

ELEKTOR

l'électronique créative

HEXFET-60 amplificateur MOSFET
60 W haut de gamme

pendulette
multifonction

polisson
naturalisez
vos peluches

interface sérielle
à microcontrôleur

testeur de MOSFET
appariez vos transistors



mensuel 180 FB 8,20 FS

ELEKTOR

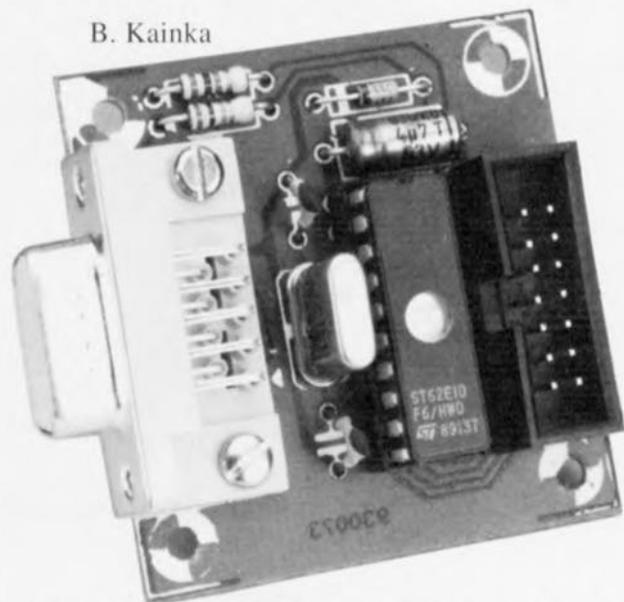
M 1531 - 186 - 25,00 F



interface sériele à microcontrôleur

exemple d'application-type du ST6210

B. Kainka



On a beau faire, l'électronique moderne ne fait pas de surplace. Si l'on n'est pas capable, tel un véliplanchiste émérite, de « surfer » sur la vague déferlante qu'est de nos jours l'électronique, on risque tout simplement de perdre pied. Elektor ne se targue pas de constituer une bouée de sauvetage mais nous nous considérons comme étant à la proue du navire baptisé électronique. Les microcontrôleurs de quelque famille qu'ils soient, sont des composants incontournables de nos jours. Nous avons eu l'occasion, au cours des mois passés, de vous en faire découvrir un certain nombre. SGS-THOMSON a lancé, il y a quelque temps, une famille de microcontrôleurs HCMOS à 8 bits, dotés d'un convertisseur A/N, dont l'universalité est inversement proportionnelle à la taille, le ST6210 et consorts.

Nous vous proposons ici de réaliser un UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter* = Émetteur / Récepteur Asynchrone Universel), basé sur un ST6210, qui constitue ainsi le coeur d'une interface sériele.

Ceux d'entre vous qui n'ont pas connu l'époque des AY-10xx se demandent peut-être à quoi peut bien servir un UART. Ce type de circuit, qui ne comportait pas moins de 40 pattes dans ses premières versions, constitue en fait le coeur de toute interface sériele, vu qu'il lui fallait prendre en compte des caractères binaires pour les transmettre, après adjonction de bits de commande et de détection d'erreur au périphérique récepteur. Il faut bien entendu que cet UART ait une souplesse pour pouvoir se plier à toutes

les exigences que connaît la communication sériele. Et c'est là que l'on découvre combien les microcontrôleurs de la famille ST62xx de SGS-THOMSON Microelectronics sont universels. Le ST6210 constitue le coeur d'une interface sériele universelle aux applications multiples.

Il est possible, via l'interface sériele d'un PC, de commander 10 lignes utilisables tant en sorties qu'en entrées numériques, voire encore en entrées analogiques vu la possibilité de procéder à une configuration libre

de toutes les connexions. L'utilisation de la version du ST62xx à 20 broches permet de réduire au strict indispensable l'électronique externe, la consommation de courant ne dépassant guère plus de 2 mA. On pourrait fort bien imaginer l'utilisation d'un ST62x5 à 28 broches qui met, lui, pas moins de 8 lignes d'Entrées/Sorties additionnelles à la disposition d'un utilisateur potentiel.

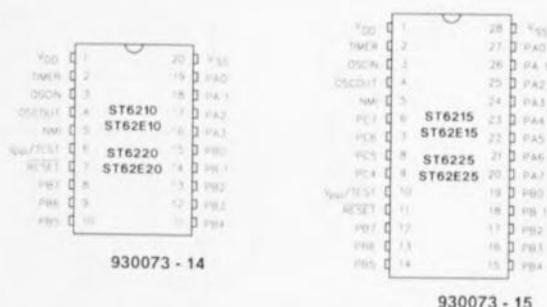
Le synoptique du ST6210

Il nous semble qu'il vaille la peine, en dépit de la simplicité étonnante du schéma, de jeter un coup d'oeil au synoptique de la structure interne du ST62xx pour mieux en comprendre le fonctionnement.

Comme l'illustre le croquis de la figure 1, la structure interne du ST62xx est plus complexe que ne le donnerait à penser les 28, voire 20 broches que comportent respectivement les circuits de type ST62x5 et ST62x0.

Il est intéressant de constater que les ST62xx utilisent une nouvelle technique de conception, celles des macro-cellules (*macro-cells*) qui fait appel à une unité centrale de base associée à de la (EP)ROM et de la RAM et entourée de circuits périphériques embarqués. Les dits périphériques sont, en l'occurrence, le temporisateur (*Timer*) qui intègre un compteur à 8 bits avec un prédiviseur à 7 bits programmable par logiciel, 8 (ou 16) lignes d'E/S pluri-fonctionnelles (entrées et sorties numériques, entrées analogiques), un chien de garde numérique (DWD = *Digital Watch-Dog*). La seule différence entre les ST621x et ST622x est la taille de la mémoire de ROM, 2 Koctets pour les premiers et 4 Koctets pour les seconds, sachant que 220 octets sont réservés au système.

Le synoptique de la figure 2 donne le détail du bloc baptisé 8-BIT CORE



Brochage des microcontrôleurs de la famille ST62xx de SGS-THOMSON Microelectronics.

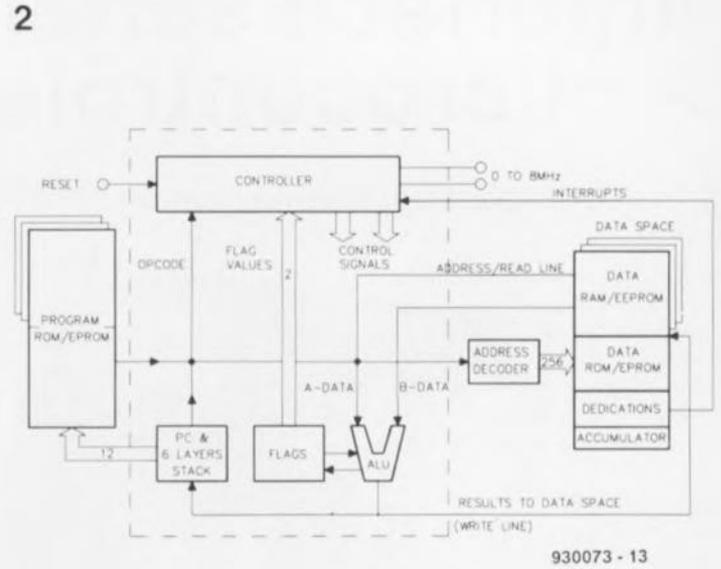
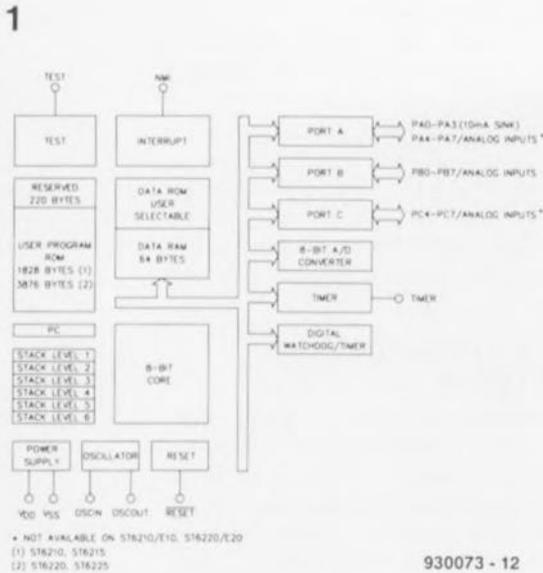


Figure 1. Synoptique de la structure interne des microcontrôleurs de la famille ST62xx.

Figure 2. Synoptique de la structure interne du coeur (core) des microcontrôleurs de la famille ST62xx.

(Source SGS-THOMSON Microelectronics)

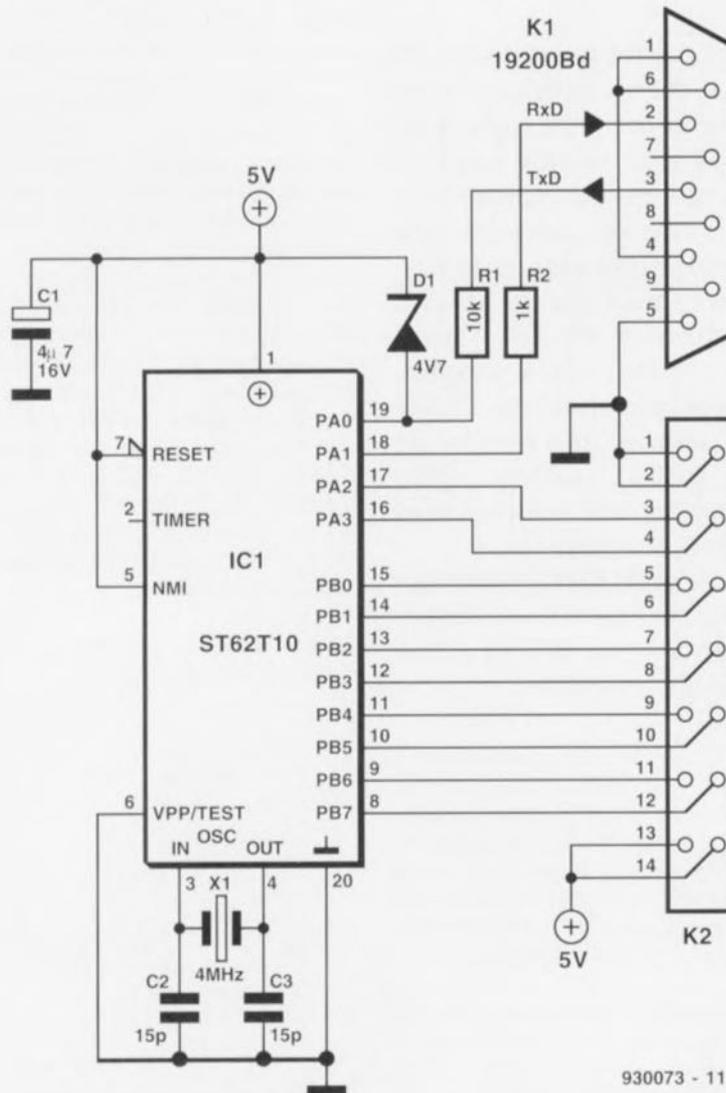


Figure 3. L'électronique de l'interface série à microcontrôleur.

dans le synoptique de la figure 1. On y retrouve les éléments classiques des microcontrôleurs modernes, processeur, RAM, ROM etc.

Le prix très abordable de ces composants ne peut qu'inciter à les utiliser pour d'autres applications d'autant plus que SGS-THOMSON Microelectronics met à la disposition du concepteur un kit de développement avec assembleur et programmeur, à un prix intéressant qui devient même très abordable dès lors que l'on envisage l'utilisation de ce système pour la mise au point de plus d'une application. Il est bon de savoir en passant qu'il existe une version EPROM (donc effaçable et reprogrammable) de ces microcontrôleurs, les ST62Exx (E pour EPROM), qui tombent à pic dans le cas d'une mise au point difficile. Notons en passant qu'il existe une version programmable une seule et unique fois (OTP = *One Time Programmable*), le ST62Pxx, à utiliser pour les applications dont le logiciel satisfait à toutes les exigences.

Notons, à l'intention des programmeurs-qui-n'ont-jamais-suffisamment-de-mémoire-pour-leur-programme une différence intéressante entre la version T et la version E de ces circuits, à savoir la présence d'une paire de zones de mémoire (0800_H à 087F_H et 0FA0_H à 0FEF_H) inutilisables puisque réservées en version T mais disponibles en version E. Ces quelque 200 octets pourront, à certaines occasions, sortir d'embarras plus d'un concepteur novice.

Comme nous le disions plus haut, toutes les lignes d'E/S peuvent être utilisées en entrée ou en sortie, les lignes d'un même port pouvant remplir des fonctions différentes.

Les différentes opérations d'accès aux E/S se font sous le contrôle du registre de commande du processeur qui se trouve dans le domaine de RAM de ce dernier. Il suffit de ce fait d'avoir, depuis l'extérieur, accès à ce registre pour mettre à profit dans une interface toutes les possibilités offertes par ce microcontrôleur. On peut ainsi, plutôt que de devoir faire appel, pour chaque configuration possible, à un programme de commande différent grillé dans le processeur, se contenter d'un seul programme dès lors qu'il est en mesure de lire toutes les adresses de RAM concernées (et bien entendu aussi d'y écrire). De ce fait, toutes les particularités additionnelles sont ramenées au niveau du programme du PC.

Il a fallu, pour pouvoir utiliser un mini-microcontrôleur comme interface, opter pour une interface compatible avec un PC. Le choix s'est, pour diverses raisons, porté sur une interface RS-232. Cette solution permettait en effet de ne sacrifier que 2 des lignes disponibles. Vu que matériellement le circuit lui-même ne dispose pas d'une interface RS-232 il a fallu programmer les routines de transfert correspondantes.

La ligne de port A0 sert d'entrée TxD (*Transmit Data* = émission de données), la ligne A1 servant elle de sortie RxD (*Read Data* = lecture de données). Nous sommes ici en présence d'un fonctionnement en mode DTE (*Data Terminal Equipment*) ce qui explique que TxD soit une entrée et RxD une sortie.

Les présentations étant faites, nous pouvons nous intéresser...

...Au schéma

Les amateurs de montages simples ne peuvent qu'être comblés. Un circuit intégré et 7 composants ordinaires voilà toute l'électronique nécessaire, comme l'illustre le schéma de la **figure 3**, à cette réalisation. Personne d'entre vous ne sera bien évidemment étonné que cette simplicité doit être compensée par l'existence d'une certaine intelligence. Elle est cachée sous la forme d'un logiciel en langage machine programmé dans la mémoire morte.

L'électronique proprement dite se résume à bien peu de choses : un cir-

```

program st6_Register;
uses Crt ;
const ddra = $C4; { direction register a..c }
      ddrb = $C5;
      ddrc = $C6;
      ora = $CC; { option register a..c }
      orb = $CD;
      orc = $CE;
      dra = $C0; { data register a..c }
      drb = $C1;
      drc = $C2;
      adcr = $D1; { A/D control register }
      adr = $D0; { A/D data register }

var N, BA : Integer;

procedure Transmit (charact :Byte);
begin
  while (Port[BA+5] And 32) = 0 do; { Transmit register empty ? }
    Port[BA]:=charact; { 32 or 64 or even 96 ??? }
  end;

function Receive :Byte;
var i :Word;
begin
  i:=0;
  while ((Port[BA+5] And 1)=0) And (i<3200) DO Inc(i);
  if i < 3200
  then Receive:=Port[BA]
  else begin
    Delay(10);
    Receive := 0;
  end;
end;

procedure Init;
var i :Word;
begin
  BA:=$2F8; { $3F8 = COM1, $2F8 = COM2 }
  Port[BA+3]:=128;
  Port[BA+0]:=6; { 6 for 19200 Baud, 3 for 38400 Baud }
  Port[BA+1]:=0;
  Port[BA+3]:=7; { 8-Bit, n-Parity, 1 Stopbit }
  Port[BA+1]:=0; { no Interrupts }
  Port[BA+4]:=3; { DTR = 1, CTS = 1 }
  i:=Port[BA]; { Input buffer empty }
  Transmit (0);
  Transmit (0);
end;

procedure RegOut (Address,Datum : Byte);
begin
  Transmit (Address AND 127);
  Transmit (Datum);
end;

function RegIn (Address : Byte): Byte;
begin
  Transmit (Address);
  RegIn := Receive;
end;

{ 1. Example: Transmit and read back digital Data from Port B }

begin
  Init;
  RegOut (ddrb,$FF); { Port B: Output }
  RegOut (orb,$FF); { Push-pull }
  repeat
    for n:= 1 to 255 do begin
      RegOut (drb,n);
      if RegIn (drb) <> n then writeln ('Error');
      write (RegIn(drb));
    end;
  until keypressed
end.

{ 2. Example: Analog Input to Port B0 }

begin
  Init;
  RegOut (ddrb,$00); { Port B: Input }
  RegOut (orb,$FF); { analog }
  RegOut (drb,$01); { B0 is present input }
  repeat
    RegOut (adcr,$30); { Start measuring }
    writeln (RegIn (adr)); { Read measured value }
    delay (100);
  until keypressed
end.

```

Figure 4. Programmes de démonstration de l'utilisation de l'interface. On retrouve, en début de programme, les adresses des registres les plus importants.

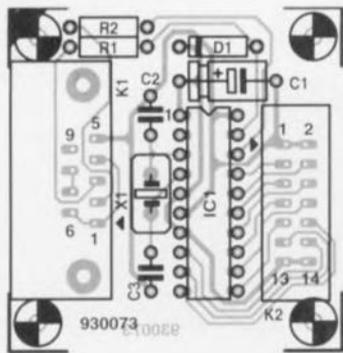


Figure 5. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de la minuscule platine dessinée à l'intention de cette réalisation.

cuit intégré dont le cœur bat au rythme du quartz X1, associé à une paire de connecteurs, K1 et K2.

La diodes zener D1 sert à éviter que la tension présente sur la ligne PA0 sorte du domaine de la tension d'alimentation : cette tension restera, quoi qu'il advienne, comprise entre 0,3 V au minimum et 5,7 V au maximum, ces 0,7 V additionnels correspondant à la tension de la jonction de la diode. Le condensateur C1 sert à découpler la tension d'alimentation de IC1. Les résistances R1 et R2 évitent la présence de courant trop importants sur les lignes PA0 et PA1.

On notera en passant que l'interface sérielle se passe du moindre tampon. Le taux de transmission est, avec le quartz de 4 MHz du schéma, de 19 200 bauds. L'utilisation d'un quartz de 8 MHz se traduit bien évidemment par un doublement de ce taux de transmission.

C'est maintenant qu'il nous faut nous intéresser...

...Au logiciel

Il est normal, vu la faible complexité de l'électronique mise en œuvre, que le logiciel « compense » en quelque sorte cette caractéristique.

Si l'on veut assurer un taux de transmission de 19 200 bauds avec un quartz de 4 MHz (on peut aussi utiliser un quartz de 8 MHz pour un taux de transmission de 38 400 bauds, celle qu'un quartz de 2 MHz se traduisant par une vitesse de transmission de 9 600 bauds) on ne dispose que de 16 cycles machine très exactement par bit, ceci pour la simple et bonne raison que la fréquence produite par le quartz subit une opération de

Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 kΩ
R2 = 1 kΩ

Condensateurs :

C1 = 4 μF/16 V
C2, C3 = 15 pF

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 4V7/500 mW
IC1 = ST62T10 (programmé, ESS 7154)

Divers :

X1 = quartz 4 MHz
K1 = connecteur sub D à 9 broches femelle encartable
K2 = embase HE-10 2 x 7 contacts encartable

division par 13 à l'intérieur de IC1 (4 000 kHz/13 = 307,692 kHz/16 = 19,231 kHz).

Dès lors qu'il faut de 2 à 5 cycles d'horloge par instruction, il faut arriver à ses fins avec de l'ordre de 4 instructions par bit. La famille du ST62xx dispose heureusement d'instructions très efficaces permettant la programmation serrée requise. Il faudra cependant, contrairement à d'habitude, se passer d'une structure

ddr	ior	dr	fonction
0	0	0	entrée avec résistances de forçage au niveau haut (pull-up)
0	0	1	entrée sans résistances pull-up
0	1	1	entrée analogique, sauf pour PA0 à PA3 et PC0 à PC3
1	0	x	sortie en drain ouvert
1	1	x	sortie push-pull
x = indifférent			

de boucles pour les routines sérielles.

On travaillera donc en mode descendant, c'est-à-dire que chacun des 8 bits à transmettre aura son propre code. La routine de réception « Receive » reste parfaitement calée sur le patron chronologique de 16 cycles, peu importe que les chiffres reçus soient des « 0 » ou des « 1 ». On utilise à cette intention des instructions additionnelles comme « bouche-trou ». Il en va de même pour la routine d'émission « Transmit ».

Le programme principal comporte une boucle dans laquelle les données sont reçues, interprétées et traitées. Il a fallu, pour ce faire, établir la convention suivante : le PC émet l'adresse du registre comprise entre 128 et 255 lorsqu'il veut lire le contenu d'un registre. Le contrôleur lit alors le contenu de cette adresse et émet vers l'ordinateur l'octet qu'il

a lu au cours de ce processus. Pour pouvoir écrire à une adresse donnée il faut avoir mis le bit 7 de l'adresse à zéro. On a donc décalage du domaine des adresses de 128, ce qui signifie qu'il s'étend de 0 à 127. Il faut ensuite émettre un second octet, l'octet de donnée. On a, en cas d'intervalle trop long entre l'octet d'adresse et l'octet de donnée, remise à zéro, processus auquel prend part le temporisateur chien de garde du ST6210.

L'utilisation de l'interface suppose la connaissance a priori des fonctions de certains des registres du microcontrôleur. Les caractéristiques des lignes d'E/S sont définies par les registres ddr (*data direction register* = registre de direction des données), ior (*interrupt option register* = registre d'option d'interruption) et dr (*data register* = registre de données), registres existant en triple exemplaire pour les ports A, B et C (pour ce dernier dans le cas du ST62x5 seulement).

Le tableau ci-dessous donne les options les plus importantes. Comme nous l'avons mentionné plus haut, chaque ligne d'un port donné peut être configurée indépendamment des autres.

Le circuit intégré programmé est disponible aux adresses habituelles sous la dénomination ESS 7154. Ne disposant pas des droits d'auteur en ce qui concerne le logiciel, nous regrettons de ne pas pouvoir mettre à votre disposition le code source pour d'éventuelles modifications.

Nous vous proposons en figure 4 le listing, en Turbo-Pascal, d'un programme de démonstration de l'utilisation de l'interface. Dans la partie déclarations on donne les adresses des registres les plus importants. Il faut à chaque fois, pour les entrées et sorties numériques, indiquer le type de la ligne de port. Il est ensuite possible de procéder à l'échange continu de données entre le registre de données et le port concerné. Pour utiliser le convertisseur A/N il faut commencer par définir, par l'intermédiaire des registres de port, l'une des lignes comme entrée. La conversion proprement dite est

démarrée par l'intermédiaire du registre de commande A/N. Sachant que la conversion se fait en quelque 140 µs, on dispose quasi-instantanément du résultat dans le registre de données A/N.

La construction

Cette étape de la réalisation de l'interface série à microcontrôleur est sans doute celle qui prendra le moins de temps vu le petit nombre de composants concernés. On commencera, comme à l'accoutumée, par l'implantation sur la platine, dont la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants vous est proposée en **figure 5**, des composants de petite taille, résistances, diode, quartz – monté

verticalement – ainsi que condensateurs, pour finir par la mise en place du support (de bonne qualité SVP) pour IC1, du connecteur et de l'embase. Cette étape n'appelle pas de remarque particulière et ne comporte pas, à notre connaissance, de piège.

Il ne reste plus qu'à réaliser le câble de liaison entre la sortie série de l'ordinateur et l'entrée de notre interface série à microcontrôleur. Vu le brochage de l'entrée de cette dernière, on pourra réaliser un câble à 9 conducteurs doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur à 9 broches mâle et à l'autre d'un connecteur femelle à 9 broches lui aussi. L'interconnexion se fera

broche à broche, c'est-à-dire la broche 1 de l'un des connecteurs à la broche 1 de l'autre, broche 2 à la broche 2 et ainsi de suite. Un câble à 9 conducteurs pour moniteur Hercules (mon Dieu que le temps passe vite) pourra également fort bien faire l'affaire.

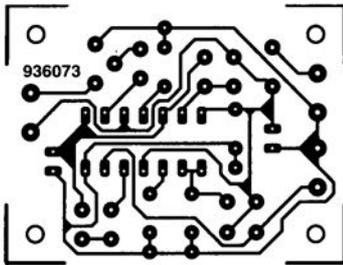
Nous voici arrivés à la fin de la description d'une réalisation à base de ST62xx qui vous incitera peut-être à en imaginer d'autres. Nous sommes toute ouïe... 

Bibliographie :

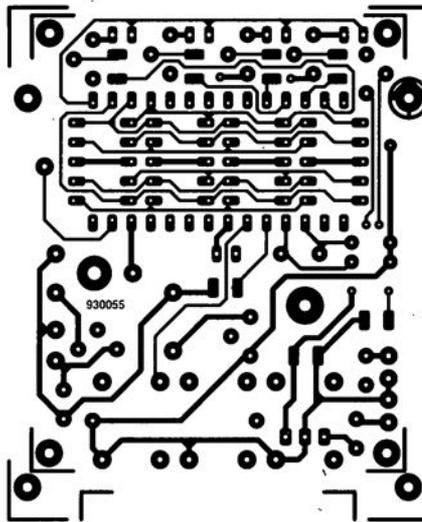
[1] Infocarte n°217.

microcontrôleurs 5, ST6210/15/20/25,
ST62E10/15/20/25

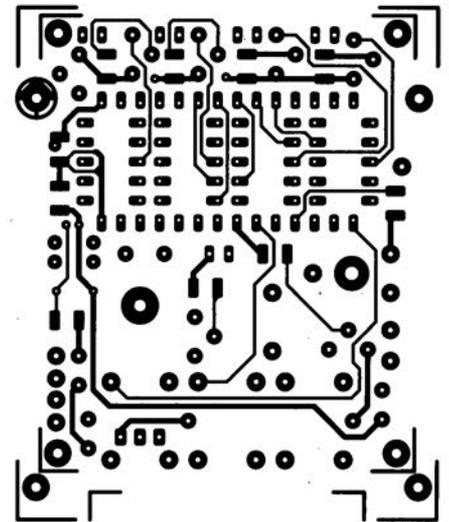
CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE



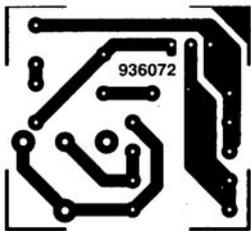
stella ↑



pendulette multifonction (côté pistes) ↑

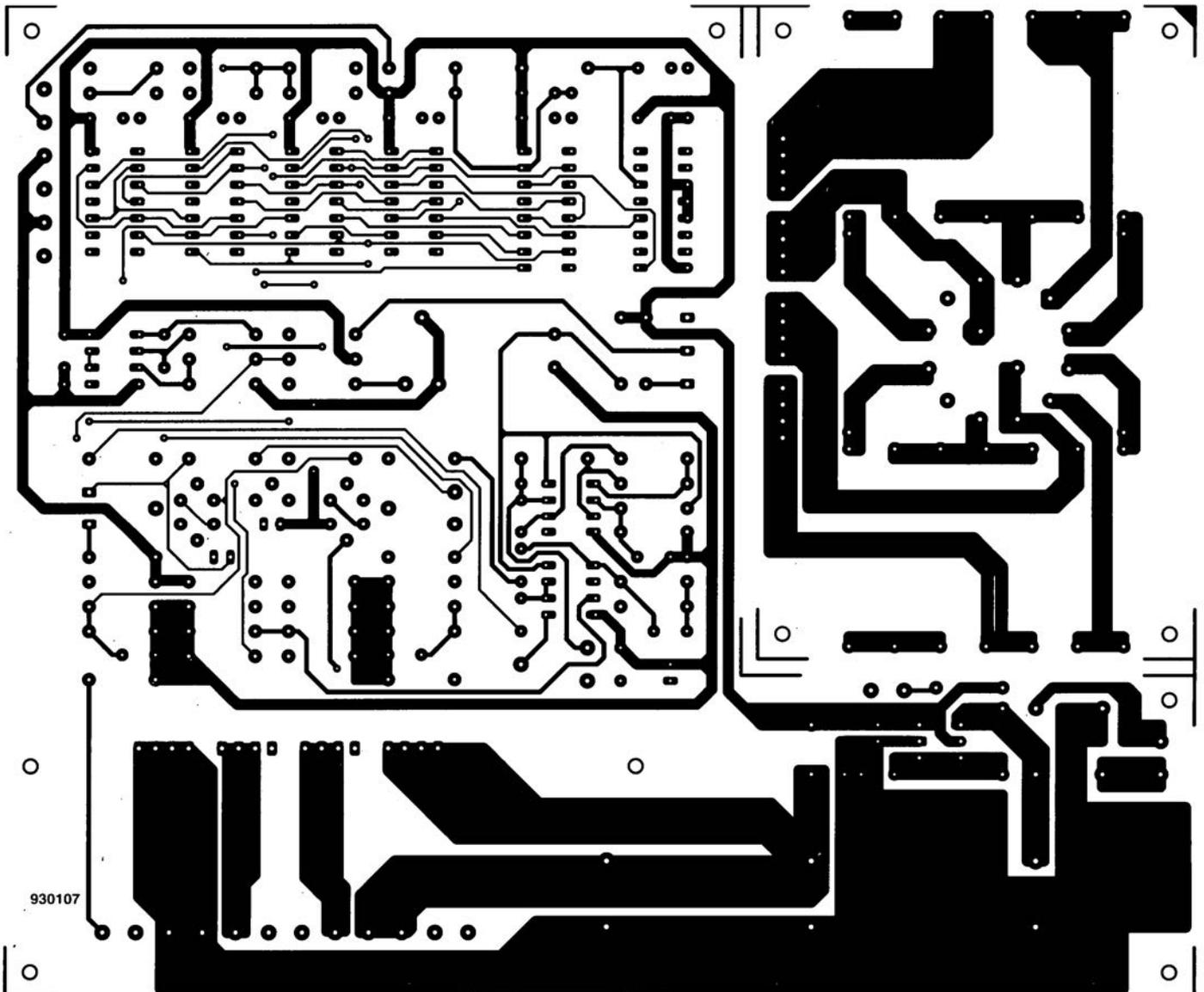


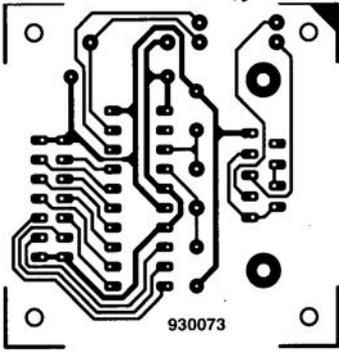
pendulette multifonction (côté composants) ↑



flash-esclave ↑

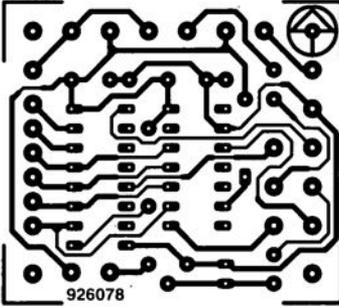
testeur de MOSFET (côté pistes) ↓





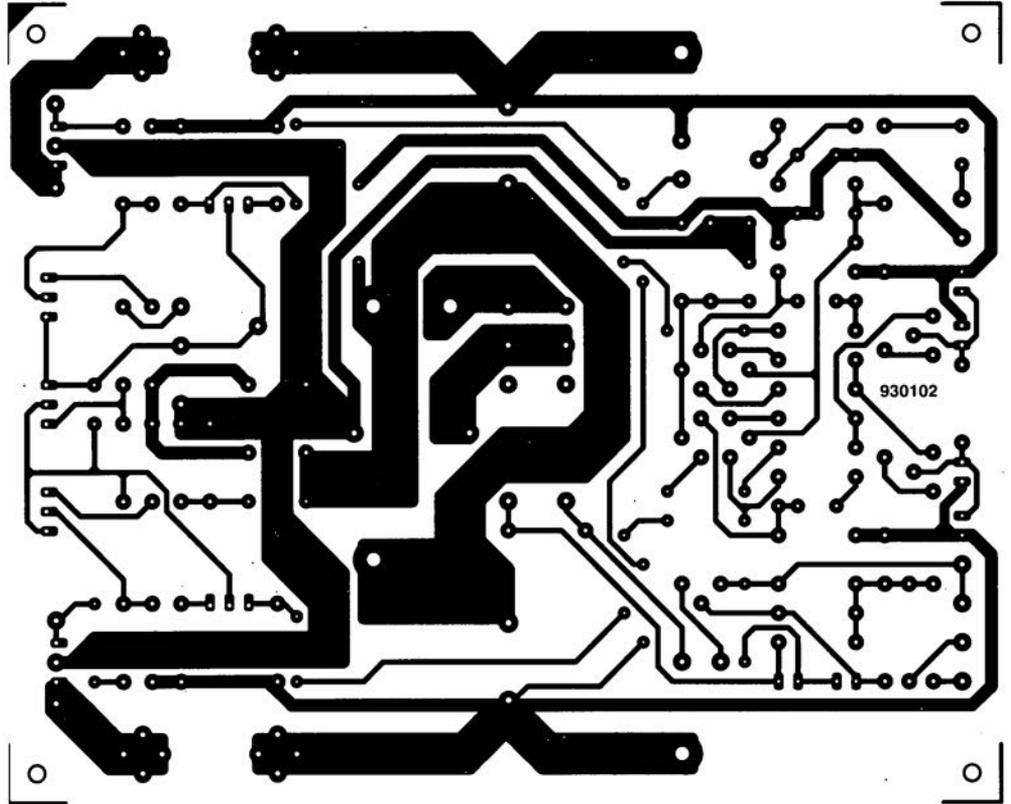
930073

interface à µC ↑



926078

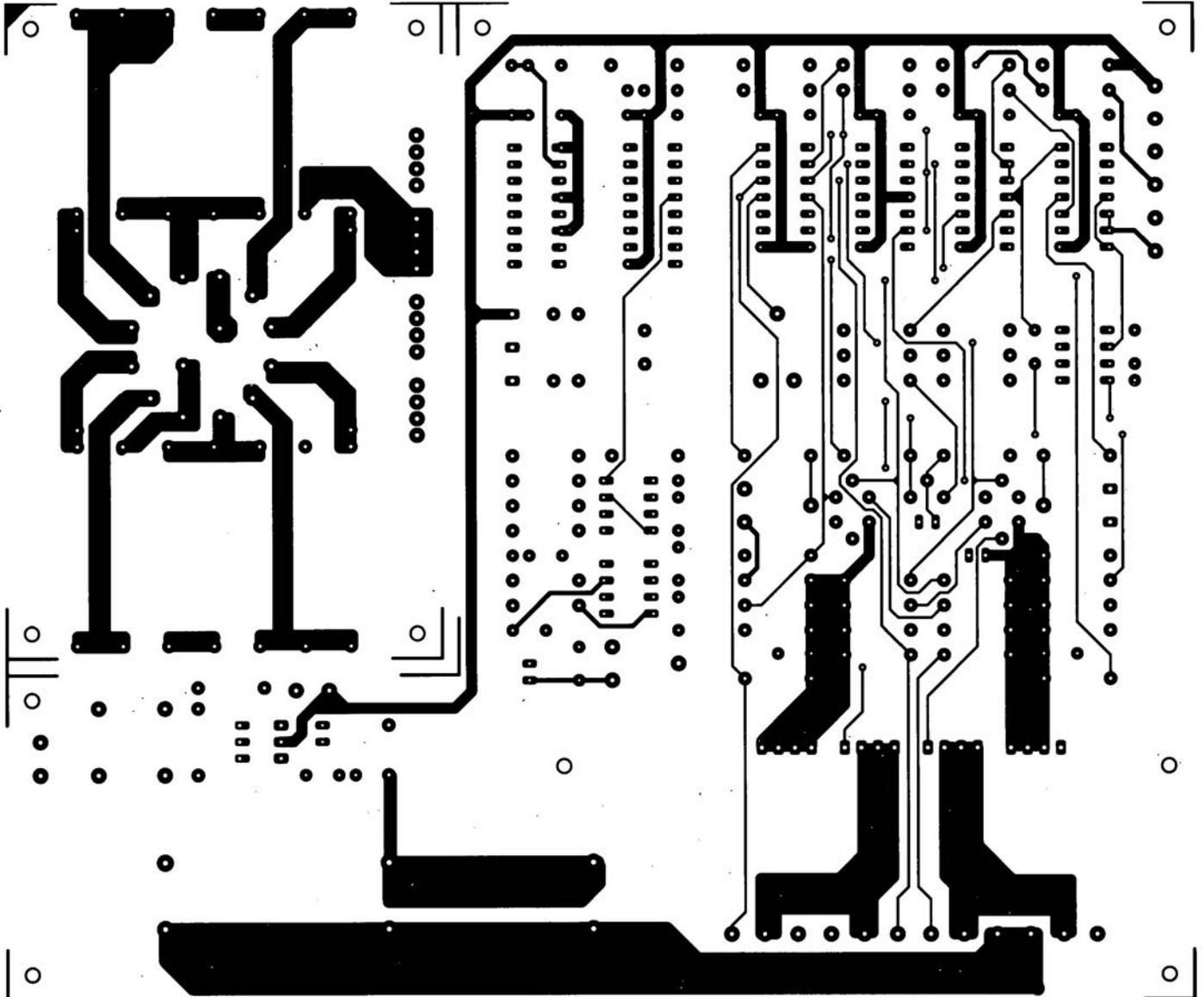
polisson ↑



930102

HEXFET60 ↑

testeur de MOSFET (côté composants) ↓



BoardCapture, BoardMaker2 & BoardRouter

saisie de schémas + dessins de circuits imprimés

NdlR : seuls pourront faire l'objet d'un compte-rendu rédactionnel les logiciels envoyés à la rédaction tels qu'ils le seraient à un éventuel acheteur.

Il nous faut commencer par une remarque préliminaire : ce logiciel nous a été envoyé par la société anglaise qui l'a créé, Tsien, ce qui explique que nous ne puissions parler que de sa version anglaise. Nous savons cependant qu'il existe un, voire plusieurs importateur(s) de ce logiciel en France, mais n'avons pas été mis au courant de la situation actuelle. Fin d'aparté.

De nombreux lecteurs d'Elektor connaissent sans doute déjà le programme de dessin de circuits imprimés, BoardMaker, qui en est rendu à sa version 2, matricule 2.42, update 2.51. Allez donc vous y retrouver avec tous ces chiffres. Tsien complète sa gamme de logiciels de dessins de circuits imprimés, BoardMaker, et de routage, BoardRouter, par un nouveau logiciel de dessin de schémas, BoardCapture. On dispose donc ainsi d'un outil complet d'une même source, ce qui laisse présager l'absence de problèmes de compatibilité...

La première impression que l'on a, à la réception du colis, est celle d'un logiciel solide, vu l'épaisseur du carton d'emballage et la quantité de colle à prise rapide utilisée. La seconde surprise est le nombre impressionnant de disquettes, 4, que comporte chacun des 2 logiciels BoardCapture et BoardMaker2. Il n'est en effet pas fait de distinction entre le type de lecteur de disquette que pourrait

posséder un acheteur potentiel. Les dits logiciels arrivent en format 5"1/4 et 3"1/2. À l'utilisateur de choisir.

Quel matériel faut-il pour travailler avec BoardCapture et BoardMaker ?

En cet âge d'inflation matérielle où aucun ordinateur ne saurait trouver grâce s'il ne bat pas un 486DX66 (Intel Inside) à l'intérieur et s'il ne possède pas l'un ou l'autre connecteur de bus local, BoardCapture dit se contenter d'un XT (8086), AT (80286), et c'est vrai le logiciel tourne « gentiment » dans ces conditions, mais c'est avec un 386 d'AMD ou un 486Dr2 de Cyrix (486 déguisé en 386) voire un 486 que les événements s'accroissent très sensiblement.

Tout PC, doté d'une carte VGA, – couleur, est-il bien nécessaire de le préciser, encore que l'on puisse envisager de travailler avec une carte VGA et un moniteur N&B, mais cela fatigue vite – d'une souris, de 640 Koctets de mémoire système, et d'un port parallèle (pour l'impression et le **dongle**), DOS 3.3 ou mieux est un candidat acceptable pour l'utilisation de ce logiciel. Ce sont d'ailleurs très exactement les mêmes conditions que pose l'utilisation de BoardMaker2.

L'installation

de l'un ou l'autre de ces logiciels ne pose pas de problème, elle ne prend que quelques minutes, durée qui dépend bien évidemment des performances de l'ordinateur concerné. Il y a des choses bien plus intéressantes à décrire que l'installation, l'essentiel étant de savoir qu'elle ne pose pas de problème.



BoardCapture

L'utilisation du logiciel de dessins de schémas BoardCapture qui en est à sa version 1.10 est d'une étonnante simplicité. Pour faire un schéma il suffit, d'appeler les différents composants nécessaires

La première étape consiste, si l'on veut éviter que les choses ne deviennent incompréhensibles, à charger un gabarit sur la surface de travail. C'est là que l'on se rend compte de la taille de l'espace disponible...

La sélection du composant est facilitée par sa visualisation sous la forme d'une icône. L'utilisateur dispose d'un nombre important de bibliothèques, pas moins de 18, sans parler de celles qu'il pourra à l'occasion créer lui-même, à l'aide du Library Editor, encore que cela demande une certaine souplesse d'esprit.

Il ne faudra pas s'inquiéter si sur son 286 la lecture d'une bibliothèque prend un certain temps, plus d'une dizaine de secondes pour TTL1 où se trouvent blottis

(suite en page 35)

LOGICIELS

(suite de la page 21)

pas moins d'une centaine de composants, le système n'est pas « planté ».

Le positionnement des composants se fait bien sur la grille ou une pseudo-grille d'un demi-intervalle, ce qui permet l'obtention de dessins agréables à lire. Le traçage de liaisons se fait très vite, sachant qu'après le dessin de chaque segment on a rafraîchissement de l'écran, processus qui reste rapide même dans le cas de dessins relativement complexes. La définition des composants est excellente, au point que l'on trouve la dénomination des broches d'un transistor ou celle des segments d'un afficheur 7 segments à LED... Cela comporte bien évidemment un risque certain de rendre la lecture d'un schéma plus difficile, vu le danger de superposition d'un certain nombre d'informations.

Le scrolling se fait avec une progressivité satisfaisante. S'il existe bien une possibilité de travailler en SVGA 800x600, elle n'est pas donnée à tous les systèmes, en particulier aux systèmes à LB (local Bus) dotés de circuits graphiques « exotiques ».

Attention à ne pas se faire chevaucher 2 lignes sous peine de création automatique d'une jonction.

Il ne faudra pas oublier, à l'impression d'un schéma de taille A4, de procéder à une rotation de 90°. Les dessins obtenus sur une Deskjet sont d'une finesse remarquable.

L'une des caractéristiques intéressantes que l'on découvre à l'utilisation de BoardCapture est la création automatique par le dit logiciel, d'un fichier de

sauvegarde lorsque l'on utilise le même nom (extension SC1 pour une extension SCH d'origine) ce qui permet de se sortir d'affaire en cas d'erreur malheureuse.

BoardMaker 2

On se trouve là en présence de la version 2.42 avec une réactualisation version 2.51. Comme il s'agit d'un logiciel présent sur le marché depuis un certain nombre d'années, nous n'allons pas entrer dans le détail. Cette nouvelle version offre la possibilité de dessiner un plan de séparation thermique (thermal break power plane) fort intéressant lorsqu'il s'agit de faire le dessin d'une platine HF ou d'un circuit imprimé à technologies mixtes.

On peut être étonné de ne pas trouver ici de possibilité de scrolling comme on l'a découverte avec BoardCapture. Un rien d'exercice avec les touches U et Z entrecoupées de quelques mouvements de la souris et l'on arrive cependant au but que l'on s'était fixé. Notons qu'il devrait très bientôt être présenté une nouvelle version de BoardMaker, la version 2.6.

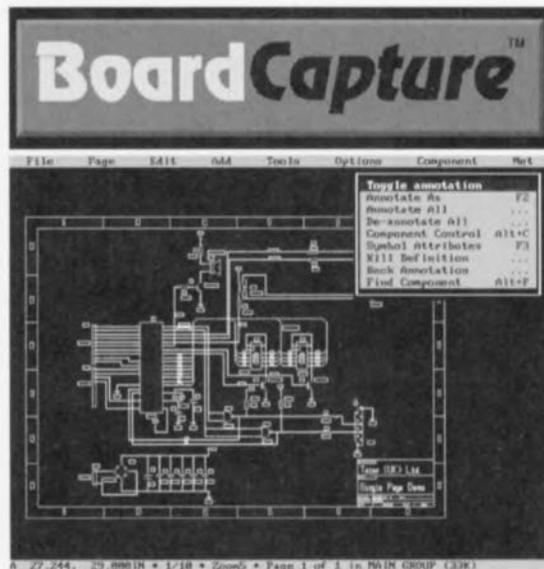
BoardRouter

Ce logiciel d'auto-routage se défend fort bien, routant une platine à 134 connexions en 1'25" toutes réussies (0), celle d'une platine complexe comportant 325 connexions se faisant elle en 6'30". Le reste n'appelle pas de remarque particulière, il faudra vous y essayer.

En guise de conclusion

Le paquet BoardCapture + BoardMaker + BoardRouter constitue un ensemble très cohérent. Tout ardent défenseur de DOS (ne pouvant pas voir Windows en

peinture) dispose là d'un outil performant, que son prix (£395 pour BoardCapture + £295 pour BoardMaker2 – notons qu'il existe une version de base BoardMaker1 au prix de £95 – + £200 pour BoardRouter) ne met cependant pas à la portée de tout amateur d'électronique. À l'image de nombreux logiciels tant soit peu performants, le système BoardCapture + BoardMaker + BoardRouter implique l'utilisation d'un dongle. Le problème est que de plus en plus souvent, les logiciels d'une certaine complexité nécessitent l'utilisation d'un dongle, ce qui se traduit par la fabrication d'une chaîne de dongles à la sortie Centronics, encore qu'il ne soit pas impératif que le dongle de BoardMaker & Cie soit branché sur la sortie LPT1. Raison de plus de doter son ordinateur d'un second (LPT2) voire d'un troisième (LPT3) port parallèle...



appareillage simple et bon marché pour mesures sur antennes

J. Carr

Dans le premier article, de cette série de 2, publié le mois dernier nous nous étions fixé comme objectif de décrire des instruments et des techniques à utiliser pour tirer le meilleur parti possible de ses antennes.

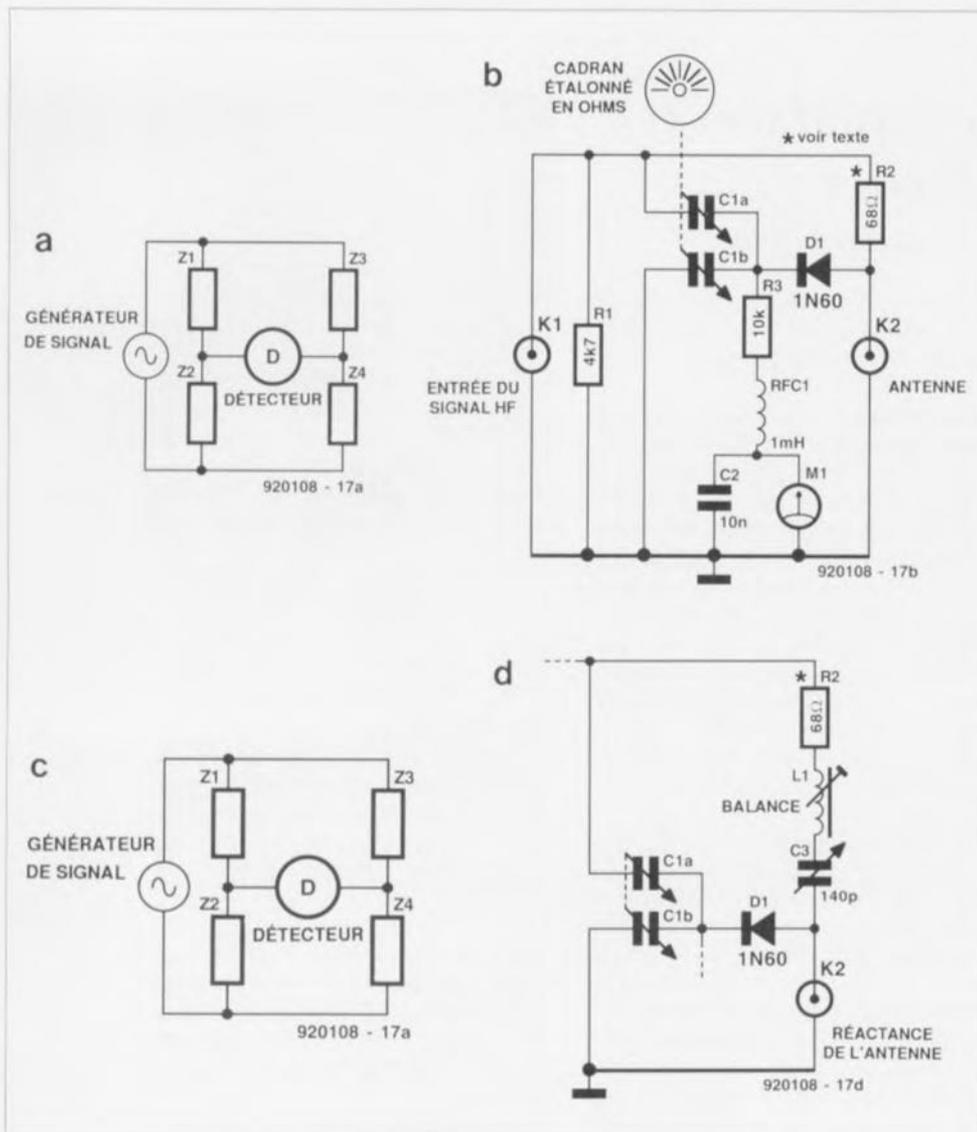


Figure 8. a) Principe du circuit de pont.
 b) Pont HF à base de condensateur différentiel.
 c) Condensateur variable différentiel de 2 x 150 pF.
 d) Modification du circuit pour disposer d'une commande d'équilibre (BALANCE) et de réactance.

Dans le paragraphe en cours nous nous étions intéressés au premier des appareils permettant d'atteindre le premier des objectifs de l'instrumentation de mesu-

re pour antennes, c'est-à-dire la fréquence de résonance de l'antenne, à savoir les oscillateurs dip. Ce second article vous propose de découvrir 2 autres

techniques de mesure de cet élément, à savoir...

Les ponts d'impédance

Il est possible de procéder à des mesures d'impédance en utilisant une variante du classique pont de résistance, le fameux pont de Wheatstone. La **figure 8a** vous propose le schéma de principe d'un tel pont d'impédance.

L'intensité du courant traversant le détecteur, c'est-à-dire l'instrument de mesure sera nulle lorsque l'on aura l'égalité $(Z1/Z2) = (Z3/Z4)$. Si l'impédance de l'antenne constitue l'un des bras du pont et que 2 des bras restants ont une valeur d'impédance fixe, il devient possible d'ajuster le quatrième et dernier bras pour équilibrer le pont, ce qui revient à annuler le courant, opération constituant la mesure proprement dite. L'une des tactiques les plus courantes consiste, par exemple, à prendre pour Z1 et Z3 des résistances fixes ayant une valeur proche de la valeur se situant au milieu de la plage d'impédance à mesurer. Si Z2 est une résistance ajustable, la résistance permettant la mise en équilibre du pont, situation indiquée par la mise à zéro du détecteur, est égale à la composante résistive de l'impédance inconnue.

La **figure 8b** vous propose un exemple typique. L'antenne, ou toute autre impédance inconnue, est branchée à l'embase K2, constituant ainsi l'un des bras du pont. Le second bras prend la forme d'une résistance fixe, R2. On choisira pour R2 une valeur de 50 ou 75 Ω, en fonction de la valeur prévue de l'impédance de l'antenne. Prendre pour R2 une valeur de 68 Ω constitue un compromis acceptable dans le cas d'un instrument ayant à travailler avec l'un et l'autre type de charge. La résistance R2 sera du type au carbone, à film métallique ou tout autre variété non inductive. Les résistances bobinées sont inductives, et comme le suggère éloquentement leur dénomination, ont tendance, aux fréquences HF, à se comporter comme des selfs (bobines) plutôt que comme des résistances.

Les réactances des condensateurs Ca1 et C1b constituent les 2 autres bras de notre pont; C1a/b est un condensateur différentiel. Un condensateur différentiel tel que celui représenté sur la photographie de la **figure 8c**, est un

condensateur doté de 2 sections utilisant le même axe et se déplaçant mécaniquement l'une par rapport à l'autre sous un angle de 180° . Les 2 sections ont la même capacité, mais, de par le concept utilisé, l'une des sections possède sa capacité maximale alors que l'autre se trouve alors à sa capacité minimale. Dans ces conditions, lors d'une rotation de l'axe, la capacité de l'une des sections diminue d'une certaine valeur identique à la valeur d'augmentation de capacité de l'autre section.

Il est possible de fabriquer un condensateur différentiel de fortune en réalisant une association mécanique de 2 condensateurs variables identiques. Le type de condensateur à utiliser est un condensateur variable à cage à air doté d'un axe débordant de part et d'autre de la cage. À l'aide d'un dispositif de couplage on accouple l'extrémité supérieure de l'axe de l'un des condensateurs à l'extrémité inférieure de l'axe de l'autre. On positionne l'un des condensateurs à sa capacité maximale (les ailettes sont totalement imbriquées) tandis que l'autre est mis à sa capacité minimale – les ailettes se trouvent en « opposition de phase ». L'objet ainsi créé est de qualité moindre qu'un vrai condensateur différentiel, mais s'avère dans la pratique parfaitement utilisable si tant est qu'il soit conçu avec un minimum de soins.

Le détecteur de ce circuit est une diode de signal au germanium (une 1N34 ou une 1N60 fait parfaitement l'affaire). La résistance R3 sert de charge pour la diode, un microampèremètre, M1, fait office d'affichage pour le détecteur. En règle générale on utilise un instrument de $100 \mu\text{A}$ de débattement à pleine échelle. Une self de choc HF, RFC1, a pour fonction de protéger le mouvement de l'instrument contre une éventuelle influence de signaux HF.

On connecte une impédance inconnue à l'embase K2, une source de signal de la fréquence requise à l'embase K1 et l'on joue ensuite sur le condensateur différentiel C1 jusqu'à ce que l'aiguille de l'instrument soit à zéro. On peut alors lire l'impédance de l'antenne sur la couronne graduée que comporte le condensateur C1. Un instrument au moins a permis au technicien d'enficher un élément résistif égal à l'impédance du système.

L'étalonnage de l'instrument est simple. On connecte l'une après l'autre plusieurs résistances non inductives de valeurs standard échelonnées de 10 à 1000Ω à l'embase K2 – veiller à raccourcir leurs connexions. On équilibre (aiguille à 0) ensuite le pont et l'on porte sur le cadran la valeur de la résistance de charge le point correspondant. Il ne faudra pas oublier que les résistances voient leur valeur changer – c'est d'ailleurs là la raison de la présence d'un anneau de couleur indiquant une certaine catégorie de tolérance – et que l'on peut constater une certaine variation aléatoire lors du processus de mesure réel. Si vous tenez à avoir la graduation la plus précise, utilisez des résistances à tolérance de 1%, ou des résistances triées manuellement à l'aide d'un ohmmètre pour correspondre du mieux possible à la valeur théorique du schéma. Refaites 5 à 10 mesures avec chaque résistance et adoptez comme point à marquer sur le cadran le point moyen de la distribution obtenue.

Le circuit de principe de la figure 8 peut uniquement servir à déterminer la composante résistive de l'impédance. Il est possible de modifier le circuit, approche qu'illustre le schéma de la figure 8d, pour prendre en compte la composante réactive, c'est-à-dire relative à la réactance. Dans ce cas particulier, une réactance inductive, L1, est connectée, prise en série avec un condensateur variable C3, à l'embase d'antenne, K2. Le condensateur sert à mesurer la composante réactive de l'impédance. La self ajustable L1 sert à la commande de l'équilibre. Avant d'ajuster L1 il faut commencer par équilibrer le pont en jouant sur C1 – le point de zéro sera peu franc tant que l'on n'aura pas ajusté correctement la self L1. On positionne C3 à mi-échelle de la capacité (70 pF) et l'on ajuste ensuite L1 pour mettre l'aiguille à zéro. La valeur de L1 dépend de la fréquence de travail et est conçue pour résonner en série avec C3 à la dite fréquence. Certains concepts de ponts d'impédances basés sur ce principe possèdent, pour L1, des selfs enfichables de valeur diverses, permettant l'utilisation d'une self différente pour chaque bande (de fréquences). La raison de la non utilisation d'une self à

sélection par commutateur est l'existence de capacités et d'inductivités parasites, inhérente au principe mécanique de la commutation, qui rend difficile la mise à zéro du pont. On pourrait supposer que les techniques de commutation modernes, spécialement celles faisant appel à des diodes PIN, rendraient cet argument caduc. L'utilisation de petits relais DIP pourrait, elle aussi, résoudre ce problème de « parasites ».

L'un des problèmes que pose le circuit de la figure 8 est qu'il nécessite un niveau de signal relativement élevé si l'on veut avoir un débattement décent de l'aiguille de l'instrument. Ceci signifie que les radio-amateurs peuvent s'en servir facilement, mais les amateurs à l'écoute des ondes courtes (O.C.) et tous ceux qui n'ont pas de licence pour l'utilisation d'émetteurs/récepteurs auront des problèmes pour y faire appel. La solution consiste à placer un amplificateur HF en amont du pont, ceci pour amplifier le niveau faible du signal fourni par un générateur de signal HF typique, soit encore un amplificateur CC (en tension continue) pris lui en amont de l'instrument de mesure. L'auteur a trouvé des réalisations utilisant ces 2 techniques d'amplification.

La photographie de la figure 9 est celle d'un pont d'impédance portatif pour antennes radio vendu dans le commerce. Cet instrument utilise le circuit de pont condensa-



Figure 9. Pont d'impédance du commerce à usage général (radio-amateur et hobbyiste).

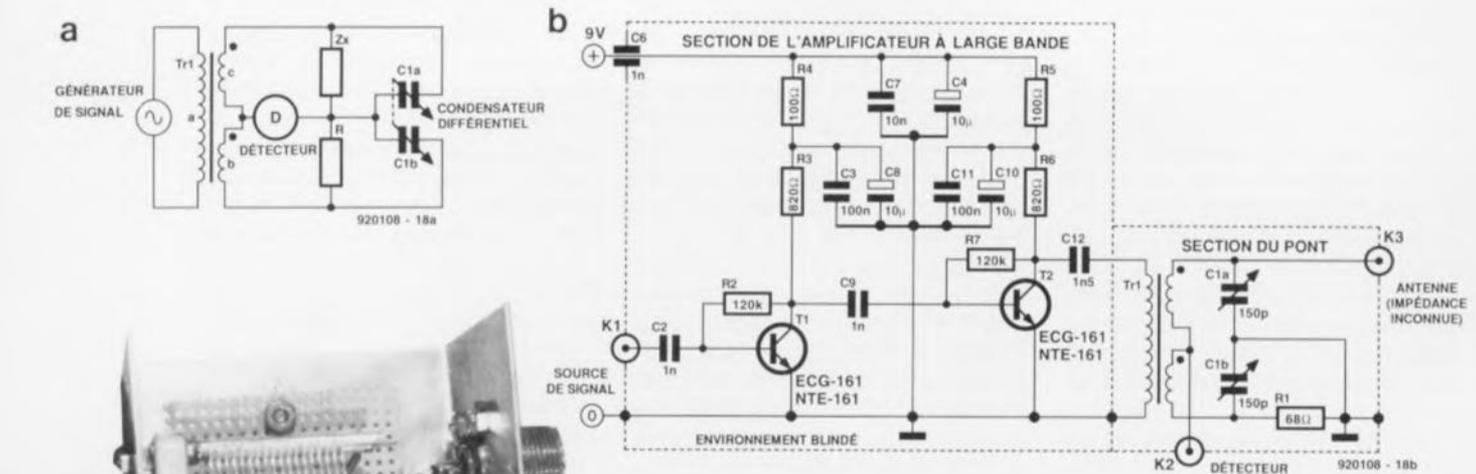


Figure 10. a) Pont d'impédance HF à couplage par transformateur. b) Circuit pratique (testé) utilisant un amplificateur HF monté en amont du pont. c) Photo du prototype réalisé à partir du schéma b).

teur/résistance et possède un amplificateur HF à large bande interne ce qui permet l'utilisation de sources de signal de faible niveau telles que des générateurs de signaux courants. Un bouton de commande permet la mise en ou hors-circuit de l'amplificateur selon qu'il le faut ou non.

Le schéma de la **figure 10a** vous propose une variante du circuit du pont d'impédances. Ici, la source de signal est reliée au pont à travers un transformateur, Tr1. Le bobinage de ces transformateurs se fait en règle générale sur un corps toroïdal sous la forme d'une série de 3 fils de manière à garantir un couplage efficace des 3 enroulements. Les points positionnés à l'une des extrémités de chacun des enroulements secondaires (Tr1b et Tr1c) servent à identifier la même extrémité pour ces 2 enroulements.

Le schéma plus complexe de la **figure 10b** vous propose une version plus sophistiquée de ce circuit réalisée par l'auteur et dont nous vous proposons la photographie en **figure 10c**. Conçu pour travailler dans la partie du spectre

radio des ondes courtes HF il a donné d'excellents zéros dans une charge fictive de 50 Ω à des fréquences allant jusqu'à 32 MHz. Le circuit comporte un amplificateur HF à large bande permettant l'utilisation d'un générateur fournissant un signal HF de niveau relativement faible.

Le circuit de la section du pont est dérivé de celui de la figure 10a. Cette version a été conçue pour travailler avec des lignes de transmission en câble coaxial, technique souvent utilisée tant par les amateurs d'écoute des O.C. que par les radio-amateurs. Les éléments du pont comprennent les sections du condensateur différentiel (C1a et C1b), l'impédance inconnue de l'antenne et une résistance fixe (68 Ω). Tout comme dans le cas précédent cette résistance doit être au carbone ou à couche métallique.

Le circuit du pont est attaqué par un transformateur à 3 enroulements, Tr1. Le bobinage de ce transformateur est fait selon la technique trifilaire évoquée quelques lignes plus haut, utilisant 10 spires de fil de cuivre émaillé de 0,4 mm de section (26 AWG) bobinées sur un noyau torique de type T37-RED. Nous pouvons vous donner une petite astuce pour fabriquer sans trop de peine ce câble trifilaire entortillé, à condition de s'y prendre avec soin. On commence par découper 3 morceaux de fil de 75 cm de long pour les coucher parallèlement l'un à l'autre. On effectue un noeud à l'une des extrémités de

cet ensemble de 3 fils, noeud que l'on place dans le mandrin d'une perceuse à main (donc pas de modèle électrique) – on peut également utiliser une perceuse plus lourde à vitesse ajustable mais cela demande un peu plus de doigté. On prend l'autre extrémité dans un étau et l'on débute le processus de torsion. On continuera jusqu'à obtenir de l'ordre de 6 torsions par centimètre, ce nombre n'a d'ailleurs rien de critique. Faites attention à vos yeux...

Le détecteur pourra être n'importe quel dispositif ou instrument capable de détecter un signal HF. L'auteur a utilisé **et** un oscilloscope (bande passante de 50 MHz–3 dB) **et** un récepteur ondes courtes équipé d'un S-mètre (mesure de la puissance du signal) comme détecteur. On pourrait également utiliser le détecteur passif à instrument analogique représenté en figure 10a.

Le circuit du pont doit être mis dans un enclos de blindage pour éviter toute interaction entre l'environnement extérieur et les composants du pont. Le compartiment du pont a été placé à l'intérieur d'un boîtier blindé de dimensions plus importantes dans lequel se trouvaient et le pont et l'amplificateur HF à large bande.

L'amplificateur HF à large bande est constitué d'une paire d'étages à transistors VHF/UHF npn montés en cascade. Les dits transistors sont normalement disponibles auprès des services d'après-vente TV; l'auteur a utili-

sé un NTE-161, mais on pourrait fort bien utiliser un ECG-161, un GE-39 ou encore un SK-3716. Si vous n'arrivez pas à mettre la main sur l'un de ces composants, essayez donc un transistor VHF/UHF d'amplification HF à usage général de classe équivalente ($F_T \approx 800$ MHz, $H_{fe} \approx 60$, $P_d = 200$ mW, $I_c = 50$ mA).

Tous les condensateurs du circuit, exception faite de ceux dotés d'un symbole de polarité et de C6, sont des condensateurs-disque céramique. Il faudra, en raison des caractéristiques large bande de cet amplificateur, utiliser des condensateurs de bonne qualité et enlever l'excédent de matériau céramique présent sur leurs broches de manière à pouvoir raccourcir ces dernières au plus court. Une pince pliante à bec fin permettra d'écraser l'excédent de céramique.

Les condensateurs polarisés du schéma pourront être des condensateurs au tantale ou à l'aluminium. Bien que les experts semblent préférer les tantales pour les applications du type de celles de la figure 10b, l'utilisation de condensateurs à l'aluminium radiaux en version courante n'a pas posé de problème pratique. Le condensateur C6 est un condensateur de transfert céramique de 1 000 pF. Il est monté dans la face arrière et permet le passage de la tension continue, les signaux HF étant dérivés à la masse. Il n'est pas très facile de mettre la main sur ce type de condensateur; il n'est pas strictement indispensable si l'on veille à ce que la longueur du conducteur reliant C7 au point où la ligne d'alimentation passe le blindage soit gardée la plus courte possible. Le bon sens pratique recommande l'utilisation de ce condensateur de transfert.

L'étalonnage du pont de la figure 10b se fait selon la même procédure que précédemment : à l'aide d'une collection de résistances fixes au carbone ou à couche de métal de différentes valeurs comprises entre 10 et 1 000 Ω .

Avec le condensateur différentiel disponible, il fut possible d'arriver à des zéros francs jusqu'à une valeur de résistance de 600 Ω , au-delà les repères portés sur le cadran étaient trop imbriqués pour être utilisables (le point zéro étant lui aussi plus douteux).

De l'utilisation d'un pont d'impédances

L'un des problèmes auquel on se trouve souvent confronté lors de l'utilisation d'un pont d'impédance dans la réalité est que ce type d'appareil ne semble marcher correctement que dans les circonstances optimales. En cas de connexion directe du pont au point d'alimentation de l'antenne, le pont mesure l'impédance réelle de l'antenne. Si au contraire on le connecte à l'antenne via un morceau de câble coaxial d'une longueur quelconque, l'impédance réfléchie mesurable sur la ligne présentera une relation avec, mais sera différente de, l'impédance réelle de l'antenne, différence qui dépend de la longueur de la ligne. La solution à ce problème consiste à utiliser une ligne de transmission ayant une caractéristique électrique d'une demi-longueur d'onde à la fréquence centrale de la bande de fréquences concernée (figure 11). La longueur physique et la longueur électrique d'une ligne de transmission ne sont pas identiques. La longueur électrique est plus courte que la longueur physique selon un facteur de vitesse (v). On commence par calculer la longueur physique, ℓ , requise pour une demi-longueur d'onde en se servant de l'équation de longueur d'antenne et l'on multiplie le résultat par le facteur v :

$$\ell = 150 v / f \quad [6]$$

formule dans laquelle ℓ est exprimée en mètres et f en mégahertz. Voici quelques valeurs typiques de v : 0,66 pour un câble coaxial utilisant du poly-

éthylène comme diélectrique, 0,80 pour du polystyrène et 0,7 pour du téflon®.

Une fois terminé le réglage de l'antenne ou les mesures, on pourra remplacer la ligne de transmission par un morceau du même type de câble coaxial d'une longueur quelconque permettant une interconnexion aisée de l'antenne au récepteur. En effet, la longueur du câble n'a pas d'influence sur le réglage de l'antenne – seule la longueur de l'élément rayonnant en a un – mais a un effet sur les mesures.

Les ponts de bruit

Un pont de bruit est un pont d'impédance spécial conçu d'une façon telle qu'un circuit de génération de bruit se substitue au générateur de signal. Un générateur de bruit gaussien idéal produit une quantité importante de signaux aléatoires à toutes les fréquences, du continu à celle de la lumière diurne, sachant cependant qu'il est raisonnable de s'attendre, sans prise de mesure particulière, à un fonctionnement allant des fréquences très basses (VLF = *Very Low Frequency*) à l'extrémité supérieure du spectre HF.

Les ponts de bruit utilisent généralement des récepteurs O.C. comme détecteur.

Le schéma de la figure 12 est celui d'un pont de bruit. La section du pont est similaire à celles évoquées plus tôt. On pourra utiliser pour Tr1 le même transformateur trifilaire que celui décrit lors de notre examen du pont d'impédance. La différence entre

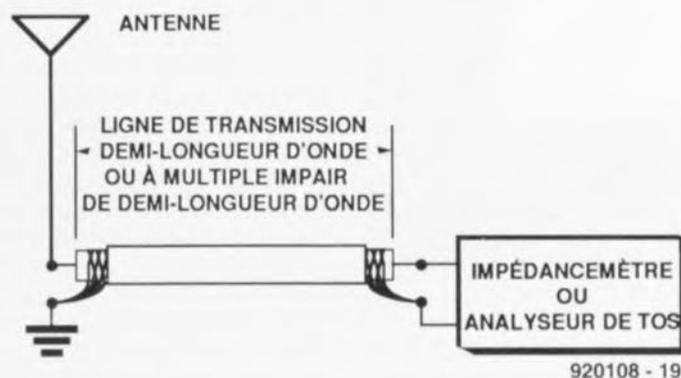


Figure 11. On branchera le pont d'impédance à l'antenne par l'intermédiaire d'un morceau de ligne de transmission ayant une longueur électrique d'une demi-longueur d'onde.

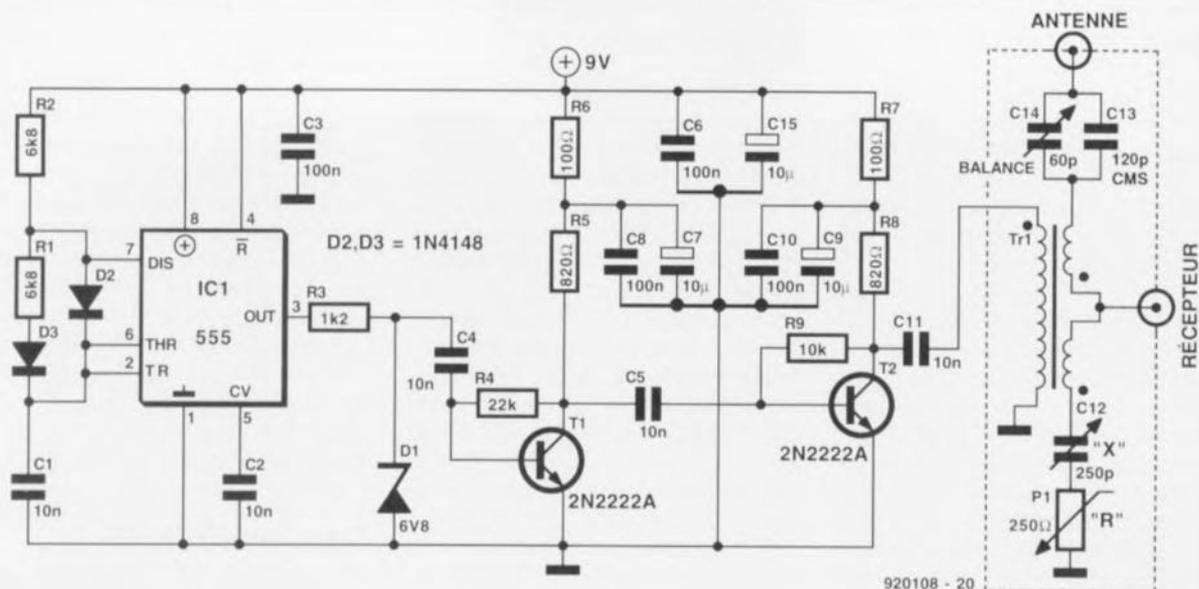


Figure 12. Schéma d'un pont de bruit.

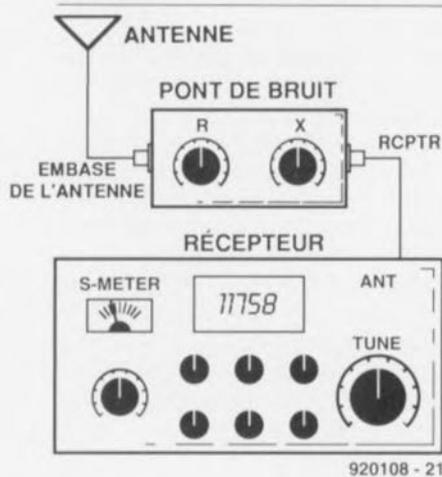


Figure 13. Voici comment brancher un pont de bruit à une antenne; ici, c'est le récepteur qui fait office de détecteur.

un modèle de capacité à croissance linéaire plutôt qu'un modèle à croissance linéaire de la longueur d'onde, identifié par la présence de l'axe du rotor centrée sur les plateaux semi-circulaires du rotor.

Notons que ce circuit fonctionnera également comme un pont d'impédance linéaire si l'on remplace la source de bruit par un générateur de signal sinusoïdal BF. Le circuit de générateur de bruit fait appel à une diode zener de 6V8. Toutes les diodes zener travaillent en mode avalanche, source inhérente de bruit. Nous tirons parti de cet effet, que l'on considère, en général, plutôt comme un inconvénient, pour la génération de signaux de bruit pseudo-gaussien à large bande. Le contenu harmonique, l'effet et la possibilité d'identification de la source de bruit est rehaussé par l'utilisation d'un générateur d'impulsions de 1 000 Hz (un temporisateur du type 555, IC1) procédant à un découpage de la tension de commande de la diode zener à une taux de répétition de 1 000 Hz. Le circuit dispose de 2 organes de commande. La commande « R » permet de mesurer la composante résistive de l'impédance. Ce potentiomètre devra être un potentiomètre au carbone de très bonne qualité. Le condensateur est un condensateur variable ordinaire utilisé pour la commande du paramètre « X » (la réactance). Après avoir branché une charge fictive de 50 Ω à l'embase ANTENNE on positionne la com-

mande « X » à mi-échelle et l'on joue sur la commande BALANCE jusqu'à trouver la position se traduisant par le minimum de bruit.

Le synoptique de la figure 13 montre la position du pont de bruit entre l'antenne et le récepteur. On accordera le récepteur sur une fréquence située au milieu de la bande de fréquence dans laquelle on veut opérer. On met le générateur de bruit en fonction. On devrait entendre un spectre de bruit de niveau compris entre 6 et 9 sur le S-mètre. On commencera par brancher une charge fictive de 50 Ω à l'embase d'antenne. On joue sur la commande « R » jusqu'à avoir un zéro dans l'enveloppe de bruit. On joue ensuite sur la commande « X » pour avoir un zéro. Vous ne manquerez pas de remarquer qu'il existe une certaine interaction entre les commandes « X » et « R », de sorte qu'il faudra jouer alternativement sur les 2 organes de commande jusqu'à trouver le meilleur zéro d'ensemble. La valeur de la commande « R » exprimée en ohms est celle de la composante résistive de l'impédance de l'antenne, la valeur de la commande « X » donnant elle une bonne mesure de la taille de la réactance. On pourra, en utilisant des valeurs standard de selfs et de condensateurs shuntés à l'aide d'une résistance de 50 Ω , calibrer « X » pour une plage de fréquence spécifique.

Une fois que vous aurez l'utilisa-



Figure 14. Pont de bruit (P.E.).

ce circuit de pont et les précédents est qu'il ne nécessite pas de condensateur-différentiel-difficile-à-dénicher; un condensateur variable ordinaire, de bonne qualité cependant, fait parfaitement l'affaire. Il est préférable d'utiliser

une charge fictive bien en main, vous pourrez vous essayer à un vrai récepteur. Les radio-amateurs pourront utiliser un récepteur de couverture générale comme détecteur plutôt qu'un récepteur se limitant à la bande radio-amateur, sachant que le point de résonance réel d'une antenne pourrait fort bien se situer en-dehors de la bande – étant de ce fait inaudible sur un récepteur pour bandes radio-amateur seules.

La photographie de la **figure 14** vous propose un pont de bruit R-X de Palomar Engineers, une société américaine, modèle au prix abordable. L'auteur s'en est servi de longues années durant lesquelles il a parfaitement rempli les fonctions qu'il en attendait.

Analyseurs de VSWR autonomes

Le pont d'antenne portatif autonome MFJ, de la société américaine du même nom, dont on retrouve une photo en figure 15, est un autre instrument à faible coût fort intéressant. Il s'agit d'un TOS-mètre (= Taux d'Ondes

Stationnaires, on trouve la dénomination anglaise de VSWR = *Voltage Standing Wave Ratio*). Cet instrument intègre un circuit de pont, un amplificateur à large bande et un générateur de signal H multi-bande, le tout dans un même boîtier de dimensions fort compactes. Après avoir accordé le générateur de signal à la fréquence requise, on joue sur la commande de résistance, jusqu'à l'obtention d'un zéro franc sur le galvanomètre. Une table de conversion permet de retrouver l'impédance correspondant à la valeur de résistance nécessaire pour avoir un zéro. Cette société fabrique des instruments encore plus sophistiqués tels que l'analyseur de TOS HF MFJ-207 (*HF SWR Analyser*) et l'analyseur de TOS VHF MFJ-208 (*VHF SWR Analyser*). Ces instruments ne comportent pas de commande de résistance, mais utilisent d'autres techniques pour mesurer directement le VSWR et l'afficher sur un galvanomètre analogique calibré.

Vous en savez suffisamment maintenant pour essayer de voler de vos propres ailes. ◀



Figure 15. Pont d'antenne portatif autonome (MFJ).

Le bus I2C

de la théorie à la pratique

Dominique Paret

Il n'est pas nécessaire que nous soulignons, auprès de nos lecteurs, l'importance que revêt le bus I2C dans les développements technologiques actuels. Il est donc intéressant qu'un auteur se soit penché sur le sujet et en ait fait une sorte de «somme». Cet ouvrage de Dunod Tech est un livre comme les aime la rédaction d'Elektor. En effet, non seulement il comporte une disquette de logiciel, mais encore la représentation du dessin des pistes d'un certain nombre de circuits imprimés permettant la réalisation d'un système à carte CPU + divers modules. Reprenons quelques lignes du texte de présentation imprimé au dos de cet ouvrage.

Parmi les moyens simples et économiques de relier des circuits intégrés et des ensembles électroniques locaux entre eux à fin de communication, les bus séries occupent de nos jours une place de plus en plus importante. Le Bus I2C (Inter Integrated Circuits Bus) développé il y a une dizaine (déjà) d'années par Philips, est incontestablement l'un des plus célèbres. Cet ouvrage, premier du genre, comble le vide concernant le fonctionnement et ses applications. En effet, l'auteur, impliqué dans la concep-

tion de ce bus dès sa genèse, expose en détail les principes du protocole, la conception des circuits intégrés comportant des interfaces à ce bus, le fonctionnement des microcontrôleurs dédiés «I2C», les passerelles vers d'autres bus, les outils de développement... et décrit aussi de nombreuses applications de base tant matérielles que logicielles. L'approche adoptée par l'auteur, associant humour et technique, méthode appréciée par la rédaction d'Elektor, permet une prise en main rapide et aussi aisée que possible tant aux professionnels chevronnés qu'à des étudiants en électronique néophytes ayant un projet sur le sujet.

En résumé, ce livre est en fait une sorte d'encyclopédie ponctuelle sur le sujet I2C avec propositions de dessins de circuits imprimés permettant la réalisation d'un système complet. On y retrouve en effet pas moins de 2 cartes CPU, l'une à 8xC552, ce qui ne manquera pas de faire plaisir à de nombreux lecteurs de ce magazine, l'autre à 8C652/654 (il manque sans doute un x quelconque dans cette dénomination) et 8052AH Basic.

Le seul petit reproche technique que nous puissions faire à cet intéressant ouvrage est la qualité des représentations de la sérigraphie de l'implantation des

composants des différentes platines, où il est difficile de faire la part des choses entre le dessin d'une piste et le contour d'un composant; un rien de grisé aurait sans doute bien arrangé les choses; un petit contrôle de l'orthographe (genèse, néophytes...(sic)) n'aurait, en outre, pas fait de mal...

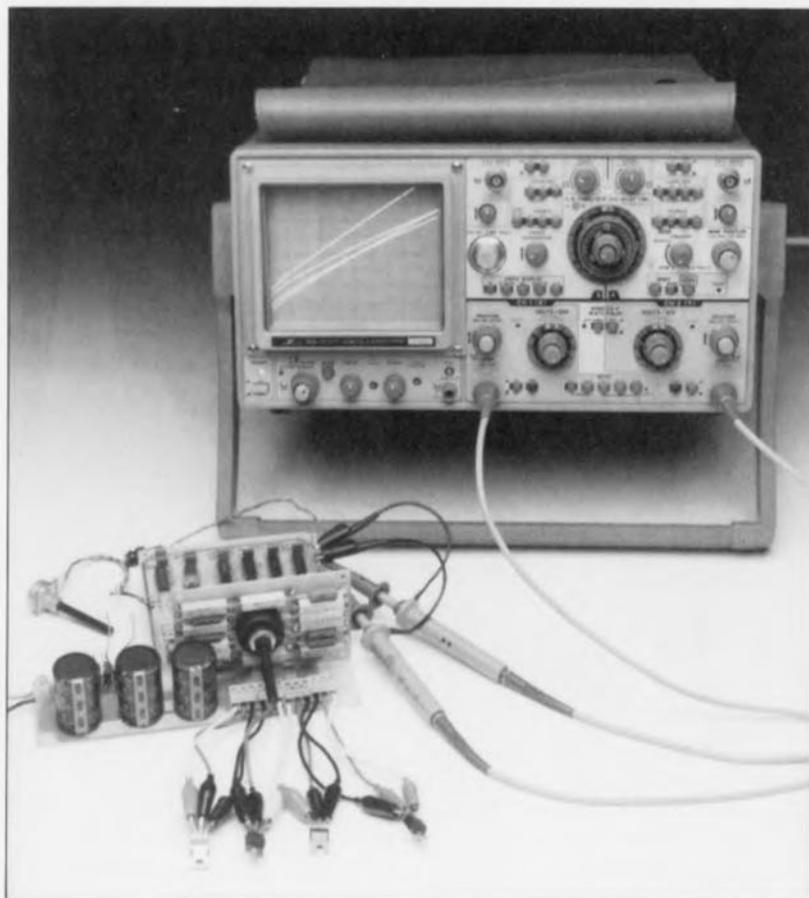
ÉLECTURE



testeur de FETMOS de puissance

agence matrimoniale pour transistors FETMOS

MESURE & TEST



Il est d'une importance capitale, lorsque l'on réalise des étages de sortie d'un amplificateur, que les transistors de puissance utilisés à ce niveau aient des caractéristiques aussi proches que possible l'un de l'autre. Cette exigence ne vaut pas seulement pour les paires complémentaires mais aussi pour des FET « identiques » lorsque l'on envisage de les monter en parallèle dans l'étage de puissance. Le testeur de transistors FETMOS que nous nous proposons de décrire dans cet article permet, non seulement d'apparier des transistors complémentaires, mais encore de comparer entre eux des transistors à canal N ou canal P, pour choisir ceux dont les caractéristiques sont les plus semblables. Que vos MOSFET de puissance aient une vie longue et heureuse jusqu'à ce que la mort les sépare...

Il est fréquent, avec les amplificateurs de puissance, de répartir le signal de sortie entre 2 transistors qui se chargent chacun de traiter la moitié du signal. Il n'est pas difficile

de comprendre combien il est important, si l'on veut que les traitements subis par chacune des moitiés du signal soient identiques, que le comportement des 2 transistors concer-

nés soient aussi proches l'un de l'autre que possible. C'est dans le cas des étages complémentaires en particulier que les choses se compliquent vu que l'on a affaire, d'une part à une dispersion des caractéristiques et de l'autre à des différences dues à la technique de conception et de fabrication différentes de semi-conducteurs complémentaires (NPN/PNP ou canal N/P).

Lorsque l'on envisage de réaliser un amplificateur de puissance à FETMOS il existe une raison supplémentaire de faire en sorte de trouver des transistors appariés. Il n'est pas rare, sur ce type d'amplificateurs, de monter plusieurs transistors de sortie en parallèle de manière à permettre à l'amplificateur de fournir une puissance plus importante. Si les dits transistors montés en parallèle devaient présenter des caractéristiques franchement différentes, le courant ne s'y répartirait pas équitablement; dans ces conditions le transistor fournissant le courant le plus important s'échauffe le plus, accentuant de ce fait encore plus l'inégalité existante. Le dit transistor véhicule un courant encore plus important finissant bien souvent par dépasser prématurément. Avec la disparition de ce transistor la tâche des autres devient plus pénible, les forçant à drainer un courant plus important, avec comme résultat une destruction rapide des transistors survivants.

La seule technique permettant de réduire au mieux les différences entre des transistors de même type est de procéder à une association d'exemplaires qui, après tri, auraient présentés les caractéristiques les plus proches. Il serait bon que les conditions de test soient les plus réalistes possible, c'est-à-dire se rapprochant autant que possible des conditions d'utilisation réelles. Ceci explique que notre testeur de FETMOS de puissance soit en mesure de pousser le courant de drain à une valeur de crête de 13 A.

Que nous faut-il tester ?

La caractéristique dont la similitude est, dans le cas de transistors de sortie, le facteur à l'importance la plus grande, est la fonction de transfert. Dans le cas des FETMOS cela concerne le rapport entre la tension grille-source (U_{GS}) et le courant de drain (I_D). Nous utilisons, pour pouvoir visualiser cette relation sur l'écran d'un oscilloscope, le circuit de test dont la **figure 1** propose le principe. Il nous a fallu prévoir, de manière à pouvoir tester tant les FET

à canal N que ceux à canal P, 2 versions complémentaires de ce circuit. Sa commande fait appel à une tension continue qui vient se superposer sur un signal triangulaire. Le but du montage est de faire en sorte qu'il circule par le FET un courant de drain directement proportionnel à cette tension. C'est là la fonction de l'amplificateur différentiel qui constitue la paire de transistors présente au cœur du schéma. Via la contre-réaction introduite par le FET à tester, l'amplificateur différentiel fait en sorte que la tension aux bornes de la résistance R_D soit égale à la tension de commande. Vu d'autre part que seul le FET peut fournir le courant nécessaire, on a une proportionnalité directe entre le courant de drain (I_D) et la tension aux bornes de R_D , et partant la tension de commande.

Pour pouvoir visualiser la relation entre I_D et U_{GS} sur l'écran d'un oscilloscope nous tirons parti du fait que, tout au long du flanc montant de la tension triangulaire, le courant de drain est directement proportionnel au temps. Il suffit donc de déclencher l'oscilloscope au début de ce flanc montant et d'opter pour une base de temps telle que la durée d'un balayage ait la longueur d'un flanc montant du signal triangulaire. En d'autres termes, la visualisation du courant de drain sur l'axe horizontal (en abscisse). Pour obtenir la visualisation de la tension U_{GS} on la connecte purement et simplement au canal Y de l'oscilloscope. Et, ô miracle, que voit-on apparaître sur l'écran, la caractéristique I_D/U_{GS} de notre FET.

La visualisation d'une unique courbe ne nous amène pas bien loin. Il nous faut, pour pouvoir procéder à une comparaison, disposer à l'écran de 2 courbes caractéristiques de FET au minimum. Après mûre réflexion il est apparu que la solution la plus pratique et la plus simple consistait à être en mesure de tester simultanément un maximum de 2 FET à canal N (FET N) et 2 FET à canal P (FET P). Cette approche permet de multiples comparaisons : celle de 2 FET N, de 2 FET P, d'un FET N avec un FET P, voire celle de 2 FET N avec 2 FET P. Cette dernière tombe particulièrement à pic lorsqu'il s'agit de réaliser un étage de sortie complémentaire faisant appel à des transistors de puissance montés en parallèle.

Il ne suffit pas de réaliser le circuit de test en quadruple exemplaire pour être en mesure de visualiser les 4 courbes sur l'écran d'un oscilloscope. L'un des problèmes qui restent à résoudre est que sur l'un des

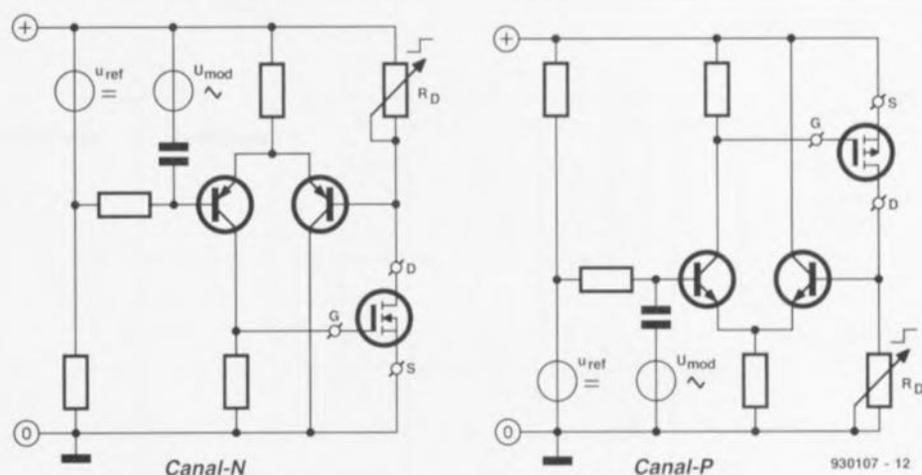


Figure 1. Principe du circuit de test, à gauche pour un FET à canal N, à droite pour un FET à canal P.

circuits de test la tension U_{GS} doit se faire par rapport à la masse (zéro) alors que sur l'autre cette mesure doit se faire par rapport à la tension d'alimentation. On se trouve confronté à une situation similaire en ce qui concerne la tension de commande du circuit de test.

La figure 2 vous propose le synoptique complet du testeur de FET-MOS de puissance. Le cœur, puisque c'est lui qui bat, du circuit est un générateur de signal triangle/rectangle. Le signal triangulaire qu'il fournit sert à la commande d'un commutateur électronique

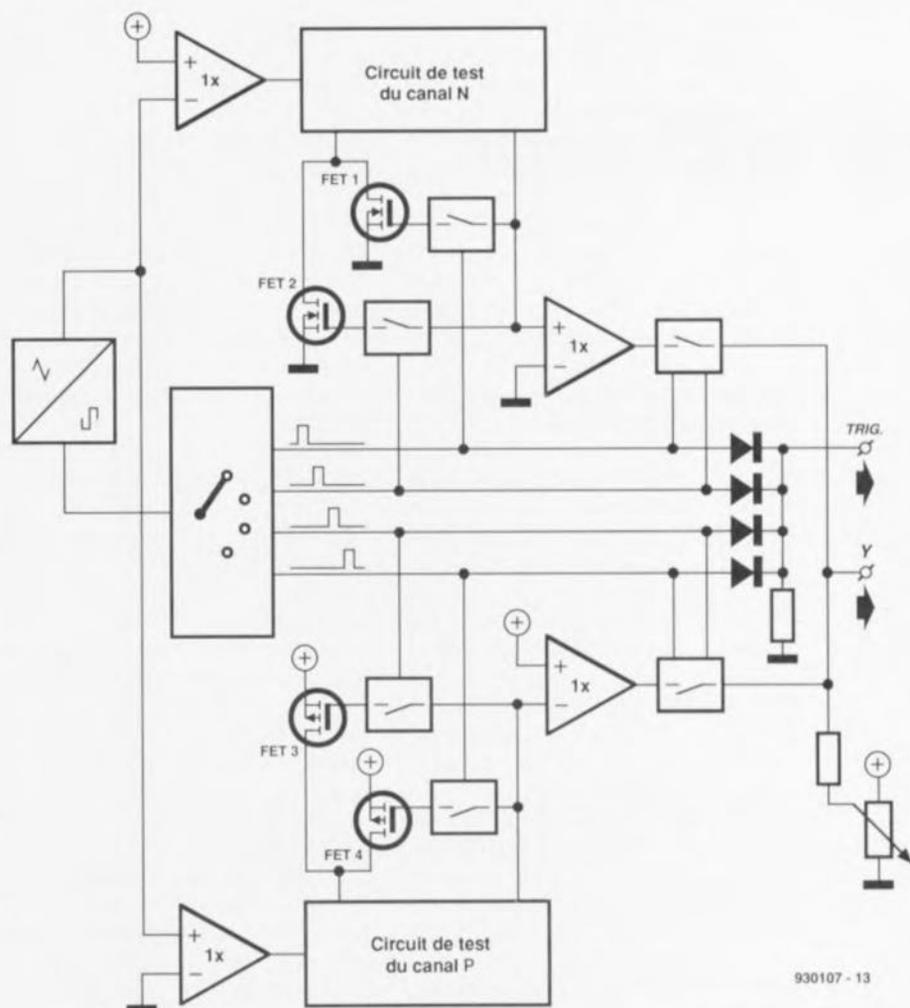


Figure 2. Pour pouvoir procéder à une comparaison valable entre les FET ceux-ci sont reliés successivement au circuit de test.

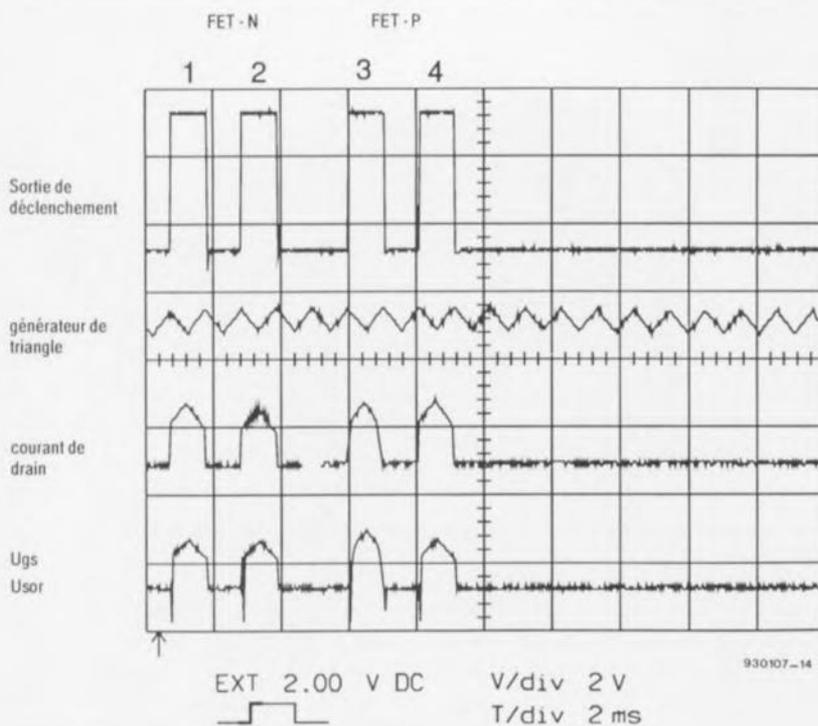


Figure 3. Quelques-uns des signaux les plus importants du testeur de FET-MOS de puissance. Nous avons, en nous aidant d'un ordinateur, juxtaposés les courants de drain d'un FET à canal N et d'un FET à canal P.

qui met en conduction chacun des 4 MOSFET pendant une durée de l'ordre de 1 ms, les mettant hors conduction pendant les 99 ms restantes d'un cycle. Comme les FET ne sont mis en circuit qu' $1/100e$ du temps total, il est possible de les tester sans les doter de radiateur, et ce même si l'on fait, au cours de l'impulsion, circuler par les dits MOSFET un courant de drain moyen de 10 A (13 A en crête).

La tâche principale des amplificateurs opérationnels présents dans le montage est de servir de tampon pour les signaux. 2 des amplificateurs opérationnels remplissent cependant une fonction bien plus essentielle. Ils servent à la transposition d'une tension par rapport à la masse en une tension référencée à la tension d'alimentation et vice-versa.

Les 2 interrupteurs électroniques présents à la sortie ont comme première fonction de permettre la transmission des signaux de sortie des 2 circuits de test vers l'entrée d'un oscilloscope. Associés au potentiomètre de sortie, ces interrupteurs permettent un positionnement optimal des courbes sur l'écran. En effet, la forme du signal de sortie avant traitement pose un problème, signal que l'on retrouve en bas du graphique de la figure 3.

La partie intéressante de ce signal est en fait ses crêtes plus ou moins

triangulaires – la forme de l'impulsion est en fait la caractéristique $U_{GS}(I_D)$ recherchée.

Intéressons-nous à l'astuce que cache l'association potentiomètre + interrupteurs : lorsque les interrupteurs sont fermés, la tension de sortie est déterminée par les amplificateurs opérationnels – la sortie de l'amplificateur opérationnel étant en effet une source de tension pratiquement idéale. Lorsque les interrupteurs sont ouverts – ce qui signifie qu'aucun des 2 FETMOS n'est soumis à une mesure – la tension de sortie est fonction de la position du potentiomètre.

Nous allons, par action sur le dit potentiomètre, décaler vers le haut le niveau de la tension pendant les pauses de mesure jusqu'à ce qu'il se trouve pratiquement à la même hauteur que les crêtes triangulaires du signal U_{GS} – on constate que sur la courbe inférieure de la figure 3 le potentiomètre n'est pas encore suffisamment « ouvert ». Le résultat de ce réglage est l'obtention d'une sorte de tension continue sur laquelle se superpose un léger ronflement résiduel. Si, dans ces conditions, nous passons l'oscilloscope en mode alternatif (CA), il suffit d'augmenter la sensibilité de l'amplificateur d'entrée pour pouvoir bien examiner cette ondulation résiduelle.

Le choix de la base de temps de l'oscilloscope est un autre facteur

important dont il faut tenir compte. Si, comme l'illustre la figure 3, on opte pour un calibre de 2 ms/div, on obtient la visualisation de 4 impulsions. Ce choix permet de vérifier que les MOSFET sont connectés correctement et que tout fonctionne comme il faut. Cependant, si l'on veut pouvoir comparer efficacement les MOSFET, il faudra ajuster la base de temps à 0,1 ms/div, en s'aidant, le cas échéant, du bouton VAR. (variable). Le déclenchement de l'oscilloscope se faisant par le signal disponible à la sortie de déclenchement (TRIG.) du testeur – on mettra pour cette raison l'oscilloscope en position de déclenchement normal (*normal trigger*) –, on aura visualisation simultanée à l'écran de 4 courbes $U_{GS}(I_D)$, comme l'illustre éloquemment la photographie en début d'article.

Entrons dans le détail

La figure 4 vous propose le schéma du testeur de FETMOS de puissance. Le générateur de signal rectangulaire/triangulaire fait appel aux amplificateurs opérationnels IC1a et IC1b, montés respectivement en trigger de Schmitt et en intégrateur – la disposition classique en fait. Le signal rectangulaire sert de signal d'horloge pour le compteur décimal IC3. C'est IC3 qui remplit la fonction du commutateur électronique du synoptique de la figure 2, organe chargé de la mise en et hors-circuit des MOSFET.

La seule différence est que l'on dispose maintenant de 10 positions, évolution à laquelle nous reviendrons ultérieurement. Après que chacun des MOSFET ait passé son tour, le multivibrateur monostable IC4a est déclenché par l'intermédiaire de la sortie de retenue (CT ≥ 5 de IC3). Ce monostable met IC3 hors-fonction pendant 90 ms, laissant ainsi le temps aux MOSFET de refroidir.

Pour éviter toute charge inutile pour les MOSFET ceux-ci ne sont attaqués que pendant la durée réelle de mesure, ce que l'on obtient par la fermeture du bouton-poussoir S1. Tant que S1 est ouvert, le compteur IC3 est à l'état d'initialisation ce qui a pour conséquence une mise hors-conduction de tous les MOSFET connectés au testeur. Attention, la mise hors-conduction des FET n'implique pas la mise hors-tension de toutes les connexions. L'établissement d'une liaison entre les bornes de drain et de source peut se traduire par un court-circuit monumental ! Un simple coup d'oeil au schéma suffit pour s'apercevoir, d'une part,

qu'IC3 connaît plus de positions que les 4 positions représentées sur le synoptique et de l'autre de la présence d'un nombre plus important d'interrupteurs électroniques dans le schéma. Cela tient au fait qu'après

chaque test d'un MOSFET sa grille est brièvement reliée à sa source, contact bref permettant une décharge plus rapide de la capacité de la jonction grille/source, mettant ainsi le

conduction. La pause née de ce processus à l'avantage de permettre au faisceau de balayage de l'oscilloscope de revenir en début d'écran, pour la mesure suivante. Lorsque les 2 interrupteurs associés à chaque

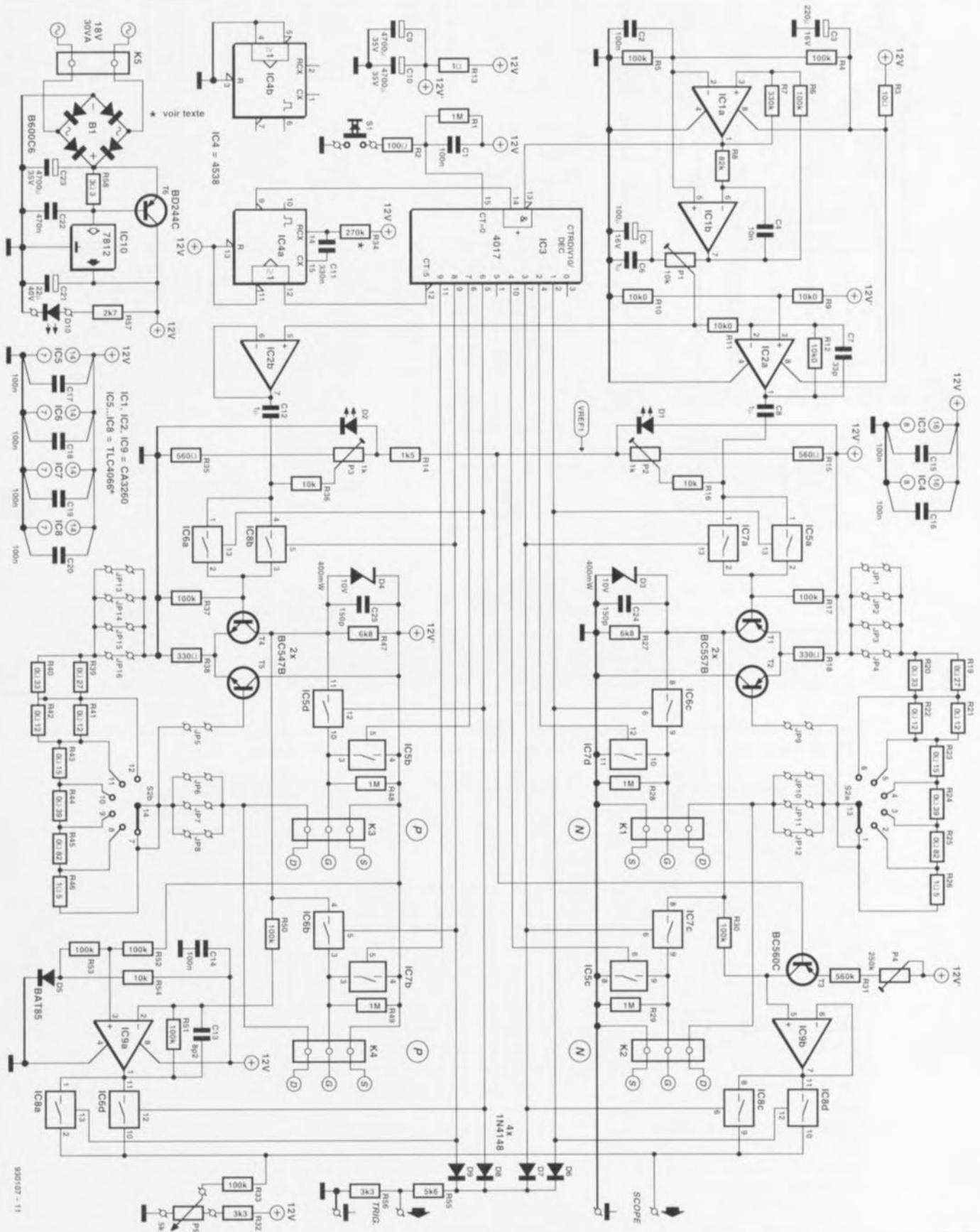


Figure 4. L'électronique du testeur de FETMOS de puissance.

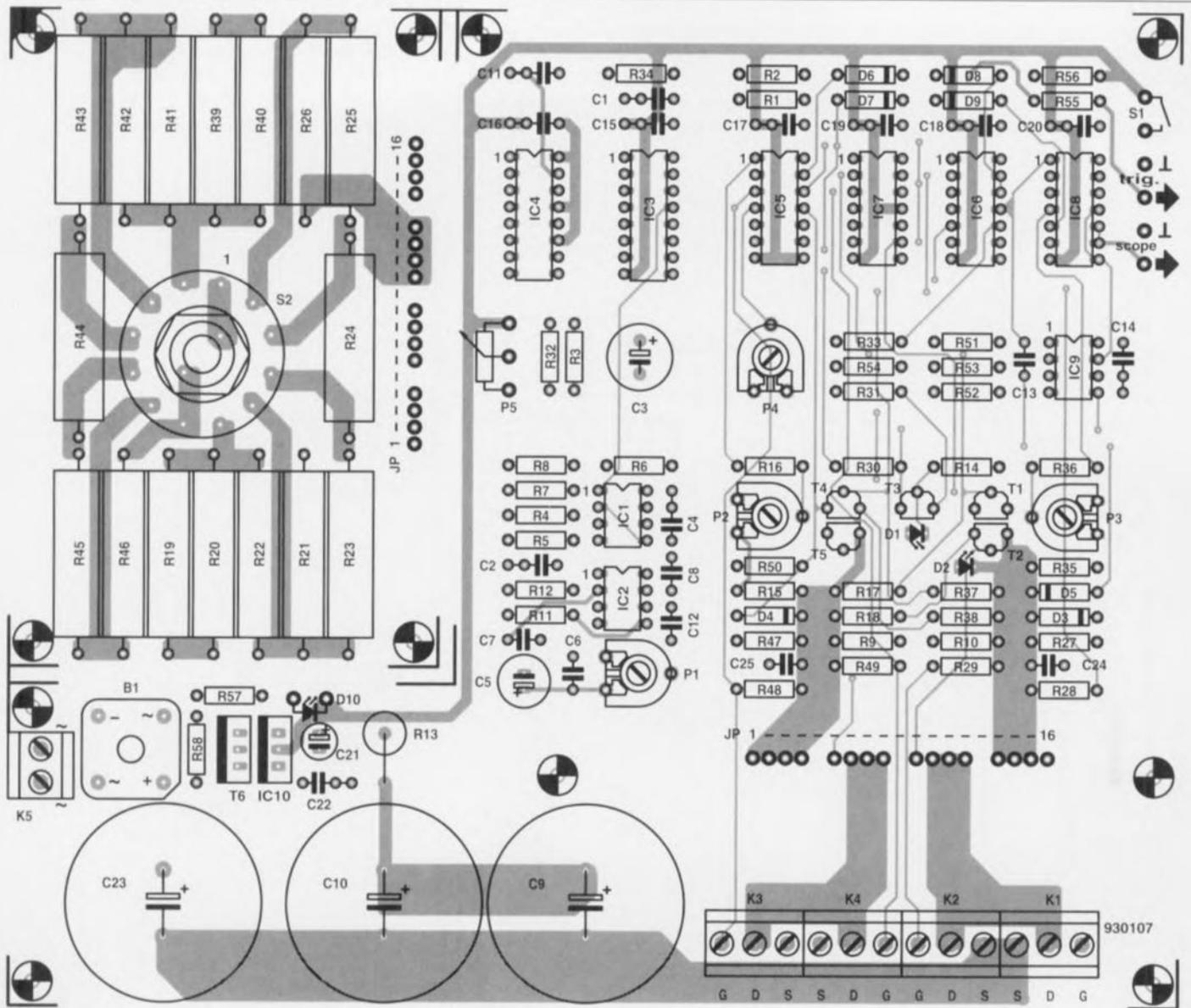


Figure 5. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine dessinée pour le testeur de FETMOS de puissance. Il s'agit d'un circuit imprimé double face à trous métallisés.

Liste des composants

Résistances :

R1, R28, R29, R48, R49 = 1 M Ω
 R2 = 100 Ω
 R3 = 10 Ω
 R4 à R6, R17, R30, R33, R37 = 100 k Ω
 R7 = 330 k Ω
 R8 = 82 k Ω
 R9 à R12 = 10 k Ω 1%
 R13 = 1 Ω /5 W
 R14 = 1 k Ω 5
 R15, R35 = 560 Ω
 R16, R36, R54 = 10 k Ω
 R18, R38 = 330 Ω
 R19, R39 = 0 Ω 27 5 W
 R20, R40 = 0 Ω 33 5 W
 R21, R22, R41, R42 = 0 Ω 12 5 W
 R23, R43 = 0 Ω 15 5 W
 R24, R44 = 0 Ω 39 5 W
 R25, R45 = 0 μ 82 5 W
 R26, R46 = 1 Ω 5 5 W
 R27, R47 = 6 k Ω 8
 R31 = 560 k Ω
 R32, R56 = 3 k Ω 3

R34 = 270 k Ω

R50 à R53 = 100 k Ω 1%
 R55 = 5 k Ω 26
 R57 = 2 k Ω 27
 R58 = 2 Ω 2
 P1 = ajustable 10 k Ω
 P2, P3 = ajustable 1 k Ω
 P4 = ajustable 250 k Ω
 P5 = potentiomètre 5 k Ω lin.

Divers :

JP1 à JP6 = embase en équerre à 4 contacts
 K1 à K4 = bornier à 3 contacts au pas de 5 mm
 K5 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm
 S1 = bouton-poussoir à contact travail
 S2 = commutateur rotatif encartable 2 circuits/6 positions

Semi-conducteurs :

D1, D2, D10 = LED rouge 3 mm faible courant (Siemens LS3369)
 D3, D4 = diode zener 10 V/400 mW
 D5 = BAT85 (Philips)

B1 = SB605 (600 V/6 A)

T1, T2 = BC557B (le cas échéant appariés)
 T3 = BC560C
 T4, T5 = BC547B (le cas échéant appariés)
 T6 = BD244C
 IC1, IC2, IC9 = CA3260 (RCA)
 IC3 = 4017
 IC4 = 4538
 IC5 à IC8 = TLC4066 (Texas Instruments)
 n'utiliser que des 4066 avec préfixe TLC!
 IC10 = 7812

Condensateurs

C1, C2, C14 à C20 = 100 nF
 C3 = 220 μ F/16 V radial
 C4 = 10 nF
 C5 = 100 μ F/16 V radial
 C6, C8, C12 = 1 μ F
 C7 = 33 pF
 C9, C10, C23 = 4 700 μ F/35 V radial
 C11 = 330 nF
 C13 = 8 pF2
 C21 = 22 μ F/40 V radial
 C22 = 470 nF
 C24, C25 = 150 pF

connexion de grille sont ouverts, une résistance de $1\text{ M}\Omega$ établit une liaison entre la grille et la source et le MOSFET se trouve hors-conduction.

L'alimentation des 2 circuits de test centrés sur les paires de transistors T1/T2 et T4/T5 se fait par l'intermédiaire des condensateurs électrochimiques C9 et C10. Le fait que cette paire de condensateurs soit, via la résistance R13, en contact avec la tension d'alimentation permet aux circuits de test de « tirer » sans vergogne un courant de crête de 13 A de ces condensateurs sans que le régulateur de tension ou le transformateur n'ait de courant important à fournir – la charge de crête est de quelques ampères seulement. Le courant moyen ne dépasse pas 0,4 A. L'avantage de la présence de R13 est de permettre de garder à l'alimentation des dimensions raisonnablement compactes. L'inconvénient est la

présence sur la tension d'alimentation d'une tension de ronflement résiduel notablement supérieure à ce que l'on rencontre en général sur nos alimentations (doux euphémisme). Cette situation pose quelques problèmes du côté du circuit de test des FET à canal N sachant qu'il faut leur fournir la tension de commande référencée par rapport à la tension d'alimentation alors que dans le cas des FET à canal P cette tension de grille doit être prise par rapport à la masse. C'est pour cette raison qu'un amplificateur opérationnel fait en sorte que dans les 2 cas le ronflement résiduel présent sur la tension présente aux bornes des condensateurs C9 et C10 soit suivie correctement.

L'amplificateur opérationnel IC2a fournit la tension de commande nécessaire au circuit de test des FET à canal N. Outre le fait que cet amplificateur opérationnel introduit

une inversion, il peut paraître étrange que l'on pourvoit une tension alternative transmise par un condensateur d'une tension de compensation continue. Cette opération s'avère cependant nécessaire si l'on veut maintenir constante la composante de tension continue présente aux bornes du condensateur C8. Si l'on avait omis de prendre cette mesure spéciale, cela ne serait pas le cas, en raison de la présence de ce fameux ronflement sur la tension aux bornes des condensateurs C9 et C10, ce qui se traduirait, en raison des courants de charge et de décharge, par une déformation de la tension de commande triangulaire. Le résultat final de tout ceci serait la visualisation à l'écran de caractéristiques de transistor toutes biscornues.

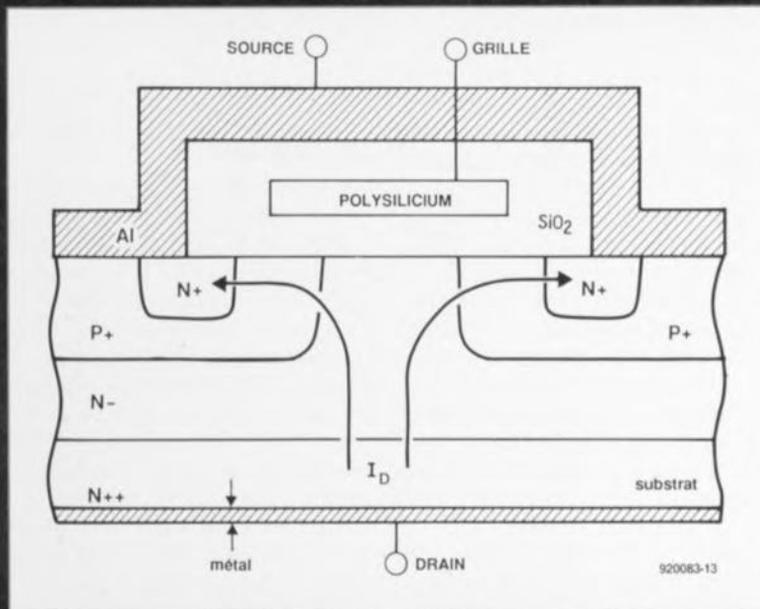
Il nous faut, du côté du circuit de test pour les FET à canal P, convertir une tension référencée par rapport à la tension d'alimentation en une tension dont la référence est cette fois la masse. À nouveau nous faisons appel à un amplificateur opérationnel, IC9a, qui tire son réglage en tension continue des condensateurs C9 et C10, par l'intermédiaire des résistances R52 et R53. La diode D5 décale l'ensemble du réglage pour éviter que la sortie de l'amplificateur opérationnel n'arrive en butée. Il nous a fallu ajouter l'amplificateur opérationnel IC9b associé au transistor T3, aux résistances R30 et R31 et à l'ajustable P4 pour doter la tension de grille des FET à canal N de la même tension d'offset que celle introduite par la diode D5 du côté des FET à canal P. On donnera à P4 une position telle que les amplificateurs opérationnels IC9a et IC9b présentent à leur sortie une tension d'offset identique.

Le courant de drain à travers les FET dépend de 2 éléments : de la résistance de drain d'une part et de la tension de commande. La résistance de drain prend l'aspect physique du rotacteur S2a et des résistances R19 à R26 dans l'un des cas, et celui de S2b associé aux résistances R39 à R46 dans l'autre. La composante de tension continue de la tension de commande est fournie par les LED D1 et D2. On ajuste, par action sur la résistance ajustable P2 ou P3, la tension grille/source à 1,5 V. En l'absence de tension triangulaire – le curseur de P1 est, pour ce faire, tourné vers les condensateurs C5 et C6 –, il nous est possible de régler, sur le rotacteur S2, les points de fonctionnement suivants : $I_D = 10, 5, 4, 2, 1\text{ A}$ et 500 mA. (Il ne faut pas jouer sur la position du commutateur

elektor-abc

Le MOSFET de puissance

La caractéristique typique du MOSFET de puissance est une circulation plus ou moins verticale à travers la puce du courant de drain, mouvement illustré dans la coupe verticale représentée ci-dessus. À y regarder de plus près, on se trouve ici en fait en présence de 2FET montés en parallèle (l'un sur la gauche du dessin, l'autre sur la droite). Pour éviter de trop compliquer les choses nous n'avons représenté ici que les abords immédiats de la grille, les transistors concernés s'étalant encore notablement à gauche et à droite. C'est là-bas que se trouvent les



contacts de drain et de source de taille relativement importante pour permettre une circulation facile du courant dans le transistor à effet de champ, car c'est là la signification énigmatique des lettres FET (*Field Effect Transistor*). Si le dopage du silicium est parfait, le courant de drain se répartira en parts égales entre les 2FET représentés ici. Même si le dopage n'est pas idéal, le courant se subdivisera en 2 parties relativement égales. On a tiré parti, lors de la conception (et ultérieurement la fabrication) des FET de puissance, de cette caractéristique pour ne pas mettre que 2 transistors en parallèle mais des centaines de mini-FET. La disposition représentée ci-dessus facilite en effet bien les choses : il suffit en effet de juxtaposer des éléments de transistors similaires. Cette approche n'est pas seulement vraie dans une dimension, la largeur, mais également dans une autre, celle de la profondeur.

rotatif S2 au cours d'une action sur le bouton-poussoir S1, une telle action ayant des conséquences néfastes sur la durée de vie du dit organe de commande).

Si l'on a, par action sur l'ajustable P1, réglé la valeur de crête de la tension triangulaire à 0,5 V, le courant de drain varie de $\pm 33\%$ de part et d'autre du point de fonctionnement défini. On pourra, en principe, définir, à l'aide de P1, une tension triangulaire comprise entre zéro et la valeur de tension se traduisant par le blocage du circuit de test à suite de l'entrée en butée de l'amplificateur. Il vous est possible ainsi de procéder à des comparaisons d'une partie relativement étroite de la courbe $U_{GS}(I_D)$ ou sensiblement plus grande.

Comparée au reste du circuit, l'alimentation du testeur de FETMOS de puissance n'occupe qu'une place relativement faible. S'il est vrai que les circuits de test peuvent fournir un courant de crête de 13 A, l'alimentation a ensuite tout le temps – 90 ms, soit près de 5 périodes de la tension secteur – pour recharger les condensateurs ayant eu à fournir ce courant de crête. Pour faire en sorte que cette recharge se fasse sans problème nous avons surdimensionné l'alimentation. Le transformateur peut fournir un courant nominal de 1,7 A; nous avons « gonflé » le régulateur de tension en le dotant d'un transistor de puissance, T6. Dans ces conditions le régulateur permet une recharge plus souple des condensa-

teurs C9 et C10. La LED D10 fait office de dispositif de visualisation de la mise en et hors-fonction. Remarquons en passant que les LED D1, D2 et D10 sont des LED rouges à faible courant.

Si cette caractéristique est moins importante dans le cas de la LED D10, les LED D1 et D2 doivent elles impérativement être de ce type, sachant que sinon la chute de tension aux bornes de la LED ne prend pas la valeur requise – n'oublions pas que les dites LED servent de référence de tension.

Le circuit imprimé

La totalité des composants constituant le testeur de FETMOS de puissance prend place sur la platine dont nous vous proposons, en **figure 5**, la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Les pistes ayant à véhiculer des courants importants ont vu leur longueur réduite au strict nécessaire et, lorsque cela était possible, ont été positionnées sur les 2 faces du circuit imprimé. De même, pour doter les résistances de drain et le rotateur S2 du câblage le plus court possible, ces composants ont été montés sur une partie (détachable) de la platine qui viendra ultérieurement s'implanter verticalement dans la platine principale juste derrière (ou devant, tout dépend du point de vue) les borniers K1 à K4.

L'interface entre ces 2 platines prend la forme d'une série de 4 morceaux de barrette autosécable coudée comportant chacun 4 contacts. L'épaisseur des broches de la barrette et la mise en parallèle, à chaque fois, de 4 d'entre elles, garantissent une perte de tension minimale même dans le cas d'un courant de 13 A. Étant donné le risque important d'application d'efforts mécaniques sur la platine verticale lors de la rotation du commutateur, il faudra étayer cette platine par l'implantation de 2 équerres de soutènement fixées sur les 2 platines.

Lorsque l'on envisage de mettre le montage dans un boîtier il est plus efficace de bien définir l'ordre de connexion des FET. Il nous a effet fallu, de façon à raccourcir le plus possible les pistes, disposer les borniers K1 à K4 dans le désordre. Cette situation présente certains inconvénients lorsque l'on vérifie le branchement correct d'un FET en réglant l'oscilloscope de manière à ce qu'il visualise 4 courbes à l'écran (situation illustrée par le signal infé-

rieur de la figure 3). L'impulsion la plus à gauche correspond au FET connecté au bornier K1, l'impulsion la plus à droite au FET relié au bornier K4. Il est préférable, pour éviter toute erreur d'interprétation, de donner aux bornes de mesure une disposition respectant le même ordre que celui de la visualisation à l'écran des impulsions.

Il faudra, pour éviter tout risque de court-circuit, utiliser des pinces crocodile bien isolées. Vous pourrez, si vous voulez éliminer tout risque de dommage en cas de court-circuit, prendre un fusible dans chaque ligne de drain – le porte-fusible sera monté sur le dos de la face avant. On pourra se contenter d'un fusible rapide de 0,5 A, bien que le courant traversant les FET puisse atteindre 13 A. La brièveté de cette intensité est en effet telle qu'un fusible de 0,5 A seulement n'a aucune raison de griller. De même, on pourra, pour protéger l'électronique sise en aval des connexions de grille, implanter une résistance de 680 Ω dans chacune des lignes de grille.

Sachant que le montage est très sensible, en raison du courant important qui peut y circuler, à toute chute de tension prenant place sur la ligne de source, il est recommandé de faire passer les cordons avec pinces crocodile dans des orifices percés à leur intention dans la face avant pour les brancher directement aux borniers K1 à K4. On utilisera du conducteur de forte section (2,5 mm²).

Le réglage

Le réglage du testeur de FETMOS de puissance est relativement simple, d'autant plus qu'il ne nécessite pas l'utilisation de FET. On commence par tourner le curseur de l'ajustable P1 vers les condensateurs C5/C6 et par mettre celui de P5 en butée vers la masse. On devrait voir apparaître, lors de la fermeture du bouton-poussoir S1, à la sortie de déclenchement un signal de la forme de celui représenté en figure 3. S'il devait se faire que la première impulsion présente une durée plus faible que les suivantes cela provient du fait que la durée de période du générateur de signal rectangulaire/triangulaire ne correspond pas exactement avec la durée d'impulsion du monostable IC4a. Ce décalage se traduit par la production d'une impulsion d'horloge additionnelle dans IC3, ce qui a pour résultat une première impulsion de déclenchement plus courte. Il suffit, dans la plupart des cas, de monter une résistance de 1 M Ω en

Réglages de l'oscilloscope :

Choix du déclenchement

Externe

DC

Flanc montant

Normal (en aucun cas déclenchement automatique [auto-trigger])

Choix de la base de temps

Visualisation de 4 mesures successives : 1 ms/div.

Visualisation imbriquée de 4 courbes : légèrement supérieure à 0,1 ms/div (à définir à l'aide du bouton « var. ») ou, en cas d'impossibilité, 0,2 ms/div

Options pour le canal Y

AC

pas d'offset

Prendre la sensibilité la plus grande possible (en fonction du FET et du courant de drain choisi)

Réglages à effectuer sur le testeur de FETMOS de puissance :

S1 : début de la mesure

S2 : courant de drain 0 à 0,5, 1, 2, 4, 7, 10 A

P5 : position verticale de la caractéristique sur l'écran de l'oscilloscope (remplace le réglage d'offset de l'oscilloscope)

parallèle sur la résistance R34. Si cette approche ne résout pas le problème on remplacera la résistance de 1 M Ω évoquée quelques lignes plus haut par un ajustable de 1 M Ω pris lui aussi en parallèle sur R34, ajustable sur lequel on jouera jusqu'à ce que l'impulsion ait la bonne largeur, en allant, pour être sûr de son fait, légèrement au-delà de la position minimale.

On commence par le réglage de l'ajustable P2. Il nous faut, pour ce faire, mesurer la tension aux bornes de la résistance R17. Ceci implique une mesure « flottante » par rapport à la masse du testeur de FETMOS. Faites donc bien attention à ce que l'oscilloscope soit uniquement connecté aux bornes de R17. N'utilisez donc pas le canal 2 ni l'entrée de déclenchement externe. On appuie ensuite sur S1 – en l'absence d'une telle action il n'y aurait pas le moindre signal à mesurer – et l'on

joue sur l'ajustable P2 de façon à ce que les 2 impulsions captées sur R17 aient une « hauteur » (sur l'écran de l'oscilloscope) de 1,5 V.

En ce qui concerne le réglage de l'ajustable P3, les mesures se font sur la résistance R37, mais comme l'une des pattes de cette résistance se trouve à la masse, il n'est pas nécessaire de prendre les précautions mentionnées dans le paragraphe précédent. Cette fois encore, on donnera à P3 la position que se traduit par l'apparition d'impulsions de 1,5 V de haut – on n'oubliera pas d'appuyer sur le bouton S1.

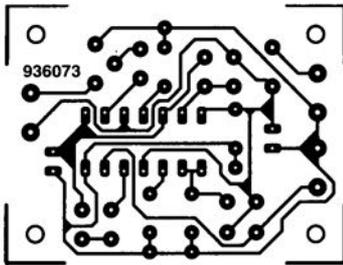
On branche ensuite l'oscilloscope à la sortie oscilloscope du testeur de FETMOS. On devrait y trouver, lors d'une action sur S1, 4 impulsions présentant un niveau de l'ordre de 10 V (le signal rappelle le signal de déclenchement). On joue alors sur la position de P4 jusqu'à ce que les

2 premières impulsions aient la même « hauteur » que les 2 dernières, ou encore que la tension aux bornes de la résistance R30 soit égale à celle mesurée aux bornes de la diode D5.

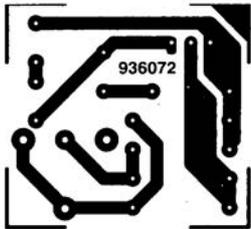
L'ajustable P1 arrive en dernier. On joue sur la position de cet ajustable jusqu'à ce que la valeur de crête de la tension triangulaire mesurée sur le curseur du dit ajustable soit de 0,5 V_c (1 V_{cc}).

Cette dernière étape termine le réglage du testeur de FETMOS de puissance. Vous voici en possession d'un instrument de mesure qui vous permettra d'apparier avec une très grande précision différents transistors MOSFET. Cet appareil pourra rendre d'éminents services lors, par exemple, de la réalisation de l'amplificateur de puissance à MOSFET. **HEXFET-60**, décrit ailleurs dans ce même numéro. 

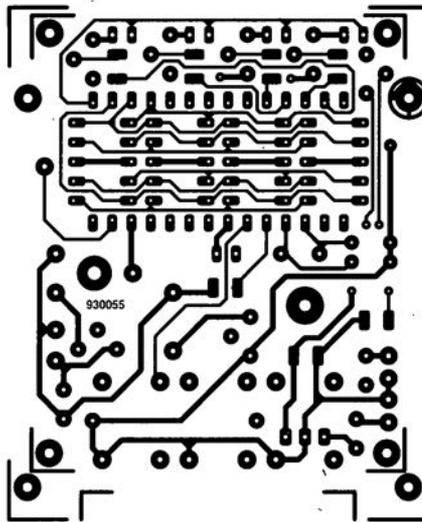
CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE



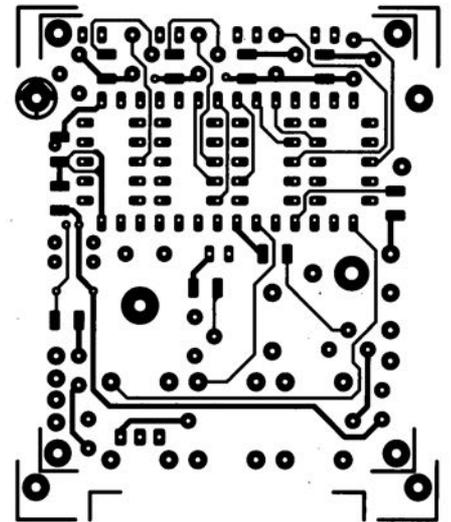
stella ↑



flash-esclave ↑

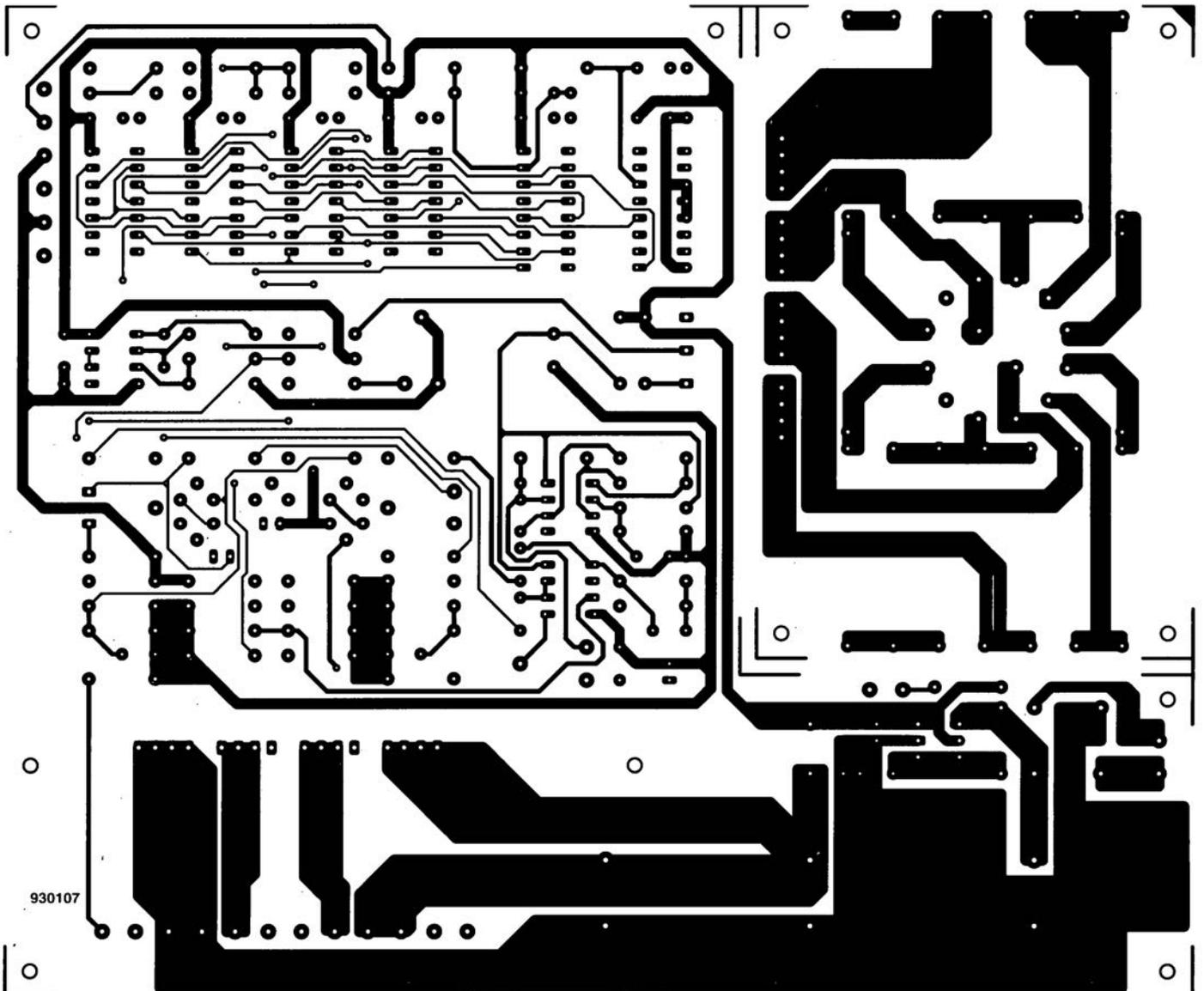


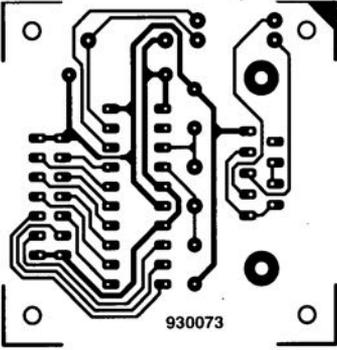
pendulette multifonction (côté pistes) ↑



pendulette multifonction (côté composants) ↑

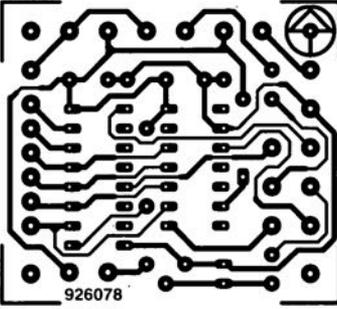
testeur de MOSFET (côté pistes) ↓





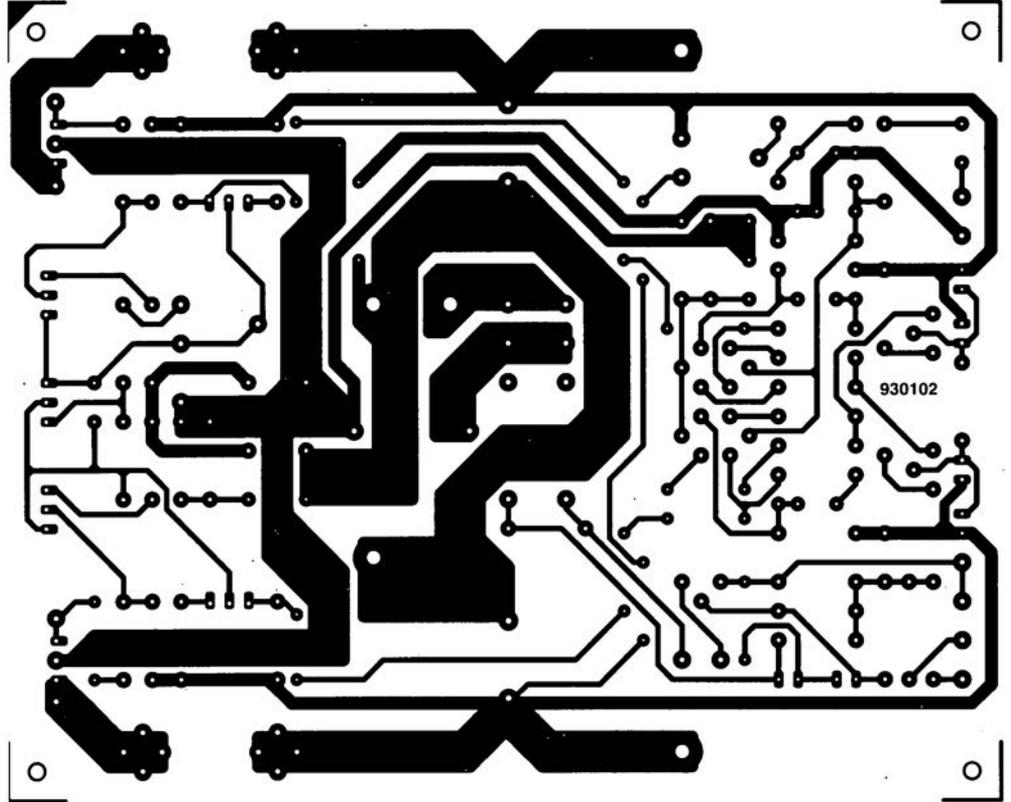
930073

interface à µC ↑



926078

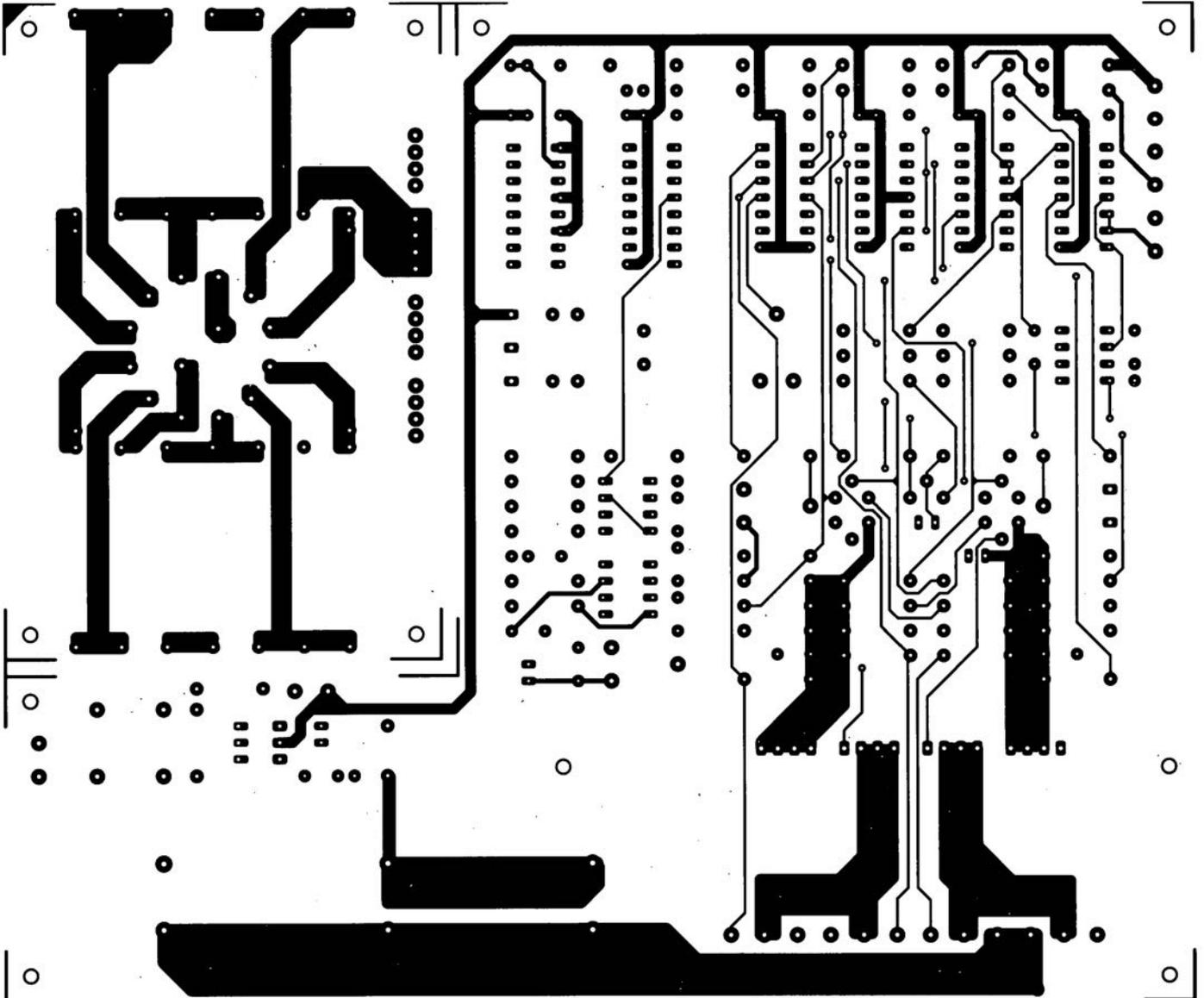
polisson ↑



930102

HEXFET60 ↑

testeur de MOSFET (côté composants) ↓





polisson*

générateur de sons et bruits en tout genre

LOISIRS

Il ne vous aura pas échappé que l'électronique permet la génération de bruits plus étranges les uns que les autres. La lecture assidue de ce magazine vous aura sans doute également appris qu'il était possible, depuis assez peu d'ailleurs, de stocker des sons ou des effets sonores dans un circuit intégré. La technique moderne permet, pour une somme relativement minime, de générer toute une palette de sons qu'une simple pression sur un bouton-poussoir permet de rendre audibles.



La fascination du chasseur de sons, c'est-à-dire de pouvoir, d'une façon ou d'une autre, enregistrer des sons, ne date pas d'aujourd'hui. L'un des premiers à réussir dans son entreprise fut un certain monsieur Edison, Thomas de son prénom, (1847-1931) succès qui fut égalé, sinon surpassé, depuis lors, par nombre de têtes bien faites**.

Ainsi, si l'enregistrement cinématographique n'avait été inventé on en serait toujours encore aux films muets, mais alors vraiment muets, sans la moindre musique d'accompagnement. Il est vrai que, dans ce cas-là, nombre de salons seraient plus vivables. On ne saurait imaginer le monde de la radio et de la télédiffusion sans l'enregistrement de signaux sonores sous quelque forme que ce soit.

Si l'on s'intéresse quelque peu à l'historique de l'enregistrement des sons, on aura vite fait de se rendre compte combien les choses ont évolué depuis Edison et surtout avec quelle rapidité les choses ont changé ces 2 derniers lustres. La technique analogique d'enregistrement sur bande ou sur disque a fait place à une technique de stockage numérique, dont l'exemple le plus impressionnant est le DAN (Disque Audio Numérique, alias CD = Compact Disc). La grande majorité des utilisateurs de cette technique pensent (et à raison) que le numérique permet une qualité supérieure à celle qu'autorisaient les techniques plus anciennes, à savoir l'analogique.

Note : le disque audio numérique a à peine atteint l'âge de sagesse que

déjà arrive une paire de concurrents redoutables sous la forme du mini-disc et de la CCN (Cassette Compacte Numérique), qui elle revient à la technique du support magnétique sous forme de bande.

Lors de l'enregistrement d'un DAN, on commence par découper le signal sonore en petits morceaux qui ensuite reçoivent chacun un code numérique. Sur le DAN, ces codes prennent la forme de puits de manière à ce que l'on puisse – avec l'appareillage convenable – à loisir les reconvertir en son. Avec cette méthode le facteur de bruit est sensiblement réduit, la dynamique du son s'améliorant elle également très notablement. Étant donnée la technique utilisée, un tel système tient, de plus en plus, plus d'un ordinateur que d'un appareil audio, à un point tel que Mr Edison aurait sans doute quelques difficultés à reconnaître dans un lecteur de DAN le descendant de son premier phonographe à rouleaux de cire.

Les cartes de voeux musicales (??? affaire de goût) qui ont fait leur apparition sur le marché voici un certain nombre d'années font elles aussi appel au principe décrit quelques lignes plus haut. Les mélodies sont stockées dans un circuit de mémoire de dimensions étonnamment réduites, le simple fait d'ouvrir la carte se traduisant par leur reproduction via un petit transducteur piézo-électrique (buzzer).

Il semblerait même que, suite à un défaut de fabrication, certaines cartes une fois démarrées, ne veulent plus s'arrêter de sorte que l'éboueur de service entre Noël et le Nouvel An ne cesse de vider des poubelles musicales ce qui se traduit par une belle cacophonie dans sa benne. Notons en passant qu'il vaut mieux extraire la pile qui se trouve à l'intérieur de la carte avant de la mettre aux ordures ménagères, la dite pile constituant un déchet à caractère chimique n'ayant rien à faire sur une décharge publique.

Comme nos cartes de voeux musicales ne savent rien faire de plus que produire des mélodies sous la forme de notes hachées, les domaines d'utilisation des puces qu'elles comportent sont très restreints. Il va sans dire en outre que l'on en a vite assez de toujours entendre une mélodie de Noël ou d'anniversaire, alors que l'on en est déjà à préparer l'arrivée du printemps.

* Cette dénomination ludique et (grammaticalement) contre nature associe la racine grecque poly signifiant nombreux à la racine latine son (de sonus) pour son.

** ...plutôt la tête bien faite que bien pleine disait, de son temps déjà, un certain Montaigne (Essais, I, 26).

Il serait sans doute intéressant, en cette époque d'échantillonnage à tout crin, en anglais on parle de *samples*, - de nombreux *hits* modernes en comportent un nombre aussi important qu'inconnu -, il pourrait être intéressant donc de pouvoir générer, par une simple action sur un bouton-poussoir, des sons tirés de la vie de tous les jours, sons plus vrais que nature. Les fabricants de circuits intégrés n'ont pas l'habitude de s'endormir sur leurs lauriers, il n'est pas surprenant que l'un d'entre eux, UMC, ait mis sur le marché une série de circuits intégrés permettant la génération de bruits et de sons aussi variés qu'intéressants. Les sons disponibles vont de la mouette au lion en passant par la procédure de démarrage d'une voiture et des sons de rap. Il suffit d'associer quelques composants à ces circuits intégrés pour avoir à sa disposition un générateur de bruits en tous genres.

Le principe

Nous n'allons bien entendu pas voir ici comment se fait le transfert de chaque bit depuis la mémoire du circuit vers l'extérieur, mais cela ne nous empêchera pas de consacrer quelques mots à la structure interne du circuit intégré. Il nous faut commencer par voir comment le fabricant s'y est pris pour stocker les sons sous forme numérique.

Supposons, pour commencer par des choses simples, que nous voulions stocker numériquement un signal sinusoïdal. À l'aide d'un circuit d'échantillonnage nous allons, pour ainsi dire, découper la sinusoïde en tranches d'épaisseur égale, processus illustré en **figure 1**.

Si tant est que chaque tranche soit suffisamment fine, nous pouvons pratiquement la considérer comme un niveau de tension continue présent pendant une certaine durée. Si nous stockons ensuite chacune de ces « tensionnettes » sous la forme d'un code numérique dans une mémoire, processus représenté par le synoptique de la **figure 2**, nous pouvons disposer, pas après pas, de l'ensemble de la sinusoïde.

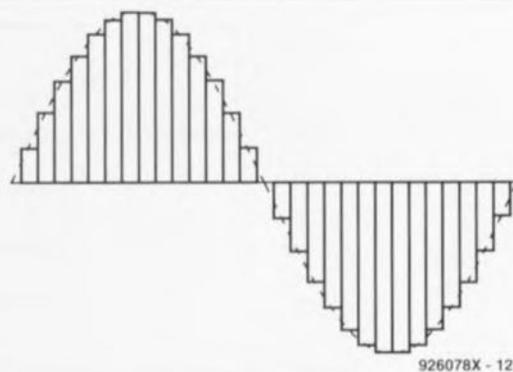
À la relecture, nous replaçons toutes les tranches dans le bon ordre et à la bonne distance l'une de l'autre, de sorte que nous retrouvons la quasi-sinusoïde de la figure 1. On rabote les crêtes angulaires que présente le signal à l'aide d'un *filtre passe-bas* de sorte que la forme d'origine est relativement bien reconstituée (**figure 3**). Il va sans dire que la qualité du signal dépend pour une grande

part du nombre d'échantillons pris par unité de temps. Si l'on dispose d'un taux d'échantillonnage (nombre d'échantillons par unité de temps) élevé, l'opération de « repassage » (pour éliminer les derniers « plis ») nécessaire à la récupération du signal original se résumera à une formalité.

Nous vous proposons en **figure 4** le synoptique « élargi » de la structure interne du circuit intégré de génération de sons utilisé dans notre boîte à bruits. C'est, comme nous le disions plus haut, dans la **ROM** (**R**ead **O**nly **M**emory = mémoire morte ou à lecture seule) que sont stockés, sous forme numérique, les effets sonores en question. Les autres blocs du synoptique ont pour fonction de veiller à l'extraction correcte de ces sons hors de la ROM. Il est possible de choisir un « bruit » donné par la commande, par un flanc ascendant (passage d'un niveau bas vers un niveau haut), de l'une des entrées de sélection TRG1 à TRG6. Le bloc « commande d'entrée » transmet ce choix au bloc de mode d'opération chargé de faire en sorte que le son soit extrait du sous-ensemble adéquat de la mémoire. L'oscillateur a pour fonction de déterminer la durée au cours de laquelle se fait la lecture de chaque valeur dans la mémoire, ce qui revient à la largeur de chaque tranche. Le bloc CAN (**C**onvertisseur **A**nalogique/**N**umérique comme souligné plus haut) convertit le code numérique en une tension analogique, de sorte que l'on dispose à nouveau d'un signal reproduisible (que l'on peut rendre audible).

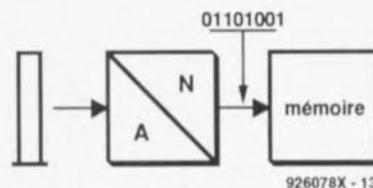
L'électronique

Le coeur de cette réalisation prend la forme, comme le montre le schéma de la **figure 5**, de 2 circuits intégrés générateurs de sons distincts. Il existe 3 versions (qui nous soient connues) pour chacun de ces circuits; nous y reviendrons ultérieurement. IC1, un UM5003, intègre 4 bruits, IC2, un UM5010, peut en produire 6, caractéristique que l'on retrouve sous la forme des broches TRG dans le brochage des dits circuits représenté en **figure 6**. Il est intéressant de noter que la fréquence de l'oscillateur, définie à l'aide des résistances R1 et R2, est, c'est le fabricant qui le demande, différente pour chacun des circuits intégrés. Le commutateur rotatif S2 sert à choisir sur chaque circuit intégré le son dont on désire la reproduction. Comme nous le disions plus haut, IC1 met 4 sons à la disposition de l'utilisateur alors qu'IC2 en propose 6. On constate immédiatement que les



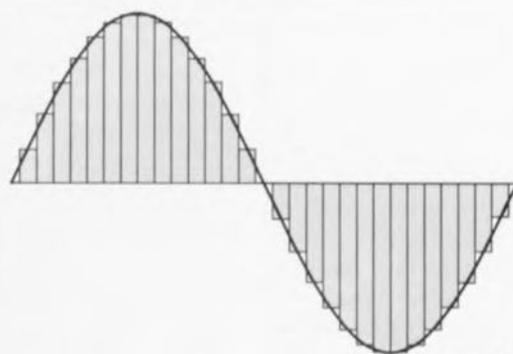
926078X - 12

Figure 1. Le processus de traitement de signal appelé échantillonnage consiste en fait à découper ce signal en une série de tranches de largeur identique. Si l'on fait en sorte d'obtenir un nombre très important de tranches il devient possible d'arriver à une très bonne approximation (!) du signal original.



926078X - 13

Figure 2. Ensuite, chaque « tranche de tension » passe dans un convertisseur analogique/numérique (CAN) qui la convertit en un code numérique. Les codes correspondant à chacune des tranches sont stockés l'un après l'autre dans une mémoire.



926078X - 14

Figure 3. Une fois que l'on a extrait de la mémoire toutes les « tranches » et qu'on les a mises au bon endroit, nous retrouvons une variante anguleuse du signal d'origine. Un filtre passe-bas fait en sorte que les angles que présente le signal converti soient rabotés pour lui rendre son ondulation souple. C'est ainsi que l'on refait d'un signal stocké sous format numérique un joli signal analogique.

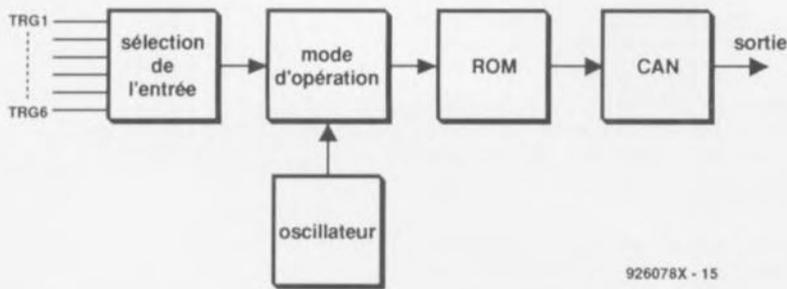


Figure 4. L'examen de ce synoptique montre de frappantes similitudes entre un minuscule circuit intégré générateur de sons et un système micro-informatique. L'utilisateur indique, à l'aide du bloc commande d'entrée, quel bloc de mémoire il faut lire sélection transmise à la mémoire par le bloc mode d'opération. La ROM transmet ensuite les données (le son) de l'emplacement de mémoire situé (ou plutôt commençant) à la dite adresse à un convertisseur analogique/numérique qui convertit, que pourrait-il faire d'autre, le code numérique en une tension, qui, via un étage d'amplification, attaque un haut-parleur d'où sort enfin le son voulu. Et tout ça pour un peu de bruit...

2 dernières positions du rotacteur S2 restent, dans le cas d'IC1, inutilisées. Le double inverseur S4 permet le choix du composant, IC1 ou IC2, mis en circuit. Le signal de sortie (AUD pour AUDio) du circuit intégré choisi – broche 3 de IC1 et broche 1 de IC2 – attaque un filtre passe-bas, dénomination ronflante pour un réseau RC constitué par une résistance et un condensateur, R3 et C3 en l'occurrence, filtre chargé de raboter

les dents que comporte le signal fourni par le CAN. Le transistor T1 amplifie le dit signal de manière à lui donner un niveau tel que le haut-parleur HP1 puisse le rendre audible. Nous allons, à la lumière du chronogramme de la figure 7, nous intéresser d'un peu plus près à la fonction remplie par les boutons-poussoirs S1 et S3 associés à la diode D1. L'application à l'entrée de déclenchement (TRGN) d'un flanc montant,

signal du haut, – produit par une action sur le bouton-poussoir S1 – met le circuit intégré en mesure de démarrer la génération d'un signal reproduit par le haut-parleur HP1 (signal AUD). Il apparaît, une fois terminée l'extraction (la lecture) de la totalité du signal, une brève impulsion sur la broche dénommée STOP. On pourrait, en principe, se servir de cette impulsion pour déclencher un autre circuit de génération de sons. On peut ainsi produire toute une série de bruits (ou de sons, cela dépend de l'opinion de chacun) successifs.

Nous n'avons pas mis à contribution cette courte impulsion pour commander un autre circuit intégré mais plutôt pour « redéclencher » le même circuit intégré de sorte que l'on se trouve en présence d'une boucle de reproduction d'un son donné autant de fois que l'on veut. Il suffit, par une action sur le bouton-poussoir S3, de couper (électriquement) la

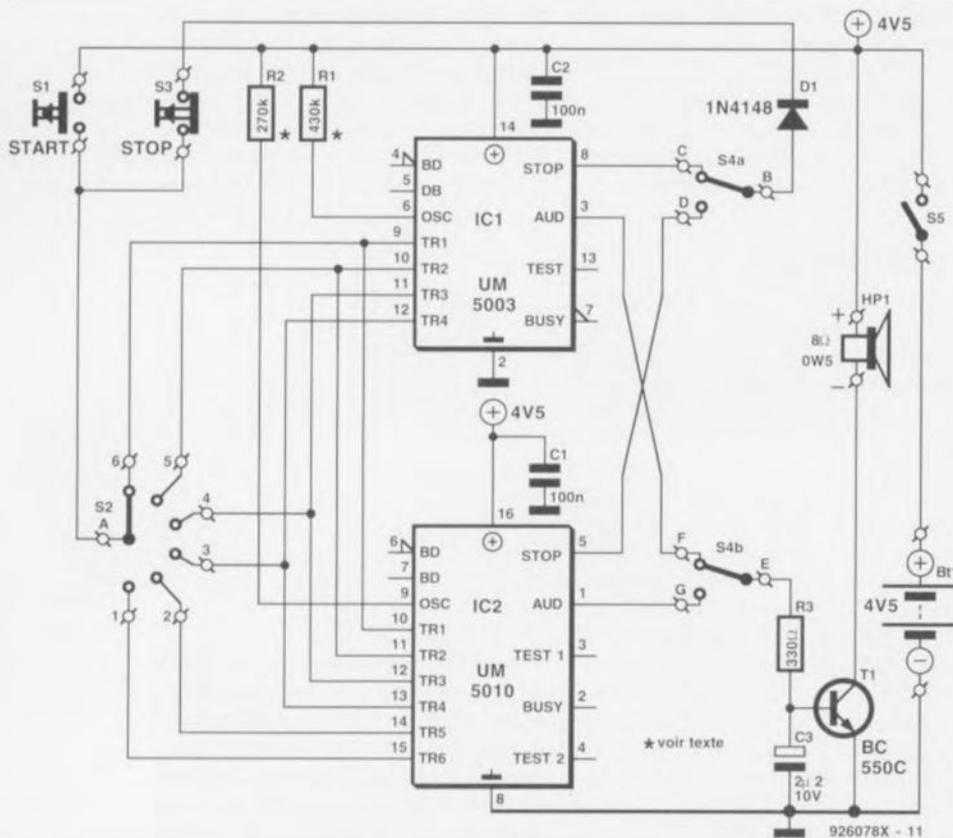


Figure 5. Le schéma représenté ici ne constitue qu'une des multiples variantes imaginables. L'intérêt majeur de ce petit montage est d'ouvrir de larges fenêtres sur un vaste domaine d'expérimentations. Laissez-vous aller...

Tableau 1

UM5003-01 « Zoo »

($R_{osc} = 430 \text{ k}\Omega$)

TRG1 :	lion
TRG2 :	éléphant
TRG3 :	phoque
TRG4 :	coucou

UM5003-02 « Ferme »

($R_{osc} = 430 \text{ k}\Omega$)

TRG1 :	cheval
TRG2 :	vache
TRG3 :	mouton
TRG4 :	canard

UM5003-03 « Voiture »

($R_{osc} = 510 \text{ k}\Omega$)

TRG1 :	démarrateur
TRG2 :	klaxon
TRG3 :	dérapage
TRG4 :	1 + 2 + 3

UM5010-10 « Happy birthday »

($R_{osc} = 390 \text{ k}\Omega$)

TRG1, TRG2 :	Happy birthday (Joyeux anniversaire)
--------------	---

UM5010-08 « Rap rythm »

($R_{osc} = 120 \text{ k}\Omega$)

TRG1 :	rap
TRG2 :	scratch
TRG3 :	orchestre
TRG4 :	buzzer
TRG5 :	ah!
TRG6 :	down!

UM5010-07 « Nature »

(anti-stress garanti)

($R_{osc} = 270 \text{ k}\Omega$)

TRG1 :	ressac + mouettes
TRG2 :	grillon + grenouille
TRG3 :	torrent + oiseaux
TRG4 :	bruit de vagues
TRG5 :	oiseaux
TRG6 :	mouettes

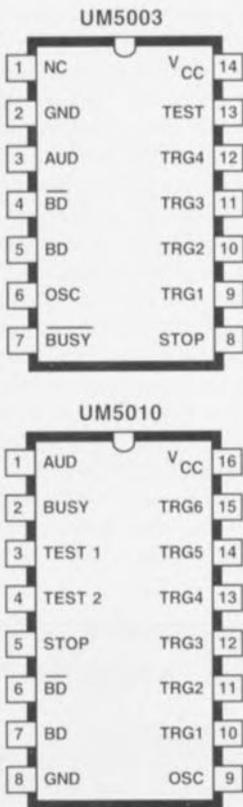


Figure 6. Brochages des 2 « frères ennemis », vu que l'on ne peut pas les faire travailler simultanément. L'UM5003 peut produire jusqu'à 4 sons différents, l'UM5010 peut en générer lui jusqu'à 6 (cf. tableau 1). Rappelez-vous de bien donner à la valeur convenable à la résistance d'oscillateur R_{osc} .

ligne de réinjection un certain temps, pour interrompre la reproduction cyclique du son. Il nous faut ajouter, pour être complet, que toutes les variantes des dits circuits intégrés ne possèdent pas une impulsion d'arrêt, de sorte qu'il n'est pas toujours possible d'envisager une reproduction sans fin du bruit concerné. Après vous avoir mis l'eau à la bouche, il est temps maintenant de voir quels sont les sons et bruits divers mis à la disposition d'un utilisateur potentiel.

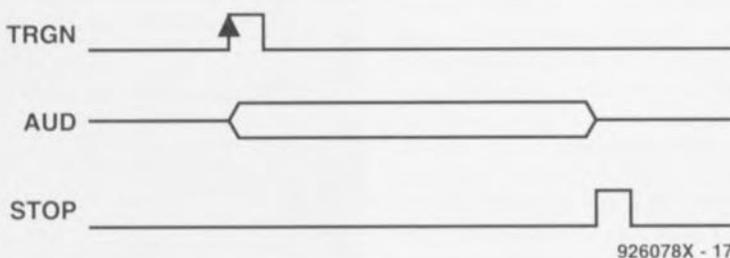


Figure 7. Un chronodiagramme facilite bien souvent la compréhension de la chronologie des différentes phases d'un processus. On voit clairement que la génération d'un son est démarré par le flanc montant du signal de déclenchement (TRGN) et qu'elle cesse avec une impulsion STOP.

Un éléphant dans une puce ?

Le barissement caractéristique de ce mastodonte est, ô surprise, en effet l'un des sons disponibles. Nous avons procédé, de façon à vous permettre de vous faire une meilleure idée sur l'ensemble de la palette sonore, à une petite sélection des bruits disponibles « en puce ». Les dénominations utilisées sur le schéma pour les circuits concernés n'est pas complète. Ils comportent en effet un suffixe qui diffère d'une « bibliothèque » de sons à l'autre.

Le montage utilise ici un UM5003-01 et un UM5010-07. Le premier circuit produit, comme le suggère le titre correspondant reproduit dans le **tableau 1**, des sons qui donneraient à penser que l'on se trouve au zoo.

Un examen du dit tableau nous apprend que l'on dispose des sons suivants : TRG1 = le rugissement d'un lion, TRG2 = le barissement d'une éléphant courroucée, car comme vous n'êtes pas sans le savoir, le chef d'un troupeau est, en règle générale, l'éléphant « la plus ancienne dans le grade le plus élevé » comme on dit si joliment à l'Armée, qu'elle soit de l'Air, de Mer ou de Terre, trêve d'aparté, TRG3 = le vagissement d'un phoque, TRG4 = le chant (???) du coucou (pourquoi n'ont-ils donc pas, chez UMC, préféré le chant du rossignol ?

Le second circuit intégré, IC2, s'est vu baptisé de la dénomination « Nature », mettant à votre disposition plusieurs bruits ou sons typiques. TRG1 permet de reproduire le bruit du ressac interlacé de piailllements de mouettes – nous aurions, pour notre part, apprécié plutôt la présence de quelques chants de sirènes (cf. l'inoubliable description des dits êtres dans l'Illyade et l'Odyssée). Si vous préférez faire la part des choses, vous pouvez également opter pour un environnement où seul existe le bruit des vagues, TRG4, ou le cri des

mouettes, TRG6. L'entrée TRG2 aura vite fait, avec son cri-cri du grillon, de vous mettre à bout de nerfs, vu que celui-ci est accompagné, dans son concert, par une grenouille ou plutôt un crapaud croassant. Si vous voulez vous retrouver au bord d'un ruisseau de montagne gazouillant – à

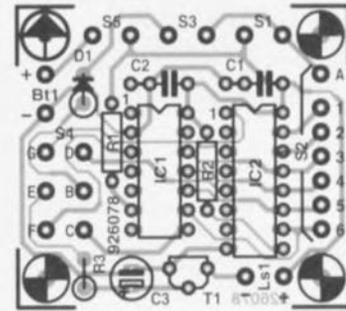


Figure 8. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants d'une platine dessinée à l'intention de cette réalisation. Vous pourrez vous servir du dessin des pistes représenté dans les pages SERVICE, voire reproduire le dit dessin à l'aide d'un logiciel de DCIAO. Les dimensions minimales à donner à la platine dépendent bien entendu de l'application envisagée.

Liste des composants

Résistances :

R1* = 430 kΩ
R2* = 270 kΩ
R3 = 330 Ω

Condensateurs

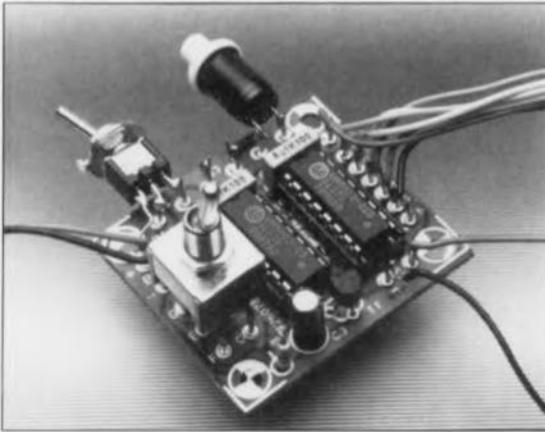
C1, C2 = 100 nF
C3 = 2 μF/10 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
T1 = BC550C
IC1 = UM5003* (UMC)
IC2 = UM5010* (UMC)

Divers :

S1 = bouton-poussoir à contact travail (à retour automatique, par ressort, en position repos)
S2 = commutateur rotatif 1 circuit/6 positions
S3 = bouton-poussoir à contact repos (à retour automatique, par ressort, en position travail)
S4 = inverseur double
S5 = inverseur simple
HP1 = haut-parleur miniature 8 Ω/0,5 W
Bt1 = 3 piles bâton de 1,5 V ou pile plate de 4,5 V



condition qu'il y ait suffisamment de pente et quelques minuscades – accompagné de gazouillis d'oiseaux, optez donc pour l'entrée TG3. Pour mettre ce torrent en devenir en sourdine et ne plus entendre que les G.V. (Gentils Volatiles), utilisez l'entrée TGR5.

Le **tableau 1** vous propose d'autres rejets intéressants de cette famille avec leurs prestations acoustiques. Faites bien attention, lors de votre choix, à ne pas vous tromper de type, 5003 ou 5010, sachant que le montage est prévu pour un exemplaire de chaque type de circuit. Le dit tableau mentionne aussi la valeur de la résistance d'oscillateur correspondante.

La réalisation

Nous vous proposons en **figure 8** la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants d'une petite platine dessinée à l'intention de ce montage. Le dessin des pistes vous est proposé dans les pages service proches du centre de ce magazine. Il s'agit d'une réalisation-type pouvant servir à l'initiation au DCIAO (Dessin de Circuit Imprimé Assisté par Ordinateur), vu la faible complexité du schéma : un petit dessin de schéma, une liste des composants, une liste d'équipotentiels (*netlist*) et vous voici équipés pour un dessin (quasi-automatique) du circuit imprimé... comme de plus nous vous proposons un exemple, pourquoi ne pas vous faire la main vu qu'il n'y a pas d'aspect de dessin critique. Si vous ne disposez pas des moyens de faire le dessin, reproduisez celui proposé dans les pages service et faites votre propre circuit imprimé. On pourrait fort bien, aussi, envisager l'utilisation d'un morceau de platine d'expérimentation à pastilles.

Il est recommandé, comme dans la plupart des cas, d'utiliser des supports pour les circuits intégrés. Cette approche a le double avantage d'éviter une surchauffe du composant lors

de sa soudure et de permettre son remplacement aisé pour faire produire d'autres sons au montage. Si vous trouvez que disposer de 10 sons est un luxe inutile, au cas où vous envisageriez par exemple, à des seules fins de réduction de stress et non pas pour bercer vos voisins, de reproduire la mer se brisant sur la pointe du Raz, rien ne vous interdit de vous limiter à 1 circuit intégré (reproduisant 4 sons). La réalisation du montage et sa mise en boîtier en sont bien évidemment sensiblement simplifiées.

On relie les différents organes de commande, S1 à S5, aux points correspondants de la platine à l'aide de fil de câblage souple. On pourra supprimer le rotacteur S2 et le remplacer par un pont de câblage dès l'instant où l'on envisage de se contenter d'un seul bruit. On pourra se passer du bouton-poussoir S3 si l'on n'a que faire d'une répétition sans fin d'un bruit donné. On peut imaginer, aussi, d'utiliser pour la reproduction, non pas un haut-parleur mais un résonateur piézo-électrique. Il faudra dans ce cas-là connecter le résonateur entre les broches 6 et 7 de l'UM5010 et entre les broches 4 et 5 de l'UM5003, connexions identifiées dans le brochage par les lettres BD. Attention : signalons ici qu'il vous faudra choisir expressément pour l'une ou l'autre solution : soit le haut-parleur soit le résonateur piézo. Il ne saurait être question d'utiliser les 2 options simultanément !

La plage de la tension d'alimentation du montage est relativement large, allant de 2,4 à 5,5 V. Dans ces conditions, une triplette de piles penlight montées en série fait parfaitement l'affaire. Au repos, la consommation de courant de notre boîte à bruit est de l'ordre de 5 mA, le courant présentant des crêtes allant jusqu'à 300 mA en cours de fonctionnement – un éléphant en colère ça trompe énormément.

Le choix du boîtier dépend bien évidemment du goût de l'utilisateur et de l'application envisagée. On pourrait penser, par exemple, à utiliser un cri d'animal donné pour rendre plus vivante une version en peluche du dit animal. Attention à ne pas faire d'association contre nature : pas de beuglement de vache dans un corps de lion... Il s'agit là d'un cadeau idéal à faire dans le cercle familial, puisqu'il associe une certaine originalité à un coût très abordable, et que de plus on l'aura réalisé soi-même. Le circuit intégré générateur de bruits de voiture pourrait fort bien trouver une application dans le mode

de modélisme automobile; nous ne doutons pas que l'imagination fertile de nos modélistes amateurs trouve une solution télécommandée au passage d'un bruit à l'autre : mise en route du moteur, coup de klaxon, crissements de pneu lors d'un dérapage... Laissez donc faire votre imagination. Nous ne doutons pas que la version « rصاص + cris de mouettes » puisse trouver place dans le bureau d'un directeur rentrant d'un séjour aux Seychelles et devant se replonger dans le stress de tous les jours. Que pensez-vous de la réaction de vos voisins lorsqu'ils entendent les crapauds et autres grillons faire des leurs tout près de votre mini-étang installé sur le toit d'un appartement sis le long des Champs-Élysées. Trêve de rêveries... notre travail quotidien nous appelle... **K**

elektor-abc

dynamique

c'est le rapport, exprimé en décibels (dB) entre les puissances (ou les tensions) maximale et minimale que puisse fournir, reproduire ou transmettre, un système donné. La valeur, maximale dépend de la plage de modulation du dit système, la valeur minimale de son niveau de bruit propre.

filtre passe-bas

est un filtre qui laisse uniquement passer, sans atténuation sensible, des signaux dont la fréquence est inférieure à une fréquence de coupure fixée par le filtre. Les signaux présentant une fréquence située au-delà de la dite fréquence de coupure subissent une atténuation importante.

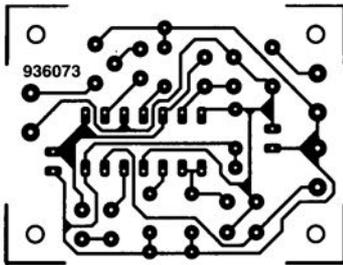
ROM

Read Only Memory = mémoire «à lecture seule», mais on trouve plus couramment la dénomination de mémoire morte. Il s'agit d'une mémoire électronique stockant une information que l'utilisateur ne peut que lire. Il n'est donc pas possible, dans le cas d'une ROM, de remplacer une information dépassée par l'écriture d'une information plus récente. La ROM a l'avantage majeur de conserver son information même en cas de coupure de l'alimentation, ce qui n'est pas le cas des RAM, mémoire à accès aléatoire (Random Access Memory). Ceci explique que les programmes nécessaires au démarrage d'un ordinateur, le boot, se trouvent toujours en (EP)ROM (EP = Electrically Programmable = programmable électriquement).

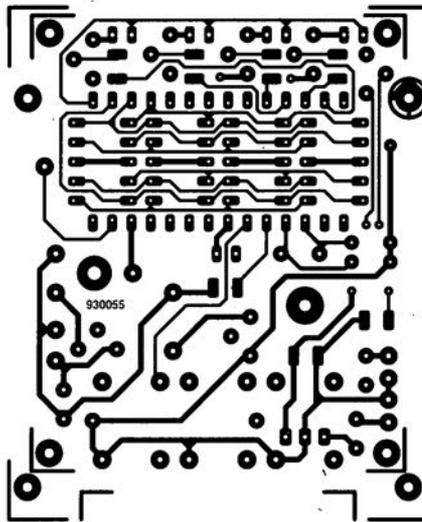
rapport signal/bruit

c'est le rapport entre l'amplitude, on dit aussi le niveau, d'un signal utile et celle du bruit superposé à ce signal, rapport exprimé en décibels (dB), signaux mesurés à l'entrée, ou plus souvent encore à la sortie d'un système électronique quelconque, un système amplificateur dans la plupart des cas.

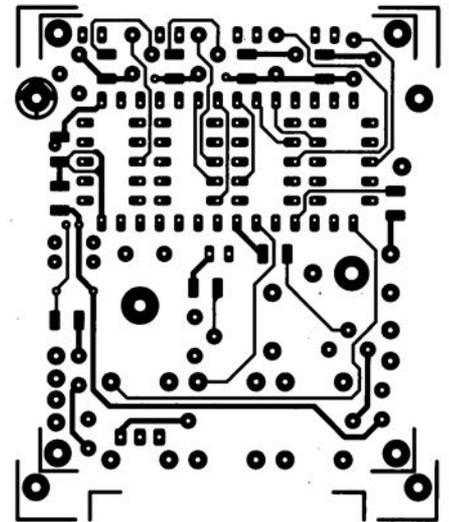
CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE



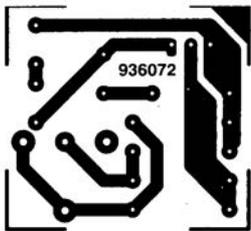
stella ↑



pendulette multifonction (côté pistes) ↑

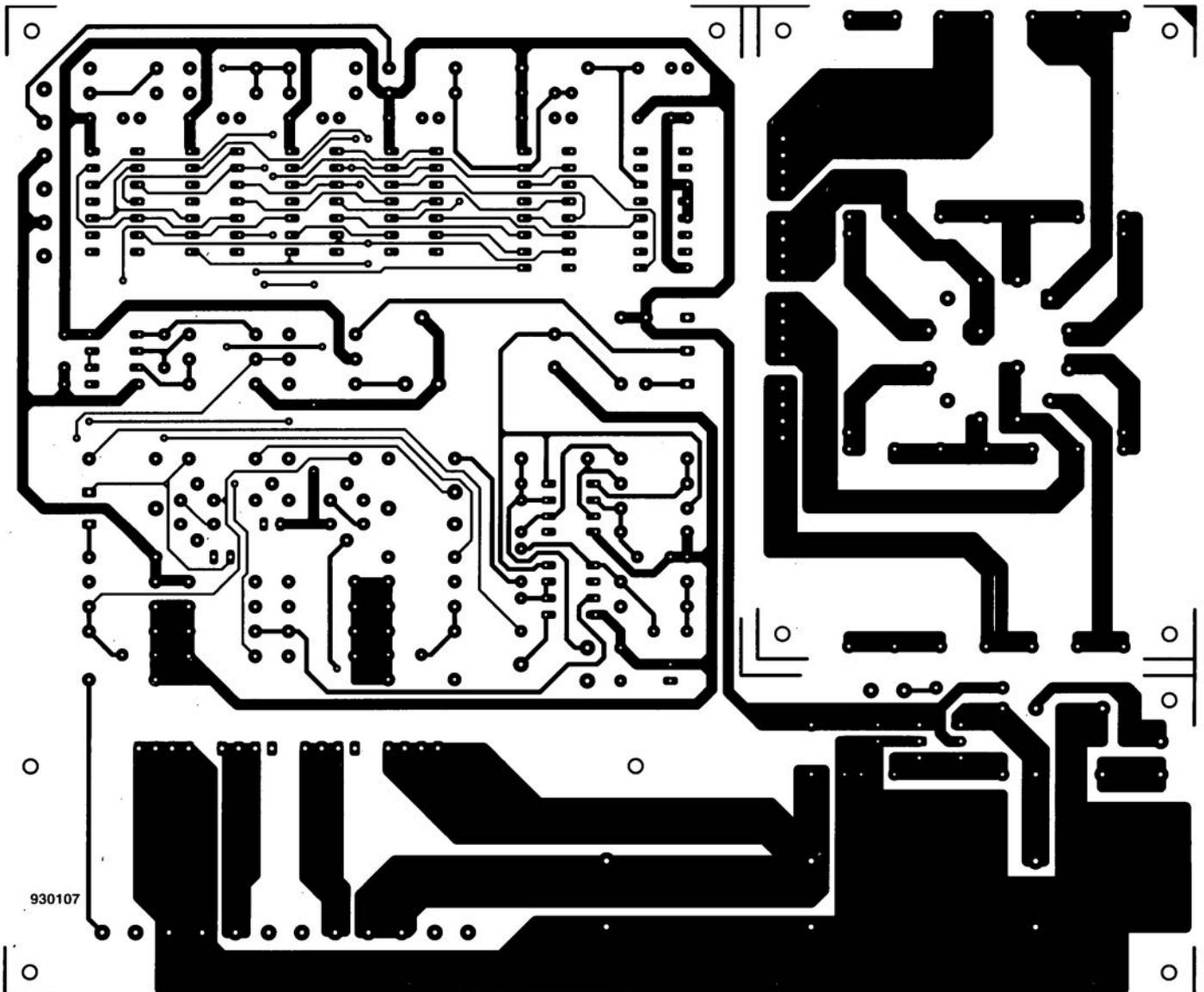


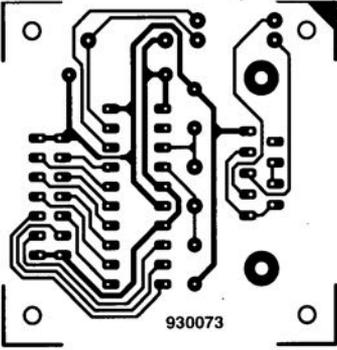
pendulette multifonction (côté composants) ↑



flash-esclave ↑

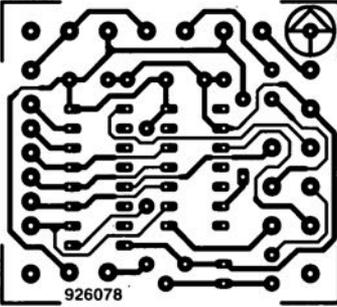
testeur de MOSFET (côté pistes) ↓





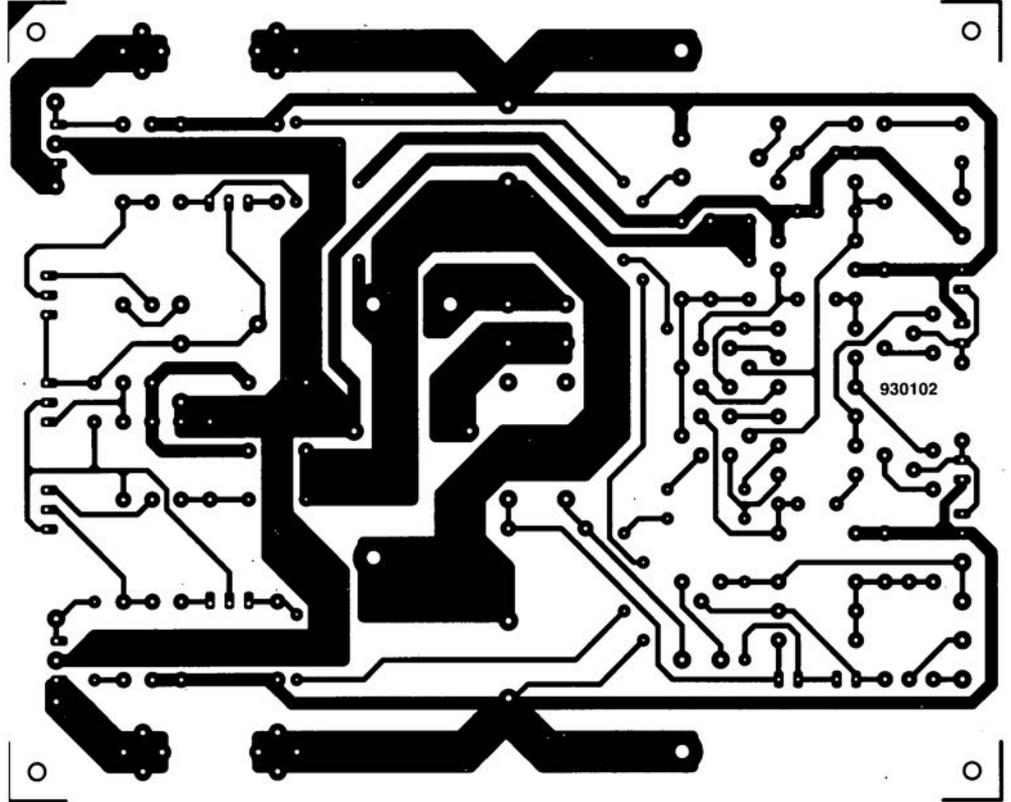
930073

interface à µC ↑



926078

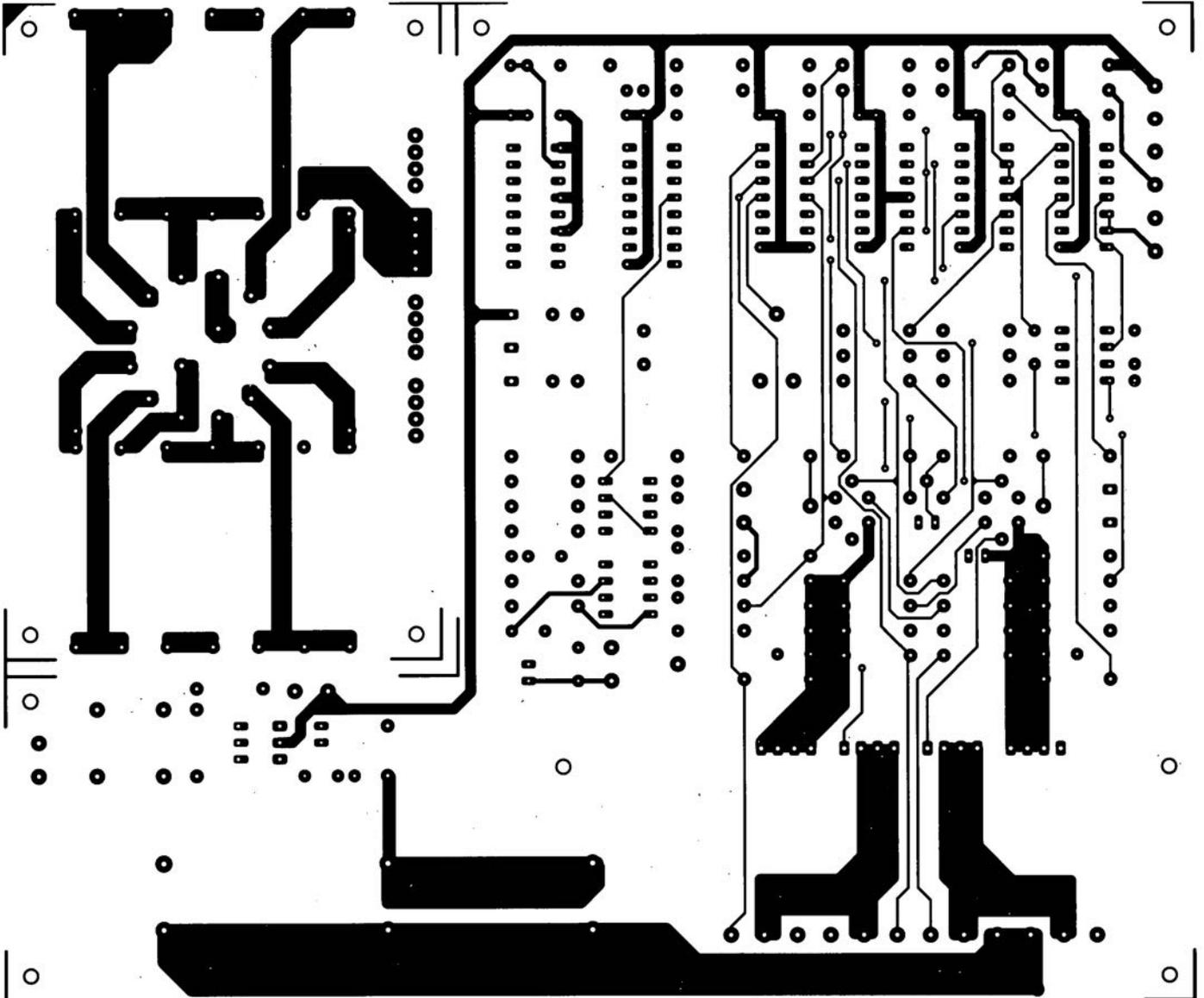
polisson ↑



930102

HEXFET60 ↑

testeur de MOSFET (côté composants) ↓



ASTUCE

accumulateurs au cadmium-nickel en série



On oublie parfois, lorsque l'on veut remplacer des piles "bâton" par des accumulateurs de mêmes dimensions, que leur force électromotrice n'est pas de 1,5 V comme celle des piles, mais de 1,2 V seulement. La fabrication d'un générateur de courant "sans fil" et rechargeable, dont la force électromotrice soit de 6 V nécessite donc cinq unités au lieu de quatre. Or, s'il existe des porte-piles bâton prévus pour en contenir quatre ou six, il n'existe pas pour cinq. Se pose alors la question « Par quoi remplir l'espace libre ? », à laquelle nous proposons l'astucieuse réponse suivante : Par une pile factice, un cylindre de bois (c'est le moment où jamais de parler de bâton !) ou de matière plastique d'un peu moins de 50 mm de long et d'environ 15 mm de diamètre, traversé par une tige de métal de 50 mm qui établisse les contacts. Si la tige est plus courte (30 mm par exemple) on peut remplir l'espace laissé libre par un fusible, façon de protéger les accumulateurs non seulement en service, contre une surchauffe due à un trop gros débit, mais encore lors de leur recharge. Ce ne sont pas les seules solutions possibles. À vous d'en imaginer d'autres !

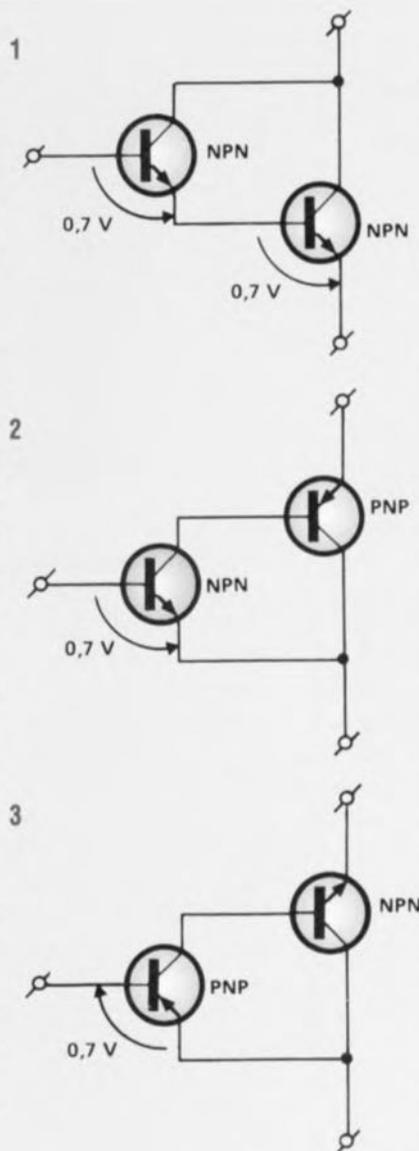
896012

Lorsque l'on a besoin d'un gain en courant important, que ne peut fournir un seul transistor, on en câble deux à la suite l'un de l'autre de telle façon que le courant de collecteur-émetteur de l'un commande celui de base du second qui l'amplifie à nouveau (figure 1). L'intensité du courant d'entrée est donc amplifiée deux fois et le gain de l'ensemble est égal au produit des gains de chacun des transistors :

$$\beta_{dar} = \beta_1 \cdot \beta_2$$

Le résultat obtenu peut être gigantesque. Théoriquement, deux transistors NPN d'un gain de 200 permettent de fabriquer un Darlington NPN qui amplifie 40 000 fois l'intensité du courant de départ. Pratiquement, on groupe en de tels montages un transistor à faible courant (*driver*, le cocher), suivi d'un transistor de puissance (le cheval, y'a pas de raison). Bien que les Darlington NPN et PNP existent tout cuits (intégrés) dans le commerce, ils présentent quelques inconvénients dont celui d'un double seuil. Au lieu de 0,7 V de tension de seuil base-émetteur, il faut compter 1,4 V, soit comme disent les bons auteurs, une perte de dynamique. Si la différence de potentiel entre la base et l'émetteur est inférieure à 1,4 V, rien ne se passe, les transistors restent bloqués. En outre, la réalisation d'un Darlington avec des transistors PNP peut poser des problèmes difficiles à

(pseudo-) Darlington : tension de seuil de 0,7 V



résoudre. Que faire pour économiser des diodes de polarisation ou fabriquer un étage de puissance pousse-tire (*push-pull*) série à Darlington équilibré (NPN, pour l'amplification dans un sens, PNP pour l'amplification dans l'autre)? La solution la plus communément utilisée est celle du pseudo-Darlington ou Darlington composite (*compound*). Le pseudo-Darlington de la figure 2, où un NPN pilote un PNP, se comporte comme un NPN dont la tension de seuil est celle d'un simple NPN, soit 0,7 V et le gain égal au produit des gains des deux transistors qui le composent. La dynamique est donc accrue par rapport à celle du vrai Darlington. Il en est de même pour le montage de la figure 3, dont l'ensemble est équivalent à un PNP, dans lequel c'est le PNP qui tient les rênes et le

NPN qui « tire » le courant de sortie. Remarquez pour finir que la convention adoptée par le dessinateur pour représenter les différences de potentiel n'est pas celle dont nous avons l'habitude. C'est aussi une convention utilisée, qui ne perturbe pas les transistors mais peut-être les lecteurs. Qu'ils changent le sens des flèches, non, pas celles des émetteurs... Quoique... pour passer du schéma du Darlington composite NPN à celui du PNP, c'est ainsi qu'il faille procéder.

89629

Cette dernière partie traite des caractéristiques de l'oscilloscope dans la perspective de son achat: quelles doivent être ses possibilités et sur quels points porter son attention le jour où l'on se décide à en faire l'acquisition? Quelles sont aussi les possibilités des appareils que leur prix rend inaccessibles aux revenus modestes d'un amateur? Le schéma d'un circuit auxiliaire promis aux possesseurs d'un appareil monocourbe pour des mesures de tensions "flottantes" et quelques exemples d'utilisation termineront cette série.

mesures à l'oscilloscope



sixième partie de l'achat au laboratoire

Des oscilloscopes, il en existe assez pour en compliquer le choix, surtout si l'on dispose d'importants moyens financiers (on peut rêver!). Pour trouver celui qui correspond à vos besoins, ceux-ci doivent être bien définis. Il vous faut aussi connaître les caractéristiques des différents appareils. Voyons comment les choses se présentent sur un échantillon de trois oscilloscopes différents dont les caractéristiques sont données sur les tableaux 1a, 1b et 1c. Les premières données sont le nombre de canaux (monocourbe, bicourbe...) et la bande passante (*bandwidth*). Le plus simple, l'oscilloscope a, est monocourbe, le modèle b a deux voies, tandis que c en possède quatre (c'est quasiment l'autoroute). Les bandes passantes sont respectivement de 6,5 MHz, 60 MHz et 100 MHz. Cette dernière valeur chute cependant considérablement si le circuit d'expansion verticale (loupe) par dix est mis en service. Rappelons ce que signifie cette donnée de bande passante. La bande passante d'un système est la bande de fréquence (de 0 à 20 MHz par exemple) dans laquelle l'atténuation du signal considéré apportée par le système est inférieure à 3 dB. Si à l'aide d'un oscilloscope de bande passante 20 MHz nous mesurons un signal de fréquence 20 MHz d'amplitude V , l'appareil affichera un signal V_s dont l'amplitude sera de $V/\sqrt{2}$. L'amplitude du signal affiché correspond à 70% ($1/\sqrt{2} = 0,7$) de celle du signal injecté. Plus important encore, l'appareil ne rendra compte à peu près correctement de la forme de signaux dont les variations sont très brusques, signaux rectangulaires, que si leur fréquence est d'un dixième de la bande passante. Au-delà, il est impossible d'afficher sans déformation visible des signaux rectangulaires: les angles s'arrondissent et les verticales penchent. On peut en déduire le domaine d'utilisation des différents oscilloscopes. Si la fréquence des signaux à étudier

reste basse (fréquences audio) ou pour des circuits numériques simples, le premier oscilloscope (a) fait parfaitement (enfin presque) l'affaire. Les deux voies du second (b) élargissent son domaine d'utilisation à la comparaison de signaux (audio) et à des mesures de tension dont la fréquence est plus élevée. Les possibilités du troisième modèle (c), avec ses quatre entrées et sa bande passante de 100 MHz, en font un outil de professionnel auquel le domaine des hautes fréquences et celui des ordinateurs personnels (PC) est accessible. La déformation des signaux rectangulaires mentionnée plus haut nous amène à aborder une autre notion directement liée à celle de bande passante, celle de temps de montée (*rise time* ou t_r).

temps de montée et base de temps

Le temps de montée est une notion que nous pouvons aborder lors de l'étude de la charge d'un condensateur C à travers une résistance R sous une tension constante. C'est le temps que met la différence de potentiel aux bornes du condensateur pour passer de 10% à 90% de sa valeur maximale. Ce temps, pour le condensateur et la résistance Y associée, est de $2,2 RC$ (en seconde, si R en Ω et C en F). Pour un oscilloscope, ce temps de montée dépend essentiellement des caractéristiques de l'amplificateur vertical. Son produit, par celui

de la bande passante, est peu éloigné de 0,35, nombre qu'il faut retenir puisqu'il arrive que seul le temps de montée soit indiqué. Pour une bande passante de 100 MHz, le temps de montée est 3,5 ns, comme vous le lisez sur le tableau 1c.

L'autre caractéristique liée au temps est évidemment la base de temps. Plus l'appareil dispose de vitesses de balayage (*sweep time*, temps de balayage) plus il offre de possibilités d'analyse du signal; plus la gamme en est étendue, meilleure est la représentation des signaux de très haute fréquence. Certains appareils disposent d'une "loupe" qui permet de "magnifier" (*magnify*, abrégé en *Mag*), c'est-à-dire d'agrandir la représentation du signal en multipliant la vitesse de balayage par cinq ou dix en général. Ils disposent aussi, dans leur grande majorité, d'un réglage fin (*sweep vernier*) qui permet de faire varier continûment la vitesse de balayage entre deux positions étalonnées (*calibrate*, cependant, si ce potentiomètre n'est pas en position *cal*, les divisions de l'axe horizontal, axe des temps, ne correspondent plus à des intervalles de temps connus). Remarquez que la notice de l'oscilloscope (a) parle de fréquences de balayage, alors que les modèles (b) et (c) sont étalonnés en temps/division ou temps/cm: les carreaux, qui correspondent à une division, ont la plupart du temps 1 cm de côté. Pour notre échantillon, le nombre de positions calibrées va de quatre (a) à 23 (1c).

Tableau 1a - Caractéristiques d'un oscilloscope de (très) bas de gamme.

Caractéristiques techniques	
Tube :	C312 P31 B circulaire Ø 7 cm
Déviati on verticale	
Sensibilité	≥ 10 mV/division
Bande passante	AC : 2 Hz-6,5 MHz (- 3 dB) DC : DC-6,5 MHz (- 3 dB)
Atténuateurs	1/1, 1/10, 1/100 et masse
Précision des atténuateurs	meilleure que 3%
Impédance d'entrée	1 MΩ ± 5%, 35 pF
Entrée	sur prise BNC
Tension d'entrée maximale	600 V crête à crête ou 300 V (= + crête -)
Déviati on horizontale	
Fréquence de balayage	10 Hz à 100 kHz (4 pos. calibrées plus réglage fin)
Déclenchement (synchronisation)	interne ou externe
Tension de service	220 V - 50 Hz (= 10 W)
Dimensions	220 x 160 x 305 (L x H x P)
Masse	3,8 kg
Amplificateur horizontal externe	
Sensibilité	≥ 250 mV/division
Bande passante	DC - 500 kHz (- 3 dB)
Impédance d'entrée	1 MΩ ± 10%, 35 pF
Entrée	sur prise BNC
Calibres	atténuation 1/1, 1/10
Tension d'entrée maximale	100 V c. à c. ou = + crête; - (<1 mn)

Tableau 1c - Caractéristiques d'un oscilloscope de très haut de gamme.

Généralités	
Bicourbe	60 MHz
Base de temps	5 ns - 2,5 s/cm
Retard (Delay)	
Déclenchement retardé	
Testeur de composants	
Tube	
Écran	8 x 10 cm
Modèle	150 CTB 31
Phosphore	GH
Tension d'accélération	12 kV
Graticule interne	oui
Éclairage de l'écran	-
Rotation de la trace	réglage en face avant
Déviati on verticale (Y)	
Bande passante (- 3 dB)	0 - 60 MHz
Temps de montée (approx.)	5,8 ns
Dépassement (overshoot)	1%
Coefficients de déviati on	5 mV/cm 20 V/cm
Réglage fin	x 5 (1 mV/cm max.)
Précision (cal.)	3%
Impédance d'entrée	1 MΩ-30 pF
Couplage d'entrée	DC-AC-GND
Tension d'entrée maximale	400 V (DC + crête AC)
Ligne à retard	90 ns
Modes de fonctionnement	KI et/ou KII; KII ± KI; XY; Test. de comp.
Base de temps	
Positions étalonnées	50 ns/cm à 1 s/cm
Réglage fin (non étalonné)	2,5:1 (jusqu'à 2,5 s/cm)
Loupe	x 10 (jusqu'à 5 ns/cm)
Précision	3%
Balayage unique	oui
Temps d'inhibition variable	10:1
Retard du balayage	100 ns - 1 s
Déclenchement	
Modes	Automatique Normal
Flanc de déclenchement	pos. ou nég.
Source	K I, K II, K I/II secteur, externe
Couplage	TV Ligne/Trame, DC, AC, HF, BF
Seuil de déclenchement (int., ext.)	5 mm/0,05 V
Largeur de bande de déclenchement	DC - 80 MHz
Déviati on horizontale (X)	
Bande passante (- 3 dB)	DC - 5 MHz (K II)
Coefficients	voir déviati on verticale
Déphasage X-Y	< 3° en dessous de 120 kHz
Divers	
Calibrateur	1 kHz et 1 MHz
Tension de sortie	0,2 V et 2 V ± 1%
Mémoire	-
Tension d'alimentation	110, 125, 220, 240 V (± 10%) 50 - 60 Hz
Consommation	env. 43 W
Dimensions (mm)	L 285, H 145, P 380
Masse	8 kg

Tout ceci concerne la déviati on horizontale qui peut être commandée de l'extérieur par l'entrée X, inévitable lors de certaines comparaisons de signaux, comme nous l'avons vu dans les articles précédents. Lorsque l'oscilloscope n'a qu'une voie, cette entrée de l'amplificateur horizontal est indépendante: il est bon de connaître sa sensibilité et de savoir si elle est réglable. Lorsqu'il y a plusieurs voies, on applique, pour ce type de comparaisons, le signal arrivant sur l'une d'elles à l'amplificateur de déviati on hori-

Tableau 1b - Les caractéristiques d'un oscilloscope bicourbe.

CRT Display Type	150mm Rectangular, Internal-graticule, post-acceleration, scale with illumination lamp		
Acceleration Voltage	20kV/2kV		
Effective Display Area	8 x 10 div (1 div = 10mm)		
Intensity Modulation	Blanked by TTL level signal		
Vertical Amplifier	(Identical for both channels)		
CH-1, CH-2, Input Sensitivity	5mV/div -5V/div (100MHz) 500µV/div ~ 2mV/div (5MHz); MAG x 10 ON		
Calibration Accuracy	± 3% (± 5%; MAG x 10)		
Input Impedance	1MΩ ± 2% 25pF ± 3pF		
Bandwidth	DC ~ 100MHz (REF. 8 div) -3dB DC ~ 5MHz (REF. 8 div) -3dB (MAG x 10)		
Rise Time	3.5ns (70ns; MAG x 10)		
Input Coupling	AC-GND-DC		
Maximum Input	600V (DC + ACp-p)		
CH-3, CH-4 Input Sensitivity	(A, B EXT, TRIG, IN) CH-3, 0.2V/div, 2V/div CH-4, 0.2V/div, 2V/div		
Calibration Accuracy	± 3%		
Input Impedance	1MΩ ± 2% 25pF ± 3pF		
Bandwidth	DC ~ 100MHz -3dB		
Rise Time	3.5ns		
Maximum Input	600V (DC + ACp-p)		
CH-1, CH-2, CH-3, CH-4	Input		
Signal Delay Time	approx. 20ns, permits viewing of leading edge to waveform		
Display Modes	CH-1, CH-2, ADD (CH-1 + CH-2) DUAL (ALT, CHOP): CH-1, CH-2 TRIPLE (ALT, CHOP): CH-1, CH-2, CH-3 QUAD (ALT, CHOP): CH-1, CH-2, CH-3, CH-4		
Polarity	CH-2 INVERT		
X-Y Mode			
Sensitivity	(X axis = CH-1, Y axis = CH-2) Same as Vertical Amplifier		
Phase Difference	Within 3° at 100kHz		
Bandwidth	DC (10Hz) ~ 3MHz -3dB (X axis)		
CH-1 OUT PUT			
Output Voltage	25mVp-p/div (50Ω on load)		
Bandwidth	DC (10Hz) ~ 100MHz - 3dB		
Output Impedance	50Ω		
Horizontal Amplifier			
Sweep Mode	Trigger sweep, Automatic trigger sweep, Single sweep, Continuous delayed sweep, Trigger delayed sweep, Single delayed sweep, and Alternate sweep		
A Sweep Time	20ns/div ~ 0.5s/div 1-2-5 sequence 23 steps and continuous adjuster		
B Sweep Time	20ns/div ~ 0.5s/div 1-2-5 sequence 23 steps		
Calibration Accuracy	± 3%		
Hold-off Time	Variable one sweep period or more (Only 0.5s/div, 0.5 sweep period or more)		
Delay Time Jitter	1/20000		
Magnifier	x10 ± 5%		
Maximum Sweep Speed	2ns/div (MAG x 10)		
A, B Sweep Gate Output	approx. +5V at open		
Synchronization			
Signal Sources	A Sweep: CH-1, ALT, CH-2, LINE EXT. (0.2V/div), EXT. (2V/div) B Sweep: CH-1, ALT, CH-2 EXT. (0.2V/div), EXT. (2V/div) TV-V, TV-H		
Coupling	A Sweep: AC, HF-REJ, LF-REJ, DC, TV-V, TV-H B Sweep: AC, HF-REJ, LF-REJ, DC, TV-H + or -		
Slope			
Sensitivity	Bandwidth	INT.	EXT.
NORM	DC~10MHz	0.4div	0.5V
	DC~100MHz	1.5div	1.5V
AUTO	30Hz~10MHz	0.4div	0.5V
	30Hz~100MHz	1.5div	1.5V
Calibrator	0.5Vp-p ± 1%		
Output Voltage	Square wave of 1kHz ± 2%		
Waveform			
Power Supply	AC100, 120, 200, 220, 240V 50/60Hz, 65W		
Size and Weight	305(W) x 145(H) x 400(D)mm 9.5kg		
Accessories	Probe LP-100X ... 2 Fuse (Time-Lag) ... 1 BNC Terminal Adaptor ... 2		

zontale en passant en mode X-Y. Il est temps maintenant de considérer la déviation verticale.

amplificateur Y

Nous connaissons la bande passante de cet amplificateur, et son temps de montée, qui sont ceux de l'oscilloscope, restent la sensibilité et ses réglages. De ces données nous pourrions déduire les plus grandes et les plus petites différences de potentiel auxquelles l'appareil donne accès.

L'oscilloscope (a) a une sensibilité maximale de 10 mV/division qui peut être réduite, grâce aux diviseurs de tension contenus dans l'appareil (atténuateurs), à 1 V/division.

Il dispose de trois positions calibrées (10, 100 et 1000 mV). Si le nombre de divisions verticales de l'écran est de huit, comme c'est souvent le cas, cela veut dire qu'il peut afficher des signaux dont l'amplitude crête à crête est de 8 V, bien que son entrée supporte une tension de 600 V.

Sur le suivant, les coefficients de déviation, vont de 5 mV/cm à 20 V/cm (cm = division). Le nombre des positions n'est pas indiqué. Le réglage fin semble en fait une "loupe" qui permet d'étendre la sensibilité à 1 mV/cm.

La sensibilité maximale du dernier varie suivant les voies. Pour deux d'entre elles (CH-1 et CH-2), elle peut être augmentée (MAG \times 10), aux dépens de la bande passante, qui n'est plus alors que de 5 MHz, à 500 μ V/division. Nous vous laissons lire celles des deux autres voies (*channel*).

Une sensibilité de 10 mV/division est en général suffisante. Une valeur de 10 à 20 V/division pour l'atténuation maximale est plus que satisfaisante. À une division ne correspond la tension indiquée que si le potentiomètre de réglage fin est dans sa position marquée "cal" pour *calibrate* (étalonnée). Si le bouton de réglage fin (*Var. Gain*) est utilisé, il n'est plus possible de savoir à quelle tension correspond une division (la précision est de l'ordre de 3% dans la plupart des cas). Nous avons vu que l'impédance d'entrée était une caractéristique à connaître. Toutes les faces avant d'oscilloscopes la précisent vers l'entrée. Elle varie peu d'un appareil à l'autre : de l'ordre du mégohm et 25 pF. Ils offrent ensuite pratiquement tous le choix du mode de couplage AC/DC : par l'intermédiaire d'un condensateur, qui élimine la composante continue du signal et ne laisse apparaître à l'écran que sa composante variable ; ou couplage direct. Un troisième mode, souvent associé aux deux premiers Gnd (*Ground* ou masse) met l'entrée de l'amplificateur à la masse : le signal ne lui parvient plus, ce qui permet par exemple de régler la position de la

trace à l'aide des potentiomètres X-Pos et Y-Pos au repos (réglage du zéro). Quelle tension maximale tolère l'entrée de l'appareil ? Elle est toujours indiquée dans les notices (au moins 300 V). Attention à la façon dont elle l'est : il ne s'agit pas d'une différence de potentiel efficace, mais d'une différence de potentiel maximum.

Autres aspects, qui concernent les oscilloscopes multicanaux (à plusieurs voies), à commencer par celui de la représentation : alternée (*Alt*), et/ou découpée (*Chopped*, chercher dans la notice la fréquence de découpage ou la fréquence maximum des signaux qu'il est possible de représenter de cette façon : on l'utilise en principe pour améliorer l'affichage de signaux lents). Est-il possible d'afficher la somme algébrique des signaux injectés sur les deux voies (*Add.*), et l'un des deux peut-il être inversé (*Polarity*), ce qui permet d'afficher leur différence (*Add. Inv.*) ? Est-il possible de passer en mode XY auquel cas la seconde voie sert d'amplificateur Y ? Les réponses se trouvent sur les notices, toujours détaillées (et dont il faut connaître le contenu, même si on ne le comprend pas sur le champ), qui accompagnent les appareils.

écrans

L'écran est une partie importante de l'oscilloscope (!), non seulement par ses dimensions mais aussi (et surtout) par la façon dont il est graticulé (vieux verbe français). Dans certains cas, c'est l'écran lui-même qui est gravé (*internal graticule*), dans d'autres, la grille est tracée sur une plaque de matière plastique transparente placée devant lui. La précision de la lecture est alors plus aléatoire et dépend de l'angle sous lequel l'observateur regarde (erreur de parallaxe : les positions relatives apparentes de la trace et des graduations dépendent de celle de l'œil par rapport à elles). Quelques accessoires en améliorent l'utilisation : écran dont la luminosité est réglable, présence ou non d'une visière, d'un dispositif de fixation facilitant la photographie des oscillogrammes...

Les notices des appareils fournissent des précisions sur le revêtement intérieur de l'écran (les "phosphores"), les tensions d'accélération, voire de post-accélération du faisceau d'électrons... données qui ne devraient pas être d'un grand intérêt quant au choix de l'appareil. Dans tous les cas l'oscilloscope - à moins qu'on ne vous le donne - sera doté d'un réglage de la luminosité et d'un dispositif de mise au point (*focus*) du faisceau (*beam*). Quelques modèles offrent la possibilité de moduler le faisceau par l'application d'un signal compatible TTL (*blanking* signifie "extinction") sur une entrée appelée entrée Z. Appelez-la

"entrée des artistes" vu son petit nombre d'utilisateurs.

Nous l'avons vu la dernière fois, tous les oscilloscopes sont dotés des deux modes de déclenchement, automatique (relaxé ou non-déclenché) et normal. Nous avons vu aussi qu'il était possible de synchroniser la base de temps sur certaines particularités du signal étudié à l'aide d'un ou plusieurs commutateurs marqués AC, DC, HF, LF, TV, Mains (alternatif, continu, haute fréquence, basse fréquence, télévision, secteur), de déclencher sur un front montant ou descendant du signal (inverseur repéré par +/- ou la représentation de deux flancs de crête). Reportez-vous à l'article précédent pour plus d'informations. Une autre commande, concerne un grand nombre d'oscilloscopes un peu évolués, celle du temps d'inhibition. Elle facilite l'affichage stable de signaux compliqués, de trains d'impulsions se répétant avec régularité par exemple. Comment fait-elle ? Elle bloque le déclenchement entre deux périodes de balayage, pendant une durée plus ou moins longue, réglable à l'aide du potentiomètre marqué *Hold off* (tenir à distance, à comparer avec *hold up*, arrêt de la circulation ou *hold up*).

On ne trouve pas non plus sur tous les appareils de sortie d'étalonnage (*cal* qu'on appelle aussi *calibrateur* voire *calibreur*) qui fournit un signal carré permettant d'ajuster la capacité de compensation des sondes. Nous avons parlé de l'intérêt de ce réglage dans un article précédent.

Nous ne reviendrons pas sur les oscilloscopes à échantillonnage et à mémoire pour ne pas trop vous faire rêver (évidemment, si vous avez gagné à la loterie...) pour mentionner le testeur de composants, présent même sur des modèles d'un prix (relativement) modeste et qui peut avoir son utilité. La précision de la base de temps et celle de la déviation verticale sont éventuellement indiquées (3% en général, avons-nous dit plus haut), ainsi que la (ou les) tension(s) d'utilisation, les mensurations, le poids, pardon, la masse... Évitez d'acheter un appareil, surtout d'occasion, sans son mode d'emploi accompagné de préférence de ses schémas.

Attention !

Que faut-il exiger d'un oscilloscope lors de son achat ? Si c'est un appareil d'occasion, essayez-le et demandez des garanties au vendeur. Un oscilloscope doit, au minimum, comporter des commandes de luminosité du faisceau (*beam intensity*), de mise au point (*focus*), de réglage de la position de la trace (X-Pos, Y-Pos), voie Y AC/DC, déclenchement (*Trigger*) AC, DC, pente (*Slope* représentée par un crête ou +/-) et réglage du

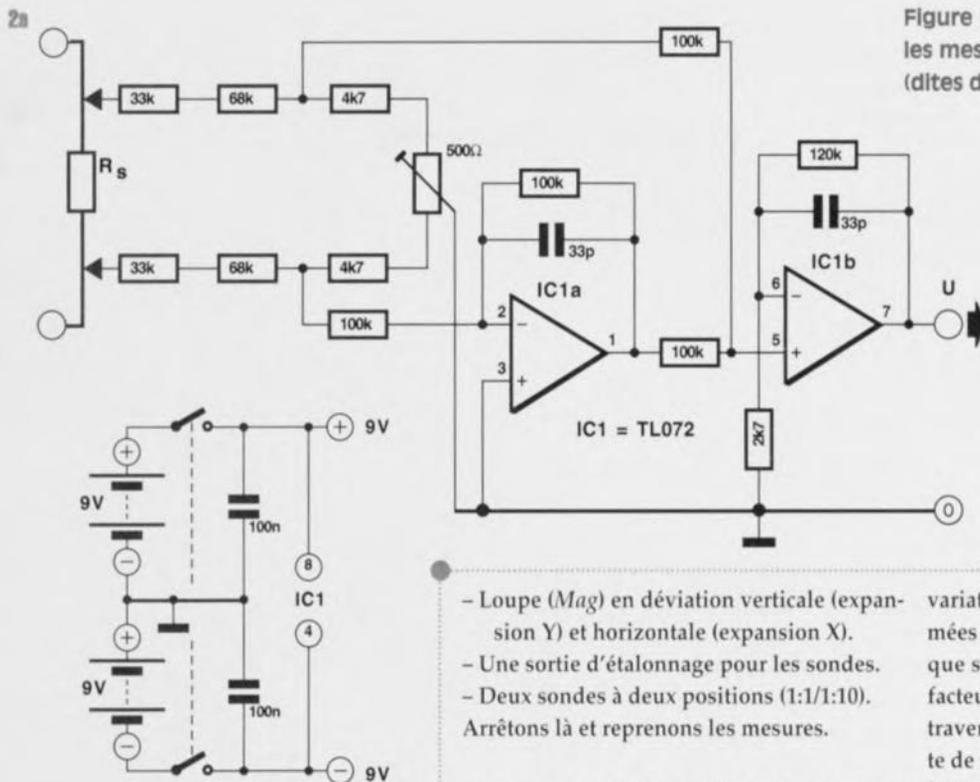


Figure 2a – Montage auxiliaire (testé) pour les mesures de d.d.p. entre points "chauds" (dites de tensions "flottantes").

sible de donner sans risque une image du courant tiré de son alimentation par un amplificateur, pour reprendre notre exemple du mois dernier. Nous avons testé pour vous ce dispositif qui a donné entière satisfaction. La résistance choisie était de $0,1 \Omega/2 \text{ W}$. Le potentiomètre de 500Ω (multitour) permet de régler le zéro de la trace au milieu de l'écran quand la différence de potentiel aux bornes de la résistance est invariable ou nulle. Le dispositif ne nous montrera donc que les

- Loupe (*Mag*) en déviation verticale (expansion Y) et horizontale (expansion X).
 - Une sortie d'étalonnage pour les sondes.
 - Deux sondes à deux positions (1:1/1:10).
- Arrêtons là et reprenons les mesures.

quelques dispositifs de mesure

niveau (*Level*). Vérifier que la documentation qui accompagne l'appareil le concerne bien et, si c'est une "seconde main", qu'elle en comporte au moins les schémas. Voyons quelques modèles d'oscilloscopes.

OSCILLOSCOPE À UNE VOIE :

- Déviation verticale: bande passante de 10 MHz; sensibilité de 10 mV (maximum) à 5 V/division (minimum) en six positions calibrées au moins.
- Déviation horizontale: au moins dix vitesses de balayage comprises entre 50 ms/division et $0,5 \mu\text{s}/\text{division}$.
- Une sonde 1:10/1:1, c'est vraiment le minimum.

OSCILLOSCOPE (DE BASE) À DEUX VOIES :

- Déviation verticale: bande passante de 20 MHz; sensibilité de 10 mV à 5 V/division en six positions calibrées au moins.
- Déviation horizontale: au moins quinze vitesses de balayage, de 100 ms/division à $0,2 \mu\text{s}/\text{division}$.
- Une sortie d'étalonnage pour les sondes.
- Deux sondes à deux positions (1:1/1:10).

BICOURBE PLUS ÉVOLUÉ :

- Déviation verticale: bande passante de 20 MHz; sensibilité de 5 mV à 10 V/division en dix à douze positions calibrées au moins.
- Déviation horizontale: au moins dix-huit à vingt vitesses de balayage, de 0,1 s à $0,2 \mu\text{s}/\text{division}$.
- Déclenchement: AC, DC, BF, HF, séparateur synchro TV actif pour lignes et trame; modes: canal 1, 2, découpé, alterné, 1 + 2, 1 - 2.

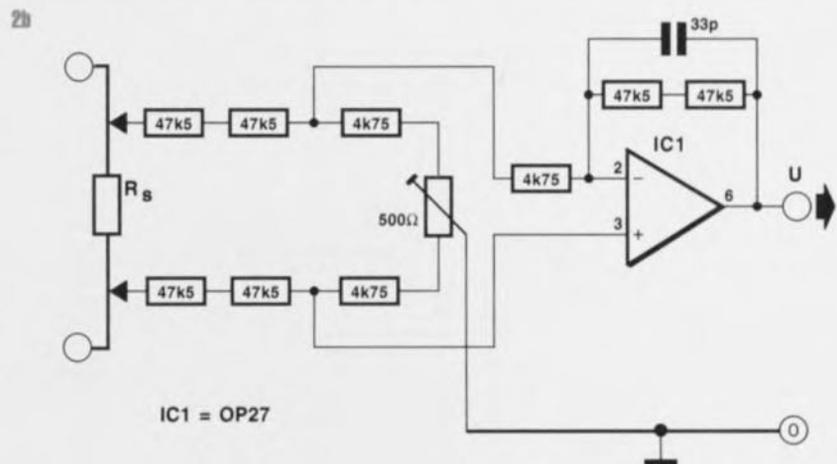
Nous terminerons cette série d'articles par la description de quelques dispositifs de mesure. Avant tout, acquittons-nous d'une promesse faite aux possesseurs d'un oscilloscope à une seule voie, celle d'un dispositif qui leur permette de pratiquer des mesures de tensions flottantes, mesures entre deux points dits "chauds" d'un conducteur (qui peut être utile aux autres). Il s'agit, principalement de mesures d'intensité dans un conducteur dont tous les points sont à un potentiel supérieur (ou inférieur) à celui de la référence commune au circuit et à l'oscilloscope.

Comme le montre la figure 2a, et vous pouviez vous en douter si vous avez suivi cette série, la mesure d'intensité se ramène à celle d'une chute de tension provoquée par une résistance de mesure R_s (s pour *shunt*). Le circuit auxiliaire supporte sur son entrée des tensions de l'ordre de 180 V. Il est donc pos-

variations de l'intensité du courant, transformées en variations de d.d.p. Vous constaterez que son gain est nul (il n'amplifie que d'un facteur un): lorsqu'un courant d'intensité 1 A traverse la résistance, elle provoque une chute de tension de 100 mV, et l'entrée de l'oscilloscope n'en voit pas plus. Deux piles de 9 V suffisent à son alimentation. Si la valeur donnée ici à R_s convenait à l'expérience menée, il va de soi que dans d'autres cas elle peut être plus grande, voire infinie, s'il ne s'agit que d'une mesure de d.d.p. (qui ne doit pas excéder 15 V) aux bornes d'un circuit ouvert par exemple.

L'utilisation d'un amplificateur opérationnel de précision à faible bruit (*low noise*) et faible dérive (*low drift*) tel que l'OP27, associé à des résistances à couche de métal à 1%, simplifie considérablement le schéma, (figure 2b) et devrait même fournir de meilleurs résultats. Devrait... nous vous laissons le soin de l'essayer!

Figure 2b – Une autre solution (que nous vous laissons le soin d'expérimenter) plus élégante et qui donnerait de meilleurs résultats pour le problème des tensions flottantes.



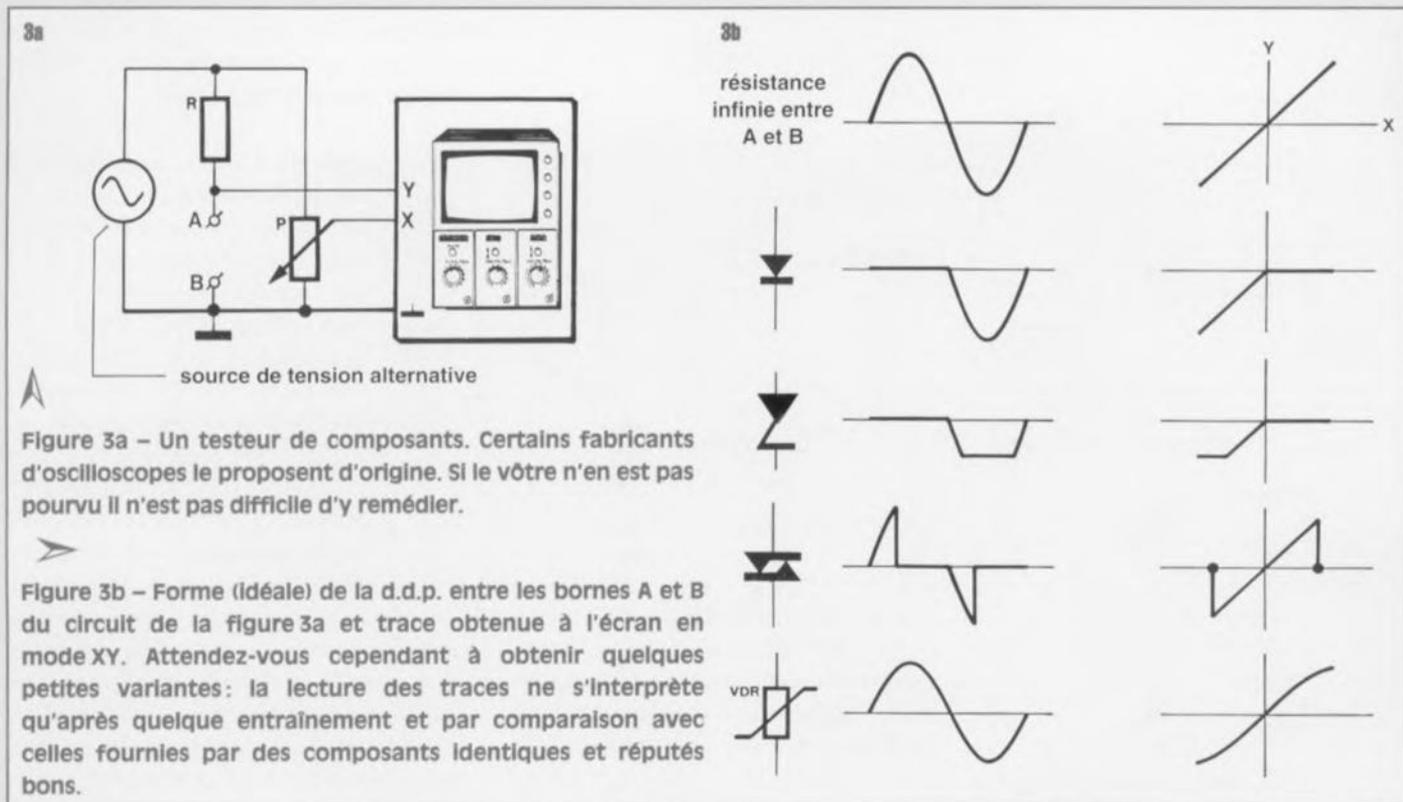


Figure 3a – Un testeur de composants. Certains fabricants d'oscilloscopes le proposent d'origine. Si le vôtre n'en est pas pourvu il n'est pas difficile d'y remédier.

Figure 3b – Forme (idéale) de la d.d.p. entre les bornes A et B du circuit de la figure 3a et trace obtenue à l'écran en mode XY. Attendez-vous cependant à obtenir quelques petites variantes: la lecture des traces ne s'interprète qu'après quelque entraînement et par comparaison avec celles fournies par des composants identiques et réputés bons.

Comment maintenant tester des composants à l'oscilloscope? À l'aide d'un montage comme celui de la figure 3a. Un transformateur abaisseur de tension à 12 V pour circuit imprimé suffit comme source de tension alternative. En l'absence de composant entre les bornes A et B, la trace se déplace en diagonale sur l'écran en fonction de la position du curseur du potentiomètre P. La figure 3b donne, pour différents composants, l'image de la tension à leurs bornes et la trace que

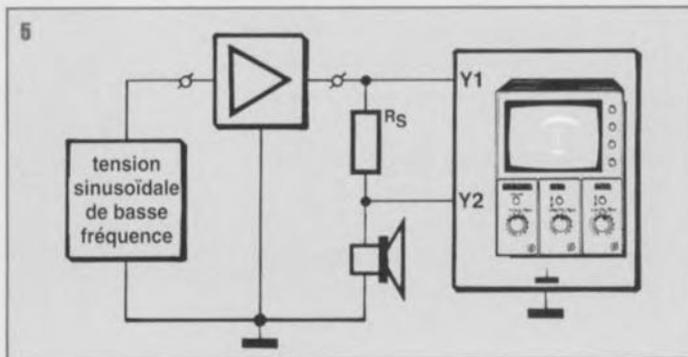
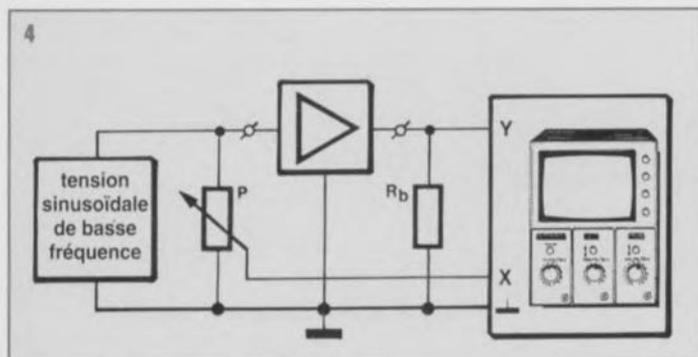
Figure 4 – Montage pour la mise en évidence à l'écran d'éventuelles distorsions de croisement à la sortie d'un amplificateur de puissance.

Figure 5 – Affichage de l'intensité du courant qui traverse un haut-parleur dans le but d'en déterminer l'impédance. Il est aussi possible ici d'utiliser le circuit auxiliaire pour garder une voie de l'oscilloscope disponible de façon à afficher simultanément la tension de sortie du générateur de signaux.

l'on devrait, idéalement, en obtenir sur l'écran. Comme la perfection n'est pas de ce monde, que les composants ne sont jamais idéalement ce que l'on voudrait qu'ils fussent, que le montage (élémentaire) n'est pas sans défaut, les traces peuvent différer de ces représentations. Pour les diacs ou les VDR (*Voltage Dependant Resistor*) notamment, il faut une tension supérieure à celle que délivre le transformateur choisi plus haut (de l'ordre de 30 à 35 V alternatifs).

Autre protocole de mesure pour les distorsions de croisement ou de recouvrement des amplificateurs de sortie, particulièrement déplaisantes en « mégaphonie » (*Public address* ou « électroacou » pour les intimes). Le dispositif de la figure 4 donne du signal de sortie une trace confondue avec la diagonale de l'écran, interrompue par un segment horizontal qui correspond à la distorsion. La source de signal est bien entendu un générateur de sinus. La faible valeur de la résistance de charge R_b (résistance de puissance cependant) correspond à ce que le concepteur de l'amplificateur recommande. On peut la remplacer,

lorsqu'on ne l'a pas sous la main, par le haut-parleur lui-même. Les distorsions se détectent mieux à faible débit: diminuez la puissance! Si l'on ne connaît pas l'impédance Z du haut-parleur dont on dispose, l'oscilloscope en permet une approche. Cette impédance, faut-il le rappeler, dépend de la fréquence de la tension aux bornes du transducteur. Si l'amplificateur de sortie délivre une tension sinusoïdale constante en amplitude, et connue, il suffit de mesurer l'intensité du courant qui traverse le haut-parleur pour accéder à son impédance. L'oscilloscope, à la différence d'un voltmètre ordinaire, permet de mener à bien l'opération dans un large domaine de fréquences. Reportez-vous à la figure 5 (et au n° 45 d'ELEX pour plus d'information). La trace U_{y2} permet la mesure de la d.d.p. aux bornes du haut-parleur; la trace correspondant à la différence $U_{y1} - U_{y2}$ donne accès à l'intensité I du courant qui traverse la résistance, donc le haut-parleur. L'impédance $Z = U_{y2}/I$ prend différentes valeurs suivant la fréquence, à reporter sur un graphique. L'étude est à faire avec différents



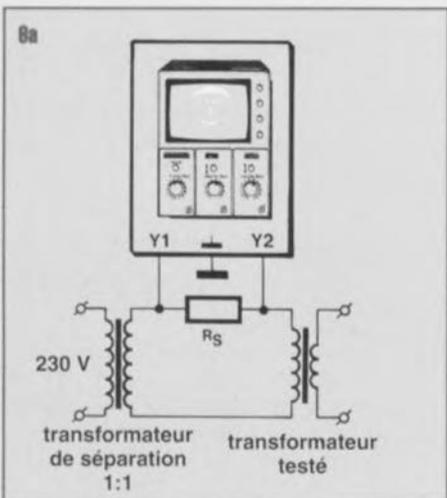
haut-parleurs dont l'impédance (nominale) est indiquée par le constructeur, ou le résultat à comparer avec les courbes de réponse en fréquence de différents haut-parleurs que l'on peut trouver dans un catalogue ou dans un article de revue. Passons à autre chose.

Vous prend-il la fantaisie de considérer l'intensité du courant débité par le primaire d'un transformateur? L'utilisation d'un transformateur de séparation galvanique est alors inévitable pour de « stupides » (diront quelques uns) mais vitales (nous y tenons) raisons de sécurité. Une mesure rapide à l'oscilloscope est alors possible (figure 6a), aux bornes d'une résistance prise dans le secondaire du transformateur de séparation. Remarquez à l'occasion les pointes de courant produites par une saturation du noyau ou les différences dues à un chargement symétrique ou non du secondaire (figure 6b). La résistance de charge pourra bien sûr dissiper une puissance suffisante et l'on évitera de surcharger le transformateur.

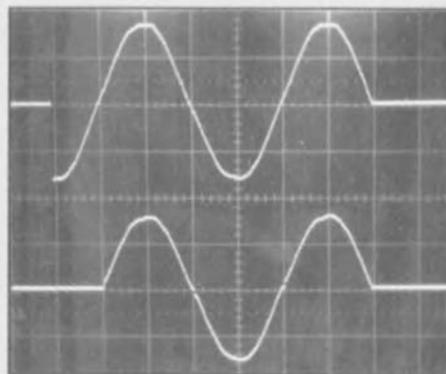
Un dernier exemple avant de conclure, l'affichage simultané de la d.d.p. aux bornes d'un composant et de l'intensité du courant qui le traverse.

Le circuit auxiliaire décrit précédemment va encore nous servir ici (figure 7). Prenons l'exemple d'un condensateur alimenté à travers une résistance par un générateur de créneaux. La d.d.p. aux bornes du condensateur est appliquée, par l'intermédiaire du circuit auxiliaire, à l'entrée Y1 de l'oscilloscope. Dans le même temps, la trace Y2 donne l'image de l'intensité du courant, proportionnelle à la résistance R, qui "traverse" le condensateur. Observez comment l'intensité du courant et la tension évoluent dans le temps, ceci pour différentes fréquences ou, si vous dis-

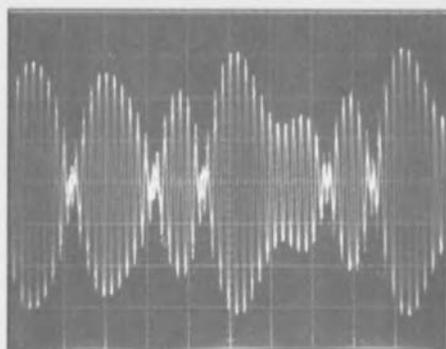
Figure 6a – Affichage de l'intensité du courant qui parcourt le primaire d'un transformateur. Surtout ne pas mener cette expérience sans un transformateur de séparation galvanique.



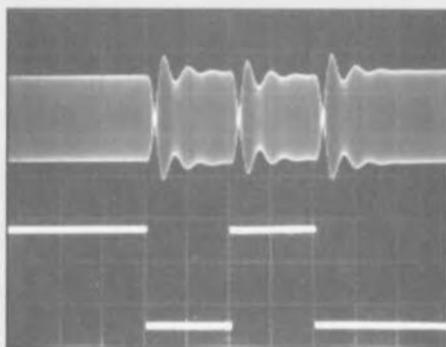
Cliché 1 – Exemple d'oscillogramme en mode haché (*chopped*) concernant l'économiseur d'ampoules paru dans le der des ders numéros d'ELEX. La trace du haut concerne la d.d.p. aux bornes de l'interrupteur qui est maximale, ici lors de l'alternance négative, lorsque les contacts se ferment. Sur la trace du bas, on constate qu'aux bornes de la lampe, la d.d.p. ne s'établit qu'avec un retard qui correspond au passage par zéro de la sinusoïde.



Cliché 2 – Exemple d'un signal modulé en amplitude. Ce pourrait être le signal amplifié produit par un émetteur en ondes moyennes et mesuré dans un récepteur juste avant l'étage de démodulation. La fréquence de la porteuse est en tout cas bien plus élevée que celle du signal audio.



Cliché 3 – Cette fois l'oscilloscope à deux voies est en mode alterné. Sur chaque flanc du signal en créneaux celui de haute fréquence prélevé à la sortie d'un oscillateur s'inverse.



posez d'un générateur de fonctions, pour différentes formes d'onde. Amusez-vous à intervertir les positions de C et R, à remplacer le condensateur par une bobine ou par un condensateur et une bobine...

Nous sommes loin d'avoir épuisé le sujet mais il est malheureusement temps pour nous de vous quitter. Quelques clichés encore pour terminer ce dernier article de la série, reportez-vous à leurs commentaires.

90672

Figure 6b – Une charge résistive simple ou compliquée d'un redresseur au secondaire du transformateur étudié: la diode a-t-elle une influence sur la forme du courant au primaire?

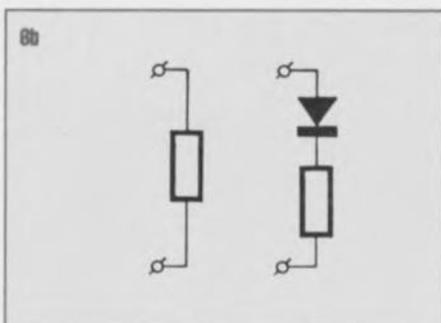
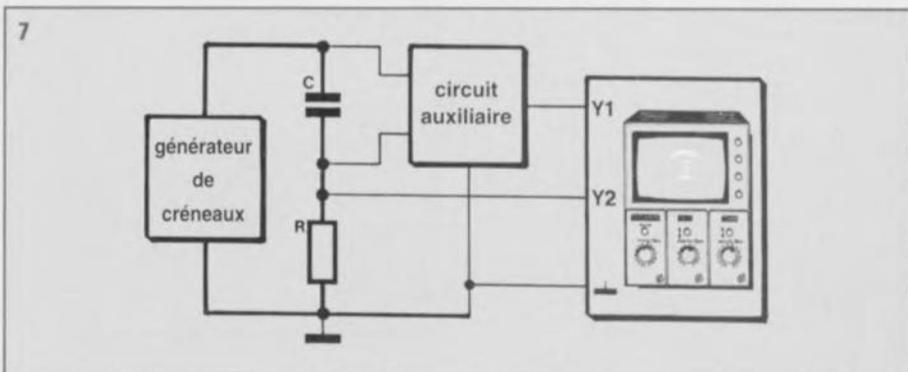


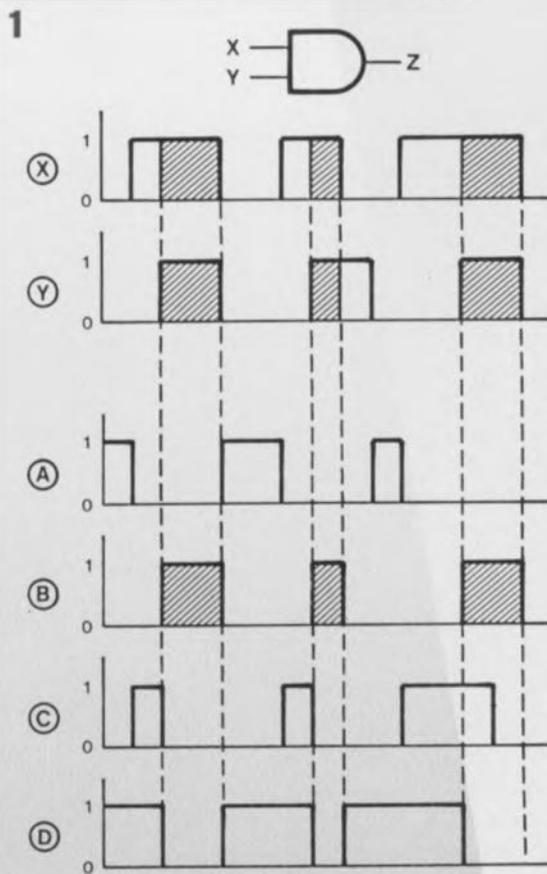
Figure 7 – Comparaison de la d.d.p. aux bornes d'un composant et de l'intensité du courant dans le circuit qui le contient. Cela peut amener à des observations intéressantes sur les réseaux RC, RL (L pour inductance) et LC.



« Alors, sagace ? »

Le problème posé le mois dernier est rappelé par la figure 1. La question était de savoir quel chronogramme A, B, C, ou D correspondait à celui de la sortie Z de l'opérateur ET

ET dont les entrées X et Y prenaient au cours du temps les états représentés sur les deux premières lignes. Pour commencer, les deux entrées sont à zéro, état qui doit se retrouver sur la sortie: les chronogrammes A et D sont donc exclus. Après un certain temps, l'entrée X passe à un mais l'entrée Y reste à zéro, la sortie Z reste donc à zéro: le chronogramme C n'est pas le bon. Seul B, qui n'est à un que lorsque les deux entrées sont à un, et à zéro dans tous les autres cas, répond à la question. Il n'en serait pas de même si nous avions eu à faire à un opérateur ET-NON, opérateur complémentaire du précédent auquel correspondrait le chronogramme D. Le chronogramme A décrit l'état de la sortie d'un opérateur OU-NON qui n'est à un que si toutes les entrées sont à 0. Ne cherchez pas de sens au chronogramme C qui commence par décrire le comportement de la sortie d'un OU-EXCLUSIF mais défaille par la suite... pour vous pencher sur le problème suivant dont voici tout de suite l'énoncé: Comment évoluent les différences de potentiel mesurées par les voltmètres (parfaits) M1 et M2 de la figure 2 lorsque l'on tourne le curseur du potentiomètre P1 de façon à faire varier sa résistance du maximum (curseur en bas) au minimum. Autrement dit, comment évoluent les tensions de base-émetteur U_{be} et de collecteur-émetteur U_{ce} du transistor T1 lorsque la résistance de

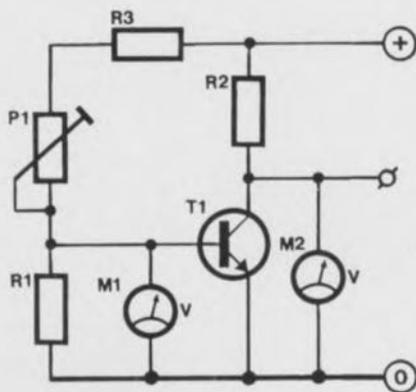


PI varie du maximum au minimum. La réponse est l'une des quatre suivantes:

A. U_{be} décroît, U_{ce} croît.
 B. U_{be} croît, U_{ce} croît.
 C. U_{be} reste à peu près constante, U_{ce} décroît.
 D. U_{be} reste à peu près constante, U_{ce} croît.

Alors, ça gaze ?

2



896114

les carrés d'adresses

COMPOSIUM

CHOLET ELECTRONIC MORLAIX
 6, rue Nantaise 16, rue Gambetta
 Tél. 41.58.63.64 Tél. 98.88.60.53
 Fax 41.58.21.14 Fax 98.63.84.55

VANNES QUIMPER
 35, Rue De La Fontaine 33, rue Réguaires
 Tél. 97.47.46.35 Tél. 98.95.23.48
 Fax 97.47.55.46 Fax 98.95.91.29

4 SPÉCIALISTES PRÊTS A SE METTRE
 EN 4 POUR VOUS SERVIR
 GRAND PUBLIC AU PROFESSIONNEL.

Des milliers d'ingénieurs et de professeurs considèrent le tandem de FCAO logique et d'autoroutage

Schéma III - Layol

Comme étant le meilleur sur le marché.

Pour vous permettre de les maîtriser à cent pour cent nous vous proposons une K7 d'apprentissage pas à pas. Prix : LayolE : 180 F, schéma IIIE : 255 F, K7 vidéo 275 F.

Toutes ces versions sont opérationnelles à 100 %.

Layo France, Château Garamache-Sauvebonne, 83400 Hyères

Tél. : 94 28 22 59, Fax : 94 48 22 16, Minitel 3617 code LAYO

EDITEUR

DE PUBLICATIONS D'ÉLECTRONIQUE

CHERCHE

AUTEURS ET

TRADUCTEURS

EN VUE D'UNE

COLLABORATION

libre mais durable, agréable, fructueuse, inventive, efficace et cætera.

Veillez vous adresser à D. Meyer
 PUBLITRONIC • B.P. 59
 59850 NIEPPE

1. La règle est ce qui permet à un auteur de s'exprimer comme il l'entend.
2. L'ignorance de la règle empêche un auteur de s'exprimer comme il l'entend.
3. Déroger à la règle est impossible, puisque nul n'est tenu de lui obéir.



flash-esclave

pour un éclairage photo
télécommandé



Un drôle de terme, n'est-ce pas : flash-esclave ? Dans le monde de la photographie, ce terme désigne un petit circuit électronique qui obéit servilement à chaque commande d'un flash principal, fermant les contacts d'un interrupteur, fermeture qui se traduit alors par l'amorçage d'un second (troisième, quatrième, ...) flash que l'on appelle – bien évidemment, cela allait de soi – « flash-esclave ».

Au lieu de « flash principal » et « flash secondaire », on parle aussi de flash « mère et fille ». Dans le jargon technique le terme le plus utilisé est sans doute celui de flash « maître » et « esclave ». Peu importe pourtant le terme utilisé, on parle d'un même appareil, fort apprécié dans le monde de la photographie et utilisé dès que l'on envisage de faire appel à deux flashes, voire plus, pour assurer à une scène photographique un éclairage correct.

Pourquoi utiliser deux flashes si l'on pouvait se contenter d'un seul ? Il vous faudra, pour obtenir une réponse technique satisfaisante à cette question, vous référer à l'un des nombreux ouvrages techniques consacrés à la photographie. Bien qu'Elektor se targue d'être une revue d'électronique nous tenons ici à préciser pourquoi, dans certaines situations, il est préférable d'éclairer un objet à l'aide de 2 flashes.

Un flash est une source de lumière relativement « ponctuelle » qui fournit une lumière « dure » qui se traduit par des ombres très noires et très nettes. Dans de nombreuses situations cette lumière ne constitue pas l'éclairage optimal sachant qu'elle est loin d'être « attrayante ». Un second flash, dit « esclave », constitue le moyen idéal pour estomper quelque peu les ombres extrêmement noires dues au flash principal.

Un second atout de l'utilisation d'un flash-esclave est le fait qu'un éclairage par deux sources de lumière donne des résultats beaucoup plus intéressants, notamment lorsque l'on fait du portrait. Les photographes professionnels utilisent, alors, bien souvent un troisième flash ou un autre éclairage d'arrière-plan. Il suffit pourtant de faire appel à deux ou trois flashes pour réaliser son propre « studio-maison ». Si les flashes utilisés possèdent un nombre-guide

variable, on dispose de la possibilité de pouvoir régler séparément l'une de l'autre la lumière principale, secondaire et d'effet.

Sans fil

Comment faire, pour connecter tous ces flashes à un même appareil photo ? Ceci ne constitue pas le moindre problème. Il existe, dans le commerce, des câbles de rallonge et des fiches multiples, permettant d'établir toutes les connexions requises. Le fait de faire appel à cette technique de connexion transformera votre studio en un dédale de câbles : situation encombrée qui n'a rien de satisfaisant pour l'esprit ordonné d'un chasseur d'images, sans parler de l'insécurité qu'elle sous-entend.

Cette simple constatation suffit déjà, à notre avis, pour que l'on envisage plutôt de faire appel à un système sans câbles. Il existe cependant un autre argument en faveur de l'utilisation d'un système d'amorçage de flash(es) télécommandé. La quasi-totalité des appareils photo modernes, automatiques, actuellement disponibles dans le commerce, disposent bien d'un petit flash intégré, mais ne possèdent pas de contact (pourtant ultra-simple) permettant la connexion d'un flash externe. Cette « dure » réalité nous simplifie en fait la vie : nous n'avons plus le choix ! La seule solution consiste à faire appel à un système « sans fil ».

Comment donc s'imaginer une commande sans fil pour un flash – et quels sont les composants à utiliser ?

Tout flash autonome est doté d'un câble – dit de synchronisation – doté de 2 contacts, qui mis en liaison l'un avec l'autre produisent l'amorçage du flash. En règle générale, l'interconnexion des 2 contacts du câble est la tâche du contact-flash de l'appareil photo. Si tant est que l'on envisage de produire l'interconnexion des contacts par l'intermédiaire de la lumière émise par le flash principal, on aura besoin, comme l'illustre le croquis de la figure 1, de 2 choses :

- d'un capteur de lumière et
- d'un interrupteur.

Le capteur « capte » la lumière du flash principal et la transforme en une tension dont la valeur est suffisamment élevée pour activer l'interrupteur (électronique).

Sans retard ?

Un certain nombre d'entre nos lecteurs se demandent sans doute si



Figure 1. Il suffit en fait de 2 composants pour obtenir un amorçage « sans fil » d'un second (ou troisième) flash : un capteur de lumière et un interrupteur.

L'amorçage du second flash ne présente pas un retard par rapport au déclenchement du flash principal, ce qui serait parfaitement logique, n'est-ce pas, vu que le trajet de commutation est sensiblement plus long qu'il ne le serait dans le cas d'une liaison par câble. Pour en savoir plus, il suffit de faire quelques calculs très simples.

Si l'on appuie sur le bouton de déclenchement de l'appareil photo, le dispositif de synchronisation de flash garantit une simultanéité de l'amorçage du flash principal (connecté directement à l'appareil), avec l'ouverture (complète) de l'obturateur. À la vitesse de la lumière (à savoir quelque 300 000 km/s dans le vide), la lumière du flash principal jaillit en direction du flash-esclave. Il est virtuellement impossible de le faire plus rapidement; même les électrons dans un câble ne vont pas plus vite. La durée de réaction de la cellule photo-voltaïque dans l'électronique du flash-esclave est de quelques micro-secondes (pour info, $1 \mu\text{s} = 1/1\,000\,000$ seconde). L'interrupteur électronique a besoin, quant à lui, de

1 à 2 μs pour amorcer le second flash. Bref, l'amorçage du second flash ne sera donc retardé de quelques micro-secondes, une durée parfaitement négligeable, surtout si l'on prend en compte que l'ouverture de l'obturateur d'un appareil photo – mis en position « flash » bien entendu – est de $1/100$ s en moyenne. Il est donc parfaitement inutile de se faire du soucis quant à un déclenchement retardé du flash : le système de flash-esclave électronique fonctionne à la vitesse de la lumière !

Le schéma

Dans l'un des paragraphes précédents de cet article nous l'avons déjà souligné : il nous faut, pour la réalisation du flash-esclave, 2 éléments seulement, à savoir, un capteur de lumière et un interrupteur.

Le schéma de la **figure 2** montre que notre circuit ne comporte en fait que très peu de composants additionnels. Le capteur de lumière prend la forme physique de 2 photodiodes, D1 et D2, mises en série. Le thyristor Th1 remplit la fonction d'interrupteur.

Le fonctionnement du circuit est relativement simple. L'une des caractéristiques physiques des photodiodes est la naissance à leurs bornes d'une tension lorsqu'elles sont exposées à un rayonnement lumineux. La valeur de cette augmentation de tension n'est pas très spectaculaire; la croissance de l'intensité de courant qui se produit simultanément est elle, au contraire, relativement importante. C'est très exactement ce courant qu'il nous faut.

Dès que la lumière du flash principal frappe les photodiodes D1 et D2, il ne leur faut qu'une fraction d'une seconde pour produire une impulsion de courant suffisamment grande pour garantir l'amorçage du thyristor. Ceci se traduit donc par le passage en état conducteur de la jonction anode/cathode de Th1 et, via le pont de diodes D3 à D6, l'activation du flash-esclave connecté à l'embase K1. De par la présence du pont de diodes, la polarité de la tension présente sur la fiche de connexion du flash-esclave est sans importance.

Il ne reste plus maintenant qu'à expliquer la fonction de 2 composants : la résistance R1 et la self L1. Nous faisons appel dans ce montage à un type de thyristor qui n'a besoin, pour passer à l'état conducteur, que

d'un courant de gâchette très faible. Le flash-esclave est donc très sensible à la lumière. Il serait possible partant, dans certaines conditions, que la lumière ambiante suffise déjà à produire le déclenchement du circuit. Pour éviter un amorçage importun du flash nous avons commencé par doter le circuit de la résistance R1, prise en parallèle sur les photodiodes. Cette résistance « court-circuitée » une partie du courant d'amorçage du thyristor. Quelques essais supplémentaires nous ont appris ensuite que l'effet « de neutralisation de la lumière ambiante » peut être sensiblement amélioré par la mise en place d'une petite self de choc (L1). On peut considérer cette self comme une sorte de « résistance pour hautes fréquences » : des variations de courant lentes peuvent passer sans le moindre problème, mais L1 constitue une barrière infranchissable pour toute fluctuation rapide.

Dans la pratique cela signifie que les fluctuations, par définition lentes, de la lumière diurne resteront sans effet : la variation de l'intensité de courant associée est « court-circuitée » par la résistance R1 et la self L1. Dans le cas de l'apparition de la lumière émise par le flash principal – se traduisant par une fluctuation brutale de l'intensité de courant – le trajet à travers R1 et L1 est bloqué et il ne reste donc que le chemin vers la gâchette de Th1 – très précisément le point où nous voulons disposer de ces impulsions de courant !

La pratique

Un examen du circuit sous l'angle « pratique » montre qu'il présente, au minimum, 3 aspects positifs :

- Le nombre de composants utilisés pour la réalisation du flash-esclave est ramené au minimum absolu. Le montage est donc facile à réaliser et son prix de revient très abordable.
- Le circuit n'a pas besoin d'une tension d'alimentation distincte : le flash principal fournit la tension de déclenchement et le flash-esclave, connecté à K1, donne, via le pont de diodes D3 à D6, la tension anode/cathode requise par le thyristor.
- Le montage se caractérise par une excellente fiabilité et une sensibilité très élevée.

Il nous paraît nécessaire, avant de nous intéresser à la réalisation pratique du circuit, d'ajouter quelques remarques concernant la sensibilité du circuit. Avec la résistance de $2\text{k}\Omega$ (valeur indiquée dans la liste

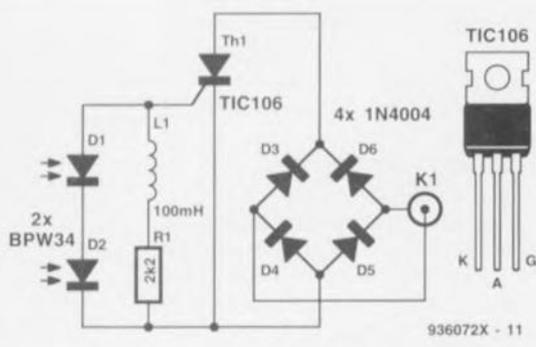
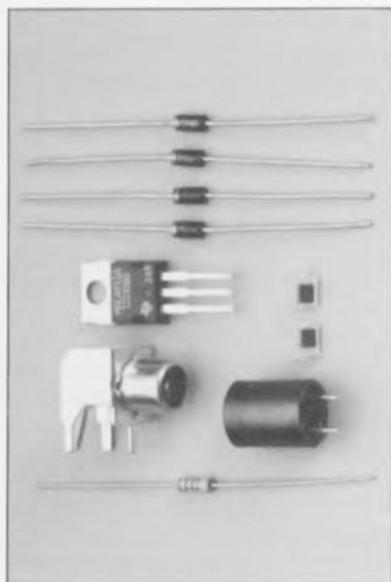


Figure 2. L'électronique du flash-esclave. Deux photodiodes servent à transformer la lumière du flash principal en une impulsion de courant de gâchette pour le thyristor. Ce dernier se charge alors de déclencher le second flash.



des composants) le circuit devrait fonctionner correctement dans la quasi-totalité des situations. Dans nos bureaux – illuminés par des tubes luminescents et dotés de très grandes fenêtres – le flash-esclave fonctionnait correctement jusqu'à une distance de 15 m, la lumière du jour, entrant par les fenêtres ne posant pas le moindre problème.

Si tant est que l'on veuille utiliser le montage dans des espaces où règne un niveau de luminosité très élevé, il est recommandé de réduire la valeur de R1 à 1 k Ω . Si, au contraire, l'espace dans lequel on photographie est relativement sombre, on pourra obtenir des meilleurs résultats en augmentant la valeur de R1 sans dépasser pourtant 10 k Ω au maximum. Dans le cas où la lumière ambiante est vraiment très intense (en plein soleil par exemple) on aura beau expérimenter avec la valeur de R1 : le résultat est et reste nul ! Dans de telles conditions « climatiques » le circuit n'est en effet plus en mesure de faire une distinction entre la lumière ambiante et la lumière émise par le flash principal. On observera cependant que dans cette situation la lumière ambiante est si forte qu'il est probablement parfaitement superflu de faire appel à un flash.

Une platine miniature

Un petit circuit comme le flash-esclave peut être réalisé en montage « flottant » sans le moindre problème. On peut ainsi interconnecter – lire souder – les 9 composants pour les englober ensuite dans une résine. Cette technique de réalisation permet de réaliser un flash-esclave dont les dimensions ne dépassent pas celles d'un dé à coudre. Pour donner l'occasion de pouvoir facilement réaliser ce montage à tous

ceux d'entre nos lecteurs qui ne sont pas (encore) des virtuoses du fer à souder, nous avons dessiné un tout petit circuit imprimé dont la **figure 3** donne la sérigraphie de l'implantation des composants. Une fois la gravure du circuit imprimé achevée, la réalisation ne devrait pas prendre plus d'une trentaine de minutes.

Un petit mot rassurant pour ceux d'entre nos lecteurs qui ont horreur de devoir fabriquer eux-mêmes une bobine : la self de choc L1 est un exemplaire de bobine disponible dans le commerce, « prêt à être utilisé ».

La connexion du petit circuit au flash peut elle poser l'un ou l'autre problème. Les connecteurs spéciaux, utilisés par l'industrie des appareils photo et autres flashes, ne sont en effet pas disponibles dans les magasins. Il existe pourtant des câbles de rallonge pour flash. Rien n'est plus facile donc de prendre un tel câble, d'en découper l'un des connecteurs (attention à ne pas « amputer » celui qui se connecte à votre câble de flash original) et de souder finalement un connecteur mâle du type Cinch à l'extrémité du câble de rallonge libérée par cette opération. Le circuit imprimé comporte une embase cinch femelle (et encartable bien sûr). La connexion du circuit au flash se réduit donc en fait à une opération (relativement) simple.

Il est parfaitement clair qu'il faudra mettre le circuit dans un coffret – voire encore l'inclure dans la résine – de façon à ce que la lumière du flash principal puisse arriver sans encombre aux photodiodes D1 et D2.

Attention !

Permettez-nous, en guise de conclusion, une mise en garde. Bien qu'aujourd'hui, la quasi-totalité des flashes électroniques modernes présente une faible tension sur les contacts de leur entrée d'activation (et donc du câble), il en était autrement il y a quelques années. Il peut donc arriver, dans le cas de la connexion d'un flash relativement ancien, que l'on se retrouve avec une tension de quelque 150 V aux bornes du circuit. Pas de panique cependant ! L'électronique du flash-esclave ne voit pas d'inconvénient à traiter cette tension, mais ... il serait désagréable (voire relativement dangereux même) de toucher, dans ces conditions, au circuit. Faites très attention donc et prenez les précautions requises (telle qu'une bonne mise en coffret et une parfaite isolation du circuit). ◀

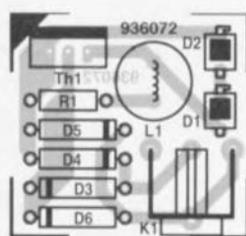


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du flash-esclave.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 2k Ω

Bobines :

L1 = 100 mH

Semi-conducteurs :

D1, D2 = BPW34

D3 à D6 = 1N4004

Th1 = TIC106

Divers :

K1 = embase Cinch femelle encartable

elektor-abc

photodiode

Une diode qui a été construite de façon telle que la lumière ait accès au matériau du semi-conducteur. Cette lumière produit un courant à travers la diode dont l'intensité est proportionnelle à l'éclairement subi par la photodiode.

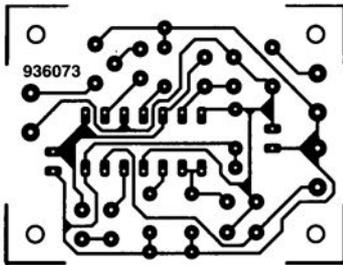
thyristor

Une diode spéciale qui, en général, bloque. Il suffit pourtant d'un courant de commande (le courant de gâchette) pour faire passer à l'état conducteur le thyristor (dans son sens direct bien entendu). Une fois devenu passant, le thyristor reste à l'état conducteur – même en l'absence du courant de gâchette – jusqu'à ce que l'intensité du courant qui le traverse tombe en-deçà d'une certaine valeur minimale (le courant de maintien).

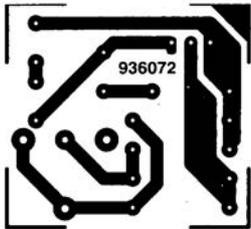


d'Elektor vous souhaite
toute l'équipe
une bonne fête

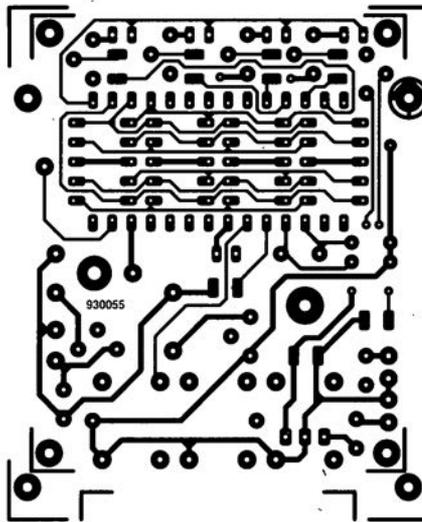
CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE



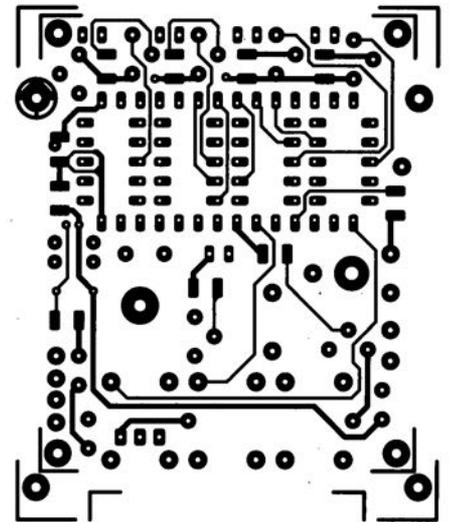
stella ↑



flash-esclave ↑

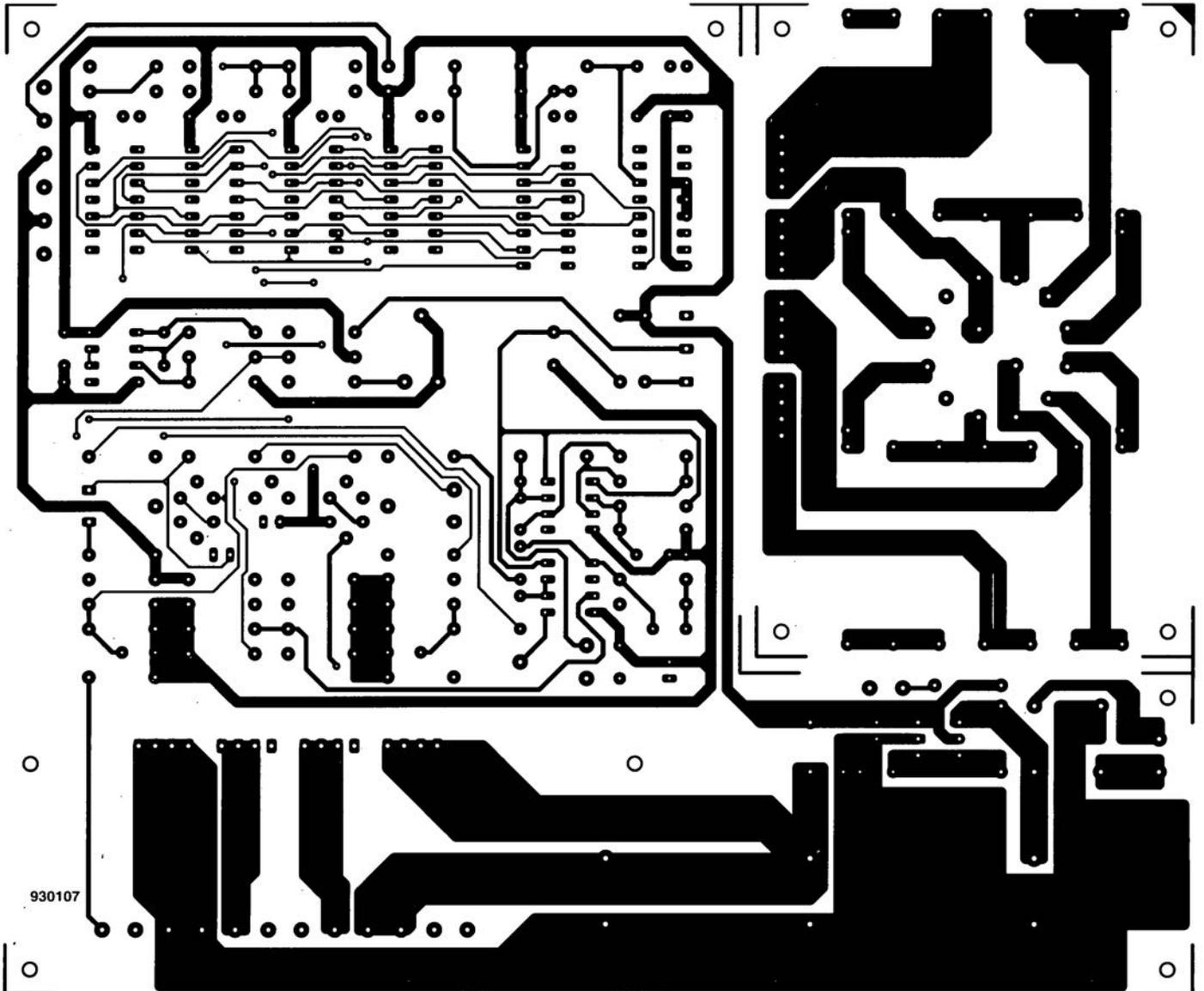


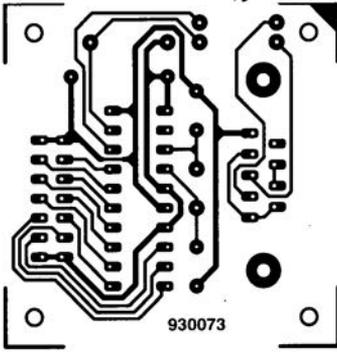
pendulette multifonction (côté pistes) ↑



pendulette multifonction (côté composants) ↑

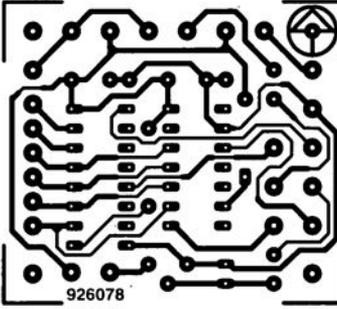
testeur de MOSFET (côté pistes) ↓





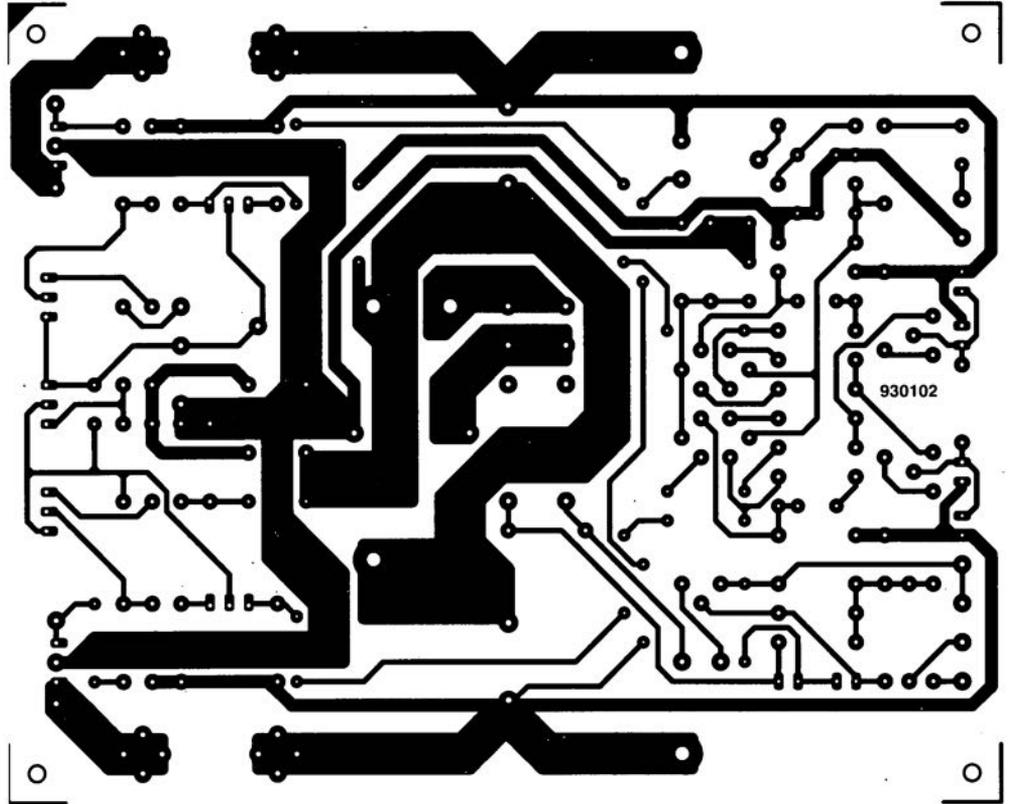
930073

interface à µC ↑



926078

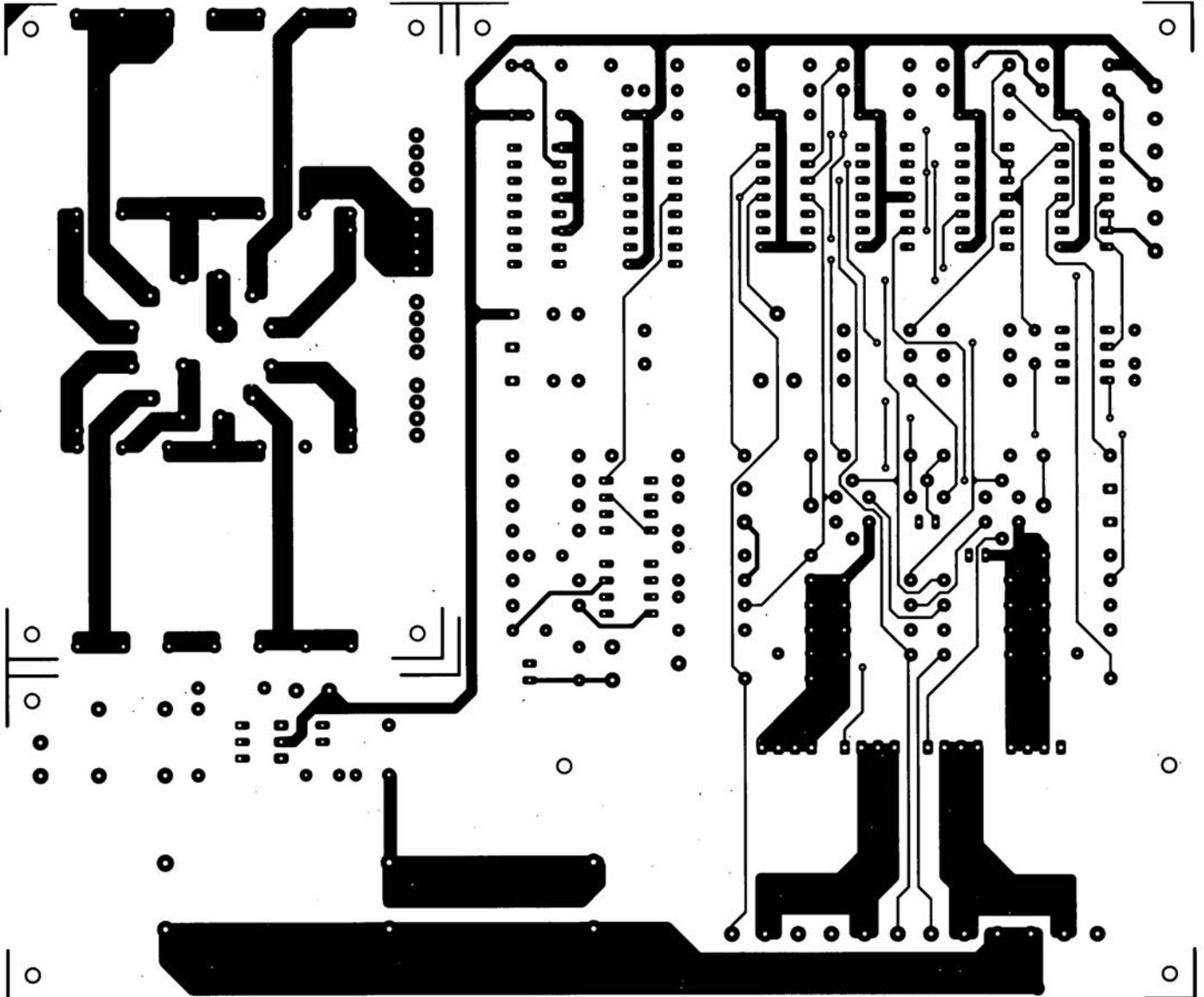
polisson ↑



930102

HEXFET60 ↑

testeur de MOSFET (côté composants) ↓



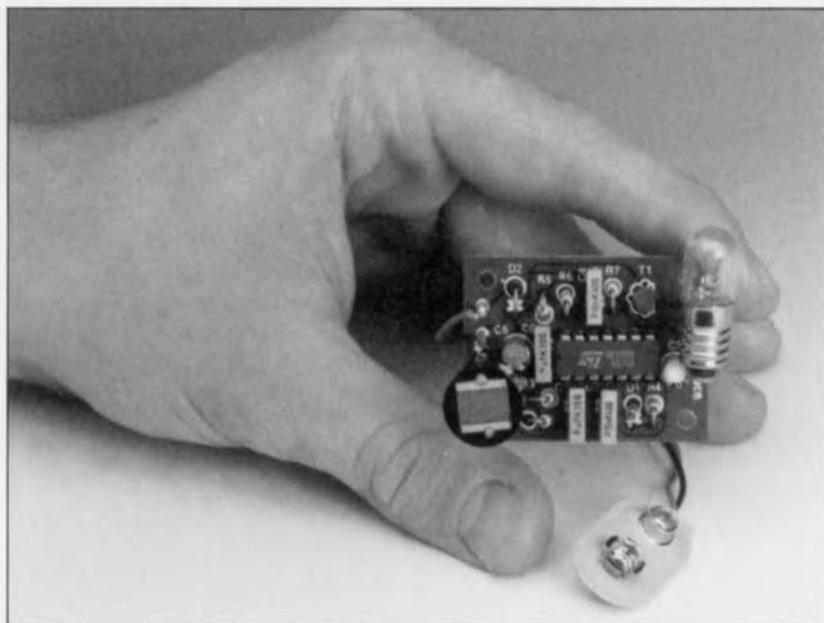


stella

boule de Noël interactive

LOISIRS

Nous essayons, traditionnellement, d'imaginer, à chaque fin d'année, de proposer à nos lecteurs un petit montage ludique facile à réaliser, destiné à donner un peu plus de lustre aux fêtes de fin d'année. Nous avons, pour ce Noël 93, imaginé une sorte de boule à mettre dans le sapin de Noël, dotée d'une électronique (rassurez-vous, simple) la rendant interactive.



Les amateurs mordus d'électronique se sentent obligés, pour justifier leur statut d'amateur au sens le plus large du terme, de donner à la fête de Noël une teinte plus personnelle. Une coup de baguette magique électronique tombe à pic pour l'obtention de ce changement de couleur. On a des dons d'électronicien ou on ne les a pas...

Tout cela est bien beau, mais la médaille a également un revers : si l'on n'y fait pas attention on se trouve rapidement dans une situation sans issue. En effet, pour peu que l'on ait fait preuve, à différentes occasions, de ses dons d'improvisation en matière électronique en réalisant l'un ou l'autre ornement de Noël optique ou acoustique attrayant, les « visiteurs du soir » ne manquent pas, l'année suivante, de rechercher la nouveauté du jour... Et croyez-nous, il n'est pas facile année après année d'imaginer quelque chose de neuf.

C'est la raison pour laquelle, nous essayons, chaque année, d'alléger le lourd fardeau qui repose sur les épaules de nos lecteurs en leur pro-

posant un petit montage de Noël. C'est très exactement là la fonction de notre boule de Noël interactive. Certains ne manqueront pas de penser qu'une boule qui ne fait que clignoter n'a rien de révolutionnaire, mais comme l'indique le titre nous l'avons dotée d'une caractéristique d'interactivité.

Bien nombreux serez-vous sans doute à vous demander ce que sous-entend cette fameuse notion d'interactivité. Eh bien tout simplement qu'il ne s'agit pas de réaliser un unique exemplaire de cette boule de Noël, mais plusieurs d'entre elles, placées dans l'arbre de Noël, ou ailleurs, de manière à ce que l'une d'entre elles puisse en « voir » une autre et que le comportement clignotant de l'une tienne compte de celui de l'autre... Prenons un exemple : on aura ainsi extinction de la boule n°2 lors de l'illumination de la boule n°1, la boule n°3 s'illuminant lorsqu'elle constate l'extinction de la boule n°2. On aura ainsi une sorte d'effet de chenillard qui ne manquera pas de soulever des ahs et des ohs admiratifs. Et maintenant, si nous parlions...

Du schéma

Le schéma de notre boule de Noël interactive, représenté en **figure 1**, est d'une simplicité qu'il est difficile de surpasser, voire, même, d'égaliser.

L'oeil exercé de notre lecteur n'aura pas manquer découvrir le composant essentiel de ce montage, à savoir un double circuit temporisateur du type 555, dénommé, nous n'avons pas la prétention de vous apprendre quoi que ce soit, 556. L'une des moitiés de ce circuit remplit une fonction de clignoteur, l'autre servant à créer cette caractéristique d'interactivité. Pour obtenir la fonction de clignotement IC1b est monté en multivibrateur astable; sa fréquence de travail est fonction du rapport des résistances R5, R6 et de la capacité du condensateur C3, étant, dans le cas présent, de l'ordre de 1 Hz. La valeur donnée aux dites résistances se traduit par un rapport cyclique de 1:10.

Le transistor T1 pilote l'allumage et l'extinction d'une ampoule à incandescence miniature (une mignonnette) à ce rythme de 1 Hz. On peut, par mise au niveau logique haut de l'entrée de seuil (TRH = *THR*eshold, broche 12), obtenir l'interruption du clignotement. Cette fonction est remplie par la sortie de IC1a, un temporisateur monté en multivibrateur monostable (monoflop), et ce sur la commande de la photorésistance LDR R2 (LDR = *Light-Dependent Resistor*). La LDR garde son « oeil » sensible orienté vers l'une des autres boules de Noël interactives. Dès qu'elle en « constate » l'illumination la LDR voit sa résistance diminuer très sensiblement et l'on a démarrage du monostable.

La sortie de IC1a passe alors d'un niveau « bas » vers un niveau « haut » bloquant le dispositif de clignotement pendant une durée dont la longueur est définie par les caractéristiques du réseau RC R3/C1. Nous avons opté pour une durée relativement courte de 0,1 s, mais si l'état de la LDR n'a pas changé une fois cette pseudo-période écoulée, on a entrée immédiate dans une nouvelle pseudo-période. La durée de blocage réelle du clignoteur est ainsi déterminée par la durée d'illumination de la LDR.

Le reste du montage n'appelle pas de remarque particulière. Il reste à mentionner qu'il est possible d'envisager une alimentation « mixte » de cette réalisation, **soit** à l'aide d'une pile compacte de 9 V, solution coûteuse s'il en est, **soit** à l'aide d'un module d'alimentation secteur fournissant une tension comprise entre 9 et 12 V. Dans tous les cas de figures, la

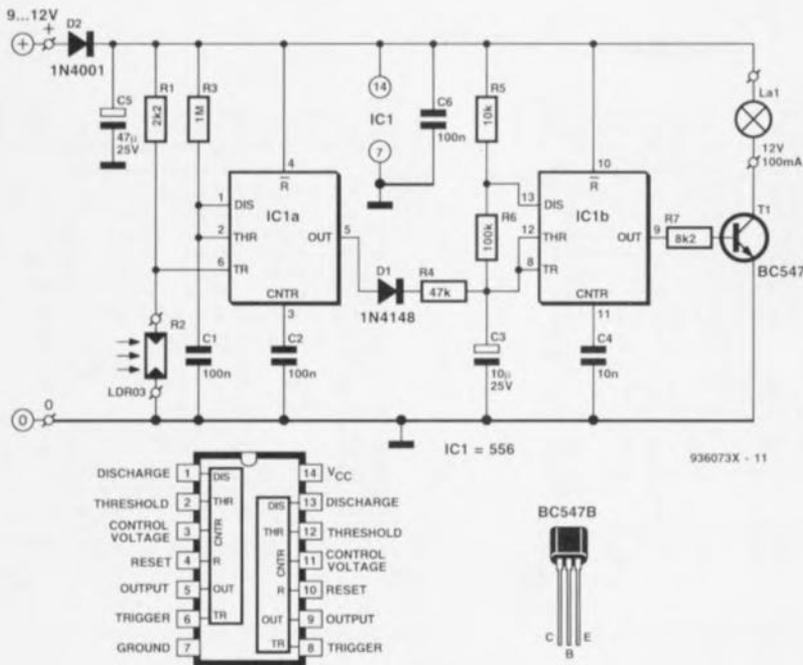


Figure 1. La caractéristique la plus marquante de cette boule de Noël interactive est la simplicité de son schéma.

diode D2 protège le circuit contre une inversion de polarité malencontreuse de la tension d'alimentation.

4 d'un coup!!!

Vu que le caractère d'interactivité de notre boule de Noël à la sauce Elektor n'apparaît au grand jour qu'en cas d'utilisation simultanée de plusieurs exemplaires de ce montage, et vu les faibles dimensions du circuit imprimé en question, nous avons placé 4 exemplaires de ce circuit sur la même platine.

La figure 2 vous propose la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. On devra, en cas d'achat de cette platine, séparer les 4 mini-platines à l'aide d'une scie fine.

Le montage ne comportant qu'un unique circuit intégré entouré d'une cour rachitique de composants, sa réalisation ne devrait être qu'une affaire de minutes...

La photographie de la figure 3 vous montre un exemplaire terminé du circuit de la boule de Noël interactive. Nous laissons à votre imagination (féconde, nous le savons) le soin de « mettre en boule » cette réalisation.

Le seul facteur important, voire essentiel au fonctionnement de l'ensemble, est que la LDR et l'ampoule d'une même boule de Noël interactive ne puissent pas se voir l'une l'autre, car sinon l'effet rate inévitablement. Amusez-vous bien et Joyeux Noël.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 2kΩ
R2 = LDR03
R3 = 1 MΩ
R4 = 47 kΩ
R5 = 10 kΩ
R6 = 100 kΩ
R7 = 8kΩ2

Condensateurs

C1, C6 = 100 nF
C2, C4 = 10 nF
C3 = 10 μF/25 V radial
C4 = 47 μF/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
D2 = 1N4001
T1 = BC547
IC1 = 556 ou 7556

Divers :

La1 = mini-ampoule à incandescence 12 V/100 mA
pile compacte de 9 V (ou adaptateur secteur 9 à 12 V)

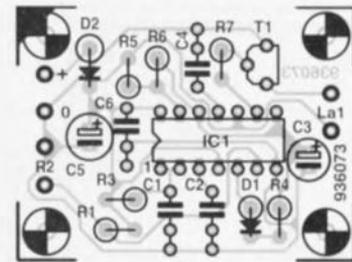
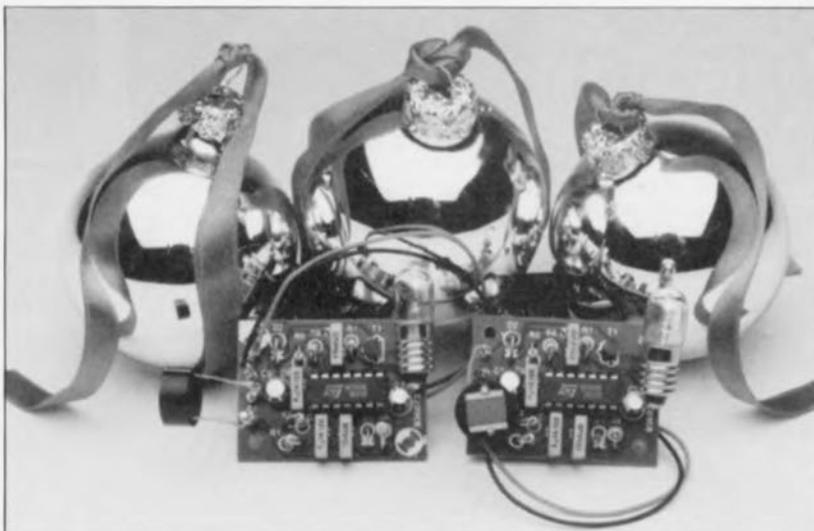


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la mini-platine dessinée à l'intention de cette réalisation. Le clou de ce montage étant l'interaction entre plusieurs boules de Noël interactives, nous avons prévu 4 exemplaires de ce circuit imprimé par platine.

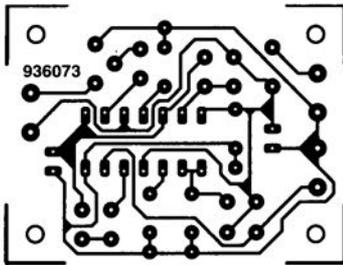


elektor-abc

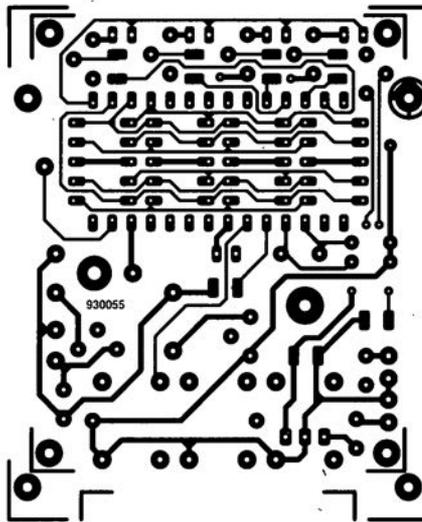
LDR

La LDR (Light Dependent Resistor = résistance dont la valeur varie en fonction de la lumière) est comme le suggère l'abréviation anglaise ci-dessus et sa dénomination de photo-résistance, un composant dont la résistance change en fonction de l'intensité de la lumière qui la frappe. La résistance d'une photo-résistance diminue lorsque l'intensité de la lumière augmente. La courbe de l'évolution de la résistance n'est pas linéaire, caractéristique sans influence pratique pour la majorité des montages à LDR.

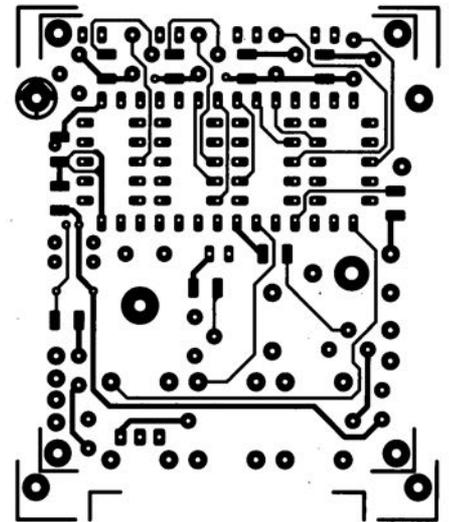
CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE



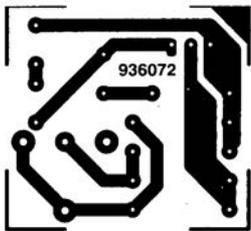
stella ↑



pendulette multifonction (côté pistes) ↑

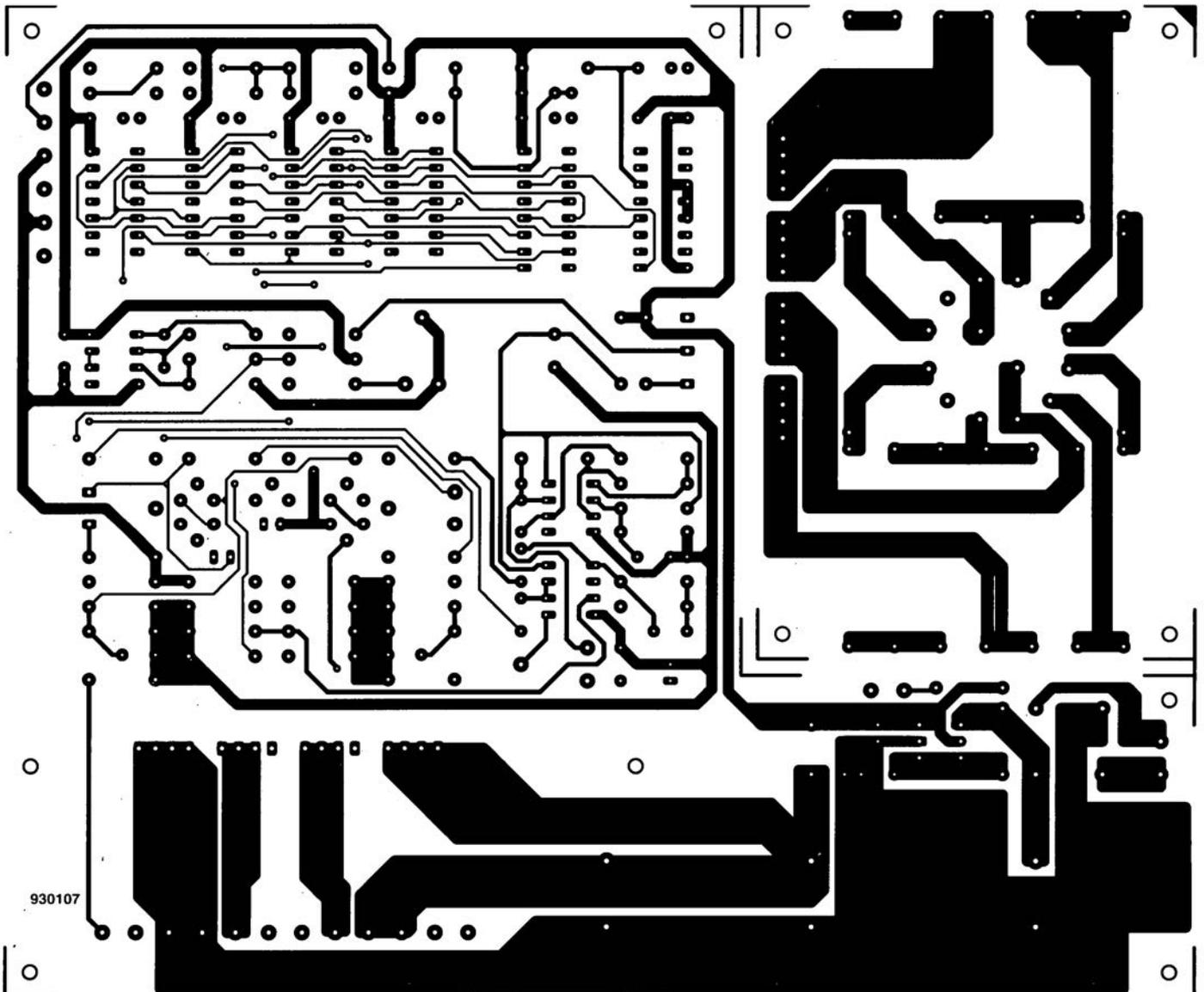


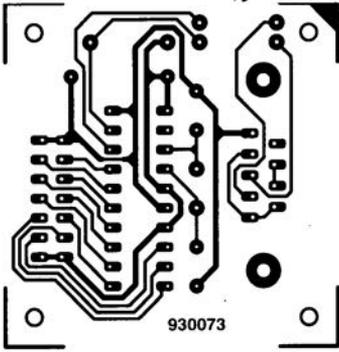
pendulette multifonction (côté composants) ↑



flash-esclave ↑

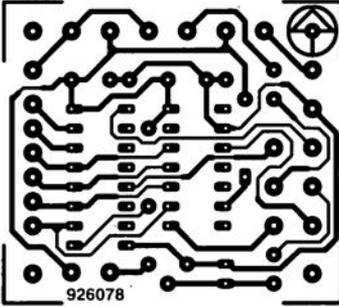
testeur de MOSFET (côté pistes) ↓





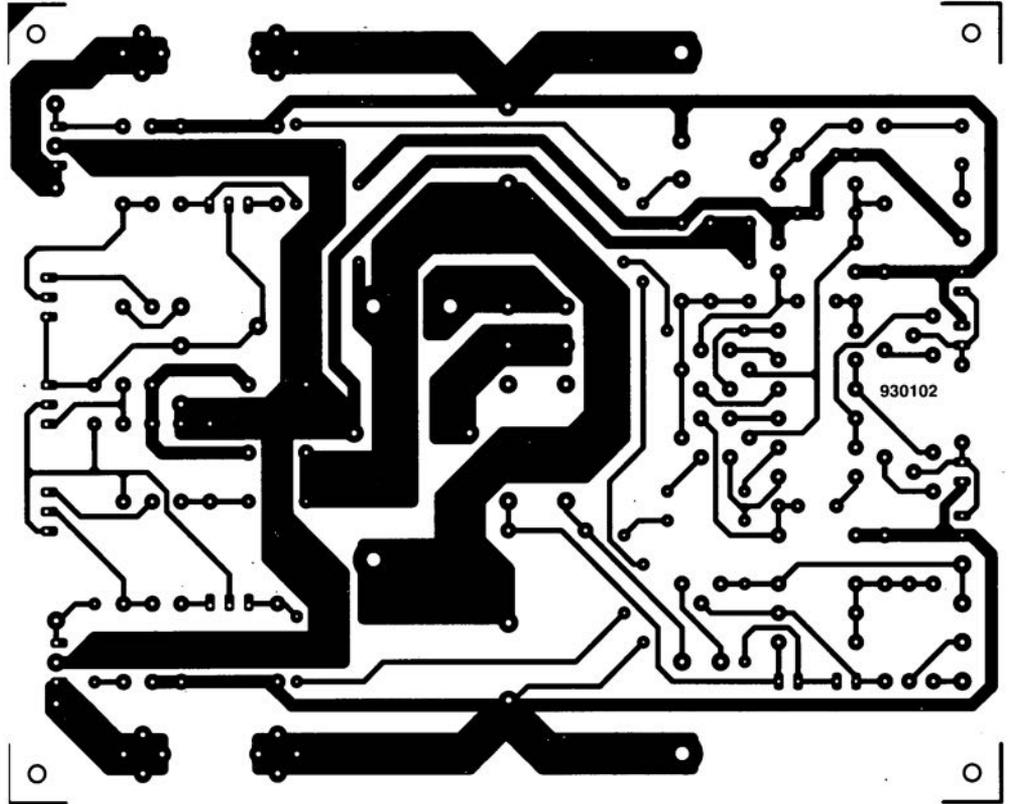
930073

interface à µC ↑



926078

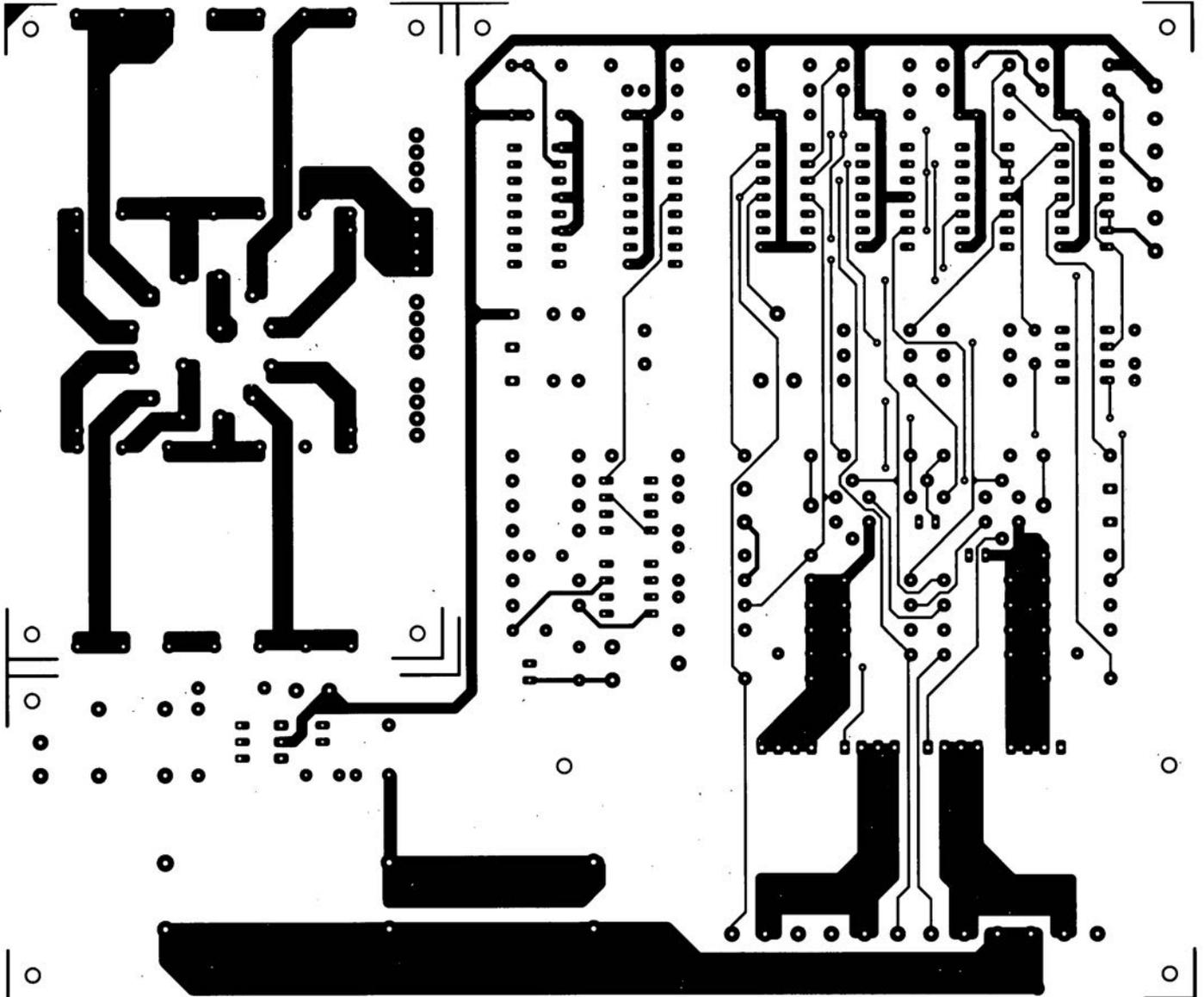
polisson ↑



930102

HEXFET60 ↑

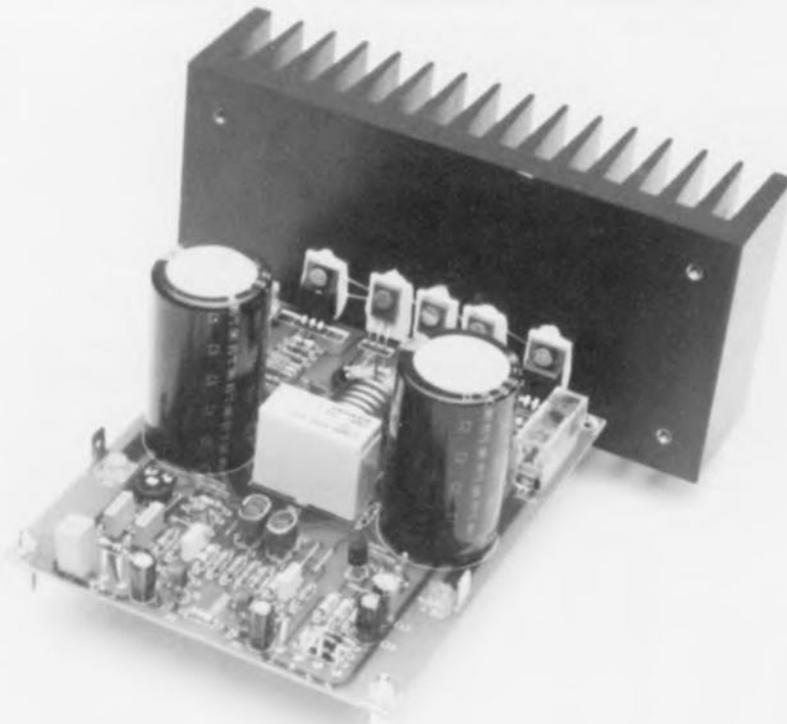
testeur de MOSFET (côté composants) ↓



HEXFET₆₀

amplificateur de puissance symétrique

AUDIO



Les transistors FET* de puissance se caractérisent, tout particulièrement, par la facilité étonnante avec laquelle ils traitent des puissances importantes. Il serait donc plus que logique de faire appel à ce genre de composants électroniques pour la réalisation d'un amplificateur de puissance. Dans le cas de HEXFET₆₀, le nouvel amplificateur d'Elektor d'une puissance de 60 watts, d'où son nom, nous avons utilisé 2 transistors HEXFET** de International Rectifier. En dépit de la taille relativement petite de leur boîtier TO-220, ces transistors sont capables de traiter des tensions et des courants de valeurs et d'intensités respectables. L'ensemble de l'amplificateur se caractérise par une symétrie stricte et sa construction mécanique est telle que le tout, y compris les gros condensateurs électrolytiques, trouve place sur un circuit imprimé de dimensions (relativement) compactes.

Il s'avère pratiquement impossible d'assouvir la fringale dévorante des enthousiastes de l'audio pour des réalisations d'amplificateurs, sujet fort apprécié s'il en est, semble-t-il. La conviction de faire plaisir à un grand nombre de nos lecteurs nous incite donc à décrire, à intervalle régulier, des montages présentant un nouveau concept d'amplificateur. La

dernière réalisation d'un amplificateur de puissance de haute qualité faisant appel à des transistors FET date déjà, cependant, des années 80, l'ère des fameux Crescendo et Mini-Crescendo, 2 amplificateurs réalisés par des milliers de lecteurs dans le monde entier.

Nous vous proposons, dans cet article, de réaliser un amplificateur

faisant appel à des transistors FET de puissance. La « mission » dévolue au « père » de HEXFET₆₀ était de concevoir une bonne électronique, pas trop compliquée, fournissant d'excellents résultats et de faire en sorte que sa réalisation soit confortable, mission impossible (???) à première vue. Il s'agit de ce fait d'un montage relativement spartiate, se caractérisant par l'absence de tout accessoire superflu et doté d'un dispositif de protection aussi simple que possible.

Transistor ?? FET ??

Il existe un certain nombre de différences significatives entre un transistor et un FET. Un transistor est un élément d'amplification de courant permettant de commander, à l'aide d'un courant faible, un courant d'intensité élevée. Le comportement d'un FET est très différent. Il est en fait une sorte de résistance dont la conductivité peut être réglée par l'intermédiaire d'une tension. Ces quelques lignes d'explication montrent également que la commande de ces 2 types de semi-conducteurs se fait de façon différente; une donnée importante lorsqu'il s'agit d'une utilisation dans un étage de sortie.

Il faut, pour faire fonctionner un transistor, appliquer un courant sur sa base. La commande d'un FET peut, elle, se faire quasiment sans la moindre énergie: il se contente d'une tension de commande et le courant drainé est négligeable.

L'apparition sur le marché des premiers FET de puissance donna à penser que l'on disposait là d'un composant idéal pour la réalisation d'un étage de puissance: l'étage de commande de l'amplificateur n'étant plus obligé de fournir de courant. Hélas, on avait oublié de prendre en compte l'une des caractéristiques intrinsèques des FET: la capacité élevée – de quelques nanofarads souvent – présente entre le canal de grille d'une part et la jonction drain/source de l'autre.

En présence de fréquences élevées cette capacité demande quand même – pour maintenir la largeur de la bande passante de l'étage de sortie à un niveau acceptable – que l'étage de commande de l'amplificateur fournisse des courants de transfert de charge importants. À quoi bon donc opter pour l'utilisation de FET?

* FET = Field Effect Transistor ou transistor à effet de champ

** HEXFET = HEXagonal-cell FET. Transistor MOS de puissance à sources multiples formant des cellules hexagonales utilisant au mieux la surface de la puce et réduisant au minimum la résistance à l'état conducteur, donc la puissance dissipée en chaleur (cf. également le cadre explicatif accompagnant cet article)

La technologie utilisée pour la fabrication permet de produire des FET qui supportent des tensions élevées (100 V et plus) et associent des dimensions modestes à une capacité de traiter des courants importants.

Il est extrêmement difficile de combiner ces caractéristiques (tension élevée, courant important et bande passante étendue), dans le cas de transistors de puissance tout particulièrement, parce que, lors du développement d'un nouvel amplificateur, on s'efforce de rester dans le SOA (*Safe Operating Area* = domaine de fonctionnement sûr) des semi-conducteurs utilisés. Se baser uniquement sur les caractéristiques maximales d'un transistor est loin d'être suffisant. Ceci explique pourquoi il est plus facile de réaliser un étage de sortie d'une puissance acceptable à l'aide d'une paire

de FET de puissance plutôt qu'avec une poignée de transistors de puissance « ordinaires ».

Il existe bien entendu d'autres caractéristiques – telles qu'un taux de montée plus élevé ou une meilleure homogénéité de caractéristiques entre exemplaires complémentaires – qui rendent les FET plus attrayants. Nous sommes loin de prétendre que les explications fournies dans ce paragraphe soient complètes; elles ne servent qu'à illustrer les différences les plus importantes qui existent entre ces 2 types de semi-conducteurs.

Un concept peu prétentieux

La **figure 1** montre le schéma électronique de **notre** HEXFET₆₀.

D'après l'opinion de notre ingénieur et vu les possibilités de la technologie actuelle, l'amplificateur ne comporte en fait qu'un nombre très modeste de transistors et de FET : 13 seulement. Nous ignorons si l'ingénieur, responsable du développement de HEXFET₆₀, est superstitieux ou s'il s'agit d'une pure coïncidence, quoi qu'il en soit, il a vite ajouté un 14^e transistor pour réaliser un petit circuit de temporisation de mise en circuit du haut-parleur.

Ceux d'entre nos lecteurs qui ont déjà fait la connaissance des amplificateurs « signé Elektor » sont conscients du fait que nous préférons des conceptions symétriques pour la simple et bonne raison que cette approche réduit sensiblement les problèmes de distorsion (des harmoniques paires en particulier) dans

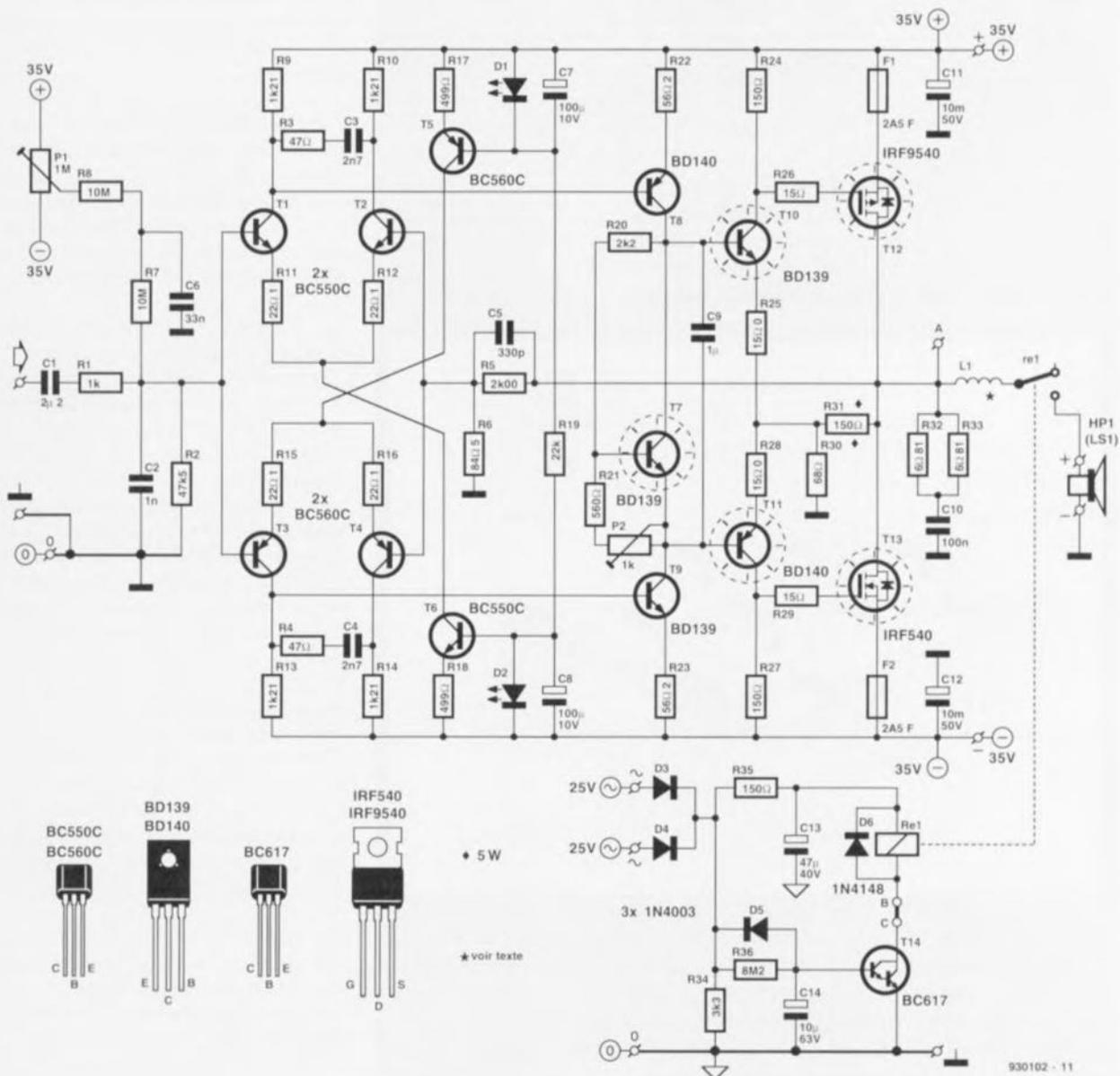


Figure 1. Le schéma de l'amplificateur de puissance de haut de gamme qu'est HEXFET₆₀ fait appel à un concept tout à la fois relativement simple et étonnamment performant.

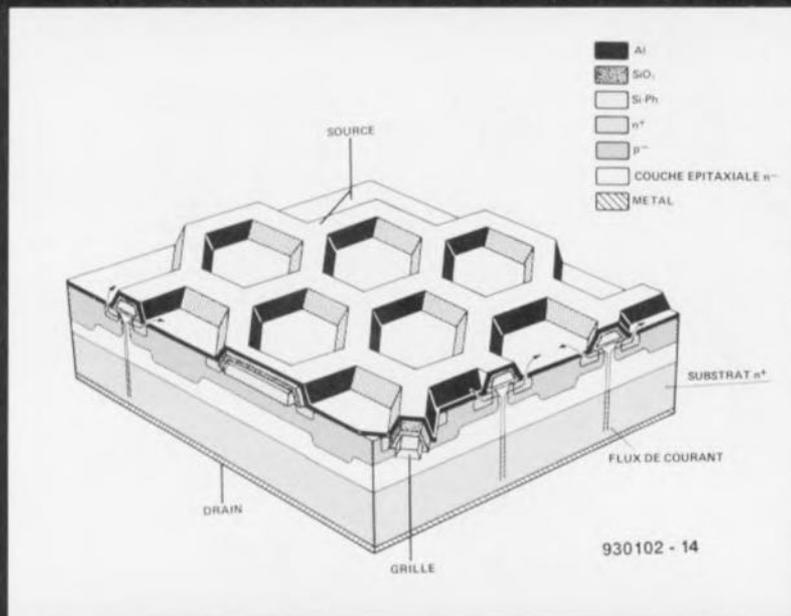
Caractéristiques techniques de HEXFET₆₀ :

Sensibilité d'entrée :	1 V _{eff}
Impédance d'entrée :	48 kΩ
Puissance de sortie (1 kHz, 01% THD) :	63 W dans 8 Ω 105 W dans 4 Ω
Puissance musique (salve de 500 Hz, alternativement active et inactive pendant 5 périodes) :	68 W dans 8 Ω 120 W dans 4 Ω
Bande passante de puissance (à 35 W/8 Ω) :	1,5 Hz à 125 kHz (+0, -3 dB)
Taux de montée :	20 V/μs (avec filtre d'entrée)
Rapport signal/bruit (par rapport à 1 W/8 Ω) :	> 99 dB (pondéré A)
Distorsion harmonique :	à 1 W/8 Ω < 0,006% (1 kHz) à 60 W/8 Ω < 0,005% (1 kHz) < 0,05% (20 Hz à 20 kHz)
Distorsion d'intermodulation (50 Hz : 7 kHz, 4 : 1) :	< 0,008% (à 35 W/8 Ω)
Distorsion dynamique d'intermodulation (rectangle 3,15 kHz + sinus. 15 kHz) :	< 0,003% (à 35 W/8 Ω)
Facteur d'atténuation (à 8 Ω) :	> 160 (20 Hz à 20 kHz)
Tension d'alimentation :	+ et -35 V
Courant de repos (à travers T12 et T13) :	200 mA

elektor-abc

Ic HEXFET

Dans le cas d'un HEXFET les fabricants font appel à une structure géométrique peu courante. Comme le montre le croquis accompagnant ce texte, la partie supérieure se compose d'un certain nombre de cellules hexagonales (en nid d'abeille). Cette géométrie, associée à la technologie MOS mise en oeuvre, garantit que ce genre de transistor FET possède une très faible résistance de conductivité ($R_{DS(on)}$). Le fabricant, International Rectifier, prétend atteindre pour ce facteur une valeur qui n'est plus que du tiers de celle d'un transistor FET à structure classique. La densité des nids d'abeilles sur la



puce peut aller jusqu'à quelque 77500 éléments au cm². De par la structure lisse, le courant traverse la puce quasi verticalement. La grille se trouve sous la structure surélevée en nids d'abeilles. Depuis les cellules de source (la face supérieure de la puce - la source - est métallisée pour obtenir une meilleure conductivité) les électrons traversent le canal, présent, quant à lui, dans le rebord surélevé présent sur le pourtour de la cellule et sous la grille. Les électrons arrivent ensuite sur la surface du drain, électrode qui prend l'aspect physique de la couche étendue sous l'ensemble de la structure. Le fond du drain est relié électriquement et thermiquement au support de la puce, qui peut être, par exemple, le dos métallique du boîtier TO-220.

l'étage de sortie. Directement en aval de l'entrée on voit de ce fait 2 amplificateurs différentiels, réalisés à l'aide des paires de transistors T1/T2 et T3/T4. Pour limiter un peu le prix de revient de HEXFET₆₀ nous faisons appel ici à des transistors standard et non pas à des transistors doubles très coûteux. Cette approche donne de bons résultats, surtout si l'on se donne la peine d'apparier (à la main) ces transistors.

Un étage différentiel est l'un des moyens les plus efficaces pour combiner 2 signaux électriques. Dans le cas de HEXFET₆₀ les 2 signaux à combiner sont le signal d'entrée et le signal de la contre-réaction. Le gain de chacun des étages différentiels est fonction du rapport qui existe entre les résistances du collecteur et de l'émetteur (R9/R10 et R11/R12 dans le cas de l'étage centré sur les transistors T1/T2). Il s'agit en fait d'un couplage réactif local; la limitation du gain se traduit par une distorsion plus faible.

2 réseaux RC, R3/C3 et R4/C4, limitent la bande passante des étages différentiels de façon à ce qu'ils déterminent (partiellement) la bande passante en boucle ouverte de l'ensemble de l'amplificateur (une bande passante d'une étendue de 6,5 kHz environ).

Le réglage en courant continu des étages différentiels est l'affaire de 2 sources de courant. Le transistor T6, associé à la résistance R18 et à la LED D2, se charge de fournir à l'étage T1/T2 un courant constant de quelque 2 mA. Pour la paire T3/T4 il existe une configuration identique réalisée à l'aide du transistor T5, de la résistance R17 et de la LED D1. L'avantage principal de faire appel à un transistor associé à une LED pour la réalisation d'une source de courant est que cette source de courant se caractérise par une très bonne stabilité en température : le coefficient de température d'une LED est quasiment identique à celui d'un transistor. Pour obtenir cette cohérence il est cependant nécessaire de coupler thermiquement ces 2 composants (raison pour laquelle ils sont juxtaposés sur le circuit imprimé).

Retournons pourtant à l'entrée de HEXFET₆₀. Là on trouve une construction peu commune. C1 constitue le condensateur d'entrée de l'amplificateur. Nous découvrons, en aval de ce composant, un réseau passe-bas (R1/C2), qui limite la bande passante du signal d'entrée et qui évite de ce fait que l'étage de sortie ne se voit confronté à des fré-

quences impossibles à « traiter ». R2 est la résistance de base des transistors T1 et T3. Il s'agit, jusqu'à présent, d'une construction très courante pour n'importe quel amplificateur de puissance. La particularité, dans le cas de HEXFET₆₀, est la présence du réseau P1/R7/R8. Il s'agit ici d'un réglage de la tension de décalage (*offset*) permettant de régler à 0 V la tension continue présente sur la sortie de l'amplificateur. Bien souvent un tel sous-ensemble de réglage se trouve de l'autre côté de l'amplificateur, à sa sortie donc. Le fait de positionner ce réglage à l'entrée du circuit a l'avantage de mettre les entrées des 2 étages différentiels au potentiel de masse. La contribution des résistances de base des ces étages au bruit global est de ce fait négligeable.

Les signaux provenant du collecteur de T1 et de T3 arrivent ensuite aux transistors de pré-commande T8 et T9 (*pre-driver*). Entre ces 2 transistors se trouve une (pseudo)diode zener, réalisée à l'aide du transistor T7 et réglable via l'ajustable P2. Cette diode zener sert au réglage du courant de repos des FET de puissance. En aval de la section de pré-commande, le signal arrive à l'étage de commande centré sur les transistors T11 et T10 qui, via les résistances R26 et R29, commande les FET T12 et T13. L'étage de puissance comporte également un couplage réactif local.

Le résultat de la configuration des transistors T10 à T13 est en fait un étage de sortie combiné (ou *compound* si vous préférez le terme anglais) tel celui utilisé dans les amplificateurs de puissance « LFA ». Le « collecteur » (pardon, drain) des semi-conducteurs de puissance est relié directement à la sortie de HEXFET₆₀ (T13 étant un FET à canal-N et T12 un FET à canal-P). C'est très exactement pour cette raison que la combinaison T10/T11/T12/T13 ne produit pas uniquement une amplification en courant, mais également en tension. De par la présence du couplage à réaction R31/R30, le gain en tension est limité à 3. Cette limitation est aussi une mesure locale de réduction de la distorsion. Le couplage à réaction général de l'étage de sortie prend la forme des résistances R5 et R6 associées au condensateur C5.

Les lignes de source des FET comportent, pour des raisons de sécurité, un fusible chacune. Un transistor FET de puissance possède une sorte de limitation intrinsèque prenant la

forme d'un coefficient de température positif : plus le FET devient chaud, plus la résistance drain/source devient importante. Ce phénomène se traduit donc par une diminution de l'intensité de courant qui le traverse. Associée au fait que les FET utilisés sont capables de traiter des crêtes de courants relativement importantes (quelque 75 A), la limitation de courant mentionnée plus haut constitue une sécurité suffisante pour que HEXFET₆₀ puisse survivre sans le moindre problème un bref court-circuit.

On trouve, sur le circuit imprimé, et partant sur le schéma, en outre les 2 gros condensateurs électrolytiques de 10 000 µF de l'alimentation (C11 et C12). Ils ont été placés à proximité des FET de façon à ce qu'ils puissent fournir, via le trajet le plus court, le courant requis.

On découvre, pris à la ligne de sortie, le fameux réseau-Boucherot, réalisé à l'aide des résistances R32 et R33 et du condensateur C10. La fonction de ce réseau est de confronter la sortie de l'amplificateur à une certaine charge minimale, même et surtout, en présence de fréquences élevées en particulier. De par son caractère inductif, l'impédance d'un haut-parleur connecté à l'amplificateur grimpe, en présence de fréquences plus élevées, à des valeurs importantes.

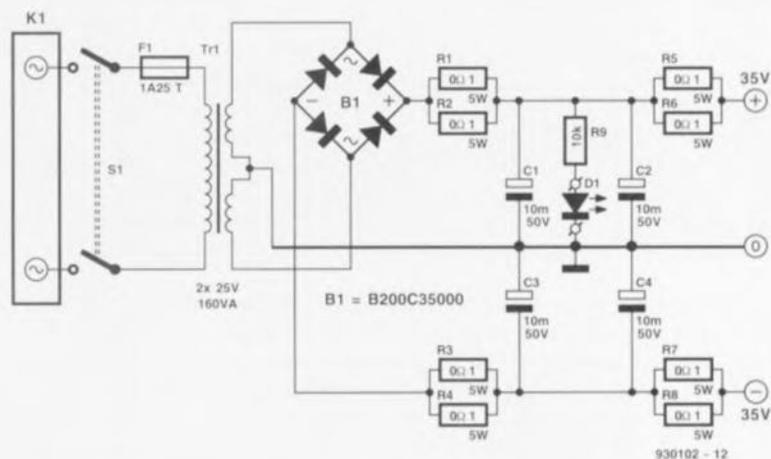
Entre le réseau-Boucherot et le relais de sortie se trouve finalement la self L1 qui, dans le cas de charges capacitives, limite les crêtes de courant à une valeur acceptable. Via les contacts du relais Re1, le signal de sortie de HEXFET₆₀ arrive (enfin) au haut-parleur connecté.

La partie inférieure du schéma montre le sous-ensemble électronique, centré sur le 14^e transistor, T14, qui se charge d'introduire un certain retard dans l'application du signal de sortie – via les contacts du relais Re1 – au haut-parleur connecté, évitant ainsi tout bruit de mise en fonction. Du fait qu'une mise en fonction se traduit inévitablement par une tension d'alimentation n'augmentant que progressivement, il faut à HEXFET₆₀ un certain temps pour « s'établir », situation qui pourrait se traduire par une fluctuation, en tension continue, du signal à la sortie. La tension d'alimentation du relais est dérivée directement, via les diodes D3 et D4, des enroulements secondaires du transformateur.

L'avantage principal de cette approche est que, grâce à la capacité faible du condensateur-tampon C13, les contacts du relais décollent immédiatement en cas de disparition de la tension d'alimentation. L'excitation temporisée du relais est l'affaire de la résistance R36 et du condensateur C14. Après une mise sous tension de l'amplificateur il faut au condensateur C14 quelques secondes avant que la tension à ses bornes n'ait pris une valeur telle que le transistor T14 devienne conducteur (s'agissant ici d'un Darlington, il faut appliquer au minimum 1,2 V à la base de T14 pour le faire passer à l'état conducteur).

Ce dernier paragraphe conclut les explications concernant les points importants du schéma de la figure 1 et il ne nous reste qu'à examiner de plus près l'alimentation dont on retrouve le schéma en figure 2.

Cette alimentation se caractérise par une conception classique : transfor-



Liste des composants pour la version MONO de HEXFET₆₀

Résistances :

R1 = 1 k Ω
 R2 = 47k Ω 5, 1%
 R3,R4 = 47 Ω
 R5 = 2k Ω 00, 1%
 R6 = 84 Ω 5, 1%
 R7,R8 = 10 M Ω
 R9,R10,R13,R14 = 1k Ω 21, 1%
 R11,R12,R15,R16 = 22 Ω 1, 1%
 R17,R18 = 499 Ω , 1%
 R19 = 22 k Ω
 R20 = 2k Ω 2
 R21 = 560 Ω
 R22,R23 = 56 Ω 2, 1%
 R24,R27 = 150 Ω , 1%
 R25,R28 = 15 Ω 0, 1%
 R26,R29 = 15 Ω
 R30 = 68 Ω /5 W
 R31 = 150 Ω /5 W
 R32,R33 = 6 Ω 81/0W6, 1%
 R34 = 3k Ω 3
 R35 = 150 Ω
 R36 = 8M Ω 2
 P1 = ajustable 1 M Ω couché
 P2 = ajustable 1 k Ω couché

Condensateurs

C1 = 2 μ F2/50 V MKT
 C2 = 1 nF
 C3,C4 = 2nF7
 C5 = 330 pF styroflex axial
 C6 = 33 nF
 C7,C8 = 100 μ F/10 V radial
 C9 = 1 μ F
 C10 = 100 nF
 C11,C12 = 10 000 μ F/50 V radial pour montage vertical
 C13 = 47 μ F/40 V radial
 C14 = 10 μ F/63 V radial

Semi-conducteurs:

D1,D2 = LED rouge 3 mm
 (chute de tension de 1,6 V à 3 mA)
 D3 à D5 = 1N4003
 D6 = 1N4148
 T1,T2,T6 = BC550C
 T3 à T5 = BC560C
 T7,T9,T10 = BD139
 T8,T11 = BD140
 T12 = IRF9540
 (International Rectifier)
 T13 = IRF540
 (International Rectifier)
 T14 = BC617

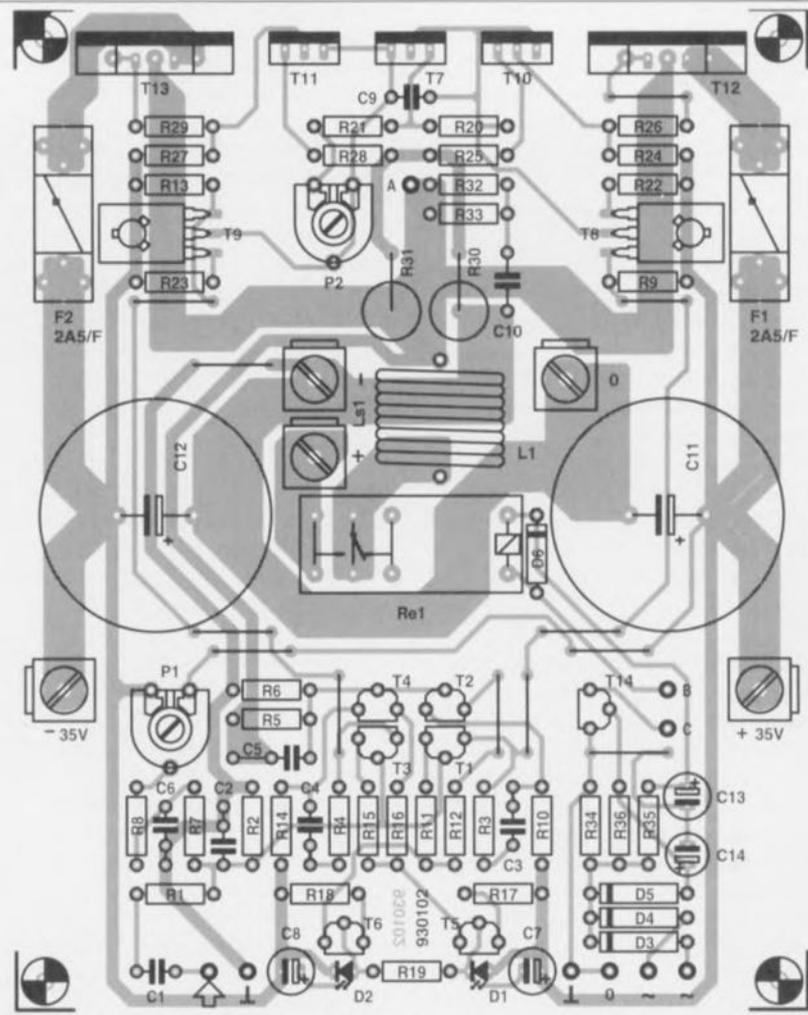


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de HEXFET₆₀. La platine comporte la totalité de l'étage de sortie auquel s'ajoute une temporisation de mise en circuit du haut-parleur ainsi que les 2 condensateurs de lissage de 10 000 μ F de l'alimentation.

Sells:

L1 = bobine à air de 0,1 mH (voir texte)

Divers :

Re1 = relais 24 V à contact travail (tel que, par exemple, Siemens V23056-A0105-A101)
 F1,F2 = fusible 2,5 A à action rapide avec porte-fusible encartable
 5 plaquettes d'isolation céramique pour T7 et T10 à T13
 5 cosses mâles, type « automobile » avec perçage de 3 mm
 1 radiateur, 0,6 K/W environ (tel que Fischer SK85 par exemple)

Composants de l'alimentation (version mono) :

Tr1 = transformateur secteur 2 x 25 V/160 VA (tel que, par exemple, ILP 51016)
 S1 = interrupteur-secteur double
 F1 = fusible 1,25 A à action temporisée avec porte-fusible
 B1 = pont de redressement B200C35000
 C1 à C4 = 10 000 μ F/50 V radial à montage vertical
 R1 à R8 = 0 Ω 1/5 W
 R9 = 10 k Ω
 D1 = LED (témoin de mise en fonction)

mateur-secteur, pont de redressement et quelques « gros » condensateurs électrochimiques pour le lissage. La raison de la présence des résistances dans les lignes d'alimentation est, elle, moins évidente pourtant. Elles ont pour fonction de limiter légèrement l'intensité des courants de charge pour les condensateurs électrochimiques, courant caractérisés par de « belles » crêtes.

Ces résistances, associées aux condensateurs, constituent de plus un filtre qui empêche toutes sortes de parasites d'arriver jusqu'à l'électronique. Lors d'une série de mesures de distorsion, effectuée sur notre prototype, nous avons constaté que, dans le domaine des fréquences inférieures à 500 Hz, cette « construction » présente plus d'avantages qu'un concept d'alimentation standard « pur et dur ».

La construction pratique

Nous avons, lors du dessin du circuit imprimé pour HEXFET₆₀ (figure 3), tenu compte de l'intensité importante des courants qui traversent un amplificateur de puissance. Ceci explique qu'il y ait en fait, en certains endroits, 2 pistes à partir d'un point, bien que, du point de vue de l'espace disponible, on aurait fort

bien pu les combiner. Ces bifurcations des pistes cuivrées évitent pourtant que les courants n'aient d'influence (néfaste) sur la section d'entrée de l'amplificateur.

La mise en place des différents composants sur la platine n'est pas difficile. Il est recommandé cependant d'apparier les transistors pour les amplificateurs différentiels. Pour ce faire on pourra utiliser un testeur de h_{fe} pour mesurer le gain en présence d'un courant de collecteur d'une intensité de 1 mA environ. Il est également possible de le faire « à la main » en prenant une résistance de base de valeur telle que l'on ait un courant de collecteur de 1 mA environ. Avec cette résistance de base il faudra comparer les différents transistors en mesurant, à l'aide d'un multimètre, le courant de collecteur.

Les transistors ainsi sélectionnés sont « mis en platine » et serrés les uns **contre** les autres à l'aide d'une petite bague en cuivre de 5 mm de hauteur (voir **figure 4**).

Attention ! D'après nos informations ce genre de bague n'est pas disponible dans le commerce. Il n'est pourtant pas sorcier d'en fabriquer quelques-unes soi-même – ne sommeille-t-il pas un plombier dans chacun d'entre nous ? Il suffit en fait de les scier dans une chute de conduite d'eau en cuivre (encore de la plomberie). Pour le reste, la sérigraphie de l'implantation des composants est parfaitement claire et la mise en place des autres composants ne devrait pas poser de problème.

Pour la fabrication de la self de sortie, L1, on utilise du fil de cuivre rigide émaillé de 1,5 mm de section. Cette self comporte 6 spires avec un diamètre intérieur de 16 mm. Un petit morceau de conduit de 5/8 de pouce de diamètre utilisé pour le passage des lignes électriques peut, comme gabarit, rendre d'excellents services lors du bobinage.

Les « gros » transistors sont tous situés sur l'un des côtés de la platine ce qui permet de les fixer ensemble contre le même radiateur. Il est recommandé de faire appel, pour le montage de ces transistors, à des plaquettes d'isolation céramiques qui donnent de meilleurs résultats que les plaquettes en mica. Le circuit imprimé offre la possibilité de monter, en ce qui concerne les FET T12 et T13, des exemplaires de dimensions plus importantes. Il ne faudra pas, pour le moment, faire attention à cette option : elle est prévue pour d'éventuelles modifications ulté-

rieures, qui feraient appel à d'autres types de transistors. Il est recommandé d'utiliser, pour la connexion des câbles d'alimentation, des cosses mâles du type « automobile » que l'on fixera sur la platine à l'aide de vis et d'écrous de 3 mm.

La **figure 6** sert à montrer, aussi clairement que possible, comment mettre en coffret les différents sous-ensembles constituant HEXFET₆₀, et le câblage à effectuer pour donner vie à l'amplificateur. Une remarque au passage : cette figure propose la réalisation d'une version monophonique (à 1 canal donc) de HEXFET₆₀.

La photo de la **figure 5** représente le prototype de cet amplificateur de puissance à HEXFET, en version stéréophonique. Par la mise de la quasi-totalité de l'électronique sur le circuit imprimé, nous avons réduit au strict indispensable le câblage à effectuer. Il est très important de placer un fusible de 1,25 A à action temporisée dans la ligne de l'enroulement primaire de chacun des transformateurs.

Réglage

Il est recommandé, avant de procéder à la première mise sous tension de l'ensemble, de bien vérifier le câblage, surtout celui de la partie de l'alimentation. Il n'est pas bête, bien au contraire, de mesurer les tensions fournies par l'alimentation avant de connecter les câbles concernés aux circuits imprimés des étages de sortie.

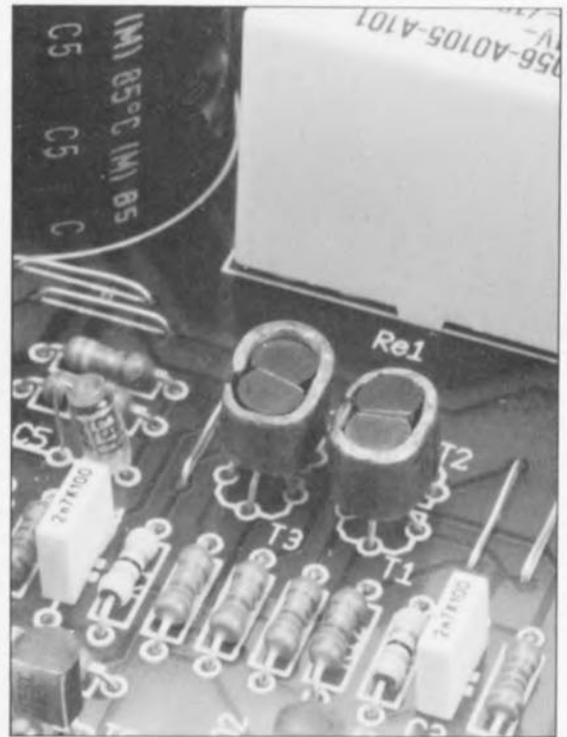


Figure 4. Cette photo montre comment on pourra établir, à l'aide d'une petite bague en cuivre, une interconnexion thermique entre les paires de transistors des amplificateurs différentiels.

Il faudra, avant la première application de la tension d'alimentation aux amplificateurs, mettre les ajustables P2 à leur valeur maximale (tourner le curseur en butée en direction de la résistance R33). On mettra le curseur des ajustables P1 en position médiane. Après la mise sous tension de l'ensemble, les relais des étages

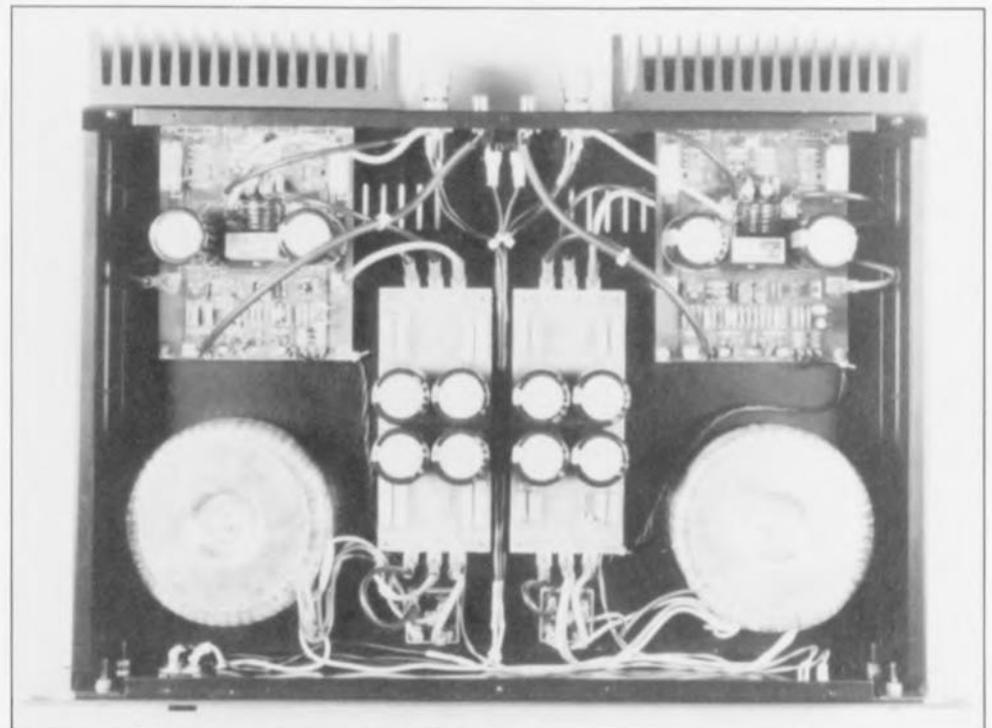


Figure 5. Photo de l'un des prototypes de HEXFET₆₀ en version stéréo, une fois mis en coffret.

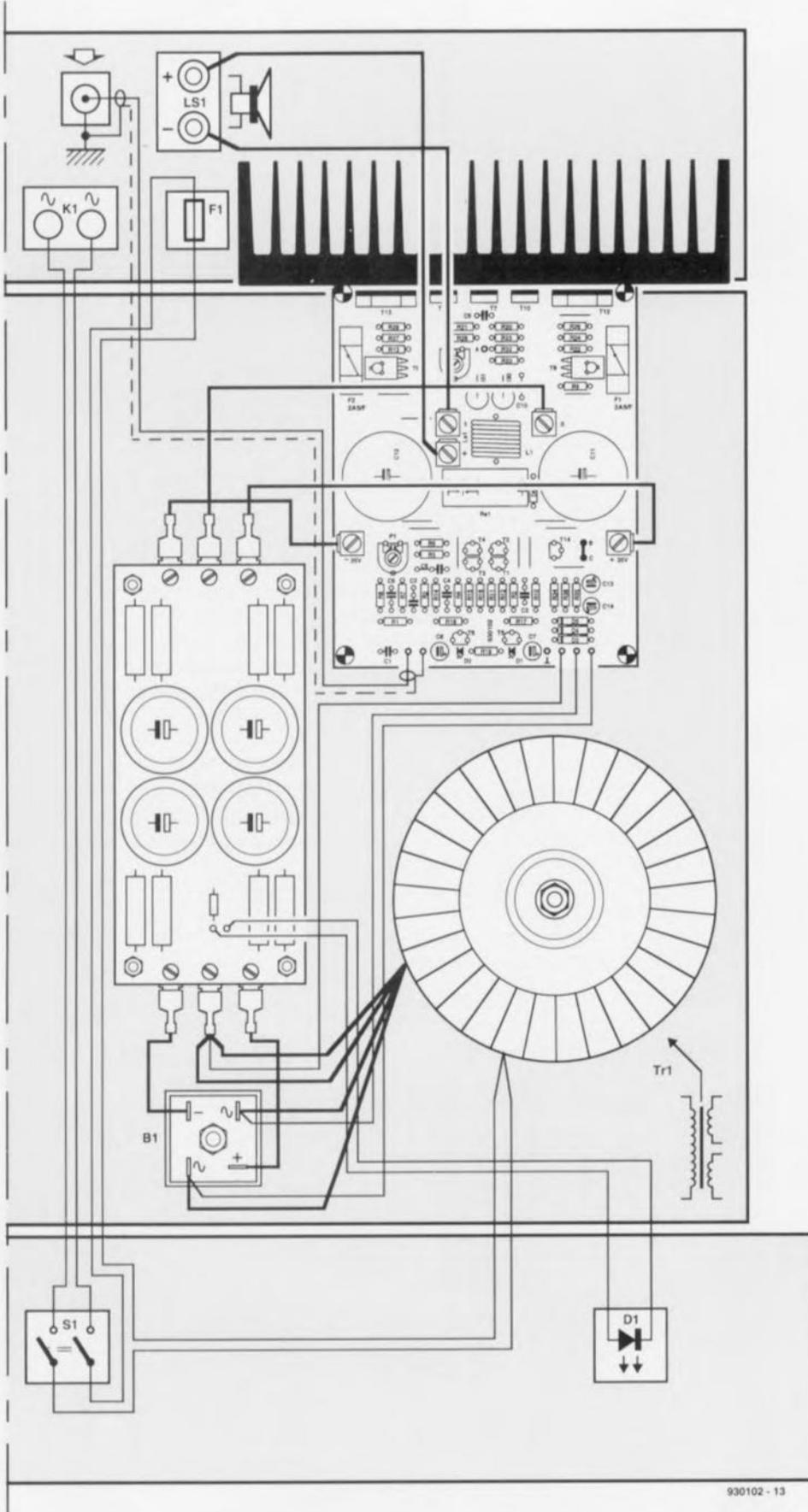


Figure 6. Grâce à la présence sur la platine de la quasi-totalité de l'électronique, le plan de câblage (de l'un des canaux) de HEXFET₆₀ est relativement simple. Pour en faire une version stéréo il faudra bien évidemment réaliser chacun des composants en double exemplaire (exception faite de l'entrée secteur et de l'interrupteur marche/arrêt).

de sortie devraient « coller » au bout de quelques secondes. On connectera un multimètre (positionné en calibre tension continue) à la sortie et l'on jouera sur P1 de façon à obtenir à la sortie une tension continue de 0 V. L'étape suivante est celle du réglage du courant de repos. Pour ce faire il faudra couper la tension d'alimentation et prendre le multimètre (en calibre courant continu) en série dans l'une des lignes d'alimentation.

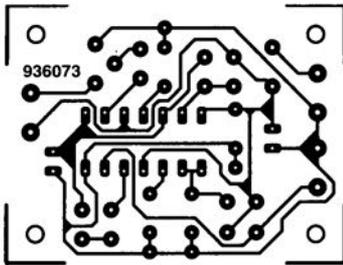
Attention cependant ! Il n'est pas question de connecter le multimètre à la place de l'un des fusibles sur le circuit imprimé : dans ces conditions le shunt du multimètre aurait une influence négative sur le réglage du MOSFET de puissance. Après l'application de la tension d'alimentation on attendra 5 à 10 minutes (jusqu'à ce que l'intensité du courant n'augmente plus). On jouera ensuite doucement sur l'ajustable P3 pour régler le courant à une intensité de 330 mA. Ce réglage exige un certain doigté ! En effet, on pourra avoir l'impression, lors de ce réglage, qu'il ne se passe rien jusqu'à ce que, brutalement, l'intensité du courant se mette à augmenter très rapidement.

En raison du comportement thermodynamique des FET, le courant se stabilisera, au bout d'une trentaine de minutes, à quelque 230 mA. Dans ces conditions le courant de repos traversant les transistors de sortie sera de 200 mA. On pourra, si cette procédure de réglage s'est passée sans accroc, couper la tension d'alimentation et répéter toute cette procédure de réglage pour l'amplificateur du second canal. Une dernière mesure de sécurité consiste enfin en une re-vérification et en un ré-ajustage éventuel de la tension continue présente aux sorties.

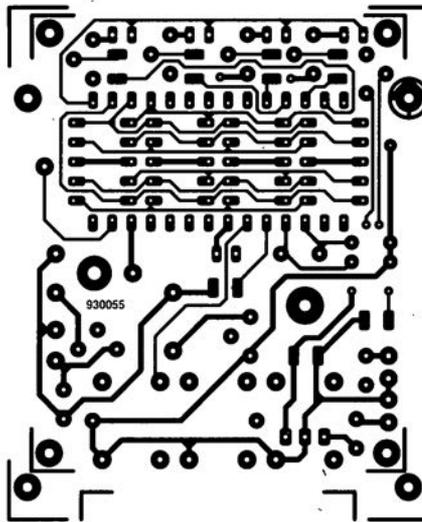
HEXFET₆₀ est maintenant, enfin, prêt à faire preuve de ses capacités. Il nous reste cependant, en guise de conclusion à cet article, à faire une remarque importante en ce qui concerne les enceintes à connecter à l'amplificateur.

Il est impératif d'utiliser des enceintes ayant une impédance de 4 ou 8 Ω. Il faudra éviter à tout prix que l'impédance des enceintes connectées à l'amplificateur ne tombe en-dessous de 3 Ω. Il ne saurait donc être question de brancher 2 enceintes de 4 Ω en parallèle à la sortie de HEXFET₆₀; les FET auraient de gros problèmes en cas de modulations importantes. ◀

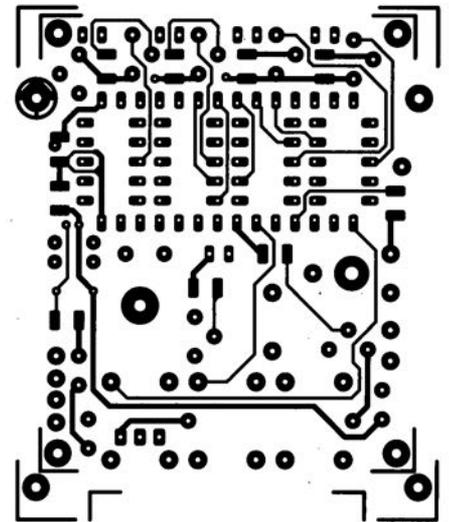
CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE



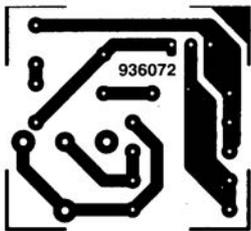
stella ↑



pendulette multifonction (côté pistes) ↑

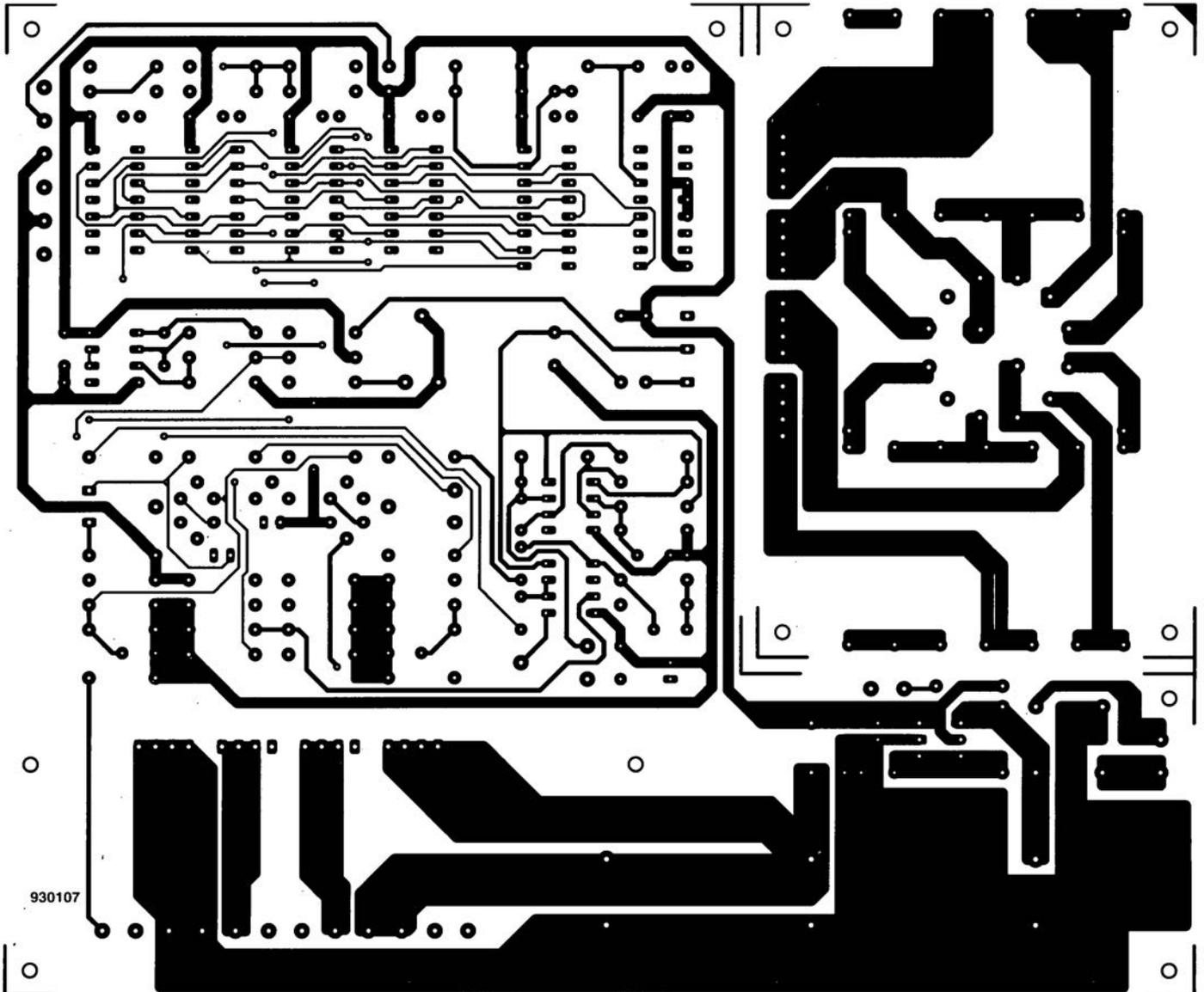


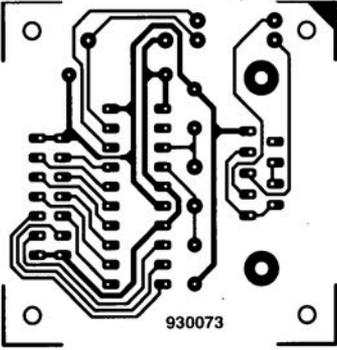
pendulette multifonction (côté composants) ↑



flash-esclave ↑

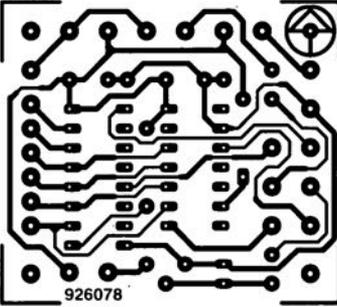
testeur de MOSFET (côté pistes) ↓





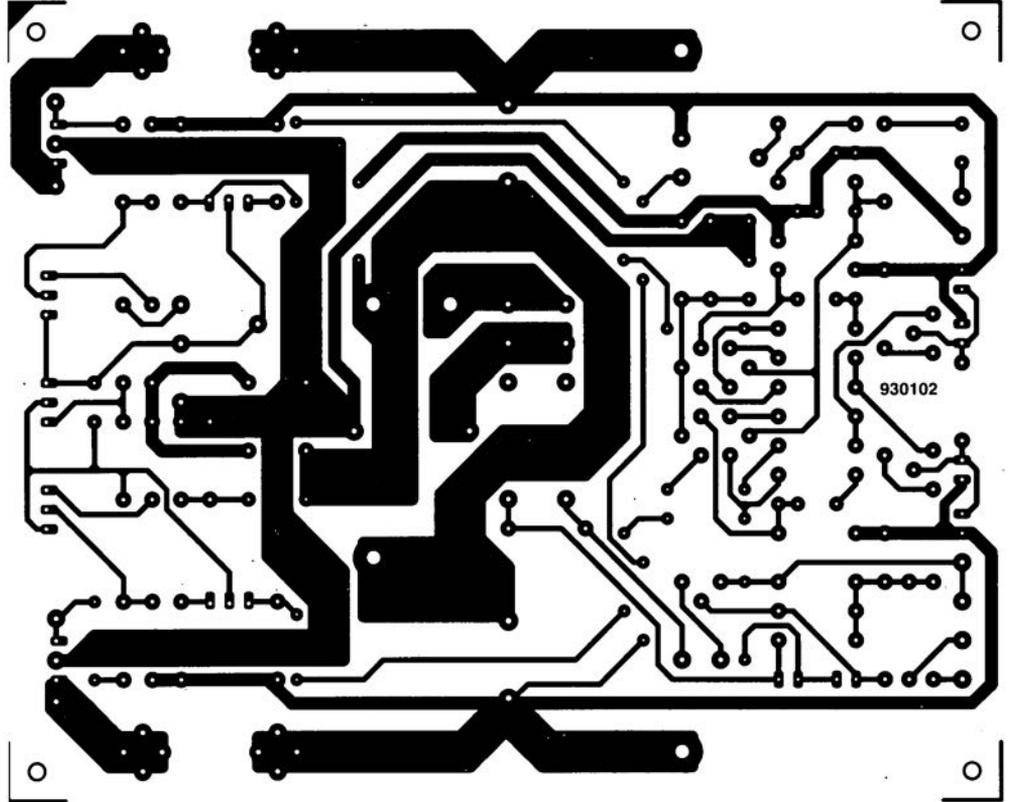
930073

interface à µC ↑



926078

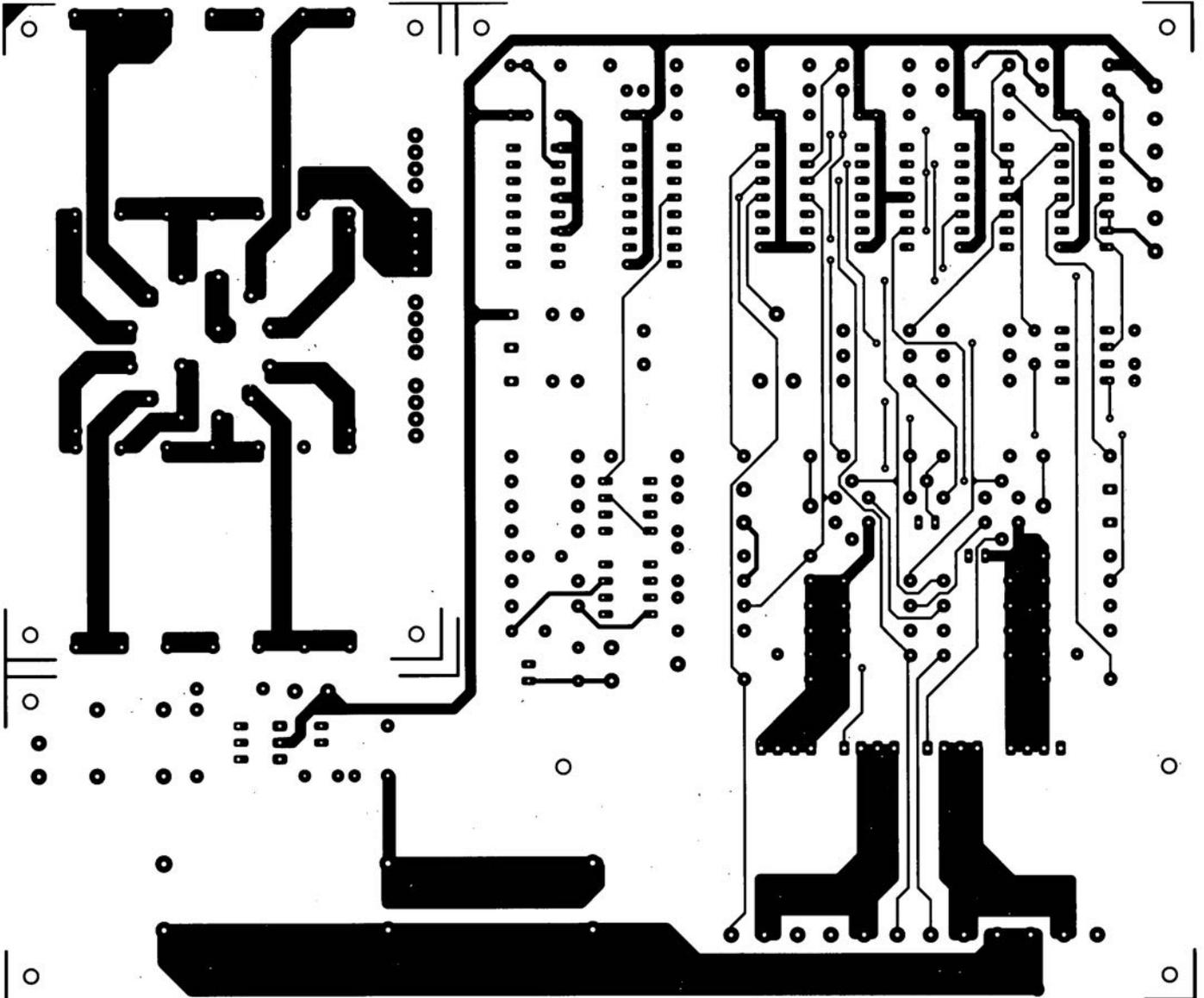
polisson ↑



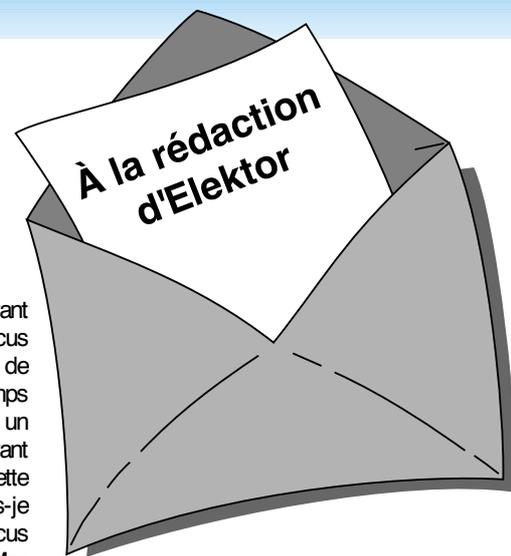
930102

HEXFET60 ↑

testeur de MOSFET (côté composants) ↓



Nous ne pouvons malheureusement pas répondre in extenso à toutes les lettres relevant des questions techniques. Dans cette rubrique nous répondons à des lettres pouvant présenter un intérêt général et concernant des montages âgés de moins de 2 ans. Vu le nombre de lettres qui nous arrivent mensuellement, nous regrettons de ne pas pouvoir répondre séparément à chacune d'entre elles et sommes dans l'impossibilité de donner suite à des souhaits individualisés d'adaptation de montages publiés ou de réalisation de montages à publier ni même de répondre à des demandes d'information additionnelle concernant un montage décrit dans Elektor.



tachymètre pour mobs et scoots

J'ai un problème avec la valeur de certains des composants du tachymètre décrit dans le numéro d'octobre 98, vu que la liste des composants et le schéma ne correspondent pas. Il s'agit des résistances R1, R2 et R7.

D. Gerichhausen

Vous avez parfaitement raison, pour une fois, ce n'est pas le schéma qui fait foi. Les valeurs correctes sont les suivantes : R1, R2 = 2kΩ, R7 = 22 kΩ (comme indiqué dans le schéma et la liste des composants. (980077-1)

La rédaction

La pratique du dépannage

En réponse à votre excellent article consacré au dépannage d'octobre 98, permettez-moi l'une ou l'autre remarque complémentaire. Une fois que l'on a trouvé la panne il faut toujours commencer par se poser la question s'il existe une raison plausible du trépas du composant en question. Dans le cas du potentiomètre de votre exemple, les choses sont claires comme de l'eau de roche. Connecter un potentiomètre à piste de carbone de 1 kΩ (même doté d'une résistance-série de 1 kΩ) à une tension de 9 V se traduit presque inévitablement par des problèmes : il n'est en effet pas prévu pour cela. Dans votre cas, l'origine de la panne est un choix de composant erroné, il aurait fallu opter pour un potentiomètre de meilleure qualité.

W. Beukema

Vous avez bien évidemment raison avec votre remarque signalant l'importance de trouver la cause de la panne, ce qui était d'ailleurs le sujet de l'article. Nous ne partageons pas le moins du monde votre conclusion d'un choix de composant erroné. Le courant traversant le potentiomètre en question ne dépasse en aucun cas 4,5 mA lors d'une chute de tension de

4,5 V. Ceci se traduit par une dissipation de quelque 20 mW. Si l'on peut admettre que les potentiomètres à piste de carbone ne sont pas vraiment fait pour la présente application, même les exemplaires les moins chers de ce type de potentiomètre n'ont pas le moindre problème avec un courant et une dissipation aussi faibles. (980089-1)

La rédaction

De meilleurs ampli-op

J'ai réalisé, très récemment, le « mini-audio DAC ». J'ai été surpris de constater que le filtre de sortie utilisait un amplificateur opérationnel relativement bon marché (NE5532). Est-il possible, pour améliorer la qualité sonore du DAC, de remplacer cet amplificateur opérationnel par un autre de meilleure qualité. J'ai pensé au OPA2604. Je suis très curieux, au cas où vous auriez testé plusieurs types d'amplificateurs opérationnels, de connaître vos observations.

L. Bos

Le choix d'un type d'amplificateur opérationnel plus performant pourrait, théoriquement, améliorer légèrement la qualité de cette réalisation. Il se veut cependant qu'il n'existe que très peu d'amplificateurs opérationnels doubles vraiment supérieurs au NE5532. Le OPA2604 pourrait répondre à ce critère, mais nous ne l'avons pas testé.

La rédaction

Charge d'accus NiMH

J'ai une question concernant la (re)charge des nouveaux accus R6 NiMH de Philips. On peut lire, sur l'emballage, qu'ils peuvent être rechargés à l'aide de n'importe quel chargeur. Comme cela me paraissait bizarre, j'ai téléphoné au service Consommateurs de Philips où l'on n'a rien pu me dire d'autre que de ne pas avoir peur de risquer une surcharge des accus... Voici les questions concrètes que j'ai à vous poser : je possède un

chargeur travaillant à un courant de charge de 50 mA. Mes accus NiMH ont une capacité de 1 100 mAh. Combien de temps dois-je les charger ? J'ai un second chargeur dont le courant de charge est de 130 mA cette fois. Combien de temps dois-je l'utiliser pour avoir des accus parfaitement rechargés ? Mes questions peuvent paraître simples, mais j'ai entendu dire qu'il fallait que je charge plus d'énergie dans l'accu que je ne peux lui en demander. Je désire recharger mes accus totalement sans risquer de les surcharger.

S. van Rhijn

Nous avons, au cours des ans, publié un certain nombre d'articles consacrés à la (re)charge des accus. Un retour en arrière devrait vous apporter une masse d'informations conséquente. L'une des différences entre les accus CdNi et NiMH est que ces derniers sont moins solides et qu'il leur fait des courants de charge et de décharge moins importants. Cette caractéristique prend toute son importance dans le cas d'une recharge rapide. Il n'y a pas de problème dans le cas de courants de charge « normaux ».

L'une des règles, qui vaut également pour les accus NiMH, est qu'il faut toujours engranger 1,4 à 1,5 fois plus de courant dans un accu que sa capacité nominale. Il faudra donc envoyer entre 1 500 et 1 650 mAh dans vos accus de 1 100 mAh. Ceci signifie qu'il faudra les charger pendant 12 heures à 130 mA voire 32 heures à 50 mA.

On admet, pour une charge en toute sécurité, une durée de charge de 14 à 15 heures à un courant égal au dixième de la capacité nominale de l'accu. Votre chargeur de 130 mA convient presque idéalement à la charge desdits accus. Le chargeur de 50 mA a l'avantage de vous permettre, sans courir le moindre risque, de procéder à une charge plus longue; on pourrait même envisager une charge continue à un courant aussi faible.

La rédaction

MVA mono-transistor

J'ai découvert, en parcourant votre numéro Hors-Gabarit de Juillet/Août 97, un « multivibrateur astable à un transistor ». Après l'avoir réalisé, j'ai appliqué la tension d'alimentation et ai constaté l'entrée en fonctionnement de la limitation de courant. Le choix d'un courant plus important s'est traduit par la disparition en fumée de la résistance de 10 W, R2. Avez-vous une solution à ce problème ?

P. de Keyzer

Nous pensons savoir l'erreur que vous avez commise. Il est plus que probable que vous ayez relié la borne « du bas » de R2 à la masse alors qu'elle ne doit être reliée qu'au point nodal de C1 et R1. Cette erreur de câblage se traduit par une mise de R2 en parallèle sur l'alimentation, de sorte que cette (pauvre) résistance se voit forcée de dissiper plus d'une douzaine de watts, ce qu'elle n'est pas en état de supporter.

La rédaction

Concours

Dans votre numéro de mai dernier vous faisiez l'annonce d'un nouveau concours. Vu l'intérêt que présentait cette idée de concours, j'ai passé toutes les soirées de mai à développer un projet pas très compliqué il est vrai, mais, à mon avis, original, à base d'un module oscillateur double ou triple destiné à la commande de LED bi ou tricolores. Le montage était destiné à devenir un éclairage pour arbre de Noël à 25 LED maximum pouvant prendre 4 ou 7 couleurs. Dans

votre numéro de juin j'ai découvert que votre concours était réservé aux logiciels pour PC et que les projets analogiques en étaient exclus. J'ai donc fait tout ce travail pour rien, encore que j'ai eu un arbre de Noël joliment illuminé cette année.

J. Versteven

Il est toujours possible, concours ou pas concours, de nous envoyer vos projets. Notre comité de rédaction international les évaluera pour voir s'il est possible de les publier et si la réponse est positive, nous proposons un honoraire (modeste) à l'auteur du projet.

La rédaction

Clôture électrique

Cela fait longtemps déjà que je cherche un schéma permettant de convertir la tension fournie par plusieurs piles-bâton en une tension sensiblement plus élevée. Je voudrais m'en servir en tant que clôture électrique contre les sangliers qui écrasent plus souvent qu'à leur tour les plantes de notre jardin. Une clôture ne sert à rien, ces animaux en ont déjà démolis deux.

Pour autant que je m'en souviens, Ektor a publié, par le passé, un montage de ce genre.

A. Schmidt

Nous n'avons encore jamais publié de schéma de clôture électrique. Nous avons bien publié, dans le numéro double de Juillet/Août 98, un « électro-activateur d'expérimentation » et un « stimulateur musculaire à faible impact » qui pourraient peut-être donner de bons résultats. Il vous faudra, dans le cas de ce second montage, expérimenter avec les valeurs de R3 et C4.

La rédaction

Optimisation des ampli-ops

Il est envisagé, dans la description du « mini-audio DAC », l'utilisation de types d'amplificateurs opérationnels autres que le NE5532. Certains lecteurs penseront peut-être au CPA2604. Le hasard fait que j'ai monté ce dernier type d'amplificateur opérationnel en étage d'entrée d'un amplificateur de Velleman, un K4005. Au départ on y trouvait

un TL072 que j'avais déjà remplacé par un NE5532 (meilleur à l'écoute).

La mise en oeuvre du CPA2604 a, à mon avis, sensiblement amélioré la qualité de mon amplificateur de puissance. La reproduction spatiale s'est améliorée, l'image stéréo est plus précise. Le nombre de personnes constituant les orchestres et le chœurs semble s'être accru. De plus, le détail sur l'ensemble du spectre audible a augmenté. Le seul point négatif est que le CPA2604 semble « plus froid » à l'écoute que le NE5532, mais il peut s'agir d'une impression.

Je ne sais pas comment l'OPA2604 se comporterait dans le « mini-audio DAC » mais je pense qu'il pourrait fort bien en améliorer « sensiblement » la qualité de reproduction.

R. Berger

Merci de votre réaction. Il n'en reste pas moins que les différences entre les amplificateurs opérationnels sont, relativement, des petites nuances que l'auditeur ressent d'ailleurs subjectivement. Il se peut fort bien, dans certains cas, que ce petit plus soit, tout justement, essentiel.

La rédaction

Et encore : de meilleurs ampli-ops

J'ai entendu dire que certains de vos lecteurs étaient à la recherche d'un remplaçant de meilleure qualité pour un amplificateur opérationnel double bien connu, le NE5534. Certains envisageaient le CPA2604. Il existe un meilleur remplaçant que le CPA2604, le CPA2134. Cet amplificateur opérationnel à FET présente un niveau de bruit intrinsèque plus faible (8 nV/Hz), est sensiblement plus rapide (20 V/ μ s) et introduit une distorsion moindre. Il est compatible broche à broche avec le NE5532 et existe en versions simple et quadruple.

J.-H. Broeders Burr-Brown International B.V.

Situations intolérables

Je suis très heureux que vous attiriez l'attention sur certaines situations intolérables rencontrées dans le monde de la production de CD et que vous ayez développé un indicateur d'écrêtage, votre

« écrêtage-mètre » du mois d'octobre 98. Étant moi-même propriétaire d'un studio de CD-premastering, je suis parfaitement au courant de ces problèmes. Rien au monde ne justifie l'existence d'écrêtage sur un CD. Le standard du « Red-Book » est très clair à ce sujet. Toute crête de signal atteignant 0,00 dBfs est surmodulé. Il existe diverses raisons à cette règle, au nombre desquelles le fait que les convertisseurs réagissent différemment d'un lecteur de CD à l'autre. Il peut fort bien se faire qu'il y ait encore, sur un lecteur haut de gamme, une certaine marge alors qu'un autre lecteur produit déjà un nombre conséquent de « tics ». Ce genre d'erreurs monstrueuses est impardonnable, un CD se devant de rester compatible (d'un lecteur à l'autre s'entend).

Les techniciens de CD-mastering professionnels respectent toujours une marge de 0,2 dBfs, de sorte que l'on élimine totalement, en toute « légitimité », un problème qui n'a pas lieu d'être. Si, pour une raison ou une autre, on veut mettre plus de « Power » sur le CD, rien ne l'interdit. Il existe des techniques parfaitement acceptables pour augmenter la puissance du son, sans que cela ne se traduise par une détérioration de la qualité sonore et sans écrêtage. Dans ce milieu, les professionnels parlent d'une sorte de « Postscript pour audio ».

Ceci n'est possible qu'avec des moyens haut de gamme adéquats. Permettez-moi, avant d'en avoir terminé, de signaler que certains techniciens du son pensent qu'un écrêtage d'une durée inférieure à 33 ms, est inaudible. Ceci n'est pas, à mon avis, une raison suffisante pour accepter un écrêtage quel qu'il soit, mais les avis divergent. Il est possible, sur certains lecteurs de CAN (DAT) de définir le nombre de « sur » échantillons à partir duquel le voyant « Over » doit s'allumer. Il n'est pas rare que l'on opte pour 4, 5 voire 6 échantillons. Ce choix est critiquable vu que l'on entend fort bien l'écrêtage de 6 échantillons. Il est intéressant de savoir que, sur le Sony 1630, ce niveau est, en standard, fixé à 3 échantillons... Il est évident que l'on ne peut parler de produit de qualité qu'en l'absence totale d'écrêtage.

C. Widmer

Ampli de puissance HEXFET₆₀

J'ai une question au sujet de cet amplificateur de 60 W datant de novembre 93. Est-il possible d'alimenter les FET en tension de sortie à une tension d'alimentation plus faible $\pm 17,5$ V par exemple, pour disposer d'une puissance de sortie plus faible, 15 W environ au lieu des 63 W (dans 8 fi) ?

H. Holman

Il se veut, par hasard, que le projet dont vous parlez, puisse s'accommoder, sans le moindre problème, d'une tension d'alimentation plus faible, encore que les $\pm 17,5$ V dont vous parlez nous paraissent côté faible. Il n'en reste pas moins que c'est un peu dommage pour un amplificateur de cette qualité. Vous pourriez aussi envisager, pour réduire la puissance, de diminuer quelque peu la tension d'entrée.

La rédaction

gradateur 32 canaux piloté par PC

À ma grande joie, j'ai découvert, dans le numéro de décembre 98 d'Ektor, un projet de gradateur 32 canaux piloté par PC. À ma grande stupeur j'ai vu que la puissance maximale par canal n'était que de 275 W, alors que les plus petits spots de théâtre ont une puissance de quelque 500 W. Existe-t-il des opto-triacs de puissance plus importante ou y a-t-il une manière quelconque d'augmenter la puissance par canal ?

K. Verstraeten

Le problème ne se situe pas tant au niveau des opto-triacs qui peuvent, à condition d'être correctement refroidis, dissiper 8 A soit 1 700 W. La self de déparasitage L1 supporte un courant de 10 A au maximum, valeur constituant également la limite de sécurité pour la platine et les borniers. Il est possible de piloter des ampoules de 500 W à condition de ne pas mettre plus de 4 opto-triacs par platine et de faire passer les fusibles à 2,5 AT. Il vous faudra, pour disposer des 32 canaux, connecter un nombre plus importants de platines, 8 dans ce cas-là, en parallèle sur le port série du PC.

La rédaction

Les accus hybrides au Nickel sont enfin disponibles

Parallèlement aux piles « vertes » (pour non dommageables pour le milieu) on trouve aussi aujourd'hui des accus rechargeables que l'on peut qualifier de « verts ». Plus étrange encore, ils nous arrivent tout droit de Hongkong : le fabricant d'accus GP-Battery, qui fait partie du groupe Gold Peak Industries (d'où le GP), est en mesure de fournir des cellules NiH en quantités importantes. Les modèles les plus courants dits mignon (AA) ont une capacité nominale de 1,2 Ah (type GP120AAH) et de 1 Ah (type GP10AAH) comme on pouvait s'y attendre). Les accus hybrides au nickel Green Charge présentent, comparés aux accus au cadmium-nickel (Cd-Ni) un certain nombre d'avantages précieux :

- absence de métaux lourds (tels que cadmium, plomb ou mercure)
- capacité énergétique importante (1,2 Ah stockés dans une mignon !)
- absence d'effet de mémoire
- protection anti-inversion de polarité incorporée.

Le reste de leurs caractéristiques est très proches de celles des accus Cd-Ni : durée de vie de 500 à 1 000 cycles, tension de décharge de 1,2 V à évolution plane, tension de

cellule maximale de charge de 1,5 V (cf. **figure 1**), courant de charge normal de 10% de la capacité nominale pour une durée de 14 à 16 heures, pas de conséquence néfaste en cas de maintien du courant de charge normal pendant une durée jusqu'à 100 heures. Les accus de GP-Battery peuvent supporter des courants de décharge plus importants (cf. la courbe de décharge de la **figure 2**), sachant que le fabricant donne comme courant de décharge maximal le quintuple de la capacité nominale C_{10} (= capacité dans le cas d'une décharge de 10 heures) sachant que l'on conseille une surveillance de la température à partir d'une décharge à un courant de $4C_{10}$ [A] pour éviter tout risque de dommage dû à une température trop élevée. Le comportement aux basses températures est légèrement meilleur que celui des accus Cd-Ni, l'auto-décharge étant cependant sensiblement plus importante.

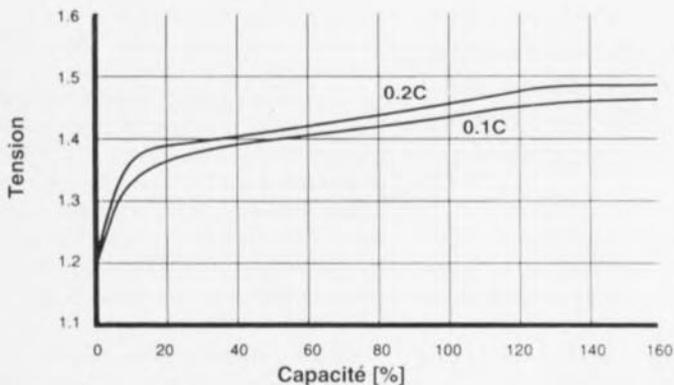
Il est recommandé, pour obtenir une recharge accélérée, d'adopter un courant de charge maximal de $0,3C_{10}$ [A] pendant 2 à 2,5 heures pour ensuite passer à un courant de charge de

$0,1C_{10}$ [A] tout en surveillant la tension de charge et la température de cellule, sachant qu'il faudra, dans tous les cas, passer à un courant de charge de $0,1C_{10}$ [A] lors de l'atteinte d'une tension de cellule de 1,49 V ou d'une température de cellule de 40°C.

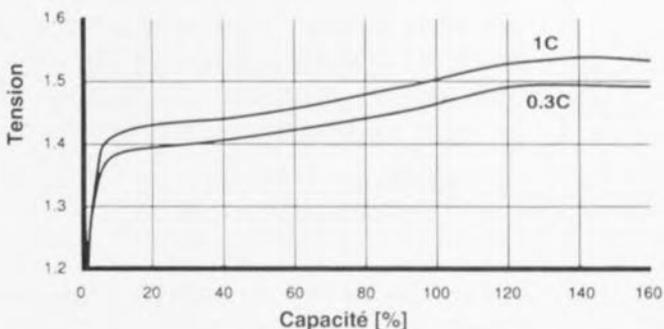
L'inconvénient majeur de ce nouveau type d'accu par rapport aux accus Cd-Ni est, outre l'auto-décharge plus importante évoquée quelques lignes plus haut, un prix sensiblement plus élevé, sachant que le prix grand public d'un 'accu mignon de 1 200 mA devrait être de l'ordre de plus de 35 FF. GP-Battery propose comme alternative aux nouveaux accus hybrides au prix encore trop élevé, une version améliorée d'accus Cd-Ni, sans effet de mémoire, à protection anti-inversion de polarité intégrée et à capacité plus importante (une mignon de 850 mAh par exemple).

Pour peu que l'on veuille éliminer toute trace de métal lourd dans le cas de cellules rechargeables de taille courante, il n'existe pas, pour le moment, d'alternative à ces nouveaux accus hybrides au nickel. Les accus à ions de lithium récemment présentés à la presse ne peuvent pas, en raison de leur tension de cellule élevée de 3,6 V, se substituer aux accus Cd-Ni et aux piles zinc-charbon.

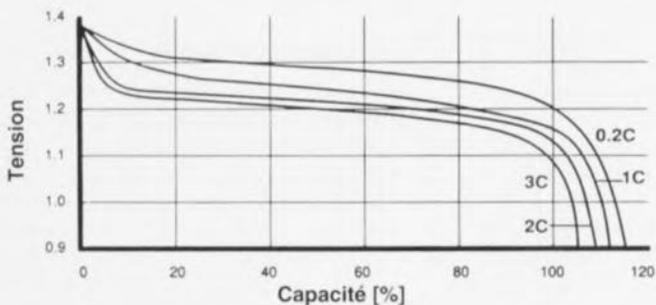
1a Comportement de charge



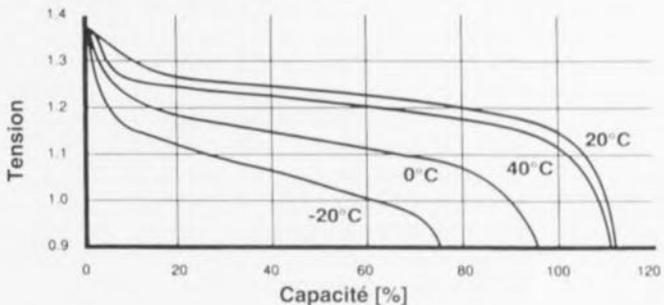
1b Courbe de charge d'un accu NiH à différents courants de charge



2b Courbe de décharge d'un accu NiH à différents courants de décharge



2b Courbe de décharge d'un accu NiH à différentes températures (courant de charge de 1C)



description d'un kit ELV

console de mixage audio

pour caméscope

VIDÉO



Voici une console de mixage miniature – et partant portable – conçue spécialement pour une utilisation avec un caméscope. Ce montage permet de mélanger, lors d'enregistrements effectués avec un caméscope, les sons captés à l'aide d'un microphone externe avec ceux de 2 autres sources de signaux BF. La console possède de plus une sortie pour casque d'écoute dont on peut ajuster le volume séparément.

Un bon film vidéo se doit d'être (ou se devrait d'être) accompagné par une sonorisation de bonne qualité. C'est très exactement ici que l'on touche à l'un des problèmes majeurs auquel se voit confronté tout cinéaste (amateur) de vidéo.

Le microphone dont est doté la quasi-totalité des caméscopes se caractérise dans bien des cas non seulement par une certaine médiocrité mais aussi – et pire encore – par une directivité cardioïde, caractéristique se traduisant par la prise en compte, lors de l'enregistrement, d'un certain nombre de sons dont on se serait fort bien passé. Il peut arriver, en utilisant un tel microphone, que l'on entende mieux le son du moteur du caméscope, celui du moteur du zoom, voire encore le soufflement du vent, que les sons que l'on voulait, en fait, enregistrer.

De nombreux enregistrements effectués à l'aide d'un caméscope sont, ultérieurement, copiés sur une bande (S-)VHS. Le fait que même les magnétoscopes « haut de gamme » ne soient dotés qu'exceptionnellement d'une option permettant d'agir sur le canal audio constitue un inconvénient important pour tous ceux qui aimeraient améliorer la sonorisation originale de leur enregistrements vidéo. Il s'avère pratiquement impossible – en utilisant un caméscope ou un magnéscope – de mélanger plusieurs signaux audio.

C'est pour cette raison que nous vous proposons, dans cet article, une table de mixage miniature qui « donne du champ » à n'importe quel cinéaste-vidéo lui offrant des options d'action sur le son suffisantes pour la quasi-totalité des situations pratiques. Ce mélangeur permet, dès l'enregistre-

ment originel, d'adjoindre aux sons captés par le microphone un signal audio (en provenance d'un baladeur à cassettes ou à DAN par exemple). Un câble doté d'une fiche jack mâle de 3,5 mm relie la console de mixage à l'entrée pour microphone externe dont sont dotés la plupart des caméscopes. Le fait de connecter la console au caméscope se traduit par la mise hors-fonction du microphone interne. La console de mixage possède elle-même une entrée destinée à la connexion d'un microphone (directionnel) externe que l'on pourra disposer de façon à capter uniquement les sons désirés.

Un casque d'écoute, connecté à la console de mixage, permet de plus de « monitorer » – en temps réel bien entendu – le signal audio de sortie appliqué au caméscope. La petite table de mixage est même dotée d'un potentiomètre permettant à chaque utilisateur d'adapter à ses besoins physiologiques propres le niveau du signal transmis par le casque d'écoute. L'électronique de la console de mixage n'a rien de bien sophistiqué et peut être logée dans un mini-coffret en plastique de dimensions très compactes (de 120 × 65 × 22 mm). Une simple pile compacte de 9 V suffit à assurer l'alimentation de l'ensemble.

Il va sans dire que les domaines d'applications de la console de mixage ne se limitent pas uniquement à une utilisation lors des enregistrements. On pourra fort bien envisager aussi de l'utiliser lorsque l'on fait une copie de l'enregistrement sur bande (S-)VHS. Il devient possible, dans ces conditions, de doter ses enregistrements de commentaires. Il faudra alors connecter la sortie pour casque d'écoute à l'entrée audio du magnéscope (le câble que l'on connecterait normalement au caméscope ne véhicule en effet qu'un signal « micro » de quelques millivolts, signal de niveau trop faible). Le potentiomètre pour casque d'écoute permet alors de régler le niveau de l'enregistrement audio du magnéscope.

L'électronique

Le schéma de la **figure 1** montre nettement qu'il ne faut que très peu de composants pour réaliser un mélangeur à 3 canaux. Les entrées Ligne BU2 et BU3 sont extrêmement simples : elles ne comportent en fait qu'une embase d'entrée, un condensateur et un potentiomètre (BU2/C5/R6 et BU3/C6/R7 respectivement). Les résistances de sommation

R10 et R11 « additionnent » les signaux présents sur les embases BU2 et BU3. Le signal total arrive ensuite à un étage tampon centré sur T1, transistor monté en émetteur-suiveur. Le signal du microphone externe entre par l'embase BU1 et nécessite un étage d'amplification supplémentaire réalisé à l'aide de l'amplificateur opérationnel IC1A. Comme la console de mixage n'est alimentée qu'à l'aide d'une unique tension, l'entrée positive de l'amplificateur opérationnel est reliée au point nodal des résistances R1 et R2, qui constituent un diviseur de tension.

Ce point présente donc la moitié de la tension d'alimentation. La résistance R4 maintient l'impédance d'entrée de BU1 à la valeur correcte de 47 k Ω . Les résistances R5 et R3 – cette dernière étant prise dans le couplage à réaction – déterminent le gain de l'amplificateur opérationnel. Le fait que R5 soit un potentiomètre permet de faire varier entre 1 et 11 le gain introduit par IC1A. Le petit condensateur C7 de 22 pF pris en parallèle sur R5 élimine toute velléité d'entrée en oscillation.

Le signal amplifié du microphone arrive, via la résistance R8, au point nodal de sommation auquel sont également connectées les résistances R10 et R11. De par le réglage en tension continue adopté pour l'amplificateur opérationnel, sa sortie présente elle aussi une tension dont la valeur est égale à la moitié de la tension d'alimentation. Cette tension sert aussi, via les résistances R8, R17 et R12, au réglage en tension continue de l'émetteur-suiveur T1. Le signal mélangé à basse impédance est disponible, en aval de la résistance R12, sur les points ST1 et ST2.

Le signal de somme présent sur le point nodal R8/R10/R11/R17 est également appliqué à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur pour casque d'écoute IC1B. Le condensateur C8 pris dans cette ligne est chargé de bloquer toute tension continue éventuellement présente. Une fois de plus on fait appel, pour le réglage en tension continue de cet amplificateur opérationnel, à la moitié de la tension d'alimentation dérivée du diviseur de tension R1/R2.

Le couplage réactif de IC1B est pratiquement identique à celui de IC1A. Le rapport existant entre les résistances R15 et R16 détermine le gain de IC1B. Le potentiomètre R15 permet de faire varier ce gain entre 1 et 45. Le signal de sortie de IC1B arrive finalement, via la résistance de

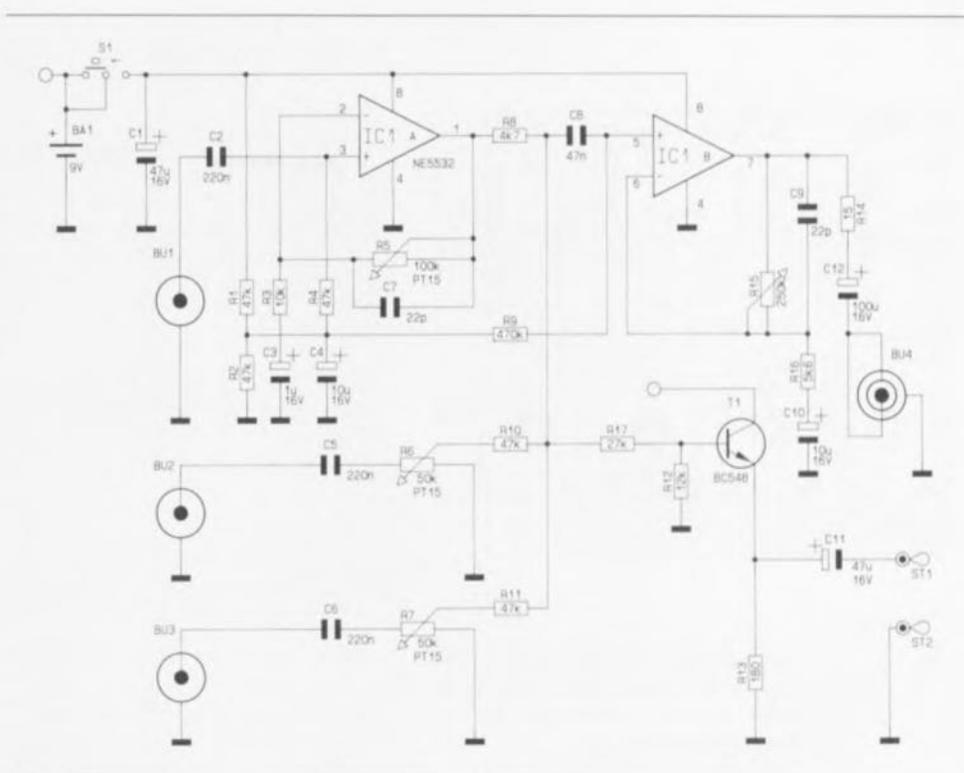


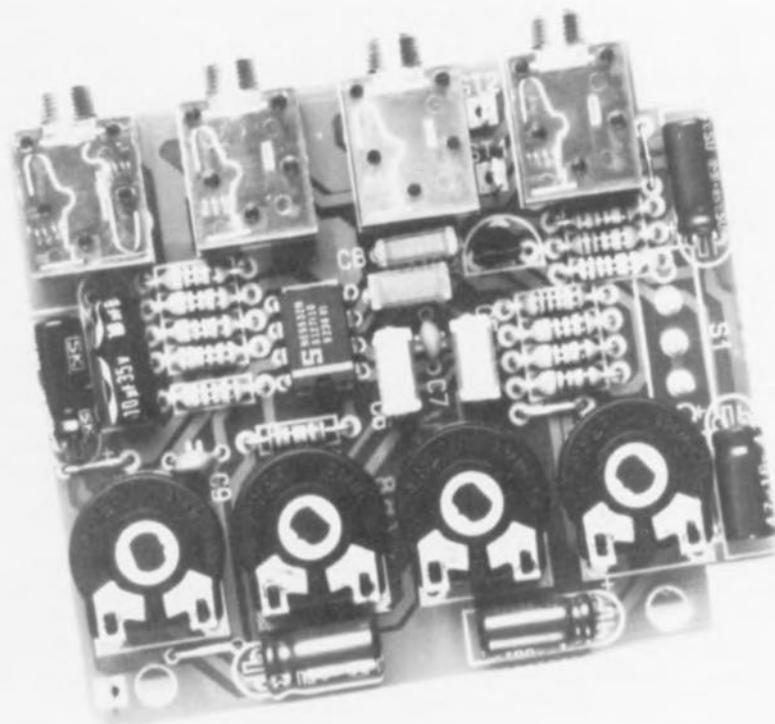
Figure 1. L'électronique de la console de mixage audio pour caméscope. Un double amplificateur opérationnel et un transistor sont les seuls composants actifs utilisés.

limitation de courant R14 et le condensateur de couplage C12, à l'embase de sortie BU4.

La réalisation

Un rapide coup d'oeil sur le circuit imprimé de la console de mixage miniature – dont on retrouve la représentation de la sérigraphie en **figure 2** – nous apprend qu'il s'agit bien, comme on pouvait s'y attendre

après la description du schéma, d'une électronique relativement simple. La mise en place des différents composants ne devrait donc pas poser le moindre problème. Il est recommandé de commencer, comme d'habitude n'est-ce pas, par la mise en place des ponts de câblage et des résistances. On continuera avec la soudure des condensateurs, en veillant bien entendu à respecter la polarité des condensateurs électro-



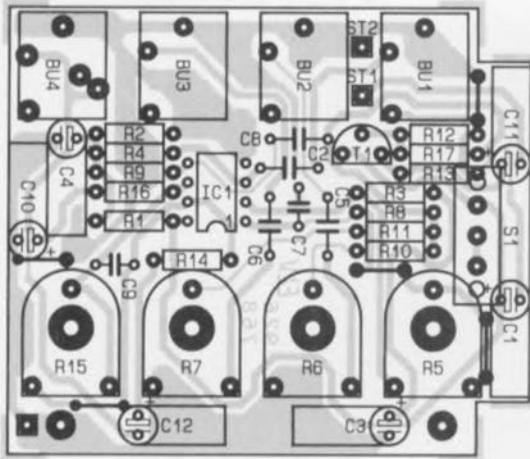


Figure 2. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants de la console de mixage audio pour caméscope.

chimiques. On notera que les condensateurs électrochimiques sont « couchés » sur la platine. Après la mise en place du transistor et du circuit intégré il ne reste plus qu'à effectuer la soudure des embases, des picots et des potentiomètres, qui sont en fait des ajustables dotés d'un axe en plastique.

La liaison entre la console de mixage et le caméscope prend la forme physique d'un câble blindé de 1 m de long environ, doté à l'une de ses extrémités d'une fiche jack stéréo mâle de 3,5 mm – il faudra interconnecter les 2 canaux à l'intérieur de cette fiche. Après avoir enfilé le câble dans un orifice présent dans le boîtier on soudera son blindage au picot ST2 et son conducteur central, l'âme, au picot ST1.

Comme l'illustre la photo accompa-

Liste des composants

Résistances :

R1, R2, R4, R10, R11 = 47 k Ω
 R3 = 10 k Ω
 R5 = ajustable 100 k Ω couché
 R6, R7 = ajustable 50 k Ω couché
 R8 = 4k Ω 7
 R9 = 470 k Ω
 R12 = 12 k Ω
 R13 = 180 Ω
 R14 = 15 Ω
 R15 = ajustable 250 k Ω couché
 R16 = 5k Ω 6
 R17 = 27 k Ω

Condensateurs :

C1, C11 = 47 μ F/16 V
 C2, C5, C6 = 220 nF

C3 = 1 μ F/16 V
 C4, C10 = 10 μ F/16 V
 C7, C9 = 22 pF
 C8 = 47 nF
 C12 = 100 μ F/16 V

Semi-conducteurs :

T1 = BC548
 IC1 = NE5532

Divers :

S1 = interrupteur à glissière simple
 BU1 à BU3 = embase jack 3,5 mm mono encartable
 4 axes plastiques de 16,6 mm de long pour les ajustables
 6 picots de soudure
 1 connecteur pour pile 9 V
 1 boîtier de 120x65x22 mm environ

gnant cet article, le kit ELV comporte des résistances ajustables qu'il faudra doter d'un axe en plastique. Il suffit en fait d'enficher un axe dans l'orifice central de chacun des ajustables.

Avant que l'on ne monte le circuit dans la demi-coquille inférieure du boîtier, il faudra décider si l'on veut doter cette demi-coquille d'un clip en plastique permettant de fixer la console de mixage à sa ceinture ou à une poche de vêtement. Pour pouvoir visser ce clip contre la face arrière du boîtier, il est nécessaire de percer 2 orifices de 4 mm de diamètre dans la demi-coquille inférieure. L'endroit où il faudra percer ces trous est indiqué à l'intérieur du coffret

La réalisation pratique se termine par le montage de l'interrupteur à glissière – destiné, bien entendu, à assurer la mise en et hors-fonction du circuit – et par celui du connecteur pour la pile 9 V. Après avoir glissé l'interrupteur dans la découpe pré-

sente dans la face latérale du boîtier il faudra souder ses contacts directement aux 3 picots de S1. Les 2 picots situés à proximité du condensateur C1 se trouvent en l'air (ils ne sont pas connectés au reste du circuit). C'est très exactement à l'un de ces points (0+) qu'il faudra connecter le câble rouge du connecteur de la pile. Le câble noir de ce même connecteur sera raccourci puis relié au point ST3, non identifié comme tel sur la platine; il s'agit de l'îlot rectangulaire situé à l'un des coins de la platine, à proximité de l'ajustable R15.

Il est recommandé, avant de refermer le boîtier, de doter le câble de liaison vers le caméscope d'un dispositif anti-arrachement qui pourrait prendre la forme d'un petit strap.

La mise en place d'une pile 9 V et la fermeture du compartiment à pile mettront un point final à la réalisation de ce montage de dimensions modestes mais dont l'aspect pratique ne peut échapper à un cinéaste-vidéotourneur utilisant souvent son caméscope. ◀

EXPOTRONIC '93

Un salon de l'expectative

Au gui l'an neuf pourrions-nous presque dire. Expotronic '93 est terminé, sus à Expotronic '94.

Cette année encore, Elektor a eu l'occasion de manifester sa présence à ce qui est le seul salon réellement destiné aux vrais amateurs, de cœur du moins, d'électronique **créative**. Nous n'en voulons pour preuve que l'affluence à tous les stands, en particulier sur ceux où il « se passait » quelque chose.

Expotronic '93, un salon excellemment organisé d'ailleurs, fut pour la rédaction d'Elektor, l'occasion unique de rencontrer ses lecteurs et de parler à cœur ouvert des différents problèmes qui

caractérisent cette période délicate à passer pour l'ensemble des sociétés ayant de près ou de loin affaire avec cette extraordinaire matière qu'est l'électronique de création.

Combien de temps pourrions-nous encore, nous et les autres magazines concurrents et néanmoins amis, vaquer à notre passe-temps favori, à savoir la description de réalisations, mises au point avec tant de conscience et un goût si prononcé de la perfection.

La rédaction a énormément apprécié de pouvoir communiquer avec un nombre aussi important de ses lecteurs, qu'elle retrouve, salon après salon, accoudés très simplement aux meubles sur lesquels étaient exposées diverses réalisations typiquement élektoriennes telles

que la comtoise, les enceintes dipôles dynamiques, au succès étonnant au demeurant, les enceintes pour baladeur avec caisson de graves décrites dans Elex, magazine dont la disparition a fait couler un bon nombre de larmes attendries. Mais c'est promis, la rédaction d'Elektor fera de son mieux pour compenser cette grande perte (irréparable?). Une fois de plus il apparut indiscutablement que les absents avaient eu tort de ne pas venir meubler l'un des stands qui auraient pu être mis à leur disposition. Nos remerciements cordiaux vont au groupe de Mr Ventillard qui, cette année encore, a réussi à mettre sur pied une telle manifestation.

Alors, c'est d'accord, nous nous retrouvons tous à Expotronic '94!

pendulette multifonction

à commande par μC



Dans le n°180 d'Elektor (juin 1993) nous avons décrit la réalisation de la comtoise multifonction GM (Grand Modèle). Ce mois-ci nous vous proposons, comme promis d'ailleurs à l'époque, la version miniature de cette comtoise fort pratique, que nous n'avons pas pu, décemment, en raison de sa petite taille, appeler comtoise. En dépit de sa miniaturisation cette version se caractérise par les mêmes possibilités que la version « Grand Modèle ». Il s'agit donc d'une petite horloge pratique que l'on pourra, le cas échéant, intégrer dans un autre appareil voire encore utiliser comme instrument indépendant (dans le tableau de bord d'une voiture par exemple).

« Et encore une horloge, une ! » diront les fervents lecteurs d'Elektor. Il y a 6 mois à peine que l'un des articles d'Elektor était consacré à la description d'une horloge. Eh oui, nous vous proposons, à un intervalle relativement court, 2 variations sur le même thème. Nous sommes d'avis, pourtant, que les 2 réalisations se caractérisent par des domaines

d'applications bien distincts et avons ainsi la possibilité – ce qui est plus intéressant du point de vue électronique – de passer en revue les caractéristiques bien distinctes de 2 microcontrôleurs de SGS/Thomson.

Dans la version miniature de l'horloge multifonction nous faisons appel au ST62T15, un microcontrôleur qui

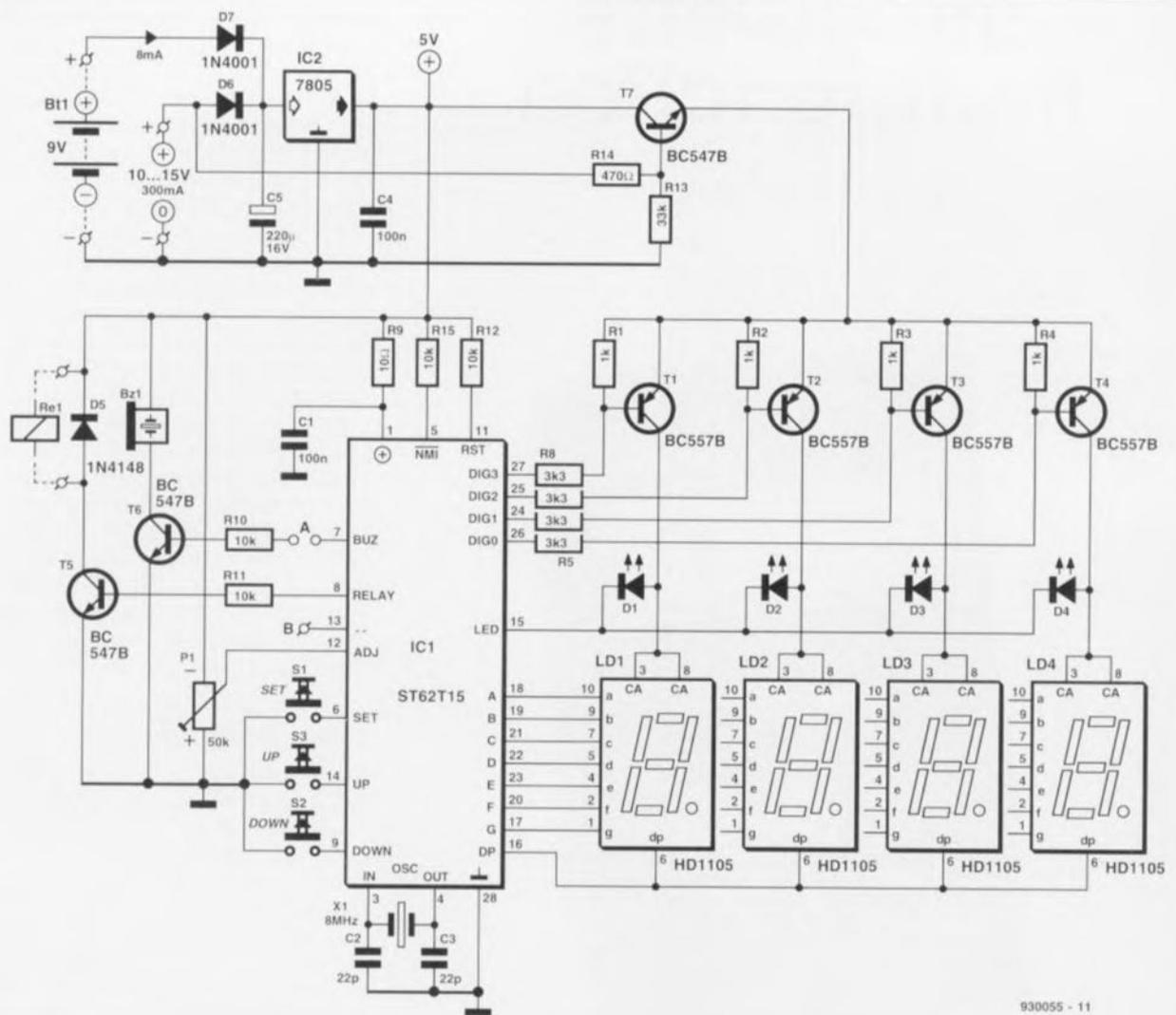
ressemble beaucoup au ST62T10, utilisé dans le « Grand Modèle » de la comtoise.

Le ST62T15 est logé dans un boîtier DIL à 28 broches et possède un nombre de lignes d'E/S suffisamment élevé pour permettre la réalisation d'une fonction d'horloge sans nécessiter l'utilisation de circuits intégrés supplémentaires. Hormis le régulateur – qui en fait ressemble plus à un transistor de puissance qu'à un circuit intégré – le ST62T15 est l'unique circuit intégré de ce montage. Si l'on regarde les dimensions des 2 microcontrôleurs il existe pourtant une grande différence. Le ST62T15 est sensiblement plus grand (ce qui n'est guère étonnant vu le fait qu'il possède un boîtier DIL à 28 broches). En dépit de ses dimensions nous avons pu réaliser un montage « miniature » : les 4 afficheurs LED à 7 segments ont trouvé une place **entre** les broches du microcontrôleur (de l'autre côté) !

L'électronique

La **figure 1** montre le schéma complet de la pendulette multifonction à commande par μC . La partie droite de ce schéma comporte les 4 afficheurs à LED (LD1 à LD4), dotés, chacun, d'un étage de commande prenant la forme d'un transistor avec 2 résistances. Le microcontrôleur commande ces étages à transistor par l'intermédiaire de ses sorties DIG0 à DIG3. Si l'une des sorties DIG0 à DIG3 présente un niveau bas, l'étage à transistor connecté à la sortie concernée devient actif et l'afficheur à LED correspondant est mis sous tension. Cette approche permet donc de « multiplexer » facilement les afficheurs à l'aide des 4 sorties DIG0 à DIG3. Le niveau logique que présentent les sorties A à G du microcontrôleur détermine quels segments des afficheurs seront actifs (allumés donc). C'est une fois de plus un niveau logique bas qui se traduit par l'illumination du segment correspondant. Il en va de même pour le point décimal : son activation dépend du niveau logique de la sortie DP, abréviation signifiant comme de bien entendu *Decimal Point*. Si l'on compare le schéma de la comtoise multifonction « Grand Modèle » avec celui de la version miniature, on voit immédiatement que la version miniature, objet de cet article, ne fait appel ni à un décodeur BCD ni à des tampons à collecteur ouvert distincts.

L'entrée ADJ (*ADJ*ust = réglage) du microcontrôleur est dotée d'un ajustable (P1) servant à l'étalonnage de



930055 - 11

Figure 1. Schéma de la pendulette multifonction. Le cœur de cette électronique est un microcontrôleur du type ST62T15 de SGS-Thomson.

la pendulette multifonction. Bien que le domaine de réglage de cet ajustable soit relativement petit (60 s par semaine environ) cette valeur devrait être, dans la pratique, plus que suffisante pour maintenir l'horloge multifonction « à l'heure ». Un quartz de 8 MHz, connecté à la section d'oscillateur (broches 3 et 4) du ST62T15, fait office de source de signal de référence. Les 2 condensateurs de 22 pF (C2 et C3) garantissent l'entrée en oscillation à la bonne fréquence du quartz. Vu que le circuit disposait déjà d'un dispositif de réglage chronologique sous forme de l'ajustable P1, il nous a semblé superflu de doter la section de l'oscillateur d'un dispositif de réglage additionnel.

Les 3 touches (S1 à S3), chargées de la commande de l'horloge, sont connectées directement à une entrée d'E/S. Un certain nombre des paragraphes à venir serviront à expliquer dans le détail les fonctions de chacune de ces touches.

La communication de l'horloge avec son environnement ne se limite pas aux 4 afficheurs. La pendulette multifonction dispose de plus d'une signalisation sonore (optionnelle) sous la forme du résonateur Bz1, commandé via le transistor T6. La présence du transistor T5 permet à l'utilisateur de faire commander un relais par la pendulette multifonction. Si vous préférez une horloge « muette », il suffit d'enlever le cavalier de codage A et le résonateur restera inactif. Solution plus élégante : doter les contacts A sur la platine d'un simple interrupteur miniature à glissière, permettant de mettre facilement le résonateur en ou hors-fonction.

Les explications concernant la fonction des 2 derniers composants connectés au microcontrôleur, à savoir la résistance R9 et le condensateur C1, se résument à quelques mots seulement : ces 2 composants garantissent un découplage adéquat du contrôleur.

L'alimentation de secours

Le sous-ensemble de l'alimentation du circuit (partie supérieure du schéma) comporte un transistor de commutation, T7, qui devient passante en cas d'absence de tension fournie par le régulateur IC2 (en cas de disparition de la tension du secteur donc). Tant que la tension secteur est présente, la diode D7 bloque et la pile de sauvegarde, connectée aux bornes Bt1, se trouve hors-charge. En raison de la présence de la tension du secteur, le transistor T7 est, commandé via la résistance R14, mis en conduction et la tension de sortie du régulateur IC2 arrive au circuit de l'horloge.

En cas de disparition malencontreuse de la tension du secteur, la diode D6 bloque et la diode D7 devient passante. Le régulateur de tension IC2 abaisse à 5 V la valeur de la tension fournie par la pile Bt1. Du fait que la diode D6 bloque, le transistor T7 ne

reçoit plus de courant sur sa base. Cette situation se traduit donc par une coupure de la tension d'alimentation des afficheurs LD1 à LD4.

On notera que le microcontrôleur est toujours alimenté et continuera à fonctionner correctement. La mise hors-fonction des afficheurs implique une réduction sensible de la consommation de courant : elle chute de quelque 100 mA à de l'ordre de 8 mA. Une pile compacte de 9 V sera donc capable de « ponter » sans le moindre problème une absence de plusieurs heures de la tension du secteur.

Pour couper l'herbe sous les pieds de nos lecteurs les plus critiques nous allons faire quelques remarques concernant la tension de pile utilisée. Nous aurions en effet, pu faire appel, pour assurer le bon fonctionnement du contrôleur, à une pile fournissant une tension de 4,5 V. Le plus grand problème que pose une pile de 4,5 V est pourtant sa taille. Elle est presque 2 fois plus grande que l'électronique de la pendulette. Il serait donc très difficile (voire impossible même) de réaliser une version miniature de cette horloge.

Si l'on envisage d'intégrer cette pendulette dans le tableau de bord de sa voiture, il faudra connecter la diode D6 à un point présentant une tension de 12 V lorsque la clé de contact est tournée (en position « accessoire » ou au-delà). La diode D7 doit, quant à elle, être reliée à un point présentant en permanence la tension de bord de 12 V. Cette technique de connexion se traduit donc par une activation automatique des afficheurs uniquement lorsque l'on se sert de la voiture.

À vos fers

Il est temps, après la description de l'électronique constituant la pendulette multifonction, de s'intéresser à sa réalisation pratique. Nous avons conçu, pour ce montage, un circuit imprimé double face à trous métallisés de dimensions compactes (disponible, faut-il encore le mentionner, auprès des adresses habituelles). La platine, dotée de tous les composants, et une pile 9 V trouveront place dans un petit boîtier plastique. L'ensemble est plus petit qu'un paquet de cigarettes.

Il faudra, pour adapter la platine aux dimensions du boîtier Diptal – un joli petit coffret français que nous avons utilisé pour notre prototype (cf. la liste des composants) – réduire les

dimensions du circuit imprimé en respectant les 4 coins additionnels, représentés sur la sérigraphie (figure 2). Il est recommandé, pour pouvoir utiliser les supports latéraux que comporte le dit boîtier, de garder à la platine une taille légèrement plus grande que celle délimitée par les 4 coins de la sérigraphie. Un petit coup de lime suffit ensuite pour enlever les derniers centièmes de millimètre qui empêchent le circuit imprimé à se coincer impeccablement dans le boîtier. Si, après la découpe, le circuit imprimé est trop petit pour pouvoir utiliser les supports du boîtier, on pourra fixer la platine à l'aide de 4 entretoises de 15 mm.

Après cette opération, mais bien avant de commencer la soudure, il est recommandé de procéder au perçage, dans la face avant (ou demi-coquille supérieure) du boîtier choisi, des ori-

fices destinés aux afficheurs, aux LED et aux touches. Dans l'une des faces latérales du boîtier il faudra percer un orifice pour l'embase jack, qui servira, ultérieurement, à connecter un petit module d'alimentation secteur à l'horloge miniature. Dans le cas du boîtier Diptal on peut percer cet orifice dans la demi-coquille inférieure.

Une fois terminé ce travail de mécanique de précision (qu'un nombre important de nos lecteurs amateurs d'électronique n'apprécient guère semble-t-il), on pourra, enfin, prendre le fer à souder à 2 mains.

Les 2 photos des figures 3 et 4 montrent que les composants sont répartis sur les 2 faces du circuit imprimé. Exception faite du microcontrôleur et des afficheurs, tous les composants sont implantés directement sur la platine. On commencera, comme

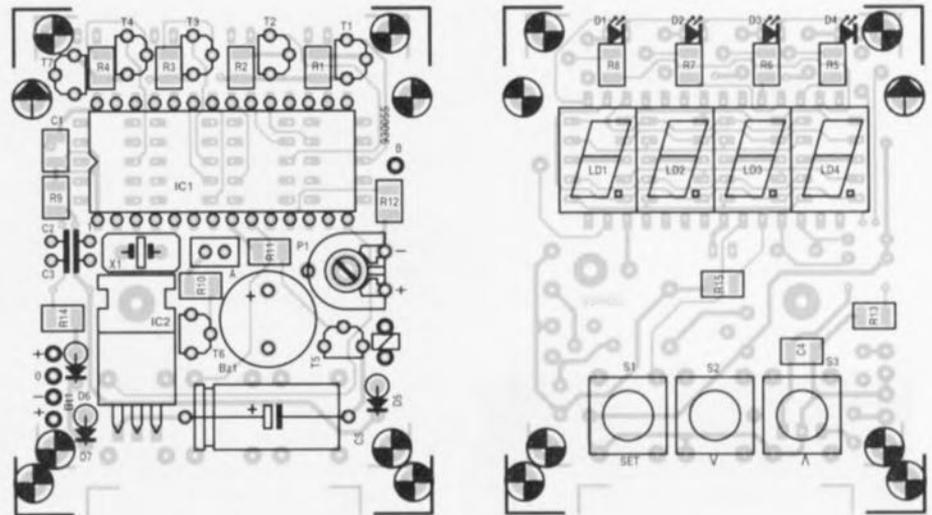


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la pendulette multifonction à l'intention de laquelle nous avons dessiné un circuit imprimé double face à trous métallisés.

Liste des composants

Résistances :

(Toutes les résistances fixes sont de type CMS !)

R1 à R4 = 1 kΩ
R5 à R8 = 3kΩ3
R9 = 10 Ω
R10 à R12, R15 = 10 kΩ
R13 = 33 kΩ
R14 = 470 Ω
P1 = 50 kΩ ajustable

Semi-conducteurs :

D1, D2 = LED 3 mm rouge
D3, D4 = LED 3 mm verte
D5 = 1N4148
D6, D7 = 1N4001
T1 à T4 = BC557B

T5 à T7 = BC547B

IC1 = ST62T15 programmé (voir texte)

IC2 = 7805

LD1 à LD4 = HD1105-O, afficheur 7 segments à LED (Siemens)

Condensateurs

C1, C4 = 100 nF CMS
C2, C3 = 22 pF
C5 = 220 μF/16 V

Divers :

S1 à S3 = touche de contact miniature encartable (Multimec 3ct13)
X1 = quartz 8 MHz
Bt1 = pile compacte de 9 V
Bz1 = résonateur 5 V coffret de 57×30×86 mm environ (Diptal)

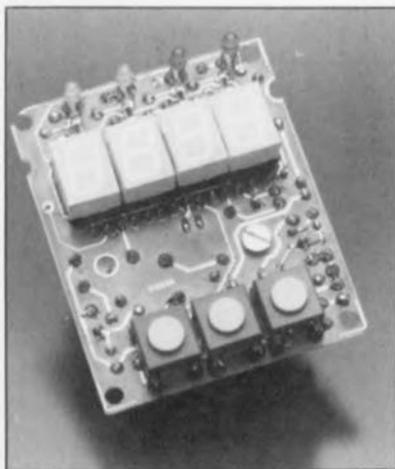


Figure 3. Face avant de la platine de notre prototype avec les afficheurs, les touches et les LED. On voit également ici la tête de la vis de fixation du régulateur de tension.

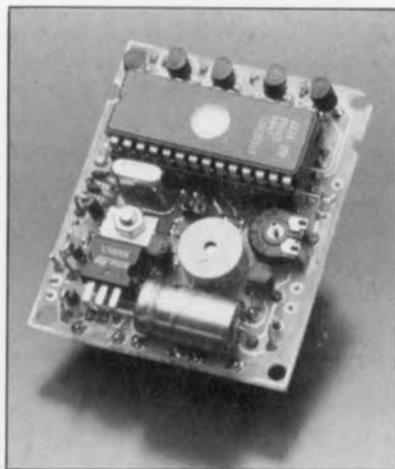


Figure 4. La face arrière du circuit imprimé comporte le reste de l'électronique. On notera la densité relativement élevée de l'implantation des composants.

d'habitude n'est-ce pas, avec la soudure des composants passifs. Il est possible que le montage des résistances et des condensateurs CMS (Composant pour Montage en Surface) ne soit pas aussi facile que celui des composants « standard ». Il suffit pourtant d'un rien d'exercice pour maîtriser l'art de la soudure de composants de type CMS.

Après en avoir terminé avec les composants passifs, on procède à la mise en place des afficheurs 7 seg-

ments à LED. Il peut être nécessaire, en fonction du boîtier utilisé, de monter ces composants à l'aide de 8 morceaux de barrette autosécable à 5 contacts (ceci sera sans doute le cas si l'on utilise le coffret Diptal de notre prototype). Il est important de mettre ces « supports » en place avant d'implanter le support à 28 contacts (voire les 2 barrettes à 14 contacts) pour le microcontrôleur, IC1. Un certain nombre des îlots de soudure des afficheurs ne sont plus accessibles après la mise en place du support destiné à IC1.

On continuera la mise en place avec la soudure d'une barrette mâle à 2 contacts pour le cavalier de codage A (voire pour la connexion d'un interrupteur à glissière bien entendu) et celle de 6 picots de soudure que l'on implante aux points de connexion pour les tensions d'alimentation et pour le relais. Le travail de soudure se poursuit avec la « mise en platine » des autres composants : les diodes, les transistors et les LED. On

Nous avons utilisé, lors du développement de la pendulette multifonction, un ST62T15 avec une mémoire interne prenant la forme d'une EPROM. Les ST62T15 programmés (voir plus loin) disponibles auprès des adresses habituelles sont eux pourtant des exemplaires du type *OTP (One Time Programmable)* = à programmation unique). Pour garantir le bon fonctionnement de la pendulette multifonction avec ce genre de contrôleurs il est nécessaire de relier l'îlot de soudure de la broche 10 de IC1 à un point de masse sur la platine.

notera que tous ces composants seront montés « debout ». La longueur à laisser aux broches de connexion des LED dépend des caractéristiques du boîtier utilisé. La partie supérieure des LED doit se trouver dans le même plan que les afficheurs et les touches. Il est recommandé de monter le régulateur de tension, IC2, à l'aide d'une petite entretoise de 5 mm. Le dos métallique de ce composant se trouvera donc à une certaine distance de la platine, position qui se traduit par un meilleur refroidissement (sans mentionner la diminution du risque de créer un court-circuit entre le régulateur et certains des îlots de soudure de la touche S3).

La figure 5 vous propose un exemple d'une face avant qui rendra la pendulette multifonction encore plus attrayante.

3 variantes

Tout comme cela avait été le cas de la version « Grand Modèle » de la comtoise, on peut utiliser la pendulette multifonction pour des applications très variées. Il existe en fait 3 versions du microcontrôleur programmées chacune différemment :

- horloge avec fonction d'alarme (programmation **ESS 7114**),
- minuterie de chambre noire (programmation **ESS 7124**) et
- minuteur de cuisine (programmation **ESS 7134**).

Ceci implique donc qu'il faudra se décider pour l'une de ces applications et commander (auprès des adresses habituelles) le microcontrôleur correspondant. Si l'on opte pour la réalisation du minuteur de cuisine, l'affichage se limite à 2 chiffres de sorte que l'on pourra omettre les afficheurs LD1 et LD4.

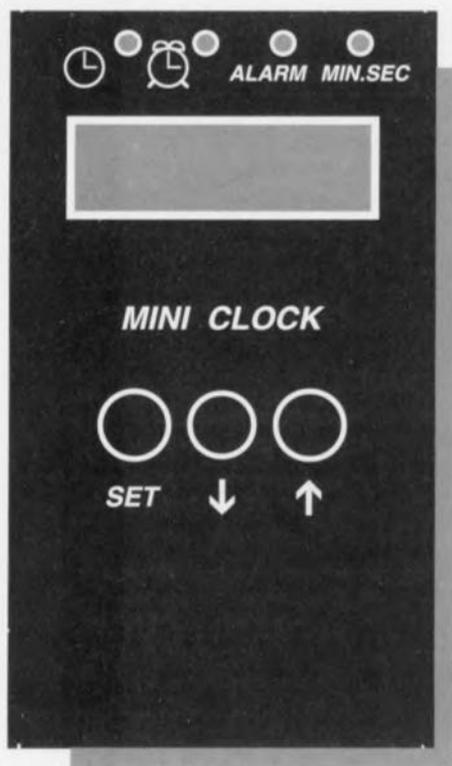
Mode d'emploi

- en mode d'horloge avec fonction d'alarme

La pendulette fonctionnera comme une horloge dès lors qu'on la dote du contrôleur ESS 7114. Dans ce mode la touche **SET** permet de choisir entre une définition de l'heure d'alarme et une mise à l'heure de l'horloge. On aura, en fonction de ce choix, illumination de la LED D1 (mise à l'heure) ou de la LED D2 (définition de l'heure d'alarme). Avec les touches **↑** et **↓** on peut définir l'heure requise. Si les LED D1 et D2 sont éteintes, les touches **↑** et **↓** servent à choisir le mode d'affichage :

- [heures : minutes], ou
- [minutes : secondes].

Dans les 2 cas vous avez le choix d'activer ou de bloquer la fonction d'alarme.



930055 - F

Figure 5. Exemple de dessin de face avant pour la pendulette multifonction.

Le mode d'affichage – avec ou sans validation de la fonction d'alarme – reste actif jusqu'à ce que l'on définisse une autre option d'affichage. L'horloge miniature ne reprend pas automatiquement un réglage par défaut.

En cas de validation de l'option de l'alarme – et à condition d'avoir court-circuité les points A avec un cavalier ou à l'aide d'un interrupteur – le résonateur produit son signal sonore dès que l'heure présente est identique à l'heure d'alarme définie.

Simultanément, le transistor T5 se voit appliquer une tension à sa base (ce qui se traduit par l'excitation d'un éventuel relais connecté à cet endroit). Une action sur la touche S1 ou S2 coupe l'alarme.

• en mode de minuterie de chambre noire

Si vous utilisez pour la pendulette un ST62T15 programmé en version ESS 7124, elle fonctionne comme minuterie de chambre noire ou comme temporisateur pour longues durées et vous permet de signaler, par un signal unique ou répétitif, l'écoulement d'un intervalle prédéfini. En mode de minuterie de chambre noire la LED D4 (MIN.SEC) ne fonctionne pas. On aura uniquement affichage des minutes et des secondes. L'espace ainsi libérée dans la ROM interne est utilisée pour l'option d'alarme répétitive.

La durée maximale entre 2 signaux d'alarme courts est de 99 minutes et 59 secondes (99:59). La touche ↓ sert ici à activer la fonction de minuterie de chambre noire.

Cette touche fait également office de mise en, voire hors-fonction, du résonateur. La touche SET sert à définir la durée de l'intervalle de temporisation et une action sur la touche se traduit par la remise à zéro du compteur.

Après l'écoulement de la durée prédéfinie on aura, et cela en fonction des réglages effectués, une signalisation unique ou répétitive (pouvant, par exemple, servir d'indication des intervalles auxquels il faudra retourner le réservoir lors du développement d'un film).

Lors de la première période de temporisation (donc immédiatement après une remise à zéro) le transistor T5 reçoit une tension sur sa base et le relais est donc activé. Cette option permet de commander un appareil externe (un agrandisseur par exemple) à l'aide de la minuterie de chambre noire.

• en mode de minuteur de cuisine

Si vous envisagez de réaliser un minuteur de cuisine il faudra doter la pendulette du microcontrôleur programmé en version ESS 7134. Les touches ↑ et ↓ servent ici à définir la durée de décomptage. Si le compteur

arrive à zéro, le minuteur produit 3 signaux sonores brefs.

En mode de minuteur de cuisine, la pendulette ne fait appel qu'aux afficheurs LD2 et LD3 et n'indiquera que les minutes et/ou les dizaines de secondes qui restent à décompter.

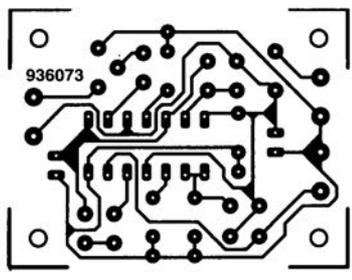
Avant de procéder, à l'aide des touches ↑ et ↓, à la définition de la durée de décomptage (ou de cuisson si l'on veut) il faudra d'abord choisir, à l'aide de la touche SET, entre une durée supérieure ou inférieure à 10 minutes. Lorsque l'on a opté pour une durée inférieure à 10 minutes, LD2 affiche le nombre de minutes et LD3 les dizaines de secondes qui restent à décompter. L'affichage de la valeur 8,3 signifie donc qu'il reste 8 mn et 30 s à décompter.

Dans le cas d'une durée de cuisson supérieure à 10 mn on aura affichage du nombre de minutes à décompter. Le point décimal entre les afficheurs clignote à une fréquence de 1 Hz.

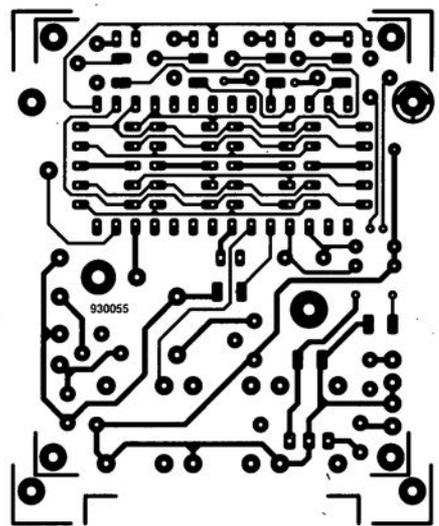
À la fin de cet article nous tenons à mentionner, une nouvelle fois, qu'il existe, *pour chacune des 3 versions* de la pendulette multifonction, *un microcontrôleur à programmation distincte*.

La capacité de la mémoire interne du ST62T15 ne permet pas d'intégrer les 3 applications décrites plus haut dans un seul microcontrôleur. ◀

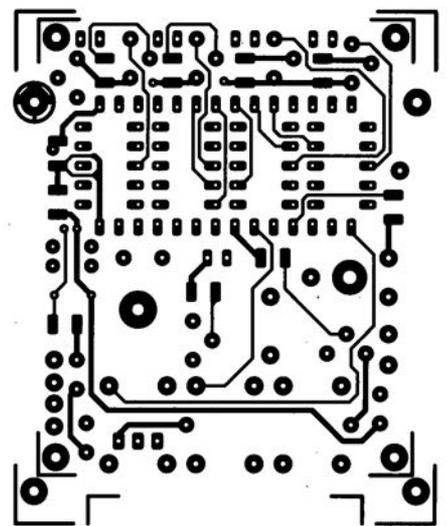
CIRCUITS IMPRIMÉS EN LIBRE SERVICE



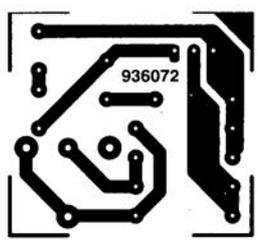
stella ↑



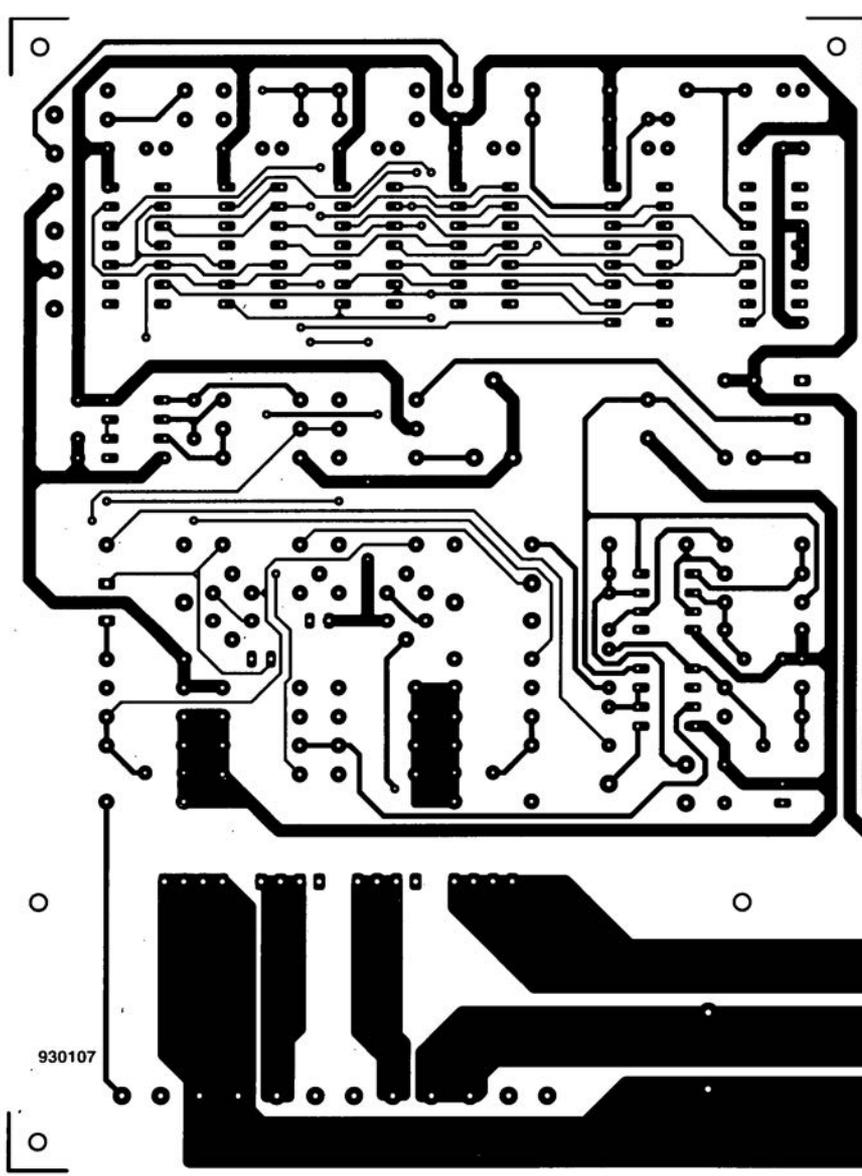
pendulette multifonction (côté pistes) ↑



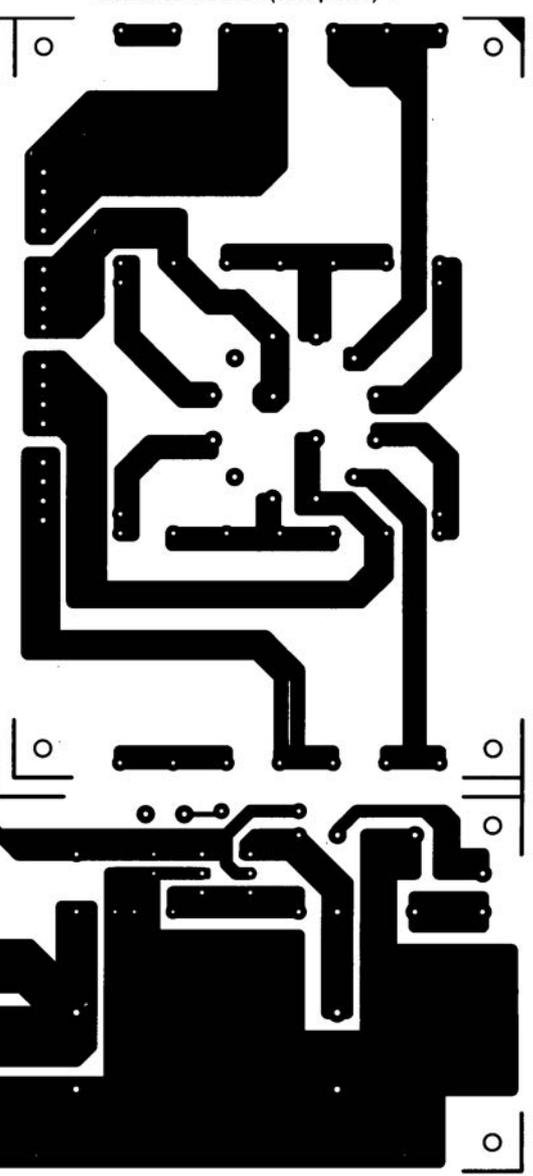
pendulette multifonction (côté composants) ↑

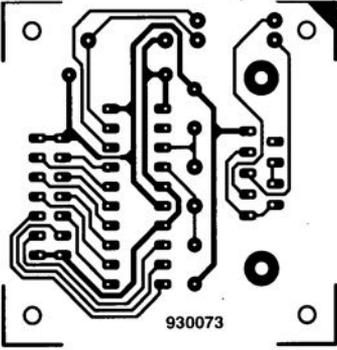


flash-esclave ↑



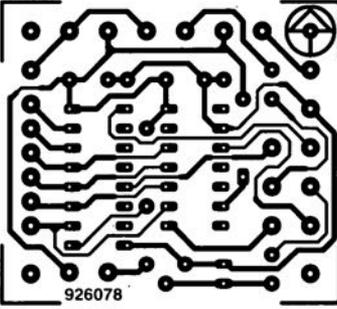
testeur de MOSFET (côté pistes) ↓





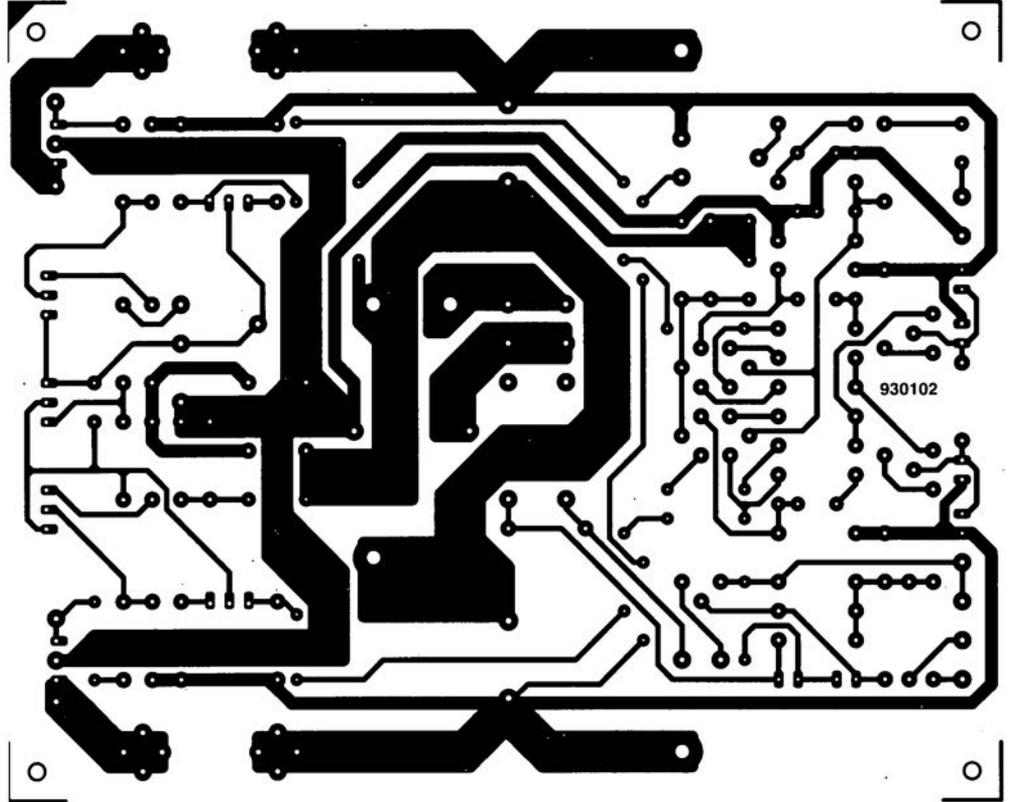
930073

interface à µC ↑



926078

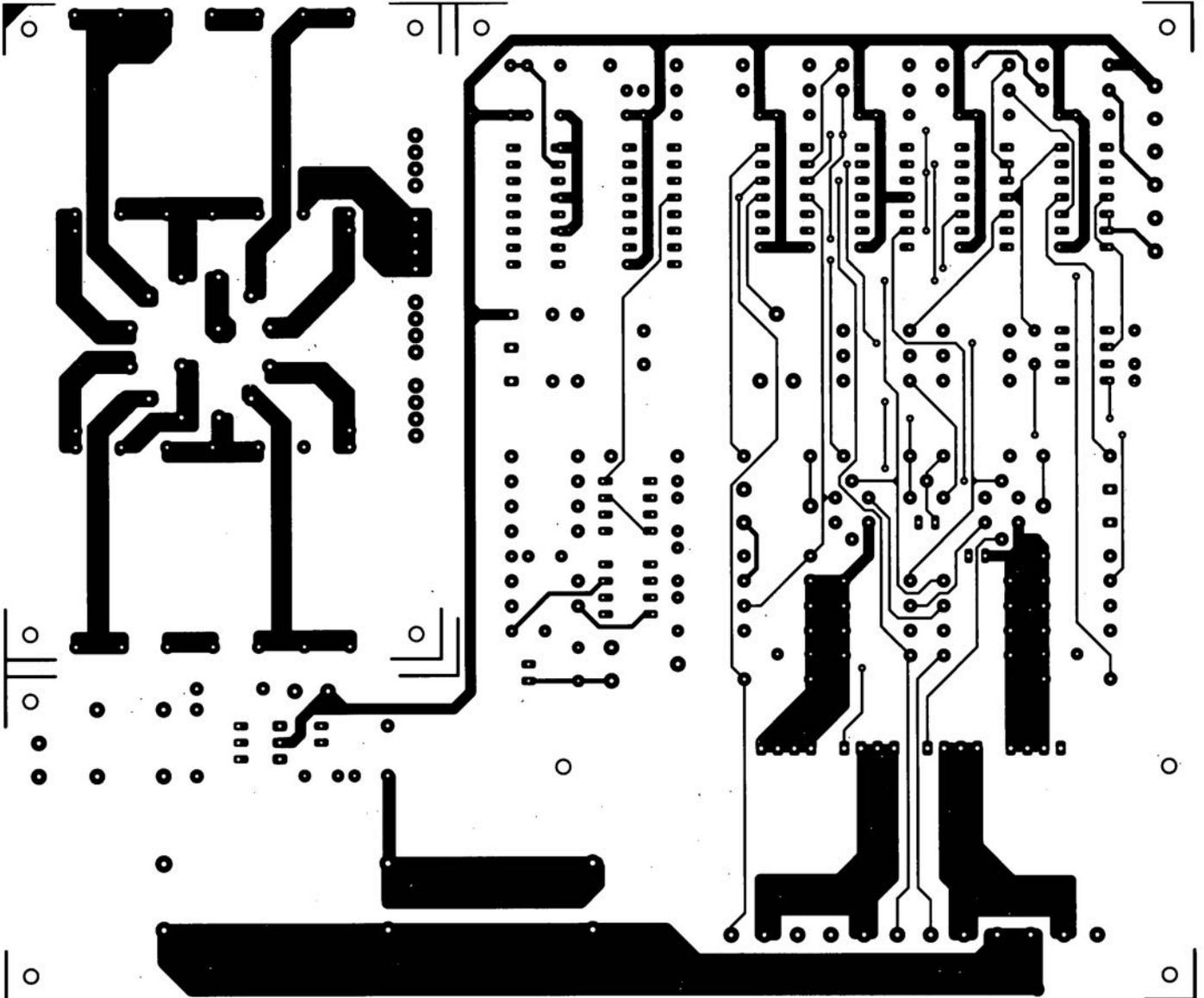
polisson ↑



930102

HEXFET60 ↑

testeur de MOSFET (côté composants) ↓

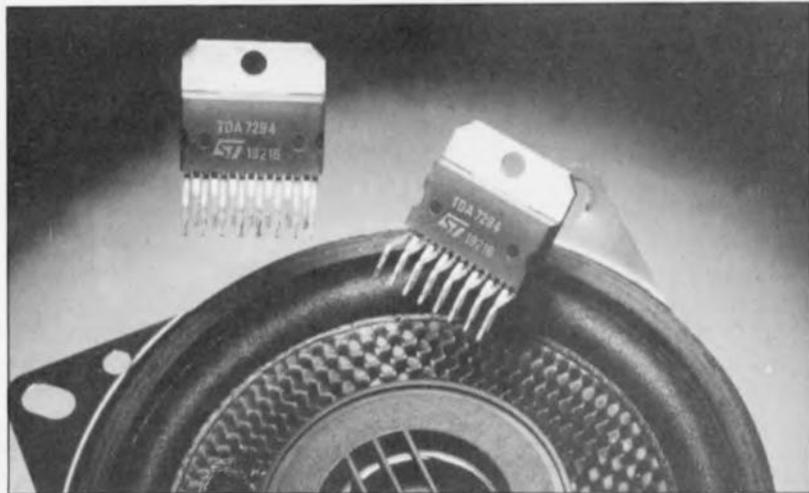


TDA7294

Amplificateur audio de 180 W

SGS-THOMSON Microelectronics vient de présenter un amplificateur de puissance où pour la première fois il est fait appel à la technologie BCD-Smartpower basée sur des composants CMOS et DMOS. Le TDA7294, puisque c'est de lui qu'il s'agit, est un amplificateur de puissance de classe AB travaillant à une tension symétrique de ± 40 V. La puissance sinu continue atteint 50 W (à un facteur de distorsion inférieur à 0,1% sur l'ensemble de la bande passante de 20 Hz à 20 kHz). Dans le cas d'une charge de 4 Ω on dispose d'une puissance musique de 180 W avec une distorsion inférieure à 10%. Des taux de distorsion typiques impressionnants de 0,005% à 5 W et 1 kHz font que l'utilisation de ce produit est envisageable pour des applications à prétention Hi-Fi. La valeur typique de la réjection de la tension d'alimentation est de 60 dB.

C'est à l'étage de puissance DMOS que l'on doit la puissance de sortie étonnamment importante; cet étage se caractérise par un rendement élevé se traduisant par une dissipation relativement faible.



Pour la première fois c'est la capacité de l'environnement (boîtier + radiateur) à dissiper la chaleur produite qui détermine la puissance que peut fournir le circuit et non pas l'inverse. La technologie DMOS présente d'autres avantages à savoir l'absence d'effondrement secondaire et la faible puissance d'attaque de la grille. La puce intègre entre autres un dispositif de silencieux et une fonction de mise en sommeil (stand by). Après mise sous tension du circuit on a mise en fonction, pendant une durée donnée, du circuit de silencieux de manière à évi-

ter la production de bruits par les différents étages de l'amplificateur à la mise sous tension.

En mode d'attente, le circuit intégré ne consomme pas plus de 1 m. Il va sans dire que ce composant comporte un dispositif de protection contre les courts-circuits et contre les surchauffes intempêtes. Le TDA7294 est fourni, comme l'illustre la photographie, en boîtier Multiwatt à 15 broches, la résistance thermique entre la zone de déplétion et le boîtier est inférieure à 1,5°C/W.