

MESURER=SAVOIR

Matériel

22 

Logiciel

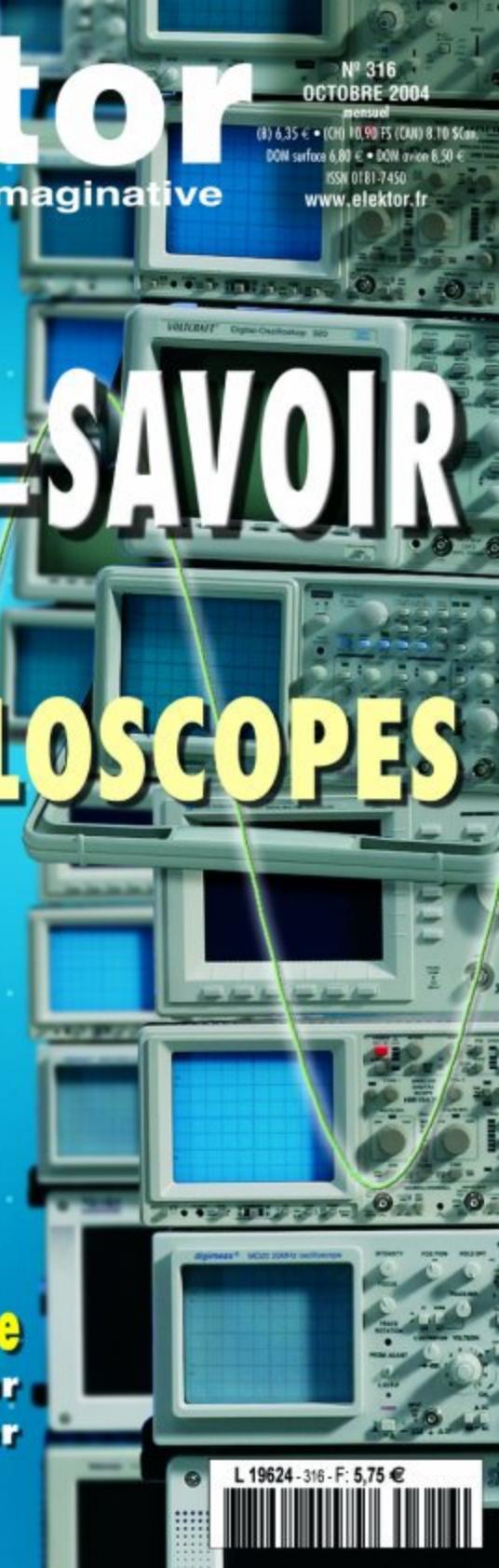
-LabView,
cher mais complet

-Profilab,
simple et bon marché

Sonde HF active
Réalisez-la pour
bien moins cher



Taille réelle



RS-232 Je suis en train de procéder à des expériences sur le port série de mon PC. J'ai construit le « testeur de port COM » d'avril 2003 et téléchargé le fichier .dll correspondant. Je viens de constater que la .dll ne possède pas de fonction pour envoyer le bit de début (*startbit*). Y-a-t'il une raison spéciale à cette absence ? Que dois-je faire si j'utilise un protocole requérant l'envoi d'un bit de début ?

Michael

Il y a en effet une raison à l'absence sur le programme d'un bouton de génération de bit de début : toute transmission RS-232 débute en effet par un bit de début ! Le matériel utilise ce bit pour synchroniser le récepteur sur l'émetteur. Le bit de début existe toujours et il est impossible de le « désactiver ». Il n'est partant pas nécessaire de disposer de bouton de « startbit » !

Montages à tubes

Bonjour, je viens de recevoir mon Elektor de novembre, on parle de plus en plus de montages à tubes, de surcroit utilisant des tensions d'anode faibles. Quand j'ai commencé mes premiers montages, on ne parlait pas encore de transistors et c'étaient des amplis à lampes. Il me reste donc une brouette de lampes pour faire des essais. Or vers la même époque, quand on voulait regonfler un tube écran de TV N+B usé, on rajoutait parfois un transfo pour pousser le filament à 8 – 9 V. (Actuellement, on jette). Or augmenter la tension filament peut être très intéressant avec des tensions d'anode faibles. J'ai fait des essais avec une EL84, passer à 9 V filament permet de multiplier

Tension filament [V]	Intensité filament [A]	Puissance filament [W]	Intensité A+G2 [mA]		
			@ 12 V	@ 24 V	@ 40 V
6	0,69	4,14	1,35	4,62	10,5
6,3	0,71	4,47	1,57	4,99	11
7	0,76	5,32	2,15	5,93	12,3
8	0,82	6,56	2,96	7,16	13,9
9	0,88	7,92	3,79	8,21	15,3
10	0,93	9,30	4,53	9,31	16,6
11	0,99	10,89	5,31	10,31	17,9
12	1,03	12,36	6,05	11,47	19,3

le courant d'anode par 2,4 à 12 V, par 1,6 à 24 V et par 1,4 à 40 V, et cela sans risque pour la lampe à condition de ne pas exagérer. Pour claquer le filament d'une EF80, tension nominale 6,3 V, j'ai dû monter à 35 V. A 9 V, il y a de la marge ! Ci-joint relevé de mesures sur une EL84.

Bernard Schaffner

Nous vous remercions de cette contribution constructive. Nous avons été étonnés par l'écho qu'ont rencontré les articles parlant des tubes. Une direction à (pour) suivre ?

Hello, Hallo, Bonjour,

Je suis heureux de vous informer que j'ai porté mon MacOS driver pour les interfaces USB publiées dans Elektor pour Mac_OS_X. J'espère que vous pourrez relayer cette information vers vos lecteurs.

Le pilote et une application à titre d'exemple peuvent être trouvés sur mon site Internet : <http://plak.net/cylab>

Nous sommes heureux de signaler cette naissance qui permettra aux (heureux) possesseurs d'un Apple de travailler avec nos interfaces USB, à savoir l'interface USB

décrise dans le numéro 267, septembre 2000 et UART pour USB décrit dans le numéro 283, janvier 2002 ainsi que pour les produits ModuBus.

Nous l'avons vérifié, le pilote est disponible

Si vous voulez en savoir plus sur CyLab, un petit tour à l'adresse suivante s'impose : <http://plak.net/cylab> Sous la rubrique CyLab driver for Mac OS 9 and Max OS X.

La liste du matériel compatible à l'adresse : <http://plak.net/cylab/index.html>

RealBasic (il ne s'agit pas d'un Basic mais d'un logiciel tournant sur Apple <http://www.realbasic.com>)

La rédaction est heureuse de se faire l'écho de ce faire-part de naissance.

Runtime error 200

Bonjour,
Concerne le numéro 305 de Novembre à la page 23, dans l'encadré

DEVERMINAGE

En parlant du Turbo Pascal vous dites que l'unité CRT provoque sous Windows une erreur système. Ce qui me semble faux car l'erreur de

l'unité CRT, qui est
**“Runtime error 200 at
xxxx:xxxx”**,

se produit sous DOS ou Windows sur les machines qui ont des processeurs de plus 200 MHz. Notez qu'il existe un patch qui corrige Turbo Pascal directement plus besoin de modifier l'application créée ; il existe en outre aussi un patch pour les programmes compilés si on n'a pas les sources.

Voici un site qui propose tous les patch :

<http://pascal.developpez.com>

Cordialement

François BASSO

Merci de ces informations.

Point de rencontre

Bonjour,
J'ai juste une information pour vous, et vos lecteurs, concernant un jeune site Internet où les étudiants peuvent déposer leur projet professionnel, et où les entreprises peuvent les rencontrer. C'est en quelques sortes un nouveau lieu de rencontre étudiants / entreprises. Ce n'est pas une révolution, mais c'est pratique... Disponible à l'adresse <http://www.montage.com>

Merci de m'avoir lu et bonne journée.

Jakerik

Nous espérons que ce site fleurisse et soit une porte ouverte sur le monde industriel.

Programme Galva

Bonjour,
Abonné à Elektor, à titre professionnel, depuis « la nuit des temps », il me semble intéressant de vous signaler l'existence d'un pro-

gramme susceptible d'intéresser un grand nombre de vos lecteurs.

Il s'agit du programme Galva que j'ai développé (à titre privé) au départ pour permettre la réalisation d'échelles spéciales pour galvanomètres, et qui permet aujourd'hui également la réalisation de faces avant etc. Pour vous permettre de vous faire rapidement une idée des possibilités de ce programme, je vous joins quelques fichiers .pdf. Ce programme est un interpréteur de commandes graphiques. Il peut être téléchargé sur <http://radioamateur.org/download/> "télécharger" puis "Electronique". Il s'agit d'un logiciel à licence "carte postale", c'est-à-dire que, pour un usage non commercial, il suffit, mais il faut, m'envoyer une carte postale pour pouvoir utiliser librement le logiciel.

Le programme est entièrement bilingue (français-anglais) et est susceptible de s'étendre à d'autres langues si je trouve des volontaires pour effectuer les traductions. Encore un point, le fichier GalvHF.pdf correspond au plan des bandes radioamateurs HF réalisé (j'espère sans erreur) avec le programme Galva. Sa publication est également susceptible d'intéresser des lecteurs d'Elektor (il va sans doute être publié dans la revue Megahertz). Il va sans dire que je serais intéressé de connaître votre réaction et de savoir si vous envisagez éventuellement de parler de mon programme dans Elektor.

Meilleures salutations,
Jean-Paul Gendner (F5BU)

Voilà, vous savez du même coup si nous envisageons de parler de votre programme dans Elektor. Il faut dire que nous avons été

impressionnés par la qualité des fichiers .pdf que vous nous avez envoyés. Nous ne voyons pas d'inconvénient à ce qu'il en soit parlé dans Megahertz...8-))

Chargeur NiMH pour 6 éléments

Bonsoir,

Ce mail n'a pas pour objet une question technique mais simplement vous signaler une erreur dans le n° 7-8 2004, chapitre 71 concernant le chargeur pour 6 éléments NiMh.

La formule de calcul de R1 est mauvaise.

Vous avez écrit $R1 = 0,25 \times I$ charge alors que la bonne formule est :

R1 = 0,25 / I_{charge}
HUBSCHER Claude

Dont acte. Le paragraphe complet dit des bêtises...

Reprendrons à la fin de la première colonne :

R1 = 250 mV/I_{charge}

Pour atteindre un courant de charge de 1 A, R1 doit donc avoir une valeur de 0,25 / 1 = 0,25 Ω. La puissance dissipée par R1 est égale à U x I = 0,25 x 1 = 250 mW.

Nos excuses les plus plates pour un tel amoncellement d'erreurs.

Carte Web-Micro-server

Bonjour Mr Walraven

(NdR : notre ingénieur en chef), Je voulais attirer votre attention sur le fait que Texas Instruments utilise la carte E-Web d'Elektor dans une note d'application (SBA114). Je pense que l'on peut fort bien informer les lecteurs d'Elektor de cela de manière à montrer qu'il ne s'agit pas là d'un « jouet », mais d'une réalisati-

tion très sérieuse...

Lien :

<http://focus.ti.com/docs/analogue/catalog/resource/applicationabstract.jhtml?familyId=630&abstractName=sbaa114>

Salutations amicales

Jürgen Wickenhäuser

(NdR : l'auteur du projet en question)

Voilà qui est fait.

sont données à 1 MΩ. Le circuit fonctionne tout aussi bien avec ces résistances de 10 kΩ que de 1 MΩ. Si la commande doit se faire à haute impédance (assez rare) la valeur de 1 MΩ convient en principe mieux, sinon (cas normal) 10 kΩ est plus conseillée vu que dans ces conditions, si les entrées se trouvent en l'air (ouvertes), le circuit sera moins sensible aux parasites. Mais comme, normalement, les entrées ne se trouvent pas en l'air...

MISES AU POINT

Émetteur de mesure HF, Elektor octobre 2003, page 52 et suivantes (020299-1)

Il existe une mise à jour du programme du contrôleur (020299-41) de cette réalisation. Il vous faut cette réactualisation si, avec la version du programme dont vous disposez, vous rencontrez le problème suivant : l'appareil se plante, mode FM enclenché, lors d'une commutation entre « dBm » et « V ». Nous proposons une mise à jour gratuite par remplacement du microcontrôleur d'origine doté de son étiquette d'identification originale. Envoyez votre contrôleur, en indiquant bien l'adresse de retour à :

Mr J. Visser,
SEGMENT BV/ELEKTOR
chez W.W.S. International,
4, Rue Caroline,
75017 Paris

Les premiers pas, Elektor avril 2004, page 18 et suivantes (030203-1)

Sur le schéma, les résistances R17 et R18 ont une valeur de 10 kΩ, alors que dans la liste des composants, elles

Règles du jeu

- Publication de la correspondance de lecteurs à la discrémination du Rédacteur en chef
 - Les points de vue et opinions exprimées par les correspondants ne sont pas nécessairement ceux du Rédacteur en chef ou de l'Éditeur.
 - La correspondance pourra, le cas échéant, être traduite ou éditée en longueur, clarté et style.
- En cas de réponse à COURRIER, veuillez S.V.P. indiquer le numéro concerné.
- Veuillez S.V.P. adresser votre correspondance : redaction@elektor.fr ou
- Rédacteur en chef Elektor
Chez W.W.S.
4, Rue Caroline
75017 Paris - France

gramme susceptible d'intéresser un grand nombre de vos lecteurs.

Il s'agit du programme Galva que j'ai développé (à titre privé) au départ pour permettre la réalisation d'échelles spéciales pour galvanomètres, et qui permet aujourd'hui également la réalisation de faces avant etc. Pour vous permettre de vous faire rapidement une idée des possibilités de ce programme, je vous joins quelques fichiers .pdf. Ce programme est un interpréteur de commandes graphiques. Il peut être téléchargé sur <http://radioamateur.org/download/> "télécharger" puis "Electronique". Il s'agit d'un logiciel à licence "carte postale", c'est-à-dire que, pour un usage non commercial, il suffit, mais il faut, m'envoyer une carte postale pour pouvoir utiliser librement le logiciel.

Le programme est entièrement bilingue (français-anglais) et est susceptible de s'étendre à d'autres langues si je trouve des volontaires pour effectuer les traductions. Encore un point, le fichier GalvHF.pdf correspond au plan des bandes radioamateurs HF réalisé (j'espère sans erreur) avec le programme Galva. Sa publication est également susceptible d'intéresser des lecteurs d'Elektor (il va sans doute être publié dans la revue Megahertz). Il va sans dire que je serais intéressé de connaître votre réaction et de savoir si vous envisagez éventuellement de parler de mon programme dans Elektor.

Meilleures salutations,
Jean-Paul Gendner (F5BU)

Voilà, vous savez du même coup si nous envisageons de parler de votre programme dans Elektor. Il faut dire que nous avons été

impressionnés par la qualité des fichiers .pdf que vous nous avez envoyés. Nous ne voyons pas d'inconvénient à ce qu'il en soit parlé dans Megahertz...8-))

Chargeur NiMH pour 6 éléments

Bonsoir,

Ce mail n'a pas pour objet une question technique mais simplement vous signaler une erreur dans le n° 7-8 2004, chapitre 71 concernant le chargeur pour 6 éléments NiMh.

La formule de calcul de R1 est mauvaise.

Vous avez écrit $R1 = 0,25 \times I$ charge alors que la bonne formule est :

R1 = 0,25 / I_{charge}
HUBSCHER Claude

Dont acte. Le paragraphe complet dit des bêtises...

Reprendons à la fin de la première colonne :

R1 = 250 mV/I_{charge}

Pour atteindre un courant de charge de 1 A, R1 doit donc avoir une valeur de 0,25 / 1 = 0,25 Ω. La puissance dissipée par R1 est égale à U x I = 0,25 x 1 = 250 mW.

Nos excuses les plus plates pour un tel amoncellement d'erreurs.

Carte Web-Micro-server

Bonjour Mr Walraven

(NdR : notre ingénieur en chef), Je voulais attirer votre attention sur le fait que Texas Instruments utilise la carte E-Web d'Elektor dans une note d'application (SBA114). Je pense que l'on peut fort bien informer les lecteurs d'Elektor de cela de manière à montrer qu'il ne s'agit pas là d'un « jouet », mais d'une réalisati-

tion très sérieuse...

Lien :

<http://focus.ti.com/docs/analogue/catalog/resource/applicationabstract.jhtml?familyId=630&abstractName=sbaa114>

Salutations amicales

Jürgen Wickenhäuser

(NdR : l'auteur du projet en question)

Voilà qui est fait.

sont données à 1 MΩ. Le circuit fonctionne tout aussi bien avec ces résistances de 10 kΩ que de 1 MΩ. Si la commande doit se faire à haute impédance (assez rare) la valeur de 1 MΩ convient en principe mieux, sinon (cas normal) 10 kΩ est plus conseillée vu que dans ces conditions, si les entrées se trouvent en l'air (ouvertes), le circuit sera moins sensible aux parasites. Mais comme, normalement, les entrées ne se trouvent pas en l'air...

MISES AU POINT

Émetteur de mesure HF, Elektor octobre 2003, page 52 et suivantes (020299-1)

Il existe une mise à jour du programme du contrôleur (020299-41) de cette réalisation. Il vous faut cette réactualisation si, avec la version du programme dont vous disposez, vous rencontrez le problème suivant : l'appareil se plante, mode FM enclenché, lors d'une commutation entre « dBm » et « V ». Nous proposons une mise à jour gratuite par remplacement du microcontrôleur d'origine doté de son étiquette d'identification originale. Envoyez votre contrôleur, en indiquant bien l'adresse de retour à :

Mr J. Visser,
SEGMENT BV/ELEKTOR
chez W.W.S. International,
4, Rue Caroline,
75017 Paris

Les premiers pas, Elektor avril 2004, page 18 et suivantes (030203-1)

Sur le schéma, les résistances R17 et R18 ont une valeur de 10 kΩ, alors que dans la liste des composants, elles

Règles du jeu

- Publication de la correspondance de lecteurs à la discrémination du Rédacteur en chef
 - Les points de vue et opinions exprimées par les correspondants ne sont pas nécessairement ceux du Rédacteur en chef ou de l'Éditeur.
 - La correspondance pourra, le cas échéant, être traduite ou éditée en longueur, clarté et style.
- En cas de réponse à COURRIER, veuillez S.V.P. indiquer le numéro concerné.
- Veuillez S.V.P. adresser votre correspondance : redaction@elektor.fr ou
- Rédacteur en chef Elektor
Chez W.W.S.
4, Rue Caroline
75017 Paris - France

MESURER =

22 oscillos à la peine

Impossible à un électronicien de s'en passer : l'oscilloscope est son meilleur atout. Vous ne possédez pas encore d'oscilloscope ou envisagez d'en acheter un nouveau. Nous vous présentons un panorama qui vous permettra de choisir l'appareil qu'il vous faut !

Ingénieurs de test:
Arjan Floris
Marcel Koenders
Henny Kuipers
Geert-Jan Laanstra
Stefan Lenk
Harald Profijt

Texte et
suivi du projet:
David Daamen



SAVOIR

DE 159 € À 30 000 €

Il semblerait, à première vue, que le nombre d'oscilloscopes actuellement disponibles soit trop élevé pour permettre d'en faire un panorama. Même faire un choix conséquent paraît impossible. Cependant, il apparaît que chez la plupart des fabricants, l'assortiment se résume à quelques modèles de base fournissables avec des spécifications différentes.

Si nous admettons que les modèles d'une telle série sont très semblables quant à la structure et aux fonctionnalités de base, l'ensemble devient plus clair.

Selection

C'est partant l'approche que nous avons choisie lors de la sélection des oscilloscopes. Nous avons demandé aux fabricants et distributeurs proposant activement ce type d'appareils de nous fournir des exemplaires de démonstration représentatifs pour une série ou marque donnée. Pour des raisons de place, nous ne pouvons pas passer en revue toutes les séries de toutes les marques.

Nous n'en restons pas moins convaincus que la présente sélection donne une bonne impression de ce que l'on trouve sur le marché des oscilloscopes et des performances générales des différentes marques.

En route pour le test

Permettez-nous, avant de vous proposer les appareils, quelques remarques d'ordre général.

La société Chauvin-Arnoux, fabricant de la marque Metrix, invitée à participer à ce test, a décliné l'offre. La raison : de nouveaux modèles ne tarderont pas à être présentés, de sorte qu'ils ne veulent pas mettre des appareils « périmés » à notre disposition.

Il se peut que vous notiez l'absence d'autres marques (célèbres) dans notre sélection. Philips par exemple, mais cette société a cessé de produire des oscilloscopes. Hewlett-Packard non plus n'est pas présent. La division « tests et mesures » de cette société s'appelle de nos jours Agilent. Ces derniers font partie de notre sélection tout comme les grands du segment numérique que dont LeCroy et Tektronix.

Nous n'avons pas trouvé, pour les marques telles que Iwatsu, Prott Kenwood, de distributeur prêt à nous fournir un appareil. Nous voulions également nous intéresser au Voltcraft 320 (GW Instek GDS830). Lors de la mise sous tension de cet appareil, l'écran est resté totalement noir. Nous l'avons partant éliminé de notre test.

Nous avons en outre découvert quelques aspects intéressants. Il apparaît ainsi que certaines marques sont des modèles de provenance extrême-orientale « relabellés ». Ceci n'a rien de choquant en soi; vous n'êtes pas sans savoir que Conrad par exemple, vend nombre d'appareils sous leur propre marque, Voltcraft. Ceci est également le cas de Peakttech et de Dynatek. Mais il y a un aspect qui mérite d'être relevé. Nous avons ainsi rencontré un appareil, le EZ Digital OS-5030 proposé par 3 marques différentes, et ce à des prix différents eux aussi. En fonction de l'étiquette de marque qui y est collée, il vous coûtera entre 329 et 579 €. La différence peut ainsi atteindre 250 € ! Un homme averti en vaut deux !

À noter en outre que nombre d'oscilloscope Goodwill Instek sont disponibles sous d'autres marques, Voltcraft par exemple. Les pages ci-après vous donnent la liste des participants sélectionnés.

Lexique succinct

Bande passante	La plage de fréquence dans laquelle l'amplitude du signal diminue de 3 dB au plus.
Zin	Impédance d'entrée, combinaison d'une composante résistive et d'une composante capacitive.
Plage en Y	La plage battue par l'échelle verticale. Donne l'amplitude d'un signal externe.
Plage en X	La plage battue par l'échelle horizontale. Repère de temps. Est, normalement, pilotée par la base de temps.
Mode XY	Tant l'échelle verticale que l'échelle horizontale sont commandées par un signal d'origine externe.
Modulation Z	Variation de l'intensité lumineuse par le biais d'un signal externe.
Temps de montée	Le temps minimum pour faire passer le faisceau d'électrons de 10% de l'écran à 90% de celui-ci.
Déclenchement	Le signal indiquant que l'on peut débuter la visualisation sur l'écran.
auto	Le déclenchement est réinitialisé pour un déclenchement ultérieur.
normal	Idem qu'auto, à ceci près qu'en l'absence de déclenchement, le faisceau d'électrons est absent lui aussi.
single	Le déclenchement n'est pas réinitialisé. Dans le cas d'un oscilloscope à mémoire, la forme d'onde obtenue lors du déclenchement reste visualisée à l'écran.
edge	On a déclenchement sur les flancs du signal à mesurer.
pattern	Le déclenchement se fait sur un modèle se trouvant dans le signal à mesurer.
pulse width	Le déclenchement se fait sur une largeur d'impulsion déterminée présentée par le signal à mesurer.
TV	Le déclenchement se fait sur un signal vidéo.
Plage de retard (delay range)	La plage dans laquelle il est possible de retarder l'écriture sur l'écran (post-trigger).
Taux d'échantillonnage	Si l'on dispose d'une ligne de retard, il est également possible de travailler à des intervalles négatifs. Il devient possible ainsi de reproduire une partie de la forme d'onde située en amont du déclenchement (pre-trigger). La fréquence à laquelle se fait la prise des échantillons du signal (fréquence d'échantillonnage).



Voltcraft 610-3

Marque	Voltcraft/Goodwill Instek
Modèle	610-3/GOS310
Écran et type	CRT, analogique
Canaux	1
Bandé passante	10 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	1 MΩ, 30 pF (±5%)
Plage en Y	5 mV à 5 V/div (≤5%)
Modes	XY via entrée additionnelle
Entrée max.	400 V
Temps de montée.	Inconnu
Plage en X	0,1 µs à 1 s/div (≤5%)
Déclenchements	auto, norm, TV
Entrées de déclenchement	interne, power, externe
Divers	—
Dimensions	135 x 200 x 300 mm (l x H x L)
Poids	±3 kg
Y compris	manuel, sonde avec pinces crocodile, câble secteur
Prix	159 € (chez Conrad)



Digimess MO10

Marque	Grundig Digimess
Modèle	HUC70-01 MO10
Écran et type	CRT, analogique
Canaux	1 (second canal uniquement à l'intention du mode xy)
Bandé passante	10 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	±1 MΩ, 30 pF
Plage en Y	5 mV à 5 V/div (3%)
Modes	XY via entrée distincte
Entrée max.	400 V
Entrée max.	≤35 ns
Plage en X	0,1 µs à 0,1 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, TV
Entrées de déclenchement	alt, line, ext
Divers	—
Dimensions	220 x 90 x 270 mm (l x H x L)
Poids	±3 kg
Y compris	manuel, câble secteur, sonde de mesure
Prix	191,35 € (chez Farnell, hors-TVA)



Digimess MO20

Marque	Goodwill Instek (également à acheter comme Isotech et Voltcraft)
Modèle	GOS620
Écran et type	CRT, analogique
Canaux	2
Bandé passante	20 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	±1 MΩ, 25 pF
Plage en Y	5 mV à 5 V/div (3%)
Modes	ch1, ch2, add, alt, chop, invert ch2, xy
Entrée max.	400 V
Temps de montée	≤17,5 ns
Plage en X	0,2 µs à 0,5 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, TV, auto PP
Entrées de déclenchement	int, ch1, ch2, alt, line, ext
Divers	modulation Z
Dimensions	320 x 130 x 418 mm (l x H x L)
Poids	±6,5 kg
Y compris	manuel, câble secteur, 2 sondes de mesure
Prix	480,79 € (chez Farnell, hors-TVA)
(dans la même série : MO40, MO60 tous deux 40 MHz)	
Marque	Goodwill Instek (également à acheter comme Isotech et Voltcraft)
Modèle	GOS620
Écran et type	CRT, analogique
Canaux	2
Bandé passante	20 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	±1 MΩ, 25 pF
Plage en Y	5 mV à 5 V/div (3%)
Modes	ch1, ch2, add, chop, invert ch2, xy
Entrée max.	300 V
Temps de montée	17,5 ns
Plage en X	0,2 µs à 0,5 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, TV-h, TV-v
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, alt, line, ext
Divers	modulation Z, sortie ch1
Dimensions	310 x 150 x 455 mm (l x H x L)
Poids	±8 kg
Y compris	manuel, câble secteur, 2 sondes de mesures
Prix	355 € (chez Havé-Digitap)
(dans la même série : divers instruments 20, 30 et 50 MHz)	



B+K Precision 2120B

Marque	B+K Precision
Modèle	2120B
Écran et type	CRT, analogique
Canaux	2
Bandé passante	30 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	$1 M\Omega (\pm 2\%)$, $22 \pm 10 pF$
Plage en Y	5 mV à 20 V/div (3%)
Modes	ch1, ch2, add, alt, chop, invert ch2, xy
Entrée max.	400 V
Temps de montée	12 ns
Plage en X	0,1 μ s à 2 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, fix, single, TV-h, TV-v, hold off variable
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, alt, line, ext
Dimensions	370 x 180 x 440 mm (l x H x L)
Poids	7,8 kg
Y compris	manuel, câble secteur, fusible de réserve, 2 sondes de mesure diverses sondes, sacoche
Options	
Prix	466,65 € (chez Printtec)

(dans la même série : divers instruments 30, 60 et 100 MHz, avec, entre autres, fréquencemètre et testeur de composants intégrés)



Hameg HM303-6

Marque	Hameg
Modèle	HM303-6
Écran et type	CRT, analogique
Canaux	2
Bandé passante	35 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	$\pm 1 M\Omega$, $20 pF$
Plage en Y	5 mV à 20 V/div (3%)
Modes	ch1, ch2, add, chop, invert ch2, xy
Entrée max.	400 V
Temps de montée	< 10 ns
Plage en X	0,1 μ s à 0,2 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, TV
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, line, ext
Divers	testeur de composants
Dimensions	285 x 125 x 380 mm (l x H x L)
Poids	± 5,6 kg
Y compris	manuel, câble secteur, 2 sondes de mesure
Prix	659,26 € (chez DDS Electronics), 702,91 € (chez Conrad)

(Dans la même série également une variante 50 MHz)



EZ-digital OS-5030



Hameg HM1004-3

Marque	Hameg
Modèle	HM1004-3
Écran et type	CRT, analogique (piloté par microprocesseur)
Canaux	2
Bandé passante	100 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	$\pm 1 M\Omega$, $15 pF$
Plage en Y	1 mV à 2 mV (5%), 5 mV à 20 V/div (3%)
Modes	ch1, ch2, add, chop, invert ch2, xy
Entrée max.	400 V
Temps de montée	< 3,5 ns
Plage en X	50 ns à 0,5 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, TV
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, line, ext
Divers	seconde base de temps, testeur de composants, mémoire de paramètres, mesures au curseur, autoset, interface RS-232
Dimensions	285 x 125 x 380 mm (l x H x L)
Poids	± 5,9 kg
Y compris	manuel, câble secteur, 2 sondes de mesures, software PC
Prix	1 463,70 € (chez DDS Electronics), 1 497,02 € (chez Conrad)

(dans la même série : divers instruments 20, 40, 60 et 100 MHz. Également numérique jusqu'à 250 MHz/200 Méch/s)



Leader LS8105A

Marque	Leader
Modèle	LS8105A
Écran et type	CRT, analogique
Canaux	3
Bandé passante	ch1, ch2 : 20 MHz @ 1 mV/div, 100 MHz (@ > 1 mV/div; ch3 : 100 MHz (-3 dB, DC) 1 MΩ (±1%), 20 pF
Z_{in}	1 mV à 2 mV/div (5%), 5 mV à 5 V/div (2%)
Entrée max.	400 V (ch3 50 V)
Temps de montée	3,5 ns (5 mV à 5 V/div), 17,5 ns (1 mV à 2 mV/div)
Plage en X	50 ns à 0,5 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, fix, single, TV-h, TV-v, hold off variable
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, ch3, alt, line, ext
Divers	modulation Z
Dimensions	300 x 150 x 400 mm (l x H x L)
Poids	8,8 kg
Y compris	manuel, câble secteur, fusible de réserve, 2 sondes de mesures
Options	adaptateur rackmount, pochette pour sondes, couvercle frontal, diverses sondes
Prix	1 665 € (chez elQuip) (dans la même série : instruments 20 et 50 MHz et 100 MHz avec curseurs)



GW Instek GOS6103

Marque	Goodwill Instek (également disponible en tant que Isotech et Voltcraft)
Modèle	GOS6103
Écran et type	CRT, analogique (piloté par microprocesseur)
Canaux	2
Bandé passante	100 MHz, 20 MHz @ 2 mV/div (-3 dB, DC)
Z_{in}	1 MΩ (±2%), ±25 pF
Plage en Y	2 mV à 5 V/div (≤3%)
Entrée max.	400 V
Temps de montée	3,5 ns (17,5 ns @ 2 mV/div)
Plage en X	50 ns à 0,5 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, TV, hold off (1 μs à 5 s)
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, line, ext
Divers	modulation Z, sortie de déclenchement, auto-range (time/div), fréquence, période, largeur d'impulsion, rapport cyclique
Mesures curseur	310 x 150 x 455 mm (l x H x L)
Dimensions	±9 kg
Poids	manuel, câble secteur, 2 sondes de mesures
Y compris	1 240 € (chez Havé-Digitap)
Prix	(dans la même série également divers instruments 50 MHz et 200 MHz)



Voltcraft 650AD

Marque	Hameg
Modèle	1507-3
Écran et type	CRT, analogique + numérique
Canaux	2
Bandé passante	150 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	±1 MΩ, 15 pF
Plage en Y	1 mV à 2 mV/div (5%), 5 mV à 20 V/div (±3%)
Entrée max.	400 V
Temps de montée	<2,3 ns
Plage en X	analogique : 50 ns à 0,5 s/div (3%), numérique : 0,1 μs à 100 s/div (3%)
Déclenchements	auto, normal, single, TV, time delay/event delay, edge, pulse width
Plage de retards	±70 ns
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, line, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 200 Méch/s (real-time)
Mémoire	2 Koctets (par canal)
Acquisition	sample, peak detect (>5 ns), average, envelope, persistence
Mesures curseur	ΔV, Δt, 1/Δt
Divers	auto-set, waveform-save/recall, mémoire pour paramètres, interface RS-232, modulation Z, sortie ch1
Dimensions	275 x 130 x 370 mm (l x H x L)
Poids	8,5 kg
Y compris	manuel, câble secteur
Prix	999 €, (chez Conrad)
(dans la même série : variante 200 MHz)	
Marque	Goodwill Instek (également disponible en tant que Isotech et Voltcraft)
Modèle	GOS6103
Écran et type	CRT, analogique (piloté par microprocesseur)
Canaux	2
Bandé passante	100 MHz, 20 MHz @ 2 mV/div (-3 dB, DC)
Z_{in}	1 MΩ (±2%), ±25 pF
Plage en Y	2 mV à 5 V/div (≤3%)
Entrée max.	400 V
Temps de montée	3,5 ns (17,5 ns @ 2 mV/div)
Plage en X	50 ns à 0,5 s/div (3%)
Déclenchements	auto, norm, TV, hold off (1 μs à 5 s)
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, line, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 200 Méch/s (real-time)
Mémoire	2 Koctets (par canal)
Acquisition	sample, peak detect (>5 ns), average, single, roll, envelope
Mesures curseur	ΔV, Δt, 1/Δt
Divers	seconde base de temps, auto-set, testeur de composants, interface RS-232
Dimensions	285 x 125 x 380 mm (l x H x L)
Poids	±6,5 kg
Y compris	manuel, logiciel, 2 sondes de mesures
Options	interface multi-functions, interface opto
Prix	2 049 €, (chez Conrad), 2 097,97 € (chez DDS Electronics)
(dans la même série : variante 200 MHz)	



Wittig 22-300

Marque	Wittig Technologies
Modèle	22-300 (Bench Scope)
Écran et type	LCD (monochrome, 320 x 240 pixels), numérique
Canaux	2
Bande passante	20 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	1 MΩ, 20 pF
Plage en Y	1 mV à 4 V/div (±2%)
Entrée max.	40 V
Temps de montée	±3,5 ns
Plage en X	200 ns à 200 ms/div (±0,5%)
Déclenchements	auto, int, line, TV
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 100 Méch/s (real-time)
Mémoire	16 Koctets (par canal)
Divers	seconde base de temps
Dimensions	300 x 138 x 70 mm (l x H x L)
Poids	±1,35 kg
Y compris	manuel, câble secteur, sonde, logiciel PC (via RS-232 ou USB. Y compris, e. a., FFT)
Options	-
Prix	699 €, (chez Conrad)
(dans la même série : version 4 canaux)	



Voltcraft 6150C

Marque	Voltcraft/Goodwill Instek
Modèle	6150C/GDS820C
Écran et type	LCD (couleur, 320 x 240), numérique
Canaux	2
Bande passante	150 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	1 MΩ (±2%), ±22 pF
Plage en Y	2 mV à 5 V/div (±3%)
Entrée max.	300 V
Temps de montée	±7 ns (5 mV à 20 V/div)
Plage en X	1 ns à 10 s/div (±0,01%)
Déclenchements	auto, normal, single, TV, time delay/event delay, edge, pulse width
Plage de retards	100 ns à 1,3 ms/2 à 65 000 événements
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, line, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 100 Méch/s (real-time)
Mémoire	125 Koctets (par canal)
Acquisition	sample, peak detect (>10 ns), average
Mesures curseur	ΔV, Δt, 1/Δt, diverses mesures auto V et t
Divers	autoset, save/recall, waveform trace save/recall, RS232, probe-calibration
Dimensions	254 x 142 x 310 mm (l x H x L)
Poids	4,1 kg
Y compris	manuel, câble secteur, 2 sondes de mesures
Prix	1 299 €, (chez Conrad)
(dans la même série de GW-Insteck : divers instruments 100 et 200 MHz, également avec écran couleur)	



LDS Sigma 60-4

Marque	LDS Test and Measurement
Modèle	Sigma 60-4
Écran et type	LCD (écran tactile couleur, 800 x 600), numérique
Canaux	4
Bande passante	200 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	±1 MΩ, 9 pF
Plage en Y	2 mV à 5 V/div (±1% ±2 LSB)
Entrée max.	400 V
Temps de montée	Inconnu
Plage en X	50 ns à 100 s/div (±25 ppm)
Déclenchements	auto, pre- et post trigger, edge, pulse width et diverses possibilités de déclenchement avancées
Plage de retards	399 s
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, ch3, ch4, ext
Taux d'échantillonnage	8/10 bits @ 200 Méch/s (real-time)
Mémoire	200 Koctets (par canal, cascade pour moins de canaux)
Acquisition	+, -, *, ÷, invert filter, FFT, averaging
Mesures curseur	2 curseurs verticaux, 2 curseurs horizont.
Divers	VGA, RS-232, Centronics, Ethernet, USB, PS2, carte/son, enregistrement disque dur
Dimensions	378 x 254 x 302 mm (l x H x L)
Poids	±8,2 kg
Y compris	manuel, câble secteur
Options	enh. analysis, synchroscope, direct to disk
Prix	7 316 € (chez Abtronix)
(dans la même série également des 5 MHz/10 Méch/s et 25 MHz/100 Méch/s)	

Tektronix TDS2024

Marque	Tektronix
Modèle	TDS2024
Écran et type	LCD (couleur, 320 x 240), numérique
Canaux	4
Bande passante	200 MHz (-3 dB, DC)
Z_{in}	1 MΩ (±2%), 20 ±3 pF
Plage en Y	2 mV à 5 mV/div (±4%), 10 mV à 5 V/div (±3%)
Entrée max.	450 V (<100 ms), 300 V _{rms}
Temps de montée	<2,1 ns
Plage en X	2,5 ns à 10 s/div (±0,001%)
Déclenchements	auto, edge, video, pulse width (glitch), hold off (500 ns à 10 s)
Plage de retards	-4 div x s/div à 20 ms
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, ch3, ch4, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 2 Géch/s (real-time)
Mémoire	2 500 échantillons par canal
Acquisition	normal, average, peak detect (>12 ns)
Mesures curseur	ΔV, Δt, 1/Δt, diverses mesures auto V et t
Divers	set-up and waveform save/recall
Dimensions	323,8 x 151,4 x 124,5 mm (l x H x L)
Poids	3,6 kg
Y compris	manuel, 2 sondes de mesures, câble secteur
Options	interface GPIB et RS-232, kit rackmount, manuel du programmeur et de service, différentes sacoches de transport
Prix	2 930 €, (TDS2022 : 2 canaux, 2 510 €, (chez CN Rood, hors-TVA)
(dans la même série : diverses variantes 60, 100 et 200 MHz)	



Yokogawa DL1740EL

Marque et modèle	Yokogawa DL1740EL
Écran et type	LCD (couleur), numérique
Canaux	4
Bandé passante	500 MHz @ 10 mV à 10 V/div, 400 MHz @ 2 mV à 5 mV/div (@50 Ω, -3 dB, DC), 400 MHz @ 10 mV à 10 V/div, 300 MHz @ 2 mV à 5 mV/div (@1 MΩ, -3 dB, DC)
Z_{in}	1 MΩ (±1%) / 50Ω (±1%)
Plage en Y	2 mV à 10 V/div (±1,5% • 8 div)
Modes	ch1, ch2, ch3, ch4, delayed, roll, xy (2 x)
Entrée max.	400 V @ 1 MΩ/10 V @ 50 Ω
Temps de montée	±700 ps (=0,35/bande passante)
Plage en X	1 ns à 50 s/div (±0,005%)
Déclenchements	auto, norm., single, event/time-delay, edge, pattern, pulse width, (HD) TV, I ² C, SPI
Plage de retards	0 à 4 s
Entrées de déclenchement	ch1 à ch4, line, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 1 Géch/s (real-time)
Mémoire	4 Mmots (par canal) 8 Mmots (interlacé)
Acquisition	norm., enveloppe, moy., +, -, *, op. binaires, inversion, différentiation, intégration, FFT analyse I ² C, CAN, SPI, USB, VGA, FFT 220 x 265,8 x 264,1 mm (l x H x L)
Divers	±5,4 kg
Dimensions	manuel, une sonde par canal
Poids	RS-232 et Ethernet, imprimante intégrée, sonde alimentation, diverse sondes
Y compris	±8 500 €, (chez Yokogawa Europe)
Options	(dans la même série instruments similaires avec moins de mémoire/autres options)
Prix	



Agilent 54642D

Marque et modèle	Agilent 54642D
Écran et type	CRT (monochrome), numérique
Bandé passante	500 MHz (-3 dB, DC)
Canaux	2
Z_{in}	1 MΩ (±1%) / 50Ω (±1%)
Plage en Y	2 mV à 5 V/div (±2% à pleine échelle)
Entrée max.	400 V @ 1 MΩ/5 V _{rms} @ 50 Ω
Temps de montée	±700 ps (=0,35/bande passante)
Plage en X	1 ns à 50 s/div (±0,005% valeur ±0,1% largeur d'écran ±20 ps)
Déclenchements	auto, normal, single, edge, pattern, pulse width, TV, duration, sequence, I ² C, SPI, CAN, LIN, USB
Plage de retards	60 ns à 10 s
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 1 Géch/s (real-time) (2 Géch real time interlacé)
Mémoire	4 Moctets par canal
Acquisition	normal, enveloppe, average, peak detect (1 ns), +, -, *, op. binaires, inv., diff., int., FFT
Divers	16 entrées numériques, set-up and waveform save/recall, RS-232, Centronics, sortie de déclenchement
Dimensions	322,6 x 172,7 x 317,5 mm (l x H x L)
Poids	6,82 kg
Y compris	manuel, sondes, logiciel + câble RS-232 blindage, kit rackmount, couvercle, imprimante, sacoche, interface GPIB
Options	9 332 €, (6 691 €, sans entrées numériques, chez Agilent, prix hors-TVA)
Prix	(dans la même série : divers instruments 60, 100 et 350 MHz.)



LeCroy Wavesurfer 424

Marque et modèle	LeCroy Wavesurfer 424
Écran et type	LCD (couleur, 800 x 600), numérique
Bandé passante	200 MHz (-3 dB, DC)
Canaux	4
Z_{in}	1 MΩ/16 pF, 50 Ω (±1%)
Plage en Y	1 mV à 10 V/div (±1,5% valeur + 0,5% à pleine échelle)
Entrée max.	400 V @ 1 MΩ/5 V _{rms} @ 50 Ω
Temps de montée	1,75 ns
Plage en X	1 ns à 1 000 s/div
Déclenchements	auto, normal, single, stop, edge, glitch, pattern, pulse width, TV, line
Plage de retards	2 ns à 20 s
Entrées de déclenchement	ch1, ch2, ch3, ch4, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 1 Géch/s (real-time) (2 Géch real time interlacé)
Mémoire	250 Koctets par canal (canaux 3 et 4), 500 Koctets (canaux 1 et 2)
Acquisition	normal, enveloppe, average, +, -, *, /, inv., diff., int., FFT
Divers	set-up and waveform save/recall, sortie auxiliaire et DC, E-mail, Centronics, Ethernet, USB, VGA, RS-232
Dimensions	322,6 x 172,7 x 317,5 mm (l x H x L)
Poids	6,82 kg
Y compris	manuel, sonde de mesures, logiciel mémoire additionnelle, déclenchements avancés, extended math
Options	4 450 € (chez EMV Benelux, hors-TVA)
Prix	(dans la même série : divers instruments 200, 350 et 500 MHz)



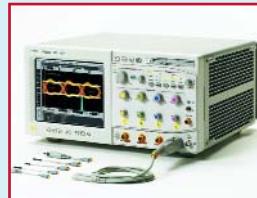
Tektronix TDS7154B

Marque et modèle	Tektronix TDS7154B
Écran et type	LCD (écr. tactile, 1024 x 768), num.
Bandé passante	1,5 GHz -3 dB, DC)
Canaux	4
Z_{in}	50 Ω (±2,5% @ 25 °C)
Plage en Y	2 mV à 1 V/div (±2,5 à 3%)
Entrée max.	1 V _{RMS} @ < 100 mV/div, 5 V _{RMS} @ ≥ 100 mV/div
Temps de montée	±200 ps
Plage en X	50 ps à 10 s/div
Déclenchements	auto, edge, glitch, divers déclenchements avancés, hold off
Plage de retards	5 ns à 250 s
Entrées de déclenchement	ch1 à ch4, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits, 1 ch @ 20 Géch/s, 2 ch @ 10 Géch/s, 3-4 ch @ 5 Géch/s (real-time)
Mémoire	4 Moctets @ 1 ch, 2 Moctets @ 2 ch, 1 Moctet @ 3-4 ch
Acquisition	normal, enveloppe, moyenne, peak detect (> 400 ps), math, analyse de spectre
Divers	set-up and waveform save/recall, Centronics, Ethernet, GPIB, USB, 2 x VGA, RS-232
Dimensions	455 x 287 x 435 mm (l x H x L)
Poids	17,7 kg
Y compris	entre autres, manuel, logiciel, modules d'entrée SMA et BNC, 2 sondes
Options	entre autres, mémoire, sondes, fonct. de déclenchement suppl., logiciels
Prix	26 150 € (chez CN Rood hors-TVA)
	(dans la même série : divers instruments 500 MHz, 1, 2, 5, 4 et 7 GHz)



LeCroy WavePro 7200

Marque et modèle	LeCroy WavePro 7100
Écran et type	LCD (écr. tactile, 800 x 600), num.
Bande passante	1GHz (-3 dB, DC)
Canaux	4
Z_{in}	1 MΩ/1 pF, 50 Ω ($\pm 1\%$)
Plage en Y	2 mV à 1 V/div ($\pm 1\%$ typique)
Entrée max.	100 V @ 1 MΩ/5 V _{rms} @ 50 Ω
Temps de montée	± 225 ps
Plage en X	20 ps à 10 s/div
Déclenchements	edge, slope, line, glitch, pattern, width, state, logic, hold-off (20 s)
Plage de retards	échelle de temps horizontale à 10 000 divisions
Entrées de déclenchement	ch1 à ch4, line, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits 1-2 ch @ 20 Géch/s, 3-4 ch @ 10 Géch/s (real-time)
@ 10 Géch/s (real-time par canal) (max. 20 Géch/s real time interlacé)	(max. 20 Géch/s real time interlacé)
Mémoire	1 Mpts @ 3-4 ch, 2 Mpts @ 1-2 ch
Acquisition	normal, enveloppe, floor, moyenne
Divers	auto set-up, entrée et sortie auxiliaire, lecteur disquette, Centronics, Ethernet, USB, VGA, RS-232
Dimensions	397 x 264 x 491 mm (l x H x L)
Poids	18 kg
Y compris	manuel, couvercle, câble secteur
Options	entre autres, mémoire additionnelle, sondes, déclenchements avancés, extended math, matériel de fixation, GPIB
Prix	22 950 € (chez EMV Benelux, hors-TVA) (dans la même série également des modèles 2 et 3 GHz)



Agilent 54853A

Marque et modèle	Agilent 54843A Infinium
Écran et type	LCD (couleur, 640 x 480), num.
Bande passante	2,5 GHz (-3 dB, DC)
Canaux	4
Z_{in}	50 Ω ($\pm 1\%$)
Plage en Y	1 mV à 1 V/div ($\pm 2\%$ à pleine échelle)
Entrée max.	5 V _{rms} @ 50 Ω
Temps de montée	± 168 ps
Plage en X	10 ps à 20 s/div (précision de la base de temps : 1 ppm)
Déclenchements	auto, normal, single, edge, pattern, pulse width, TV, duration, sequence, I ² C, SPI, CAN, LIN, USB
Plage de retards	80 ns à 320 ms
Entrées de déclenchement	ch1 à ch4, line, ext
Taux d'échantillonnage	8 bits @ 20 Géch/s (real-time par canal)
Mémoire	262 Koctets par canal
Acquisition	normal, enveloppe, average, peak detect (1 ns), +, -, *, opérations binaires, inversion, différentiation, intégration, FFT
Divers	set-up and waveform save/recall, RS-232, Centronics, GPIB, sortie de déclenchement et de base de temps, VGA, VGA
Dimensions	437 x 216 x 440 mm (l x H x L)
Poids	13 kg
Y compris	manuel, câble secteur, logiciel
Options	entre autres, kit rackmount, différentes extensions logicielles
Prix	28 259 €, (chez Agilent, hors-TVA) (dans la même série également instruments de 2, 4 et 6 GHz)



GBDSO (Gameboy en oscilloscope)

Saviez-vous qu'Elektor propose aussi un oscilloscope à mémoire ? Dans les numéros d'octobre et de décembre 2000, nous avons publié un module d'extension pour le GBpocket ou le GBcolour qui, d'un coup d'un seul, transforme cette console en oscilloscope numérique. Ce fut (et reste) un grand succès sachant que cette carte est toujours disponible au prix de 139 E, y compris les articles y relatifs. Il n'est bien évidemment pas question de comparer le GBDOS avec les appareils de ce test, mais il n'en reste pas moins un gadget pouvant s'avérer très utile et pratique.

Ses caractéristiques en quelques mots :

- Affichage double trace
- Bande passante de 100 kHz
- Taux d'échantillonnage de 1 Méch/s max.
- Base de temps de 5 µs à 100 s/div
- Enregistreur XY
- Mode FFT temps réel avec échelle en dB
- Durée de rémanence ajustable en mode XY
- Liaison PC pour transfert d'image ou de données
- Durée de fonctionnement de 5 heures avec accus NiMH
- Fonctions de moyenne et d'auto-déclenchement
- Stockage d'une trace de référence

Au sujet de la sélection

Nous avons essayé de réaliser une sélection représentative de ce que l'on trouve actuellement sur le marché et partant basée sur des produits disponibles. Nous sommes conscients des limites de ce panorama, l'espace disponible ne nous permettant pas d'être exhaustifs. Nous vous proposons un tableau donnant un panorama des marques avec leur site Internet et les fabricants ou distributeurs correspondants. À noter que toutes les marques ne sont pas nécessairement disponibles en France. Vous retrouverez une liste des marques ayant participé à ce test à l'adresse www.elektor.fr dans la rubrique Téléchargements avec un panorama complet des modèles actuels (d'après le site Internet du fabricant).

Fabricant	Site Internet	Distributeur
Agilent Technologies	www.agilent.com	www.agilent.fr
B&K Precision	www.bkprecision.com	www.sefram.fr
Chauvin Arnoux (Metrix)	www.chauvin-arnoux.com	www.chauvin-arnoux.fr
EZ Digital (Goldstar, LG Precision)	www.ezdgt.com/eng	www.sjelectronics.co.uk* / www.conrad.fr*
Grundig-Digimess	www.digimess.co.uk	www.digimess.co.uk, / www.telonic.co.uk
GW Instek	www.goodwill.com.tw	www.sjelectronics.co.uk / www.conrad.fr*
Hameg	www.hameg.com	http://www.hameg.com/en/index.htm
Hitachi Denshi	www.hitachi.com	www.sjelectronics.co.uk
Iwatsu Test Instruments	www.iti.iwatsu.co.jp/e/	
Kenwood (Tecstar)	www.tecstar.co.uk	http://www.elquip.nl/index_e.htm
Leader Instruments	www.leaderusa.com	www.gould-nicolet.fr
LDS Nicolet	www.lds-group.com	www.lecroy.fr
LeCroy	www.lecroy.com	www.telonic.co.uk
PeakTech	www.peaktech.de	
Protek (Hung Chang)	www.protektest.com	
Tektronix	www.tektronix.com	www.tektronix.fr
Voltcraft	www.conrad.nl	www.conrad.fr
Wittig Technologies	www.wittigtechnologies.com	www.yokogawa.fr
Yokogawa	www.yokogawa.com/tm/	

*certains modèles sous d'autres noms de marque

Méthode de test

Dans le présent panorama comparatif, il est évident que le centre de gravité du test ne peut pas se situer, en raison de la sélection-même, au niveau des spécifications « standard ». Nous n'avons pas vérifié de sensibilité ou de bande passante. Encore que... certains des appareils aient excité notre curiosité, mais nous y reviendrons... Procéder à une comparaison des spécifications n'a pas, dans le cadre d'un test tel que celui-ci, beaucoup d'intérêt. Les fabricants opérant dans ce segment y regardent en effet par trois fois avant d'écrire quelque chose sur la boîte qui puisse être sujet à contestation !

Comment avons-nous procédé ? Nous avons appliqué à chacun des oscilloscopes un signal vidéo PAL (fourni par notre « générateur de mire ATV » décrit dans le numéro de septembre 2003). Il s'agit d'un signal relativement complexe ce qui nous a forcés à nous intéresser de plus près à l'appareil concerné avant de voir apparaître l'image attendue à l'écran. Ceci nous a également permis de nous faire une bonne idée sur la qualité et l'aisance de mise en œuvre de l'appareil en question. Nous allons juger la qualité de l'image, le confort d'utilisation, les performances du déclenchement (*trigger*) et l'impression générale de fiabilité.

Le bas de l'échelle

Commençons au bas de notre sélection, une paire d'oscilloscopes 10 MHz mono-canal (**Voltcraft 610-3** et **Digimess MO10**). Soyons honnêtes en signalant que nous avions quelques préjugés. Nous pensions que les performances n'auraient rien d'impressionnant. En fait, il s'est avéré vrai que ceci n'était vrai qu'à moitié.

S'il est vrai que les écrans sont effectivement trop petits pour permettre des mesures sérieuses, ces appareils accepteraient le signal vidéo sans « cligner des yeux ». Ils

sont bons pour avoir rapidement une idée d'un signal, mais les choses s'arrêtent là. Le prix est en fait parfaitement au niveau des performances.

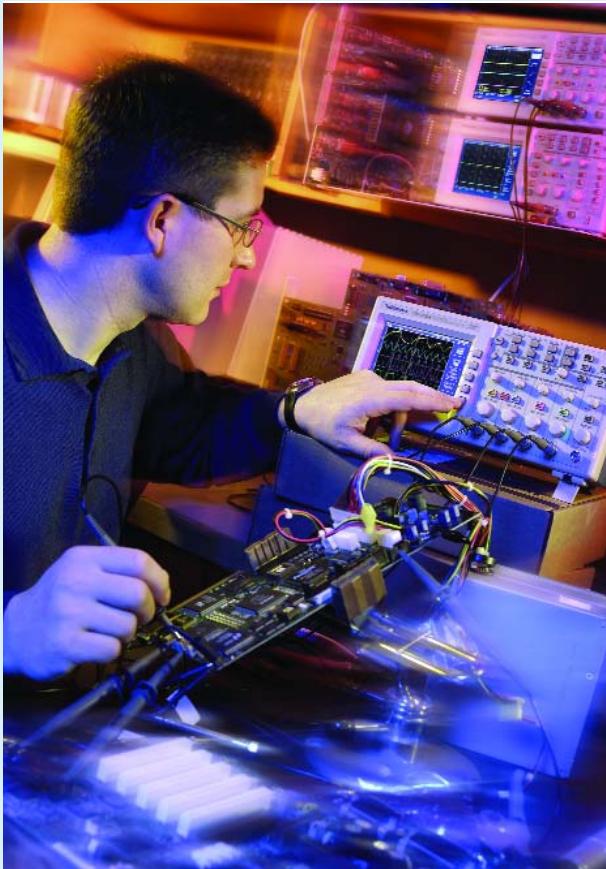
Bi-canaux « no-nonsense »

Nous avons ensuite passé en revue 5 oscilloscopes 20 et 30 MHz. Le **GW Instek GOS620** est très bien conçu et d'utilisation étonnamment confortable. L'image du signal de test est extrêmement stable et nette mais le tube est sensiblement moins lumineux que celui du **Digimess MO20** par exemple. Ce dernier possède en outre une temporisation ajustable du déclenchement, fonctionnalité baptisée « *hold-off* ». Elle peut être pratique pour la reproduction de signaux complexes car elle permet de sauter un instant où devrait, normalement, se faire le déclenchement. Un bel accessoire pour un oscilloscope de cette catégorie de prix. Il nous faut cependant signaler que cet appareil semble moins bien fini que son concurrent direct et que la reproduction du signal de test est quelque peu moins tranquille que sur des oscilloscopes similaires.

Il fait bon de travailler avec le **Hameg 303-6**, bien qu'il soit gênant de voir varier (sensiblement) la netteté lors d'un changement de l'intensité. La plupart des autres appareils souffrent beaucoup moins de ce problème. L'appareil est en outre très bien fini donnant l'impression de ne jamais pouvoir tomber en panne. Lui aussi possède une fonction « *hold-off* ».

Si le **EZ Digital OS-5030** ne la possède pas, il n'en est pas moins un excellent appareil. Il est confortable d'utilisation et la reproduction du signal est claire et propre. Comme nous le disions, cet oscilloscope est également disponible sous des marques et types spécifiques à Conrad, Dynatek et Peaktech.

Il nous reste à parler du **B+K precision 2120B**. D'aspect très robuste, cet oscilloscope peut se targuer, en principe, d'une bonne reproduction. Cependant, l'exemplaire



que nous avons analysé comportait un signal parasite se promenant sur l'image. Nous n'avons malheureusement pas pu en découvrir la raison, mais supposons qu'il s'agit d'un problème spécifique à ce seul appareil. Pour le reste, cet appareil est du niveau de ses concurrents.

Quelques MHz de plus

Nous en arrivons maintenant à 3 oscilloscopes analogiques présentant une bande passante de 100 MHz. Comme on peut s'y attendre, ces 3 appareils sont sensiblement meilleurs que leurs concurrents « meilleur marché ». Ceci prouve, si besoin en était, qu'il est trop facile de comparer simplement les spécifications. Ajoutons que nous sommes persuadés qu'il est fort probable que les variantes 100 MHz (et plus) des marques du paragraphe précédent présentent des performances sensiblement meilleures.

De par la bande passante plus importante, la reproduction du signal de test est de meilleure qualité. Non seulement l'image est plus nette mais il est aussi plus aisément de voir des variations rapides, de plus la vitesse d'affichage de ces instruments est sensiblement plus importante. La fréquence de rafraîchissement de l'image est plus élevée de sorte qu'elle est plus tranquille.

Les **Hameg 1004-3** et **GW Instek 6103** sont pilotés par microprocesseur. Ceci a l'avantage de permettre de mettre en mémoire certains des paramètres. Ceci peut faire gagner du temps lorsqu'il faut, régulièrement, mesurer plusieurs signaux de même type. Mais ceci présente également des inconvénients. Il faut en effet commencer par identifier avec précision le paramétrage de l'appareil; de plus, l'affichage à l'écran des différentes valeurs choisies a une influence sur la forme d'onde visualisée. Sur le 6103 il arrive que cela soit gênant dans certains cas.

Le Hameg et GW Instek offrent en outre la possibilité de procéder à des mesures à l'aide des curseurs sur la forme

d'onde affichée. Il s'agit là d'une fonction qui nous paraît indispensable une fois que l'on s'en est servi. Si votre budget le permet, nous recommandons cette fonction.

Le **Leader LS8105A** ne possède pas cette fonctionnalité de curseur, mais il existe un modèle 100 MHz de cette marque dotée de curseurs. À signaler en outre, au sujet du LS8105A : mise en œuvre très confortable, construction solide, excellente qualité d'image. Le manuel fourni n'a rien d'exceptionnel, mais il s'agit là de la seule critique.

Numérique ou analogique ?

Le **Voltcraft 650AD** et le **Hameg 1507-3** sont des instruments « combinés ». Il s'agit en fait d'oscilloscopes « ordinaires » 50 et 100 MHz respectivement, dotés d'une fonctionnalité additionnelle d'oscilloscope mémoire numérique. Ceci élimine immédiatement l'un des inconvénients majeurs des oscilloscopes numériques. Un oscilloscope purement numérique n'est pas en mesure de reproduire une vraie forme d'onde. Il s'agit toujours d'un signal échantillonné reconstitué. Il peut arriver ainsi que le signal visualisé n'ait plus grand chose à faire avec le signal mesuré. Sur les oscilloscopes combinés on peut toujours vérifier que le résultat numérique est bien ce qu'il doit être !

Il nous faut cependant signaler que la fonctionnalité numérique des modèles de ce test connaît ses limites. Ils possèdent différentes fonctions de curseur pour procéder aux mesures et se laissent piloter depuis le PC, mais il s'avère que la fréquence d'échantillonnage (*sample rate*) est trop faible pour, par exemple, bien reproduire notre signal de test. Partant, la bande passante indiquée n'est utilisable, en pratique, qu'en mode analogique. À cela s'ajoute que la contribution de bruit des convertisseurs A/N est, en règle générale, relativement importante. Ceci a pour effet, sur les oscilloscopes numériques, d'« épaisser » les lignes de sorte que les détails se perdent, littéralement, plus aisément dans le bruit. Il n'y a pas de différences ou de spécificités notables à signaler en ce qui concerne ces appareils combinés, les performances de la section analogique sont bonnes.

Oscilloscopes numériques à mémoire

Le **Wittig 22-300**, l'appareil le plus simple de cette catégorie « numérique à 100% » connaît d'autres limites que la bande passante et le taux d'échantillonnage. Sa mise en œuvre, les possibilités de mesure qu'il offre et l'écran ne sont pas ce qu'ils devraient être pour des applications sérieuses. Le revers de cette médaille est un prix abordable. Il n'est pas mauvais de se demander s'il ne vaut pas mieux, pour la même somme, acheter un bon oscilloscope analogique. Si vous ne pouvez pas vous passer de cette fonctionnalité de mémoire, il n'est pas mauvais de penser à payer un peu plus cher un appareil plus performant.

Même sentiment dans le cas du **Voltcraft 6150**, bien que cet appareil ait de meilleures caractéristiques. Il connaît différentes techniques de mesure dont une analyse de spectre (FFT, *Fast Fourier Transformation* = transformée rapide de Fourier) très accessibles par le biais d'un menu bien conçu. En dépit de tout ceci, nous n'avons pas été en mesure de bien visualiser le signal de test, mais comme nous le disions, il ne faut guère s'en étonner dans le cas d'un appareil possédant une fréquence d'échantillonnage aussi limitée.

L'appareil suivant, le **Sigma 60-4 de LDS**, mérite son propre paragraphe. Si le taux d'échantillonnage de 200 Méch/s de cet appareil n'a rien d'exceptionnel, il possède cependant d'autres caractéristiques utiles. Le Sigma



convient en effet particulièrement à la mesure de signaux à « long cours ». L'enregistrement sur disque dur, des possibilités de déclenchement sophistiquées, la fonction d'analyse et les possibilités de rapport en sont témoin. Il s'agit aussi du premier appareil de ce test à être conçu autour d'une plate-forme PC. Le système d'exploitation est tout « simplement » Windows de Microsoft, de sorte qu'il est facile de transférer des données fournies par le logiciel de mesure vers d'autres programmes (de votre main le cas échéant). Bien que le logiciel d'acquisition « tourne » sous Windows, la structure de menu est autre que ce à quoi on pouvait s'attendre. Un choix illogique à notre avis; il faut en effet un certain temps avant de bien pouvoir utiliser l'appareil. À cela s'ajoute que l'on ne dispose que d'un nombre limité de « vrais » boutons pour jouer sur les paramètres. En fonction du menu choisi par le biais de l'écran tactile (du clavier ou de la souris) ces boutons ont à chaque fois une fonction différente. Pas très pratique nous semble-t-il.

Le **Tektronix 2024** est le premier oscilloscope numérique de ce test doté d'une fréquence d'échantillonnage « à prendre au sérieux ». Pas moins de 2 Géch/s (gigaéchantillons/seconde). Il devient intéressant maintenant de penser « numérique ». Déclenchement, possibilités de mesure, rien à redire. Cet oscilloscope numérique se présente en outre sous un format très compact. Il ne faut pas oublier cependant que la résolution de l'écran de cet appareil ne peut pas se mesurer à celle d'un bon oscilloscope analogique !

Nous en arrivons au **Yokogawa DL1740EL**. Cet oscilloscope aussi est présenté dans un coffret intéressant doté d'un bel écran couleur. De plus, l'exemplaire que nous avons reçu était doté d'une imprimante thermique intégrée. Tout comme le 60-4 de Sigma, cet appareil repose sur une plate-forme PC et connaît son « propre » système d'exploitation. Bien que certains des boutons voient leur fonction changer de menu en menu, cet oscilloscope possède, contrairement au Sigma, des boutons fixes pour les paramétrage de base. Il est possible ainsi, en dépit de la palette importante de possibilités, de se faire rapidement au fonctionnement de l'appareil.

Cet oscilloscope se distingue en outre par les nombreuses possibilités de déclenchement. Il est possible ainsi, par exemple, de déclencher sur des modèles I²C, où l'on voit immédiatement les valeurs des bits. Le déclenchement sur notre signal de test n'a pas posé le moindre problème. Un appareil techniquement parfait. À noter que cette remarque vaut pour tous les appareils dont nous allons parler à partir de maintenant. La technique n'est plus

sujette à caution. Les différences importantes entre les appareils se situent au niveau du coffret, de l'utilisation, des possibilités offertes et de la qualité de reproduction. Ce dernier critère est, bien qu'il s'agisse d'un écran monochrome, étonnamment élevé sur l'**Agilent 54642D**

pour un oscilloscope numérique, bien que l'écran ne soit pas très grand. On aurait pu imaginer, à notre avis, un menu à l'écran plus compact, nous le trouvons en effet très présent. La version D de cet Agilent possède, contrairement à sa version A, outre 2 entrées analogiques, pas moins de 16 entrées numériques. Outre le déclenchement classique, cet oscilloscope peut aussi s'accommoder de signaux I²C, SPI, CAN, LIN et USB.

Pour clore cette catégorie, il nous reste le **LeCroy Wavesurfer 424**.

Cet appareil nous a enthousiasmés en dépit de ses particularités. La calibration automatique, par exemple, se trouve souvent « dans nos pieds ». À noter qu'une fois que l'instrument a trouvé sa température de croisière, la fréquence diminue.

Il est possible, de plus, pour les mesures ne requérant pas de précision, de désactiver cette fonction. À noter que nous avons rapidement identifié cette fonction sans même avoir besoin de consulter le manuel. Cela tient peut-être au fait que l'on a opté, sur cet appareil pour une commande de « type Windows ». De ce fait, la mise en œuvre du Wavesurfer est, dans son ensemble, relativement intuitive. L'affichage est excellent et bien dimensionné. Ceci facilite le travail avec des fonctions additionnelles telles qu'un « zoom » sur une partie du signal.

L'appareil n'avait pas le moindre problème avec notre signal de test, mais il apparut que lors d'expériences avec les fonctions mathématiques, le système perdait un peu de vitesse. Rien d'étonnant à cela si l'on pense à la quantité de données à traiter chaque seconde ! Finalement, tous les appareils sont confrontés à ce problème dans une certaine mesure. Nous vous conseillons, si vous envisagez l'achat d'un oscilloscope de cette classe de prix, de confronter un certain nombre d'appareils à vos propres paramètres de mesure.

Ce conseil vaut indubitablement dans le cas des 3 derniers instruments de ce test, l'**Agilent Infiniium 54843A**, le **LeCroy Wavepro 7100** et le **Tektronix TDS7154B**.

Bien qu'il existe encore des oscilloscopes plus chers, nous considérons que nous nous trouvons là en présence de la crème du marché normal. Nous leur avons partant consacré un peu plus d'attention qu'au reste de la sélection. Les résultats sont donnés dans l'encadré.

Plus de 35 gigaéchantillons/seconde

Les 3 « premiers » de notre test arrivent, ensemble, à un taux d'échantillonnage de 35 Géch/s. Le Infinium 54843A d'Agilent, le Wavepro 7100 de LeCroy et le TDS7154B de Tektronix sont 3 instruments haut de gamme utilisés dans des environnements de recherche et de développement d'Universités ou de l'Industrie « high-tech ». Le fait que les modèles d'Agilent et de Tektronix ne comportent, en standard, que des entrées $50\ \Omega$ permet d'en déduire qu'ils sont destinés à des mesures spécifiques sur des signaux à très grande bande passante. Il n'est partant pas possible, en principe, d'y connecter des sondes ordinaires. Il faudra, lors de l'achat, bien faire attention à ce point, de bonnes sondes pouvant coûter cher, jusqu'à 20% voire plus de votre budget. Nous n'avons pas, sur le reste des oscilloscopes, vérifié les spécifications, mais les « monstres sacrés » précédents ont quelque peu excité notre curiosité. Même avec la technologie moderne, il n'est pas évident d'obtenir des bandes passantes dans les gigahertz. Nos mesures ont permis de confirmer que ces 3 appareils respectent (très) largement leurs spécifications.



Agilent Infinium 54843A

C'est l'instrument au boîtier le plus compact de tous, à la disposition relativement évidente et la face avant bien pensée et clair. Dommage que l'écran soit trop petit pour l'ouverture de sorte que les bords métalliques sont visibles. Si cela n'a pas de conséquences sur les performances, nous le regrettons quand même sur un appareil de ce prix.

L'écran possède une résolution faible mais est le plus lumineux des trois. L'interface utilisateur qui présente, notons-le, beaucoup du « look » Windows, pourrait être mieux soignée. La vitesse de réaction est rapide et les paramètres les plus importants sont bien accessibles. Il n'en faut pas moins utiliser souvent la souris pour modifier les paramètres.

Les options de déclenchement ne sont pas nombreuses, mais devraient suffire pour la majorité des applications. À noter la présence de diverses fonctions de mesure automatique standard, telles que mesures et analyse d'amplitude, de durée, de fréquence et, entre autres, de gigue. On dispose, outre les fonctions mathématiques standard permettant d'effectuer des traitements de signaux, sur cet instrument, de différentes options d'analyse.

Les signaux sont visualisés dans 4 fenêtres (multi-grid), ou avec la fonction megazoom, sur 2 écrans maximum.

Tektronix TDS7154B

Le coffret du « Tek » est sensiblement plus grand, la face avant étant légèrement chargée. Les boutons ont l'air robuste, mais leur maniement est assez difficile. L'affichage est grand, mais la reproduction des formes d'onde n'est malheureusement pas adapté à la résolution élevée. Toutes les fonctions sont accessibles par l'écran tactile. Le temps de réaction est bon, mais il faut parfois s'escrimer pour adapter à son goût des paramétrages simples. À noter que la commande peut également se faire par le biais d'une souris et d'un clavier optionnel. Outre les connexions classiques, cet appareil possède une sortie de visualisation pour l'image de l'écran, en plus d'une sortie VGA. Les options de déclenchement sont relativement nombreuses, ce qui est également vrai des fonctions mathématiques standard. Outre les fonctions mathématiques standard il est possible d'introduire 4 fonctions sous forme de formules en vue du traitement de signaux, fonctions, mesures ou données dans la mémoire.

Les signaux sont visualisés sur une grille, les fonctions de zoom apparaissant sur une grille distincte plus grande.



LeCroy WavePro 7100

C'est l'instrument des 3 au boîtier le plus grand; cette face avant présente également un concept relativement chargé. Ceci permet cependant d'avoir de nombreuses fonctions à portée de main. Les boutons d'aspect simple sont agréables à utiliser. L'interface utilisateur est claire et très soignée. L'écran est grand et la reproduction bien adaptée à sa résolution. Toutes les fonctions sont facilement accessibles via l'écran tactile. En deux mots, utilisation confortable.

Une fois que l'on s'y est fait, on en est accroc. Commande possible également par souris et clavier optionnels. À l'image de son petit frère, le Wavesurfer, le temps de réaction de cet instrument est, certaines fois, un peu long, en raison de la calibration constante. On peut bien la désactiver, mais elle est active en standard. Un concept à l'opposé des autres appareils où la calibration automatique est normalement désactivée. Il semblerait que LeCroy tienne à ce que les résultats de mesure soient corrects !

Comme les 2 autres oscillos, cet appareil tourne sur une plate-forme PC avec Windows. Cela fonctionne bien, mais nous trouvons cette mémoire de travail de 256 Moctets sur ce LeCroy un peu juste.

Les canaux d'entrée sont prévus pour $50\ \Omega$ mais aussi pour $1\ M\Omega$. Ceci donne un peu plus de choix au niveau des possibilités de connexion. Les options de déclenchement sont très étouffées; à noter que l'on peut utiliser l'entrée aux comme un canal de déclenchement supplémentaire. Les possibilités de mesure automatiques sont elles aussi nombreuses, étant subdivisées en mesures d'amplitude, de durée, utilisateur (custom), disk, diagramme de l'œil (eye), gigue, puissance, impulsion, statistiques et divers. Les fonctions mathématiques offrent des possibilités de traitement sophistiquées au niveau des signaux, fonctions, mesure ou données dans la mémoire. Les signaux sont visualisés dans jusqu'à 8 fenêtres distinctes.

Conclusion

À l'évidence, les 3 instruments ont leurs points positifs et d'autres qui le sont moins. L'Agilent est très rapide quant à la bande passante par rapport au nombre de canaux et au taux d'échantillonnage, mais est dépassé par les 2 autres quant aux possibilités, confort d'utilisation et finition. Le Tektronix est de mise en œuvre rapide et possède de nombreuses possibilités. Seule la commande de l'écran tactile pourrait être améliorée, dommage que la résolution de l'écran ne soit pas optimale. Le LeCroy, pour finir, s'il est lent à l'occasion, est plus flexible dans ses possibilités et mieux fini que les 2 autres.

Nous tenons à souligner une nouvelle fois que ces 3 instruments sont plus des appareils d'analyse que des oscilloscopes. Ils sont conçus pour effectuer rapidement les mesures et calculs les plus complexes. L'un de nos ingénieurs de test possède un tel appareil dans son laboratoire et il lui arrive d'en découvrir, un an après l'achat, de nouvelles fonctions ! Dans cet article, la description des appareils est destinée à vous permettre d'en faire la connaissance. Nous vous recommandons de vous informer à fond auprès du fabricant ou de l'importateur si vous envisagez l'acquisition d'un tel appareil.



Conseil

Il faut commencer par définir la bande passante et le nombre de canaux que requièrent les mesures à effectuer. Aujourd'hui mais aussi à l'avenir ! Il n'est pas question en effet, ultérieurement, de modifier la bande passante et le nombre de canaux d'origine d'un oscilloscope. De plus, un oscilloscope ne sert pas à grand chose sans les bonnes sondes et adaptateurs en permettant l'interfaçage avec l'objet à mesurer. Il faudra leur réservier à temps une partie de votre budget.

Il est en outre important de tenir compte de la « durée de vie » des instruments ceci pour des raisons de disponibilité des pièces de rechange.

La réponse à la question analogique ou numérique dépend elle aussi de l'application finale. Les instruments numériques sont sujets au bruit ce qui peut se traduire par la perte de détails de la forme d'onde. Un bon appareil peut mettre à disposition des fonctions de mémoire et de déclenchement très sophistiquées, un oscilloscope analogique étant sensiblement plus limité à ce niveau. Si vous optez pour un oscillo à mémoire numérique, il ne faudra pas oublier, lors du choix de la fréquence d'échantillonnage nécessaire, que ces appareils peuvent souvent mesurer en 2 modes différents. Le mode en temps réel (*realtime*) est destiné aux mesures *single-shot* jusqu'au taux d'échantillonnage physique des convertisseurs A/N (CAN). Dans le mode à répétition il est possible d'échantillonner un signal périodique à un taux d'échantillonnage plus élevé que ce dont sont en fait capables les CAN.

Dans ce cas-là, on procède à des mesures en temps réel répétitives à un instant à chaque fois légèrement décalé par rapport au précédent. Comme il s'agit d'un signal répétitif, il est possible de combiner les résultats de mesure. On a ainsi l'impression que le signal a été échantillonné à une fréquence d'échantillonnage bien plus élevée.

Attention, ceci ne vaut que pour des signaux répétitifs ! Il arrive que certains fabricants affichent ce taux d'échantillonnage élevé, alors que le taux physique réel est sensiblement plus faible.

Il faut en outre tenir compte de la taille de la mémoire.

Plus celle-ci est importante, plus le taux d'échantillonnage peut être élevé pour une plage de base de temps plus grande. Il n'est pas toujours nécessaire d'avoir une taille de mémoire importante, dans certains cas cela peut même constituer un handicap vu que le traitement d'une quantité importante de données ralentit souvent le fonctionnement de l'oscilloscope.

Il faudra également, surtout dans le cas d'un oscilloscope numérique, faire attention aux possibilités de déclenchement, en particulier celles qui permettent de détecter des événements furtifs et exceptionnels (*glitches*). Les performances d'un instrument dépendent souvent du taux d'échantillonnage et de la résolution aux intervalles de temps plus importants.

Il reste, pour finir, à évoquer les fonctions d'analyse (mathématique) et de génération de rapports. La plupart des appareils possèdent des fonctions de base qui peuvent être étendue par le biais de modules logiciels. Ce n'est pas uniquement le programme d'analyse qui est remis à jour, mais également le progiciel (*firmware*) de la plupart des oscilloscopes numériques est remis à jour occasionnellement. Il est judicieux de bien suivre la situation.

À noter que sur les appareils les plus chers, toutes les options existent déjà, il suffit de les activer à l'aide des clés logiciel correspondantes. Il est possible, sur les oscilloscopes numériques travaillant avec une plate-forme Windows, de faire tourner aussi des programmes « classiques » tels que Matlab par exemple. Ceci permet l'adjonction de fonctions additionnelles.

En conclusion

Même en ayant en main ce panorama, loin de nous l'idée d'affirmer que le choix d'un oscilloscope est une tâche facile. Comme nous le disions, il est judicieux de se baser sur ses tâches de mesure spécifiques sans oublier l'avenir. Ce panorama et les résultats qu'il comporte vous donneront la possibilité de modifier plus rapidement votre choix.

Ce test nous apprend que les oscilloscopes numériques simples en particulier, sont dépassés, surtout en ce qui concerne les possibilités de reproduction, par la grande majorité des instruments analogiques.

À notre avis, l'acquisition d'un oscilloscope numérique n'a de sens que si vous avez vraiment besoin de certaines fonctionnalités de déclenchement et de mémoire. Cela sera le cas s'il vous faut mesurer des signaux présentant des caractéristiques relativement rares ou si vous avez l'intention d'utiliser l'oscilloscope pour des mesures automatisées et des rapports, le tout éventuellement télécommandé.

Pour des applications de tous les jours, il peut être judicieux d'envisager l'achat d'un oscilloscope combiné.

Une remarque valant pour tous les appareils, si vous le pouvez, essayez-les dans votre propre environnement de mesure. Pour les instruments spécialisés il est même pratiquement impossible d'envisager une autre approche : les distributeurs examineront avec intérêt les options ouvertes. Nous nous réjouissons de cette ouverture, car s'il apparaît à l'évidence que la plupart des oscilloscopes dont des instruments de mesure pratiques et universels, ils n'en ont pas moins leurs propres incongruités et leurs impossibilités.

(040274-1)

Elektor tient à remercier l'Université de Twente (NL), en particulier la chaire Signaux & Systèmes de même que le groupe étudiant d'électrotechnique Scintilla pour leur contribution à la réalisation de ce projet. Il va sans dire que nos remerciements vont également aux fabricants, importateurs et distributeurs « impliqués » ayant mis un (ou plusieurs) oscilloscope(s) à notre disposition.

PROFILAB- EXPERT

Applications pour cartes de mesure sur PC

Hans Koerfer, Kolter Electronic

Les applications professionnelles dans les techniques de mesure, de commande et de gestion de processus sont aujourd’hui dominées par les cartes de mesure sur PC. Le spectre d’applications s’étend des cartes E/S numériques aux formes hybrides en passant par les cartes relais et A/N ou N/A.

Les fabricants offrent une multitude de versions. Le choix des cartes de mesure selon leur aptitude à répondre aux critères du projet et leur rapport qualité/prix est encore relativement simple. Les problèmes commencent avec la question : quel logiciel permet-il de réaliser le projet économiquement, simplement, rapidement et avec flexibilité ? En effet, les cartes de mesure possèdent une « intelligence » strictement limitée, ce qui permet de les employer dans des domaines les plus divers. Quelques sociétés de logiciel offrent des environnements de programmation adaptés qui permettent de piloter des cartes de mesure sur PC et de visualiser les résultats. Quelques cas très spéciaux de conversion des mesures requièrent un logiciel de développement particulièrement performant – et donc très coûteux. Il est toutefois possible en général de recourir à des environnements de programmation d’un prix particulièrement attractif qui ne sacrifient aucunement la convivialité et la versatilité des applications. Profilab-Expert montre par exemple qu’il n’est nullement nécessaire de renoncer à un environnement graphique de programmation. Outre son prix modique, il offre un environnement de programmation particulièrement simple dont les fonctions trop « exotiques » sont exclues. L’utilisateur se familiarisera très rapidement avec les bibliothèques de composants et les outils de ce progiciel.

Un environnement de programmation performant

Profilab-Expert 3.0 est un environnement de programmation performant mais très abordable (100 €) qui peut être utilisé dans de nombreux projets de technique de mesure. Mesures analogiques, commande numérique ou combinaison des deux – il permet d’effectuer presque toutes les tâches de surveillance, de régulation et de commande sans une seule ligne de programme. Les performances et le prix de cet environnement de programmation le rendent aussi attractif pour les instituts d’enseignements, d’autant plus que sa fonction de simulation conviviale permet de réaliser n’importe quel circuit logique comme « galop d’essai » (**figure 1**).

Le programme offre un environnement graphique basé sur une représentation symbolique. Par exemple, un schéma de connexion des signaux est « câblé » avec ses composants comme un schéma fonctionnel. Une bibliothèque bien fournie en unités fonctionnelles électroniques (des commutateurs aux cartes de mesure complètes en passant par diverses unités logiques) permet de glisser, déposer et connecter celles-ci dans l’espace de travail. Les paramètres de configuration d’un composant peuvent être ajustés au moyen du dialogue des propriétés du menu contextuel.

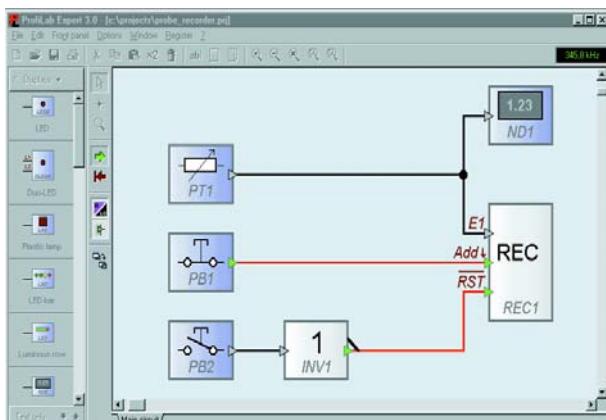


Figure 1. Simulation de la mémorisation d'une valeur de mesure avec ProfiLab-Expert.

Les éléments de réglage, de commande et de surveillance du circuit sont placés dans une même fenêtre supplémentaire servant de panneau frontal (**figure 2**). On peut varier à son gré la disposition géométrique des éléments de commande et d'affichage. Ils peuvent être pourvus d'une étiquette appropriée. Les propriétés de ces éléments (aspect et plage) peuvent être aussi configurées comme souhaité ou requis. La simulation ou l'application réelle est mise en marche à partir du panneau frontal. Elle est surveillée et pilotée par divers éléments d'affichage.

Le logiciel est d'un emploi très simple malgré sa complexité ; un temps d'adaptation très court suffit pour parvenir à une utilisation presque intuitive. Les composants du projet sont extraits de l'ample bibliothèque de composants où se trouvent tous les éléments logiques et arithmétiques nécessaires pour combiner et traiter les signaux. La

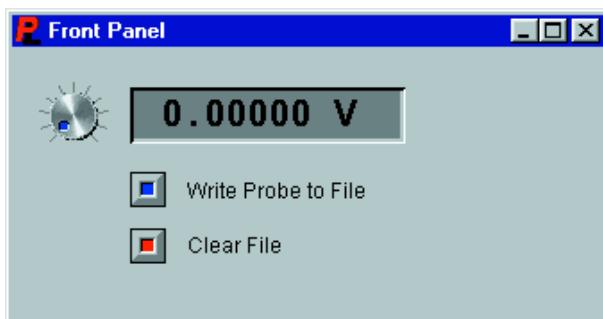


Figure 2. Configuration du panneau frontal pour le pilotage et la visualisation de la mémorisation d'une valeur de mesure.

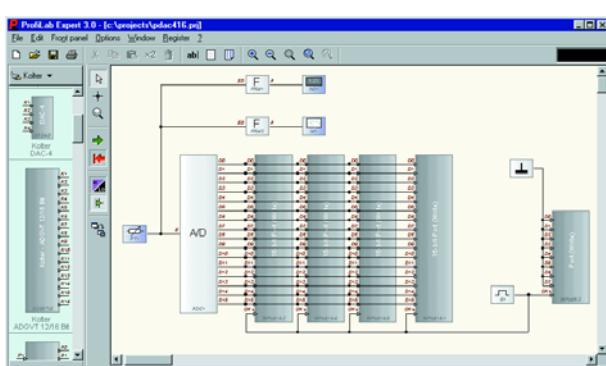


Figure 3. Exemple d'application avec carte CNA PCI.

bibliothèque offre, outre des éléments logiques comme des portes, bascules, compteurs, registres, composants ROM et RAM, de nombreux éléments de la technique de mesure comme des circuits de déclenchement, des modules d'application de formules, des échantillonneurs-bloqueurs, des comparateurs, etc. Les afficheurs d'état et de valeurs de mesure ne manquent pas non plus : LED, instruments à aiguille, afficheurs numériques, tableaux enregistreurs de valeurs de mesure, jusqu'à un traceur XY ou un oscilloscope.

Les cartes de mesure des fabricants les plus divers peuvent être intégrées dans la bibliothèque des composants. Chaque carte de mesure apparaît sous la forme d'un composant ordinaire (**figure 3**) muni de toutes ses connexions ; il ne reste plus à l'utilisateur qu'à câbler les E/S désirées. Il suffit de presser un bouton pour que le PC simule le circuit en temps réel. Les valeurs de mesure entrantes sont traitées ou affichées et les signaux produits envoyés à l'extérieur. Pour intégrer la carte, il suffit d'indiquer l'adresse E/S et d'inclure les composants de commande et d'affichage, sans oublier le câblage des sorties externes (**figure 4**).

Le développement du projet est identique à l'établissement d'un schéma de connexion. Les composants nécessaires sont tirés de la bibliothèque et déposés dans la fenêtre de travail, où ils sont câblés. Les composants individuels peuvent être combinés de toutes les façons possibles.

La simulation permet de vérifier en temps réel la bonne marche des fonctions. Les éléments de réglage et de commande du panneau frontal permettent d'intervenir directement dans le processus. La simulation permet aussi d'afficher l'état actuel du composant (par exemple interrupteur fermé/ouvert) et le cheminement du signal dans le schéma de connexion. Les valeurs de mesure et les signaux entrants sont tous immédiatement traités et affichés. La simulation peut être arrêtée à n'importe quel moment pour procéder à des modifications du circuit. L'environnement de développement contient une surprise bienvenue, un compilateur permettant de convertir des projets terminés en applications autonomes. Ces applications tournent sur n'importe quel PC Windows, que ProfiLab soit installé ou non.

Exemple de projet

On peut raccorder l'électronique de mesure à une interface du PC ou la réaliser à l'aide d'une carte de mesure interne. Pour réaliser un projet, il faut que l'électronique de mesure (carte de mesure PCI ou USB) et son logiciel soient installés sur le PC ainsi, bien entendu, que ProfiLab-Expert.

- Mesurons la température d'un processus et représentons son comportement en fonction du temps. Il faut que le dispositif de mesure puisse être calibré à $\pm 1^\circ\text{C}$ par pas de centième. Le dépassement vers le haut ou le bas de la température de seuil de 10°C doit être affiché immédiatement.
- Il faut disposer d'un thermocouple Pt100 avec convertisseur de signal que l'on branche à l'entrée analogique de la carte de mesure (cf. **figure 5**).
- Lançons ProfiLab-Expert et créons un nouveau projet. Choisissons la carte de mesure dans la bibliothèque

des composants et glissons-la dans l'espace de travail. Le dialogue des propriétés du menu contextuel de la carte permet de définir le port et la plage A/N.

- Il faut maintenant compléter le circuit dans ProfiLab-Expert conformément au cahier des charges (**figure 6**). La moyenne (MW1) du signal d'entrée numérisé par la carte est tout d'abord calculée pour stabiliser la valeur de mesure. Elle est ensuite mise à l'échelle en la multipliant par une constante (FW1) au moyen d'un multiplicateur (MUL1). Le signal mis à l'échelle passe ensuite par un additionneur qui permet d'effectuer le calibrage. Le potentiomètre PT1 ajoute à la valeur de mesure mise à l'échelle un décalage (*offset*) positif ou négatif permettant d'ajuster la tension de mesure. ND2 affiche la valeur du décalage sur le panneau frontal de l'application. Les paramètres d'ajustement du décalage et de son affichage peuvent être configurés grâce au dialogue des propriétés des éléments du panneau frontal. La valeur du signal à la sortie de l'additionneur (température mesurée \pm offset) est indiquée par l'afficheur numérique ND1 et enregistrée en fonction du temps par le traceur $Y(t)$. Le signal de mesure est envoyé en même temps à un comparateur. Ce dernier commute 2 lampes de signalisation en fonction de la constante prédefinie FW2, indiquant ainsi le dépassement vers le haut ou vers le bas du seuil de température. La valeur fixe FW2 représente donc le seuil de commutation désiré.

- Le circuit est vérifié par simulation. Les réglages des différents paramètres (par exemple tensions d'offset, valeur des constantes) peuvent être modifiés pendant que la simulation est active.
- Il faut compiler le projet pour que l'application puisse tourner de façon autonome sur un autre ordinateur. Il faut parfois modifier le port de l'application pour porter celle-ci.

Dernier regard

Cet exemple montre que la réalisation d'une application de mesure peut être facile, rapide et économique. Même si – par souci de clarté – l'exemple choisi était relativement simple, il a certainement indiqué le chemin à suivre pour résoudre des problèmes similaires. Dans tous les cas, l'utilisation de ProfiLab-Expert constitue une alternative digne d'être considérée lorsque se pose un des nombreux problèmes de technique de mesure, régulation et commande.

P.S. À noter qu'il existe maintenant une version 100% française de ce logiciel, réalisée par Lextronic avec ABA-COM et distribuée par cette même société.

(040166-1)

Liens Internet :

www.abacom-online.de
www.lextronic.fr
www.kolter.de
www.buc-kluth.de

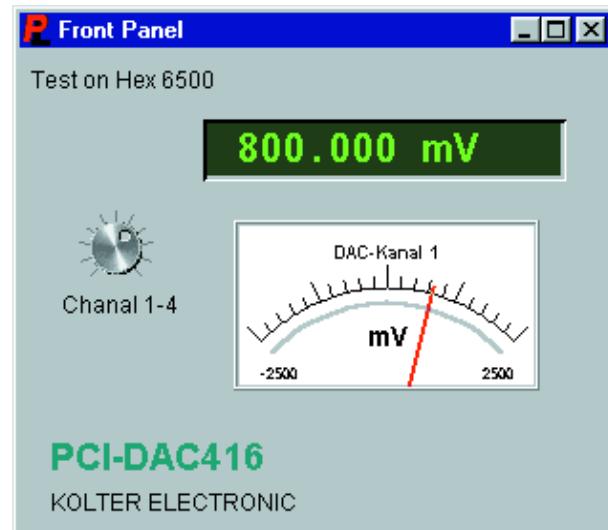


Figure 4. Projet de panneau frontal pour à carte CNA.

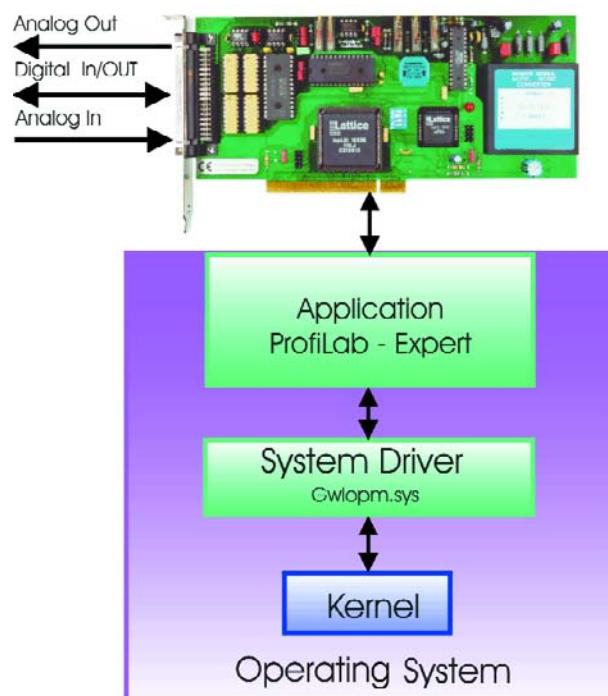


Figure 5. Le schéma fonctionnel indique comment les données d'une carte de mesure sont transférées dans les 2 directions par les modules programmés de ProfiLab-Expert.

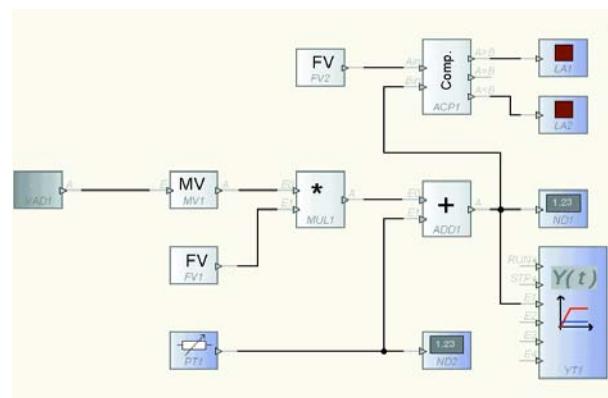


Figure 6. Structure du circuit dans l'exemple d'application.

Soudage virt

Dr. rer. nat. Thomas Scherer

Même les électroniciens chevronnés sont parfois contraints d'abandonner le fer à souder pour le clavier. Certains projets sont en effet irréalisables sous forme purement matérielle. LabView est le langage de programmation rêvé pour l'électronicien !

Quand un PC fait partie d'une solution technique pour laquelle il n'existe pas de logiciel approprié, il ne reste plus qu'une solution : programmer. On se trouve confronté à plusieurs méthodes. Les possibilités les plus courantes actuellement sont le langage C et ses incarnations plus récentes comme C++ ou C#, Visual Basic de Microsoft, Delphi de Borland, ou alors LabView de National Instruments (NI).

Alors que Visual Basic est plutôt conçu pour des applications de taille modeste, C constitue depuis un certain temps déjà un outil universel. Delphi a la préférence de ceux qui ne goûtent pas les idiosyncrasies de C et préfèrent la structure plus ordonnée de Pascal. Ce n'est toutefois pas par hasard que la plupart des applications de grande taille et tous les systèmes d'exploitation pour PC les plus usités sont réalisés en C. C'est aussi la raison de l'opinion générale selon laquelle toute programmation « sérieuse » est réservée à C. Ce langage de la troisième génération permettrait de réaliser les solutions les plus élégantes et les plus rapides. Pourquoi donc LabView ?

Langage de la 4^{ème} génération

Tout d'abord, les arguments qui ont conduit Microsoft, Apple, Linus Thorvald et d'innombrables programmeurs professionnels à se servir de C comme base pour leurs systèmes d'exploitation sont complètement « à côté de la plaque » pour le programmeur occasionnel. Seul compte l'effort nécessaire pour réaliser un bon programme. Et un bon programme, tel qu'on le conçoit aujourd'hui, ne doit pas se contenter de « fonctionner » ; il doit être avant tout simple et convivial.

Quand on pense qu'il faut aujourd'hui télécharger presque 100 Mo de corrections et d'extensions après l'achat d'un nouveau PC pour mettre Windows XP à niveau, cela ne constitue pas exactement un bon argument publicitaire pour C. Les mises à jour de Microsoft destinées à éliminer les bogues et à combler les failles de sécurité sont mensuelles. Cela ne veut aucunement dire que les ingénieurs en génie logiciel de Microsoft sont des incapables. La situation n'est pas meilleure avec OSX et

Linux. La complexité du logiciel n'est d'ailleurs pas seule responsable. Le langage de programmation porte sa part de responsabilité. C rend les erreurs aussi difficiles à trouver qu'à éviter. C est en effet composé de texte et les erreurs qui peuvent s'y glisser ne sont pas toujours de banales fautes de frappe. Un programme moderne contient une quantité incroyable de texte (par exemple plusieurs millions de lignes dans Windows). Dans ce cas, garder une vue d'ensemble constitue un véritable défi. Et le programmeur occasionnel est précisément celui qui ne possède ni le savoir-faire ni les moyens organisationnels de développer un logiciel complexe en un temps acceptable.

Le problème ne date toutefois pas d'hier et des méthodes appropriées existent déjà depuis un certain temps : les langages de programmation de la quatrième génération. Il s'agit en gros de générateurs de programmes basés sur des interfaces graphiques. Ils ne produisent généralement le code qu'après l'assemblage abstrait de fonctions et d'interfaces utilisateur. Ce degré élevé d'abstraction améliore la vitesse de développement en évitant de réinventer mille fois la roue.

Dans le domaine de l'électronique, cela équivaut au remplacement des composants discrets par des circuits intégrés. Dans ces conditions, il est clair qu'une personne peut développer plus rapidement des solutions complexes et que la probabilité de commettre des erreurs diminuent drastiquement. Les circuits intégrés forment en effet des composants complets optimisés par des professionnels. De façon similaire, le code fourni par un générateur de programmes est optimisé par des professionnels et vérifié de manière exhaustive.

Mais ne taisons pas les inconvénients. Un niveau d'abstraction élevé conduit nécessairement à moins de flexibilité. Certains problèmes ne sont donc plus solubles avec la même précision. Les programmes ne sont pas aussi rapides que leur version en C. Le fichier s'enfle parfois considérablement, tout comme le nombre de transistors augmente massivement dans les circuits intégrés. La taille des fichiers ne joue toutefois plus aucun rôle vu la quantité de mémoire de travail et la taille des disques durs

LabView: programmation pour électroniciens

disponibles actuellement. Le handicap de vitesse s'est aussi sensiblement atténué (un programme en langage assembleur est de toute façon presque toujours plus rapide que son équivalent en C). La perte de flexibilité constitue toutefois une différence dont il faut tenir compte : les générateurs de programmes ne constituent pas toujours une panacée. Ils sont plus ou moins limités à un domaine d'application spécifique : bases de données, saisie d'informations ou mesure/commande/régulation.

Notre comparaison est hélas quelque peu boiteuse : contrairement à la plupart des circuits intégrés de différents fabricants, les générateurs de programmes sont incompatibles entre eux. Il est impossible d'intégrer un fragment de code d'un fabricant dans ceux d'autres fabricants. Il faut pour ainsi dire se procurer un jeu complet de circuits intégrés. LabView n'échappe pas à la règle.

Outre l'universalité et un degré élevé de fonctionnalité, le degré de maturité des modules offerts constitue un critère de qualité particulièrement important. Le rôle joué par la taille de la communauté des utilisateurs est loin d'être négligeable (assistance sous toutes ses formes). N'oublions pas le domaine d'application du langage de programmation. Il s'agit en fin de compte de vendre l'un ou l'autre produit. Or, si le département technique du client se bouche (à tort ou à raison) collectivement le nez, il y a comme un problème.

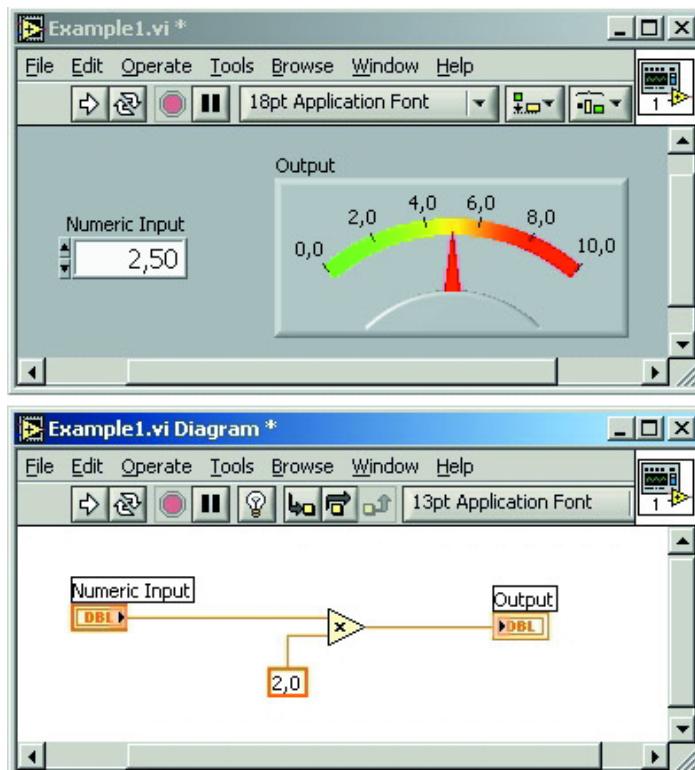
Ce dernier aspect ne constitue pas un grand problème avec LabView. LabView constitue le standard pour les bancs de mesure et d'essai de l'industrie automobile d'Alfa Romeo à Volvo. Il n'existe entre-temps presque plus de laboratoire scientifique qui n'utilise pas LabView d'une façon ou autre. Les sites de production qui doivent compter avec des produits au cycle de vie toujours plus court apprécient aussi de plus en plus la flexibilité incroyable de LabView.

Bref, LabView constitue la base de code 4GL possédant le degré de maturité le plus élevé et la communauté d'utilisateur la plus nombreuse dans le domaine mesure/essai/régulation. Répétons-le, LabView n'est pas la pierre philosophale du développement logiciel. Pas la peine d'essayer de lui faire développer de la bureautique, mais il est parfait pour le traitement des données de mesure.

Principale restriction : si l'on en croit son concepteur, LabView ne doit pas être utilisé pour des applications où la sécurité joue un rôle critique. NI espère probablement se couvrir juridiquement. Il est sinon difficile de trouver des raisons concrètes.

LabView ? C'est quoi ?

La première version de LabView (1.0) qui date de 1986 était exclusivement destinée à l'ordinateur Macintosh d'Apple. Le Mac atteignait alors ses 2 ans et représentait

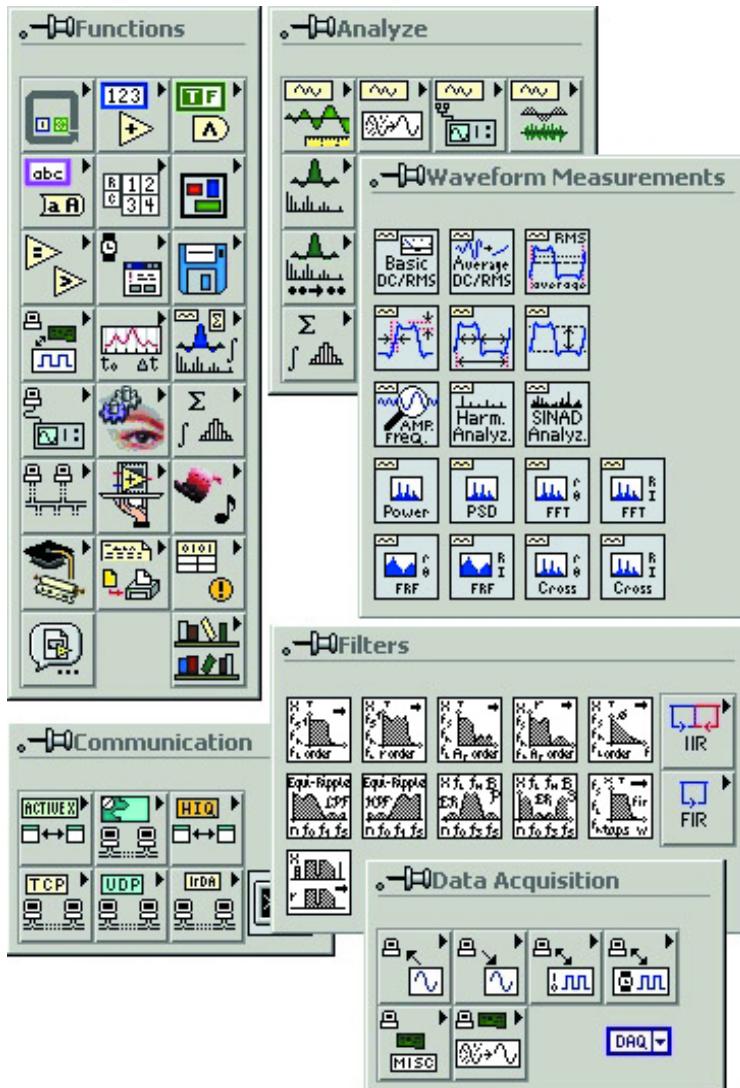


une révolution dans le domaine de la convivialité des PC. L'entrée basée sur du texte était systématiquement remplacée par des métaphores graphiques prenant la forme de la simulation d'un bureau (fenêtre, corbeille et souris). Le tout « haute résolution » et au pixel près au lieu des graphiques grossiers de DOS et autres. NI a adapté ces métaphores au domaine des mesures et essais.

Il existait alors depuis longtemps dans le domaine professionnel toutes sortes d'instruments de mesure commandés par ordinateur et vendus à des prix astronomiques. Ils étaient basés sur le bus GPIB (General Purpose Interface Bus). Le concept de NI consistait en gros à offrir une interface graphique de programmation où des pictogrammes (icônes) représentaient les instruments de mesure. D'autres symboles graphiques désignaient des fonctions mathématiques ainsi que des unités d'entrée (par exemple commutateurs) et de sortie (par exemple des LED ou des afficheurs d'oscilloscopes). Les icônes n'étaient pas (et ne sont toujours pas) chaînées par quelques lignes de code, mais par des sortes de « fils ». Conformément à cette métaphore, l'outil de travail dans l'interface de programmation est symbolisé par une bobine de fil semblable à celles souvent utilisées lors de la création de prototypes.

La **figure 1** représente un « circuit câblé » d'une extrême simplicité comprenant une source, un traitement et un affichage de données. Le programme se contente de multiplier le nombre indiqué dans l'interface de programmation (2,5) par un facteur (2) et d'afficher le résultat.

Figure 2. Une sélection des palettes d'outils de LabView ne donne qu'une impression approximative de l'étendue de sa fonctionnalité. La plupart des icônes déploient des palettes supplémentaires comportant des centaines de VI.



tat (5) sur l'échelle d'un instrument circulaire simulé. La fonction est représentée dans diagramme par le symbole d'un amplificateur avec un facteur 2. Les fils relient *Numeric Input* et la constante aux 2 entrées du multiplicateur dont la sortie est raccordée à l'entrée de *Output*. Le « courant » dans ces fils virtuels est remplacé par des données ou plus précisément des valeurs numériques, de gauche à droite dans l'exemple. Un module, une icône ne démarre que lorsque toutes ses entrées ont reçu des données. La séquence de traitement diffère donc de celle des langages de programmation « normaux » qui exécutent le texte de haut en bas (hormis les sauts) : elle est basée sur les données. Ce comportement, qui se nomme programmation par flux de données (*Data Flow Driven*), est prodigieusement flexible. Les modules sont désignés par NI sous le nom de *Virtual Instruments* (VI). Autre conséquence importante : on peut placer plusieurs VI indépendants (non interconnectés) en parallèle dans un diagramme pour qu'ils soient traités en parallèle. Le mode multitâche fait donc partie intégrante de LabView. On peut aussi marquer une partie ou l'ensemble des éléments contenus dans un module de ce genre et leurs connexions pour les transformer par un clic de souris en un nouveau module auquel on attribue sa propre icône. Le code, une fois créé, pourra donc être facilement réutilisé. Cette démarche correspond à la division en fonctions et sous-programmes des langages de programmation usuels. La division est toutefois plus tranchée dans LabView.

On voit, sur la base de l'exemple choisi, que ce type de programmation reflète parfaitement les processus mentaux d'un électronicien. Elle se rapproche beaucoup de l'élaboration de schémas de connexion où les VI remplaceront les composants électroniques. Le passage de l'élaboration de circuits électroniques à la programmation avec LabView s'effectue donc sans peine et intuitivement. L'apprentissage de cette technique risque d'être plus laborieux chez les programmeurs et informaticiens de style classique pour qui « logiciel » = « écrit ». Elle exige en effet une représentation mentale complètement différente. Une reconversion se justifie-t-elle vraiment dans le cas de ce groupe ?

Que peut faire LabView ?

LabView offre pratiquement tout ce que possède aussi un langage de programmation usuel : tous les types de variables courants, du type bit aux tableaux et aux types composés en passant par le type double. Même les nombres complexes sont disponibles. Il est possible de calculer dans certains cas avec des unités physiques. Toutes les constantes de la nature, de e à la constante des gaz parfaits R , sont implémentées avec une très haute précision. Il va sans dire que toutes les structures de contrôle usuelles sont incluses sous forme de boucles et conditions diverses – le parallélisme n'est pas toujours une solution.

Il est possible de déboguer au pas à pas ou semi-automatiquement. Les probes (sondes, encore une analogie avec l'électro-nique) permettent d'afficher à tout moment

les valeurs de n'importe quelle variable. Il est même possible de modifier l'attribution mémoire.

Mais ce qui distingue avant tout LabView est le nombre incroyable de VI prêts à l'emploi pour presque chaque application. L'ensemble des mathématiques courantes, y compris la trigonométrie et les opérations logarithmiques, côte à côte un bataillon de VI pour le traitement des chaînes de caractères ou des tableaux et les opérations E/S sur fichiers. L'électronicien sera particulièrement heureux de trouver des fonctions élaborées offrant toutes les caractéristiques de filtrage usuelles avec paramètres ajustables. Il disposera aussi de VI pour l'analyse spectrale (FFT) et le traitement complexe des signaux ondulatoires (par exemple des détecteurs de pic) ainsi que d'éléments d'affichage bi et tridimensionnel. N'oublions pas les bases de données (simples) et les fonctions statistiques.

Un rôle non négligeable est joué par l'intégration de protocoles de communication et de types de bus. Outre la communication par GPIB, CAN et interfaces série, on dispose d'un jeu complet de protocoles Internet. Il est donc facile de réaliser un système de mesure ou de commande à distance sans se plonger trop profondément dans les arcanes des réseaux.

Last not least, pensons un instant au grand nombre de cartes de saisie de données pour logements PCI ou PXI. Chaque fabricant reconnaît de cartes de ce genre fournit un pilote pour LabView permettant de les configurer et de les utiliser sous forme de VI abstraits sans dépendance

directe du matériel. La **figure 2** montre quelques-unes des palettes d'outils typiques de LabView et leurs VI. Si les fonctions de LabView ne suffisent pas, il existe plusieurs sociétés de logiciel offrant des « boîtes à outils » (*Tool Sets*) optimisées qui couvrent un domaine particulier (industrie chimique, électronique des bâtiments, contrôle de qualité, technique automobile, analyse des vibrations, analyse des images, surveillance vidéo, etc.). On peut programmer en C et lier les VI qui dépendent étroitement du matériel (guides et exemples sont disponibles). Au sujet des guides : alors que les premières versions de LabView étaient livrées avec un demi-mètre environ de manuels, toute la documentation se trouve aujourd'hui sur CD ou est intégrée directement dans l'aide in contextuelle. Un peu d'exercice, et les longues recherches appartiendront définitivement au passé.

Que peut faire encore LabView ?

Tous les programmes créés avec LabView peuvent être aussi stockés dans un fichier sous forme de collection de VI individuels et peuvent être lancés dans l'environnement de développement par un double clic. Il existe bien entendu également un compilateur qui fournit des fichiers EXE ou des DLL, ce qui barre l'accès de votre code à des imitateurs potentiels.

Il existe une version spéciale de LabView sous forme de bibliothèque de code en C à l'intention des irréductibles désireux d'intégrer des parties de LabView dans leur propre projet en C. Une autre version permet de porter le code créé par LabView sur un PC spécial mono-carte

pour systèmes 19" afin de réaliser des systèmes de mesure en temps réel. Une occasion à ne pas manquer : LabView est disponible pour tous les systèmes d'exploitation courants (Windows, Mac OS9, OSX, Linux, Sun, HP/UX) et l'effort requis pour changer de plate-forme est minime. Il existe même une version de LabView pour PDA et FPGA –en français ! LabView n'est pas précisément bon marché : une licence normale coûte au moins 1 095 €. Le progiciel complet avec compilateur, etc. coûtera jusqu'à 4 445 €. Une fois le choc passé, on se dit que le gain de temps et l'accroissement de productivité valent probablement le sacrifice. Des analyses indiquent une accélération de 3 à 5 du rythme de travail, ce que l'auteur peut confirmer sur la base de ses propres expériences. Pour les étudiants il existe une version de LabView 7 Express au prix de 30 € totalement fonctionnelle mais qu'il n'est pas question d'utiliser commercialement. Pour vous assurer que LabView est bien le programme de votre vie, il vous suffit de commander, auprès de NI, une version de démonstration gratuite fonctionnelle pendant 30 jours.

(040237-1)

Liens :

<http://encyclopedia.thefreedictionary.com/4th%20Generation%20Language>

<http://digital.ni.com/worldwide/france.nsf/main?readform>

<http://www-w2k.gsi.de/labview/document.htm>

Publicité

Piailleur

Émetteur de secours sonore

Les modèles réduits volants présentent, à l'occasion, la caractéristique désagréable de choisir d'eux-mêmes leur point d'atterrissement et ce, le plus souvent, en terrain inaccessible. Ce montage vous sera d'un grand secours lors des recherches.



Si un atterrissage hors du périmètre balisé n'était pas déjà suffisamment tragique, il faut bien évidemment qu'il se fasse dans l'un ou l'autre champ de céréales. Cela se traduit bien souvent par des recherches désordonnées dans le champ avec les dégâts que cela peut entraîner que ni le paysan concerné ni l'assurance n'apprécient réellement.

Notre montage, Piailleur, facilitera en tous cas les recherches du modèle réduit sachant qu'il émettra, soit lors de la coupure de l'émetteur, soit lors de la mise du manche dans une position donnée programmée à l'avance, un signal sonore puissant qu'il sera difficile aux (en)quêteurs (mais aussi au paysan) de ne pas entendre.

De par son concept, le circuit n'occupe pas de canal du récepteur. Lorsque le besoin s'en fait sentir, l'électronique de Piailleur vient s'intercaler entre la servocommande et le récepteur. Tout ce dont il faut s'assurer est que le brochage du connecteur de la platine correspond à celui du connecteur de la servo (cf. **figure 1**).

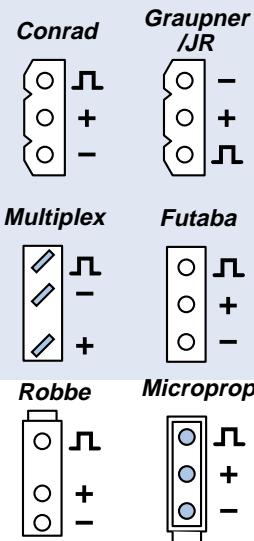


Figure 1. Brochage des câbles de servo-commandes les plus courants.

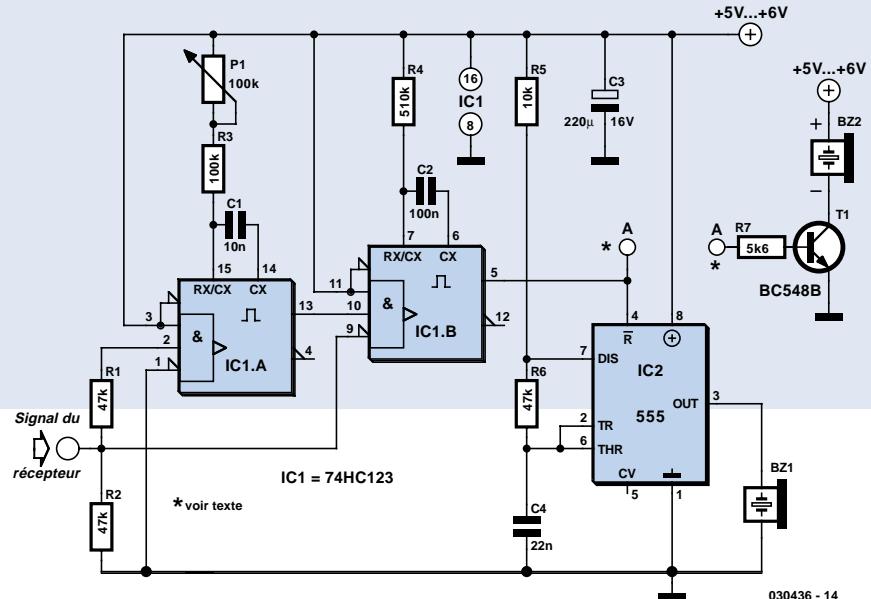


Figure 2. L'électronique de Piailler surveille le signal de l'émetteur de la télécommande.

Traitement du signal du récepteur

Nombre de dispositif de repérage de modèle réduit attendent la disparition complète de signaux de télécommandée comme critère d'enclenchement du système d'alarme acoustique. Ce que l'on oublie souvent est la naissance, lorsque l'émetteur est coupé, de nombreux parasites au niveau de la sortie du récepteur qui, pour l'électronique montée en aval, simulent aléatoirement l'un ou l'autre signal. Le circuit de la figure 2 ne se laisse pas impressionner par une telle situation sachant qu'il compare le signal fourni à un signal de référence et qu'il ne s'active qu'en cas de dépassement de la longueur d'impulsion donnée.

Le coeur du circuit de traitement est une combinaison de 2 multivibrateurs monostables redéclenchables, IC1, dont les caractéristiques peuvent être modifiées par une circuiterie externe. IC1.A fournit, en présence d'un flanc montant du signal d'entrée (horloge du récepteur), à sa sortie (broche 13), une impulsion de référence. Il est possible, par action sur l'ajustable P1, de régler la largeur de l'impulsion entre 1 et 2 ms. IC1.B est déclenché par un flanc descendant à la sortie de IC1.A, si le signal en provenance de l'émetteur présente un niveau bas. Le signal de commutation est dérivé au niveau de la sortie de IC1.B (broche 5). Dès que l'on a dépassement d'une longueur d'impulsion du signal en provenance

du récepteur donnée, la broche 5 se met à présenter un niveau haut ce qui se traduit par la mise en fonction de l'oscillateur monté en aval.

L'oscillateur repose sur un temporisateur du type 555. Ce circuit intégré est capable d'attaquer un résonateur piézo-électrique (sans électronique intégrée) sans électronique additionnelle. Les composants dont dépend la fréquence, R4, R5 et C4, fixent la fréquence de l'oscillateur à quelque 4 kHz. C4 se charge au travers des résistances R5 et R6 prises en série, mais se décharge au travers de R6 uniquement. L'oscillateur est mis en route lors de la mise au niveau haut de l'entrée de réinitialisation (reset, broche 4). Il est possible de prendre, en série avec le résonateur, une résistance de 220 Ω qui joue tant sur le volume que sur la fréquence du signal sonore émis.

On pourra aussi, en vue de réduire quelque peu l'électronique connexe, utiliser un résonateur à électronique intégrée. On branchera alors, au point A, non pas IC2, mais un transistor de commande pilotant le résonateur. L'électronique intégrée se charge du travail de l'oscillateur IC2 et attaque la plaquette piézo-électrique intégrée dans le résonateur à une fréquence comprise entre 2 et 3 kHz. Il va sans dire que cette approche ne fonctionne pas avec un résonateur sans électronique, qu'il est difficile, optiquement, de distinguer d'un résonateur à oscillateur intégré.

Dans les magazines spécialisés, l'un des arguments de vente des modèles commerciaux est le niveau sonore des dispositifs de repérage des modèles réduits. Nous pourrons, sur notre réalisation, nous contenter d'un résonateur présentant une puissance acoustique de >85 dB(A). Il faut bien entendu que le signal sonore puisse sortir du boîtier au travers d'un (ou plusieurs) orifice(s) percé(s) à un endroit stratégique.

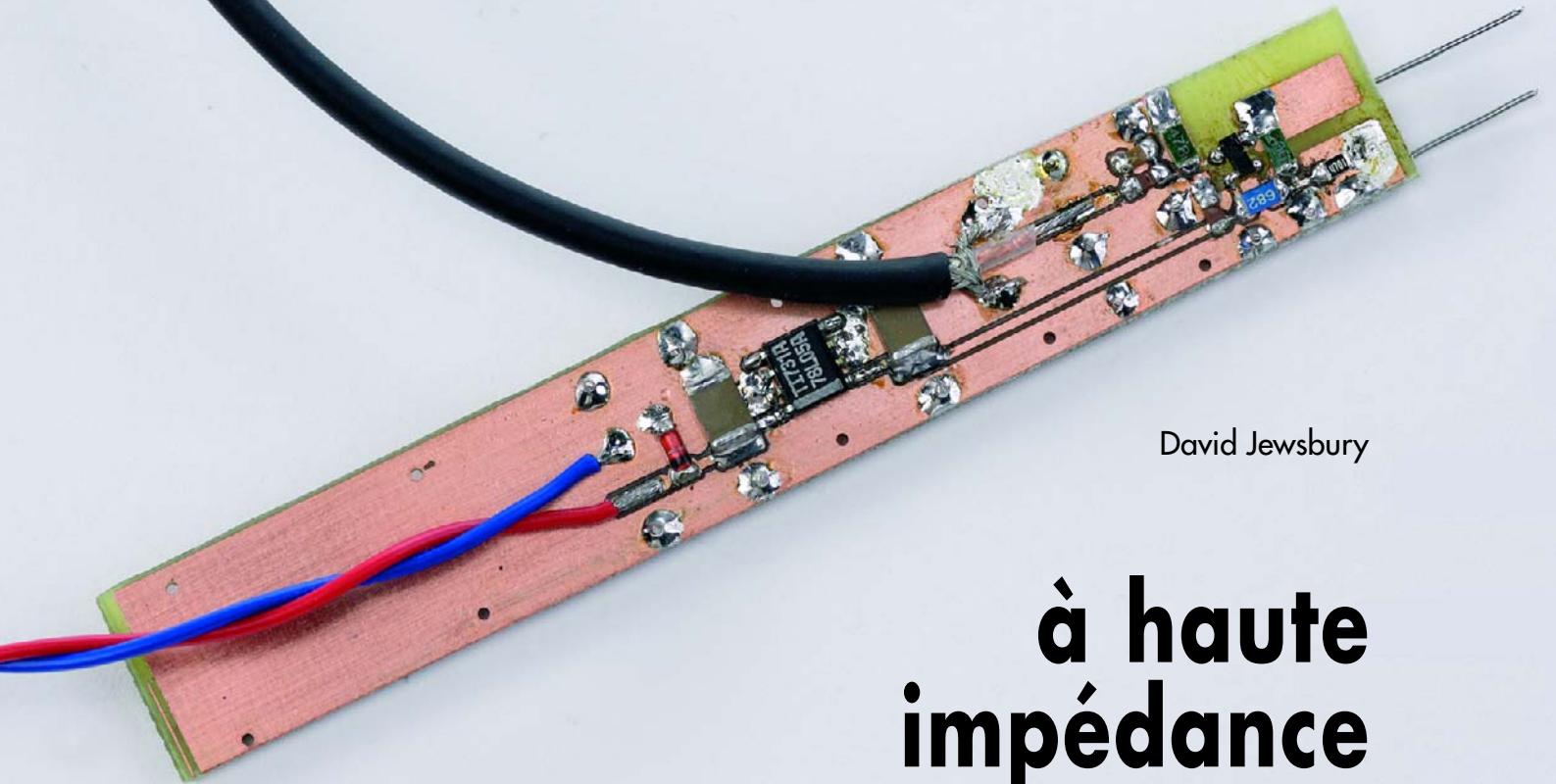
Étalonnage

Le seul point de réglage présent sur le circuit est celui du seuil d'enclenchement du résonateur. C'est l'ajustable P1 qui détermine le point en question. Émetteur en fonction, on donnera à P1 une position telle que, manche au neutre, on entende un signal sonore. Reprendre le même réglage, mais émetteur coupé cette fois. Il est également possible d'ajuster l'électronique de Piailler de manière à ce qu'il se manifeste dans une position donnée du manche.

(030436-1)

Note : Le montage baptisé « Puce polyvalente pour modélisme » décrit dans les numéros de janvier et de février 2002 d'Elektor implémente aussi la fonction d'un système de repérage de modèle réduit.

Sonde active large



David Jewsbury

à haute impédance

Lorsque l'on a besoin de procéder à une mesure au niveau d'un noeud d'un circuit HF, la connexion au circuit par le biais d'une sonde d'oscilloscope ordinaire, même en mode $\times 10$, peut se traduire par un changement du comportement du circuit. Pour les cas délicats, c'est une sonde telle que celle-ci qu'il vous faut.

Toute sonde constitue une impédance additionnelle que le circuit doit attaquer, prenant en règle générale la forme d'une certaine résistance et de capacité parasite, ce qui se manifeste sous la forme d'une réduction de gain, ou dans les cas extrêmes, par une instabilité. Il est possible, en utilisant une sonde active, d'annuler quasiment les effets de charge dus à la résistance et à la capacité parasite. Les fabricants de premier plan proposent tous des modèles adéquats, mais leur prix de

plus de 1 500 € ne les mettent pas à la portée de l'amateur. Nous vous proposons ici une sonde à réaliser soi-même à un prix abordable et aux performances honorables.

Spécifications

Comme on peut s'y attendre, cette sonde est un compromis. Le tableau 1 la compare à une sonde du commerce courante, la sonde 85024A d'Agilent. Il est vrai que la sonde du commerce,

avec ses pertes de 0 dB, est plus confortable d'utilisation, mais pour la majorité des applications, une sonde de fabrication-maison ne constitue pas de handicap.

L'électronique

Difficile d'imaginer plus simple que le circuit proposé en **figure 1**. Un FETMOS à double grille, T1, est utilisé dans une configuration source-suiveuse. Ceci se traduit par une impé-

e bande

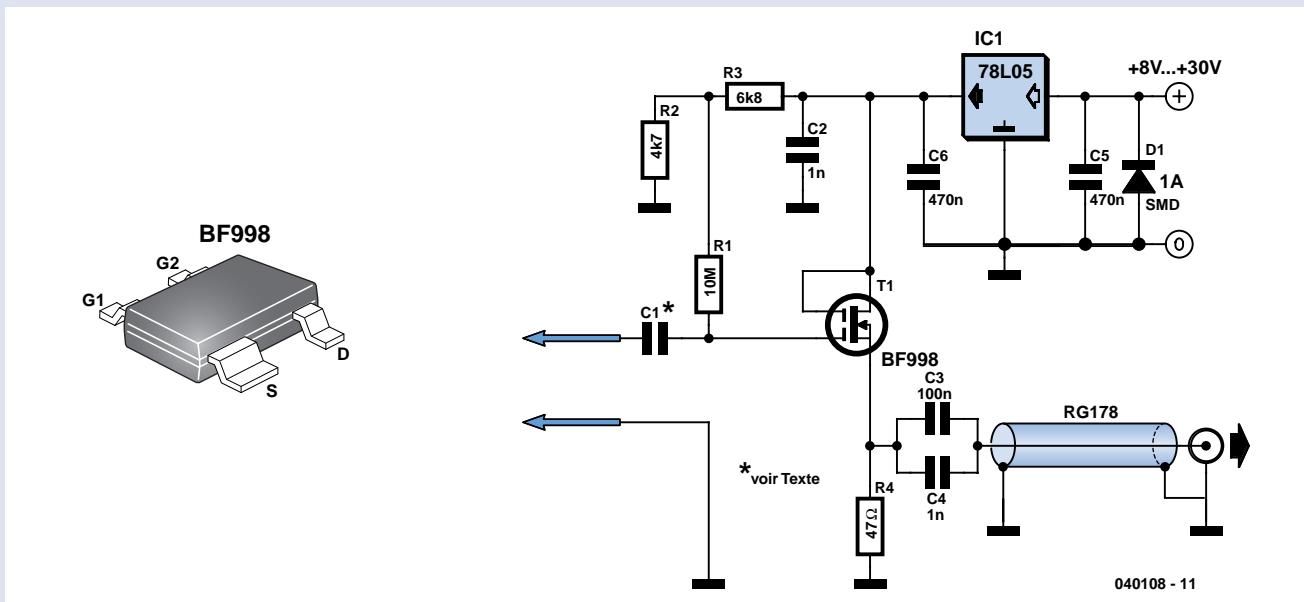


Figure 1. L'électronique de la sonde active. Un FETMOS à double grille garantit un chargement uniforme du signal HF sur une plage de fréquence allant bien au-delà de 1 GHz.

dance de sortie faible pour attaquer le câble coaxial et l'équipement de test. Le signal de la pointe de la sonde est appliquée à la grille 1. L'impédance au niveau de la grille 1 est une résistance très élevée shuntée par une capacité de quelques picofarads. Le choix du FETMOS utilisé n'est pas critique; on pourra opter sans arrière-pensée pour n'importe quel type du tableau 2 en boîtier SOT143. Attention cependant à ne pas utiliser de composant à suffixe

« -R » en raison de leur brochage différent qui en empêche l'utilisation sur la présente platine.

Le condensateur C1 d'une valeur de 0,5 pF environ est formé par des pistes de cuivre des 2 côtés de la platine. Le gain du tampon est légèrement inférieur à l'unité, mais en raison de l'effet diviseur de tension de C1 et de la capacité d'entrée de T1, les pertes totales de la sonde sont de 20 dB environ, ce qui signifie que la tension d'entrée est divisée par 10.

IC1 régule la tension d'alimentation à un 5 V bien stable. D1 protège la sonde en cas d'interversion des pôles de l'alimentation.

Construction

La figure 2 vous propose le dessin de la platine. Son allongement permet de l'insérer dans un tube métallique.

Tableau 1.
Comparaison commerce vs fabrication-maison

	Agilent 85024A	Votre sonde
Imp. d'entrée	0,75 pF // 1 MΩ	0,75 pF // 10 MΩ
Bandé passante	300 kHz à 1 GHz ($\pm 1,5$ dB), ou 1 GHz bis 3 GHz ($\pm 2,5$ dB)	100 kHz à 1,5 GHz ($\pm 2,5$ dB)
Gain	0 dB nominal	-20 dB nominal
Point de compression 1 dB	0,3 V RMS	non mesuré

Tableau 2. Guide de sélection de FETMOS

Type	C _{iG1} (pF)	Facteur de bruit (dB)
BF990	2,6	2
BF991	2,1	1
BF992	4	1,2
BF998	2,1	1

Les points sur les i

Il est important de réaliser que la sonde mesure une tension HF, mais que la quantité affichée est en règle générale la puissance que la sonde fournit à l'analyseur de spectre ou de réseau. La tension à la pointe de la sonde répond à la formule :

$$V = \sqrt{10^{\left(\frac{P-L}{10}\right)} \over 20}$$

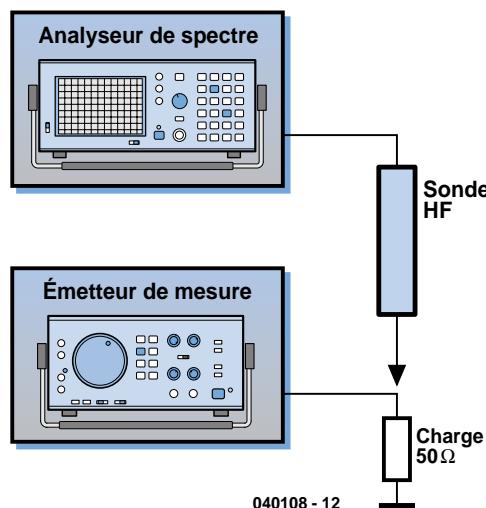
formule dans laquelle P est la puissance affichée en dBm, et L les pertes au niveau de la sonde en dB.

Si la sonde doit uniquement servir à la détection de pannes ou pour des mesures approximatives, on peut accepter un L de 20 dB. Pour des mesures précises la sonde pourra être calibrée sur sa plage de fréquences comme illustré ici.

La charge de 50 Ω peut être une résistance à film métal montée en surface de 51 Ω (type 0805) soudée à l'extrémité d'un morceau de coax semi-rigide.

La résistance devrait rester non-réactive jusqu'à de l'ordre de 1 GHz.

Les pertes au niveau de la sonde doivent être légèrement inférieures à 20 dB, de sorte que l'on pourra, si nécessaire, les ajuster à 20 dB très précisément en enlevant au scalpel un peu de cuivre de C1. Après calibration il est possible d'effectuer des mesures précises sur des systèmes 50 Ω. Pour d'autres impédances il y a une petite erreur additionnelle due à l'inévitable charge résiduelle induite par la sonde.



Tous les composants sont du type CMS, mais il est possible de les planter manuellement en s'aidant d'une pince et en s'armant d'un fer à souder à pointe fine. Les composants sont montés sur l'une des faces d'une platine double face de 1,6 mm d'épaisseur.

L'interconnexion entre les plans de masse sera réalisée à l'aide d'un morceau de conducteur soudé des 2 côtés. Une paire de câbles souples amène l'alimentation à la sonde, un morceau de câble coaxial doté à l'autre de ses extrémités d'une fiche BNC transfert la sortie vers l'instrument de mesure. Les sondes HF et Masse sont faites de pointes en acier bien effilées. Une aiguille à coudre fait parfaitement l'affaire.

Test et utilisation de la sonde

Une fois la sonde alimentée par les conducteurs adéquats, la sonde devrait « tirer » entre 10 et 30 mA. Si tout va bien, connecter la sonde à un analyseur de spectre. L'application d'un signal HF à la sonde devrait se traduire par l'apparition d'un signal sur l'analyseur de spectre. Pour de bons résultats, la ligne de masse de la sonde doit être en contact avec une masse HF du circuit proche du point testé. Il est également important de tenir le cir-

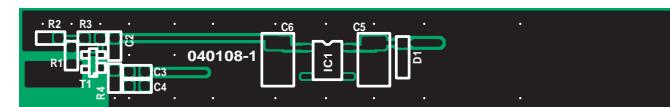


Figure 2. La platine a été conçue pour allier compacité et faible capacité d'entrée, d'où l'utilisation de composants CMS.

Liste des composants

(Toutes résistances et condensateurs : CMS, modèle « 0805 »)

Résistances :

R1 = 10 MΩ
R2 = 4kΩ
R3 = 6kΩ
R4 = 47 Ω

Condensateurs :

C1 = condensateur PCB
C2,C4 = 1 nF
C3 = 100 nF
C5,C6 = 470 nF

Semi-conducteurs :

D1 = diode 1 A CMS
T1 = BF998 en boîtier SOT143 (cf. tableau 2)
IC1 = 78L05 en boîtier SO-8

cuit par ses bords pour éviter des parasites induits par les doigts. Si l'impédance du point testé est de 50 Ω, la crête sur l'analyseur de spectre devrait être inférieure d'environ 20 dB par rapport à la puissance présentée par ce point du circuit.

Il est connu que les sondes du commerce sont sensibles aux charges électrostatiques, mais, de nos jours,

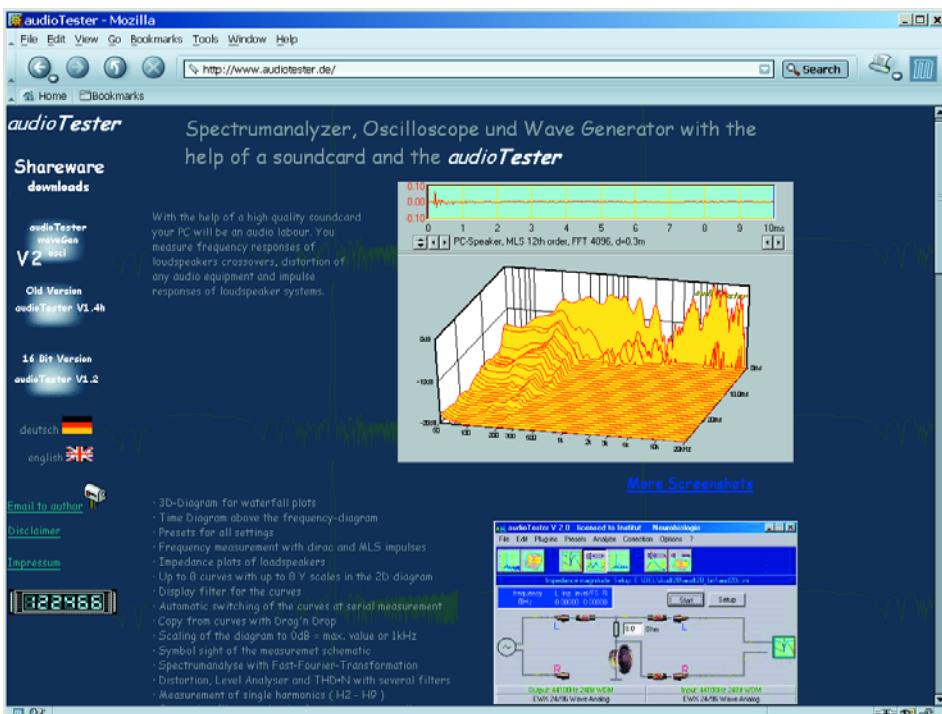
leur robustesse s'est améliorée. Bien que T1 soit doté de diodes internes de protection, il est bon de prendre les précautions nécessaires et suffisantes pour le protéger, lors de l'utilisation de la sonde, contre des décharges électrostatiques, comme n'importe quelle électronique sensible.

(040108-1)

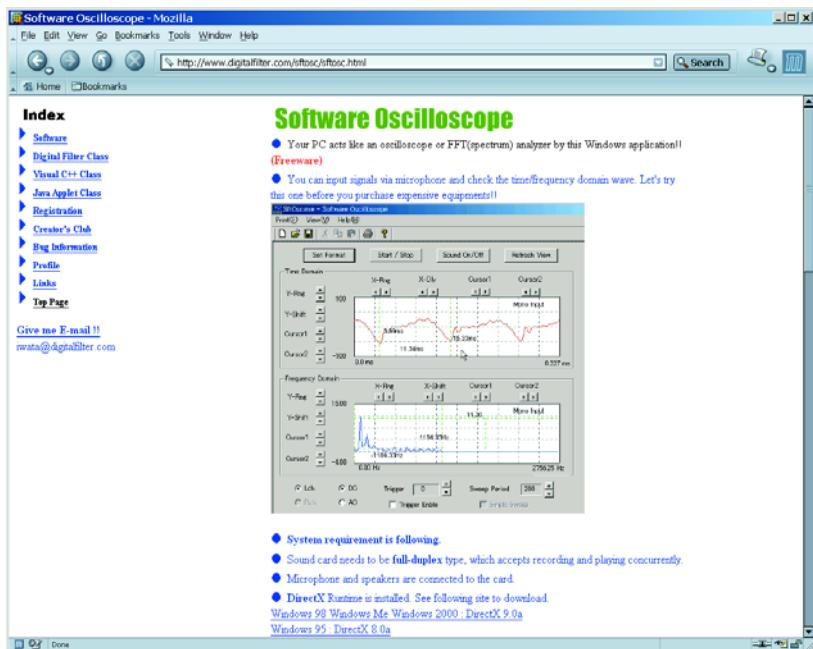
VOTRE CARTE-SON EN INSTRUMENT DE MESURE

Un auxiliaire précieux pour les mesures BF

Harry Baggen



De nos jours, tout PC « naît » doté d'une carte-son. La qualité de ces périphériques est telle qu'elles permettent de très bonnes mesures dans le domaine audio. On trouve également bon nombre de logiciels pour le PC qu'il devient possible ainsi d'utiliser en oscilloscope ou en générateur de fonctions.



Tout PC moderne possède une carte-son soit enfichée dans l'un des connecteurs d'extension soit une puce-son intégrée sur la carte-mère. En tout état de cause elles ont souvent des capacités avancées telles que Surround-Sound 5.1. Tous les utilisateurs n'utilisent pas toutes ces fonctions additionnelles. Quoi qu'il en soit, les développements au niveau des cartes-son ont très sensiblement amélioré leurs caractéristiques audio au fil des ans : plage de fréquences étendue, rapport signal/bruit bien meilleur et distorsion moindre. L'idéal partant pour procé-

der, occasionnellement, à l'une ou l'autre mesure dans le domaine audio, surtout si l'on ne veut pas recourir à un vrai oscilloscope ou à un Pc-scope externe. On trouve aujourd'hui, à des prix très abordables, des cartes-son très performantes de fabricants renommés tels que Creative, Hercules et Terratec, cartes travaillant à une résolution de 24 bits et à une fréquence d'échantillonnage de 192 kHz. Une excellente base pour un système de mesure à base de PC !

En ce qui concerne les logiciels, il existe nombre de programmes capables de donner à un PC les fonctionnalités d'un oscillo, d'un analyseur de spectre ou d'un générateur de fonctions, programmes faisant tous appel aux possibilités de la carte-son présente. Nombre de ces programmes sont freeware ou shareware, de sorte que tout amateur d'électronique se doit d'en avoir essayé l'un ou l'autre.

Si l'on veut uniquement visualiser quelques formes de signal sur l'écran d'un PC, on pourra se contenter du minuscule (90 Koctets seulement) programme gratuit **Oscilloscope for Windows** [1] de Konstantin Zeldovich dont nous avons déjà parlé dans Elektor. Il est disponible sur le site de l'université de Moscou.

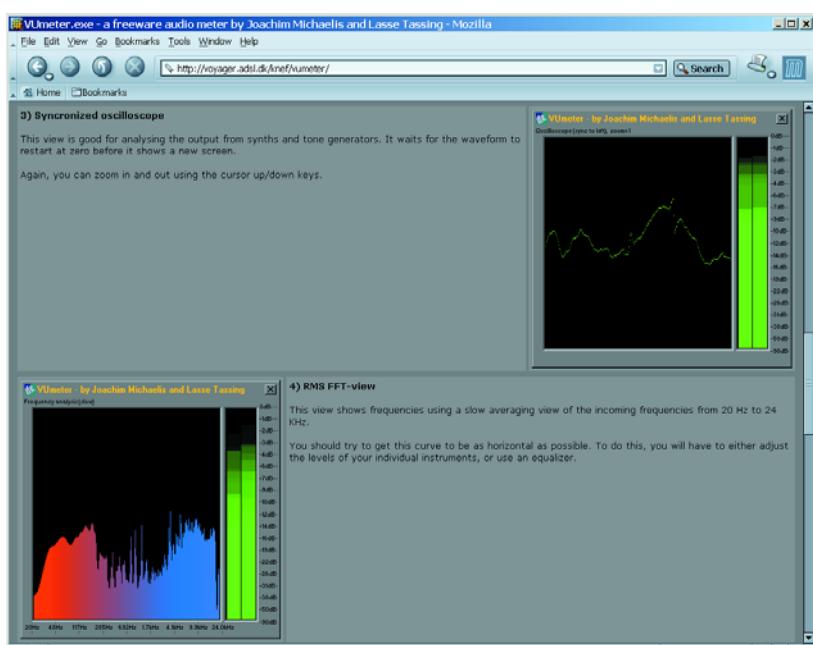
Le **Audio Sweep Generator** [2] de David Taylor est une extension utile à l'oscilloscope évoqué plus haut. Facile à mettre en oeuvre, le programme n'en comporte pas moins tous les « boutons » pour générer une fréquence unique ou un balayage (sweep). On a le choix de la fréquence de départ et de fin, de la fréquence de balayage, de son déroulement linéaire ou logarithmique et des niveaux de sortie. On y trouve en outre quelques programmes pratiques tels que générateur d'impulsion sonore (*tone-burst*) et un scope vectoriel.

Le **Daqarta Signal Generator (DaqGen)** [3] est lui aussi un générateur de signal pour carte-son mais doté de fonctionnalités plus étendues. Il propose diverses formes de signal tels que sinus, triangle, dents de scie, rectangle, mais aussi des formes d'ondes à définir soi-même. On peut y ajouter différentes formes de modulations (dont MLI, AM et FM); il va de soi que les balayages sont également possibles. Le programme montre la forme d'onde et son analyse de Fourier.

Le **Software Oscilloscope** [4] est un programme gratuit proposé par Toshio Iwata (Japon), logiciel qui ne se contente pas de visualiser le signal d'entrée de la carte-son. Dans 2 fenêtres, le signal apparaît simultanément dans les domaines de temps et de fréquence. À noter que l'auteur propose encore d'autres programmes intéressants (dont beaucoup de calculs de filtres).

Nous découvrons, sur le site de **Thimo Esser** [5], différents programmes audio qui ont tous une version d'évaluation téléchargeable. Citons un générateur de signal de test, un générateur multi-son et, très intéressant, un Home Audiometer qui vous permettra de vérifier votre ouïe. Si on veut continuer à les utiliser, ces programmes ne coûtent pas très cher.

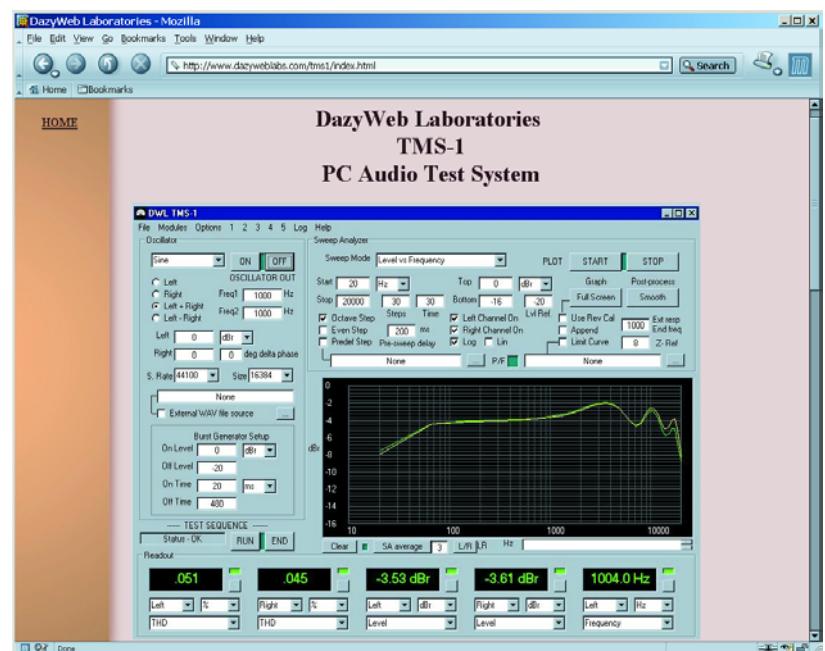
VUMeter [6] de Joachim Michaelis et Lasse Tassing est, lui aussi, un programme spécial. Outre les barres



typiques d'un VU-mètre classique, ce programme propose, dans une fenêtre distincte, au choix, le déphasage entre les 2 canaux, les formes d'onde (oscillo), une image FFT RMS, de crête ou de phase stéréo. Très pratique pour surveiller ou analyser les signaux d'entrée de la carte-son.

Le site de **Dazyweb Laboratories** [7] propose toute une série d'instruments de mesure pour PC gratuits : oscilloscope, analyseur de spectre, générateur de fonctions, fréquencemètre, oscillateur sinusoïdal, un système de test audio complet et divers programmes auxiliaires pour toutes sortes de calculs audio. La plupart des programmes sont écrits en Visual BASIC 6, l'auteur en proposant aussi, sans autre forme de procès, le code-source. Si vous n'avez pas beaucoup d'expérience avec l'analyse de Fourier, pourquoi ne pas vous aguerrir en « jouant » avec **Sound Frequency Analyzer** de Reliable Software [8]. Ce petit programme analyse, à l'aide d'une FFT (*Fast Fourier Transform*), le signal d'entrée de la carte-son en temps réel (lorsque vous parlez dans un micro par exemple). Ceci donne, sous la forme d'un paysage vallonné joliment coloré, une bonne idée de la composition en fréquence du signal.

Le **AudioTester** de Ulrich Müller [9] est d'un tout autre calibre. Il est constitué de plusieurs appareils : un analyseur de spectre performant, un générateur de signal et un oscilloscope. Ce logiciel permet, entre autres, d'effectuer des mesures sur des haut-parleurs à l'aide d'impulsions dites MLS (qui éliminent quasiment l'influence du local d'écoute). Au nombre des possibilités : distorsion, analyse de spectre, spectre en cascade 3D. S'il n'est pas gratuit, le programme peut être utilisé en shareware. Au prix de 28 E il mérite d'être acheté en version complète. Le **AtSpec Spectrum Analyzer** [10] se concentre plu-



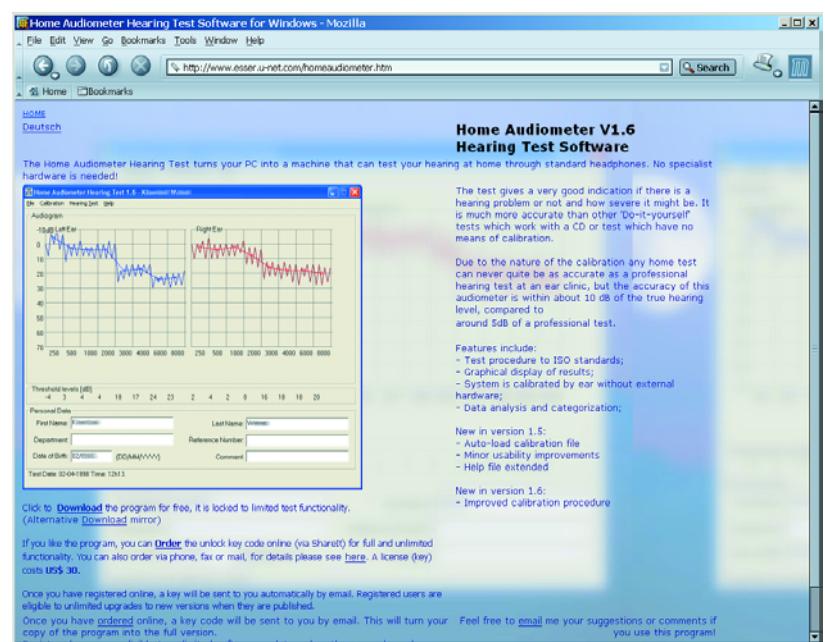
tôt uniquement sur l'analyse Fourier, mais offre nombre de possibilités de réglages et d'analyse. Un générateur intégré permet de produire des sons ou du bruit. Shareware également (prix de la version « lite » : 29 \$US).

Nous avons trouvé, pour finir, chez **The Sonic Spot** [11], une collection intéressante de programmes et utilitaires de tous genres pour la mesure et le traitement de signaux sonores. Vaut le détour.

(045067-1)

Adresses Internet

- [1] Oscilloscope for Windows:
<http://polly.phys.msu.su/~zeld/oscill.html>
- [2] Audio Sweep Generator:
www.david-taylor.pwp.blueyonder.co.uk/software/audio.html
- [3] Daqarta Signal Generator: www.daqarta.com/DGINTRO.HTM
- [4] Software oscilloscope: www.digitalfilter.com/sftosc/sftosc.html
- [5] Thimo Esser's Audio Software: www.esser.u-net.com/home.htm
- [6] VUmeter: <http://voyager.adsl.dk/knef/vumeter/>
- [7] Dazyweb Laboratories:
www.dazyweblabs.com/shannonsoft/page3.html
- [8] Sound Frequency Analyzer:
www.reliosoft.com/freeware/index.htm
- [9] AudioTester: www.audiotester.de/
- [10] AtSpec Spectrum Analyzer: www.taquis.com/atspec.htm
- [11] The Sonic Spot: www.sonicspot.com/utils.html



THERMOCO

Évaluation simplifiée avec MAX6675

Les thermocouples partent gagnants lorsqu'il s'agit de mesurer une plage de température étendue. Des circuits intégrés dernier cri assurent l'interfaçage entre le capteur de température et un microcontrôleur.

Les thermocouples sont basés sur l'effet Seebeck : une différence de température le long d'un fil cause un déplacement des électrons de conduction libres. L'importance du déplacement de charge dépend des propriétés électriques de la matière utilisée.

L'énergie thermique est transmise aux électrons qui se meuvent normalement dans le réseau cristallin (**figure 1**). Leur vitesse de déplacement augmente, ce qui provoque leur diffusion de la partie chauffée à la partie froide où ils libèrent de nouveau leur énergie en ralentissant. L'excès d'électrons dans la partie froide rend celle-ci négative par rapport à la partie chaude. Le champ

électrique engendré assure l'équilibre dynamique entre les électrons.

Pour mesurer la tension entre l'extrémité chaude et l'extrémité froide, il faut entre autres relier l'extrémité chaude à un conducteur électrique. Celui-ci subit aussi bien entendu l'influence de la différence de température. La différence de tension entre les 2 points d'accumulation des charges est nulle si les propriétés électriques de ce second conducteur sont identiques à celles du premier. Une différence de potentiel apparaît par contre aux 2 extrémités « froides » si les 2 conducteurs sont différents. Elle dépend de la différence de température et des propriétés électriques des 2 conducteurs.

Le circuit de la **figure 2** ne permet pas de mesurer la tension thermoélectrique absolue mais uniquement des différences. Pour déterminer la température à l'emplacement de mesure, il faut donc que la température du point de raccordement soit connue et constante. Les indications des fiches de données comme « Tension thermoélectrique à 200 °C » sont toujours données par rapport à la tension thermoélectrique à 0 °C.

Si l'extrémité du thermocouple se trouve à une température inconnue (et si elle est éloignée de l'électronique de mesure), il faut la prolonger à partir du point de raccordement par une ligne de compensation spéciale jusqu'à la zone à température connue (jonction de référence). La mesure de la tension avec un instrument peut causer des problèmes lorsque les bornes de raccordement de celui-ci sont faites d'un matériau différent. Elles forment 2 thermo-

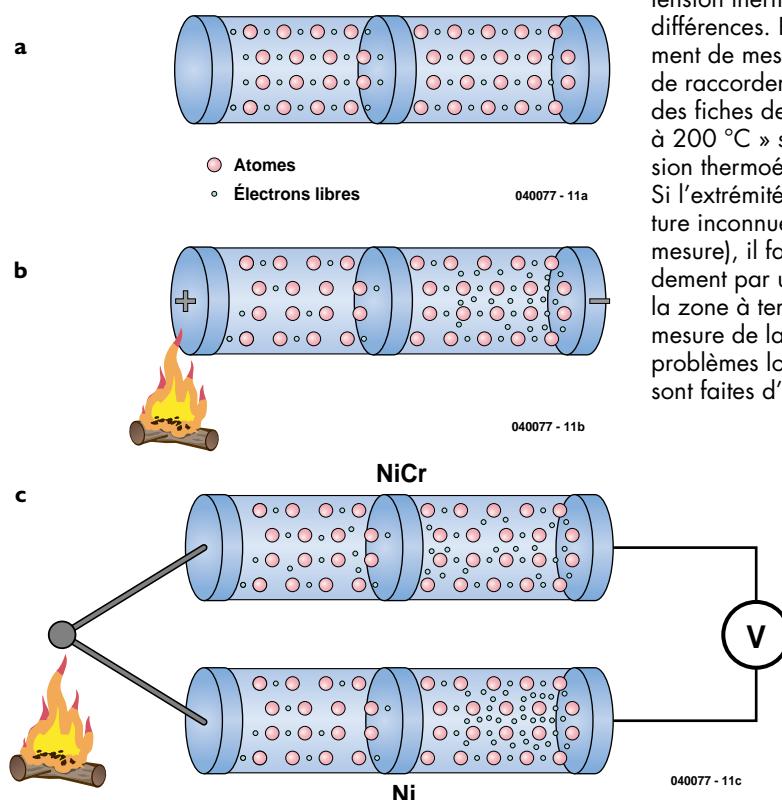


Figure 1. Les électrons de valence sont uniformément répartis dans un conducteur (a), mais sont diffusés vers l'extrémité froide quand une seule extrémité est chauffée (b). Si 2 conducteurs différents sont raccordés à l'extrémité chaude, les électrons libres produisent une tension à l'extrémité froide.

UPLES

couples supplémentaires qui peuvent toutefois être compensés en plaçant la jonction de référence à une température connue ou en corrigeant les thermocouples formés par les liaisons de l'instrument de mesure.

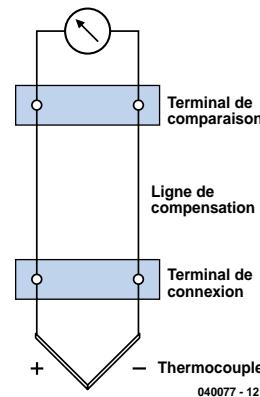
Thermocouples

La tension engendrée par l'effet thermoélectrique est très faible. Elle dépend de la combinaison des métaux mais ne dépasse pas quelques millivolts/Kelvin. C'est pourquoi les thermocouples ne sont pas utilisés pour des mesures de température de -30 à +50 °C. La différence par rapport à la température de la jonction de référence serait trop faible pour fournir un signal insensible aux perturbations. Les températures mesurées sont de l'ordre de 1000 °C ou plus.

Un certain nombre de combinaisons métalliques ont été choisies parmi toutes les possibilités disponibles et les séries de tension ont été standardisées dans la norme DIN EN 60584 (les types L et U, dépassés, sont remplacés par J et T). Les types d'éléments se caractérisent par leur température maximale et leurs caractéristiques reproduites dans la **figure 3**. On entend par température maximale la valeur la plus élevée à partir de laquelle a été relevée une tolérance. La température sous « défini jusqu'à » est celle jusqu'à laquelle la tension thermoélectrique est normalisée. Le côté positif des paires thermoélectriques est toujours celui mentionnée en premier. Les caractéristiques des thermocouples montrent que la tension ne dépend pas tout à fait linéairement de la température. Pour remédier à cet état de choses, il faut disposer d'un circuit de linéarisation qui sera différent pour chaque type d'élément. La **figure 4** montre que, dans le cas d'un élément K, la déviation maximale par rapport à une droite atteint 0,5 K à 750 °C. On peut se passer de linéarisation lorsqu'une faible déviation dans une plage de mesure limitée est acceptable.

Traitement des valeurs de mesure

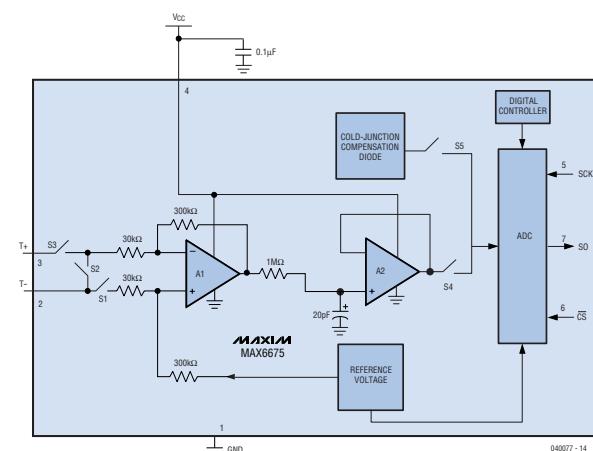
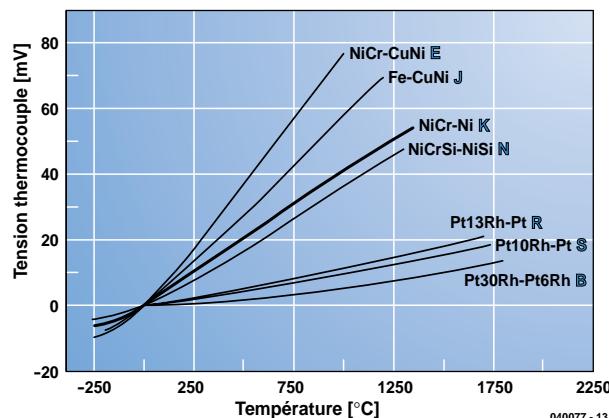
Nous avons présenté jadis l'application d'un thermocouple sous le nom de « Thermomètre à thermocouple » (Elektor 01/92). La compensation de la jonction de référence était encore basée sur des composants discrets. L'industrie des semi-conducteurs offre actuellement des convertisseurs complets, par exemple le MAX6675. Il s'agit d'un convertisseur A/N 12 bits avec une interface SPI (et le pilotage approprié) précédé par un amplificateur différentiel de mesure tamponné comportant un limiteur de bruit (n'apparaît pas dans la figure). Le circuit interne (**figure 5**) comporte en outre une diode de compensation qui détermine la température de la jonction de référence et effectue la correction appropriée. Le MAX6675 est destiné à des températures à la jonction de mesure de 0 °C à 1023,75 °C et peut compenser des températures de la jonction de référence de -20 à 85 °C. On obtient une résolution de 0,25 °C. Un composant comparable, le MAX7774 avec un convertisseur 10 bits, a une résolution de 1 °C.



SPI

La valeur de mesure corrigée est finalement numérisée par le CAN et peut être requise (lecture seulement) sous forme serielle par un microcontrôleur. Le protocole SPI est très simple. Il passe un mot de 16 bits au microcontrôleur à chaque signal d'horloge de celui-ci. Il n'y a grand chose à dire sur la séquence temporelle de ce protocole qu'on ne puisse trouver sur Internet. La **figure 6** montre le contenu du mot de 16 bits. Une suite de 0 aux positions 3 (bit de poids faible) à 14 (bit de poids fort) représente une température de 0 °C, douze 1 correspondent à 1 023,75 °C.

Le bit 2 joue un rôle particulier : il se trouve d'ordinaire



Thomas Johann Seebeck

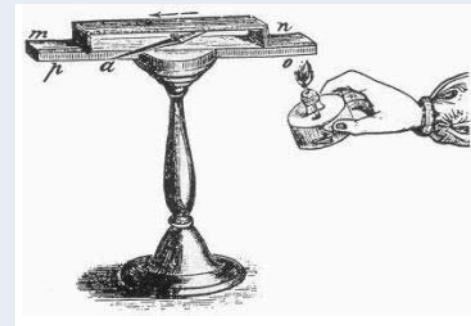


* le 9 avril 1770 à Reval
(aujourd'hui Tallinn)

† le 10 décembre 1831 à Berlin

Thomas Johann Seebeck est né le 9 avril 1770 à Reval (capitale de l'Estonie) dans une famille marchande aisée. Son père, d'origine allemande, l'encouragea à étudier la médecine aux universités de Berlin et de Göttingen. Il obtint son diplôme de médecin en 1802 et exerça à Göttingen. Il décida toutefois de passer à la recherche en sciences physiques, de sorte qu'il est surtout connu comme physicien plutôt que comme médecin. Il résida à Léna, Bayreuth et Nuremberg où il se consacra comme chercheur indépendant à l'étude des sciences naturelles. Il rencontra Johann Wolfgang von Goethe avec lequel il collabora sur la théorie des couleurs et de la lumière colorée.

Il investigua le pouvoir calorifique des couleurs du spectre solaire. Il obtint le premier amalgame de potassium en 1808 et fut le premier à remarquer en 1810 la sensibilité à la couleur de l'oxyde d'argent humide (le premier pas vers la photographie en couleur). Il observa au cours de la même année le magnétisme du nickel et du cobalt. Il découvrit l'activité optique (rotation du plan de polarisation) des solutions sucrées en 1818. Il retourna alors à l'Université de Berlin où il se consacra à l'étude de la magnétisation électrique du fer et de l'acier. Il découvrit l'effet thermoélectrique en 1821.



En 1823, Seebeck établit une série des tensions thermoélectriques et publia ses travaux thermomagnétiques dans « *Magnetische Polarisation der Metalle und Erze durch Temperatur-Differenz. Abhandlungen der Preußischen Akademie der Wissenschaften* » (Polarisation magnétique des métaux et minerais par différence de température. Comptes-rendus de l'Académie des sciences de Prusse). Il fit partie pendant 13 ans de l'Académie des Sciences de Berlin.

élément	température max.	déf. jusqu'à	plus
J: Fe-CuNi	750 °C	1200 °C	noir
T: Cu-CuNi	350 °C	400 °C	marron
K: NiCr-Ni	1200 °C	1370 °C	vert
E: NiCr-CuNi	900 °C	1000 °C	violet
N: NiCrSi-NiSi	1200 °C	1300 °C	lila
S: Pt10Rh-Pt	1600 °C	1540 °C	orange
R: Pt13Rh-Pt	1600 °C	1760 °C	orange
B: Pt30Rh-Pt6Rh	1700 °C	1820 °C	rien

au niveau bas. Il passe au niveau haut si l'entrée du thermocouple est coupée (par exemple par une coupure du câble). Cela ne fonctionne toutefois que si l'entrée T (aussi proche que possible de la broche GND) est mise à la masse.

Conseils d'utilisation

Il faut se conformer à un certain nombre de règles pour atteindre la précision la plus élevée possible.

- Éviter que la température du MAX6675 ne devienne trop élevée. Donc : bonne circulation d'air et surfaces de masse généreusement dimensionnées.
- Plus les fils du thermocouple et de la ligne de compensation sont épais et plus le risque de modification de la valeur de mesure par la résistance des lignes décroît.
- S'il est impossible d'éviter d'utiliser un thermocouple mince, il faut toutefois faire appel à une ligne de compensation épaisse.
- Éviter toute atteinte mécanique des câbles et des composants.
- Employer un câble à paires torsadées si les liaisons du thermocouple sont longues.
- Pas de changements brutaux de température !
- Il faut absolument respecter la température maximale

du thermocouple et celle (bien moindre) de la ligne de compensation.

- Il faut tenir compte du degré de robustesse mécanique du composant dans chaque application.
- Même si le MAX6675 fonctionne avec un amplificateur de mesure à bruit spécialement faible, il faut placer le composant et les liaisons à l'abri des sources de bruit électrique.

(040077-1)

Source et littérature :

Fiches de données MAX6675

<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX6675.pdf>

Thermocouples – structure et application

Fiche technique 90.1000

<http://www2.jumo.de/fr/produkte/loadframe.html>
sous Produits/Téléchargement direct (fiches techniques et notices de mise en service). Choisir Fiches techniques françaises, puis cliquer sur T90.1000F pour télécharger.
(Brochure de l'entreprise Jumo GmbH)

Nau, Matthias – Elektrische Temperaturmessung

http://www.jumo.de/web/Jumo_de.nsf/vw_icons/FAS146_ElektrischeTemperaturmessung_d/
(Brochure de l'entreprise Jumo GmbH)

Wikipedia, The Free Encyclopedia

http://en.wikipedia.org/wiki/Thomas_Johann_Seebeck

BIT	DUMMY SIGN BIT	12-BIT TEMPERATURE READING												THERMOCOUPLE INPUT	DEVICE ID	STATE	
		15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3			
Bit														2	1	0	
	0	MSB												LSB	0	Three-state	

040077 - 15

Figure 5. Mot de sortie 16 bits du MAX6675.

Détecteur de métaux mono-puce

Thomas Scarborough

Le principe sur lequel repose un détecteur de métaux est d'une simplicité enfantine. La preuve : il est possible, en un clin d'œil, d'en réaliser un à l'aide d'un unique composant actif épaulé par des moyens existants. Le présent projet est relativement sensible vu qu'il est possible, en fonction de la calibration, de détecter des pièces de monnaie à une distance de 80 à 90 mm. De plus, contrairement à nombre d'autres projets à faible coût, il n'a que peu de problèmes de dérive étant partant plus confortable à utiliser.

Fonctionnement

À l'image de nombreux autres détecteurs de métaux, le présent appareil travaille selon le principe BFO (Beat Frequency Oscillator = oscillateur à fréquence de battement), c'est-à-dire oscillateur libre. On a génération d'un signal sonore dont les caractéristiques dépendent de la différence entre un oscillateur ajustable et un oscillateur de référence, ce dernier prenant ici la forme d'un récepteur P.O. (Petites Ondes).

L'oscillateur du détecteur fait appel à un circuit intégrant un sextuple inverseur à trigger de Schmitt. La self de détection qu'il vous faudra bobiner vous-même est prise entre l'entrée et la sortie de l'une des portes. Comme une inductance contre les variations rapides d'une tension appliquée à ses bornes, toute variation du niveau logique présent sur la broche 2 de IC1.A sera transmise, avec un certain retard, à la broche d'entrée, la broche 1. Ceci entraîne la mise en oscillation du circuit. Le signal résultant est appliqué à l'antenne du récepteur P.O.

La fréquence du signal du récepteur est bien plus haute que celle de l'oscillateur du détecteur de

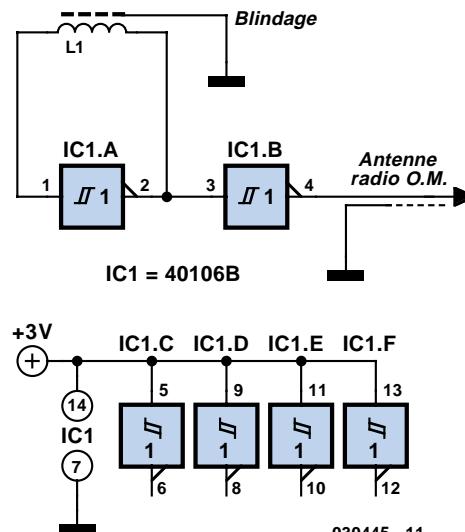
métaux, mais le principe BFO fonctionne également fort bien avec les harmoniques du signal. En présence de métal, l'inductance de L1 augmentera ou diminuera ce qui se traduit par une augmentation ou une diminution de la fréquence de l'oscillateur. Le haut-parleur du récepteur rend cet effet audible. En fonction du circuit intégré utilisé, la fréquence du ton produit se situera entre 200 et 300 kHz. IC1.B fait office de tampon, de sorte que le chargement de l'oscillateur reste sans effet sur la fréquence de sortie.

Bobiner

La self de détection est constituée de 70 spires de fil de cuivre émaillé de 0,35 mm bobinées sur un gabarit de 120 mm. Le bobinage de la self n'a rien de critique. On pourra, en cours de bobinage, maintenir en place les spires à l'aide de ruban adhésif. Une fois le bobinage terminé, il faudra isoler l'ensemble de la self en l'enveloppant dans du ruban adhésif. Veillez à garder accessibles les 2 extrémités de la bobine.

Blinder et brancher

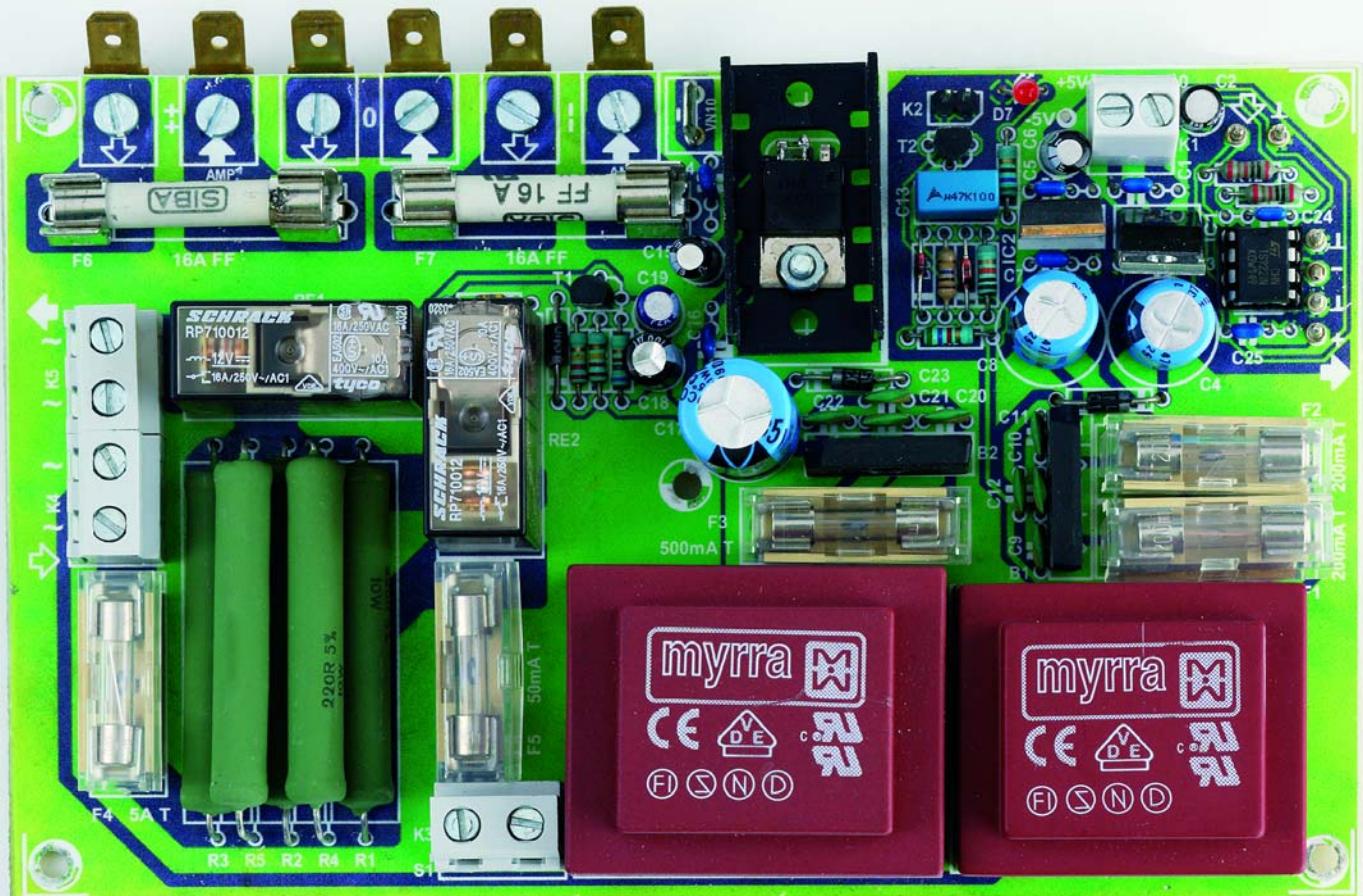
Il faudra ensuite protéger (blin-



030445 - 11

ClariTy 2x300W

alimenter, «encoffrer» et régler



Ton Giesberts

Comme nous l'évoquions dans les articles précédents, cet amplificateur a besoin d'un peu plus que d'une simple alimentation symétrique costaude. Dans ce dernier article, nous aborderons, outre l'alimentation principale, aussi les autres alimentations, la mise en coffret et le réglage.

en classe T (III)

La section d'entrée analogique du TA3020 travaille à une tension d'alimentation régulée de 5 V. Le pilotage des FETMOS requiert lui une tension auxiliaire de 10 V. La platine de l'alimentation comporte en outre une temporisation de mise en fonction de la tension d'alimentation (limitation de courant). Ajoutez à cela un circuit tampon à déphasage permettant de commuter les 2 canaux en montage en pont sans nécessiter de modifications au niveau de la platine. Sans oublier l'indispensable indication de présence de tension d'alimentation et le signal de silencieux.

Alimentation analogique et silencieux

L'alimentation analogique de 5 V possède son propre transformateur (TR1, 2 x 9 V). Nous y avons ajouté un rien d'électronique discrète chargée de fournir un signal de silencieux (*mute*, cf. **figure 1**). La tension d'alimentation de ce circuit est dérivée directement de la tension en sortie du pont de redressement B1; un petit condensateur, C14, la lisse de manière à faire passer l'amplificateur en mode « silencieux » le plus rapidement possible après la disparition de la tension d'alimentation.

Le fonctionnement du circuit de silencieux est évident : après chargement de C13, T2 se trouve à une tension suffisante pour rendre parfaitement conducteur l'opto-coupleur présent sur la platine de l'amplificateur. C13 se charge progressivement au travers de R11 jusqu'au niveau de tension défini par le diviseur de tension R9/R10. D2 limite la tension de la sortie de silencieux, la valeur de tension finale n'ayant rien de bien critique. En cas de disparition de la tension secteur, C13 se décharge rapidement au travers de D3. L'embase K2 permet de transférer le

signal de silencieux vers la platine de l'amplificateur.

L'alimentation négative sert uniquement à alimenter le déphasage. Les tensions de + et de -5 V sont obtenues à l'aide de régulateurs positif et négatif standards. Le +5 V disponible sur l'embase K1 peut être transféré à la platine de l'amplificateur. À noter que la tension négative est également disponible sur un picot, ce qui en permettra l'utilisation pour une application personnelle.

Tension auxiliaire et temporisation

La ligne 10 V de l'étage de sortie est alimentée elle aussi par son propre transformateur (TR2), tension fournie, après redressement et lissage, par un régulateur 10 V positif classique. Le schéma comporte un double type de transformateur. Le dessin de la platine est telle que l'on peut utiliser soit un transfo à 2 enroulements distincts (2 x 6 V) ou à 1 enroulement (1 x 12 V). On dispose dans les 2 cas d'une tension alternative de 12 V. Comme dans le cas de l'alimentation analogique, le lissage se fait en aval d'une diode additionnelle et non pas directement derrière le pont de redressement.

La tension disponible en aval du redresseur B2 sert d'alimentation pour le relais de temporisation d'application de la tension du secteur. C19 assure un minimum de lissage. Dans ces conditions, les relais décollent le plus rapidement possible après la disparition de la tension du secteur. La temporisation de mise en fonction prend la forme de 2 relais. Le premier, RE1, active l'amplificateur au travers de quelques résistances de puissance de manière à limiter le courant de magnétisation du transformateur et le courant de charge des condensateurs de l'alimentation principale. Nous utilisons pour cela

5 résistances de 10 W de 220 Ω prises en parallèle. 2 d'entre elles sont montées au-dessus des autres en veillant à garder un peu d'espace. Il faut, lors du dimensionnement des résistances tenir compte de leur capacité de chargement en crête. Brièvement, on a dissipation d'une puissance de 1 200 W, en crête pure elle peut même dépasser les 2 kW ! Le second relais, RE2, court-circuite les résistances de sorte que le transformateur principal (un modèle de 1 000 VA sur notre prototype) se trouve relié directement à la tension du secteur. De cette façon, l'amplificateur peut se contenter d'un interrupteur secteur relativement petit (6 A). Le courant de mise en fonction ne dépasse en effet pas 5,2 A effectifs. La commande de la temporisation de mise en fonction suit une recette classique. Le diviseur de tension R6/R7/R8 fait en sorte que la base de T1 n'entre suffisamment en conduction pour activer RE2 qu'aux 2/3 de la tension d'alimentation. La charge de C20 retarde l'instant d'atteinte de cette tension. En prenant des R6 et R7 de valeur identique, il est possible de donner à C20 une valeur faible. En cas de disparition de la tension secteur, D5 permet une décharge rapide de C20. On garantit ainsi que la durée de temporisation reste relativement bien conservée même en cas de mise hors et en-fonction rapprochées.

La LED D7 signale la présence de la tension du secteur. Elle sera à mettre sur la face avant.

L'alimentation principale

Si l'amplificateur est compact, cela n'est pas le cas, loin de là, de l'alimentation. Nous aurions bien évidemment pu envisager une alimentation à découpage mais cela nous aurait amenés à une alimentation

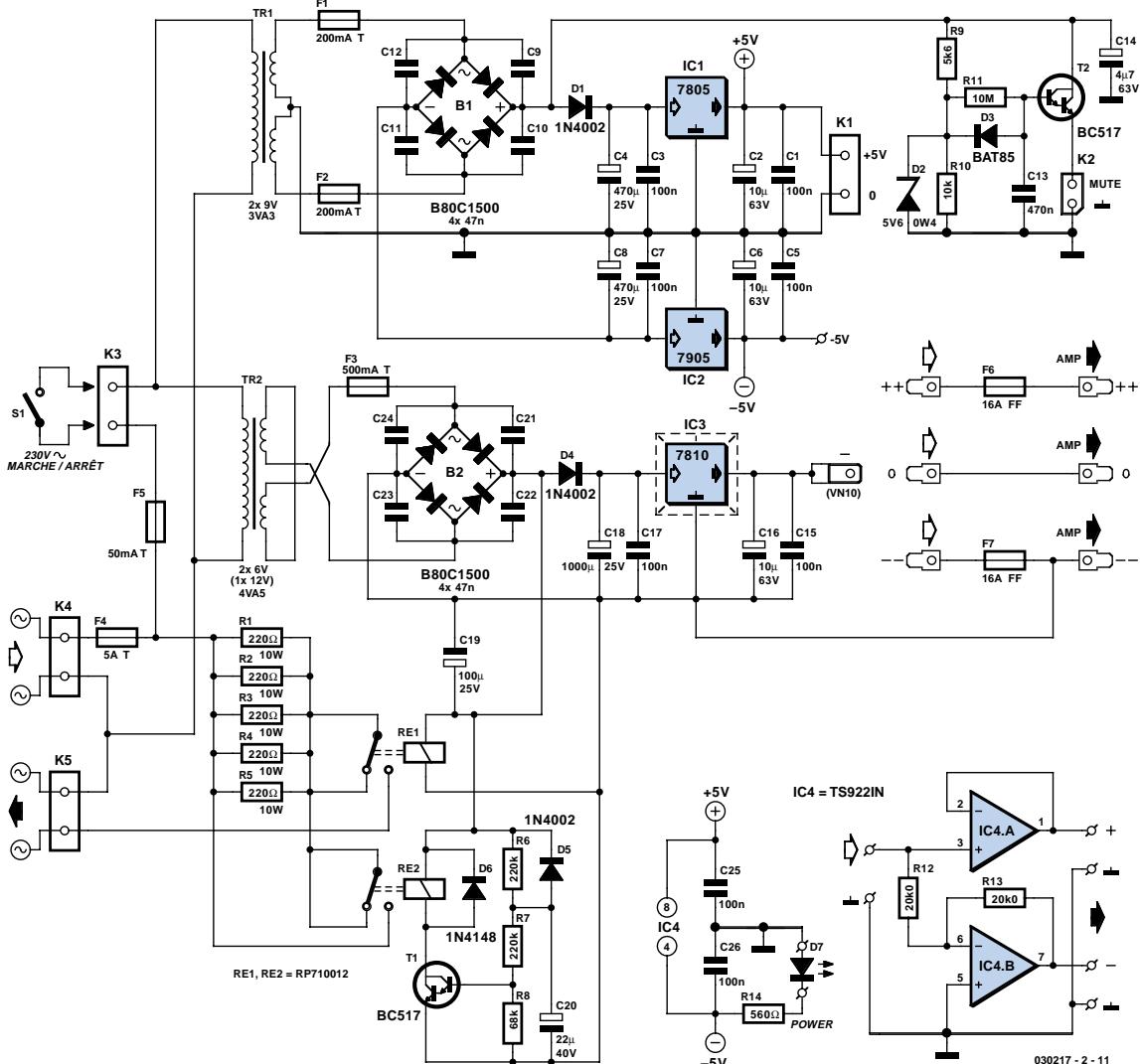


Figure 1. La platine de l'alimentation se charge non seulement de fournir les tensions auxiliaires, mais comporte aussi la temporisation, le signal de silencieux et le déphasage pour utilisation en pont.

Liste des composants

l'alimentation

Résistances :

R1 à R5 = 220 Ω /10 W (AC10
BCcomponents par exemple)
R6,R7 = 220 k Ω
R8 = 68 k Ω
R9 = 5 k Ω
R10 = 10 k Ω
R11 = 10 M Ω
R12,R13 = 20 k Ω 0,1%
R14 = 560 Ω

Condensateurs :

C1,C3,C5,C7,C15,C17,C25,C26 =
100 nF céramique
C2,C6,C16 = 10 μ F/63V radial
C4,C8 = 470 μ F/25V radial
C9 à C12,C21 à C24 = 47 nF céramique
C13 = 470 nF
C14 = 4 μ F/7/63 V radial
C18 = 1 000 μ F/25 V radial
C19 = 100 μ F/25 V radial
C20 = 22 μ F/40 V radial

Semi-conducteurs :

D1,D4,D5 = 1N4002
D2 = diode zener 5V6/400 mW
D3 = BAT85
D6 = 1N4148
D7 = LED rouge faible courant
T1,T2 = BC517
IC1 = 7805
IC2 = 7905
IC3 = 7810
IC4 = TS922IN ST (Farnell 332-6275)

Divers

B1,B2 = B80C1500 carré (- ~ + ~)
K1 = bornier encartable à 2 contacts au
pas de 5 mm
K2 = embase autosécable à 2 contacts
K3 à K5 = bornier encartable à
2 contacts au pas de 7,5 mm
F1,F2 = porte-fusible encartable + fusible
200 mA/T
F3 = porte-fusible encartable + fusible
500 mA/T
F4 = porte-fusible encartable + fusible
5 A/T
F5 = porte-fusible encartable + fusible
50 mA/T
F6,F7 = fusible 16 A/FF 6,35x32 mm
(Farnell 534-699 + contacts pour fusible
230-480)

RE1,RE2 = relais RP710012

16 A/12 V/270 Ω (Schrack, Farnell
388-312)

TR1 = transfo 2 x 9 V/3VA3 (tel que, par
exemple Myrra 44200, 2 x 1VA6)

TR2 = transfo 2 x 6 V (ou 1 x
12 V)/4,5VA (tel que, par exemple,
Myrra 44235, 2 x 2VA5)

1 x cosse languette à souder en verticale
6 x cosse languette encartable 3 mm à
visser

radiateur 15 K/W pour IC3 (ICK35SA
Fischer)

S1 = interrupteur secteur 6 A

l'alimentation principale

Transfo 1 000 VA, 2 x 42 V/11,9 A (tel
que, par exemple, Z8022 Amplimo)

Pont 140 VAC/50 A (tel que, par
exemple, KBPC 5002FP Diotec
Semiconductor, Farnell 393-5292)

8 x condensateur électrochimique
15 000 μ F/63 V (tel que, par exemple.
2222 154 18153 BCcomponents,
Farnell 248-022)

4 x équerre de montage pour
condensateur électrochimique de 35 mm
de diamètre (Farnell 306-526)

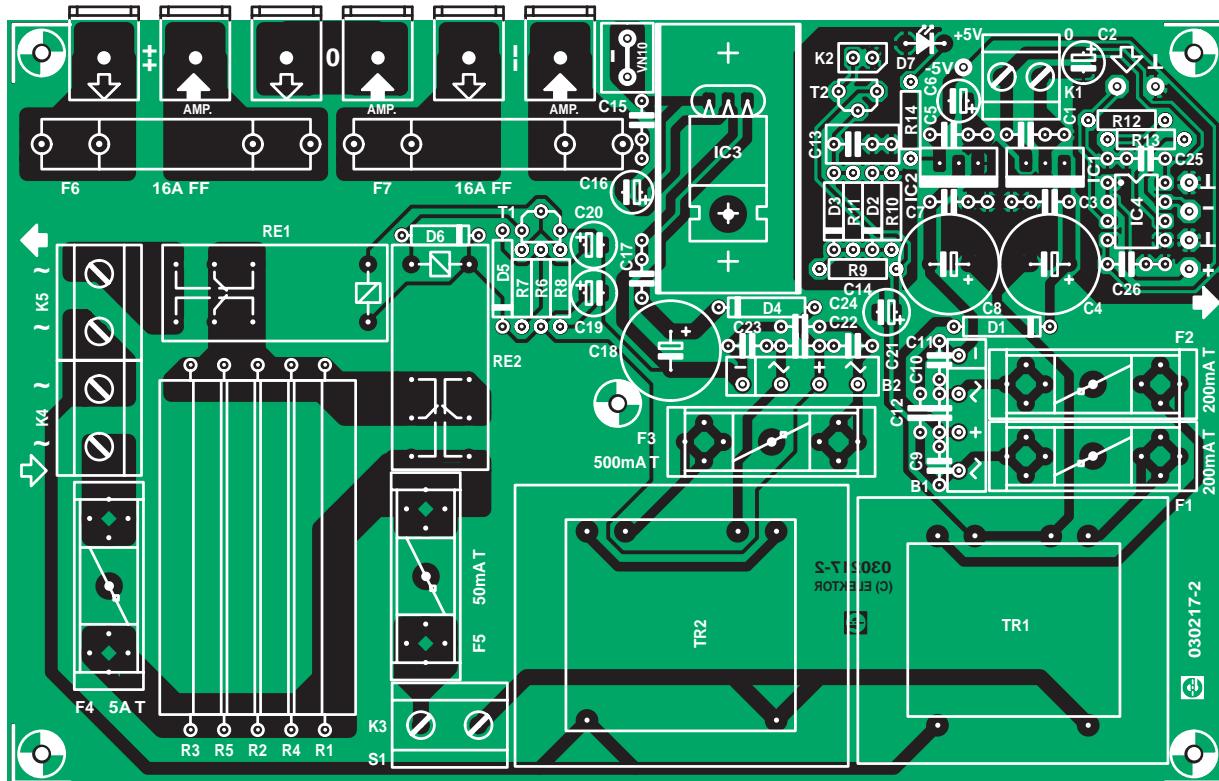


Figure 2. Nous avons, sur la platine de l'alimentation, réservé de la place pour différents fusibles : l'ampli est bien protégé ainsi.

pouvant fournir à une tension de ± 60 V, un bon 40 A. Cela aurait été un défi délicat. Il est facile de comprendre pourquoi nous avons opté pour une approche standard.

En raison des courants concernés, nous avons opté pour un redresseur costaud pouvant supporter 46 A en nominal et 90 A en crête. Les condensateurs de l'alimentation sont capables de supporter des courants d'ondulation importants. Les condensateurs électrochimiques ordinaires ne sont pas prévus pour des conditions aussi extrêmes. Nous avons choisi, dans la série 2222 154 de BCcomponents, un condensateur pouvant supporter des courants d'ondulation de quelque 11 A à 10 kHz (20 A à 100 Hz) et possédant une self-induction et une RSE (Résistance Série Équivalente) faibles (condensateur de petit diamètre et de forte taille). La prise en parallèle de 4 de ces condensateurs pour chaque moitié de l'alimentation garantit une durée de vie importante. Notons au passage que si l'on commande 10 exemplaires d'une fois chez Farnell, ils coûtent moins chers que 8 exemplaires facturés à l'unité ! Nous ne pouvons pas vous donner tort à ceux qui pensent que nous avons opté pour un dimensionne-

ment par trop conservateur. Il ne faut cependant pas oublier que, à une puissance de 2×200 W sinus, cette alimentation perd déjà 5 volts !

Sécurité

La tension du secteur est appliquée à la platine de l'alimentation par le biais du bornier K4. On trouve aussi à ce niveau le fusible primaire du transfo principal, F4, de sorte que l'on n'a pas besoin d'une entrée secteur à fusible intégré. La tension du secteur destinée aux tensions auxiliaires est prise en aval du fusible du transfo principal. En cas de fusion du fusible primaire, le reste de l'amplificateur se trouve aussi hors-tension. Dans l'autre sens inverse on a une situation similaire. Si le fusible pour TR1 et TR2 devait griller, l'alimentation de la temporisation disparaît elle aussi et ClariTy dans son ensemble se trouve hors-tension. Il existe une situation où une partie seulement du montage se trouve hors-tension : la destruction soit de F1 soit de F2, soit de ces 2 fusibles simultanément. Dans ce cas-là, il manquera le + 5 V à l'amplificateur et il n'y aura plus de signal. Cela n'a pas de conséquences dramatiques, à peine un plock au niveau des enceintes.

Nous avons en outre une sécurité supplémentaire pour la tension d'alimentation principale de l'amplificateur de puissance prenant la forme de 2 fusibles 16 A (FF) en version 32 mm. On est assuré ainsi, qu'en cas de court-circuit, la tension s'effondre rapidement et qu'il ne faille pas d'abord décharger les condensateurs de l'alimentation. Ces fusibles se trouvent eux aussi sur la platine de l'alimentation et implantés entre les condensateurs de l'alimentation et la platine de l'amplificateur. L'interconnexion des 2 plaques se fait par languettes automobiles fixées par boulon, ce qui permet aux bornes du porte-fusible utilisé de supporter pas moins de 15 A (à condition que la surface de cuivre soit suffisante). La plupart des porte-fusibles encartables ne peuvent pas supporter plus de 5 A en continu !

Mise en coffret

Pour notre prototype nous avons choisi de faire notre propre boîtier à base d'une plaque d'aluminium. Le coffret sort des normes classiques en raison des dimensions du radiateur, du transformateur torique, des condensateurs électrochimiques et de la taille de la plaque d'alimenta-

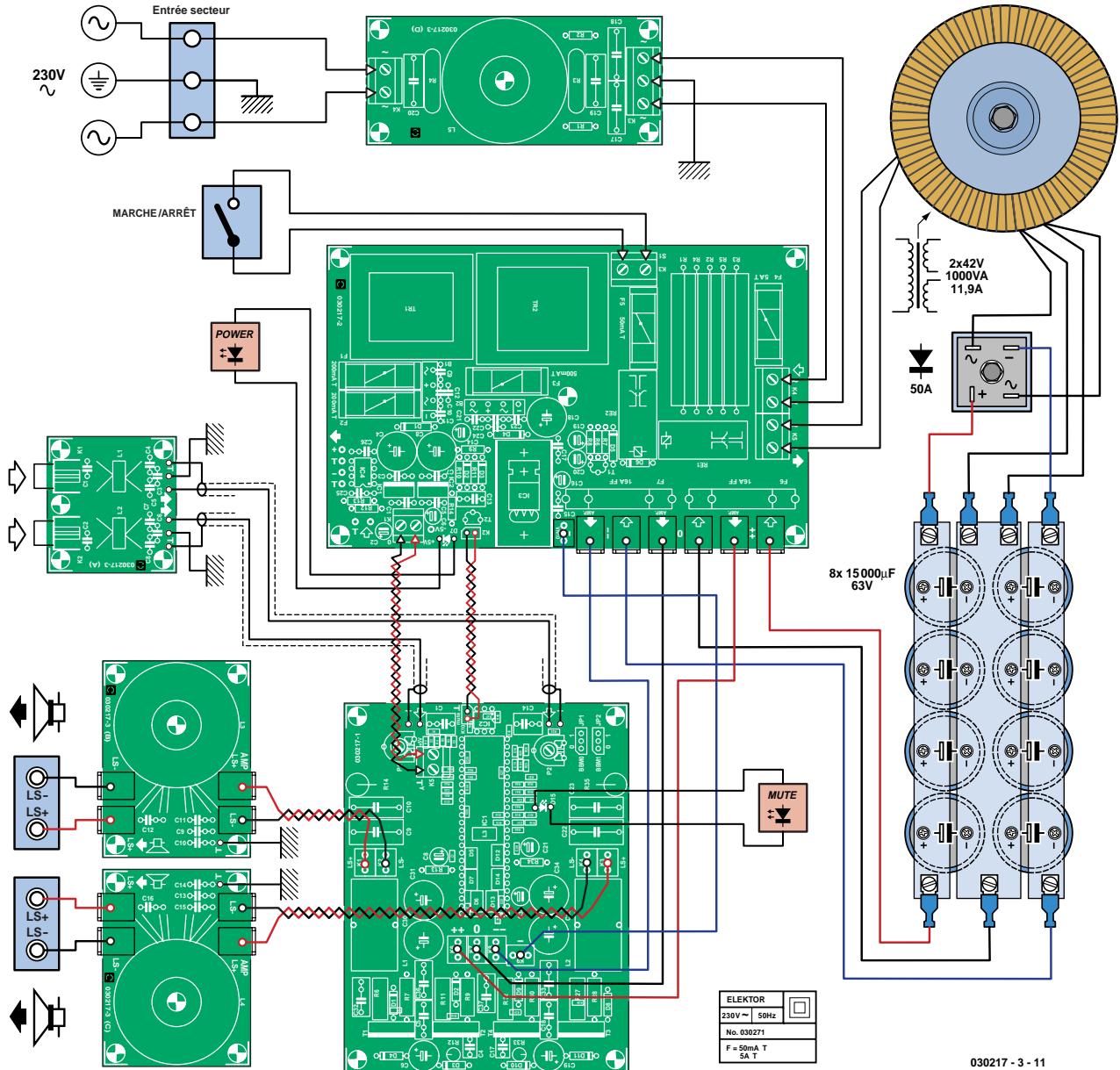


Figure 3. Ce plan de câblage comporte aussi les filtres. Veillez à raccourcir les liaisons le plus possible !

tion. Le radiateur constitue la face avant du boîtier. L'entrée secteur, les embases d'entrée et les embases de connexion des enceintes se trouvent sur l'arrière. Nous vous laissons toute liberté quant au choix et à la réalisation du coffret.

Voulant raccourcir au maximum les connexions véhiculant les tensions d'alimentation, nous en sommes arrivés à placer la platine de l'alimentation (**figure 2**) au-dessus de l'énorme transformateur torique. Les 4 orifices de fixation de cette platine sont suffisamment écartés pour que les tiges de fixation passent le long du transformateur et puissent être fixées sur le « plancher » du coffret. Les 2 ran-

ges de 4 condensateurs chacune sont considérées comme autant de blocs juxtaposés. Les bornes sont interconnectées à l'aide de plaquettes d'aluminium de 2 mm d'épaisseur de longueur adéquate. Veillez à laisser un écart suffisant entre le « + » et le « 0 » et le « 0 » et le « - ». Nous vous conseillons de monter des languettes auto sur les plaquettes ce qui facilitera le câblage et l'entretien. Les condensateurs pourront être fixés à l'aide de 4 équerres de montage. Si nécessaire, il faudra casser un orifice de montage par équerre. Le plan de câblage est donné en **figure 3**. Ce schéma comporte également les plaquettes des filtres. Nous

en reparlerons.

Les 2 prises intermédiaires du transformateur (le zéro/masse) sont montées sur l'un des côtés de la plaque de masse commune des condensateurs, s'intercalant entre le plus et le moins en provenance du pont de redressement. Ce dernier est monté à plat sur la face latérale du coffret ce qui permet d'utiliser une surface importante pour son refroidissement. De l'autre côté des plaquettes interconnectant les condensateurs, on connecte les 3 lignes d'alimentation avec la platine d'alimentation, sans oublier le zéro, vers les connecteurs des entrées (identifiées par une flèche). Restent ouvertes, sur la platine

2 canaux en pont

Il faut, pour pouvoir utiliser en pont un amplificateur stéréo que les 2 canaux soient attaqués par des signaux de même amplitude. Ces signaux doivent cependant être en anti-phase (déphasés de 180°). Nous avons doté la platine de l'alimentation d'un circuit tampon simple permettant de ne pas avoir à modifier d'interconnexion ou de composant au niveau de l'amplificateur. IC4.A est monté en suiveur de tension et IC4.B en amplificateur inverseur. Il nous suffit, pour cela, outre les 2 condensateurs de découplage, de 2 amplis op et de 2 résistances. L'alimentation étant symétrique, il n'y a pas besoin de condensateurs de découplage pour un éventuel offset CC aux entrées et sorties. L'approche simple adoptée peut éventuellement se traduire par un léger offset aux sorties, mais l'amplificateur étant couplé en CA, il n'en souffre pas le moins du monde.

En cas d'utilisation de la platine de l'amplificateur en amplificateur en pont, il faut, pour un fonctionnement correct et une distorsion faible, bien faire attention à la polarité des connexions des filtres des haut-parleurs. Le câblage de l'ampli est le même que pour une version stéréo. Le filtre d'entrée ne sera naturellement réalisé que pour un canal. La sortie du filtre d'entrée attaque le circuit-tampon de la platine de l'alimentation (IC4). Ensuite, 2 signaux attaquent les entrées de la platine de l'amplificateur. Il va sans dire que ces liaisons seront réalisées à l'aide de câble audio blindé de bonne qualité ! Les 2 sorties LS+ des filtres des haut-parleurs constituent alors la connexion haut-parleur de l'ampli en pont. Comme, au cas où les sorties LS- resteraient ouvertes, il n'y aurait pas de courant de retour des filtres, il faudra interconnecter ces 2 entrées LS-. Il est essentiel, en cas d'utilisation de l'amplificateur en pont, de vérifier que les sorties de l'amplificateur ne se trouvent pas (malencontreusement à la suite d'une erreur de câblage) en court-circuit !

d'alimentation, 4 connecteurs fourni-
nissant les tensions d'alimentation.
Il faudra veiller à ce que la distance
vers la platine de l'amplificateur soit
la plus courte possible. Ceci est éga-
lement vrai pour la tension auxiliaire
de 10 V.

On utilisera, sur l'alimentation prin-

cipale, du câble multibrin d'une sec-
tion de 4 mm² au moins. Le signal de
silencieux de la platine d'alimenta-
tion est transféré à la platine de l'am-
plificateur par le biais d'une paire de
fils multibrins entortillés. La tension
d'alimentation analogique utilise elle
aussi des conducteurs multibrins

entortillés de 1,5 mm².
La sortie de tension secteur de la
platine d'alimentation est intercon-
nectée directement au (monstreux)
transformateur torique.
On dispose, sur l'arrière, d'un peu de
place pour l'implantation d'un petit
ventilateur assurant un refroidisse-

Résultats de mesure

Les résultats donnés ci-après ont été obtenus avec un transformateur d'alimentation de 1 000 VA, 2 x 42 V, 11,9 A et 2 x 4 condensateurs électrochimiques de 15 000 µF/63 V. Les mesures ont été effectuées sur un prototype complet mis en coffret. Lors de la mesure de l'intermodulation et de la distorsion d'intermodulation dynamique nous avons ajouté un filtre Butterworth passif 40 kHz du 2^{ème} ordre à self à air.

Sensibilité d'entrée (2 x 300 W/4 Ω)	1,13 V (THD+N = 1,5%)
Impédance d'entrée	18,9 kΩ
Puissance sinusoïdale (1 kHz/THD+N = 0,1%/B = 22 Hz à 22 kHz)	2 x 266 W/4 Ω
Puissance sinusoïdale (1 kHz/THD+N = 1%/B = 22 Hz à 22 kHz)	2 x 156 W/8 Ω
Puissance sinusoïdale en pont (1 kHz/THD+N = 1%/B = 22 Hz à 22 kHz)	2 x 291 W/4 Ω
Puissance sinusoïdale en pont (1 kHz/THD+N = 1%/B = 22 Hz à 22 kHz)	2 x 167 W/8 Ω
Rapport signal/bruit (B = 22 Hz à 22 kHz)	600 W/8 Ω
Distorsion harmonique 1 kHz (B = 22 Hz à 22 kHz)	735 W/6 Ω
Bande passante (via filtre elliptique du 9 ^{ème} ordre B = 180 kHz)	2,4 Hz à 98 kHz (4 Ω/1 W)
Rapport signal/bruit (B = 22 Hz à 22 kHz)	2,4 Hz à 122 kHz (8 Ω/1 W)
Distorsion harmonique 1 kHz (B = 22 Hz à 22 kHz)	> 68 dB (à 1 W/4 Ω)
Distorsion harmonique 1 kHz (B = 22 Hz à 22 kHz)	> 71 dB (à 1 W/8 Ω)
2 ^{ème} harmonique uniquement	< 0,04%
2 ^{ème} + 3 ^{ème} harmonique	< 0,03%
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,02%
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,02%
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,01% (THD+N = 0,037%)
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,02% (THD+N = 0,023%)
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,025% (THD+N = 0,026%)
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,013% (THD+N = 0,017%)
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,015% (THD+N = 0,018%)
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,1%
Distorsion d'intermodulation (IM) (50 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	< 0,1%

Distorsion d'IM dynamique
(carré 3,15 kHz avec sinus 15 kHz)

Atténuation (à 8 Ω/1 kHz)
Diaphonie (séparation des canaux)

300 W/4 Ω	< 0,06%
150 W/8 Ω	< 0,06%
1 W/4 Ω	< 0,035%
1 W/8 Ω	< 0,03%
300 W/4 Ω	< 0,025%
150 W/8 Ω	< 0,01%
200 W/4 Ω/1 kHz	> 140
100 W/8 Ω/1 kHz	> 100 dB
200 W/4 Ω/20 kHz	> 77 dB
100 W/8 Ω/20 kHz	> 77 dB

Nous vous proposons, pour illustrer ces valeurs de mesure cliniques, quelques courbes. Elles rendent peut-être mieux le caractère de l'amplificateur, bien que ce soit uniquement un test d'écoute qui puisse vraiment permettre un jugement final valide !

La **figure A** illustre l'influence du filtre de sortie (sur la platine de l'amplificateur) sur la réponse en amplitude. La courbe du haut est mesurée à une charge de 8 Ω et présente une hausse de +0,7 dB à 20 kHz et de +4,6 dB à 70 kHz. Une comparaison avec des mesures sous 4 Ω montre que le filtre est optimisé pour 4 Ω et présente de ce fait une caractéristique joliment rectiligne. La chute brutale et raide en fin de mesure est due au filtre elliptique du 9ème ordre utilisé lors de cette mesure.

La **figure B** montre la DHT+B à une bande passante allant de 22 Hz à 22 kHz, sous modulation et sous charge de 4 Ω. La hausse au milieu de la courbe (aux alentours de 20 W) est due en partie à l'influence de l'autre canal (bruit supplémentaire). Tous comptes faits, la distorsion reste relativement constante jusqu'à 200 W. À partir de 200 W, la distorsion augmente en raison de la modulation additionnelle appliquée à la sortie de l'amplificateur.

L'amplificateur présente ici un comportement ressemblant à un écrêtage induit (soft-clipping), mais il ne se bloque qu'à partir de quelque 300 W sous 4 Ω. À noter que cela dépend aussi de la puissance de l'alimentation. Nous avons utilisé, lors de cette mesure, un filtre du 2ème ordre additionnel pour rendre la courbe plus fluide. En l'absence de ce filtre la distorsion est encore moindre (1% à 291 W par exemple).

La **figure C** rend la puissance de sortie maximale à une charge de 2 x 4 Ω et 2 x 8 Ω. Sous 4 Ω, la distorsion est maintenue à 1% et à 0,5% sous 8 Ω. Les 2 mesures ont été effectuées à une bande passante allant de 22 Hz à 22 kHz. Aux alentours de 6 à 8 kHz, la puissance semble augmenter légèrement mais cela est naturellement dû au fait que le filtre induit une réjection des harmoniques. À partir de 5 kHz, il faut prolonger la caractéristique en légère chute. Aux fréquences plus faibles, la puissance maximale est légèrement supérieure qu'aux fréquences plus élevées. À 50 Hz de l'ordre de 163 W sous 8 Ω et de 306 W sous 4 Ω. À 1 kHz 160 W environ sous 8 Ω et 291 W sous 4 Ω. Cet effet est donc légèrement plus marqué aux impédances faibles, mais dans la pratique indécelable.

La dernière courbe, en **figure D**, donne le spectre de fréquences d'un signal de 1 kHz à 1 W sous 4 Ω. Il a été mesuré au travers d'un filtre Butterworth du 2ème ordre 40 kHz additionnel pour éliminer l'influence du bruit HF sur le convertisseur analogique/numérique de l'analyse FFT. Pour cela, la seconde harmonique se trouve en fait un peu en deçà de -80 dB (distorsion < 0,01%). On ne trouve pas ici d'ondulations de l'alimentation ou d'autres imperfections. Bien que l'on puisse voir, à 1 W, une partie de la modulation en largeur d'impulsion à la sortie de l'amplificateur, le spectre situé à l'intérieur de la bande audio est propre. La petite bosse à 50 kHz n'appelle pas de commentaire.

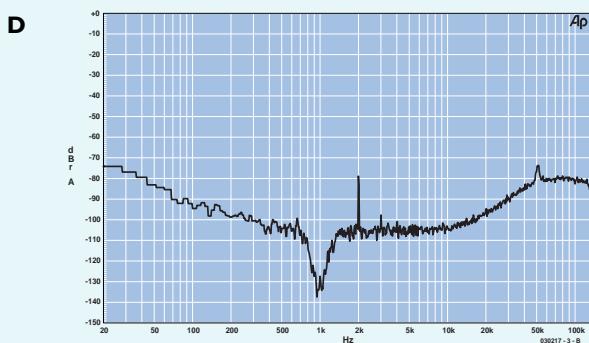
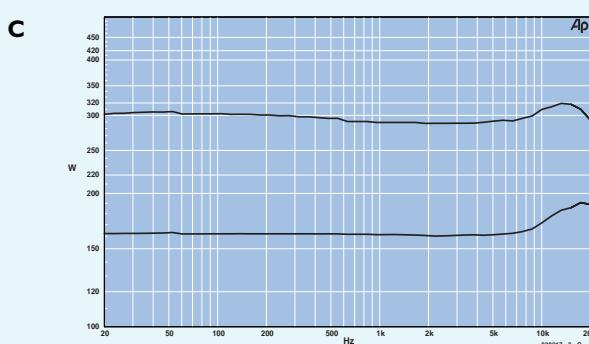
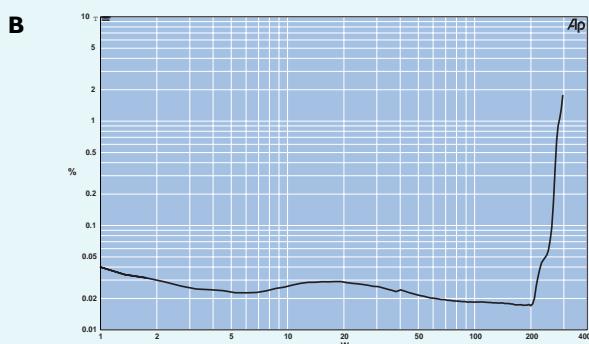
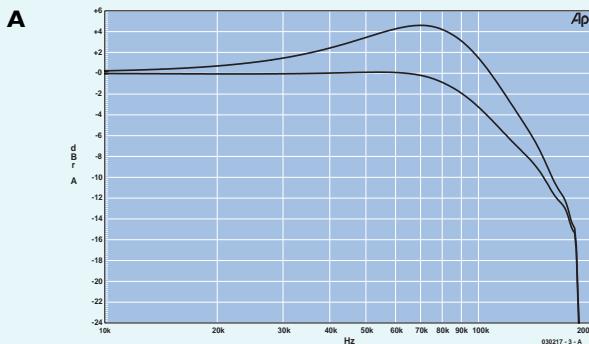


Tableau 1.
Paramétrage des cavaliers pour la durée du temps-mort

JP2 BBM1	JP1 BBM0	t ns
0	0	120
0	1	80
1	0	40
1	1	0

ment interne. Veillez à placer les câbles véhiculant les signaux d'entrée de manière à ce qu'ils soient éloignés le plus possible du transfo. Il faudra, pour chaque voie, entortiller les câbles vers les enceintes pour limiter l'influence de champs de rayonnement parasites.

Réglage

Après mise en coffret, le seul réglage qu'il faille effectuer, encore qu'il serait mieux de le faire au cours d'une phase de test avant la mise en coffret, est le réglage de l'offset en tension continue des sorties. Celui-

ci doit bien évidemment être nul. Le réglage (par le biais de P1 et P2 de la platine de l'amplificateur) se fera amplificateur en fonctionnement normal (et non pas en mode silencieux), à une charge nominale mais sans modulation.

En mode silencieux et hors-charge, l'amplificateur présente une impédance de sortie de quelque 10 kΩ. On trouve alors une petite tension à la sortie, tension qu'il n'est pas nécessaire d'éliminer.

Outre l'offset, il reste à régler le temps mort d'attaque des FETMOS. Cette durée est déterminée par la mise en place des cavaliers JP1 et JP2, et BBM0 et BBM1 respectivement. On fixe cette durée à 80 ns : JP1 est mis sur « 1 » et JP2 sur « 0 ». Il ne sert à rien d'essayer d'autres valeurs. Une durée supérieure se traduit par une distorsion plus importante, une durée plus faible entraîne la circulation d'un courant de court-circuit à travers les FETMOS ce qui peut en entraîner le trépas ! Le **tableau 1** donne les paramétra-

ges possibles. La séigraphie de la platine de l'amplificateur indique sans ambiguïté où planter les cavaliers.

En guise de conclusion

Il nous reste à évoquer un certain nombre de points. Il est possible ainsi, par exemple, d'utiliser cet amplificateur en pont, ce dont parle l'encadré « 2 canaux en pont ». Que serait un amplificateur sans résultats de mesure ? Ces mesures ont été effectuées sur un amplificateur complet, c'est-à-dire doté de filtres.

Nous n'avons pas suffisamment de place pour décrire cette électronique. Il est fort possible d'utiliser l'amplificateur sans filtres, mais nous ne pouvons que vous conseiller de les y intégrer.

(030217-3)

Publicité

Préselecteur automatique

Burkhard Kainka

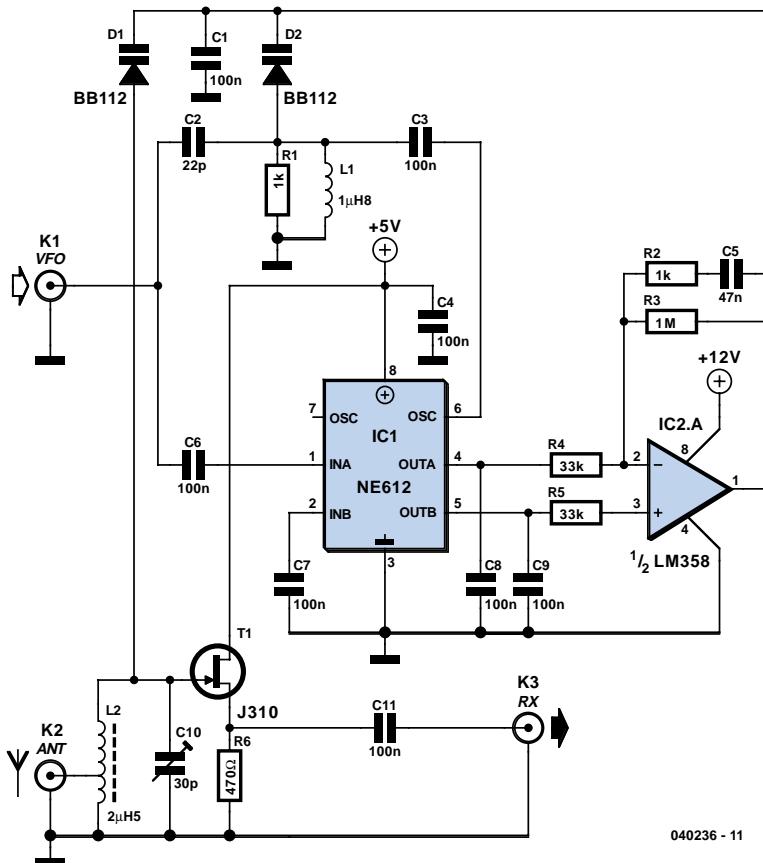
Principalement, un récepteur syntonisé (accordé) par PC offre un très bon confort pour DRM, vu qu'il n'est plus nécessaire de rechercher sa station préférée à chaque fois. Cependant, si l'on travaille avec un prése lecteur et que l'on doit accorder l'antenne à la main, cet avantage est perdu. Il nous faut un prése lecteur automatique !

Un récepteur piloté par PLL simplifie bien les choses. On pourra, parallèlement, utiliser la tension de réglage de la PLL pour l'étage HF. Au lieu d'utiliser une unique diode capacitive on en prendra deux. Si l'on syntonise par DDS, cela présente l'avantage d'une meilleure pureté de phase, ce qui est primordial dans le cas de DRM.

Il manque cependant alors une tension de réglage de l'étage HF. Il nous faut partant un circuit de génération automatique d'une tension de syntonisation.

Filtre additionnel

On peut considérer que ce circuit est une sorte de PLL passive. Il n'existe pas ici d'oscillateur postsyntonisé mais un circuit oscillant de ce type. La fréquence de résonance du réseau est alors ajouté à la fréquence du signal de



matique pour le récepteur DRM

commande. Au coeur du circuit d'injection se trouve le mélangeur NE612, IC1, qui travaille ici en détecteur de phase. Nous avons une application similaire du NE612 dans le montage de Gert Baars du numéro double de 2001 d'Elektor en association avec un démodulateur FM.

Il est possible de dériver le signal d'entrée servant à la commande par exemple directement à la broche VFO du mélangeur en anneau TUF-1 du récepteur DRM. Il attaque d'une part directement l'entrée de mélange (broche 1) du NE612 et de l'autre, par le biais d'une diode capacitive, le réseau oscillant (L1/D2) à l'entrée de l'oscillateur (broche 6). On dispose, en sortie du mélangeur, d'un signal de différence en continu intégrant une information de déphasage entre le signal appliqué directement et celui traversant le réseau oscillant. En cas de résonance, le déphasage est nul et partant la tension de différence l'est aussi. IC2.A est le cœur d'un amplificateur régulateur qui pilote la fréquence de résonance de manière à ce qu'elle corresponde à tout moment à la fréquence VFO. La tension de sortie suit ainsi automatiquement. Le résultat est que l'on dispose, en sortie de l'ampli-op d'une tension de syntonisation comprise entre 1 V à 5,7 MHz environ et de l'ordre de 7 V à 16 MHz. Ces valeurs sont valables avec une diode d'accord du type BB112 pour D2 et une inductance fixe de 1,8 μ H pour L1. Il faut amortir le réseau de résonance assez fortement à l'aide d'une 1 k Ω (R1), ceci pour éviter des oscillations de régulation.

La seconde diode capacitive (D1) attaquée par la même tension de commande syntonise elle automatiquement le réseau en amont, L2/C10. Comme avec tout superhet il n'est pas évident de réaliser le parallélisme optimal entre l'oscillateur et le réseau d'entrée. La fréquence de réception se

situe en effet 455 kHz en-deçà de la fréquence de l'oscillateur. L1 du réseau d'entrée est une self ajustable qui sert à régler le bas de la plage de syntonisation à la sensibilité maximale. Le condensateur ajustable C10 sert au réglage du haut de la plage. Dans ces conditions, la partie centrale devrait avoir elle aussi une bonne évolution parallèle. Sur notre prototype la syntonisation se faisait sans problème entre 5 et 16 MHz.

Le préamplificateur proprement dit utilise un émetteur-suiveur JFET, T1. On pourra utiliser un BF245 au lieu d'un J310. Le réseau oscillant ne subit qu'une faible atténuation. Le gain en tension répond au rapport de transformation du couplage d'antenne/réseau oscillant. Sur notre prototype nous avons effectué 15 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de section sur un corps de self doté d'un noyau ferrite vissable de 5 mm de section. La prise d'antenne est faite au niveau de la 3^{ème} spire.

À une tension de syntonisation de 1 V, une BB112 présente une capacité de 500 pF environ. Il est possible d'arriver à des valeurs plus élevées si l'on abaisse cette tension à près de 0 V. L'inconvénient est un facteur Q (qualité) du réseau oscillant fortement diminué. En fait la syntonisation ne pose pas de problème jusque dans la bande des 75 m, de sorte que l'on pourra également recevoir l'émetteur DRM sur 3 995 kHz. La tension de syntonisation a chuté alors à de l'ordre de 0,1 V seulement.

Infos pratiques

Il n'est pas facile de mettre la main sur les diodes capacitatives pour la plage AM. Quelques recherches sur Internet permettent de trouver l'une ou l'autre source d'approvisionnement (www.donger.ie et autres); mais on peut également utiliser la diode d'accord double du type BB313 ou la KV1270NT de Toko. La plupart des diodes capacitatives AM sont des surplus. Quelque part dans le monde, en Chine sans doute, on continue de les fabriquer vu que tout récepteur à PLL traînant en P.O., O.C. ou G.O. en a impérativement besoin. Il est fort probable qu'il y a plus de systèmes stéréo à finir aux ordures qu'il ne faut de diodes capacitatives pour la réalisation personnelle de récepteurs. Il peut être intéressant de prendre le fer à souder (cf. www.b-kainka.de/bastel99.htm).

Pour terminer, un rapport bref concernant la réception à l'aide d'un préampli à syntonisation automatique : dans la plupart des cas, DRM fonctionne déjà parfaitement même sans présélection. Dans quelques cas très rares, il a été possible d'atteindre un meilleur rapport signal/bruit grâce à la présélection. En cas de parasites sur la fréquence-miroir en particulier, le présent montage sera très efficace.

C'est en mode AM que l'on obtient l'amélioration la plus sensible. Chaque dB de réjection de la fréquence-miroir supplémentaire peut se traduire par un dB de plus en marge de bruit. Ainsi, par exemple, ORF (Ö1) sur 6 155 kHz, était, jusqu'à présent, souvent écrasé par des émetteurs BLU traînant sur la bande des 40 m. Grâce au préseleateur automatique ce problème est réglé. Plus sensible encore est la différence lorsque l'on tente d'écouter non pas de la radiodiffusion mais des stations amateurs. Un préamplificateur syntonisé devient une quasi-nécessité. Il est possible en outre, sans beaucoup de peine, ajouter un second circuit amont pour une sélection de miroir encore meilleure. On fera ou appelle à une syntonisation de filtre de bande à double circuit, soit on ajoutera un réseau d'accord additionnel en aval du préampli, c'est-à-dire entre C11 et l'embase de sortie.

Chargeur d'accu

APPLIKATOR

Sjef van Rooij

Cette carte de référence AVR450 peut se targuer de posséder pratiquement tout ce que l'on peut attendre d'un chargeur d'accu. Il est en fait possible, grâce à la même carte, sans aucun matériel additionnel, de réaliser toute une série de chargeurs différents par une simple reprogrammation du microcontrôleur. La spécificité unique est que cette configuration convient tant aux accus Li-Ion que NiMH, CdNi et même Pb (plomb).

Caractéristiques

- Chargeur très complet
- Code-source « C » modulaire et code-assembleur extrêmement compact
- Faible coût
- Supporte tous les types d'accus courants
- Algorithme de charge rapide
- Précision de mesure élevée par CAN 10 bits
- Interface série optionnelle
- Adaptation aisée des paramètres de charge
- EEPROM pour stockage des caractéristiques de l'accu

La carte AVR450 introduite par Atmel comporte 2 circuits de charge indépendants, le premier étant réalisé autour du AT90S4433, le second étant centré sur un ATtiny15, un microcontrôleur à 8 broches. Il est aussi possible d'utiliser d'autres microcontrôleurs AVR à condition qu'ils soient dotés d'un Convertisseur Analogique/Numérique (CAN), d'une sortie MLI (PWM) et de suffisamment de mémoire de programme pour stocker les algorithmes de charge nécessaires.

Les développements incessants que connaît la technologie des accumulateurs requièrent des algorithmes sans cesse améliorés pour permettre une charge rapide en toute sécurité. Il faut, lors du suivi du processus de charge, une meilleure précision de manière à écourter au mieux la durée de charge et utiliser toujours la capacité de cellule maximum sans endommager les cellules.

Les microcontrôleurs AVR d'Atmel sont du type 8 bits RISC extrêmement efficaces; ils intègrent, sur la même puce, de la mémoire Flash, de l'EEPROM et un CAN 10 bits. L'EEPROM convient à merveille pour le stockage des données de calibration et des caractéristiques accu.

Elle permet en outre une mémorisation continue de l'historique de charge des cellules concernées, de manière à utiliser la capacité au mieux. Le CAN 10 bits garantit une excellente résolution lors des mesures, de sorte qu'il devient possible d'adapter parfaitement le comportement de charge aux cellules et qu'il n'est pas nécessaire de prévoir d'amplificateur opérationnel externe pour une comparaison de tension.

Les microcontrôleurs AVR 8 bits présentent l'avantage additionnel d'être conçus pour les langages de haut niveau tel que le « C ». Le projet de référence pour le AT90S4433 est écrit complètement en « C », celui de l'ATtiny15 l'étant en assembleur de manière à obtenir la densité de code maximale.

Il va sans dire que les spécifications des 2 circuits de charge diffèrent. Il est possible ainsi d'utiliser le AT90S4433 pour un suivi de la tension et de la température en association avec une interface PC à UART pour l'acquisition de données (data-logging).

L'approche à base de ATtiny15 présente elle l'avantage d'être l'un des circuits de charge les mieux intégrés et les plus abordables qu'il soit possible de trouver actuellement. Le tableau 1 récapitule les différences entre les 2 circuits.

Types d'accus divers

On utilise, en électronique grand public, 4 types de cellules rechargeables : lithium ion (Li-ion), nickel-métal-Hydre (NiMH), cadmium-nickel (CdNi) et accus au plomb (Pb) étanches.

Bien que les algorithmes de charge des différents types d'accu diffèrent beaucoup l'un de l'autre, les chargeurs rapides modernes (durée de charge de 3 heures ou moins) requièrent tous une mesure précise de la tension de cellule, du courant de charge et de la température de cellule pour permettre un chargement complet des cellules sans risque de surcharge ou d'endommagement des cellules.

AVR450

Le nec plus ultra en technologie de charge

Tableau 1. Différences entre les 2 circuits de charge

	AT90S4433	ATtiny15
Langage de programmation	C	Assembly
Taille du code	1,5 Koctet env.	<350 octets
Mesure de courant	ampli op externe	étage différentiel interne
Fréquence MLI	14 kHz, résolution 8 bits	100 kHz, résolution 8 bits
Horloge	quartz 7,3 MHz externe	osc. RC 1,6 MHz interne
Interface série	oui	non
Programmation « In-System »	oui	oui

Passons en revue les 4 types d'accus.

La charge des accus au plomb se fait à tension constante, une limitation de courant assurant une protection contre toute surchauffe au cours de la première phase du processus de charge. Il est possible, en principe, de charger indéfiniment des accus au plomb tant que la tension de cellule ne dépasse pas le maximum spécifié par le fabricant (2,2 V par cellule dans la plupart des cas). La charge des cellules CdNi se fait à courant constant. Il peut arriver, au cours de la décharge d'un set d'accus que l'une des cellules prises en série ne manifeste une polarité inverse. Il faut, pour éviter tout dommage, que la tension de cellule soit surveillée avec précision et que la diminution de courant soit interrompue lorsque la tension de cellule tombe en deçà de 1,0 V.

De nos jours, les cellules les plus utilisées sont les NiMH; elles ont une densité énergétique supérieure à celle des accus CdNi. Leur mode de chargement est identique à celui des CdNi, mais elles sont sensibles à une surcharge de sorte qu'il est impératif de surveiller d'un œil critique la tension de cellule au cours de la charge. Les accus NiMH présentent eux aussi un risque d'endommagement par suite d'une inversion de polarité.

Les cellules Li-Ion présentent la densité énergétique la plus élevée, leur charge se faisant, tout comme celle des accus au plomb, à tension constante. Le système de sécurité contre une surchauffe en début de processus de chargement est à nouveau une limitation de courant. La charge s'interrompt lorsque le courant chute en deçà d'une valeur donnée. Les cellules Li-Ion sont sensibles aux surcharges et peuvent même, dans le pire des cas, exploser.

Méthodes de charge

Le courant de charge maximal dépend toujours de la capacité (C) du type d'acca en question. Si l'on charge un accu à un courant égal à 1C (une fois la capacité de l'acca exprimée en mAh), il est plein au bout d'un an. Le maintien de charge au goutte à goutte se fait souvent à un courant (inoffensif) de C/40, soit 1/40ème de la capacité de l'acca.

Il ne faut pas oublier qu'une fois que l'acca est plein, tout le courant de charge appliqué ensuite à l'acca est

converti en énergie thermique. Dans le cas d'un chargeur rapide, cela se traduit vite par une augmentation sensible de la température de l'acca, ce qui en entraîne un endommagement inévitable si le courant de charge n'est pas coupé. Partant, avec un chargeur rapide, le suivi de la température est vital.

Il existe, en fonction du type de cellule et des conditions d'utilisation, plusieurs façons de déterminer si une cellule est pleine ou s'il faut, pour une raison ou une autre, couper le courant de charge. Sur le AVR450, on utilise en premier lieu la fameuse chute de tension apparaissant à la fin du processus de charge ($-dV/dt$), la température et le niveau absolu de la tension servant de critères secondaires. Cependant, le matériel supporte toutes les méthodes énumérées ci-après :

I - temps L'une des méthodes les plus simples pour terminer le processus de charge au bon moment. Sur les chargeurs rapides, on utilise souvent un temporisateur comme sécurité additionnelle. C'est l'approche la plus courante sur les chargeurs ordinaires (durée de charge de 14 à 16 heures). Utilisable avec tous les types d'accus.

V - tension La charge est interrompue lorsque la tension de cellule dépasse une valeur donnée. Est souvent utilisée en cas de charge à courant constant. Dans le cas d'accus au plomb, la valeur maximale est souvent fixée légèrement au-delà de la tension de charge de sorte que l'on ait une charge ininterrompue. Avec les cellules Li-Ion on se sert de cette méthode pour arrêter, à un moment donné la charge rapide et poursuivre la charge à un courant inoffensif (bien plus faible) jusqu'à ce que les cellules soient chargées à 100%. Peut également être utilisée en tant que sécurité additionnelle dans le cas des cellules CdNi et NiMH.

-dV/dt - chute de tension On utilise ici la chute de tension de cellule qui se manifeste lorsque l'acca est plein. Est utilisé en combinaison avec un courant de charge constant avec les cellules CdNi et NiMH. Il est préférable, avec ce dernier type de couper le courant de charge lorsque la tension de cellule n'augmente plus (cf. $dV/dt = 0$).

I - courant Lors d'une charge à tension constante, la charge est souvent interrompue lorsque le courant de

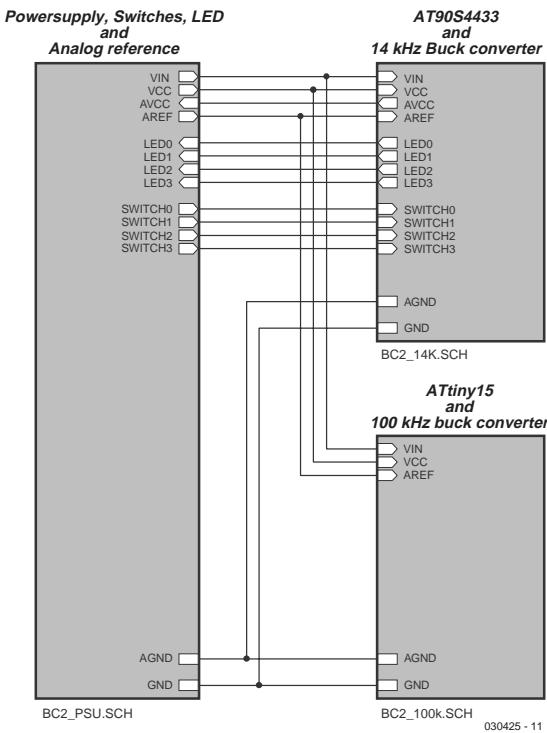


Figure 1. Les 3 blocs fonctionnels constituant le AVR450.

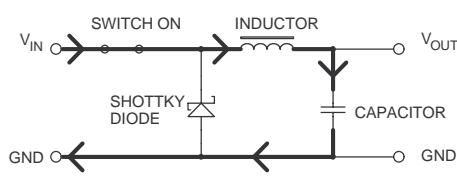
charge tombe en deçà d'une valeur donnée. Dans le cas des cellules Li-Ion on clôt ainsi la seconde phase de charge après une charge rapide.

T - température La coupure du courant de charge au-delà d'une température de cellule critique (absolute) est, en règle générale, utilisée uniquement en tant que sécurité et non pas comme critère primaire.

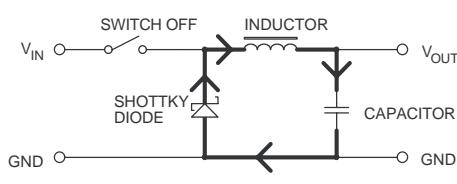
dT/dt - augmentation de température L'augmentation de température relatée au temps peut, sur les chargeurs rapides, servir de critère de coupure. L'augmentation de température varie selon le type d'accu mais se situe, en moyenne, à 1 °C/mn pour les accus CdNi. Utilisable avec les CdNi et les NiMH.

DT - température au-dessus de la température environnante Plus fiable que la mesure de température absolue, dans les endroits froids en particulier. Le même capteur qui servira à déterminer la température de cellule mesure, avant le début de charge, la température ambiante. Utilisable avec les accus CdNi et Pb comme critère primaire ou comme sécurité.

dV/dt = 0 - tension delta nulle Ressemble beaucoup à la méthode -dV/dt, à la différence près que l'on a coupure



030425 - 12a



030425 - 12b

Figure 2. Les ingrédients majeurs d'un convertisseur buck sont un interrupteur, une bobine et un condensateur.

lorsque la tension de cellule n'augmente plus. Convient aux cellules CdNi et plus particulièrement aux NiMH.

Le matériel

Comme nous le disions, la carte d'évaluation comporte 2 chargeurs d'accus complets. On peut, au niveau du fonctionnement, subdiviser la platine en 3 blocs principaux (cf. figure 1).

Dans le gros bloc de gauche on retrouve un certain nombre de composants « rassemblés » là, tels que diverses LED et interrupteurs, l'alimentation, la tension de référence et l'interface PC. L'alimentation se résume à un régulateur de tension 5 V standard du type LM7805. La tension de référence prend la forme d'un TL431 épaulé par quelques résistances.

L'interface PC est reliée à l'interface UART du AT90S4433 et pourra servir à l'acquisition d'informations accu en cours de charge. Les données peuvent être entrées dans un tableau de manière à visualiser, sur l'écran d'un PC, les caractéristiques de charge. A noter que le AT90S4433 pourra servir de système d'acquisition de données lorsque l'on utilise le chargeur à base de ATtiny15.

Les blocs sur la droite de la figure 1 représentent les 2 processeurs dont la sortie MLI (PWM) attaque, dans les 2 cas, un convertisseur buck. Il s'agit en fait là de la circonscription servant effectivement à la charge. Le ATtiny15 comporte un amplificateur de courant interne capable d'amplifier les différences de tension entre les 2 canaux A/N. L'électronique basée sur le AT90S4433 est dotée à cet effet d'un amplificateur opérationnel additionnel. Le concept du circuit de charge est tel qu'il peut s'accommoder de tous les types d'accus et peut être adapté à tous les algorithmes de charge imaginables.

Convertisseur buck

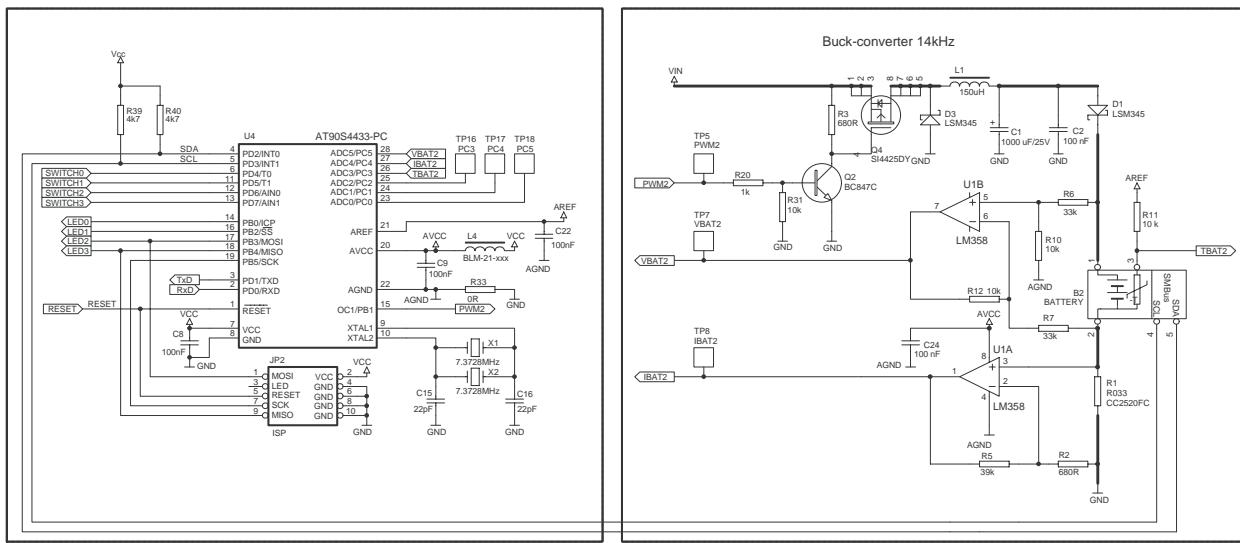
Les convertisseurs buck des 2 circuits de charge présentent de grandes analogies. Ils utilisent, comme transistor de commutation, un FETMOS à canal P, lui-même attaqué, au travers d'un transistor bipolaire NPN, par le processeur. Le transistor de commutation est connecté à une bobine, une diode et un condensateur (cf. figure 2). Une diode supplémentaire évite tout risque de retour de courant de l'accu vers le processeur lors de la coupure de la tension d'alimentation.

Lorsque le transistor de commutation est passant, le courant circule selon le schéma de la figure 2a. La tension d'entrée charge le condensateur au travers de la bobine. Lors de l'ouverture de l'interrupteur (figure 2b), la bobine essaie de maintenir le courant en l'état par l'induction d'une tension. Le courant résultant charge, au travers de la diode et de la bobine, le condensateur jusqu'à une tension plus élevée. Plus le rapport cyclique du signal de commutation est important, plus la tension de sortie est élevée. La tension de sortie maximale est égale à Vin + 0,6 V. Le convertisseur possède son rendement maximal avec un rapport cyclique de 50%.

Le chargeur AT90S4433

La figure 3 donne le schéma complet du chargeur à base de AT90S4433 : le processeur à gauche, le convertisseur buck à droite et, en bas, l'interface sérielle.

L'amplificateur opérationnel UB1, dont les entrées sont connectées en parallèle à l'accu à charger, surveille la tension de charge. Il faut commencer, pour que l'ampli op se trouve dans la plage de mesure correcte, par déter-



miner le nombre de cellules constituant l'accu et son type. Ce n'est qu'alors que pourra être choisie une tension d'entrée convenable et que les résistances pourront être dimensionnées.

La résistance shunt R1 sert de détecteur de l'intensité du courant de charge. L'ampli op U1A amplifie la tension qui chute à ses bornes de manière à améliorer la précision avant que la tension ne soit appliquée au CAN du processeur.

La fiche de caractéristiques du AVR450 insiste longuement sur les calculs requis par les mesures de tension et de courant.

Le chargeur ATTiny15

Le matériel de ce circuit de charge ressemble comme deux gouttes d'eau à celui du AT90S4433, ce qui explique que nous n'en avons pas reproduit le schéma par manque de place.

La fréquence d'oscillateur de 25,6 MHz est générée par une PLL (Phase Locked Loop = boucle à verrouillage de

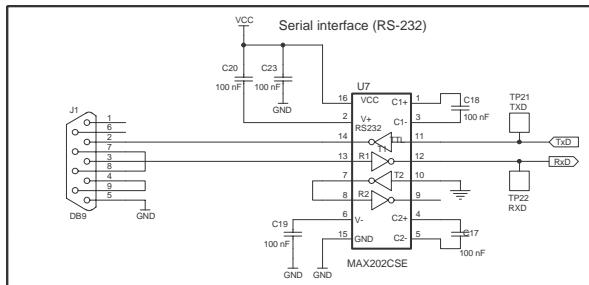


Figure 3. Schéma de circuit de charge à base de AT90S4433 avec convertisseur buck à 14 kHz.

phase) embarqué dont l'horloge est un signal de 1,6 MHz fourni par un oscillateur RC interne. L'une des différences majeures par rapport au circuit de charge précédent est l'absence d'ampli op dans le convertisseur buck où ils sont remplacés par des diviseurs à résistances pris en parallèle respectivement sur l'accu et la résistance de shunt. Les résistances ne sont pas présentes d'origine sur la carte AVR450 mais peuvent être dimensionnées en fonction des besoins, c'est-à-dire de la

Tableau 2. Fichiers en code-source « C »

Nom	Description	Taille du code
Io4333.h	En-tête avec noms symboliques pour AT90S4333	
cstartup.s90	Fichiers de démarrage pour le compilateur C	
Lnk0t.xcl	Fichier instructions pour le linker, spécialement pour AT90S4433	
B_def.h	Définit le type d'accu, la tension de cellule, la capacité d'accu et les pas de tension	
Bc.h	En-tête pour bc.h, constantes et macro-définitions	
Bc.c	Programme principal, identique pour tous les types d'accus	474 octets
SLA.h	En-tête pour les accus Pb, paramètre chargeur et description des fonctions	
SLA.c	Code-source pour accus Pb	446 octets
NiCd.h	En-tête pour accus CdNi, paramètres chargeur et description des fonctions	
NiCd.c	Code-source pour les accus CdNi	548 octets
NiMh.h	En-tête pour les accus CdNi, paramètres chargeur et description des fonctions	
NiMh.c	Code-source pour les cellules Li-Ion	514 octets
Liion.h	En-tête pour les cellules Li-Ion, paramètres chargeur et description des fonctions	
Liion.c	Code-source pour cellules Li-Ion	690 octets

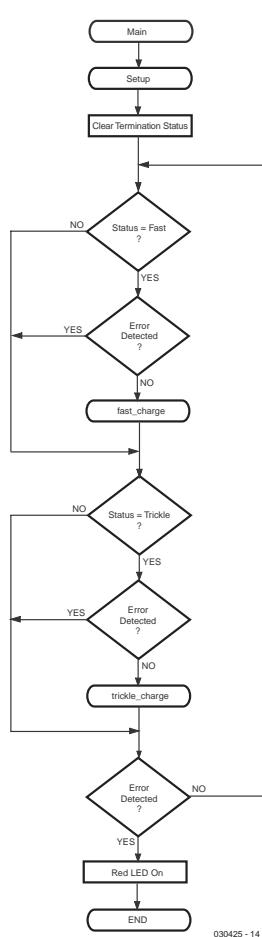
Tableau 3. Fichiers en code-source assembleur

Nom	Description	Taille du code
bc.inc	Fichier Include pour définitions de registre, définitions de canal A/N et constantes générales	
tn15def.inc	Fichier Include pour ATtiny15	
NiCd.inc	Fichier Include pour accus CdNi, paramètres chargeur	
NiCd.asm	Code-source pour accus CdNi	324 octets
NiMh.inc	Fichier Include pour accus NiMH, paramètres chargeur	
NiMh.asm	Code-source pour accus NiMH	328 octets
Liion.inc	Fichier Include pour accus Li-Ion, paramètres chargeur	
Liion.asm	Code-source pour accus Li-Ion	340 octets

tension d'accu et du courant de charge souhaités. La tension différentielle mesurée aux bornes de l'accu fournit à nouveau l'information nécessaire quant à la tension de charge, cette tension étant amplifiée par un amplificateur à gain de 20 intégré dans le processeur. De la même façon, l'information de courant de charge utilise la chute de tension aux bornes de la résistance shunt prise en série avec l'accu.

Le logiciel

Sur le AVR450, le protocole de charge est déterminé par logiciel uniquement. Ceci permet pratiquement toutes les variations imaginables. Le tableau 2 récapitule les fichiers dont le code-source est en « C », le tableau 3 donnant les fichiers écrits en assembleur.



Il est possible de modifier le logiciel pour pouvoir charger une ou plusieurs cellule(s). La meilleure façon de s'y prendre est de procéder à une charge alternée des cellules. On pourra monter plusieurs accus Pb ou Li-Ion en parallèle à condition bien entendu qu'ils aient le même nombre de cellules. Le courant de charge de chaque accu est limité de même que la tension de charge par cellule. Dans le fichier « Battery Characteristics » (b_car.h) on définit toutes les valeurs ainsi que les facteurs d'échelle correspondants. Ces valeurs sont fixées dans les fichiers include, calculées lors de la compilation étant ensuite utilisées comme constantes lors de l'exécution du programme. Toutes les valeurs de mesure en provenance du CAN peuvent être comparées directement avec ces

constantes. Ceci signifie qu'il n'y a pas perte de temps au recalcul de valeurs en cours d'exécution du programme, ce qui fait gagner du temps et de l'espace mémoire.

Avec les accus CdNi la charge est démarrée lorsque la température de l'accu se trouve dans le domaine sûr. La charge cesse lorsqu'un message d'erreur indique que la température dépasse la valeur maximum, que la tension dépasse la valeur de tension d'accu maximale ou que la durée maximale de charge rapide est atteinte.

La façon normale de déterminer si un accu est plein est d'utiliser la méthode soit dT/dt soit dV/dt évoquée plus haut. À cet effet, on échantillonne la température toutes les minutes, la tension l'étant une fois par seconde. Ces échantillons sont comparés aux échantillons précédents. Lorsque l'accu est plein, l'état de charge passe automatiquement au goutte à goutte, le programme passant en mode goutte à goutte (charge de maintien). La figure 4 propose un ordinogramme simplifié de la fonction de charge normale.

En mode goutte à goutte, le programme se trouve dans une boucle au cours de laquelle on vérifie l'absence de changement d'état de charge et de température et où l'on suit les tension et courant de charge relevés. En cas de dépassement de la température ou de la tension d'accu maximale, on a positionnement d'un indicateur (flag) d'erreur et arrêt de la fonction. En l'absence d'erreur et de modification de l'état de charge par l'utilisateur, la fonction goutte à goutte se poursuit en principe indéfiniment.

Nous aurions bien évidemment bien d'autres choses à raconter au sujet de ce chargeur d'accu AVR450. Cela nous ferait cependant sortir du cadre de cet « Applikator », raison pour laquelle nous vous renvoyons à la note d'application n° 1659B-AVR-11/02 que l'on peut télécharger depuis le site d'Atmel. Nous aurons sans doute l'occasion de vous proposer un montage de chargeur à base de AVR450, mais patience et longueur de temps...

(030425)

Figure 4.
Ordinogramme de la fonction principale du chargeur.

APPLIKATOR est une rubrique servant à la description de composants intéressants récents et de leurs applications; par conséquent, leur disponibilité n'est pas garantie. Le contenu de cette rubrique est basé sur les informations fournies par les fabricants et les importateurs, ne reposant pas nécessairement sur les expériences pratiques de la Rédaction.

National Semiconductor
The Sight & Sound of Information

Search | Knowledge Base | Order Parts | Cross-Ref | Search

| HOME | SELECT | DESIGN | BUY | EXPLORE | About Us | Support | My Profile | Sign-Off | Private Sites |

Analog University

Welcome to National Semiconductor's Analog University, an innovative and user friendly way to expand your knowledge and understanding of analog electronics technology using National's vast knowledge base of real-world systems and semiconductor devices.

A Message from Our Dean

Explore This Month's Features

Engineer Spotlight

Hooman Hashemi is a Principal Applications Engineer, Amplifiers Product Group, Santa Clara, who joined National Semiconductor Corp. in 1995. He received a BSIE at San Jose State University and a MSEE at Santa Clara University. View Hooman's Lecture.

THE BOB PEASE SHOW

System Solutions

National Semiconductor
The Sight & Sound of Information

Search | Knowledge Base | Order Parts | Cross-Ref | Search

| HOME | SELECT | DESIGN | BUY | EXPLORE | About Us | Support | My Profile | Sign-Off | Private Sites |

The Bob Pease Show

Reality TV for Analog Designers

Episode Four:
Topic: Precision Current Source
Your Hosts: Bob Pease, Paul Rakic, Paul Grohe
Guest: Paul Wood, OK International
Co-Sponsored by: OK International

Episode Three:
Topic: What's All This Femtoampere Stuff, Anyhow?
Your Hosts: Bob Pease, Paul Rakic, Paul Grohe
Guest: Michael L. Beyers, Agilent Technologies
Co-Sponsored by: Agilent Technologies and Reed Electronics Group

Episode One:
Topic: Wattmeters
Your Hosts: Bob Pease, Paul Rakic, Paul Grohe
Guest: Derek Keonan, Vishay Siliconix
Co-Sponsored by: Arrow Electronics, Vishay Siliconix, and Reed Electronics Group

Tune in Today

Tune in Today

Tune in Today

Analog University

Cours de National Semiconductor

David Daamen

Internet est une source inépuisable de circuits, quoi que vous cherchiez, il y a de fortes chances que vous le trouviez. Si cependant vous tentez d'approfondir un sujet, les recherches se font plus difficiles. Il est vrai que les fiches de caractéristiques et les notes d'application des fabricants fourmillent de théorie, mais la matière est rebelle. Ceci nous amène à attirer votre attention sur l'existence de l'« Analog University » de National Semiconductor. Cette université virtuelle existe depuis plus d'un an déjà et est devenue depuis une belle collection de mini-cours traitant de sujets très divers. Les cours proposés [1] sont subdivisés en différentes catégories :

- **Power Management**, alimentations linéaires et à

découpage, et convertisseurs,

- **LVDS, Low Voltage Differential Signalling** et configurations de bus, lignes de transmission pour la dite technologie,
 - **Data Conversion**, convertisseurs analogique/numérique,
 - **Audio**, caractéristiques thermiques et réduction des coûts,
 - **Displays**, les principes sur lesquels repose la conception d'écrans TFT et CRT
 - **Wireless**, prémisses concernant la HF et PLL sous ses différentes formes
 - **Thermal Management**, gestion thermique et capteurs de température analogiques et numériques
 - **Amplifiers**, amplis op (*high speed*) et amplis faible tension
- Le matériel de cours de ces leçons comporte, entre autres, des articles, des notes d'application et des référen-

ces à des sujets importants de la base de données, la **Knowledge Base**. Il existe en outre une possibilité, pour une part importante des sujets, de suivre des cours en ligne (*Online Seminars*).

L'enseignant entre, par le biais d'une présentation Java, à force renfort de tableaux et de sons, au cœur de la matière. Il est possible de tester les connaissances acquises par le biais de recherches à effectuer ou d'un quiz.

À noter que les cours sont également accessibles par le biais d'une table des matières distincte [2].

Le site de National Semiconductor n'en reste pas là; on y trouve la fameuse **Knowledge Base** [3] très riche avec moteur de recherche et une section **Design Tools** [4] comportant, entre

autres, WEBENCH, un auxiliaire de conception, de simulation et de réalisation en ligne.

Il nous faut impérativement mentionner encore « The Bob Pease Show ». Même National en dit « Reality TV for Analog Designers. » [5] que nous ne vous ferons pas l'injure de traduire.

(045043)

Les différents domaines :

- [1] analoguni.national.com
- [2] www.national.com/onlineseminar
- [3] knowledgebase.national.com
- [4] www.national.com/design
- [5] www.national.com/rap

Tous les liens sont accessibles par le biais de la page d'accueil de National : www.national.com

Flash-esclave



Projet: Udo Burret

Texte: Luc Lemmens

Nombre d'appareils photo numériques possèdent un flash intégré mais n'ont pas de point de connexion pour un flash externe. Il se trouve pourtant qu'il est souvent utile de disposer d'un peu plus de lumière, problème que résout ce flash-esclave. Il peut en outre tenir compte du nombre de pré-flashes produits par l'appareil photo.

Ne jetez pas votre vieux flash !

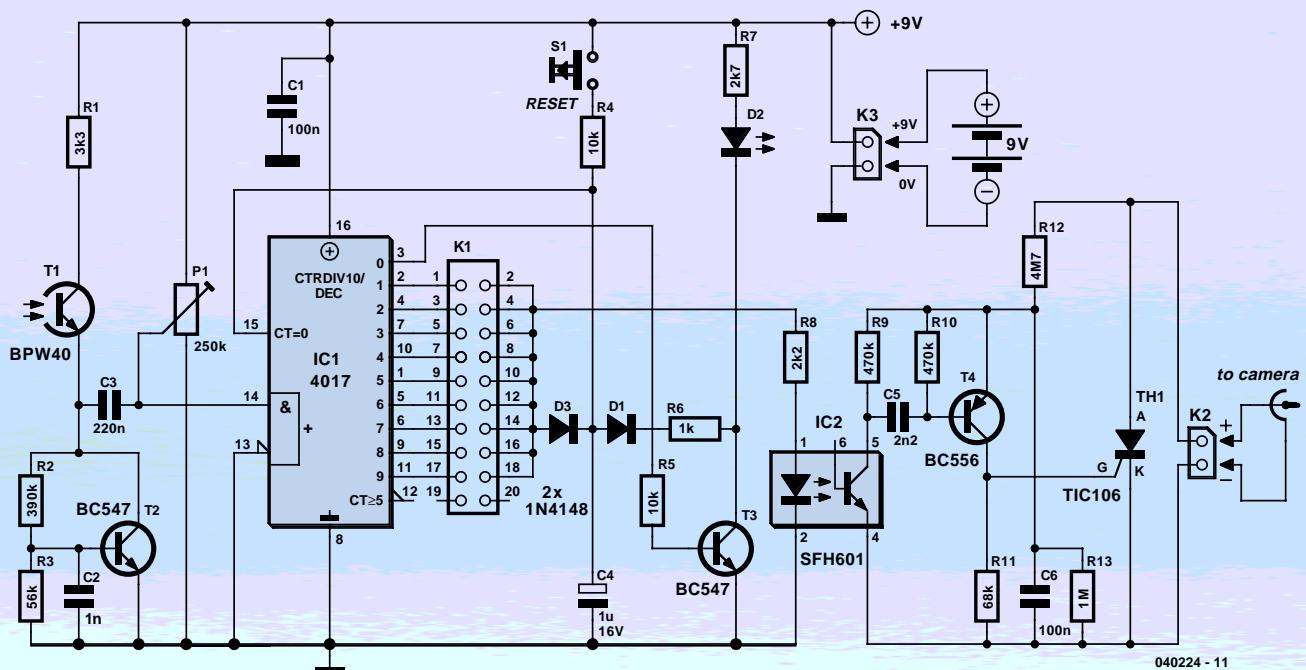


Figure 1. L'électronique compte un certain nombre de flashes lumineux avant de déclencher le flash externe.

Les flashes des appareils photo numériques ne peuvent pas faire face à toutes les situations. Par exemple, s'il faut photographier un objet à une distance trop importante ou lorsque l'on a besoin d'un temps d'exposition (très) court. Le présent montage est exactement ce dont vous avez besoin alors. L'idée est simple : détecter le flash... du flash à l'aide d'un phototransistor et activer un flash externe par le biais d'un thyristor. Un coup d'oeil rapide au schéma (**figure 1**) montre que, dans la pratique, l'électronique est un peu plus complexe cependant. En effet, en général, un appareil photo numérique commence par envoyer un petit « pré-flash » qui permet à l'appareil de régler l'importance du blanc (*white balance*) de la puce CCD. Nombre d'appareils photo possèdent ce que l'on appelle une « correction d'oeil rouge » qui, par

quelques mini-flashes produisent un rétrécissement des pupilles des personnes ou des animaux avant que la « vraie » photo ne soit prise. Il faut bien entendu que le flash-esclave ne réagisse pas à ces pré-flashes, vu qu'il ne servirait plus à rien ensuite ! Ce montage en tient compte, ce qui n'est pas le cas de nombreux flashes-esclaves du commerce !

Compter les flashes

L'auteur de ce montage s'est inspiré d'un circuit présenté dans Elektor voici 25 ans, juillet/août 1979 (n°49, page 7-52).

Le phototransistor T1 (cf. figure 1) détecte les flashes. Les impulsions qu'ils produisent aux bornes de C3 attaquent l'entrée d'horloge de IC1, un compteur décadique.

Le circuit centré sur T2 fonctionne à l'image d'une diode zener. C2 permet à la « tension de zener » de varier aussi rapidement. Sinon, les impulsions ne seraient plus détectées. Le condensateur se charge en outre de filtrer un éventuel ronflement 100 Hz.

S1 permet de réinitialiser (mettre à zéro) ce compteur, la sortie Q0 passant alors au niveau haut et la diode D2, attaquée par le transistor T3, s'allume. On sait ainsi que le flash-esclave est prêt à l'emploi. Ce transistor sert en outre à la décharge du condensateur C4 ce qui se traduit par une redescense de l'entrée d'initialisation de IC1 au niveau bas.

Toute nouvelle impulsion lumineuse frappant T1 fait passer la sortie suivante de IC1 au niveau haut, Q1 lors du premier flash, Q2 lors du second et ainsi de suite. Un cavalier ou un pont

de câblage au niveau de K1 permet de paramétrer le numéro d'ordre du flash devant provoquer l'activation du flash-esclave. La LED de l'opto-coupleur IC2 est alors activée et C5 se charge de faire passer le transistor T4 brièvement en conduction. Ceci se traduit par l'attaque de la gâchette du thyristor Th1 et une sorte de mise en court-circuit des contacts de K2.

L'opto-coupleur sert à faire en sorte que la tension du flash reste isolée de l'alimentation (par pile) du reste du circuit. On peut trouver, aux connexions d'un flash, une tension comprise entre 150 et 200 V; le diviseur de tension R12/R13 ramène cette tension à une valeur que puisse supporter l'opto-coupleur et T3. Les flashes modernes travaillent à une tension plus faible (entre 5 et 10 V). Dans ce cas-là, on pourra remplacer R12 par un pont de câblage.

Réalisation

La réalisation de ce montage ne devrait guère poser de problème, surtout si l'on utilise la platine dont on retrouve le dessin en **figure 2**. Veillez bien à l'orientation des diodes, des circuits intégrés et de T1. Le boîtier du phototransistor ressemble beaucoup à celui d'une LED, comportant une partie rabotée au niveau du collecteur.

de l'assemblage au niveau du collecteur. Il n'est pas mauvais une fois la réalisation terminée de vérifier que tous les composants sont montés correctement et de n'appliquer la tension d'alimentation qu'ensuite. Il est peu probable que D2 s'allume immédiatement après la mise sous tension. En effet, l'une des sorties quelconques de IC1 est activée à ce moment-là. D2 devra cependant s'allumer après action sur le bouton de remise à zéro S1.

P1 permet de jouer sur le signal d'entrée du compteur décadique.

Voici comment effectuer le réglage :

- Tourner le curseur de P1 vers la masse.
 - Appuyer sur S1.
 - Tourner doucement le curseur de P1 dans le sens inverse.
 - Arrêter dès que la LED D1 s'éteint.
 - Tourner à nouveau légèrement le curseur de P1 vers la masse.

Une dernière remarque : attention à la connexion correcte du flash. La broche 1 de K2 (réliée à l'anode de Th1 et à la résistance R10) doit être reliée au contact central du connecteur du flash.

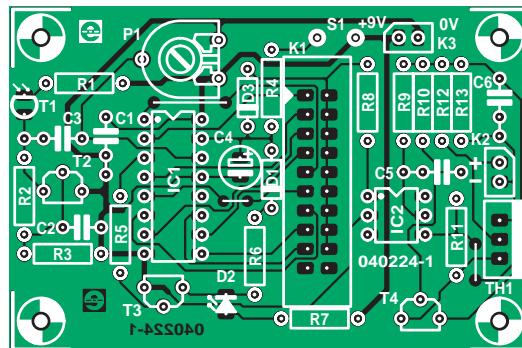


Figure 2. On pourra, après réalisation, ajuster la sensibilité à l'aide de l'ajustable.



Liste des composants

Résistances :

- R1 = 27 k Ω
 R2 = 390 k Ω
 R3 = 56 k Ω
 R4,R5 = 10 k Ω
 R6 = 1 k Ω
 R7 = 2k Ω Z
 R8 = 2k Ω 2
 R9,R10 = 470 k Ω
 R11 = 180 k Ω
 R12 = 4M Ω Z
 R13 = 1 M Ω
 P1 = ajustable 250 k Ω

Condensateurs

- Condensateurs :**
C1,C6 = 100 nF
C2 = 1 nF
C3 = 220 nF
C4 = 1 µF/16 V radial
C5 = 2nF?

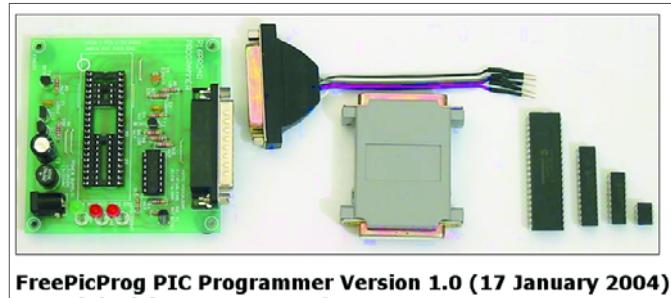
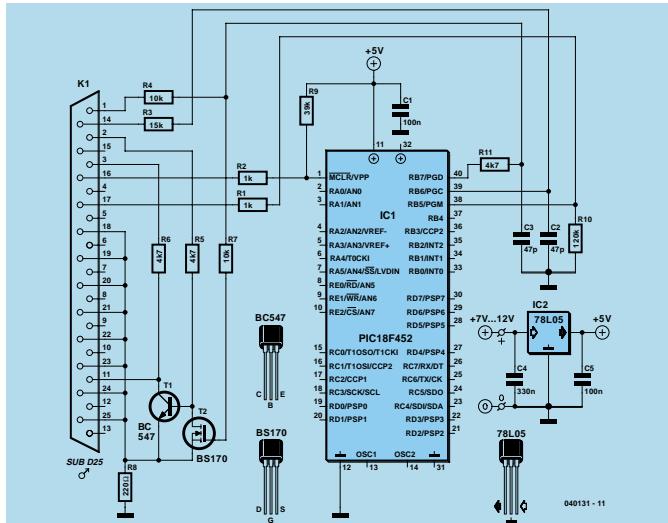
Semi-conducteurs :

- Semi-conducteurs :**
D1,D3 = 1N4148
D2 = LED verte 3 mm faible courant
T1 = BPW40
T2,T3 = BC547
T4 = BC557
Th1 = TIC106
IC1 = HEF4017BP
IC2 = SFH601

Divers

- Bt1 = pile compacte 9 V + connecteur à pression
S1 = interrupteur unipolaire à contact travail
K1 = embase HE-10 à 2 rangées de 10 contacts + cavalier ou barrette autosécable à 2 rangées de 9 contacts + cavalier connecteur pour flash externe

Platine EPS 040224-1 disponible via
ThePCBShop
Dessin des pistes également disponible
sur www.elektor.fr



FreePicProg PIC Programmer Version 1.0 (17 January 2004)
Copyright (c) 2004 Steven Simon

[Click here to download FreePicProg](#)

[Click here to download the FreePicProg source code](#)

[Click here view the C++ source code](#)

Introduction

FreePicProg is a Windows command line application designed to program flash memory based PIC microcontrollers. The FreePicProg software currently supports two PIC programmers: The 'P16PRO40' and my own low voltage in circuit programmer called 'SimplePicProg'.

FreePicProg

Programmation de PIC rapide et bon marché

David Daamen

Réalisation et fonctionnement

Nous vous avons proposé, dans le numéro de juin, Pong de Poche, un projet à base de PIC18F452. Nous n'avons jamais publié, dans Elektor, de programmeur à son intention. On peut bien entendu en acheter un, mais le faire soi-même est plus marrant et bien plus économique !

C'est sans doute ce qu'a dû se dire lorsqu'il a eu besoin d'un programmeur pour l'un des types de PIC les plus récents. Sur son site il décrit le logiciel qu'il a écrit. Il propose tant le code source que le programme exécutable au téléchargement et ce gratuitement. Le programme tourne avec différents matériels également décrits sur le site. Le circuit de la **figure 1** en présente une variante ultra-simple. Sans LED ni autre bidule, il a pour devise : brancher et programmer.

L'électronique se compose principalement de composants passifs servant pour la plupart à la mise en forme des signaux. En ce qui concerne les composants actifs, les transistors servent à améliorer la raideur de flanc du signal appliquée à l'entrée BUSY (broche 11) du port imprimante. Nous ne vous ferons pas l'injure de vous présenter IC1, le régulateur de tension intégré, circuit connu s'il en est.

Il n'est pas très difficile de monter toute cette électronique sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles. K1 sera de préférence un connecteur en équerre soudé sur la platine. ON pourra ainsi enficher tout simplement le programmeur dans l'embase correspondante du PC.

La tension d'alimentation

requise ne pose pas d'exigence particulière : un petit adaptateur secteur fournit entre 7 et 12 V fera parfaitement l'affaire.

Le logiciel

Le programme **fpp.exe** permet de transférer un fichier .HEX dans le contrôleur. Le logiciel tourne avec toutes les versions de Windows, mais comme il utilise le port imprimante il faudra, sous Windows NT, 2000 et XP, installer un pilote additionnel. Dans le cas présent, **DLPportIO** de Scientific Software Tools. À noter que seul est supporté le port LPT1 (0x378h).

On commencera par tester le matériel (*hardware*) par l'instruction suivante :

fpp lvp -t

L'option « **lvp** » spécifie le type de programmeur. On pourra également utiliser à sa place l'option « **lvp_fast** », qui accroît la vitesse de programmation mais connaît aussi des problèmes dans certaines situations. À essayer partant. Si le matériel a été trouvé, le PIC pourra être mis en place (n'oubliez pas de couper l'alimentation auparavant !). La programmation proprement dite est lancée par :

fpp lvp <type de PIC>

-p <fichier .HEX>

Il existe des options servant à la lecture de l'identificateur composant (*device-ID*), au test de virginité, etc. Entrez **fpp** sans paramètre pour faire apparaître toutes les options.

Types de composants

FPP V1.00 supporte les types de PIC suivants :

- 12F629
- 16F876, 18F877, 16F628 (les types -A ne sont pas supportés !)
- 18F252, 18F452

Le logiciel supporte en principe également le 12F675, mais l'électronique représentée ici ne convient pas au dit type de PIC. Pour de plus amples informations un petit tour sur le site Internet de FPP s'impose.

(040131)

Site Internet de FPP :

[www.geocities.com/
SiliconValley/Hills/1924/
freepicprog.html](http://www.geocities.com/SiliconValley/Hills/1924/freepicprog.html)

Téléchargement de FPP chez Elektor :

www.elektor.fr/ (dans les téléchargements)

DLPportIO

[www.driverlinx.com/
DownLoad/DLPortIO.htm](http://www.driverlinx.com/DownLoad/DLPortIO.htm)

C8051F320DK

Le kit de développement C8051F32x de Silicon Laboratories est destiné à permettre de se faire la main sur le microcontrôleur C8051F320 de cette société dans les conditions les plus confortables.

Ce préfixe C8051F ne vous rappelle-t-il pas quelque chose ? Nous avons en effet eu l'occasion, avant que la société Cygnal ne soit reprise par Silicon Laboratories, de vous présenter un premier kit de développement le C8051F300 (n°296, février 2003). Nous vous présentons le C8051F320DK cette fois, remis au goût du jour avec une interface USB.

Les choses ont bien évolué en 18 mois. Silicon Laboratories est une société spécialisée dans les puces intégrées dans des appareils aussi divers que le Treo 600 de PalmOne, les téléphones de Samsung, les DVR de TiVo... Les C8051F3xx dont le F320 sont en bonne compagnie.

Le kit C8051F32x se compose de la carte-cible à C8051F320, d'un adaptateur série, d'un câble série, un câble USB, un CD-ROM comportant l'IDE (*Integrated Development Environment*) de Silicon Laboratories, Les 8051 Development Tools de Keil et la documentation technique, d'un adaptateur secteur et d'une documentation sur papier succincte, un

petit câble servant à relier l'adaptateur série à la carte. La mise en oeuvre est bien décrite dans la documentation jointe (1 page A3 recto-verso pour le *Quick-Start Guide* et 14 pages pour le *User's Guide...*), le gros de l'information se trouvant, comme cela est devenu le cas depuis l'arrivée de ce médium sur le marché, sur un CD-ROM sur lequel se trouvent également les différents programmes.

Signalons que, comme cela est souvent le cas avec les kits de développement, le compilateur C C51 est une version d'évaluation, c'est-à-dire que le code est limité à une taille de 4 Koctets.

Mettons la main à la pâte !

Il est temps maintenant de se lancer. Le système est connecté au PC en un tour de main.

Il est important, si votre port COM n'est pas COM1, de s'assurer à chaque fois, après redémarrage de l'environnement intégré que le port correct est sélectionné, car il arrive que cette informa-



tion disparaîsse et que le système revienne au port COM1 par défaut.

Vérifiez également que vous avez bien choisi l'interface de débogage correcte, C2 vu qu'il s'agit d'un composant de la série F3xx.

Chargez maintenant votre projet, assemblez et liez-le, transférez-le (*download*) et lancez-le (touche verte GO). Si tout s'est passé comme prévu, vous devriez voir, la LED Run/Stop de l'adaptateur série passer du rouge au vert et la LED verte D4 clignoter sagement.

Mais ce n'est pas tout, ce kit peut également travailler en USB, ce qui ne manquera pas de faire plaisir à nombre de nos lecteurs.

USB et consorts

Les choses se compliquent quelque peu lorsque l'on veut utiliser l'interface USB. Il faut bien entendu installer un pilote, mais, dans son état actuel, Windows XP reconnaît immédiatement un Silabs C8051F320 USB Board... Rassurant.

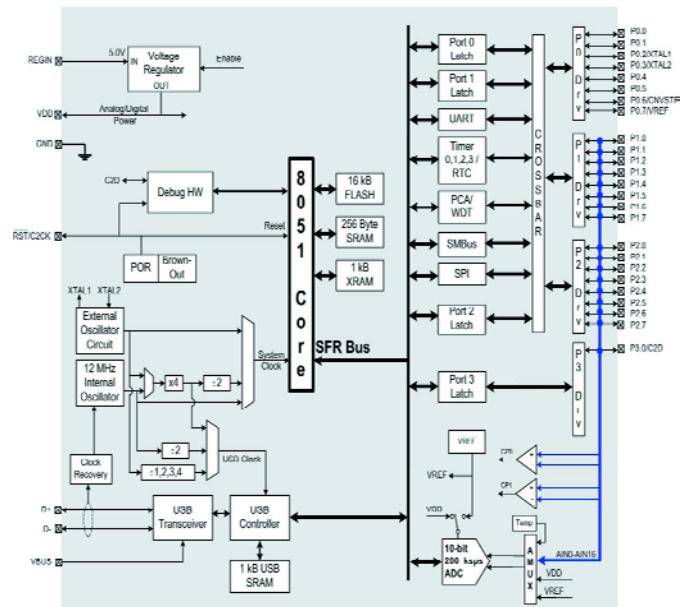
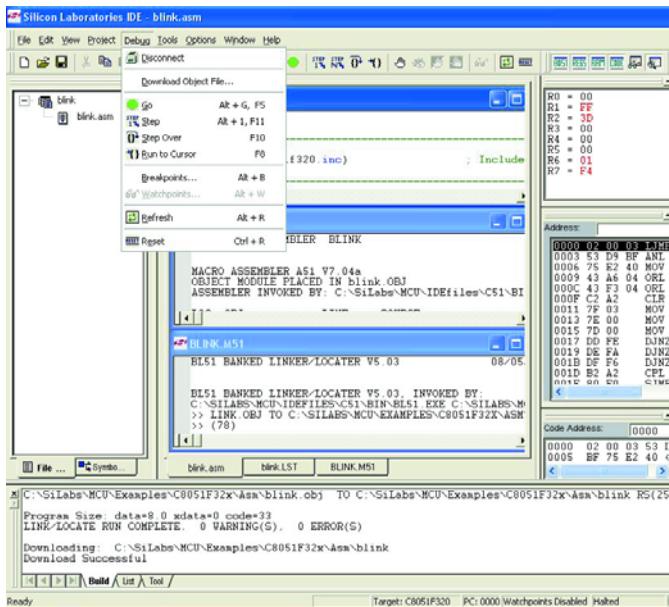
Il suffit, comme l'explique la notice, de charger le progiciel (*firmware*) dans le proces-

seur, ce qui se fait de la façon classique, ouverture de projet, création/construction (*build/make*) suivie d'une connexion à la carte (*connect*) et du téléchargement (*download*) du programme. Démarrer l'exécution (*Go ou reset* sur la carte).

Il reste à démarrer l'application proposée, **USBTest.exe**, par le biais de la fonction Démarrer/Exécuter de Windows... On voit apparaître le petit module d'affichage de la **figure 3**. On peut déconnecter l'alimentation et passer en mode alimentation USB (changer cavalier de JP2 à JP11, hors-alimentation externe bien entendu). À noter que la carte possède un champ de pastilles sur lequel on pourra monter ses propres extensions, les rangées de pastilles intérieures reprenant les lignes du connecteur d'extension et mettant à disposition une alimentation (+3 V/Masse).

Mais au fait le C8051F320 c'est quoi ?

Le C8051F320 est un microcontrôleur mixte (c'est-à-



dire combinant le numérique et l'analogique) à noyau 8051 rapide. 70% des instructions sont exécutées en 1 ou 2 cycles d'horloge. Il atteint une puissance de 25 MIPS à une horloge de 25 MHz. Il possède 16 Koctets de mémoire de programme Flash programmable in-situ et 1 280 octets (1 Koctet + 256 octets) de RAM interne. Respectant les spécifications USB 2.0, il est en outre doté d'un CAN 10 bits à la vitesse de sortie programmable jusqu'à 200 kbytes/s; ce dernier comporte un capteur de température intégré ($\pm 3^\circ\text{C}$).

La présence d'une circuiterie de débogage en circuit permet un débogage à pleine vitesse non destructif (partant pas besoin d'émulateur!).

Possédant 25 ports d'E/S supportant 5 V, il est présenté en boîtier LQFP à 32 broches.

Comme l'illustre la structure interne reproduite ici, il s'agit d'un composant complexe à la pointe de ce qui se fait de mieux dans le domaine.

Conclusion

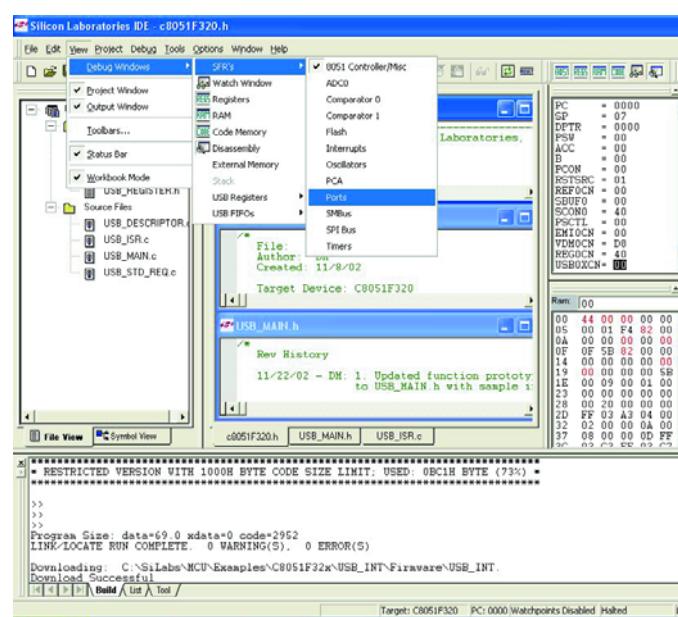
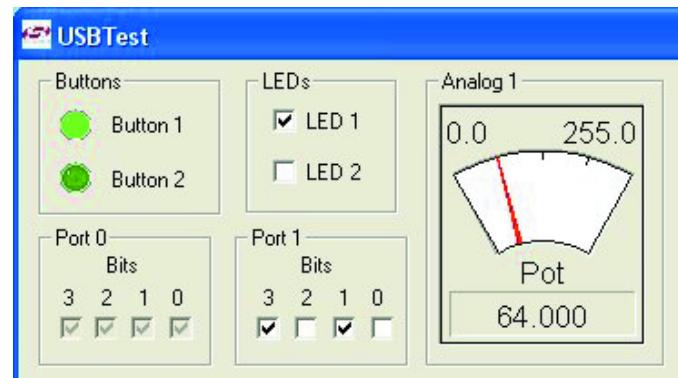
Le kit de développement C8051F320DK constitue une bonne base pour se faire une idée sur les possibilités offertes par le C8051F320. On peut en déduire les capacités des autres membres de la famille, à ceci près que les 320 et 321 sont les seuls à disposer de l'USB.

Si nous vous avons intrigué, il vous reste à faire un tour sur le site de Silicon Labs à l'adresse :

www.silabs.com/products/microcontroller/index.asp

(047153-1)

(Source :
documentation Silicon Laboratories)



Générateur de fréquence de précision

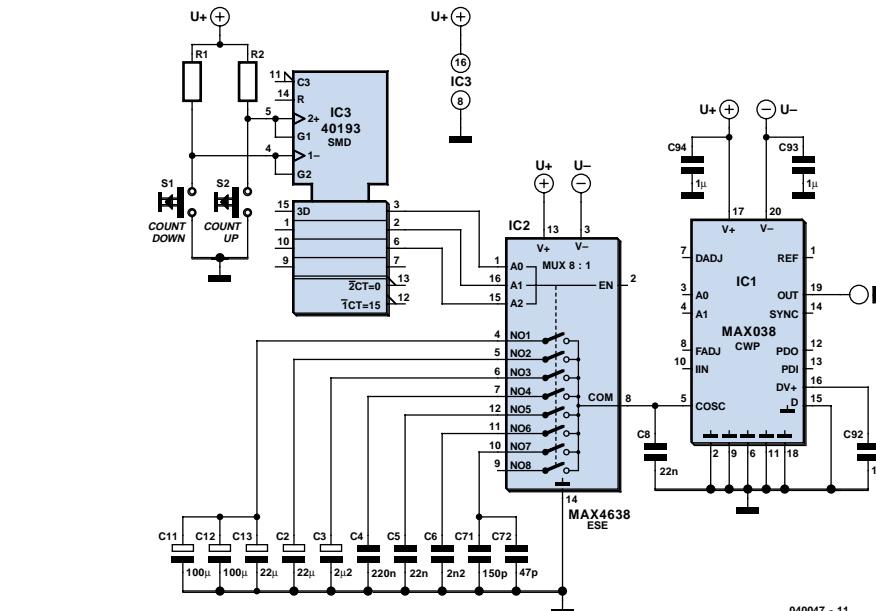
MAX038
en tenue CMS

Klaus-Jürgen Thiesler

La manipulation des composants pour montage en surface n'a rien d'une partie de plaisir. Leur emploi en technique de mesure est toutefois récompensé par une précision accrue.

Le générateur de fréquence intégré MAX038 fête déjà ses 10 ans. Sa présentation dans le numéro de juin 1995 d'Elektor sous forme de générateur de fonctions universel a rencontré un franc succès. Le montage, effectué en insérant des composants à fils, reposait sur une platine gigantesque. Les composants CMS étaient alors mal vus dans Elektor. Avec raison, car le gain de place sur la carte était loin de compenser les problèmes de soudage. La prohibition des CMS s'est relâchée. Si les composants à fils ne sont pas remplacés systématiquement par des CMS, il est vrai que ceux-ci font toujours plus souvent leur apparition sur les plaques d'Elektor. Il se peut en effet que l'exécution « classique » du circuit intégré ne soit plus fabriquée ou que des CMS aient été prescrits pour cette application.

Les CMS apportent parfois aussi leur contribution au progrès technique : il est possible d'améliorer fortement les caractéristiques et la plage du générateur de fonctions en le réalisant avec des CMS plutôt qu'avec des composants à fils et en raccourcissant les pistes au maximum pour réduire leur induction. Un commutateur numérique de plage de fréquence combiné



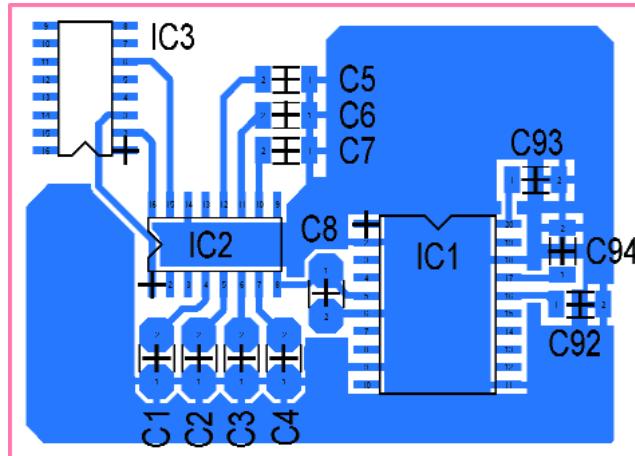


Figure 2. Proposition de tracé avec pistes de longueur minimale et commutateur électronique octuple de plage de fréquence.

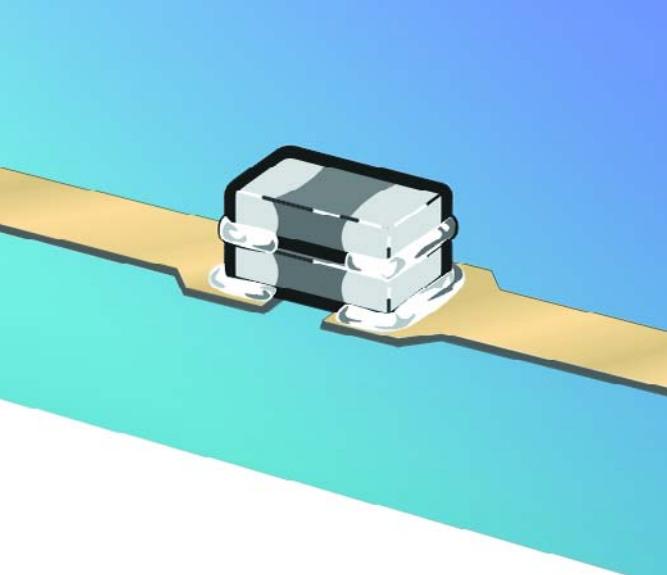


Figure 3. Représentation de la superposition additive des MLCC

de la structure Y5V. Le fabricant de condensateurs céramique pour hautes fréquences Taiyo Yuden offre par exemple un MLCC de 22 pF à structure COG dont la déviation n'est que de $\pm 0,5$ pF et le coefficient de température de ± 30 ppm/K (classe 1). Ce genre de performances est superflu dans notre cas, mais cela démontre les progrès accomplis dans le développement de ces composants. La société Reichelt offre un assortiment de puces céramique en boîtiers format 0805, parmi lesquels des MLCC COG peu coûteux. Un capacimètre permet de chercher les condensateurs dont la valeur fournira la fréquence désirée, en les combinant en parallèle si nécessaire. Plusieurs puces capacitatives peuvent être soudées en les superposant manuellement sur une seule paire de plages d'accueil, ce qui présente aussi l'avantage de raccourcir les pistes (**figure 3**). Ce genre d'acrobatie est hors de portée d'une machine industrielle mais pas d'un fer à souder. Les boîtiers CMS format 1210 ou même 0805 sont minuscules, mais une main sûre viendra à bout du soudage.

(040047)

Liste des composants

Condensateurs :

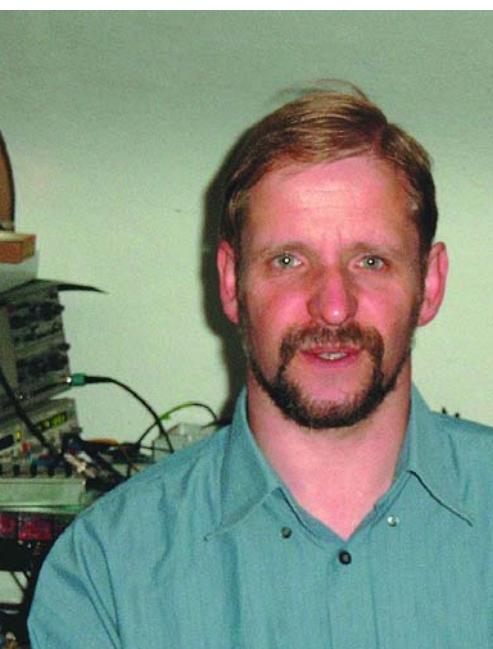
C1a,C1b = 100 μ F céramique MLCC	Y5V	1210
C1c,C2 = 22 μ F céramique MLCC	X5R	1210
C3 = 2 μ F2 céramique MLCC	X7R	1210
C4 = 220 nF céramique MLCC	X5R	0805
C5 = 22 nF céramique MLCC	X7R	0805
C6 = 2nF2 céramique MLCC	COG	0805
C7a = 150 pF céramique MLCC	COG	0805
C7b = 47 pF céramique MLCC	COG	0805
C8 = 22 pF céramique MLCC	COG	0805

Semi-conducteurs :

IC1 = MAX038CWP (SO 20)
IC2 = MAX4638ESE (SO 16)
IC3 = 40193 (SMD)

n	Plage de fréquences		
	@ 2,2 · 10 ⁿ pF	@ 4,7 · 10 ⁿ pF	@ 1,0 · 10 ⁿ pF
8	0,1 à 1 Hz	0,04 à 0,4 Hz	0,2 à 2 Hz
7	1 à 10 Hz	0,4 à 4 Hz	2 à 20 Hz
6	10 à 100 Hz	4 à 40 Hz	20 à 200 Hz
5	100 Hz à 1 kHz	40 à 400 Hz	200 Hz à 2 kHz
4	1 à 10 kHz	400 Hz à 4 kHz	2 à 20 kHz
3	10 à 100 kHz	4 à 40 kHz	20 à 200 kHz
2	100 kHz à 1 MHz	40 à 400 kHz	200 kHz à 2 MHz
1	1 MHz à 10 MHz	400 kHz à 4 MHz	2 à 20 MHz

TRICK.e DU



Martin Ossmann est professeur à la Faculté des Sciences d'Aix-la-Chapelle (FH Aachen) et un auteur prolifique pour Elektor. Il voudrait, au travers de sa colonne, inciter nos lecteurs non seulement à la réflexion, la réalisation, la simulation et aux spéculations mais aussi à (se) poser des questions intéressantes.

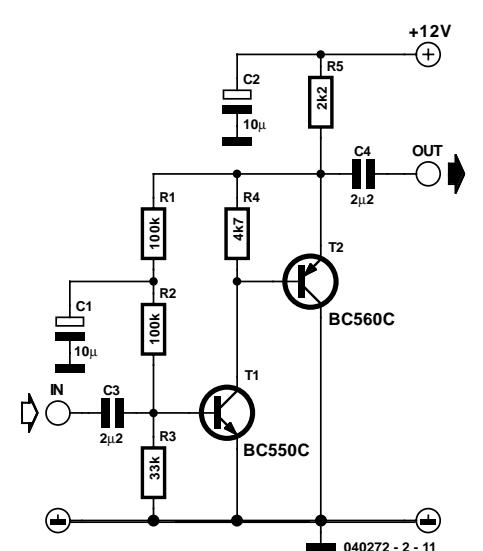
La nouvelle colonne TRICK.e (se dit tricky, délicat, avec « e » pour ELEKTOR et Electronique) a, depuis le numéro du mois dernier, trouvé sa place dans ELEKTOR. Les petits articles en question posent une question ou un petit problème. La question de ce mois :

L'amplificateur à 2 transistors représenté sur le schéma possède un gain en tension petit signal de quelque 1800 (65 dB) !

Comment peut-on expliquer cela ?

Si vous ne croyez pas que cet amplificateur introduit effectivement un gain aussi important, vous aurez vite fait de réaliser vous-même le circuit (cf. la photo) et de le tester. Vous pouvez également simuler le circuit à l'aide d'un programme de simulation. Comment se fait-il que l'on obtienne un gain aussi élevé, alors qu'une combinaison classique émetteur + collecteur donne, typiquement, des gains ne dépassant pas 200 ?

L'auteur et la rédaction d'Elektor vous souhaitent bien du plaisir lors des discussions.

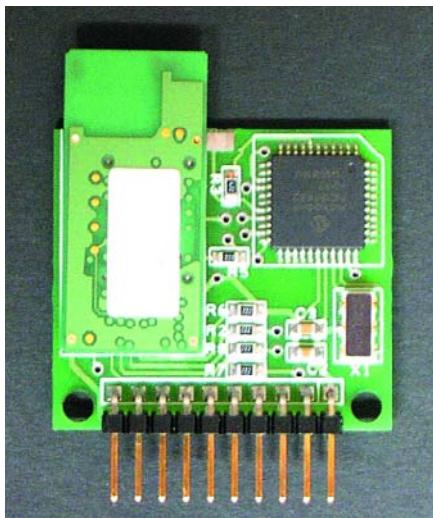


Gagner avec TRICK.e !

L'auteur de la meilleure réponse à la question TRICK.e gagnera cette fois un **module FlexiPanel Bluetooth** de Hoptron (www.flexipanel.com) d'une valeur de 100 \$!

* Cf. l'article « Télécommande Bluetooth » en page 64 et suivantes du numéro de septembre.

La critique des réponses sera faite par le professeur Ossmann épaulé par les rédacteurs d'Elektor; le jugement est sans appel. En cas de plusieurs réponses « identiques » nous procéderons à un tirage au sort.



Règles de participation :

Envoyez votre réponse à la question Trick.e par Courriel, Télécopie ou Courrier à

Rédaction Elektor, SEGMENT B.V./ELEKTOR
chez WWS, 4, Rue Caroline, 75017 Paris,
Télécopie 01.42.61.18.78,
Courriel : redaction@elektor.fr

Date limite de réception des envois :
le 21 octobre 2004.

Tout recours légal est exclu. Cette opération est ouverte à tous nos lecteurs, exception faite des personnels de SEGMENT B.V., société dont fait partie Elektor.

U PROF OSSMANN

Solution du Trick.e de septembre :

Dans la colonne TRICK.e précédente nous avons posé la question de savoir comment déterminer la valeur de résistance d'une unique résistance faisant partie d'une grille quadrilatérale s'étendant à l'infini et constituée de résistances de $R = 1 \text{ k}\Omega$. Le problème que pose cet exercice est que le courant de mesure, I , se distribue sur l'ensemble du réseau. S'il est vrai que la plus grande partie du courant prend le « chemin le plus court », le reste du courant n'est pas partie négligeable. Il n'existe malheureusement pas de modèle de symétrisation simple permettant un calcul du courant dans les différentes ramifications.

Il n'en reste pas moins relativement simple de mesurer la valeur de résistance R . Comme il s'agit d'un réseau linéaire (il ne comporte que des composants linéaires) on peut utiliser le principe de superposition. Ce principe dit : **la réponse** (courant et tension dans chaque branche) **des sommes** (d'un réseau comportant plusieurs sources indépendantes) **est égale à la somme des réponses**.

Plutôt que de placer le courant de mesure I dans un noeud et de le dériver des noeuds adjacents, nous allons procéder différemment :

Nous allons envoyer un courant I dans le noeud de « droite » et le laissons disparaître vers l'infini. Si cela paraît trop nébuleux : à grande distance des 2 noeuds, nous connectons tous les noeuds du réseau en le mettant en anneau et y dérivons notre courant I . Ce courant I se distribue, en raison de la symétrie, de façon égale sur les 4 branches adjacentes (**figure 1**). On observe, sur chaque résis-

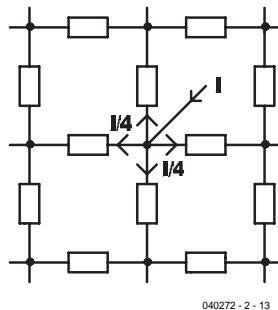


Figure 1. Une source

tance se trouvant en contact immédiat avec les points d'injection, une chute de tension qui répond à la formule $U_I = R \cdot I/4$. Nous allons faire de même pour les noeuds de gauche (**figure 2**). Nous en dérivons le courant J que nous injectons à l'infini. Il produit, sur chaque résistance, la chute de tension $U_J = R \cdot J/4$. Revenons maintenant à notre problème d'origine. Nous injectons dans le noeud

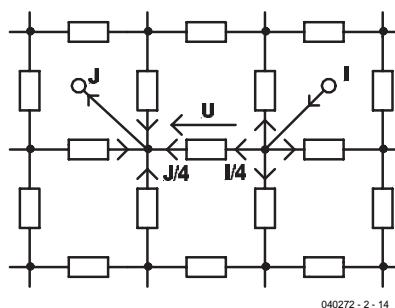


Figure 2. Principe de superposition

droit le courant de mesure $I_m = I$. Nous l'envoyons vers l'infini d'où nous le récupérons ($J = I_m = I$). Sur la résistance qui interconnecte les 2 noeuds les réponses des courants I et J se superposent à la tension de mesure

$$U = R \cdot I/4 + R \cdot J/4 = R \cdot I_m/4 + R \cdot I_m/4 = R/2 \cdot I_m = R_m \cdot I_m.$$

Nous en dérivons la valeur de mesure R_m , $R_m = U_m/I_m = R/2$. Ceci signifie que si toutes les résistances ont une valeur R , nous mesurons très exactement $R/2$!

Nous avons un exercice additionnel pour les spécialistes. Quelle valeur de résistance obtient-on dans notre grille quadrilatérale lorsque nous ne mesurons pas directement à des noeuds adjacents mais utilisons des noeuds disposés en diagonale ? On pourra trouver la valeur en s'aidant de la littérature (en langue étrangère) donnée dans la bibliographie, l'auteur ne connaissant cependant pas de causalité évidente facile à démontrer pour ce problème. On pourra utiliser un raisonnement similaire pour d'autres dispositions en grille, telles que les dispositions cubique et en diamant. Ci après quelques ouvrages intéressants sur le sujet :

- [1] A. H. Zemanian, "Infinite Electrical Networks", Cambridge University Press, Cambridge 1991
- [2] E. Aballay, E. Aviles, "Redes resistivas infinitas", Universidad Falvaloro, www.fisicarecreativa.com/informes/info_rede/resistivas_infinitas_2k2.pdf
- [3] D. Atkinson, F.J. van Steenwijk, "Infinite Resistive Lattices", Am. J. Phys. 67(6), 486-492 (1999)

(040272-2)

Publicité

MAX6675

Interface pour thermoélément-K

MAX6675

Interface pour thermoélément-K

Fabricant :

Maxim

<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX6675.pdf>**Caractéristiques :**

- Conversion numérique immédiate du signal de sortie du thermoélément-K
- Compensation de la jonction froide
- Interface série simple compatible SPI
- Résolution 12 bits (0,25 °C)
- Détection d'une rupture

Applications :

Mesures de températures dans le monde industriel et automobile

Description :

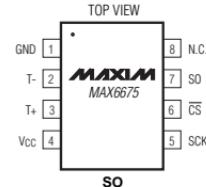
Le MAX6675 procède à une compensation jonction froide et numérise le signal produit par un thermoélément-K. Les données en sortie, au format SPI (à lecture seule) possèdent une résolution de 12 bits, ce qui correspond à 0,25 °C. La plage des températures mesurables va de 0 à 1 024 °C, sachant que sur la plage allant jusqu'à 700 °C on atteint une précision de 8 LSB.

Application type :

Thermoélément avec MAX6675,
Elektor, octobre 2004

Boîtiers et plage de température :

MAX6675ISA -20 à +85 °C SO8



Br.	Description	Fonction
1	GND	Masse
2	T-	Élément alumel (nickel + 5% Al, Mg et Si) du thermoélément-K (blanc), peut être connecté à la masse
3	T+	Élément nickel-chrome du thermoélément-K (vert)
4	VCC	Alimentation positive, prendre un 0,1 µF vers la masse
5	SCK	Entrée d'horloge serielle
6	CS	Chip Select (libère l'interface serielle au niveau bas)
7	SO	Sortie de données serielle
8	NC	non connecté

Valeurs maximales

Paramètre	Valeur
Tension d'alimentation V_{CC} vers GND	-0,3 à +6,0 V
Tension sur toutes les autres broches vers GND	-0,3 à ($V_{CC}+0,3$ V)
Courant ligne SO	50 mA
Dissipation permanente ($T_A = +70$ °C)	471 mW
Plage des températures de service	-20 à +85 °C
Température de la couche de jonction	+150 °C



MAX6675

Interface pour thermoélément-K

Caractéristiques électriques

($V_S = 3,0 \text{ à } 5,5 \%$, $T_{\text{amb}} = T_{\text{MIN}} \text{ à } T_{\text{MAX}}$, sauf mention contraire, Valeurs typiques à $T_A = +25 \text{ }^{\circ}\text{C}$)

Paramètre	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unité
Erreur de température	700 °C, $T_A = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$	$V_{CC} = 3,3 \text{ V}$	-5		+5
		$V_{CC} = 5 \text{ V}$	-6		+6
	0 à 700 °C, $T_A = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$	$V_{CC} = 3,3 \text{ V}$	-8		+8
		$V_{CC} = 5 \text{ V}$	-9		+9
	700 à 1000 °C, $T_A = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$	$V_{CC} = 3,3 \text{ V}$	-17		+17
		$V_{CC} = 5 \text{ V}$	-19		+19
Constante de conversion du thermoélément			10,25		$\mu\text{V}/\text{LSB}$
Erreur de compensation de la jonction froide	$T_A = -20 \text{ à } +85 \text{ }^{\circ}\text{C}$	$V_{CC} = 3,3 \text{ V}$	-3,0		+3,0
		$V_{CC} = 5 \text{ V}$	-3,0		+3,0
Résolution			0,25		$\text{ }^{\circ}\text{C}$
Impédance d'entrée du thermoélément			60		$\text{k}\Omega$
Tension d'alimentation V_{CC}		3,0		5,5	V
Courant d'alimentation I_{CC}			0,7	1,5	mA
Seuil POR (Power-On-Reset)	V_{CC} en augmentation	I	2	2,5	V
Hystérésis POR			50		mV
Durée de conversion			0,17	0,22	s

INTERFACE SÉRIELLE

Tension d'entrée Bas				$0,3 \cdot V_{CC}$	V
Tension d'entrée Haut		$0,7 \cdot V_{CC}$			V
Courant de fuite en entrée	$V_{IN} = \text{GND ou } V_{CC}$			± 5	μA
Capacité d'entrée			5		pF
Tension de sortie Haute	Courant de sortie = 1,6 mA	$V_{CC} - 0,4$			V
Tension de sortie Bas	Courant de sortie = 1,6 mA			0,4	V

CHRONOLOGIE

Fréquence de l'horloge sérieelle				4,3	MHz
Largeur d'impulsion SCK Haut		100			ns
Largeur d'impulsion SCK Bas		100			ns
Chute CSB à montée de SCK	$C_L = 10 \text{ pF}$	100			ns
Chute CSB à validation de la sortie	$C_L = 10 \text{ pF}$			100	ns
Montée CSB jusqu'à désactivation de la sortie	$C_L = 10 \text{ pF}$			100	ns
Chute SCK jusqu'à validité des données de sortie	$C_L = 10 \text{ pF}$			100	ns

MAX6675

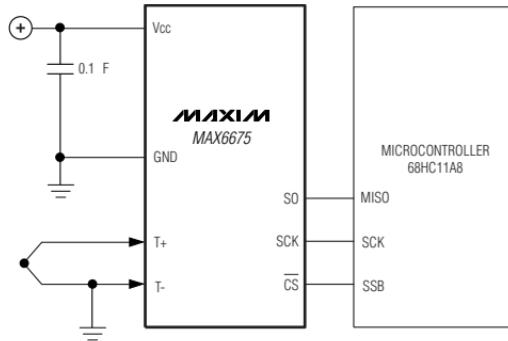
Interface pour thermoélément-K

Description détaillée :

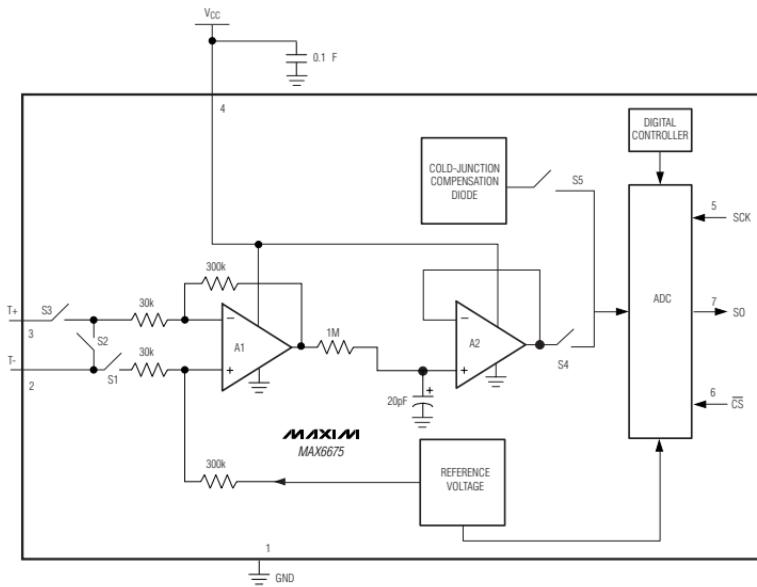
Le MAX6675 est un convertisseur qui, à l'aide d'un convertisseur Analogique/Numérique possédant une résolution de 12 bits, numérise le signal fourni par un thermoélément. Il comporte des dispositifs de mesure et de correction pour la compensation de

jonction froide, intègre un contrôleur numérique, une interface SPI y compris la logique de commande correspondante. Le MAX6675 travaille en association avec un microcontrôleur externe (ou toute « intelligence » similaire dans des circuits de mesure de température ou d'automates de processus.

Conversion de température



Compensation de jonction froide

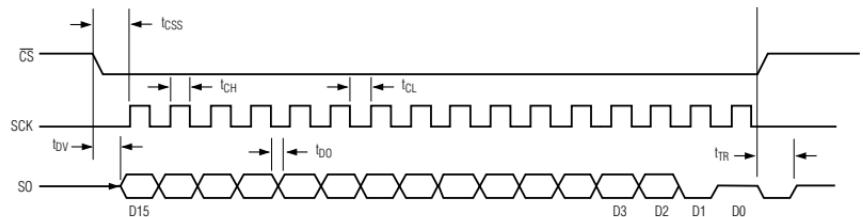


MAX6675

Interface pour thermoélément-K

Numérisation
Interface sérielleDétection de rupture
Bruit

Serial Interface Protocol



Serial Interface Timing

BIT	DUMMY SIGN BIT	12-BIT TEMPERATURE READING												THERMOCOUPLE INPUT	DEVICE ID	STATE	
		15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3			
Bit		15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
		0	MSB											LSB		0	Three-state

SO Output