresse que votre montage, se situe dans un environnement très proche de chez vous.

Si jamais cela ce produisait quand même, vous pourriez tout simplement choisir un autre code d'adresse (ce jour-là, pensez aussi à jouer au Loto, on ne sait jamais !).

P. MORIN

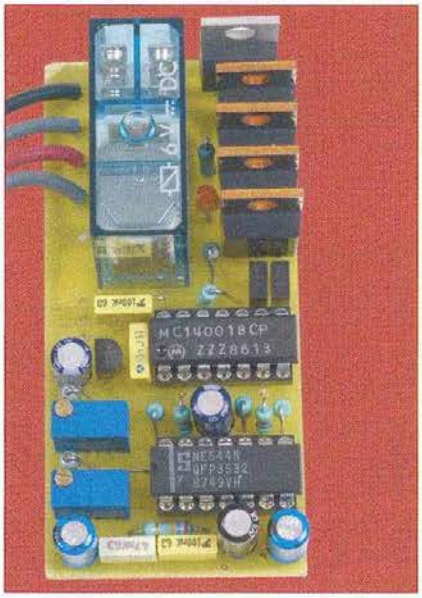
Variateur de vitesse de forte puissance pour modélisme

Pour les nostalgiques de cette époque où l'électronique était une discipline magique, nous continuons de faire revivre certains circuits intégrés très fiables et performants, malheureusement obsolètes à ce jour. Nous prenons soin de sélectionner des circuits encore disponibles en grande quantité et offrant les applications les plus attrayantes. Ainsi, ce troisième article est-il consacré au NE544.

Le circuit intégré NE544 renferme toute l'électronique pour gérer et commander un servomoteur de modélisme. La **figure 1** donne le schéma interne de ce composant par blocs de fonctions.

Le NE544 a souvent été utilisé comme base afin d'élaborer des variateurs de vitesse pour moteurs à courant continu destinés à mouvoir tous types de véhicules radiocommandés (voitures, bateaux, avions, chars, etc.). Le courant « supporté » constituait le problème majeur. Il était limité à un maximum de 10 A (30 A dans le meilleur des cas), compte tenu de la technologie de l'époque faisant appel à des transistors de puissance bipolaires.

Notre schéma se veut au « goût du jour », mettant à profit la haute qualité des transistors MOS-FET. Il en découle un variateur pouvant allègrement dépasser la centaine d'ampères sans dissipateur thermique.



Actuellement, il est possible de trouver des schémas pour de tels appareils, mais ils nécessitent, soit un microcontrôleur accompagné du programmateur adéquat et de l'ordinateur pour l'utiliser, soit une pléthore de circuits logiques prenant place sur un imposant circuit imprimé.

Notre montage se contente d'une toute petite platine parfaitement compatible avec le modélisme. Vous trouverez, dans ce même numéro d'*Électronique Pratique,* la réalisation d'un petit testeur de servomoteurs afin de s'affranchir de l'ensemble de radiocommande pour les essais.

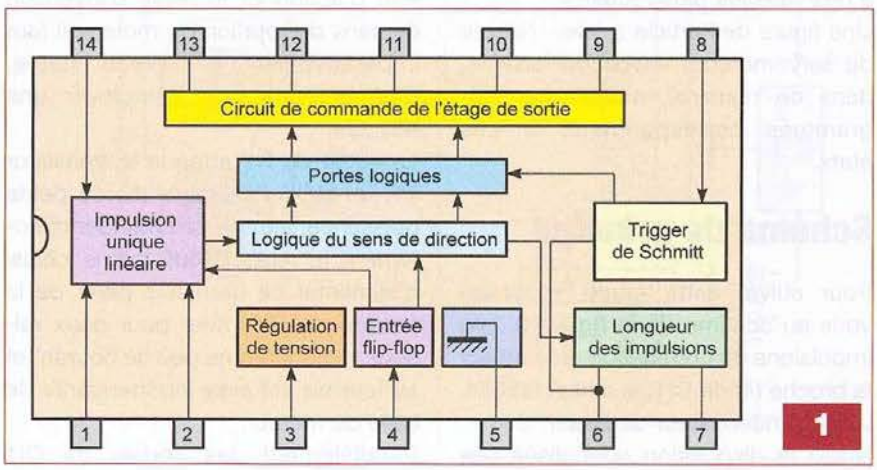
Rappels sur les signaux de commandes

Pour faire varier électroniquement la vitesse d'un moteur à courant continu, il existe deux principales techniques.

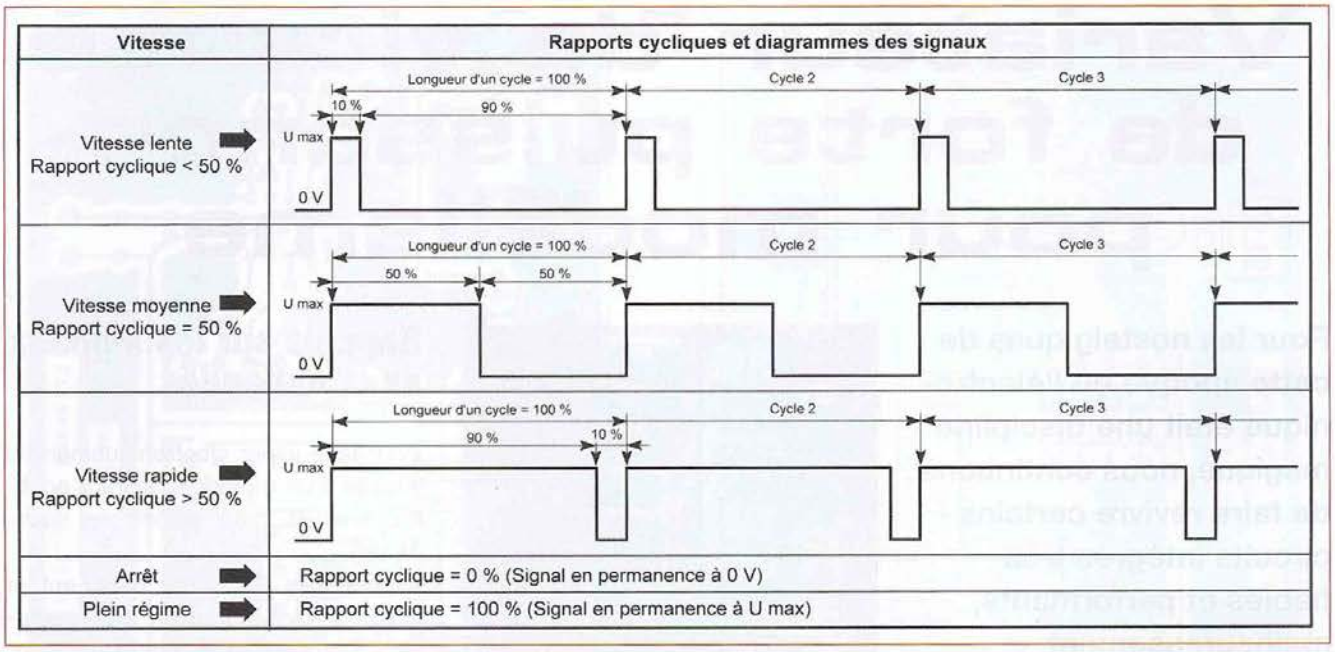
La première fait varier purement et simplement sa tension d'alimentation. Cette solution, bien que fonctionnelle, présente plusieurs inconvénients : perte de couple à bas régime, démarrage parfois brutal à une vitesse éloignée de l'arrêt, effet joule important car l'énergie superflue est dissipée par les composants (plus le moteur tourne lentement, plus les transistors de puissance chauffent).

La seconde, bien plus efficace, consiste à envoyer des impulsions à une fréquence suffisamment élevée pour ne pas gêner la rotation du moteur. La tension d'alimentation reste maximale durant le temps de l'impulsion, il suffit de faire varier sa durée. On appele cette technique la « MLI » (Modulation en largeur d'impulsions) ou « PWM » (en anglais).

Nous parlons de rapport cyclique exprimé en pourcentage. Voyons un exemple : avec un rapport de 10 %, le moteur n'est alimenté que durant 10 % du cycle et reste au repos pendant 90 %. Il tourne donc lentement.



1



2

Sur le même principe, à 50 %, il se trouve à une vitesse moyenne, alors qu'à 90 % il atteint presque sa vitesse maximale.

La **figure 2** illustre bien ce principe.

Cette technique ne présente aucun des inconvénients de la méthode précédente car les transistors de puissance fonctionnent comme de simples interrupteurs électroniques. Nous utilisons cette pratique sur notre variateur.

En radiocommande, il existe un protocole pratiquement universel pour commander un servomoteur ou un variateur de vitesse.

Une impulsion de durée variable (entre 1 ms et 2 ms) est envoyée toutes les 20 ms (50 Hz).

Pour un variateur de vitesse, 1 ms correspond à la marche arrière maximale, 1,5 ms arrête le moteur et 2 ms active l'allure maximale en avant.

Les valeurs intermédiaires équivalent à des vitesses plus réduites.

Une figure de l'article sur le « testeur de servomoteurs » (voir par ailleurs, dans ce numéro), montre les diagrammes correspondants à ces états.

Schéma de principe

Pour suivre cette étude, reportez-vous au schéma de la **figure 3**. Les impulsions de commande arrivent sur la broche (4) de CI1, le circuit NE544, via le condensateur de liaison C1.

Notez la disposition normalisée des fils sur le connecteur : le positif de l'alimentation au centre protège les circuits d'une inversion de sens. En effet, il n'y a aucun risque si l'entrée est raccordée à la masse.

Le circuit CI1 nécessite peu de composants périphériques. La résistance ajustable AJ1 détermine la course ou la vitesse maximale du moteur. La résistance R1 joue sur la butée haute de ce paramètre. Il est possible de la réduire jusqu'à 470 Ω pour diminuer plus encore l'allure rapide. Le réglage de la résistance ajustable AJ2 définit la position du neutre, c'est-à-dire la plage d'arrêt.

Les sorties (A) et (B) de CI1 commandent les portes logiques « NON-OU » N1 et N2 montées en bascule « RS ». Les signaux de sortie ne présentent pas un état stable fixe, mais des trains d'impulsions pour commander l'étage de puissance, comme nous l'avons vu précédemment.

Afin d'actionner le relais d'inversion de sens de rotation du moteur, il faut impérativement un niveau stable, d'où la nécessité d'employer une bascule.

La sortie de N2 attaque le transistor T1, un MOS-FET canal (N) de petite puissance, afin de commander directement le relais. Nous avons choisi d'alimenter ce dernier à partir de la tension du récepteur pour deux raisons : il consomme peu de courant et sa tension est ainsi indépendante de celle du moteur.

Parallèlement, les sorties de CI1 commandent la porte logique « NON-OU » N3 afin de prendre en compte tout signal de sortie. Par sécurité, les condensateurs C6 et C7 de faible valeur sont montés sur les entrées.

La porte logique « NON-OU » N4, via le réseau « RC » formé de R9 et C8, inverse l'état de sortie de N3 pour attaquer les quatre transistors T2 à T5 de forte puissance à travers la résistance R10. Les contacts du relais RE1 commutent les deux sens de rotation du moteur en inversant les polarités. Il va de soi que ce basculement ne doit pas se faire brutalement, à pleine puissance, les contacts du relais ne supportant que 8 A.

Nous avons prévu quatre condensateurs « CX » d'antiparasitage facultatifs, à souder sous le circuit imprimé.

La diode D1 est un modèle « hyper rapide » de puissance, elle joue un rôle de protection contre les courants de retour. La Del visualise la vitesse du moteur. Bien utile lors de la procédure de réglage, elle est limitée en courant par la résistance R11.

Pour anticiper les demandes de nos lecteurs, nous avons prévu la possibilité d'alimenter l'étage de commande et le récepteur à partir de la batterie du moteur, par le biais du régulateur CI3 à faible chute de tension interne. Toutefois, notre expérience nous le confirme, il est préférable de conserver les deux batteries séparées pour une meilleure immunité aux parasites et de ne pas câbler ce composant sans profiter de cette fonction.

À propos des transistors de puissance

Le choix de T2 à T5 est important. Il s'agit de MOS-FET canal (N) à « commande logique » supportant chacun une puissance de 180 W, un courant permanent de 116 A et des impulsions de 400 A ! La résistance interne « RDS(on) de 0,009 Ω permet d'atteindre ces performances. Il va de soi qu'il s'agit là de valeurs maximales à ne pas dépasser. Prenez bien en compte ces paramètres si vous devez choisir un équivalent.

Dans la pratique, nous avons câblé quatre transistors en parallèle. Nous utilisons une batterie de 7,2 V, ce qui nous donne, d'après la notice des caractéristiques du IRL2203, une résistance interne RDS(on) d'environ 0,009 Ω.

Calculons, selon la loi d'Ohm, la chute de tension (V) pour la jonction « Drain – Source », pour un courant de 36 A par transistor.

$\Delta V = R_{DS(on)} \times I$

soit : $\Delta V = 0{,}009 \times 36 = 0{,}324$ V

Voyons maintenant la puissance dissipée par chaque transistor.

$P = \Delta V \times I$

soit : $P = 0{,}324 \times 36 = 11{,}66$ W

Chacun de ces composants étant capable de supporter une puissance maximale de 180 W, il n'est pas nécessaire de les équiper d'un dissipateur thermique pour 11,6 W !

Déterminons enfin l'intensité que notre variateur peut supporter sans aucun problème.

I (max) = Nb (trans) x I

soit : I (max) = 4 x 36 = 144 A

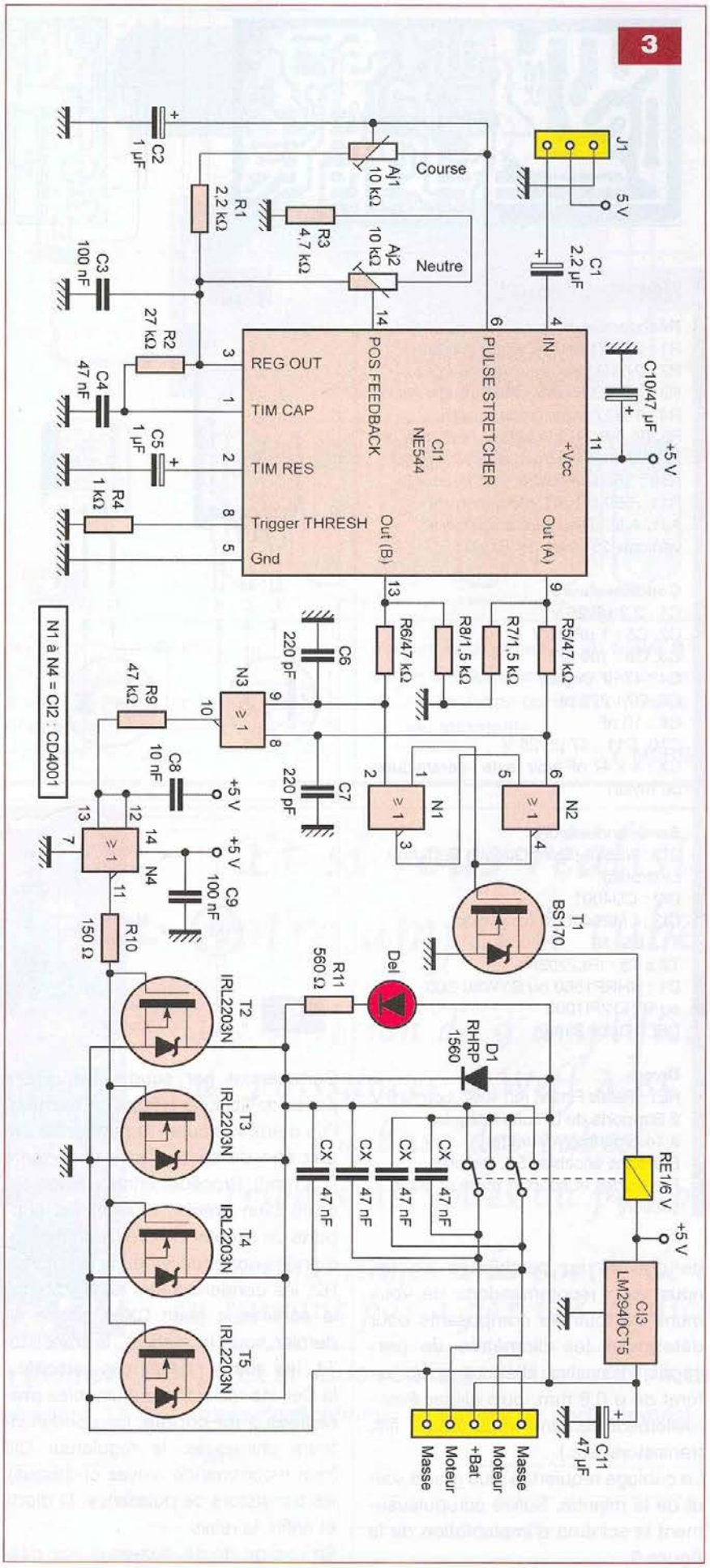
Avec une telle marge de sécurité, il vous est même permis de faire des petites pointes à 200 A ou 250 A.

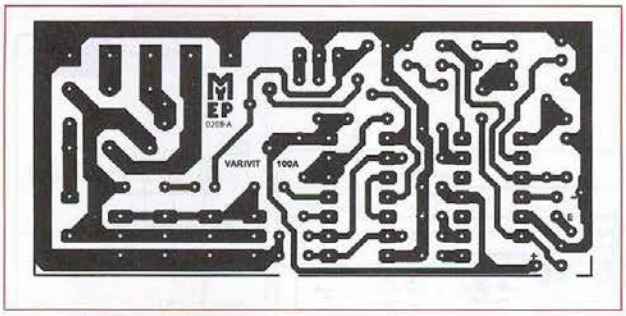
Tout est conditionné ensuite par la batterie, la section des fils, celle des pistes du circuit imprimé, etc.

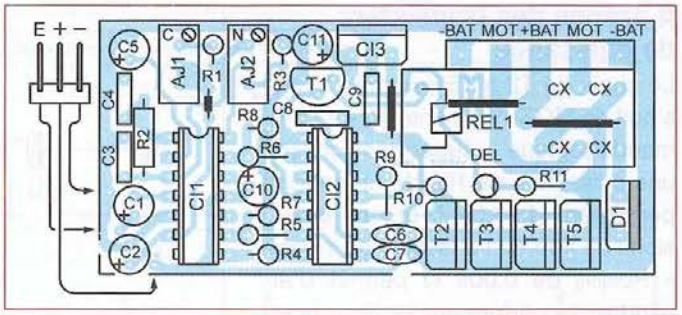
Réalisation

Notre variateur tient sur un circuit imprimé de dimensions réduites, soit : 71 mm x 33 mm. Pour cette raison, la plupart des résistances sont montées verticalement. Le dessin du typon est donné en **figure 4** en vue de son transfert par la méthode photographique.

Après les opérations de révélation et







Nomenclature

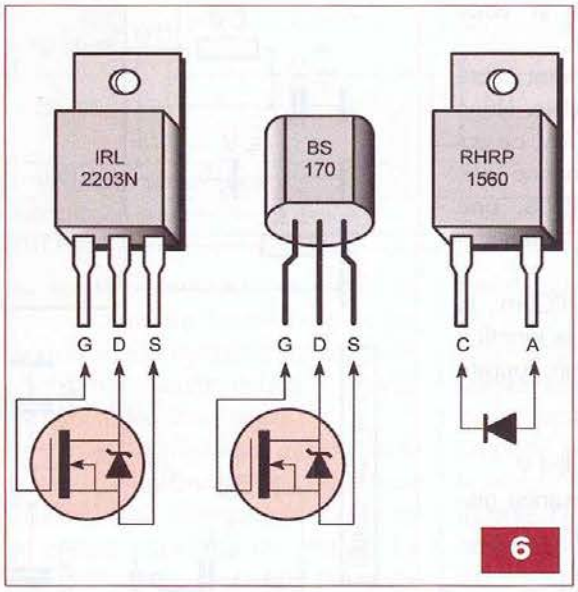
Résistances 5 %
R1 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R2 : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
R3 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R4 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R5, R6, R9 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R7, R8 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R10 : 150 Ω (marron, vert, marron)
R11 : 560 Ω (vert, bleu, marron)
AJ1, AJ2 : Résistance ajustable verticale 25 tours de 10 kΩ

Condensateurs
C1 : 2,2 µF/25 V
C2, C5 : 1 µF/25 V
C3, C9 : 100 nF
C4 : 47 nF (mylar)
C6, C7 : 220 pF
C8 : 10 nF
C10, C11 : 47 µF/25 V
CX : 4 x 47 nF (voir texte : céramiques ou mylar)

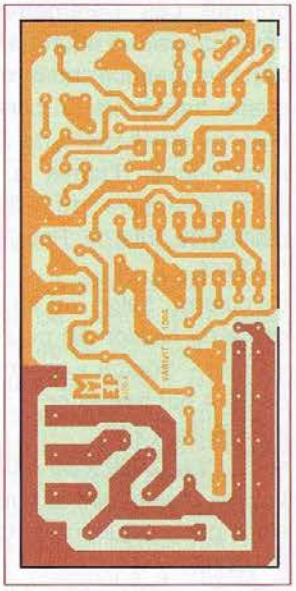
Semiconducteurs
CI1 : NE544 (Saint Quentin Radio ou Lextronic)
CI2 : CD4001
CI3 : LM2940CT5 (voir texte)
T1 : BS170
T2 à T5 : IRL2203N
D1 : RHRP1560 ou BYW80-200 ou BYT12PI1000
DEL : Del ø 3 mm

Divers
RE1 : Relais Finder, ref. 4052, bobine 6 V
2 Supports de circuits intégrés à 14 broches (voir texte)
Barrettes sécables SIL femelles
Fils rigides et souples (forte et faible section)

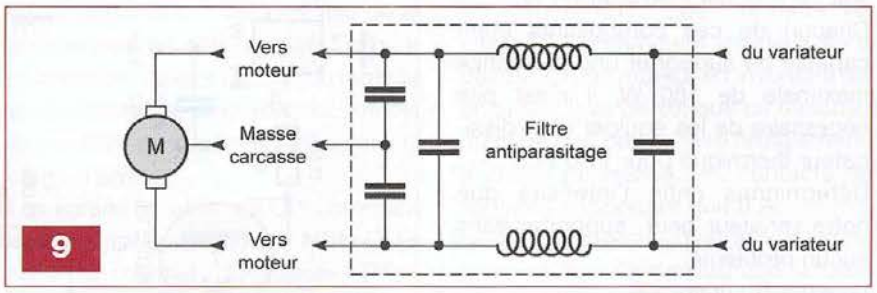
4



7



5



de gravure au perchlorure de fer, nous vous recommandons de vous munir de tous les composants pour déterminer les diamètres de perçages. Travailler d'abord avec un foret de ø 0,8 mm, puis aléser éventuellement certains trous (relais, fils, transistors, etc.).

Le câblage requiert le plus grand soin et de la minutie. Suivre scrupuleusement le schéma d'implantation de la **figure 5**.

Commencer par souder les quatre ponts de liaisons (straps). **Attention,** l'un d'eux véhicule « la puissance » et doit être de section plus importante (1,5 mm²). Procéder ensuite selon cet ordre bien précis : souder les supports de circuits intégrés (non recommandés en modélisme), la résistance R2, les condensateurs au mylar et à la céramique (sauf CX à câbler en dernier sous la platine), le transistor T1, les autres résistances verticales, la Del, les résistances ajustables **préréglées à mi-course**, les condensateurs chimiques, le régulateur CI3 (non recommandé, voyez ci-dessus), les transistors de puissance, la diode et enfin, le relais.

En cas de doute, fiez-vous aux dessins des brochages de la **figure 6**.

Notre variateur ayant la capacité de commander de puissants moteurs, il est indispensable de renforcer certaines pistes cuivrées soumises, de ce fait, à un fort courant.

Le dessin de la **figure 7** montre, en couleur plus foncée, les zones à surcharger en soudure afin de leur donner une section adéquate.

Confectionner le cordon d'entrée en fils fins très souples et en respectant le brochage du connecteur constitué de trois broches de barrette SIL mâles sécables.

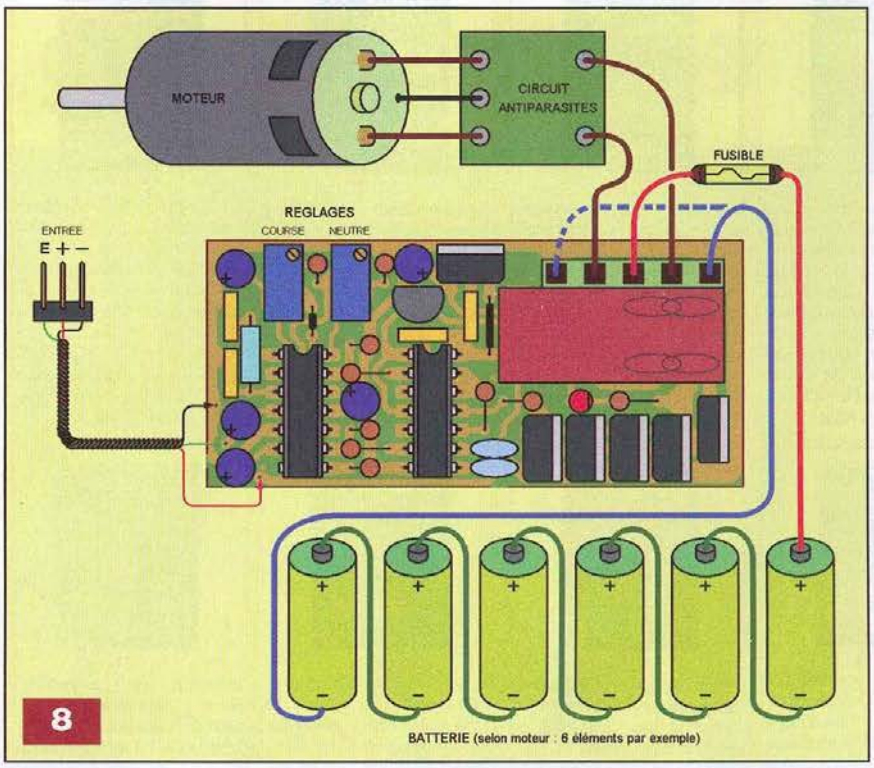
Bien isoler les soudures à l'aide de gaines thermo-rétractables.

Le connecteur de sortie, si vous en soudez un, propose la masse sur les

deux bornes extrêmes. Cette particularité permet d'inverser le sens de rotation du moteur en retournant simplement le connecteur.

Dès le montage terminé, contrôler avec soin l'état des pistes du circuit imprimé, la valeur et le sens des composants polarisés. Effectuer les câblages périphériques en s'aidant du plan détaillé de la **figure 8**, sans oublier l'indispensable fusible correctement calibré (selon le courant du moteur). Pour procéder aux réglages, nous vous recommandons d'utiliser un testeur de servomoteurs tel que celui décrit dans ce numéro, en lieu et place du récepteur.

Dans un premier temps, ne pas raccorder le moteur, mais prendre garde de ne pas provoquer un court-circuit avec ses fils. Positionner le potentiomètre du testeur au neutre à l'aide d'un servomoteur du commerce, par exemple. Mettre sous tension et ajuster délicatement AJ2 pour « chercher » le neutre (courte plage où la led du variateur s'éteint). Régler ensuite la course maximale en avant ou en arrière en agissant sur AJ1. Puis, relier le moteur et vérifier qu'il tourne comme prévu.



8

Il est préférable de prévoir un filtre d'antiparasitage intercalé entre le moteur et le variateur. À titre d'information, nous donnons en **figure 9** le schéma théorique de l'un d'entre eux, mais il en existe dans le commerce à un prix abordable.

Y. MERGY

Et si vous réalisiez votre ampli à tubes...

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

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

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

France : 30 € Union européenne : 32 € Autres destinations : 33 € (frais de port compris)

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

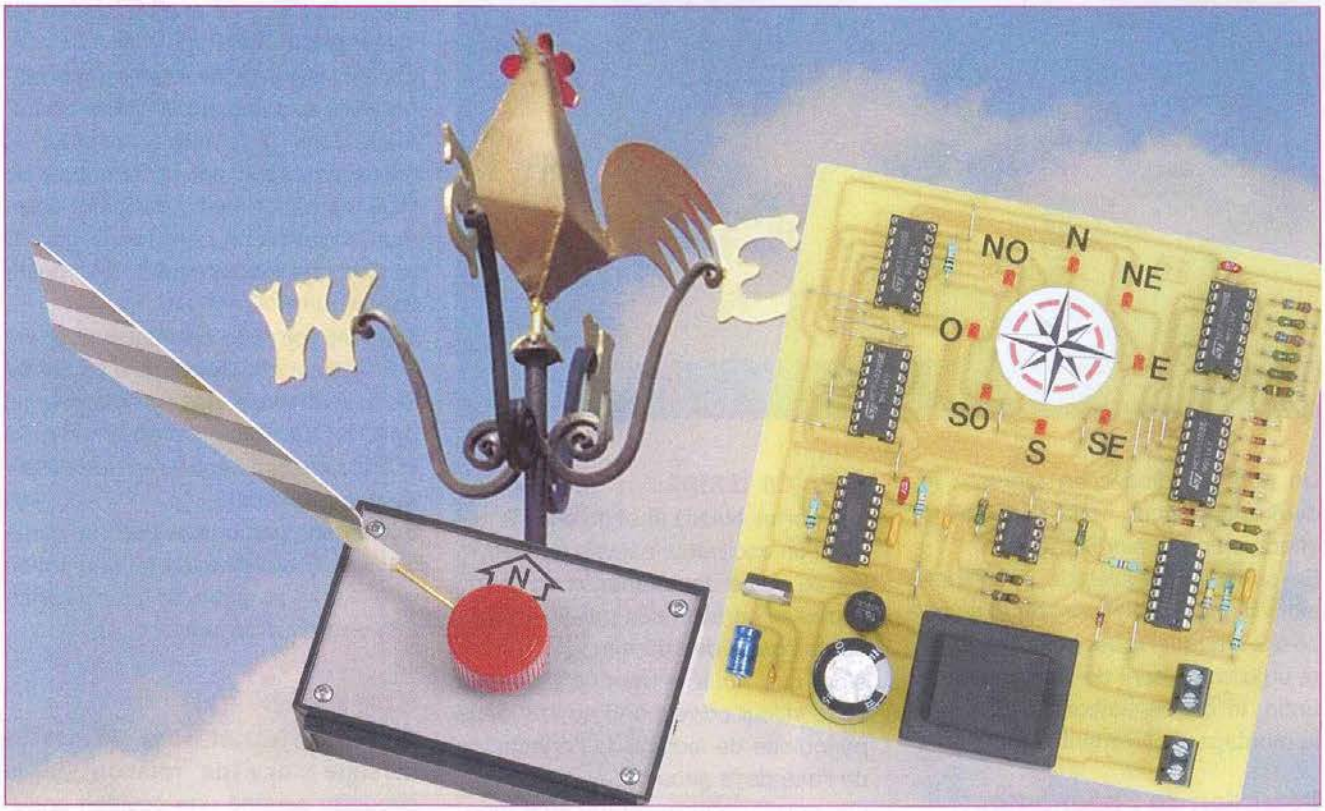
Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Tél. ou e-mail : _____

Je vous joins mon règlement par : ❒ chèque ❒ virement bancaire *(IBAN : FR76 3005 6000 3000 3020 1728 445/BIC : CCFRFRPP)*

A retourner accompagné de votre règlement à : TRANSOCÉANIC 3, boulevard Ney 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80

Une girouette



La direction du vent a une influence déterminante dans les prévisions météorologiques. Aux temps les plus reculés, les paysans de nos campagnes se basaient sur ce paramètre avant de planifier leur programme de travail. Semailles, moissons, fenaisons et récoltes diverses étaient souvent décidées suite à l'observation de l'évolution du sens du vent.

La girouette qui, par ailleurs, pouvait avoir des configurations diverses, à l'image du coq trônant sur le clocher des églises de nos villages, faisait l'objet de consultations fréquentes. Nous vous proposons une version électronique de cet utile indicateur.

Principe

Pour réaliser la détection de la direction du vent, nous faisons appel au traditionnel aileron vertical tournant autour d'un axe, lui-même vertical. Celui-ci entraîne, en bout d'arbre, un aimant permanent qui se déplace dans un plan horizontal, au-dessus d'un jeu de huit ILS (Interrupteurs à lames souples) disposés circulairement sur les 360° de la rose des vents. De ce fait, ils délimitent les directions suivantes : NORD, NORD-EST, EST, SUD-EST, SUD, SUD-OUEST, OUEST ET NORD-OUEST.

Jusqu'ici, rien de bien novateur. On pourrait même croire, en première réflexion, que chaque ILS pourrait commander l'allumage d'une led indiquant ainsi, à distance, la direction du vent.

En réalité, les choses ne sont pas aussi simples. En effet, il est pratiquement impossible de les disposer de manière à ce que l'ouverture des contacts d'un ILS donné corresponde exactement à la fermeture de l'ILS suivant, si le vent venait à tourner. Pour une position angulaire critique donnée, correspondant à la bissectrice de l'angle formé par deux directions voisines, on aboutirait forcément à l'un des deux cas indésirables suivants :

- L'allumage de deux leds correspondant à deux orientations voisines
- Aucun allumage de led

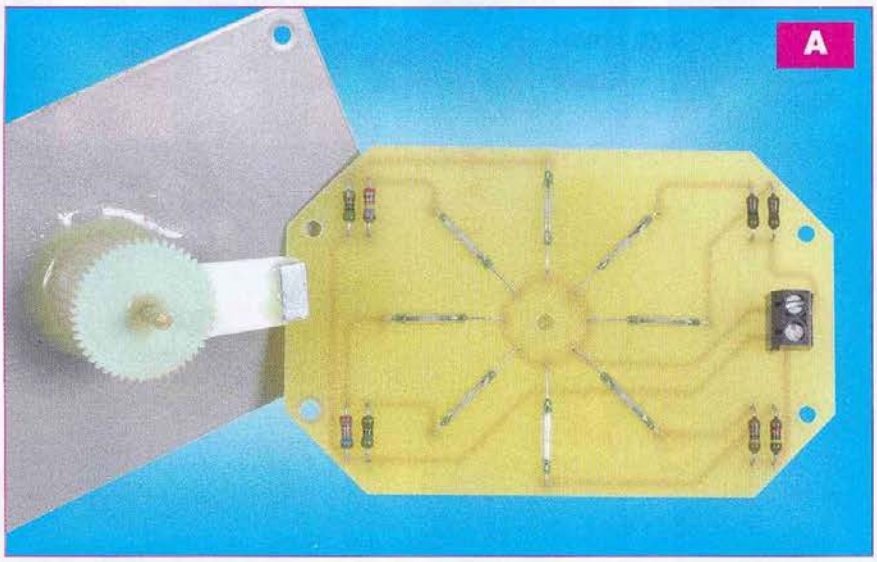
Toutefois, la logique électronique que nous développerons dans les paragraphes suivants résoudra ce problème.

Mais l'électronique peut également apporter une simplification supplémentaire : celle de ne nécessiter qu'une seule paire de fils de liaisons entre le boîtier « capteur » et le boîtier « indicateur ».

Fonctionnement

Alimentation

L'alimentation du montage est très classique. L'énergie est fournie par le secteur à travers un transformateur délivrant, sur son enroulement secondaire, une tension alternative de 12 V (**figure 1**).



Un pont de diodes en redresse les deux alternances et la capacité C1 effectue un premier filtrage.
En sortie du régulateur, on dispose alors d'un potentiel continu et stabilisé à 9 V, auquel la capacité C2 apporte un complément de filtrage.
Enfin, le condensateur C3 découple le montage de l'alimentation.

Détection de l'orientation de la girouette

La rotation de l'axe de la girouette a pour effet de déplacer un aimant permanent au-dessus de huit ILS, également répartis et disposés en cercle (**photo A**).
De ce fait, l'angle formé par deux ILS voisins a une valeur de 45°.
Dans le cas général, une orientation donnée de la girouette se traduit par la fermeture d'un ILS. Il en résulte l'insertion d'une résistance dont la valeur est particulière à chaque ILS, dans un circuit dont l'origine est le « plus » de l'alimentation, la diode D9, R10 et R12. La cathode de D9 est reliée à l'entrée « non inverseuse » du comparateur (I) de IC1. Le point commun de R10 et de R12 est en relation avec l'entrée « inverseuse » du comparateur (II). Restons-en là pour le moment. Nous reviendrons ultérieurement sur le rôle précis de ces deux comparateurs.
Notons également que, par convention, nous avons affecté l'ILS n°1 à l'orientation « NORD », l'ILS n°2 au « NORD-EST » et ainsi de suite pour terminer avec l'ILS n°8 correspondant au « NORD-OUEST ».

Base de temps

Les portes NAND (I) et (II) de IC2 forment un oscillateur astable qui délivre sur sa sortie des créneaux de forme carrée et caractérisés par une période de l'ordre de 100 ms.
Ainsi que nous le verrons plus loin, cette valeur correspond au 1/8e de la périodicité de lecture de l'orientation de l'axe de la girouette.
Les portes NOR (III) et (IV) sont montées en trigger de Schmitt dont la sortie délivre des créneaux aux fronts ascendants et descendants, davantage verticaux afin de les rendre plus aptes à attaquer l'entrée de comptage du compteur IC4 placé en aval.

Séquenceur

Le compteur IC4 est un CD 4029. Il a fait l'objet d'une description détaillée dans le n°313 d'*Électronique Pratique* (février 2007).
Dans la présente utilisation, il fonctionne simplement comme compteur binaire en base décimale.
Ses sorties Q1, Q2, Q3, et Q4 évoluent au rythme des fronts montants des créneaux présentés sur son entrée « Clock ».
Elles sont en relation avec les entrées de IC6, un CD 4028, c'est-à-dire un décodeur BCD/décimal.
Au fur et à mesure de l'avance du compteur, l'état « haut » se déplace successivement sur les sorties S0, S1, S2 et ainsi de suite.
Lorsque l'état « haut » aboutit à la sortie S8 en relation avec l'entrée « Preset Enable » de IC4, ce dernier est aussitôt remis à zéro. En définitive, la séquence continue de comptage comporte huit positions indéfiniment renouvelées.
Chaque sortie de IC6 est en relation avec une diode et une résistance de valeur particulière.
En fait, les valeurs retenues correspondent exactement à celles contenues dans le boîtier « capteur », mises en circuit par la fermeture de l'ILS correspondant. Leur point commun aboutit à un pont formé par R9 et R11, respectivement de même valeur que R10 et R12.
Le point commun des résistances R1 à R8 issues de IC6 est relié à l'entrée « non inverseuse » du comparateur (II) de IC1. Quant au point commun à R9 et R11, il rejoint l'entrée « inverseuse » du comparateur (I).
Également par convention, la sortie S0 de IC6 est affectée à l'orientation « NORD », la sortie S1 au « NORD-EST » et ainsi de suite.

Mise en évidence de l'orientation de la girouette

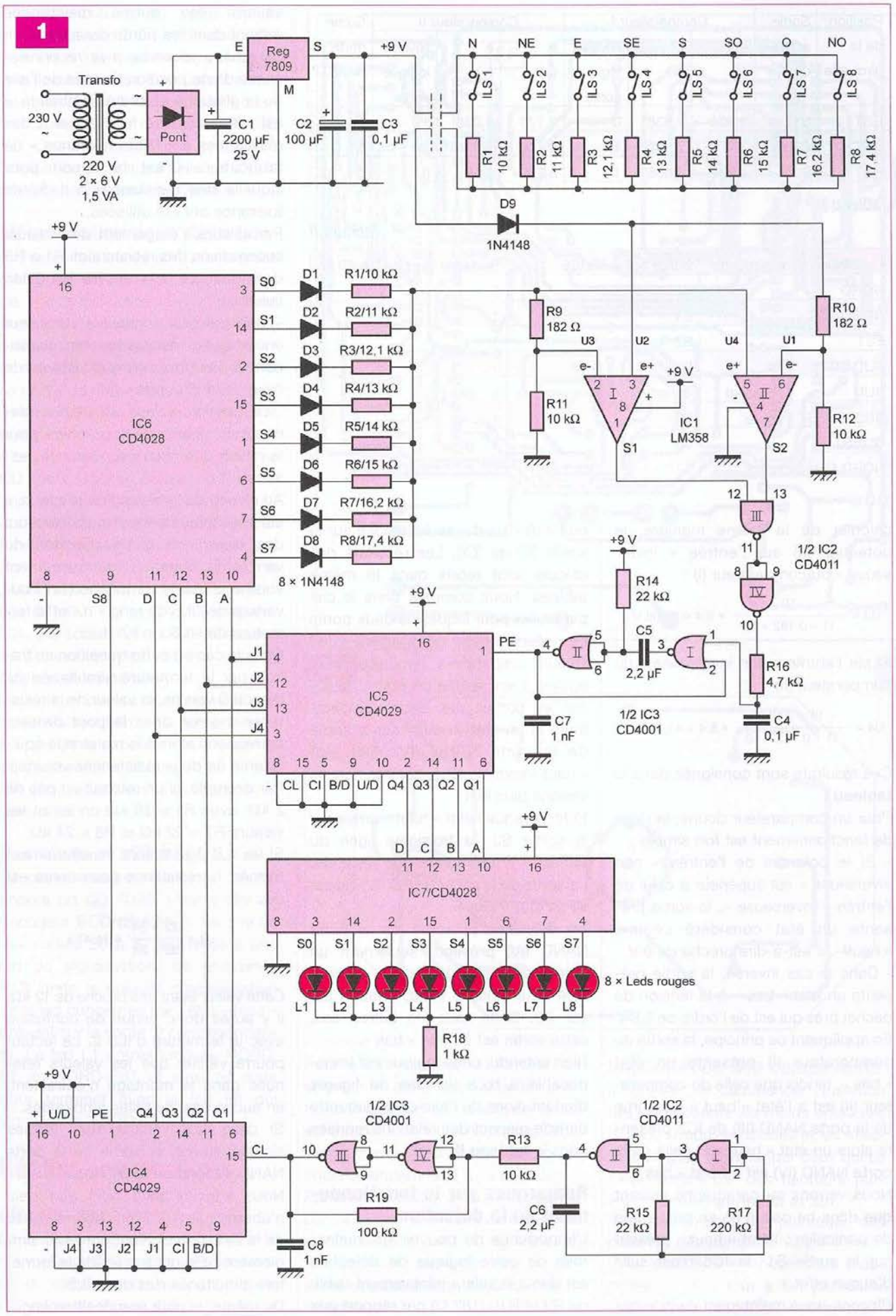
Lorsque l'axe de rotation de la girouette occupe une position angulaire donnée sur le plan de la rose des vents, il convient de détecter cette position sans ambiguïté.
À titre d'exemple, prenons le cas où le vent provient de l'EST.
Dans ce cas, c'est l'ILS n°3 qui est fermé. Étant donné la présence de la diode D9 qui introduit dans le circuit une chute de tension de 0,6 V, pour les calculs, tout se passe comme si le potentiel positif n'était plus que de 8,4 V.
On peut alors déterminer le potentiel U1 appliqué à l'entrée « inverseuse » du comparateur (II).

$$U1 = \frac{10}{12{,}1 + 0{,}182 + 10} \times 8{,}4 = 3{,}770\ \text{V}$$

De même pour l'entrée « non inverseuse » du comparateur (I) :

$$U2 = \frac{10 + 0{,}182}{12{,}1 + 0{,}182 + 10} \times 8{,}4 = 3{,}838\ \text{V}$$

Pendant ce temps, l'ensemble compteur-décodeur IC4/IC6 poursuit inlassablement son cycle.
Lorsque l'état « haut » atteint la sortie S1, correspondant par convention au NORD-EST, c'est-à-dire la position précédant l'EST, il est possible de


1
Transfo
230 V
220 V
2 × 6 V
1,5 VA
Pont
C1
2200 µF
25 V
Reg
7809
E
S
M
C2
100 µF
C3
0,1 µF
+9 V
N
NE
E
SE
S
SO
O
NO
ILS 1
ILS 2
ILS 3
ILS 4
ILS 5
ILS 6
ILS 7
ILS 8
R1 10 kΩ
R2 11 kΩ
R3 12,1 kΩ
R4 13 kΩ
R5 14 kΩ
R6 15 kΩ
R7 16,2 kΩ
R8 17,4 kΩ
D9
1N4148
IC6
CD4028
S0
S1
S2
S3
S4
S5
S6
S7
S8
D
C
B
A
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D8
R1/10 kΩ
R2/11 kΩ
R3/12,1 kΩ
R4/13 kΩ
R5/14 kΩ
R6/15 kΩ
R7/16,2 kΩ
R8/17,4 kΩ
8 × 1N4148
R9
182 Ω
R10
182 Ω
R11
10 kΩ
R12
10 kΩ
U3
U2
U4
U1
e-
e+
IC1
LM358
S1
S2
1/2 IC2
CD4011
R14
22 kΩ
C5
2,2 µF
R16
4,7 kΩ
C7
1 nF
C4
0,1 µF
1/2 IC3
CD4001
IC5
CD4029
PE
J1
J2
J3
J4
CL
CI
B/D
U/D
Q4
Q3
Q2
Q1
IC7/CD4028
8 × Leds rouges
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L7
L8
R18
1 kΩ
IC4
CD4029
R13
10 kΩ
R19
100 kΩ
C6
2,2 µF
C8
1 nF
R15
22 kΩ
R17
220 kΩ

Position de la girouette	Sortie active de IC6	Comparateur I			Comparateur II			Sortie porte NAND IV
		e^- (v)	e^+ (v)	Niveau logique sortie	e^- (v)	e^+ (v)	Niveau logique sortie	
EST	S1	3,966	3,838	0	3,770	4,038	1	0
EST	S2	3,770	3,838	1	3,770	3,838	1	1
EST	S3	3,624	3,838	1	3,770	3,689	0	0

Tableau I

Tableau II

Orientation de la girouette	Sortie active de IC6	Sortie de la porte NAND IV
NORD	S0	1
NORD EST	S1	1
EST	S2	1
SUD EST	S3	1
SUD	S4	1
SUD OUEST	S5	1
OUEST	S6	1
NORD OUEST	S7	1

calculer de la même manière, le potentiel U3 sur l'entrée « inverseuse » du comparateur (I) :

$$U3 = \frac{10}{11 + 0{,}182 + 10} \times 8{,}4 = 3{,}966 \text{ V}$$

Et sur l'entrée « non inverseuse » du comparateur (II) :

$$U4 = \frac{10 + 0{,}182}{11 + 0{,}182 + 10} \times 8{,}4 = 4{,}038 \text{ V}$$

Ces résultats sont consignés dans le **tableau I**.

Pour un comparateur donné, la règle de fonctionnement est fort simple :

- Si le potentiel de l'entrée « non inverseuse » est supérieur à celui de l'entrée « inverseuse », la sortie présente un état considéré comme « haut », c'est-à-dire proche de 9 V
- Dans le cas inverse, la sortie présente un état « bas » à la tension de déchet près qui est de l'ordre de 1,8 V.

En appliquant ce principe, la sortie du comparateur (I) présente un état « bas », tandis que celle du comparateur (II) est à l'état « haut ». La sortie de la porte NAND (III) de IC2 présente alors un état « haut » et celle de la porte NAND (IV) est à l'état « bas ».

Nous verrons au paragraphe suivant que dans ce cas, il ne se passe rien de particulier : l'état « haut » présent sur la sortie S1 de IC6 n'est suivi d'aucun effet.

Plaçons-nous maintenant dans le cas où l'état « haut » se transpose sur la sortie S2 de IC6. Les résultats des calculs sont repris dans le même tableau. Nous sommes dans le cas particulier pour lequel les deux ponts de résistances comportent des valeurs respectives rigoureusement égales. Il en résulte un état « haut » sur les sorties des deux comparateurs et un état « haut » sur la sortie de la porte NAND (IV). Cet état « haut » sera exploité, comme nous le verrons plus loin.

Enfin, lorsque l'état « haut » arrive sur la sortie S3, la troisième ligne du tableau I nous montre des résultats. La sortie de la porte NAND (IV) repasse à l'état « bas ».

En définitive, la sortie de la porte NAND (IV) présente seulement un état « haut » pour la position particulière pour laquelle l'état « haut » est sur S2. Dans tous les autres cas, cette sortie est à l'état « bas ».

Bien entendu, cette logique est transposable à tous les cas de figures d'orientations de l'axe de la girouette dans le respect des relations reprises dans le **tableau II**.

Remarques sur le fonctionnement de la détection

L'importance du pouvoir discriminatoire de cette logique de détection est due à la valeur relativement faible de R9 et R10 (182 Ω) par rapport aux valeurs des autres résistances entrant dans les ponts diviseurs.

La fenêtre réservée à la reconnaissance d'une position donnée de l'axe de la girouette étant très restreinte, il est nécessaire de faire appel à des résistances à « faible tolérance » de fabrication. C'est la raison pour laquelle des résistances à 1 % de tolérance ont été utilisées.

Par ailleurs, l'étagement des valeurs successives des résistances R1 à R8 doit répondre à la double condition suivante :

- Une différence sensible de valeur entre deux résistances correspondant à des positions successives de l'axe de la girouette
- La dernière valeur doit rester inférieure au double de la première pour la raison que nous évoquons ci-dessous.

Au niveau de la réalisation pratique, il est mécaniquement impossible, lors des transitions d'une direction du vent à la direction immédiatement voisine, d'obtenir simultanément l'ouverture de l'ILS de rang « n » et la fermeture de l'ILS « n +/- 1 ».

Dans le cas où cette transition se traduit par la fermeture simultanée de deux ILS voisins, la valeur de la résistance insérée dans le pont diviseur correspond alors à la résistance équivalente de deux résistances voisines. Par exemple, si on retenait un pas de 2 kΩ, avec R1 = 10 kΩ on aurait les valeurs R7 = 22 kΩ et R8 = 24 kΩ.

Si les ILS 7 et 8 sont simultanément fermés, la résistance équivalente est de :

$$R = \frac{22 \times 24}{22 + 24} = 11{,}47 \text{ k}$$

Cette valeur étant très proche de 12 kΩ, il y aurait donc risque de confusion avec la fermeture d'ILS 2. Le lecteur pourra vérifier que les valeurs retenues dans le montage n'entraînent, en aucun cas, de telles ambiguïtés.

Si deux ILS voisins sont fermés simultanément, la sortie de la porte NAND (IV) reste à l'état « bas ».

Nous verrons plus tard que cela n'aboutit pas à une indication erronée de la direction du vent qui reste simplement celle qui a précédé la fermeture simultanée des deux ILS.

De même, si pour une position angu-

laire particulière de l'axe de la girouette aucun ILS n'est fermé, l'entrée « non inverseuse » du comparateur (I) est soumise à un potentiel nul. Sa sortie présente donc un état « bas » tout comme celle de la porte NAND (IV). Comme pour le cas précédent, l'indication reste alors celle qui a précédé cette situation particulière.

Mémorisation de la détection

À chaque fois que la sortie de la porte NAND (IV) présente un état « haut » de reconnaissance d'une position angulaire de l'axe de la girouette, la bascule monostable formée par les portes NOR (I) et (II) de IC3 délivre sur sa sortie un état « haut » d'une durée d'environ 30 ms. Cet état « haut » est présenté sur l'entrée « Preset Enable » d'un second compteur IC5 de type CD 4029. Mais ce dernier ne travaille pas en tant que compteur. Il se contente de mémoriser les niveaux binaires présents à ce moment sur les entrées JAM 1, JAM2, JAM3 et JAM4 respectivement reliées aux sorties Q1, Q2, Q3 et Q4 du compteur IC4. Les sorties Q1 à Q4 de IC5 prennent aussitôt ces mêmes valeurs binaires et les gardent.

La valeur binaire ainsi mémorisée peut être reconfirmée 0,8 s plus tard si l'axe de la girouette n'a pas changé de position angulaire.

Elle peut également être changée si l'axe a subi une rotation.

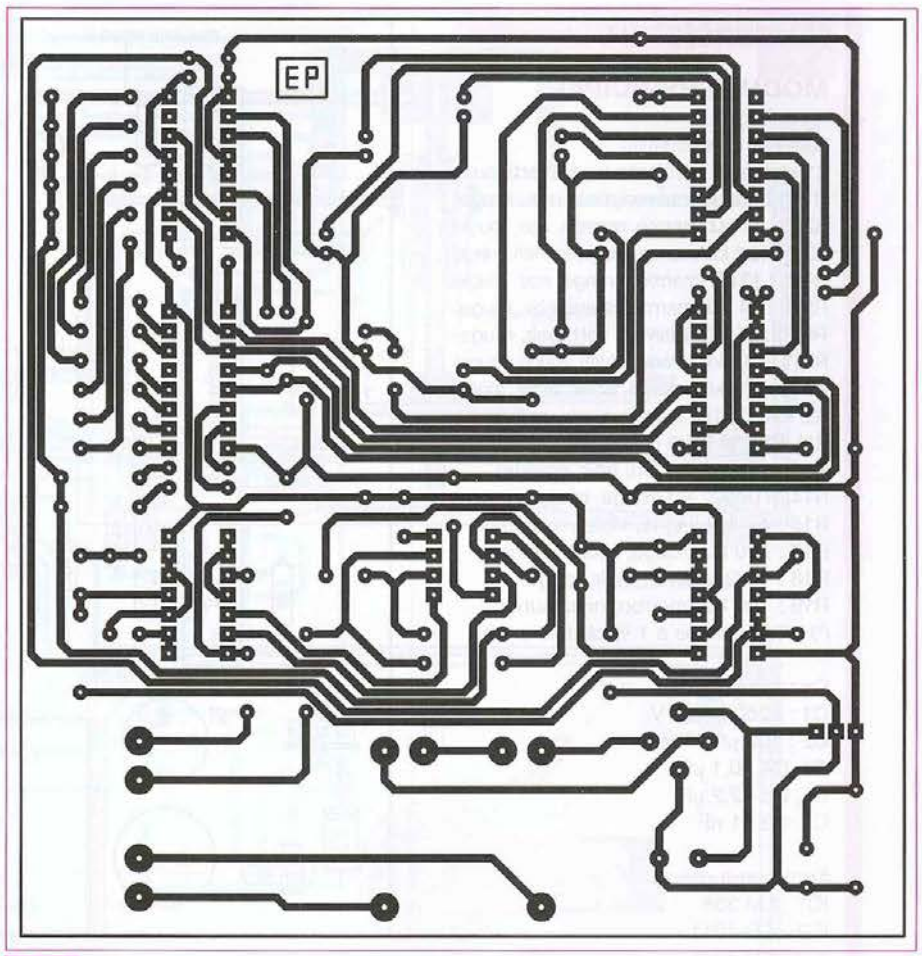
Décodage et affichage

Le circuit intégré référencé IC7 est encore un CD 4028, c'est-à-dire un décodeur BCD/décimal. Chacune de ses sorties S0 à S7 est reliée à une led de signalisation. La résistance R18 limite le courant d'alimentation de la led concernée par l'état « haut » présent sur la sortie Si correspondante. La led L1 correspond au NORD, L2 au NORD-EST et ainsi de suite pour terminer avec la led L8 qui signalise le NORD-OUEST.

Réalisation pratique

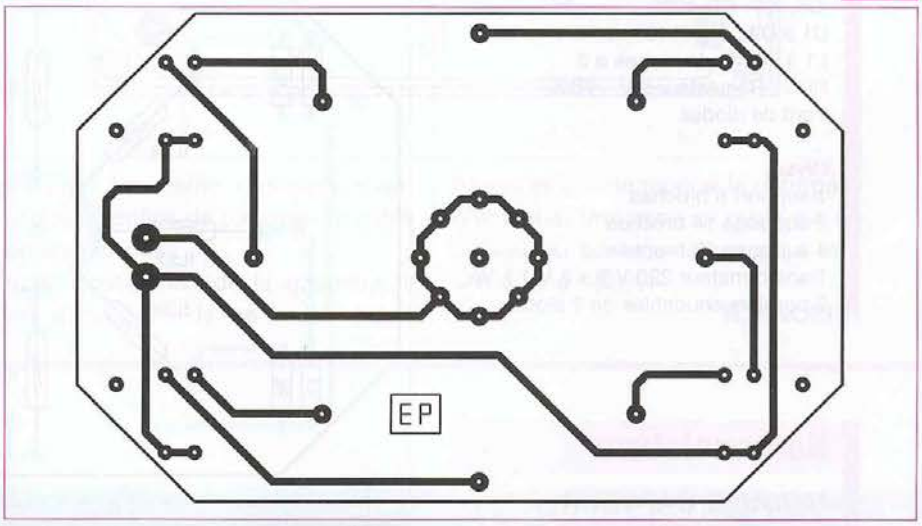
Circuits imprimés

La réalisation des circuits imprimés n'appelle pas de remarque particulière, du moins en ce qui concerne le C.I. principal (**figure 2a**).



2a

2b



Pour le C.I. « capteur », il convient de se procurer auparavant le boîtier destiné à le recevoir, afin d'adapter le cas échéant ses dimensions (**figure 2b**).

Après gravure, les plaquettes sont à rincer abondamment à l'eau tiède.

Par la suite, toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de ø 0,8 mm. Certains trous sont à agrandir en fonction des diamètres des connexions des composants les plus volumineux.

Implantation des composants

Il convient de commencer l'insertion des composants les moins épais tels que les straps, les diodes et les résistances, pour terminer par ceux qui se caractérisent par des hauteurs plus importantes (**figures 3a et 3b**).

Attention au sens d'implantation des polarités des composants polarisés.

Pour les ILS, il est nécessaire d'apporter un soin tout à fait particulier lors du préformage des connexions.

Nomenclature

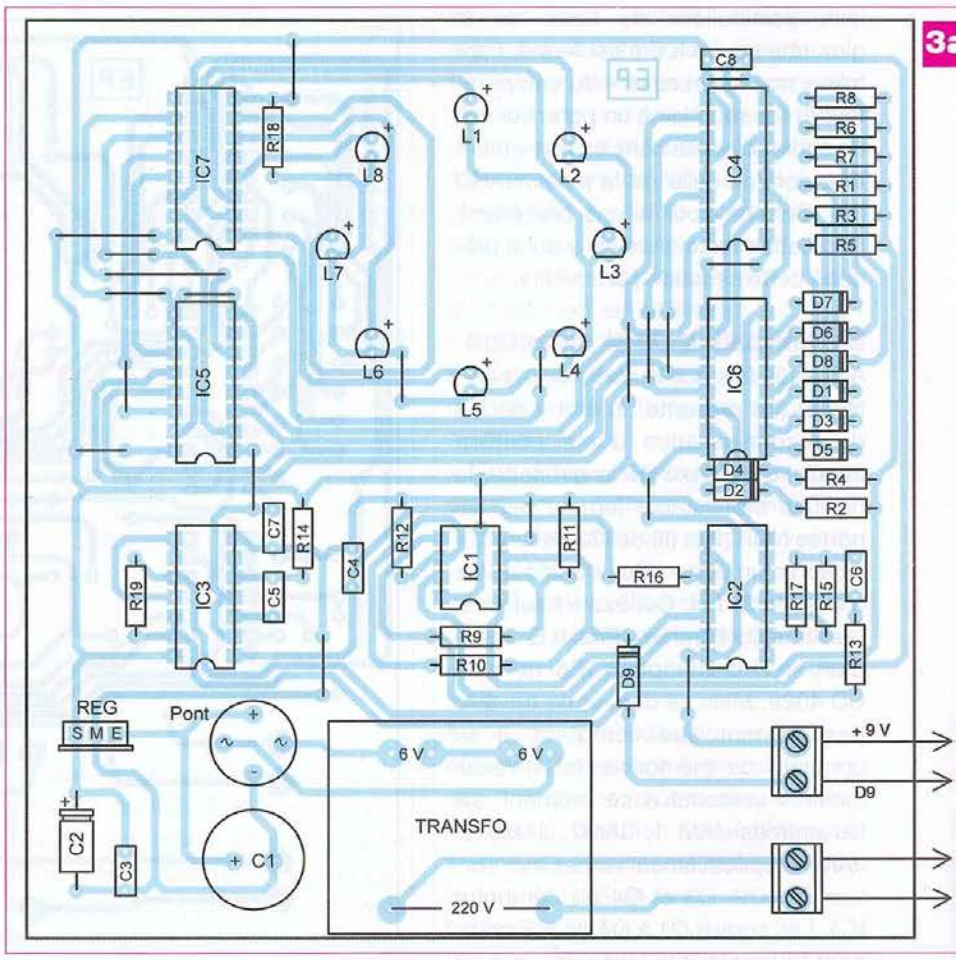
MODULE PRINCIPAL

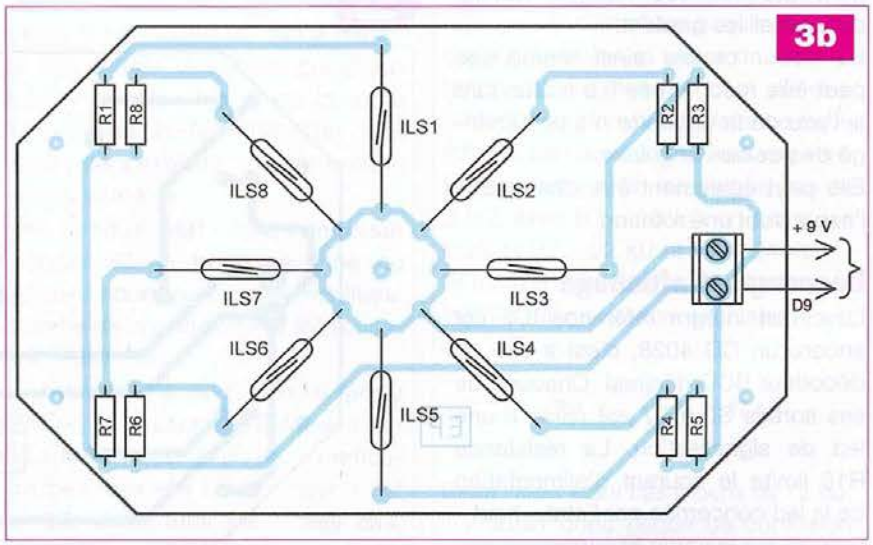
Résistances
21 straps (8 horizontaux, 13 verticaux)
R1 (*) : 10 kΩ (marron, noir, noir, rouge)
R2 (*) : 11 kΩ (marron, marron, noir, rouge)
R3 (*) : 12,1 kΩ (marron, rouge, marron, rouge)
R4 (*) : 13 kΩ (marron, orange, noir, rouge)
R5 (*) : 14 kΩ (marron, jaune, noir, rouge)
R6 (*) : 15 kΩ (marron, vert, noir, rouge)
R7 (*) : 16,2 kΩ (marron, bleu, rouge, rouge)
R8 (*) : 17,4 kΩ (marron, violet, jaune, rouge)
R9, R10 (*) : 182 Ω (marron, gris, rouge, noir)
R11, R12 (*) : 10 kΩ (marron, noir, noir, rouge)
R13 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R14, R15 : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R16 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R17 : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R18 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R19 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
(*) : Résistances à 1 % de tolérance

Condensateurs
C1 : 2200 µF/25 V
C2 : 100 µF/16 V
C3, C4 : 0,1 µF
C5, C6 : 2,2 µF
C7, C8 : 1 nF

Semiconducteurs
IC1 : LM 358
IC2 : CD 4011
IC3 : CD 4001
IC4, IC5: CD 4029
IC6, IC7: CD 4028
D1 à D9 : 1N 4148
L1 à L8 : Leds rouges ø 3
REG : Régulateur 9 V – 7809
Pont de diodes

Divers
1 support 8 broches
2 supports 14 broches
4 supports 16 broches
Transformateur 220 V/2 x 6 V/1,5 VA
2 borniers soudables de 2 plots





Nomenclature

MODULE CAPTEUR

Résistances
R1 (*) : 10 kΩ (marron, noir, noir, rouge)
R2 (*) : 11 kΩ (marron, marron, noir, rouge)
R3 (*) : 12,1 kΩ (marron, rouge, marron, rouge)
R4 (*) : 13 kΩ (marron, orange, noir, rouge)
R5 (*) : 14 kΩ (marron, jaune, noir, rouge)
R6 (*) : 15 kΩ (marron, vert, noir, rouge)
R7 (*) : 16,2 kΩ (marron, bleu, rouge, rouge)
R8 (*) : 17,4 kΩ (marron, violet, jaune, rouge)
(*) : Résistances à 1 % de tolérance

Divers
ILS1 à ILS8 : ILS (long. 13, ø 2)
Bornier soudable 2 plots

Il est vivement conseillé de maintenir la connexion avec une pince à becs ronds et de procéder au pliage à l'aide d'une autre pince. Si cette précaution n'est pas prise, vous risquez fort de casser la fragile ampoule de verre au niveau de l'entrée de la connexion.

Réalisation de la girouette

La **figure 4** et la **photo B** illustrent un exemple de réalisation.

Le point « délicat » est celui du positionnement de l'aimant permanent avec cette double contrainte : son éloignement par rapport à l'axe de rotation de la girouette et la distance séparant les ILS de celle de la trajectoire circulaire de l'aimant.

Il conviendra de procéder à des essais en se servant d'un ohmmètre pour mettre en évidence les ouvertures et les fermetures des ILS.

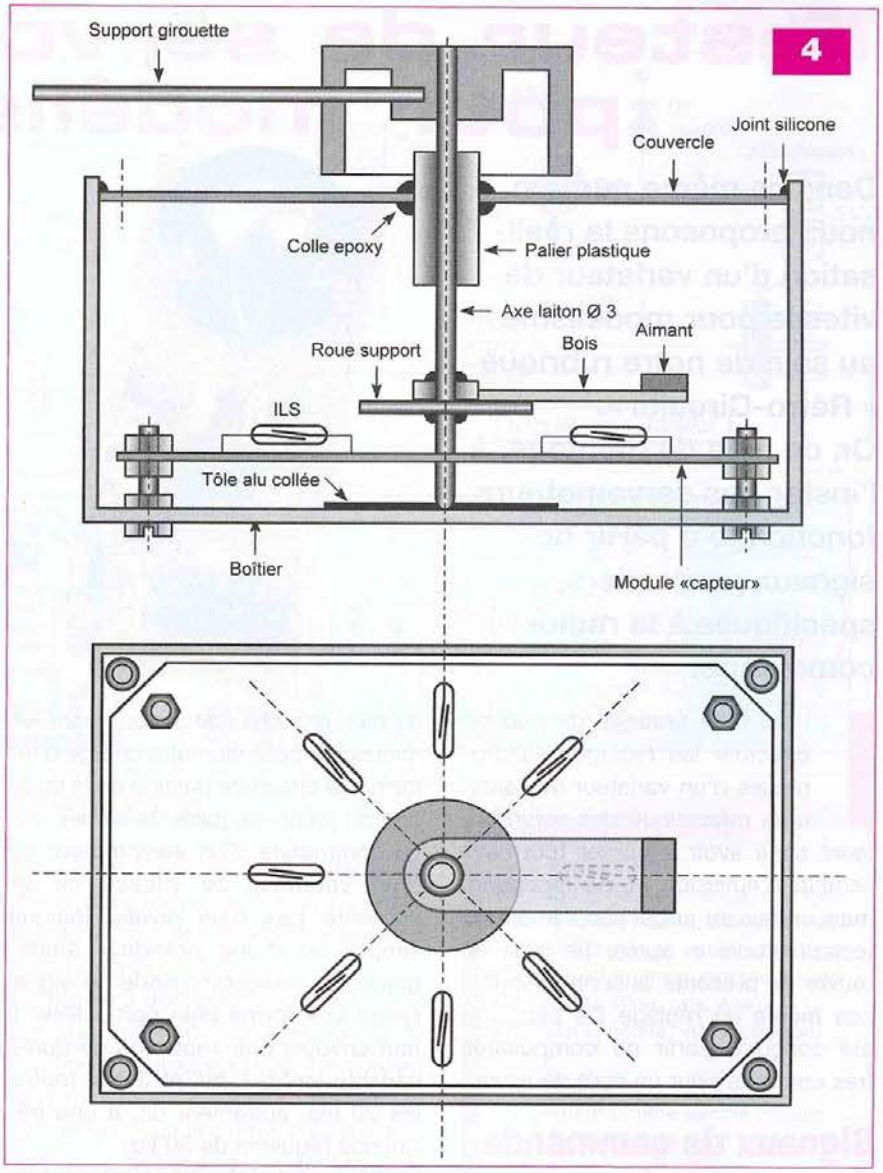
L'objectif consiste à obtenir l'ouverture de l'ILS de rang « n », en même temps que la fermeture de l'ILS de rang « n +/- 1 » ou, du moins, de s'en approcher le plus possible.

Attention également à l'orientation du bras supportant l'aimant par rapport à l'aileron de la girouette. **Ces deux éléments doivent être en opposition**. En effet, lorsque le vent vient, par exemple, du NORD, l'aileron se positionne en direction du SUD.

La conception mécanique de l'ensemble doit être vue sous l'aspect d'une exposition du boîtier aux intempéries. Il convient donc de prévoir une étanchéité adaptée au niveau de la fermeture du couvercle, en posant, par exemple, un joint en silicone. La même remarque s'applique à l'orifice de passage du câble de connexions.

Pour l'installation de la girouette, il est nécessaire de se munir d'une boussole afin de repérer le nord géographique. Une mise en place sur un poteau ou sur une toiture peut être une bonne solution.

R. KNOERR



L'offre pertinente pour vos Circuits Imprimés professionnels

EURO CIRCUITS

On-line: calculez vos prix
On-line: passez vos commandes
On-line: suivez vos commandes
On-line: 24H/24 & 7J/7

Pas de minimum de commande !
Pas de frais d'outillages !

Une équipe novatrice à votre écoute: +33 (0)3 86 87 07 85
www.eurocircuits.com

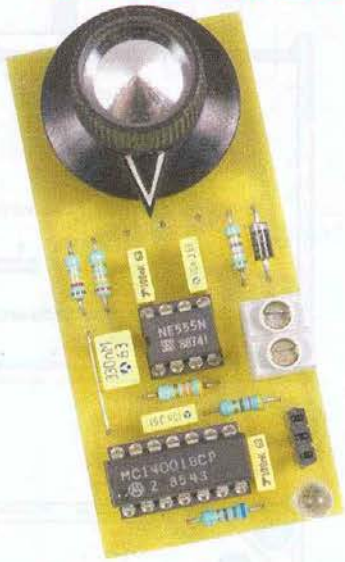
Verified
- "Standard pooling" à prix très attractifs
- de 1 à 6 couches
- de 1 à 1000 pièces
- délais à partir de 3 jours ouvrés

A la carte
- "Technologie pooling" à prix attractifs
- de 1 à 8 couches
- de 1 à 1000 pièces
- délais à partir de 3 jours ouvrés

On demand
- "Technologie particulière" au juste prix
- de 1 à 16 couches
- de 1 pièce à la moyenne série
- délais à partir de 3 jours ouvrés

Testeur de servomoteurs pour modélisme

Dans ce même numéro, nous proposons la réalisation d'un variateur de vitesse pour modélisme au sein de notre rubrique « Rétro-Circuits ». Or, ce type de montage, à l'instar des servomoteurs, fonctionne à partir de signaux particuliers, spécifiques à la radiocommande.



Il est bien pratique de pouvoir effectuer les réglages électroniques d'un variateur ou l'ajustage mécanique des servomoteurs sans avoir à utiliser tout l'ensemble d'émission et de réception, mais en faisant appel simplement au testeur étudié ci après. Sa mise en œuvre ne présente aucune difficulté, pas même un réglage. De plus, il a été conçu à partir de composants très courants pour un coût dérisoire.

Signaux de commande des servomoteurs

Un servomoteur comporte un étage destiné à alimenter avec précision le moteur interne. Toute rotation de ce dernier entraîne mécaniquement un minuscule potentiomètre chargé d'informer le circuit de gestion de la position du palonnier (bras de sortie).

La commande d'un servomoteur ou d'un variateur de vitesse ne se contente pas d'un niveau logique simple ou d'une grandeur analogique. En radiocommande, le signal prend une forme bien particulière. Il faut envoyer une impulsion de durée variable (entre 1 ms et 2 ms) toutes les 20 ms, autrement dit, à une fréquence régulière de 50 Hz.

La **figure 1** montre la correspondance entre la largeur de l'impulsion et l'effet obtenu.

Il va de soi que le sens de rotation et la direction indiqués sont arbitraires et dépendent du câblage du moteur ou de l'implantation mécanique du servomoteur. Les valeurs comprises entre 1 ms et 1,5 ms et entre 1,5 ms et 2 ms donnent une vitesse réduite en « avant » ou en « arrière » pour un variateur et une position intermédiaire à « droite » ou à « gauche » sur un servomoteur.

Schéma de principe

La **figure 2** différencie bien trois étages. L'oscillateur astable fournit un signal carré à une fréquence bien stable de 50 Hz. Ce montage particulier de CI1, un NE555, donne en sortie sur la broche (3) un rapport cyclique de 50 % (la durée au niveau logique « haut » est égale à celle au niveau « bas »). La résistance R1 et le condensateur C1 fixent la fréquence par des cycles de charge et décharge de C1 au travers de R1 selon la formule approchée ci-dessous :

F = 0,72 (R1 x C1)

où la fréquence est exprimée en hertz « Hz », R1 en « MΩ » et C1 en « µF ».

Nous obtenons le résultat suivant :

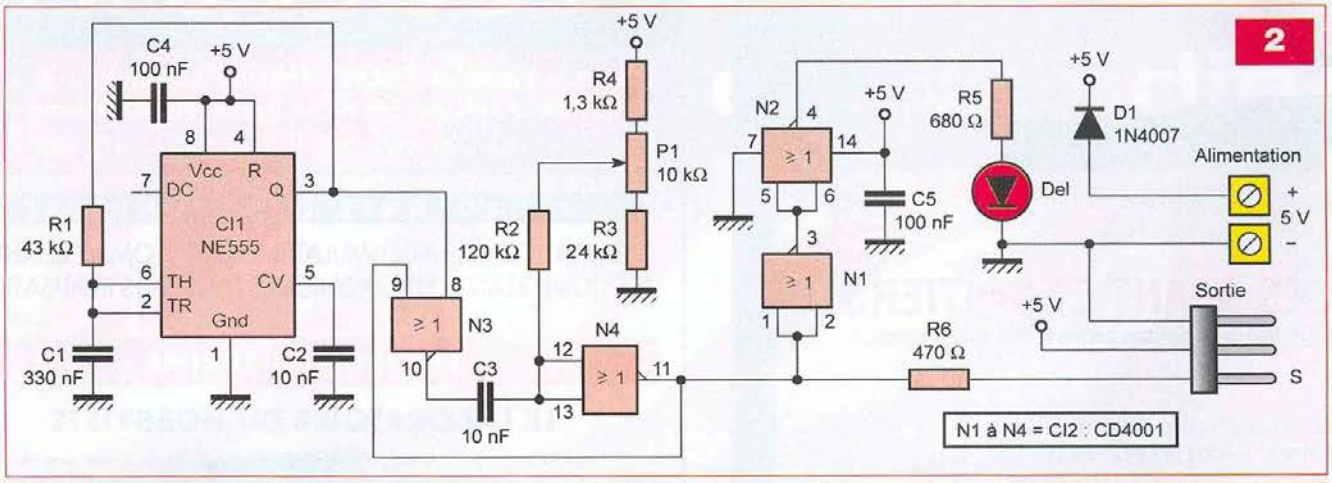
F = 0,72 (0,043 x 0,33) = 50,73 Hertz

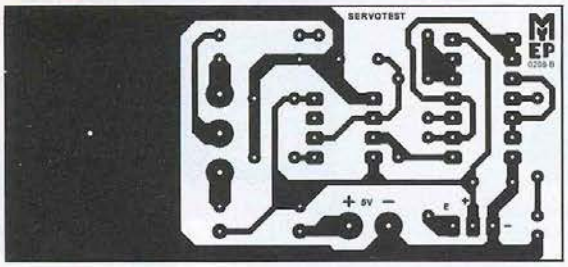
La sortie de l'oscillateur (broche 3 de CI1) déclenche le monostable constitué des portes logiques N3 et N4, celles-ci sont de type « NON-OU ».

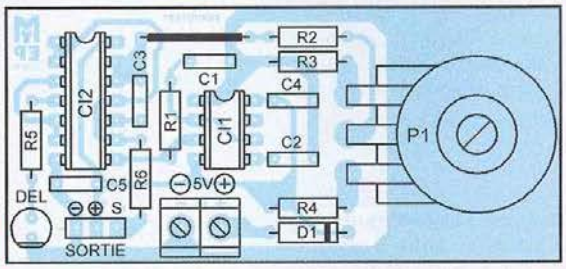
Le condensateur C3 et le potentiomètre P1 déterminent la durée du

1

Fonctions	Diagrammes des signaux
Variateur ➡ Marche avant maxi Servomoteur ➡ Position extrême gauche	20 ms, 20 ms, 2 ms, (Fréquence de répétition des impulsions = 50 Hz), 2 ms, 2 ms, 5 V, 0 V
Variateur ➡ Arrêt du moteur Servomoteur ➡ Position centrale	20 ms, 20 ms, 1,5 ms, (Fréquence de répétition des impulsions = 50 Hz), 1,5 ms, 1,5 ms, 5 V, 0 V
Variateur ➡ Marche arrière maxi Servomoteur ➡ Position extrême droite	20 ms, 20 ms, 1 ms, (Fréquence de répétition des impulsions = 50 Hz), 1 ms, 1 ms, 5 V, 0 V







monostable non redéclenchable.
Les résistances R2, R3 et R4 conditionnent les butées à ne pas dépasser pour obtenir une largeur d'impulsion comprise entre 1 ms et 2 ms.
Il va de soi que la précision de ces délais est fonction de celle des composants utilisés.
Attention ! Un servomoteur, pour sa sauvegarde, ne doit pas travailler au maximum de sa course, à droite ou à gauche (surcharge de l'électronique et forçage mécanique).
La sortie du monostable commande l'entrée du servomoteur via la résistance de protection R6. Observez la disposition normalisée des fils sur le connecteur de sortie, le positif au centre évite un éventuel court-circuit. L'inversion entre la masse et le signal ne provoque pas de dégât.
Nous avons mis à profit les portes logiques non indispensables, N1 et N2 de type « NON-OU » montées en inverseur, afin de visualiser, avec la diode électroluminescente, le bon fonctionnement de l'appareil par un clignotement très rapide.
La résistance R5 limite le courant circulant dans la Del.
La diode D1 protège le testeur d'une accidentelle inversion des polarités de l'alimentation provenant, par exemple, d'un pack de batteries dont la tension n'excède pas 5,5 V.

Réalisation

Un circuit imprimé simple face de dimensions réduites (71 mm x 33 mm) supporte tous les composants de ce testeur de servomoteurs.
La **figure 3** donne le dessin du typon en vue de son transfert selon la méthode photographique. En suivant la procédure habituelle, révéler et graver le circuit imprimé. Avant le travail de perçages des pastilles cuivrées, nous vous recommandons vivement de vous procurer tous les composants. Utiliser un foret de ø 0,8, puis aléser certains trous à un diamètre supérieur, notamment celui prévu pour le passage de la fixation du potentiomètre à ø 10 mm.
Respecter le plan d'insertion de la **figure 4** pour câbler les composants. Commencer par souder l'unique pont de liaison (strap) et poursuivre le travail dans cet ordre : les résistances, la diode, les supports de circuits intégrés, le connecteur de sortie constitué de trois broches de barrette sécable SIL, les condensateurs au mylar, la Del, le bornier à deux vis et, enfin, le potentiomètre vissé à même la platine.
Dès le montage terminé, effectuer les contrôles habituels avant la première utilisation. Vérifier l'état des soudures, des pistes cuivrées, ainsi que la valeur et le sens des composants.
Le testeur ne nécessite aucun réglage et peut immédiatement servir à essayer et régler vos servomoteurs et variateurs de vitesse pour moteurs à courant continu de modélisme.

Y. MERGY

Nomenclature

Résistances 5 %
R1 : 43 kΩ (jaune, orange, orange)
R2 : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)
R3 : 24 kΩ (rouge, jaune, orange)
R4 : 1,3 kΩ (marron, orange, rouge)
R5 : 680 Ω (bleu, gris, marron)
R6 : 470 Ω (jaune, violet, marron)

Potentiomètre
P1 : Potentiomètre simple linéaire de 10 kΩ (axe de 6 mm)

Condensateurs
C1 : 330 nF
C2, C3 : 10 nF
C4, C5 : 100 nF

Semiconducteurs
CI1 : NE555
CI2 : CD4001
D1 : 1N4007
DEL : Del ø 5 mm

Divers
1 Support de circuit intégré à 8 broches
1 Support de circuit intégré à 14 broches
1 Bornier à 2 vis au pas de 5,08 mm
1 Bouton pour potentiomètre avec axe de 6 mm
Barrettes sécables SIL femelles

Détecteur d'incendie

Ce montage permet de déceler les incendies naissants par la recherche de deux critères essentiels : la fumée ou l'augmentation de la température. C'est le premier indice relevé qui déclenche aussitôt l'alarme.

Un petit ventilateur fait circuler l'air ambiant à l'intérieur d'un conduit d'une longueur de vingt centimètres environ. À l'entrée, une diode infrarouge émet en permanence une suite de brèves impulsions en direction d'une photodiode située vers la sortie de celui-ci.

Le moindre obscurcissement provoqué par l'entrée de la fumée diminue l'intensité du rayonnement infrarouge perçu par la photodiode (**figure 1**). Cela a pour résultat la mise en position active d'une bascule dont la sortie commande, d'une part, un buzzer de puissance et, d'autre part, la fermeture d'un relais d'utilisation pouvant commander d'autres servitudes. Toujours à l'entrée du conduit, est également disposée une CTN (résistance à Coefficient de Température Négatif) qui réagit à tout dépassement de température par rapport à une valeur normale préalablement fixée. Une seconde bascule enregistre l'anomalie et entraîne les mêmes conséquences : mise en action du buzzer et fermeture du relais.

Fonctionnement

Alimentation

La tension primaire du secteur 230 V est abaissée à 12 V par un transformateur d'une puissance de 2,5 VA (**figure 2**).

Les deux alternances sont redressées par un pont de diodes, tandis que la capacité C1 effectue un premier filtrage.

En sortie du régulateur, un 7809, on relève un potentiel continu stabilisé à 9 V. La capacité C2 réalise un filtrage complémentaire et C4 fait office de condensateur de découplage.

L'allumage de la led verte L1, dont le courant est limité par R1, signalise la mise en service du détecteur.

Base de temps de l'émission infrarouge

Les portes NAND (III) et (IV) de IC1 forment un oscillateur générant des créneaux de forme non carrée étant donné le déséquilibre introduit par la présence de la diode D1.

La durée des états « bas » se détermine par la relation :

$$T1 = 1{,}1 \times R7 \times C7$$

Ce qui correspond à environ une milliseconde (1 ms).

De la même manière, on peut calculer la durée des états « haut » en appliquant la relation simplifiée :

$$T2 = 1{,}1 \times R13 \times C7$$

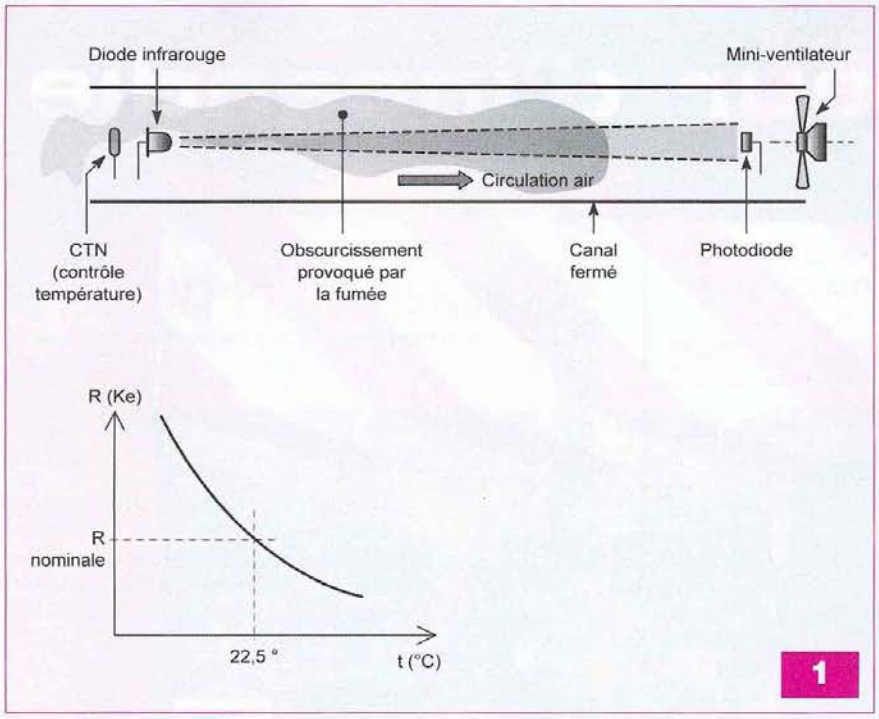
Le résultat obtenu est du dixième de milliseconde, soit 100 µs.

Fréquence porteuse

Les portes NAND (I) et (II) de IC1 forment également un oscillateur.

À la différence de celui évoqué ci-dessus, il est du type commandé, c'est-à-dire qu'il n'est actif que lorsque son entrée (6) est soumise à un état « haut ».

Pendant ces très brèves durées de



1

100 µs où cette condition est respectée, on relève sur la sortie (3) des créneaux de forme carrée, caractérisés par une période dont la valeur se calcule en appliquant la relation :

T = 2,2 x R14 x C8

Dans le cas présent, la période ainsi obtenue est de l'ordre de 20 µs. Cela revient à dire que lors des phases actives de l'émission, on enregistre cinq impulsions caractérisées par une fréquence porteuse de 50 kHz.

Emission infrarouge

Grâce à l'ajustable A1, il est possible de prélever une fraction plus ou moins importante de l'amplitude des impulsions délivrées par la sortie (3) de la porte NAND (I) de IC1.

Ce potentiel est ensuite dirigé sur la base du transistor T1 monté en collecteur commun, c'est-à-dire en suiveur de potentiel.

Rappelons que ce type de montage réalise un important gain en courant, tout en présentant au niveau de son émetteur le potentiel de base diminué de la tension de jonction de l'ordre de 0,6 V. Par l'intermédiaire de la résistance de limitation R25, ce potentiel alimente la diode infrarouge sous forme de courants impulsionnels très intenses dont les valeurs de pointe peuvent atteindre 200 mA à 500 mA, suivant la position angulaire du curseur de A1. Afin de ne pas créer des chutes de tension ponctuelles au niveau de l'alimentation du montage, la capacité C12, de par sa charge périodique à travers R34, accumule l'énergie nécessaire lors des temps morts pour la restituer pendant les phases actives du rayonnement.

Première amplification du rayonnement reçu par la photodiode

Les impulsions infrarouges sont recueillies au point commun de la chaîne formée par la photodiode PHD et R26. Elles sont transmises à l'entrée inverseuse d'un ampli-op de IC3 (qui en contient deux) par l'intermédiaire de R36 et C9. La sortie (7) présente un niveau constant de repos de 4,5 V, valeur imposée par le pont diviseur R15 et R16.

Les impulsions apparaissent alors sur cette sortie sous la forme de petits décrochements négatifs par rapport au potentiel constant de 4,5 V. Ces impulsions sont, bien évidemment, le reflet de la configuration donnée par la diode émettrice, à savoir quelques créneaux caractérisés par une période de 20 µs, séparés par des repos de l'ordre de 1 ms (**figure 3**). Elles ont une amplitude relativement faible, de l'ordre du dixième de volt. Le coefficient d'amplification dépend de la position du curseur de l'ajustable A3 et se détermine par le rapport A3/R36.

Mise en forme du signal

Les signaux sont ensuite transmis sur la base du transistor PNP/T5, monté en émetteur commun. La polarisation de ce dernier est telle qu'à son état de repos, son collecteur présente un potentiel nul. En revanche, la réception des impulsions négatives issues de l'ampli-op par l'intermédiaire de C10 a pour conséquence l'apparition d'impulsions positives sur le collecteur de T5.

Étant donné l'intégration apportée par C15, la composante de 20 µs a disparu. Il reste donc une suite d'impulsions d'une durée d'environ 100 µs séparées par des pauses de 1 ms.

Calibrage du signal

Le second ampli-op de IC3 est monté en comparateur. L'entrée inverseuse est soumise en permanence à un potentiel fixe de 4,5 V, grâce au pont diviseur R17/R18. Dans ces conditions, deux cas peuvent se présenter :

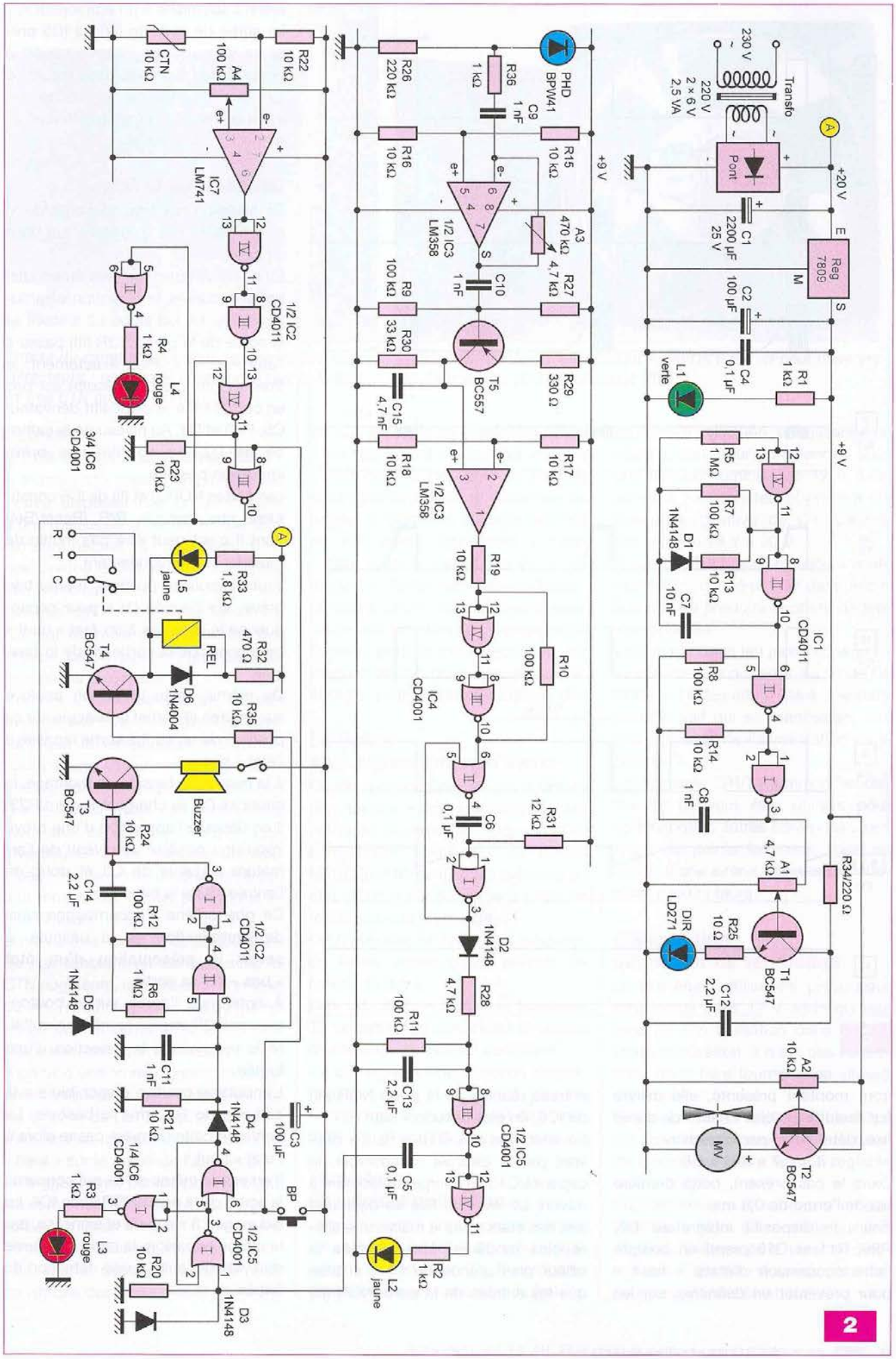
- les crêtes des impulsions positives délivrées par le collecteur de T5 se caractérisent par une valeur inférieure à 4,5 V : la sortie (1) du comparateur présente un état « bas » permanent.
- les mêmes crêtes dépassent la barre des 4,5 V : la sortie présente alors des états « haut » de durée très brève et d'une périodicité de 1 ms.

En fait, c'est le réglage du curseur de l'ajustable A3 qui est déterminant. Comme nous le verrons ultérieurement, ce réglage doit être tel que ces états « haut » se produisent, mais qu'un obscurcissement, même léger, de l'espace compris entre la diode infrarouge et la photodiode, ait pour conséquence immédiate la disparition de ces états « haut ».

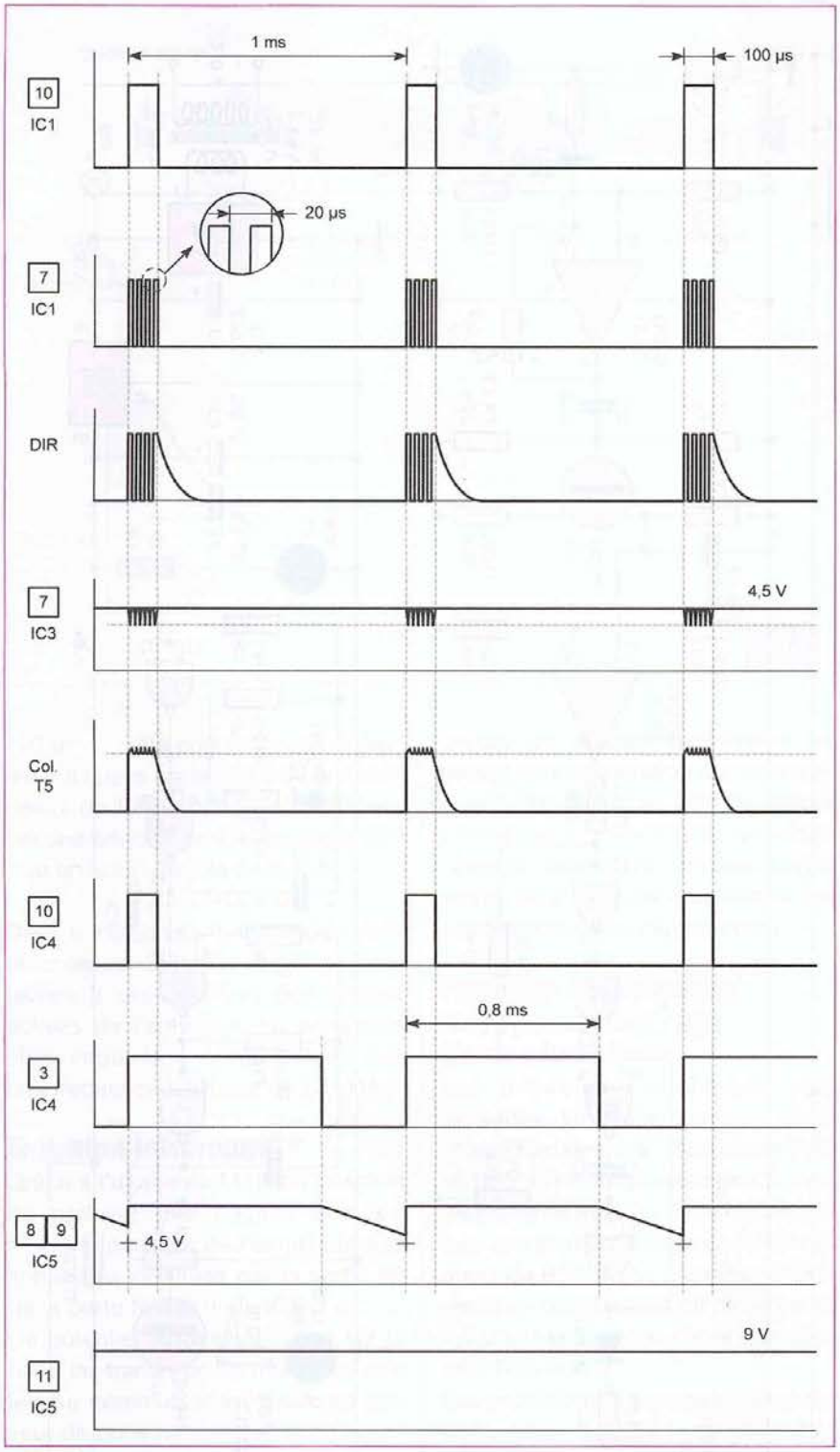
Intégration du signal

Les portes NOR (III)et (IV) de IC4, avec R10 et R19, constituent un trigger de Schmitt. Ce dernier délivre sur sa sortie des états « haut » et « bas » nettement marqués, avec des fronts montants et descendants bien verticaux, grâce à la réaction positive introduite par R10 lors des basculements.

Ces brefs états « haut » sont ensuite acheminés sur l'entrée d'une bascule monostable formée par les portes NOR (I) et (II) de IC4. Pour chaque


230 V
Transfo
220 V
2 × 6 V
2,5 VA
Pont
+20 V
C1
2200 µF
25 V
Reg
7809
E
M
S
C2
100 µF
C4
0,1 µF
L1
verte
R1
1 kΩ
+9 V
R5
1 MΩ
R7
100 kΩ
D1
1N4148
R13
10 kΩ
C7
10 nF
IC1
CD4011
R8
100 kΩ
R14
10 kΩ
C8
1 nF
A1
4,7 kΩ
R34/220 Ω
DIR
LD271
R25
10 Ω
T1
BC547
C12
2,2 µF
A2
10 kΩ
MV
T2
BC547
PHD
BPW41
R36
1 kΩ
C9
1 nF
R26
220 kΩ
R16
10 kΩ
R15
10 kΩ
A3
470 kΩ
R27
4,7 kΩ
1/2 IC3
LM358
C10
1 nF
R9
100 kΩ
R30
33 kΩ
R29
330 Ω
T5
BC557
C15
4,7 nF
R18
10 kΩ
R17
10 kΩ
R19
10 kΩ
R10
100 kΩ
IC4
CD4001
R31
12 kΩ
C6
0,1 µF
D2
1N4148
R28
4,7 kΩ
R11
100 kΩ
C13
2,2 µF
1/2 IC5
CD4001
C5
0,1 µF
R2
1 kΩ
L2
jaune
BP
C3
100 µF
D3
1N4148
R20
10 kΩ
1/2 IC5
CD4001
D4
1N4148
R21
10 kΩ
C11
1 nF
1/4 IC6
CD4001
R3
1 kΩ
L3
rouge
D5
1N4148
R6
1 MΩ
R12
100 kΩ
C14
2,2 µF
1/2 IC2
CD4011
R24
10 kΩ
T3
BC547
Buzzer
R35
10 kΩ
R32
470 Ω
D6
1N4004
REL
T4
BC547
R33
1,8 kΩ
L5
jaune
R
T
C
R23
10 kΩ
3/4 IC6
CD4001
L4
rouge
R4
1 kΩ
1/2 IC2
CD4011
IC7
LM741
A4
100 kΩ
CTN
10 kΩ
R22
10 kΩ

2



3

front montant présenté, elle délivre sur sa sortie un état « haut » de durée fixe, déterminée par la relation :

$$T = 0,7 \times R31 \times C6$$

Dans le cas présent, cette dernière est de l'ordre de 0,8 ms.

Enfin, le dispositif intégrateur D2, R28, R11 et C13 prend en compte cette succession d'états « haut » pour présenter en définitive, sur les entrées réunies de la porte NOR (III) de IC5, un état pseudo « haut ».

En effet, lors des états « haut » délivrés par la bascule monostable, la capacité C13 se charge rapidement à travers D2 et R28. Elle se décharge lors des états « bas », mais à une allure plus modérée, étant donnée la valeur plus grande de R11, si bien que les entrées de la porte NOR (III) restent soumises à un état « haut ».

La sortie de la porte (IV) de IC5 présente alors un état « haut » qui est à l'origine de l'allumage de la led jaune L2, signalisant ainsi le fonctionnement correct de la transmission infrarouge.

Détection de la fumée

En situation normale, la sortie de la porte NOR (III) présente un état « bas ».

En cas d'obscurcissement du conduit par de la fumée, la détection infrarouge cesse. La led jaune L2 s'éteint et la sortie de la porte NOR (III) passe à l'état « haut ». Plus exactement, le front montant qui en résulte est pris en compte par le dispositif dérivateur C5, R20 et D3. Au niveau de la cathode de D3, on observe une brève impulsion positive.

Les portes NOR (I) et (II) de IC5 constituent une bascule R/S (Reset/Set) dont il n'est peut être pas inutile de rappeler le fonctionnement.

Toute impulsion positive, même très brève, sur l'entrée (1) a pour conséquence le passage à un état « haut » permanent de la sortie (4) de la bascule.

De même, toute impulsion positive sur l'entrée (6) remet la bascule sur sa position de repos. La sortie repasse à l'état « bas ».

À la mise sous tension du montage, la capacité C3 se charge à travers R23. Il en découle l'apparition d'une brève impulsion positive au niveau de l'armature négative de C3 et donc de l'entrée (6) de la bascule.

Ce phénomène s'accompagne ainsi de l'initialisation de la bascule, à savoir la présentation d'un état « bas » sur sa sortie.

À noter que l'appui sur le bouton-poussoir BP produit le même résultat.

Mais revenons à la détection d'une fumée.

L'impulsion positive disponible sur la cathode de D3 arme la bascule. La sortie de cette dernière passe alors à l'état « haut ».

Il en est de même en ce qui concerne la sortie de la porte NOR (I) de IC6. La led rouge L3 s'allume et signalise, par la même occasion, la mise en alarme du système, suite à une détection de fumée.

Entrée du canal d'aspiration avec présence des détecteurs : une diode infrarouge pour la fumée et une CTN pour la température

Ventilateur monté en « aspirateur ». Derrière lui, on peut observer les deux pattes de la photodiode PHD

Détection d'une température anormale

À l'entrée du canal d'aspiration, se trouve disposée une CTN. Il s'agit d'une résistance à coefficient de température négatif : sa résistance diminue lorsque la température augmente et inversement.

L'entrée non inverseuse de l'ampli-op IC7 est soumise à un potentiel fixe imposé par la position angulaire du curseur de l'ajustable A4.

L'entrée inverseuse est en relation avec le point de jonction R22/CTN. Tant que la température reste inférieure à une valeur de réglage donnée, le potentiel auquel est soumise l'entrée inverseuse est supérieur à celui qui caractérise l'entrée non inverseuse. Il en résulte un état « bas » sur la sortie (6) de l'ampli-op, à la tension de déchet près, c'est-à-dire environ 1,8 V.

En revanche, lorsque la température de l'air ambiant en contact avec la CTN augmente, la résistance ohmique de la CTN diminue. Il en est de même en ce qui concerne le potentiel présenté sur l'entrée inverseuse.

À partir d'une limite donnée, la situation comparative des potentiels sur les entrées de l'ampli-op, s'inverse. Il s'en suit la présentation d'un état « haut » sur la sortie de l'ampli-op.

Le trigger formé par les portes NAND (III) et (IV) de IC2 présente alors sur sa sortie un état « haut » nettement caractérisé, aussitôt transmis à l'entrée d'une seconde bascule R/S constituée des portes NOR (III) et (IV) de IC6. La sortie de la bascule passe à un état « haut » stable et, comme c'était déjà le cas pour la bascule d'enregistrement de la détection de fumée, la sortie de la porte NOR (II) de IC6 passe également à l'état « haut », d'où l'allumage de la led rouge L4, signalisant ainsi le déclenchement d'une alarme ayant pour cause une élévation de la température.

Comme pour le cas précédent, cet enregistrement peut être effacé en appuyant sur le bouton-poussoir BP.

Émission d'un signal sonore d'alerte

Quelle que soit l'origine de la détection, un état « haut » apparaît sur les cathodes réunies des diodes D4/D5. L'oscillateur formé par les portes NAND (I) et (II) de IC2, qui présente un état « bas » sur sa sortie à l'état de repos, devient alors actif.

On relève sur sa sortie des créneaux de forme carrée d'une période de l'ordre de 0,5 s.

Lors des états « haut », le transistor T3 se sature en alimentant le buzzer monté dans son circuit collecteur.

Ce dernier émet alors un son discontinu.

À noter que le buzzer peut être neutralisé en ouvrant l'interrupteur « I ».

Fermeture du relais d'utilisation

Le même état « haut » disponible sur les cathodes de D4 et D5 sature également le transistor T4. Il comporte dans son circuit collecteur la bobine du relais d'utilisation. S'agissant d'un relais prévu pour fonctionner sous une tension nominale de 12 V, il est alimenté par le potentiel présent sur l'armature positive de C1, c'est-à-dire environ 18 V à 20 V.

C'est la raison pour laquelle il a été nécessaire d'insérer R32 dans le circuit afin de produire la chute de tension adaptée.

L'allumage de la led jaune L5 signalise la fermeture du relais. La diode D6 protège T4 des effets liés à la surtension de self qui se manifestent lors des coupures de l'alimentation de la bobine.

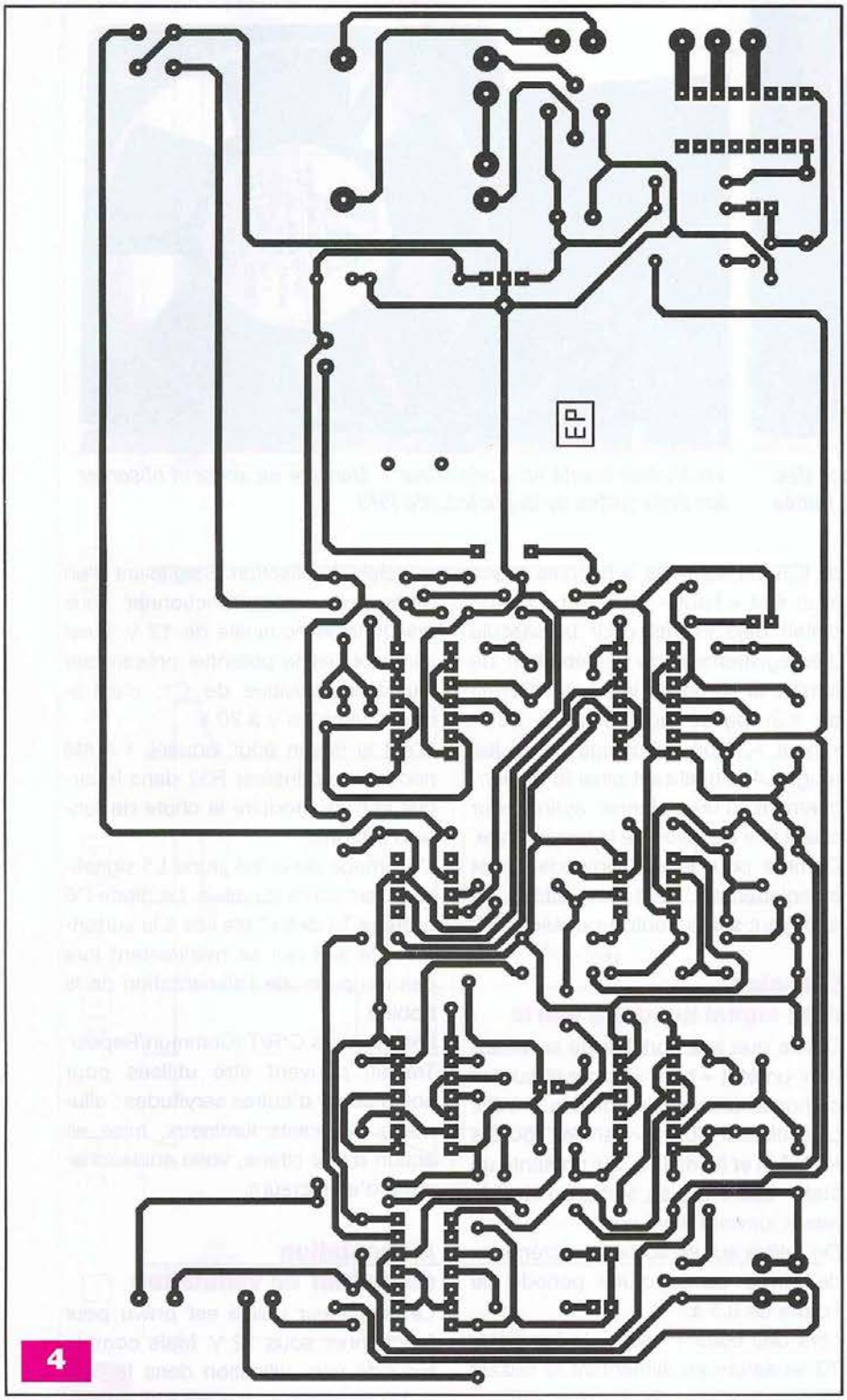
Les contacts C/R/T (Commun/Repos/Travail) peuvent être utilisés pour commander d'autres servitudes : allumage de points lumineux, mise en action d'une sirène, voire enclenchement d'extincteurs.

Alimentation du moteur de ventilation

Le ventilateur utilisé est prévu pour fonctionner sous 12 V. Mais compte tenu de son utilisation dans la présente application, il n'est pas nécessaire de le faire tourner à sa vitesse maximale.

Grâce au curseur de l'ajustable A2, il est possible de présenter à la base du transistor T2 une tension réglable de 0 à 9 V.

Étant donné que T2 est monté en suiveur de tension, on recueille sur son émetteur cette même tension diminuée de 0,6 V, en raison du potentiel de jonction base/émetteur.



4

Réalisation

Circuit imprimé

Le circuit imprimé est prévu pour servir également de support au tunnel d'aspiration. C'est la raison pour laquelle son dimensionnement est plus important (**figure 4**). Il reçoit aussi le buzzer de puissance. Pour le reste, il n'appelle aucune remarque particulière.

Toutes les pastilles sont à percer au départ avec un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront ensuite à agrandir à 1, voire 1,3 mm, pour les composants les plus volumineux.

Implantation des composants

Après la mise en place des straps, on implantera d'abord les diodes et les résistances, puis on passera aux supports des circuits intégrés, aux leds et aux capacités. On terminera l'implantation par les composants les plus volumineux (**figure 5**). Il convient d'apporter un grand soin au respect de l'orientation des composants polarisés et particulièrement à la diode infrarouge et la photodiode. C'est la cathode qui est à relier au « + » de l'alimentation et non l'inverse.

Dans un premier temps, la CTN n'est pas montée. Nous en reparlerons lors des mises au point. De même, et toujours avant les réglages, les curseurs des quatre ajustables sont à placer provisoirement dans la position mini, c'est-à-dire à fond dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

Le buzzer utilisé est un modèle relativement sonore. Il comporte un oscillateur intégré et peut ainsi être alimenté directement par la tension d'alimentation du montage.

Le ventilateur est du type de ceux utilisés pour l'aération des alimentations. Il s'agit du plus petit modèle.

Le tunnel de passage de l'air a simplement été réalisé avec du carton rigide. Il se caractérise par une section carrée et épouse de ce fait les contours du ventilateur.

Réglages

Les mises au point consistent essentiellement à agir sur les curseurs des ajustables pour aboutir à un fonctionnement optimal du montage.

• **Ajustable A1**

Il est destiné à ajuster la puissance de la diode infrarouge émettrice. La puissance augmente si on tourne le curseur dans le sens horaire. La position médiane convient généralement.

• **Ajustable A2**

La position angulaire du curseur détermine la vitesse de rotation du ventilateur. Cette dernière augmente si on tourne le curseur dans le sens horaire. Une rotation de l'ordre de 75 % dans le sens horaire suffit généralement pour obtenir une efficacité acceptable de l'aspiration de l'air.

• **Ajustable A3**

Le bon réglage de cet ajustable est déterminant. Pour l'effectuer, il convient de tourner très lentement le curseur dans le sens horaire jusqu'au moment où la led jaune L2 s'allume. Alors, on peut même essayer de revenir très légèrement en arrière tout en conservant l'allumage de la led. Le

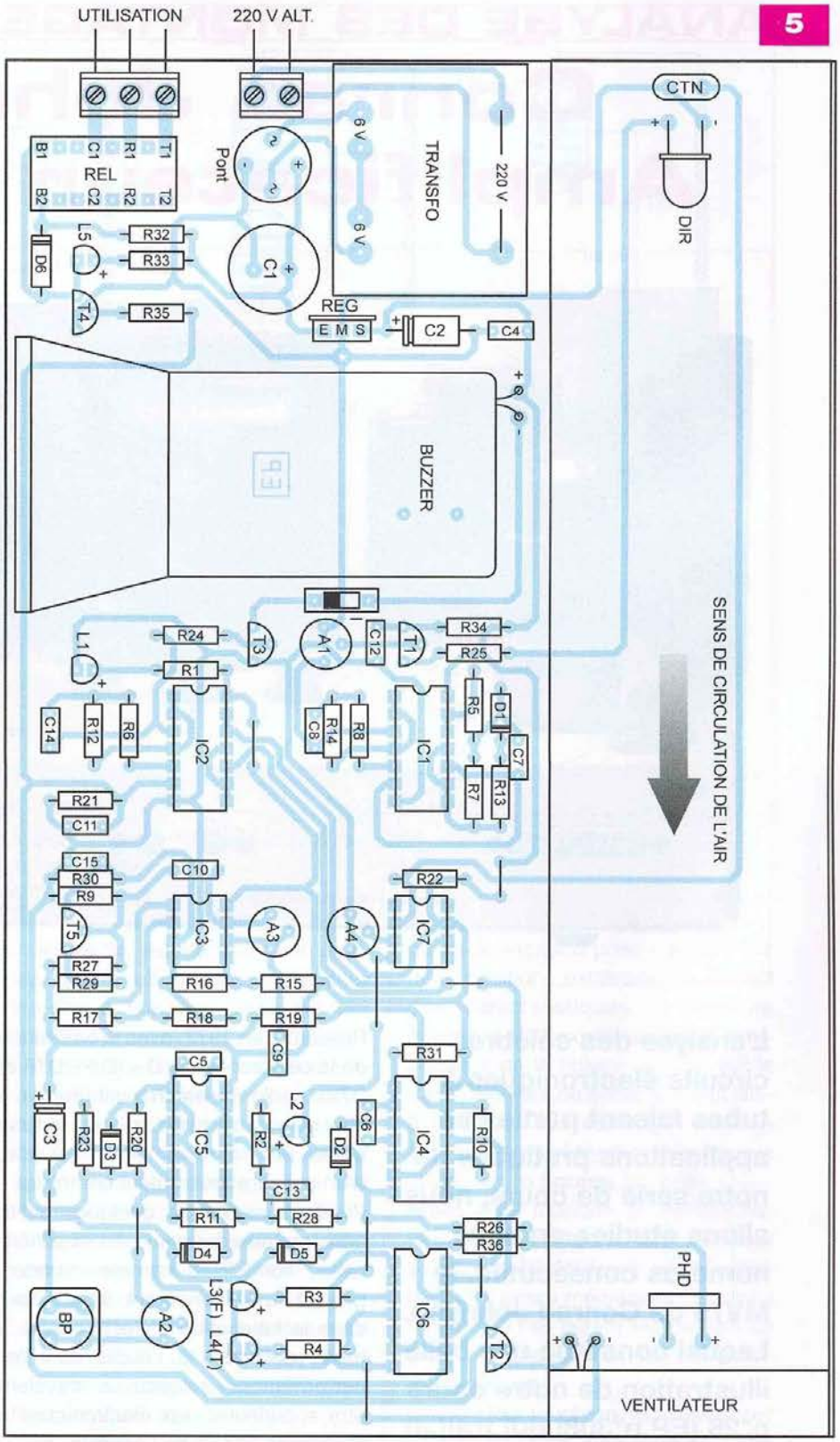
Nomenclature

Résistances
9 straps (8 horizontaux, 1 vertical)
R1 à R4 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R5, R6 : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R7 à R12 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R13 à R24 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R25 : 10 Ω (marron, noir, noir)
R26 : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R27, R28 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R29 : 330 Ω (orange, orange, marron)
R30 : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R31 : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
R32 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R33 : 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)
R34 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R35 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R36 : 1 kΩ (marron, noir rouge)
CTN : Résistance à coefficient de température négatif : 10 kΩ
A1: Ajustable 4,7 kΩ
A2: Ajustable 10 kΩ
A3: Ajustable 470 kΩ
A4: Ajustable 100 kΩ

Semiconducteurs
D1 à D5 : 1N 4148
D6 : 1N 4004
L1 : Led verte ø 3 mm
L2 : Led jaune ø 3 mm
L3, L4 : Led rouge ø 3 mm
L5 : Led jaune ø 3 mm
DIR : Diode infrarouge ø 5 mm – LD 271 – IRS 5
PHD : Photodiode – BPW 41 – BP 104
T1 à T4 : BC 547
T5 : BC 557
IC1, IC2 : CD 4011
IC3 : LM 358
IC4, IC5, IC6 : CD 4001
IC7 : LM 741
Pont de diodes
REG : Régulateur 9 V – 7809

Condensateurs
C1 : 2200 µF/25 V
C2, C3 : 100 µF/16 V
C4, C5, C6 : 0,1 µF
C7 : 10 nF
C8 à C11 : 1 nF
C12, C13, C14 : 2,2 µF
C15 : 4,7 nF

Divers
2 supports 8 broches
5 supports 14 broches
1 support 16 broches
Mini ventilateur 12 V
Transformateur 220 V / 2 x 6 V / 2,5 VA
Bornier soudable 2 plots
Bornier soudable 3 plots
Relais FINDER 12 V / 2 RT – Série 3022
Buzzer 9 – 12 V à oscillateur incorporé
I : Interrupteur unipolaire DIL
BP : Bouton-poussoir à contact travail



réglage peut être considéré comme correct lorsque le relais d'alerte se ferme suite à l'introduction d'un peu de fumée de cigarette, par exemple, dans le tunnel d'aspiration.

• Ajustable A4
Cet ajustable permet le réglage du seuil de la température considérée comme trop élevée. Un exemple de température limite peut être la valeur de 35°C.
Une méthode simple de réglage consiste à enfermer la CTN, préalablement reliée au module par des fils souples, dans un sachet plastique étanche, que l'on plongera dans un bain d'eau à 35°C. Il suffit alors de tourner le curseur de l'ajustable dans le sens horaire jusqu'à la fermeture du relais d'alerte.
Par la suite, la CTN sera implantée à sa place définitive sur le module.

R. KNOERR

ANALYSE DES MONTAGES ÉPROUVÉS

Conrad Johnson Amplificateur MV75

L'analyse des célèbres circuits électroniques à tubes faisant partie des applications pratiques de notre série de cours, nous allons étudier, en deux numéros consécutifs, le MV75 de Conrad Johnson. Lequel constitue une belle illustration de notre cours n°26 (EP n°308) qui traitait des amplificateurs fonctionnant en ultra-linéaire.

Avant de réviser ce classique, un peu d'histoire est nécessaire. Outre-atlantique, la marque qui remit au « goût du jour » les tubes électroniques en audio fut Audio Research, en 1972, avec la naissance de la célèbre « série D » (D75, D76 et D79). Audio Research avait prouvé, à l'ère du « tout transistor », que le tube n'était pas mort, au prix il est vrai, d'un circuit extrêmement complexe.

Pendant ce temps, quelques petits constructeurs britanniques et américains, considérés comme « underground », se lancèrent à leur tour dans la fabrication d'électroniques à tubes destinées à l'audio dont les performances subjectives devaient être supérieures aux électroniques à semiconducteurs de l'époque.

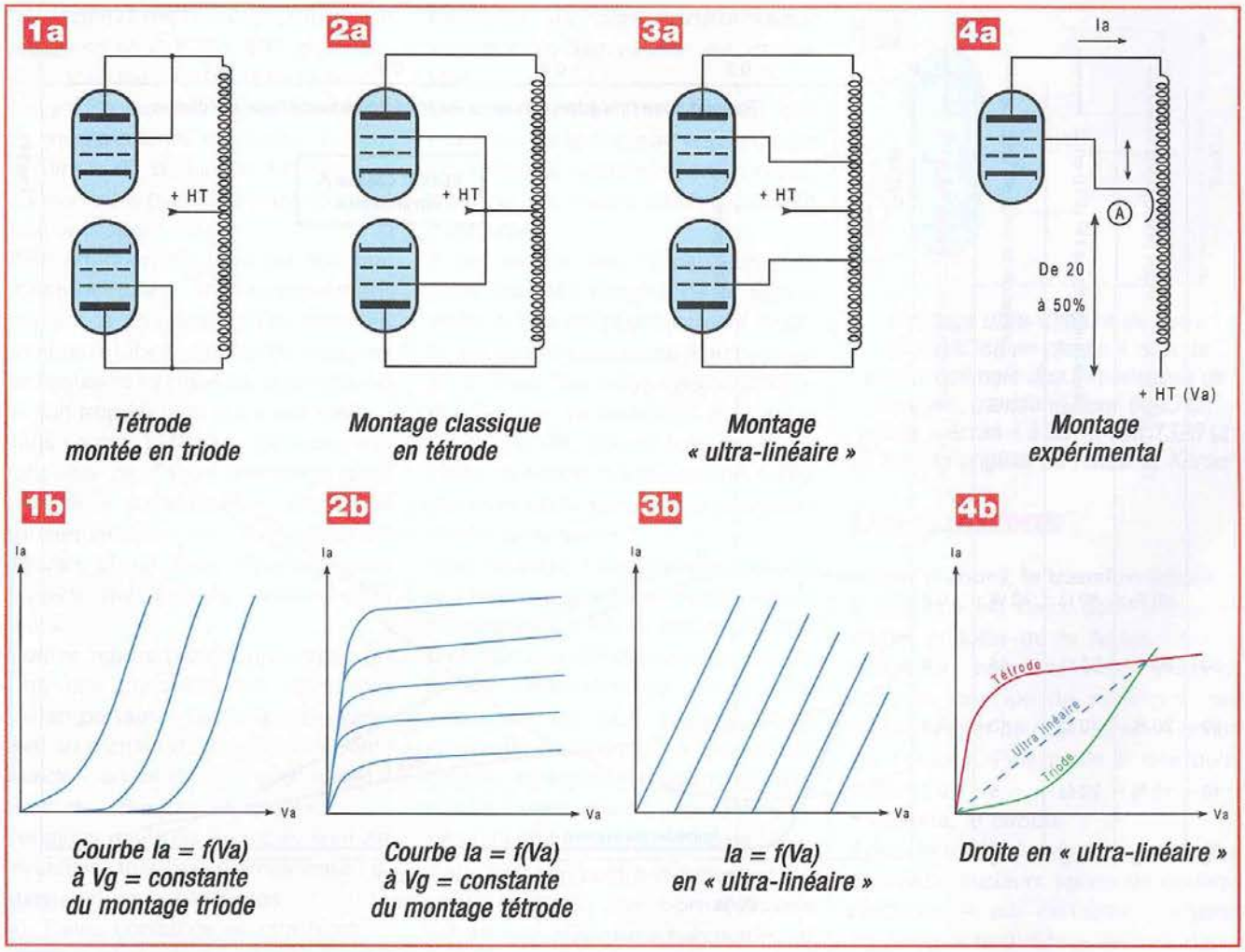
Pourquoi le MV75 de Conrad Johnson ?

Nous avons choisi le MV75 pour deux raisons.

La première réside dans son circuit qui perdure encore de nos jours. Il n'y a, en effet, que quelques différences minimes entre un Conrad Johnson de 1975 et celui fabriqué aujourd'hui. C'est remarquable, cela signifie qu'il s'agissait d'un bon circuit (dont on peut s'inspirer !). Les utilisateurs ne s'y sont pas trompés puisque la marque existe toujours et s'est imposée dans le club (très fermé !) des grands de l'électronique à tubes.

La seconde raison est plus didactique. Nous avons étudié l'amplificateur classe B (Mc Intosh) et de multiples amplificateurs en classe AB (voir précédents numéros). Si nous choisissons aujourd'hui le MV75, c'est, certes, parce qu'il fonctionne en classe AB, mais surtout parce qu'il utilise le célèbre montage ultra-linéaire inventé par David Hafler et Herbert Keroe en 1951.

Ce montage est tombé en désuétude en 1975, date de la création du MV75, bonne occasion pour nous d'effectuer une petite révision.



Le montage ultra-linéaire

S'il existe un circuit qui a fait couler des hectolitres d'encre de la part de théoriciens plus ou moins inspirés et de mathématiciens fameux, c'est bien celui-là ! Le seul concurrent responsable d'autant de « dégoulinades » d'encre est, à notre connaissance, le montage SRPP !

Il faut bien avouer que l'étude théorique du fonctionnement de ce circuit (surtout en classe AB) est particulièrement « torturante » si on veut entrer dans les détails. Mais comme toute idée géniale, le point de départ de Hafler et Keroe était d'une simplicité enfantine. Elle était mathématiquement fausse, mais cela a fonctionné du premier coup ! La fortune sourit aux audacieux... À méditer...

L'idée est la suivante : regardons ensemble les figures 1a à 4 a.

Nous avons reproduit les schémas de la communication originale de Hafler et Keroe en 1951 (Audio Engineering).

En **figure 2a**, est représenté un montage push-pull classique de deux tétrodes à faisceau dirigé (ici des 6L6/KT66).

Si on examine les courbes caractéristiques d'une des tétrodes du montage, on obtient le réseau de courbes convexes en **figure 2b**, caractéristiques des tétrodes (génératrices d'harmoniques d'ordre impair).

En **figure 1a**, on a réuni les grilles « écran » aux plaques transformant les tétrodes en pseudo triodes.

En **figure 1b**, on observe le réseau de caractéristiques typique d'une triode : courbes concaves génératrices d'harmoniques pairs.

C'est d'ailleurs pour cette raison que l'on préfère les triodes aux tétrodes en hi-fi, le montage push-pull annulant (en théorie) cette distorsion, si les tubes sont parfaits, si le transformateur est parfait et si le circuit est parfait (ce qui est malheureusement rarement le cas !).

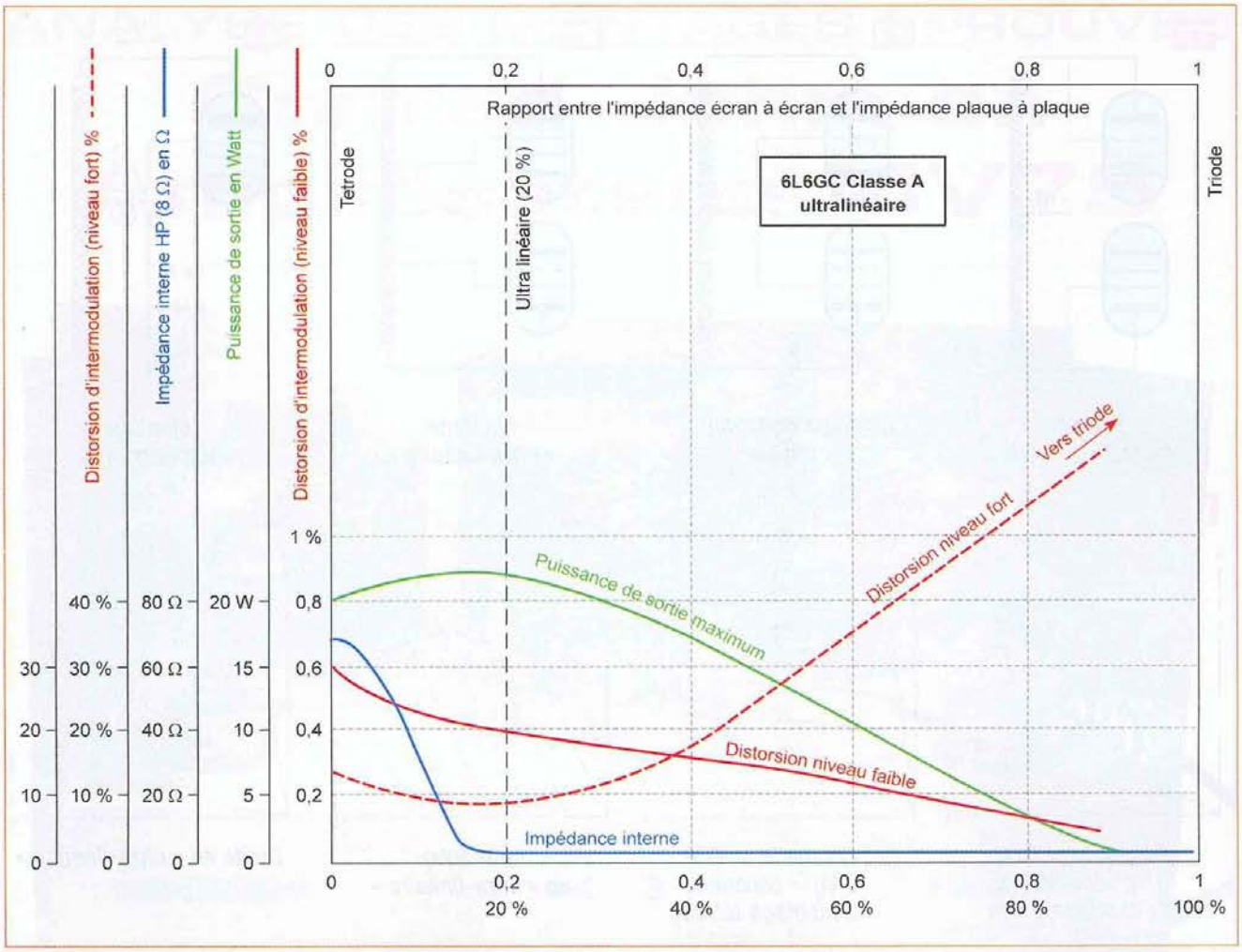
Le raisonnement élémentaire de Hafler et Keroe fut le suivant : puisqu'en déplaçant la prise « écran » aux deux positions extrêmes, on obtient des caractéristiques à courbure inverse, il doit exister un point intermédiaire de la prise « écran » sur le transformateur de sortie qui peut laisser espérer des courbes « super » droites (ultra-linéaires) ! Vous pouvez l'observer en **figures 3a** et **3b**.

Après avoir fabriqué un transformateur d'essais (**figure 4a**), les deux compères fabriquèrent un transformateur à prises médianes... Et cela a fonctionné ! Ils prirent rapidement un brevet et fondèrent en 1951 la société Acrosound.

Grâce à leur montage, ils avaient créé un nouveau tube, une sorte de super triode, possédant tous les avantages de la tétrode, en particulier une grande sensibilité d'entrée (ce qui soulage l'étage driver).

Surtout, ils constatèrent, qu'en déplaçant la prise « écran » le long de l'enroulement du transformateur, plusieurs phénomènes se produisaient :

- L'impédance interne du montage



5 *Courbes de puissance, distorsion, résistance interne. Push-pull classe A, 6L6GC ultra-linéaire prises « écran » à 20 % (d'après Hafler et Keroe)*

chutait brutalement et se maintenait à une valeur voisine de celle de la triode.

• La puissance de sortie maximum sans distorsion, c'est-à-dire avant écrêtage, augmentait doucement, puis redescendait environ **au tiers** de ce que l'on peut obtenir en montage tétrode.

• **La distorsion d'intermodulation** à faible niveau chutait brutalement, puis restait constante à une valeur moitié de celle du montage tétrode.

• À pleine puissance, cette même **distorsion d'intermodulation** diminuait légèrement, passait par un minimum pour une position de la prise « écran » sur le transformateur à environ 20 % de la valeur de l'enroulement (**figure 5**), puis croissait brusquement jusqu'à atteindre les valeurs élevées qui caractérisent les triodes (voilà pourquoi vous verrez rarement des mesures de distorsion d'intermodulation publiées pour les amplificateurs à triodes… c'est anti-commercial !).

Hafler et Keroe procédèrent à une multitude d'essais avec différentes tétrodes (6V6, 6L6/KT66, 6550/KT88, 807, etc.) et arrivèrent, en **classe « A »**, toujours au même résultat : la prise écran doit se trouver à environ 20 % de l'enroulement du transformateur de sortie par rapport à la haute tension pour un fonctionnement push-pull **classe « A »** (**figure 6**).

En classe « AB », la position moyenne de la prise « standard » se situe environ à 43 % du point milieu du transformateur. La figure 6 (reprise de l'article original pour 2/6L6 en push-pull **classe A**) résume les conclusions énoncées plus haut.

Il est spectaculaire de constater que l'impédance interne du montage chute vers des valeurs très faibles (0,5 Ω), ce qui assure un parfait amortissement du haut-parleur.

Tétrodes en pentodes ?

Ouvrons ici une parenthèse : le montage ultra-linéaire a été conçu pour des tétrodes à faisceau dirigé **et uniquement pour elles**. En effet, comme vous le savez (lire cours précédents), contrairement à une pentode, la tétrode à faisceau dirigé consomme un courant d'écran très faible (2 mA à 10 mA), voire quasi nul si elle est bien construite ! Cette bougresse est cependant très difficile à bien fabriquer !

La grille « écran » doit se situer **rigoureusement** à la **distance critique** et doit être bobinée au même pas que la grille de « commande ».

Comme l'écran est placé très près de la grille de « commande », elle doit avoir **ses spires rigoureusement** alignées sur cette dernière afin de ne capter que très peu d'électrons.

Ce type de tube, créé en 1936 avec la

6L6 et dérivé depuis d'après le même gabarit en 6550/KT88, 807, etc., présente tous les avantages de la pentode (grande sensibilité), sans en avoir les inconvénients en audio, surtout en terme de distorsion harmonique (harmoniques pairs dominants comme pour la triode).

Mais attention au tube qui est mal construit (c'est malheureusement souvent le cas aujourd'hui avec les nombreux tubes affublés de marques ronflantes et fabriqués à la va-vite, on ne sait trop où !) ou qui a mal vieilli.

Dans ce cas, les spires de l'écran ne sont plus dans l'axe des spires de la grille de « commande », avec pour conséquences un fort courant d'écran et un taux d'harmoniques impairs qui grimpe comme une flèche.

Il arrive même parfois que, dans un tube mal construit, les spires de l'écran portées à haute tension viennent au contact de la grille de « commande » en se dilatant avec la température... Bonjour les dégâts !

Certaines marques de tubes sont de véritables tueuses d'amplificateurs. Aussi, ne les achetez pas n'importe où. Faites confiance au constructeur de votre appareil qui, lui, a tout intérêt à vous les fournir en parfait état de fonctionnement.

L'ultra-linéaire peut être utilisé avec des pentodes (EL34), la prise « écran » sur le transformateur se situe entre 30 % et 40 %, selon la classe de fonctionnement (A ou AB). Conrad Johnson utilise souvent des EL34 sur ses amplificateurs avec des résultats plus que positifs.

Le transformateur ultra-linéaire

La marque de transformateurs Acrosound créée en 1951 par Hafler et Keroe devint célèbre dans le monde entier. Ils sont encore très recherchés aujourd'hui.

Si vous en trouvez un qui traîne sur un amplificateur, empressez-vous de le récupérer et fabriquez-vous un ultra-linéaire en vous inspirant des schémas « Dynac », autre firme créée par David Hafler après son divorce d'avec Keroe.

On a fait peu de progrès aujourd'hui, fabriquer un bon transformateur ultra-linéaire demeure un vrai casse-tête !

De nombreuses firmes et non des moindres se sont cassé les dents sur ce principe apparemment simple, mais qui, en réalité, est bougrement compliqué.

Il faut bien le dire, l'explication simpliste qui est à l'origine de la découverte, si elle est physiquement exacte, est mathématiquement archi-fausse ! D'où les centaines d'articles publiés par la suite. Ce qui, entre nous soit dit, devait bien faire rire Hafler et Keroe qui avaient peut-être (on ne le saura jamais) tout compris ! Quelle importance ?

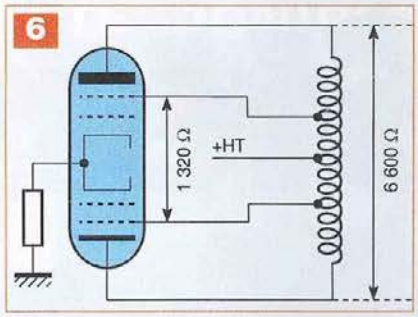
Pour résumer, il faut comprendre que le « basculement ultra-linéaire » de la caractéristique de la tétrode à celle de la triode n'est pas uniquement dû à une contre-réaction sur la grille « écran » du tube, comme on le croyait au départ, mais à une combinaison complexe réaction/contre-réaction dépendant d'une masse de facteurs éminemment variables !

Cette réaction/contre-réaction est, en effet, prélevée aux bornes d'une inductance, elle-même parcourue par une composante qui est une résultante de l'effet même de cette réaction complexe (c'est le chien qui se mord la queue...).

De quoi s'arracher les cheveux !

Plus grave encore, si la composante de réaction prend le dessus (transformateur mal « fagotté »), vous aurez créé un parfait oscillateur. Et pour couronner le tout par le couplage entre les deux demi-primaires du transformateur, vous aurez de toute façon une réaction sur la grille opposée de la deuxième branche du push-pull... re-oscillation ! Je pense que vous comprenez maintenant pourquoi les mathématiciens se sont frotté les mains et cassé le nez...

L'entrée en oscillation à haute fréquence de ce circuit est la terreur des concepteurs d'amplificateurs ultra-linéaires et celle des fabricants de transformateurs. Mais le principe donne des résultats tellement extraordinaires lorsqu'il est bien maîtrisé que William Conrad et Lewis Johnson décidèrent, en 1975, de le réactualiser, parce que des solutions existent.



Montage ultra-linéaire de deux 6L6GC/KT66 en classe A avec la valeur optimale des impédances de charges, transformateur 6600 Ω, prises « écran » à 20 %, soit 1320 Ω (d'après l'original de Hafler et Keroe)

Les solutions

• **Tout d'abord, le transformateur.**

Il faut que les deux demi-primaires soient couplés de la façon la plus « lâche » possible, sans toutefois nuire au principe du push-pull afin d'éviter l'effet de réaction d'un écran sur l'autre... Plus facile à dire qu'à faire !

• **Ensuite, le circuit.**

Il devra être étudié afin que, par le jeu d'une ou plusieurs lignes de contre-réactions et par certaines rotations de phase introduites à dessein dans le circuit, on puisse compenser la phase de la réaction/contre-réaction appliquée sur les écrans par la prise intermédiaire du transformateur de sortie (réalisable uniquement par tâtonnements et expérimentations, ce qui demande une certaine dose de patience...).

Après avoir triomphé de ces épreuves, qu'obtient-on ? Un **résultat** incroyable !

Lorsqu'on regarde le schéma d'un amplificateur ultra-linéaire, on est toujours surpris par l'**extrême simplicité apparente** du circuit. Comme il a très peu de composants, ce sont des amplificateurs d'une robustesse et d'une fiabilité à toute épreuve. La pièce maîtresse est le transformateur de sortie. Lequel, bien entendu, cache jalousement ses secrets de fabrication.

Dans notre prochain numéro, nous étudierons dans le détail le circuit du MV75 dont la simplicité apparente cache de nombreuses astuces.

À bientôt

R. Bassi

Les filtres en audio

Les lignes qui vont suivre éclaireront quelques facettes cachées des filtres utilisés en audio. Si la combinaison de filtres mal élaborés peut s'avérer néfaste à la linéarité en amplitude, elle peut se révéler catastrophique quant aux rotations de phase et ruinera la restitution spatiale de l'installation audio.

Si le concept d'amplitude ou de volume est bien appréhendé par tous, celui de phase l'est beaucoup moins. La phase est indissociable de la longueur d'onde et du support de diffusion qu'est l'air.

C'est la phase qui permet à tout être de localiser la source d'un bruit et partant, de choisir la direction pour s'y rendre ... ou pour fuir en direction opposée. C'est ce que la stéréophonie a tenté de reproduire en disposant deux enceintes judicieusement espacées. Encore faut-il que chaque canal reproduise le signal sans en distordre la phase originelle et cela se complique encore lorsque, dans chaque enceinte, on dispose de deux, trois, voire quatre canaux de diffusion.

Amplitude et phase

Considérons un signal périodique :

$$v_i = V_i \sin \omega t$$

Après passage dans un filtre, il subit une rotation de phase. Ce même signal devient alors :

$$v_o = V_o \sin (\omega t + \phi)$$

avec $\omega = 2.\pi.f$

et ϕ = déphasage (avance ou retard)

Cette même relation peut s'écrire :

$$v_o = V_o \sin \omega (t + \phi/\omega)$$

$$\text{et } v_o = V_o \sin \omega (t + \tau)$$

avec $\tau = \phi/\omega$

On voit que « τ » est de même nature que « t » et s'exprime donc en unité de temps.

« τ » est appelé le « Temps de Propagation de Groupe » (TPG) ou « Group delay » (en anglais) et s'exprime en millisecondes dans le domaine audio.

Or, ce TPG dépend du type de filtre, mais est aussi fonction de la fréquence, ce qui signifie qu'à différentes fréquences le TPG n'est pas le même !

Le signal musical résulte de la combinaison d'une multitude de fréquences envoyées simultanément. Il en ressort que les différentes composantes de ce signal vont « sortir » dissociées de ce filtre. Ce phénomène engendre une distorsion spatiale. Or tout filtre, à l'exception des Bessel et des filtres du premier ordre, présente la fâcheuse tendance à affecter le signal temporellement, ceci d'autant plus que l'ordre du filtre est élevé.

En pratique, cela se traduit par des rotations de phase, prévisibles mais parasites, qui brouillent la restitution spatiale.

En conclusion, vous comprendrez rapidement que dès qu'il y a filtre, la linéarité en amplitude est incompatible avec le TPG, donc la réponse aux transitoires.

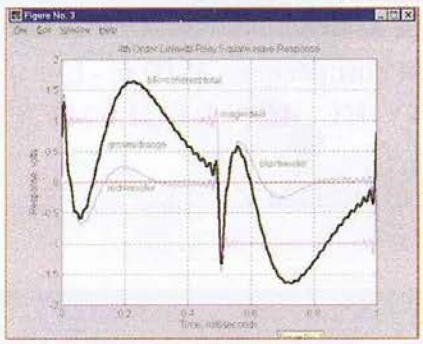
La **figure 1** illustre bien le phénomène. Il s'agit de la re-combinaison des deux voies d'une enceinte équipée d'un filtre attaqué par un signal carré. Dans la conception de toutes les enceintes, la linéarité en amplitude prendra toujours le pas sur la linéarité de la phase. C'est là que réside l'explication de l'excellente image stéréophonique que restituent les enceintes équipées d'un unique haut-parleur à large bande.

Toutefois, il nous faut un peu relativiser l'impact de cette distorsion, l'oreille humaine y est peu sensible pour autant que les valeurs restent sous une limite.

Le tableau en **figure 2** reprend quelques valeurs communément admises... et aujourd'hui contestées ! Elles ont été publiées, en 1978, par J. Blauert and P. Laws dans l'article « Group Delay Distortions in Electroacoustical Systems », du *Journal of the Acoustical Society of America*.

Les processeurs numériques de filtrage permettent d'éliminer ce TPG en le rendant constant pour toutes les fréquences.

1



Fréquence	Seuil de détection
500 Hz	3,2 ms
1 KHz	2 ms
2 KHz	1 ms
4 KHz	1,5 ms
8 KHz	2 ms

2

Ordre			1	2	3	4	5	6
Butterworth	LPF	Amplitude	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
		Phase	-45°	-90°	-135°	-180°	+45°	+90°
	Σ	Amplitude	1	1,41 (*)	1	1,41	1	1,41 (*)
		Phase	Quadrature	Opposition	Quadrature	Phase	Quadrature	Opposition
	HPF	Amplitude	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
		Phase	+45°	+90°	+135°	+180°	-45°	-90°
Linkwitz-Riley	LPF	Amplitude	-	0,5	-	0,5	-	0,5
		Phase	-	-90°	-	-180°	-	+90°
	Σ	Amplitude	-	1 (*)	-	1	-	1 (*)
		Phase	-	Opposition	-	Phase	-	Opposition
	HPF	Amplitude	-	0,5	-	0,5	-	0,5
		Phase	-	+90°	-	+180°	-	-90°

(*) Après inversion d'une des deux voies

3

Les filtres en audio

Bien que le filtre de Bessel n'altère pas le TPG, son amplitude décroît lentement tout au long de la bande active, ce qui le rend impropre au filtrage audio.

Les deux filtres incontournables en reproduction de haute fidélité ont été mis au point l'un par l'ingénieur anglais Stephen Butterworth et publié dans la revue *Wireless Engineer* en 1930, l'autre par Siegfried Linkwitz et Russ Riley et publié en 1976 sous le titre « Butterworth Squarred Filter ».

Ces derniers, comme leur titre l'indique, ont révolutionné, sur base du précédent, la technique des « filtres » à plusieurs voies.

Depuis 1983, seul le Linkwitz-Riley (LR) est utilisé dans les enceintes modernes.

Le tableau en **figure 3** met en lumière l'impact des deux types de filtres en fonction de leur ordre.

Les lignes « Σ » traitent de l'amplitude et de la phase à la fréquence de croisement des deux filtres.

L'amplitude du filtre Butterworth à la fréquence de coupure (Fc) chute de 3 dB (ou 0,707).

Au croisement des filtres passe-bas et passe-haut, les amplitudes s'additionnent (0,707 + 0,707 = 1,41), ce qui crée une bosse de + 3 dB (**figure 4**). C'est le cas de l'ordre 4 et des ordres 2 et 6, après inversion d'une des deux voies.

Dans le cas des ordres impairs, comme il y a quadrature de phase (-45° et +45°) entre les deux voies, l'amplitude au croisement est atténuée d'un facteur 0,707 pour chaque voie. Ceci donne une amplitude sommée de 0,707 x 0,707 + 0,707 x 0,707 = 1.

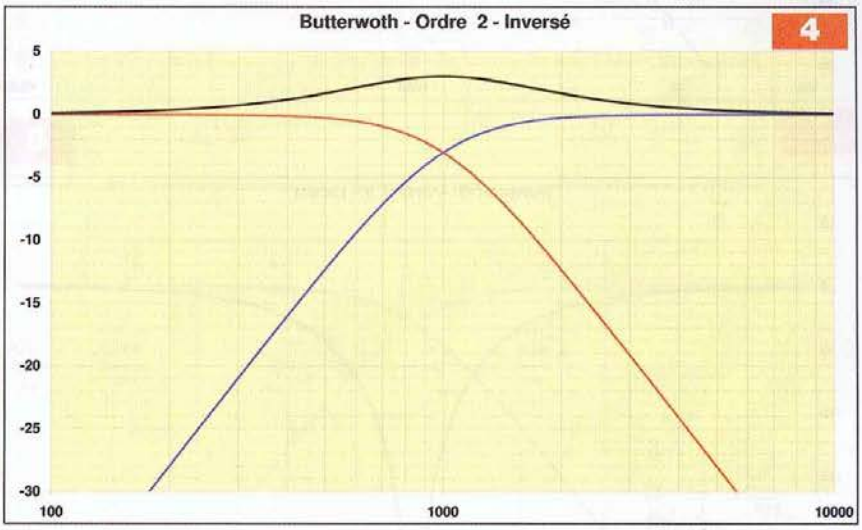
Il faut noter que le filtre du premier ordre a encore la faveur de nombreux audiophiles. En effet, le TPG n'étant pas affecté, la restitution des transitoires est excellente (**figure 5**).

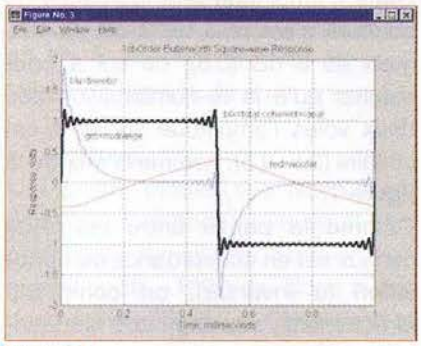
La **figure 6** présente le comportement aux transitoires de ce filtre du premier ordre, du haut vers le bas : le signal carré d'excitation, la sortie passe-haut, la sortie passe-bas et le signal recombiné. On remarque que le signal recombiné restitue intégralement le signal d'excitation. Toutefois, la faible pente de 6 dB par octave peut engendrer d'autres conflits entre les tweeters qui descendent trop bas et les boomers qui montent trop haut...

Avant que Linkwitz et Riley ne mettent au point leur filtre, les enceintes utilisaient le Butterworth d'ordre 2 en mettant en œuvre une self à air et une capacité. La bosse de 3 dB à la fréquence de croisement se retrouvait dans la courbe globale dont la linéarité en amplitude était rarement inférieure à une fourchette de 6 dB !

Toutefois, les constructeurs modernes produisent des enceintes fortement amorties d'un rendement souvent inférieur à 80 dB/1W/1m dont la linéarité en amplitude est écrasée pour atteindre une fourchette inférieure à 3 dB. La bosse de 3 dB du Butterworth est devenue inacceptable.

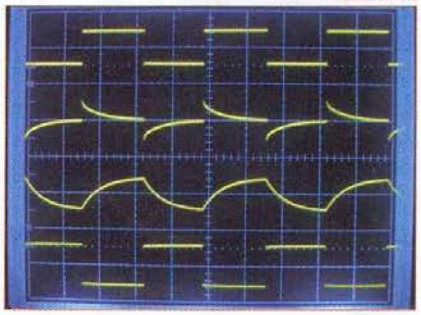
Linkwitz et Riley ont constaté qu'en transitant par deux filtres Butterworth

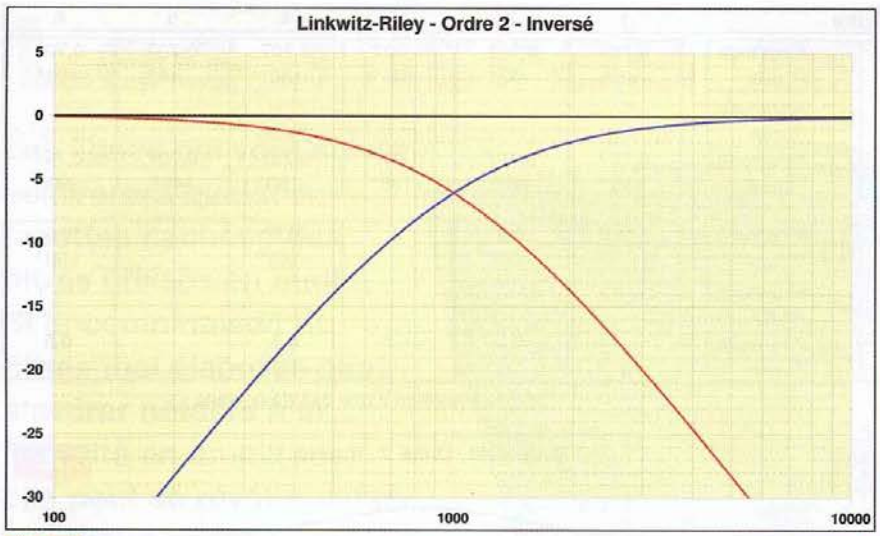




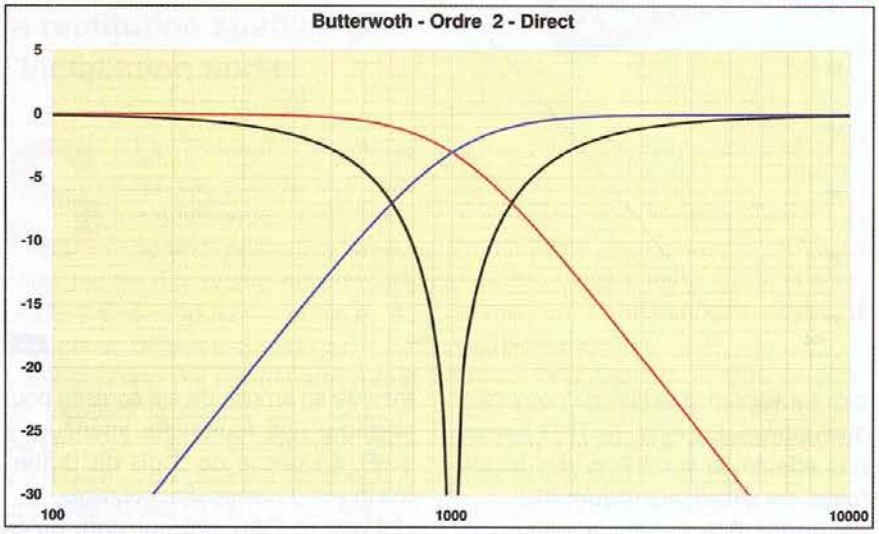
5

6





7



8

de même fréquence de coupure, la chute d'amplitude à la fréquence de coupure n'est plus de 3 dB (0,707), mais de 6 dB (0,5), ce qui a pour résultat qu'à la re-combinaison des deux voies l'amplitude sommée est unitaire (0,5+0,5), comme le montre la **figure 7**.

Comme la phase entre les deux canaux est en concordance ou opposition (à inverser), on comprend directement l'avantage que les fabricants ont pu tirer de ce type de filtre. Le LR2 est universellement utilisé dans les filtres des enceintes et le LR4 dans les filtres actifs destinés à l'amplification par voies multiples.

Un autre point souvent éludé concerne l'opposition de phase dans les filtres d'ordres 2 et 6, comme montré dans le tableau en figure 3.

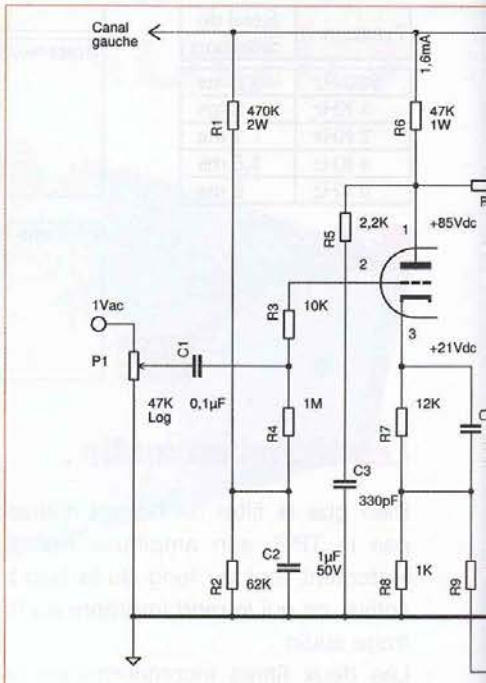
Si on considère les schémas des fabricants d'enceintes, on constate que le tweeter est – souvent - câblé en inverse, ce qui restitue la concordance de phase au croisement.

Le problème est identique pour l'amplification à deux canaux. Toutefois, il faudra considérer l'ensemble de la chaîne et vérifier si un des deux amplis n'inverse pas le signal. En cas d'opposition de phase, le résultat se révèlera... désastreux (**figure 8**).

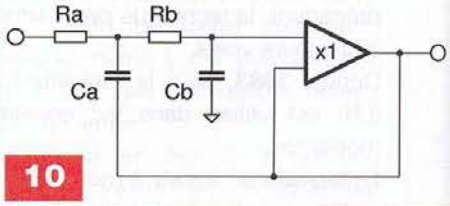
Notons également qu'à 1000 Hz, la longueur d'onde est de 34 cm et qu'au long de ces 34 cm, il y a une rotation de phase de... 360° !

La position du transducteur aigu par rapport au plan du médium-grave a aussi son importance dans la restitution spatiale, de même que la hauteur de l'enceinte par rapport à l'auditeur.

La mise au point de l'installation est grandement facilitée si la fréquence de croisement est basse : à 200 Hz, la longueur d'onde mesure 1,72 m. Vous l'avez compris, c'est le concept du canal unique de restitution des graves.



Filtre passe-bas en configuration "Sallen-Key"



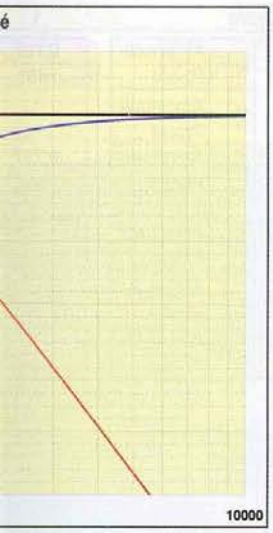
10

Notre étude

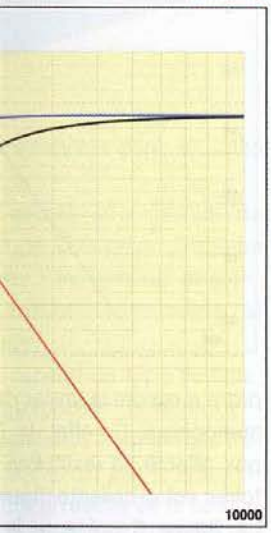
Pour faire simple, nous en resterons à l'étude des filtres analogiques à deux voies : grave par filtrage passe-bas et médium-aigu par filtrage passe-haut. Le concept, qu'il soit étudié pour un « filtrage » classique d'enceinte ou pour la séparation de deux voies en vue d'une biamplification, est identique.

Il existe sur la toile nombre de sites proposant le calcul des différents types de filtres passifs et de filtres actifs qui font tous appel aux AOP dans la configuration « Sallen-Key » ou « Rauch ».

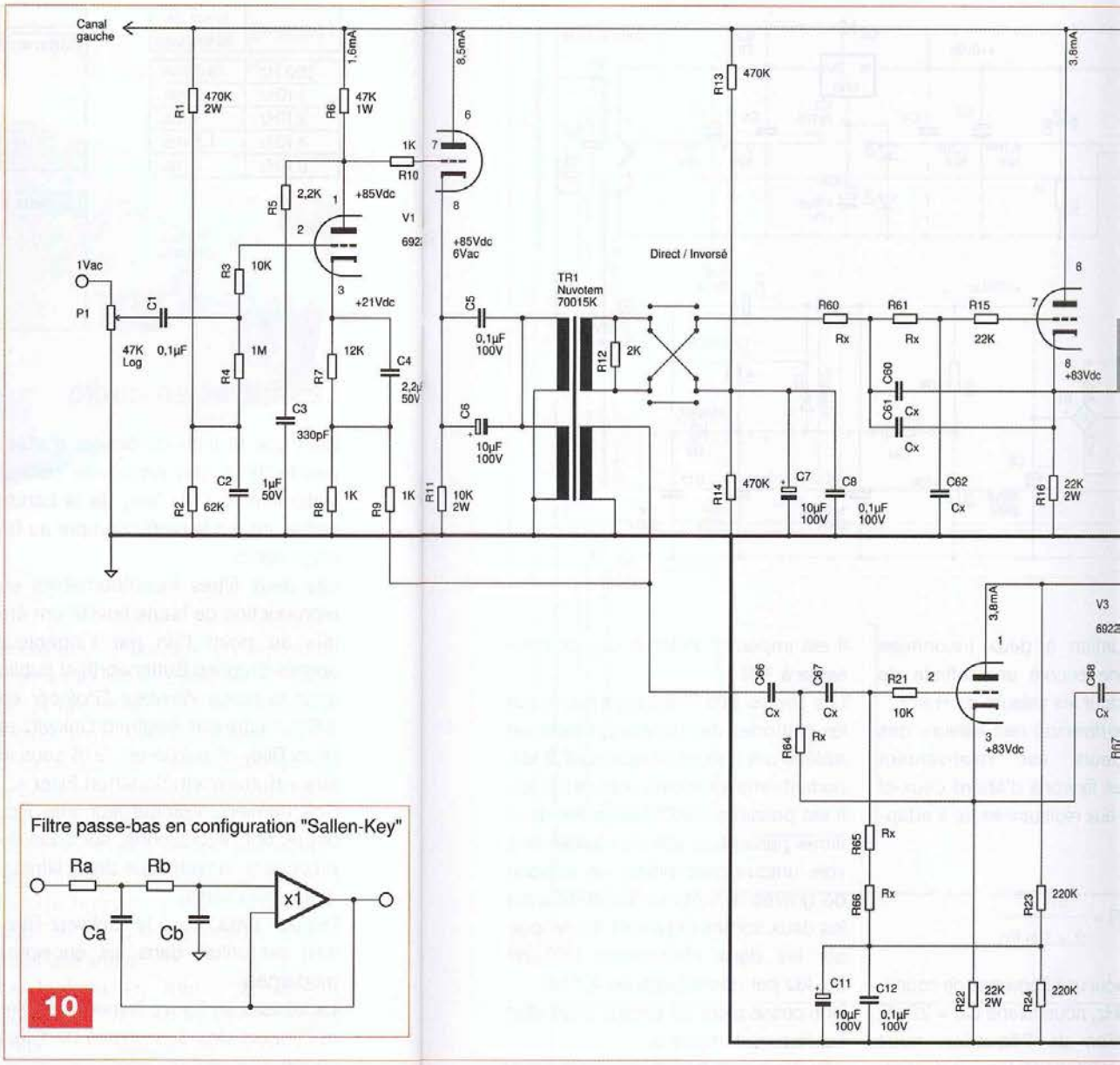
Désireux de ne pas rester uniquement sur un plan théorique, nous vous présentons le projet d'un filtre actif de type Linkwitz-Riley d'ordre 4



8



ce qui restitue la concor-
hase au croisement.
ne est identique pour l'am-
deux canaux. Toutefois, il
sidérer l'ensemble de la
vérifier si un des deux
verse pas le signal. En cas
n de phase, le résultat se
désastreux (**figure 8**).
alement qu'à 1000 Hz, la
l'onde est de 34 cm et
de ces 34 cm, il y a une
phase de... 360° !
du transducteur aigu par
plan du médium-grave a
mportance dans la restitu-
e, de même que la hauteur
te par rapport à l'auditeur.
point de l'installation est
t facilitée si la fréquence
ent est basse : à 200 Hz, la
onde mesure 1,72 m. Vous
pris, c'est le concept du
e de restitution des graves.



Notre étude

Pour faire simple, nous en resterons à l'étude des filtres analogiques à deux voies : grave par filtrage passe-bas et médium-aigu par filtrage passe-haut. Le concept, qu'il soit étudié pour un « filtrage » classique d'enceinte ou pour la séparation de deux voies en vue d'une biamplification, est identique.

Il existe sur la toile nombre de sites proposant le calcul des différents types de filtres passifs et de filtres actifs qui font tous appel aux AOP dans la configuration « Sallen-Key » ou « Rauch ».

Désireux de ne pas rester uniquement sur un plan théorique, nous vous présentons le projet d'un filtre actif de type Linkwitz-Riley d'ordre 4 pour amplification à deux voies.

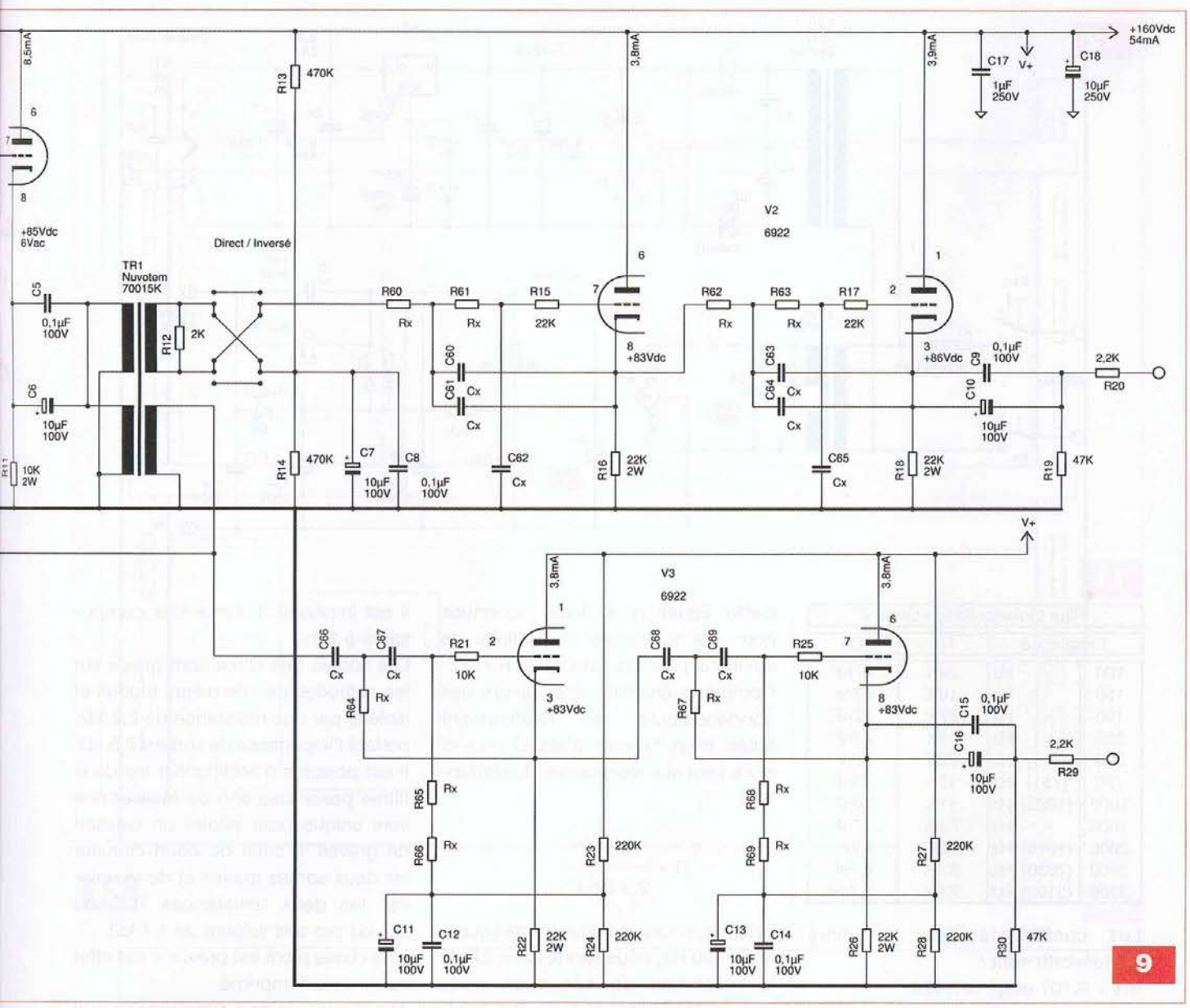
Il donne la possibilité d'inverser une voie et peut être adapté pour diverses fréquences de croisement.

L'amplitude est réglable par un potentiomètre unique, la sortie à basse impédance est exempte de tout bruit. Les deux canaux graves peuvent être mis en commun afin de piloter un unique caisson de graves. Dans ce cas, la fréquence de coupure sera placée assez basse. Cette réalisation à tubes peut aisément être transposée en semiconducteurs.

Le schéma

• Le préamplificateur

Le schéma est en **figure 9**. Le signal est d'abord mis « à niveau » par un potentiomètre de 47 kΩ. Il est ensuite routé vers un amplificateur de gain de 32 dB. L'anode de la pre-
de est couplée directement
de la deuxième et la sortie
de suiveuse pilote à basse
ce le transformateur de sép
Le signal issu d'un des se
est réinjecté à la cathode
mière triode afin de fixer
15 dB. Le même signal est
le filtre passe-haut.
L'autre secondaire pilote
passe-bas et afin de cor
phase en fin de chaîne au
avons prévu la possibilité
la phase du canal grave.
Le transformateur torique
qué par Talema et porte la
70015K. Il est disponible ch
spares (voir fin d'article) e
référence 223-9109. La ba
sante de ce préampli s'



9

pour amplification à deux voies.
Il donne la possibilité d'inverser une voie et peut être adapté pour diverses fréquences de croisement. L'amplitude est réglable par un potentiomètre unique, la sortie à basse impédance est exempte de tout bruit. Les deux canaux graves peuvent être mis en commun afin de piloter un unique caisson de graves. Dans ce cas, la fréquence de coupure sera placée assez basse. Cette réalisation à tubes peut aisément être transposée en semiconducteurs.

Le schéma

• Le préamplificateur

Le schéma est en **figure 9**. Le signal est d'abord mis « à niveau » par un potentiomètre de 47 kΩ. Il est ensuite routé vers un amplificateur de gain de 32 dB. L'anode de la première triode est couplée directement à la grille de la deuxième et la sortie en cathode suiveuse pilote à basse impédance le transformateur de séparation.
Le signal issu d'un des secondaires est réinjecté à la cathode de la première triode afin de fixer le gain à 15 dB. Le même signal est dirigé vers le filtre passe-haut.
L'autre secondaire pilote le filtre passe-bas et afin de conserver la phase en fin de chaîne audio, nous avons prévu la possibilité d'inverser la phase du canal grave.
Le transformateur torique est fabriqué par Talema et porte la référence 70015K. Il est disponible chez Radiospares (voir fin d'article) et porte la référence 223-9109. La bande passante de ce préampli s'étend de 10 Hz à 100 kHz à -1dB pour un temps de montée de 3 µs.

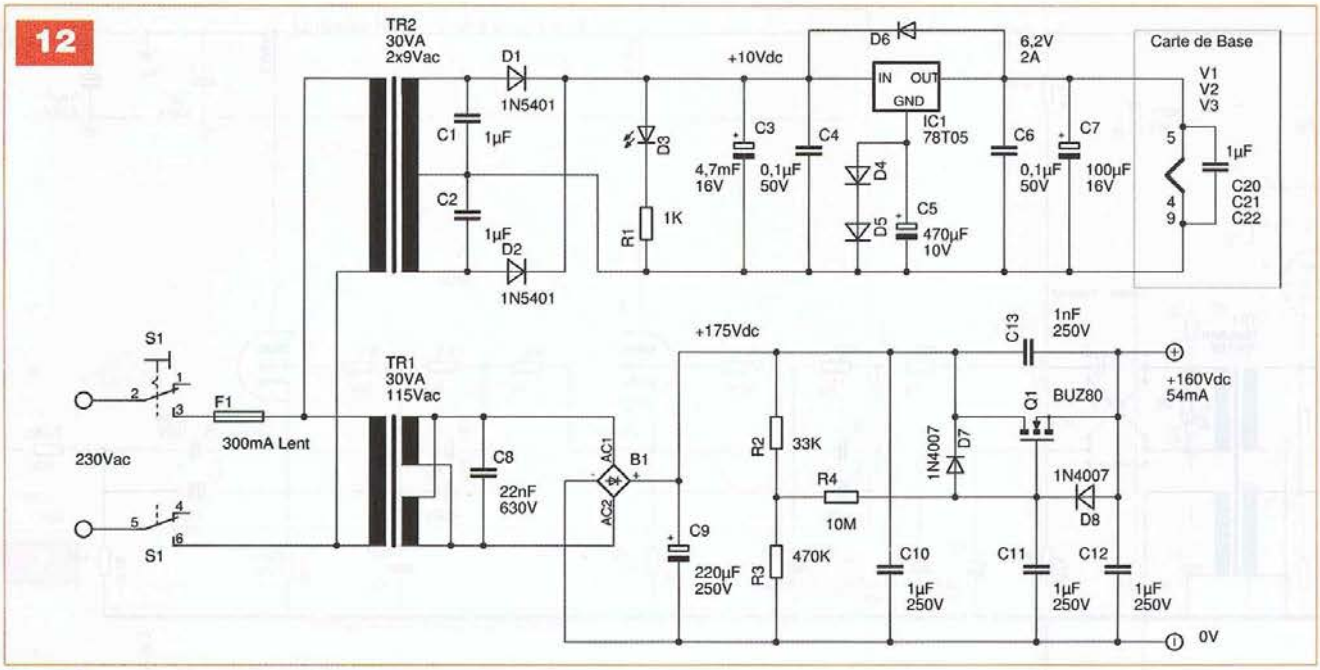
• Les filtres

Les quatre triodes des filtres fonctionnent en cathode suiveuse et sont polarisées à la moitié de la tension d'alimentation de +160 Vdc. Nous avons donc des amplificateurs non-inverseurs et de gain unitaire. La configuration des filtres est du type « Sallen-Key ».

• Un (tout petit) peu de théorie

Comme écrit plus haut, le Linkwitz-Riley, appelé initialement « Butterworth Squarred Filter », est la mise en série de deux filtres Butterworth de même fréquence de coupure.
La **figure 10** montre le schéma d'un filtre passe-bas d'ordre 2 en configuration Sallen-Key.

12



11

Filtre Linkwitz-Riley - Ordre 4			
Fréquence		Rx	Cx
100	- Hz	24K	47nF
150	- Hz	16K	47nF
190	- Hz	27K	22nF
320	- Hz	16K	22nF
500	(511) Hz	22K	10nF
750	(751) Hz	15K	10nF
1000	(1023) Hz	11K	10nF
1500	- Hz	7,5K	10nF
2000	(1995) Hz	12K	4,7nF
2600	(2630) Hz	9,1K	4,7nF
3200	(3190) Hz	7,5K	4,7nF

Les coefficients pour un filtre Butterworth sont :
m1 = 0,707 et q1 = 1,414
Les valeurs des composants sont inter-dépendantes et définies par les deux relations :

$$Ca = \frac{1,414}{2.\pi.Fc.Ra} \quad Cb = \frac{0,707}{2.\pi.Fc.Rb}$$

Puisque nous avons deux équations à quatre inconnues, cette relation entre la fréquence et les composants du filtre permet le choix d'une infinité de combinaisons de valeurs.
Si nous fixons Ra = Rb, nous obtenons une relation particulière entre Ca et Cb.
En effet, la résolution des deux équations nous donne : Ca = 2 x Cb.
La relation fréquence-composants devient :

$$Fc = \frac{0,707}{2.\pi.Cb.R}$$

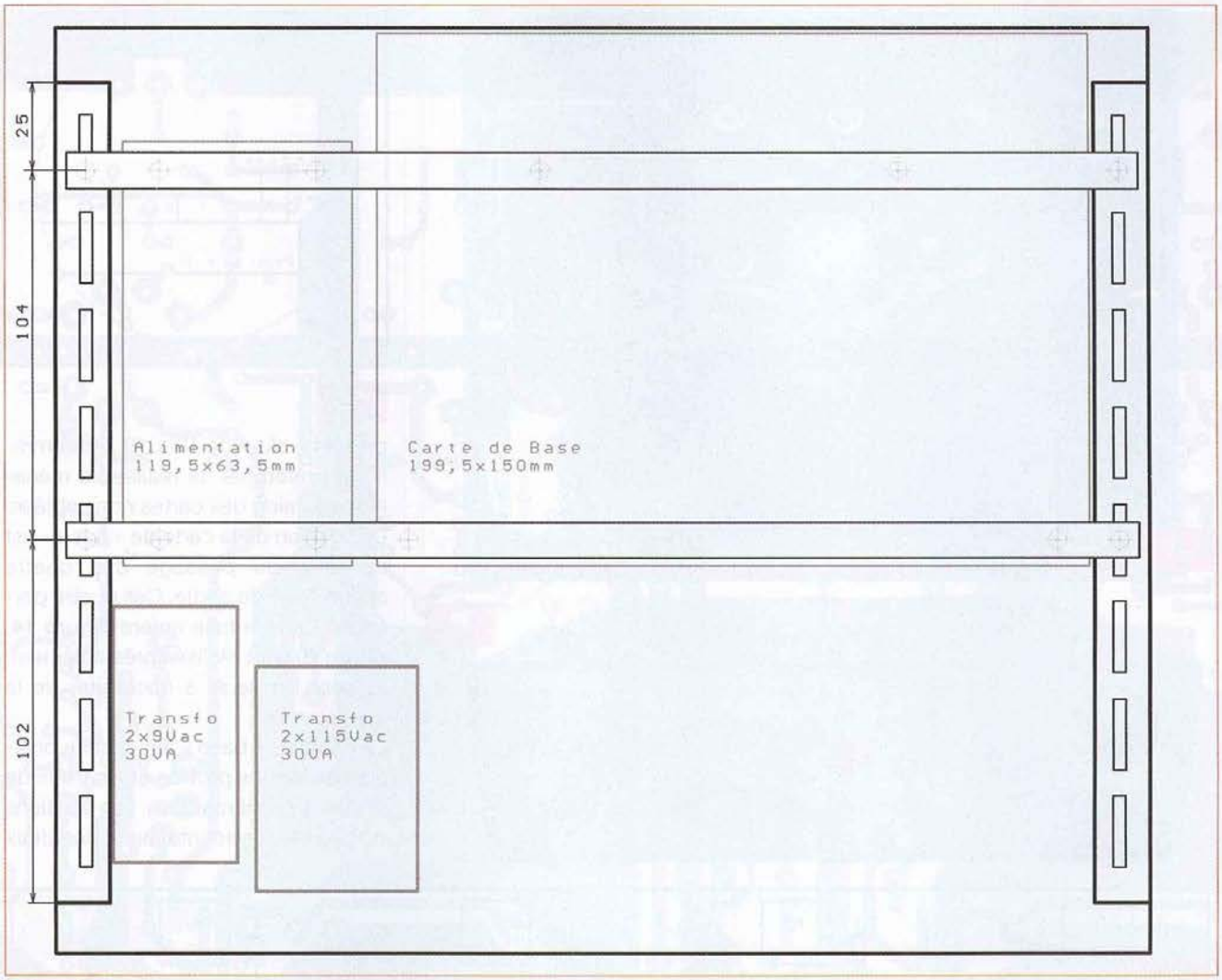
Cette équation à deux inconnues nous donne encore une infinité de solutions pour les valeurs de R et C.
Comme la diversité des valeurs des condensateurs est relativement faible, nous fixerons d'abord ceux-ci et ce sera aux résistances de s'adapter :

$$R = \frac{0,707}{2.\pi.Cb.Fc}$$

Exemple, pour une fréquence de coupure de 190 Hz, nous fixons Cb = 22 nF, la résolution de l'équation nous donne : R = 27 kΩ et Ca = 2 x 22 nF.
Pour le filtre passe-haut, la marche à suivre est identique.
De même, les valeurs des composants sont identiques pour une même fréquence de coupure.
Le tableau en **figure 11** nous donne les valeurs des composants pour quelques fréquences au choix.
Vous remarquerez que pour obtenir des résistances disponibles dans la série à 1 %, il faut parfois décaler légèrement la fréquence.
Il est possible de télécharger gratuitement un programme de calculs sur le site *www.sound.westhost.com*
Les valeurs retenues sont référencées Rx et Cx sur le schéma.
Les valeurs doubles sont réalisées par la mise en parallèle de deux valeurs simples pour les condensateurs et en série pour les résistances.
Il est impératif d'utiliser des composants à 1 %.
Les sorties des filtres sont prises sur les cathodes des dernières triodes et isolées par une résistance de 2,2 kΩ, portant l'impédance de sortie à 2,5 kΩ.
Il est possible d'additionner les deux filtres passe-bas afin de réaliser une voie unique pour piloter un caisson de graves. Il suffit de court-circuiter les deux sorties graves et de remplacer les deux résistances R20 de 2,2 kΩ par des valeurs de 4,7 kΩ.
Une cosse picot est prévue à cet effet sur le circuit imprimé.
Afin d'avoir un gain aussi proche que possible de l'unité et une impédance de sortie faible, il était important de choisir un tube avec une résistance interne faible et une pente assez forte, celle-ci fait 12,5 mA/V.
Tous les tubes utilisés sont des 6922, la version professionnelle de la ECC88. Ils fonctionnent avec une tension d'alimentation raisonnable de 160 Vdc et leurs filaments consomment 300 mA (365 mA pour les ECC88).

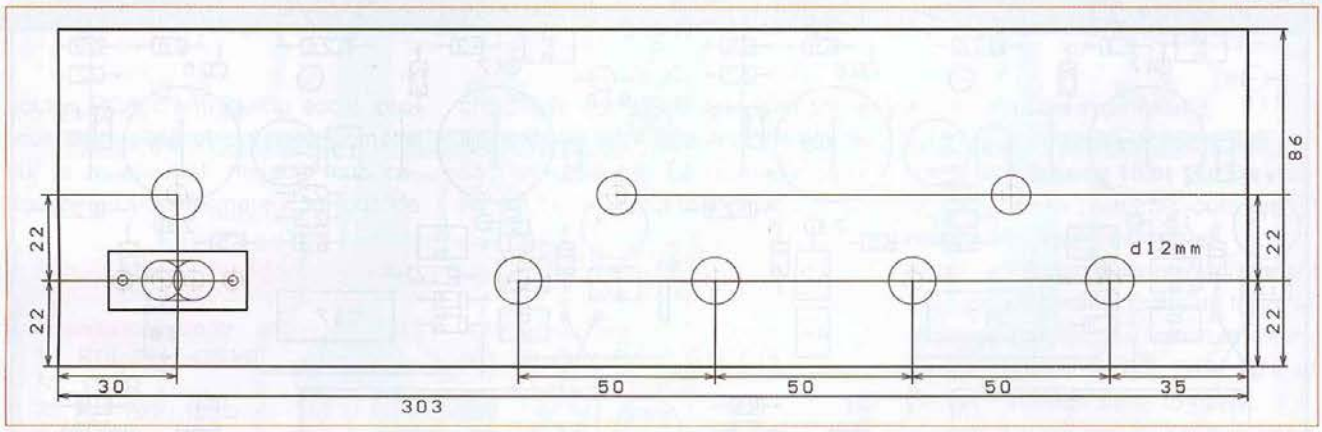
• L'alimentation

Nous avons choisi d'alimenter les tubes en courant continu (**figure 12**).
Les six tubes consomment environ 2 A.
La régulation est effectuée par un circuit 78T05 de 5 V-3 A et décalée de 1,2 V par les deux diodes D4 et D5.
Le régulateur dissipe 8 W et doit être



13

14



refroidi. Il est possible d'alimenter les tubes en 6,3 Vac, mais le rapport signal/bruit sera de l'ordre de 66 dB, au lieu de 86 dB.

La haute tension est obtenue à partir d'un transformateur de séparation 230/2x115 Vac/30 VA disponible chez Conrad sous la référence 514810. Les circuits fonctionnent dans une large fourchette de tensions, le +160 Vdc n'est pas critique. La haute tension n'est pas stabilisée, mais seulement filtrée.

La cellule R4-C11 de 10 MΩ/1 µF a une constante de temps de dix secondes et une fréquence de coupure de 16 mHz. La tension atteint son maximum après une minute, mais le préampli est fonctionnel après une quinzaine de secondes.

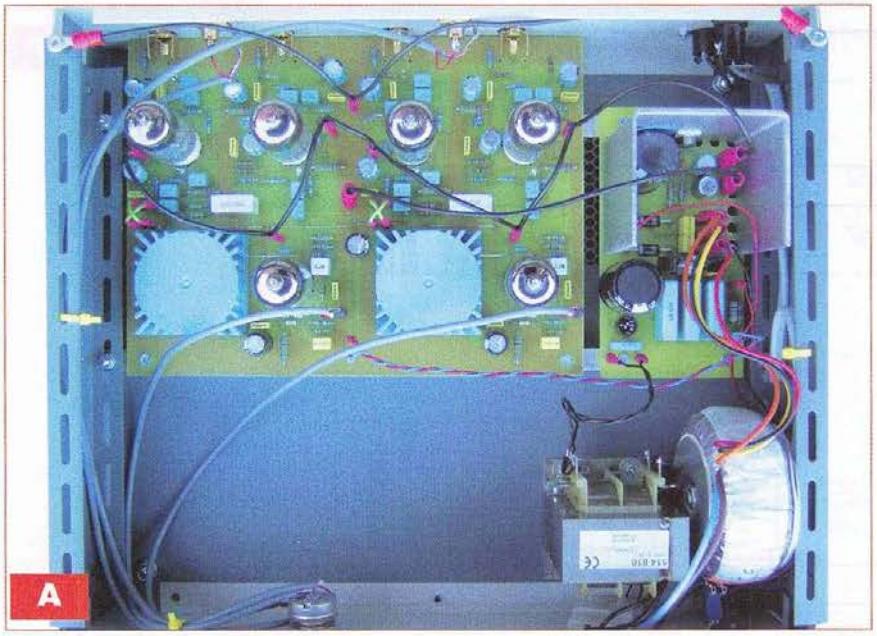
Le BUZ80 dissipe environ 1 W, l'ondulation résiduelle est de 150 µVac.

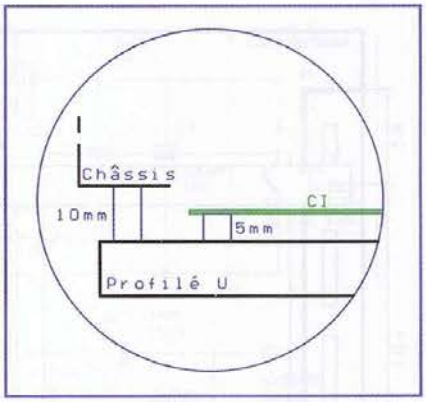
Mise en œuvre

• La mécanique

Le préampli est placé dans un boîtier de dimensions 305 x 280 mm et 86 mm de haut. Le modèle utilisé est disponible chez Radiospares (voir fin d'article) sous la référence 222-058. L'agencement des divers éléments est présenté aux **figures 13, 14** et **photo A**.

Les deux cartes sont fixées sur deux

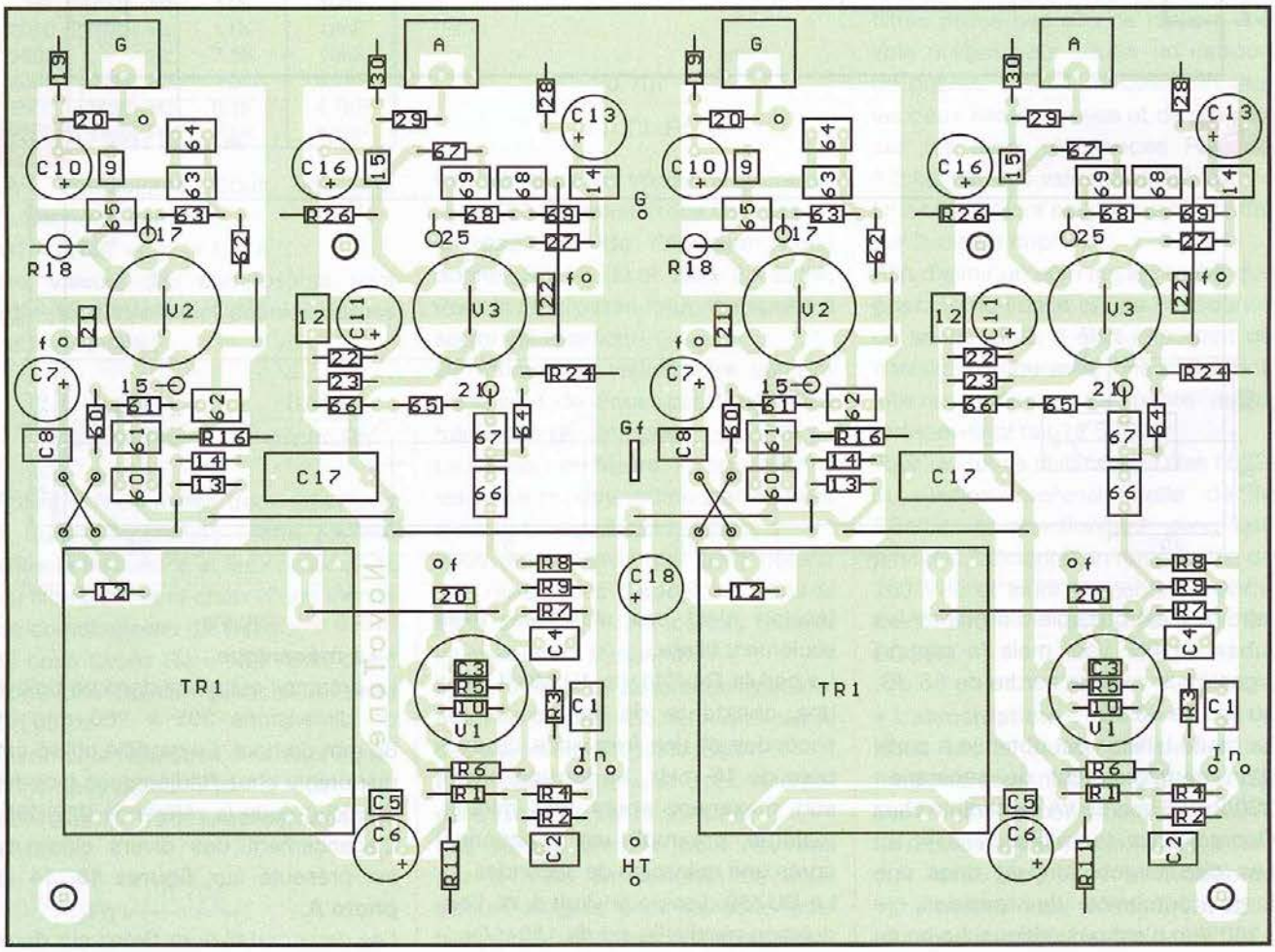


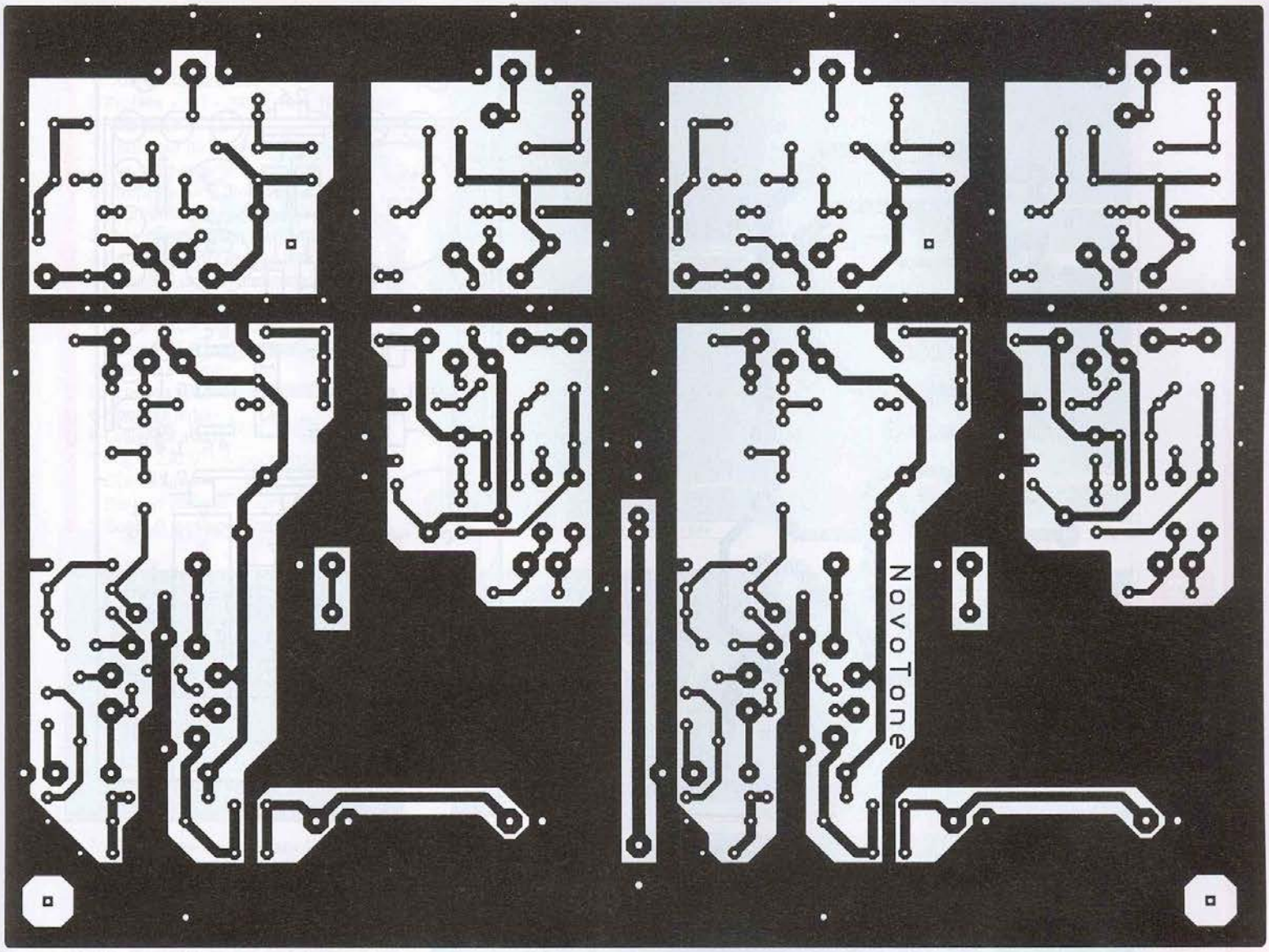


15

profilés « alu » de 10 x 10 x 295 mm. Il est préférable de réaliser la mécanique à l'aide des cartes non cablées. La position de la carte de « base » est solidaire du passage des quatre socles RCA de sortie. Ces quatre perçages dans la face arrière (**figure 14, photo B**) sont réalisés préalablement, ils sont les seuls à nécessiter de la précision.

La carte de « base » est ensuite positionnée sur les profilés et les trous de fixations y sont marqués. Les positions de la carte « alimentation », des deux





16

socles RCA d'entrée, du socle secteur, du fusible et du potentiomètre sur la face avant, ne sont pas critiques. Le transformateur torique de chauffage est placé latéralement à l'aide d'une vis à tête conique M6 de 55 mm de long. Le transformateur HT est fixé au fond du boîtier.

Nomenclature

Résistances 1/4 W - 1 %
R1, R13, R14 : 470 kΩ
R2 : 62 kΩ
R3, R21, R25 : 10 kΩ
R4 : 1 MΩ
R5, R20, R29 : 2,2 kΩ
R6 : 47 kΩ
R7 : 12 kΩ
R8, R9, R10 : 1 kΩ
R12 : 2 kΩ
R15, R17 : 22 kΩ
R19, R30 : 47 kΩ
R23, R24, R27, R28 : 220 kΩ
R60 à R69 : voir tableau

Résistances 2 W - 5 %
R11 : 10 kΩ
R16, R18, R22, R26 : 22 kΩ

Condensateurs
C1, C5, C8, C9, C12, C14, C15 : 0,1 µF/100 V radial
C2 : 1 µF/50 V radial
C3 : 330 pF/250 V radial
C4 : 2,2 µF/63 V radial
C6, C7, C10, C11, C13, C16 : 10 µF/100 V radial
C17 : 1 µF/250 V radial
C18 : 10 µF/250 V radial
C20, C21, C22 : 0,1 µF/50 V radial
C60 à C69 : 1 %/100 V radial (voir tableau)

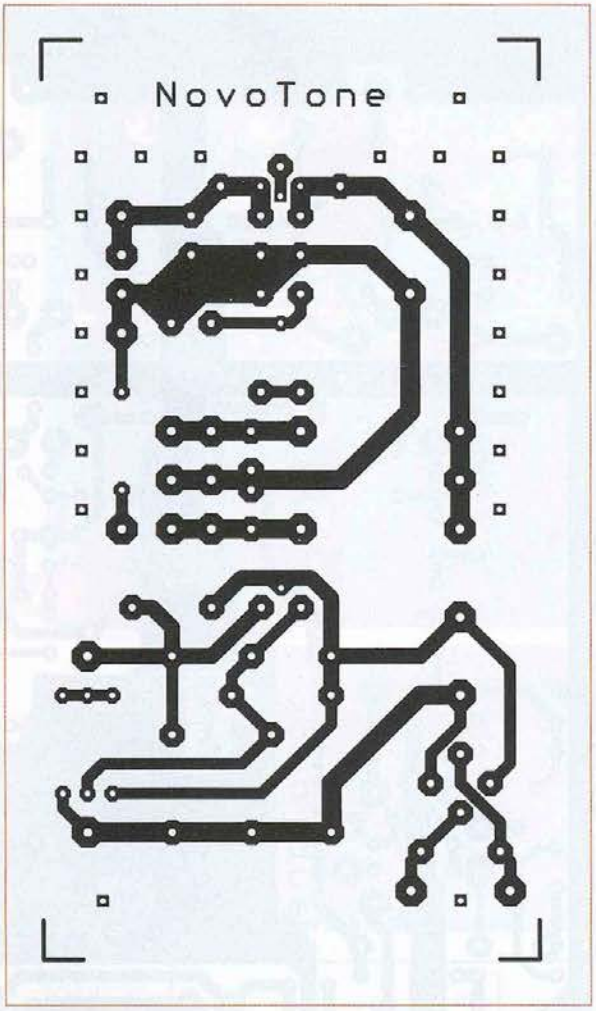
Divers
P1 : 2 x 47 kΩ log
V1, V2, V3 : 6922
TR1 : voir texte

• **Les circuits imprimés**

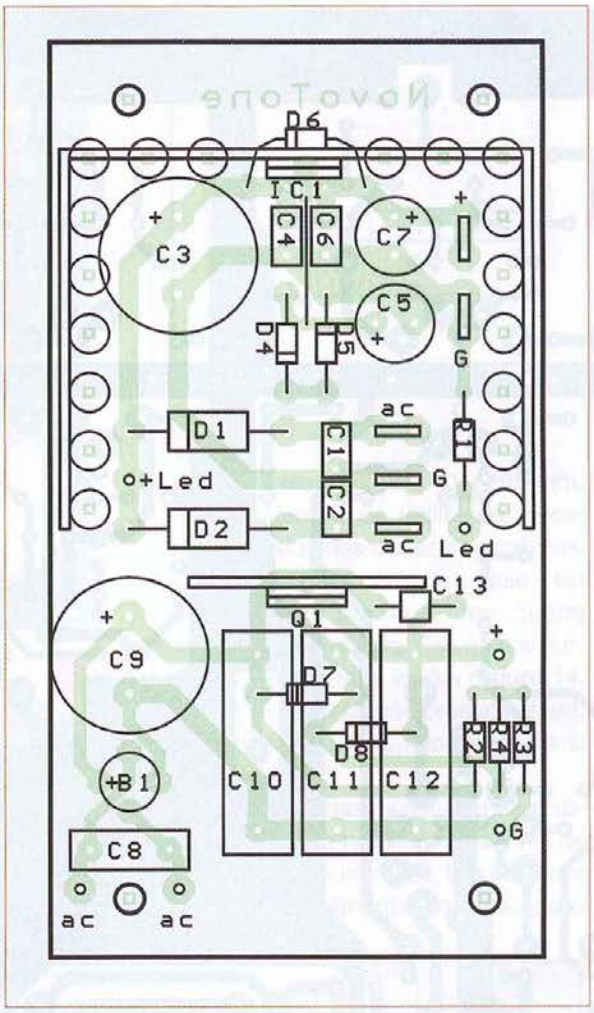
La carte de « base » mesure 200 mm x 150 mm (**figures 16 et 17**). On insère dans l'ordre : les 23 picots de 1,3 mm et la cosse Faston, les 16 pontages, les 6 supports noval. Suivront les composants par ordre de taille, en terminant par les deux transformateurs. **Les composants R5, R10, R12 et C3 sont soudés sous la carte.**

La carte est équipée des composants Rx = 27 kΩ et Cx = 22 nF pour une fréquence de coupure de 190 Hz.

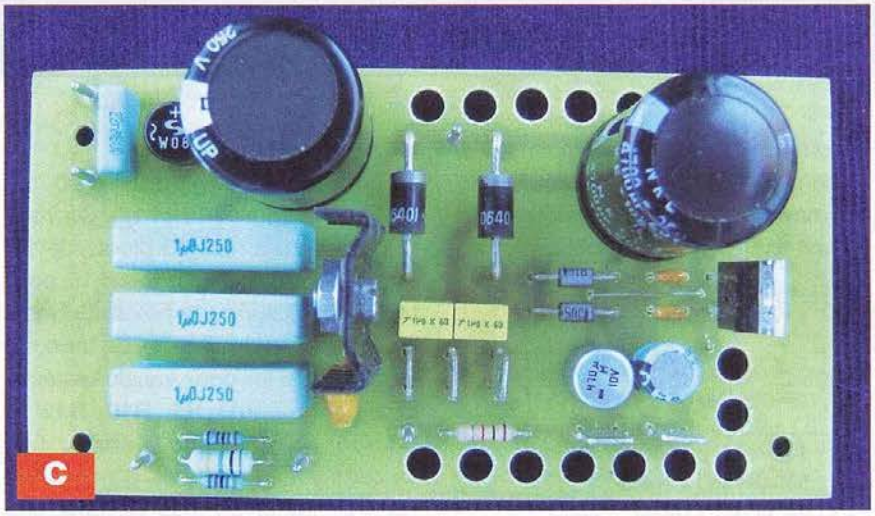
La sortie passe-bas est câblée pour être en phase avec la sortie passe-haut. Il n'y a pas de mise au point, la carte est directement fonctionnelle : alimentée, tout signal injecté en entrée se retrouve sur une des deux sorties. Le gain hors fréquence de croisement est de +2 dB et de -4 dB à la fréquence de croisement.



18



19



La carte « alimentation » mesure 64 mm x 119 mm (**figures 18 et 19, photo C**). On soude dans l'ordre : les 5 cosses Faston, les 6 picots de 1,3 mm, le pontage et le reste des composants par ordre croissant de grandeur.
La diode D6 est soudée côté cuivre.
Le refroidissement du régulateur est assuré par un dissipateur « maison » constitué d'une tôle d'aluminium pliée en U d'une hauteur de 60 mm.
Le refroidisseur de Q1 est un petit dissipateur ou morceau de tôle bien équarri. Q1 n'est pas isolé électriquement et la tension sur son dissipateur est de +175 Vdc. Leur température peut atteindre 70 °C sans dommage.
Le montage final et les raccordements

Nomenclature

Résistances
R1 : 1 kΩ -1/4 W - 5 %
R2 : 33 kΩ -1/4 W - 1 %
R3 : 470 kΩ -1/4 W - 1 %
R4 : 10 MΩ -1/2 W - 5 %

Condensateurs
C1, C2 : 1 µF/50 V radial
C3 : 4700 µF/16 V radial
C4, C6 : 0,1 µF/50 V radial
C5 : 470 µF/10 V radial
C7 : 100 µF/16 V radial
C8 : 22 nF/250 Vac radial
C9 : 220 µF/250 V radial
C10, C11, C12 : 1 µF/250 V radial

Semiconducteurs
D1, D2 : 1N5401
D3 : led
D4, D5, D6, D7, D8 : 1N4007
IC1 : 78T05
Q1 : BUZ80

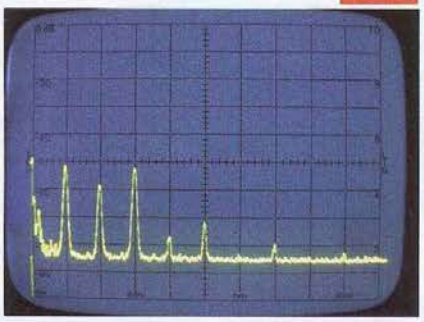
Divers
B1 : 200 V/1,5 A radial
F1 : 300 mA lent
TR1 : 230 V/2 x 9 Vac/30 VA
TR2 : 230V/230 Vac/30 VA
S1 : switch DPDT

Nomenclature

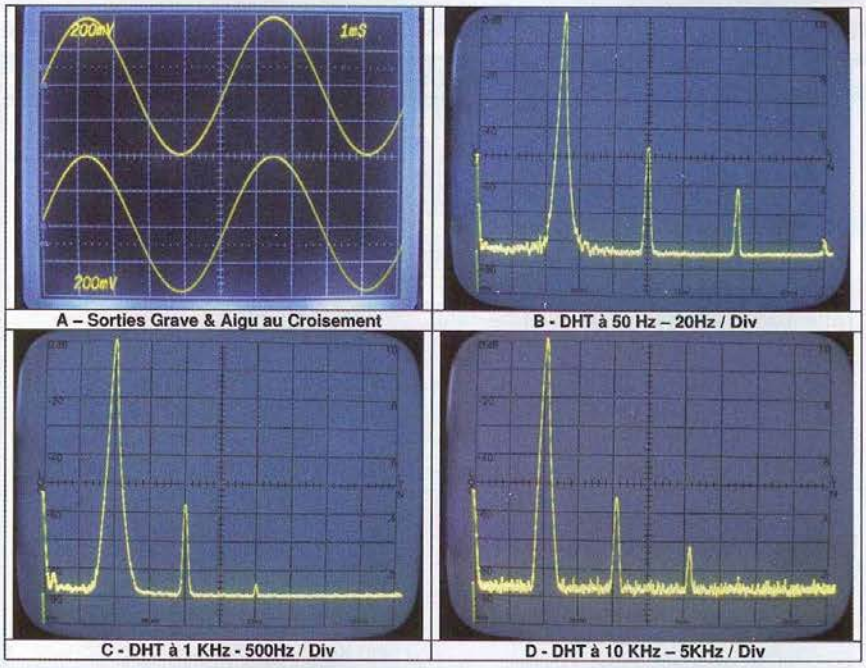
Divers

1 Coffret RS 222-058
2 Profilés « alu » 295 x 10 x 10 x 1 mm
1 Radiateur (IC1)
1 Radiateur (Q1)
4 Pieds 10 mm
6 Supports tube Noval pour CI (diamètre de brochage : 18 mm)
8 Entretoises 5 mm M-F/M3
4 Entretoises 10 mm M-F/M3
1 Coupelle de transformateur 50 VA
1 Socle fusible châssis (20 mm)
4 Socles RCA pour CI
2 Socles RCA pour châssis
29 Picots 1,3 mm
29 cosses 1,3 mm
6 Socles Faston
6 Cosses Faston
1 Socle 230 V/1 A pour châssis
1 Dial volume
1 Bouton volume
1 Socle 8 mm pour led

22

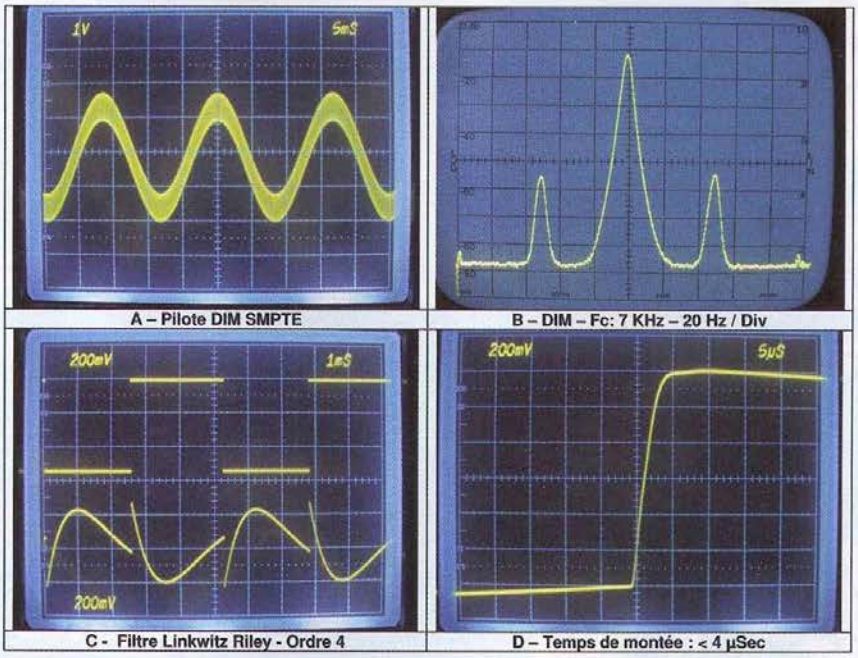


20



A – Sorties Grave & Aigu au Croisement
B - DHT à 50 Hz – 20Hz / Div
C - DHT à 1 KHz - 500Hz / Div
D - DHT à 10 KHz – 5KHz / Div

21



A – Pilote DIM SMPTE
B – DIM – Fc: 7 KHz – 20 Hz / Div
C - Filtre Linkwitz Riley - Ordre 4
D – Temps de montée : < 4 µSec

se font comme indiqué sur la photo A. Il est préférable d'effectuer la première mise sous tension à l'aide d'un Variac. Si ce n'est pas possible, on vérifie d'abord si les tensions d'alimentations se stabilisent bien aux valeurs du schéma, ensuite on raccorde le 6,2 V aux différents tubes.

On place en série avec le secondaire du transformateur HT une ampoule de 230 Vac – 40 W. A la mise sous tension, il y a une pointe d'intensité provoquée par la charge de C9 et, après une minute, la HT se stabilise vers +160 Vdc. Les cartes sont fonctionnelles et le secondaire du transformateur HT peut être raccordé directement. Ensuite, il est conseillé de vérifier les valeurs des tensions reprises sur les schémas.

• Quelques mesures

Les essais ont été réalisés pour des fréquences de croisement de 750 Hz et 1000 Hz. Les mesures sont effectuées pour la fréquence 190 Hz.

La **figure 20A** montre la concordance exacte de phase et d'amplitude entre les sorties graves et aiguës à la fréquence de croisement. La superposition des deux courbes est parfaite et la phase reste en concordance tout au long de la bande audio. L'atténuation à la fréquence de coupure pour chaque voie fait –6 dB +/- 0,5 dB et en additionnant les deux sorties, la linéarité en amplitude s'étend de 18 Hz à 40 kHz à –1 dB. L'atténuation hors fréquence de croisement est de 24 dB par octave.

Les trois autres oscillogrammes présentent la distorsion harmonique totale de la sortie : **figure 20B** à 50 Hz en sortie passe-bas et **figures 20C** et **20D** en sortie passe-haut. La mesure au distorsiomètre à 1 Vac et 1000 Hz est de 0,15 %. Le début de la saturation se produit à partir de 18 Vpp.

Les figures **21A** et **21B** montrent le signal pilote et la mesure de la distorsion d'intermodulation. La fréquence basse de 50 Hz est de 1 Vac et supérieure de 12 dB (4x) à la fréquence haute de 7 kHz.

La DIM est inférieure à 0,3 %.

La **figure 21C** présente le résultat de la re-combinaison des voies graves et aiguës, excitées par un signal carré à la fréquence de croisement.

Ce graphe met en évidence la distorsion temporelle due au Temps de Propagation de Groupe (figure 1).

Le temps de montée s'élève à 4 µs (**figure 21D**).

Caractéristiques Techniques	
Bande passante	20 Hz → 40 KHz à -1 dB 7 Hz → 80 KHz à -3 dB
Temps de montée - Sortie Aigües	< 5 µSec
Gain	-∞ → +2 dB
Taux de distorsion 100Hz → 10KHz	< 0,5% à 1 Vac / (0,15% à 1 KHz)
Distorsion d'intermodulation (SMPTE)	< 0,3% à 1 Vac
Signal de sortie maximum	6 Vac à 2% de DHT
Atténuation à la fréquence de croisement	6 dB +/- 0,5 dB
Atténuation des filtres (> -10dB)	24 dB / Octave
Déphasage entre les deux voies	< 10° de Fc/10 → 10xFc
Ronflement & Bruit - Sortie Graves	< 40 µVac
Bruit - Sortie Aigües	< 20 µVac
Rapport Signal/Bruit	> 80 dB pour 1 Vac en sortie
Impédance d'entrée	47 KΩ
Impédance de sortie	2,5 KΩ
Diaphonie 100Hz → 10 KHz	> 60 dB
Connecteurs entrées - sorties	RCA
Consommation	230 Vac / 195 mA / 45 VA
Dimensions	300 x 280 x 86 mm
Poids	4,0 Kg

La **figure 22** montre l'ondulation résiduelle présente à la sortie passe-bas, le niveau de référence est à -40 dBV et la visualisation de 0 Hz à 500 Hz.
Au millivoltmètre, l'ondulation + le bruit en sortie passe-bas est de 40 µVac et de 20 µVac en sortie passe-haut.
Le rapport signal/bruit pour une amplitude de 1 Vac en sortie est de 88 dB au passe-bas et de 94 dB au passe-haut.

Conclusion

Malgré la complexité du concept, la mise en œuvre est aisée et ne nécessite pas de grands moyens, ni une mise au point fastidieuse.
En pratique, dans une installation audiophile, la restitution des aigus peut être prise en charge par un amplificateur d'une dizaine de watts à tubes et les graves par un ampli à transistors de 40 watts ou plus.
En configuration « trois voies », deux petits haut-parleurs large bande judicieusement espacés et un caisson de graves offrent une excellente image spatiale. Cette solution présente le mérite de ne pas prendre beaucoup de place et le caisson, accessoire incongru dans la pièce de séjour, peut aisément être dissimulé.

J-L VANDERSLEYEN

Pour les données de fabrication, des cartes imprimées ou quelque problème d'approvisionnement, n'hésitez pas à contacter l'auteur à l'adresse jl.vanderleyen@skynet.be *ou via son site internet* www.novotone.be/fr

Et si on parlait tubes...

33 COURS EN UN SEUL CD-ROM

Connaître et maîtriser le fonctionnement des tubes électroniques

Bon à retourner à : TRANSOCÉANIC - 3, boulevard Ney 75108 Paris - France

☐ Oui, je désire recevoir le CD complet 33 premiers cours (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »
France : 50 € Union européenne : 52 € Autres destinations : 53 €

☐ Je préfère recevoir le CD 22 cours (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... » faisant suite au CD de 11 cours précédemment proposé.
France : 30 € Union européenne : 32 € Autres pays : 33 €

☐ J'envoie mon réglement ☐ par chèque joint *à l'ordre de Transocéanic*
☐ par virement bancaire *(IBAN : FR76 3005 6000 3000 3020 1728 445/BIC : CCFRFRPP)*

Nom : Prénom :
Adresse :
Code postal : Ville-Pays : Tél. ou e-mail :