ELECTRONIQUE PRATIQUE
341
SEPTEMBRE 2009 ■ www.electroniquepratique.com ■ 5,00 €

ELECTRONIQUE PRATIQUE

ORGUE DE BARBARIE
Lecture optique à 5 pistes

TÉLÉCOMMANDE
par bluetooth

CONTRÔLEUR PWM
pour éclairage à diodes leds

MODULE DE MESURE
de l'ensoleillement pour panneaux photovoltaïques

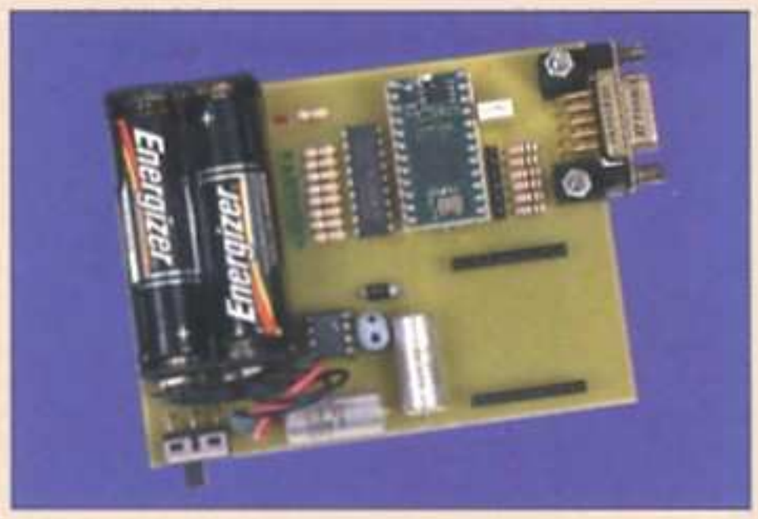
PRÉAMPLIFICATEUR AUDIOPHILE
adapté au Mélomane 300

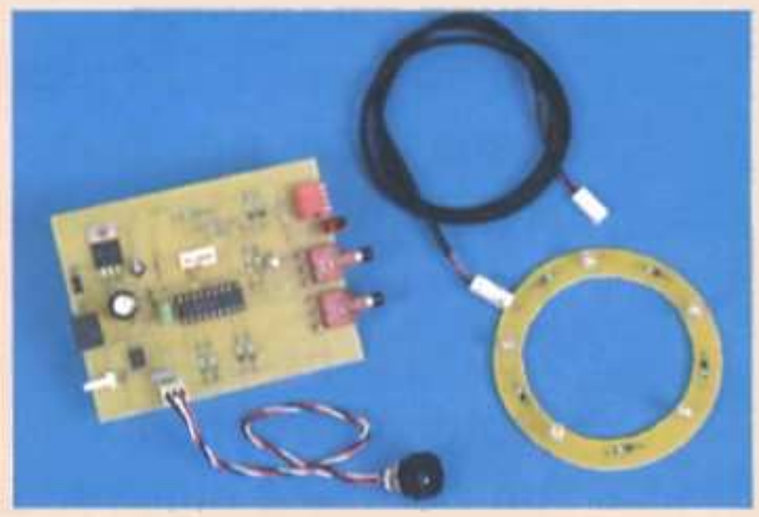
• France : 5,00 € • DOM Avion : 6,40 € • DOM surface : 5,80 € • TOM : 800 XPF • Portugal continent : 5,80 € • Belgique : 5,50 €
• Espagne : 5,90 € • Grèce : 5,60 € • Suisse : 10,00 CHF • Maroc : 60 MAD • Canada : 7,50 $CAD

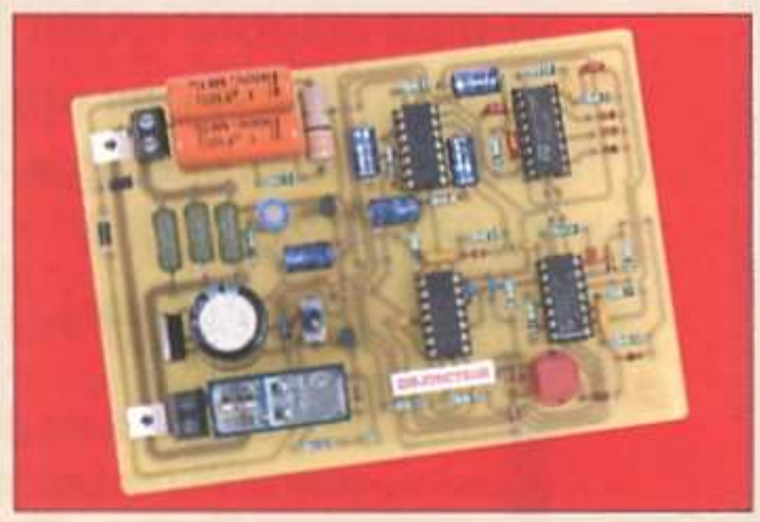
L 14377 - 341 - F: 5,00 €

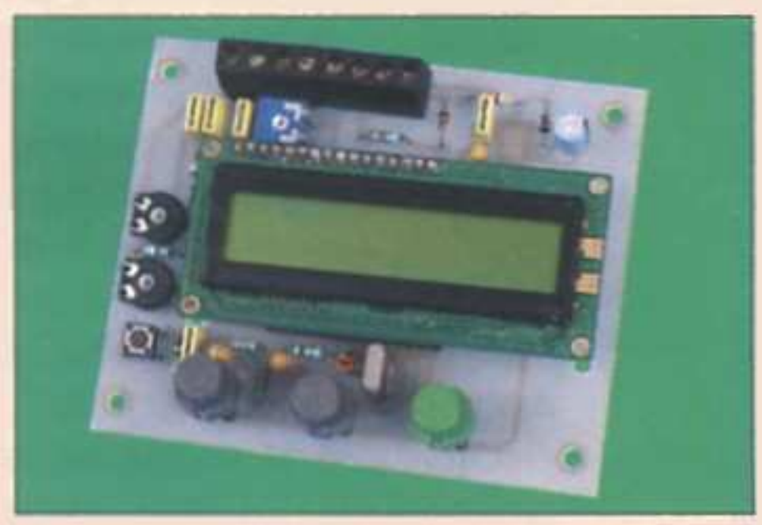
ELECTRONIQUE PRATIQUE

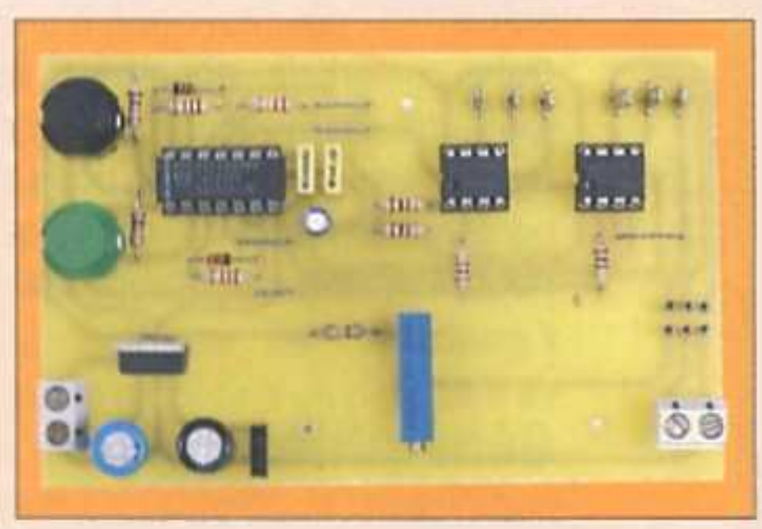
N° 341 - SEPTEMBRE 2009











Initiation

4 La technologie du CMS
8 Valeurs remarquables des signaux périodiques

Micro/Robot/Domotique

12 Télécommande par bluetooth
22 Contrôleur PWM pour éclairage à diodes leds
26 Disjoncteur à réarmement automatique
32 Orgue de barbarie à bande programme 5 pistes
44 Module de mesure de l'ensoleillement

Audio

52 Analyse des montages éprouvés : l'amplificateur intégré Telewatt VS-71de Klein + Hummel
58 Potentiomètre numérique
62 Préamplificateur linéaire pour audiophile adapté au Mélomane 300

Divers

7 Bulletin d'abonnement
66 Petites annonces

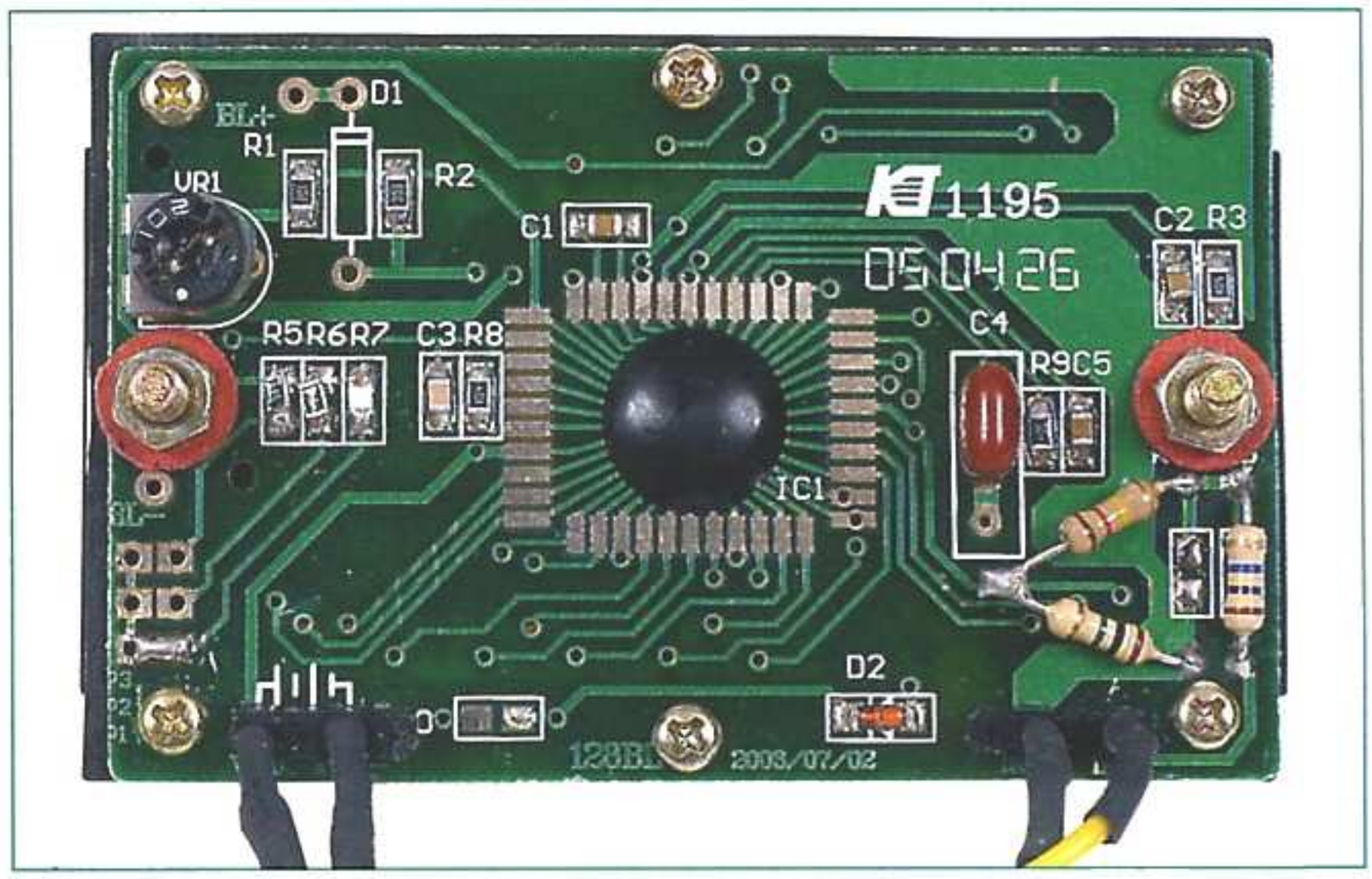
Fondateur : Jean-Pierre Ventillard - **TRANSOCEANIC SAS** au capital de 574 000 € - 3, boulevard Ney, 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 80 - Fax : 01 44 65 80 90
Internet : *http://www.electroniquepratique.com* - **Président** : Patrick Vercher - **Directeur de la publication et de la rédaction** : Patrick Vercher
Secrétaire de rédaction : Elsa Sepulveda - **Couverture** : Dominique Dumas - **Illustrations** : Ursula Bouteveille Sanders
Photos : Isabelle Garrigou - **Avec la participation de** : R. Bassi, G. Isabel, F. Jongbloet, R. Knoerr, Y. Mergy, P. Morin, P. Oguic
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 : ROTO AISNE S^e Nouvelle, 02430 GAUCHY - DEPOT LEGAL : **SEPTEMBRE 2009** - Copyright © 2009 - **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* - *expressmag@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 continental : 5,80 €
Belgique : 5,50 € • Espagne : 5,90 € • Grèce 5,60 € • Suisse : 10,00 CHF • Maroc : 60 MAD • Canada : 7,50 CAD

© 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 2 OCTOBRE 2009

La technologie du CMS

Nous avons déjà eu l'occasion d'évoquer, dans notre rubrique « Initiation », la réalisation des circuits imprimés sous l'aspect de l'amateur. Nous abordons ici un domaine plus récent et plus élaboré relatif à l'implantation des composants : la technologie du CMS (Composants Montés en Surface).



Le CMS, également désigné en anglais par l'appellation SMD (*Surface Mounting Device*) et dont les premiers balbutiements remontent aux années 1960, a littéralement envahi le monde électronique dès les années 1980, notamment dans le domaine informatique.
Il s'agit d'une véritable révolution en matière de réalisation des cartes électroniques et surtout de la technique de mise en place des composants.
Dans cet article, nous nous efforcerons de démystifier cette nouvelle technologie du CMS et nous examinerons dans quelles conditions elle peut être mise en application par l'amateur.

Généralités

La principale caractéristique des composants CMS réside dans l'important degré de miniaturisation : jusqu'à dix fois pour certains.
Il en résulte une réduction sensible des poids, des volumes et même des coûts.
La technologie CMS a obligé les fabricants à reprendre tous les composants traditionnels sur le plan mécanique.
De minuscules terminaisons conductrices ont remplacé les connexions des composants classiques qui, rappelons-le, étaient destinées à être soudées « côté cuivre » du module, après avoir traversé ce dernier grâce à des trous préalablement percés. Les composants CMS, quant à eux, sont soudés directement côté cuivre.
Mais cette technique d'implantation présente encore d'autres avantages. Du fait de l'absence de trous, le centrage mécanique des composants s'en trouve simplifié, ce qui facilite l'automatisation de l'assemblage.
De plus, les composants peuvent être placés des deux côtés de la plaque. La longueur des pistes étant plus faible, les phénomènes « d'inductance mutuelle » sont réduits, ce qui est particulièrement intéressant dans le domaine de la haute fréquence.
On peut ajouter à ces considérations de base que la diminution de poids et de volume confère aux montages CMS une plus grande résistance mécanique aux chocs et aux vibrations.
Mais comme rien n'est jamais parfait en ce monde, la technologie CMS présente un inconvénient non négligeable : celui de ne pas simplifier la tâche du dépanneur en cas d'obligation de substitution d'un composant.

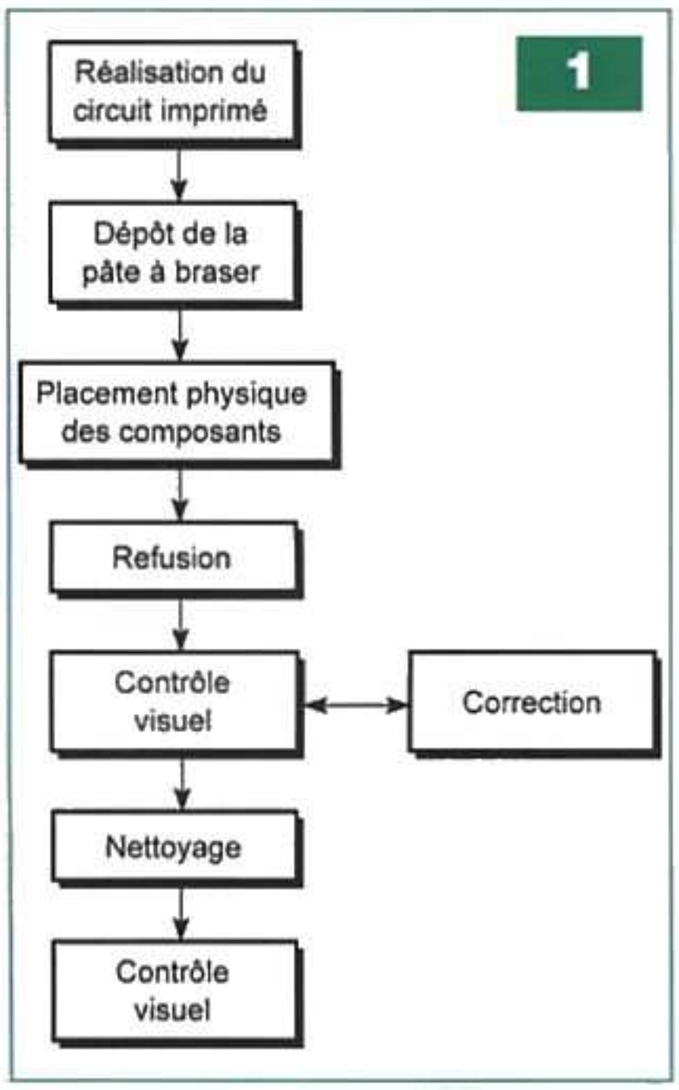
Comment procéder

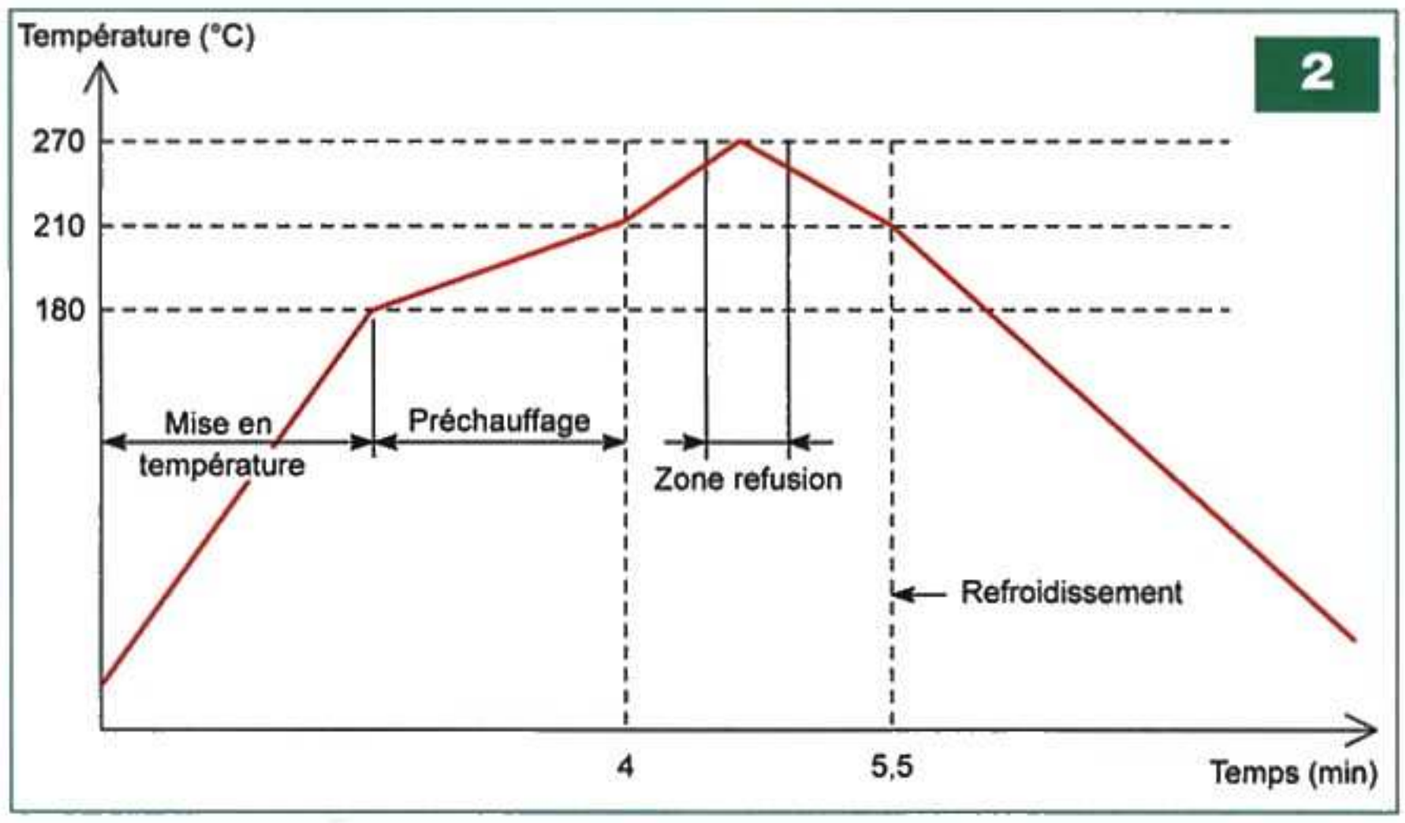
Circuit imprimé

Au niveau de la configuration du circuit imprimé, il convient de tenir compte du fait que les composants sont à monter côté cuivre. Pour l'insolation, il n'est donc pas nécessaire de le reproduire sous la forme d'une vue « miroir ». Par ailleurs, les pastilles ou, plus exactement, les points destinés aux futurs brasages, n'ont pas besoin de comporter une amorce de trou de centrage étant donné que la technique du CMS ne requiert pas de perçage de la plaque d'époxy.
On peut cependant utiliser les logiciels traditionnels de réalisation des circuits imprimés, même si les pastilles présentent ce trou de centrage (**figure 1**).
Une fois le circuit gravé, le vernis protecteur des pistes sera enlevé à l'aide d'un chiffon imbibé d'acétone.

Dépôt de la pâte à braser

La méthode artisanale consiste à déposer, en très faible quantité, la pâte à braser sur les surfaces d'accueil du circuit imprimé en relation avec les connexions des composants CMS. L'utilisation d'une seringue est un procédé simple qui facilite le contrôle du dosage de la quantité de





pâte à braser. On peut également avoir recours à une méthode plus élaborée qui consiste à réaliser auparavant un pochoir en matière plastique. Ce dernier comportera des trous aux endroits prévus pour les futures brasures. La pâte à braser peut, dans ce cas, être déposée à l'aide d'un pinceau approprié.

Cette pâte est constituée d'un alliage métallique et d'un flux décapant dont les caractéristiques sont proches de celles que l'on trouve dans le fil de soudure. S'agissant d'une pâte, l'alliage métallique est composé physiquement de microbilles de forme sphérique de 20 µm à 160 µm de diamètre, suivant la granulométrie et la classe de la pâte.

Jusqu'à ces dernières années, une composition « standard » d'un tel alliage était la suivante :

- Étain : 62 %
- Plomb : 36 %
- Argent : 2 %

Toutefois la Directive européenne 2002/95/CE impose maintenant une transition progressive vers le bannissement de métaux, tels que le plomb, le chrome, le mercure et le cadmium. Il en résulte l'apparition sur le marché de nouveaux alliages essentiellement à base d'étain, d'argent et de cuivre. C'est le passage au « sans plomb ».

Étant donné que le plomb avait surtout comme avantage d'abaisser le point de fusion, la température nécessaire au brasage de ces nouveaux alliages a augmenté de plusieurs dizaines de degrés, si bien que l'on atteint maintenant des températures de fusion avoisinant les 260 °C. Ce qui entraîne, bien entendu, des conséquences :

- les fabricants doivent mettre au point des composants capables de supporter de plus hautes températures
- les nouveaux alliages ont tendance à générer des microfibres cristallines pouvant être la cause de contacts indésirables entre pistes très voisines (le plomb empêchait de telles formations)
- les énergies à mettre en jeu sont plus importantes, surtout pour les fabrications industrielles.

Mise en place des composants

La pâte à braser, appliquée sur les surfaces devant recevoir les composants CMS, présente l'avantage de se comporter comme une véritable colle, si bien qu'une fois le composant posé à l'endroit prévu, il tient en place, même si on retourne la plaque.

Pour l'amateur, la mise en place des composants s'effectue très simplement en utilisant, par exemple, une pince Brucelles. Comme pour les implantations des composants traditionnels, il y a lieu de bien vérifier (plutôt deux fois qu'une...), leur bonne orientation. En effet, ainsi que nous l'avons déjà évoqué, en cas d'erreur, il n'est pas simple de procéder à une correction après brasage.

Bien entendu, au niveau industriel, le procédé est entièrement robotisé, d'où une cadence de fabrication singulièrement accélérée.

La refusion

C'est le terme consacré à la soudure ou, plus exactement, à la brasure des composants en technologie CMS.

À ce sujet et toujours dans le domaine de la terminologie, on peut rappeler que, d'une façon générale, on utilise à tort le terme de « soudure », y compris dans nos colonnes. La définition de la soudure est la fusion d'un métal d'apport avec l'élément soudé. Ce n'est pas le cas lorsque l'on se sert du fer à souder et d'un fil de soudure. En effet, le métal d'apport fond mais ne se mélange pas avec le métal constituant les connexions, généralement du cuivre, dont le point de fusion est largement supérieur à celui du fameux fil de soudure. Pour être précis, il faudrait parler de « brasure » des composants.

Mais refermons cette parenthèse et revenons à notre refusion.

Il s'agit donc de braser les composants CMS préalablement placés sur les pastilles correspondantes du circuit imprimé, ces dernières ayant été recouvertes de pâte à braser.

Dans le domaine de l'amateur, il convient de recourir à un pistolet à air chaud, disponible auprès de certains fournisseurs. Souvent, la température de l'air pulsé qu'il délivre est ajustable. La température est donc à régler à une valeur supérieure à 250°C, tout en restant inférieure à 300°C. En fait, il convient de procéder expérimentalement par approches successives pour mettre en évidence une méthode acceptable (**figure 2**).

A un moment donné, lorsque la température de fusion est atteinte, on assiste à un phénomène visuel assez

surprenant. Les composants se mettent d'abord à bouger légèrement, puis entrent littéralement dans une phase de... flottaison. Le composant se centre de lui-même sur son emplacement. Ce phénomène s'explique par la tension de surface du liquide en fusion qui génère une capillarité au niveau des connexions. Des placements imparfaits de composants se rattrapent ainsi et on sera surpris de leur alignement quasi automatique. Le début du phénomène de refusion se détecte visuellement par une modification de l'aspect de la pâte à braser. L'étape de refusion s'achève dès l'observation de ce phénomène.
Bien entendu, au niveau industriel, il existe des fours automatiques dont le fonctionnement est basé sur un process programmé associant la température et la durée.

Nettoyage et contrôle visuel

Une fois l'ensemble suffisamment refroidi, il convient d'éliminer les résidus de soudure en ayant recours à des produits appropriés, généralement contenus dans des bombes « aérosol ».
Cette tâche achevée, il est vivement conseillé de vérifier la qualité du travail en se munissant d'une loupe, sous un éclairage adapté. Ce contrôle doit être très scrupuleux. Il faut rechercher toute brasure pouvant présenter un défaut : ternissement, présence de microgouttes pouvant être à l'origine de courts-circuits ou brasure non réalisée sur une connexion.
Pour le remplacement d'un composant CMS, la méthode la plus simple consiste à utiliser le même pistolet à air chaud pour ôter le composant incriminé. Il sera remplacé par la suite après un nettoyage suffisant et une nouvelle dépose de pâte à braser sur les surfaces devant recevoir les connexions.

Les composants

En règle générale, tous les composants dit « traversants » existent en version CMS. Compte tenu de leurs petites tailles, il convient de les manipuler à l'aide de pinces Brucelles. Pour leurs rangements, il faudra se procurer des petites boîtes avec couvercles que l'on garnira des composants suivant le type et la valeur.
Les valeurs sont marquées suivant le principe des puissances de 10. Par exemple, une résistance de 10 kΩ sera marquée 10^3, c'est-à-dire 10 suivi de trois zéros, soit 10 000 Ω. Les circuits intégrés sont marqués en clair. La même remarque s'applique aux transistors. Ces marquages sont fragiles et ne peuvent être lus qu'avec une loupe. En cas de doute sur les valeurs de certaines résistances ou capacités, il est préférable de les mesurer.

Conclusion

La technologie CMS, tout en étant plus délicate à mettre en œuvre, reste cependant à la portée de l'amateur. Partout où une miniaturisation importante s'impose (objets télécommandés, gadgets), le CMS apporte une excellente réponse.

R. KNOERR

Valeurs remarquables des signaux périodiques

Alors que les caractéristiques du courant continu sont généralement bien cernées et bien connues, il n'en va pas de même pour les potentiels relatifs aux diverses formes des signaux périodiques.

Tension de crête, tension efficace, tension moyenne, facteur de crête sont autant de notions qu'il est intéressant de connaître pour les signaux les plus usuels.

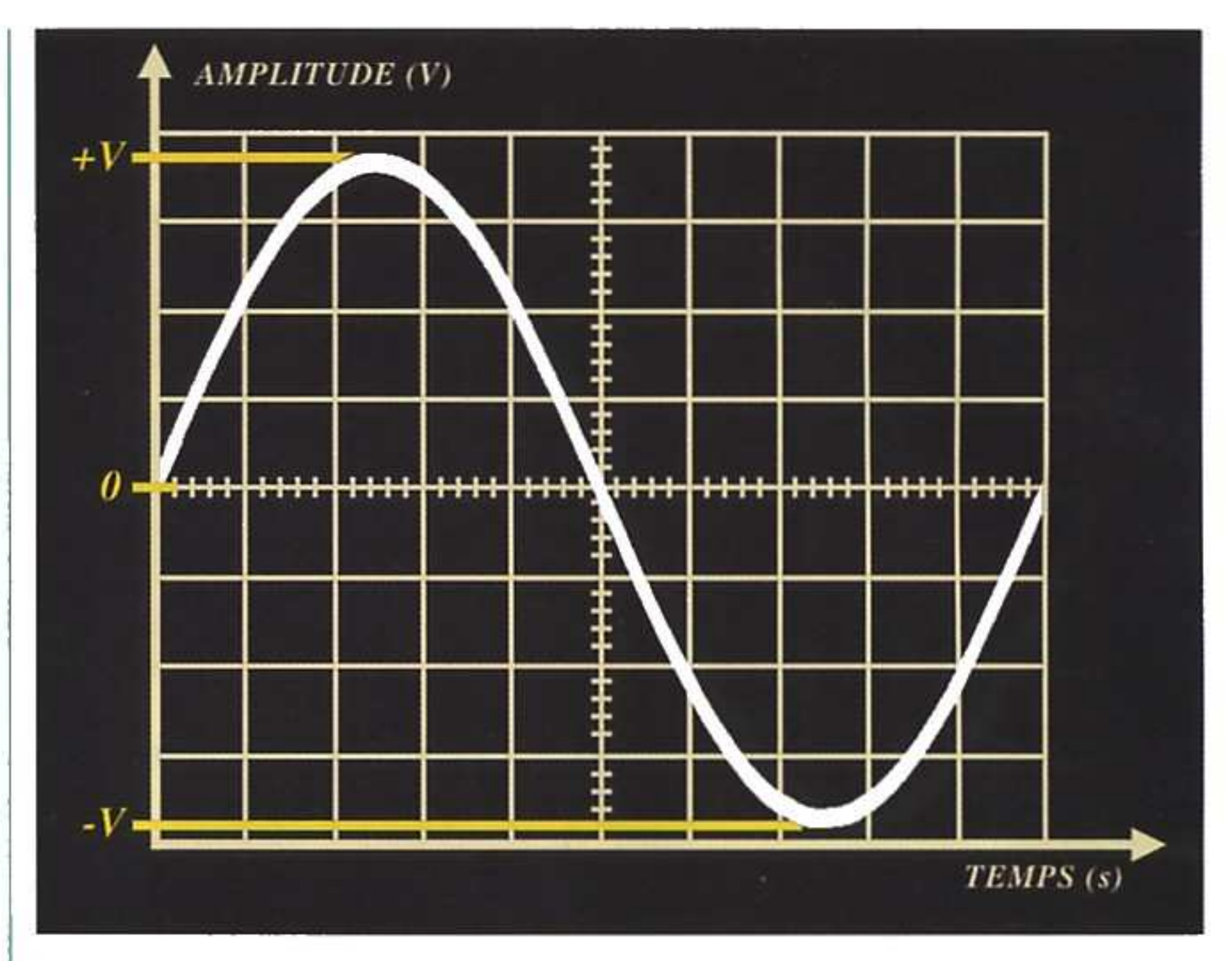
Les principaux signaux périodiques

La **figure 1** montre l'allure des principaux signaux périodiques que nous passerons en revue, à savoir :
- sinusoïdal
- sinusoïdal « redressé » (1 alternance)
- sinusoïdal « redressé » (2 alternances)
- carré « symétrique »
- carré « positif »
- dent de scie « symétrique »
- dent de scie « positive »
- demi-dent de scie

Les caractéristiques remarquables

Tension de crête

Comme son nom l'indique, il s'agit de la valeur du potentiel correspondant aux deux sommets du signal périodique concerné. Sa référence est l'axe de tension nulle, y compris dans le cas où l'on considère la crête négative, pour laquelle, la valeur de crête « Uc » est simplement affectée du signe « - ». La tension de crête est la seule valeur facilement observable pour un signal visualisé sur l'écran d'un oscilloscope. C'est donc elle qui servira de référence pour la détermination des autres caractéristiques des signaux périodiques.



Tension efficace

La valeur de la tension efficace d'un signal périodique de forme quelconque est celle d'une tension continue qui produirait le même dégagement d'énergie thermique dans une résistance ohmique pendant la même durée.

Elle est désignée parfois par le terme de « valeur RMS » ou de « volts RMS ». Il s'agit d'une notation anglo-saxonne issue des mots « *Root Mean Square* ».

Il est possible de la calculer mathématiquement en appliquant la définition évoquée précédemment.

Prenons le cas d'une tension périodique, de période T(s), dont la valeur instantanée « u » pour une valeur de « t » donnée ($0 < t < T$) s'exprime par la relation générale suivante :

$$u = f(t)$$

Si cette tension est la source d'un débit dans une résistance « R », pendant la durée d'une période, l'énergie « W1 » dégagée dans cette dernière s'exprime par la relation :

$$W1 = \int_0^T (u^2/R)\, dt$$

Pendant la même durée et dans une résistance de même valeur, une tension continue « U eff » fait circuler un courant dégageant ainsi une énergie « W2 » s'exprimant par la relation :

$$W2 = \frac{(Ueff)^2}{R} \times T$$

En appliquant l'égalité W1 = W2, on déduit :

$$(Ueff)^2 = 1/T \int_0^T u^2\, dt$$

Signal « sinusoïdal »

La tension efficace est celle qui est indiquée par un multimètre (contrôleur) dont le sélecteur est positionné sur « alternatif ». Elle est totalement indépendante de la fréquence du signal sinusoïdal. Elle ne dépend que de la tension de crête Uc.

L'écriture mathématique de la valeur instantanée « u(t) » en fonction de « Uc » et de « t » est la suivante :

$$u = Uc.\sin \omega t$$

dans laquelle « ω » est la vitesse angulaire ($\omega = 2\pi/T$)

La relation permettant la détermination de la tension efficace devient alors :

$$(Ueff)^2 = Uc/T \int_0^T \sin^2 \omega t\, dt$$

Nous vous faisons grâce du développement de ce calcul intégral.
Il fait notamment appel à des relations trigonométriques de l'arc double ($2 \sin^2 \omega t = 1 - \cos 2\omega t$) pour aboutir au résultat fondamental suivant :

$$Ueff = Uc/\sqrt{2}$$

Dans la pratique : Ueff = 0,7 Uc
La tension efficace représente 70 % de la tension crête.

Signal sinusoïdal « redressé » (1 alternance)

Le principe de détermination reste le même à la différence près que l'intervalle d'intégration se trouve réduit : il varie de (0) à (T/2), l'autre demi-alternance ne générant aucun dégagement d'énergie.
Il en résulte la relation :

$$Ueff = Uc/2$$

La tension efficace représente 50 % de la tension crête. Ce résultat est assez remarquable. En effet, on aurait pu s'attendre à n'obtenir que 35 % de la tension crête, c'est-à-dire la moitié du résultat relatif au signal sinusoïdal complet.

Signal sinusoïdal « redressé » (2 alternances)

Du point de vue de l'énergie dissipée dans la résistance « R », le résultat est identique à celui du signal sinusoïdal entier et non redressé. Le sens du courant n'a en effet aucune incidence sur ce point.
En conséquence :

$$Ueff = Uc/\sqrt{2}$$

Signal carré « symétrique »

La même remarque que ci-dessus s'applique. L'énergie dissipée ne dépend pas du sens du courant. Tout se passe comme si nous disposions d'une source de courant continue et unidirectionnelle.
Il en résulte l'égalité :

$$Ueff = Uc$$

Signal carré « positif »

Nous pouvons reprendre la relation de définition qui devient :

$$(Ueff)^2 = 1/T \int_0^{T/2} (Uc)^2 \, dt$$

Soit :

$$(Ueff)^2 = (Uc)^2/T \, [t]_0^{T/2} = (Uc)^2/2$$

D'où :

$$Ueff = Uc/\sqrt{2}$$

La tension efficace représente 70 % de la tension crête.

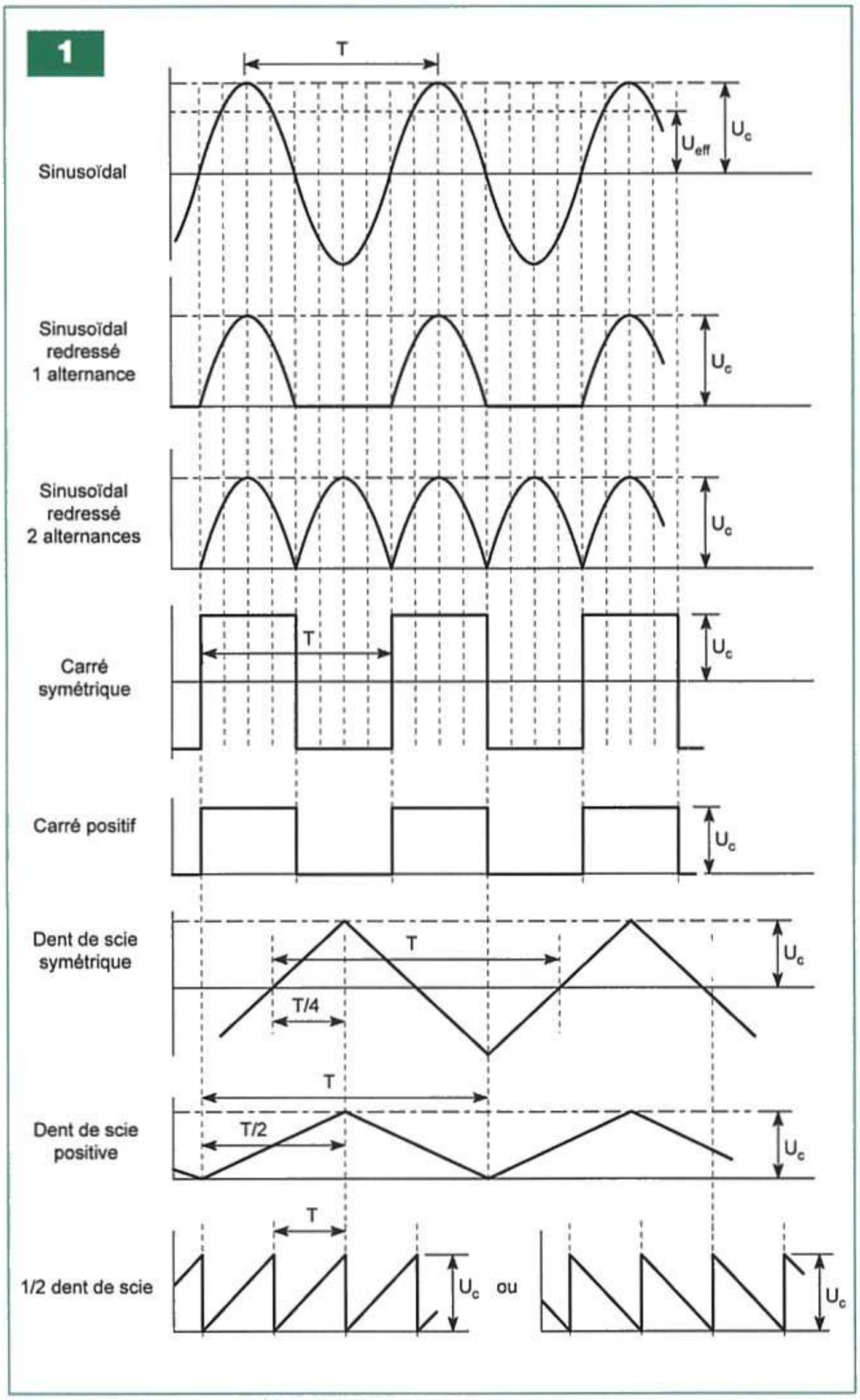
Signal dent de scie « symétrique »

Toujours en se reportant à la définition initiale de la tension efficace, pour ce type de signal, nous pouvons considérer que sur le plan de l'énergie dissipée dans la résistance, il convient d'intégrer quatre fois la partie de la courbe comprise entre le point de départ (0) et le point d'inflexion situé à (T/4) de ce point de départ.
La loi de variation entre ces deux points se définit par la relation :

$$u = \frac{4\,Uc}{T}\,t$$

Dans ces conditions, la détermination de «Ueff» est le résultat de l'intégration :

$$(Ueff)^2 = 4/T \int_0^{T/4} u^2 \, dt$$



Signal		Tension effective		Tension moyenne		Facteur de crête	
Allure	Dénomination	Rapport	% U_c	Rapport	% U_c	Rapport	Valeur numérique
	Sinusoïdal	$U_c/\sqrt{2}$	70 %	0	0 %	$\sqrt{2}$	1,414
	Sinusoïdal redressé 1 alternance	$U_c/2$	50 %	U_c/π	32 %	2	2
	Sinusoïdal redressé 2 alternances	$U_c/\sqrt{2}$	70 %	$2\,U_c/\pi$	64 %	$\sqrt{2}$	1,414
	Carré symétrique	U_c	100 %	0	0 %	1	1
	Carré positif	$U_c/\sqrt{2}$	70 %	$U_c/2$	50 %	$\sqrt{2}$	1,414
	Dent de scie symétrique	$U_c/\sqrt{3}$	58 %	0	0 %	$\sqrt{3}$	1,732
ou	Dents de scie	$U_c/\sqrt{3}$	58 %	$U_c/2$	50 %	$\sqrt{3}$	1,732

2

Soit :

$$(Ueff)^2 = 64\,(Uc)^2/T^3 \int_0^{T/4} t^2\,dt$$

D'où :

$$(Ueff)^2 = 64\,(Uc)^2/T^3\,[\,t^3/3\,]_0^{T/4} = (Uc)^2/3$$

En définitive :

$$Ueff = Uc/\sqrt{3}$$

$$Ueff = 0{,}577 \times Uc$$

La tension efficace représente 58 % de la tension de crête.

Signal dent de scie « positive »

Entre l'origine (0) et (T/2), la loi de variation de la fonction est :

$$u\,(t) = \frac{2\,Uc}{T}\,t$$

En reprenant le même raisonnement qu'au paragraphe précédent et en intégrant deux fois la fonction u^2 sur l'intervalle de (0) à (T/2), nous retrouvons le même résultat que précédemment, à savoir :

$$Ueff = Uc/\sqrt{3}$$

Signal demi-dent de scie

La loi de variation entre (0) et (T) s'exprime par la relation :

$$u\,(t) = \frac{Uc}{T}\,t$$

En appliquant la règle d'intégration de u^2 sur l'intervalle allant de (0) à (T), nous aboutissons encore à la relation :

$$Ueff = Uc/\sqrt{3}$$

Nous pouvons donc conclure que pour l'ensemble des signaux triangulaires, la tension efficace représente 58 % de la tension de crête.

Tension moyenne

Attention. Ne pas confondre valeur moyenne d'un signal périodique et valeur efficace. Nous verrons que la valeur moyenne d'une tension peut très bien être nulle, alors que sa valeur efficace est loin de l'être. C'est le cas de tous les signaux périodiques présentant une symétrie par rapport à tout point d'intersection de la courbe avec l'axe des abscisses.
Cette première remarque permet déjà de régler leur compte aux signaux suivants :
- sinusoïdal
- carré « symétrique »
- dent de scie « symétrique »

Ces derniers se caractérisent tous par une tension moyenne nulle.
Si u(t) est la loi de variation du signal périodique, pour déterminer sa valeur moyenne, il convient d'appliquer la règle de définition suivante :

$$Um = 1/T \int_0^{T} u\,dt$$

Le principe du calcul consiste (une fois calculée la surface comprise entre la courbe représentative et l'axe des abscisses sur une période), à déterminer la hauteur d'un rectangle de surface équivalente et de longueur égale à celle de la période du signal.

Signal sinusoïdal « redressé » (1 alternance)

En appliquant le principe explicité ci-dessus, la valeur de Um se détermine par l'intégration suivante :

$$Um = Uc/T \int_0^{T/2} \sin \omega t\,dt$$

(rappelons que $\omega = 2\pi/T$)

Soit:

$$Um = -\,Uc/\omega T\,[\cos \omega t]_0^{T/2}$$

$$Um = Uc/\pi$$

La tension moyenne représente 32 % de la tension de crête

Signal sinusoïdal « redressé » (2 alternances)

Par rapport au cas précédent, la tension moyenne est simplement doublée :

$$Um = 2\ Uc/\pi$$

La tension moyenne représente donc 64 % de la tension de crête.

Signal carré « positif »

Toujours en application de la définition par analogie à la surface définie entre courbe et axe des abscisses, la tension moyenne s'exprime par la relation :

$$Um = Uc/2$$

La tension moyenne représente donc 50 % de la tension de crête.

Signal dent de scie « positive » ou demi-dent de scie

Avec le même raisonnement sur les surfaces, nous aboutissons aux mêmes résultats que ci-dessus :

$$\mathbf{Um = Uc\ /2}$$

La tension moyenne représente donc 50 % de la tension de crête.

Facteur de crête

Le facteur de crête d'un signal périodique est défini par le rapport :

$$\frac{Uc}{Ueff}$$

C'est donc un nombre sans unité puisqu'il s'agit d'un rapport de deux tensions.

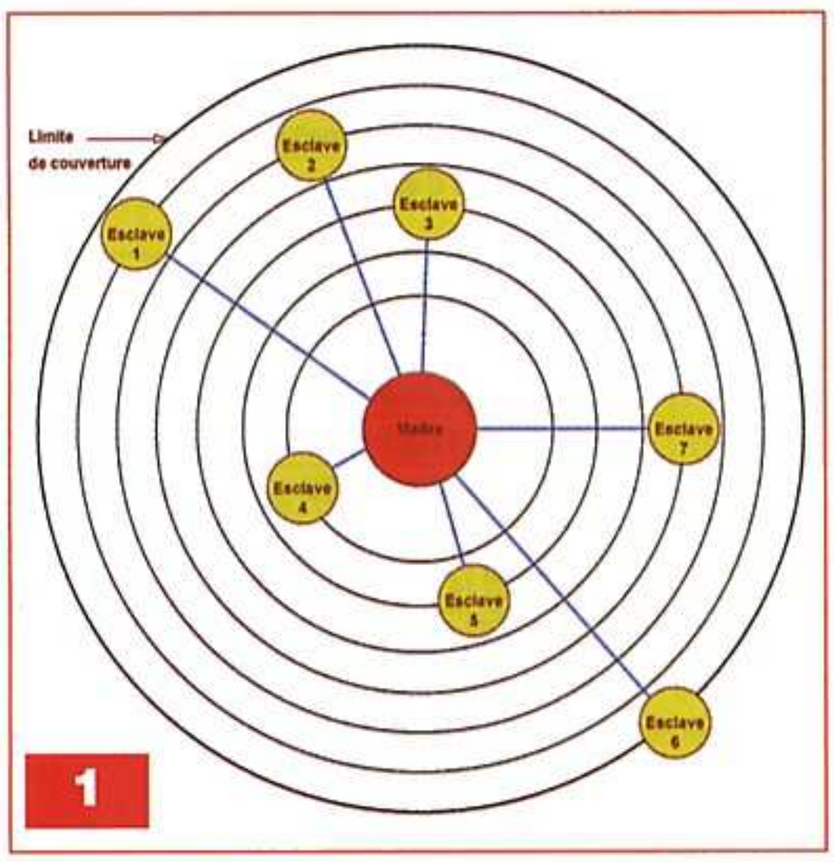
Nous l'indiquerons, pour chaque signal périodique remarquable, dans le tableau récapitulatif final (**figure 2**).

R. KNOERR

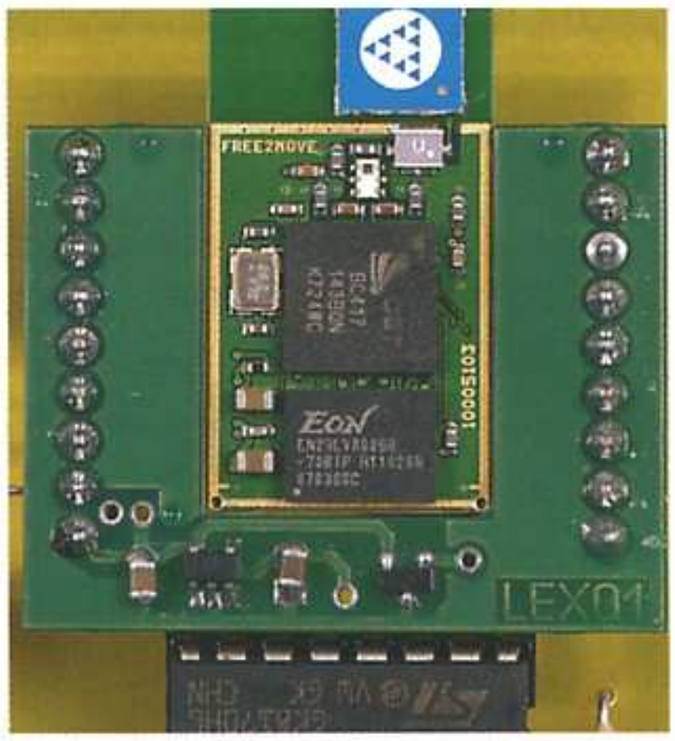
Télécommande par Bluetooth

Prévue à l'origine pour relier entre eux des ordinateurs (ou PDA) et des périphériques divers (clavier, souris, imprimantes, téléphones portables, oreillettes, etc.), la technologie Bluetooth, puisqu'elle transmet des données, peut également être utilisée pour réaliser des télécommandes. Plus souple d'emploi que l'IrDa (liaison infrarouge), parce que ne nécessitant pas de ligne de vue directe, elle permet des liaisons sur plusieurs dizaines de mètres. C'est ce que nous vous proposons ici.

Utilisé couramment, ne serait-ce que par les téléphones portables, le Bluetooth n'est cependant pas connu de tous dans son mode de fonctionnement, d'où l'utilité de quelques brefs rappels.



1



Le standard Bluetooth

Le Bluetooth est une norme mondiale de communication utilisée pour les communications sans fil à courtes portées (de quelques mètres à 100 m) en milieu domestique ou professionnel. Cependant, certains équipements permettent des liaisons beaucoup plus longues. Tous les systèmes équipés du Bluetooth peuvent communiquer ensemble, sans nécessairement qu'ils soient attachés à un réseau. Chacun des systèmes peut se connecter et se déconnecter comme bon lui semble.

Comme pour le WiFi, le Bluetooth utilise les ondes radiofréquences dans la bande 2,4 GHz, soit soixante-dix neuf canaux de fréquences différentes. Il utilise la technique FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum) ou étalement du spectre par saut de fréquence (ou évasion de fréquence). Cette technique consiste en un découpage de la bande 2,4 GHz en soixante-dix neuf canaux de 1 MHz de largeur, puis de transmettre les données aux récepteurs, en utilisant une combinaison de canaux connue par ceux-ci.

Le Bluetooth émet donc, en changeant de canal, jusqu'à mille six cents fois par seconde, ce qui permet une liaison radio « propre », exempte d'interférences. Ce découpage en tranches de 625 µs (1s/1600) est appelé « slot ». Chaque slot détermine un saut de fréquence (**figure 1**).

La transmission s'effectue par paquets dont la taille tient en principe sur un slot. Cependant, ces paquets peuvent également occuper un espace de trois ou cinq slots. Dans ces deux derniers cas, le saut de fréquence n'a lieu qu'à la fin de la transmission du paquet.

Un système désirant se connecter doit d'abord déterminer les sauts de fréquences afin de pouvoir les respecter et établir ainsi une connexion.

Le Bluetooth est basé sur un mode de fonctionnement « Master/Slave » (maître/esclave). Les différents périphériques qui s'interconnectent constituent ainsi deux sortes de réseaux :

- Le « piconet » ou réseau unique formé par un maître, jusqu'à sept esclaves actifs (adresse sur trois bits) et deux cent cinquante-cinq esclaves inactifs ou « parqués » (parked) qui sont synchronisés mais qui ne possèdent pas d'adresse dans le réseau (**figure 2**). Deux esclaves ne peuvent pas communiquer directement entre eux. Ils passent obligatoirement par le maître
- Le « scatternet » (**figure 3**) ou réseau chaîné constitué par deux ou (plus) « piconets » dont certains périphériques sont en même temps esclaves de deux maîtres. Dans le « scatternet », un maître peut devenir esclave du maître d'un autre « piconet ».

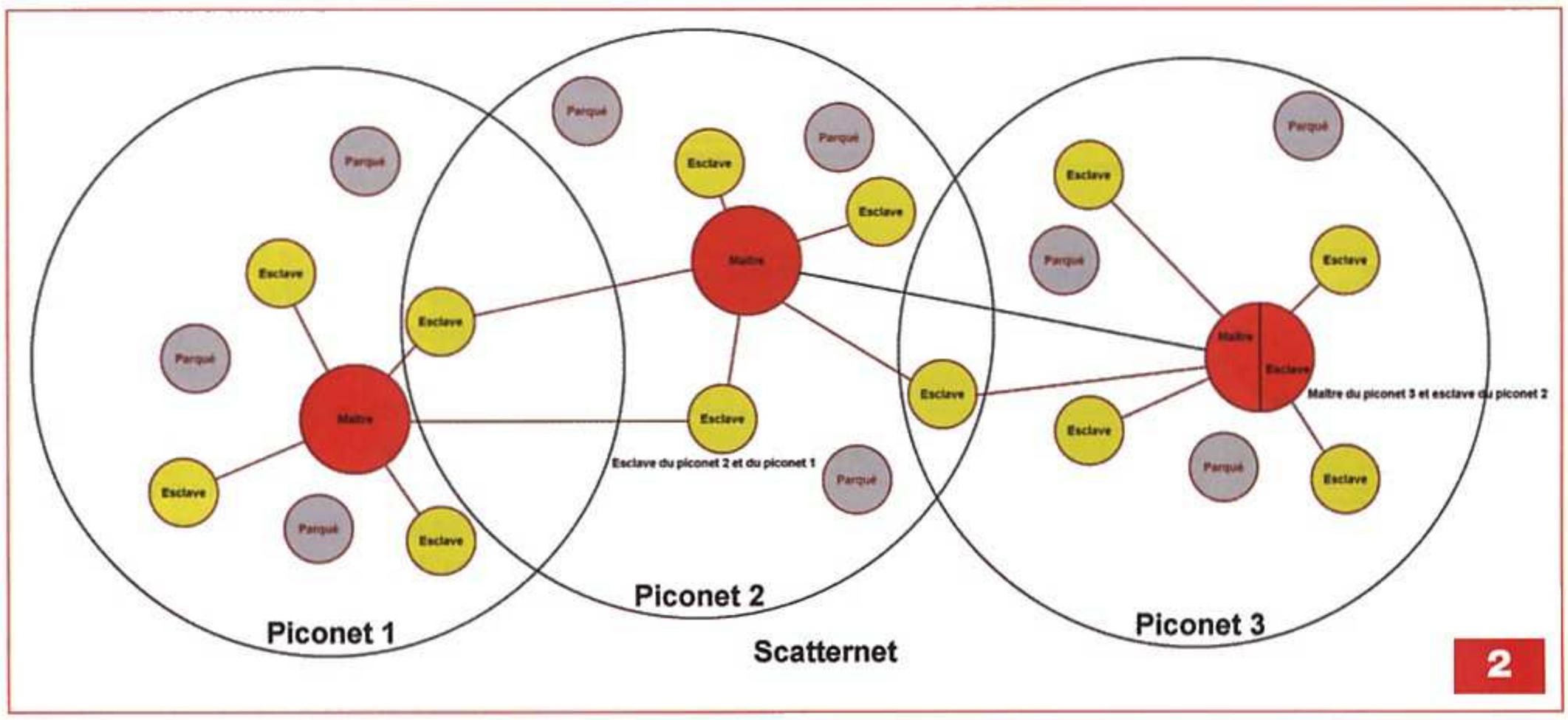
Un « scatternet » est limité à huit « piconets » et à soixante-quatre nœuds actifs

La pile de protocoles

Se référer au dessin donné en **figure 4**.

Le standard Bluetooth est composé de différentes normes :

- L'IEEE 802.15.1 définit le standard Bluetooth 1.x permettant d'obtenir un débit de 1 Mbit/sec
- L'IEEE 802.15.2 propose des recommandations pour l'utilisation de



la bande de fréquence 2,4 GHz (fréquence utilisée également par le Wifi)

• L'IEEE 802.15.3 est un standard en cours de développement qui proposera du haut débit (20 Mbit/s) avec la technologie Bluetooth

• L'IEEE 802.15.4 est un standard en cours de développement utilisé pour des applications Bluetooth à « bas débit ».

La couche « baseband » (ou bande de base) gère matériellement les différents types de liaisons Bluetooth qui peuvent être :

• Synchrones (SCO). Ce type de liaisons offre un débit synchrone de 64 kb/s dans les deux directions.

En théorie, Bluetooth permet trois liaisons synchrones simultanées.

• Asynchrones (ACL). Ce type de liaisons offre un débit maximal de 720 kb/s pour la transmission de données sans garantie de délai.

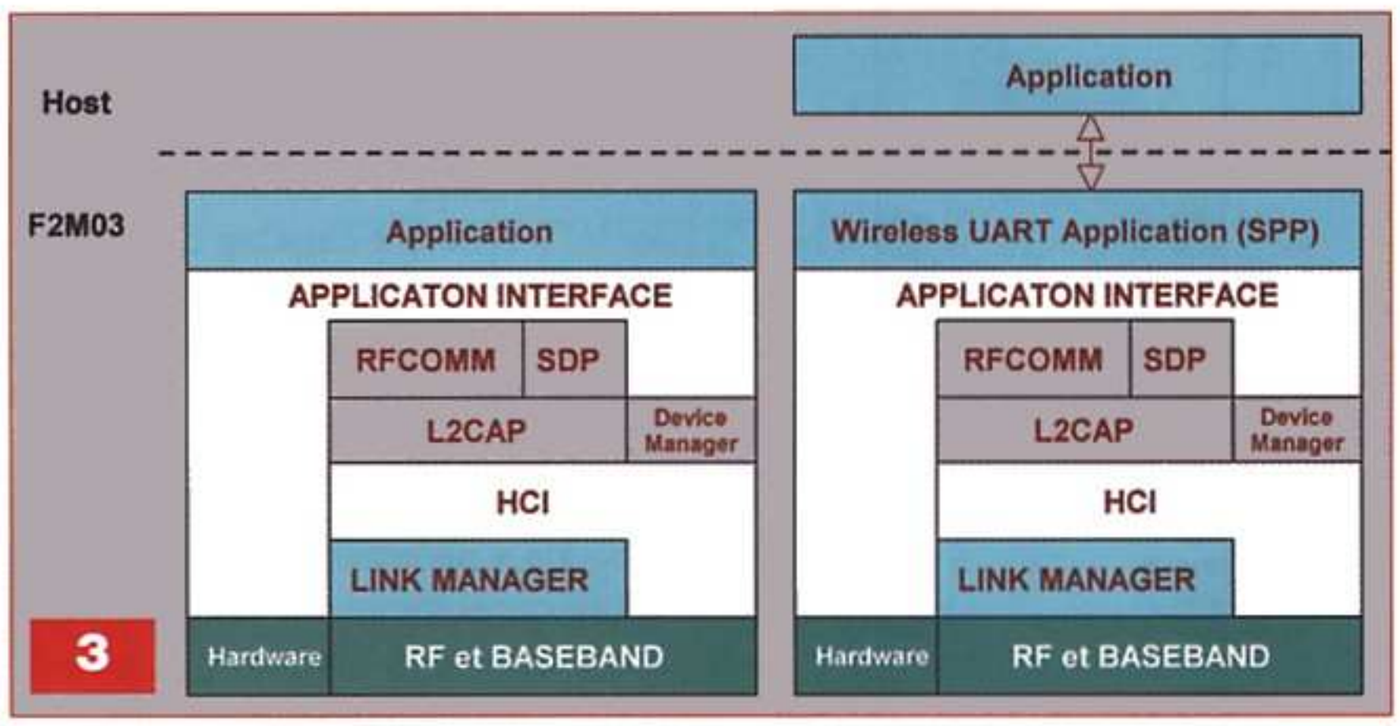
C'est également au niveau de la « baseband » que sont définies les adresses des systèmes parqués ou connectés. Ces adresses sont définies de la manière suivante :

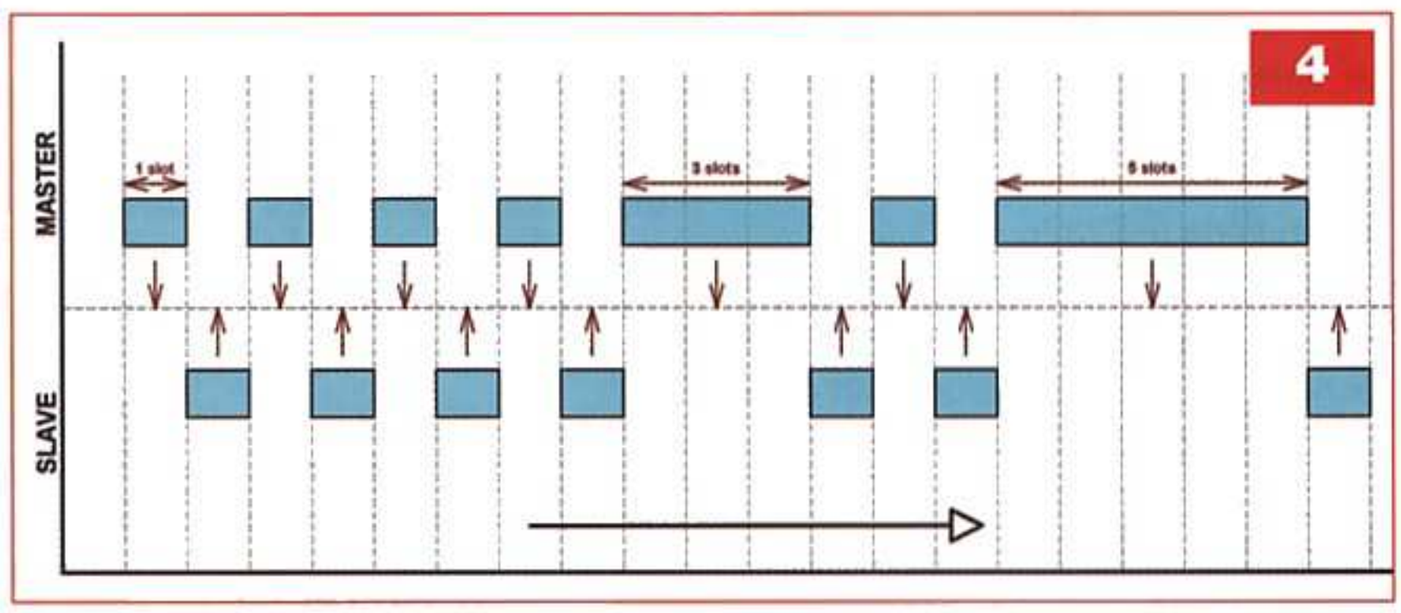
• BD ADDR (Bluetooth Device Address) : donne l'adresse unique d'un appareil Bluetooth sur 48 bits.

L'adresse du maître (BD ADDR) détermine la séquence des sauts de fréquence

• AM ADDR (Active Member Address) : donne l'adresse des esclaves actifs d'un canal Bluetooth sur 3 bits

• PM ADDR (Parked Member Address) : définit l'adresse de chaque esclave parqué sur 8 bits





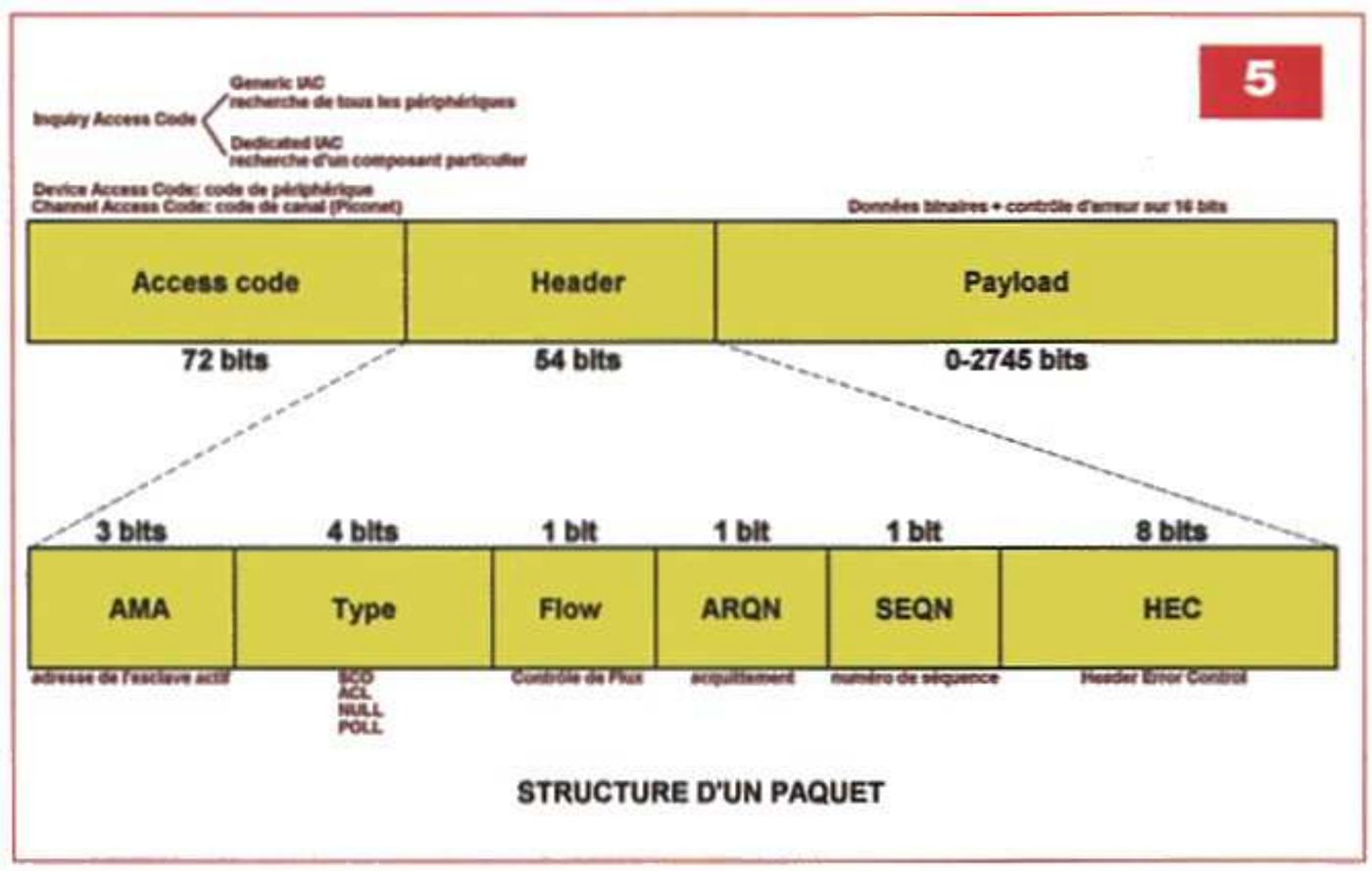
• AR ADDR (Access Request Address) : donne la possibilité à un esclave parqué de connaître le « time slot » qu'il est autorisé à utiliser pour demander au maître à devenir actif

Le gestionnaire de liaison (« link manager ») gère les différents types de liaisons et les liens entre « masters » et « slaves ».

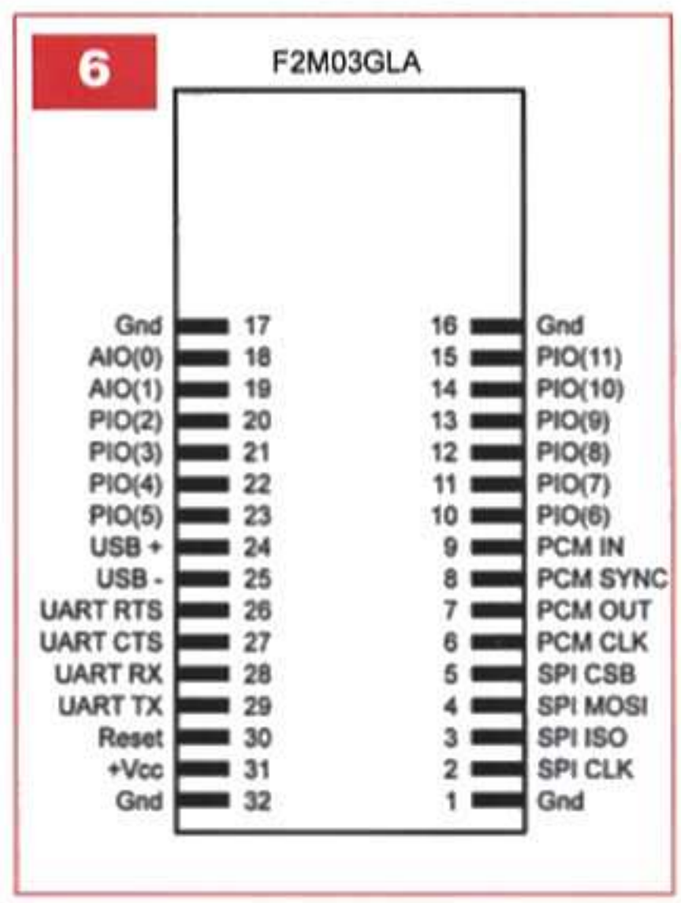
Le contrôleur de liaisons (« device manager ») s'occupe du contrôle et de la configuration des liaisons entre deux systèmes, ainsi que de la sécurité des communications (chiffrage, authentification, clefs, etc.).

Le HCI (« host control interface ») permet d'accéder aux couches matérielles. Il est en fait une séparation entre le « matériel » et le « logiciel ».

La couche L2CAP (« logical link control and adaptation protocol ») s'occupe de la transmission asynchrone des paquets et de la sécurisation de cette transmission par segmentation, réassemblage et multiplexage.



STRUCTURE D'UN PAQUET



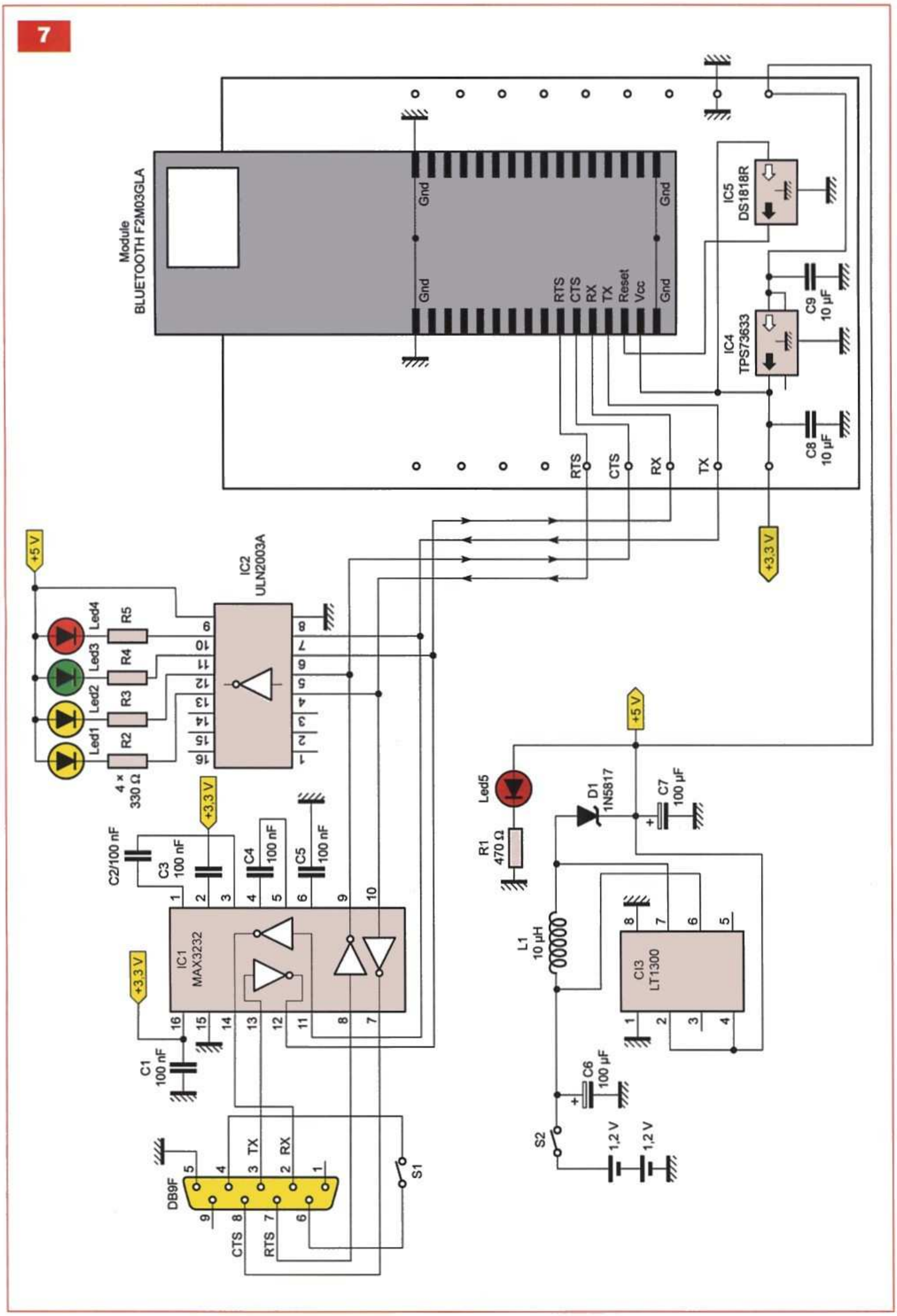
Le dessin donné en **figure 5** représente la structure d'un paquet.
Le RFCOMM permet d'émuler une liaison série (RS232).
Le SDP (« service discovery protocol ») est le système permettant la recherche d'appareils Bluetooth et de leurs services disponibles.

Module Bluetooth F2M03GLA

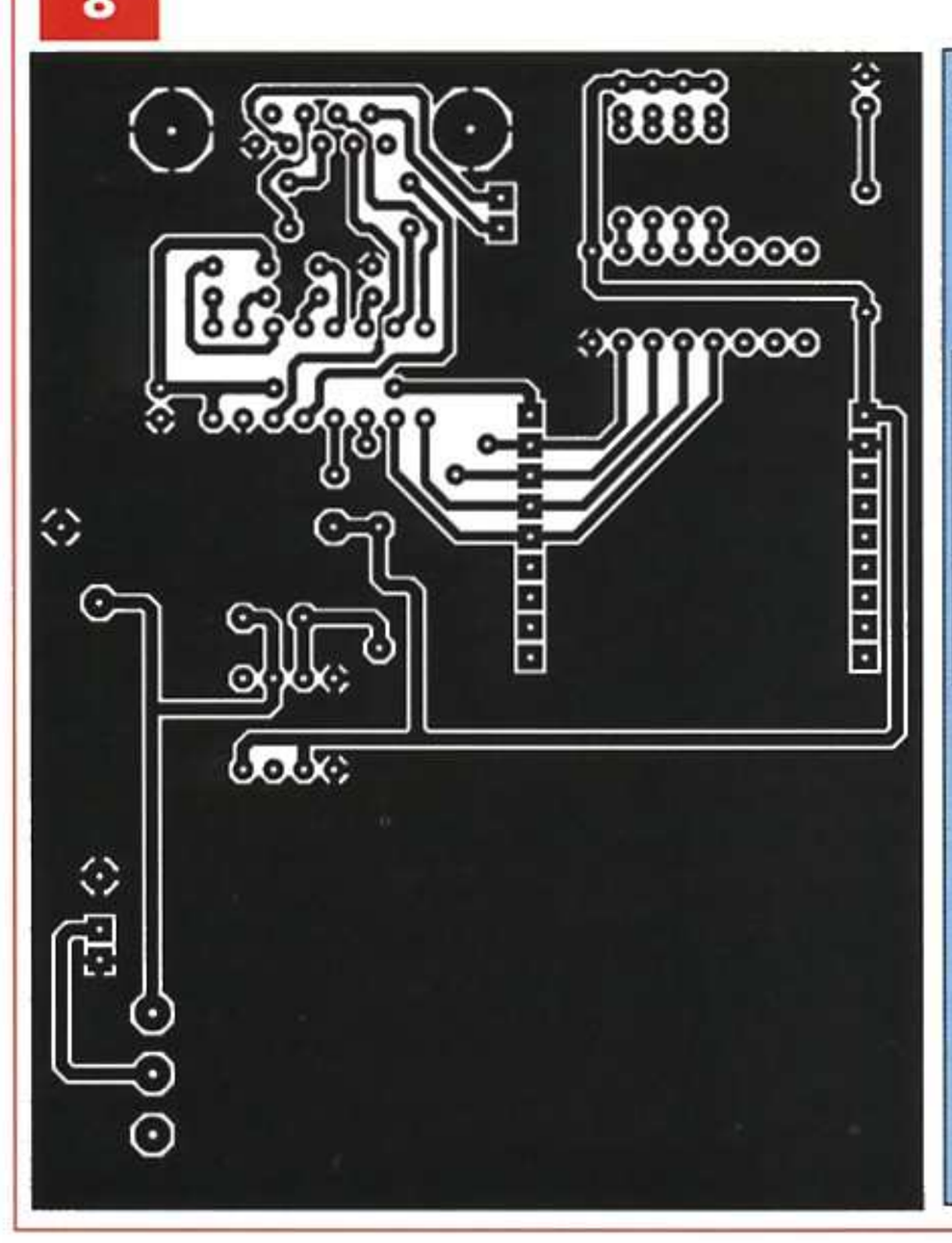
Le F2MO3GLA est un module hybride subminiature Bluetooth v2+EDR pré-qualifié de faible consommation.
Doté d'une antenne intégrée et d'une puissance d'émission de +8 dBm, il dispose d'une portée maximale de l'ordre de 250 m en terrain dégagé.
Capable de gérer des communications Bluetooth v2+EDR (Enhanced Data Rate) conformément aux spécifications v2.0.E.2 pour les modulations en mode 2 Mbps et 3 Mbps, le «F2MO3GLA» dispose d'une connexion série UART (jusqu'à 4 Mbps) ou USB (V2.0), ainsi que de diverses entrées/sorties numériques et analogiques. Le module dispose également de fonctionnalités « Piconet » et « Scatternet » en étant capable de supporter jusqu'à sept « esclaves ».
Extrêmement compact (28,5 x 15,2 x 2 mm), performant et économique, le module hybride « F2MO3GLA » est, de par sa puissance améliorée, sa « bonne » sensibilité (-83 dBm) et sa faible consommation, tout naturellement destiné à être intégré au sein d'applications embarquées les plus diverses. Le Firmware de base permet au module de supporter le protocole de communication SPP (Serial Port Profile). Avec ce protocole, toutes les informations arrivant sur le port « série » du module « F2MO3GLA » seront automatiquement transférées de façon transparente au périphérique connecté sur la liaison Bluetooth. La communication est bien évidement bidirectionnelle.
Son brochage est représenté **figure 6** (vue de dessus).
La fonction de chacune de ses broches est donnée ci-dessous :

- Broches 1, 16, 17, 32, GND : référence de masse
- Broche 31, Vcc : alimentation positive
- Broches 18 et 19, AIO(0) et AIO(1) : entrées analogiques de type bidirectionnelles, programmables en entrées ou en sorties de type numériques
- Broche 30, RESET : entrée CMOS, remise à zéro en maintenant cette broche au niveau « bas » durant une durée minimale de 5 ms
- Broche 3, SPI MISO : sortie CMOS « trois états » avec « pull-down » interne ; c'est la sortie données de la « Serial Peripheral Interface »
- Broche 5, SPI CSB : entrée CMOS avec « pull-up » interne, active à l'état « bas »; c'est la broche de sélection de la « Synchronous Serial Interface »
- Broche 2, SPI CLK : entrée CMOS avec « pull-down » interne; c'est l'entrée horloge de la « Serial Peripheral Interface »
- Broche 4, SPI MOSI : entrée CMOS avec « pull-down » interne; c'est l'entrée données de la « Serial Peripheral Interface »
- Broche 27, UART CTS : entrée CMOS avec « pull-down » interne; c'est la broche « clear to send » de l'UART, active à l'état « bas »
- Broche 29, UART TX : sortie CMOS; c'est la sortie données de l'UART, active à l'état « haut »
- Broche 26, UART RTS : sortie CMOS, « trois états », avec « pull-up » interne; c'est la broche « request to send » de l'UART, active à l'état « bas »
- Broche 28, UART RX : entrée CMOS avec « pull-down » interne; c'est l'entrée données de l'UART, active à l'état « haut »
- Broches 7, 8, 9 et 6, respectivement PCM_OUT, PCM_SYNC, PCM_IN et PCM_CLK
- Broche 24, USB+ : broche directionnelle ; données USB +
- Broche 25, USB- : broche bidirectionnelle ; données USB-
- Broche 10, PIO(6) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable
- Broche 11, PIO(7) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable
- Broche 12, PIO(8) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable
- Broche 13, PIO(9) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable
- Broche 14, PIO(10) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable
- Broche 15, PIO(11) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable
- Broche 20, PIO(2) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable

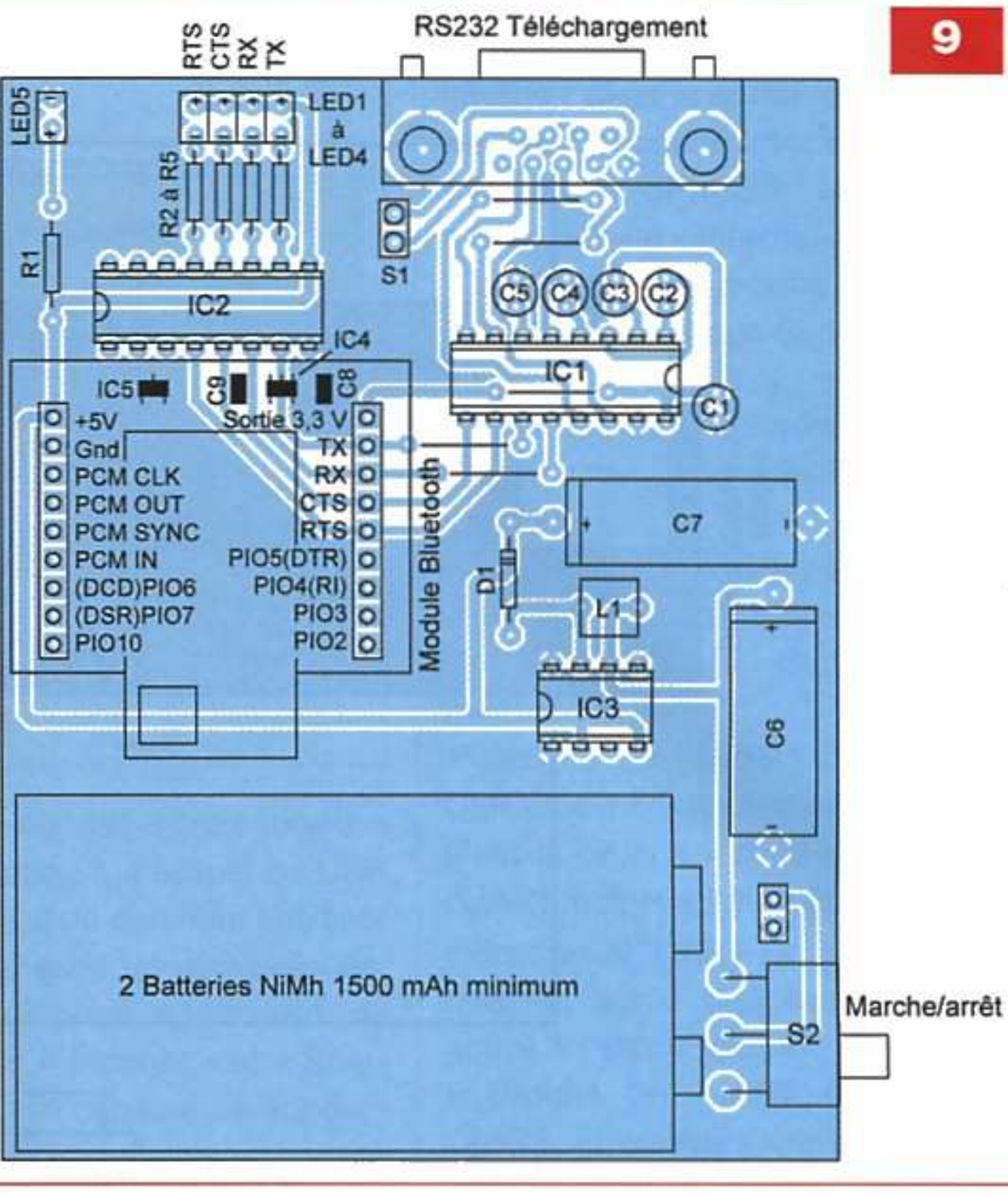
7


Module
BLUETOOTH F2M03GLA
Gnd
Gnd
Gnd
Gnd
RTS
CTS
RX
TX
Reset
Vcc
IC5
DS1818R
IC4
TPS73633
C9
10 µF
C8
10 µF
RTS
CTS
RX
TX
+3,3 V
+5 V
IC2
ULN2003A
Led1
Led2
Led3
Led4
R2
R3
R4
R5
4 × 330 Ω
+3,3 V
C2/100 nF
C3
100 nF
C4
100 nF
C5
100 nF
IC1
MAX3232
+3,3 V
C1
100 nF
DB9F
TX
RX
CTS
RTS
S1
Led5
R1
470 Ω
D1
1N5817
C7
100 µF
L1
10 µH
CI3
LT1300
C6
100 µF
S2
1,2 V
1,2 V

8



9



Nomenclature

PLATINE DE CONFIGURATION

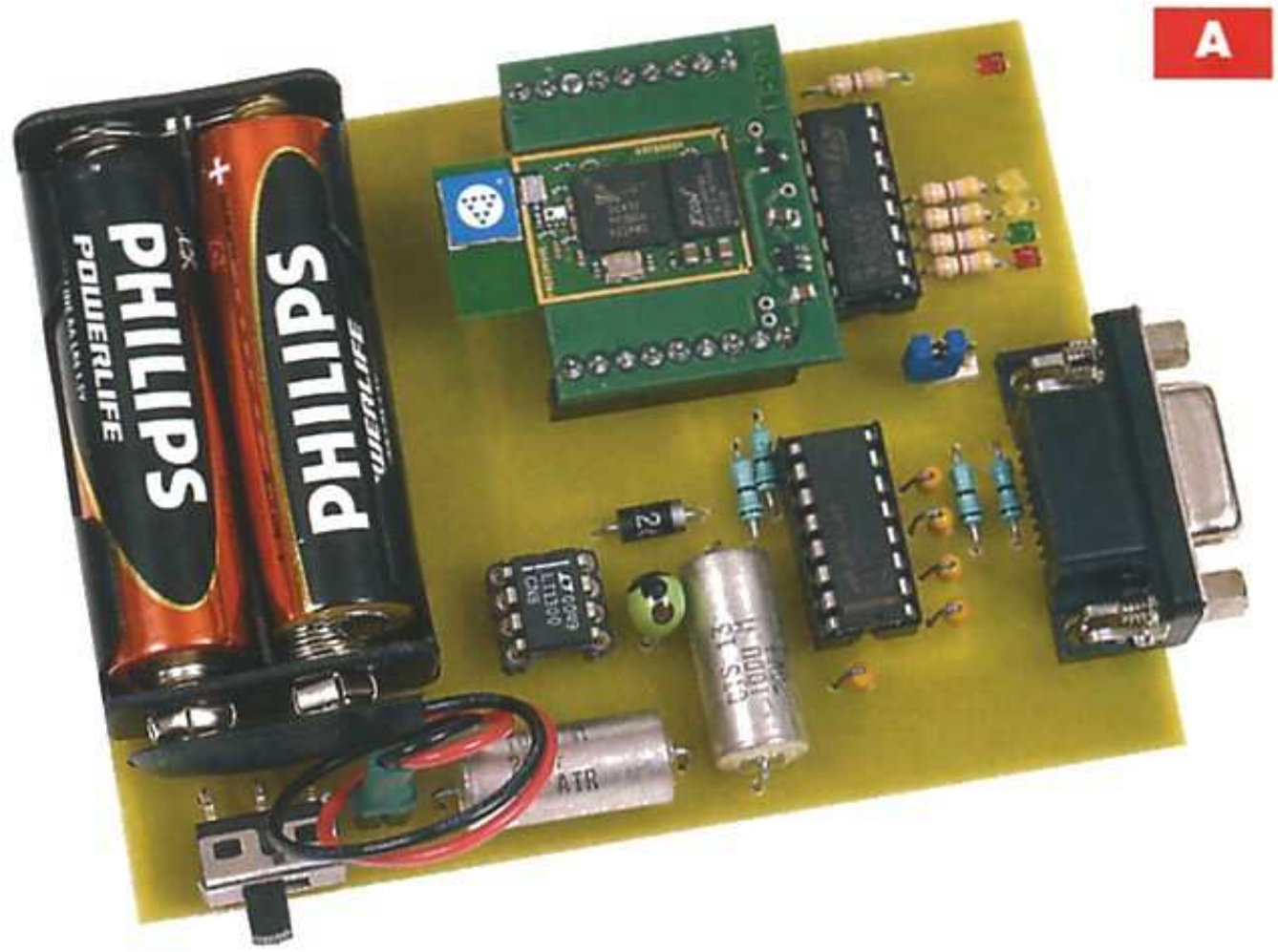
Résistances
R1 à R5 : 470 Ω (jaune violet, marron)

Condensateurs
C1 à C5 : 100 nF
C6, C7 : 100 µF/16 V
C8, C9 : 10 µF/CMS

Semiconducteurs
Led1 à Led5 : diodes électroluminescentes, couleurs quelconques
D1 : 1N5817
IC1 : MAX3232
IC2 : ULN2003A
IC3 : LT1300
IC4 : régulateur CMS TPS73633 (Lextronic)
IC5 : circuit de RESET CMS DS1818R (Lextronic)

Divers
1 module Bluetooth F2MO3GLA (Lextronic)
1 circuit imprimé adaptateur (Lextronic)
1 self miniature 10 µH
2 supports pour circuit intégré 16 broches
1 support pour circuit intégré 8 broches
1 connecteur femelle SUBD 9 broches coudées pour circuit imprimé
1 barrette « sécable » de picots
1 barrette « sécable » de support femelle

A



• Broche 21, PIO(3) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable

• Broche 22, PIO(4) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable

• Broche 23, PIO(5) : broche bidirectionnelle, ligne d'entrée/sortie programmable

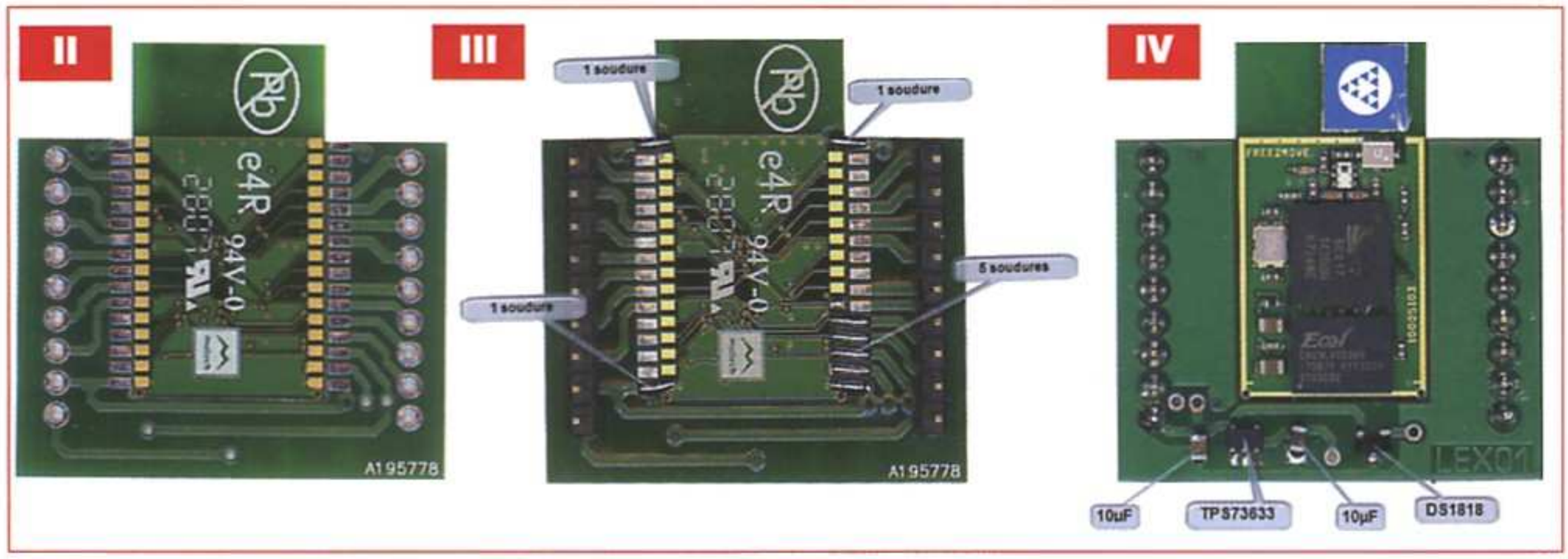
Les modules Bluetooth de la firme Free2Move (*http://www.free2move.se/*) sont distribués par Lextronic (*http://www.lextronic.fr/R109-modules-bluetooth.html*). Ils se déclinent en différents modèles :

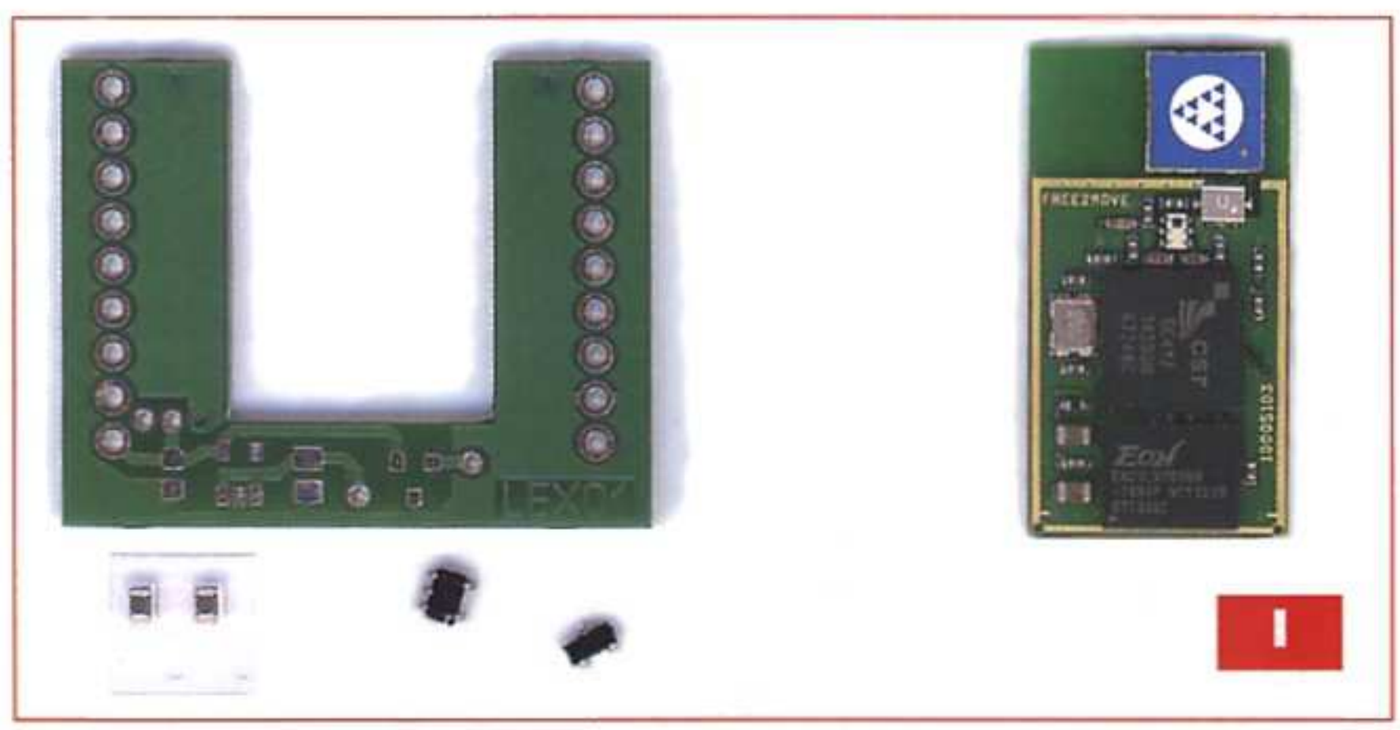
• le modèle F2MO3GLA, puissance +8 dBm, antenne intégrée, firmware SPP (celui que nous avons utilisé)

• le modèle F2MO3GX, puissance +19 dBm, antenne externe, firmware SPP

• le modèle F2MO3GXA, puissance +19 dBm, antenne intégrée, firmware SPP

• le modèle F2MO3GX-SO4, puissance +19 dBm, antenne externe, firmware HCI





• le modèle F2MO3GXA-SO4, puissance +19 dBm, antenne intégrée, firmware HCI
• le modèle F2MO3GLA-SO4, puissance +8 dBm, antenne intégrée, firmware HCI
• les trois derniers modèles sont capables de gérer des communications Bluetooth v2+EDR (Enhanced Data Rate) conformément aux spécifications v2.0.E.2 pour les modulations en mode 2 Mbps et 3 Mbps. Les modules de la série SO4 sont livrés avec un Firmware HCI, c'est-à-dire que ce dernier pourra s'utiliser à la manière d'un module Bluetooth standard type « clef USB ».

Abordons maintenant l'étude des réalisations.

La platine de configuration

Avant de passer à notre télécommande par Bluetooth, sujet de cet article, nous vous proposons une platine simple qui permet la « lecture » et la configuration des modules Bluetooth. Son schéma de principe est donné en **figure 7**.

Très simple, ce montage ne fait appel qu'à un adaptateur de niveaux RS232 de type MAX3232 (et non MAX232), à une visualisation des lignes TX, RX, CTS et RTS et à une alimentation. Très pratique, cette dernière permet d'obtenir, au choix, +3,3 V ou +5 V, à partir de deux piles ou deux accus. Elle fait appel à un circuit intégré de type LT1300, élévateur de tension.

Réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 8**. Se reporter au schéma d'implantation représenté en **figure 9** et **photo A** pour le câblage de la platine. Celui-ci ne présente pas de difficultés particulières.

Il n'en va pas de même pour le module Bluetooth qui doit être soudé sur un circuit imprimé intermédiaire. Ce dernier reçoit également quatre composants CMS, ainsi que nous le voyons sur le **cliché I**.

Pour cette opération, il convient de positionner en premier lieu le module Bluetooth dans l'espace qui lui est réservé sur le circuit imprimé. Ses pistes cuivrées doivent se positionner au même niveau que les pistes du circuit imprimé, comme représenté sur le **cliché II**.

Réaliser ensuite les soudures aux endroits nécessaires, ainsi que le montre le **cliché III**.

Il ne reste plus qu'à souder à leurs places les quatre composants CMS (**cliché IV**). Souder alors deux rangées de picots neuf points issus d'une barrette « sécable » dans les trous laissés libres sur le circuit imprimé secondaire, ceci afin de pouvoir le positionner dans les supports de la platine principale.

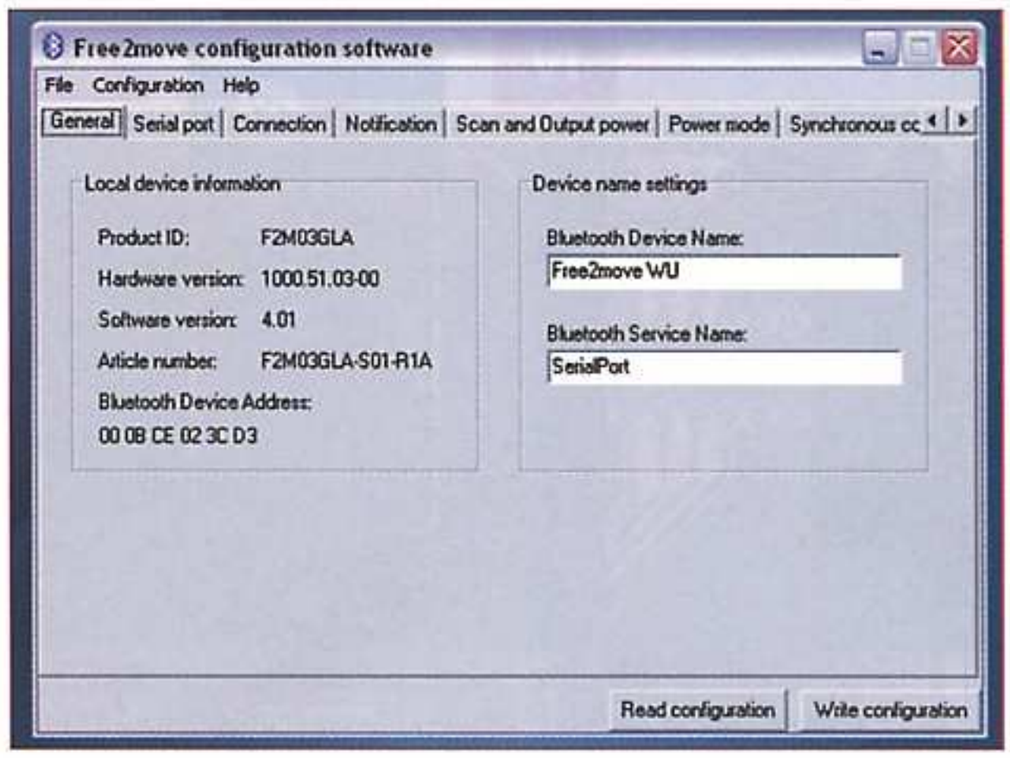
Essais

Pour les essais, placer uniquement le circuit intégré LT1300 dans son support, ainsi que les deux piles. À la mise sous tension, on doit obtenir 5 V en sortie du circuit régulateur de tension. Si tel est le cas, placer les trois autres composants (montage hors tension). Attention à l'orientation du module Bluetooth.

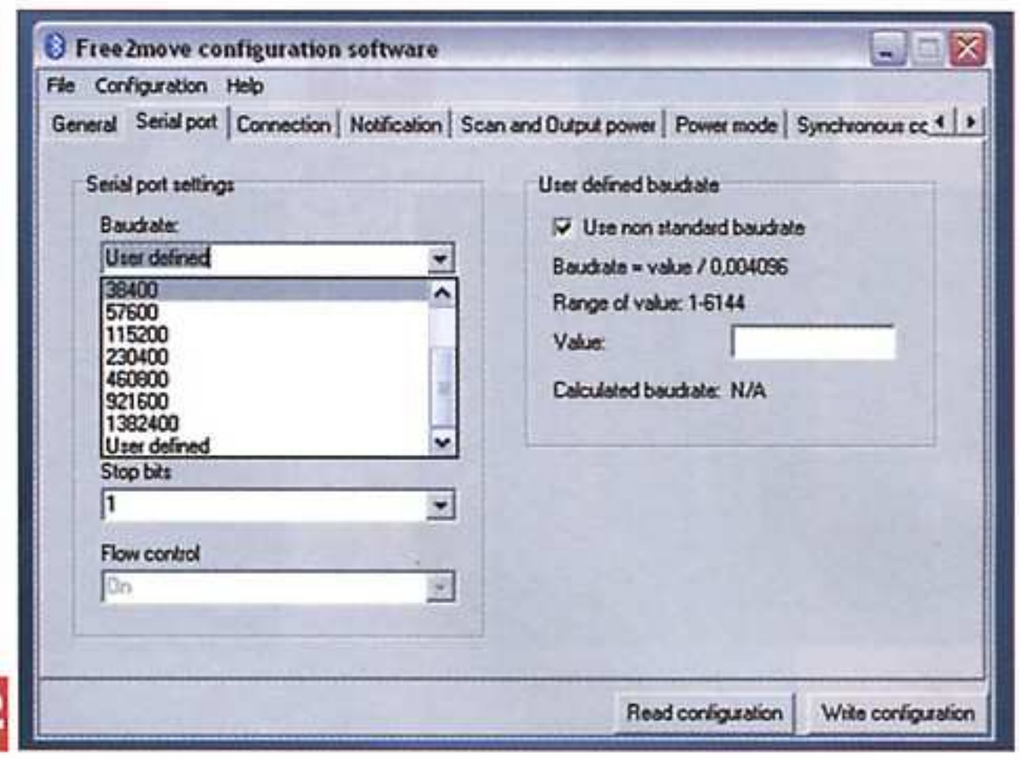
Pour la suite des essais, se procurer le logiciel « F2M_BlueCFG_3_03.exe », gratuit sur le site de Lextronic : *http://www.lextronic.fr/P1107-module-hybride-bluetooth-f2m03gla.html* puis l'installer sur le PC.

Il suffit ensuite de connecter la platine de configuration au port « série » du PC, de la mettre sous tension, puis de lancer le logiciel qui demande le numéro du port COM. Renseigner alors le champ. Le logiciel lit la configuration du module Bluetooth, puis l'affiche, comme représenté sur la **vue d'écran 1**. Il indique, entre autres, l'identité du produit, la version du matériel, la version du « firmware » et l'adresse du périphérique.

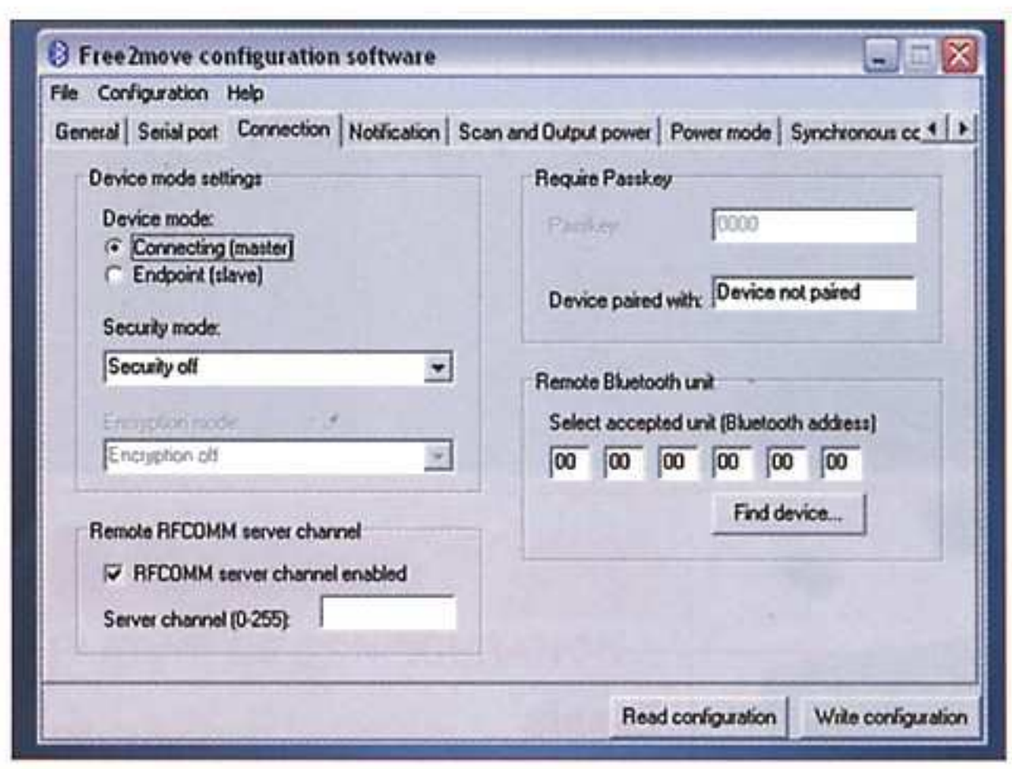
Ensuite, configurer si vous le souhaitez, le module (chose qu'il ne faut pas



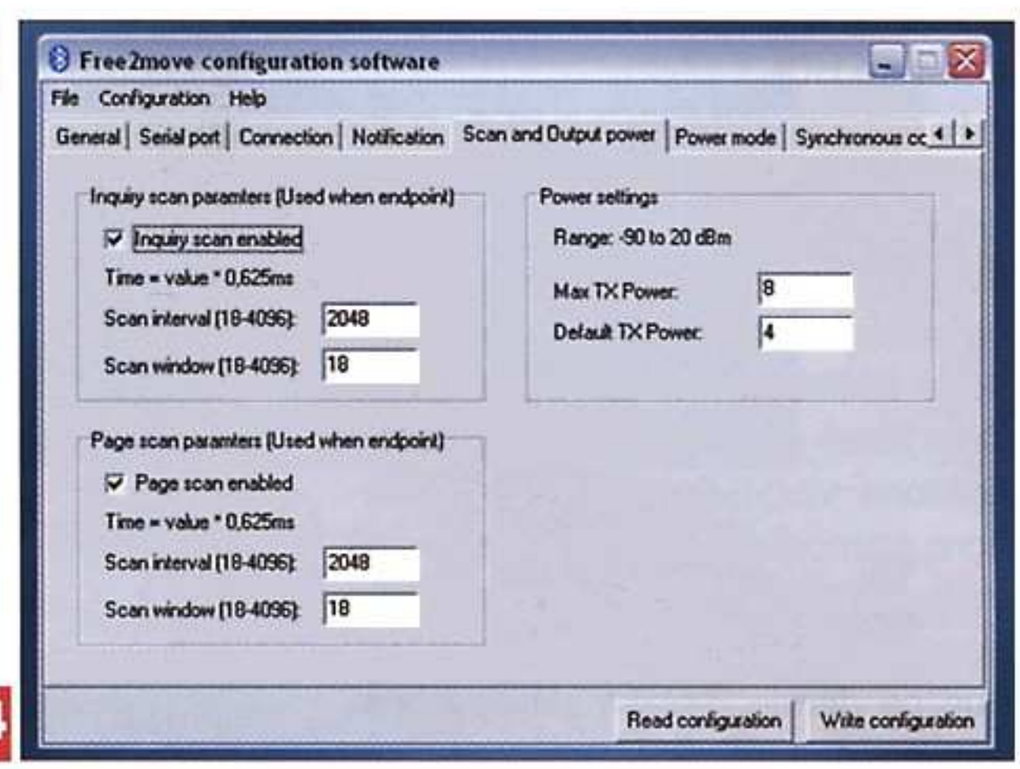
V1



V2



V3



V4

faire pour notre application suivante). L'onglet « Serial port » permet de changer le débit de l'interface série (**vue d'écran 2**).
L'onglet « Connection » (**vue d'écran 3**) permet de déterminer le mode de connexion du périphérique (« master » ou « slave »).
Enfin, la **vue d'écran 4** montre l'onglet « Scan and Output power » qui permet, entre autres, le réglage de la puissance d'émission du module.

Schéma de la télécommande

Le schéma théorique de la télécommande est donné en **figure 10**. Nous y retrouvons notre module Bluetooth connecté à l'interface « série » d'un microcontrôleur de type CUBLOC CB220.
Celui-ci possède seize lignes d'entrées/sorties. Six d'entre elles sont configurées en sorties (P2 à P7) et sept le sont en entrées (P1, P8, P9, P12 à P15). La ligne P0, configurée en sortie, est connectée à une led qui indique, par son clignotement, le bon déroulement du programme.
Les six lignes de sorties sont connectées à un octuple réseau de darlingtons permettant de disposer d'un courant important. Six leds indiquent leur état.
Les sept lignes d'entrées sont ramenées au +5 V par des résistances de 10 kΩ et un niveau « bas » les rendra donc actives.
L'alimentation est construite, comme pour la première platine, autour d'un convertisseur-élévateur de tension fonctionnant à partir de deux éléments de piles ou de batteries.

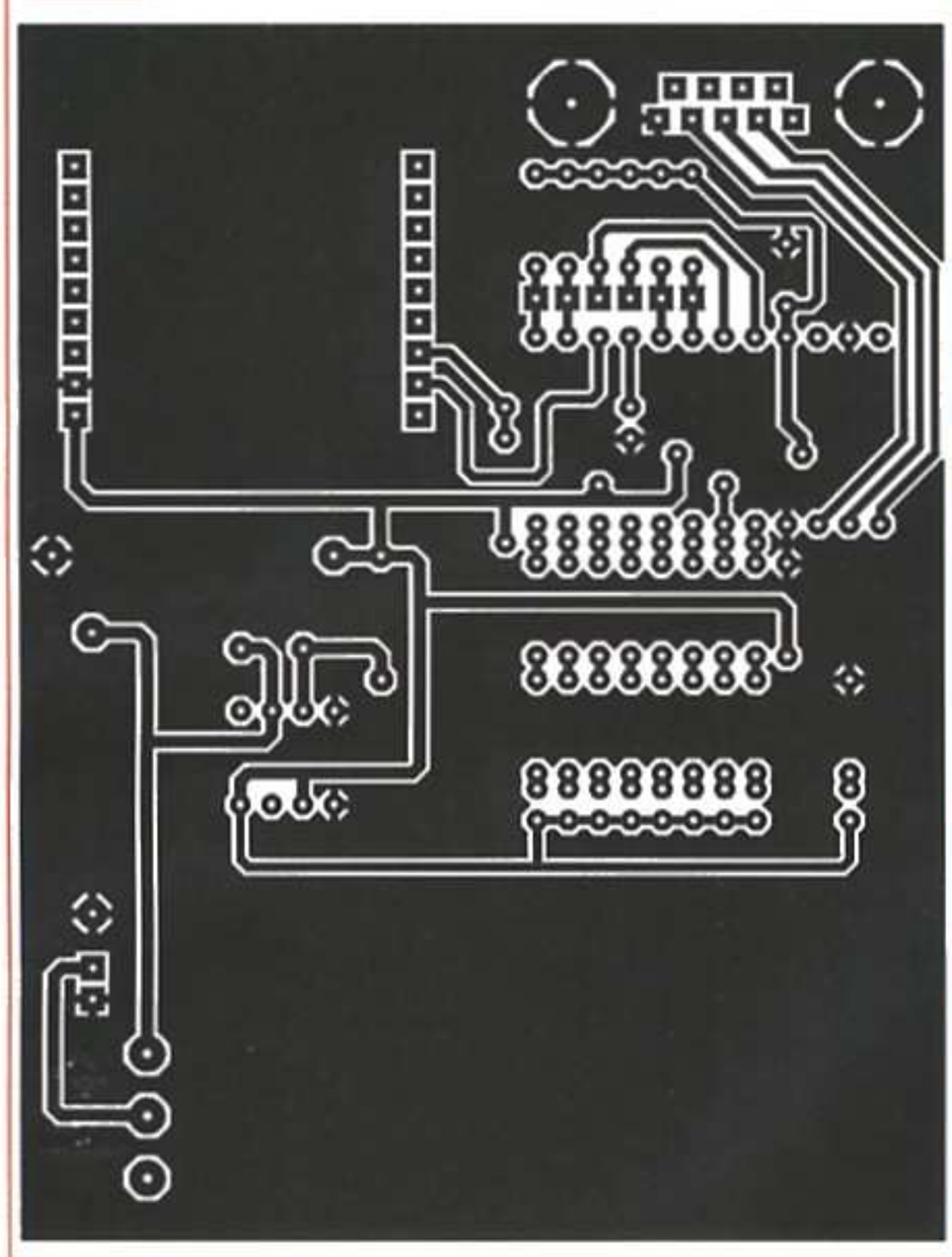
Réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 11**.
L'implantation des composants est représentée en **figure 12** et **photo B**. Comme pour le premier module, le câblage de cette platine ne présente aucune difficulté. Prendre simplement garde à l'orientation des composants polarisés.
Chaque circuit intégré est placé dans un support. Ce dernier peut être composé de morceaux de barrette « sécable » d'un support tulipe, plus pratique à souder.
Le module Bluetooth est inséré dans un support formé par deux rangées de supports pour broches carrées. Les piles sont placées dans un boîtier à fils.

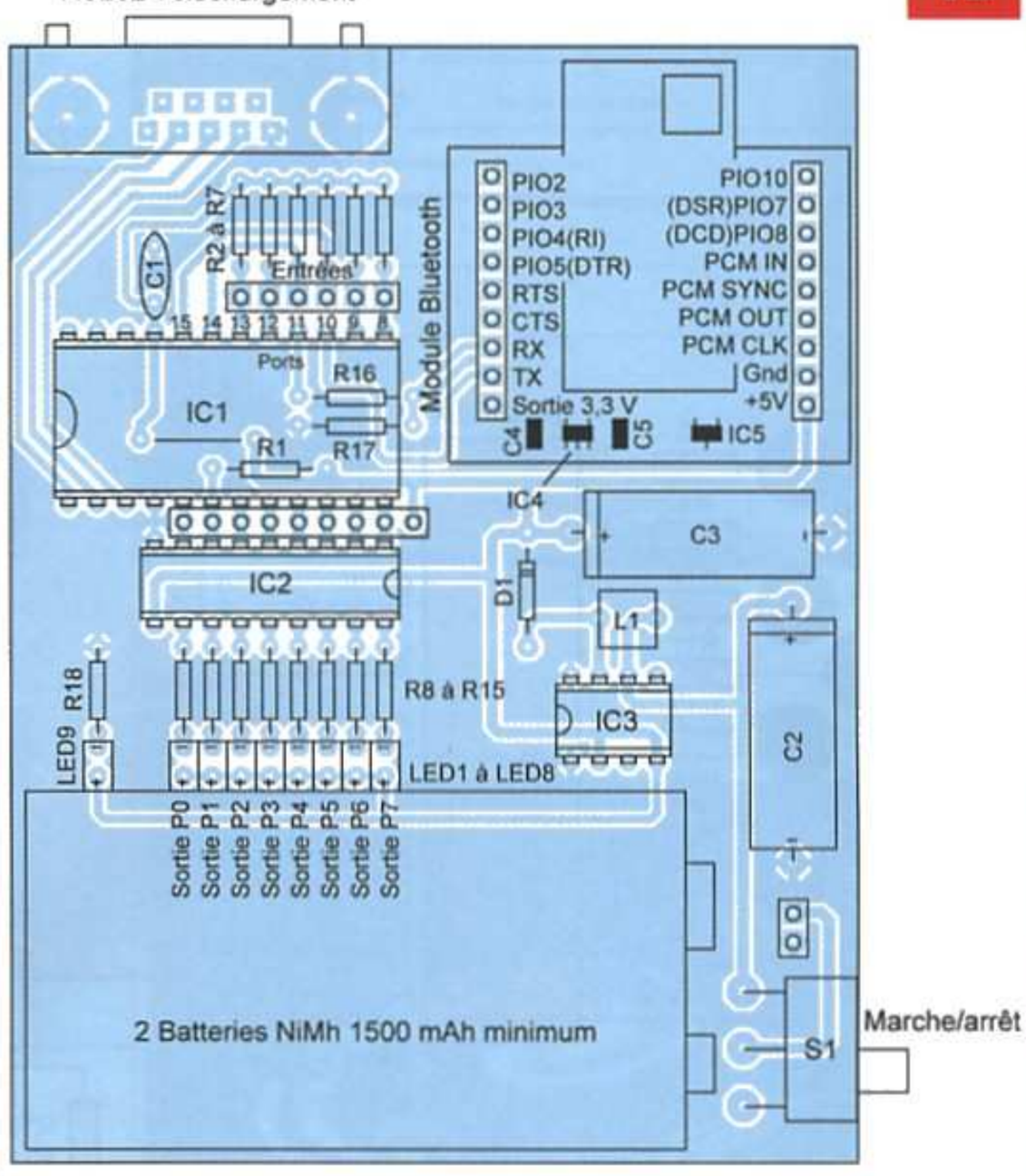
Essais

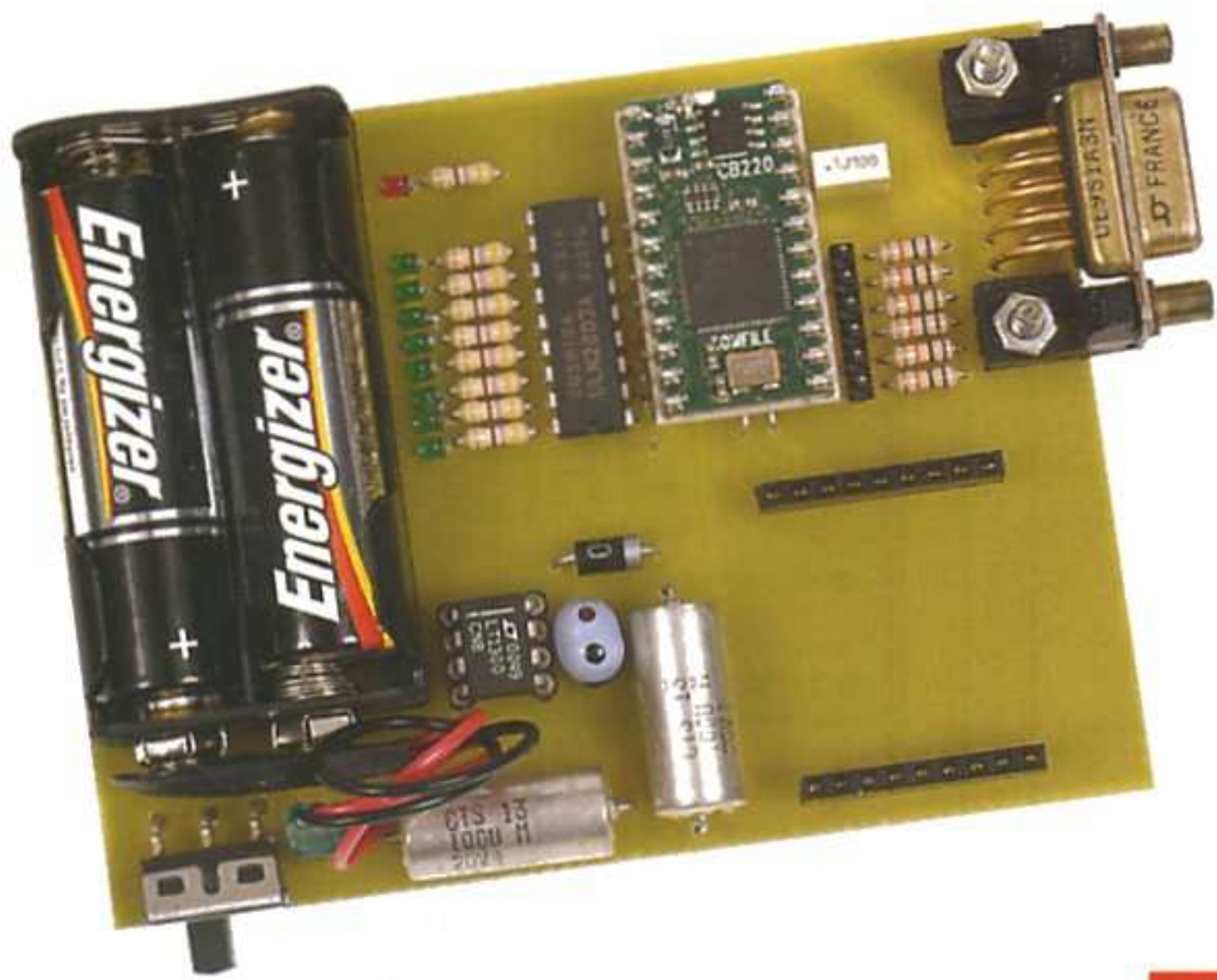
Pour les essais, ne placer sur le circuit imprimé que le régulateur de tension LT1300 et les deux piles. Si vous obtenez +5 V en sortie du régulateur, vous pouvez placer les autres composants dans leurs supports. Relier la platine au port série du PC puis, au moyen du logiciel Cubloc Studio, télécharger le programme Bluetooth, disponible sur le site de notre magazine *Electronique Pratique*, dans le CB220.
La suite des opérations nécessite,

11



12





B

bien entendu, une clef USB Bluetooth et le logiciel adéquat. Pour notre part mais ce n'est pas une obligation, nous avons utilisé le logiciel BlueSoleil 6 (IVT_BlueSoleil_6.4.261.0.zip) disponible en téléchargement et en version limitée sur le site du même nom : *http://www.bluesoleil.com/*.
Télécharger, par la même occasion, le logiciel BlueSoleil Hardware check tool 6.4 qui permet de savoir si votre adaptateur Bluetooth est compatible avec le logiciel BlueSoleil 6.
Après installation du logiciel, lancer son exécution et demander une recherche des périphériques Bluetooth, notre platine étant sous tension.

Nomenclature

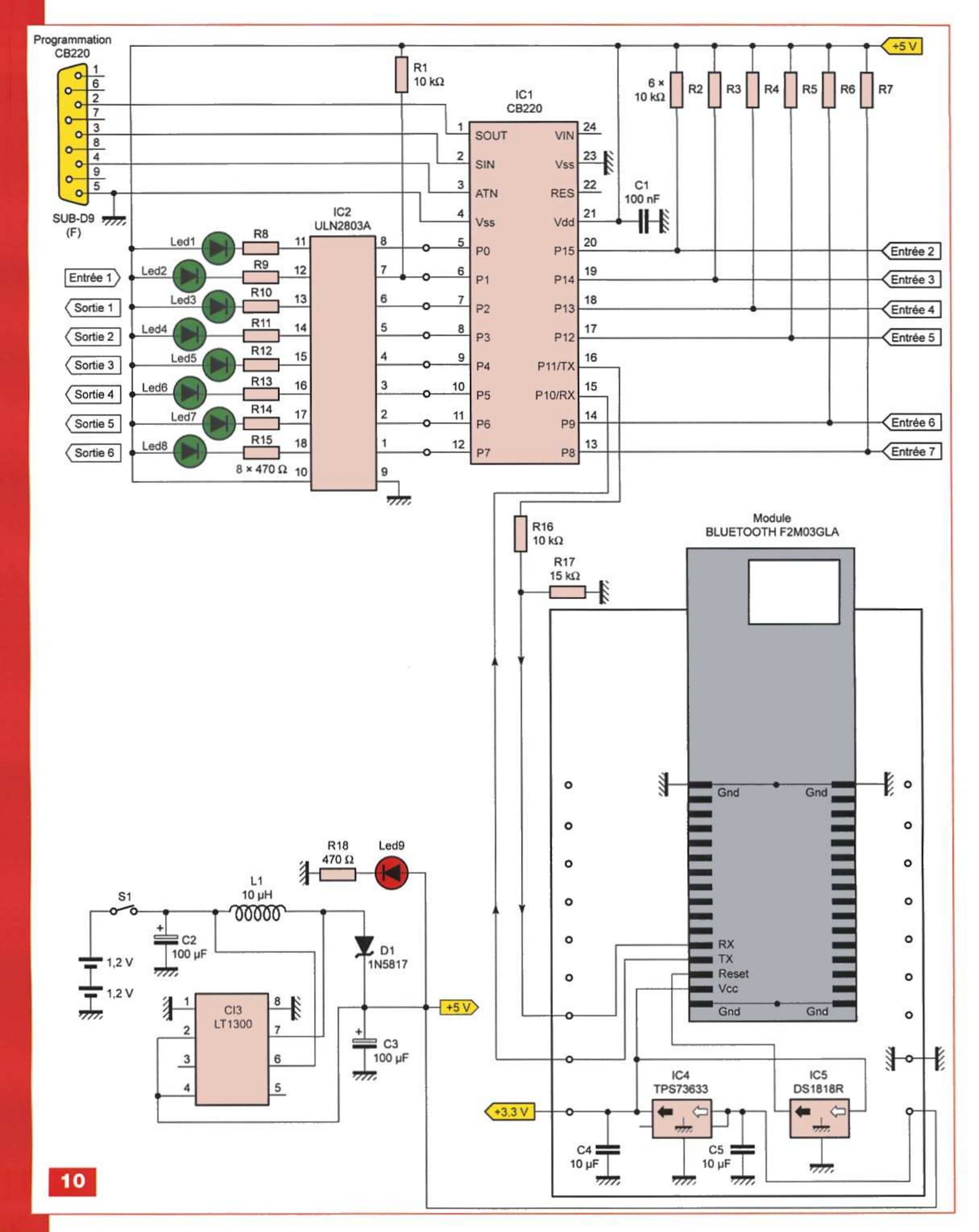
PLATINE TÉLÉCOMMANDE

Résistances
R1 à R7, R16 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R8 à R15, R18 : 470 Ω (jaune violet, marron)
R17 : 15 kΩ (marron, vert, orange)

Condensateurs
C1 : 100 nF
C2, C3 : 100 µF/16 V
C4, C5 : 10 µF/CMS

Semiconducteurs
Led1 à Led9 : diodes électroluminescentes, couleurs quelconques
D1 : 1N5817
IC1 : Cubloc CB220
IC2 : ULN2803A
IC3 : LT1300
IC4 : régulateur CMS TPS73633 (Lextronic)
IC5 : circuit de RESET CMS DS1818R (Lextronic)

Divers
1 module Bluetooth F2MO3GLA (Lextronic)
1 circuit imprimé adaptateur (Lextronic)
1 self miniature 10 µH
1 support pour circuit intégré 24 broches
1 support pour circuit intégré 18 broches
1 support pour circuit intégré 8 broches
1 connecteur femelle SUBD 9 broches coudées pour circuit imprimé
1 barrette « sécable » de picots
1 barrette « sécable » de support femelle


Programmation CB220
SUB-D9 (F)
R1 10 kΩ
IC1 CB220
SOUT
SIN
ATN
Vss
P0
P1
P2
P3
P4
P5
P6
P7
VIN
Vss
RES
Vdd
P15
P14
P13
P12
P11/TX
P10/RX
P9
P8
6 × 10 kΩ
R2
R3
R4
R5
R6
R7
+5 V
C1 100 nF
IC2 ULN2803A
Led1
Led2
Led3
Led4
Led5
Led6
Led7
Led8
R8
R9
R10
R11
R12
R13
R14
R15
8 × 470 Ω
Entrée 1
Sortie 1
Sortie 2
Sortie 3
Sortie 4
Sortie 5
Sortie 6
Entrée 2
Entrée 3
Entrée 4
Entrée 5
Entrée 6
Entrée 7
R16 10 kΩ
R17 15 kΩ
Module BLUETOOTH F2M03GLA
Gnd
RX
TX
Reset
Vcc
R18 470 Ω
Led9
L1 10 µH
S1
C2 100 µF
1,2 V
1,2 V
D1 1N5817
CI3 LT1300
C3 100 µF
+3,3 V
IC4 TPS73633
IC5 DS1818R
C4 10 µF
C5 10 µF

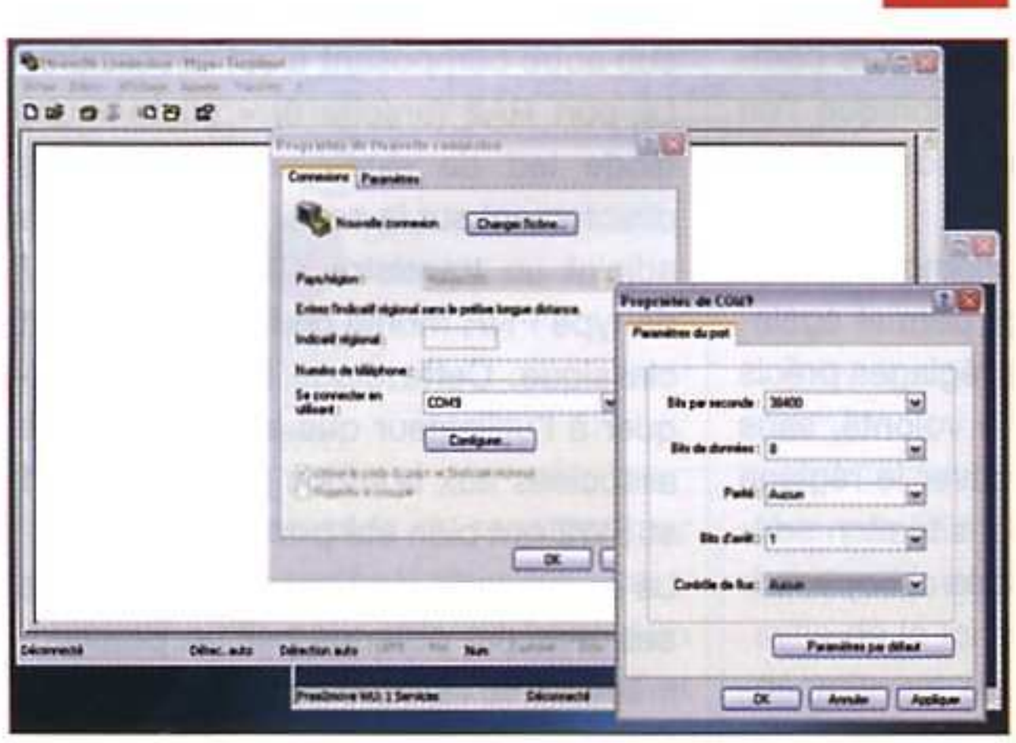
10

V5

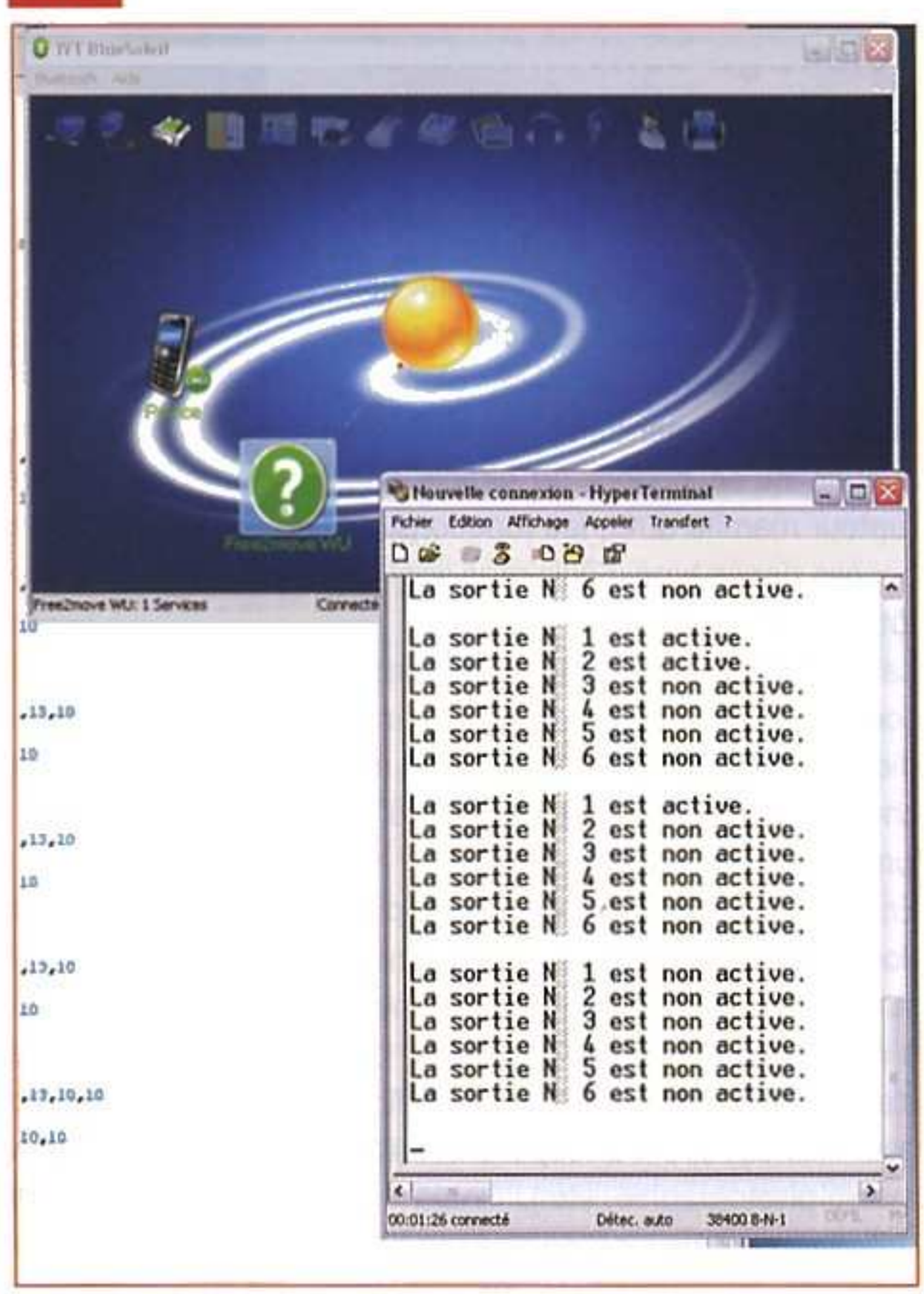
V6

V7

V8



V9



Si le module est reconnu, vous obtenez ce qui est représenté par la **vue d'écran 5**. L'adresse de notre module y est indiquée.

Demander alors l'établissement d'une connexion par l'ouverture du port COM correspondant (**vue d'écran 6**), ici COM9. Lorsque la connexion est établie, une bulle s'ouvre sur l'icône Bluetooth (**vue d'écran 7**).

On peut alors passer sous l'HyperTerminal de Windows.

Ainsi que le représente la **vue d'écran 8**, il convient de configurer le port COM et le débit de transmission (38 400 bps). Le PC est alors en communication avec le microcontrôleur CB220 qui reçoit et lui transmet les informations.

Le programme donné est un programme de tests qui permet de contrôler le bon fonctionnement de la platine. Nous laissons le soin aux lecteurs de concevoir le programme qui conviendra à l'application désirée.

Le programme téléchargé permet l'illumination et l'extinction des six leds par appui des touches 1 à 6 du clavier ainsi que l'envoi par le CB220 des informations sur l'état des sorties sur l'écran du PC (**vue d'écran 9**).

Nous espérons que cette approche des communications Bluetooth vous aura intéressé.

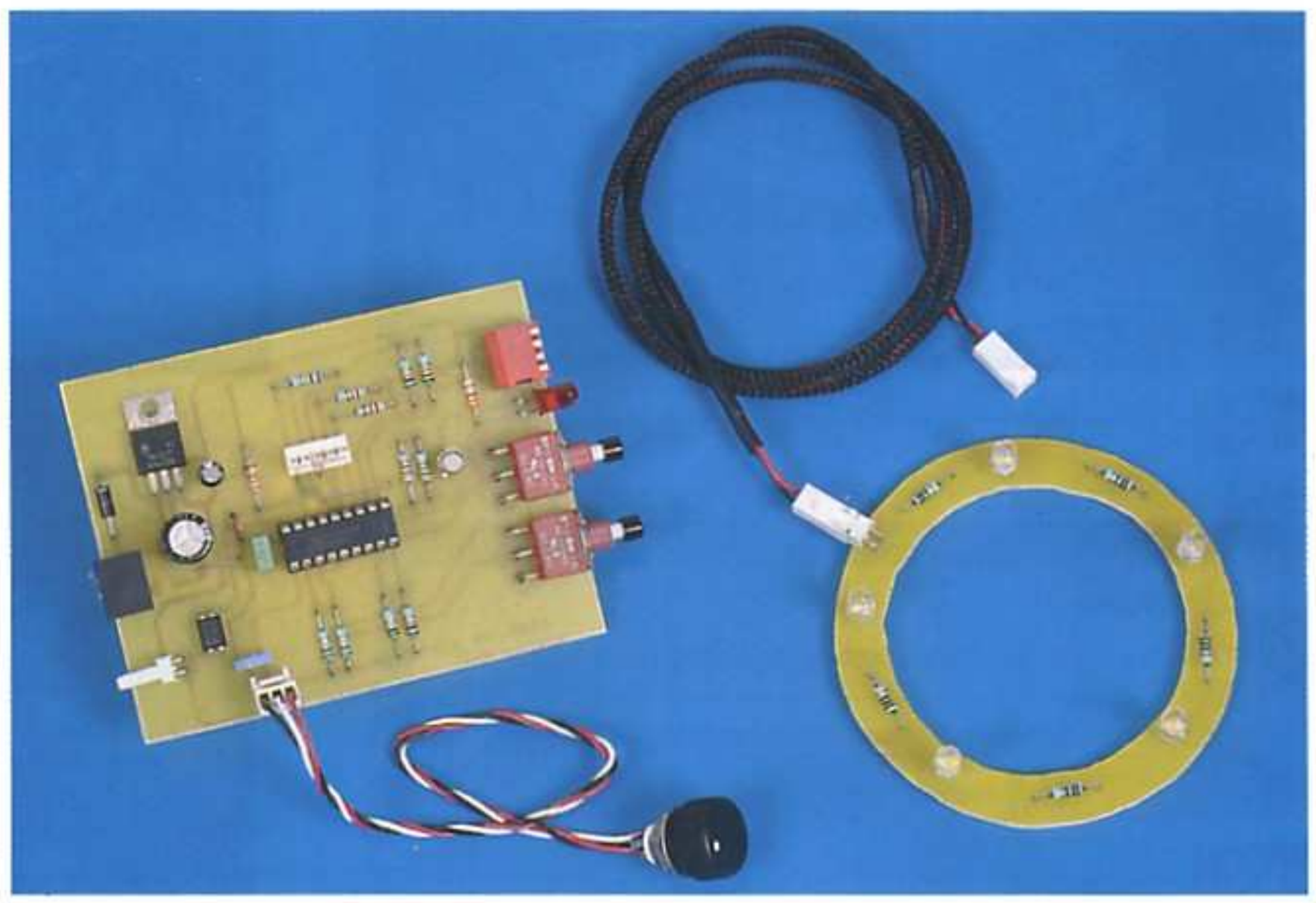
La télécommande décrite permet, selon le programme, de gérer n'importe quel processus.

Plusieurs platines peuvent être réalisées et commandées individuellement puisque chacune d'elles a une adresse précise.

P. OGUIC
p.oguic@gmail.com

Contrôleur PWM pour éclairage à diodes leds

Les diodes leds sont désormais suffisamment polyvalentes pour remplacer des lampes conventionnelles dans de multiples applications. Elles existent en plusieurs couleurs et, pour un éclairage conventionnel, les leds blanches sont légion.



De nombreux produits commerciaux exploitent aujourd'hui des leds blanches. Cependant, il faut bien avouer, qu'en dehors du simple interrupteur marche/arrêt, les fonctions proposées par ce type d'éclairage sont plutôt spartiates.

La petite étude que nous vous proposons vous permettra de dompter les diodes leds les plus puissantes du marché, en contrôlant avec finesse le flux lumineux qu'elles dispensent.

En effet, pour de nombreuses applications liées à l'imagerie, un contrôle stable et répétitif de l'intensité lumineuse produite par des diodes leds peut s'avérer d'une aide précieuse (éclairage pour microscope ou loupe binoculaire, macro photographie, etc.).

Utilisées comme une source de rétro-éclairage, les diodes leds peuvent aussi rendre de nombreux services, à condition de pouvoir ajuster facilement le flux lumineux. C'est là que notre petit montage intervient.

Utilisant la technique de la modulation par impulsions (PWM - *Pulse Wide Modulation*), notre module permet d'obtenir un réglage précis et répétitif de la puissance transmise aux diodes leds. Cette technique offre deux avantages dans le cas de notre application :

- le transistor de puissance qui pilote les diodes leds fonctionne en mode « tout ou rien », ce qui diminue grandement la puissance qu'il dissipe;
- le point de polarisation des diodes leds est beaucoup moins sensible à la température. Avec un asservissement en tension, il est pratiquement impossible de rendre le réglage stable et répétitif. Il faut faire appel à un contrôle en « mode courant » beaucoup plus complexe à mettre en œuvre lorsque l'on souhaite piloter plusieurs leds montées en parallèle.

Associé à une petite mémoire « non volatile », notre montage permet également de mémoriser des réglages précis en vue de les réutiliser à volonté, sans perdre de temps à retrouver le réglage idéal qui correspond à la situation souhaitée (prise de vue au microscope, par exemple).

Le schéma

Le schéma de la carte principale est reproduit en **figure 1**. On y remarque un microcontrôleur PIC18F1220 comme élément principal, avec quelques composants discrets. Le microcontrôleur dispose à lui seul de toutes les ressources nécessaires au fonctionnement du montage. Il ne reste plus qu'à lui associer quelques transistors pour « piloter » les charges que les ports du microcontrôleur ne peuvent « driver » seuls en raison du courant demandé.

C'est le cas du port P1A (broche 18) qui « pilote » la sortie PWM (impulsion à largeur modulée), d'où la présence du transistor MOS T1/IRFD110.

L'utilisation de ce transistor est ici bien pratique car ses niveaux de commande sont compatibles directement avec un port de microcontrôleur, si bien qu'aucun autre composant n'est nécessaire.

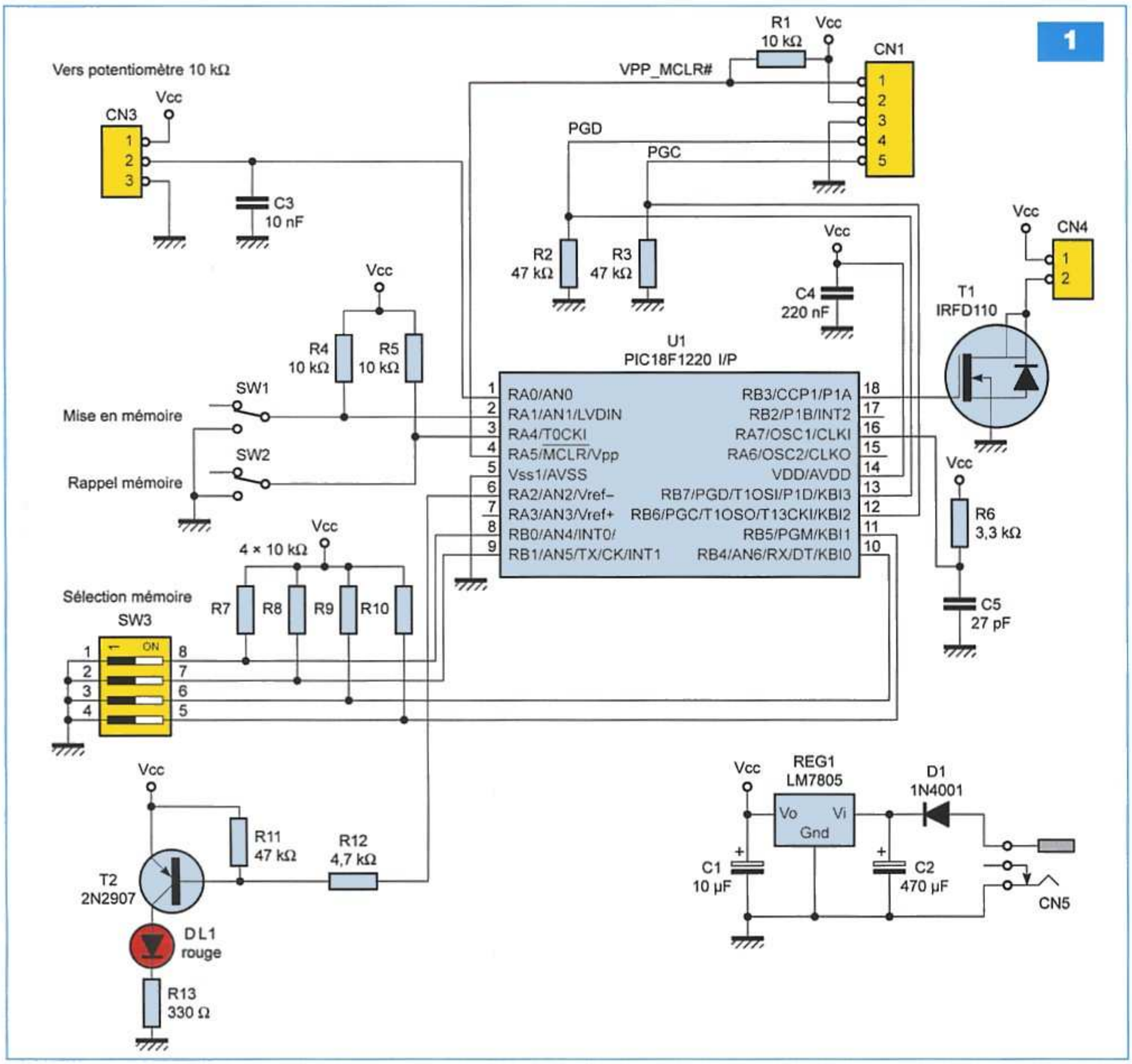
Le port RA2 (broche 6) « pilote » une diode led de signalisation implantée directement sur la carte. Nous lui avons adjoint un transistor bipolaire 2N2907 de type PNP, monté de façon tout à fait classique. Cette diode led sert à indiquer à l'utilisateur que les commandes associées aux boutons poussoirs SW1 et SW2 ont bien été prises en compte.

La commande de l'intensité lumineuse des leds est obtenue par un potentiomètre de 10 kΩ raccordé au connecteur CN3. Ce potentiomètre est connecté directement à la tension d'alimentation du montage (broches 1 et 3 de CN3).

La tension prélevée par son curseur (broche 2 de CN3) est appliquée directement à l'entrée analogique RA0 (broche 1) du microcontrôleur.

Le condensateur C3 filtre la tension analogique pour supprimer autant que possible les « bruits » engendrés par le frottement du curseur sur la piste. Il permet également de minimiser l'influence du courant d'entrée lorsque l'échantillonneur/bloqueur interne du microcontrôleur entre en action pour mesurer la tension sur la broche RA0.

Noter que vous pouvez également auto-



matiser la commande du montage par n'importe quel système de votre « cru » puisqu'il suffit pour cela de fournir un signal analogique compris entre 0 V et +5 V sur la broche 2 de CN3.

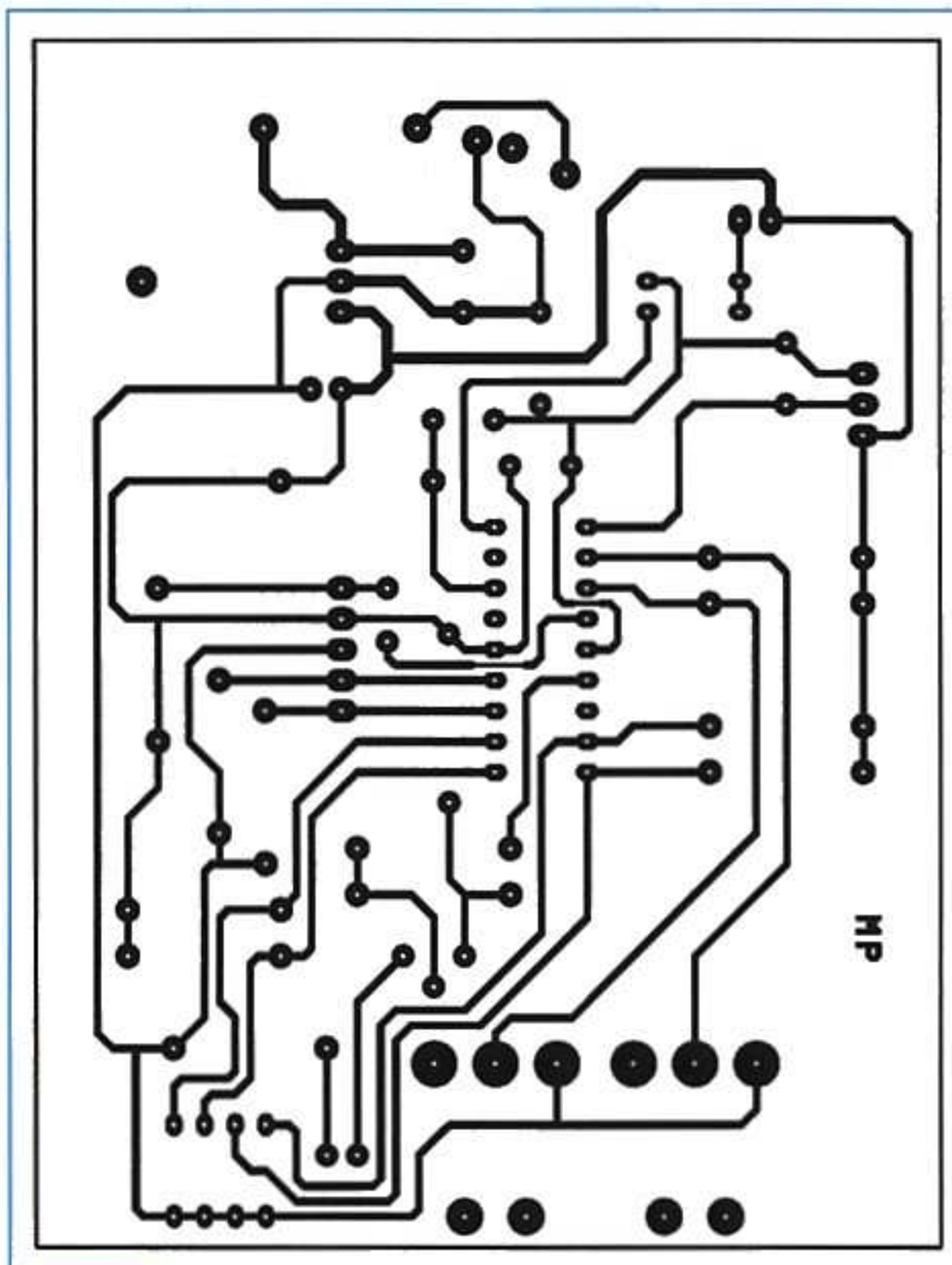
L'alimentation +5 V du montage étant présente sur CN3, vous pouvez même envisager d'alimenter quelques composants externes (pas plus de 50 mA de consommation), tels que des amplificateurs opérationnels, pour produire le signal analogique de commande. Cette solution limite le risque d'appliquer une tension supérieure à +5 V sur l'entrée analogique, ce qui serait destructeur pour le microcontrôleur. Nous n'avons pas prévu de résistance en série avec le signal (avec le potentiomètre, c'est inutile). Il serait très facile, à l'aide d'une photorésistance montée en pont diviseur, d'asservir l'intensité des leds pilotées par le montage en fonction de la luminosité ambiante. Pour inverser le sens de la loi de variation (croissant ou décroissant en fonction de la luminosité), il suffirait de permuter la position de la photorésistance et de la résistance dans le pont diviseur.

Les boutons poussoirs SW1 et SW2 ainsi que le bloc de micro-switch SW3 sont reliés directement aux ports du microcontrôleur. Ils mettent les entrées à la masse lorsque les interrupteurs correspondants sont activés. Les résistances R4, R5 et R7 à R10 permettent de maintenir les signaux à l'état « haut » si les interrupteurs sont ouverts. Les « rebonds » des interrupteurs ne sont pas filtrés par l'électronique de notre carte. C'est le logiciel « embarqué » dans le microcontrôleur qui se chargera de les éliminer. Étant donné la charge de travail tout à fait modeste de ce microcontrôleur, c'est bien le minimum qu'il pouvait réaliser pour simplifier au maximum notre maquette.

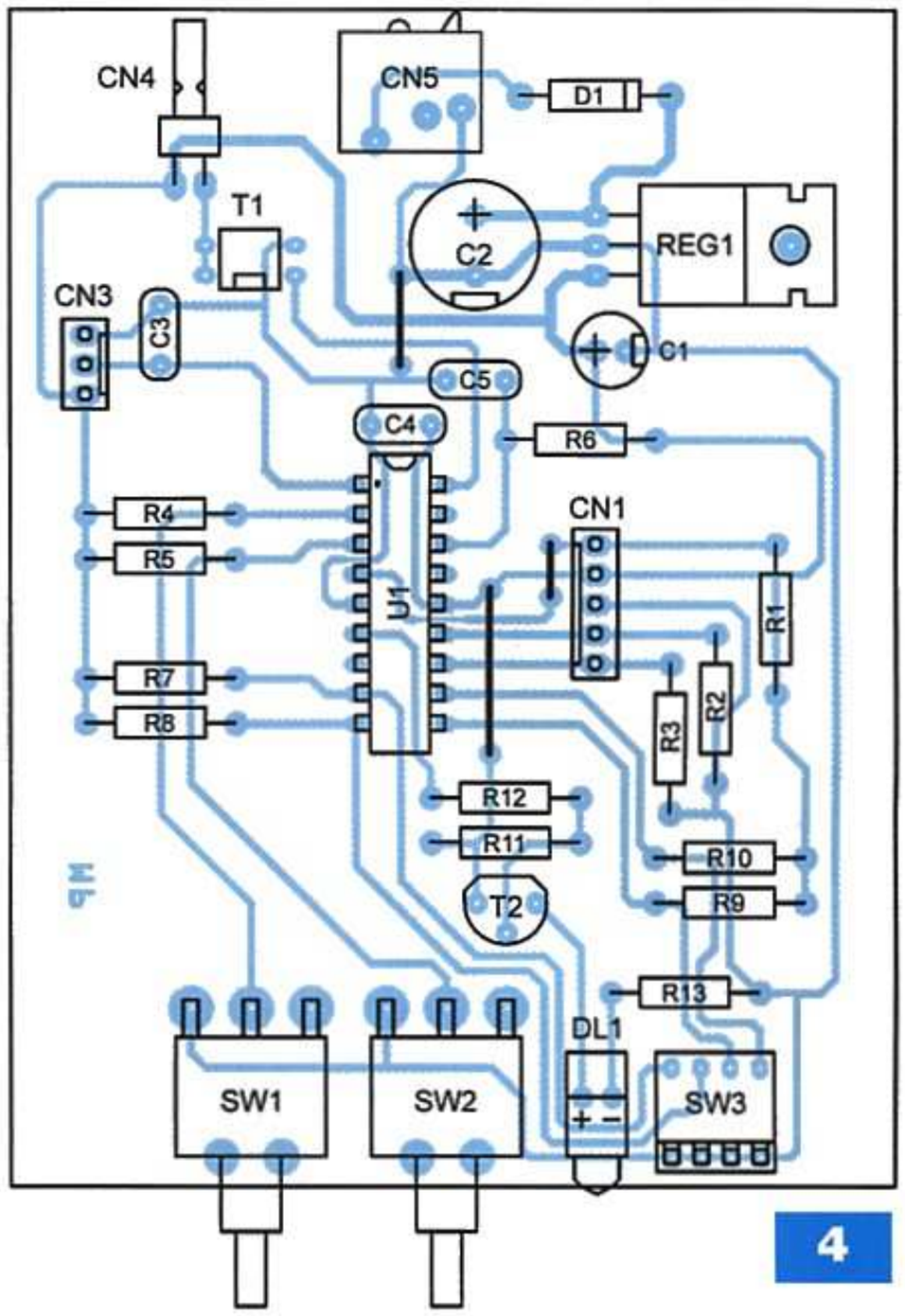
Ces boutons poussoirs SW1, SW2 et le bloc de micro-switch SW3 sont utilisés pour commander la fonction « mémoire » du montage. C'est la zone de mémoire EEPROM interne du microcontrôleur qui sera utilisée. Le bloc de micro-switch permet de sélectionner jusqu'à seize positions « mémoire » différentes.

L'interrupteur SW1 sert à mémoriser la position du réglage en cours, tandis que l'interrupteur SW2 permet de rappeler le réglage de la position « mémoire » sélectionné. À la mise sous tension du montage, un rappel automatique de la « mémoire » sélectionnée est effectué.

Après un rappel « mémoire », le microcontrôleur fige la position interne du



3



4

Nomenclature

CARTE PRINCIPALE

Résistances ± 5 % - 1/4 W

R1, R4, R5, R7, R8, R9, R10 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R2, R3, R11 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R6 : 3,3 kΩ, utilisé seulement pour la mise au point du programme (cf. texte)
R12 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R13 : 330 Ω (orange, orange, marron)

Condensateurs

C1 : 10 µF/25 V
C2 : 470 µF/25 V
C3 : 10 nF
C4 : 220 nF
C5 : 27 pF, utilisé seulement pour la mise au point du programme (cf. texte)

Semiconducteurs

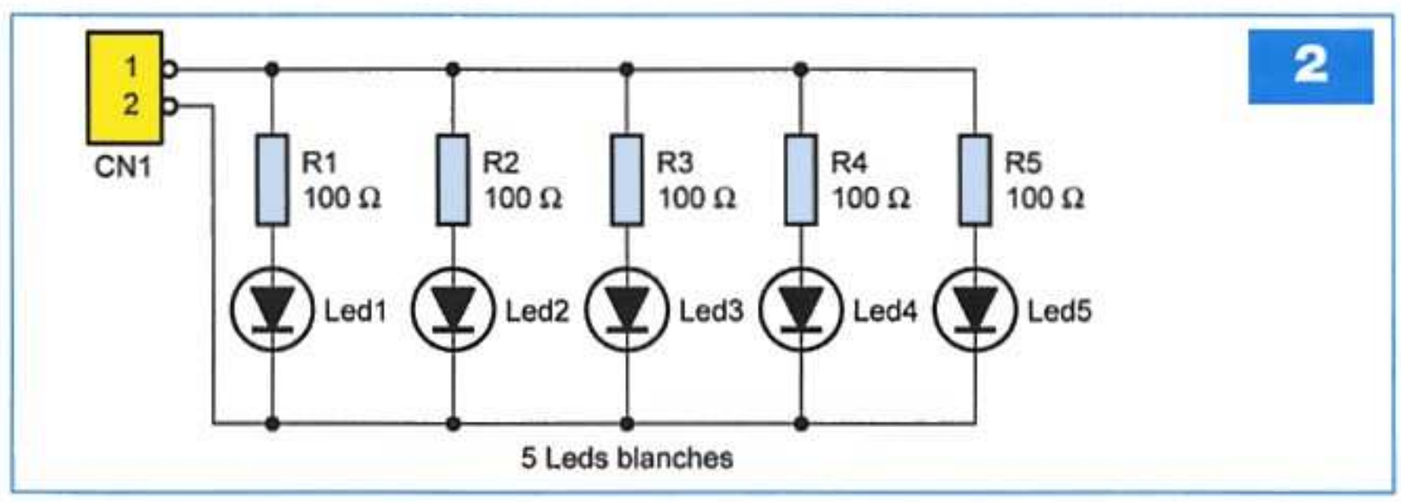
DL1 : diode led rouge ø 5 mm, à monter coudée sur le circuit imprimé
D1 : 1N4001
REG1 : LM7805 (5 V) en boîtier TO220 + dissipateur thermique 18°C/W
T1 : IRFD110
T2 : 2N2907A
U1 : PIC18F1220I/P

Divers

SW1, SW2 : bouton poussoir, coudé, à souder sur circuit imprimé
SW3 : bloc de 4 micro-interrupteurs en boîtier DIP
CN1 : barrette mini-KK, 5 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé
CN3 : barrette mini-KK, 3 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé
CN4 : barrette mini-KK, 2 contacts, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé
CN5 : embase pour jack 6mm

CARTE SUPPORT DES LEDS

R1, R2, R3, R4, R5 : 100 Ω (marron, noir, marron)
DL1, DL2, DL3, DL4, DL5 : diodes leds blanches ø 5 mm
CN1 : barrette mini-KK, 2 contacts, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé

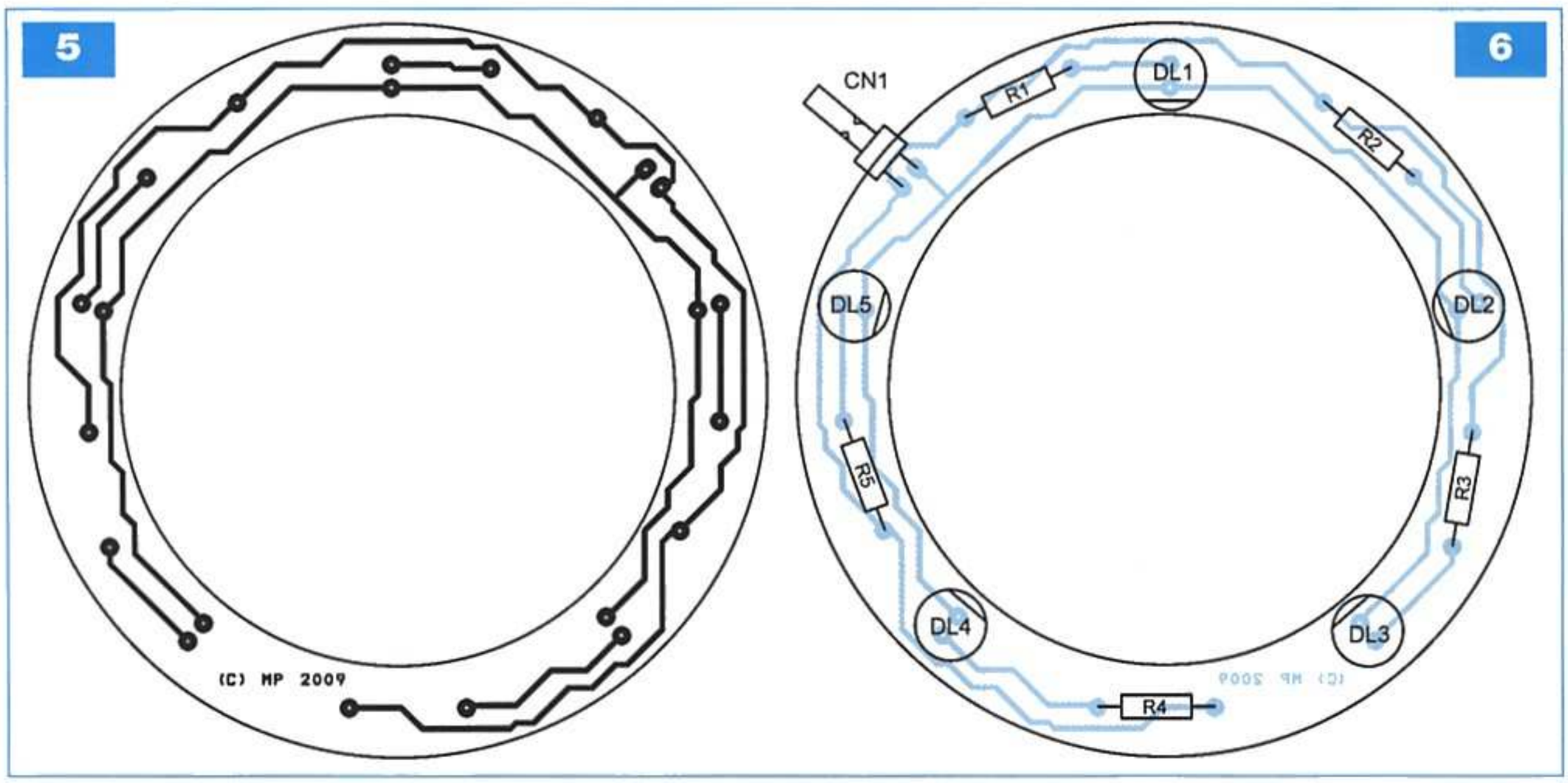


2

potentiomètre, ceci pour éviter un changement intempestif du niveau lumineux à la moindre perturbation. Cette fonction est très utile après un rappel automatique du réglage consécutif à la mise sous tension du montage. Dans ce cas de figure, il est en effet possible que la position du potentiomètre soit très éloignée de la position mémorisée. Sans cela, il suffirait d'effleurer le potentiomètre pour tout dérégler et passer d'un extrême à l'autre selon le réglage de l'intensité des leds, ce qui n'est jamais agréable. Enfin, précisons que lorsque la position interne du potentiomètre est figée, il suffit d'imposer un mouvement de ± 6,25 % (soit 1/16e) de la course totale du potentiomètre pour reprendre la main sur le réglage.

Le connecteur CN1, associé aux résistances R1 à R3, permet de connecter l'interface ICD nécessaire à la programmation du microcontrôleur. La cellule R6/C5 n'est pas indispensable au fonctionnement du montage. Nous l'avons utilisée uniquement pendant la mise au point du logiciel. Vous pourrez omettre ces composants.

La **figure 2** indique comment câbler les diodes leds qui seront raccordées au connecteur CN4 de la carte principale.



Le brochage des deux connecteurs de liaison (CN4 sur la carte principale et CN1 sur la carte de support des leds) doit être scrupuleusement respecté (fil n°1 avec fil n°1 et fil n°2 avec fil n°2), puisque les diodes leds ne sont pas protégées contre les inversions de polarités. Les diodes leds « standard » supportent généralement assez bien l'inversion de polarité sous 5 V (ce qui serait le cas avec notre montage), mais si vous utilisez des diodes leds à haut rendement cela pourrait s'avérer destructeur. Soyez donc attentif lors du câblage de vos connecteurs.

Pour nos besoins personnels, nous avons choisi de piloter cinq diodes leds blanches réparties sur un cercle de 7 cm de diamètre (pour s'adapter à notre loupe binoculaire).

Il ne s'agit là que d'un exemple de réalisation, ce montage étant en mesure de « piloter » facilement jusqu'à vingt-cinq diodes leds simultanément (leds « standard », If = 20 mA). La seule limitation sera de ne pas dépasser 500 mA pour l'alimentation, nous y reviendrons.

Selon la tension « directe » des diodes que vous choisirez, il sera même possible de monter par branche deux diodes connectées en série.

Ceci permettra de regrouper jusqu'à cinquante diodes si nécessaire. Il vous faudra simplement adapter la valeur de la résistance connectée en série avec les diodes leds.

L'alimentation est articulée autour d'un régulateur LM7805. Le montage est alimenté via un jack 6 mm « standard » (CN5) dans lequel vous injecterez une tension continue de +9 V à +12 V.

N'importe quel bloc d'alimentation d'appoint conviendra, à condition d'être capable de fournir entre 300 mA et 500 mA, la consommation variant selon le nombre de diodes leds que vous raccorderez au montage. Si vous envisagez de piloter cinq à six diodes reliées en parallèle (figure 2), comme c'est notre cas, le régulateur encapsulé dans un boîtier TO220 se suffira à lui-même et pourra dissiper la chaleur qu'il dégage. En revanche, au delà de sept à huit branches de diodes, il faudra nécessairement équiper le régulateur d'un petit dissipateur thermique.

La diode D1 protège le montage en cas d'inversion du sens de raccordement du connecteur d'alimentation.

Le condensateur C2 parfait le filtrage de la tension d'alimentation.

Réalisation

Le dessin du circuit imprimé de la carte principale est reproduit en **figure 3** avec l'implantation des composants en **figure 4**. Le dessin du circuit imprimé supportant les leds est visible en **figure 5** et son implantation en **figure 6**.

Il va de soi que vous devrez adapter le circuit des leds à votre usage personnel. Il n'est d'ailleurs pas indispensable de recourir à un circuit imprimé pour câbler les diodes d'éclairage. Il suffit de les souder en parallèle « à la volée », sans oublier de placer une résistance en série avec chacune des branches.

La plupart des pastilles seront percées à l'aide d'un foret de ø 0,8 mm, sauf pour les connecteurs, la diode D1, le régulateur et les boutons poussoirs. Prévoir un foret de ø 1 mm pour les connecteurs, ø 1,8 mm à ø 2 mm pour les boutons poussoirs. Ne pas oublier de percer à ø 3,5 mm la pastille pour la vis de maintien du régulateur, surtout si vous envisagez de lui associer un dissipateur thermique.

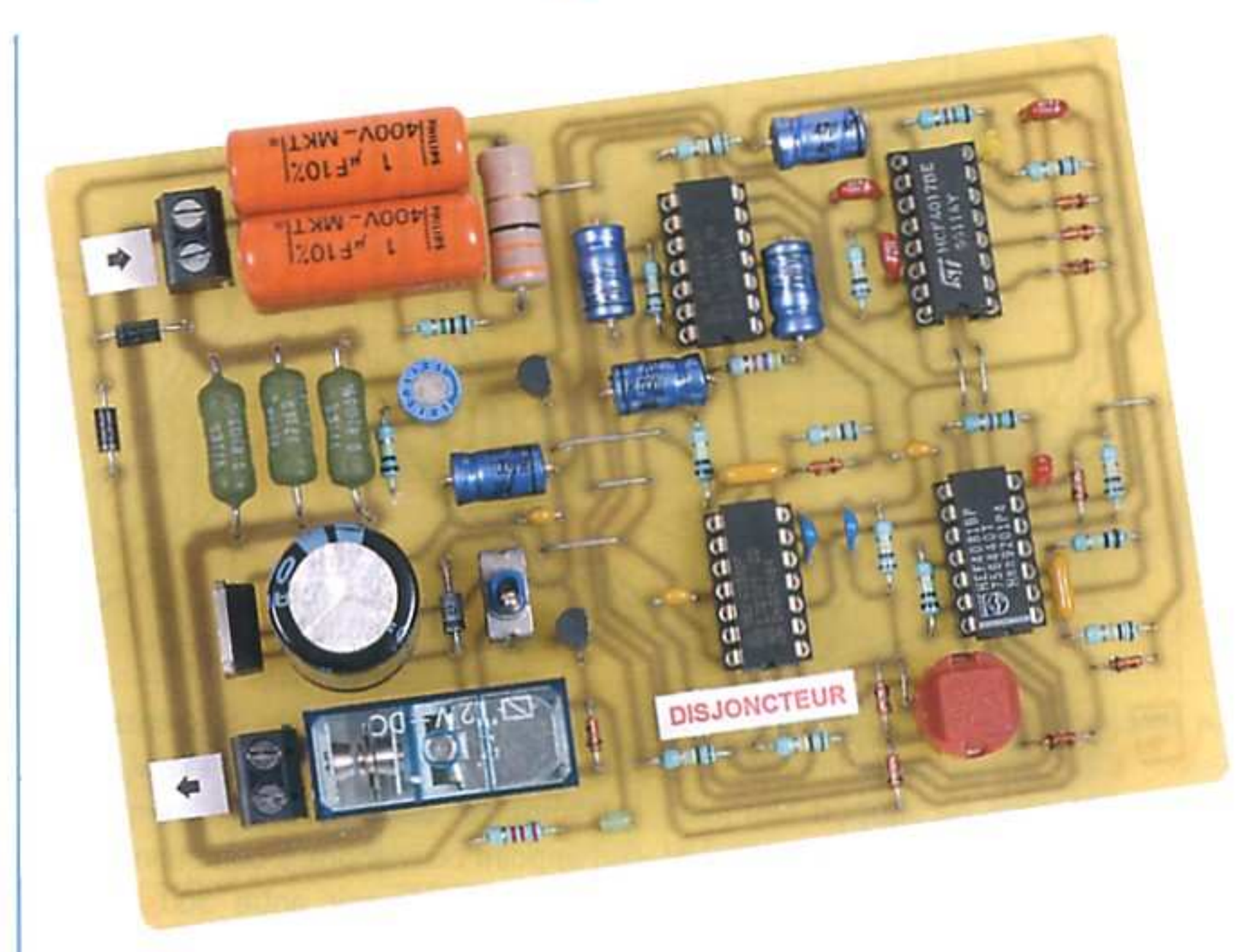
Soyez attentif au sens d'insertion des condensateurs polarisés et à celui des circuits intégrés. Noter la présence des trois straps qu'il est préférable d'implanter en premier pour des raisons de commodité.

Le microcontrôleur sera à programmer avec le contenu du fichier *PWM_LED.HEX* que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Internet de la revue. Une fois programmé, le montage fonctionnera dès la mise sous tension. Pour la première « mise en service », la mémoire EEPROM du microcontrôleur contiendra la valeur 0xFF à toutes les positions (à moins d'avoir pris soin d'indiquer au programmateur de traiter également la zone EEPROM). L'intensité lumineuse des diodes leds raccordées au module principal sera donc, par défaut, réglée sur la position « maximum ». Si un démarrage avec un réglage à pleine puissance ne vous convient pas, libre à vous de programmer au moins une fois toutes les positions de la mémoire avec le réglage de votre choix.

P. MORIN

Disjoncteur à réarmement automatique

Ce disjoncteur détecte toute surintensité, permanente ou ponctuelle, consommée par un récepteur 230 V. Il coupe alors immédiatement son alimentation pour la rétablir automatiquement après quelques secondes. Si l'anomalie subsiste, il réitère aussitôt son action protectrice. Ce réarmement automatique cesse au bout de trois essais infructueux.



L'intensité absorbée par le récepteur à contrôler provoque une très légère chute de tension (quelques dixièmes de volt) aux bornes d'un groupement de résistances. Lorsque la crête des alternances positives dépasse une limite préréglée, les contacts du relais d'alimentation du récepteur à contrôler s'ouvrent (position R).

Après une temporisation de 3 s environ, un premier réarmement se produit. Un compteur chargé de la comptabilisation des réenclenchements avance d'un pas. Au bout de trois réarmements successifs, la fonction commandant cette opération se trouve neutralisée.

L'appui sur un bouton-poussoir permet alors le réarmement manuel du disjoncteur, tout en remettant le comptage du nombre d'essais à zéro. Le disjoncteur est alors « paré » pour un nouveau cycle éventuel de réarmements.

Le fonctionnement

Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement du disjoncteur provient directement du secteur 230 V (**figure 1**). Le couplage sur le secteur est du type « capacitif ». Lors d'une première demi-alternance, que par convention nous désignerons de « positive », le condensateur C1 de valeur assez élevée se charge à travers C17 et C18 (montés en parallèle), la résistance R19 et la diode D1. La zéner DZ assure l'écrêtage de ce potentiel à une valeur de 12 V.

Lors de la demi-alternance suivante, « négative » donc, la diode D1 bloque toute possibilité de décharge de C1 vers la source. En revanche, et grâce à la diode D2, les condensateurs C17 et C18 peuvent se décharger et même se charger en polarité « opposée », à travers R19 afin de se trouver prêts à affronter la demi-alternance « positive » suivante et ainsi de suite.

La résistance R18 permet la décharge du groupement C17/C18 lorsque l'on déconnecte le montage du secteur. Cette précaution évite des secousses désagréables en touchant par inadvertance les armatures de ces condensateurs.

En sortie du régulateur Reg, un potentiel stabilisé à +9 V est disponible. Le condensateur C2 réalise un complément de filtrage, tandis que C8 assure le découplage du montage « aval » de l'alimentation.

Contrôle de l'intensité traversant le récepteur

Le courant alimentant le récepteur à contrôler transite par les contacts « Commun/Travail » du relais (lorsque ce dernier a ses contacts fermés) et par le groupement en parallèle des trois résistances d'égale valeur R20, R21 et R22. Soit P(W) la puissance du récepteur contrôlé.

L'intensité traversant ce dernier se détermine par la relation :

$$I\,(A) = \frac{P\,(W)}{230\ V}$$

Si R(Ω) est la valeur résultante des résistances R20 à R22 (la résistance équivalente de ce groupement est égale à R/3), la chute de tension aux bornes des résistances est alors égale à :

$$U = \frac{R \times I}{3} = \frac{P \times R}{690}$$

Il s'agit là d'une tension « effective ».

La tension « crête » Uc se détermine par la relation :

$$Uc = U \times \sqrt{2} = 1{,}414 \times U$$

Il est alors possible d'en déduire la valeur de Uc :

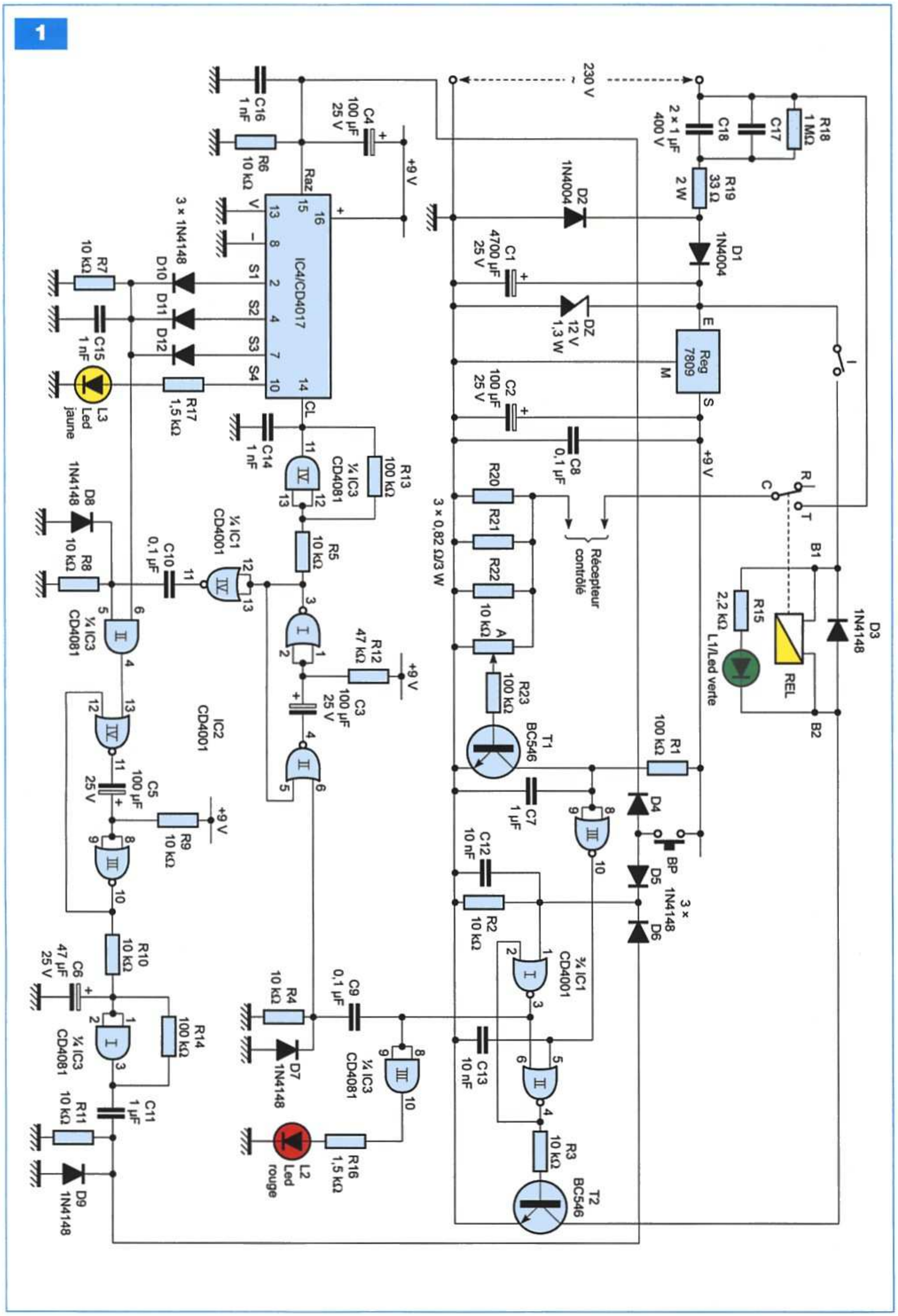
$$Uc = 0{,}002 \times P \times R$$

Un pourcentage plus ou moins important de ce potentiel (il dépend de la position du curseur de l'ajustable A) est appliqué à la base du transistor T1.

En position maximale, c'est la totalité de Uc qui est reliée à la base de T1.

Ce dernier commence à conduire dès

1


230 V ~
R18 1 MΩ
C17
C18
2 × 1 µF 400 V
R19 33 Ω 2 W
D1 1N4004
D2 1N4004
C1 4700 µF 25 V
DZ 12 V 1,3 W
Reg 7809
C2 100 µF 25 V
C8 0,1 µF
+9 V
R1 100 kΩ
D3 1N4148
REL
R15 2,2 kΩ
L1/Led verte
B1
B2
R
T
C
I
D4
D5
D6
3 × 1N4148
BP
T1 BC546
C7 1 µF
C12 10 nF
R2 10 kΩ
¾ IC1 CD4001
C13 10 nF
R3 10 kΩ
T2 BC546
R20
R21
R22
3 × 0,82 Ω/3 W
Récepteur contrôlé
R23 100 kΩ
A 10 kΩ
C4 100 µF 25 V
C16 1 nF
R6 10 kΩ
Raz
IC4/CD4017
3 × 1N4148
R7 10 kΩ
D10
D11
D12
C15 1 nF
L3 Led jaune
R17 1,5 kΩ
C14 1 nF
R13 100 kΩ
¼ IC3 CD4081
R5 10 kΩ
¼ IC1 CD4001
C10 0,1 µF
D8 1N4148
R8 10 kΩ
¼ IC3 CD4081
R12 47 kΩ
C3 100 µF 25 V
IC2 CD4001
C5 100 µF 25 V
R9 10 kΩ
R10 10 kΩ
C6 47 µF 25 V
R4 10 kΩ
C9 0,1 µF
D7 1N4148
¼ IC3 CD4081
R14 100 kΩ
¼ IC3 CD4081
C11 1 µF
R11 10 kΩ
D9 1N4148
L2 Led rouge
R16 1,5 kΩ

Uc = 0,6 V. C'est la tension de jonction d'un transistor au silicium.
En définitive, la puissance (P min) et la valeur de (R) sont liées par la relation :

P min x R = 300

La puissance « maximale » est fonction de la position angulaire « minimale » à laquelle la limitation est souhaitée. Si cette position « minimale » correspond à la moitié de la course du curseur, le potentiel aux bornes du groupement des résistances peut atteindre 1,2 V.
Il n'est pas intéressant de dépasser cette valeur. En effet, la puissance dissipée par les résistances par l'effet Joule devient rapidement importante étant donné qu'elle augmente avec le carré de ce potentiel.
La relation ci-dessus devient alors :

P max x R = 600

Dans le présent montage, la valeur de (R) retenue est de 0,82 Ω. Le disjoncteur peut donc fonctionner le long d'une plage telle que :

P min = 300/0,82 = 365 W
P max = 600/0,82 = 730 W

Dans le cas de la puissance maximale, la puissance dissipée par « effet Joule », pour une résistance (R) donnée, est égale à :

$$p = \frac{(1,2)^2}{R}$$

$$p = 1,44 / R$$

Toujours dans le cadre du présent montage, la puissance dissipée par une résistance est de 1,75 W.
Nous avons donc eu recours à des résistances vitrifiées de 3 W (**photo A**).
Le **tableau I** délimite les puissances minimales et maximales du disjoncteur, suivant la valeur des résistances R20 à R22. La puissance maximale correspond à la position médiane du curseur de l'ajustable A.

Détection d'une surintensité

Tant que les valeurs des crêtes positives des signaux sinusoïdaux restent inférieures à 0,6 V, le transistor T1 est en situation de blocage. Le potentiel au niveau de son collecteur est alors égal à +9 V et la sortie de la porte NOR (III) de IC1 est à l'état « bas » (**figure 2**).
En revanche, dès que cette valeur de crête atteint ou dépasse cette limite de 0,6 V, le transistor T1 devient passant.
Il en résulte un potentiel quasi nul sur son collecteur. La sortie de la porte NOR (III) de IC1 passe alors à un état « haut ».

Armement du relais d'alimentation du récepteur contrôlé

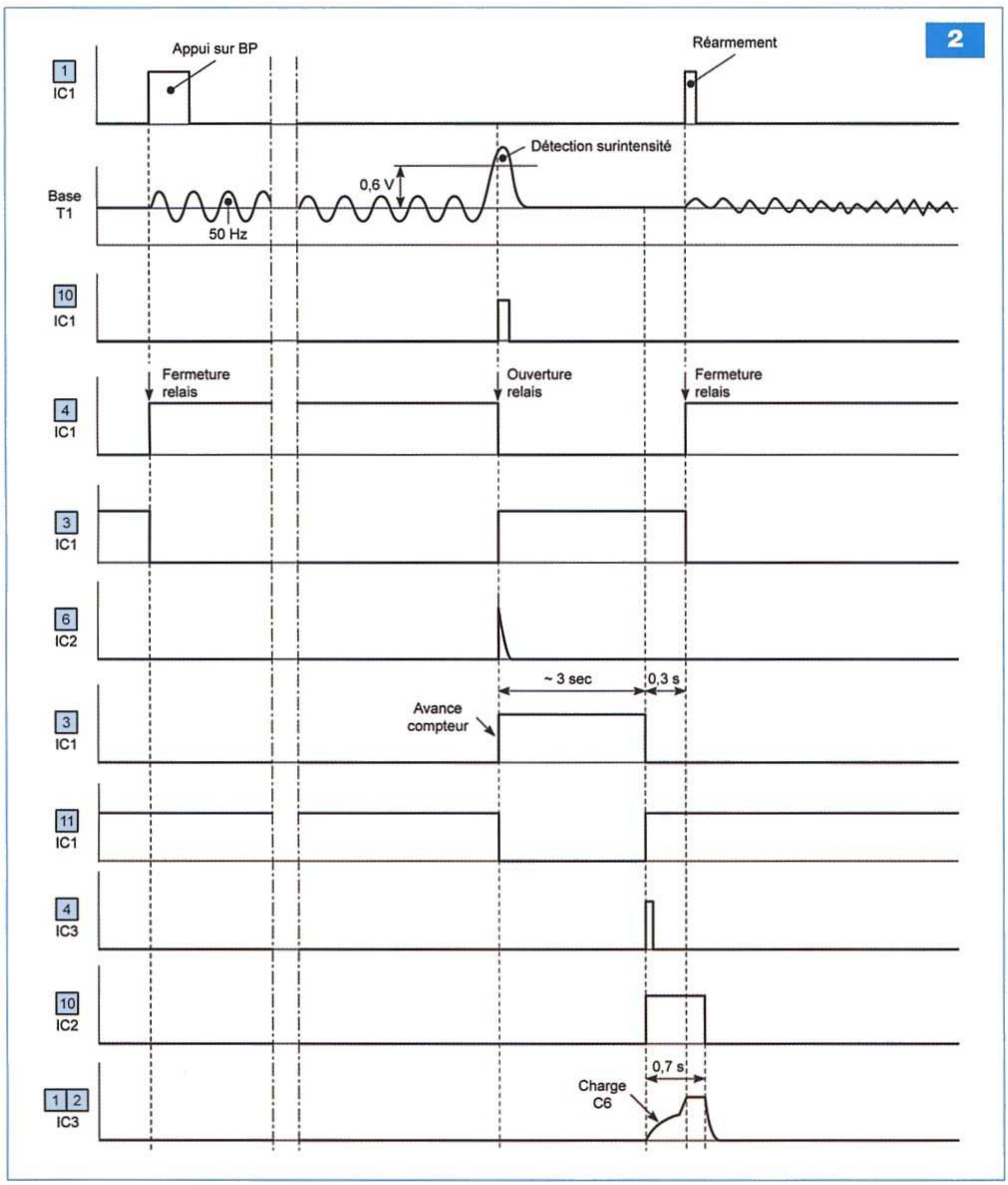
Les portes NOR (I) et (II) de IC1 constituent une bascule R/S (Reset/Set) dont on peut rapidement rappeler le fonctionnement.
Pour tout état « haut », même bref, présent sur l'entrée 1, la sortie 4 de la bascule passe à l'état « haut ».
De même, tout état « haut » présent sur l'entrée d'effacement 5 a pour conséquence le passage à l'état « bas » de la sortie de la bascule.
Lors de la première mise sous tension du disjoncteur ou lors de sa réinsertion suite à une coupure du secteur, la capacité C7 se charge à travers R1. Il s'ensuit un bref état « bas » au niveau des entrées réunies de la porte NOR (III) de IC1. Sa sortie présente alors un état « haut » qui force l'effacement de la bascule R/S pour d'évidentes raisons de sécurité. Pour l'amorcer, il est nécessaire d'appuyer sur le bouton-poussoir (BP). Ce qui, par l'intermédiaire de D5, soumet l'entrée 1 de la bascule à l'état « haut ». La sortie 4 de cette dernière passe alors à un état « haut » stable.
Le transistor T2 devient « actif » suite au courant base-émetteur qui s'y établit, courant limité par R3. Il comporte dans son circuit « collecteur » la bobine d'un relais dont les contacts « commun/travail » se ferment aussitôt.
Le récepteur à contrôler par le disjoncteur est alors alimenté normalement avec un courant transitant par les trois résistances R20 à R22.
La led verte L1, dont le courant est limité par R15, s'illumine et signalise la position normale du disjoncteur, à savoir l'alimentation du récepteur.
La diode D3 protège T2 des effets de self induits par la bobine du relais, lesquels se produisent surtout au moment de l'ouverture des contacts.
À noter qu'il est possible de neutraliser à tout moment le disjoncteur en « ouvrant » l'interrupteur (I) « fermé » en situation normale.

Premières conséquences d'une surintensité

Dès qu'une surintensité se produit au niveau du récepteur à contrôler, T1 conduit. Ceci se traduit par l'apparition d'un état « bas » sur son collecteur et par un état « haut » sur la sortie de la porte NOR (III) de IC1. La sortie 4 de la bascule R/S passe immédiatement à l'état « bas ».
Le transistor T2 se bloque et les contacts du relais d'alimentation du récepteur s'ouvrent. La led verte L1 s'éteint.
Pendant toute la durée « active » de la bascule R/S, la sortie 3 de la porte NOR (I) de IC1 est à l'état « bas ». Elle passe à l'état « haut » dès que la sortie 4 de la bascule passe à l'état « bas ». Il en résulte un état « haut » sur la sortie de la porte AND (III) de IC3. La led rouge L2, dont le courant est limité par R16, s'illumine pour signaliser la position de déclenchement du disjoncteur.
Le front montant, qui apparaît sur la sortie 3 de la bascule R/S, est pris en compte par le dispositif de dérivation constitué par C9, R4 et D7. Grâce à la charge rapide de C9 à travers R4, une brève impulsion positive apparaît sur l'entrée 6 de la bascule monostable formée par les portes NOR (I) et (II) de IC2. Celle-ci délivre alors sur sa sortie un état « haut » d'une durée de quelque 3 s.

Tableau I

Valeur R (Ω)	P min (W)	P max (W)	Puissance R (W)
3,3	90	180	1
2,2	136	272	1
1,5	200	400	2
1,2	250	500	2
1	300	600	2
0,82	365	730	3
0,56	535	1070	3



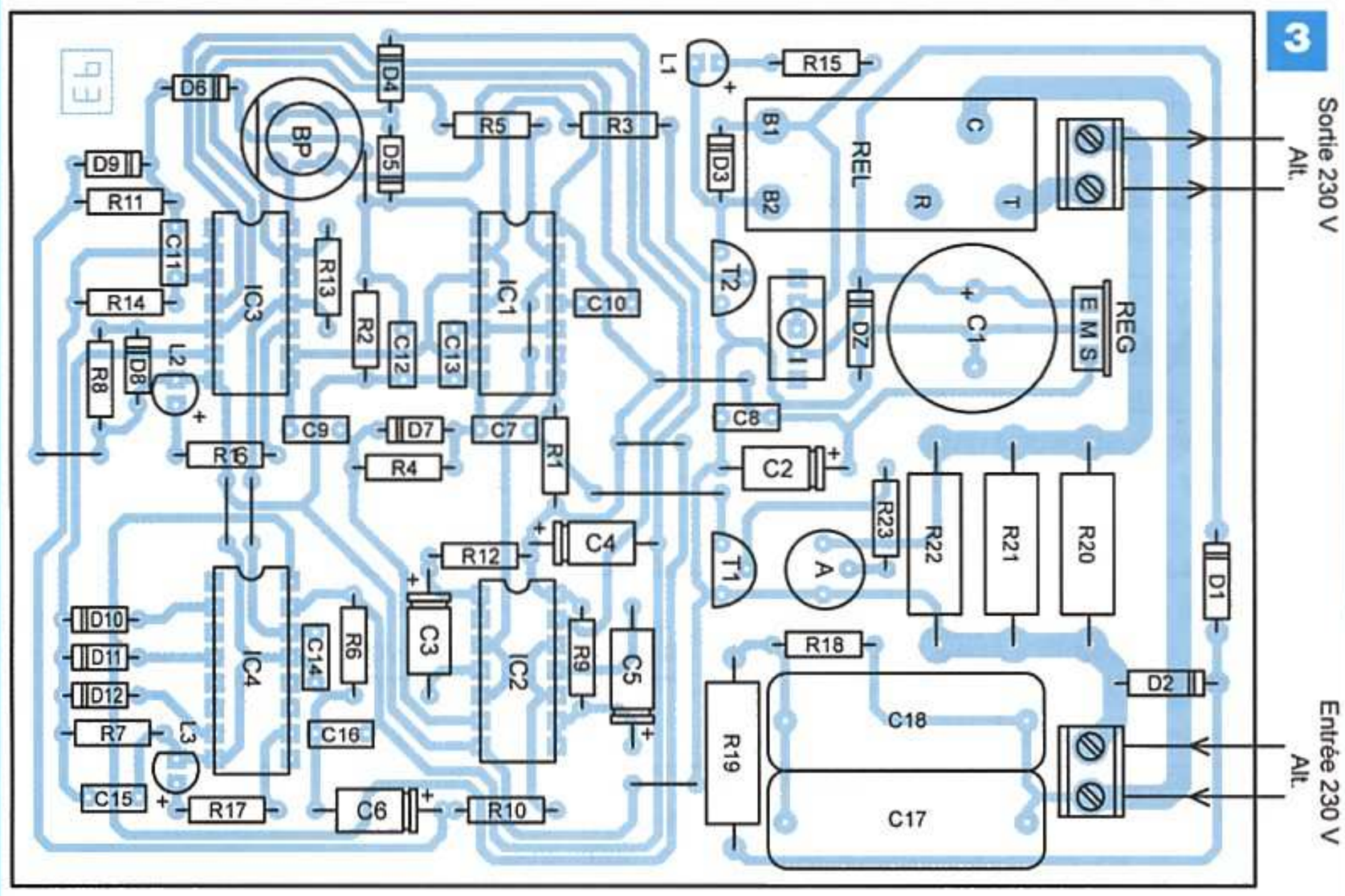
Avance du compteur des déclenchements

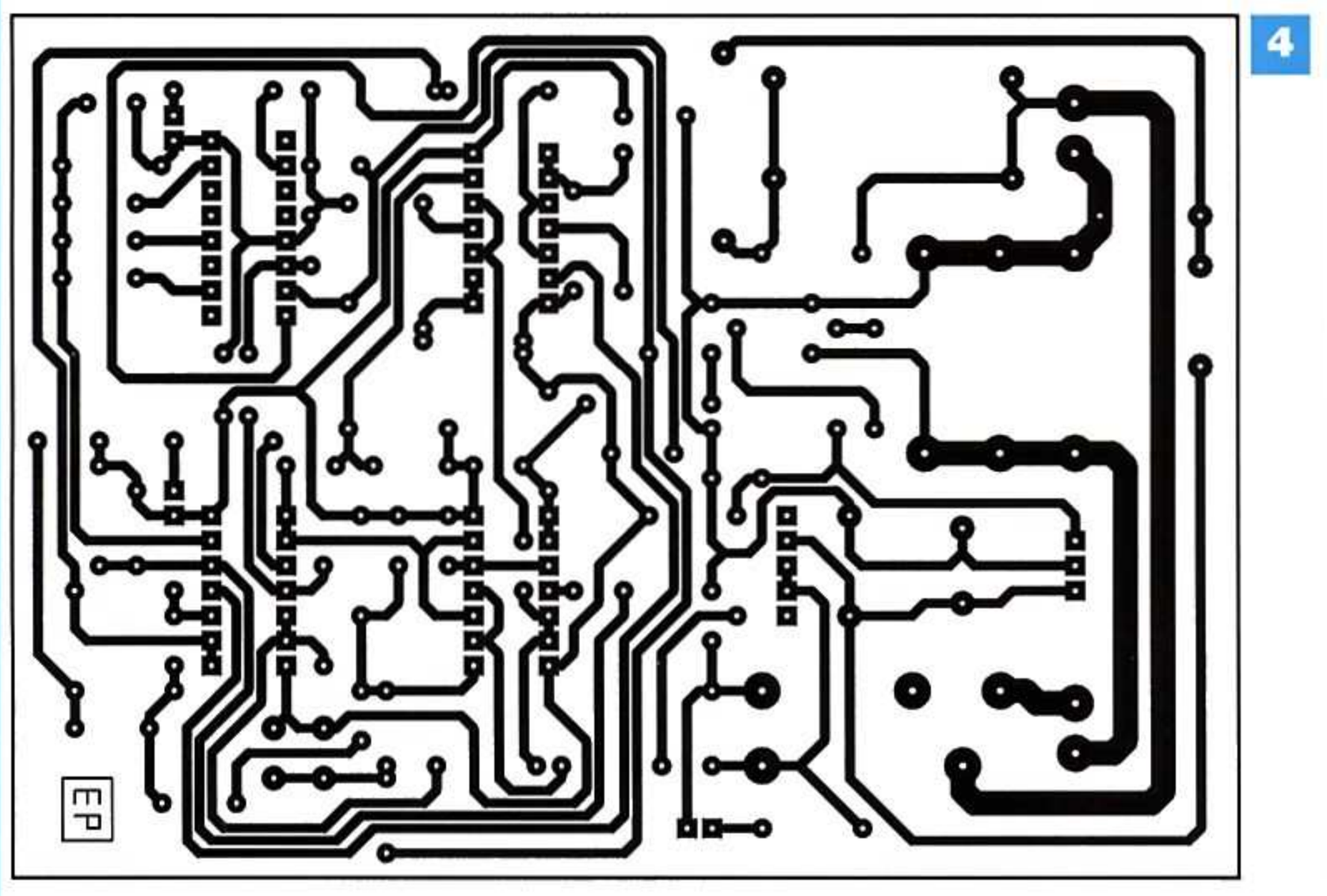
L'état « haut » de 3 s, généré par la bascule monostable IC2, transite par le trigger de Schmitt formé par la porte AND (IV) de IC3 et ses résistances périphériques R5 et R13, pour être appliqué sur l'entrée « Clock » du compteur IC4, un CD 4017.

IC4 est un compteur décimal dont l'état « haut » se déplace de la sortie S_n à la sortie S_{n+1} pour chaque front montant appliqué sur l'entrée « Clock ».

Notons qu'à la première mise sous tension du disjoncteur ou suite à la réapparition du secteur après une coupure, la capacité C4 se charge à travers R6, d'où la soumission de l'entrée « Raz » à un bref état « haut » assurant la remise à zéro du compteur. Cette même remise à zéro se produit à chaque fois que l'on réarme manuellement le disjoncteur en appuyant sur le bouton-poussoir (BP), grâce à la diode D4.

Ainsi, lors de la première détection d'une surintensité, l'état « haut » délivré par la bascule monostable NOR (I) et (II) de IC2 a pour effet le déplacement de l'état « haut » de la sortie S0 vers la sortie S1 du compteur. Nous retiendrons que le point commun des cathodes des trois diodes D10 à D12 présente alors un état « haut ».





Nomenclature

Résistances
R1 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R2 à R11 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R12 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R13, R14 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R15 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R16, R17 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R18 : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R19 : 33 Ω/2 W (orange, orange, noir)
R20, R21, R22 : 0,82 Ω/3 W, voir texte
R23 : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
A : ajustable 10 kΩ

Condensateurs
C1 : 4700 µF/25 V
C2 à C5 : 100 µF/25 V
C6 : 47 µF/25 V
C7 : 1 µF
C8, C9, C10 : 0,1 µF
C11 : 1 µF
C12, C13 : 10 nF
C14, C15, C16 : 1 nF
C17, C18 : 1 µF/400 V

Semiconducteurs
D1, D2 : 1N 4004
D3 à D12 : 1N 4148
DZ : diode zéner 12 V/1,3 W
L1 : led verte ø 3 mm
L2 : led rouge ø 3 mm
L3 : led jaune ø 3 mm
REG : 7809
T1, T2 : BC 546
IC1, IC2 : CD 4001
IC3 : CD 4081
IC4 : CD 4017

Divers
9 straps (4 horizontaux, 5 verticaux)
3 supports 14 broches
1 support 16 broches
REL : relais FINDER série 4031 – 12 V/1 RT (10 A/250 V)
2 borniers soudables 2 plots
I : interrupteur unipolaire
BP : bouton-poussoir

Préparation du réarmement

Pendant que la bascule monostable présente sur sa sortie un état « haut », la sortie de la porte inverseuse NOR (IV) de IC1 se trouve à l'état « bas ». À la fin de cet état « bas », c'est-à-dire 3 s après le déclenchement du disjoncteur, est recueilli sur la sortie de cette porte un front montant. Lequel est pris en compte par le dispositif de dérivation C10, R8 et D8. L'impulsion « positive » qui en découle est appliquée à l'entrée 5 de la porte AND (II) de IC3. À condition que l'entrée 6 (celle qui est reliée au point commun des cathodes de D10 à D12) soit également soumise à un état « haut », cette impulsion positive se trouve intégralement transmise en sortie de la porte AND. Il en résulte l'activation de la bascule monostable constituée des portes NOR (III) et (IV) de IC2, dont la sortie présente un état « haut » de 0,7 s environ.

Réarmement automatique du disjoncteur

Pendant l'application d'un état « haut » sur la sortie de la bascule monostable NOR (III) et (IV) de IC2, la capacité C6 se charge à travers R10. Lorsque le potentiel de son armature « positive » atteint la demi-tension d'alimentation, c'est-à-dire environ 0,3 s plus tard, la porte AND (I) de IC3 amorce son basculement. Sa sortie passe à l'état « haut ».

Ce basculement est encore accéléré par l'effet « Trigger » qu'introduit R14. La conséquence en est l'apparition d'un front ascendant avec une configuration davantage verticale en sortie de la porte.

Ce front vertical est transmis à un dernier dispositif dérivateur que forment C11, R11 et D9. Il délivre une brève

impulsion positive sur l'entrée de réarmement de la bascule R/S par l'intermédiaire de D6. Le disjoncteur est ainsi réarmé.
Le délai total séparant le « déclenchement » du « réarmement » est d'environ 3,3 s :
- 3 s pour ne pas réarmer immédiatement après la détection de la surintensité
- 0,3 s pour permettre aux deux bascules monostables de retrouver leur position de repos, afin d'être prêtes pour affronter un autre réarmement éventuel.
Si la cause qui avait provoqué la surintensité subsiste, le disjoncteur déclenche à nouveau et l'état « haut » se déplace de la sortie S1 vers la sortie S2 du compteur IC4.
Le point commun des cathodes des diodes D10 à D12 présente toujours un état « haut ». Il en est de même après un troisième réarmement.
En revanche, si la cause de surintensité persiste, il ne se produit pas de quatrième réarmement automatique.
En effet, l'état « haut » est à ce moment-là disponible sur la sortie S4 du compteur.
Le point commun des cathodes des diodes est alors à l'état « bas » et la porte AND (II) de IC3 ne transmet plus l'ordre de réarmement. La led jaune L3 s'illumine pour signaliser cette situation. Il est alors nécessaire de commander le réarmement manuel du disjoncteur par l'appui sur le bouton-poussoir (BP).

La réalisation

Circuit imprimé

Le circuit imprimé ne présente pas de difficulté particulière. Respecter la largeur des pistes destinées à véhiculer le courant du récepteur à contrôler par le disjoncteur (**figure 3**). Cette largeur doit mesurer 2,5 à 3 mm. Pour une puissance d'un récepteur de 1 kW, l'intensité traversant ces pistes dépasse en effet 4 A. Pour accroître la capacité de débit des pistes, l'astuce consiste à les étamer directement au fer à souder, afin d'augmenter leur section utile de conduction.

Implantation des composants et réglage

Respecter l'orientation des composants polarisés, tels que les condensateurs électrolytiques, les leds, les diodes et surtout les circuits intégrés (**figure 4**).
La platine ne nécessite aucune mise au point particulière.
Après avoir « arrêté » la valeur de la puissance du récepteur à surveiller en se servant du tableau repris au chapitre précédent, souder les trois résistances R20 à R22 les mieux adaptées.
Dans un premier temps, le curseur de l'ajustable sera placé en position médiane.
Une fois le récepteur alimenté, après enclenchement du disjoncteur, tourner progressivement le curseur de l'ajustable dans le sens anti-horaire jusqu'à aboutir au déclenchement. Il convient alors de revenir légèrement en arrière, dans le sens horaire, pour obtenir un minimum de stabilité.
Attention ! Il convient de ne jamais oublier que toutes les parties conductrices du module présentent par rapport à la terre une tension de 230 V.
Toute intervention sur les composants doit obligatoirement s'effectuer après débranchement du secteur.

R. KNOERR

Un orgue de barbarie

La musique adoucit les mœurs, c'est bien connu. Aussi, pour rompre avec le côté parfois austère - inhérent à une technicité rigoriste - de certains montages, nous vous proposons une réalisation originale où la poésie trouve sa place.

Tout un chacun connaît cet instrument de musique des rues appelé « orgue de Barbarie ». Il s'agit d'un instrument à vent équipé de tuyaux d'orgues qui diffuse une musique un peu mélancolique et si caractéristique. Pour l'actionner, point n'est besoin d'être grand musicien. En effet, sa musique est programmée et l'opérateur se contente de tourner une manivelle. Le programme se présente sous la forme d'une bande cartonnée et repliable pour faciliter son transport et son stockage. Cette bande est perforée de trous rectangulaires de longueurs variables, alignés le long de plusieurs pistes correspondant chacune à une note de musique.

Le principe

Notre orgue de Barbarie électronique fonctionne à peu de choses près suivant ce même principe. La bande-programme est un film transparent et souple comportant cinq pistes. Cette disposition permet la programmation de quinze notes de musique, ainsi que la gestion du rythme et des silences. Un mécanisme, entraîné par une manivelle, assure l'avance de cette bande-programme devant un lecteur optique constitué de cinq phototransistors placés en regard d'autant de photodiodes. Le résultat de la lecture est ensuite décodé, avant de commander un oscillateur chargé de restituer la fréquence musicale correspondant à la note programmée. Enfin, un amplificateur audio achemine les signaux vers un haut-parleur.

Le fonctionnement

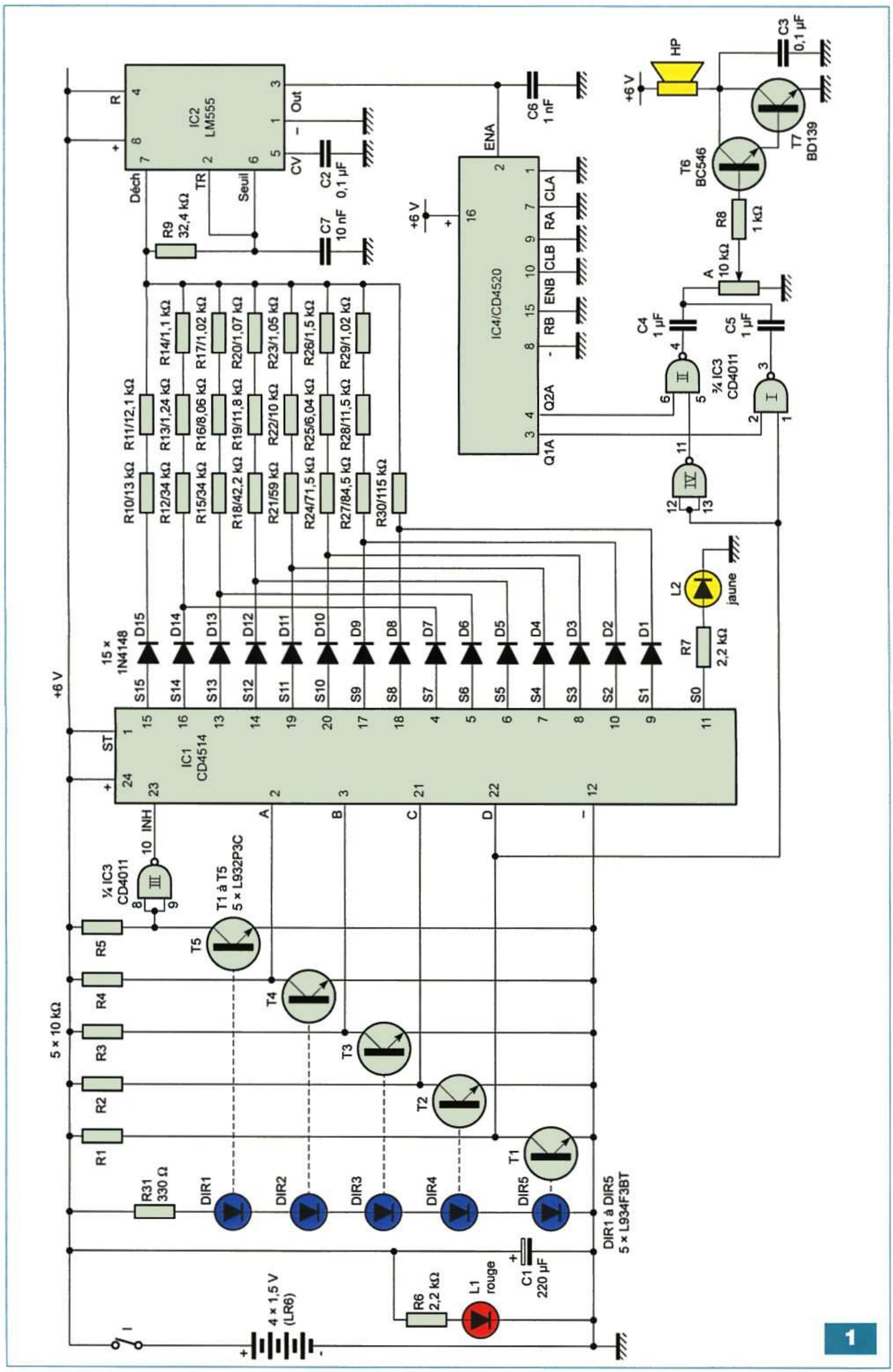
Alimentation

La source d'énergie est constituée de quatre piles de 1,5 V pour former un potentiel d'alimentation de +6 V, dont l'interrupteur (I) permet la mise en service (**figure 1**). La led rouge L1 signalise cette mise sous tension. Le condensateur C1 est chargé de filtrer les légères ondulations de l'alimentation lorsque le haut-parleur restitue les fréquences musicales. Le module consomme un courant qui reste relativement modeste : environ 40 mA à plein fonctionnement et 10 mA en situation d'attente du passage d'une bande-programme.

Lecture de la bande-programme

Nous verrons ultérieurement l'aspect pratique et mécanique de la lecture. Pour le moment, retenons que les cinq pistes de la bande-programme défilent, pour chacune d'entre elles, dans l'intervalle existant entre un couple formé par une diode infrarouge et un phototransistor situés en regard l'un de l'autre. Les diodes infrarouges sont montées en série et leur courant est limité par R31. À noter que l'intensité consommée pour cet éclairage infrarouge est très faible : entre 1,5 et 2 mA.

La distance séparant une diode infrarouge et le phototransistor correspon-


IC2
LM555
R
Déch
TR
Seuil
Out
CV
C2
0,1 µF
C7
10 nF
R9
32,4 kΩ
C6
1 nF
ENA
IC4/CD4520
+6 V
CLA
RA
CLB
ENB
RB
Q2A
Q1A
HP
C3
0,1 µF
T6
BC546
T7
BD139
R8
1 kΩ
A
10 kΩ
C4
1 µF
C5
1 µF
¾ IC3
CD4011
R10/13 kΩ
R11/12,1 kΩ
R12/34 kΩ
R13/1,24 kΩ
R14/1,1 kΩ
R15/34 kΩ
R16/8,06 kΩ
R17/1,02 kΩ
R18/42,2 kΩ
R19/11,8 kΩ
R20/1,07 kΩ
R21/59 kΩ
R22/10 kΩ
R23/1,05 kΩ
R24/71,5 kΩ
R25/6,04 kΩ
R26/1,5 kΩ
R27/84,5 kΩ
R28/11,5 kΩ
R29/1,02 kΩ
R30/115 kΩ
15 × 1N4148
D15
D14
D13
D12
D11
D10
D9
D8
D7
D6
D5
D4
D3
D2
D1
L2
jaune
R7
2,2 kΩ
S15
S14
S13
S12
S11
S10
S9
S8
S7
S6
S5
S4
S3
S2
S1
S0
IC1
CD4514
ST
INH
A
B
C
D
¼ IC3
CD4011
T1 à T5
5 × L932P3C
5 × 10 kΩ
R5
R4
R3
R2
R1
T5
T4
T3
T2
T1
R31
330 Ω
DIR1
DIR2
DIR3
DIR4
DIR5
DIR1 à DIR5
5 × L934F3BT
4 × 1,5 V
(LR6)
R6
2,2 kΩ
L1
rouge
C1
220 µF

1

Not. décim.	Not. binaire				Octave	Note	Valeur (Hz)	Rapport $\frac{F_{note}}{F_{sol\downarrow}}$
	D	C	B	A				
1	0	0	0	1	3	Sol↓	198	1
2	0	0	1	0		La↓	220	10/9
3	0	0	1	1		Si↓	247,5	5/4
4	0	1	0	0	4	Do	264	4/3
5	0	1	0	1		Ré	297	3/2
6	0	1	1	0		Mi	330	5/3
7	0	1	1	1		Fa	352	16/9
8	1	0	0	0		Sol	396	2
9	1	0	0	1		La	440	20/9
10	1	0	1	0		Si	495	5/2
11	1	0	1	1	5	Do↑	528	8/3
12	1	1	0	0		Ré↑	594	3
13	1	1	0	1		Mi↑	660	10/3
14	1	1	1	0		Fa↑	704	32/9
15	1	1	1	1		Sol↑	792	4

Tableau I

dant doit être comprise entre 5 et 10 mm. Considérons, à titre d'exemple, le couple DIR1/T5. Lorsque le rayonnement de la diode infrarouge peut librement atteindre le phototransistor, ce dernier est saturé et le potentiel au niveau de son collecteur est quasi nul.
En revanche, quand la piste correspondante de la bande-programme présente une partie noire, le rayonnement est arrêté. Il en résulte le blocage du phototransistor T5. Son potentiel collecteur passe alors à +6 V.
En définitive, nous retiendrons la règle de lecture suivante :
- piste transparente (valeur binaire 0) : état « bas » sur le collecteur du phototransistor
- piste opaque (valeur binaire 1) : état « haut » sur le collecteur du phototransistor

Organisation de la bande-programme

Ainsi que nous l'avons déjà évoqué, la bande-programme comporte cinq pistes. La piste centrale « R » est affectée au rythme et à la commande des silences. Elle correspond au phototransistor T5. Les quatre pistes restantes, situées deux par deux, de part et d'autre de la piste centrale, correspondent respectivement :
- aux phototransistors T4 et T3 pour les pistes A et B
- aux phototransistors T2 et T1 pour les pistes C et D

Décodage de la lecture

C'est le circuit intégré référencé IC1, un CD 4514, qui est chargé d'assurer le décodage des valeurs binaires appliquées aux entrées A, B, C et D.
Rappelons qu'un tel circuit présente un état « haut » sur la sortie (S) correspondant à la valeur binaire à laquelle sont soumises les entrées A, B, C et D.
Toutes les autres sorties restent à l'état « bas ». Par exemple, si les entrées de IC1 sont soumises à la valeur binaire 0101 (sens de lecture D → A), c'est la sortie S9 qui présente un état « haut ».
Le circuit est actif seulement quand l'entrée « Inhibit » (broche n°23) est soumise à un état « bas ». Cela se produit chaque fois que la piste « R » est opaque (valeur binaire 1), grâce à l'inversion réalisée par la porte NAND (III) de IC3. Si cette piste est transparente (valeur binaire 0), l'entrée « Inhibit » est soumise à un état « haut », d'où le blocage de IC1, dont toutes les sorties présentent alors un état « bas ».
La position particulière S0 est signalée par l'illumination de la led jaune L2.
Les sorties S1 à S15 correspondent chacune à une note de musique. Avec quinze notes, deux octaves complètes sont converties, ce qui donne beaucoup de possibilités de programmations.
Chaque sortie aboutit, via une diode de blocage, sur une chaîne constituée de résistances à 1 % entrant dans la génération de la fréquence musicale d'une note donnée.
Cette disposition consiste à recourir à des valeurs précises de résistances, ce qui permet d'obtenir un instrument de musique dont il ne sera pas nécessaire d'accorder les différentes notes.
C'est un avantage considérable, surtout lorsque l'on n'est pas doté d'une bonne oreille musicale...
La sortie S1 est affectée à la note « sol ↓» (sol inférieur – octave 3).
Les valeurs de fréquences vont ainsi en augmentant, en passant par le « do » (octave 4) pour la sortie S4, le « do ↑ » (octave 5) pour la sortie S11. La dernière sortie, S15, est affectée au « sol ↑ » de l'octave 5.
Le **tableau I** résume cette organisation des notes.
Les musiciens avertis ne manqueront pas de remarquer que notre instrument ne dispose pas des notes affectées aux signes « dièse » ou « bémol ». Ce choix est volontaire afin de ne pas compliquer la réalisation du montage.
Dans le cas où la partition de musique que l'on désire programmer comporterait des dièses ou des bémols, nous indiquerons ultérieurement comment agir par le biais d'une transposition de gamme.

Génération des fréquences musicales

Le circuit IC2, un LM 555, génère les différentes fréquences musicales suivant les valeurs des résistances périphériques reliées aux sorties du décodeur IC1.
Prenons l'exemple de la présence d'un état « haut » sur la sortie S1. En examinant le tableau I, nous constatons que cette situation correspond à l'élaboration de la note « sol ↓ » de l'octave 3.
La période des créneaux générés sur la sortie « Out » de IC2 se détermine par le

biais de la relation suivante :

$T1 = 0,7\ (R30 + 2 \times R9) \times C7$

Soit :

$T1 = 0,7\ (115 + 64,8) \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}$

$T1 = 1258,6 \times 10^{-6}$

Ce qui correspond à une fréquence :

$$F1 = \frac{10^6}{1258,6} = 794\ \text{Hz}$$

Ces créneaux sont ensuite dirigés sur l'entrée d'un des deux compteurs binaires. Seul le compteur (A) est mis à contribution. Sur les sorties Q1A et Q2A, nous obtenons des créneaux dont la fréquence est :

- divisée par (2) pour Q1A
- divisée par (4) pour Q2A

De plus, les créneaux obtenus sont, dans les deux cas, de forme carrée, ce qui n'est pas le cas de ceux générés par IC2. Il en résultera un son plus harmonieux.

Dans le cas de l'exemple examiné, à savoir un état « haut » sur S1 de IC1, l'entrée D de ce circuit est à l'état « bas ». La sortie de la porte NAND (I)de IC3 présente alors un état « haut » permanent, cette porte est donc neutralisée. En revanche, la sortie de la porte NAND (IV) étant à l'état « haut », la porte NAND (II) du même boîtier est active. Sur sa sortie on relève alors des créneaux dont la fréquence est divisée par (4). En définitive, la valeur de la fréquence des créneaux qui seront acheminés vers le haut-parleur par l'intermédiaire de l'amplificateur formé par T6 et T7, est égale à 794/4 = 198,5 Hz.

Cela correspond bien à la note « sol ↓» de l'octave 3.

Le fait de « tomber » aussi près de la valeur officielle et normalisée de cette note, à savoir 198 Hz comme l'indique le tableau I, n'est évidemment pas le fruit du hasard. C'est en effet le résultat d'un calcul dans lequel les valeurs des résistances R9 et R30 ont été choisies en conséquence. Il n'est pas du tout certain que l'on obtienne cette valeur en réalité. En effet, si les résistances utilisées se caractérisent par une tolérance de 1 %, celle du condensateur C7 peut atteindre 15 %, voire 20 %. Même si la valeur « réelle » était éloignée de quelques dizaines de hertz de cette valeur « normalisée », cela n'aurait aucune importance. En effet, dans le domaine de la musique, ce qui compte c'est essentiellement l'harmonie qui doit exister entre les notes de la gamme.

Le tableau I indique les valeurs des rapports des fréquences des autres quatorze notes de l'instrument, par rapport à la fréquence correspondant à la note « sol ↓ » de l'octave 3. Si ces rapports sont respectés pour les autres notes, il n'y aura aucun problème de dissonance désagréable.

Calcul des valeurs des résistances relatives aux autres notes

Pour les positions avec lesquelles le décodeur IC1 présente un état « haut » sur l'une des sorties S2 à S7, les notes à obtenir, dans la continuité du « sol ↓ » de l'octave 3, sont les suivantes :

- état « haut » sur S2 : « la ↓ » de l'octave 3
- état « haut » sur S3 : « si ↓ » de l'octave 3
- état « haut » sur S4 : « do » de l'octave 4
- état « haut » sur S5 : « ré » de l'octave 4
- état « haut » sur S6 : « mi » de l'octave 4
- état « haut » sur S7 : « fa » de l'octave 4

Nous pouvons calculer les valeurs des résistances à insérer pour chacune de ces notes.

Rappelons que la période de référence T1 (laquelle représente le quart de la période définitive du « sol ↓ » de l'octave 3, est égale à :

$T1 = 0,7\ (115 + 64,8) \times 10^{-5}$

Soit Tx la période correspondante de la sortie Sx considérée et qui représente dans les mêmes conditions que ci-dessus le quart de la période définitive de la note x.

$Tx = 0,7\ (Rx + 64,8) \times 10^{-5}$

Cela permet d'écrire le rapport :

$$\frac{Tx}{T1} = \frac{Rx + 64,8}{179,8}$$

Nous connaissons, pour cette note x la valeur du rapport kx des fréquences Fx/F1 (voir tableau I). Le rapport des périodes est l'inverse de kx, d'où :

$$\frac{Rx + 64,8}{179,8} = \frac{1}{k_x}$$

En définitive :

$$Rx\ (k\Omega) = \frac{179,8}{k_x} - 64,8$$

Par exemple pour x = 4 (sortie S4 à l'état « haut », note « do » de l'octave 4), kx = 4/3, donc :

$$Rx = \frac{179,8 \times 3}{4} - 64,8 = 70,05\ k\Omega$$

Cette valeur n'existe pas en tant que telle. Nous adopterons donc :

R21 = 59 kΩ, R22 = 10 kΩ, R23 = 1,05 kΩ dont le total correspond bien à la valeur Rx déterminée ci-dessus.

La même relation a ainsi été appliquée au cas des autres sorties Sx du décodeur pour déterminer les valeurs des résistances à insérer.

Cas des sorties S8 à S14

Il s'agit des sept notes s'étalant du « sol » de l'octave 4 au « fa ↑» de l'octave 5. Nous remarquerons que ce sont les mêmes résistances respectives qui se trouvent insérées que celles évoquées au paragraphe précédent. La seule différence réside dans le fait que l'entrée D du décodeur est soumise à un état « haut ». La sortie de la porte NAND (IV) est alors à l'état « bas », ce qui bloque la sortie de la porte NAND (II) sur un état « haut » permanent.

Par contre, la porte NAND (I) est activée si bien que ce sont les créneaux délivrés par la sortie Q1A du compteur IC4, qui sont exploités. Il en résulte une division par (2) seulement de la fréquence musicale générée par l'oscillateur IC2.

Par rapport aux notes relatives aux sorties S1 à S7, les fréquences respectives des notes correspondant aux sorties S8 à S14, sont donc doublées.

On obtient bien la continuité montante de la gamme, telle qu'elle est indiquée dans le tableau I.

Cas de la sortie S15

Il s'agit de la note « sol ↑ » de l'octave 5. Il n'est plus possible de recourir aux résistances évoquées précédemment. C'est la raison pour laquelle il convient de prévoir un dernier jeu de résistances Rx tel que :

$$Rx\ (k\Omega) = \frac{179,8}{k_{15}} - 64,8 \quad (\text{avec } k_{15} = 2)$$

On obtient :

$$Rx = \frac{179,8}{2} - 64,8 = 25,1\ k\Omega$$

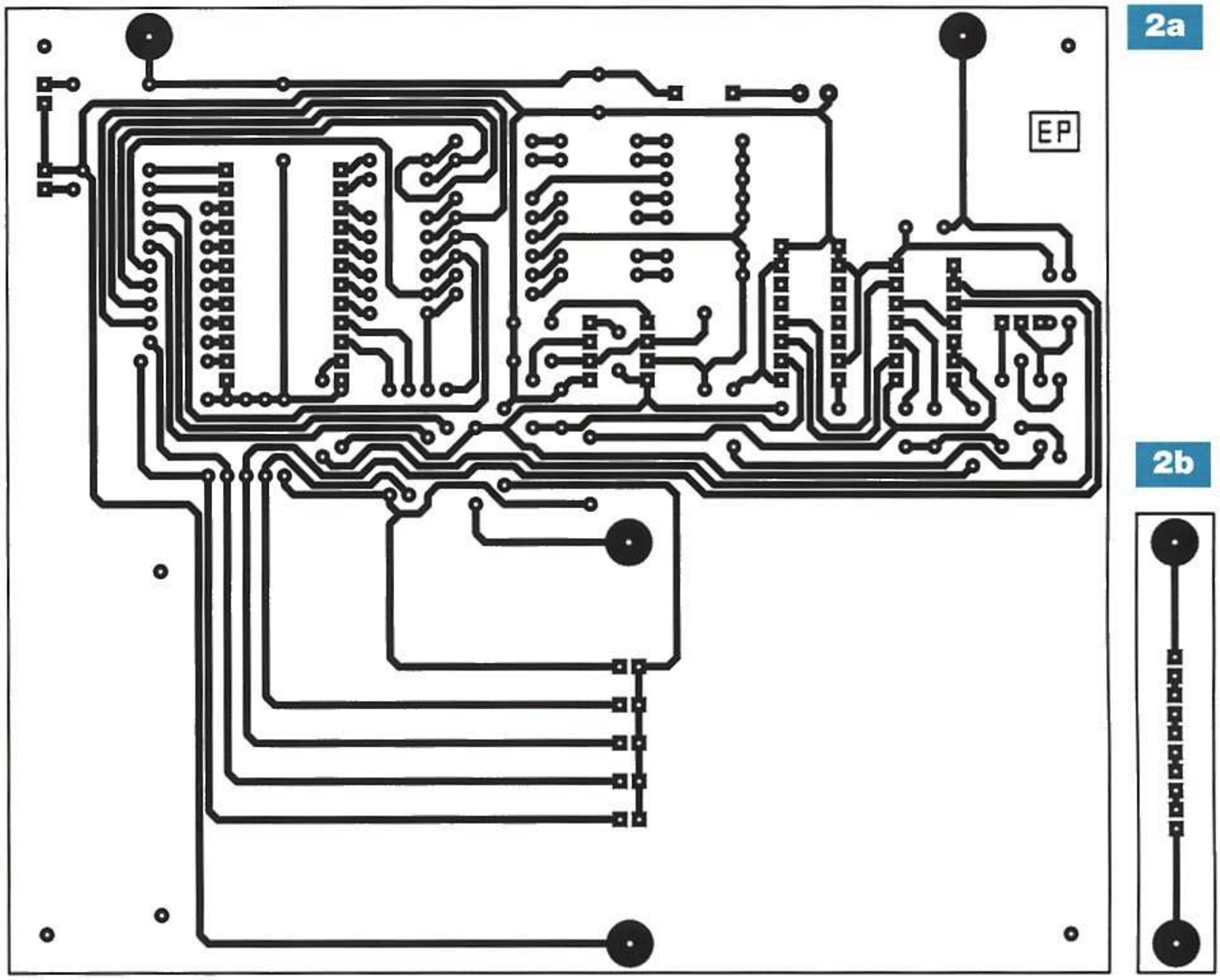
(R10 = 13 kΩ et R11 = 12,1 kΩ)

Amplification

Les fréquences musicales issues de l'une ou de l'autre des sorties des portes NAND (I) ou (II) sont acheminées, via C4 ou C5, vers un ajustable A.

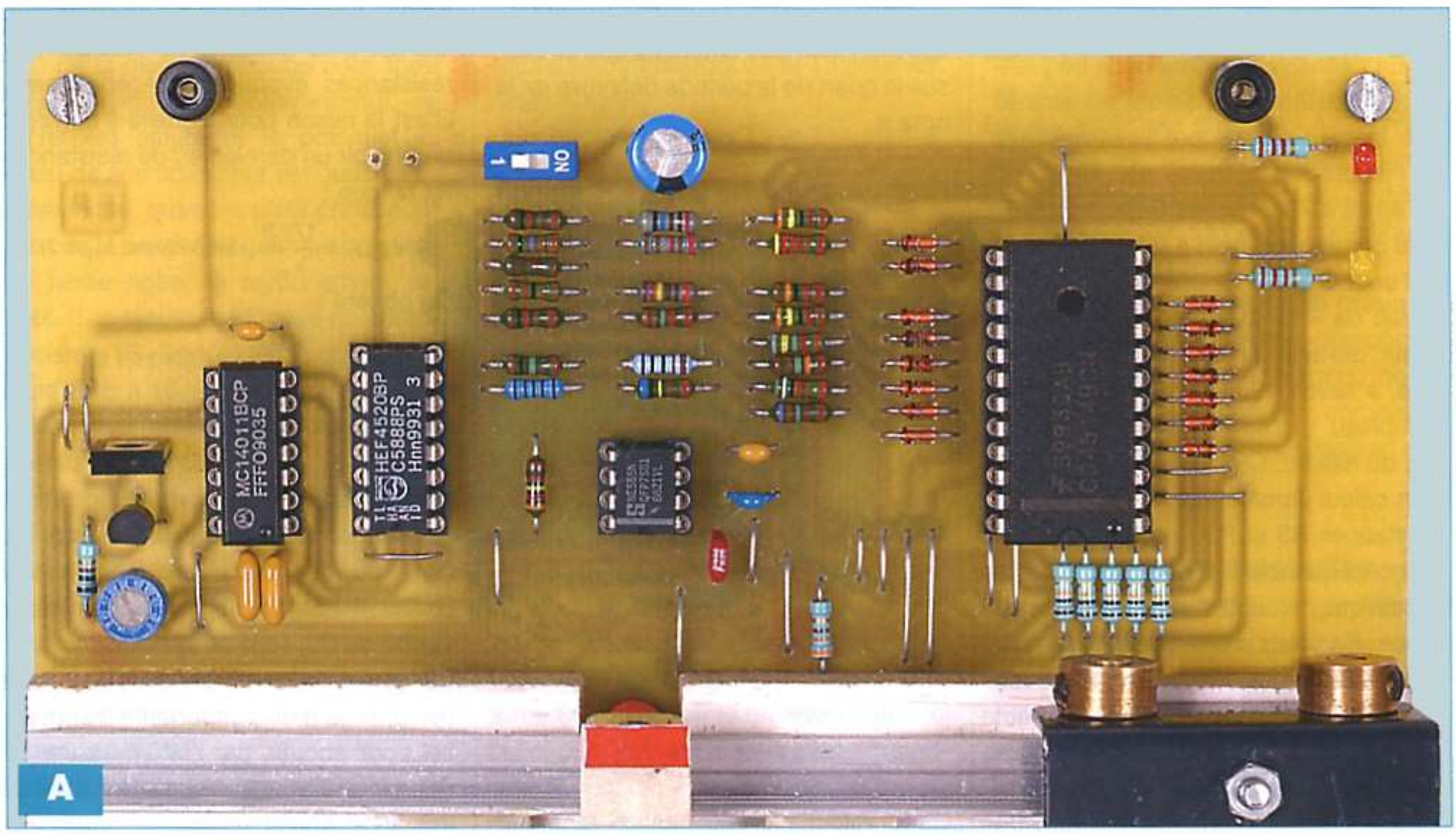
Sur son curseur est prélevée une fraction plus ou moins importante du potentiel pour aboutir, par l'intermédiaire de R8, sur un Darlington formé des transistors T6 et T7.

Le haut-parleur est inséré dans le circuit collecteur de ce Darlington. Suivant la position du curseur de l'ajustable, il est possible de régler à la valeur désirée la puissance sonore des sons diffusés.



2a

2b



A

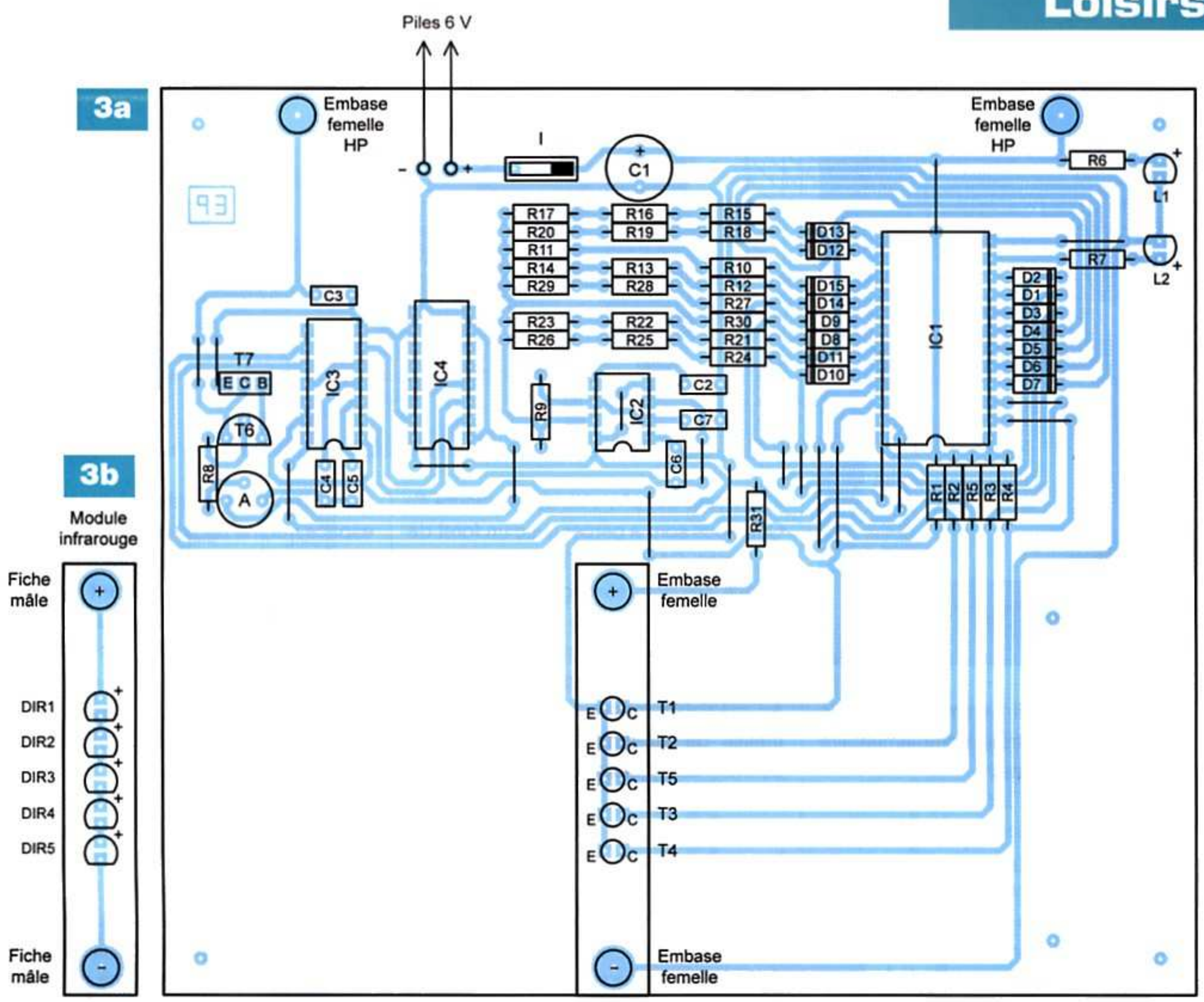
Réalisation pratique

Montage des composants

À noter la nécessité de réaliser deux circuits séparés : un premier pour le module principal (**figure 2a**) et un second destiné à recevoir les diodes infrarouges (**figure 2b**).

Après la mise en place des straps de liaisons, souder dans un premier temps, les diodes, les résistances, les leds et les supports des circuits intégrés (**figure 3a** et **photo A**).

Pour la mise en place des cinq phototransistors, il convient de veiller à leur



Nomenclature

Résistances

R1 à R5 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R6, R7 : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R8 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R9 : 32,4 kΩ/1 % (orange, rouge, jaune, rouge)
R10 : 13 kΩ/1 % (marron, orange, noir, rouge)
R11 : 12,1 kΩ/1 % (marron, rouge, marron, rouge)
R12 : 34 kΩ/1 % (orange, jaune, noir, rouge)
R13 : 1,24 kΩ/1 % (marron, rouge, jaune, rouge)
R14 : 1,1 kΩ/1 % (marron, marron, noir, rouge)
R15 : 34 kΩ/1 % (orange, jaune, noir, rouge)
R16 : 8,06 kΩ/1 % (gris, noir, jaune, marron)
R17 : 1,02 kΩ/1 % (marron, noir, rouge, marron)
R18 : 42,2 kΩ/1 % (jaune, rouge, rouge, rouge)
R19 : 11,8 kΩ/1 % (marron, marron, gris, rouge)
R20 : 1,07 kΩ/1 % (marron, noir, violet, marron)
R21 : 59 kΩ/1 % (vert, blanc, noir, rouge)
R22 : 10 kΩ/1 % (marron, noir, noir, rouge)
R23 : 1,05 kΩ/1 % (marron, noir, vert, marron)
R24 : 71,5 kΩ/1 % (violet, marron, vert, rouge)
R25 : 6,04 kΩ/1 % (bleu, noir, jaune, marron)
R26 : 1,5 kΩ/1 % (marron, vert, noir, marron)
R27 : 84,5 kΩ/1 % (gris, jaune, vert, rouge)
R28 : 11,5 kΩ/1 % (marron, marron, vert, rouge)
R29 : 1,02 kΩ/1 % (marron, noir, rouge, marron)
R30 : 115 kΩ/1 % (marron, marron, vert, orange)
R31 : 330 Ω (orange, orange, marron)
A : ajustable 10 kΩ

Condensateurs

C1: 220 µF/25 V (sorties radiales)
C2, C3 : 0,1 µF
C4, C5 : 1 µF
C6 : 1 nF
C7 : 10 nF

Semiconducteurs

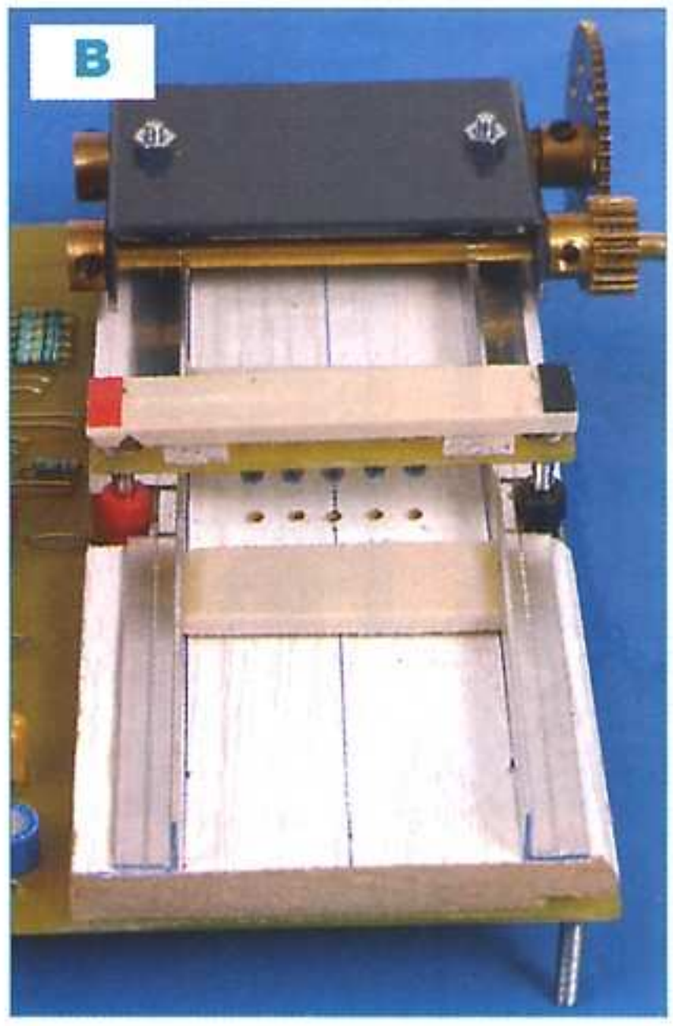
D1 à D15 : 1N 4148
L1 : led rouge ø 3 mm
L2 : led jaune ø 3 mm
DIR 1 à DIR 5 : diodes infrarouges ø 3 mm - L9 34 F 3 BT sur module infrarouge (Saint-Quentin Radio)
T1 à T5 : phototransistors ø 3 mm -L9 32 P 3 C (Saint-Quentin Radio)
T6 : BC 546
T7 : BD 139
IC1: CD 4514
IC2 : LM 555
IC3 : CD 4011
IC4 : CD 4520

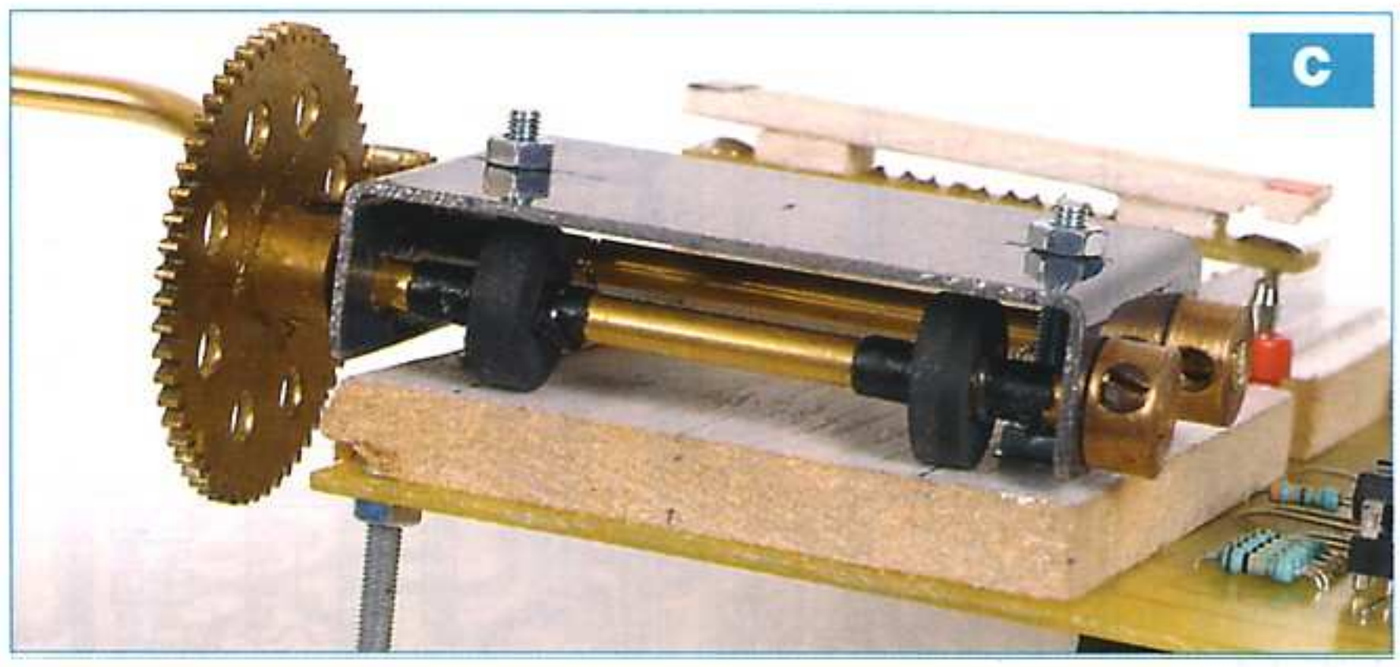
Divers

19 straps
(4 horizontaux, 15 verticaux)
1 support 8 broches
1 support 14 broches
1 support 16 broches
1 support 24 broches
I : interrupteur unipolaire
4 embases femelles ø 2 mm
4 fiches mâles (dont 2 pour module infrarouge)
HP : haut-parleur 8 Ω/ø 65 mm
4 piles 1,5 V (LR6)
Coupleur 4 piles LR6

parfait alignement. Attention également à leur orientation : la « patte » la plus longue correspond à l'émetteur (**figure 3b**). Les embases femelles sont à implanter selon un axe parfaitement perpendiculaire à la surface du module. Le curseur de l'ajustable est à placer dans une position relativement proche du maximum (sens horaire).

Dans un premier temps, les circuits intégrés ne sont pas insérés dans leurs supports respectifs. Attention à l'insertion aux bons emplacements des résistances à 1 %. La « lecture » de leurs anneaux en couleurs n'est pas toujours





aisée. Aussi est-il vivement conseillé d'effectuer un contrôle complémentaire à l'aide d'un ohmmètre.

Les cinq diodes infrarouges doivent également être parfaitement alignées (figure 3b). Ménager une distance de 2 mm entre l'embase et le support époxy de manière à pouvoir intervenir sur leur orientation, dans le cas d'un éclairage insuffisamment concentré du phototransistor placé en regard. La distance entre les diodes infrarouges et les photodiodes doit être comprise entre 5 et 10 mm, une fois le module infrarouge enfiché sur le module principal par le biais des deux fiches/embases.

Attention à l'orientation de ce module.

Le haut-parleur a été monté perpendiculairement au module principal sur un « support plan » pourvu de deux fiches mâles de raccordement électrique, destinées à être insérées dans les embases femelles correspondantes du module principal.

La partie mécanique

La table de lecture est une plaque rectangulaire en bakélite de 145 mm de longueur et de 60 mm de largeur.

Son épaisseur est de l'ordre de 7 mm (**photo B**).

Une fois tracé l'axe longitudinal qui se confond avec l'axe selon lequel se déroule la bande-programme, tracer la perpendiculaire en regard du positionnement de l'alignement des phototransistors. Il convient alors de déterminer avec précision, au pas de 5,08 mm, les centres des cinq trous correspondant au passage des phototransistors (**figure 4**). Ces trous sont à percer avec un foret de ø1,5 mm. Côté « face inférieure » de la plaque, ces trous sont agrandis à ø3,5 mm sur une profondeur de l'ordre de 5 mm. Par la suite, cette plaque sera fixée par collage sur le module principal.

Au préalable, installer quatre vis à tête fraisée de 20 mm de longueur, avec écrous, aux quatre coins du module pour le surélever.

Deux cornières de guidage latéral de la bande-programme sont ensuite collées symétriquement de part et d'autre de l'axe longitudinal, de manière à ce que l'espace intérieur soit égal à la largeur de la bande-programme, soit 38,1 mm (30 x 1,27) augmentée de 0,2 à 0,3 mm pour offrir le jeu nécessaire au passage de la bande.

Les « ailes » de ces cornières sont à orienter vers l'extérieur de l'espace réservé à la bande-programme.

Ajouter, toujours par collage, de part et d'autre de la zone de lecture, deux traverses transversales en ménageant un espace d'environ 1 mm pour permettre le libre passage de la bande-programme et assurer le guidage vertical de cette dernière (photo B).

Le mécanisme d'entraînement comporte un châssis ayant la forme d'un « U » renversé (**photo C**).

Sur les « ailes » latérales, percer les trous destinés au passage de deux axes : un premier qui constitue la manivelle et supporte le pignon; un second sur lequel est monté la roue dentée.

L'entraînement de la bande-programme repose sur la mise en œuvre de deux galets en caoutchouc de l'ordre de 12 mm de diamètre. Sur le modèle publié, ces derniers sont des joints de robinets que l'on trouve assez facilement dans les magasins de bricolage. Ces galets sont immobilisés sur leur axe par collage, de manière à réserver un espace central de 30 mm de largeur qui permettra à la bande-programme d'être entraînée sans pour autant que les galets viennent à rouler sur les cinq pistes réservées à la programmation.

Le châssis de ce mécanisme est fixé sur la plaque support par deux vis de 30 mm de longueur immobilisées par des écrous.

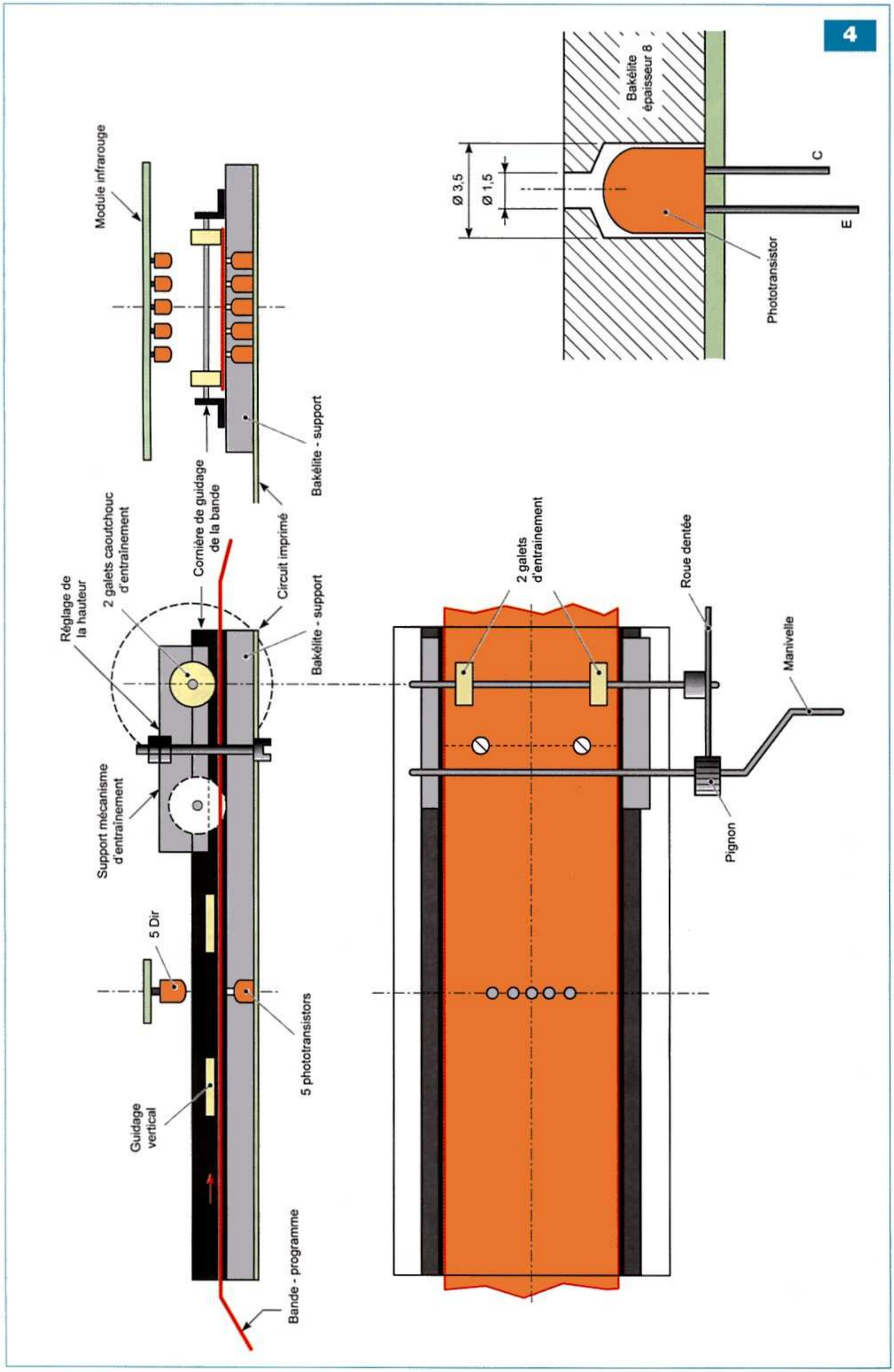
Grâce à une fixation écrou/contre-écrou, il est possible de réaliser avec précision le réglage de la hauteur. Le réglage est correct lorsque les galets sont tangents à la surface supérieure de la plaque support en bakélite. Ainsi, lorsque la bande-programme passera à ce niveau, l'écrasement du caoutchouc assurera un entraînement correct de celle-ci. Cet entraînement s'effectuera d'autant mieux que la texture de la bande-programme comporte une partie lisse, celle qui glisse sur la table de lecture et une partie rugueuse en contact avec les galets d'entraînement. Nous en reparlerons ultérieurement.

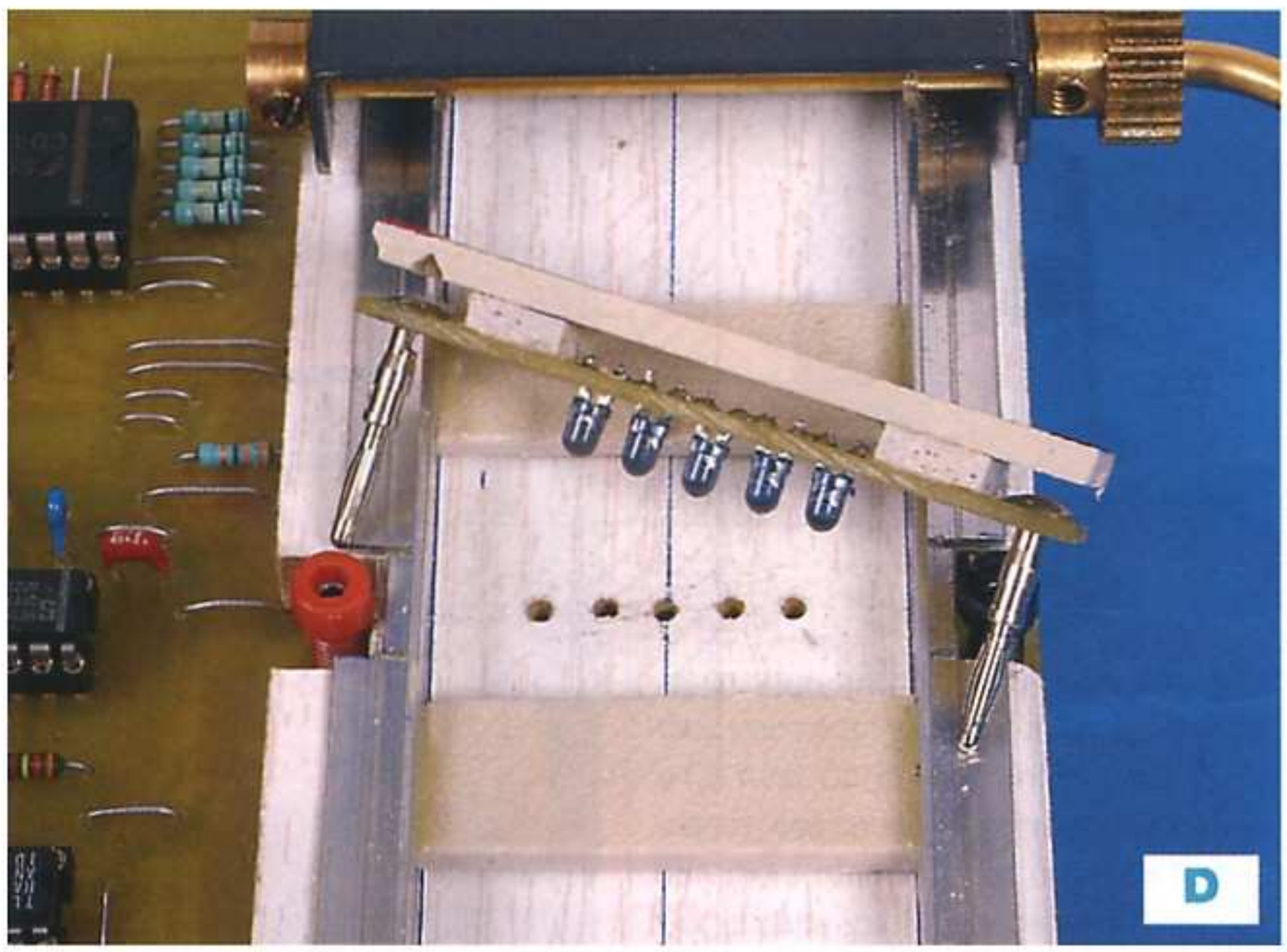
Le coupleur de piles est fixé, par collage, sous le module.

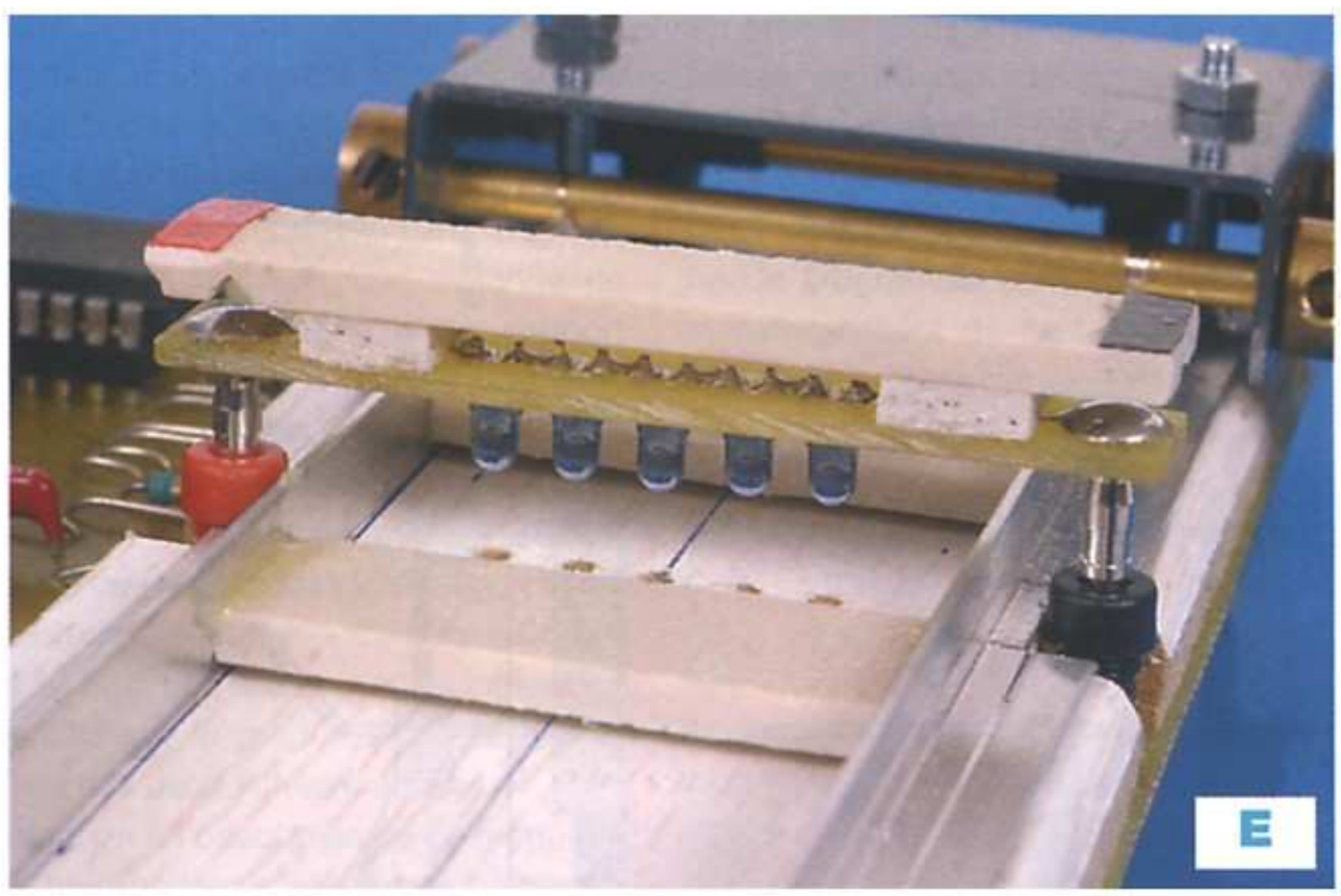
Essais préliminaires

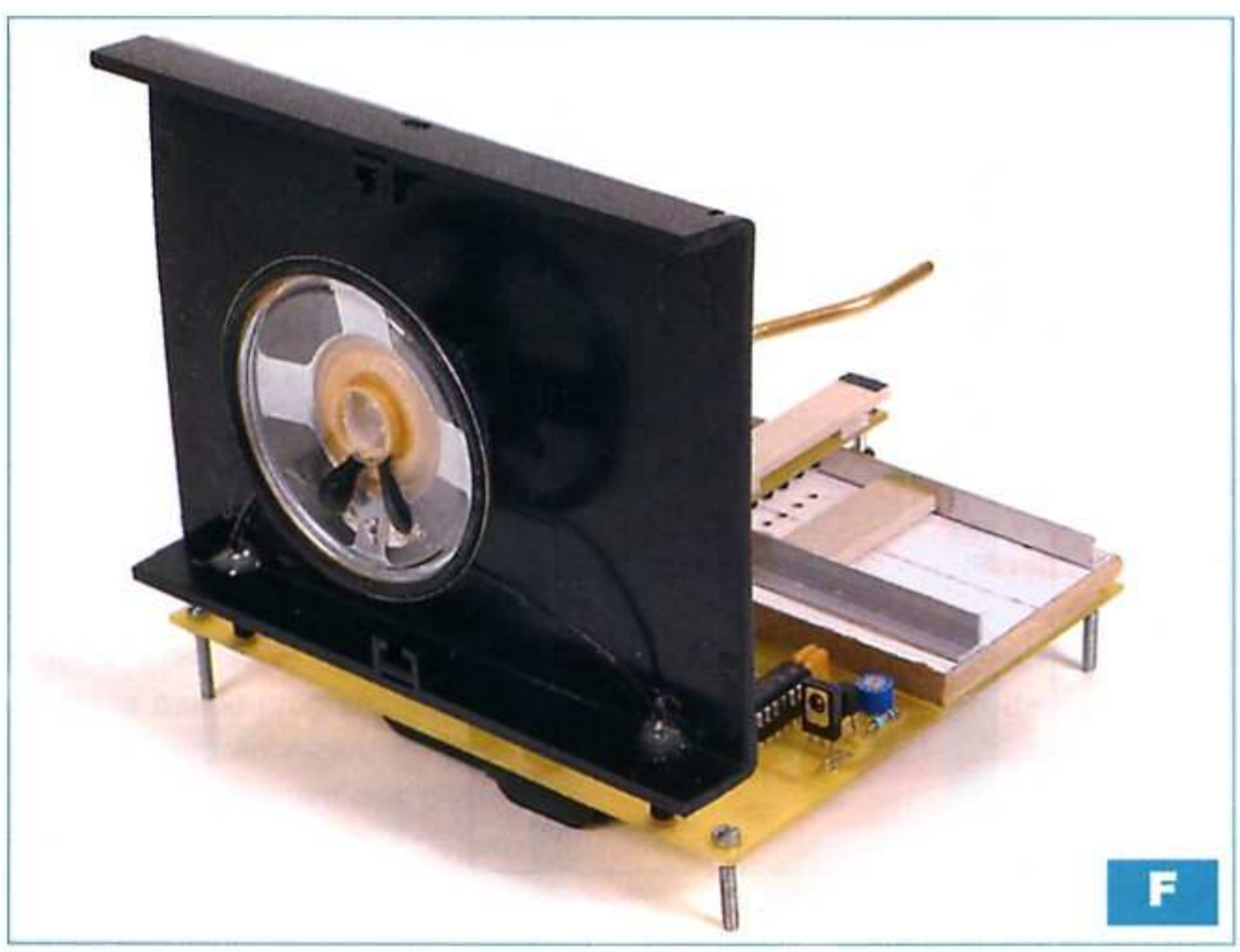
Le module infrarouge installé (attention à son orientation, **photos D** et **E**), mettre l'ensemble sous tension.

À l'aide d'un contrôleur, relever au niveau des collecteurs des cinq phototransistors un potentiel voisin de zéro volt. Si tel n'est pas le cas pour l'un ou l'autre des phototransistors, il convient d'agir sur l'orientation de la photodiode placée en regard du phototransistor concerné pour aboutir au résultat recherché. Ensuite, en obstruant successivement les trous de 1,5 mm de diamètre avec un objet opaque, vous devrez constater le passage du poten-


4
Module infrarouge
Bakélite - support
Cornière de guidage de la bande
Circuit imprimé
Réglage de la hauteur
2 galets caoutchouc d'entrainement
Bakélite - support
Support mécanisme d'entrainement
5 Dir
5 phototransistors
Guidage vertical
Bande - programme
Bakélite épaisseur 8
Ø 3,5
Ø 1,5
C
E
Phototransistor
2 galets d'entrainement
Roue dentée
Manivelle
Pignon


D


E


F

tiel collecteur du phototransistor correspondant à une valeur proche de +6 V.
Ces essais réalisés avec succès, vous pourrez insérer définitivement les circuits intégrés et mettre en place le haut-parleur (**photo F**).

La programmation

Rappels de quelques règles de solfège

Rassurez-vous, il n'est pas dans nos intentions de nous lancer dans un cours de solfège. Il est cependant nécessaire de connaître certaines règles de base pour entreprendre la réalisation des bandes-programmes.

Hauteur des notes

Il est conseillé de se limiter aux portées précédées d'une clé de sol. Rappelons que dans ce cas la note « sol » correspond à la ligne passant par le centre de la partie ronde de la clé. À partir de cette référence, la gamme se parcourt vers le haut ou vers le bas en alternant lignes et interlignes.

Durées des notes

Le tableau de la **figure 5** rappelle les correspondances de durée entre les rondes, les blanches, les noires, les croches, les doubles croches et les triples croches. Remarquer que le passage de l'une à l'autre se traduit par une division par deux de la durée.
Lors de l'établissement de la bande-programme, rechercher et déterminer le rythme qui constitue l'opération de départ. Dans les cas simples, nous aurons le plus souvent affaire à des durées correspondant à une et deux unités de longueur.
Lorsqu'une note est « pointée » à sa droite, sa durée augmente d'une demi-valeur. Par exemple, une noire « pointée » correspond à une durée de trois croches.
Les mêmes règles s'appliquent aux « silences » dont la notation est également rappelée en figure 5.

Transposition de gamme

Nous avons déjà évoqué le fait que notre orgue ne générait pas les fréquences propres aux signes d'altération « dièses » et « bémols ». Dans le cas où la portée précédée d'une clé de sol comporte un certain nombre de dièses ou de bémols, il est nécessaire d'opérer une transposition de gamme. On peut

5

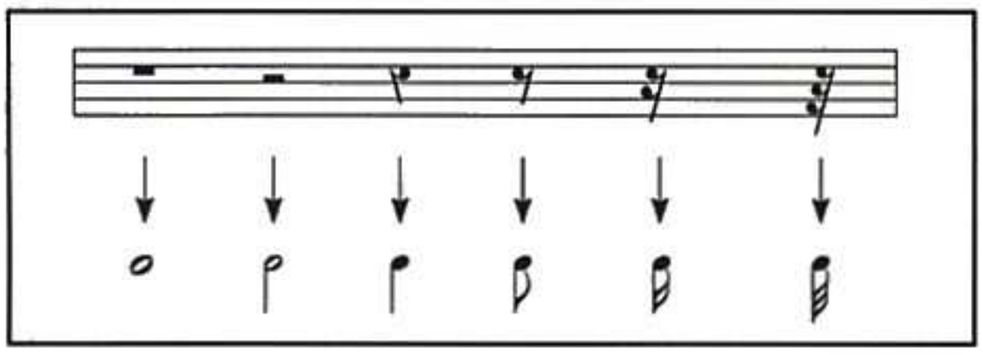
Durées des sons

: ronde : noire : double croche

: blanche : croche : triple croche

Correspondance : = 2 = 4 = 8 = 16 = 32

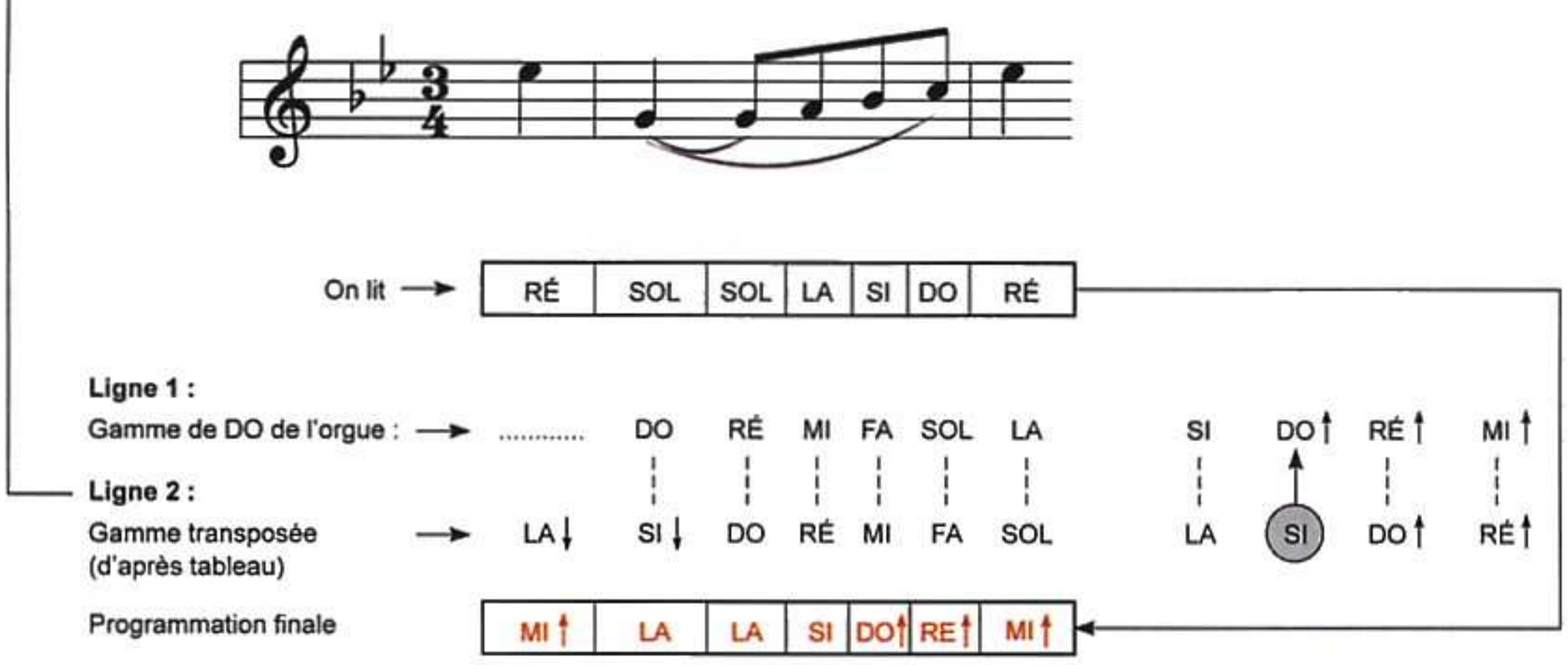
Les silences



Exemple de transposition de gamme

Nombre de # à la clé de SOL	Nombre de b à la clé de SOL	Nombre à considérer comme DO
0	0	DO
1	6	SOL
2	5	RÉ
3	4	LA
4	3	MI
5	2	SI
6	1	FA

Tableau de transposition de gamme



bien entendu se faire aider par un ami musicien, mais il est possible de réaliser la transposition en se référant au tableau de la figure 5.

Dans l'exemple présenté, la portée comporte deux « bémols » à la clé de sol. Dans un premier temps, il convient de lire les notes sans tenir compte de ces signes, soit la suite :

RÉ SOL SOL LA SI DO RÉ

En consultant le tableau évoqué ci-dessus, la note de l'orgue à considérer comme le « DO » est le « SI ». Il suffit alors d'écrire, sur une ligne, la gamme de l'orgue (ligne 1), puis d'écrire une seconde ligne (ligne 2) de gamme en dessous, en plaçant le « SI » de celle-ci sous le « DO » de la première ligne.

La programmation à effectuer devient alors :

MI LA LA SI DO RÉ MI

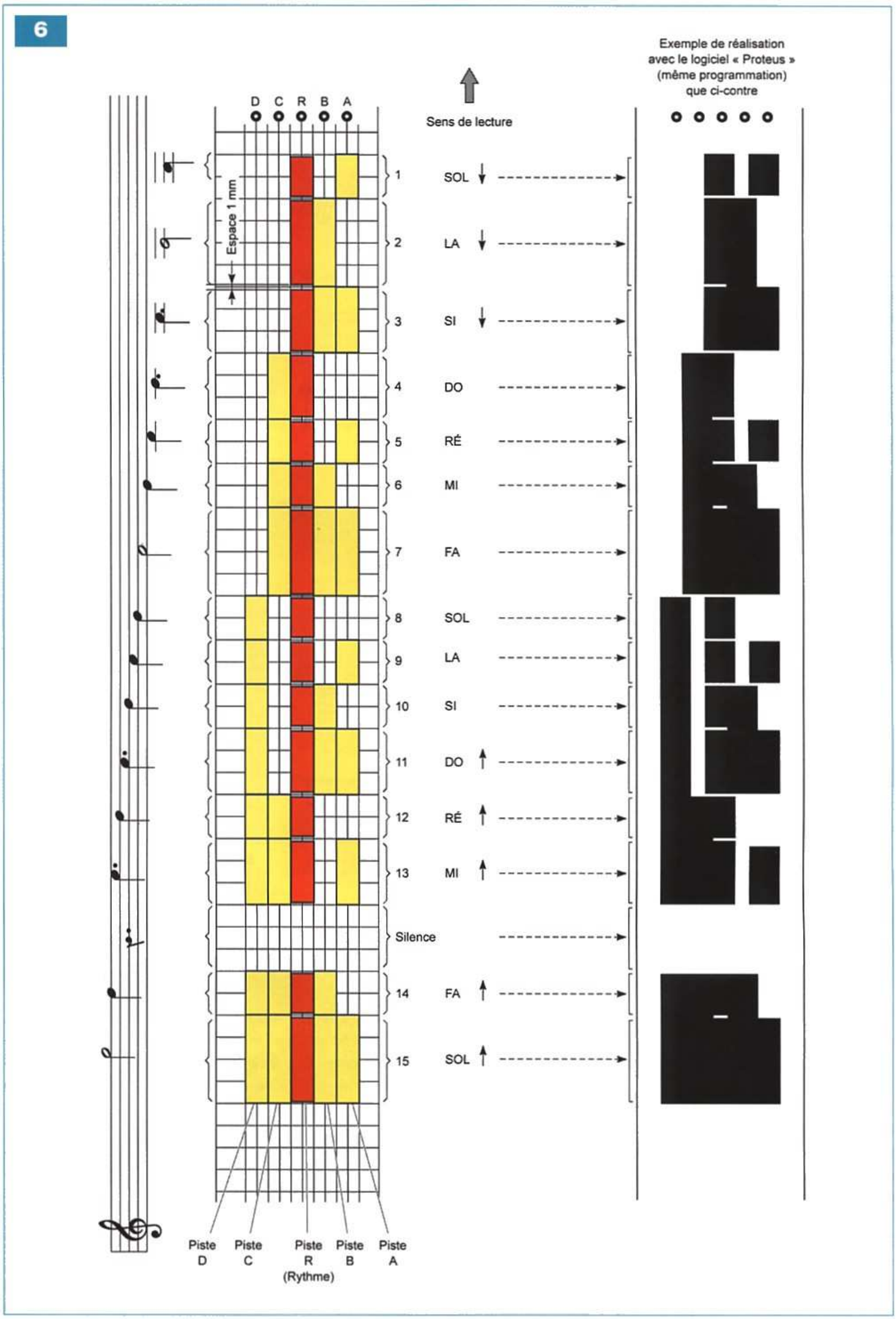
Réalisation d'une bande-programme

Matière

Il existe des feuilles au format A4, transparentes et spécialement prévues pour être utilisées avec des imprimantes à « jet d'encre ». Elles comportent **une face lisse et une face rugueuse** destinée à l'impression. L'impression sur la face lisse ne « tient » pas et se traduit par des coulures. En revanche, il est possible d'imprimer sur du papier transparent lisse avec une imprimante « laser ».

Dans l'exemple publié, la matière utilisée est le papier transparent au format A4, pour imprimante à « jet d'encre », commercialisé par la marque « 3 M » et disponible dans les papeteries. Un autre

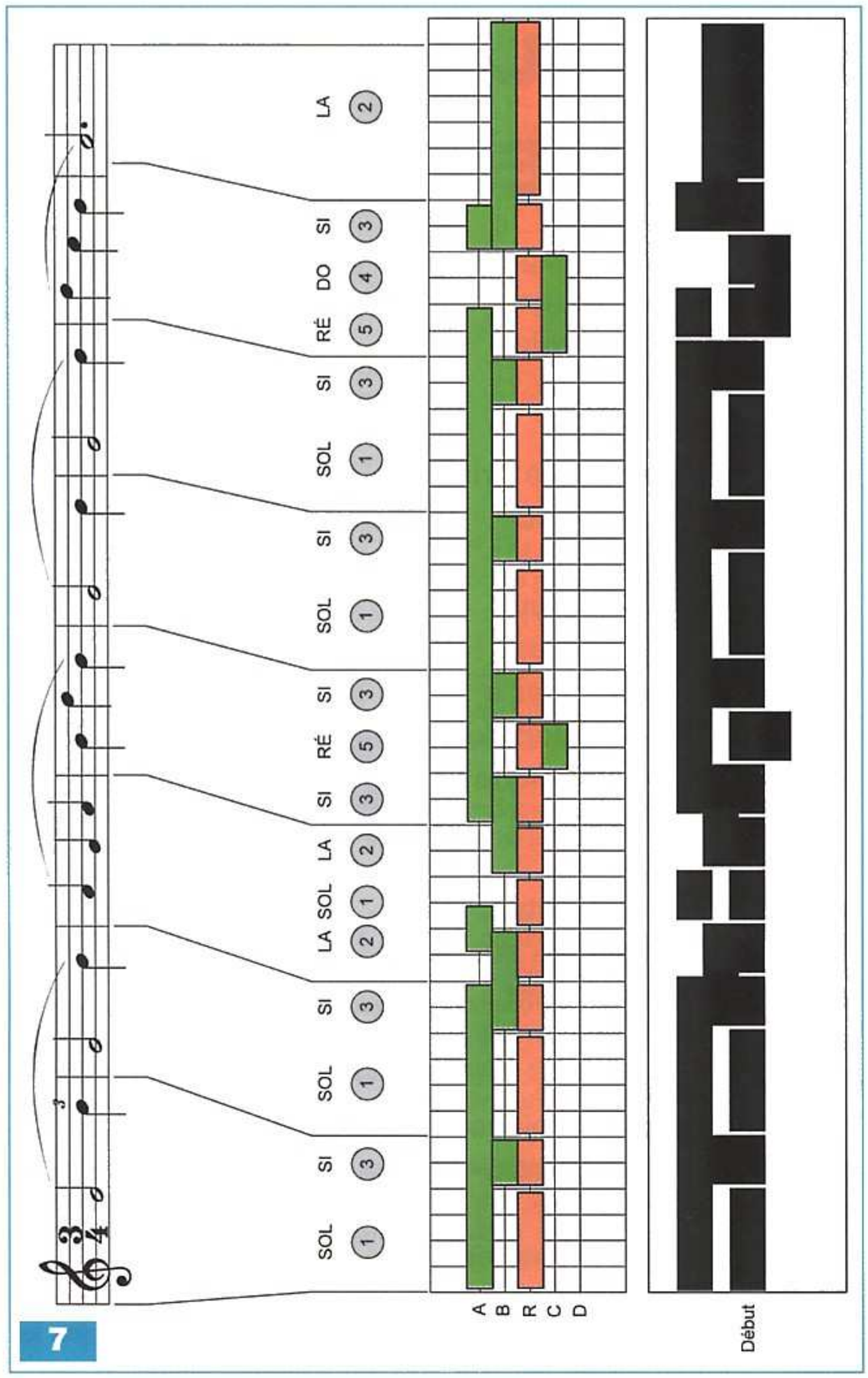
6


Exemple de réalisation
avec le logiciel « Proteus »
(même programmation)
que ci-contre
Sens de lecture
D C R B A
Espace 1 mm
1 SOL
2 LA
3 SI
4 DO
5 RÉ
6 MI
7 FA
8 SOL
9 LA
10 SI
11 DO
12 RÉ
13 MI
Silence
14 FA
15 SOL
Piste D
Piste C
Piste R (Rythme)
Piste B
Piste A

avantage de cette matière réside dans le fait que sa partie rugueuse est en contact avec les roues d'entraînement en caoutchouc, ce qui facilite l'adhérence alors que la partie lisse se déplace sur la partie lisse de la table de lecture.
La longueur maximale de la bande que l'on peut ainsi réaliser est donc de 297 mm. Par conséquent, il est nécessaire de réaliser plusieurs bandes collées bout à bout et des deux côtés, avec du ruban adhésif transparent.

Un premier programme

Le tout premier programme se rapporte tout simplement à la gamme complète de l'orgue. Il sera ainsi possible de lui faire jouer l'ensemble des notes de ses deux octaves, pour vérification.
Sur la **figure 6**, il est fait état de la transposition des quinze notes vers leur version binaire.
Dans un premier temps, il est conseillé de confectionner une grille de programmation vierge qui ne comporte que les lignes longitudinales A, B, R, C et D.
De même, nous déterminerons **un pas correspondant à la durée** par la mise en place de lignes transversales.
Dans l'exemple traité, nous relevons deux unités de durée : les blanches et les noires, caractérisées respectivement par des durées de quatre et de deux unités.
À noter quelques notes noires pointées, ce qui porte leur durée à trois unités.
Enfin, le programme prévoit aussi un silence.
Sur la piste centrale R (Rythme), repèrer au feutre rouge les durées évoquées ci-dessus. Remarquer que la jointure entre deux unités est marquée par une coupure. Cette coupure est essentielle. Elle permet de bien déterminer la longueur de la note, tout en éliminant les imperfections du décodage pouvant éventuellement se produire à la jointure de deux notes successives. Ceci, au cas où une partie opaque masquerait quelques dixièmes de millimètre un phototransistor avant l'autre.
Par la suite, repèrer les parties à noircir sur les quatre pistes de programmation A, B, C et D en se référant au tableau du paragraphe « Décodage de la lecture ».
Il ne reste plus qu'à réaliser la bande-programme en utilisant par exemple le logiciel « Proteus Ares » qui est d'ailleurs le même que celui qui a été utilisé pour confectionner le circuit imprimé.



7

Il convient d'imprimer en haute définition (qualité photo supérieure) afin d'aboutir à une opacité totale.
Les bandes sont à découper soigneusement au cutter.

Réalisation d'autres programmes

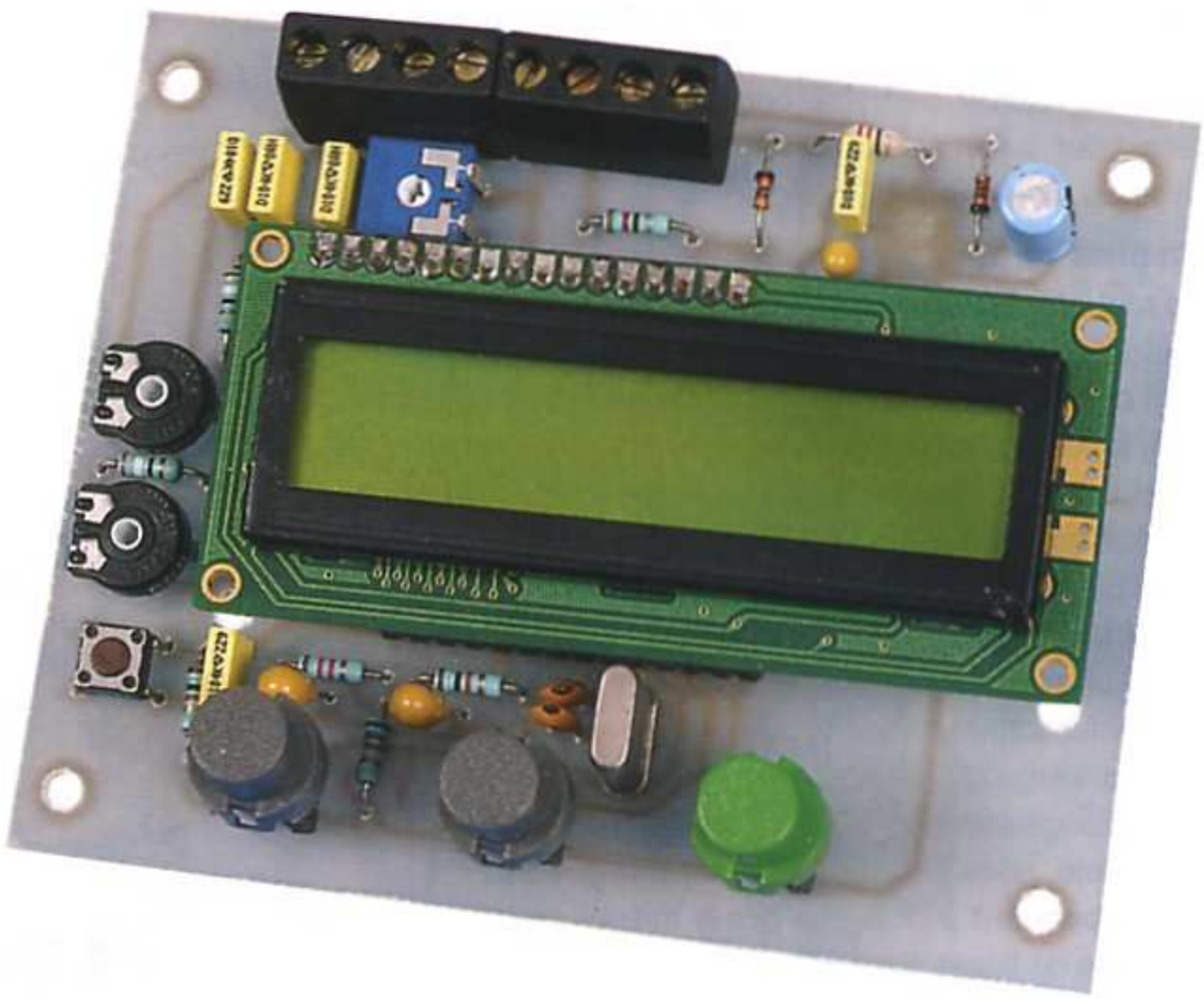
À la **figure 7**, est traité un exemple concret de la réalisation du début d'une bande-programme devant restituer une « bourrée auvergnate ».
Nous retrouvons la méthode déjà utilisée ci-dessus, à savoir :
- lecture des notes de la partition
- transposition en notation décimale
- détermination des unités de longueur des durées
- traçage, sur le brouillon de la grille de programmation des rectangles rouges (piste R) en marquant les intervalles entre deux unités successives
- traçage, toujours sur le brouillon de la grille de programmation, des rectangles verts (pistes A, B, C et D) suivant le codage binaire
- réalisation définitive de la bande-programme sur PC.

Il vous sera rapidement possible de passer à la réalisation de bandes-programmes plus complexes pour constituer une véritable « programmothèque ».

Bon amusement
R. KNOERR

Module de mesure de l'ensoleillement

Hormis l'aspect écologique que revêt le remplacement progressif des énergies fossiles par l'énergie solaire, les récentes mesures fiscales et le prix de revente attractif du kilowattheure électro-solaire à EDF sont deux facteurs qui ne peuvent qu'inciter le particulier à envisager l'installation de panneaux photovoltaïques sur la toiture de son habitation.
De nombreuses sociétés, récemment apparues sur le marché, démarchent les particuliers afin de leur proposer une installation photovoltaïque, clés en mains, accompagnée d'un contrat de revente des kilowattheures solaires à EDF.



Dans la majorité des cas, l'étude prévisionnelle de rentabilité ne s'appuie que sur des données statistiques d'ensoleillement moyen pour la région concernée et une rapide vérification de l'orientation plus ou moins au sud du pan de la toiture sur lequel seront installés les capteurs .
Lorsqu'une habitation possède plusieurs pans de toiture susceptibles de recevoir un équipement photovoltaïque, cas d'orientations sud-est et sud-ouest par exemple pour deux pans perpendiculaires, une étude plus sérieuse et surtout plus rigoureuse s'impose afin de déterminer lequel des deux pans reçoit le maximum d'énergie solaire au cours d'une année complète. C'est pour cette raison que nous avons mis au point un module de mesures et d'enregistrements comparatifs de l'ensoleillement reçu par deux capteurs (un sur chaque pan de toiture).
L'analyse des renseignements collectés sur une durée recommandée de un an permet de connaître de façon précise l'énergie solaire réellement reçue, de façon à choisir le pan de toiture le mieux exposé et donc le plus rentable en terme d'énergie collectée.

Installation photovoltaïque

Avant d'aborder l'étude proprement dite du montage, il semble utile de donner quelques éléments chiffrés relatifs au coût d'une installation photovoltaïque intégrée en toiture.
À ce jour, le coût d'une telle installation de puissance crête 3 kW, dont la production annuelle est estimée à 3 000 kWh (sur la base d'un ensoleillement moyen en France de 1 000 h), oscille entre 20 000 et 26 000 €. Le prix de revente à EDF du kWh est de 0,60176 €. Pour des panneaux photovoltaïques non intégrés en toiture, ce prix est ramené à 0,32823 € par kWh. Ces tarifs peuvent évoluer au cours du temps. En tablant sur les chiffres précédents, les revenus annuels moyens sont donc proches de 1 800 € (3 000 x 0,60176 €), desquels il faut déduire le coût de la location du compteur EDF et celui d'une éventuelle maintenance de l'installation.
Le coût d'une telle installation étant assez élevé, l'État et parfois les collectivités territoriales (région, département, commune) aident financièrement le particulier. L'aide de l'État se présente sous la forme d'un crédit d'impôt limité à 8000 € pour un couple et portant exclusivement sur la fourniture du matériel (50 % du montant de celui-ci à condition qu'il ait été fourni et installé par un professionnel).
Dans les régions où, malheureusement, cette aide est la seule qui soit octroyée, il reste à la charge du particulier entre 12 000 et 18 000 €. Lesquels ne seront donc récupérés qu'au bout de sept à dix ans si la production estimée de 3 000 kWh est au rendez-vous, si le prix de revente du kWh ne baisse pas et hors panne du matériel (principalement de l'onduleur).
La connaissance des conditions d'en-

soleillement réelles de la toiture que l'on désire équiper est donc une donnée importante dans la décision d'investir ou non dans ce type d'installation. Une perte de 10 % du rendement dû à un mauvais choix dans l'orientation ou dans l'inclinaison des panneaux engendrera un retard d'un an en moyenne avant le retour sur investissement, d'ou l'intérêt du module proposé.

Présentation du montage

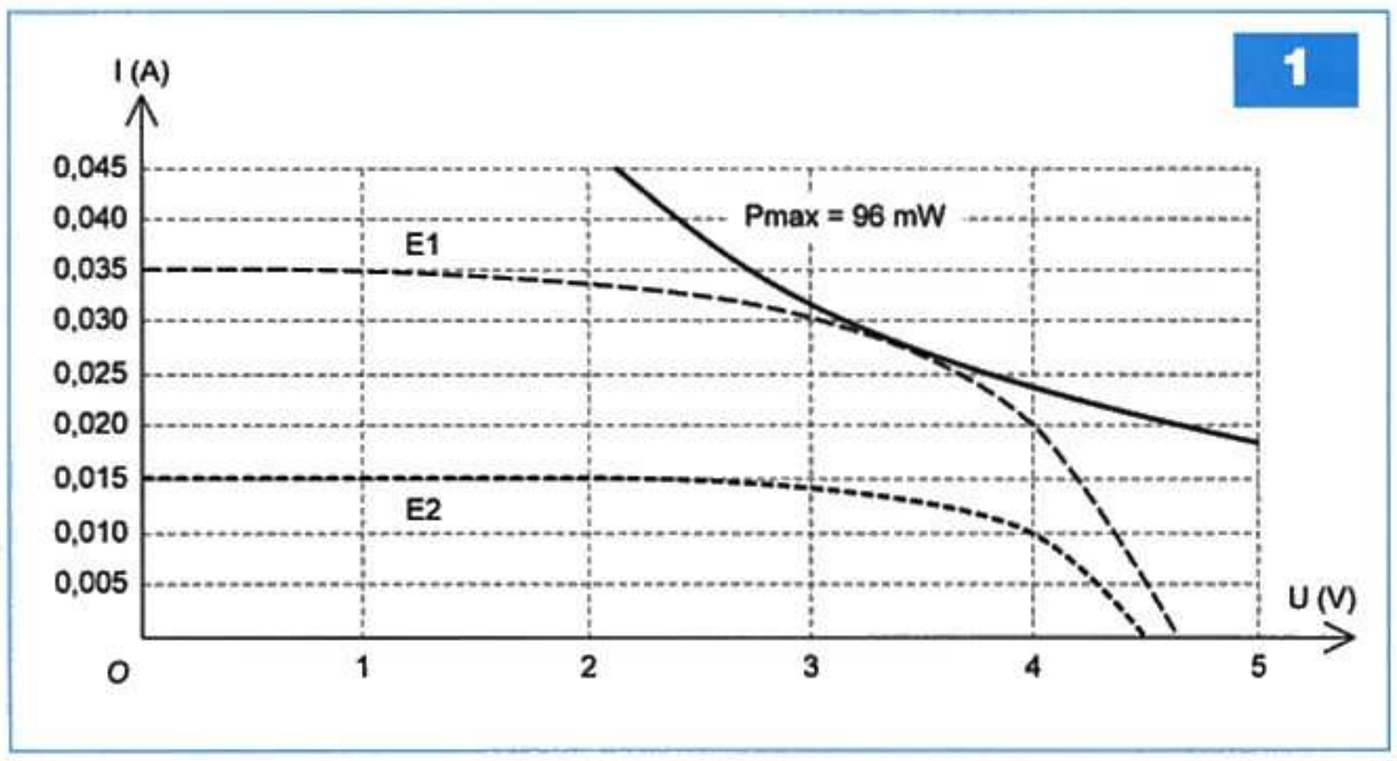
Une petite cellule solaire faisant office de capteur est placée sur chacune des toitures que l'on envisage d'équiper. Les données telles que : puissance, énergie et durées d'ensoleillement pour différentes tranches de puissances (sous multiples de la puissance maximale reçue) sont collectées à intervalles réguliers. Ce travail répétitif est confié à un microcontrôleur PIC de type 16F876A de Microchip.

Pour chaque capteur, l'énergie récupérée au cours d'une journée est cumulée avec l'énergie des jours précédents et mémorisée en EEPROM. Il en va de même pour les durées d'ensoleillement de chaque tranche de puissance.

L'utilisateur dispose d'un clavier à trois touches et d'un afficheur LCD grâce auxquels il peut consulter, quand il le souhaite, les données en cours d'acquisition pour la journée en cours ou celles qui ont été cumulées depuis la date de première mise en service, ce pour les deux voies de mesures.

Le microcontrôleur est cadencé par un quartz de fréquence 3,2768 MHz. Après division, cette valeur permet au « timer 2 » du PIC de générer une base de temps de 1 s dont nous verrons l'intérêt lors de l'étude du principe de mesure utilisé.

L'alimentation du module est confiée à une troisième cellule solaire couplée à deux accumulateurs NiMH de 1,2 V, associés en série et de capacité 2400 mAH. L'autonomie procurée par cette solution dépasse plusieurs semaines d'utilisation sans soleil, puisque la consommation du module n'est que de quelques milliampères. En dehors des périodes pendant lesquelles l'utilisateur examine les données, la consommation du module est réduite en coupant purement et simplement l'alimentation de l'afficheur LCD au bout de 4 min d'inactivité du clavier. Toute action sur ce dernier rétablit automatiquement l'affichage mis en sommeil.



La tension de 2,4 V présente aux bornes des accumulateurs est élevée à 5 V (valeur plus classique pour un microcontrôleur) par un hacheur/élévateur à haut rendement (> 85 %).

Cette présentation générale des performances de notre montage étant terminée, voyons maintenant un peu plus en détail comment sont effectués les différentes mesures et calculs.

Principe des mesures

La mesure de l'énergie solaire reçue par un pan de toiture met en œuvre une cellule solaire dont la **figure 1** montre la caractéristique I = f(U) pour différents éclairements.

La puissance maximale que peut fournir le modèle de cellule utilisée est de 96 mW pour une tension à vide de 4,9 V et un courant de court-circuit de 35 mA. En faisant débiter la cellule de mesure dans une résistance « R » de valeur connue, on peut connaître la puissance électrosolaire récupérée « P » (exprimée en watt), en appliquant la formule $P = U^2/R$.

Si l'on considère un intervalle de temps « dt » pendant lequel la puissance « P » est constante, l'énergie élémentaire « dw » (exprimée en Joules) reçue pendant cette durée « dt » répond à la formule suivante : $dw = P.dt = U^2.dt/R$.

Comme l'ensoleillement est rarement constant au cours du temps, la puissance « P » récupérée par la cellule solaire varie elle aussi. L'application de la formule dw = P.dt ne peut donc être envisagée que si la durée « dt » est suffisamment courte pour que l'on puisse considérer « P » comme constante.

Sur un intervalle de temps « dt » égal à une seconde, on peut considérer que « P » ne varie quasiment pas et donc la formule précédente est applicable.

Remarquons au passage qu'en prenant une durée « dt » de 1 s, l'énergie élémentaire « dw » est numériquement égale à la valeur de « P », ce qui évite de faire une multiplication.

Pour obtenir l'énergie totale « W » (qui s'exprime en Joules) récupérée sur un laps de temps « T » important, il suffit de cumuler (additionner) les énergies successivement récupérées à chaque seconde pendant la durée « T » soit $W = \Sigma\, dw$.

Le signe Σ se lit « sigma » et doit être compris comme « Faire la somme » des valeurs dw. Ces différents calculs en chaîne sont effectués par le microcontrôleur utilisé dans le projet.

C'est ce même microcontrôleur qui, à partir des tensions « U » relevées aux bornes des deux cellules solaires, calcule la puissance reçue par chacune d'elles en appliquant la formule $P = U^2/R$.

Ce calcul doit, bien entendu, être précédé d'une conversion analogique/numérique des valeurs des tensions « U » présentes aux bornes des cellules. Là encore, c'est le CAN du microcontrôleur qui est mis à contribution.

Les mesures faites sur les cellules solaires utilisées montrent qu'avec une résistance de charge « R » de valeur voisine de 60 Ω, la tension « U » relevée pour un ensoleillement maximum est proche de 2,5 V, tout en restant inférieure à ces 2,5 V. C'est la raison pour laquelle nous avons pris cette valeur comme tension de référence pour le CAN.

Le résultat des conversions effectuées par le CAN du microcontrôleur se présente sous la forme de mots de 16 bits dont seuls les 10 bits de poids le plus

faible sont significatifs. La valeur numérique « VCAN » associée à une valeur analogique « U » a donc pour expression VCAN = 1024.U/2,5.

La prise en compte des formules et expressions précédentes conduit à une valeur numérique de « P » (en watts) égale à : $P = 2{,}5^2.V_{CAN}{}^2/(R.1024^2)$.

Bien que le microcontrôleur utilisé s'accommode fort bien des calculs sur les nombres décimaux, nous avons préféré le faire travailler sur des « entiers » afin de réduire les temps de calculs et les risques de débordements de pile lors des appels à des sous programmes que cette option aurait engendrés. Pour cette raison, nous travaillerons avec une puissance exprimée en centaines de microwatts (ou encore en déci-milliwatts), ce que l'on obtient en multipliant la valeur précédente de « P » par 10 000 puisque 1 W équivaut à 10 000 x 100 µW.

Soit $P = 2{,}5^2.V_{CAN}{}^2.10000/(R.1024^2)$.

En choisissant pour « R » une valeur égale à 61,03 Ω, la formule de « P » (en déci-milliwatts) devient : $P = V_{CAN}{}^2/1024$ qui montre que le microcontrôleur n'a qu'à effectuer une multiplication « d'entiers » sur 16 bits (VCAN x VCAN) et une division (par 1024) pour fournir la valeur de « P ».

Le calcul de l'énergie « W » récupérée s'effectue, comme nous l'avons indiqué, en additionnant chaque seconde la nouvelle valeur de « P » (= dw) au cumul précédent.

La connaissance de la puissance maximale « Pmax », récupérable par un capteur, permet de déterminer chaque seconde si la puissance récupérée se trouve ou non dans l'une ou l'autre des six tranches de puissances relatives (P/Pmax) que nous avons définies (**tableau I**) et de comptabiliser la durée d'ensoleillement pour chacune de ces six tranches. Les données ainsi collectées permettent une analyse plus fine de l'énergie globale reçue.

On pourra remarquer que la surveillance ne commence qu'à partir d'une puissance minimale égale à 5 % de la puissance maximale. Ce seuil en dessous duquel on ne peut plus vraiment parler d'ensoleillement correspond approximativement à la limite à partir de laquelle une installation solaire possède encore un rendement significatif.

Schéma structurel

Comme le montre le schéma de la **figure 2**, le nombre de composants nécessaires à cette réalisation est assez restreint. L'utilisation d'un microcontrôleur en est, bien entendu, la cause. Ce dernier porte la référence U2. Seules quelques lignes d'entrées/sorties sont utilisées ici.

Les capteurs de mesures sont reliés au montage par l'intermédiaire des connecteurs B1 et B2. Leurs résistances de charges respectives (de valeur 61 Ω) sont constituées par l'association en série d'une résistance talon fixe et d'un ajustable : (R4 + RV1) pour le premier capteur et (R5 + RV2) pour le second. Les condensateurs C7 et C8 assurent un filtrage sommaire des éventuelles tensions parasites qui pourraient être captées par les fils de liaisons allant de la carte aux capteurs proprement dits. Les tensions présentes aux bornes des capteurs sont appliquées respectivement aux entrées RA0 et RA1 du port A, configuré pour la circonstance en convertisseur analogique/numérique à deux entrées et une tension de référence « haute » externe que l'on impose sur RA3. Cette tension de valeur 2,5 V est dérivée de l'alimentation générale du montage. La stabilité due au régulateur d'alimentation U1 dispense de faire appel à une référence de tension intégrée. C'est au diviseur résistif constitué de R6, R7, R8 qu'est confiée la division par deux des 5 V délivrés par U1. Les condensateurs C10 et C11 complètent le travail de division en assurant un filtrage passe-bas efficace qui garantit l'absence d'ondulation pour cette tension de référence.

Les trois poussoirs P1, P2, P3, respectivement reliés aux trois entrées RC0 à RC2 du port C, constituent le clavier qui permet à l'utilisateur de communiquer avec le PIC. Au repos, les entrées RC0 à RC2 sont tirées au niveau logique « 0 » par les résistances R1 à R3. Toute action sur une touche impose une tension de 5 V (niveau logique « 1 ») sur l'entrée concernée. L'action sur la touche P1 permet de donner une réponse « négative » aux questions présentes sur l'afficheur LCD ou de décrémenter une variable. Un appui sur la touche P2, correspond à une réponse « positive » ou à l'incrémentation des variables. La touche P3 (VAL) permet de valider les choix proposés à l'écran ou de quitter un menu autorisant la modification d'une variable, comme une date par exemple.

L'afficheur LCD relié au port B fonctionne en mode 4 bits (les octets sont envoyés en deux sous-mots de 4 bits appelés quartets). La ligne de commande R/S (reliée à RB2) assure la sélection entre les mots de commandes et les données à afficher, alors que la ligne E (reliée à RB3) véhicule le signal de validation des données et des commandes.

Le contraste de l'afficheur LCD dépend du réglage de l'ajustable RV3.

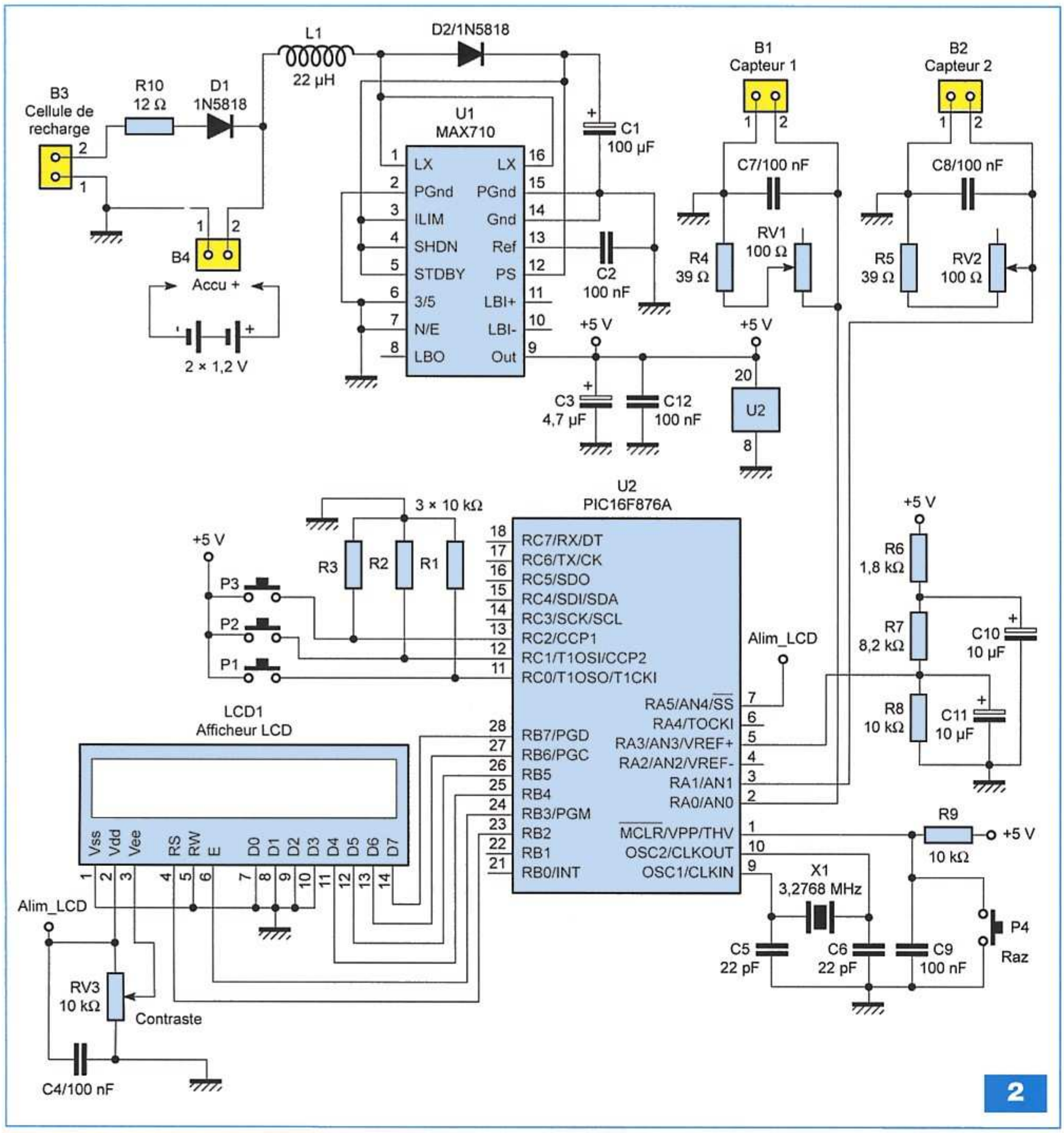
Notons, au passage, que l'alimentation de l'afficheur LCD s'effectue par la sortie RA5 du port A du PIC, ce qui permet de restreindre les périodes d'alimentation de l'afficheur aux seuls moments où l'utilisateur consulte les mesures relevées. Il en résulte une économie d'énergie importante sur les accus d'alimentation, ce qui prolonge d'autant l'autonomie du montage face aux périodes sans soleil puisque, rappelons-le, ce montage est alimenté par une cellule solaire.

Le quartz X1 (de valeur 3,2768 MHz) définit la fréquence « horloge » du PIC. Il est associé de façon classique à deux condensateurs de 22 pF (C5 et C6). Un circuit de RESET sommaire composé de R9, C9 et du poussoir P4 permet de réinitialiser complètement le programme contenu dans la mémoire « Flash » du PIC.

La cellule solaire utilisée pour recharger la paire d'accumulateurs qui assurent l'autonomie de fonctionnement du montage, doit être reliée au connecteur B3. Comme pour les deux capteurs de mesures, il faudra veiller à relier le pôle

N° tranche	Limites P/Pmax en %	Tension U (V)	V_{CAN}
1	5 - 20	0,54< <1,08	221< <442
2	20 – 40	1,08< <1,53	442< <627
3	40 – 60	1,53< <1,87	627< <765
4	60 – 80	1,87< <2,16	765< <884
5	80 – 95	2,16< <2,35	884< <962
6	> 95	>2,35	> 962

Tableau I



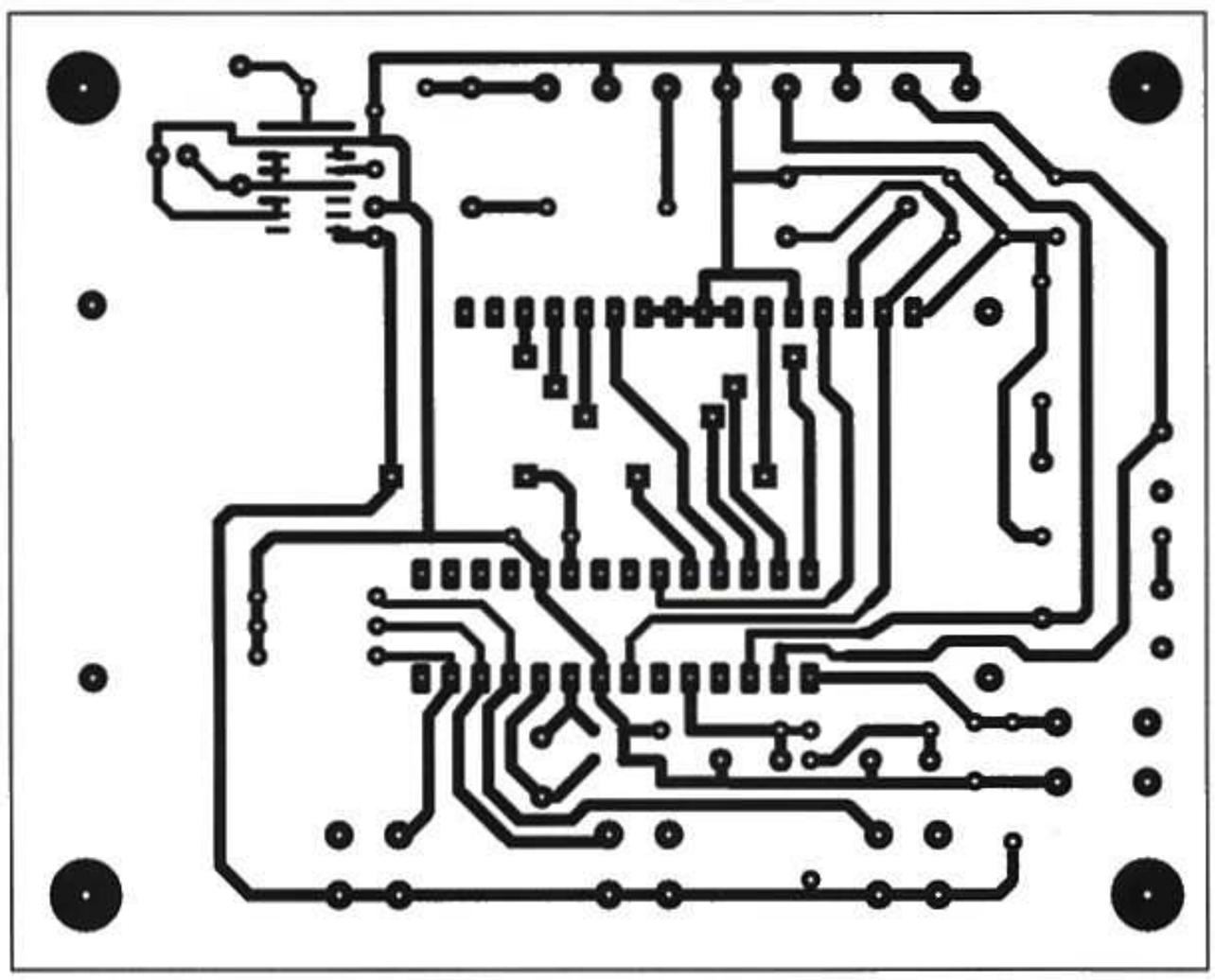
« négatif » de cette cellule à la borne n° 1 de B3 qui est en liaison avec la masse générale du montage. La diode D1 possède ici deux rôles. D'une part, elle protège le montage contre toute inversion de polarité de la cellule solaire au niveau de B3 et, d'autre part, elle empêche l'accumulateur de se décharger à travers la cellule solaire lorsque la tension délivrée par celle-ci devient inférieure à celle des accus par manque de soleil ou dans l'obscurité, la nuit. Cette diode est de type schottky afin de limiter la chute de tension à ses bornes (0,3 V au lieu de 0,6 à 0,7 V pour un modèle au silicium classique). La résistance R10 réduit le courant maximum de recharge des accumulateurs en cas de fort ensoleillement.

Le circuit intégré U1 est un régulateur d'alimentation à découpage (hacheur/élévateur). Son fonctionnement requiert la présence de l'inductance L1 de valeur typique 22 µH et de la diode D2 (encore un modèle schottky afin de réduire les pertes). Trois condensateurs C1, C2, C3, servant de réservoirs d'énergie ou de filtrage, complètent le tout pour fournir une tension de sortie de 5 V stable et exempte d'ondulations. Le condensateur C12, placé au plus près des broches d'alimentation de U2, assure un découplage efficace de la tension d'alimentation du microcontrôleur 16F876A.

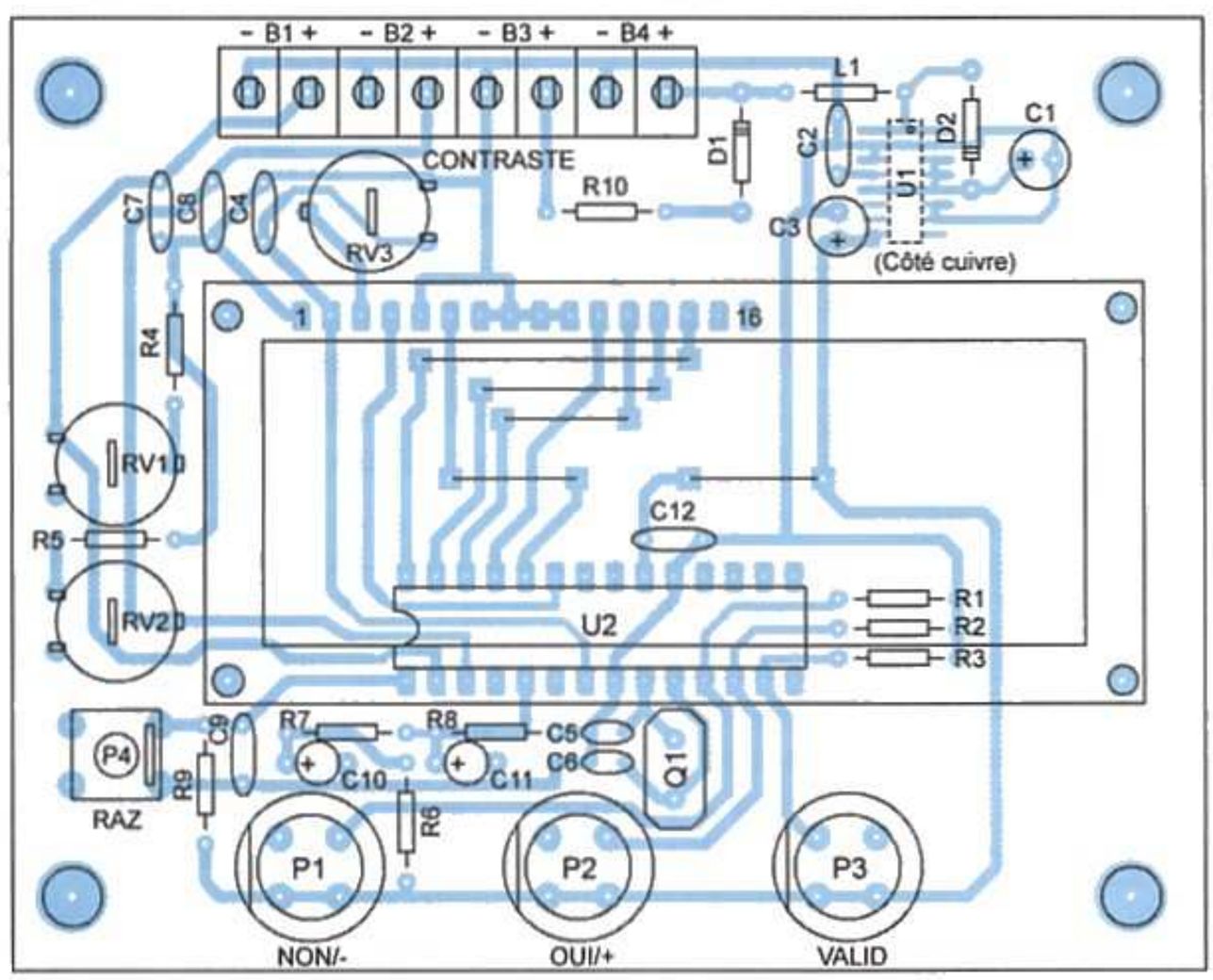
Réalisation pratique

L'ensemble des éléments du montage tient sur le circuit imprimé dont la **figure 3** donne le tracé des pistes.

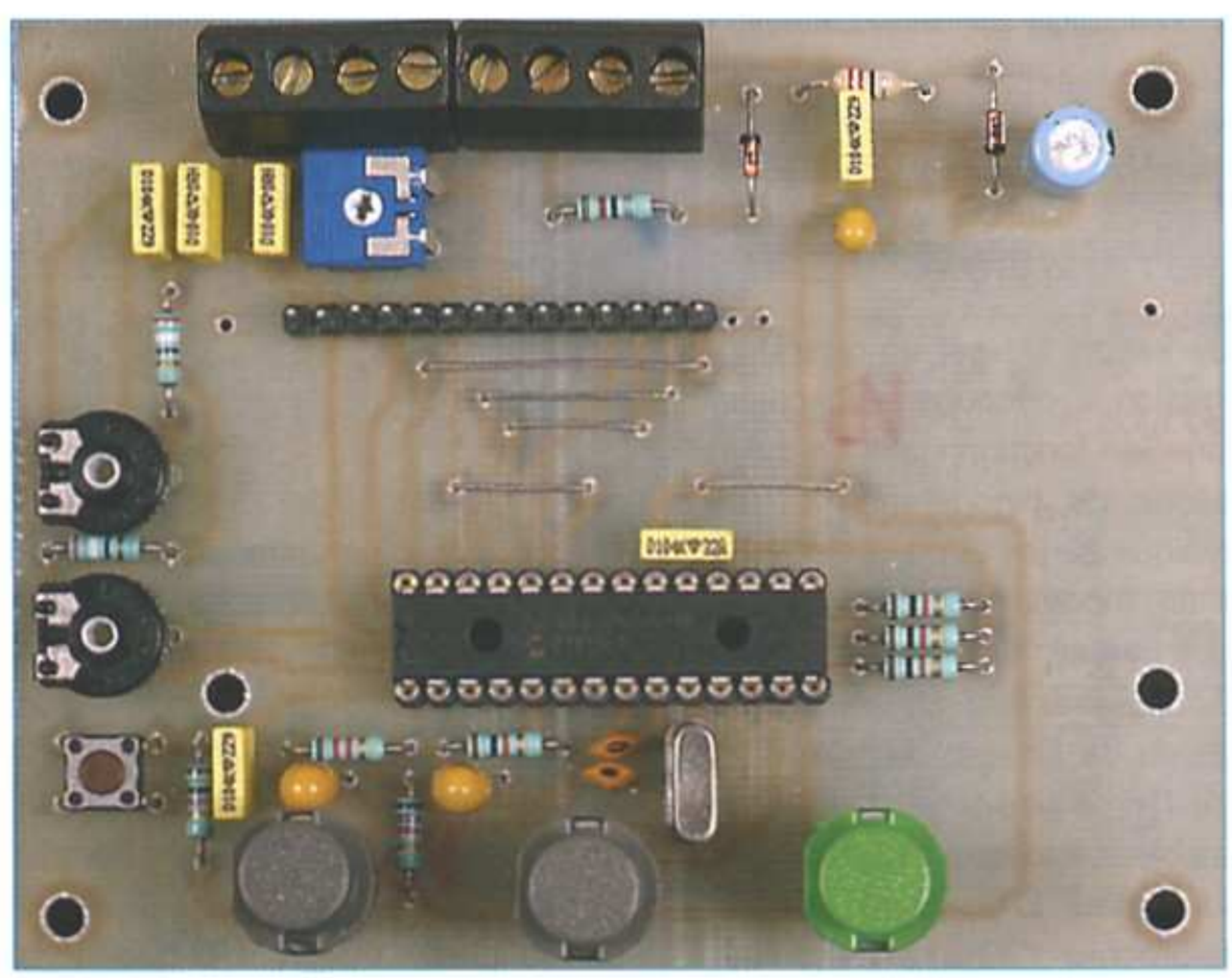
À l'exception de U1, qui est un modèle CMS en boîtier S0 à seize pattes **que l'on soude côté cuivre**, tous les composants doivent être implantés sur la face « composants » en respectant la disposition de la **figure 4** et la **photo A**. Pour le circuit intégré U1 que nous



3



4



A

Nomenclature

Résistances 1/4 W - 5 %
R1, R2, R3, R8, R9 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R4, R5 : 39 Ω (orange, blanc, noir)
R6 : 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)
R7 : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)
R10 : 12 Ω (marron, rouge, noir)
RV1, RV2 : 100 Ω (ajustable horizontal)
RV3 : 10 kΩ (ajustable horizontal)

Condensateurs
C1 : 100 µF/16 V
C2, C4, C7, C8, C9, C12 : 100 nF/63 V
C3 : 4,7 µF/25 V
C5, C6 : 22 pF
C10, C11 : 10 µF/25 V

Semiconducteurs
D1, D2 : 1N5818
U1 : MAX 710ESE
U2 : PIC 16F 876A
LCD1 : afficheur LCD/2 lignes de seize caractères
Capteurs solaires 4,9 V, 35 mA, 96 mW (ref. Conrad 11 03 30 62)

Divers
L1 : 22 µH
X1 : Quartz 3,2768 MHz
B1 à B4 : borniers à souder sur CI à 2 plots
P1 à P3 : poussoirs clavier D6
P4 : mini inter poussoir
28 plots de barrette « sécable » tulipe
Coupleur pour 2 piles R6
Connecteur HE14 « sécable » mâle (1 barrette de 20 plots)
Connecteur HE14 « sécable » femelle (2 barrettes de 20 plots)
Altuglass 5 mm (voir texte)
Câble téléphonique 4 conducteurs
Visserie et écrou de 3 mm de diamètre et 30 à 50 mm de longueur

recommandons de souder en tout premier lieu, se référer à la figure 4. Cette opération doit commencer par l'étamage de l'un des plots extrêmes de cuivre (pattes 1, 8, 9 ou 16) destiné à le recevoir. La couche d'étain doit être fine et ne surtout pas former une goutte bombée. Il suffit alors de positionner correctement le circuit U1 sur l'emplacement qui lui est destiné en veillant à bien le centrer.
À l'aide d'un fer muni d'une panne fine, commencer alors par souder la broche de U1 située sur le plot préalablement étamé. N'apporter que la quantité de soudure nécessaire à l'opération. Pour maintenir U1 en place pendant cette opération, s'aider éventuellement d'une

pince crocodile. Pour les broches suivantes, se débarrasser de la pince crocodile devenue inutile. Pour faciliter la soudure des autres pattes de ce composant CMS, déposer du flux sur celles-ci. Comme pour la première soudure, veiller à n'apporter que la juste quantité de soudure nécessaire.

Si par malheur vous soudez entre elles deux pattes voisines, rassurez-vous rien n'est perdu. Prenez le circuit imprimé en main, chauffez l'endroit du pont de soudure avec la panne du fer à souder et secouez énergiquement le circuit imprimé. Cette action a généralement pour conséquence d'enlever l'excédent de soudure et donc de supprimer le pont indésirable.

Lorsque toutes les broches de U1 sont soudées, un contrôle visuel à la loupe éclairante est recommandé. Cette vérification peut aussi s'accompagner d'un test à l'ohmmètre qui révélera d'éventuels ponts de soudure entre broches voisines ou des soudures défectueuses.

Pour les autres composants, le câblage ne pose pas de problème particulier puisque leurs tailles sont « classiques ». Les quatre borniers B1 à B4 à deux plots étant placés côte à côte sur le circuit imprimé, on peut indifféremment utiliser deux blocs de quatre plots juxtaposés ou quatre blocs de deux, sans que cela ne nuise au fonctionnement du montage. Les trois poussoirs P1 à P3 doivent être montés sur des éléments de connecteurs femelles afin d'amener leurs faces supérieures légèrement plus hautes (1 ou 2 mm) que l'écran de l'afficheur LCD. Ce dernier, muni du même type de connecteur femelle (coté cuivre) que ceux utilisés pour surélever les poussoirs, sera enfiché sur un second connecteur (mâle cette fois), lui-même soudé sur le circuit imprimé.

Cette solution assure une liaison entre le circuit imprimé et l'afficheur LCD à la fois rigide et démontable, ce qui permet d'accéder au microcontrôleur, lui même situé sous l'afficheur et pour lequel nous préconisons d'utiliser un support.

Contrôles & Réglages préalables

À ce stade de la réalisation, il est possible de vérifier que la partie alimentation fonctionne correctement. Ce test préalable s'effectue en l'absence du microcontrôleur et de l'afficheur qui, ainsi, ne risquent pas d'être endommagés. Les deux accumulateurs de 1,2 V de type LR6 (ou AA) destinés au fonctionnement du montage en temps normal, de capacité 2400 mAh préalablement chargés, seront associés en série (insérés dans un coupleur pour deux piles) et reliés au bornier B4 en respectant la polarité (pôle « négatif » à gauche et « positif » à droite).

Un voltmètre continu (calibre 20 V, par exemple) doit indiquer que la tension présente entre les bornes (8) et (20) du support de U2 est bien égale à 5 V.

Mettre à profit cette phase de tests pour contrôler que la tension présente entre la masse et l'entrée du CAN du PIC (respectivement pins (8) et (5) de U2) est égale à 2,5 V. Toute anomalie détectée pendant ces tests doit conduire l'utilisateur à vérifier, visuellement et à l'ohmmètre, la valeur des composants, la continuité des pistes, la qualité des soudures, l'orientation correcte des composants tels que les condensateurs et les diodes, sans omettre celle des circuits intégrés (U1 est le seul qui, ici, puisse être mis en cause à ce stade des essais). Pour régler l'ajustable RV1 (respectivement RV2), placer un ohmmètre (calibre 200 Ω) entre les extrémités du bornier de liaisons B1 (respectivement B2), puis agir sur l'ajustable concerné pour que la valeur indiquée par l'ohmmètre soit de 61 Ω.

Avant de placer le microcontrôleur dans son support, vous devrez programmer celui-ci avec le fichier « *SUN-VL1.HEX* » à télécharger sur le site de la revue (*www.electroniquepratique.com*).

Tous les programmateurs classiques conviennent pour cette opération.

Une fois ce travail terminé et après avoir déconnecté l'accumulateur du bornier B4, vous pourrez insérer le PIC dans son support. L'ergot de repérage doit se trouver du côté des ajustables RV1 et RV2. Vient ensuite le tour de l'afficheur LCD qui, après insertion dans son support, se retrouve donc au dessus du PIC.

Vous pouvez maintenant tester le fonctionnement de la carte (sans les capteurs) en replaçant l'accumulateur dans le bornier B4. Si l'afficheur reste muet ou si l'affichage est trop sombre, agir sur l'ajustable RV3 qui modifie le contraste. Vous verrez alors apparaître pendant deux secondes le message qui donne la version du programme que vous avez installé dans le PIC.

Le programme

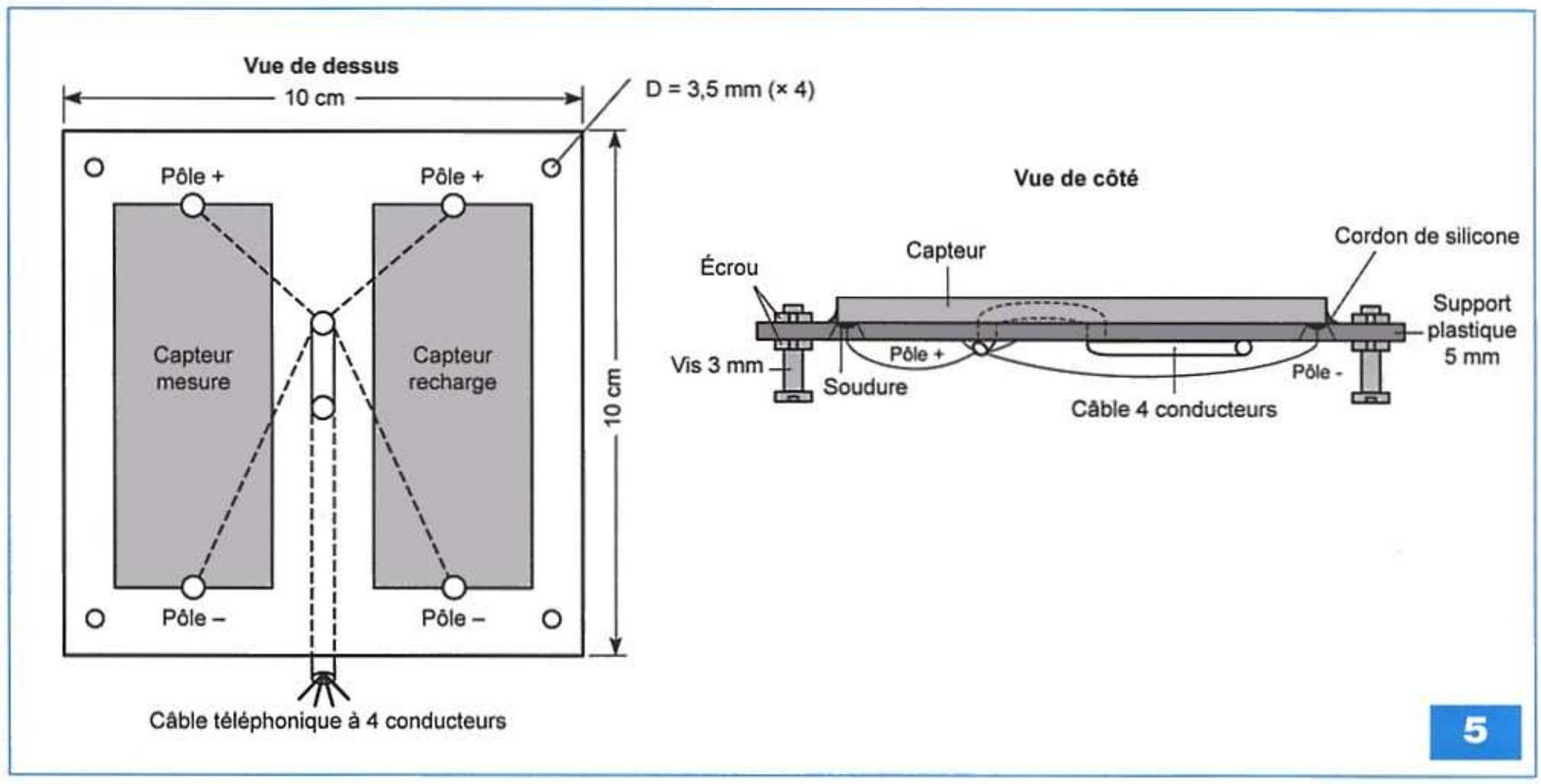
Après ce premier écran, vous entrez dans le programme proprement dit.

Lors de la première utilisation, vous êtes invité à modifier la date et l'heure proposées par défaut. Cette modification s'effectue à l'aide des trois touches du clavier. Le curseur de l'afficheur clignote au niveau de la variable que vous pouvez modifier ou non. Quand une valeur correcte est affichée, par exemple 09 pour l'année 2009, il suffit de valider avec la touche P3 (VAL) pour passer à la variable suivante. Si la valeur affichée ne vous convient pas, vous la modifierez en l'incrémentant avec P2 ou en la décrémentant avec P1.

Lorsque la date et l'heure correctes ont été saisies et validées, ces données sont placées en RAM et en EEPROM interne. Toutes les variables de puissance, énergie ou durées d'ensoleillement sont initialisées et l'acquisition des données fournies par les capteurs peut alors commencer. Comme ces derniers n'ont pas été reliés au module à ce stade des essais, toutes les mesures relevées seront et resteront à 0.

Quand la mise sous tension de la carte électronique fait suite à une utilisation antérieure, le premier écran qui apparaît vous demande si vous souhaitez initialiser le montage. Dans l'affirmative, toutes les données précédemment enregistrées en EEPROM sont effacées. En cas de réponse négative, les données en EEPROM (énergies et durées d'ensoleillement cumulées depuis la date de mise en service) sont conservées. Seules les valeurs en RAM sont initialisées. La date qui apparaît ensuite à l'écran est celle de la dernière mémorisation, l'heure affichée étant systématiquement positionnée à 12 H. Vous pouvez alors modifier la date et l'heure proposées, afin d'actualiser ces données comme cela a déjà été indiqué.

Après l'étape de réglage de la date et de l'heure, le nouvel écran qui apparaît affiche les informations relevées pour le capteur 1, au fur et à mesure de leur évolution pour la journée en cours. Cet écran est l'écran par défaut vers lequel le microcontrôleur vous ramène automatiquement en cas d'inactivité du cla-

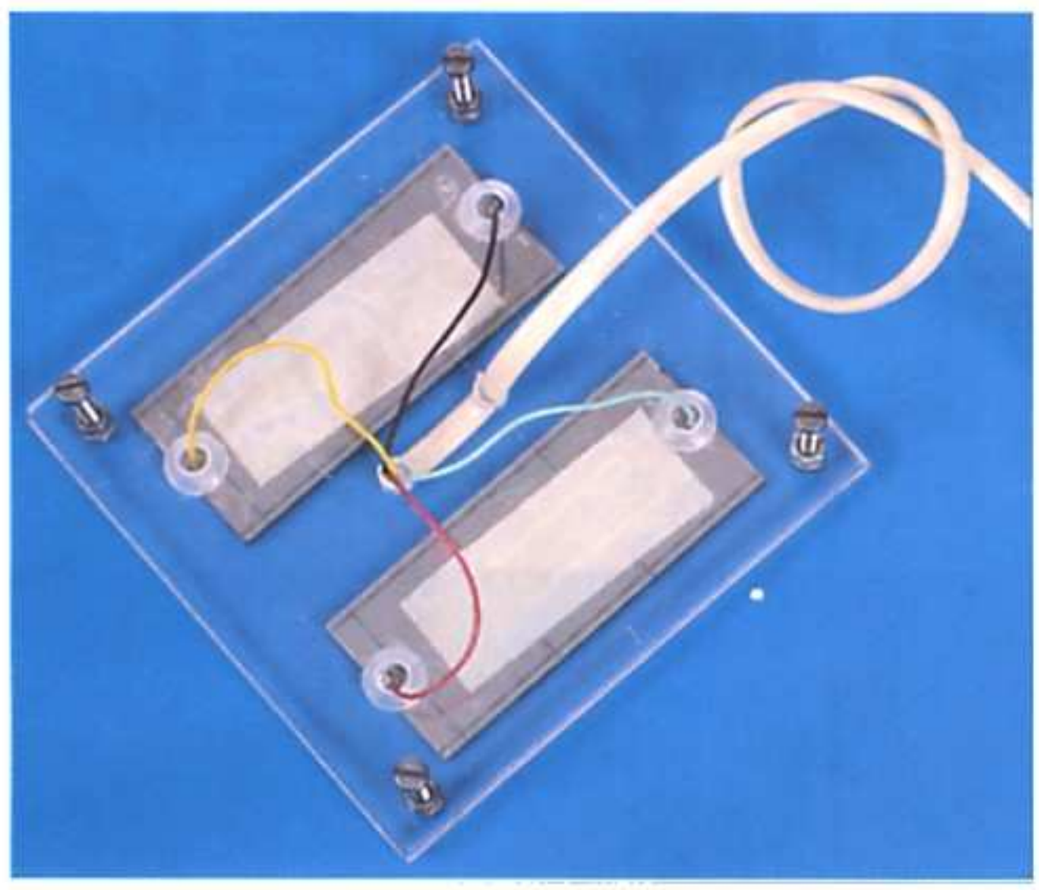


vier pendant plus de 32 s ou lorsque l'examen des données est terminé.
À partir de cet écran, tout appui sur la touche P1 (touche NON -) bascule vers les données du second capteur, alors qu'un appui sur P2 (touche OUI +) provoque l'affichage conjoint des puissances instantanées reçues par les deux capteurs. Un nouvel appui sur P2 affiche les énergies, puis les données relatives aux durées d'ensoleillement récupérées dans la journée, si vous le souhaitez. En appuyant sur P3 (touche VAL) au lieu de P2, vous accédez aux données cumulées depuis la date d'initialisation (énergies, puis durées d'ensoleillement).

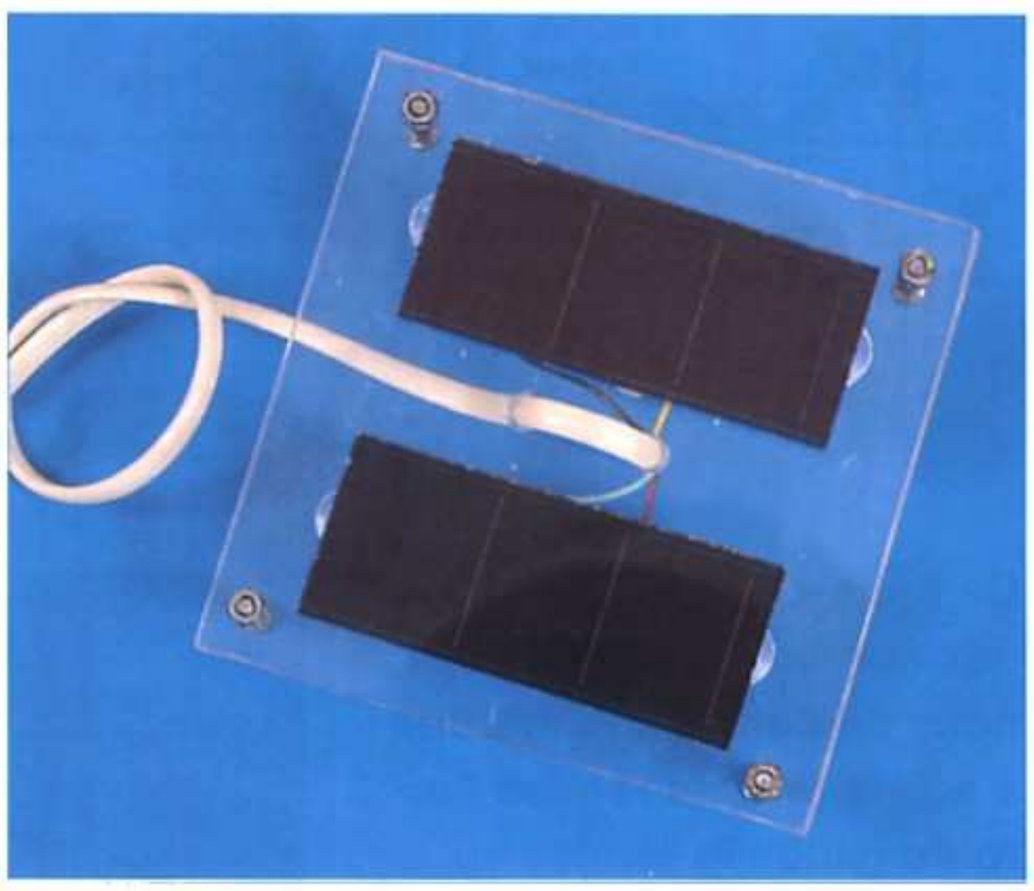
D'autres menus sont proposés en fin d'examen comme la mise à l'heure de l'horloge interne et une éventuelle réinitialisation complète. Ce choix entraînant l'effacement de toutes les données cumulées, une confirmation est requise afin d'éviter qu'une simple erreur de manipulation ait des conséquences fâcheuses.
Lorsque l'alimentation du module est « coupée » ou en effectuant un RESET, seules les données en RAM (correspondant aux relevés de la journée en cours) sont perdues. Tous les cumuls sont conservés en EEPROM de données du PIC. Pour réaliser ces différentes tâches, le programme qui pèse tout de même quelques kilo-octets a été écrit en C (MIKROC). Le programme source ainsi que les bibliothèques, fichiers de définition des fonctions et le fichier binaire exécutable par le microcontrôleur sont mis à votre disposition et donc téléchargeables sur notre site web.
Toutes les opérations de mesures sont gérées en « interruption » par la base de temps qui s'appuie sur le TIMER 2.
C'est donc dans le programme « interrupt » que l'on trouve les ordres de mise à jour de la base de temps, de lecture du CAN, les calculs de puissance, d'énergie, et de durée d'ensoleillement.
C'est aussi en « interruption » que sont gérées diverses variables (durmax et tempmax) qui, lorsqu'elles atteignent un seuil prédéfini, occasionnent pour durmax (32 s) un retour vers l'écran d'affichage par défaut ou pour tempmax (4 min) l'extinction de l'afficheur.
Les lignes du programme source étant agrémentées de nombreux commentaires, vous pourrez, si vous le souhaitez, analyser et éventuellement modifier celui-ci. Vous devrez cependant vous procurer une licence auprès de la société MikroElektonika si vous souhaitez recompiler le programme car celui-ci dépasse 2 kilo-octets.

Préparation des capteurs

Pour que les mesures relevées avec ces capteurs soient le reflet fidèle de ce que fourniront d'éventuels futurs panneaux photovoltaïques de taille plus importante, nous devons les positionner exactement comme le seraient ces futurs panneaux.
Pour cela, nous avons confectionné deux supports plans de forme carrée (10 cm x 10 cm) à partir de plaques de plastique transparent rigide de type Altuglass de 5 mm d'épaisseur sur lesquels sont fixés un ou deux capteurs solaires comme nous le verrons par la suite (**photos B** et **C**).
Il est évident que les dimensions proposées pour les supports de capteurs ne sont pas impératives et que vous pourrez adapter celles-ci à la nature de vos tuiles (plate, canal, romane...) ou ardoises et surtout au mode de fixation que vous aurez envisagé. Le but recherché est d'obtenir un support stable (même en cas de tempête) et orientable afin que le plan des capteurs soit exactement confondu avec le plan moyen du pan de toiture.
La **figure 5** donne un exemple de réalisation d'un tel support. Les systèmes de tiges filetées et d'écrous placés aux quatre angles autorisent une modification de l'inclinaison du support par rapport à la surface de la tuile sur laquelle il est placé.
Normalement, vous devrez munir l'un des supports de deux capteurs (un pour recharger les accumulateurs et l'autre comme capteur de mesure).
Si les deux pans de toiture surveillés sont situés sur le même bâtiment et que des liaisons filaires depuis le module de mesure sont envisageables, le second support ne comportera qu'un seul capteur de mesure.
Par contre, si les pans de toiture appartiennent à deux bâtiments distincts et



B



C

trop éloignés pour qu'une liaison filaire soit réalisable, les deux supports seront munis chacun de deux capteurs.
Vous devrez penser aussi que deux cartes de mesures, sont nécessaires. Chaque carte ne reçoit alors les informations que d'un seul capteur, mais doit disposer de sa propre alimentation. Cela semble évident, mais l'écrire évite les oublis.
Pour réduire la connectique au strict minimum, il est recommandé de prévoir une longueur de fil permettant de relier directement (sans ajout) chaque support de capteurs avec le module de mesure. Du câble téléphonique à quatre conducteurs (deux par capteur) conviendra parfaitement puisque l'intensité qui y circulera restera inférieure à 35 mA.
Deux trous situés sous chaque capteur sont destinés au passage des fils allant vers chacun de leurs pôles.
Ces fils sont soudés directement aux capteurs à l'aide de la soudure spéciale au Nickel fournie dans l'emballage de chaque cellule.
Il faut respecter la disposition (et donc la polarité) des cellules, visible à la figure 5. Penser aussi à repérer les couleurs des fils associés à chaque cellule.
Chaque cellule est ensuite plaquée sur le support et maintenue dans cette position à l'aide d'un adhésif double face interposé entre la cellule et le support. Un cordon de mastic silicone doit être déposé sur le pourtour des cellules, de façon à réaliser une fixation étanche à l'eau.
Une goutte de mastic, au niveau des trous du passage des fils situés sous les cellules, complétera cette étanchéité. L'eau ne doit en aucun cas pouvoir s'insinuer entre le support plastique et les cellules.
Pour ôter toute trace de mastic silicone de la face sensible des cellules, ce qui ne pourrait que réduire leurs performances, utiliser de l'eau et frotter avec un chiffon propre et sec.
Pour immobiliser les fils passant sous le support, utiliser de la colle bicomposants de type Araldite.
Les capteurs solaires utilisés dans cette application sont disponibles chez Conrad. Ils sont livrés avec la soudure au Nickel que nous venons d'évoquer.

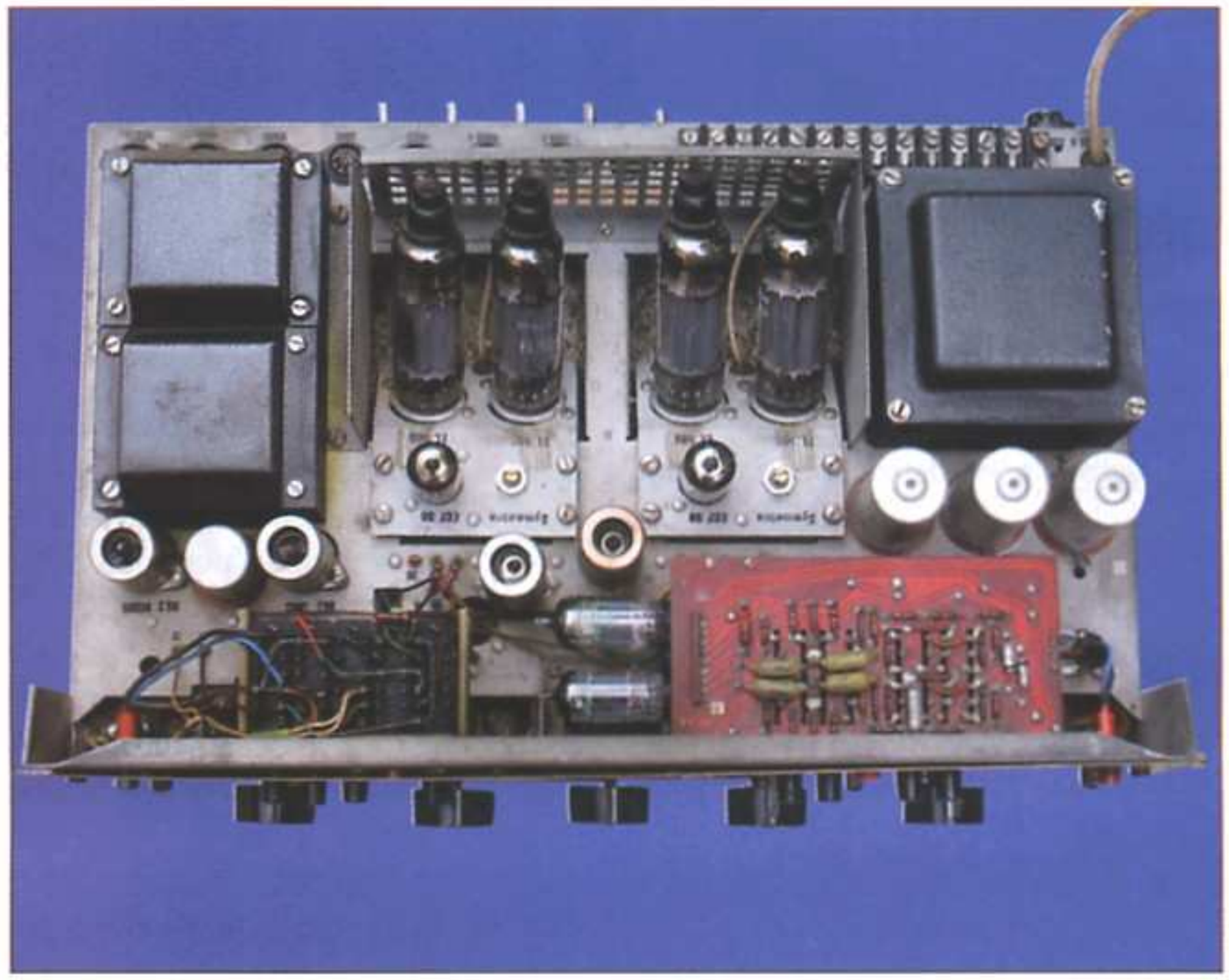
Mise en coffret & Installation

Les dimensions réduites de la carte de mesure permettent d'envisager plusieurs types de coffrets d'habillage que vous choisirez en fonction de la disponibilité et de l'approvisionnement de votre fournisseur habituel. Les éléments, tels que les poussoirs et l'afficheur LCD, devront être accessibles donc se trouver en façade. Le coffret devra aussi pouvoir contenir le coupleur muni de ses deux accumulateurs.
Penser à placer le coffret dans un endroit accessible, protégé de l'humidité et éclairé si vous souhaitez consulter fréquemment les données accumulées.
Pour les supports de capteurs que vous avez réalisés, après avoir déterminé avec soin leur position et leur inclinaison, fixer ceux-ci avec des mastics de collage de couleur appropriée à votre toiture. Fixer ensuite les câbles de liaisons jusqu'au boîtier de mesure.
Relier les capteurs au module de mesure en respectant la fonction et les polarités de chaque bornier (voir la figure 4). C'est là que vous apprécierez le temps « perdu » à repérer les couleurs des différents fils de connexions avec les trois capteurs que nous vous avions suggéré d'effectuer plus tôt.
Une fois les connexions réalisées, y compris avec l'accumulateur, vous devrez initialiser le module de mesure comme nous vous l'avons indiqué précédemment.
Si vous effectuez cette opération à un moment où il y a du soleil, quelques secondes plus tard vous verrez évoluer les valeurs des puissances instantanées pour chaque capteur et, au bout de quelques dizaines de secondes, les premiers millijoules commenceront à s'accumuler.
Après un délai de 4 min, l'afficheur s'éteint et le montage semble ne plus fonctionner. Rassurez-vous, c'est normal. Les données continuent d'être stockées normalement. En appuyant sur l'une des touches du clavier, vous pourrez vous en rendre compte.
Pour effectuer un bilan exploitable des données, la durée d'acquisition d'un an doit être respectée. Cela ne doit pas vous empêcher de procéder à des relevés intermédiaires périodiques qui vous permettront de savoir comment évolue réellement l'ensoleillement respectif de vos deux pans de toiture.

F. JONGBLOET

KLEIN + HUMMEL
L'amplificateur intégré Telewatt VS-71

Ce mois-ci, nous répondons aux nombreux lecteurs qui nous demandent la marche à suivre pour la remise en route (sinon la remise en état) d'anciens appareils à tubes de qualité (évitez les « daubes » sans intérêt !). Dans ce dessein, nous avons choisi un grand classique des amplificateurs intégrés : le VS-71 Telewatt. *Made in West Germany* par la célèbre firme de matériel professionnel de radio diffusion Klein + Hummel (KH), celui-ci fut considéré, en son temps (1963), comme le symbole de la haute fidélité européenne.



Il nous faut remonter à la fin de la seconde guerre mondiale, en 1945. L'Allemagne est vaincue. Les sanctions pleuvent. En radio (on dit encore « TSF » à l'époque), les Alliés interdisent aux Allemands d'émettre en ondes courtes, moyennes et longues par peur de la propagande. Ils leur allouent « royalement » une bande de fréquences inutilisable : de 88 à 100 MHz. Ce qui limite la portée de leurs émetteurs par beau temps à une centaine de kilomètres au maximum, objectif recherché par les Alliés.

Très vite, les Allemands réalisent qu'émettre en modulation d'amplitude traditionnelle (AM) sur ces bandes de fréquences pose des problèmes quasi insurmontables, c'était là encore le but poursuivi par les Alliés.

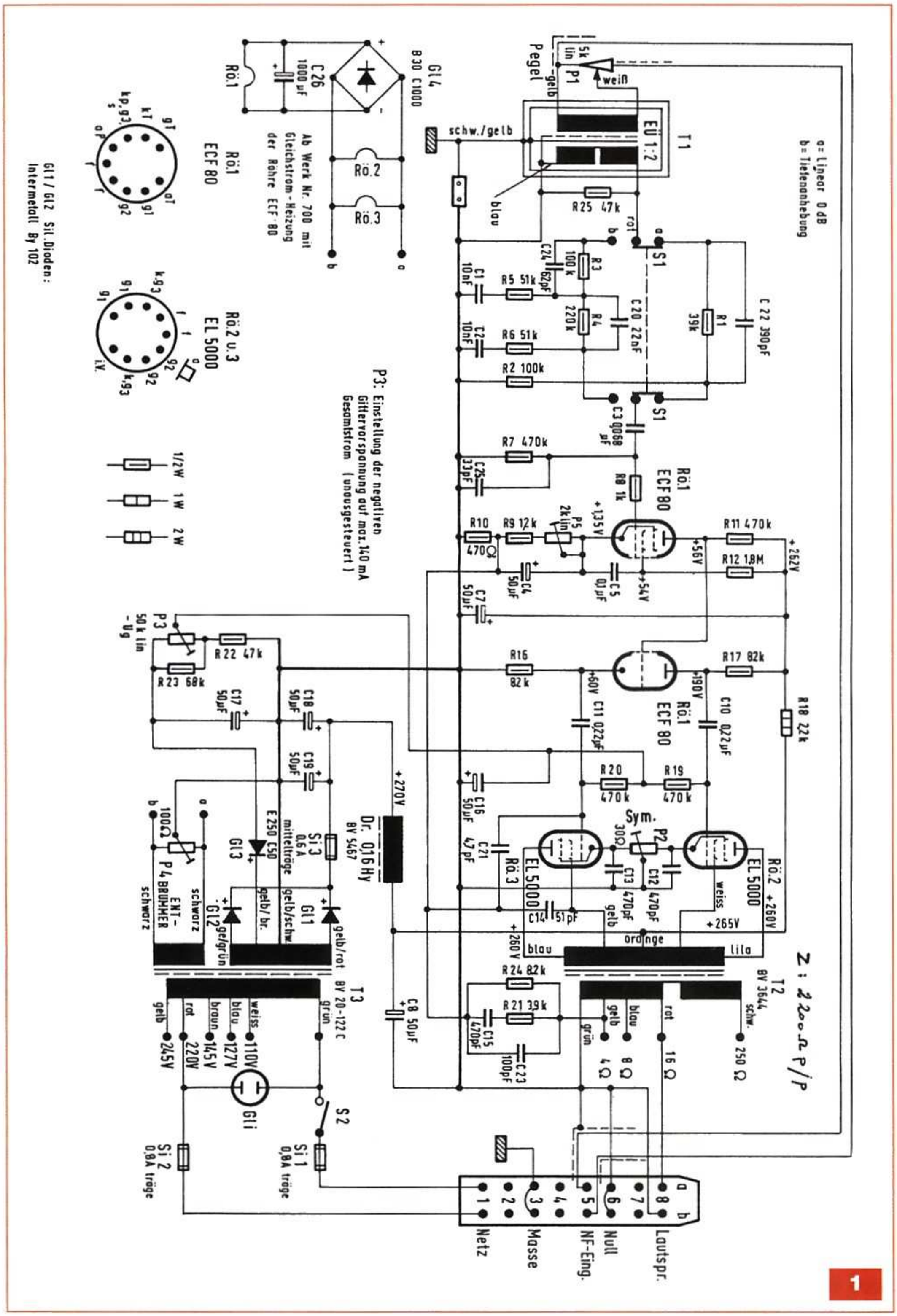
Les Allemands se tournent alors vers un procédé mis au point par l'américain (ironie du sort !) Edwin Howard Armstrong en 1937, très peu utilisé aux Etats-Unis et non encore exploité en Europe : la modulation de fréquence (FM). C'est la révélation !

Dès 1947, les Allemands découvrent avec la FM la possibilité de couvrir la totalité de la bande passante audible avec une dynamique de l'ordre de 75 dB, alors que la radio traditionnelle en modulation d'amplitude, pour des raisons d'encombrement, voit sa bande passante limitée à 4,5 kHz avec une dynamique, dans le meilleur des cas, de 25 dB ! En moins de deux ans, l'Allemagne devient leader mondial de la FM. Il faudra attendre 1956 en France pour que la FM fasse une timide apparition.

Avec la FM et le magnétophone mis au point par AEG en 1935 et surtout la bande magnétique conçue par BASF, l'Allemagne découvre les horizons encore inconnus de la haute fidélité. En deux ans, la radio allemande devient la « radio hi-fi » en Europe. Neumann (pour les micros), Telefunken par le biais de sa filiale EMT et bien d'autres (Grundig, Saba, Graetz, etc.) suivent le mouvement. Toute une industrie de la haute fidélité sonore prend naissance. Il y a une place à prendre.

Les débuts de Klein + Hummel

C'est ainsi que naît, en 1948, la société. Pour la FM, il faut en effet pouvoir contrôler la haute qualité sonore en sortie de table de mixage vers l'antenne. Horst Klein, le financier, et Walter Hummel, l'ingénieur, se ruent dans le créneau en collaboration avec la Bayerische Rundfurk, puis avec la Norddeutschen Rundfunk ils définissent les normes de toute la chaîne de reproduction, des amplificateurs aux enceintes acoustiques : de 40 à 16 kHz ± 3 dB. Taux de distorsion maximale : 1 %. Le succès est immédiat. Klein + Hummel devient la


a = Linear 0 dB
b = Tiefenanhebung
T1
EÜ 1:2
P1
Pegel
5k lin
weiß
gelb
schw./gelb
blau
R25 47k
rot
S1
C 22 390pF
R1 39k
C20 22nF
R4 220k
R3 100k
C24 62pF
C1 10nF
R5 51k
C2 10nF
R6 51k
R2 100k
C3 0,068 µF
R7 470k
C25 33pF
R8 1k
Rö.1 ECF 80
R10 470Ω
R9 12k
P5 2k lin
+1,35V
R11 470k
R12 1,8M
+56V
+54V
+262V
C4 50µF
C5 0,1µF
C7 50µF
R16 82k
R17 82k
+60V
+190V
C11 0,22µF
C10 0,22µF
R18 22k
R20 470k
R19 470k
C16 50µF
C21 47pF
Sym.
P2 30Ω
C13 470pF
C12 470pF
EL 5000
Rö.2 +260V
Rö.3
C14 51pF
+265V
+260V
orange
blau
lila
R24 82k
R21 3,9k
C15 470pF
C23 100pF
T2 BV 3644
schw.
250 Ω
rot
16 Ω
blau
gelb
grün
8 Ω
4 Ω
Z: 2200 Ω P/P
Lautspr.
Null
NF-Eing.
Masse
Netz
Gl4 B 30 C1000
C26 1000 µF
Rö.1
Ab Werk Nr. 700 mit Gleichstrom-Heizung der Röhre ECF 80
Rö.2
Rö.3
Rö.1 ECF 80
Rö.2 u.3 EL 5000
Gl1 / Gl2 Sil.Dioden: Intermetall By 102
1/2W 1W 2W
P3: Einstellung der negativen Gittervorspannung auf max.140 mA Gesamtstrom (unausgesteuert)
P3 50k lin - Ug
R22 47k
R23 68k
C17 50µF
C18 50µF
C19 50µF
+270V
Dr. 0,16 Hy BY 5467
Si 3 0,6 A mittelträge
E 250 C50
Gl3
Gl2
Gl1
gelb/rot
gelb/br.
gelb/grün
gelb/schw.
100Ω
P4 BRUMMER
ENT-
schwarz
T3 BY 20-122 C
grün
weiss
blau
braun
rot
gelb
110V
127V
145V
220V
245V
Gl i
S2
Si 1 0,8A träge
Si 2 0,8A träge
C8 50µF

1

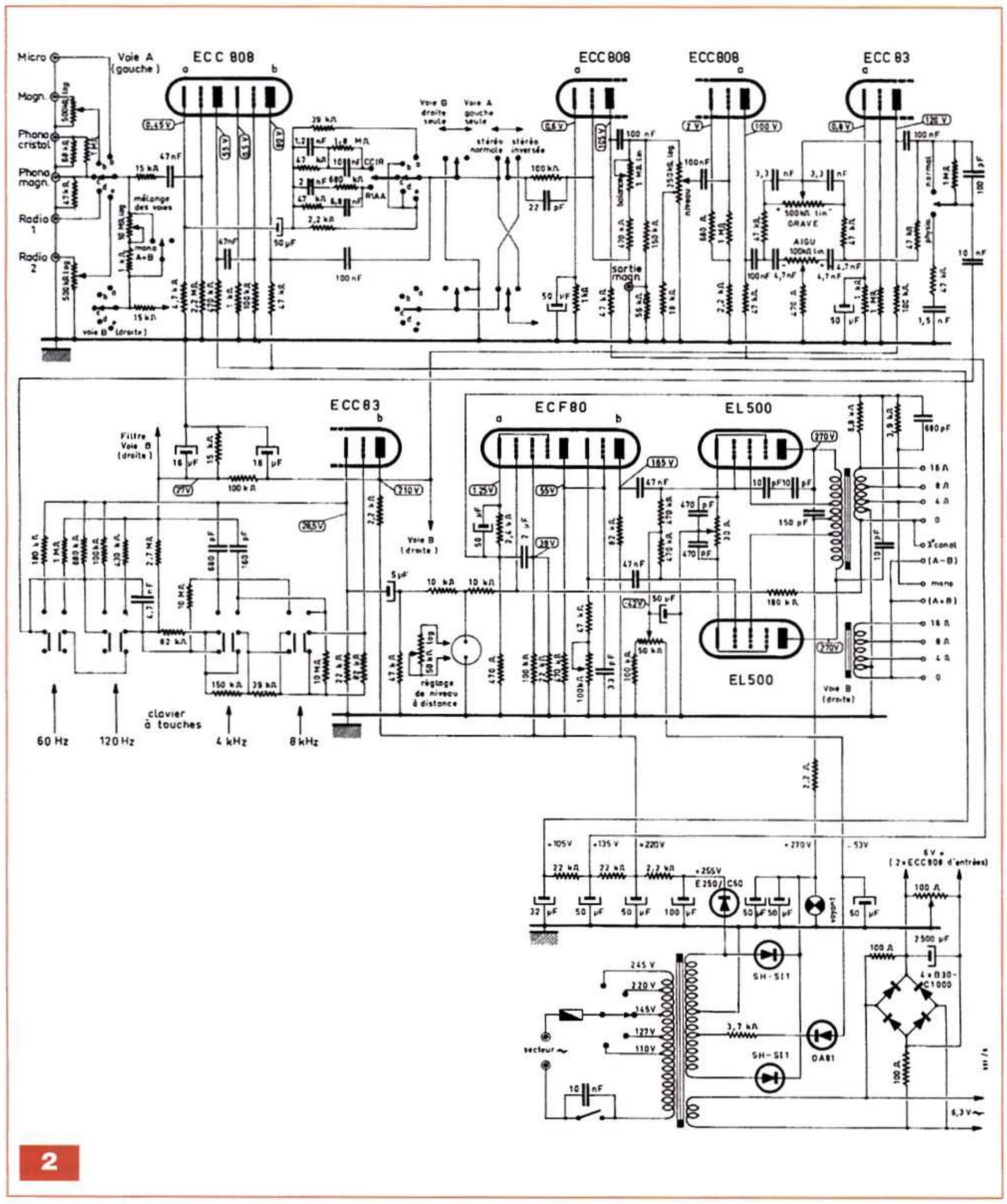
firme d'électro-acoustique professionnelle n°1 en Allemagne.
Malgré ce succès, Horst Klein lâche Walter Hummel trois ans après la création de la société.
Néanmoins, Klein + Hummel perdure jusqu'à aujourd'hui.
En 1956, Klein + Hummel se lance dans la haute fidélité grand public en créant la marque Telewatt. Parallèlement, Klein + Hummel commence à explorer le monde du studio d'enregistrement et crée un égaliseur (*equalizer*), le UE100, et surtout un amplificateur à lampes de 30 W destiné à concurrencer le MC30 de Mc Intosh qui s'est imposé dans le monde entier, tant professionnel que grand public. C'est cet amplificateur qui servira de base, en 1960, au premier amplificateur intégré de « grande puissance » (2 x 35 W !) stéréophonique Telewatt, le VS-70. Lequel emploie comme tubes de puissance des pentodes utilisées en télévision, les EL36.
Le VS-71 Telewatt que nous étudions aujourd'hui est son frère cadet.
Né deux ans après, il utilisera des pentodes de télévision, les EL500.
Parallèlement, Klein + Hummel met au point les plus célèbres de ses créations de studio : les enceintes OX et OY amplifiées, drivées par le même amplificateur (**figure 1**).
Les tubes sont des EL5000, une version renforcée de la EL500 dont l'équivalent grand public est la EL504.
La structure du V-30 comporte des éléments légèrement différents du VS-71 puisqu'il est destiné à des professionnels (transformateurs d'entrée, contre-réaction simplifiée), mais sa philosophie est la même (ultra-linéaire, inverseur cathodyne à liaisons directes, tubes de puissance sous-alimentés pour assurer une longue durée de vie). Cet amplificateur célèbre équipa de nombreux studios. Il fut produit vingt ans durant pour driver l'enceinte OY alors diffusée dans le monde entier (plus de 15 000 exemplaires).

L'aspect extérieur

Avant toute intervention, examinez « l'engin » sous toutes ses coutures ! Pour ce qui concerne le VS-71, ce qui frappe d'emblée c'est la position inusitée des tubes de puissance (ici des EL504). Cet arrangement original permet de réduire l'encombrement hors tout de l'appareil et d'assurer une parfaite ventilation des tubes. Il s'agit de modules pré-câblés destinés à l'amplificateur professionnel V-30. À l'origine, « l'engin » est encastré dans une caisse en bois (véritable !), doublée d'amiante (Aïe, de quoi faire hurler certains...), ce qui garantit un échauffement quasi nul du coffret (l'amiante, ça marche !). Si vous décidez de « désamianter » le coffret (attention aux poussières !), nous vous conseillons de jeter ce dernier et de laisser l'appareil respirer normalement à l'air libre, les EL500/504, ça chauffe terriblement !
Toujours sans rien toucher et surtout sans brancher l'appareil, retournez-le et repérez les composants noircis ou brûlés, n'y touchez pas encore.
Maintenant, il convient d'étudier le schéma.

Le schéma

• **Premier cas :** vous ne possédez pas de schéma.
Repérez tout d'abord les alimentations en partant des condensateurs de filtrage (faciles à voir) et en remontant jusqu'aux transformateurs de sorties. Commencez par retirer tous les tubes de l'appareil. Si vous avez un lampemètre, ôtez-les; sinon repérez leurs positions dans l'appareil afin de les remettre ensuite en lieu et place : il y a des chances pour que cela fonctionne encore !
• **Second cas :** vous possédez le schéma.
C'est ici le cas en **figure 2**, vous êtes donc gagnant et il n'y a aucune raison pour ne pas remettre cet appareil en état de fonctionnement.
Tout d'abord, examinez les multiples commutateurs et claviers, manipulez-les plusieurs fois afin de les désoxyder ; au pire, utilisez un produit pour les contacts. De même, manipulez sans précaution et avec fermeté tous les potentiomètres.
Une fois cet exercice physique terminé, retournez l'appareil et examinez son alimentation. Sur le schéma, seul un canal est représenté, l'alimentation est commune aux deux canaux. C'est une alimentation hyper classique : un transformateur d'alimentation (fusible au primaire à vérifier; s'il est grillé, c'est que l'engin a eu un vrai problème... prudence pour la suite !), fusible 2,5 A ***slow blow*** (fusion lente).
Attention, **pas de fusion rapide**. Tous les appareils électroniques à tubes ou à transistors ont un courant d'appel très élevé lors de l'allumage. Ceci est dû à l'appel de courant des condensateurs de filtrage qui doivent se charger. Si votre appareil comporte une valve de redressement de type GZ32, GZ34, 6X4 ou 5Y3, il n'y aura pas d'appel de courant important car leur chauffage est progressif. Avec des valves 5U4, 5T4 ou des diodes (ce qui est le cas du VS-71), le courant fourni aux condensateurs est instantané et **très élevé** (plusieurs ampères au primaire du transformateur). Avec un fusible rapide, vous êtes cuit ! Ce dernier claque, bien qu'il n'y ait pas de panne !
Maintenant abordons les condensateurs de filtrage. C'est une légende tenace d'imaginer qu'ils sont morts ! C'est en réalité très rare. Il faut simplement les **reformer**.
• **Premier cas de figure** : vous disposez d'une alimentation haute tension réglable (c'est l'idéal).
Connectez le (+) de votre alimentation au point de jonction des diodes SH-SI1 et le (-) à la masse (châssis). En partant de zéro, augmentez doucement la tension et contrôlez le courant avec un milliampèremètre. Vous verrez l'aiguille de l'appareil de mesure grimper d'un coup et retomber à zéro. Vérifiez la tension en faisant attention de ne pas dépasser la tension maximale que peuvent supporter les condensateurs (ici 350 V).
Si le courant grimpe sans retomber à zéro, cela signifie que l'un des deux condensateurs de 50 µF, voire les deux, est en court-circuit. Dans ce cas, n'hésitez pas, changez-les.
Si pendant la charge, vous n'avez **aucun** appel de courant, cela signifie que les condensateurs **sont secs** et ne sont plus des condensateurs mais de parfaits isolants, votre appareil va ronfler énormément car il n'y aura pas



2

de filtrage. Cela dit, si vous cherchez la perfection, sachez que tous les condensateurs électrochimiques en bonne santé ont toujours un petit courant de fuite.
Voici sa valeur :
- Si la tension est en dessous de 100 V, appliquez la formule suivante :
I en µA : 0,08 C.V + 100
Avec C en µF et V en volts.
- Pour la haute tension au-dessus de 100 V :
I en µA : 0,05 C.V + 250

• Deuxième cas de figure : vous ne possédez pas d'alimentation variable.
Il vous faut impérativement un alternostat (variateur de tension) en courant alternatif de 0 à 240 V, ce qui est bien pratique lorsque vous possédez un « engin » fonctionnant en 110 V.
Puissance : environ 500 VA
Branchez la prise secteur sur l'alternostat, montez doucement la tension au primaire du transformateur d'alimentation. Ne pas oublier de mettre l'interrupteur de l'appareil sur la position marche !
Placez un voltmètre au point de jonction SH-SI1. Augmentez très doucement la tension d'alimentation.

Si tout fonctionne correctement, vous devez voir monter la tension continue redressée. Dans le cas contraire, coupez tout, soit les condensateurs sont en court-circuit, soit il y a un court-circuit ailleurs dans l'appareil ! Bon courage...

Supposons que tout soit normal sur l'alimentation principale et profitons-en pour tester les transformateurs de sorties.

Placez le voltmètre de contrôle entre les chapeaux censés alimenter les anodes des EL500 et la masse.

Abaissez la tension à 200 V (inutile de vous électrocuter !) Vous devez enregistrer ces 200 V sur les connecteurs des deux tubes. Si tout est correct, cela signifie que les transformateurs de sorties ne sont pas coupés.

Vérifiez ensuite les prises « écrans » (transfos ultra-linéaires), broches 6 et 7 des tubes de puissance. Ici encore, vous devez trouver vos 200 V.

Et maintenant passons à la suite de l'alimentation, car nous n'avons jusqu'ici contrôlé que l'alimentation principale des tubes de puissance. Il nous faut maintenant contrôler l'alimentation du préamplificateur et de l'inverseur de phase.

C'est un redressement simple alternance effectué par un antique redresseur (à changer contre une diode 1N4007). Repérez E250/C50 sur le schéma. Même manipulation pour reformer la série des condensateurs (100 µF, 50 µF, 50 µF, 32 µF).

Appliquez la haute tension sur le (+) du condensateur de 100 µF ou en sortie du redresseur ou bien utilisez l'alternostat en contrôlant la tension.

N'hésitez pas à changer E250/C50 par une diode 1N4007. Ces vieux redresseurs à oxyde sont **tous** défectueux avec l'âge.

Attention, n'oubliez pas que l'appareil n'a pas de tubes, il n'y a donc pas de débit; les condensateurs vont rester chargés (parfois plusieurs heures !). Déchargez-les en utilisant une résistance de 1000 Ω/10 W placée entre les (+) des condensateurs et le châssis de l'appareil. C'est une bonne précaution à prendre si vous n'aimez pas les décharges déplaisantes en cas de contact accidentel.

Voyons maintenant l'alimentation négative de polarisation des tubes de puissance. L'élément redresseur est une vieille OA81, diode au germanium. Changez-la d'office contre une 1N4004, votre appareil ne s'en portera que mieux. Utilisez l'alternostat et placez le voltmètre en sortie de la diode. Vous devez enregistrer une **tension négative**. N'oubliez pas que les condensateurs de 50 µF (tubulaires) sont montés à l'envers, le (+) au châssis. Vérifiez tout le circuit de polarisation, de la broche 1 des EL504 aux potentiomètres de réglage de 50 kΩ. Vérifiez qu'ils agissent bien. Si la tension maximale que vous mesurez est inférieure à 50 V, les condensateurs de 50 µF (ils sont trois) sont à changer. Ceux-là meurent facilement, remplacez-les par des 47 µF/63 V normalisés.

Dernière alimentation à vérifier : le pont redresseur de 6 V alimentant les ECC808 d'entrée. N'hésitez pas à changer le condensateur de 2500 µF contre un 4700 µF/25 V.

En montant doucement la tension à l'alternostat, vérifiez que vous enregistrez bien une tension continue de l'ordre de 5 à 6 V aux bornes du condensateur que vous venez de changer. Dans le cas contraire, vérifiez que vous trouvez bien 5 à 6 V alternatifs aux bornes du pont. Ne dépassez jamais 180 V alternatifs sur l'alternostat afin de ne pas générer des tensions trop élevées au secondaire du transformateur d'alimentation. Lequel ne débite pas puisqu'il n'y a pas de tube. Si la tension alternative est présente aux bornes du pont, il y a de grandes chances pour que ce soit lui qui soit hors d'usage. Changez-le contre un pont moderne qui supporte facilement 2 à 3 A sous 100 V. Cela fonctionnera.

Si nous nous sommes étendus sur le contrôle des circuits d'alimentation, c'est que neuf pannes sur dix sont causées par ces circuits. Et maintenant au travail !

Mise en route

L'étage de puissance

Vérifiez les potentiomètres bobinés d'équilibrage de 30 Ω dans les cathodes des tubes. Il se peut qu'ils soient grillés. Remplacez ces potentiomètres par des résistances de

Le Telewatt V-71 frappe d'emblée par la position inusitée de ses tubes de puissance (ici des EL504). Cet arrangement original permet de réduire l'encombrement hors tout de l'appareil et d'assurer une parfaite ventilation des tubes

15 Ω/4 W entre les cathodes et la masse (châssis). Plus aucun risque de panne !

Réinstallez les EL500/EL504 (équivalence américaine : 6GB5; russe : 6P36S). Connectez vos haut-parleurs aux sorties.

Avec l'alternostat, portez la tension à 220 V. Il ne doit y avoir aucun bruit en sortie. Réglez la tension de polarisation à -42 V. Vérifiez les tensions « plaque » et « écran » des tubes, vous devez trouver entre 220 et 280 V sur chaque électrode. En touchant légèrement avec un tournevis la sortie des condensateurs de liaisons de 47 nF, vous devez entendre un léger ronflement dans les haut-parleurs. **Attention** : vérifiez la tension de polarisation au point de jonction entre les 47 nF et les résistances de « fuite » de 470 kΩ. Vous devez mesurer vos -42 V de polarisation. Si vous êtes en dessous, c'est que les 47 nF fuient, ce qui arrive souvent. Ceci est la panne classique de tous les vieux appareils à tubes : les condensateurs de liaisons fuient. Changez-les contre des condensateurs de même valeur au polypropylène.

Cet étage de puissance, comment fonctionne-t-il ? C'est un ultra-linéaire.

Les deux condensateurs de 10 pF, insérés entre la plaque et la grille de « commande » du tube supérieur, sont là pour empêcher des oscillations; de même, le 150 pF entre la haute tension et cette même plaque.
Les secondaires ont l'air étrange !
On trouve un point milieu sur l'enroulement 4 Ω relié à la masse.
Deux raisons à cela :
- permettre une combinaison phase-hors phase pour un troisième canal central qui enregistre en mono 4 Ω la somme ou la différence des canaux stéréo (parfait pour le dolby surround !). Les concepteurs de l'époque luttaient contre le trou central en stéréo !
- permettre une double contre-réaction en tension et en intensité afin de maîtriser le coefficient d'amortissement de l'amplificateur. Nous verrons cela plus loin.

L'étage inverseur de phase

Il nous faut maintenant étudier l'étage inverseur de phase (ECF80/6BL8).
La partie pentode de la ECF80 préamplifie le signal appliqué sur sa grille. Une **contre-réaction de tension** est amenée sur la cathode du tube, aux bornes d'une résistance de 470 Ω. Plus original, la grille de la pentode à travers la résistance de fuite de 180 kΩ est reliée à la masse. Cela à travers l'enroulement 4 Ω du transformateur de sortie dont le point milieu est à la masse (châssis). C'est une **contre-réaction d'intensité**. La combinaison des deux contre-réaction ajuste parfaitement le coefficient d'amortissement **quels que soient les haut-parleurs connectés en sorties**. C'est un procédé connu, tombé malheureusement dans l'oubli !
La liaison entre la plaque de la pentode et la grille de l'inverseur de phase cathodyne est **directe** (principe Williamson). Deux charges **égales** de 82 kΩ se trouvent dans la plaque et la cathode du tube. Dans la cathode : le potentiomètre de 100 kΩ destiné à équilibrer le niveau du signal est une fausse bonne idée. À supprimer sans pitié, car non seulement il joue sur le niveau alternatif, mais aussi sur la polarisation du tube ! Danger : en cas de mauvais réglage, la grille de la triode devient positive ! Mort du tube assurée... Remplacez la résistance de 47 kΩ et le petit potentiomètre de réglage (source de crachements) par une honnête résistance de 82 kΩ.
Remplacez, par la même occasion, la 82 kΩ de la plaque, ces résistances doivent être **rigoureusement** égales.
Réinstallez la ECF80. Testez les tensions continues. Appliquez un signal sur la fiche DIN du réglage à distance marquée « FERN ».
L'amplificateur de puissance doit fonctionner. Dans le cas contraire, vérifiez que le signal arrive bien en **opposition de phase** sur les grilles des EL500 (à l'aide d'un oscilloscope).
Et maintenant, passons au préamplificateur.

Le préamplificateur

Tout d'abord, ne vous affolez pas ! Les ECC808 sont en réalité des 12AX7 dont le filament est alimenté en 6,3 V au lieu des 12 V habituels. Ces deux tubes ont leurs filaments alimentés en 6 V continu, ce qui est exceptionnel pour un appareil grand public de cette époque.
Contrairement à l'amplificateur de puissance où on remonte de la sortie vers l'entrée, pour le préamplificateur, nous examinerons les circuits de l'entrée vers la sortie.
Tout d'abord, placez la sonde de l'oscilloscope sur la grille de la première ECC808 afin de tester toutes les entrées avec le commutateur de sélection des sources. Envoyez un signal sur toutes les entrées. Manipulez le commutateur et vérifiez que le signal arrive bien **sur les deux canaux**. Attention : les fiches DIN ne sont pas câblées selon le standard habituel, signal sur broches 1 et 5, masse en 3. Ce premier étage utilise une contre-réaction linéaire avec une résistance de 39 kΩ pour la position (a) du commutateur qui correspond à l'entrée « micro ». Pour les positions (b), (d) et (e), on ramène la contre-réaction à travers une résistance de 2,2 kΩ de façon à réduire le gain en « radio » et « magnétophone » à une valeur raisonnable. En positions (c) et (d), on sélectionne les entrées « phono » avec deux réseaux de contre-réactions sélectifs, commutables en façade de l'amplificateur. **1ère position** : RIAA. **2e position** CCIR (courbe normalisée en Allemagne à l'époque et en Angleterre par DECCA « FFrr »).
Ces cinq contre-réactions sont appliquées à la cathode de la première ECC808 par un condensateur de 50 µF. Cette cathode est polarisée par une résistance de 4,7 kΩ.
Attention : le 50 µF électrochimique est à remplacer par un « tantale » isolé à 10 V. Veiller au potentiomètre de 10 MΩ (mélange des voies) qui ne sert plus à rien de nos jours (toujours la hantise du trou central). À déconnecter.
Les étages suivants ECC808, ECC83 (12AX7) du réglage des graves et des aigus (passifs + contre-réaction), tout comme les filtres sont directement inspirés du célèbre égaliseur UE100 de Klein + Hummel. Particulièrement efficace, il a fait la réputation de la marque dans le monde professionnel (pas ou peu de rotation de phase). La dernière ECC83 fonctionne en cathodyne, faible impédance de sortie. La liaison vers l'amplificateur de puissance s'effectue à travers un condensateur de forte valeur (5 µF), à remplacer par **un tantale de la même valeur**.
Vérifiez toutes les tensions. N'hésitez pas à changer les condensateurs de liaisons s'ils fuient (tensions continues sur les grilles).
Suivez le signal étage par étage. Attention à la balance qui utilise une contre-réaction sur la troisième ECC808 entre plaque et grille : potentiomètre de 1 MΩ, variation ±15 dB, ce qui est suffisant et n'altère pas le signal. Ce procédé a été repris dix ans plus tard par VTL aux Etats-Unis.

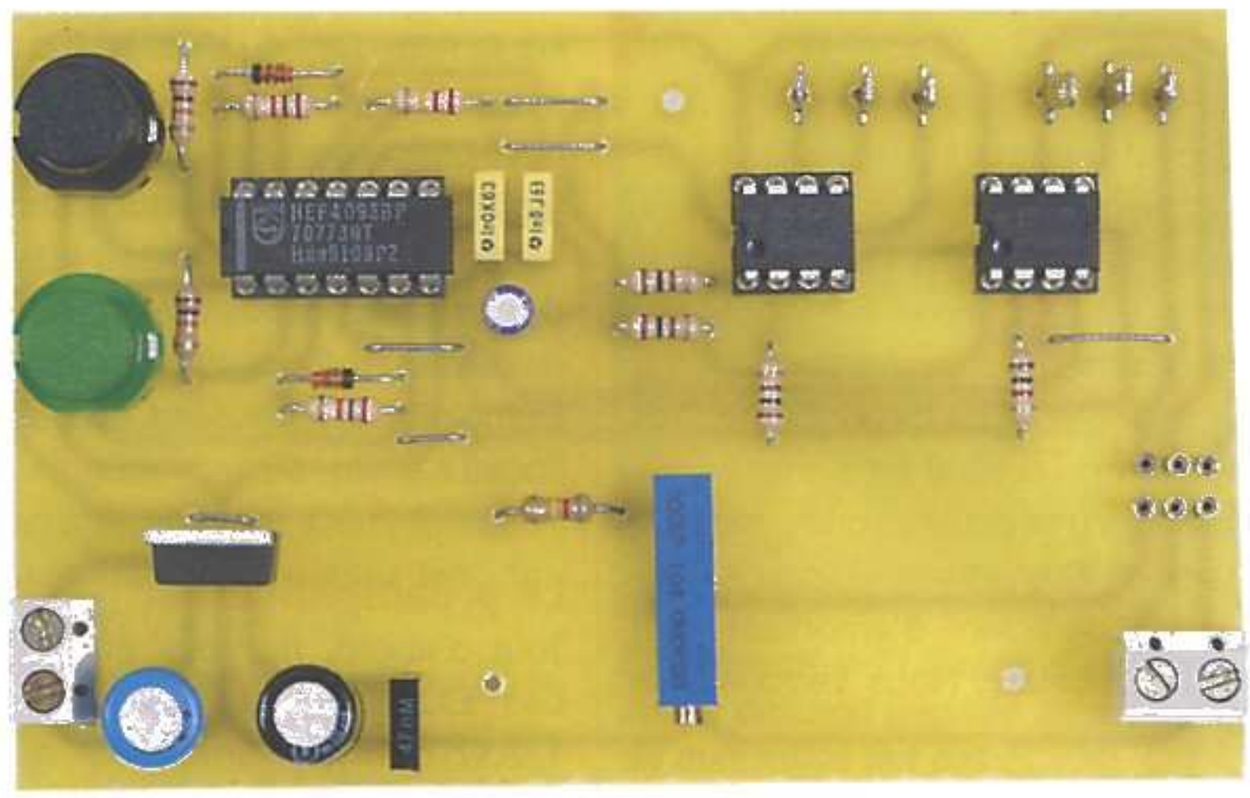
Derniers conseils

Pour vous guider dans la réparation et la remise en état d'un « engin », quel qu'il soit, nous venons de choisir à dessein un appareil assez compliqué. Sachez que, quel que soit l'appareil, vous ne devez être guidé que par la logique et non par l'instinct. Ne partez pas dans tous les sens, respectez l'ordre des contrôles :
1) alimentation
2) amplificateur de puissance
3) préamplificateur
Il y a une logique dans tout cela !

Bon travail
R. BASSI

Potentiomètre numérique

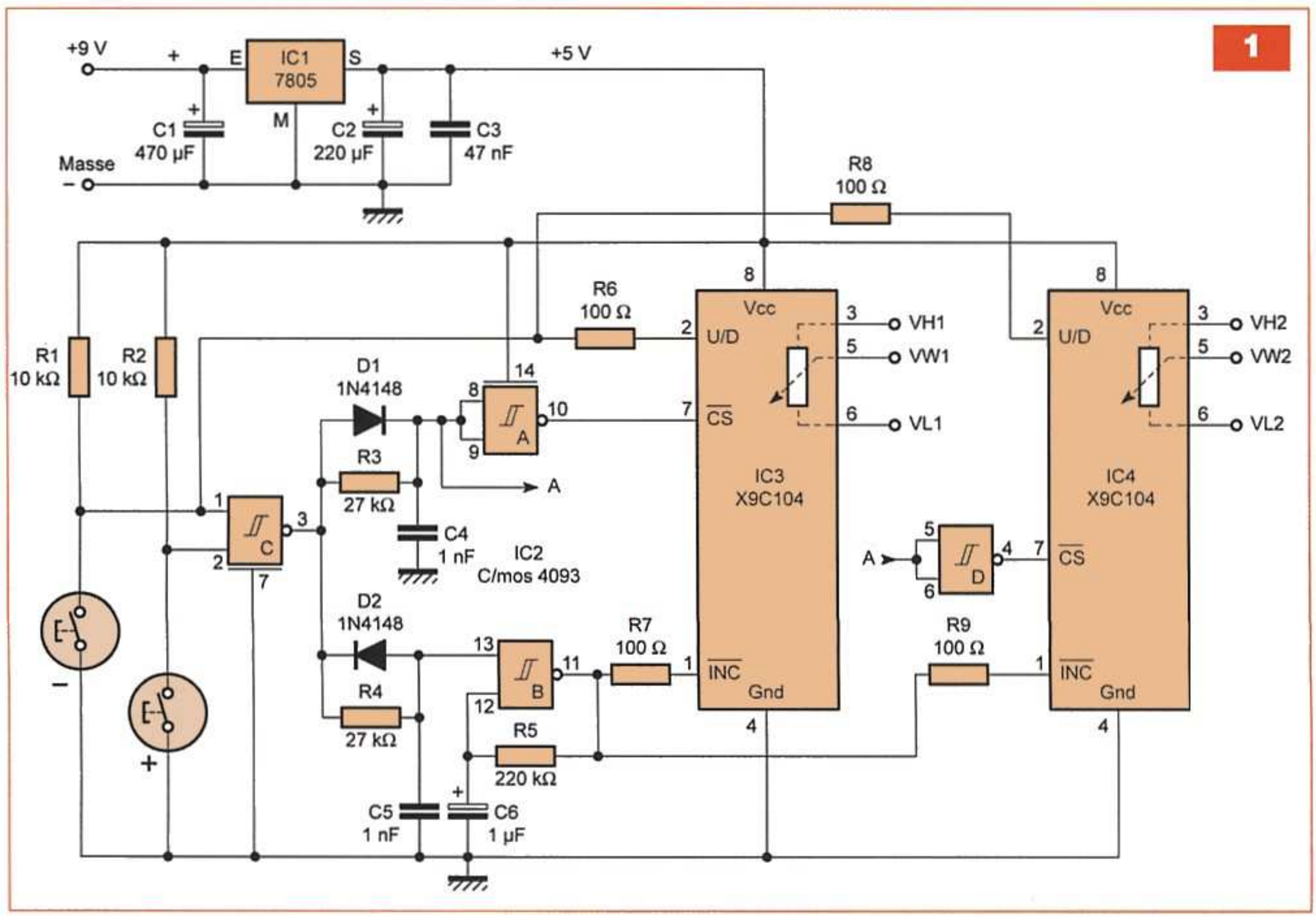
De nos jours, les potentiomètres dits à « commande numérique », remplacent très avantageusement leurs équivalents mécaniques. Outre le fait qu'ils soient télécommandables, sans nécessiter un quelconque dispositif de motorisation, ils ont pour atouts une taille réduite, pas d'usure mécanique et une certaine immunité à la poussière, à l'humidité et à bien d'autres agressions physiques extérieures.



Leur mode de commande est plus rapide puisqu'il s'agit soit d'un code de programmation, soit d'une action sur des poussoirs d'incrémentation ou de décrémentation.
De plus, la présence physique du corps du potentiomètre n'est plus indispensable en face avant d'un appareil, la commande pouvant être éloignée, ce qui évite bien des complications de câblages blindés.
On trouve, bien entendu, des modèles qui intègrent une mémoire non volatile, conservant à volonté et quasi indéfiniment la position dernière du réglage.
Les utilisations sont identiques, réglage de volume, luminosité, vitesse, filtres divers. D'ailleurs, les trois bornes du modèle électronique sont pratiquement équivalentes aux terminaisons du potentiomètre mécanique usuel. Le curseur, souvent noté « W » pour « Wiper », évolue entre les segments résistifs intégrés, en fonction des ordres donnés.
Le module pourra être utilisé indifféremment en montage potentiométrique vrai à trois fils, (montage diviseur de tension) ou en rhéostat série à deux fils avec point commun.
La résolution d'un potentiomètre numérique est souvent comprise entre cinq et huit bits, ce qui se traduit par trente-deux à deux cent cinquante-six pas ou positions de réglage. Imaginez obtenir une centaine de positions différentes sur le bouton de commande manuel, rotatif ou linéaire, d'un potentiomètre traditionnel !
Nous atteindrons cette précision avec le circuit ici utilisé et décrit.
L'architecture d'un potentiomètre numérique repose sur le principe d'un simple convertisseur numérique /analogique, basé sur un réseau de résistances commandées par des interrupteurs électroniques. Des résistances de valeurs égales donnent une loi de variation linéaire, mais une variation logarithmique est aisée à obtenir pour mieux répondre à la sensibilité de notre oreille aux niveaux des pressions acoustiques (voir les dB).
Les résistances peuvent être en silicium « poly cristallin » ordinaire ou à film mince selon la précision souhaitée (coefficient de température plus bas).
Le mode de commande s'effectue par l'intermédiaire d'un bus série à deux ou trois fils ou par des entrées à incrémentation/décrémentation comme ce sera le cas sur notre maquette.
Les bus « série » utilisent le protocole I²C ou SPI, mais nécessitent l'utilisation d'un microcontrôleur, même simpliste. Cette solution est préconisée si plusieurs exemplaires de potentiomètres doivent cohabiter sur un même bus, avec d'autres circuits adressables.

Le composant potentiomètre

La résistance est sans doute l'élément le plus connu des composants passifs. L'échelonnement des valeurs normalisées dans une décade comporte trois valeurs pour la série E3 (tolérance 20 %) et jusqu'à quatre-vingt-seize valeurs pour la série E96 (tolérance 1 %)
Il existe des résistances de précision à 0,1 % destinées à des ponts diviseurs ou atténuateurs « hyper » précis, mais le prix de revient est prohibitif pour un usage courant.
Afin d'obtenir une valeur précise ou procéder à un réglage fréquent, on utilise des ajustables implantés directement sur les cartes imprimées ou des potentiomètres à commander avec un bouton en face avant.
La piste de carbone des anciens modèles a cédé la place aux pistes « Cermet » à usage professionnel.
Avec un peu d'imagination, une piste de potentiomètre n'est jamais que la



mise en série de nombreuses résistances élémentaires sur lesquelles vient frotter un curseur mobile. Avec la quasi généralisation des boîtiers de télécommandes de toutes natures, on trouve désormais normal et confortable de n'avoir plus à manipuler directement les boutons de volume ou de luminosité, alors qu'il est si facile (trop même) de changer de chaîne (zapper) à l'aide d'une simple action sur le chiffre souhaité ou sur les deux poussoirs qui contrôlent le son ou les chaînes d'un téléviseur !

Le circuit XICOR X9C104

Nous avons choisi ce modèle pour diverses raisons : sa disponibilité et son coût réduit, son mode de commande par deux poussoirs seulement, quelques composants ordinaires non programmables.

Sa valeur ohmique s'élève à 100 kΩ (104), mais des valeurs différentes sont disponibles, comme 1 kΩ, 10 kΩ ou 50 kΩ.

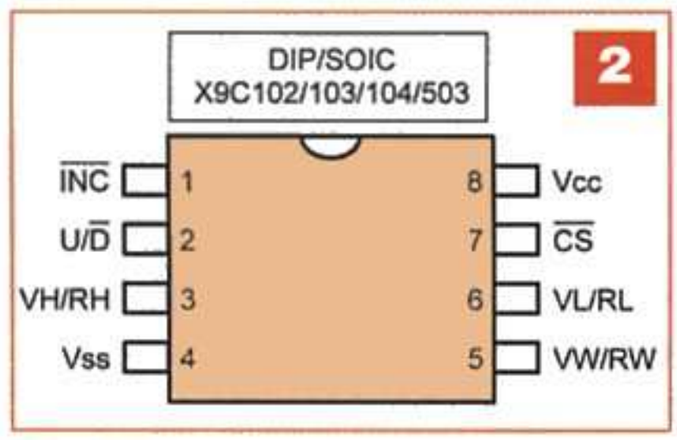
Le composant se présente sous la forme d'un banal circuit intégré en boîtier DIP 8. Il comporte cent pas de réglage, on devine qu'il contient donc quatre-vingt-dix-neuf résistances identiques internes. Sa tension d'alimentation spécifique est de +5 V, pour une intensité nominale de 3 mA au plus. Il comporte une mémoire non volatile sur sept bits, capable de conserver les données sur un siècle ! Trois broches seulement sont nécessaires pour piloter convenablement ce composant génial (**figure 1**) :

- la broche CS/ ou Chip Select control input
- la broche INC/ ou Incrément control input
- la broche U/D ou Up/Down control input

Bien entendu, des niveaux logiques adaptés et parfaitement synchronisés sont indispensables pour obtenir une commande fiable du circuit X9C104.

Nous invitons nos lecteurs à prendre connaissance des renseignements fournis sur la documentation technique du constructeur.

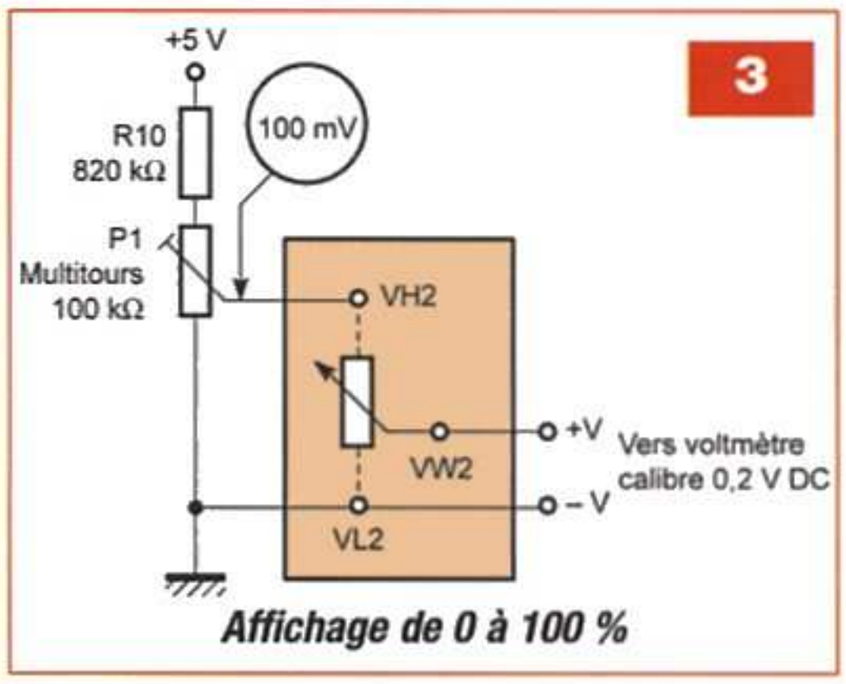
Les broches utiles du potentiomètre sont pour les extrémités VL et VH, alors que le curseur porte le repère VW (comme Wiper).



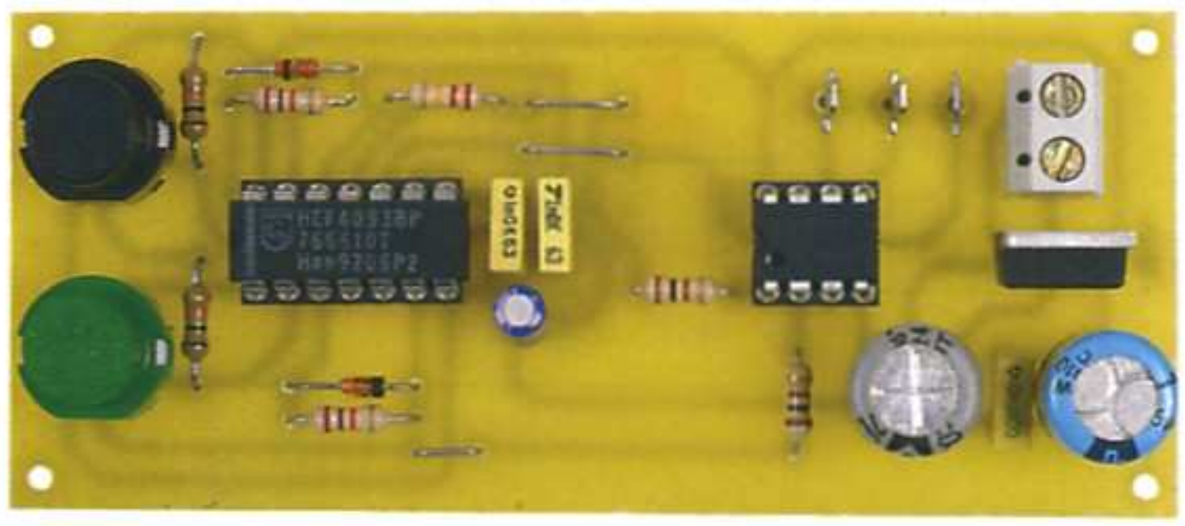
Analyse du schéma électronique

Nous présentons, en **figure 2,** le schéma électronique détaillé d'un potentiomètre double ou stéréophonique, mettant en œuvre deux X9C104. Une variante sera décrite en fin d'article, à savoir une version monophonique (ou une voie) qui exploite, bien entendu, le même schéma simplifié.

Nous avons respecté à la lettre le schéma d'application proposé par le fabricant. La tension d'alimentation préconisée étant de +5 V, un classique régulateur 7805, associé à quelques condensateurs, délivre facilement cette tension filtrée et stable. Le circuit IC3 reçoit la tension positive sur sa broche (8) et la masse sur la broche (4). Voyons tout d'abord la sortie : les



Affichage de 0 à 100 %



broches utiles du potentiomètre numérique sont disponibles en (3, 6 et 5). Cette dernière, notée VW indice 1 pour la première voie, représente bien entendu notre curseur variable.

La résistance totale mesurée entre les broches VL et VH est proche de 100 kΩ. Elle est parcourue en totalité en cent pas réguliers, par actions sur les broches de commande qui déterminent la validation du circuit, la détermination du sens de manœuvre et les impulsions d'incrémentation ou de décrémentation.

La patte (1), notée INC/, représente précisément l'entrée de comptage ou d'horloge, qui recevra les créneaux périodiques d'une bascule astable toute simple, construite autour de la porte NAND trigger B. Les composants R5 et C6 déterminent, à eux seuls, la fréquence exacte du signal émis, fréquence de répétition relativement lente pour assurer un réglage fiable et facile du potentiomètre IC3.

Toutefois, ce signal rectangulaire ne sera validé qu'à condition que la patte (13) de la porte NAND B soit « haute ». Les pattes (1) et (2) de la porte NAND C sont forcées à l'état « haut » à travers les résistances R1 et R2 de 10 kΩ. De ce fait, la sortie (3) de la porte C est « basse » lorsque les deux poussoirs de commande « + » et « - » sont au repos, c'est-à-dire non actionnés. La patte (2) U/D du circuit IC3, qui détermine le sens du comptage, est elle aussi au niveau « haut », préparant une incrémentation par défaut, sauf si c'est le poussoir inverse qui est actionné.

Supposons vouloir faire évoluer le potentiomètre vers le haut. Il suffit alors de maintenir le doigt sur le poussoir (+) avec, pour conséquence, la mise à l'état « haut » de la sortie de la porte C, selon les règles bien connues de la logique de Boole.

L'oscillateur astable est validé et délivre des impulsions régulières sur la patte INC/ du circuit IC3, à travers la faible résistance R7 (seuls les fronts négatifs sont actifs d'ailleurs).

L'entrée U/D est restée « haute » et détermine par conséquent le sens croissant de la résistance de sortie de IC3. Quant à la broche CS/, elle est restée « basse » grâce à l'inversion apportée par la porte NAND A.

Les diodes D1, D2 et les résistances R3, R4 annexes, apportent un léger retard dans l'établissement des divers niveaux logiques, pour un fonctionnement optimal.

Une pression sur le poussoir « - » occasionne les mêmes actions, à cela près que la broche U/D reste « basse » et provoque une diminution de la résistance. L'utilisation de la broche (7) CS/ est importante pour mémoriser la valeur atteinte par le curseur du potentiomètre. L'ordre d'écriture en mémoire EEPROM est donné lorsque l'entrée « horloge » présente un état « haut » et pendant le front montant sur la broche (7) d'IC3. Le constructeur annonce fièrement dans sa notice une mémorisation proche du siècle !

Le second exemplaire du circuit Xicor, noté IC4, est utilisé de la même manière et simultanément, grâce aux mêmes poussoirs de commande.

Seule la porte NAND D a été affectée à l'entrée CS/ de IC4. La broche (2) du sens de variation est alimentée au travers de la résistance R8 et de même pour la broche d'horloge (1) à travers R9. Seuls les indices VL2, VW2 et VH2 diffèrent en sortie. Nous n'avons pas constaté de grosses différences sur les valeurs ohmiques des deux voies en mode stéréo.

De toute manière, il est possible de mette à zéro séparément chaque circuit, si le besoin s'en fait sentir.

Un potentiomètre monophonique est proposé sur un circuit imprimé spécifique qui n'utilise, bien entendu, qu'un seul exemplaire du composant Xicor. Vous trouverez, en **figure 3**, une variante qui permet, en lieu et place du module stéréophonique, de disposer d'un affichage très précis de la position du potentiomètre.

IC3 est ici le composant utilisé pour l'application en tant que potentiomètre, tandis que IC4 reçoit une tension très exactement de 100 mV, à l'aide du pont diviseur réalisé avec la résistance R10 et l'ajustable multitours P1. Sur le curseur VW2 une tension continue, évoluant entre 0 et 100 mV, est disponible. Un voltmètre commuté sur le calibre 0,2 V donne ainsi le pourcentage d'utilisation du potentiomètre IC3, de 0 à 100 % !

Une option qu'il vous faudra valider en insérant trois petits straps sur les picots spécifiques prévus à cet effet.

Réalisation

Deux cartes imprimées sont proposées avec, en **figure 4,** les pistes cuivrées de la version stéréophonique (ou mono + affichage).

La mise en place des composants se fait simplement en suivant les indications de la **figure 5**. Des supports DIL à picots « tulipe » sont préconisés.

Une simple pile miniature de 9 V alimente sans problème cette carte **plutôt didactique**. Elle a pour but de vous faire découvrir un composant moderne et peu coûteux. Le seul réglage précis sera d'obtenir 100 mV sur le curseur de P1, si vous choisissez cette option. À noter que l'utilisation d'un petit module à LCD économique (par exemple, PM 128 à deux mille points) peut simplifier cette visualisation, en veillant à choisir ou paramétrer le calibre 0,2 V et alimen-

Nomenclature

Résistances (1/4 W, ± 5 %)
R1, R2 : 10 kΩ
R3, R4 : 27 kΩ
R5 : 220 kΩ
R6, R7, R8, R9 : 100 Ω
R10 : 820 kΩ
P1 : ajustable multitours 100 kΩ

Condensateurs
C1 : 470 µF/25 V
C2 : 220 µF/25 V
C3 : 47 nF
C4, C5 : 1 nF
C6 : 1 µF/16 V

Semiconducteurs
IC1 : 7805, boîtier TO 220
IC2 : 4093
IC3, IC4 : potentiomètre numérique XICOR, modèle X9C104 = 100 kΩ, DIP 8 (Electronique Diffusion ou Conrad)
D1, D2 : 1N 4148

Divers
Supports à souder picots « tulipe », DIP 8
Supports à souder picots « tulipe » DIL 14
Poussoirs miniatures pour C.I.
Blocs de deux bornes (vissé/soudé), pas de 5 mm
Picots à souder
Coupleur pression pile 9 V

ter le module par une pile séparée. Les **figures 6, 7** et la **photo A** correspondent à une utilisation monophonique du potentiomètre numérique.

Remarques

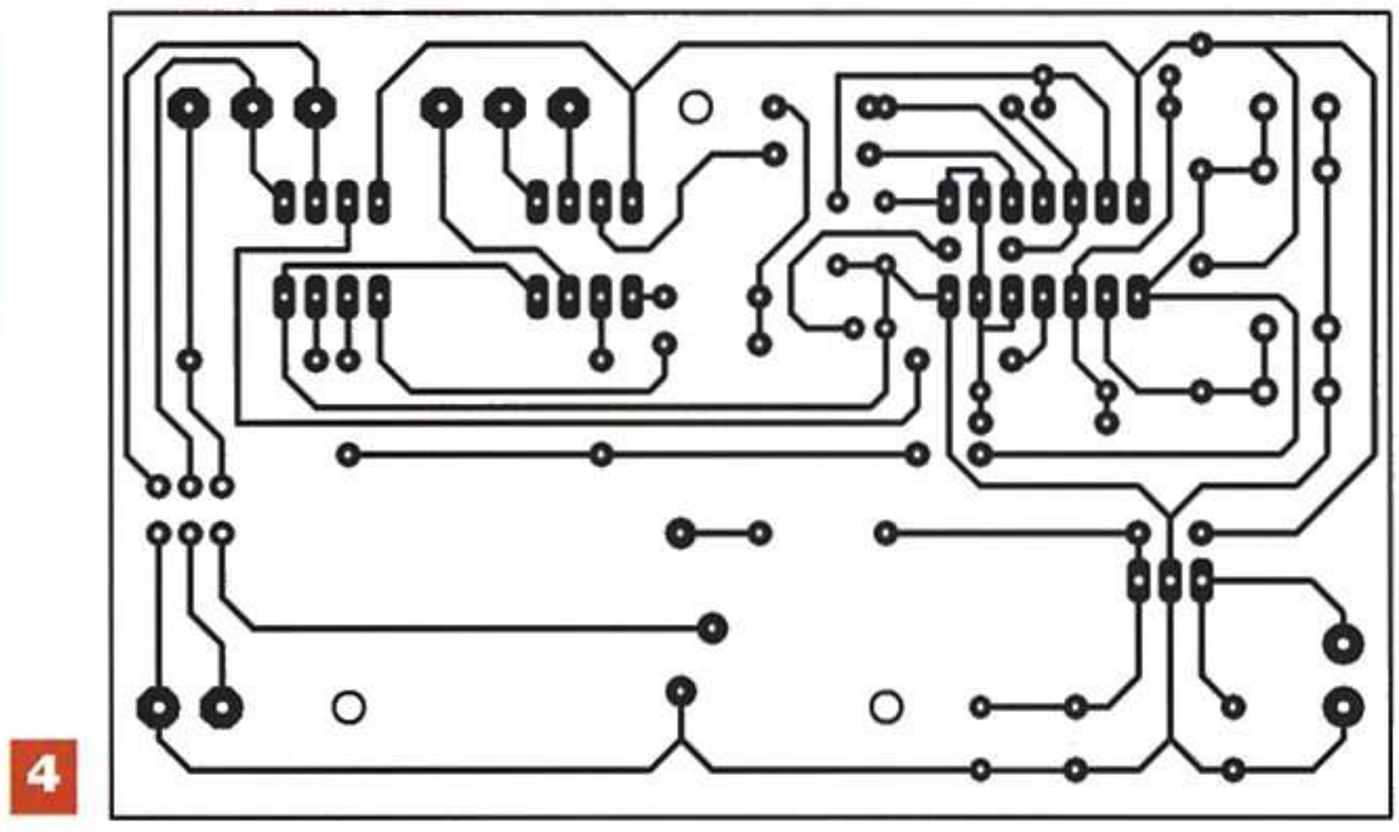
Ce type de produit peut permettre de résoudre bon nombre de problèmes liés à une variation de grandeurs multiples à l'aide, par exemple, d'un dispositif sophistiqué programmable ou télécommandé. Un microcontrôleur comme le Pic Basic PB peut aisément maîtriser trois commandes différentes avec trois exemplaires du circuit Xicor. Avec un seul octet, il est possible de piloter les éléments suivants (**tableau I**) :

1 = potentiomètre de volume
2 = potentiomètre des aigus
3 = potentiomètre des graves

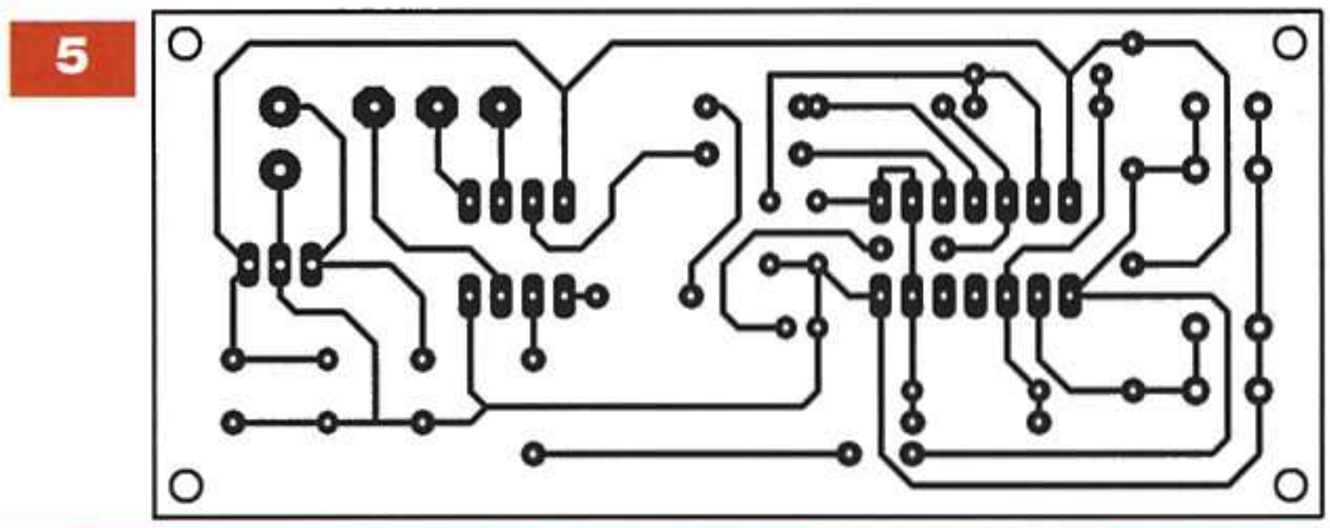
Nous ne doutons pas que vous saurez intégrer ce composant moderne dans vos montages existants ou à venir.

G. ISABEL

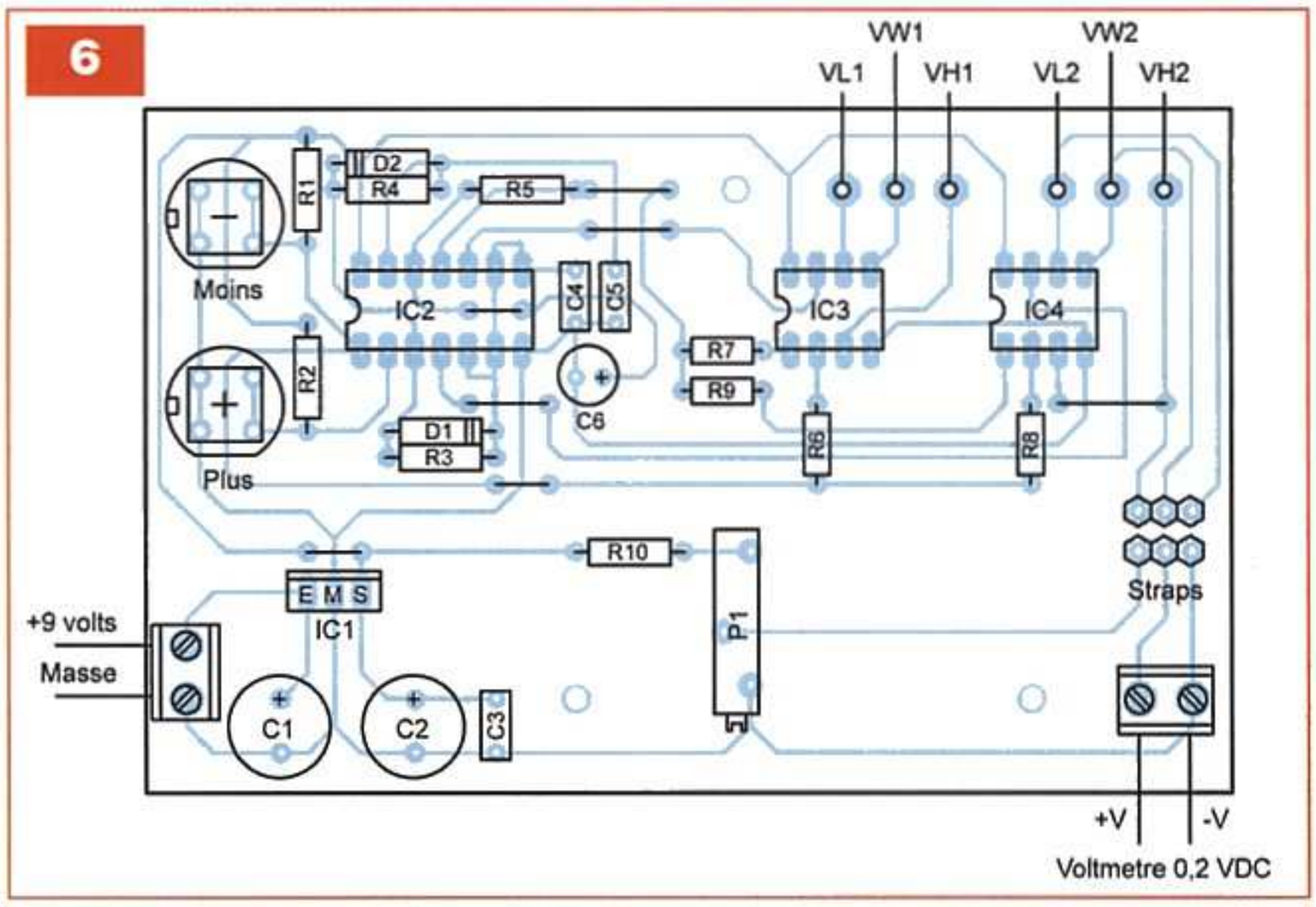
NOTA. *- Pour une utilisation en potentiomètre de volume, il est impératif de relier entre elles les pattes (4) et (6) des circuits IC3/IC4 afin de s'affranchir du bruit à faible niveau, mais également d'accrochages HF.*



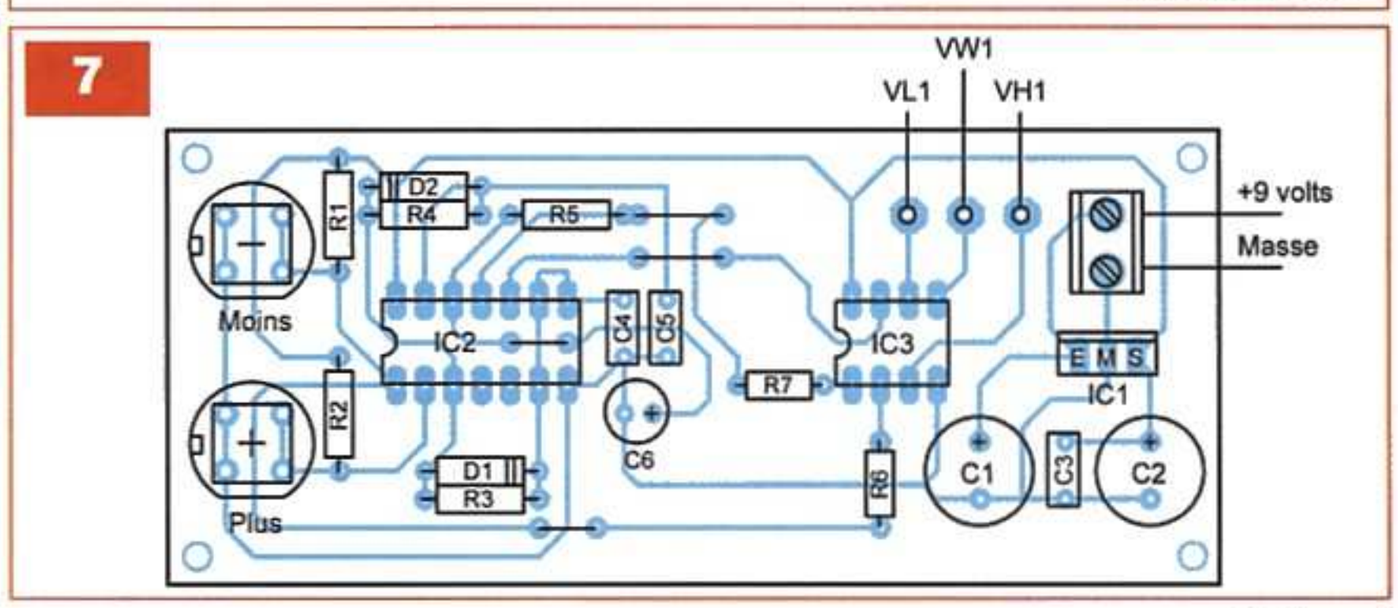
4



5



6



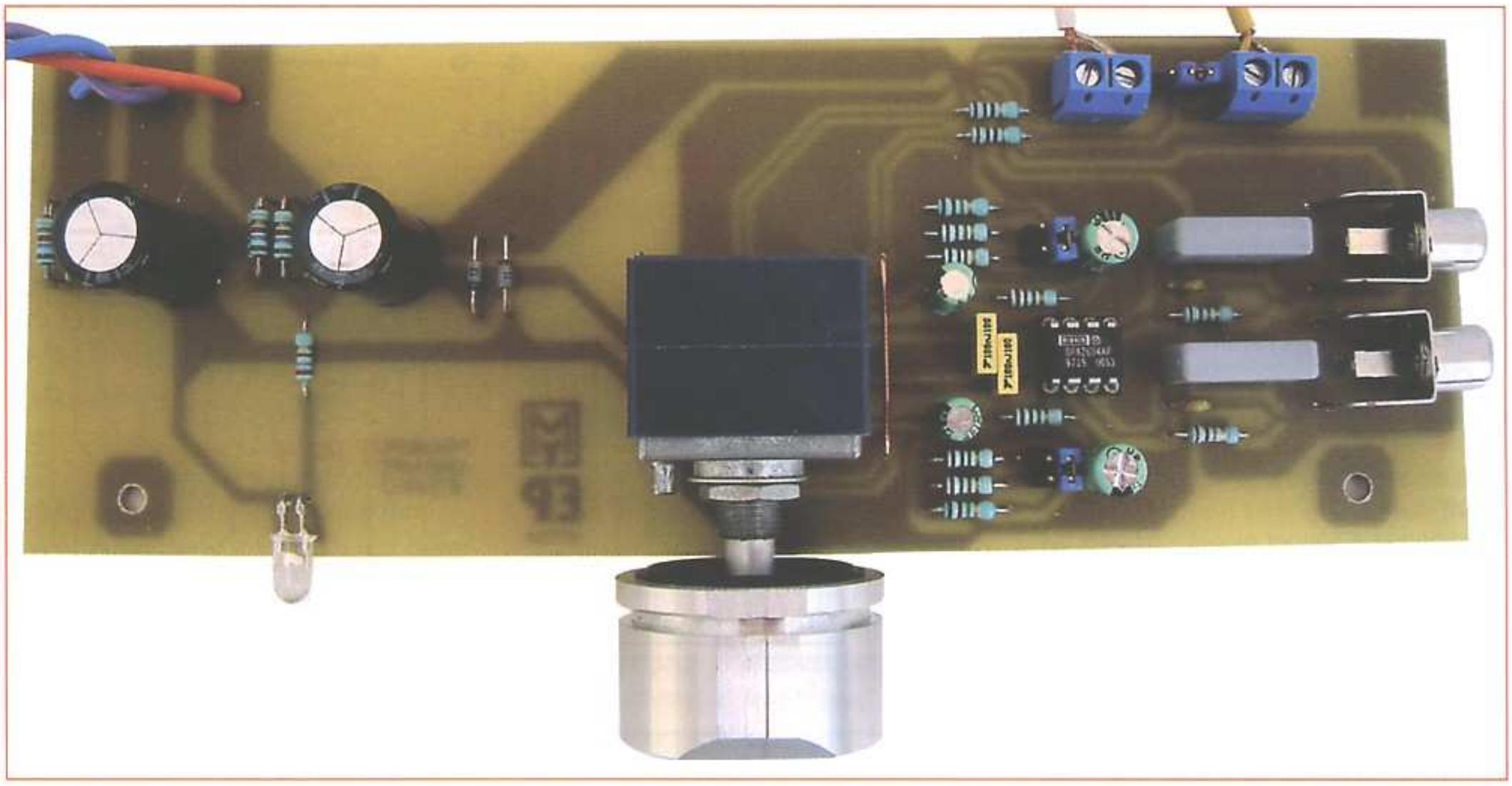
7

Tableau I

Adresse :	A7	A6	A5	A4	A3	A2
Commande :	nc	INC	CS1	UD1	CS2	UD2

ADAPTÉ AU MÉLOMANE 300

Préamplificateur linéaire pour audiophile



Dans notre précédent numéro daté de juillet-août 2009, nous vous avons proposé un amplificateur stéréophonique « haute fidélité » d'un coût très abordable, compte tenu de ses performances remarquables. La présente réalisation apporte un plus au « Mélomane 300 », mais peut aussi attaquer pratiquement tout module amplificateur de puissance.

Contrairement à certaines personnes, les audiophiles n'apprécient guère les correcteurs de tonalité. Ainsi, pour satisfaire un plus grand nombre de nos lecteurs, nous avons étudié la réalisation d'un préamplificateur respectant parfaitement la linéarité de la courbe de réponse. Lequel est simplement équipé d'un potentiomètre de volume de haute qualité, à l'instar des autres pièces qui le composent.

Le circuit imprimé est conçu pour remplacer au millimètre près le correcteur de tonalité du « Mélomane 300 » (voir EP n°340). Les raccordements entre les deux sont identiques et s'effectuent directement par les pistes cuivrées. Une commutation par cavaliers permet de sélectionner un gain total de un, deux ou trois.

Ajoutons que cette réalisation peut « attaquer » pratiquement tout module amplificateur de puissance, le seul impératif étant l'alimentation symétrique comprise entre ± 35 V à ± 45 V. Dans le cas contraire, il conviendra d'adapter les tensions.

Schéma de principe

Référez-vous à la **figure 1** pour suivre cette étude.

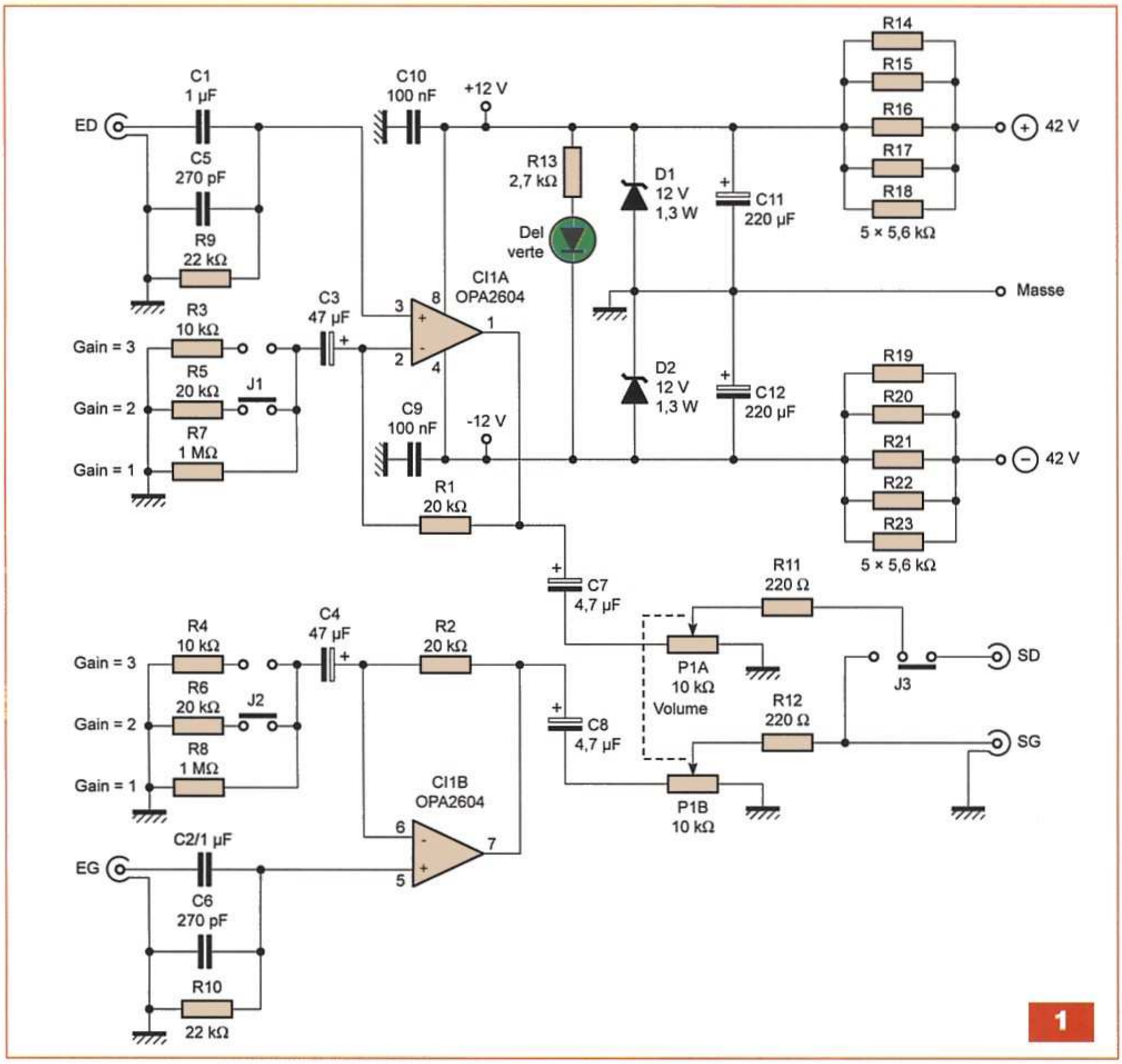
Le préamplificateur tire son alimentation du module de puissance.

Elle ne doit en aucun cas comporter un transformateur complémentaire, source de ronflements, bruits et parasites. Les résistances R14 à R23 remplacent plus élégamment deux imposantes résistances de puissance destinées à faire chuter les tensions positive et négative de ±42 V à ±12 V.

Les diodes zéners D1 et D2 stabilisent les tensions et les condensateurs C11 et C12 les filtrent. La Del, limitée en courant par la résistance R13, atteste la présence des deux tensions, celle-ci n'étant pas alimentée par rapport à la masse.

Enfin, les condensateurs C9 et C10 découplent les tensions au plus près de CI1.

Le choix de l'amplificateur opérationnel est essentiel. Nous avons opté pour un modèle courant de très haute qualité, plus particulièrement dédié aux applications « audio », compte tenu de ses performances et de son très faible bruit. Il s'agit de l'OPA2604 renfermant deux AOP identiques montés ici en amplification « directe ». Les signaux attaquent de ce fait les entrées « non inverseuses » de CI1, via les condensateurs C1 et C2. Ceux-ci sont des modèles non polarisés au polyester.



Les résistances R9 et R10 fixent l'impédance d'entrée à 22 kΩ. Les condensateurs céramiques C5 et C6 de faible valeur évitent les perturbations. Les condensateurs C3 et C4 limitent la bande passante des fréquences extrêmement basses. Le gain total maximal est déterminé par les résistances R1, R3, R5, R7, pour le canal droit, et R2, R4, R6 et R8 pour le gauche. Les résistances R3 à R8 sont sélectionnées au moyen des cavaliers J1 et J2. En l'absence de ces derniers, les résistances R7 et R8 imposent un gain unitaire. Lorsqu'un cavalier est mis en place, il raccorde une résistance en parallèle avec R7 ou R8. Pour étudier le calcul théorique du gain, appelons « RA » les résistances R1 et R2, puis « RB » R3 à R8.

Voici la formule permettant de calculer le gain : **G = 1 + (RA/RB)**

- RA = R1 = R2 = 20 kΩ
- Si R7 ou R8 est seule : RB = 1 MΩ
- Si R7 ou R8 est en parallèle avec R5 ou R6 :

$$RB = 1\Big/\left(\frac{1}{R7ouR8} + \frac{1}{R5ouR6}\right)$$

$$= 1\Big/\left(\frac{1}{1000000} + \frac{1}{20000}\right)$$

$$= 19607{,}84\ \Omega$$

- Si R7 ou R8 est en parallèle avec R3 ou R4 :

$$RB = 1\Big/\left(\frac{1}{R7ouR8} + \frac{1}{R3ouR4}\right)$$

$$= 1\Big/\left(\frac{1}{1000000} + \frac{1}{10000}\right)$$

$$= 9900{,}99\ \Omega$$

Il est, bien entendu, possible de choisir d'autres valeurs permettant d'obtenir un gain plus élevé selon les besoins.

Le **tableau 1** donne les configurations possibles pour notre réalisation, mais également des valeurs différentes jusqu'à l'obtention d'un gain de 10.

Les signaux amplifiés arrivent sur les pistes du potentiomètre P1, via les condensateurs de liaisons C7 et C8. Les sorties sont prélevées sur les curseurs de P1 et passent par les résistances R11, R12 et le cavalier de configuration J3, avant de parvenir aux borniers. Ce cavalier permet de sélectionner une écoute stéréophonique ou monophonique si l'amplificateur est configuré en mode ponté.

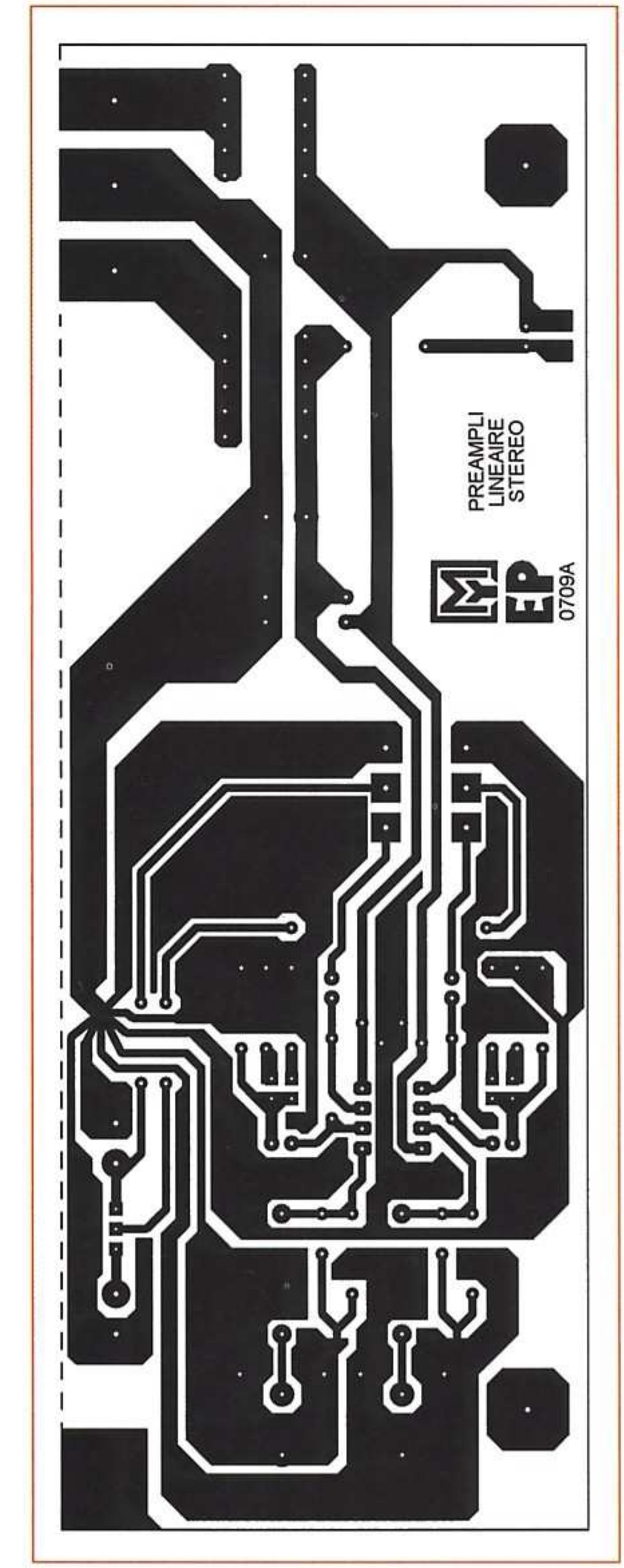
CONFIGURATION	RA	RB (série E24 ou E96)	GAIN
R7 seule et R8 seule	20 kΩ	1 MΩ	1,02 soit approximativement = 1
R7 // R5 et R8 //R6	20 kΩ	19,60 kΩ soit : 1MΩ // 20kΩ	2,02 soit approximativement = 2
R7 // R3 et R8 //R4	20 kΩ	9,90 kΩ soit : 1 MΩ // 10 kΩ	3,02 soit approximativement = 3
Non prévu	20 kΩ	6,54 kΩ soit : 1MΩ // 6,8 kΩ	3,96 soit approximativement = 4
Non prévu	20 kΩ	5,07 kΩ soit : 1MΩ // 5,1 kΩ	4,94 soit approximativement = 5
Non prévu	20 kΩ	4,00 kΩ soit : 1MΩ // 4,02 kΩ	5,99 soit approximativement = 6
Non prévu	20 kΩ	3,28 kΩ soit : 1MΩ // 3,3 kΩ	7,08 soit approximativement = 7
Non prévu	20 kΩ	2,86 kΩ soit : 1MΩ // 2,87 kΩ	7,98 soit approximativement = 8
Non prévu	20 kΩ	2,48 kΩ soit : 1MΩ // 2,49 kΩ	9,05 soit approximativement = 9
Non prévu	20 kΩ	2,20 kΩ soit : 1MΩ // 2,21 kΩ	10,06 soit approximativement = 10

Tableau I

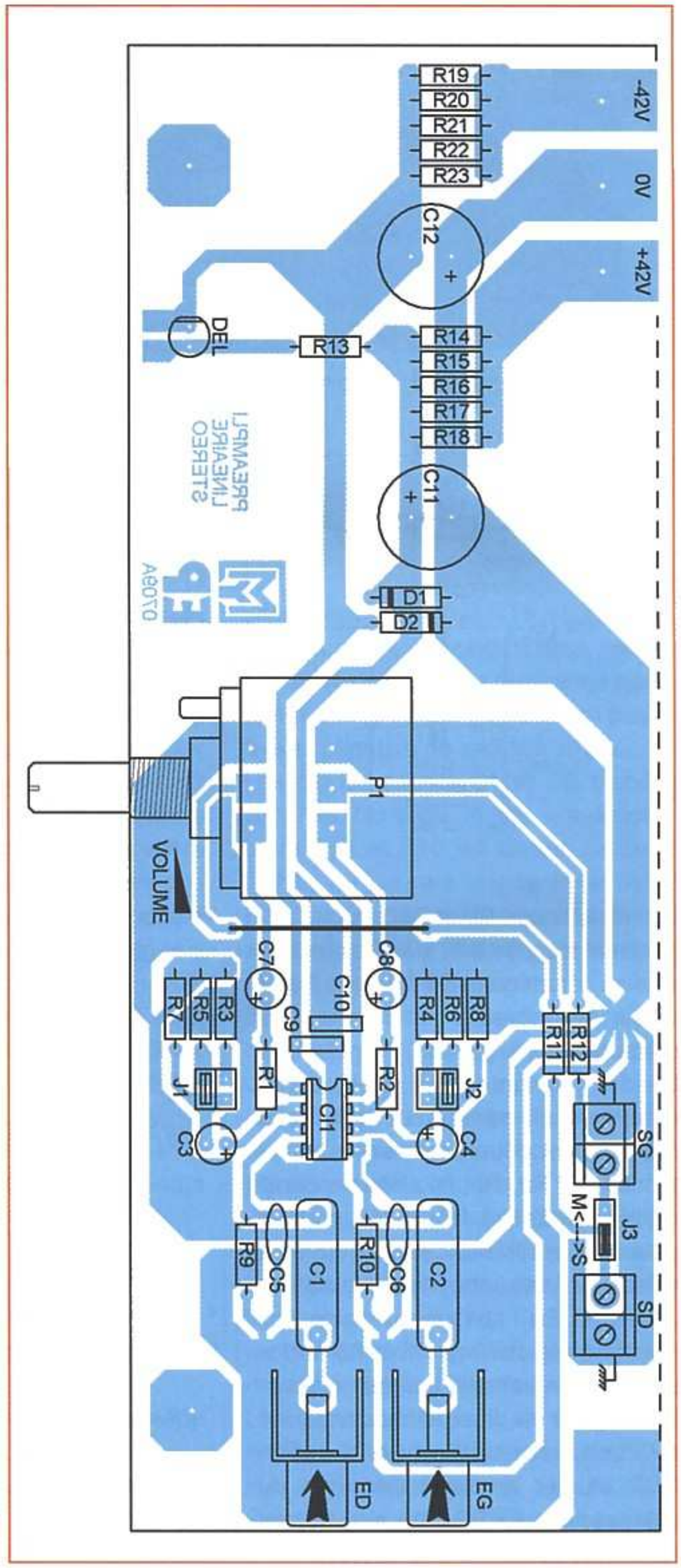
Réalisation

Pour obtenir un appareil de qualité capable de « fournir » une écoute en haute fidélité digne d'un audiophile, il convient de respecter le tracé du circuit imprimé tel que nous l'avons conçu. Les pistes de masse doivent être suffisamment larges et exemptes de bouclages.

L'alimentation joue également un rôle



2



3

primordial. Éviter, si possible, de modifier les valeurs des composants et n'utiliser, en aucun cas, un deuxième transformateur, même si vous constatez que les résistances R14 à R23 chauffent (ce phénomène est normal).

Sélectionner des composants de qualité (résistances et condensateurs) et surtout ne pas prendre un équivalent pour CI1, il est disponible chez tous les grands revendeurs (dont plusieurs publient régulièrement des annonces dans nos pages).

Comme pour le « Mélomane 300 » et pour améliorer l'immunité aux parasites, vous n'avez aucun câblage externe à effectuer.

Le potentiomètre, les embases d'entrées et de sorties sont implantées sur la platine.

Les raccordements d'alimentation se font du côté « cuivre ». Le dessin du typon est donné à la **figure 2**.

Confectionner le circuit imprimé selon la méthode photographique. Après révélation et gravure au perchlorure de fer, percer toutes les pastilles à l'aide d'un foret de 0,8 mm. Aléser ensuite si nécessaire.

Souder les composants par ordre de taille et de fragilité en commençant par l'unique pont de liaison (strap) et en respectant scrupuleusement le plan de la **figure 3**.

Continuer par les résistances, les diodes, le support du circuit intégré, les broches mâles SIL de configuration (J1, J2, J3), les condensateurs céramiques et au mylar, les borniers à vis, la Del, les embases d'entrées, les condensateurs chimiques et, enfin, le potentiomètre double de marque « ALPS ».

La **figure 4** montre la section du circuit où se situent les cavaliers de « configuration » et leurs positionnements en fonction du gain maximal souhaité sur chaque canal.

Il est temps d'effectuer un contrôle rigoureux de toutes les pistes afin de déceler un possible court-circuit, une éventuelle coupure ou, tout simplement, un court-circuit occasionné par une goutte de soudure trop généreuse. Vérifier aussi les composants (valeurs et orientation). Un condensateur électrochimique inversé en polarités chauffe, puis explose !

Nomenclature

Résistances à couche métallique 5 % ou (mieux) 1 %

R1, R2, R5, R6 : 20 kΩ (rouge, noir, orange)
R3, R4 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R7, R8 : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R9, R10 : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R11, R12 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R13 : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
R14 à R23 : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)

Potentiomètre

P1 : « ALPS » 2 x 10 kΩ à courbe logarithmique

Condensateurs

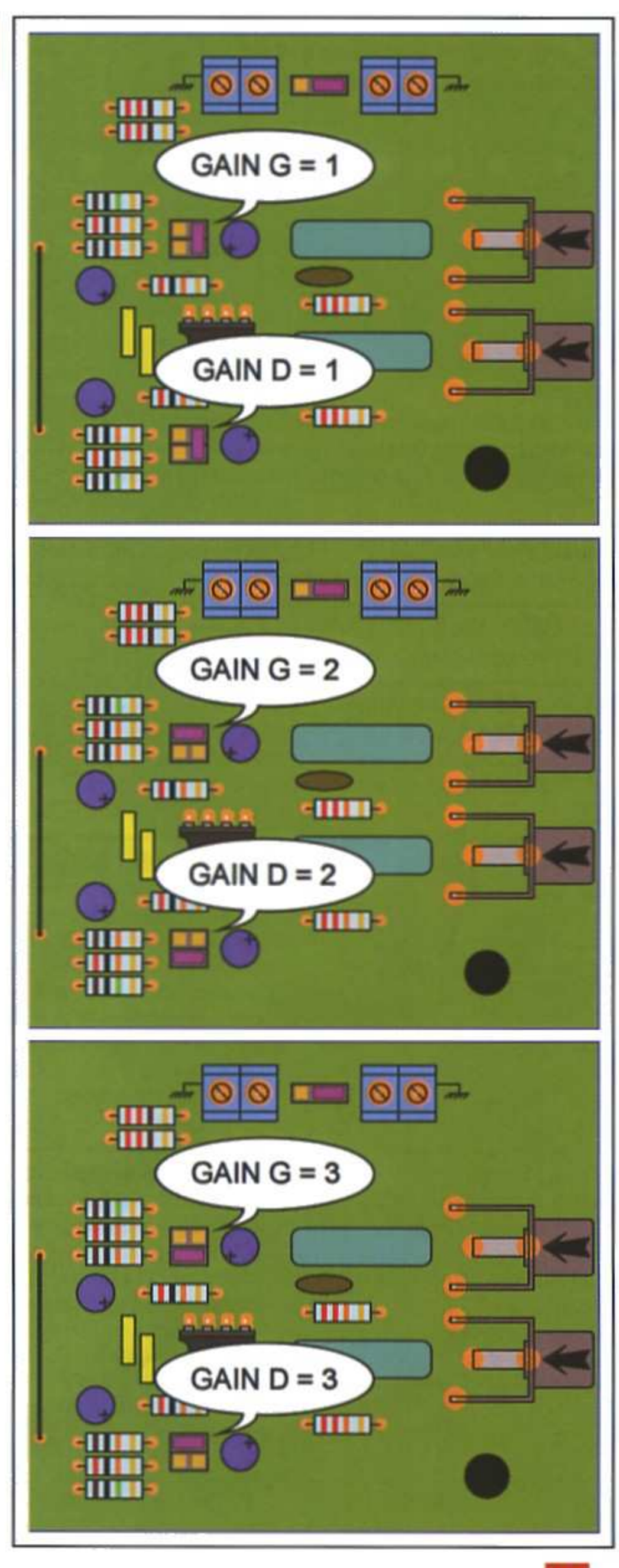
C1, C2 : 1 µF non polarisé
C3, C4 : 47 µF/63 V
C5, C6 : 270 pF
C7, C8 : 4,7 µF/63 V
C9, C10 : 100 nF
C11, C12 : 220 µF/63 V

Semiconducteurs

CI1 : OPA2604 (Saint-Quentin Radio, Lextronic, Sélectronic)
D1, D2 : zéner 12 V/1,3 W
Del : ø 5 mm verte

Divers

1 support de circuit intégré à 8 broches
2 borniers à 2 vis au pas de 5,08 mm (facultatifs)
2 embases RCA pour circuit imprimé
Barrette sécable mâle SIL
3 cavaliers de configuration pour broches SIL
Câble blindé stéréo
Fils souples
Visserie et entretoises filetées ø3 et ø4 mm



4

Si cette réalisation est utilisée avec le « Mélomane 300 », elle se substitue parfaitement au correcteur de tonalité (fixations et raccordements). Dans ce cas, ne surtout pas relier les fils de masse en sortie, mais uniquement le signal afin d'éviter, là encore, tout bouclage. De même, ne surtout pas relier le châssis général (amplificateur et préamplificateur) à la masse, celui-ci étant probablement relié à la terre. L'isoler avec une résistance de 470 Ω par exemple.

Comme toujours, bien veiller à la qualité de la source et des enceintes si vous voulez réellement obtenir une écoute irréprochable.

Y. MERGY