

ELEKTOR

NUMÉRO D'ÉTÉ DOUBLE

Plus de
100 schémas,
idées & astuces

**CONCOURS DE
PROGRAMMATION**
participez
avec l'un des
150 kits COP80
offerts par NS



CONCOURS INTERNATIONAL « COP8 À L'OEUVRE »

page 7

EDITS Pro (2ème partie) :

le programme de commande	104
Petites Annonces Gratuites Elektor	113
Publitronic Service	114
Avant-Première	116

ALIMENTATIONS

049 afficheur de tension de fonctionnement	55
101 alimentation 13 V/2 A pour émetteur/récepteur radio	99
052 alimentation réceptive	57
063 alimentation robuste pour transceivers de radio-amateur	66
066 chargeur CdNi universel	70
032 chargeur d'accus Li	40
007 convertisseur sans bobine	19
094 déchargeur d'accus II	93
104 redresseur de fréquence	102
059 régulateur à découpage avec étage cascode pour tension de sortie jusqu'à 100 V	64
089 régulateur de tension discret	90
072 transformateur de sonnette pour Wave-Player	76

APPAREILS DE MESURE & DE TEST

082 adaptateur « Hold » pour voltmètre	84
055 capacimètre	60
100 capteur de température bifilaire	99
103 détecteur de tension secteur	101
064 échelle électronique	67
075 générateur sinusoïdal triphasé	78
012 mesure de microohms	24
091 modulateur AM et étage de puissance HF 50 Ω	91
074 redresseur de précision	77
098 référence de température	97
069 testeur de continuité multi-niveau	72
039 voltmètre CA/CC haute résolution à LED	46

AUDIO, VIDÉO & MUSIQUE

030 amplificateur programmable	38
088 commutateur Line pour carte-son de PC	89
046 diviseur de tension 3 V	53
029 filtre passe-bas du 5ème ordre	38
086 filtre passe-bas raide	87
096 générateur de test S/PDIF	96
070 moniteur de signal S/PDIF	73
051 séparateur multiple pour S/PDIF	56
048 transformateur de séparation pour S/PDIF	54

CIRCUITS HF, RADIO

062 adaptateur L	65
040 atténuateur	48
097 filtre d'alimentation indifférent à la polarité pour radio-amateurs	97
033 oscillateur thermocompensé	41
005 tampon puissant et rapide	17
035 timing PAL (1)	43
093 timing PAL (2)	92
058 UCC3809 protège des surtensions	63

DIVERS

034 accéléromètre enregistreur	42
061 affichage de fonctionnement et de défaillance de fusible	65
004 affichage de tension +/- sur barregraphe	16
027 amplificateur vidéo/RGB	36
099 bascule bistable à transistor	98
013 chrono-automate de mise hors-fonction à bouton	24
001 commande de moteur pas à pas	14
068 doubleur d'impulsion	71
011 filtre actif à état variable programmable	22
008 générateur d'impulsions à rapport cyclique décadique	19
078 indicateur de valeur absolue avec détecteur de polarité	81
010 limiteur précis	21
018 logique AVC	29
020 oscillateur 3 notes	30
041 oscillateur réglable	48
087 rehausseurs de tension pour relais	88
054 relais bistable à alimentation symétrique	59
090 serrure codée	090
083 serrure nostalgique pour coffre	85
085 source de courant élémentaire	86
067 source de tension réglable de -10 à +10 V	71
022 thermostat à fourchette	31

DOMESTIQUE

26 C.I. thermostat (1)	36
047 C.I. thermostat (2)	54
045 automate de luxe pour petit coin	52
031 diode de puissance pour installations solaires	39
057 gradateur sensitif	62
076 gradateur tactile	79
021 interrupteur secteur finaud	30
016 ralentisseur pour ventilateur	28
053 thermomètre Mini-Maxi d'intérieur	58

EXPÉRIMENTATION

084 C.I. détecteur de courant ±20 A UCC 3926	86
024 amplificateur d'instrumentation à 3 V	34
073 diode Zener compensée en température	77
002 générateur de valeur de mesure	15
025 générateur d'impulsions à rapport impulsion/pause ajustable	359
043 horloge à tout faire	50
038 inverseur de tension discret à transistors	46
079 limitation du courant de démarrage par MOSFET	82
037 multiplicateur d'horloge	45
080 multiplication de tension par arbre d'inversion	82
060 protection contre l'inversion sans perte de tension	64
050 stabilisateur de la température d'un four à quartz	55

JEUX, MODÉLISME, BRICOLAGE

023 booster « nouvelle mouture » pour EDITS	32
019 filtre pour stroboscope	29
014 garde-barrière pour passage à niveau	25
036 régulateur de vitesse pour modèles réduits	44
044 sirène à « 8 pattes »	51

MICROPROCESSEUR, MICRO-INFORMATIQUE

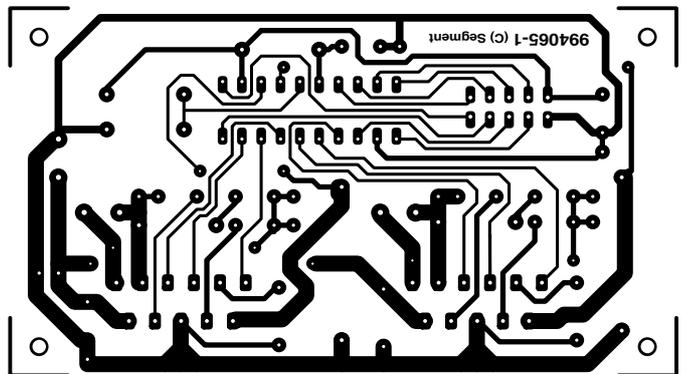
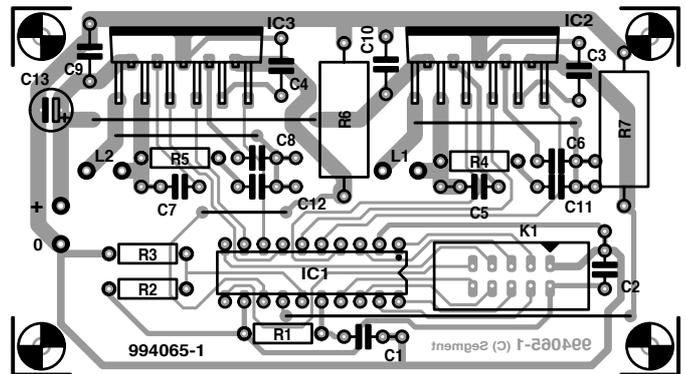
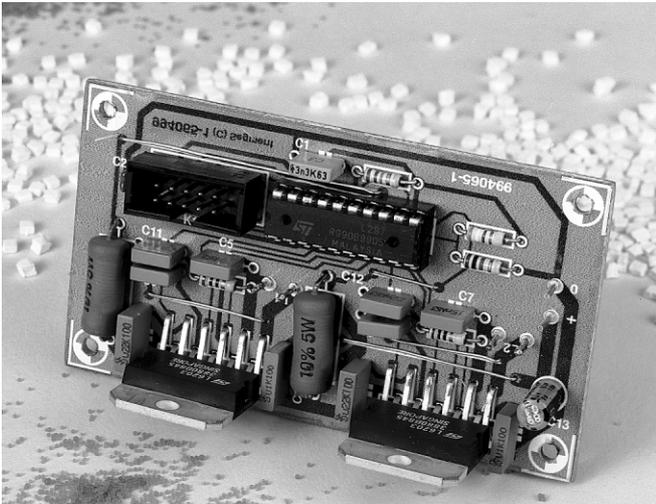
071 Pascal pour MAX512	74
081 accélérateur de pull-up	83
003 capteur et veilleur IR	16
065 convertisseur A/N avec I ² C	68
102 convertisseur RS232-Centronics	100
077 convertisseur sériel-parallèle	80
009 interface LOGO!	20
056 interface à puce unique pour écran à cristaux liquides (LCD)	61
015 minuteur de compte à rebours universel	26
006 prise secteur suiveuse pour PC	18
092 protection d'EPPROM pour les contrôleurs AVR	92
028 sélection analogique pour I ² C	37
095 testeur d'interface LPT/COM	94
042 transcepteur RS-232	49

VOITURE, MOTO & VÉLO

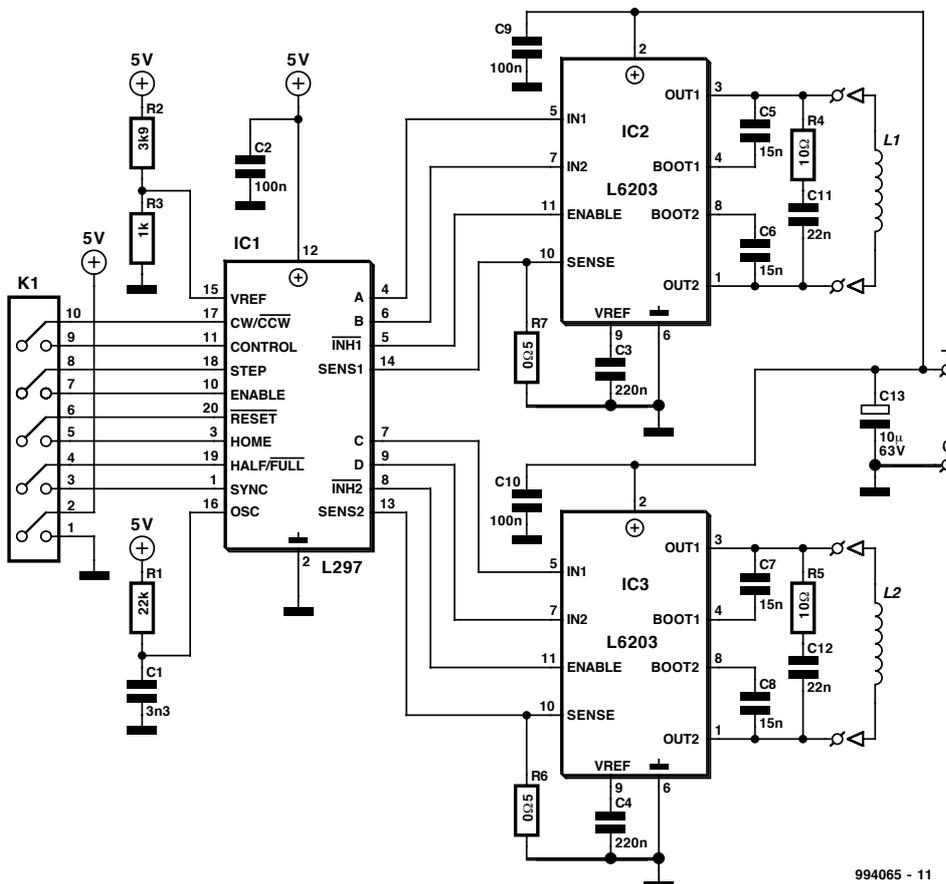
017 feu arrière de sécurité pour bicyclette (I)	28
--	----

commande de moteur pas-à-pas

001



Nombre de nos lecteurs éprouvent encore des difficultés à utiliser les moteurs pas-à-pas, le courrier à ce sujet nous en est témoin. L'occasion pour nous d'y revenir dans ce numéro Hors-Gabarit et d'y aller d'un autre montage simple pour moteur bipolaire. Les étages de puissance IC2 et IC3 sont des intégrés nouveaux, tandis que le L297 est connu de longue date. C'est lui qui, pour chaque impulsion à l'entrée (*step*, broche 18), fait progresser d'un pas le moteur. Le niveau sur son entrée *CW/CCW* (*ClockWise/CounterCW*, sens horaire ou contraire) détermine –on s'en douterait– le sens de rotation de l'axe. La broche 19 permet même de fixer s'il avancera d'un pas entier ou d'un demi(-pas) par impulsion. Les



autres broches touchent des aspects moins fondamentaux, citons la broche 20 (*Reset*) qui doit se situer à + 5 V en service normal, la 11 (*control*), elle aussi à + 5 V, la 10 (*enable*) tout autant à 5 V, la 1 (*sync*) qui est une sortie : elle trouve à s'employer quand plusieurs L297 se côtoient, mais on la laisse ici carrément en l'air. La broche 3 (*home*), une sortie, elle aussi, a pour but d'indiquer que le code 0101 est présent aux sorties ABCD ; nous n'en avons que faire aujourd'hui. Mais si vous êtes accro du 297, vous saurez tout à son sujet à l'adresse us.st.com sur Internet.

Les pilotes L6203, nous l'avons dit, ça vient de sortir. Leur originalité réside dans la cohabitation de logique CMOS et de transistors de puissance en D-MOS (double Diffusion) pour créer un module capable généralement de se suffire à lui-même. Les transistors D-MOS, comparés aux bipolaires du « vieux » L298 offrent l'avantage d'une moindre chute de tension, qui se traduit par une chaleur dissipée plus réduite.

994065 - 11

Liste des composants

	C13 = 10 μ F/63 V radial
Résistances :	
R1 = 22 k Ω	Semi-conducteurs :
R2 = 3k Ω 9	IC1 = L297
R3 = 1 k Ω	(ST Microelectronics)
R4,R5 = 10 Ω	IC2,IC3 = L6203
R6,R7 = 0 Ω 5/3 W (cf. texte)	(ST Microelectronics)
Condensateurs :	Divers :
C1 = 3nF3	K1 = embase HE10 à
C2,C9,C10 = 100 nF	2 rangées de 5 contacts
C3,C4 = 220 nF	PC1 à PC6 = picot
C5 à C8 = 15 nF	L1,L2 = moteur pas à pas
C11,C12 = 22 nF	bipolaire

Dans les bobines, le courant ne se contente pas de s'établir et de s'annuler, il s'inverse aussi. Résultat, c'est d'un pont de quatre transistors D-MOS-FET que nous avons besoin à bord du circuit intégré. Mais alors, pour attaquer les transistors « d'en haut », il faut une tension de commande supérieure à celle d'alimentation, raison

pour laquelle on a fait appel à un circuit *bootstrap*, un autoélevateur en d'autres termes, basé sur C5 et C6. Un filtre composé de R4 et C11 amortit les pics de tension sur le moteur. Et puis, il nous faut encore mentionner la pléiade de condensateurs de découplage.

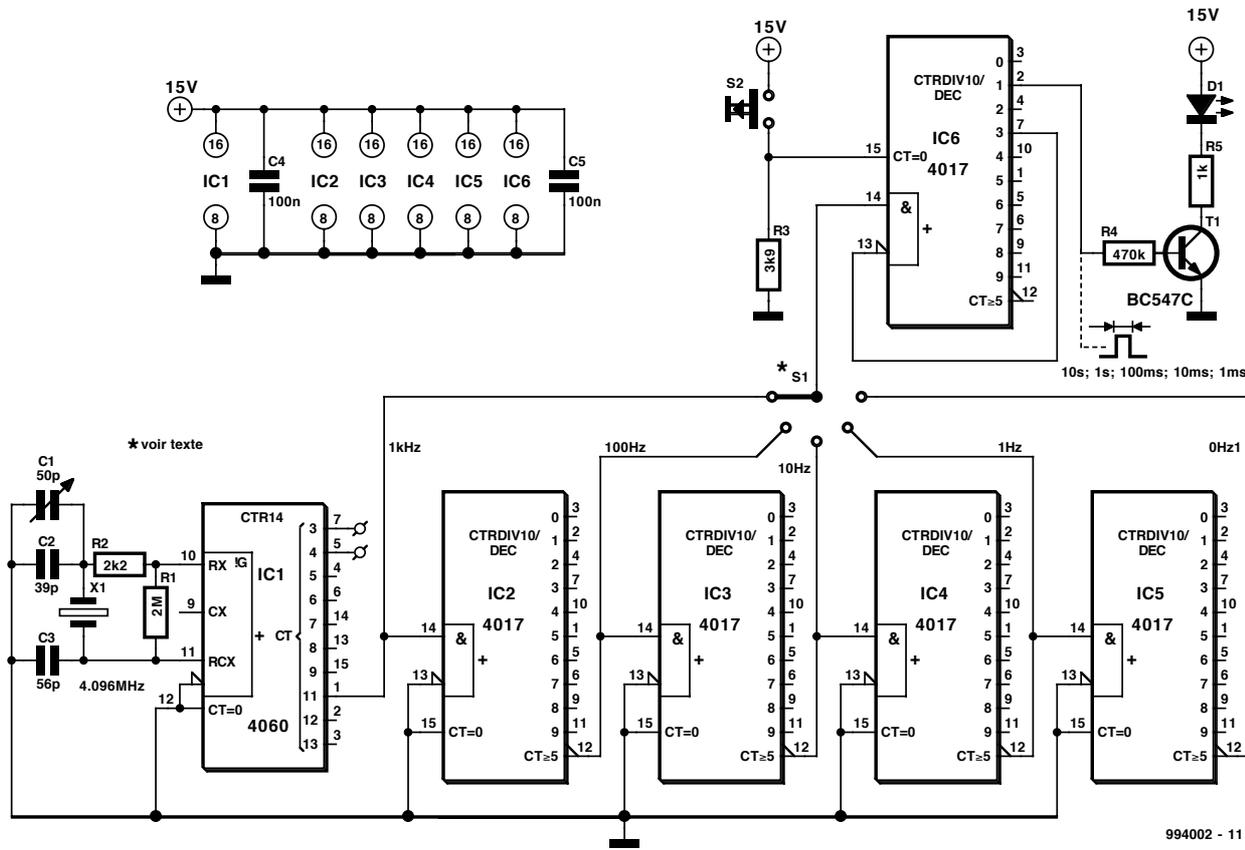
Le L6203 s'accommode d'un courant de 4 A et d'une tension de 42 V. Pas soucieux de sécurité, il est raisonnable de se tenir quelque peu en retrait des 42 V. En revanche, le courant de 4 A est limité de l'intérieur, on peut donc y aller. Aussitôt que le débit devient excédentaire, limite fixée par R6 et R7, le circuit s'isole. À nous de déterminer les valeurs de R6 et R7, sur base des caractéristiques du moteur à commander, à l'aide de la formule simple : 1 V divisé par le courant maximum en ampères.

Les puces sont dotées d'une protection thermique interne, mais si l'on prévoit une haute dissipation, mieux vaut les refroidir. Oh ! Elles ne claqueront pas, mais votre moteur va s'arrêter quand même !

Pensez aussi que le L297 requiert une tension d'alimentation de 5 V (50 mA, par K1). La tension sur les broches repérées 0 et + sert au moteur pas-à-pas et doit être égale ou très légèrement supérieure à celle prévue pour le moteur.

générateur de valeur de mesure

002



994002 - 11

Karlheinz Lorenz

Ce montage a pour tâche de générer, après une action sur un bouton-poussoir, des impulsions d'une durée bien définie. Il peut faire office, en particulier, de générateur de durée de porte pour fréquences-mètres; ne comportant que des composants standard et peu coûteux il se laisse réaliser en quelques minutes.

Le premier circuit intégré que nous rencontrons sur le schéma est IC1, un 4060, un compteur binaire à 14 étages à oscillateur intégré. La source du signal d'horloge est un quartz de 4,096 MHz tout ce qu'il y a de plus courant et partant d'abordable; après division par 2^{14} , on dispose d'un signal de 1 kHz à la sortie (broche 1). En aval de l'oscillateur on trouve toute une ribambelle de compteurs déci-

maux du type 4017 mis en cascade par le biais de leur broche de retenue (Carry Out, broche 12), IC2 à IC5, qui mettent à disposition les fréquences de référence de 100, 10, 1 et 0,1 Hz.

Un rotacteur à plots isolés, S1, permet de choisir l'une de ces fréquences pour l'appliquer à l'entrée d'un autre 4017, IC6. À l'inverse de ce qui est le cas avec les 4017 précédents, nous utilisons ici les entrées de commande Reset (broche 15) et $\overline{\text{Enable}}$ (broche 13) de façon dynamique. Une action sur le bouton-poussoir S2 se traduit par la mise à zéro du compteur. Dès le relâchement de S2, le premier flanc montant attaque l'entrée d'horloge du compteur (broche 14). On trouve, à la sortie Q1 (broche 12) le

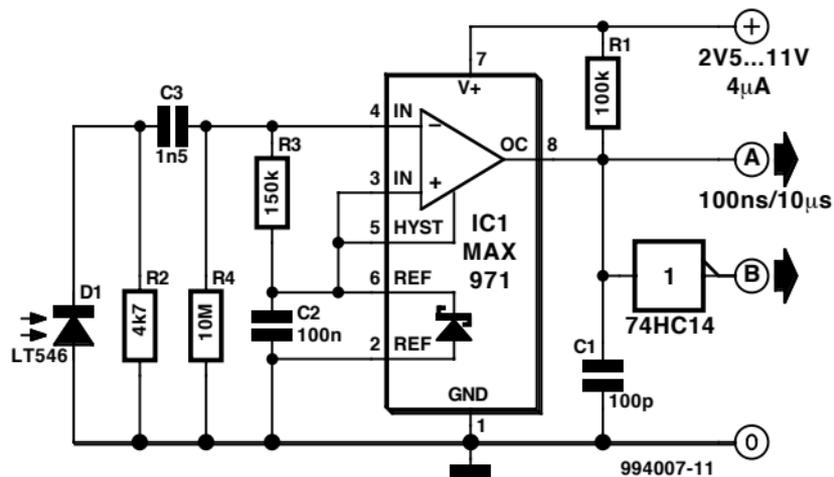
signal d'entrée divisé par 2.

Vu cependant que la sortie Q3 (broche 7) est reliée à l'entrée de validation ($\overline{\text{Enable}}$), le compteur bloque après la première période du signal de sortie de sorte qu'il ne reste plus qu'une unique impulsion. En fonction du signal d'entrée choisi, cette impulsion de sortie aura une longueur de 10, 1, 0,1, 0,01 ou 0,001 s.

Un petit étage tampon à transistor commande une LED qui s'allume pendant la durée de l'impulsion. Il n'est pas mauvais de prévoir un étage-tampon similaire à la sortie. L'électronique demande une tension régulée de 15 V et consomme de l'ordre de 10 mA.

capteur et veilleur IR

003



C'est par faisceau infrarouge que l'on met en marche le circuit décrit ici. Il est économe au point de pouvoir rester en veille permanente sur un appareil à piles. La puce IC1, un MAX971, ne

consomme en effet que 2,5 à 4 μA. Que l'on ne se méprenne pas, le circuit est destiné à des applications qui n'utilisent pas de portuse infrarouge, comme en IrDA, par exemple.

Le montage est protégé de la lumière ambiante, mais des éclairs puissants peuvent le déclencher par erreur. Si le cas se présente, le circuit observe s'il est réellement soumis à des rayons IR. En leur absence, il repasse en veille.

La photodiode préconisée ici est à large bande et fournit un courant de 60 μA exposée à une puissante émission d'infrarouge, mais presque toute photodiode peut convenir à ce montage.

Dans le circuit proposé, nous avons préféré travailler sans courant de polarisation. Le retard est sans doute un peu plus long, mais on y gagne en consommation d'énergie.

Qui souhaite une sortie compatible TTL peut intercaler, dans ce but, un tampon du genre 74HC14.

(application Maxim)

affichage de tension +/- sur barregraphe

004

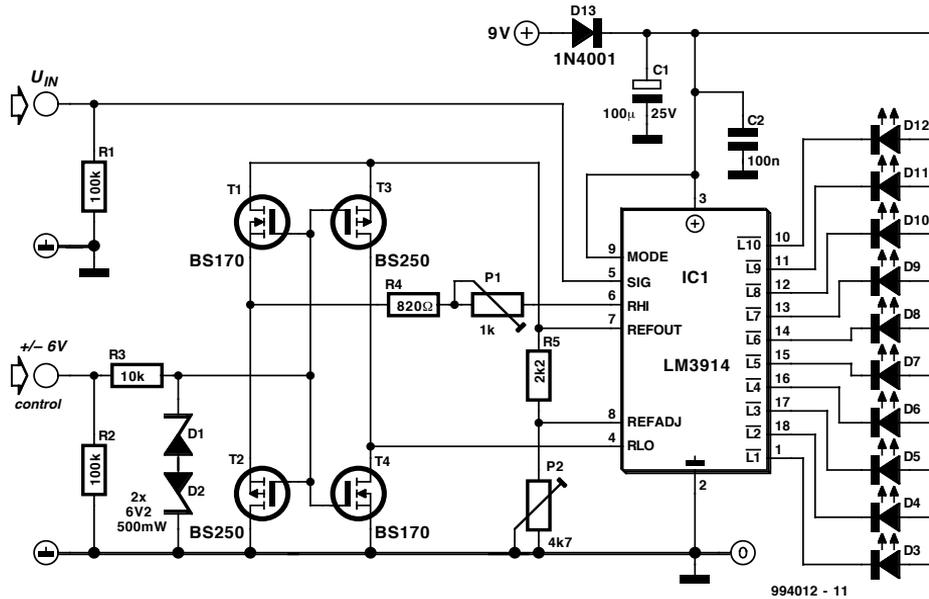
V. Mitrovic

Le LM3914 est indiscutablement un composant que l'on peut mettre à de très nombreuses sauces. Si l'on fait abstraction des LED, il ne faut qu'un très petit nombre de composants additionnels pour réaliser le voltmètre barregraphe « bidirectionnel » décrit ici. L'électronique est similaire à celle requise par un barregraphe conventionnel, mais offre une possibilité additionnelle de changer le sens d'allumage des LED. Cette option peut être utile lorsqu'il faut mesurer des tensions positives et négatives. Dans le cas d'une tension d'entrée positive les LED s'allument dans l'ordre classique, c'est-à-dire en commençant par D3 et en finissant par D12; dans le cas d'une tension d'entrée négative la succession des allumages sera inversée, D12 s'allumant la première, D3 la dernière. Il est évident qu'il va falloir « redresser » la tension négative, c'est-à-dire l'inverser avant de pouvoir la mesurer. Nous vous proposons, ailleurs dans ce numéro double, une électronique conçue à cet effet, circuit que nous avons baptisé « indicateur de valeur abso-

lue avec détecteur de polarité ».

Une série d'interrupteurs à transistor (FETMOS) pilote la direction d'allumage des LED. Lorsque la tension de commande est élevée (+ 6 V dit le schéma, mais toute tension dépassant la tension de référence de 3 V au minimum fera l'affaire), T1 et T4 sont activés, les 2 autres FETMOS restant coupés. Ainsi, le LM3914 se trouve configuré de la façon classique, l'extrémité supérieure du réseau de résistances est reliée à la référence de tension interne, son extrémité basse se trouvant en contact avec la masse. En cas d'augmentation de la tension d'entrée les comparateurs intégrés dans le LM3914 produiront l'allumage, l'une après l'autre, des LED indicatrices, à commencer par D3.

Lorsque la tension de commande tombe en-deçà de quelque -3 V, c'est au tour des transistors T1 et T4 d'être activés, T2 et T3 restant coupés. Ceci a pour conséquence d'inverser les interconnexions du réseau de résistances : l'extrémité haute se trouve connectée à la masse, l'extrémité basse à la tension de référence. Dans ces conditions, la première LED à s'allumer sera D12, ce qui



994012 - 11

signifie que les LED constituant le barregraphe vous s'allumer dans l'ordre inverse.

Bien que le fabricant n'évoque pas cette technique de mise en oeuvre du LM3914, cette option fonctionne parfaitement, mais en mode barregraphe uniquement (en mode point par point, une logique interne interdit l'allumage, si tant est qu'une LED de position supérieure le soit déjà, de toute LED d'ordre inférieur, ce qui

et P1). Dans ces conditions, la première LED s'allumera lorsque la tension d'entrée dépasse 200 mV, la seconde s'allumera à 400 mV, et ainsi de suite, l'ensemble du barregraphe étant allumé à une tension d'entrée de 2 V.

Le circuit consomme de l'ordre de 100 mA lorsque toutes les LED sont allumées.

se traduit indiscutablement par un conflit pour une utilisation comme nous nous l'imaginions).

Il nous faut, pour garantir une bonne symétrie, ajouter une résistance ajustable au diviseur de tension présent dans le LM3914. On jouera sur cet ajustable jusqu'à ce que l'on mesure, à l'aide d'un multimètre numérique, aux bornes de P1+ R4, une tension égale au onzième (1/11) de la tension U_{refout} .

Le rapporte entre les résistances R5 et P2 détermine la sensibilité du montage. Si, par action sur l'ajustable P2, on fixe, par exemple, la tension de référence à une valeur de 2,2 V, on observera une chute de tension de 200 mV par résistance du réseau en échelle (y compris R4

tampon puissant et rapide

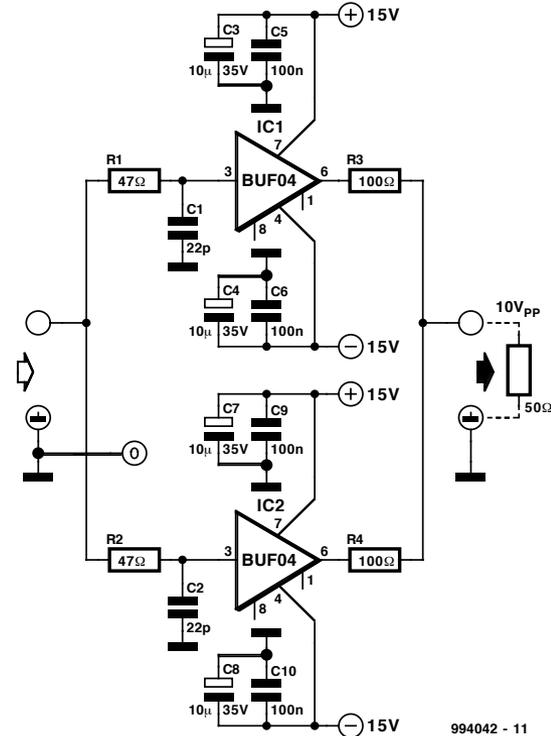
005

Voici un montage adapté aux applications où des signaux impulsionnels d'assez grande amplitude doivent transiter sur des impédances normalisées telles que 50Ω . On élude ici le problème de surtempérature en cas de charge prolongée en raccordant deux tampons rapides en parallèle.

En considération de la grande largeur de bande, pas question de se contenter de demi-mesures côté découplage du circuit. Pour C3, C4, C7 et C8, ce sont des électrolytiques au tantale qui sont recommandés et pour C5, C6, C9 et C10, des condensateurs à la céramique. Avec des courants de sortie supérieurs à 50 mA , on peut encore améliorer la réponse globale en atténuant l'inductance des condensateurs au tantale à l'aide de petites résistances de 1 à $4,7 \Omega$ en série avec eux.

Maintenir la bande passante de 110 MHz donnée par le fabricant demande de travailler avec un plan de masse central et des composants montés en surface, parce que les modèles ordinaires souffriraient d'inductances parasites trop grandes. Nous en avons fait l'expérience sur le plancher d'essai, nous ne pouvions pas dépasser les 25 MHz . Dans une construction traditionnelle, le blindage est également moins efficace, avec pour conséquence une légère réaction sur l'entrée en haute fréquence et le danger d'oscillation. C'est pourquoi nous avons préféré installer, à l'entrée des tampons, un filtre RC ($R1/C1$, $R2/C2$) qui restreint la bande passante théorique à 80 ou 90 MHz .

La consommation de courant du montage se maintient à $\pm 15 \text{ mA}$ au repos. Elle s'élève à $\pm 63 \text{ mA}$ en signaux carrés de 10 V_{pp} sur 50Ω .

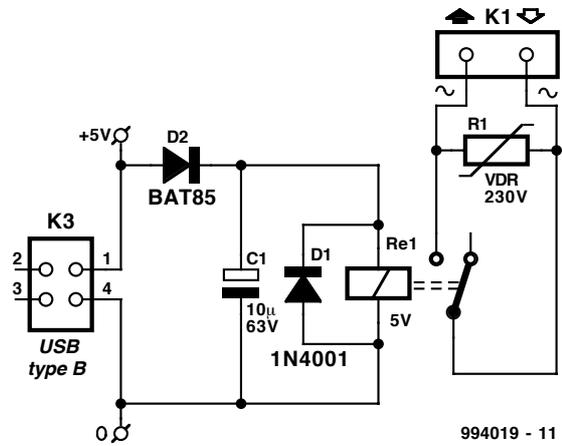


(994042)

994042 - 11

prise secteur suiveuse pour PC

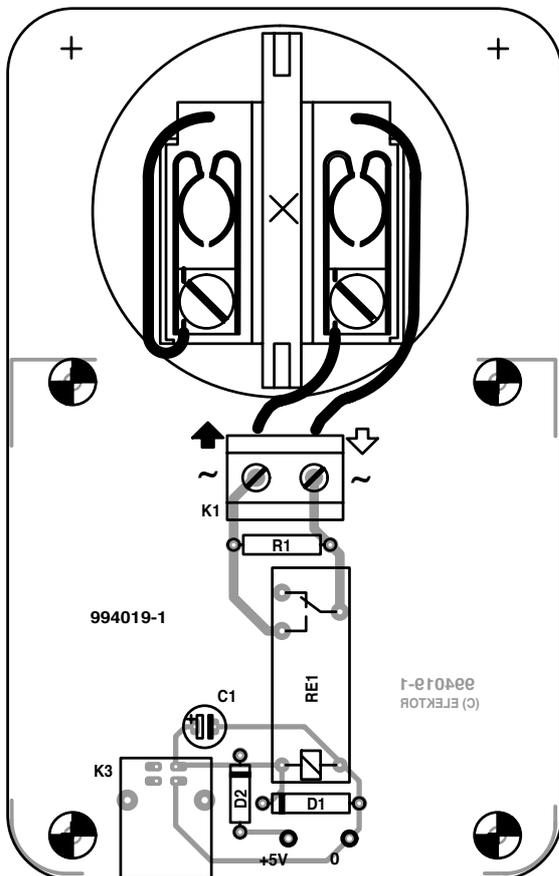
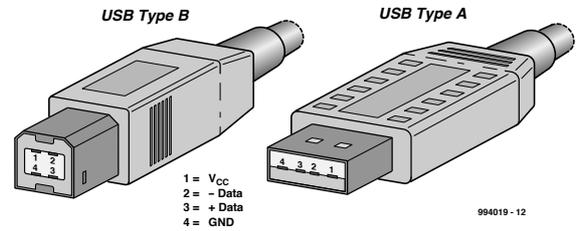
006



Sur le PC d'aujourd'hui, équipé d'une carte mère ATX, on ne trouve plus guère de prise 230 V commutée. Plus question de mettre en marche et d'arrêter automatiquement les périphériques comme l'imprimante ou le moniteur. À la mise sous tension, l'inconvénient est mineur : vous avez oublié d'allumer un appareil, vous le saurez vite. Mais si l'omission survient à la mise hors tension, il s'ensuivra une consommation inutile, voire une diminution de la durée de vie du matériel.

Par bonheur, il existe à cet inconvénient une parade simple et le montage décrit ici vous montre comment s'y prendre.

Sur une carte mère ATX, on trouve toute la logique nécessaire à la



Liste des composants

Résistances :
R1 = VDR (220 V)

Condensateurs :
C1 = 10 µF/63 V

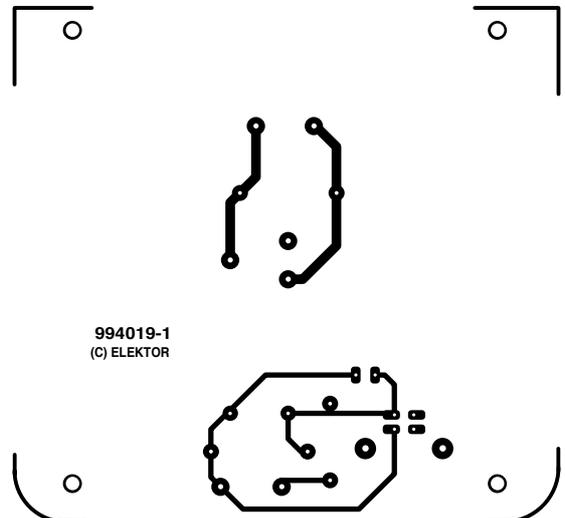
Semi-conducteurs :
D1 = 1N4001
D2 = BAT85

Divers :

Re1 = relais carte 5 V
Siemens pour montage vertical

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm

K3 = embase châssis USB type b
boîtier: SE432 DE (Bopla)



mise en service d'un port USB (*Universal Serial Bus* = bus sériel universel). Les périphériques qui s'y connectent ont droit à une prime, ils peuvent y puiser un courant maximum de 100 mA et l'ensemble des appareils branchés ne doit pas excéder une consommation de 500 mA. Plus qu'il n'en faut pour activer à l'aise un relais, lequel éveillera et rendormira les périphériques de concert avec le PC. Le schéma vous dit tout sur la réalisation pratique.

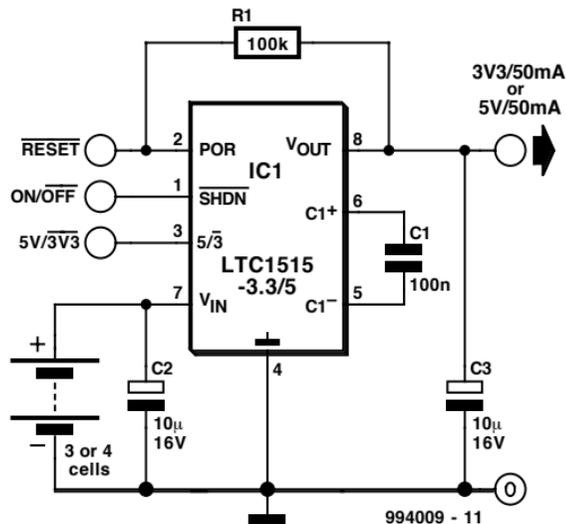
À l'instant où apparaît la tension sur l'interface USB, le relais Re1 s'active par la voie de D2. Le contact se ferme et les périphériques sont alimentés. Le condensateur C1 sert de garde-manger, de façon à éviter qu'un « petit creux » dans la tension du port USB n'entraîne immédiatement le relais à la chute. À l'inverse, la VDR R1 se tient prête à intervenir contre tout accès de fièvre, comme il peut en survenir lors de la coupure de charges inductives. Enfin,

D1 joue le rôle de diode de roue libre au profit de la bobine d'excitation de Re1.

Au temps de la conception de la norme USB, on s'est penché attentivement sur la question du câblage. Ainsi rencontre-t-on deux genres de connecteurs de bus en circulation. En sortie, sens PC vers périphérie, un modèle carré (type A) et dans l'autre sens, un modèle plat (type B). Monter des connecteurs différents à chaque bout de câble permet ainsi d'endiguer les liaisons dangereuses. Foin des misères endurées avec les cordons RS232 et les fiches DIN ! Tout câble d'interconnexion comporte ainsi deux fiches mâles, tandis que l'appareillage monopolise les femelles, mais gardons-nous d'en tirer de gauloises conclusions.

(994019)

convertisseur sans bobine 007



Un des problèmes qui chagrinent les concepteurs de matériel mobile, c'est la baisse de potentiel des accumulateurs au fil du temps. Plus la batterie se décharge, moins elle fournit de force électromotrice. Supposons un circuit alimenté sous 3,3 V par une

série de **trois** accus. Le processus de décharge va démarrer à 4,5 V pour se terminer sous 2,7 V, à peine. Au début, il faut donc réduire la tension et à la fin, il faudra l'élever. D'une façon similaire, un groupe de **quatre** accumulateurs, destiné à fournir 5 V, présentera en cours de cycle une variation entre 6 V en début et 3,6 V en fin. Une solution intéressante, c'est le convertisseur continu/continu (C/C) LTC1515 de *Linear Technology* qui nous l'offre. Il fonctionne à l'aide de trois condensateurs externes commutés et peut délivrer un courant de 50 mA. Le schéma présente un circuit qui stabilise à 3,3 V la tension d'un ensemble de trois cellules, alors qu'avec quatre accumulateurs, la sortie est fixée à 5 V. L'ajustement, on le réalise grâce à la borne dénommée 5/3. Reliée à V_{CC} , le circuit fournit du 5 V, mais si elle au niveau bas, c'est 3,3 V que l'on trouve en sortie.

Incorporer R1 conduit à activer le signal de mise à zéro initiale de façon à ce que 200 ms après la mise sous tension, la sortie atteint 93,5 % de sa valeur nominale. Enfin, par l'action d'un niveau logique de 3 V sur la broche SHDN, on arrête le montage.

(*application Linear Technology*)

générateur d'impulsions à rapport cyclique décadique

Karlheinz Lorenz

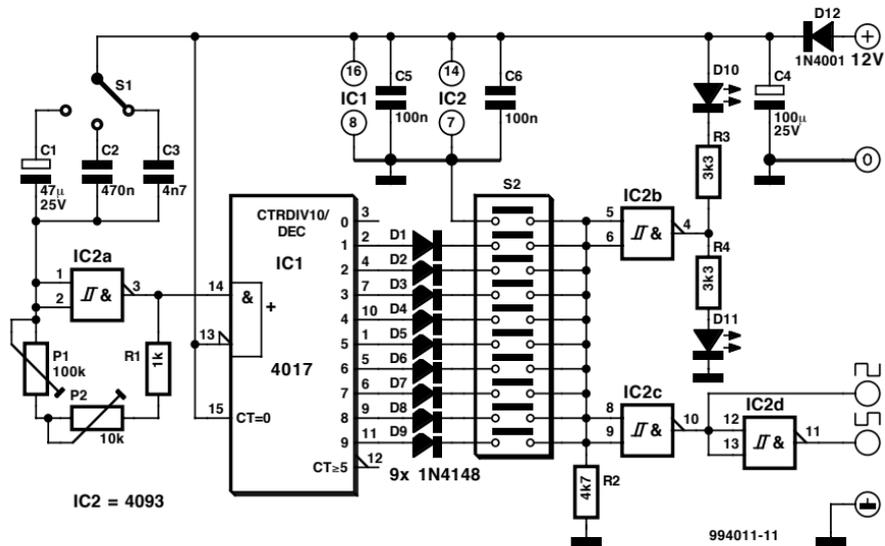
Nombre de générateurs capables de produire un signal rectangulaire à rapport cyclique (rapport impulsion/pause) variable souffrent d'un inconvénient majeur : toute variation du rapport cyclique se traduit par une dérive en fréquence. Le montage que nous allons décrire contourne ce problème. Il repose à cet effet sur un générateur de signal rectangulaire associé à un réseau RC. Ce réseau RC qui détermine la fréquence peut être, par le biais de l'inverseur tripolaire S1, optimisé pour 3 plages. Avec le dimensionnement des composants C1 à C3 et P1, P2 et R1 retenu pour

le schéma, les 3 plages de fréquences définies sont les suivantes :

- 1) 0,1 à 10 Hz,
- 2) 10 Hz à 1 kHz,
- 3) 1 à 100 kHz.

La fréquence exacte effectivement obtenue dépend de l'hystérésis du 4093 et partant beaucoup du type et de la variante du circuit intégré utilisé. C'est la raison de la présence des ajustables P1 et P2 qui permettent, un réglage, respectivement grossier et fin du signal de sortie du générateur, pour que ledit signal réponde à ce qu'en attend l'utilisateur. Il faudra, si l'on se trouve, en dépit de l'étendue de la plage disponible, dans l'impossibilité d'obtenir la



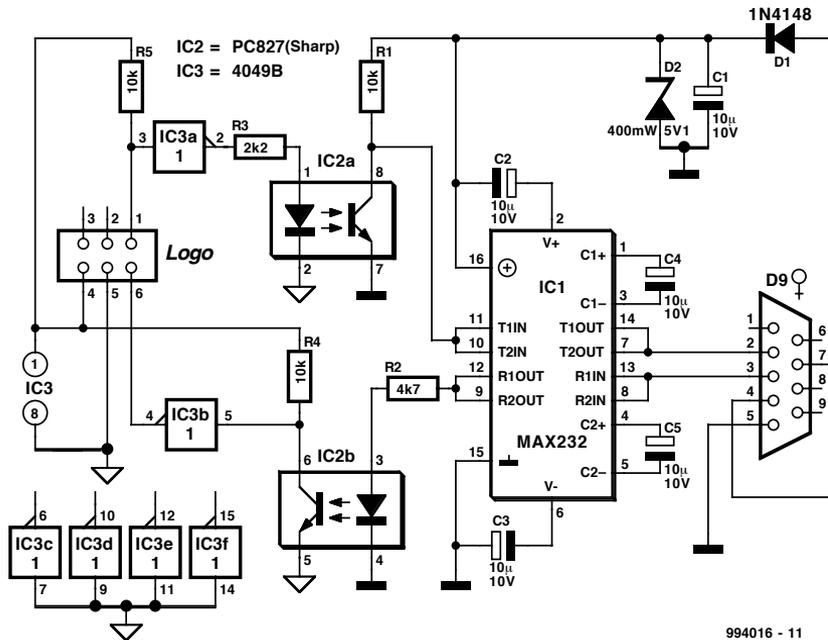


fréquence requise, se résoudre à modifier la valeur des condensateurs. Le générateur de signal rectangulaire attaque un compteur décimal pour lequel il constitue le signal d'horloge. À chaque comptage la sortie décodée correspondante passe au niveau haut, les sorties non décodées restant au niveau de la masse, « 0 ». Un interrupteur DIL décuple, S2, permet de rediriger toutes les sorties sur une

ligne commune. Les diodes évitent la création d'un court-circuit entre les niveaux différents que pourraient présenter les sorties choisies par l'interrupteur S2. Il suffira, pour disposer d'un rapport cyclique de 0,1, de fermer le contact pris dans la ligne Q1, pour un rapport cyclique de 0,2, de fermer simultanément les contacts des lignes Q1 et Q2, et ainsi de suite. Si toutes les sorties du 4017 (exception faite de Q0 bien entendu, cf. le schéma) sont dérivées vers la ligne commune, le rapport cyclique est de 0,9. Le contact relié à la masse, 1, stoppe le générateur MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion ou PWM = *Pulse Width Modulation*) lorsque tous les autres contacts sont ouverts. Le signal se divise ensuite vers une paire d'inverseurs. Le premier, IC2b commande une paire de LED. Plus le rapport cyclique est faible, plus la luminosité de D11 est importante et, inversement, celle de D10 faible. IC2c tamponne (et inverse) le signal de sortie du circuit, IC2d procède à une nouvelle inversion du signal de sorte que l'on dispose, simultanément, de 2 signaux de sortie inversés. La consommation de courant du circuit est de l'ordre de 4 mA.

interface LOGO!

009



994016 - 11

Werner Kriegmaier

Il est nécessaire de disposer, si l'on veut interconnecter un automate industriel (SPS) de Siemens de la série LOGO! à l'interface série d'un PC, d'un câble d'adaptation spécifique. Il est possible

d'acheter un tel câble tout fait au prix fort, mais on peut également le fabriquer soi-même pour presque rien.

L'électronique de l'interface se résume en fait à un dispositif d'isolation galvanique et à un adaptateur de niveau. L'isolation galvanique prend la forme d'un opto-coupleur double du type PC827 de Sharp, mais rien n'interdit non plus d'utiliser 2 opto-coupleurs distincts du type PC817 voire une autre variante d'opto-coupleur si tant est que leur *CTR* (*Current Transfert Ratio* = taux de transfert de courant) est de 50% au minimum, et ce à un courant I_F de 5 mA. Comme les 2 opto-coupleurs sont montés en inverseur il nous faut faire

appel à une paire d'inverseurs, IC3a (en direction du PC) et IC3b (en provenance du PC), pour obtenir une réinversion des signaux. La résistance R3 sert de résistance de limitation de courant, R4 faisant office de résistance de forçage au niveau haut (*pull up*) de

manière à maintenir la ligne au niveau haut lorsque le signal ne présente pas un niveau logique bas indubitable.

L'adaptation de niveau, c'est-à-dire le passage de 0/+ 5 V (côté SPS) à un ± 12 à ± 15 V symétriques (côté RS-232) se fait à l'aide de l'incontournable MAX232. Vu que l'on n'a besoin que de 2 lignes, RxD et TxD, on pourra monter à chaque fois une paire de drivers du MAX232 en parallèle.

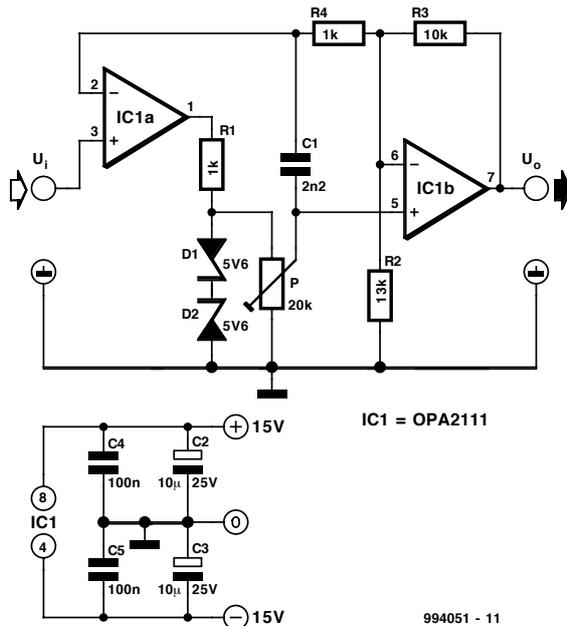
En règle générale, l'interface LOGO! n'a pas besoin d'une alimentation qui lui soit propre. L'adaptateur de niveau, le côté phototransistor de IC2a ainsi que le côté LED de IC2b, sont tous ali-

mentés par le biais de l'interface RS-232. La diode zener D2 limite à + 5 V la tension requise à cet effet. L'automate LOGO! fournit la tension d'alimentation nécessaire aux inverseurs, au côté LED de IC2a et au côté transistor de IC2b.

L'interface ne requiert que de l'ordre de 10 mA de l'interface RS-232. Il peut arriver, dans de rares cas, que ce courant dépasse les capacités de l'un ou l'autre PC auquel cas il faudra se résigner à utiliser une alimentation de 5 V externe.

(994016)

limiteur précis



Un tampon d'entrée, un tampon de sortie, 2 diodes zener et quelques composants « en vrac », il n'en faut pas plus pour réaliser un limiteur qui, en dépit de sa simplicité, connaît des niveaux de pincement bipolaires précis et fins, qui sont en outre variables continûment entre 0 et ± 11 V.

Le niveau de précision élevé est obtenu par l'utilisation d'une contre-réaction totale. On a, à l'intérieur du domaine à délimiter ($\pm V_L$) blocage des diodes zener D1 et D2 et réinjection, par le biais de la résistance R4, du signal de sortie de IC2b vers l'entrée inverseuse de IC1a. Simultanément, on a, attaque de IC2b par IC1a au travers du potentiomètre R_V. La contre-réaction force l'entrée inverseuse de IC1a à prendre le niveau du signal U_i appliqué à l'entrée non-inverseuse.

Dans ces conditions l'entrée inverseuse de IC1b est elle aussi forcée à suivre U_i. On ne constate pas de chute de tension aux bornes de R4 vu qu'il ne circule pas de courant par l'entrée inverseuse de IC1b. L'entrée non-inverseuse de IC1b ne manquera pas de ce fait de suivre également la tension U_i. La tension de sortie se laisse calculer à l'aide de la formule suivante :

$$U_o = (1 + R3/R2) U_i$$

à condition que

$$-V_L < U_o < V_L$$

et que

$$V_L = x[(1 + R3/R2)](V_Z + V_F).$$

Dans cette formule, le terme « x » représente le rapport de division du potentiomètre R_V, V_Z et V_F représentent eux, respectivement, la tension zener et la tension dans le sens direct (passant). Tant que le signal de sortie reste à l'intérieur des limites définies, la présente électronique se comporte en simple amplificateur de tension.

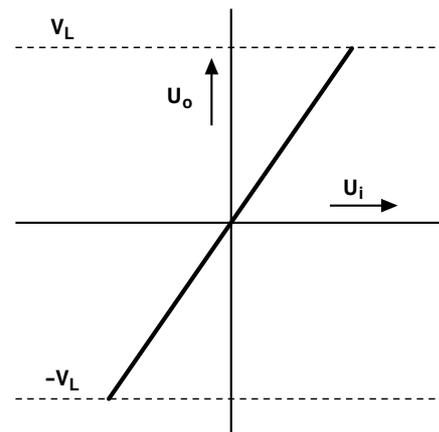
On verra apparaître, à la sortie de IC1a, la moindre petite dérive par rapport au comportement idéal vu que IC1b amplifie et réinjecte toutes ces erreurs. Cette contre-réaction permet une définition très précise du comportement de la limitation.

Si le montage se trouve en mode de pincement et que la tension aux bornes des 2 diodes zener atteint une valeur de $\pm (V_Z + V_F)$ l'électronique cesse de se comporter en amplificateur de tension mais en une sorte de référence de tension dont il est possible d'ajuster la valeur à une partie de $(V_Z + V_F)$ déterminée par R_V. Toute augmentation additionnelle du signal d'entrée U_i reste sans effet.

L'intérêt de ce montage tient donc au fait que le niveau de pincement n'est pas lié aux valeurs fixées par les différents types de diodes zener courantes. Il est même possible d'envisager, en principe, une limitation à 5 mV, si tant est que l'on remplace le OPA2111 utilisé ici par sa variante à tension de dérive (*offset*) ajustable, le OPA111. Le niveau de pincement maximal dépend de la tension zener et du gain en boucle fermée de IC1b. L'utilisation de diodes zener de 5,6 V offre une plage de réglage étendue et une bonne stabilité en température. En cas d'utilisation de diodes zener à valeur de tension plus élevée, la plage de réglage plus grande obtenue se paie par une dérive en température plus grande du niveau de pincement.

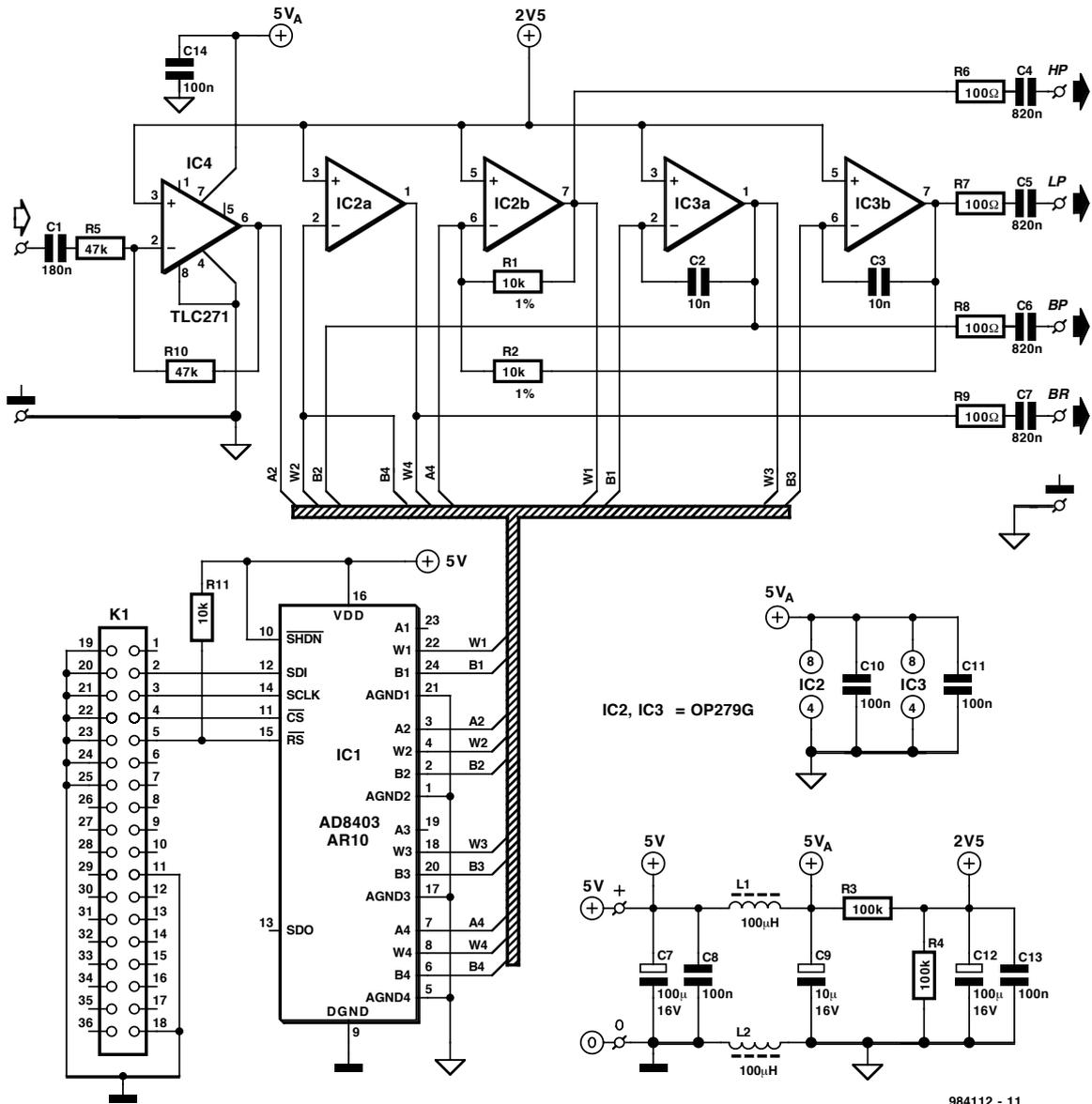
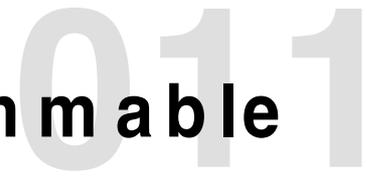
(994051)

source : *Burr-Brown*



994051 - 12

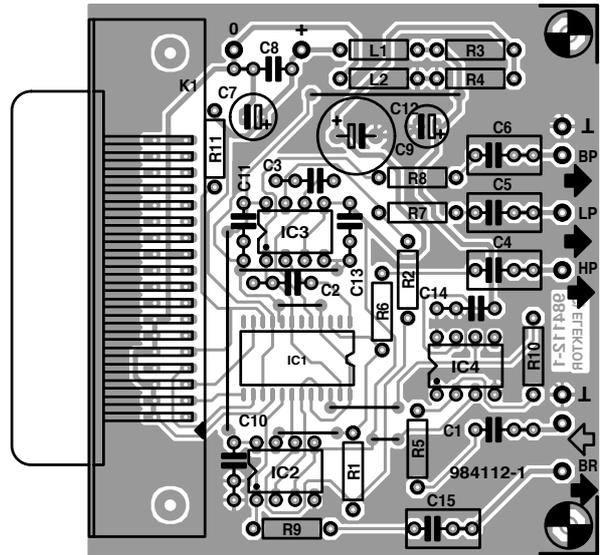
filtre actif à état variable programmable



984112 - 11

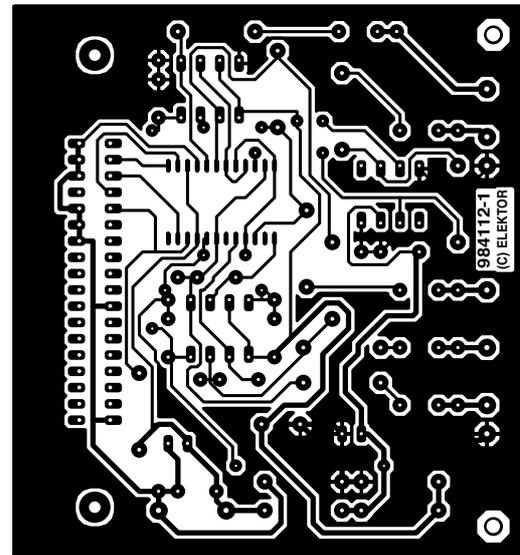
Ce n'est pas réellement une partie de plaisir que de dimensionner et de tester des filtres actifs pour les applications audios et de mesure. De nombreux amateurs semblent carrément éviter le sujet à cause de la complexité des calculs inhérents. Ce qui se comprend, car il y a tellement de paramètres à prendre en compte dans la conception d'un filtre actif (pente, réponse de phase, passe-haut ou arrêt de passage, etc...) que seule une élite s'y intéresse. Le projet décrit ci-dessous diminue certains de ces inconvénients en conjuguant les capacités de composants évolués (une puce à résistance variable commandée numériquement par 4 canaux) avec un logiciel intelligent (un programme écrit en langage C). Vous, utilisateur, pouvez ainsi définir le filtre que vous souhaitez, la combinaison matériel/logiciel s'occupe du reste. Le matériel comprend un filtre actif de base comprenant quatre amplificateurs opérationnels. Les éléments résistifs du filtre (qui déterminent sa réponse) sont des potentiomètres contrôlés électroniquement, inclus dans le circuit IC1, un « TRIMDAC » à quatre canaux de type ADC8403. Par exemple, un tel potentiomètre (généralement d'une valeur de 10 kΩ est installé sur les broches A2, W2 et B2 du circuit ADC8403, où W2 est le curseur.

Au moyen de signaux de commande adéquats reçus via le port imprimante du PC, ce potentiomètre peut être programmé avec 256 incréments, ce qui signifie que sa résolution est de 8 bits. Il pilote le niveau de signal appliqué à l'ampèremètre opérationnel IC2a. À la suite d'une impulsion de démarrage sur le terminal RS, les curseurs des quatre potentiomètres incorporés dans le circuit ADC8403 sont positionnés sur « mi-course » (*mid-travel*). La puce reçoit sa commande via trois terminaux d'entrée : CS (*CS = Chip Select*, sélection puce), SDI (*SDI = Serial Data In*, entrée des données série) et SCLK (*SCLK = Serial Clock*, horloge série). En interne, le signal SDI (les données) est appliqué à un registre à décalage série-parallèle. Les données comportent 10 bits, dont les deux premiers sélectionnent le DAC (*DAC = Digital to Analog Converter*, convertisseur numérique-analogique) désiré (de 1 à 4), les 8 bits suivants formant la valeur d'entrée du DAC en question. La broche SDO (*SDO = Serial Data Out*, sortie des données série) permet de brancher en cascade plusieurs circuits ADC8403. Le filtre a une entrée et quatre sorties : HP (*HP = High-Pass*, passe-haut), LP (*LP = Low-Pass*, passe-bas), BP (*BP = Band-*



Pass, passe-bande) et BR (**BR = Band-Reject**, réjecteur de bande). La relation entre le type de filtre et la bande de fréquence associée est résumée dans le tableau. Les fréquences les plus hautes et les plus basses peuvent être divisées d'un facteur 10 en remplaçant C2 et C3 par des condensateurs à tolérance étroite en polystyrène de 100 nF.

Le circuit est alimenté par une source régulée de 5 Volts. Notez l'utilisation de deux bobines (L1 et L2) et d'un bon nombre de condensateurs de découplage pour assurer une alimentation



Programmable State Variable Filter

1. Program individual Resistors.
2. Notch Filter.
3. Band-Pass Filter.
4. Low-Pass Filter.
5. High-Pass Filter.
6. Configuration.
9. End Program.

-

Type de filtre	Plage de fréquences [Hz]
Passe-bande	2,0k – 20k
Coupe-bande	2,0k – 20k
Passe-bas:	
À atténuation critique	1,03k – 20,5k
Bessel	1,26k – 25,0k
Butterworth	1,61k – 31,8k
Chebyshev 0,5dB	1,89k – 37,4k
Chebyshev 1dB	2,00k – 39,6k
Chebyshev 2dB	2,14k – 42,4k
Chebyshev 3dB	2,23k – 44,2k
HPasse-haut:	
À atténuation critique	2,50k – 49,5k
Bessel	2,04k – 40,5k
Butterworth	1,61k – 31,8k
Chebyshev 0.5dB	1,37k – 27,1k
Chebyshev 1dB	1,29k – 25,6k
Chebyshev 2dB	1,21k – 23,9k
Chebyshev 3dB	1,16k – 22,9k

Liste des composants

- 100 nF céramique
- C9 = 10 μ F/16 V radial
- Résistances :
 - R1,R2 = 10 k Ω
 - R3,R4 = 100 k Ω
 - R5,R10 = 47 k Ω
 - R6 à R9 = 100 Ω
 - R11 = 10 k Ω
- Condensateurs :
 - C1 = 180 nF MKT (Siemens)
 - C2,C3 = 10 nF 1% polystyrène
 - C4 à C6, C15 = 820 nF MKT (Siemens)
 - C7,C12 = 100 μ F/16 V radial
 - C8,C10,C11,C13,C14 =
- Sels :
 - L1,L2 = self de choc 100 μ H
- Semi-conducteurs :
 - IC1 = AD8403AR10 (Analog Devices)
 - IC2,IC3 = OP279G (PMI)
 - IC4 = TLC271CP (Texas Instruments)
- Divers :
 - K1 = embase Centronics à 36 contacts encartable en équerre femelle

directe de la tension aux DAC et aux amplificateurs opérationnels. Le programme, qui contrôle le positionnement adéquat des paramètres de filtrage (c'est-à-dire des valeurs des potentiomètres), est écrit en langage C de haut niveau. On peut se procurer son code source et le fichier exécutable sur une disquette par l'intermédiaire des sources habituelles. L'impression de l'image écran indique les options disponibles.

Le filtre est construit sur une platine compacte. Une fois montée, la platine peut être branchée puis connectée directement sur le port imprimante du PC en utilisant un câble parallèle standard d'imprimante. Le circuit consomme environ 10 mA.

Bien que les potentiomètres internes du circuit ADC8403 soient harmonisés à 1 % près, leur valeur absolue peut dévier de la valeur nominale de 10 k Ω . La valeur réelle doit être mesurée et entrée dans le programme de commande. Pour ce faire, allumez le circuit et mesurez la résistance entre les broches 23 et 24 du circuit IC1. Entrez cette valeur dans le programme – elle sera enregistrée

dans le fichier de configuration. Cette procédure de calibrage n'est nécessaire qu'une seule fois. Enfin, la meilleure utilisation du programme de commande est en mode réel DOS – nous déconseillons son utilisation dans une fenêtre DOS sous Windows.

(984112)

mesure des microohms 012

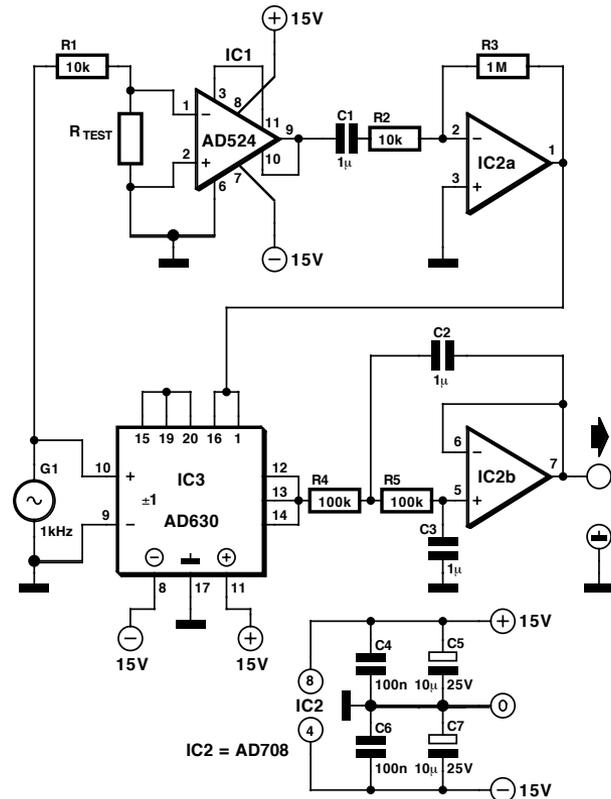
Le montage fait appel à un détecteur synchrone pour réaliser des mesures dans la gamme des très petites résistances, de l'ordre des $\mu\Omega$. Selon la méthode traditionnelle, il faudrait faire passer dans la résistance à mesurer des courants d'une telle intensité que les conséquences ne manqueraient pas d'être désastreuses. À l'inverse, ici, ce sont de très petits courants que l'on envoie, parce qu'en démodulation synchrone, il est possible de détecter de très faibles chutes de tension.

Le générateur à 1 kHz délivre 10 V de crête et injecte un courant de référence de 1 mA dans la résistance R_{TEST} . L'amplificateur pour appareillage de mesure IC1, combiné à l'amplificateur opérationnel de précision IC2a, multiplie d'un facteur 100 000 la chute de tension aux bornes de R_{TEST} . Le détecteur synchrone IC3 démodule ce signal pour l'appliquer à l'amplificateur opérationnel IC2b monté en filtre passe-bas. Le filtrage atténue tous les produits de modulation non corrélés, tels que bruit, dérive et décalages, de manière à ce que la tension obtenue soit bien proportionnelle à la valeur de la résistance inconnue.

La relation entre tension de sortie et résistance à mesurer s'exprime par :

$V_{OUT} = 10 \times (2 V/\pi) \times R_{TEST} \times 10^5/10 \text{ k}\Omega$, ou encore $R = 0,0157 \times V_{OUT}$, ce qui se traduit par 15,7 m Ω par volt de tension de sortie.

(source : Analog Devices)



(994045)

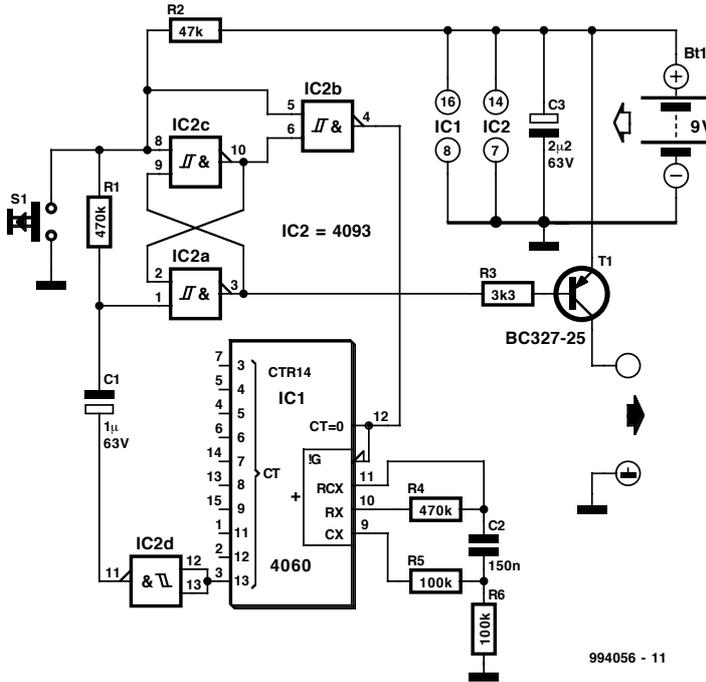
chrono-automate de mise hors-fonction à bouton

Friedrich Rimatzki

À l'origine, ce chrono-automate de mise hors-fonction a été conçu pour la coupure d'un chargeur de batterie, en vue d'éviter toute surcharge. Ce montage peut cependant avoir bien d'autres domaines d'application. Les caractéristiques intéressantes de ce chrono-automate sont qu'il est possible, non seulement, si nécessaire, de le faire entrer en fonction prématurément et partant couper l'alimentation d'un appareil, mais aussi de le réarmer sans qu'il n'y ait interruption du processus. Le seul organe de commande est un bouton, le montage ne nécessitant pas de composants exotiques. La consommation de courant de ce montage est, lorsqu'il est

en mode hors-fonction, négligeable.

Une action (brève) sur le bouton met en fonction l'appareil connecté au chrono-automate. En l'absence de nouvelle action sur le bouton, l'appareil restera alimenté pendant la durée définie par la combinaison R4/C2. Si, au cours de cet intervalle, on appuie brièvement sur le bouton, la durée de maintien sous tension redémarre, le chrono-automate vient d'être redémarré. Si l'on appuie pendant une durée plus longue sur le bouton, le chrono-automate coupe l'alimentation de l'appareil qui lui est connecté; il est donc possible ainsi d'interrompre un processus avant la fin de la durée prévue. Un changement de la valeur de C1 ou de R1 permet de jouer sur la durée d'action nécessaire pour obtenir la mise hors-



fonction. La durée d'activation du chrono-automate est modifiable par changement des valeurs de C2 ou de R4, voire de ces 2 composants, sachant qu'il faudra cependant veiller à ce que, dans tous les cas, la valeur de R4 soit supérieure à celle de R5 et R6. Le

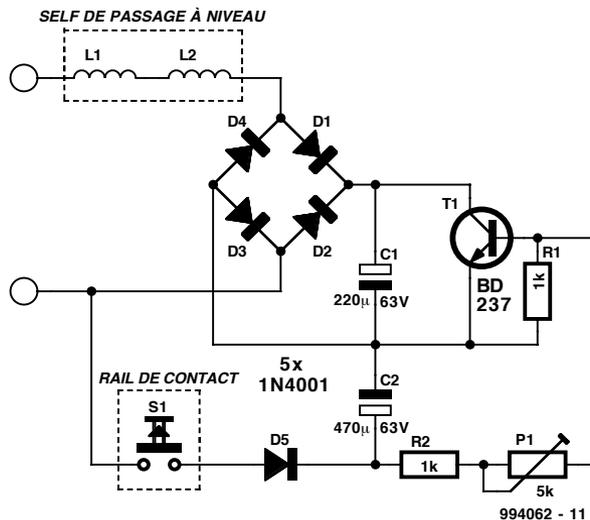
câblage quelque peu inhabituel de l'oscillateur intégré dans IC1, un 4060, se traduit par un maintien en toutes circonstances de la polarité du condensateur de sorte que l'on pourra également utiliser, pour C2, un condensateur électrochimique. Avec le dimensionnement du schéma, la durée d'activation est de quelque 6 s par nF de capacité du condensateur C2. Un condensateur (au tantale) de 10 µF permet ainsi de couvrir des durées s'étalant sur plusieurs jours.

Dans le cas d'une tension de fonctionnement de 9 V, le courant de base appliqué au transistor de sortie T1 est de quelque 2,5 mA. Le BC327-25 fournit, à une chute de tension de 0,1 V seulement, un courant de sortie allant jusqu'à 100 mA. On pourra, si l'on a besoin d'un courant plus important, opter pour un autre type de transistor, voire intercaler un étage à relais ou à FETMOS. Il est possible, si l'on se contente de courants de sortie encore plus faibles, d'augmenter quelque peu la valeur de la résistance de base R3. La tension minimale de fonctionnement est de l'ordre de 4 V sachant que le 4060 décroche lorsque sa tension d'alimentation tombe en-deçà de 3,5 V environ. Aux tensions faibles, le courant de base de T1 diminue, ce qui se traduit par une diminution du courant de sortie.

Il n'est pas recommandé de donner à R3 une valeur plus faible sachant qu'alors, la sortie à grille reliée à R3 voit son impédance augmenter trop fortement.

garde-barrière pour passage à niveau

014



Wolfgang Heyn

Les amateurs de modélisme ferroviaire connaissent le problème : il est fréquent, après une utilisation de longue durée, que l'on constate une oxydation des rails et des roues du matériel roulant, ce qui se traduit, lors du passage du rail de contact d'un passage à niveau, par une non-fermeture des barrières de passage à niveau qui, partant, restent purement et simplement ouvertes. Si, au

contraire, le contact se fait bien, la fermeture des barrières se fait à une rapidité qui manque de naturel. L'électronique de la **figure 1** permet de résoudre ce problème. Elle est « Märklin-HO-proved » (c'est-à-dire au fonctionnement garanti avec un système Märklin-HO) et peut sans aucun doute être adaptée (si adaptation nécessaire) à des réseaux ferroviaires d'autres marques.

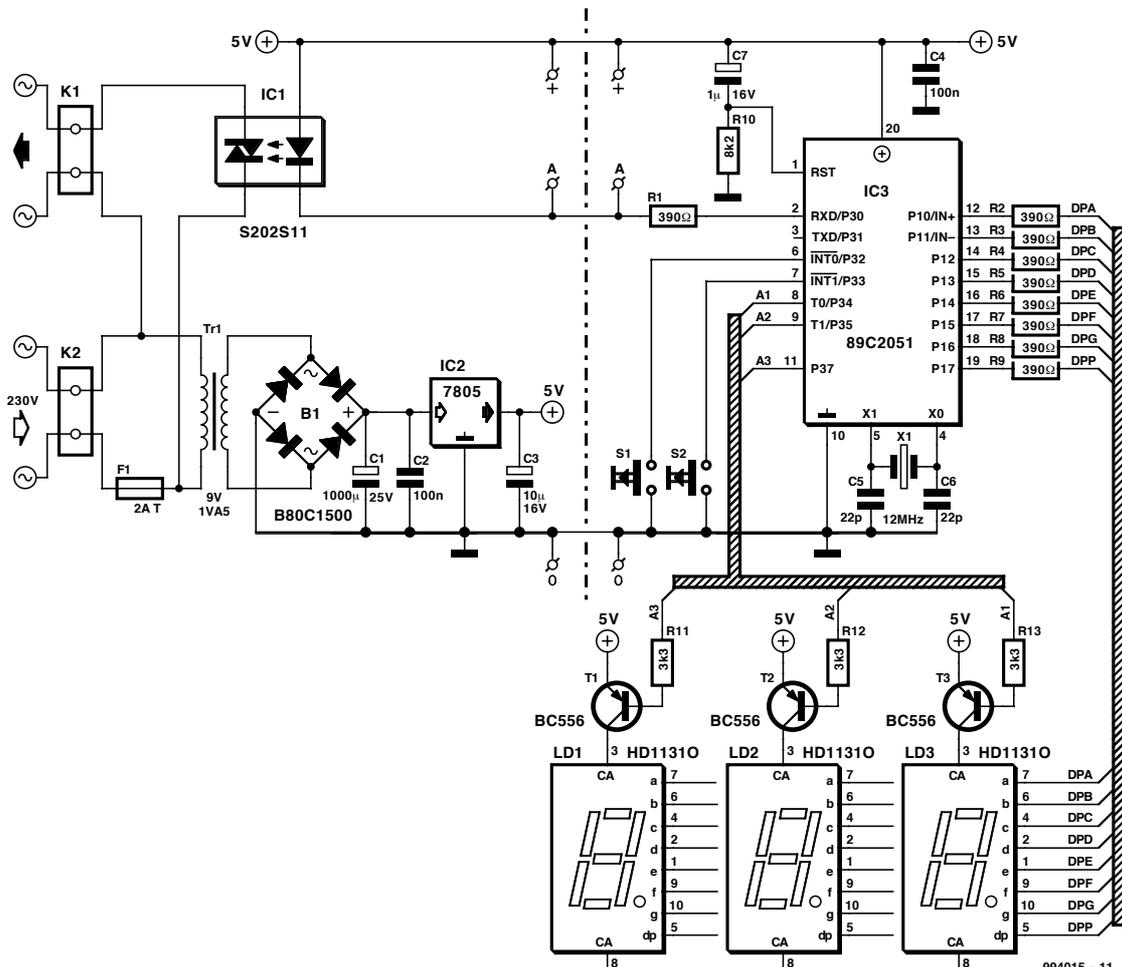
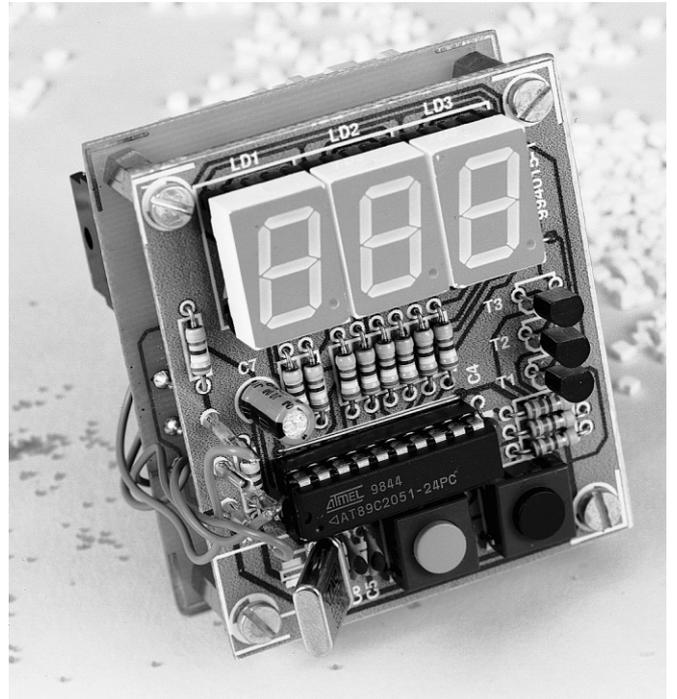
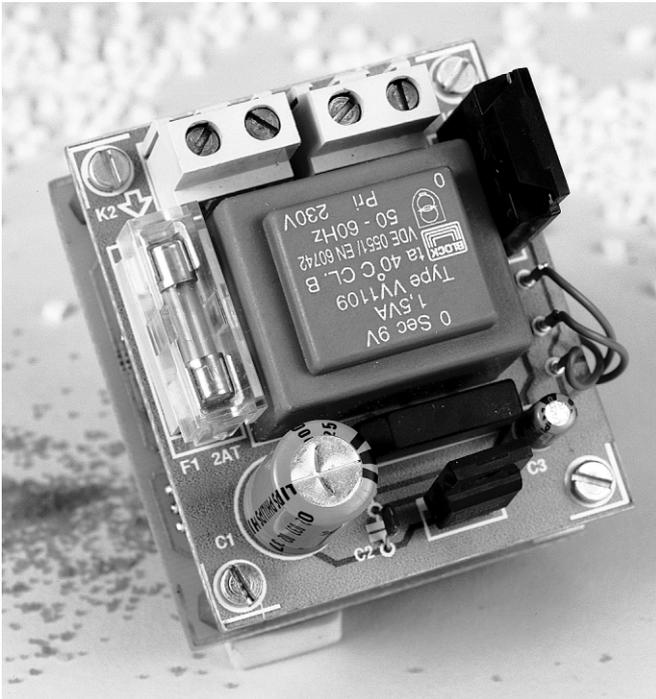
Lors de l'ouverture du contact de rail, T1 se voit appliquer, au travers du redresseur constitué par les diodes D1 à D4 et du condensateur C1, sa tension de fonctionnement. T1 bloque, la circulation de courant cesse, les barrières du passage à niveau sont ouvertes. Si le train, par son passage, ferme le contact de rail S1, le condensateur C2 se charge progressivement par l'intermédiaire de la diode D1. Ceci se traduit par une augmentation lente de la tension appliquée, par le biais des résistances R1/R2, à la base de T1 qui passe ainsi de 0 à 0,8 V. T1 entre progressivement en conduction de sorte que l'on a circulation, au travers de la self L1, d'un courant d'intensité croissante dans le pont de redressement. Les barrières se ferment lentement.

En cas d'interruption de contact brèves (S1 est ouvert), T1 reste en conduction jusqu'à ce que C2 soit chargé. Les barrières restent fermées même en cas de brèves interruptions du contact de rail. R2 permet d'ajuster la durée de temporisation. Une fois que le convoi a passé le contact de rail (S1 est ouvert), C2 se décharge progressivement au travers des résistances R1 à R3. T1 bloque, C1 se charge, les barrières s'ouvrent. En cas d'utilisation de ce montage avec un réseau ferroviaire travaillant en tension continue on supprimera les diodes D2 et D4.

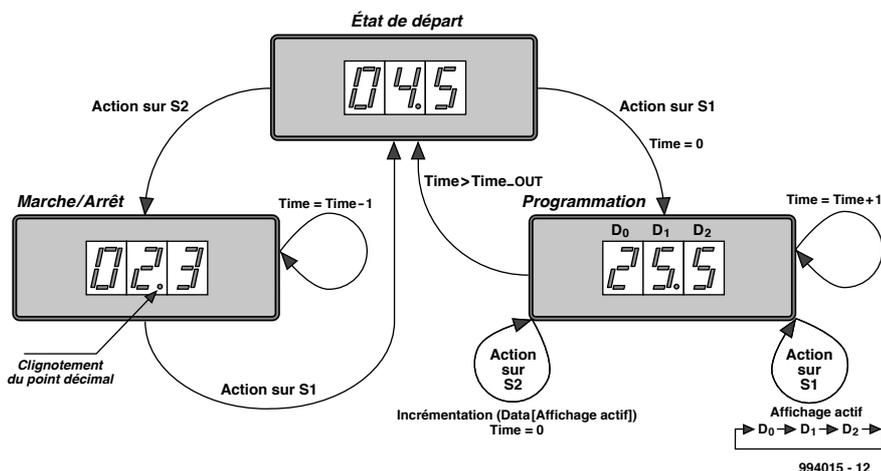
(994062)

minuteur de compte à rebours universel

015



994015 - 11



Prof. A. Roldán Aranda

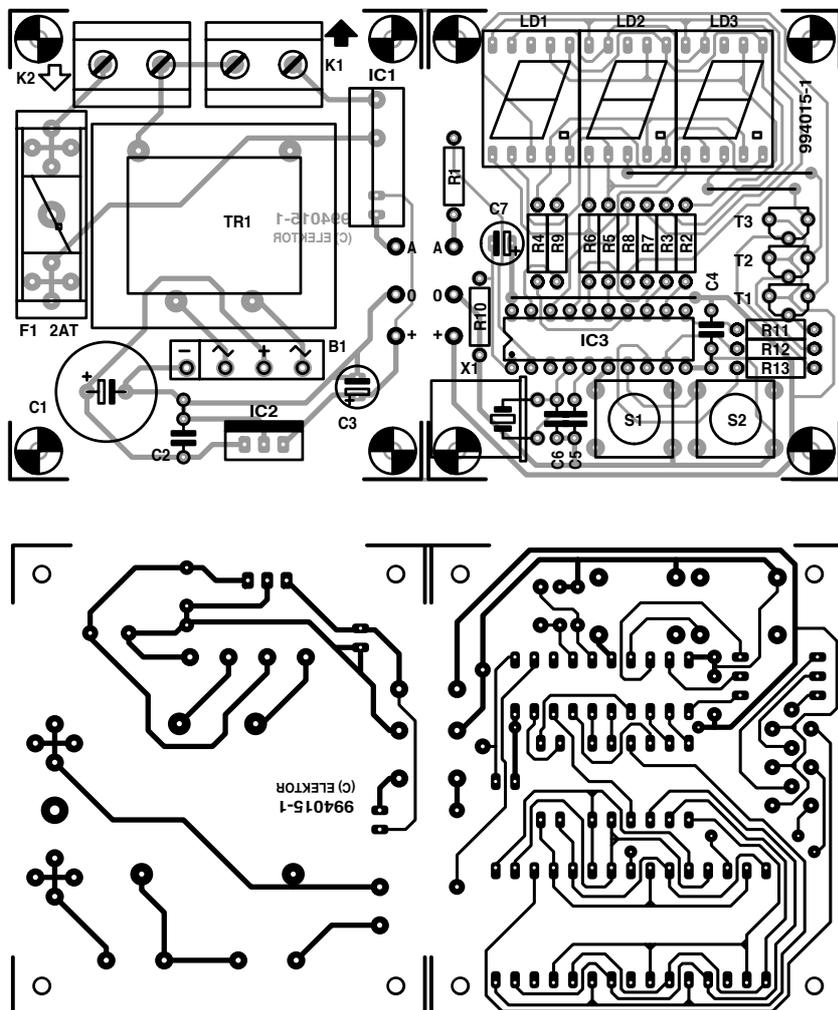
Ce minuteur de compte à rebours universel est un bon exemple de ce qui peut être obtenu en terme de matériel nu lorsqu'on utilise un puissant microcontrôleur comme le AT89C2051 de Atmel. Ce microcontrôleur à 20 broches a une ROM (*ROM = Read Only Memory*, mémoire morte) Flash de 2 Koctets compatible avec l'architecture Intel 8051. Ici, l'auteur a chargé le microcontrôleur AT89C2051 avec un programme qui élimine un tas de matériel. Le microcontrôleur déjà programmé est disponible auprès des adresses habituelles.

L'interface utilisateur du minuteur comprend deux boutons-poussoirs et trois afficheurs 7 segments à LED multiplexés. Comme vous pouvez le voir sur le dessin du circuit, un tout petit nombre d'éléments externes bon marché est nécessaire pour faire tout mar-

cher. Pour s'assurer du bon degré d'isolation électrique, un relais semi-conducteur SSR (*SSR = Solid-State Relay*) de type S202S11 est utilisé pour piloter l'unité d'alimentation extérieure (branchée sur le secteur). Cette unité est mise en fonction lorsque le minuteur démarre, et hors fonction lorsque le délai programmé est écoulé. L'intensité maximum qui peut être supportée par le relais SSR est d'environ 2 A.

Le minuteur a sa propre source d'alimentation comportant les éléments habituels : un transformateur secteur (Tr1), un pont redresseur (IC2) et un régulateur de tension (IC3). Cette section du circuit peut être séparée du reste en coupant la platine en deux (cf. le schéma d'implantation). On fera très attention à la sécurité électrique lors de la connexion de l'unité d'alimentation et des autres câbles d'accès au secteur. En appuyant sur le bouton S1, on sélectionne l'unité choisie dont on peut ensuite incrémenter la valeur en pressant le bouton S2. Le format du temps est [mm.s], où l'unité « s » indique la dizaine de secondes. De cette façon, le délai maximum indiqué peut être de 99,5 minutes, soit 99 minutes et 50 secondes. La résolution du minuteur est de 10 secondes, et sa précision celle du quartz X1. Une fois toutes les unités programmées, il faut attendre que les afficheurs à LED s'arrêtent de clignoter (délai d'enregistrement). Ensuite, en pressant S2, on met en fonction l'unité d'alimentation, ce qui démarre le compte à rebours. La programmation du minuteur est illustrée sur le diagramme d'état.

(994015)

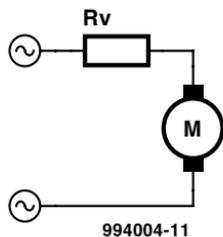


- Liste des composants**
- Résistances :**
R1 à R9 = 390 Ω
R10 = 8kΩ2
R11 à R13 = 3kΩ3
- Condensateurs :**
C1 = 1 000μF/25 V radial
C2, C4 = 100 nF céramique
C3 = 10 μF/16 V radial
C5, C6 = 22 pF céramique
C7 = 1 μF/16 V radial
- Semi-conducteurs :**
B1 = B80C1500 (modèle rectangulaire)
T1, T2, T3 = BC556
IC1 = S202S11 (Sharp)
IC2 = 7805
IC3 = AT89C2051 (programmé EPS996511-1)
- Divers :**
Tr1 = transformateur secteur 9 V/1,5 VA, tel que, par exemple, VV1109 (Block)
S1, S2 = bouton-poussoir encartable MEC type 3CTL
X1 = quartz 12 MHz
LD1 à = afficheur HD11310 (Siemens)
K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
F1 = porte-fusible encartable avec fusible 2 A retardé

ralentisseur pour ventilateur

016

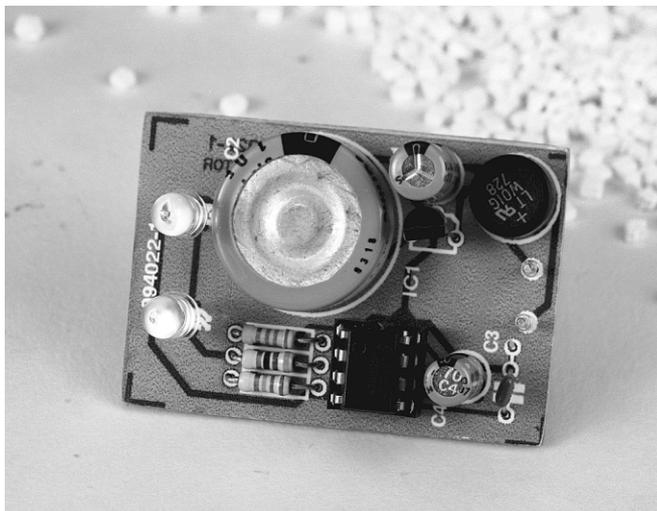
Faites-vous également partie des personnes qui ont affaire à un ventilateur bruyant dans leur hotte de cuisine ou leur salle de bains ? Peut-être que nous pouvons vous aider à trouver une solution. Pour des raisons d'esthétique et de coût, les ventilateurs que l'on utilise dans les hottes aspirantes sont souvent de petite taille et doivent, par conséquent, tourner à régime élevé si l'on veut obtenir le débit d'air requis. Le moto est en l'occurrence, déplacer le plus d'air possible au prix de revient le plus faible qui soit ! Il est heureusement possible, sur ce type de ventilateurs qui travaillent pratiquement tous sous 220 V, de réduire, sans intervention trop délicate, la vitesse de rotation. Si vous envisagez d'installer un système de ventilation, optez pour une hotte d'aspiration de bonnes dimensions ou un ventilateur de cuisine ou de toilette d'un diamètre plus grand que ce que vous vouliez choisir à l'origine et abaissez son régime en vous aidant de la technique décrite un peu plus loin. Le résultat : un ventilateur quasi-silencieux dont le débit d'air reste suffisant.



La technique de « gradation » fait appel ici à une simple résistance montée en série avec le moteur. Cette adjonction diminue à la fois le régime et le couple du moteur du ventilateur. Le calcul de la valeur de la résistance de limitation est facile. Si l'on se souvient de la formule $R = U^2/P$, il est facile de calculer, à partir de la tension du secteur et de la puissance consommée par le ventilateur, l'impédance, c'est-à-dire la résistance alternative, de ce dernier. Un ventilateur d'une puissance de 33 W alimenté directement par le secteur 230 V, possède ainsi une résistance de 1 600 Ω . On choisira, comme valeur pour la résistance-talon, le tiers environ de la résistance calculée, entre 470 et 560 Ω donc dans le présent exemple. Dans les conditions de notre application en grandeur nature cette résistance devra dissiper largement plus de 10 watts. On utilisera donc de préférence une paire de résistances de 1 k Ω /10 W montées en parallèle (soit 500 Ω /20 W). Les dites résistances voyant leur température augmenter sensiblement, il est préférable de les enficher dans un bornier plutôt que de les souder sur la platine. On veillera à travailler avec soin, la tension du secteur est à proximité immédiate, et on s'assurera d'une ventilation correcte de la résistance-talon.

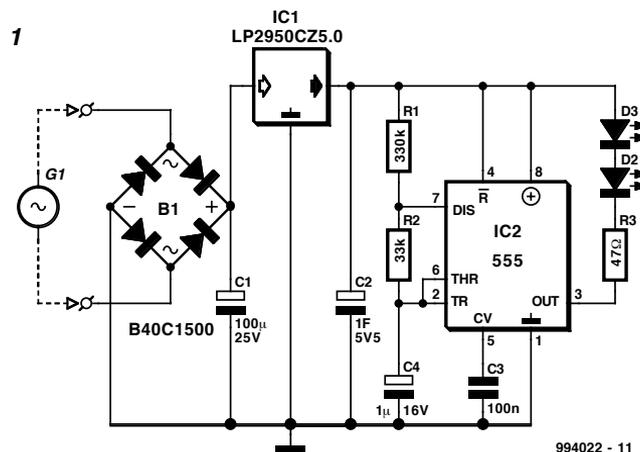
feu arrière de sécurité pour bicyclette (I)

017



Stefan Knorr

Que serait un numéro d'été double d'Elektor s'il ne comportait pas la description d'un feu arrière pour bicyclette ? La version que nous vous présentons cette année se caractérise par ses dimensions extrêmement compactes, sa facilité d'installation et le peu de composants qu'elle requiert. Elle est si petite qu'elle peut venir se monter à l'intérieur du feu arrière du mobile en question. À l'inverse de son homologue décrit en 1998, la LED est attaquée par un temporisateur du type 555 et ce avec un rapport cyclique de quelque 10%. Cette approche se traduit par une consommation de courant extrêmement faible qui permet au condensateur GoldCap C2



(1 F/5,5 V) de fournir de l'énergie au feu arrière pendant une durée appréciable. Ce réservoir d'énergie se recharge, pendant le déplacement de la bicyclette, par le biais d'un pont de redressement et du régulateur de tension à faibles pertes 5 V IC1. Cette limitation de 5 V est nécessaire pour éviter que la GoldCap ne tré-passe prématurément.

Lorsque la bicyclette est à l'arrêt la GoldCap alimente le temporisateur qui fonctionne en multivibrateur astable. Nous avons opté pour une version CMOS du 555 pour des raisons de consommation d'énergie. Avec le dimensionnement du schéma le temps d'entrée en fonction est de 0,02 s environ, les LED ne recevant pas de courant pendant 0,25 s. On optera, pour les 2 LED du montage,

pour des versions aussi lumineuses que possible, même si les exemplaires fournissant 2 000 mcd ou plus coûtent quelques francs de plus. L'implantation des composants sur la platine proposée en **figure 2** est un jeu d'enfant.

(994022)

Liste des composants

Résistances :

R1 = 330 k Ω

R2 = 33 k Ω

R3 = 47 Ω

Condensateurs :

C1 = 100 μ F/25 V vertical

C2 = GoldCap 1 F/5V5

C3 = 100 nF céramique

C4 = 1 μ F/16 V vertical

Semi-conducteurs :

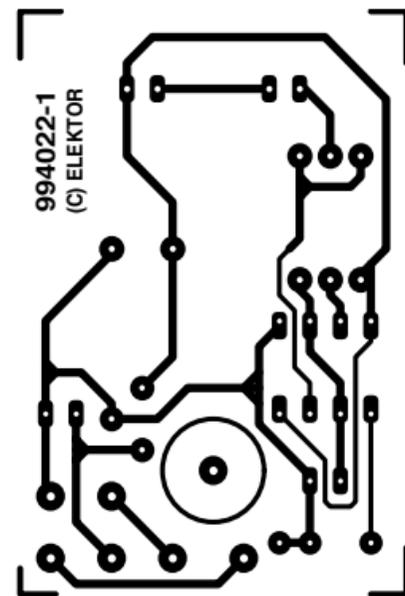
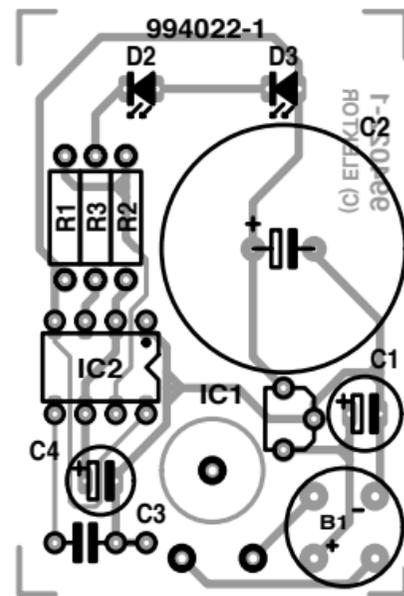
B1 = B40C1500 rond

D2,D3 = LED à haute luminosité

IC1 = LP2950CZ5.0

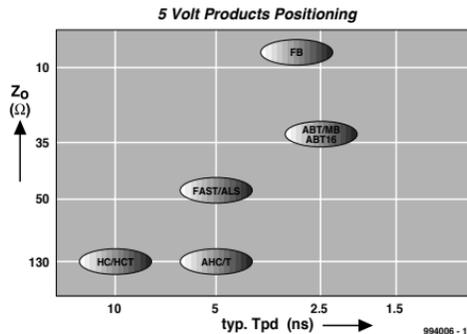
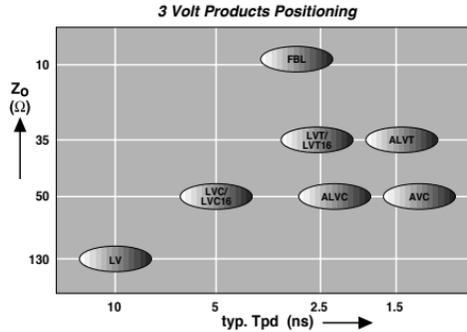
IC2 = TLC555C

2



logique AVC

018



De plus en plus souvent, on fait appel, dans les systèmes numériques comme le PC ou le serveur en réseau, mais aussi dans les téléphones mobiles, à des circuits logiques sous faible tension. Activité fébrile chez les fabricants : mettre au point des composants logiques évolués capables de travailler sous tension réduite. Dans le cadre de ces recherches, Philips a annoncé la naissance d'une nouvelle famille logique, *Advanced Very-low voltage CMOS* ou AVC en abrégé, apte à fonctionner entre 3,6 et 1,2 V d'alimentation. De quoi satisfaire les circuits appelés à opérer sous 3,3 V, 2,5 V ou 1,8 V, avec une marge de tolérance vers le haut jusqu'à 3,6 V.

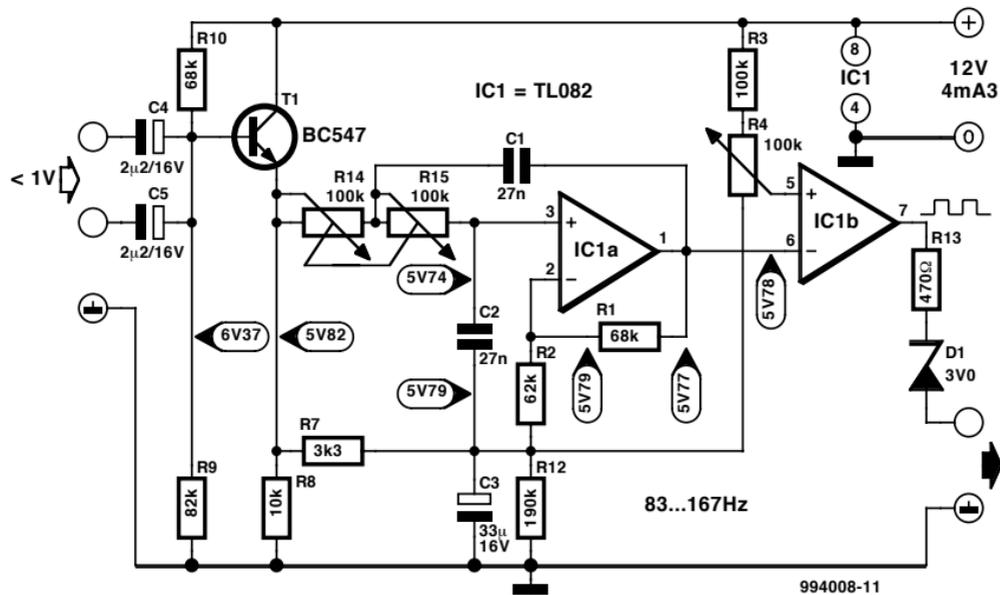
Philips assure qu'il s'agit là de la première famille logique à se contenter d'une tension aussi basse pour un retard de moins de 2 ns, combiné à un niveau de bruit minimal. Alimenté en 3,3 V, un 74AVC16244 (un tampon de 16 bits à trois états) présente un retard nominal de 1 ns, délai qui monte à 1,1 ns sous 2,5 V et à 1,5 ns pour 1,8 V. Comparée aux autres familles existantes, la logique AVC se targue ainsi d'une rapidité supérieure de 40 %. Les composants sont également pourvus d'une sécurité qui leur permet l'insertion « à chaud », une fonction très appréciée lorsqu'on doit introduire des cartes d'extension dans un système qu'il n'est question de débrancher sous aucun prétexte.

filtre pour stroboscope 019

J. Ferber

Il faut commencer, si l'on veut piloter un stroboscope par le biais d'un signal audio, par réduire ce dernier à sa composante basses fréquences. C'est très exactement là la fonction du présent montage. Les condensateurs C4 et C5, pour les canaux gauche et droit respectivement, interdisent à la composante continue du signal audio d'arriver jusqu'à l'étage tampon transistorisé basé sur T1. Le signal

audio tamponné attaque un filtre passe-bas actif du 2^{ème} ordre dont la fréquence de coupure supérieure peut être fixée, par le biais du potentiomètre stéréo R14/R15, à toute valeur comprise entre 80 et 170 Hz. Il va sans dire qu'il faut que ledit potentiomètre stéréo ait une bonne symétrie si l'on veut que le filtre fonctionne correctement. Ce qui nous intéresse en fait est moins une composante de signal basse-fréquence ne présentant pas la moindre distorsion qu'un signal de déclenchement utilisable pour notre cir-

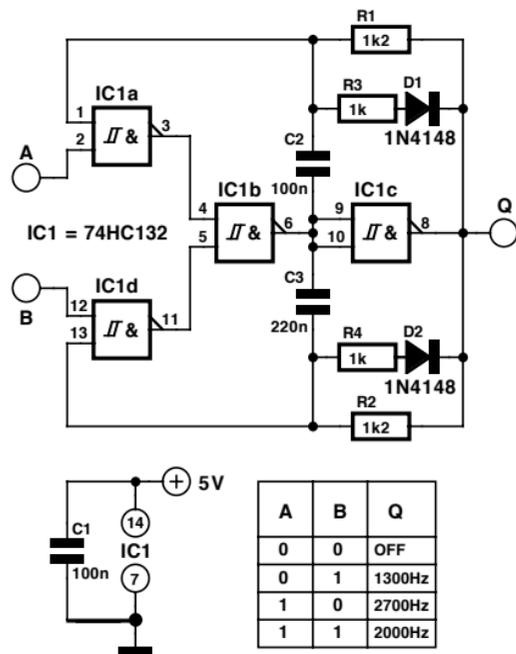


cuit de stroboscope. Ceci explique que le signal soit appliqué à un comparateur à tension de référence ajustable. Le potentiomètre R4 permet donc de définir à volonté le seuil d'activation du circuit. On voit apparaître à la sortie de IC2a, si tant est que l'ampli-

tude du signal soit suffisante, un signal rectangulaire. Il nous faut inévitablement faire appel, si l'on veut établir une isolation galvanique entre le filtre et le stroboscope, à un opto-coupleur. On trouve ce dernier, en général, à l'entrée de l'électronique du stroboscope, de sorte que tout ce qu'il reste à faire est de réduire l'amplitude de la tension rectangulaire à 3 V (par le biais de la diode D1) et d'ajouter une résistance de limitation du courant, R13, à la sortie du filtre. On peut fort bien utiliser, comme amplificateurs opérationnels, l'un ou l'autre TL082 bon marché. Dans le cas d'une tension d'alimentation asymétrique de + 12 V et avec le dimensionnement du schéma, la consommation de ce circuit de filtrage est de 4,3 mA.

oscillateur 3 notes

020



Gregor Kleine

Le circuit est celui d'un oscillateur TTL dont les trois fréquences de sortie peuvent être commutées par deux entrées de commande. L'oscillateur peut aussi être arrêté en appliquant un signal bas aux deux entrées.

La porte IC1c constitue l'oscillateur proprement dit. Le réseau R1, C2 ou R2, C3 détermine la fréquence de sortie selon que l'entrée de commande A ou B de IC1a ou de IC1d se trouve au niveau logique haut. Si le niveau des deux entrées de commande est haut, le mélange des fréquences des deux réseaux produit leur moyenne. Les fréquences de sortie du dimensionnement indiquées ici sont 1 300 Hz, 2 000 Hz et 2 700 Hz. Les branches R3, D1 et R4, D2 positionnent le rapport cyclique des impulsions de sortie à 1:1. Elles peuvent être éliminées des applications se passant de ce rapport cyclique.

Exemple d'utilisation de cet oscillateur : modulateurs FSK (*Frequency Shift Keying*, modulation par déplacement de fréquence).

(994023)

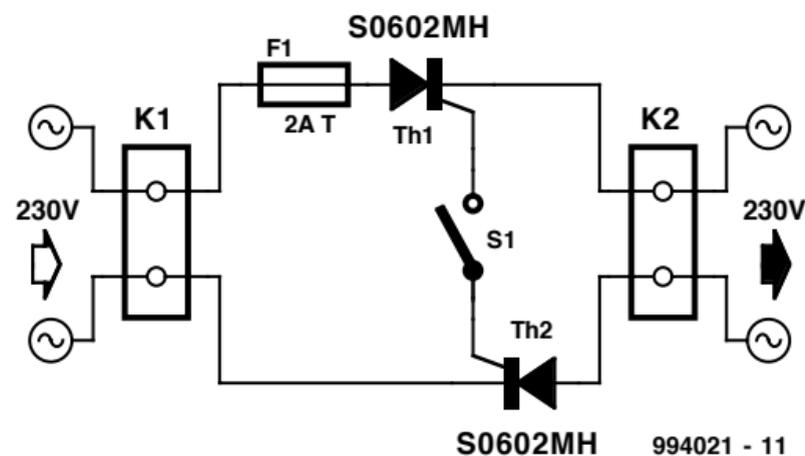
interrupteur secteur finaud

021

Quand nous voulons délester les contacts d'un interrupteur ou utiliser, pour une raison quelconque, un modèle plus petit, inapte à supporter le courant demandé, nous pensons immédiatement à

intercaler un relais, la rallonge par excellence. Et nous voilà obligés de prévoir une alimentation pour sa bobine, sous une tension qui n'est pas nécessairement disponible sur place.

Le schéma ici présent témoigne qu'il est possible d'instrumenter



autrement. Il ne s'agit absolument pas d'un montage issu des recueils d'applications des constructeurs, il relève plutôt de la panoplie des trucs et ficelles du bricoleur. Mais avec pour corol-

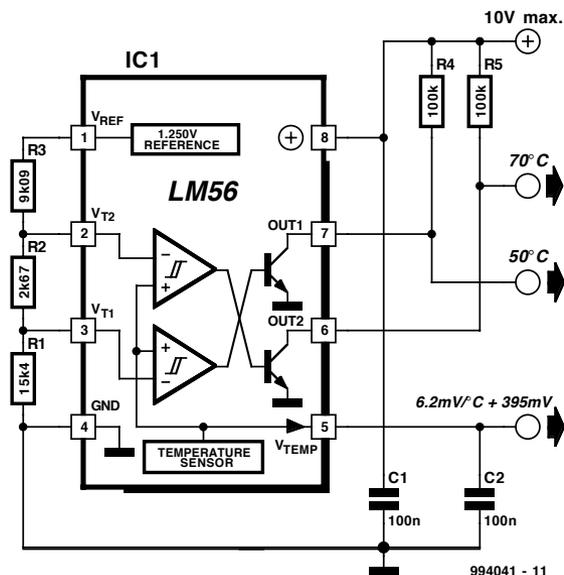
laire une simplicité inégalable, qui rend superflue toute alimentation extérieure.

Comme on s'en aperçoit, l'interrupteur à assister se retrouve bêtement entre les électrodes de commande de deux thyristors tête-bêche (antiparallèles, pour les matheux). Le fonctionnement repose sur le fait que le courant de fuite d'un des thyristors sert de courant d'amorçage à l'autre.

Seulement voilà, ce genre d'interrupteur électronique ne marche qu'avec des thyristors à haute sensibilité. Ceux que nous avons mis en service ici sont des S0602MH (SGS-Thomson) qui entrent déjà en conduction pour un courant de gâchette de $200 \mu\text{A}$. Le débit maximum qu'ils peuvent supporter est de 3,8 A. Par mesure de sécurité, nous avons prévu un fusible de 2 A. Dans le même ordre d'idées, rappelons que les prescriptions techniques requièrent pour ce type de montage un interrupteur de la classe II.

thermostat à fourchette

022



sont les résistances d'excursion haute.

La tension de sortie du capteur de température s'élève à 6,2 mV par degré plus un décalage fixe de 395 mV. Pour calculer le pont diviseur $R1/R2/R3$, on part d'un courant de charge de $50 \mu\text{A}$ sur V_{REF} , le total des résistances mises en jeu doit donc se situer autour de $27 \text{k}\Omega$. Qui veut la plus grande précision tiendra compte également du courant de polarisation des comparateurs, mais comme il ne fait normalement que 150nA , l'erreur sera bien faible en pratique. Avec les valeurs inscrites sur le schéma, les points de consigne se situent à 50°C et 70°C .

Le condensateur de découplage $C2$ entre V_{TEMP} et masse sert à atténuer d'éventuelles perturbations. En présence de puissants parasites, sa valeur peut monter à $1 \mu\text{F}$ sans aucune gêne pour la vitesse de réaction.

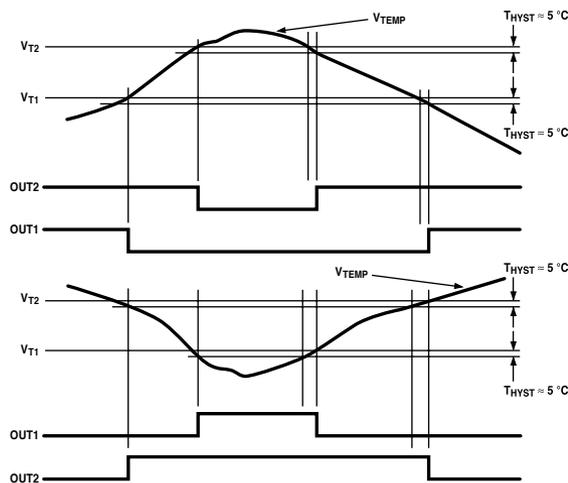
Le LM56 ne consomme pas davantage que $230 \mu\text{A}$ tout au plus, si bien que le débit total, diviseur résistif inclus, n'excédera jamais $400 \mu\text{A}$. Dans ces conditions, le thermostat est tout désigné pour les systèmes alimentés sur piles, en 3 V ou 5 V.

(source : National Semiconductor)

(994041)

Le LM56 de National Semiconductor est un thermostat de grande précision, à faible puissance, doté de deux points de basculement. Comme le schéma l'illustre, ce circuit intégré, qui tient dans un boîtier CMS à huit broches, possède une référence de tension de 1,5 V à barrière de potentiel, deux comparateurs à hystérésis de 5°C et bien entendu un capteur de température. La sortie du capteur est reliée intérieurement aux comparateurs. La tension d'alimentation peut varier entre 2,7 V et 10 V. Le CI existe en différentes exécutions. Le LM56CIM offre une précision de $\pm 4^\circ\text{C}$ et le LM56BIM $\pm 3^\circ\text{C}$ (entre -40 et $+125^\circ\text{C}$). Les applications naturelles sont la mesure de température dans des systèmes divers (ou d'été), la surveillance de température, les systèmes d'alarme et la commande de ventilateurs.

Les sorties OUT1 et OUT2 sont à collecteur ouvert et capables de commuter 5 mA maximum (chute de tension de 0,4 V à $50 \mu\text{A}$). Faut-il davantage de tension ou de courant, un étage tampon par sortie sera nécessaire. Le diagramme temporel le montre, les sorties s'activent lorsque sont franchies les marges définies par le diviseur de tension $R1/R2/R3$ et redeviennent inactives dès que la température descend 5°C sous le seuil correspondant. R4 et R5



994041 - 12

booster « nouvelle mouture » pour EDITS

023

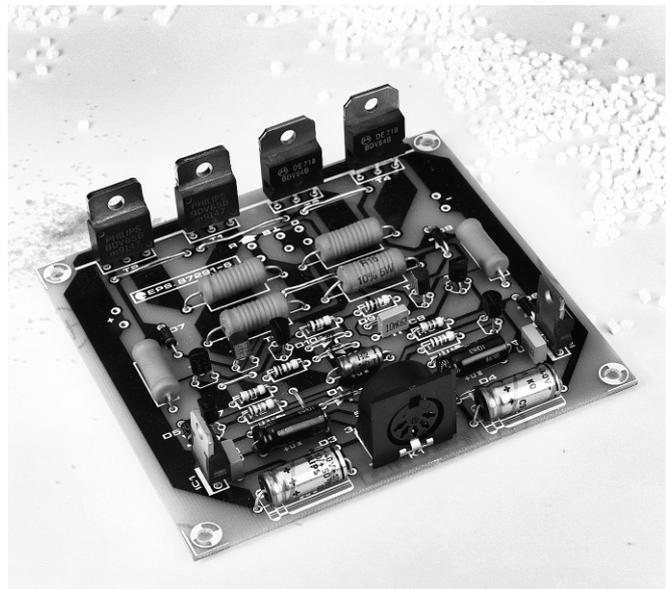
Nous avons besoin, pour donner vie au système EDiTS Pro destiné à la numérisation d'un réseau ferroviaire, système que nous vous avons présenté dans le numéro du mois dernier, d'un amplificateur de puissance, ce que l'on appelle dans le jargon du métier, un « booster », dénomination que nous avons reprise. Il s'agit en fait d'une version réactualisée du booster d'EDiTS tel que nous vous le présentions voici quelques années. Nous avons, ici, comme le montre le schéma de la **figure 1**, remplacé les transistors de sortie d'origine, des BDV64 et BDV65, par d'autres transistors plus modernes et facilement disponibles, à savoir des BDW84 et BDW83.

Une description succincte à l'intention de ceux d'entre nos lecteurs qui ne connaîtraient rien du fonctionnement du booster d'EDiTS tel que dans sa splendeur originelle.

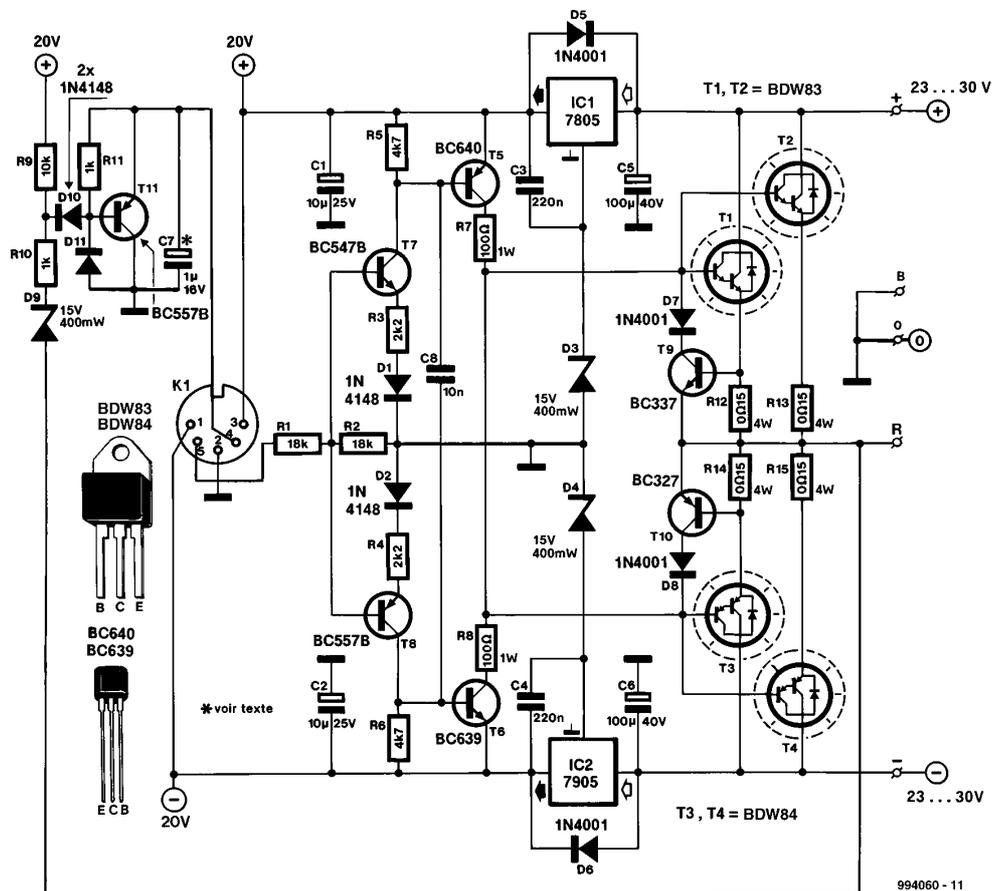
Le booster d'un système de pilotage de réseau ferroviaire numérique est un amplificateur de puissance basse-fréquence couplé en tension continue. L'amplificateur a été optimisé pour des temps de commutation brefs et doté d'une protection efficace contre les court-circuits. Les signaux basse-fréquence numériques appliqués à l'entrée subissent une amplification, de sorte qu'ils se retrouvent à la sortie avec une amplitude comprise entre ± 15 et ± 20 V. Ce signal peut alors servir simultanément et à l'alimentation et à la commande des trains circulant sur le réseau ferroviaire numérisé. La liaison électrique entre la sortie de l'amplificateur et les trains se fait par le biais des rails.

Le fait que les signaux à amplifier soient des signaux numériques met l'amplificateur en demeure de disposer d'une vitesse de commutation très élevée. Cela signifie qu'il faudra, de préférence, faire travailler les transistors dans leur domaine de travail linéaire. On utilise à cet effet, dans l'étage de sortie de puissance, des émetteurs-suiveurs, T1 à T4. Avec ladite configuration les transistors travaillent dans leur domaine linéaire et présentent, au niveau de la commutation, les résultats les meilleurs. L'inconvénient de cette approche est une chute de tension plus importante aux bornes des transistors. Ceci se traduit par un échauffement « notable ». Le prix à payer pour cette approche est un refroidissement plus efficace, à l'aide d'un radiateur par exemple.

Le pilotage des transistors de puissance se fait par l'intermédiaire des transistors T5 et T6 qui commutent la sortie entre $+20$ et -20 V respectivement. Il faudrait en fait faire appel à de vrais transistors de commutation, mais il n'en existe malheureusement pas qui puissent travailler à une telle tension de service. La tension d'alimentation requise par ces transistors est générée par la paire IC1, un régulateur de tension intégré, et



D3, une diode zener, d'une part et par le couple IC2/D4 de l'autre. L'excursion de tension à laquelle on peut s'attendre à la sortie de l'amplificateur est identique à l'excursion de tension de étage de commande (± 20 V) diminuée de la tension base-émetteur des transistors de sortie (de l'ordre de 1,5 V) et de la chute de tension



994060 - 11

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 18 kΩ
 R3, R4 = 2kΩ2
 R5, R6 = 4kΩ7
 R7, R8 = 100 Ω/1 W
 R9 = 10 kΩ
 R10, R11 = 1 kΩ
 R12 à R15 = 0Ω15/4 W

Condensateurs :

C1, C2 = 10 μF/25 V
 C3, C4 = 220 nF

C5, C6 = 100 μF/40 V
 C7 = 1 μF/16 V*
 C8 = 10 nF

Semi-conducteurs :

D1, D2, D10, D11 = 1N4148
 D3, D4, D9 = diode zener
 15 V/400 mW
 D5 à D8 = 1N4001
 T1, T2 = BDW83
 T3, T4 = BDW84
 T5 = BC640
 T6 = BC639
 T7 = BC547B

T8, T11 = BC557B

T9 = BC337

T10 = BC327

IC1 = 7805

IC2 = 7905

Divers :

K1 = embase DIN 180Y à
 5 contacts encartable ou
 châssis
 5 languettes (mâles)
 encartables à montage
 vertical

matériel d'isolation pour T1 à T4

T4

radiateur pour T1 à T4, tel
 que, par exemple, Fischer
 SK120 x 100 mm

transformateur secteur (2 x
 25 V/6 A, 300 VA) tel que,
 par exemple, Amplimo
 71016

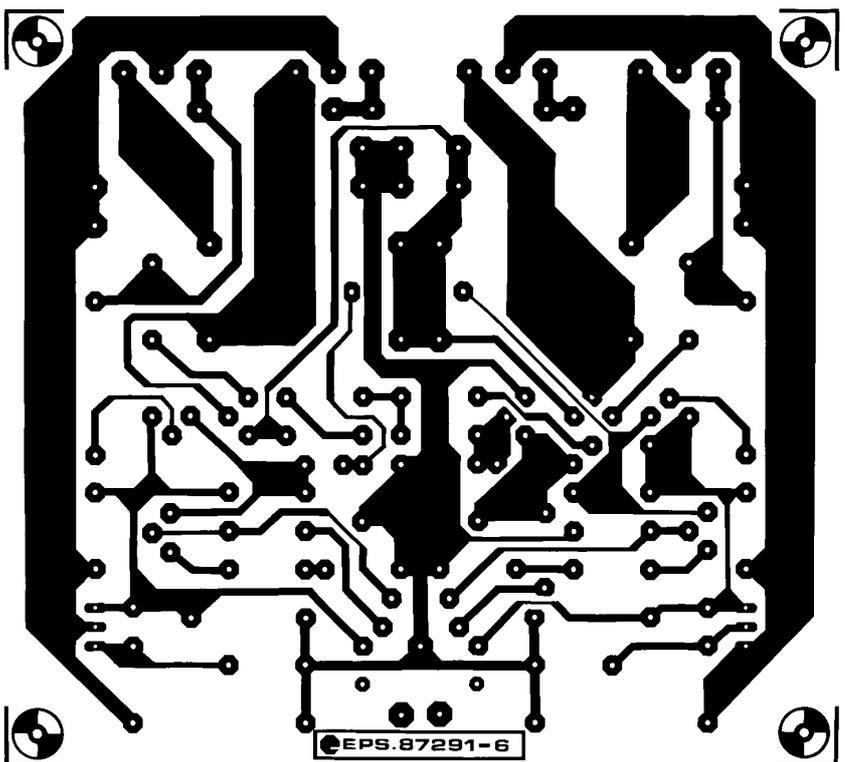
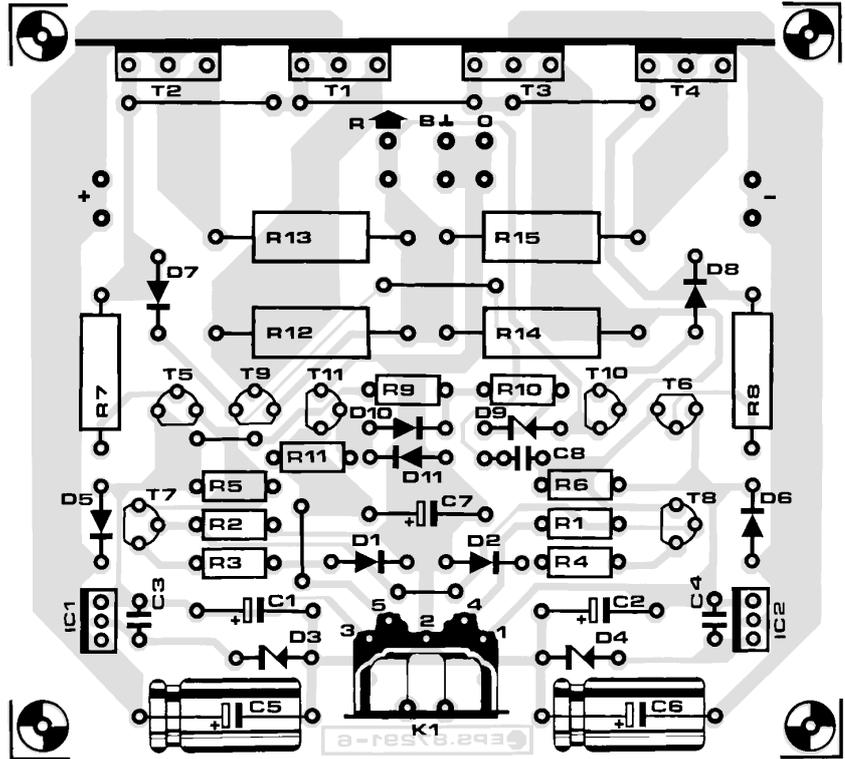
porte-fusible avec fusible de
 1 AT

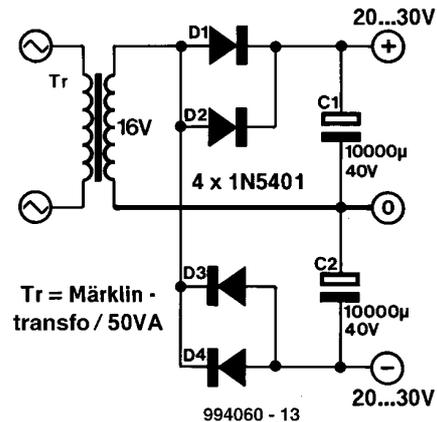
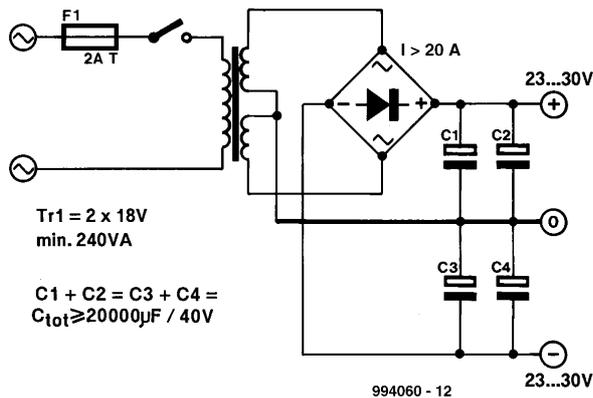
* cf. texte

qui prend place sur les résistances d'émetteur (0,6 V au maximum). On dispose ainsi en pratique, d'une excursion de quelque ± 18 V.

L'électronique basée sur le transistor T11 sert à signaler une surcharge. Le système surveille, par le biais de la diode D9, la composante négative de la tension de sortie. Il n'y a pas de mal à opter pour ladite tension sachant que la tension de sortie négative est sujette à une charge plus lourde que la tension de sortie positive. Cela tient, entre autres facteurs, au fait que les décodeurs d'aiguillage font appel à un redresseur mono-alternance qui ne charge que la tension négative. De plus, le rapport cyclique du signal de sortie est tel qu'en moyenne, la tension est plus négative que positive.

En cas de surcharge du booster (le cas extrême se présentant en cas de court-circuit de la sortie) les transistors T9 et T10 assurent une limitation de courant qui permet de dormir sur ses deux oreilles. Dans le cas d'une surcharge, le niveau de la tension de sortie chutera considérablement, ce qui se traduit, au niveau des transistors de puissance, par une augmentation sensible de la tension à leurs bornes et partant par une dissipation notablement plus importante. Si l'on ne porte pas remède à cette situation anormale, il n'est pas exclu de se trouver confronté à une surcharge thermique du booster. Il n'est pas exclu en outre qu'un courant de court-circuit de 12 A puisse endommager le réseau ferroviaire lui-même. Au pire, la surchauffe peut se traduire par un début d'incendie. Si la tension de sortie négative descend jusqu'à un maximum de -15 V (il est impossible de descendre encore plus bas) le transistor T11 se trouve, de par la tension zener de D9, dans l'impossibilité de conduire. Le signal véhiculé par la broche 5 passe au niveau haut et la liaison entre le booster et l'unité de commande (**control unit**) se voit purement et simplement interrompue. On pourra, éventuellement, si l'on veut augmenter le temps de réaction, monter un condensateur en parallèle sur la diode D1. Dans ces conditions, les court-circuits de brève durée passeront inaperçus. Sur la platine, ce condensateur optionnel prend la forme de C7. La décision d'implanter ou non ce condensateur dépend de l'unité de commande mise en oeuvre. Si l'on utilise ce booster avec la version d'origine d'EDiTS, ce condensateur n'est pas nécessaire sachant que la temporisation de mise hors-fonction est pilotée par logiciel. Nous recommandons la mise en place de ce condensateur si le booster est utilisé en combinaison avec une unité de commande de Märklin Digi-





tal ou avec la nouvelle unité de commande d'EDiTS Pro. Nous vous avons facilité la vie en dessinant à votre intention une platine qui vous simplifiera la réalisation de ce montage. Il faudra laisser entre les résistances R 12 à R 15, qui peuvent voir leur température augmenter sensiblement, et la platine, l'espace suffisant pour, d'une part permettre la circulation de l'air autour d'elles et de l'autre éviter tout risque d'endommagement de la platine. Les transistors de sortie ont à commuter des intensités de courant importantes; on utilisera, par conséquent, un conducteur de diamètre adéquat, 1 mm par exemple, pour réaliser les 4 ponts de câblage.

Le refroidissement nécessite l'utilisation d'un radiateur de bonnes dimension, un SK120 d'une longueur de 100 mm par exemple. Les calculs indiquent qu'il faut, pour assurer un refroidissement correct, une résistance thermique de 0,8 K/W au maximum. Il ne faudra pas perdre de vue que tous les transistors doivent être, lors de leur montage sur le radiateur, parfaitement isolés par rapport à ce dernier; ceci implique l'utilisation de plaquettes de mica ou de céramique et d'oeillets en plastique; ne pas oublier d'enduire les plaquettes d'isolation, recto-verso, de pâte thermoconductrice avant de les glisser entre le transistor et le radiateur.

Attention : si l'on utilise le booster en combinaison avec EDiTS Pro, l'interliaison entre l'unité de commande et le booster doit se faire par le biais de l'interface à relais spécialement prévue à cet effet (cf. le numéro de juin).

Comme le montre le schéma du booster, nous avons supposé l'existence d'une tension d'alimentation symétrique comprise entre ± 23 et ± 30 V. Le schéma de la **figure 3** montre comment générer la tension d'alimentation requise à partir d'un transformateur à

double enroulement secondaire, d'un pont de redressement et d'un quarteron de condensateurs électrochimiques. Attention : ledit transformateur possède une puissance importante et partant peut fournir des courants importants. Ceci implique impérativement l'établissement de liaisons électriques correctes et l'utilisation de conducteurs de bonne section. On réalisera une alimentation « flottante » c'est-à-dire qui ne soit pas montée sur une platine. Le pont de redressement a, lui aussi, « très chaud »; on le montera partant sur le radiateur du booster. Le lissage de la tension d'alimentation exige la mise en oeuvre de condensateurs de forte capacité. Nous avons opté pour une capacité minimum de 20 000 μ F par moitié d'alimentation. Il existe, dans le commerce, des condensateurs de 22 000 μ F/40 V, mais rien n'interdit d'utiliser une paire de condensateurs de 10 000 μ F/40 V montés en parallèle.

Si vous disposez d'un ancien transformateur pour réseau ferroviaire et que vous n'avez pas l'intention de pousser EDiTS Pro dans ses derniers retranchements, rien n'interdit de l'utiliser. La condition majeure de son éventuelle utilisation est que la tension de sortie soit de 16 V. Les anciens transformateurs d'origine Märklin fournissent, en règle générale, cette tension. Le courant maximum qu'un tel transformateur soit en mesure de fournir est, dans la plupart des cas, limité à 2,5 A. On voit, en **figure 4**, comment utiliser un transformateur de cette sorte pour l'alimentation du booster. 4 diodes solides (1N5401) et une paire de condensateurs électrochimiques de 10 000 μ F/40 V sont les ingrédients de ce schéma. On pourra toujours, en cas d'exigences plus élevées, opter plus tard pour une approche plus « solide » de cette alimentation.

amplificateur d'instrumentation à 3 V

024

L'OP284 est un double amplificateur opérationnel disposant d'une bande passante de 4 MHz et d'entrées et sorties *rail-to-rail* (dont l'excursion va du niveau de la tension d'alimentation positive à celui de la tension d'alimentation négative). Sa caractéristique la plus remarquable n'en est pas moins sa plage de tensions d'alimentation vu que bien que son fabricant, Analog Devices, garantisse un fonctionnement parfait entre + 3 et 36 V, ledit amplificateur opérationnel s'accommode sans rechigner d'une tension d'alimentation asymétrique de + 1,5 V. Cette constatation fait de l'OP284, un amplificateur opérationnel idéal pour les applications à alimentation par pile.

L'amplificateur d'instrumentation à faible bruit intrinsèque décrit

ici travaille à une tension d'alimentation de 3 V; son concept repose sur l'approche classique à base d'une paire d'amplificateurs et de 4 résistances destinées à la définition du gain. La fonction de transfert correspond à celle d'un amplificateur non-inverseur.

Il est important, pour l'obtention de la meilleure réjection en mode commun possible, que les résistances R2 et R3 aient une valeur aussi identique que possible, exigence qui vaut également pour la paire R1/P1 d'une part et R4 de l'autre. On pourrait envisager, dans le cas des 2 premières résistances, d'utiliser 2 résistances d'un réseau intégré vu que dans ce cas-là tant leur valeur que leur coefficient de température sont, respectivement, identiques. P1 sert à ajuster la réjection en mode commun en tension continue (CC), le condensateur C1 servant au même but, pour la tension alterna-

tive (CA) cette fois.

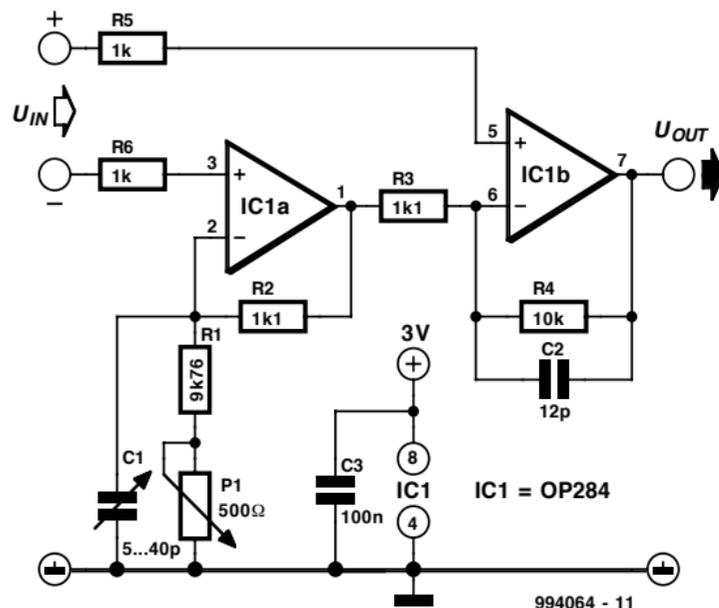
Avec le dimensionnement du schéma la réjection en mode commun est meilleure que 80 dB sur l'ensemble du domaine audio allant de 20 Hz à 20 kHz. Pour des signaux d'entrée d'un niveau supérieur à 580 mV la réjection se dégrade quelque peu, en raison sans doute de capacités parasites. Le bruit intrinsèque, rapporté à l'entrée, reste, dans la plage de fréquences allant de 0,1 à 10 Hz, limité à la valeur remarquable de $0,45 \mu\text{V}_{c-c}$.

R5 et R6 protègent les entrées des amplificateurs opérationnels contre des niveaux de tension trop élevés. La valeur de C2, dont la fonction est de limiter la bande passante, se calcule à l'aide de la formule suivante :

$$f_{-3\text{dB}} = 1 : (2\pi R_4 C_2).$$

Avec la valeur de 12 pF adoptée ici la bande passante atteint de l'ordre de 500 kHz.

Nous avons relevé, sur notre prototype, une consommation de courant totale de quelque 2 mA, mais d'après les informations fournies par le fabricant, cette consommation peut, occasionnellement, grimper jusqu'à 2,7 mA.

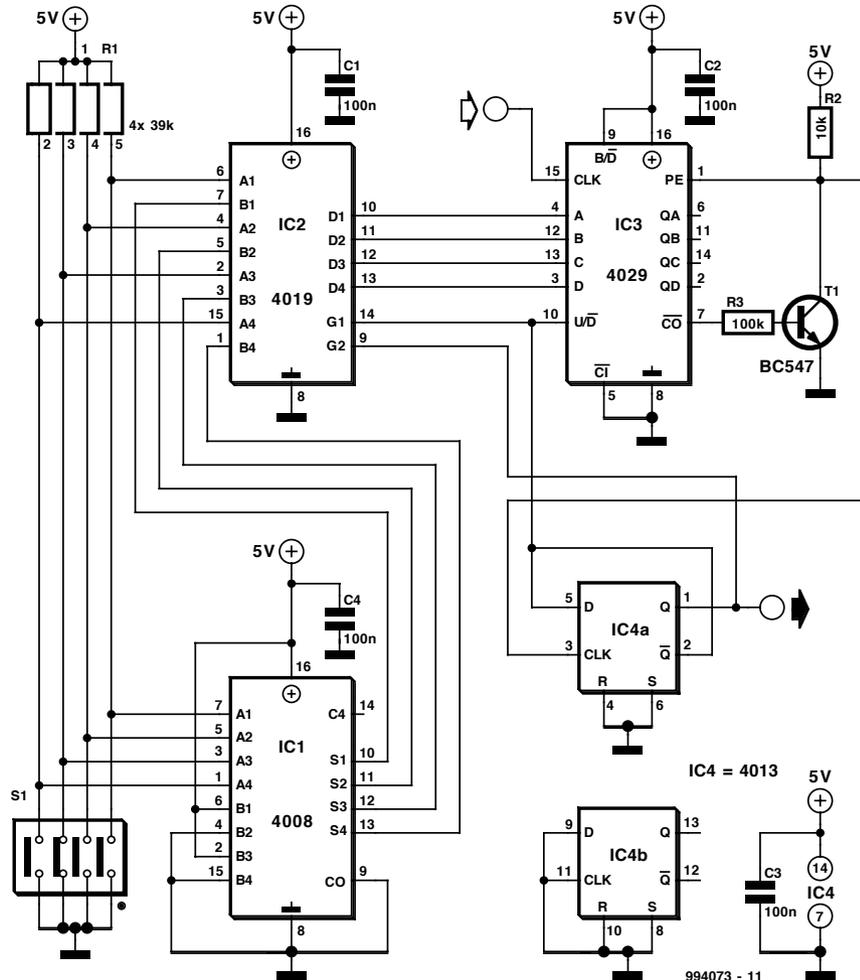


(application Analog Devices)

générateur d'impulsions à rapport impulsion/pause ajustable

W. Dijkstra

La caractéristique spécifique du présent générateur d'impulsions est qu'il permet un réglage du rapport cyclique (impulsion/pause) des impulsions totalement indépendant de la fréquence et ce par pas de 10% avec une plage allant de 10 à 90%. L'électronique n'en est pas moins étonnamment simple puisqu'elle se résume à 4 circuits intégrés et à un transistor. La roue codeuse S1 sert à définir un mot de commande bits, S, que l'on applique tant au 4019 qui fait office de commutateur qu'à une entrée de l'additionneur (*full adder*) IC1, l'autre entrée de ce circuit intégré se voyant appliquer la valeur binaire « 11_B » (5_D). La sortie de IC1 est reliée à la seconde entrée de IC2. La sortie du commutateur IC2 est connectée, par le biais d'une bascule bistable IC4a, à l'entrée programmable d'un compteur/décompteur, IC3. La sortie « *terminal count* » de ce compteur sert de signal d'horloge pour la bascule bistable qu'elle attaque par le biais du transistor T1. La sortie de la bascule bistable fait passer le compteur du mode comptage (*up*) au mode décomptage (*down*) tout en



994073 - 11

appliquant, selon le cas, soit la donnée S, soit la donnée S+ 5, à l'entrée programmable du compteur.

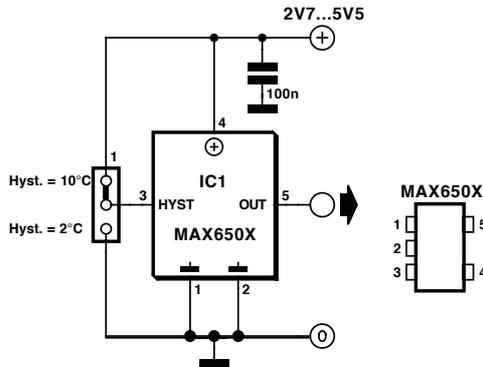
Voici comment les choses se passent dans la pratique. Supposons que l'entrée non-inverseuse de IC4a, sa broche 1, soit haute (« 1 »). Le compteur IC3 décompte alors et l'entrée programmable se trouve connectée à la donnée S, qui se trouve, par exemple, être 6. Le compteur décompte jusqu'à ce qu'il arrive à 0, situation qui se présente au bout de 6 impulsions d'entrée. La sortie « *terminal count* » passe alors au niveau « bas », ce qui se traduit par le passage de la sortie non-inverseuse de IC4a au niveau bas, IC3 se mettant

à compter, étant programmé avec la donnée S+ 5 (11 dans le présent exemple); dans ces conditions, la sortie « terminal count » repasse au niveau haut. Dès que le compteur a atteint la valeur 15, cette sortie repasse au niveau bas, la broche 1 de IC4a repassant au niveau haut de sorte que le cycle reprend au début. En résumé : si l'on met la roue codeuse en position 6, la sortie non-inverseuse de IC4a (sa broche 1) se trouve, pour chaque train de 10 impulsions d'entrée, 6 fois au niveau haut et 4 fois au niveau bas.

(994073)

C.I. thermostat (1)

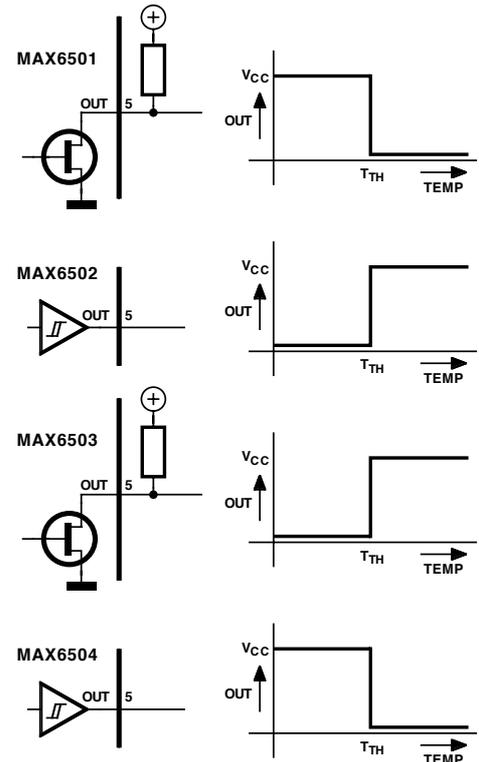
026



par Dipl.-Ing. Gregor Kleine

Les composants MAX 6501 à MAX 6504 fournissent un thermostat simple à seuil de température fixe. Les seuils disponibles sont $-15\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+5\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+45\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+65\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+75\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, $+95\text{ }^{\circ}\text{C}$. Les MAX 6501/2 couvrent la plage de $+35\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+115\text{ }^{\circ}\text{C}$ tandis que les MAX 6503/4 font office de thermostat pour basses températures car le fabricant peut les programmer de $-45\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+15\text{ }^{\circ}\text{C}$. Le boîtier SOT 23 CMS 5 broches de ce pygmée permet de le monter très facilement dans des systèmes compacts. La plage de tension d'alimentation se situe entre $+2,7\text{ V}$ et $+5,5\text{ V}$. Une entrée HYST permet de sélectionner une hystérésis de $2\text{ }^{\circ}\text{C}$ (HYST = GND) ou de $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ (HYST = VCC).

Les C.I. MAX 6501 à MAX 6504 ne diffèrent que par leur configuration de sortie. Alors que la sortie drain ouvert de MAX 6501 et MAX 6503 nécessite une résistance de forçage, la sortie push-pull de MAX 6502 et MAX 6504 peut commuter la tension GND ou VCC. MAX 6501 et MAX 6504 commutent à la masse à température élevée tandis que la sortie de MAX 6502 et MAX 6503 passe à VCC.



994037 - 11

Consulter <http://www.maxim-ic.com> pour de plus amples informations sur ces composants on ne peut plus intéressants.

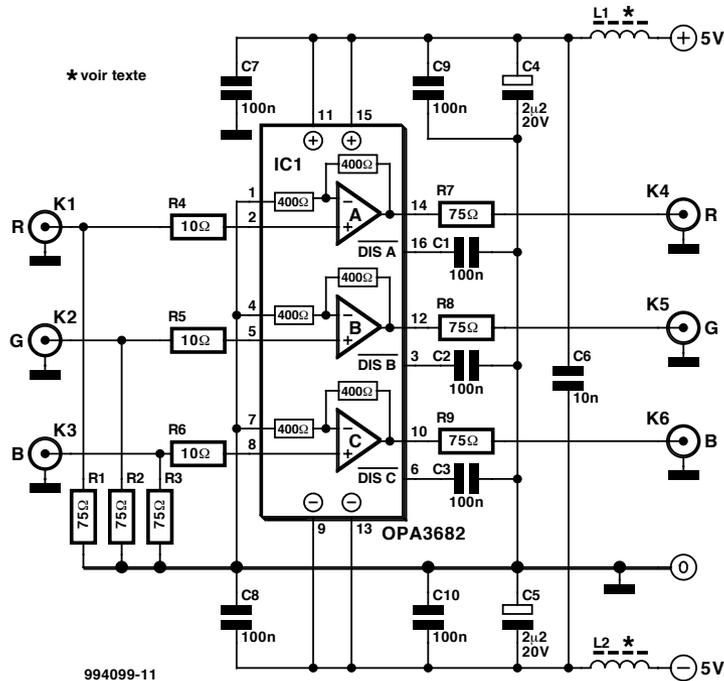
(994037)

amplificateur vidéo/RGB

027

Le présent montage constitue une application typique de circuits intégrés tampon rapides tels que le OPA3682 de Burr-Brown utilisé ici. Le but de l'électronique de ce schéma est de constituer un

étage de puissance servant à la transmission de signaux vidéo sur des lignes de transmission à faible impédance. Nous avons utilisé ici, à titre d'exemple, les 3 signaux de couleur RGB (*Red, Green, Blue*,



RVB en français). Les exigences les plus importantes sont alors de disposer d'un courant et d'une bande passante suffisants. En ce qui concerne ces caractéristiques, le OPA3682 ne mérite pas la moindre critique, vu qu'il dispose d'un courant minimum de 135/160 mA (drain et source respectivement) et une bande passante de 210 MHz.

Le circuit intégré intègre 3 étages d'amplification dotés au départ, en interne, de la contre-réaction requise de façon à ce qu'il soit possible de créer, facilement, des amplificateurs ayant un gain de -1 , -1 et $+2$. Il nous faut, pour véhiculer sans pertes, des signaux sur une ligne de transmission terminée aux 2 extrémités, un gain de

sité d'utiliser, pour tous les composants, des exemplaires CMS (à Montage en Surface).

Au repos, tous tampons validés, la consommation de courant est de quelque 18 mA, sachant qu'elle tombe à de l'ordre de 0,9 mA lorsque tous les tampons sont inhibés. Nous vous renvoyons, pour le reste des caractéristiques, à la fiche de caractéristiques que l'on peut, au demeurant, télécharger depuis le site Internet de Burr-Brown à l'adresse :

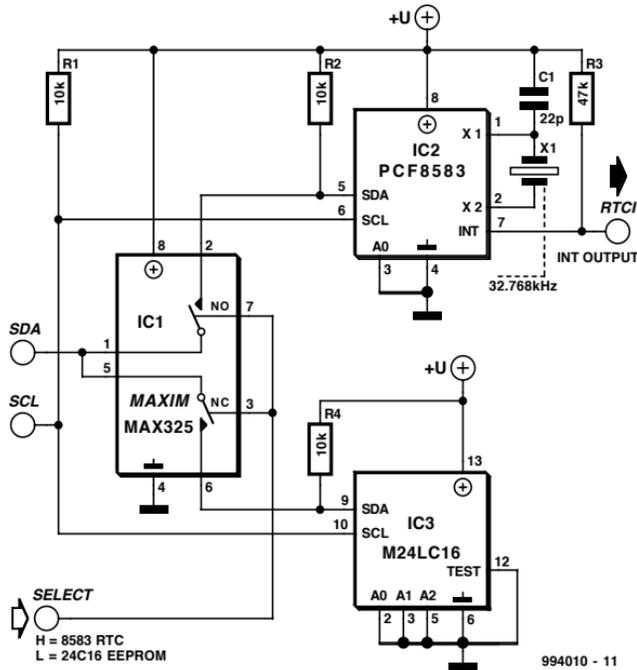
www.burr-brown.com/.

(application Burr-Brown)

2 x (fois). Pour ce faire, nous mettons à la masse les réseaux de contre-réaction internes. Chaque tampon dispose en outre de sa propre broche d'inhibition. Si l'on n'utilise pas la fonction d'inhibition on pourra se contenter de mettre un condensateur de découplage aux broches concernées, ici C1 à C3. Les résistances R1 à R3 déterminent l'impédance d'entrée, les résistances R7 à R9 servant à définir l'impédance de sortie. Le choix d'un découplage adéquat est très important et partant le dessin des pistes de la platine destinée à recevoir les différents composants. On pourra utiliser, comme fil d'Ariane, la fiche de caractéristiques concernant la série OPA368x (numéro de la platine d'évaluation : DEM-OPA368xE). Elle évoque et le nombre des condensateurs de découplage requis et la nécessité

sélection analogique pour I²C

028



Chacun sait que les possibilités d'adressage des composants I²C, en raison de l'architecture choisie, sont bien limitées. Il se peut, dès lors, que deux puces se retrouvent à la même adresse, dans une application donnée. Exemple classique, l'horloge en temps réel PCF8583, qui tombe pile dans le domaine d'adresse d'une EEPROM comme la 24C16 de *Microchip*. Les deux sont matériellement calées sur A0_H et le conflit est inévitable.

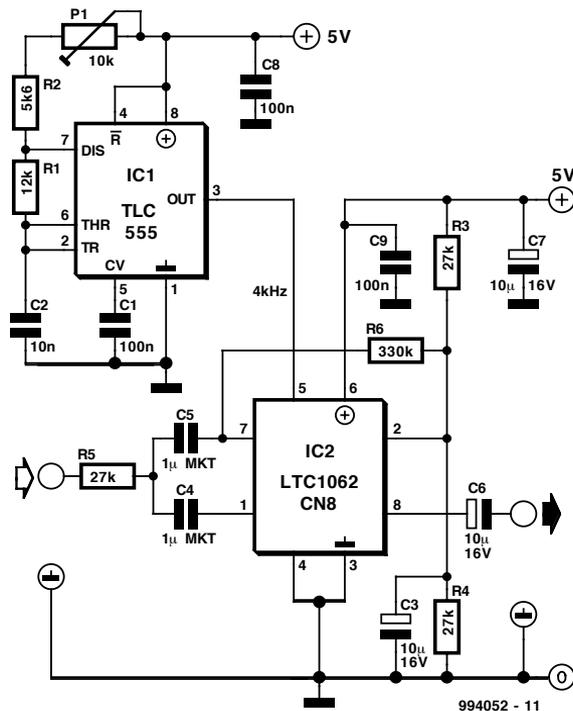
Pourtant, s'il faut adresser les deux puces simultanément, il reste une échappatoire, comme le schéma vous le fait deviner. La ligne SDA est commutée par un interrupteur analogique, ici le MAX325, mais n'importe quel commutateur analogique qui possède au repos un contact ouvert et un contact fermé peut servir. C'est un signal de sélection supplémentaire qui va déterminer lequel des circuits intégrés sera atteint par l'impulsion SDA. La broche SCL peut rester en usage normal, puisqu'il n'y circule que la chronométrie. Une puce I²C connectée au bus ne transmet d'information que si sa ligne SDA passe au niveau bas. Remarquez au passage que sur les deux circuits intégrés, la ligne SDA est renvoyée par résistance de forçage de 10 k Ω à la tension d'alimentation.

(*application Maxim*)

(994010)

filtre passe-bas du 5^{ème} ordre

029



Le LTC1062 est un filtre passe-bas du 5^{ème} ordre intégré dont la caractéristique frappante est l'absence de toute erreur en tension continue (CC). Le circuit intégré utilise en effet un concept très spécifique et quelque peu inusité, qui fait que le filtre proprement

dit se trouve hors du trajet de la tension continue. Cette approche élimine tous les problèmes tels que dérive en tension (Offset) et parasites basse-fréquence (BF), ce qui fait du LTC1062 un composant idéal pour toutes les applications de filtres où il est important de se mettre à l'abri d'une erreur en tension continue.

La résistance externe R5 joue à ce niveau un rôle très important, le transfert du signal vers l'entrée du filtre se faisant par l'intermédiaire d'un condensateur externe, C4.

La combinaison du réseau RC R5/C4 et du réseau à condensateurs commutés intégrés dans le LTC1062 constitue une fonction de filtre passe-bas du 5^{ème} ordre.

Le point de coupure du filtre dépend d'une horloge interne qui se laisse piloter de l'extérieur. Ce pilotage externe est, dans le cas présent, l'affaire d'un oscillateur d'horloge tout simple basé sur un TLC555, IC1, monté en multivibrateur astable (AMV). Le filtre dispose d'un diviseur interne permettant de définir un facteur de division de 1, 2 ou 4.

Nous avons, dans la présente application, opté pour un facteur de division de 4, de sorte que la fréquence du filtre est égale au 1/400^{ème} de la fréquence d'horloge. À la fréquence d'horloge du schéma qui est de quelque 4 kHz, cela nous donne un point de coupure situé à 10 Hz.

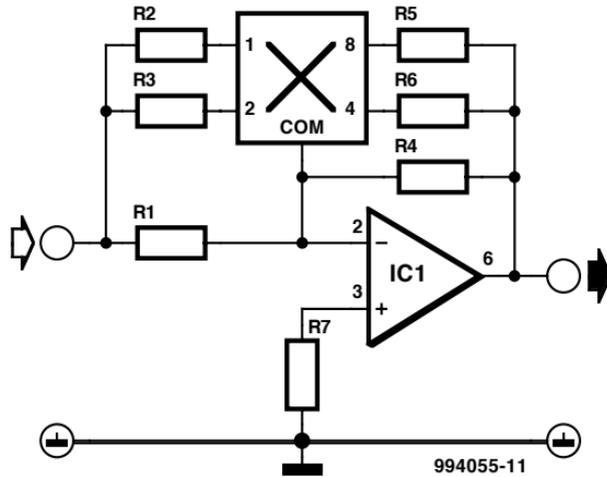
Il faudra, si l'on veut ajuster le filtre à une autre fréquence de coupure, que les composants R5, R6, C4 et C5, respectivement, si l'on veut disposer d'une bande passante rectiligne, la relation suivante :

$1 / (2 \cdot \pi \cdot R5 \cdot C4) = f_c / 1,84,$
fréquence dans laquelle vaut que $C5 = C4$ et $R6 = 12 \cdot R5$.
R1, R2, P1 et C2 seront à adapter en fonction de l'équation

ci-après :
 $R1 \cdot C2 = 1,4 / (3 \cdot 400 \cdot f_c),$ formule dans laquelle vaut que :
 $R2 = R1/2$ et $P1 = R1$.

amplificateur programmable

030



Bernd Schädler

Tableau 2. Exemple de dimensionnement

$R1, R4, R6 = 60 \text{ k}\Omega$

$R2 = 20 \text{ k}\Omega$

$R3, R5 = 30 \text{ k}\Omega$

$$A = - (R4 \parallel R5 \parallel R6) / (R1 \parallel R2 \parallel R3)$$

Commutateur	Gain
C	-0,25
4	-0,50
E	-0,75
0	-1,00
6	-1,50
5	-2,00
2	-3,00
1	-4,00
3	-6,00

Tableau 1. Montage en parallèle par encodeur hexadécimal

Position de l'encodeur	Résistance d'entrée			Résistance de contre-réaction		
0	R1			R4		
1	R1	R2		R4		
2	R1		R3	R4		
3	R1	R2	R3	R4		
4	R1			R4	R6	
5	R1	R2		R4	R6	
6	R1		R3	R4	R6	
7	R1	R2	R3	R4	R6	
8	R1			R4		R5
9	R1	R2		R4		R5
A	R1		R3	R4		R5
B	R1	R2	R3	R4		R5
C	R1			R4	R6	R5
D	R1	R2		R4	R6	R5
E	R1		R3	R4	R6	R5
F	R1	R2	R3	R4	R6	R5

La prise, dans la ligne de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel, d'un encodeur hexadécimal, permet de réaliser un amplificateur programmable. Un encodeur hexadécimal à 16 positions possède un contact-mère et 4 sorties codées en binaire. En fonction de la position, l'encodeur interconnecte le contact central COM aux sorties.

amplificateur-tampon en amont de ce circuit d'encodage. La résistance prise à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel compense le courant de dérive (*offset*) en entrée et devrait avoir une valeur du même ordre que celle que représentent le montage en parallèle des résistances R1 | R2 | R3.

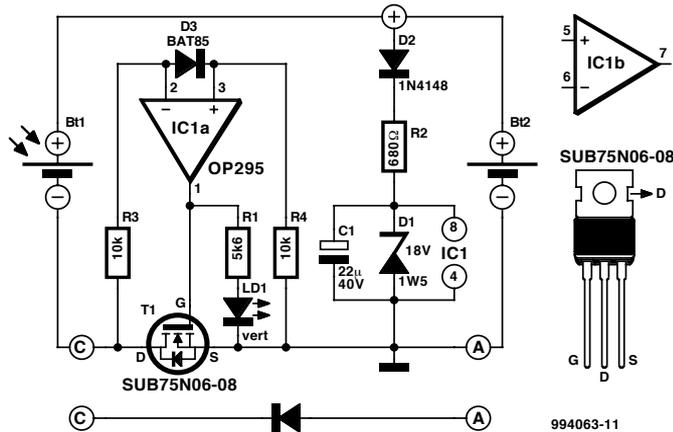
L'amplificateur opérationnel est monté en amplificateur inverseur. La ligne de contre-réaction comporte 2 résistances fixes, R1 et R4 câblées à demeure. L'encodeur hexadécimal met en parallèle sur les dites résistances, selon le cas, 1 ou 2 résistances additionnelles. On dispose ainsi de 16 facteurs d'amplification ou d'atténuation différents.

Le **tableau 2** donne un exemple de dimensionnement réussi. Il n'y a cependant (presque) pas de limite à votre fantaisie; on pourrait fort bien imaginer de remplacer l'encodeur hexadécimal par des commutateurs analogiques qui seraient à leur tour pilotés par un microcontrôleur.

Nous ne pouvons cependant pas passer sous silence un petit défaut de cette approche, à savoir son impédance d'entrée variable. Il faudra envisager, pour les applications critiques, de monter un

diode de puissance pour installations solaires

031



Klaus-Jürgen Thiesler

S'il est un élément dont les installations solaires ne sauraient se passer, abstraction faite du soleil bien évidemment, c'est bien d'une diode anti-retour intercalée entre le panneau solaire et le système de stockage d'énergie. Dans le sens passant, on observe, aux bornes de cette diode, une chute de tension qu'il faut considérer comme une perte. Dans le cas d'une diode Schottky ce ne sont pas

moins de 0,28 V que l'on perd, sachant que cette valeur peut encore augmenter au cas où l'on aurait affaire à des courants plus importants.

Et c'est bien précisément dans le cas des courants « chers » fournis, soit par les batteries soit par les panneaux solaires, qu'il est intéressant de faire en sorte, par quelque moyen que ce soit, de réduire au strict minimum cette chute de tension. Un commutateur électronique constitué d'un amplificateur opérationnel de précision et d'un FETMOS peut se targuer de passer sous le seuil de tension déjà très faible d'une diode Schottky. Vu d'autre part que, contrairement à la diode, le commutateur n'a pas à dissiper (convertir en chaleur) l'énergie en question, il pourra se contenter d'un radiateur de petites dimensions.

Le fonctionnement du circuit dont on retrouve le schéma en **figure 1** est rapidement expliqué : si la tension appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel monté en comparateur se met à dépasser celle existant sur son entrée inverseuse, la sortie de cet ampli-op bascule vers le niveau de la tension d'alimentation; ceci a pour résultat l'entrée en conduction du FETMOS et l'allumage de la LED D4. La diode D3 limite les entrées de l'amplificateur opérationnel de sorte que la tension d'entrée maximale ne peut pas dépasser la moitié de la tension inverse lorsque R3 et R4 sont de même valeur.

L'amplificateur opérationnel utilisé ici, un OP295 d'Analog Devices est un amplificateur opérationnel de précision; ses caractéristiques marquantes sont un gain fort signal important, une tension de dérive (offset) faible et un comportement de commutation excellent. Le FETMOS passe de la conduction à l'état bloqué et inversement à des tensions source-drain de quelques micro-volts. Au repos, lorsque $U_{DS} = 0$ V, le FETMOS est passant et la LED D1 est allumée. Le circuit détecte des courants de quelques micro-ampères seulement.

La tension de fonctionnement du circuit (+ connecté à C ou A) pourra être choisie entre 5 V –tension d'alimentation minimale requise par l'amplificateur opérationnel et la tension d'activation et de commande U_{GS} du FETMOS– et 36 V –le double de la tension zener de D1. La diode zener protège le FETMOS contre des tensions trop élevées, en-deçà/au-delà de ± 20 V. D3, R3 et R4 divisent à nouveau par 2 la tension appliquée aux entrées de l'amplificateur opérationnel. Il n'y pas, ainsi, le moindre risque en cas d'inversion de la polarité des connexions ou si elles restent en l'air. La diode de substrat du FETMOS n'a pas d'influence. Elle n'entre jamais en conduction vu que le FETMOS activé maintient la tension directe U_{SD} à une valeur très faible. Le composant indiqué, un FETMOS canal N à enrichissement du type SUP/SUB75N06-08 de chez Temic Semiconductor se caractérise par une résistance directe $R_{DS(on)}$ de 8 m Ω ; il est capable de supporter 75 A !. Dans le cas d'un courant efficace de 10 A, la chute de tension se limite à 80 mV, et la dissipation à 0,8 W. On peut, dans ces conditions, se

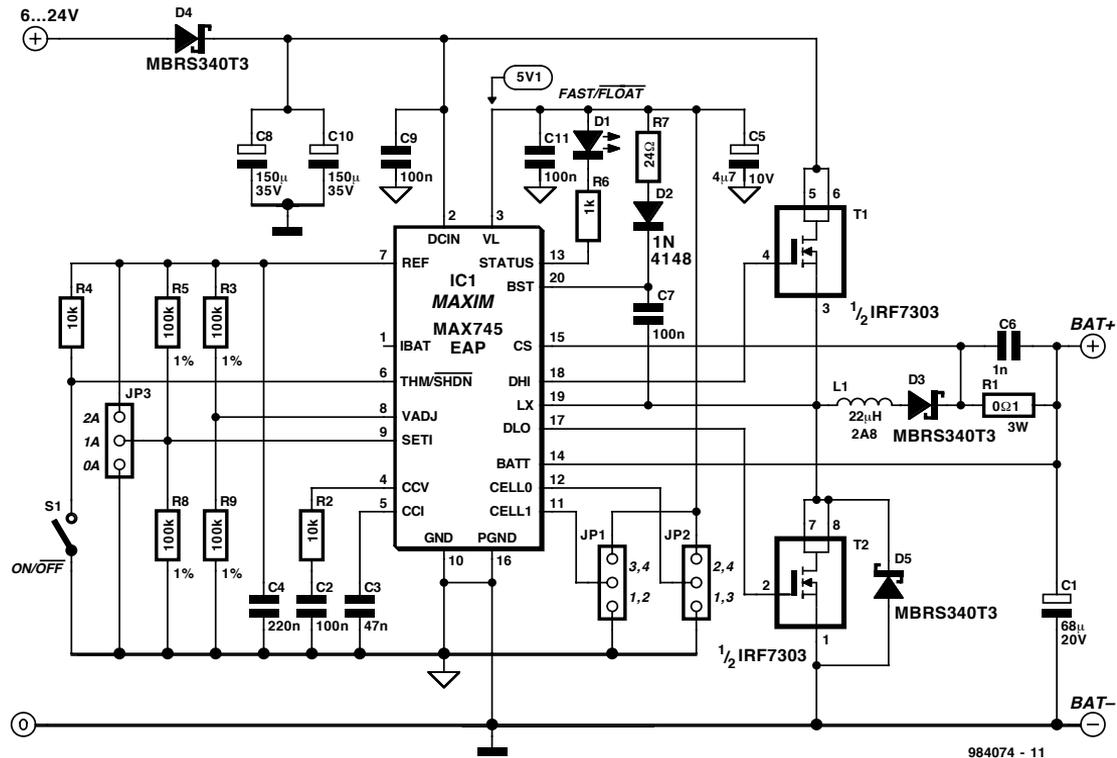
contenter d'un boîtier TO-263-SMD (SUB) pour transformer cette puissance en chaleur. Il est plus judicieux, si l'on doit travailler à un courant de 50 A, d'opter pour le boîtier TO-220 (SUP) et de doter le composant d'un radiateur, sachant qu'il faudra que le FETMOS dissipe 12,5 W. Cependant, même dans ces conditions, la chute de tension est, avec $U_{SD} = 0,32$ V, sensiblement inférieure à celle introduite par un diode Schottky. Il est en outre possible, par la détection de tension précise que possède le OP295, de autant de FETMOS en parallèle que l'on voudra.

La consommation propre du circuit est de l'ordre de 150 μ A, si l'on n'utilise que l'un des 2 amplificateurs opérationnels que comporte le OP295. Il existe une approche encore plus économique (en courant s'entend), le MAX478 de Maxim, qui lui ne consomme que 20 μ A. Les différences entre ces 2 circuits intégrés ne sont sensibles qu'aux plages faibles de courants et de tensions. Les 2 amplificateurs opérationnels en question possèdent des sorties « rail-to-rail » qui rendent possible l'application de la tension de commande même en cas de tensions de fonctionnement faibles. Ceci est important vu que la résistance à l'état actif des FETMOS n'est pas constante; en effet elle diminue sensiblement lorsque la tension de grille augmente (et que la température diminue).

On pourra aussi, à titre expérimental, utiliser un LM358 et un FETMOS du type BUZ10, même si lesdits composants ne donnent pas les mêmes résultats spectaculaires.

chargeur d'accus Li

032



984074 - 11

Les cellules au lithium (Li) se fraient doucement un chemin sur le marché des accus rechargeables; elles se présentent le plus souvent sous la forme d'un set de cellules (*battery pack*) destiné à des

appareils modernes tels que caméscopes et autres lecteurs de MiniDisc. Il se veut cependant que leur diversité est telle qu'il faut impérativement avoir lu les spécifications-fabricant avant que l'on

ne puisse développer un (re)chargeur d'accu à leur intention.

Le présent schéma est celui d'un chargeur à découpage basé sur un circuit intégré spécial de Maxim capable de fournir un courant ajustable pouvant aller jusqu'à 4 A, ce qui permet la charge de sets d'accus constitués de 1 à 4 cellules. La tension de charge est elle aussi ajustable, entre 4 et 4,4 V par cellule cette fois, sachant qu'il est primordial que cette tension soit ajustée avec une précision de 1% voire moins; si la tension de charge est trop faible la charge des cellules ne se fait pas du tout ou au mieux de façon incomplète, une tension trop élevée entraînant un endommagement irréversible des cellules. Il est donc impératif de connaître les caractéristiques techniques exactes de l'accu que l'on veut recharger, une tolérance de 1% étant une exigence très serrée !

Le circuit intégré de Maxim travaille à une fréquence relativement élevée de 300 kHz, de sorte qu'il ne s'agit pas, si l'on n'a pas la moindre expérience des alimentations à découpage, d'un montage à réaliser en « 2 temps/3 mouvements ». Ce n'est pas pour rien que Maxim propose un kit spécial constitué de l'ensemble des composants et d'un petit circuit imprimé. On peut ainsi se mettre en besogne avec une chance (ou faut-il dire un risque) accrue de réussir son montage.

Jetons un coup d'oeil au schéma. L'accu vient se positionner entre les bornes BAT+ et BAT-, la touche S1 permettant de démarrer et d'arrêter le processus de charge. La tension de charge est déterminée par la tension présente sur le point nodal de R3/R9. Il est possible, pour peu que l'on remplace lesdites résistances par une paire d'ajustables multitour, d'ajuster avec une grande précision la tension de sortie. Le cavalier JP3 permet de choisir le courant de charge; ici encore, un potentiomètre en remplacement de R5/R8, permet de réaliser une plage de réglage variable. La LED D2 s'allume tant que circule la totalité du courant de charge. JP1 et JP2 servent à définir le nombre de cellules à charger et, partant, la tension de charge. Si on ne veut charger d'une seule cellule on les met tous les 2 à la masse; la mise de JP2 seul à VL indique que l'on a affaire à 2 cellules, celle de JP1 seul à VL qu'il s'agit de 3 cellules et, par la mise des ces 2 cavaliers à VL que l'on veut en

recharger 4. Il est facile, à l'aide d'un simple multimètre et cela sans même connecter d'accu, de mesurer la tension d'entrée. Il faudra se souvenir que la tension d'entrée du montage soit toujours dépasser de quelques volts la tension requise en sortie vu que l'alimentation à découpage ne peut qu'abaisser une tension. On pourra remplacer S1 par une résistance à coefficient de température négatif (NTC); dès que la tension présente sur la broche THM tombe en-deçà de 2,1 V, l'électronique se met hors-fonction pour se réactiver au-delà de 2,3 V.

À tout prendre on se trouve en fait en présence d'une alimentation à découpage dotée cependant d'un certain nombre d'astuces : T1 est un FET à canal N, qui nécessite, au niveau de sa grille, une tension auxiliaire à impédance artificielle (*bootstrap*) générée par le biais du condensateur C7. D1 fait office de diode de protection (*freewheel*) lorsque le FET T1 bloque. Dans ce cas-là, le transistor T2 pris en parallèle sur la diode D1 entre en conduction ce qui permet d'augmenter le rendement. La chute de potentiel aux bornes de D1 atteint de l'ordre de 0,3 à 0,4 V, celle relevée aux bornes du transistor T2 en conduction étant elle inférieure à 0,1 V. On appelle ce principe le redressement synchrone. R1 sert à la mesure du courant fourni.

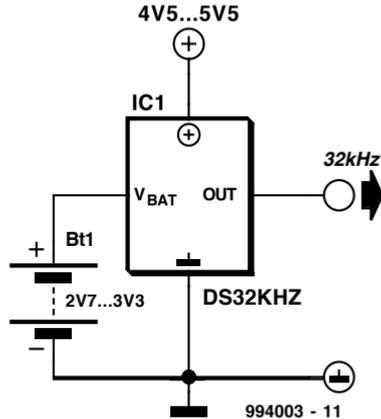
Un mot en ce qui concerne le choix des composants. Comme nous le disions plus haut, si vous n'avez pas la moindre expérience dans ce domaine, restez-en au kit de Maxim. Les 3 diodes Schottky sont des diodes rapides 3 A/40 V de Motorola, les FET T1 et T2 sont intégrés dans le même boîtier et sortent des fabriques de International Rectifier, mais rien ne vous interdit d'utiliser 2 FET séparés. Il ne saurait être question, vu la fréquence de commutation élevée requise, 300 kHz, d'opter pour des FET présentant une capacité d'entrée élevée vu que l'on ne dispose que de 20 mA au maximum pour la commande des grilles. Les caractéristiques les plus notables du double FET IRF7303 (*International RectFier*) sont les suivantes : 30 V, 5 A, 0,05 Ω et 520 pF.

(994074)

(application Maxim Integrated Products)

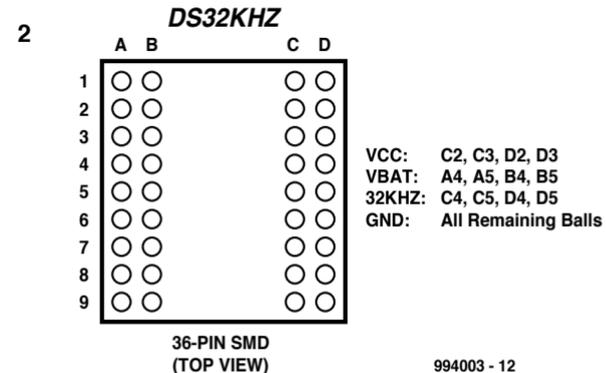
oscillateur thermocompensé

033



Le composant le plus souvent utilisé comme référence de temps dans les ordinateurs et autres systèmes électroniques est bien souvent un simple quartz. Ses caractéristiques électro-mécaniques sont malheureusement telles que l'horloge d'un ordinateur peut aisément dériver, en un an, de plus d'une heure. Cette situation est on ne peut plus frustrante; pourquoi donc une montre-bracelet

de moins de 100 FF est-elle, parfaitement capable de rester à l'heure alors qu'un PC, de 10 000 FF ou plus, ne l'est pas ? La raison de cette différence de dérive est simple. Les montres-bracelet, même les moins chères, sont optimisées pour travailler à une certaine température, celle du corps humain. Cette température reste relativement constante. Les horloges intégrées dans les PC et autres systèmes similaires sont optimisées pour travailler à une température ambiante de 25 °C. Dès que la tem-



pérature réelle est différente, l'horloge se met à dériver et comme tout le monde le sait, la température régnant dans les bureaux et autres locaux connexes varie très fortement en cours de journée et de nuit.

Dallas Semiconductor vient de présenter un oscillateur thermo-compensé (TXCO) qui convient à merveille pour tous les réseaux d'ordinateurs et autres applications où la mesure de temps est d'une importance primordiale. Cet oscillateur super-miniaturisé permet de réaliser une horloge dont la dérive reste inférieure à ± 2 ppm, soit à 1 mn par an, et ce même si la température ambiante varie de 0 à + 40 °C.

Le circuit intégré, baptisé éloquemment DS32KHz, constitue un remplaçant tout à la fois précis et abordable, des quartz et autres oscillateurs travaillant à 32,768 kHz. La sortie peut attaquer l'entrée X1 de presque n'importe quel circuit d'horloge RTC (*Real Time Clock*).

Le minuscule boîtier CMS du DS32KHz intègre un quartz et une

électronique de compensation en température. Cette dernière repose sur une nouvelle technologie spécialement développée par Dallas Semiconductor et baptisée « *thermal sensing* ». Il n'est pas nécessaire de prévoir de composant externe, la calibration ayant été effectuée en usine. Comme le montre le schéma, la connexion du TXCO est extrêmement simple. L'alimentation de sauvegarde à base de pile connectée aux bornes V_{BAT} permet à l'horloge de continuer à fonctionner même en cas de disparition de la tension du secteur. Il faudra, si l'on n'utilise pas de pile de sauvegarde, interconnecter V_{CC} et GND et brancher aux points V_{BAT} une tension d'alimentation comprise entre 2,7 et 5,5 V.

Ce composant n'existe qu'en version CMS dont les connexions prennent la forme d'un « *ball grid array* » à 36 contacts.

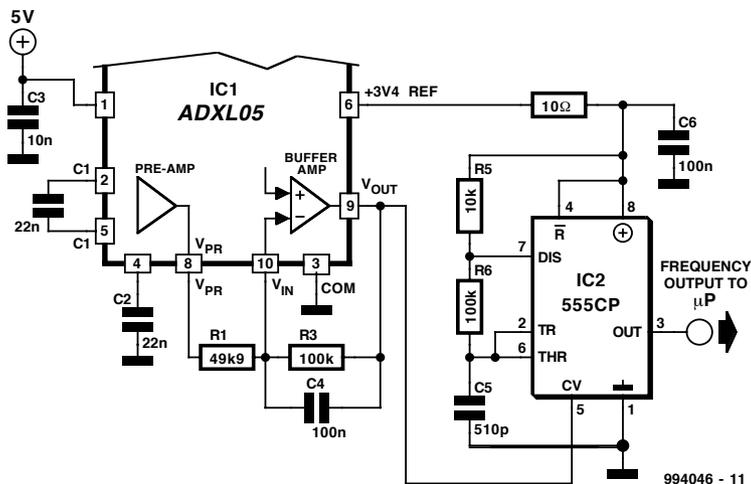
La **figure 2** en donne le brochage.

(994003)

(Dallas Semiconductor)

accéléromètre enregistreur

034



d'échelle relatif à la broche 9 de l'ADXL05 affiche ± 400 mV/g, avec une tension de sortie au repos de $+ 1,8$ V ($\pm 0,4$ V). En sortie du 555, sur la broche 3, la variation se situe approximativement à 16 500 Hz par g (± 2 600 Hz). Le graphe indique la fréquence de sortie par rapport à la tension en broche 5 du 555.

La stabilité en fréquence du montage est très convenable. À 0 g, la fréquence de 15,5 kHz ne varie que de 5 Hz/°C dans toute la plage de 0 °C à 70 °C, ce qui correspond à 0,03 % par °C. La variation de fréquence en fonction de la tension d'alimentation reste sous les 10 Hz entre + 5 V et + 9 V.

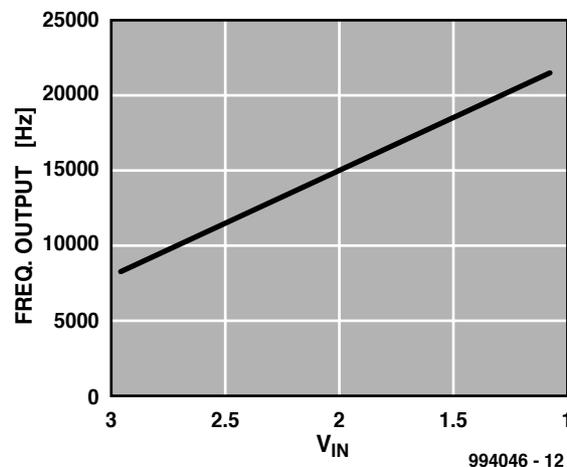
(source : Analog Devices)

(994046)

Voici comment doter l'accéléromètre ADXL05 d'un signal de sortie plus apte à la transmission ou à l'enregistrement. Un temporisateur CMOS 555 peu onéreux transforme la tension analogique en une fréquence proportionnelle à l'accélération mesurée, entre plus et moins 1 g avec les valeurs reprises dans le schéma (1 g = l'accélération due à la pesanteur).

La tension de sortie, 200 mV/g normalement, disponible à la broche 8 de l'ADXL05, est d'abord amplifiée d'un facteur 2 par le tampon embarqué. Le niveau correspondant à 0 g se situe à 1,8 V environ. Le condensateur C4 et la résistance R3 forment un filtre passe-bas à 16 Hz, avec pour mission d'atténuer le bruit et d'améliorer la résolution de la mesure.

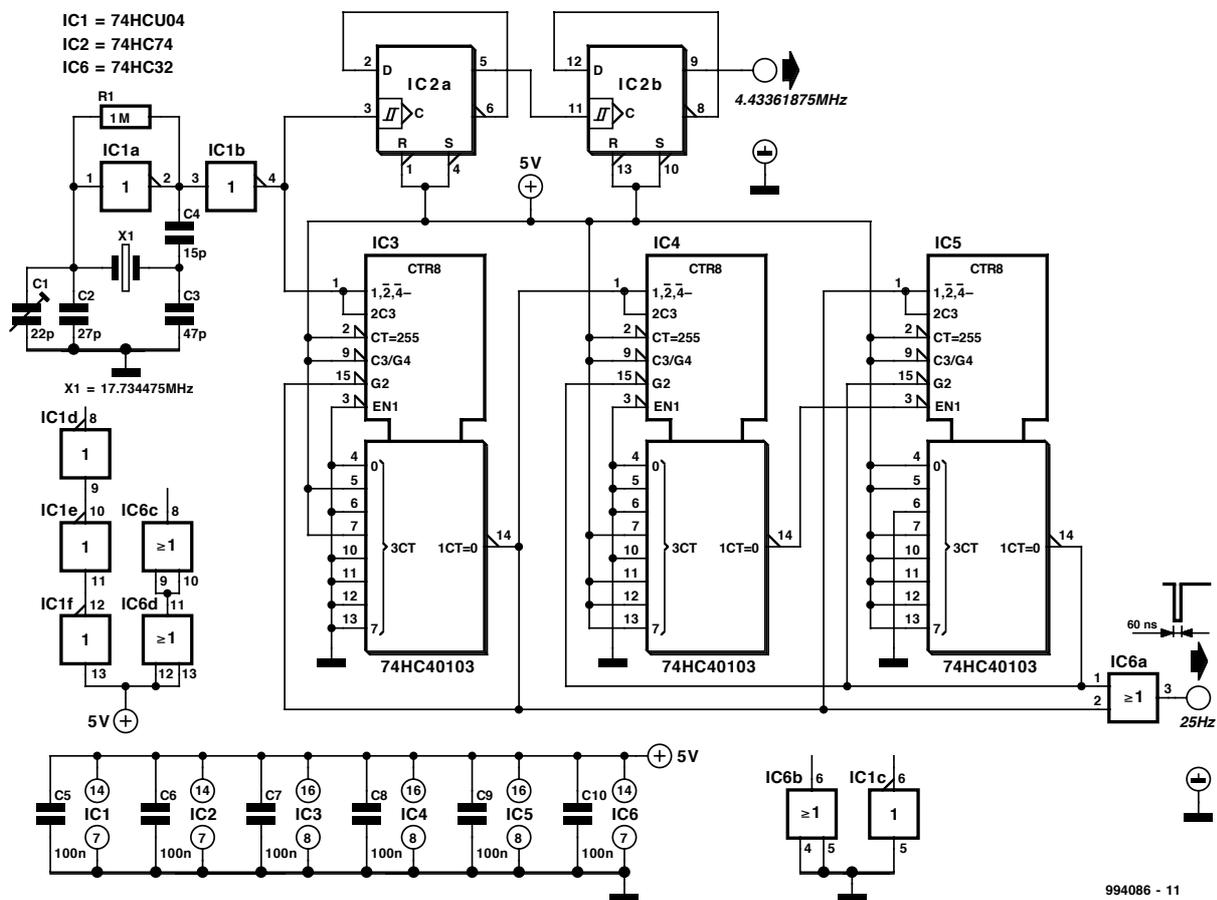
Le 555 fonctionne en oscillateur commandé en tension (VCO), dans lequel R5, R6 et C5 déterminent la fréquence de départ. Les résistances R5 et R6 sont choisies de manière à obtenir un rapport cyclique proche de 50 % pour un signal d'entrée de + 1,8 V (0 g) sur la broche 5 du 555. Dans le but d'éviter que la fréquence soit influencée par les variations de la tension d'alimentation, le 555 puise son énergie à la source de référence de 3,4 V de l'ADXL05. Si l'on s'en tient aux valeurs des composants inscrites, le facteur



994046 - 12

timing PAL (1)

035



994086 - 11

À vrai dire, le but de ce montage est, vu le nombre de circuits intégrés de logique mis en oeuvre, plus de servir d'idée que de constituer une application immédiatement utilisable.

Avec le système de télévision PAL, la porteuse couleur est, en respect des standards B et G du CCIR, couplée directement à la fréquence de ligne et ce avec un décalage (*offset*) de 25 Hz, tout en respectant un rapport et un offset tels que les miroitements parasites soient éliminés : $f_{\text{couleur}} = 283,75 \cdot f_{\text{ligne}} + 25 \text{ Hz}$. Dans le cas d'une fréquence de ligne de 15 625 Hz cela se traduit par une porteuse couleur de 4,433 618 75 MHz. Dans bien des cas, on utilise, pour obtenir un couplage correct par rapport à la fréquence de ligne, une modulation BLU (**B**ande **L**atérale **U**nique). On décale la fréquence d'un oscillateur à quartz de 25 Hz, la divise par 1 135 avant de la multiplier par 8 pour disposer, par exemple, du double de la fréquence de ligne. Tout cela est, à nos yeux, bien compliqué, il doit bien y avoir, à notre avis, une solution plus simple.

Il existe donc, entre la fréquence d'image de 25 Hz et le quadruple de la fréquence de la porteuse couleur une relation fixe. Voyons cela à l'aide de quelques chiffres : la fréquence de porteuse couleur PAL multipliée par 4 donne très exactement 709 379 fois la fréquence d'image ! L'évidence même suggère d'utiliser un oscillateur à quartz travaillant au quadruple de la fréquence de porteuse couleur et de procéder à une division par 709 379 pour retrouver ainsi la fréquence d'image. On pourra ensuite, à l'aide d'une PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de phase) dériver la fréquence de ligne de la fréquence d'image (cf. l'article « timing PAL (2) » ailleurs dans ce magazine).

L'oscillateur à quartz est du type Pierce classique avec ajustable; il fait appel à un 74HCU04, IC1. Il est important de veiller à donner aux condensateurs C2 et C3 la valeur correcte pour obtenir la

valeur de charge du quartz C_{load} spécifiée. Si l'on ne prend pas de précautions à ce niveau il n'est pas exclu qu'il soit impossible d'ajuster l'oscillateur à la fréquence exacte requise. La fréquence de la porteuse couleur est obtenue par le biais d'une paire de bascules D montées en diviseur par 2, IC2.

L'obtention de la fréquence d'image implique, de par l'importance du facteur de division requis, l'utilisation de pas moins de 4 circuits intégrés. IC3 à IC5 sont des décompteurs synchrones programmables du type 74HC40103 qui conviennent admirablement bien aux applications ayant trait à la chronologie (temporisation) et aux divisions. Le facteur de division requis est décomposé en 2 facteurs, à savoir 11 et 64 489. Le 74HC40103 fait office de diviseur par $1 + N$, ce qui explique que le premier facteur de division demandé par le biais des entrées programmables de IC3 soit 10. Le second facteur est obtenu par un montage des décompteurs IC4 et IC5 en diviseur 16 bits synchrone, en veillant à la réinjection de la sortie de IC5 vers les 2 entrées de validation de programmation (*preset enable*) synchrones. Ici à nouveau on pensera à diminuer le facteur de division de 1. L'inconvénient du 74HC40103 est la naissance d'impulsions parasites, en raison des différences au niveau des durées de temporisation internes. L'utilisation, par le biais de la porte OU (OR) IC6a, de l'entrée du diviseur en tant que signal d'horloge pour sa sortie, permet l'élimination de ces impulsions gênantes.

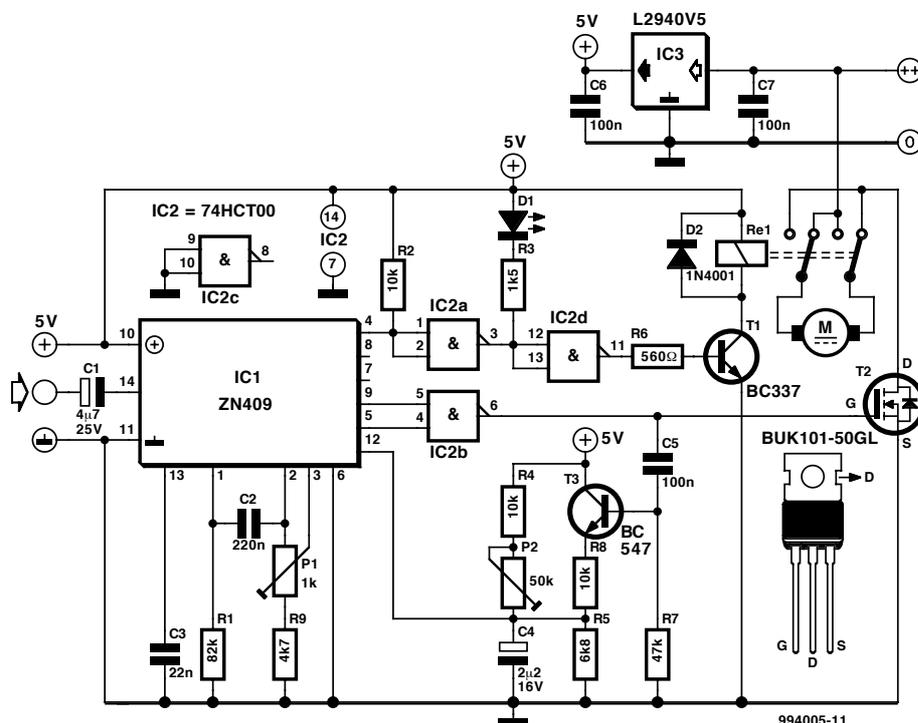
La fréquence de sortie de 25 Hz prend la forme d'une impulsion active au niveau bas d'une longueur de 60 ns environ, ce qui correspond pratiquement à une durée de période de l'oscillateur à quartz d'origine. La consommation de courant atteint un bon 12 mA dont une partie importante est à mettre au compte de IC1.

(994086)

régulateur de vitesse pour modèles réduits

036

1



Ceci nous amène au coeur de l'électronique du régulateur de vitesse dont on retrouve le schéma en figure 2. L'ajustable P1 sert à définir la position de repos du manche et du moteur, P2 sert à régler l'excursion, c'est-à-dire la plage dans laquelle peut varier la largeur de l'impulsion. Les 2 sorties concernées ne sont pas, comme semble le suggérer leur dénomination et l'application originelle du fabricant, reliées à des transistors, mais à une porte NAND (NON-ET), IC2b. Cette sortie MLI court-circuite, par le biais du MOSFET de puissance compatible TTL BUK101-50GL (Siemens), le moteur ou la charge à la masse. Le signal MLI influe, par l'intermédiaire de C1 et de T3, sur le réglage en tension continue de l'excursion de l'impulsion

Entwicklungsbüro Schröder

Le coeur du régulateur de vitesse proportionnel pour moteurs de modèles réduits à courant continu est un circuit intégré de commande de servo de chez Ferranti, baptisé ZN419CE (compatible broche à broche au demeurant avec le ZN409CE). La figure 1 en donne la structure interne. Ce circuit intégré, disponible entre autres chez Conrad RFA, se charge d'un traitement proportionnel de la largeur des impulsions qui lui sont appliquées (MLI = Modulation en Largeur d'Impulsion ou PWM = Pulse Width Modulation en anglais).

L'entrée à trigger de Schmitt (broche 14) permet un couplage soit galvanique soit capacitif avec l'électronique du récepteur. Elle réagit à des impulsions positives (flancs montants).

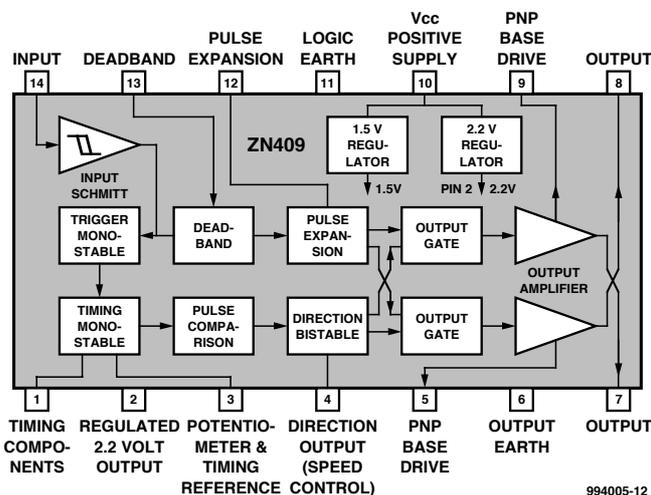
La position du point zéro est définie par le biais d'un réseau RC ajustable pris entre les broches 1 et 3 du circuit intégré. Il est en outre possible, par la prise d'un condensateur vers la masse, de déterminer la largeur de la plage « morte » celle dans laquelle le moteur ne doit bouger ni dans un sens ni dans l'autre. Le rapport de la position du manche de commande de la télécommande par rapport au rapport cyclique du signal de sortie (0 à 100%) et partant, finalement, au régime pris par le moteur, dépend de la tension appliquée à la broche 12. Le niveau présent sur la sortie (broche 4) définit le sens de rotation du moteur. Cette broche attaque, par le biais d'un transistor faisant office de tampon, T1, un relais. Le ZN419 (ZN409) dispose, sous la forme des broches 7 et 8, de 2 sorties de puissance pouvant attaquer directement des moteurs de faible puissance. La présente application n'y fait cependant pas appel. Notre régulateur utilise au contraire une sortie similaire mais moins puissante, baptisée « PNP BASE DRIVE », entre les broches 5 et 9.

de sorte que des impulsions se trouvant tout juste hors de la zone morte subissent une expansion surdimensionnée (plus que proportionnelle). Cette approche améliore les caractéristiques de démarrage du moteur.

La sortie « DIRECTION » du ZN419 tamponnée par T1 commande une paire de relais servant à basculer la polarité du moteur. Une LED, D1, indique, le sens de rotation du moteur.

La régulation de la tension d'alimentation de l'électronique de la servo ainsi que de la servo proprement dite (1 A maximum) est l'affaire d'un régulateur à faibles pertes (*low drop*) du type L2940V5. On pourra, si la tension d'alimentation présente sur l'embase K2 dépasse 8 V, utiliser un 7805 classique. Il va sans dire

2



994005-12

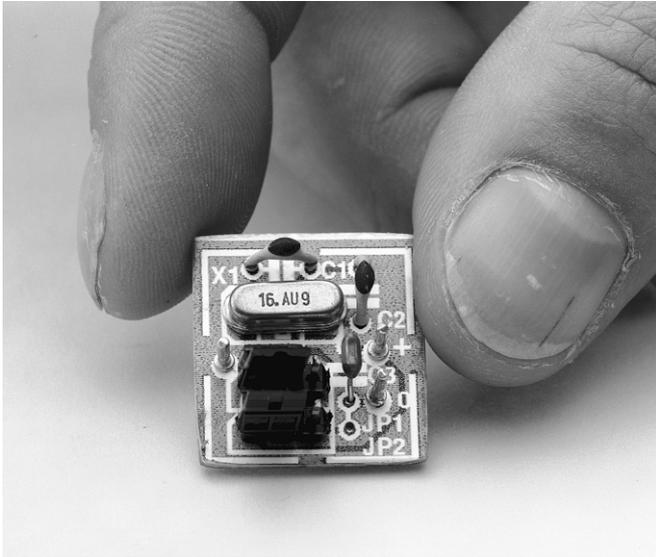
que l'alimentation du moteur se fait à partir de la tension non régulée, sachant que la charge maximale admissible par un BUK101 permet un courant de pas moins de 25 A.

On peut même envisager, en cas de prise en parallèle de 2 de ces transistors, un courant de 50 A. Le BUK100, qui supporte un courant de quelque 13 A est une alternative moins coûteuse au BUK101. Les relais doivent, en position repos, permettre la marche avant du moteur sachant que leur capacité de charge (de 12 à 16 A au maximum en règle générale) ne permet que de courtes périodes de mises en marche arrière. Il faut en tout état

de cause que le dessin de la platine réalisée pour ce montage soit prévu pour des courants d'une telle intensité. Il peut être nécessaire de devoir prévoir un étamage des pistes concernées voire leur renforcement à l'aide d'un conducteur soudé à même la piste. Le moteur devra être déparasité à l'aide de condensateurs céramique pouvant supporter une tension de service de 50 V. Cet antiparasitage se fait par la prise d'un condensateur de 10 pF par rapport au boîtier et d'un condensateur de capacité comprise entre 10 et 100 nF entre les connexions.

multiplicateur d'horloge

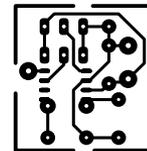
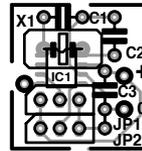
037



Les quartz oscillant à une fréquence supérieure à 20 MHz sont souvent taillés pour une résonance sur une harmonique. Il peut s'agir de la 3^{ème}, 5^{ème}, voire 7^{ème} harmonique. La fondamentale, fréquence de base dudit quartz, se situe, partant, à une fréquence respectivement 3, 5, ou 7 fois moindre. Il est peu probable qu'un oscillateur ayant été conçu pour une résonance à la fondamentale, travaille, en cas d'utilisation d'un quartz devant osciller sur une

harmonique, exactement et bien à la fréquence requise. On se trouve dans bien des cas confronté à des problèmes exigeant une modification de l'électronique au niveau de l'oscillateur.

Le circuit proposé ici, le ICS501M d'ICS, propose une solution ô combien pratique à tous ces genres de problèmes « cristallins ». Il fait en effet appel à un circuit intégré spécial qui intègre, outre un oscillateur, également un multiplicateur de fréquence piloté par PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de phase). La



Liste des composants

Condensateurs :
C1, C2 = 33 pF céramique
C3 = 100 nF céramique

Divers :

X1 = quartz entre 5 et 27 MHz
JP1, JP2 = embase mâle à 1 rangée de 3 contacts + cavalier

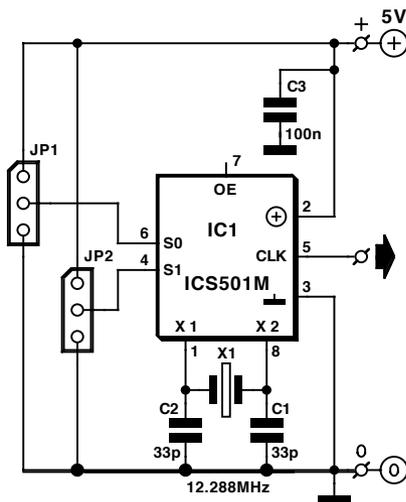
Semi-conducteurs :
IC1 = ICS501M

ROM qu'il comporte stocke pas moins de 9 facteurs de multiplication différents dont on choisira le bon par le biais d'une paire de broches de sélection, S0 et S1. Il est possible, dans ces conditions, de générer, à partir d'un quartz « basses-fréquences » relativement bon marché, des fréquences pilotées par quartz allant jusqu'à 160 MHz. Le signal d'horloge ainsi obtenu se caractérise par une gigue (*jitter*) très faible.

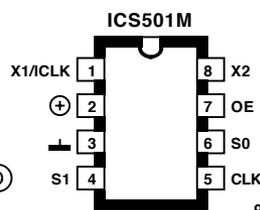
Le passage d'un facteur de multiplication à un autre se fait par le biais d'une paire de cavaliers qu'il faudra implanter selon les indications données dans le petit tableau ci-contre. La présence d'un « X » signifie absence de cavalier.

Nous avons conçu une platine au format timbre-poste, approche idéale pour la modification de circuits existants. La consommation de courant de notre « multiplicateur d'horloge » est de l'ordre de 20 mA.

On pourra, pour en savoir plus sur ledit composant, faire un tour sur Internet à l'adresse : www.microclock.com.



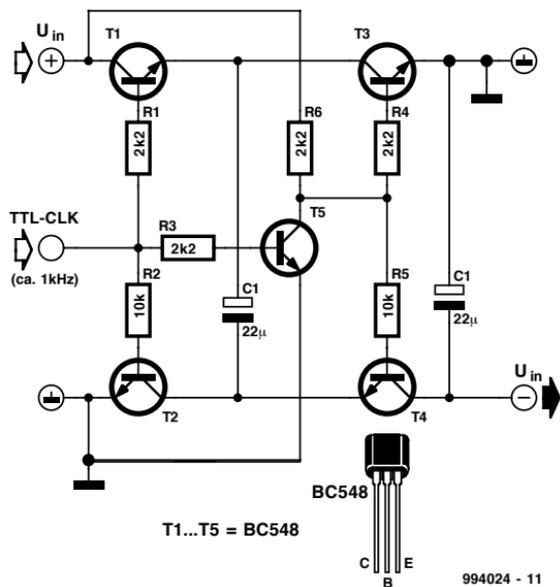
JP1	JP2		X1 min
0	0	4 x	20 MHz
0	x	5.3125 x	
0	1	5 x	
x	0	6.25 x	4 MHz
x	x	2 x	8 MHz
x	1	3.125 x	
1	0	6 x	
1	x	3 x	
1	1	8 x	



994067 - 11

inverseur de tension discret à transistors

038



994024 - 11

Gregor Kleine

Ce circuit démontre qu'il n'est pas toujours nécessaire de recourir à des circuits intégrés spéciaux pour engendrer une tension négative. Cinq transistors NPN universels permettent de réaliser un simple inverseur de tension à condition de disposer d'un signal d'horloge de niveau TTL.

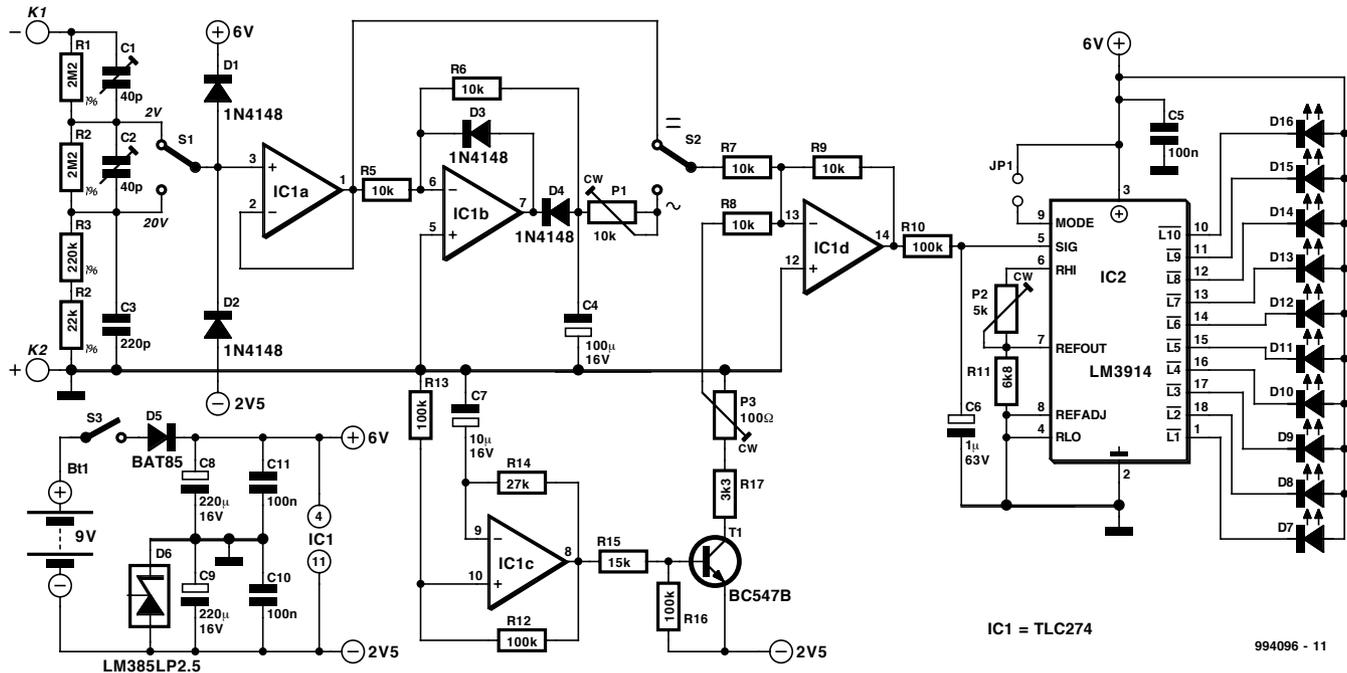
Durant le niveau haut de l'impulsion, T1 et T2 appliquent la tension d'entrée U_{in} , en général + 5 V, au condensateur C1. Pendant ce temps, T5 conduit, ce qui bloque les transistors T3 et T4. Durant le niveau bas, par contre, T5 est bloqué et la résistance de forçage R6 ouvre donc les transistors T3 et T4 par R4 et R5. La charge de C1 se partage donc entre C1 et C2. Comme le pôle positif de C2 est à la masse, le pôle négatif acquiert une tension négative par rapport à la masse.

La hauteur de l'impulsion doit atteindre + U_{in} , sinon T1 ne sera pas commuté. La fréquence des impulsions doit être située aux environs de 1 kHz et son rapport cyclique devrait être de 1:1. Il est possible de redéfinir la tension de sortie négative en modifiant ce rapport cyclique, mais elle sera toujours plus basse que lorsqu'il est 1:1.

(994024)

voltmètre CA/CC haute résolution à LED

039



Fritz Hueber

Les voltmètres à LED sont, dans les mondes du dépannage et de l'après-vente en particulier, des instruments de mesure de la tension très appréciés. Leur seul inconvénient est une résolution rela-

tivement faible, égale à 10% de la valeur de débattement à pleine échelle. Le petit instrument faisant l'objet de cet article atteint, grâce à une astuce toute simple, une résolution 2 fois meilleure tout en permettant de procéder à des mesures en BF (**B**asses **F**ré-

Caractéristiques techniques :

Plage de mesure	100 mV à 2 V, résolution 100 mV (CA/CC) 1 V à 20 V, résolution 1 V (CA/CC)
Plage de fréquences	10 Hz à > 10 kHz ± 0,2 dB -2 dB environ à 100 kHz
Impédance d'entrée	4,6 MΩ 20 pF environ
Alimentation	pile compacte 9 V
Consommation de courant	au repos : 5 mV max. 6 mA (mode point) max 20 mA (mode barre)

quences) avec une erreur faible.

La quasi-totalité des voltmètres à LED utilisent, comme circuit de commande (*driver*) de LED, le fameux LM3914 de National Semiconductor, un circuit intégré permettant de piloter un maximum de 10 LED. Dans le cas d'une valeur en fin d'échelle de 2 V, cela nous donne des « pas » de tension de 200 mV d'une LED à la suivante. Si l'on superpose, à la tension de mesure, une tension de signal rectangulaire d'une valeur égale, très exactement, à la moitié de la tension de pas (100 mV dans notre cas), on a allumage de la LED suivante dès que l'on dépasse le seuil ainsi défini. La résolution du voltmètre est, ainsi, doublée.

La **figure 1** nous donne le schéma du voltmètre à LED dimensionné pour les plages de mesure de 2 et 20 V. Le diviseur de tension pris à l'entrée du montage, commence par réduire de moitié (au 1/20^{ème} dans le second calibre) la tension de mesure sinusoïdale. Les condensateurs C1 à C3 assurent une compensation en fréquence du diviseur pour les fréquences allant jusqu'à au-delà de 10 kHz. Les diodes D1 et D2, associées à la paire de résistances R1+ R2, constituent le dispositif de protection classique à l'encontre d'éventuelles surtensions. La seule fonction de IC1a est de servir de convertisseur d'impédance.

On trouve ensuite, pour la mesure de tensions alternatives, un redresseur actif basé sur IC1b et caractérisé par une bonne linéarité.

En présence d'une demi-onde positive, l'amplificateur opérationnel se comporte comme un amplificateur inverseur à gain ($R5 = R6$) ordinaire. La sortie de IC1b devient négative, la diode D4 entre en conduction de sorte que le condensateur C4 peut se charger à la valeur de crête du signal d'entrée. Tout au long de la demi-période négative la sortie est positive, la diode D4 bloque, mais la contre-réaction reste maintenue de par la présence de la diode D3 devenue passante.

Si l'on a affaire à des tensions continues, on ponte tout simplement le redresseur à l'aide de l'inverseur S2.

IC1d, un amplificateur sommateur, sert à l'addition de la tension de mesure et de la tension rectangulaire. Il va falloir faire en sorte, vu que l'amplificateur sommateur inverse et que le circuit de commande des LED exige un signal positif, que les tensions d'entrée de IC1c soient négatives par rapport à la masse. Ceci explique la polarité inhabituelle du redresseur et des embases d'entrée.

Le circuit de commande de LED, IC2, est câblé de façon conventionnelle. On trouve, en amont de l'entrée (broche 5), un réseau de filtrage (R10/C6); le cavalier JP1 permet de définir le mode de fonctionnement : s'il se trouve en place le circuit travaille en mode barregraphe, s'il n'est pas implanté sur l'embase, le LM3914 se trouve en mode point (plus économique en courant). La broche 7 (REFOUT) met la tension de référence interne du circuit intégré, à savoir 1,25 V, à disposition; cette tension, ajustable par le biais de P2, détermine, au travers de l'entrée RHI, la sensibilité de l'affichage. Le courant fourni par REFOUT définit, de par la présence de P2 et de R11, à quelque 1,7 mA environ, le courant de LED. Il va sans dire qu'il faudra utiliser des LED à haut rendement (*high efficiency*).

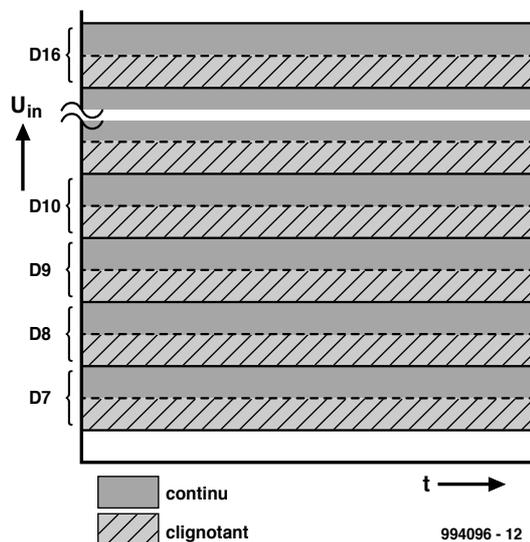
IC1c est le générateur de signal rectangulaire évoqué plus haut. Avec le dimensionnement choisi ici, il oscille à de l'ordre de 1,6 Hz. Il est possible, en jouant sur R14, d'adapter cette fréquence sur une plage relativement large. La sortie de l'oscillateur attaque le

transistor de commutation T1 qui, à intervalle régulier, transmet au diviseur de tension constitué par R17/P3, la tension négative de -2,5 V. On ajuste, par le biais de P3, la valeur exacte de la tension rectangulaire, signal superposé (ajouté), par l'entremise de R8, au signal de mesure. L'alimentation fait appel à une diode de référence, D6, une LM385LP2.5, chargée de faire en sorte que, même si le courant varie et que la tension de pile diminue, la ligne d'alimentation négative reste bien 2,5 V en-dessous du potentiel de masse. De ce fait, la tension aux bornes de P3 n'est pas influencée par l'état de la pile.

La diode D5 sert de protection contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation; il est fait appel, pour limiter au strict minimum la chute de tension qu'elle introduit, à une diode Schottky. La tension fournie par la pile pourra tomber jusqu'à de l'ordre de 5,5 V sans que cela n'ait d'influence dramatique sur la précision de l'affichage. Il n'a pas été prévu, pour des raisons d'économies d'énergie, de dispositif de signalisation de la présence de la tension d'alimentation, mais il est facile d'en réaliser un par l'adjonction d'une LED dotée de sa résistance de limitation de 2,2 kΩ prise entre la sortie de IC1d vers le plus de l'alimentation. Il faudra commencer, avant de pouvoir utiliser le voltmètre, par en effectuer la calibration. Le premier point de contrôle concerne le diviseur d'entrée. Pour ce faire, on branche un MultiMètre Numérique (MMN) à la sortie de IC1a et on applique une tension de 2 V (plus à l'embase K2!) entre les bornes de mesure. Si S1 se trouve en position 2 V, le MMN devrait afficher la moitié environ de cette valeur. Si l'on bascule S1 en calibre 20 V, le MMN devrait afficher très précisément le dixième (1/10) de la valeur affichée dans le cas précédent (calibre 2 V).

On procède ensuite au réglage en tension continue. On applique, après avoir mis S1 en position = et court-circuité provisoirement l'ajustable P3, une tension continue de 2 ou 20 V (mettre S1 dans la position correspondante) mesurée à l'entrée à l'aide d'un voltmètre de comparaison précis. On joue ensuite sur P2 jusqu'à obtenir, tout juste, l'allumage de la LED supérieure D16. Pour le réglage de P3 on élimine maintenant le court-circuit et on applique à l'entrée la moitié de la « tension de fin d'échelle », 10 V par exemple. On devrait dans ce cas-là avoir allumage de la LED 10 V, D11, seule (des LED D7 à D10 simultanément en mode barregraphe bien entendu). Si la LED supérieure suivante devait montrer des envies de clignotement on tournera P3 progressivement vers la masse jusqu'à ce que cette LED s'éteigne. On augmente ensuite à 11 V la tension d'entrée et on joue sur P3 jusqu'à obtenir, tout juste, l'allumage de la LED 12 V, D12. Une augmentation de la tension d'entrée à 12 V devrait se traduire par un allumage permanent de D12.

En mode point, on ne peut avoir, théoriquement, qu'une seule LED d'allumée à la fois. Il s'avère, dans la pratique, qu'en cas



994096 - 12

d'augmentation de la tension d'entrée de 10 vers 11 V, on aura tout d'abord allumage de la LED D10 puis clignotement de la LED D11. Ce n'est qu'après une nouvelle augmentation (faible) de la tension que les 2 LED se mettront à clignoter simultanément, la LED D10 s'éteignant ensuite. Le mode barregraphe est plus facile à lire, bien qu'il consomme plus d'énergie.

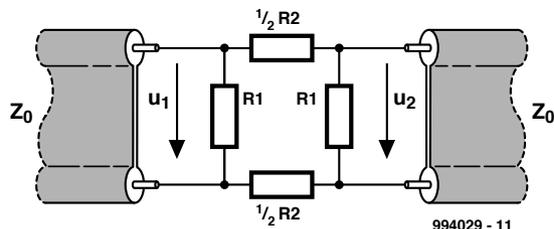
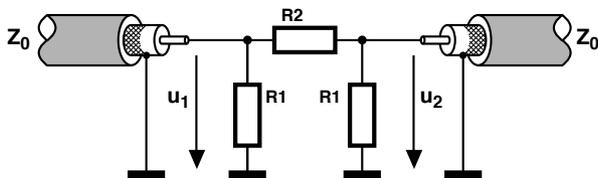
On commencera, pour l'étalonnage en tension alternative, par régler les ajustables C1 et C2. On mettra, pour ce faire, C1 à mi-course, branchera un générateur de signaux audio au point nodal de R1/R2 (masse à K2), basculera S1 en calibre 20 V et demandera un 100 Hz sinusoïdal au générateur. On relève, à l'aide d'un MMN (=) la tension continue présente aux bornes de C4 (ne devrait pas dépasser 1,4 V, S2 se trouvant en position ~). Tout en maintenant l'amplitude du signal du générateur à sa valeur d'origine, on fait passer à 10 kHz la fréquence du signal de test et on joue sur C2 jusqu'à ce que le MMN affiche la même valeur que celle relevée auparavant.

On connecte ensuite le générateur à K1, bascule S1 en calibre 2 V et reprend le processus de réglage décrit plus haut aux mêmes fréquences et par action sur C1. Il faudra, vu que les positions des 2 condensateurs ajustables s'influencent l'une l'autre, reprendre plusieurs fois l'ensemble de la procédure de réglage en tension alternative, C1 étant ajusté avec S1 en calibre 2 V et C2 avec S1 en calibre 20 V. Un diviseur étalonné correctement présente un comportement quasi-linéaire jusqu'à 10 kHz. Le réglage des condensateurs variables se fera impérativement à l'aide d'un tournevis bien isolé.

Il ne nous reste plus qu'à nous intéresser à la sensibilité. On applique, pour ce faire, un signal de 100 Hz bien défini à l'entrée et on fait en sorte, par action sur P1, d'obtenir l'affichage correspondant sur la rangée de LED. L'affichage rend la valeur efficace d'un signal sinusoïdal. Le voltmètre à LED est (enfin) prêt à remplir sa fonction.

atténuateur

040



994029 - 11

par Gregor Kleine

La réduction du niveau de signaux haute fréquence (HF) doit être effectuée de façon à ce que l'impédance de terminaison du câble (coaxial) soit correcte. Il se produit sinon une réflexion d'ondes entretenues le long du conducteur qui s'ajoutent aux ondes directes, provoquant des ondes stationnaires dans le câble. Cela signifie que le niveau du signal est beaucoup plus faible à certains

endroits mais deux fois plus élevé à d'autres qu'avec une terminaison correcte.

Les atténuateurs du type présenté ici permettent d'obtenir une bonne terminaison des deux côtés, c'est-à-dire une bonne adaptation du câble. Ils sont aussi utilisés pour fournir une certaine adaptation d'un côté lorsque la terminaison est mauvaise de l'autre.

À liaison symétrique, atténuateur symétrique. N'utiliser pour cela que la moitié de la valeur de R2 dans chaque liaison « chaude ».

Les formules indiquées donnent les valeurs de résistance suivantes de la série E96 pour des conducteurs 50 Ω et 75 Ω :

(994029)

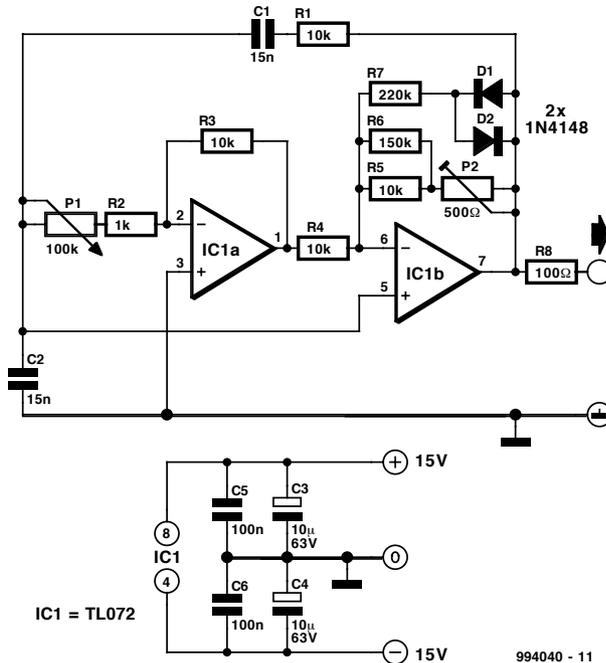
Atténuation	50 Ω		75 Ω	
	R1	R2	R1	R2
1 dB	909 Ω	5Ω62	1kΩ30	4Ω32
2 dB	475 Ω	10 Ω	619 Ω	18Ω2
3 dB	274 Ω	18Ω2	432 Ω	27Ω4
6 dB	150 Ω	35Ω7	221 Ω	56Ω2
10 dB	100 Ω	68Ω1	150 Ω	100 Ω
15 dB	68Ω1	150 Ω	110 Ω	200 Ω
20 dB	61Ω9	243 Ω	90Ω9	392 Ω

oscillateur réglable

041

Voici une configuration qui s'apparente fort, à première vue, au classique oscillateur à pont de Wien. Une variante quelque peu différente, pourtant, puisque l'accord ne dépend ici que d'un seul composant, avec l'avantage considérable qu'il ne requiert

pas de potentiomètre stéréo à tolérance étroite, mais qu'un potentiomètre simple ordinaire fait l'affaire. On se retrouve ainsi avec P1 comme réglage unique et dans le cas présent, la plage s'étend de 340 Hz à 3,4 kHz.



L'équivalent du pont de Wien se compose donc de $R1/C1$ et $R2+P1/C2$. Mais comme le célèbre facteur 3 d'atténuation n'est plus de mise, le critère d'oscillation à satisfaire réside dans la valeur du courant de réaction dans $R2+P1$. Un seul amplificateur opé-

rationnel ne nous suffit plus, nous devons faire appel à un étage inverseur, IC1b, dans lequel D1 et D2 ont pour tâche la stabilisation d'amplitude.

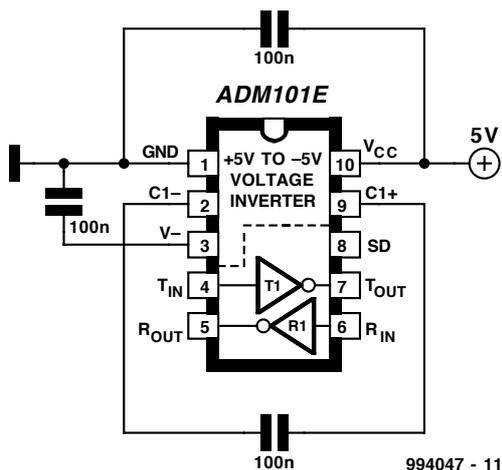
Au moment de déterminer les valeurs de chaque composant, on s'accordera à maintenir une certaine homogénéité entre $R4$ d'une part et $R5, R6, R7, P2, D1$ et $D2$ d'autre part. Le potentiomètre P2 est placé de manière à ce que la sortie ne soit pas soumise à la tension d'alimentation. Une disposition qui fournit la distorsion minimale, d'ailleurs le prototype nous a permis de mesurer moins de 0,1 %. À la recherche des meilleurs résultats, il est payant d'expérimenter quelque peu avec les valeurs de $R5$, la résistance parallèle $R6$ et $P2$. Pour régler la fréquence, on peut choisir P1 aussi bien linéaire que logarithmique, ce dernier fournit même une échelle plus « linéaire ». En théorie, la fréquence est prescrite par la formule $1/(2\pi R1 C1 \sqrt{\alpha})$, dans laquelle α remplace le rapport $(R2+P1)/R1$. En outre, $R3=R1$ et $C1=C2$.

L'honnêteté commande de mentionner que l'avantage de la simplicité de réglage s'accompagne d'un inconvénient. La fréquence d'oscillation présente une certaine dépendance à l'amplitude, que le dispositif de stabilisation mis en oeuvre ici ne peut complètement corriger. Dans les applications critiques, le montage de stabilisation D1/D2 doit céder la place à un vrai circuit de régulation d'amplitude.

La consommation de l'ensemble, sans charge, s'établit autour de 4 mA. Sous ± 15 V d'alimentation, la tension de sortie maximale se monte environ à $9,4 V_{\text{eff}}$. Avec l'amplificateur opérationnel utilisé ici, un TL072, le circuit fonctionne dès ± 5 V.

trancepteur RS-232

042



La puce ADM101E est un émetteur-récepteur monocanal intégré pour liaison RS-232, particulièrement adapté à la communication série dans les petits appareils tels que le téléphone mobile ou l'ordinateur de poche, pour lesquels une interface RS-232 complète n'est pas nécessaire puisqu'ils se contentent des lignes TX et RX. La particularité du circuit est qu'il s'alimente à une source **asymétrique** de + 5 V. La tension négative requise, il la crée sur la puce grâce à un inverseur, suivant la technique de la pompe de charge, pour laquelle seuls deux petits condensateurs extérieurs

de 100 nF (0,1 μ F) sont nécessaires. Ces condensateurs, comme tout composant de découplage, doivent malgré tout présenter une basse résistance série, ce qui conduit à l'emploi exclusif de modèles au tantale ou monolithiques à la céramique.

Appliquer un 1 logique à l'entrée d'arrêt, la broche 9, bloque la pompe de charge et place le CI en état de veille, caractérisé par une consommation inférieure à 5 μ A.

Mais même en service normal, ses besoins en courant sont minimes, l'usage de la technologie BiCMOS réduit la puissance consommée à 3 mW. Une protection interne permet aux entrées de résister à des surtensions au-delà de ± 30 V. En outre, toutes les broches sont protégées contre les pointes de tension électrostatique jusqu'à 2 kV.

L'émetteur convertit les niveaux d'entrée de 5 V en niveaux de sortie compatibles RS-232 ; la tension de sortie se monte en moyenne à $\pm 4,2$ V. Le récepteur traduit les signaux EIA-232 en niveaux logiques de 5 V. Les entrées sont munies, à l'intérieur, de résistances de 5 k Ω d'excursion basse. Le seuil de commutation garanti vaut entre 0,4 V minimum et 2,4 V maximum. Les entrées à trigger de Schmitt ont une hystérésis de 0,5 V, de quoi assurer une réception sans faute en toutes circonstances.

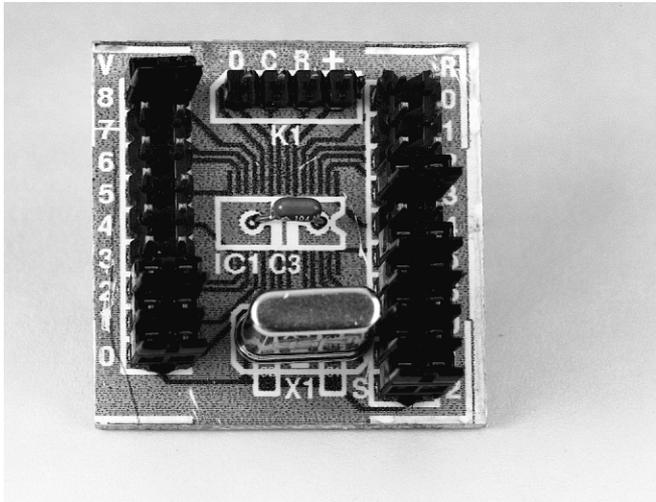
L'ADM101E est disponible en boîtier micro-SO à 10 broches, soulignant ainsi son aptitude privilégiée à s'intégrer au matériel portable. Le schéma l'illustre bien, cette puce n'a besoin que de très peu de composants externes.

(source : Analog Devices)

(994047)

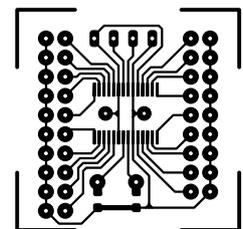
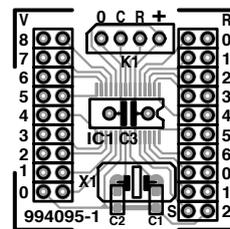
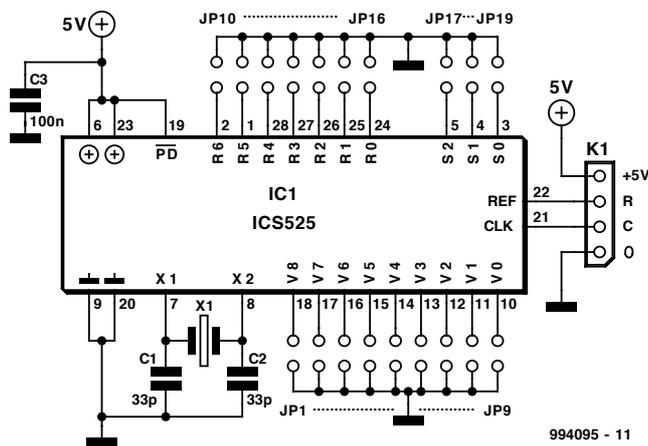
horloge à tout faire

043



système électronique. Le plus remarquable, c'est qu'OSCaR est en mesure (normal, pour un diapason !) de fournir quasiment toutes les fréquences courantes sans nécessiter de matériel ou de logiciel externe conséquent. Les divers facteurs et diviseurs applicables à la fréquence cristallisée sont en pratique commutables par la définition même des broches, alors que sur les circuits intégrés comparables, il y faut un protocole sériel transmis par un processeur supplémentaire.

Dans le schéma reproduit ici, nous avons conservé la même numérotation des cavaliers que dans la documentation originale du constructeur. Vous avez d'ailleurs tout loisir de l'interroger, que ce soit via Internet (<http://www.microclock.com>) ou par télécopie, pour connaître la position de ces cavaliers pour des fréquences d'entrée et de sortie données. Le **tableau** vous indique, à titre exemplatif, comment transformer une fréquence d'entrée de 12 MHz en une de 24,576 MHz à la sortie, avec une imprécision de conversion de 0 ppm (part par million). Mais toutes les combi-



Liste des composants

Topas Electronic Hannover)

Condensateurs :
C1, C2 = 33 pF céramique
CMS
C3 = 100 nF céramique

Divers :
X1 = quartz (cf. texte)
JP1 à JP19 = embase autosécable à 2 contacts + cavalier
K1 = embase autosécable mâle à 4 contacts

Semi-conducteurs :
IC1 = ICS525-01R (ICS -

Le circuit intégré ICS525 mis au point par la firme MicroClock a été conçu délibérément pour devenir un générateur de chronométrie absolument universel. Riche de ses 28 broches, la puce présentée en version CMS est parée d'un nom de théâtre, « OSCaR », par acronymie de *OSCillator Replacement*. L'ICS525 est capable de prendre la place de l'oscillateur d'horloge sur pratiquement tout

naisons sont acceptables. Si, autre exemple, vous partez d'une fréquence cristallisée de 10 MHz pour atteindre la même résultante de 24,576 MHz, la tolérance la plus serrée montera à 34 ppm. Il n'est donc pas inutile de demander à essayer plusieurs fréquences de cristaux.

Sur le projet de platine présenté ici, réaliser pareil oscillateur est vraiment aisé. L'idée est d'installer le circuit intégré et les condensateurs C1 et C2, en version CMS, sur la face inférieure du circuit imprimé. Comme le CI se localise précisément à la verticale du condensateur C3 situé sur la face opposée, le mieux est de souder C3 en premier et de limer avec précision ce qui dépasse des connexions pour en réduire l'épaisseur au mieux, avant d'y souder le CI.

La consommation de l'oscillateur s'élève à 15 mA.

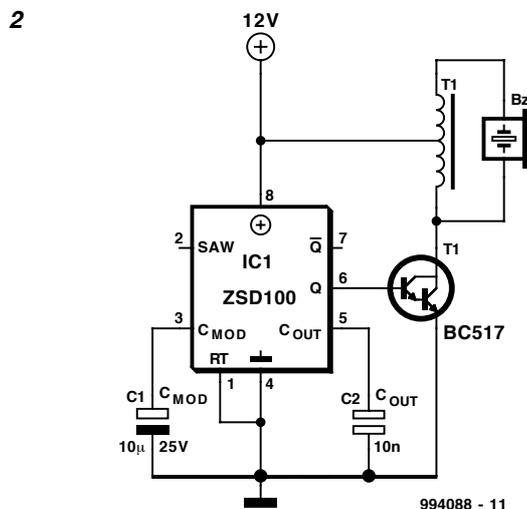
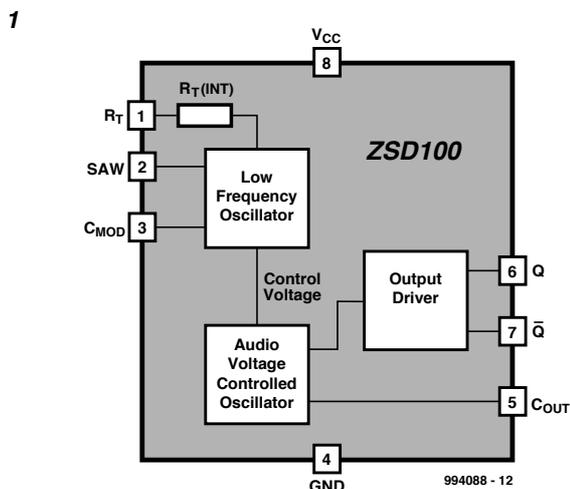
(994095)

INPUT FREQUENCY = 12 MHz														OUTPUT FREQUENCY = 24,576 MHz													
S2	S1	S0	R6	R5	R4	R3	R2	R1	R0	V8	V7	V6	V5	V4	V3	V2	V1	V0									
PIN 5	4	3	2	1	28	27	26	25	24	18	17	16	15	14	13	12	11	10									
1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0									
ERROR ppm = 0.0																											

994095 - 12

sirène à « 8 pattes »

044



Brochage du ZSD100

- | | | |
|---|-----------|---|
| 1 | R_T | Résistance optionnelle vers la masse pour une meilleure commande en fréquence de la modulation et de l'oscillateur de sortie. On pourra utiliser la broche R_T pour la mise hors-fonction du circuit en la mettant soit à la tension d'alimentation positive (V_{CC}) soit en laissant cette broche en l'air (non connectée). |
| 2 | SAW | Détermine la forme du signal de modulation. Si SAW reste en l'air, le signal sera symétrique (triangle), si on relie cette broche à la broche C_{MOD} on aura une « vraie » dent de scie. |
| 3 | C_{MOD} | Le condensateur pris à la masse (0,1 à 100 mF) définit la fréquence du signal de modulation. |
| 4 | GND | Masse |
| 5 | C_{OUT} | Le condensateur pris à la masse (0,1 à 100 mF) définit la fréquence centrale de l'oscillateur de sortie. |
| 6 | Q | Sortie non inverseuse du circuit de commande |
| 7 | \bar{Q} | Sortie inverseuse du circuit de commande |
| 8 | V_{CC} | Tension d'alimentation, entre 4 et 18 V |

La société Zetex Semiconductors (distribuée, entre autres, par Conrad (RFA) et Farnell) propose, sous la dénomination de ZSD100, un circuit de commande pour sirène dont les domaines d'application premiers sont les alarmes domestiques et l'automobile. Il génère, appuyé uniquement par une paire de condensateurs, un transistor darlington bon marché et un transducteur tel qu'un résonateur piézo-électrique, un signal à balayage de fréquence d'un niveau abasourdissant (120 dB !). Le circuit intégré intègre, comme le montre la **figure 1**, un générateur de signal rectangulaire dont la fréquence se situe dans le

domaine audible, signal piloté par un générateur de dents de scie. La dent de scie balaie la plage des fréquences de sortie (excursion 2:1) une fois par seconde. Les fréquences des 2 oscillateurs dépendent de résistances interne (61,5 k Ω) et externe R_T (< 1 M Ω) et de condensateurs pris aux sorties C_{MOD} et C_{OUT} . Le circuit de commande (driver) de la sortie comporte 2 sorties, l'une inverseuse l'autre non-inverseuse.

Le schéma de la **figure 2** donne l'application la plus simple du ZSD100, à base de résonateur piézo-électrique. Si l'on envisage d'utiliser un haut-parleur dynamique de 6 Ω , celui-ci sera pris dans un pont en H, c'est-à-dire attaqué symétriquement. Il faudra, dans ce cas-là, donner une valeur faible à R_T , voire mettre directement à la masse la broche concernée.

Le circuit intégré consomme, en fonctionnement, un courant de 25 mA, courant qui tombe à 1 μ A seulement lorsqu'il est en veille. Il s'accommode d'une large plage de températures, puisqu'elle est donnée pour aller de -40 à + 125 °C. La sortie peut fournir, à 1,4 V, un courant de 5 mA et en drainer un de 0,5 mA. On pourra expérimenter à loisir tant que l'on ne sort pas du domaine des valeurs préconisées pour les résistances et les condensateurs. On pourra calculer les fréquences de modulation et de sortie en s'aidant des 2 formules suivantes :

$$f_{MOD} = 2850/[C_{MOD}(61,5 \text{ k} + R_T(\text{EXT}))]$$

et

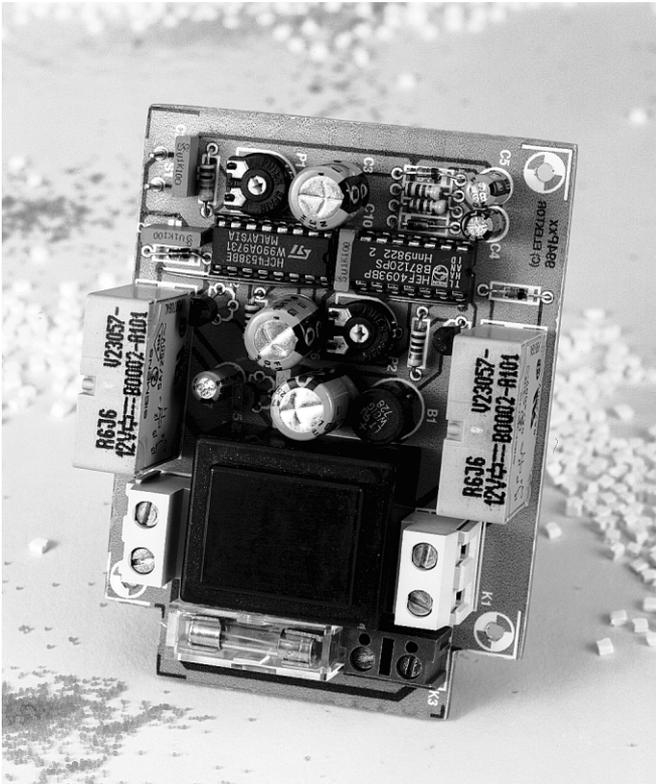
$$f_{OUT} = 1710/[C_{OUT}(61,5 \text{ k} + R_T(\text{EXT}))],$$

formule dans laquelle l'unité de capacité des condensateurs est le μ F et celle des résistances le k Ω .

(994088)

automate de luxe pour petit coin

045



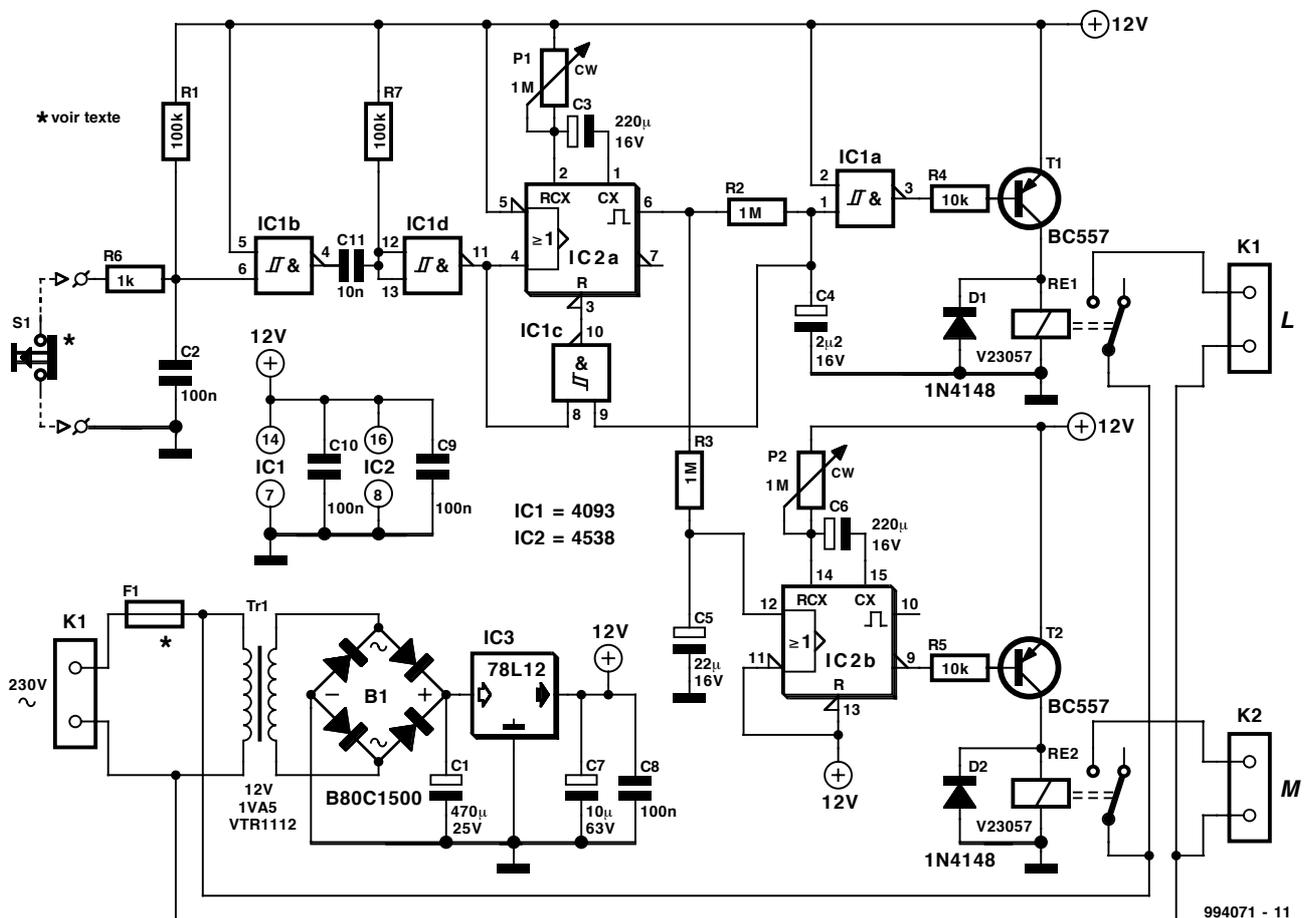
Voici donc un robot électronique propre à veiller autant à l'allumage et à l'extinction des feux qu'à la ventilation des lieux, un montage qui fait preuve d'écologie et d'économie d'énergie.

Il compte deux relais. Le contact de Re1 constitue l'interrupteur d'éclairage et celui de Re2 commande le ventilateur. Le raccordement en série passe successivement par K1 et K2. De l'autre côté du schéma, S1 sert de capteur. Il s'agit d'un relais à lames souples (*reed*) qui, pour les besoins de la cause, se loge dans le chambranle, tandis que la porte est dotée d'un minuscule aimant, de manière telle que, porte close(t), de l'intérieur ou de l'extérieur, peu importe, les lames du relais entrent en contact.

Voyons à présent l'électronique située entre ce capteur et les deux autres relais. À l'ouverture de la porte, et donc des contacts de S1, la sortie de IC1b, qui était basse, passe au niveau haut et, via l'inverseur IC1d, déclenche le monostable IC2a. Pendant la période d'activation de ce multivibrateur, le relais Re1 est excité par l'intermédiaire de IC1a et T1 et le petit droit est éclairé. Le temps maximum d'allumage dépend du réglage de P1.

À partir de la sortie de IC2a et après une période d'environ 10 secondes, déterminée par R3 et C5, un second monostable, IC2b, se déclenche, lequel, par le truchement de T2, met en route le ventilateur. La constante de temps de IC2b est, elle aussi, réglable par les soins de P2. On comprend d'ailleurs qu'il est logique de conférer à cette période une durée plus longue que la première, de manière à prolonger le rafraîchissement des lieux, après l'extinction de la lumière.

En sortant, on ouvre encore les contacts de S1, si bien que IC2a va détecter un second flanc positif et revenir à zéro, de quoi



Liste des composants

Résistances :

R1,R7 = 100 k Ω
R2,R3 = 1 M Ω
R4,R5 = 10 k Ω
R6 = 1 k Ω
P1,P2 = 1 M Ω ajustable

Condensateurs :

C1 = 470 μ F/25 V radial
C2,C8,C9,C10 = 100 nF
C3,C6 = 220 μ F/16 V radial
C4 = 2 μ F/16 V radial
C5 = 22 μ F/16 V radial
C7 = 10 μ F/16 V radial
C11 = 10 nF

Semi-conducteurs :

D1,D2 = 1N4148
T1,T2 = BC557

IC1 = 4093
IC2 = 4538
IC3 = 78L12

Divers :

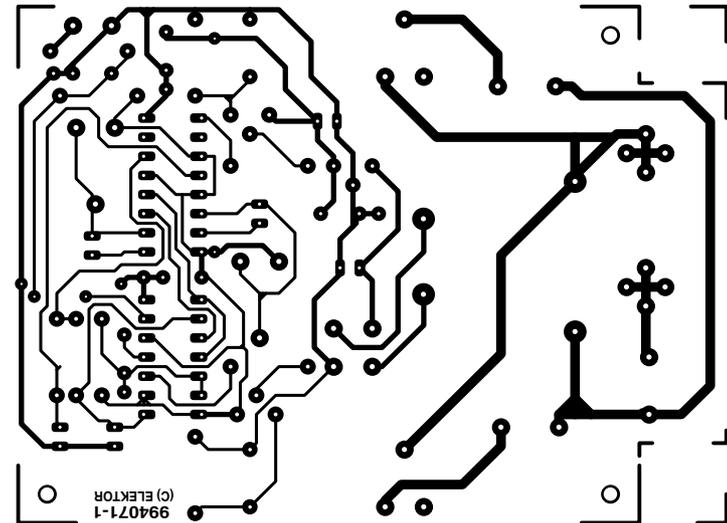
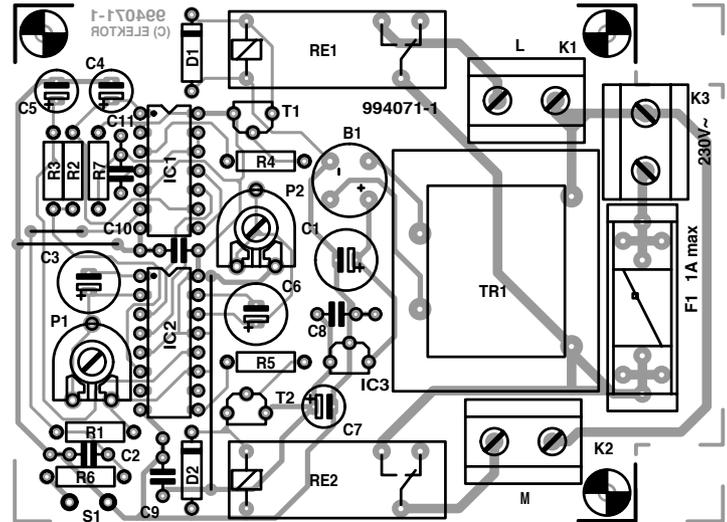
K1 à K3 = bornier encartable
à 2 contacts au pas de
7,5 mm
S1 = contact ILS (reed) avec
aimant
B1 = B80C1500 (rond)
F1 = porte-fusible avec
fusible 1 A
Tr1 = transformateur secteur
12 V/1,5 A, tel que, par
exemple, VTR1112
Re1,Re2 = relais unipolaire
12 V tel que, par exemple,
V23057-B0002-A101
boîtier, IP55 (Sarel) par
exemple

débrancher le luminaire. Mais le réseau RC, composé de R2 et C4, procure encore un petit rabiot de clarté, question de ne pas plonger le visiteur dans l'obscurité alors que la porte n'est pas encore ouverte.

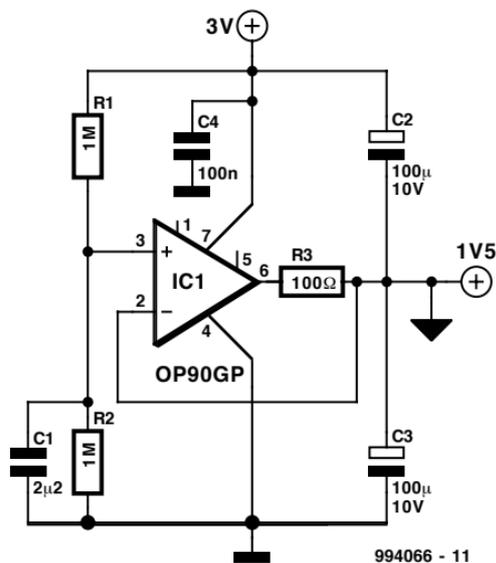
De par sa constitution, le monostable retombe inévitablement après l'écoulement de la période instituée par P1 et la lumière disparaît dans le local, occupé ou non. Cela peut sembler un inconvénient à qui aime profiter de la tranquillité des lieux pour une lecture approfondie du journal, à l'aise. Il devra en effet se résoudre à entrouvrir la porte de temps à autre. L'avantage, c'est que les enfants, ou les distraits, qui oublieraient d'éteindre ou laisseraient la porte ouverte en sortant n'occasionneront plus de consommation inutile.

Conçue tout spécialement pour ce montage, une belle platine, à caser de préférence sous boîtier plastique, est disponible. Vous pouvez l'installer à proximité de l'éclairage et l'alimenter par le circuit de lampe ou celui du ventilateur, s'il y en a déjà un.

(994071)



diviseur de tension 3 V 046



Les circuits électroniques à n'utiliser qu'une seule tension (asymétrique) de 3 V en tant que tension d'alimentation sont de plus en plus nombreux. Un certain nombre d'entre eux, l'« amplificateur d'instrumentation sous 3 V » décrit ailleurs dans ce numéro par exemple, nécessitent cependant, pour fonctionner correctement un point de masse virtuel se trouvant à la moitié de la tension d'alimentation. C'est là la fonction du montage décrit dans le présent article. Ce diviseur de tension (*splitter*) 3 V sans prétention divise, par le biais d'un diviseur de tension à haute impédance, $R1/R2$, la tension d'alimentation pour l'amener à la moitié de sa valeur avant de la tamponner ensuite par le biais d'un amplificateur opérationnel. Comme IC1 est un amplificateur opérationnel qui ne peut pas prétendre être ultra-rapide, on a doté sa sortie d'un découplage, sous la forme du diviseur capacitif C2/C3, de manière à garder l'impédance du point de masse virtuel à une valeur faible et ce sur un spectre de fréquences aussi étendu que possible. On se trouve en fait, de par la réinjection sur l'entrée inverseuse de IC1 de la tension présente au point nodal C2/C3/R3, en présence d'un émetteur-suiveur tout ce qu'il y a de plus classique. La résistance R3 est chargée de stabiliser le processus de régulation.

Le montage est en mesure de stabiliser un courant de ± 2 mA sans le moindre problème. La consommation de courant reste très faible en raison de la faible consommation intrinsèque de l'amplificateur opérationnel utilisé, un OP90, et des valeurs élevées des résistances R1 et R2. Nous avons mesuré, hors-charge, une consommation de $13 \mu\text{A}$, 12% de cette intensité environ, $1,5 \mu\text{A}$,

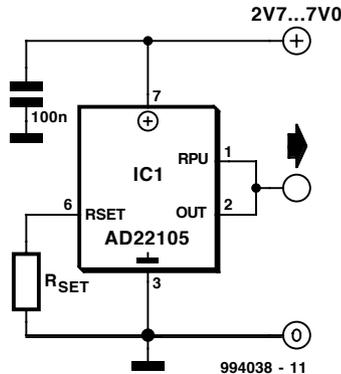
étant à mettre au compte de R1/R2.

Une remarque en guise de conclusion : l'OP90 se contentant d'une tension d'alimentation de 1,6 V, notre diviseur de tension continuera de fonctionner sans problème même en cas de diminution de la tension fournie par la pile.

(994066)

C.I. thermostat (2)

047



Gregor Kleine

Analog Devices propose le composant AD22105 comme circuit intégré thermostat à programmation universelle. Un capteur de température, un comparateur de valeur de consigne à hystérésis et un étage de sortie sont réunis dans le même circuit intégré (C.I.). Une seule résistance de programmation externe R_{set} suffit à régler la commutation exacte du AD22105 à la température choisie dans la plage allant de -40 à $+150$ °C. La formule de calcul de R_{set} est :

$$R_{set} = [39 \text{ M}\Omega / (T_{set}/1 \text{ °C} + 281,6)] - 90,3 \text{ k}\Omega.$$

On obtient par exemple $47\text{k}\Omega$ à 0 °C, $36 \text{ k}\Omega$ à 25 °C ou $12 \text{ k}\Omega$ à 100 °C. Le comparateur interne commute lorsque la température ambiante dépasse la valeur de consigne. L'erreur maximale est de ± 2 °C (Température = 25 °C) et ± 3 °C sur toute la plage de température. L'hystérésis, qui empêche les enclenchements et

déclenchements trop fréquents est intégrée au composant et réglée d'usine à une valeur nominale de 4 °C. Le composant AD22105 fonctionne avec une tension d'alimentation de $+2,7 \text{ V}$ à $+7,0 \text{ V}$. La puissance dissipée n'est que de $230 \mu\text{W}$ à $3,3 \text{ V}$ ce qui rend négligeable l'erreur causée par l'auto-échauffement de la puce. Ces caractéristiques la rendent particulièrement apte à fonctionner dans des appareils sur batteries.

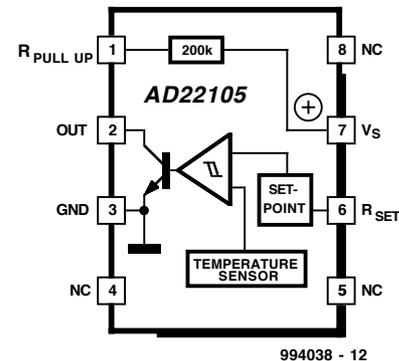
La sortie OUT est constituée d'un transistor NPN à collecteur ouvert dont l'émetteur est à la masse. La broche 1 permet de raccorder une résistance de forçage de $200 \text{ k}\Omega$ à V_s (broche 7). Le transistor s'ouvre lorsque la température dépasse le seuil spécifié. Il est possible de raccorder directement des LED à faible consommation et des entrées CMOS. Le AD22105 est livré en boîtier SO8.

Consulter le site Internet d'Analog Devices à l'adresse :

<http://www.analog.com>

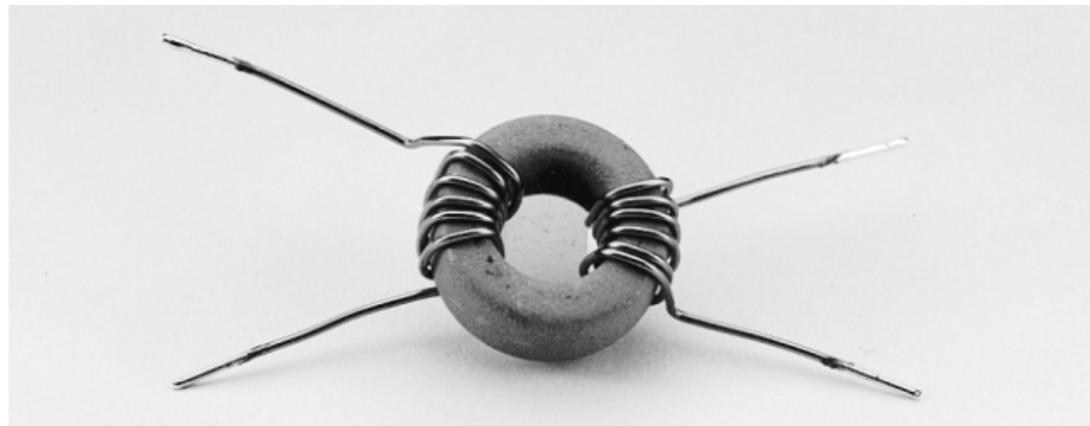
pour de plus amples informations.

(994038)

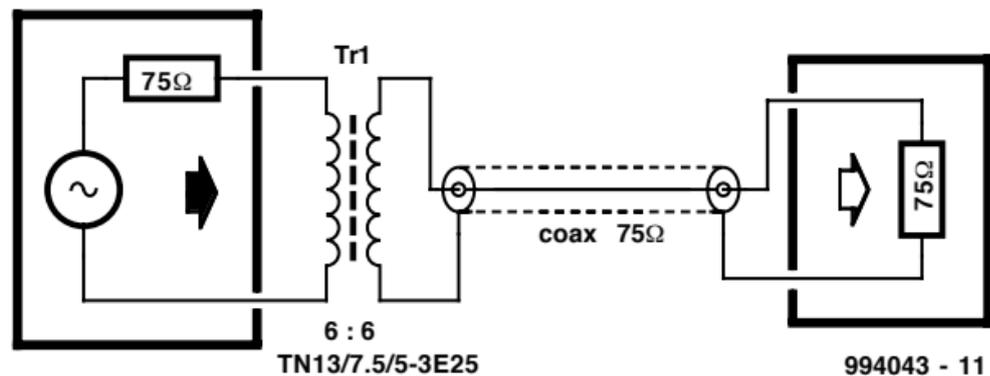


transformateur de séparation pour S/PDIF

048



Soyons clair : le transformateur séparateur décrit ici n'a rien à voir avec l'isolation par rapport au secteur, laquelle serait parfaitement insuffisante. Il n'en reste pas moins un excellent moyen de prévenir l'apparition de boucles de masse ou de tensions indésirables à l'entrée des appareils. Prenons un exemple : il nous faut raccorder un enregistreur DAT ou MiniDisc à un PC dont la carte sonore est équipée d'une entrée S/PDIF, alors que l'ordinateur n'est pas mis à la terre. Le filtre secteur, à l'entrée de l'alimentation du PC, envoie au boîtier la moitié de la tension du secteur, donc à la borne



de masse de l'entrée son. On peut éviter de transmettre à l'enregistreur cette tension de perte grâce à un petit transformateur inséré dans la liaison coaxiale.

Pareil petit transformateur sous 75 Ω pour S/PDIF est facile à réaliser soi-même. Pour éviter de réduire la bande passante, il faut choisir un très bon facteur de couplage (faible réactance inductive) et un noyau à haut coefficient μ_r . Nous avons choisi un petit noyau torique (13×5,4 mm) de Philips, du type TN13/7,5/5-3E25

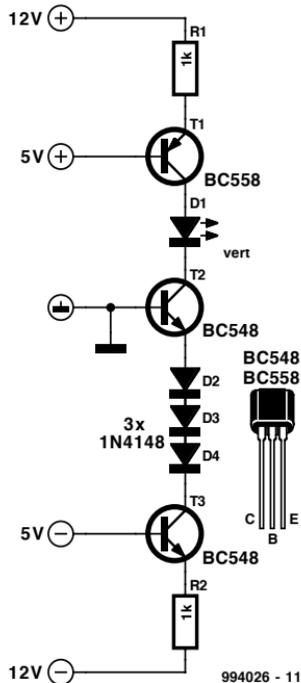
dont le μ_r affiche 4 500. Sur cet anneau viennent se superposer les enroulements primaire et secondaire, chacun composé de 6 spires de fil de cuivre isolé (CuL) de 0,5 mm. Il y faut environ 14 cm de fil par bobinage. L'isolation peut se faire à l'aide de toile isolante ou d'une feuille synthétique.

Si l'on ne dispose pas de fil verni et qu'on emploie du fil à isolation plastique plus épaisse, on peut bobiner ensemble les deux enroulements, ce qui leur confère un plus haut facteur de couplage et une bande passante un peu plus large. Mais avec la méthode normale, elle s'étend déjà de 50 kHz à 17 MHz, c'est plus que suffisant pour une liaison S/PDIF.

Mieux vaut placer le transformateur à la sortie de la source de signal. La raison en est que ses impédances d'entrée et de sortie ne font pas exactement 75 Ω. Si le transformateur se trouve en tête du coaxial et qu'à l'autre bout le PC est correctement accordé sur 75 Ω, cela ne portera aucun préjudice au principe de la transmission.

afficheur de tension de fonctionnement

049



Gregor Kleine

Cette surveillance très simple de la tension de fonctionnement de systèmes alimentés en + 5 V, -5 V, + 12 V et -12 V ne nécessite que trois transistors, deux résistances, trois diodes et un « afficheur » LED, une simple LED en fait.

Les circuits de surveillance ordinaires appliquent chaque tension de fonctionnement à un comparateur dont le ET logique de sortie est envoyé à l'afficheur « Tension d'alimentation OK ». Il est possible de recourir à des composants moins coûteux en n'affichant que la présence des tensions. Cette solution ne permet donc pas de surveiller exactement leur valeur.

Les transistors T1 et T3 constituent, à l'état normal, une sorte de sources de courant constant fournissant 6,3 volts (= 12 V - 5 V - 0,7 V) aux bornes de R1 ou R2. Le courant constant est, dans ces conditions, égal à 6,3 mA. Il passe alors par la LED D1, si tant est que les tensions soient toutes les quatre présentes, car le transistor T2 monté base commune se bloquerait si, par exemple, la tension négative de 12 V était absente. Si la tension -5 V manque, T3 est conducteur à plein, mais la diode base-émetteur de T2 n'étant plus polarisée, T2 est bloqué, ce qui éteint la LED D1.

(994026)

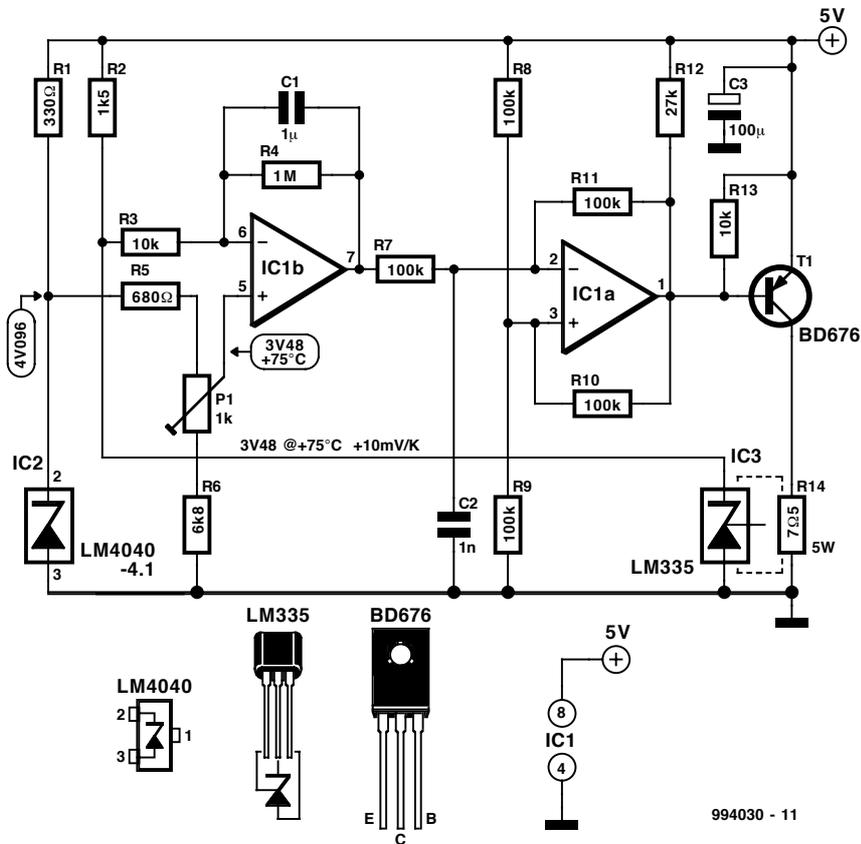
stabilisation de la température d'un four à quartz

050

par Gregor Kleine

Pour obtenir des résultats très précis sans influence de la température, on peut mettre le circuit étudié dans un four dont la température interne est maintenue constante après une courte période de chauffe. Cette méthode fonctionne bien lorsqu'on choisit la

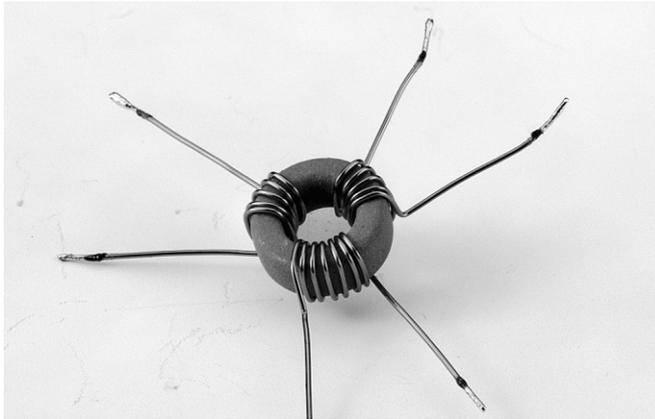
valeur de température du four au-dessus de la température ambiante la plus élevée, car les corps de chauffe sont bien incapables de servir de refroidisseur. La méthode du four décrite ici est utilisée par exemple pour les oscillateurs (quartz) et les filtres SAW (*Surface Acoustic Wave*, onde acoustique de surface) qui présentent une forte dépendance de la température.



Le circuit comporte l'élément de chauffage R14 couplé thermiquement au capteur de température IC3. Ce capteur fournit +3,48 volts à +75 degrés Celsius. Cette tension croît de 10 mV par degré Celsius pour les températures plus élevées. IC1, un LM 392, contient un amplificateur opérationnel (broches 5, 6 et 7) et un comparateur (broches 1, 2 et 3). Cet amplificateur opérationnel fonctionne comme amplificateur de gain 100 et fournit une tension d'erreur en fonction de la déviation par rapport à la température de consigne définie au moyen de P1. La zone d'ajustement de température par P1 s'étend de +55 à +105 degrés Celsius. Le diviseur de tension constitué de R5, P1 et R6 se trouve à une tension de 4,096 volts stabilisée en température fournie par une source de tension de référence (IC2). La tension d'erreur attaque par R7 l'oscillateur dont se sert le comparateur de IC1. Elle modifie le taux d'impulsions de sorte que l'élément de chauffage R14 soit alimenté plus longtemps par le transistor de puissance T1 lorsque la température est trop basse.

séparateur multiple pour S/PDIF

051



Et si je veux envoyer la sortie numérique de mon lecteur de CD simultanément vers deux appareils ? Les lecteurs fidèles d'Elektor savent qu'il existe, pour ce faire, des circuits actifs. Mais quand on veut un moyen simple et bon marché, on se tourne vers un répartiteur passif.

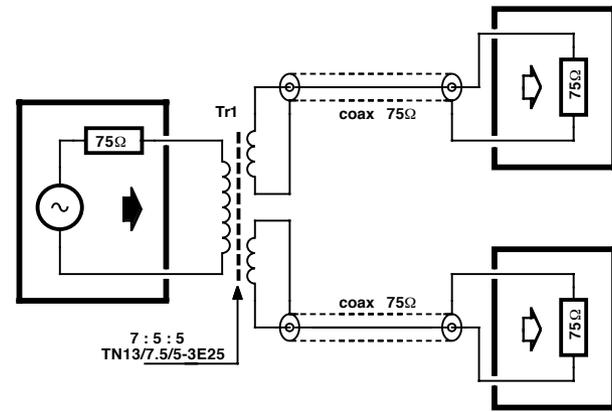
Le séparateur se compose uniquement d'un petit transformateur, facile à bobiner sur un noyau torique du type TN13/7,5/5-3E25. On bobine du fil de 0,5 mm CuL (cuivre verni). Au primaire, 7 spires et deux secondaires de 5 spires chacun. La bande passante de ce transformateur va de 40 kHz à 16 MHz. Lorsque les deux sorties sont chargées, la tension de sortie se monte à 0,33 V_{pp}. Si l'une d'elles n'a pas de charge, elle s'élève même à 0,43 V_{pp}, du fait que l'impédance primaire s'en trouve relevée et, du coup, la

sortie numérique moins chargée.

Un inconvénient du système passif, c'est que sa tension de sortie se situe 34 % sous la prescription de la norme, dont la plupart des entrées S/PDIF se moquent bien, mais un petit essai préalable, à l'aide d'un diviseur potentiométrique, vous donnera plus d'assurance. Il suffit, par exemple, de prendre pour R1 une valeur de 50 Ω et 187,5 Ω pour R2.

Encore une petite indication, insérez le petit transformateur côté source numérique, de manière à moins perturber l'impédance de la ligne de transmission.

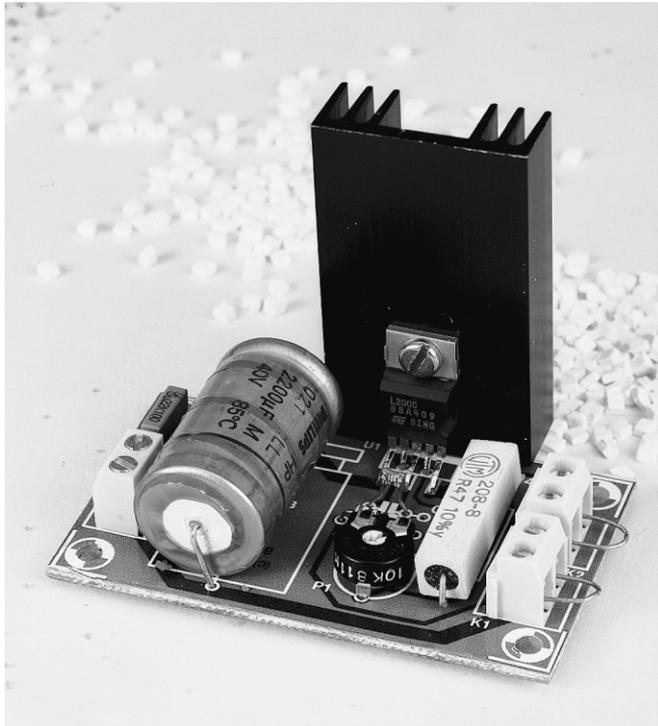
(994044)



994044 - 11

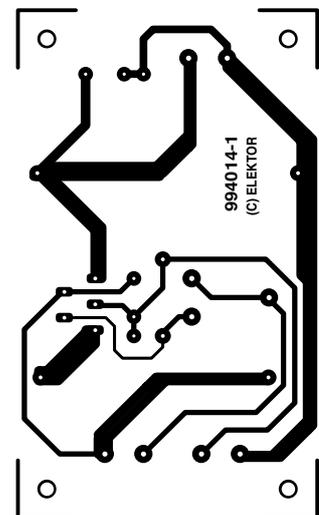
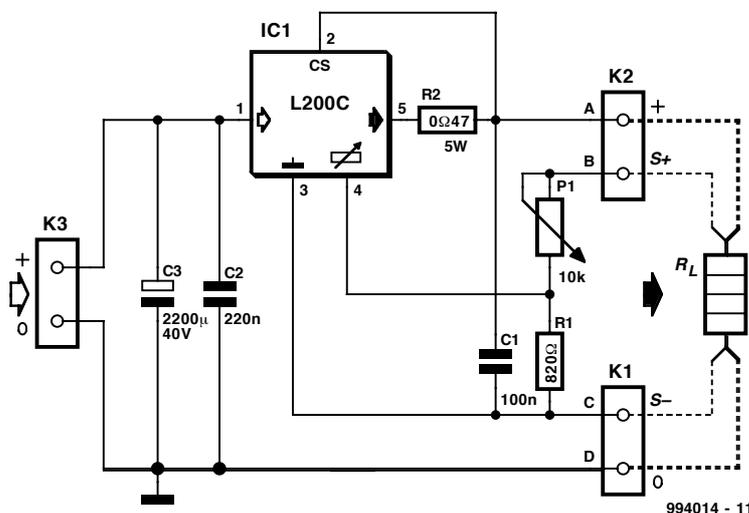
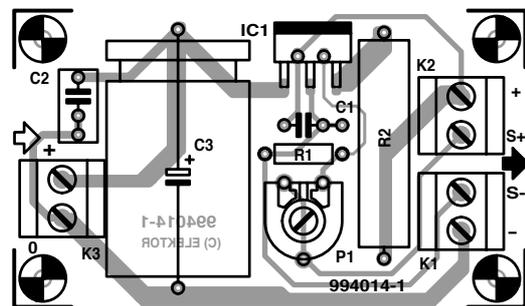
alimentation réceptive

052



pour les équiper en ce sens(e). Pour ce bon vieux régulateur L200, que l'on retrouve sur le schéma, c'est l'enfance de l'art. Les bornes A et D sont les sorties ordinaires, tandis que B et C servent d'entrées de rétroaction.

La tension de sortie vaut $2,77 \times (1 + R_{\text{potentiomètre}} / R1)$. Prendre une résistance R2 en série avec les broches de sortie permet de réaliser une limitation de courant. La formule suivante donne le courant maximum débité : $I = 0,45/R2$. En entrée, le circuit tolère des tensions jusqu'à 40 V et en sortie, le courant peut atteindre 2 A. Le circuit L200 contient sa propre sécurité contre l'excès de température. Ce qui n'empêche qu'il aura besoin d'un radiateur s'il doit dissiper une forte puissance. La platine illustrée est dis-



Il est des cas où la tension de sortie d'une alimentation doit vraiment être indépendante du courant qu'elle fournit. C'est surtout quand ce débit subit de fortes variations que la question est de taille.

Si vous avez la chance de la connecter par des conducteurs de 5 cm de long, pas de souci, un bon régulateur abattra le boulot sans broncher. Mais en pratique, chacun sait que la charge est le plus souvent située bien plus loin. Or, monsieur Pouillet assure que chaque fil présente une résistance déterminée qui occasionne donc inévitablement une chute de potentiel, elle-même fonction du débit. La stabilisation en est entravée et la seule manière de lui rendre son efficacité, c'est de la doter d'une ligne de contrôle (*sense*) indépendante pour « prendre le pouls » à même la charge. Toutes les alimentations ne sont pas réceptives, dotées d'une telle entrée de contrôle, et il faut souvent un dispositif assez complexe

possible aux sources habituelles. Avec elle, la construction de l'alimentation n'est plus qu'une amusette.

(994014)

Liste des composants

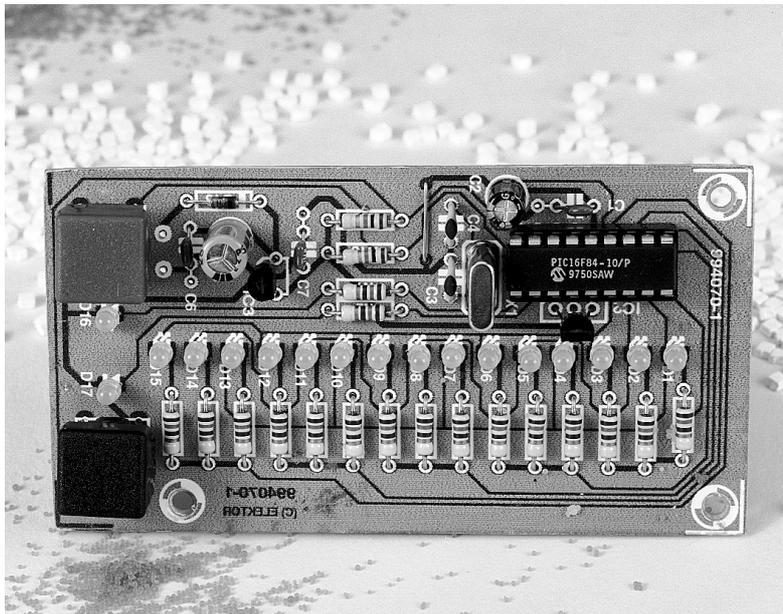
Résistances :
 R1 = 820 Ω
 R2 = 0,47/5 W
 P1 = ajustable 10 kΩ

Condensateurs :
 C1 = 100 nF

C2 = 220 nF
 C3 = 2 200 µF/40 V

Divers :
 K1 à K3 = bornier encartable
 au pas de 5 mm
 IC1 = L200 (ST
 Microelectronics)
 radiateur pour IC1

thermomètre Mini-Maxi d'intérieur 053



Uwe Reiser

Bien que le thermomètre Mini-Maxi d'intérieur dont la **figure 1** donne le schéma ne comporte que fort peu de composants, il n'en permet pas moins une mesure de température précise et ce à une résolution de 0,5 K et sur une plage d'affichage de 30 K; il signale la sortie, d'un côté ou de l'autre, de la plage de mesure et mémorise les valeurs minimale et maximale atteintes. Le « res-

ponsable » de cette multiplicité de fonction est un microcontrôleur du type PIC16F84 qui aura été doté du programme en assembleur THER15. Le microcontrôleur programmé est disponible auprès des adresses habituelles (**EPS996514-1**), mais nous proposons également à l'intention de ceux qui voudraient programmer eux-mêmes leur PIC ou entreprendre des modifications du programme, le code source sur disquette (**EPS996020-1**). La disquette comporte également une description exhaustive (en allemand) du logiciel ainsi qu'un tableau de calcul permettant la conversion du rapport cyclique d'entrée en un affichage de température.

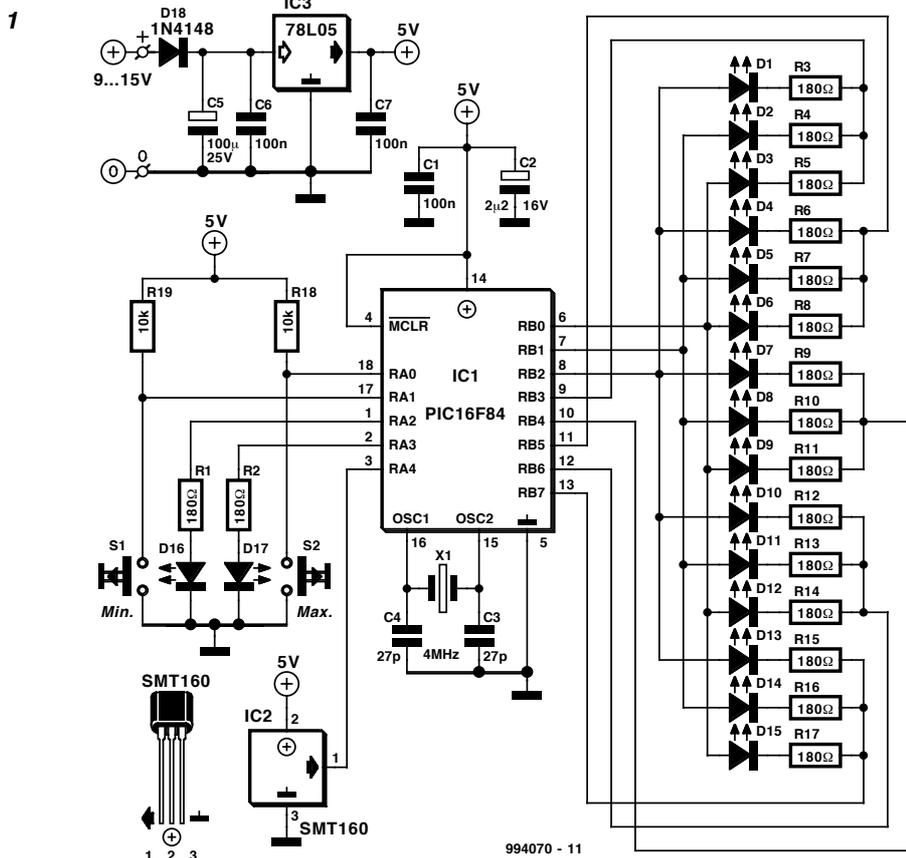
Le capteur de température est un SMT160 (de chez Smartec-NL), (cf. également l'adresse Internet : www.hy-line.de/Sensor/);

ce composant ne convertit pas, comme d'habitude, la température en une tension proportionnelle, mais en fait un signal à MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion = PWM = *Pulse Width Modulation*) permettant de connaître la valeur de la température. Cette approche permet de se passer de convertisseur A/N.

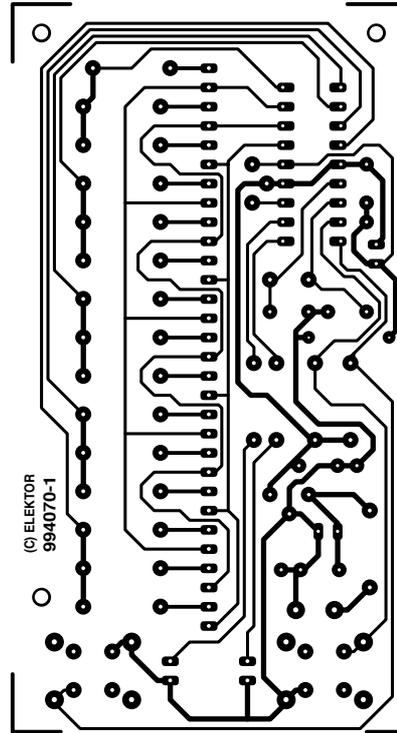
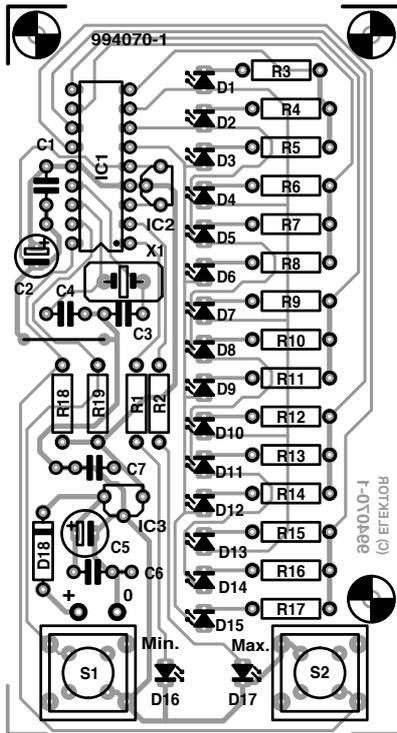
Pour pouvoir mémoriser les valeurs minimale et maximale sans risquer de les perdre en cas de disparition de la tension d'alimentation, il nous faut utiliser un microcontrôleur PIC doté d'une mémoire EEPROM intégrée. L'affichage de la température pourra se faire par le biais d'une rangée de quinze LED (D1 à D15) que l'on pourra utiliser pour couvrir une double plage de température, de 0 à 15 °C et 16 à 30 °C. Les LED D16 et D17 visualisent la plage de température concernée. L'allumage

de 2 LED consécutives correspond au demi-degré s'intercalant entre les 2 valeurs concernées. Les rangées de LED sont démultiplexées en 5 groupes de 3 LED, ce qui permet de n'utiliser qu'un seul port pour la commande des 15 LED. Le circuit fournit les données de température à une fréquence de 67 Hz. Tant que la température correspond à une valeur entière les 2 données successives sont identiques de sorte que l'on aura allumage d'une seule LED. Si la température se trouve à mi-chemin entre 2 valeurs entières, le programme fournit, successivement, 2 valeurs de mesure différentes, de sorte que l'on verra s'allumer (à une luminosité moindre bien entendu), quasi-simultanément, 2 LED adjacentes.

En cas de sortie, d'un côté ou de l'autre, de la plage de mesure, toutes les LED d'affichage de la température sont éteintes et seule la LED D1 ou D2 signalera, respectivement, une sortie de domaine par le bas ou par le haut. L'appel des valeurs minimale et



2



Liste des composants

Résistances :

R1 à R17 = 180 Ω
R18, R19 = 10 k Ω

Condensateurs :

C1, C6, C7 = 100 nF
C2 = 2 μ F/16 V vertical
C3, C4 = 27 pF
C5 = 100 μ F/25 V

Semi-conducteurs :

D1 à D17 = LED*
D18 = 1N4148
IC1 = PIC 16F84-10/P (EPS
996514-1)
IC2 = SMT160 (SmarteC)
IC3 = 7805

Divers :

S1, S2 = bouton-poussoir
unipolaire à contact travail
X1 = quartz 4 MHz

maximale mémorisées se fait par action sur un bouton-poussoir, S1 pour le minimum, S2 pour le maximum. La LED correspondant à la valeur mémorisée s'allume, la LED de domaine clignotant elle pour indiquer qu'il s'agit d'une valeur stockée en mémoire. Il

est possible de faire prendre aux mémoires, individuellement, la valeur de température momentanée. Pour cela il suffit, pour la mise à jour de la mémoire de valeur minimum, de commencer par appuyer sur la touche Max et sans relâcher cette dernière, d'actionner la touche Min.

La procédure est la même, dans l'ordre inverse bien entendu, dans le cas de la mémoire maxi. Pendant cette opération de saisie de température, les 2 rangées de LED sont éteintes, les LED de plage clignotant elles.

La consommation de courant du circuit est de 25 mA dans le cas le plus défavorable d'un allumage simultané de 4 LED. On pourra de ce fait se contenter d'un régulateur fournissant un courant de 100 mA. De par la présence du PIC, la tension d'alimentation est fixée à 5 V. On pourra utiliser, comme source d'alimentation, un adaptateur secteur fournissant entre 8 et 12 V. On pourra, si l'on utilise, à la place des

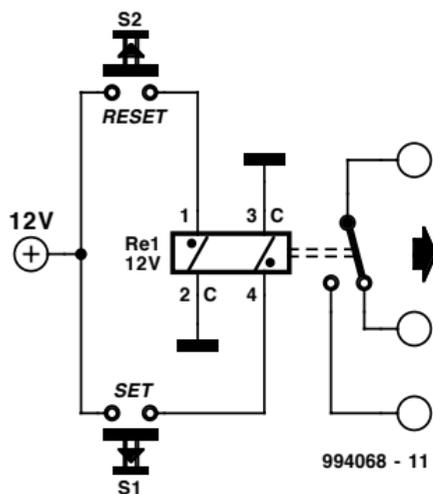
LED standard, des LED à haut rendement, envisager une alimentation par pile compacte de 9 V. On notera cependant qu'il n'est pas possible de mettre le PIC en mode économies d'énergie sachant que dans ce cas-là la saisie des températures minimale et maximale ne se fait plus.

Le dessin de la platine pourra être, de par la présence d'un microcontrôleur, relativement simple. Les seuls éléments actifs sont, outre le PIC, le capteur de température et le régulateur de tension; il faut leur ajouter un total de 17 LED dotées chacune de leur résistance de limitation de courant. On veillera, au niveau des LED, à utiliser des LED de même luminosité. Le choix de la couleur et de la forme des LED à utiliser est laissé à votre totale discrétion : vertes, jaunes, rouges, blanches, voire bleues, rondes, carrées, rectangulaires, grandes ou petites, la palette est riche. Il sera bon, pour garantir un positionnement symétrique des LED dans le couvercle du boîtier, de ne souder ces dernières qu'une fois que l'on aura déterminé la distance entre la platine et le couvercle.

(994070)

relais bistable à alimentation asymétrique

054



Günter Böhme

La commande d'un relais bistable à partir d'une tension asymétrique implique, en règle générale, l'utilisation de 2 bobines. La connexion commune se trouve, comme le montre le schéma de la **figure 1a**, à la masse, alors que, d'autre part, un bouton-poussoir connecte, brièvement, la seconde borne de la bobine 1 à la tension d'alimentation $+U_b$ de sorte que le relais passe à l'un de ses états de repos. Une impulsion similaire appliquée à la borne libre de la bobine 2 fait basculer le relais vers son second état de repos. La commutation du relais implique, à chaque fois, une circulation du courant en sens inverse dans les bobines.

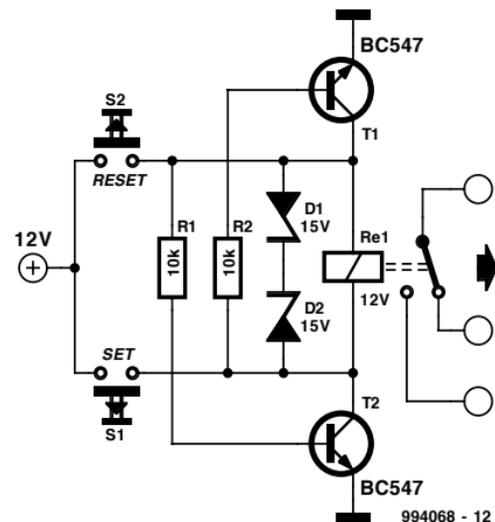
Il existe cependant, dans le commerce, des relais bistables ne comportant qu'une seule bobine, relais provenant des surplus de l'in-

dustrie et partant étonnamment bon marché. Ce type de relais ne peut être commuté que par l'application de 2 tensions de polarités inverses ou par une inversion de la tension d'alimentation.

On peut également faire appel à un circuit conçu par R. Friberg et destinée, à l'origine, à la commande d'aiguillages sur un réseau ferroviaire (**figure 1b**). Comme dans le cas d'un relais bistable à 2 bobines, on connecte, à chaque fois, l'une ou l'autre des bornes de chacune des bobines à $+U_b$. La connexion simultanée de l'autre borne des bobines est réalisée, à chaque fois, par le biais d'un transistor dont la base est mise, par l'intermédiaire d'une résistance de limitation de courant, au $+U_b$ en même temps que la première borne de la bobine.

On pourra, dans le cas d'un relais bistable de faible puissance, un V23042, 12 V de Siemens, par exemple, relais dont la résistance de bobine se situe dans les domaines des kilohms (entre 2,7 et 4,7 k Ω dans le cas présent), utiliser un transistor TUN ayant une tension de service d'au moins 45 V, ce qui est le cas du BC547 mis en oeuvre ici. Les bases sont dotées de résistances de limitation de 10 k Ω . Il faudra, pour des relais plus « costauds », faire appel à des transistors de puissance plus importante et calculer la valeur des résistances de limitation en fonction des caractéristiques des bobines du relais.

Il est recommandé, même si le schéma proposé ici n'en possède pas, de protéger les transistors contre des crêtes de tension par le



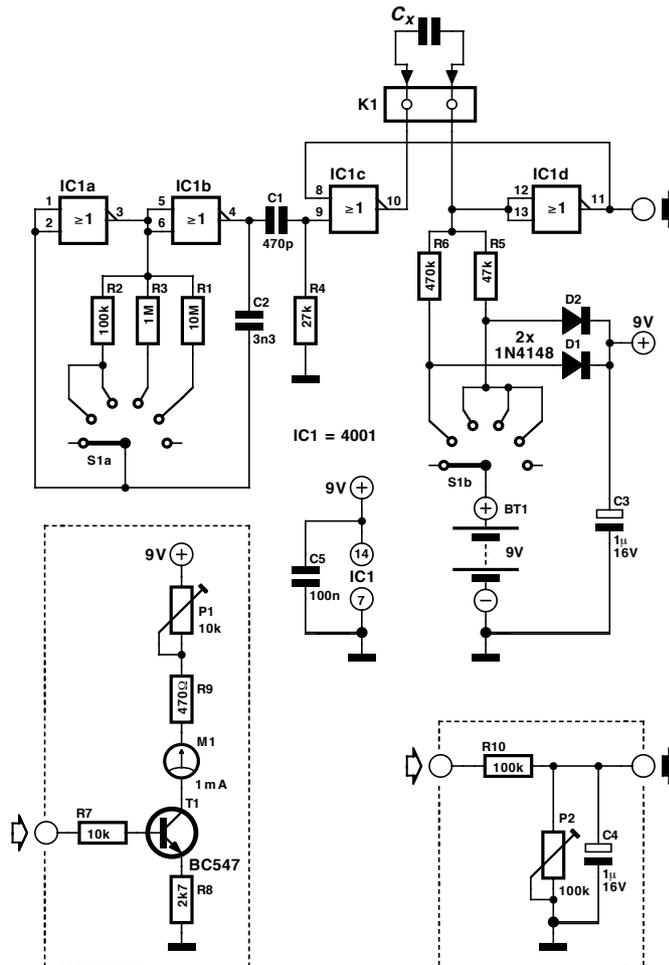
biais de 2 diodes zener montées en diode « roue libre » et ayant une tension zener légèrement supérieure à la valeur de la tension d'alimentation.

(994068)

Source Friberg, R. *Adapter for Bipolar Switches in: Model Railroad Electronics 4, Page 81*

capacimètre

055



W. v.d. Voet

Et voici un attrayant petit capacimètre à 5 gammes, facile à construire. Il offre le choix entre deux types d'affichage, le galvanomètre conventionnel ou le module de voltmètre numérique.

Le fonctionnement est aussi simple à comprendre. IC1a et IC1b sont montés en multivibrateurs astables, dont la fréquence est déterminée par C2 et la résistance sélectionnée par S1, soit R1, R2 ou R3. Le signal de sortie de l'oscillateur est appliqué à un multivibrateur monostable construit à partir de IC1c et IC1d, lequel démarre donc pour une période équivalant au produit de la résistance choisie par S1b et du condensateur à mesurer C_x. Autrement dit, la durée de l'impulsion en sortie de IC1d sera directement proportionnelle à la grandeur de l'inconnue C_x. On choisit pour R1 à R6 des résistances telles que S1 définisse, selon sa position, 5 gammes de mesure à partir de 100 pF (1) jusqu'à 1 μF (5).

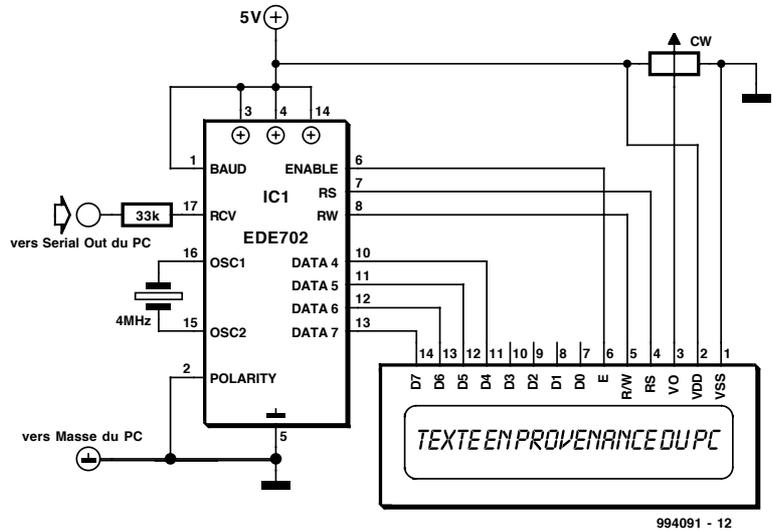
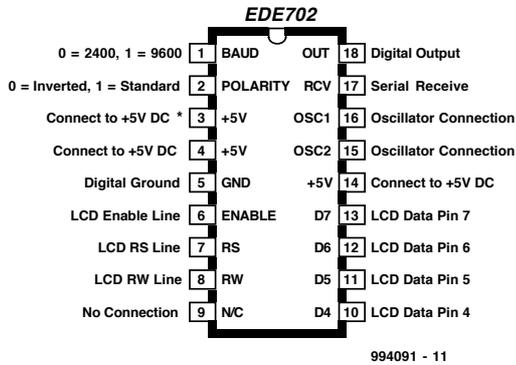
Les encadrés vous présentent les deux manières d'en assurer l'affichage. Un BC547 ordinaire peut entraîner un galvanomètre (M1), dont le potentiomètre P1 autorise le calibrage. L'autre circuit montre un diviseur de tension réglable, avec intégrateur, auquel on raccordera un module de voltmètre numérique standard.

L'étalonnage, on le réalise tout simplement au moyen de quelques condensateurs de précision de valeur connue. On place S1 dans la position adéquate puis on règle la lecture à la valeur exacte à l'aide de P1 ou P2.

La précision du montage est assujettie à celle des composants utilisés. On donne dès lors la préférence à des résistances à 1 % pour R1 à R6.

(994079)

interface à puce unique pour écran à cristaux liquides (LCD)



Source : E-Lab Digital Engineering Inc.

Le circuit intégré EDE702 servant d'interface série d'un écran à cristaux liquides (LCD) a été conçu pour offrir une solution de pilotage d'un écran LCD à un prix optimisé pour un éventail varié de conceptions intégrées. La puce micro-programmée PIC16C54A permet à presque tout écran LCD d'affichage de textes d'être commandé via un simple fil, libérant de 6 à 10 lignes d'entrée/sortie sur votre microcontrôleur ou votre système microprocesseur. En plus du pilotage complet de l'écran LCD, le circuit EDE702 permet aussi la création de caractères sur mesure. Un autre dispositif utile est la broche de sortie numérique commandée en série pour l'allumage d'une diode LED, pour le pilotage d'un dispositif générateur de son quelconque, etc...

Avec une vitesse d'accès de 2 400 ou 9 600 bauds et une polarité ajustable des données série, le circuit EDE702 peut facilement communiquer avec n'importe quelle unité capable de transmettre des données série asynchrones (y compris le tampon BASIC !). La connexion à un port série de PC (RS232) nécessite seulement une résistance de 33 kΩ.

Le diagramme d'application montre comment le circuit EDE702 peut être employé comme la fixation entre un PC et un écran LCD (basé sur le contrôleur HD44780). Un circuit résonateur à 4 MHz est utilisé comme horloge pour le circuit EDE702. Si un oscillateur externe TTL (*TTL = Transistor Transistor Logic*, à logique transistor à transistor) est utilisé, sa sortie doit être connectée au seul oscillateur OSC1 (broche 16), cependant que l'OSC2 (broche 15) est laissé déconnecté. Le contraste de l'écran LCD est réglé de la façon habituelle par un ajustable à 10-20 kΩ.

Le schéma peut être facilement testé à l'aide d'un petit programme QBASIC comme celui qui est listé. D'autres produits du laboratoire E-Lab et des feuilles de spécifications en format .pdf

```
REM Open communication channel to COM1 at 9600 Baud
OPEN "com1: 9600, n, 8, 1, cd0, cs0, ds0, op0, rs" FOR OUTPUT AS #1
```

```
REM Clear Display
GOSUB 999
OUT &H3F8, &HFE
GOSUB 999
OUT &H3F8, &H1
```

```
REM Pause for LCD screen clear command to complete on LCD module
FOR del ay=1 to 5000: NEXT del ay
REM Write first row of text to LCD screen
GOSUB 999
PRINT #1, "EDE702 Test Screen";
```

```
REM Jump to second row on 2 line LCD
GOSUB 999
OUT &H3F8, &HFE
GOSUB 999
OUT &H3F8, &HC0
```

```
REM Write second row of text to LCD screen
GOSUB 999
PRINT #1, "Time is: "; TIME$;
END
```

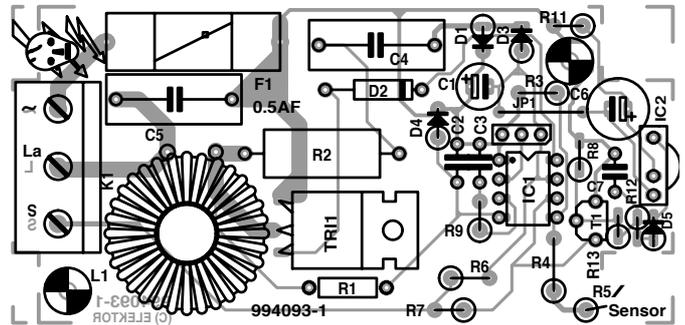
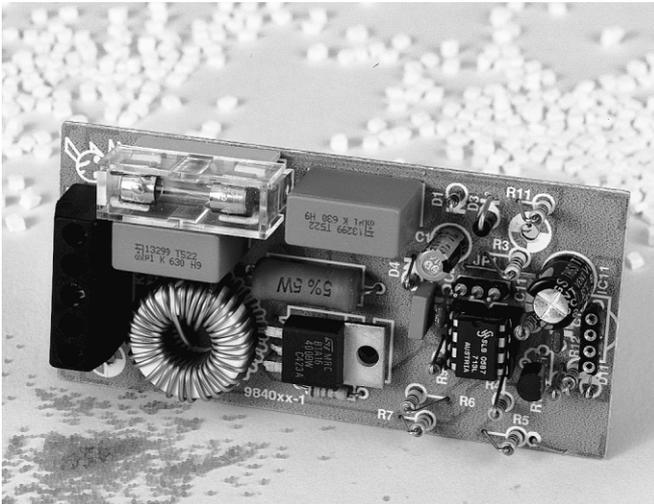
```
REM Hold until Transmit Buffer is empty
999 IF (INP(&H3FD) AND &H40) = 0 THEN GOTO 999
RETURN
```

peuvent être récupérés sur leur site Web <http://www.elabinc.com>.

(994091)

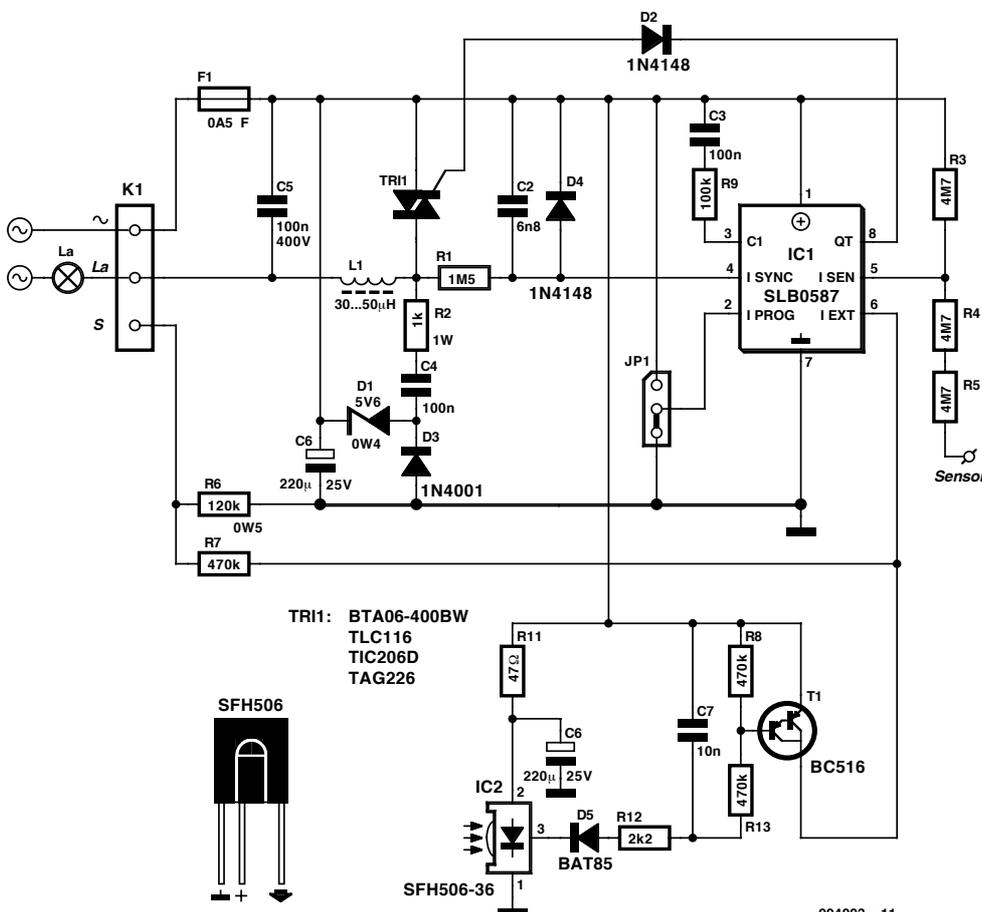
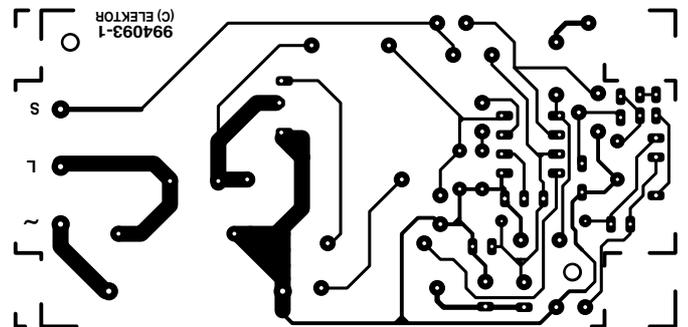
gradateur sensitif

057



Bien que les années aient passé depuis l'arrivée sur le marché des premiers gradateurs sensitifs, la commande de la luminosité d'une lampe d'un doigt d'un seul, reste une expérience spéciale. Nous vous proposons ici le concept d'un gradateur de ce genre. Ce montage a, en outre, l'avantage d'être utilisable également dans le cas de charges inductives telles que celles que constituent des luminaires à ampoule halogène.

Le coeur de cette réalisation est un SLB0587, un circuit intégré spécialement conçu pour ce type d'applications. Nous l'avons dotée d'une fonction additionnelle très pratique : une télécom-



mande par infrarouge. Vous pourrez, à l'aide de la télécommande décrite dans le numéro double de l'an dernier (cf. bibliographie) télécommander ce gradateur depuis votre fauteuil préféré.

Un coup d'oeil au schéma aura vite fait de vous montrer que l'on se trouve ici en présence d'une réalisation étonnamment compacte et d'une simplicité renversante. Le montage-série, constitué par D1, C4 et R2, permet de dériver de la tension du secteur une tension d'alimentation continue de 5 V, tension nécessaire à l'alimentation du circuit intégré. Le SLB0587 est synchronisé sur le secteur par le biais du condensateur C1 et de la résistance R1. Le découpage en phase de la tension du secteur proprement dit est l'affaire du triac Tri1 dont la gâchette est reliée, par le biais de la diode D2, à la broche 8 (QT) de IC1. Pour finir, la boucle à verrouillage de phase (PLL = Phase Locked Loop) intégrée dans le circuit intégré est alignée sur la fréquence du secteur par l'intermédiaire de la paire C3/R3.

Liste des composants

Résistances :	Semi-conducteurs :
R1 = 1M Ω 5	D1 = diode zener 5V6/400 mW
R2 = 1 k Ω /1 W	D2,D4 = 1N4148
R3 à R5 = 4M Ω 7	D3 = 1N4001
R6 = 120 k Ω /0W5	D5 = BAT85
R7 = 470 k Ω	T1 = BC516
R9 = 100 k Ω	IC1 = SLB0587 (Siemens)
R11 = 47 Ω	IC2 = SFH506-36 (Temic)
R12 = 2k Ω 2	
R8,R13 = 470 k Ω	Divers :
Condensateurs :	Jp1 = embase autosécable mâle à 3 contacts + cavalier
C1 = 47 μ F/16 V radial	K1 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 7,5 mm
C2 = 6nF8	F1 = porte-fusible encartable avec fusible 0,5 AF (rapide)
C3,C4 = 100 nF/630 V	Pc1 = picot
C5 = 100 nF/400 V	Tri1 = BTA06-400BW, TIC206D ou TAG226
C6 = 220 μ F/25 V radial	
C7 = 10 nF	
Selfs :	
L1 = 30 à 50 μ H/3 A	

Comme nous le disions plus haut, la fonction de ce circuit intégré est de permettre d'ajuster, par action sur un capteur sensitif, la luminosité d'une ampoule à incandescence. Ce capteur sensitif prend la forme de 3 résistances de 4,7 M Ω chacune, R3 à R5. L'importance de la valeur desdites résistances élimine tout risque lors de l'entrée en contact, par leur biais bien évidemment, avec la tension du secteur. Le signal en provenance du capteur attaque l'entrée ISEN du SLB0587. Comme il peut être pratiqué, dans certains cas, de commander la position du circuit intégré par le biais d'un bouton-poussoir, nous avons ajouté l'entrée S. Comme le montre le schéma, il est possible d'intercaler un bouton-poussoir

entre l'entrée S et la phase. Ceci permet un réglage aisé de la luminosité de l'ampoule.

Le circuit intégré comporte cependant une seconde entrée : IRXT. Cette entrée est pilotée par le récepteur infrarouge optionnel basé sur IC2, le SFH506-36. Ce circuit intégré capte le signal infrarouge émis par l'émetteur et le convertit, par le biais d'un circuit compact constitué, entre autres, par R7 et T1, en un signal de commande destiné à IC1. Le cavalier JP1 permet de définir le comportement du gradateur. En l'absence de ce cavalier, le gradateur reprend, à chaque mise sous tension, le niveau de luminosité ayant été défini par son état à l'instant de sa mise hors-fonction précédente. À chaque fois que l'on joue sur la gradation, le sens de ce processus se voit inversé. Si l'on met le cavalier en place, entre les broches de l'embase JP1 se trouvant le plus près de C3, le gradateur démarre au niveau de luminosité maximum. Dans la seconde position de ce cavalier, vers le condensateur C2, le gradateur démarre, cette fois, au niveau de luminosité minimum.

Nous avons prévu, pour vous faciliter la réalisation de ce gradateur, une platine disponible auprès des adresses habituelles. Ses dimensions compactes permettent de la mettre dans un boîtier en plastique de très faible encombrement.

Il est important de se souvenir, en toutes circonstances, que certaines parties de la platine se trouvent en liaison directe avec la tension du secteur et que, partant, l'entrée en contact avec certains des composants peut être, voire est, dangereuse. On ne connectera le montage au secteur qu'après l'avoir mis à l'intérieur d'un boîtier offrant toutes les garanties de sécurité.

On pourra, si l'on ne prévoit pas d'utiliser le récepteur infrarouge, supprimer les composants correspondants, exception faite de R7.

(994093)

Bibliographie :

émetteur IR simple, Elektor n° 241/242, Juillet/Août 1998, page 53

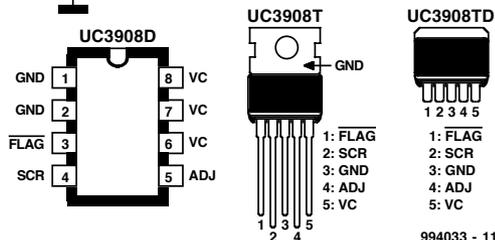
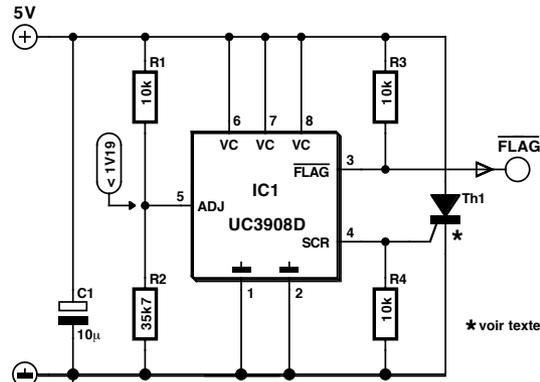
UCC3809 protège des surtensions

058

Gregor Kleine

Qui veut ménager sa précieuse électronique évitera en tout cas que le circuit fonctionne à une tension trop élevée. La protection contre les surtensions décrite ici fonctionne en chargeant fortement en courant la tension de fonctionnement lorsque sa surveillance détecte une surtension. Si la charge de courant ou la charge thermique du C.I. devient vraiment trop élevée, un thyristor externe (SCR) est amorcé et court-circuite la trop haute tension de fonctionnement. Il peut alors se passer deux choses : la limitation de courant de l'alimentation secteur se manifeste ou le fusible déclare forfait. Quoi qu'il en soit, le circuit raccordé à cette tension de fonctionnement (par exemple un ordinateur coûteux) est à l'abri des surtensions.

La protection contre les surtensions reproduite dans la figure est dimensionnée pour + 5 volts, mais peut être utilisée dans la plage de + 3,3 à + 9 volts. R1 et R2 divisent la tension de fonctionnement pour fournir la valeur nominale de 1,19 volts. Tant que la tension du capteur reste au-dessous de 1,14 volts, le UCC3809 reste en attente et ne consomme qu'environ 70 μ A. Si la tension du capteur dépasse 1,19 volts (1,24 volts au maximum), le UCC3809 se met à consommer jusqu'à 17 A pour limiter la tension de fonctionnement. Le signal /FLAG devient actif. Si le maximum de 17 A est dépassé, si la température de la puce dépasse 165 $^{\circ}$ C ou si le transistor de dérivation est saturé, la liaison SCR commute le thyristor externe. Le C.I. se protège ainsi tout en assurant la sup-



pression de la surtension. Il faut donc dimensionner le thyristor en fonction de l'alimentation secteur à court-circuiter. Quand le UCC3809 se trouve dans cet état, il commute intégralement son transistor de dérivation pour réduire au maximum la dissipation interne de puissance.

Le UCC3809 existe en trois exécutions de boîtier. Si la conversion de puissances élevées doit durer un certain temps, il est préférable

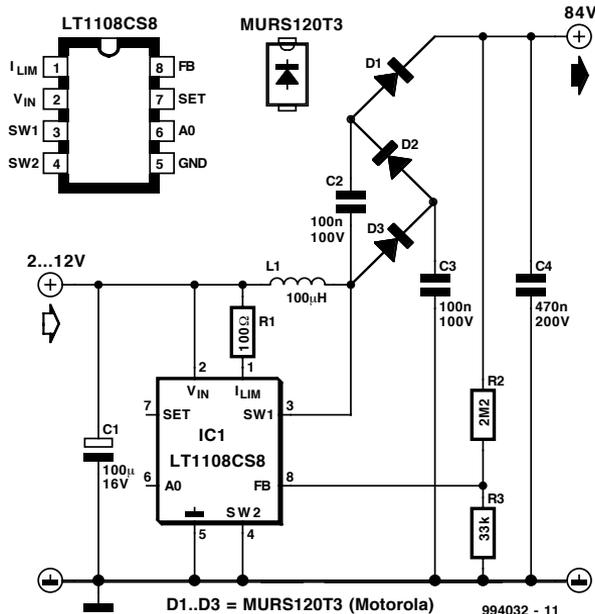
de recourir au boîtier TO-220 (muni au besoin d'un refroidisseur). Il ne faut recourir à l'exécution SO-8 que si le courant maximum à maîtriser n'est pas élevé. Dans un cas de ce genre – sous réserve de confirmation par des calculs thermiques précis – il est possible de se passer aussi du thyristor sans compromettre la sécurité.

De plus amples infos sous <http://www.unitrode.com>.

régulateur à découpage avec étage cascode

059

pour tension de sortie jusqu'à 100 V



Gregor Kleine

Un C.I. de régulation à découpage permet d'engendrer une H.T. de 100 volts et plus s'il est complété par un circuit cascode à diodes

et condensateurs de charge. Le régulateur à découpage « gonfle » la tension en deux étapes pour atteindre la tension de sortie déterminée par le diviseur de tension R2 et R3. Elle est donnée par la formule :

$$V_{out} = 1,245 V * (R3 + R2) / R3$$

On obtient une tension de sortie d'environ 84 V avec les paramètres du circuit donnés ici. Si nécessaire, il est possible de combiner R3 en un circuit série constitué d'un potentiomètre d'ajustement de 10 kΩ et d'une résistance fixe.

Le régulateur à découpage IC1 applique la tension d'entrée continue à la bobine L1 en court-circuitant périodiquement les éléments internes SW1 et SW2 (= masse). L'ouverture du commutateur SW1-SW2 provoque un choc de tension aux bornes de la bobine L1 qui charge le condensateur C3 par D3. IC1 applique encore une fois la valeur du choc de tension par C2 et D2/D1 à C3 qui charge alors le condensateur de sortie C4. Les diodes doivent être très rapides et avoir une tension suffisamment élevée à l'état bloqué. Le type courant MURS120T3 de Motorola a été utilisé ici. Le type de la bobine L1 (100 µH) peut être par exemple COIL-CRAFT DO3316-104.

La résistance R1 détermine le courant maximum de commutation par SW1-SW2. La valeur de 100 ohms choisie ici limite le courant de commutation à environ 0,7 A. La valeur maximale admissible est de 1,5 A.

Remarque importante : La haute tension engendrée ici constitue un danger légal ! Elle peut, selon la charge reliée à la sortie, rester encore quelque temps stockée dans le condensateur de sortie !

Consulter <http://www.linear-tech.com> pour de plus amples informations sur LT1108 de Linear Technology.

protection contre l'inversion sans perte de tension

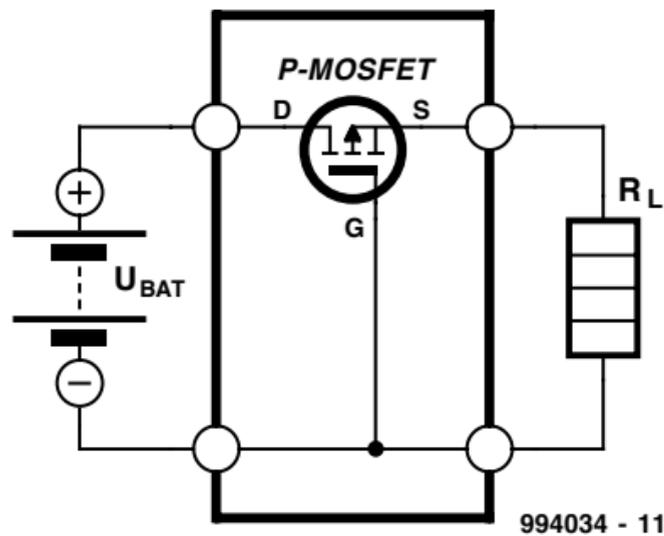
060

Gregor Kleine

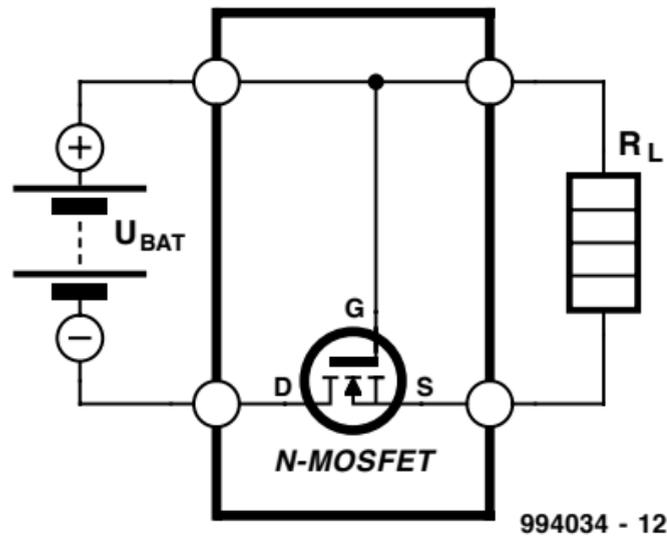
Une inversion est vite arrivée dans les appareils sur batteries, et c'est pourquoi il est nécessaire d'en protéger une électronique délicate. On pourrait envisager de prime abord d'employer une diode de Schottky avec une tension d'enclenchement de 0,3 à 0,5 V. Mais la perte de puissance avec les circuits alimentés sous 1,5 volts ou 3 volts n'est pas négligeable. En outre, l'électronique n'est plus alimentée à la tension nominale.

Il faut appeler des MOSFET à la rescousse. Ils transfèrent en effet la tension à la charge presque sans pertes lorsque la polarité de la batterie est correcte. Le type à canal n possède le meilleur rendement, mais présente le désavantage de devoir être placé dans la liaison négative de l'alimentation. Si les conditions de mise à la masse excluent cette solution, il faut se rabattre sur des MOSFET à canal P.

La première condition exigée des MOSFET de ce circuit est que la tension de claquage drain-source $V_{(BR)DSS}$ soit supérieure à celle



de la batterie pour que le FET puisse survivre à une inversion. Il faut bien entendu aussi que la tension de seuil de la grille $V_{GS(th)}$ soit faible par rapport à celle de la batterie pour que le FET



IRML 6302 en boîtier Micro-3.

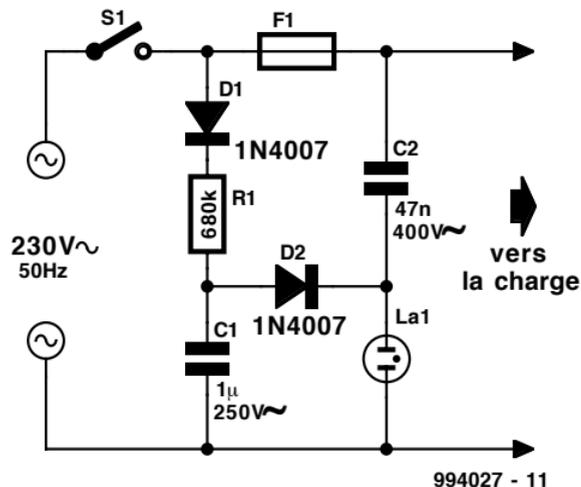
Consulter <http://www.irf.com> pour les fiches de données des HEX-FET

conduise lorsque la batterie est correctement installée. Des types de MOSFET répondant à ces conditions sont, entre autres, disponibles dans la série des HEXFET de International Rectifier. Les types à canal N sont le IRF 7401 en boîtier SO-8, le IRF 7601 en boîtier Micro-8 et le IRLML 2402 en boîtier Micro-3. Les types à canal P disponibles sont les FET IRF 7404 en boîtier SO-8, IRF 7604 en boîtier Micro-8 ou le

affichage de fonctionnement et de défaillance de fusible

061

par Gregor Kleine



L'allumage ininterrompu de cet affichage à ampoule mignonette lumineuse indique un bon fonctionnement. Il clignote si le fusible a sauté.

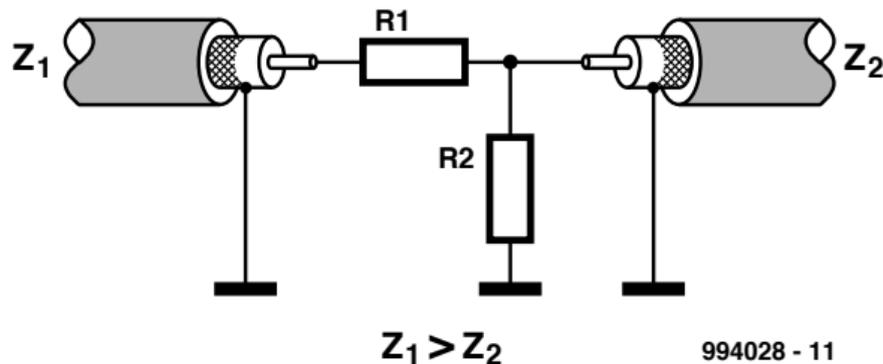
Si le fusible est intact, C2 joue le rôle de résistance en série avec la mini-ampoule, qui reste allumée. Si F1 a sauté, la tension alternative parvient à l'élément RC R1/C1 par la diode D1 sous forme d'impulsions de tension continue. Le condensateur C1 se charge lentement jusqu'à ce que l'ampoule lumineuse s'amorce à de l'ordre de 80 à 100 V. C1 se décharge par D2 jusqu'à ce que la lampe lumineuse s'éteigne. Ce processus se répète, produisant un clignotement visible si C1 et R1 sont correctement dimensionnés. C2 soumet au plus l'appareil utilisé à une tension en dents de scie ne dépassant pas 30 V.

Seules pourront être utilisées les ampoules lumineuses ne comportant pas de résistance-série pour une utilisation sous 230 V. On peut recourir à un modèle à sortie directe sur fils ou enlever avec soin la résistance série d'une ampoule lumineuse usuelle.

(994027)

adaptateur L

062



Z1	Z2	R1	R2	Atténuation
75 Ω	50 Ω	43Ω2	82Ω5	5,7 dB
150 Ω	50 Ω	121 Ω	61Ω9	9,9 dB
300 Ω	50 Ω	274 Ω	51Ω1	13,4 dB
150 Ω	75 Ω	110 Ω	110 Ω	7,6 dB
300 Ω	75 Ω	243 Ω	82Ω5	11,4 dB

Gregor Kleine

Le passage d'un signal H.F. d'un câble (ou d'une sortie de signal) d'impédance donnée, Z_1 , à un câble (ou à une entrée de signal)

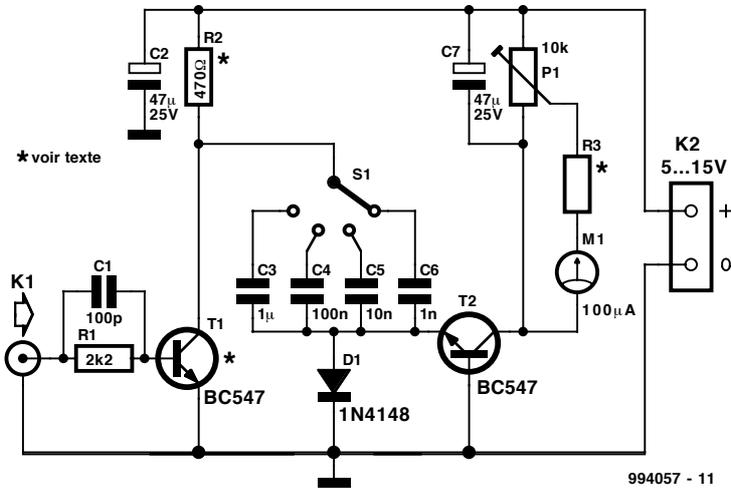
d'impédance Z_2 , produit des réflexions, dénommées « ondes stationnaires », si la liaison est effectuée directement. Les ondes réfléchies parcourent la liaison en sens inverse des ondes propagées. Leur superposition affaiblit fortement le niveau du signal en certains points et l'accroît fortement à d'autres, jusqu'à atteindre le double de la valeur d'une terminaison normale.

L'adaptateur L présenté ici permet d'ajuster les impédances des deux côtés. Il faut que l'impédance Z_1 soit plus grande que l'impédance Z_2 . Le tableau reproduit quelques configurations usuelles et leur valeur d'affaiblissement en dB. Les valeurs des résistances R_1 et R_2 sont celles de la série standard E96 les plus proches du résultat des formules ci-dessous.

Cette forme d'adaptation de deux impédances différentes offre une très grande largeur de bande. Elle est populaire dans la technique de mesure pour passer d'un système 75Ω à un système 50Ω . Les formules qui suivent donnent les valeurs des deux résistances R_1 et R_2 en fonction de l'impédance Z_1 et Z_2 provenant par exemple de deux câbles.

$$R_2 = Z_2 \times Z_1 / (Z_1 - Z_2)$$

$$R_1 = Z_1 - Z_2 R_2 / (Z_2 + R_2)$$



994057 - 11

Fritz Hueber

Les générateurs de fonctions ou de signaux les plus simples ne disposent, pour l'affichage de la fréquence du signal qu'ils génèrent, dans la plupart des cas, d'une simple échelle couplée, d'une manière ou d'une autre, au bouton servant d'organe de commande et qui, partant, peut difficilement être très précise. Rien n'interdit cependant, pour un investissement très abordable, de les doter d'un discriminateur de comptage simple ne comportant que quelques composants standard.

Le signal d'entrée de cet instrument de mesure doit être un signal rectangulaire au rapport cyclique de 50% et de niveau proche d'un niveau TTL. Il attaque le transistor T1 monté en commutateur, le réseau RC pris dans la ligne de base servant à améliorer le comportement de commutation aux fréquences plus élevées. Les condensateurs commutables par le biais de S1, C3 à C6 se chargent et se déchargent, au travers du transistor T1 et de la résistance R2, au rythme du signal d'entrée. La résistance R2 joue un rôle important au niveau de la précision de l'affichage. Si cette résistance est forte, les condensateurs n'arrivent plus, aux fréquences élevées, à se charger avec une rapidité suffisante de sorte que le signal présent sur le collecteur de T1 n'est plus un signal carré bien propre. Cependant, lorsque T1 se trouve en conduction, le courant circulant par ladite résistance de collecteur est faible de sorte que la consommation de l'ensemble du circuit l'est elle aussi. Si l'on diminue la valeur de cette résistance, cela se traduit par une amélioration du comportement de charge (et partant de la précision), mais cela se traduit par une augmentation de la consommation de courant. La valeur du schéma, 470 Ω, constitue de ce fait un compromis acceptable.

Le courant de charge et de décharge des condensateurs traverse la jonction base-émetteur de T2 et la diode D1. En raison de la résistance capacitive du condensateur, le courant varie linéairement en fonction de la fréquence. Les variations du courant devraient se traduire, sur le collecteur de T2, par des impulsions de hauteur variable si le condensateur C7 n'intégrait pas les différentes impulsions pour en faire une tension continue joliment plate. Cette tension continue varie elle aussi en fonction de la fréquence; elle est appliquée, au travers de l'ajustable P1, à un galvanomètre à bobine mobile pour la mesure de milliampères (mA). On pourra utiliser sans arrière-pensée une échelle existante.

Ce montage est utilisable pour toutes les tensions comprises entre 5 et 15 V. Le **tableau** joint donne la consommation de courant et la valeur de la résistance de limitation indispensable R3 en cas d'uti-

lisation d'un instrument à échelle de 100 µA. Les valeurs données entre parenthèses sont celles qui valent pour R2 = 1 kΩ. La consommation de courant diminue sensiblement, l'erreur d'affichage qui se situe normalement à de l'ordre de 2%, augmente quelque peu. On pourra, si la consommation de courant n'a pas la moindre importance, diminuer la valeur de R2 jusqu'à ce que le courant traversant le transistor T1 n'atteigne pas tout à fait les 100 mA maximum admissibles. On retrouve dans le tableau, sous la colonne R2 min, la valeur la plus faible admissible pour R2.

La valeur de la tension d'alimentation n'est pas critique, mais il est important qu'elle soit parfaitement régulée. Si l'on préfère remplacer l'affichage analogique par un affichage numérique, il suffit de remplacer l'instrument de mesure par une résistance de 1 kΩ et de mesurer la chute de tension à ses bornes après avoir mis l'affichage en calibre 200 mV. Il faudra penser,

si l'on utilise un voltmètre LCD ordinaire qu'il requiert sa propre alimentation. On pourra, pour utiliser au mieux la plage d'affichage d'un voltmètre LCD, définir 4 calibres, à savoir 200 Hz, 2, 20 et 200 kHz. On remplacera éventuellement T1 par un transistor HF (BSX20).

Il faudra veiller, pour avoir un affichage aussi précis que possible, à ce que les condensateurs C3 à C6 aient les valeurs exactes, vu que leurs capacités doivent se trouver dans un rapport 1:10 d'autant plus qu'au niveau de C3, la capacité du circuit peut déjà commencer à jouer un rôle.

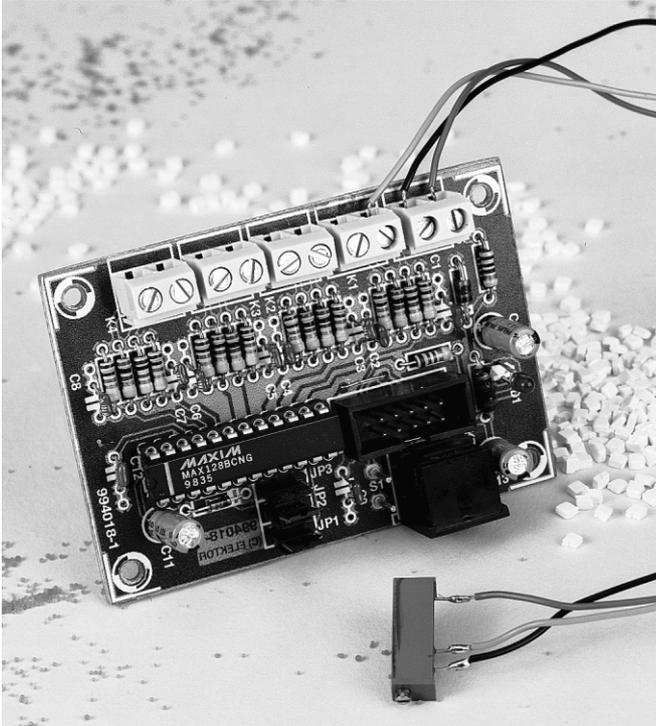
UB V	IB mA	R3 kΩ	R2 min Ω
5	9	15	56
9	15	39	100
12	19 (12)	56	120
15	22 (14)	68	150

Pour l'étalonnage on appliquera successivement, pour chacun des calibres, une tension rectangulaire ayant une fréquence de l'ordre des 2/3 de la fréquence de fin d'échelle à l'entrée (ainsi de l'ordre de 600 Hz en calibre 1 kHz) et on positionne grossièrement l'ajustable P1 de manière à avoir une tension correspondant aux 2/3 de la valeur de fin d'échelle. Sans toucher à la position de P1 on recherche, le calibre affichant la tension la plus élevée. On joue alors sur P1 pour afficher avec précision la fréquence d'entrée. Dans les 3 autres calibres la valeur affichée est alors légèrement trop faible. On amène ensuite, pour chacun de ces calibres, l'affichage à la valeur requise par la prise en parallèle de condensateurs de faible valeur sur le condensateur déterminant chacun des calibres.

Si cette approche vous paraît trop compliquée, vous pourrez remplacer P1 par une résistance de valeur fixe et prendre en série sur R3 4 ajustables montés en parallèle, ajustables mis en circuit par un second étage de S1. Il est possible, dans ces conditions, d'ajuster séparément chacun des calibres. Si l'on opte pour un commutateur à 3 circuits/4 positions il devient possible, par le biais de son troisième étage, de commuter le point décimal de l'affichage LCD.

(994057)

convertisseur A/N avec I²C

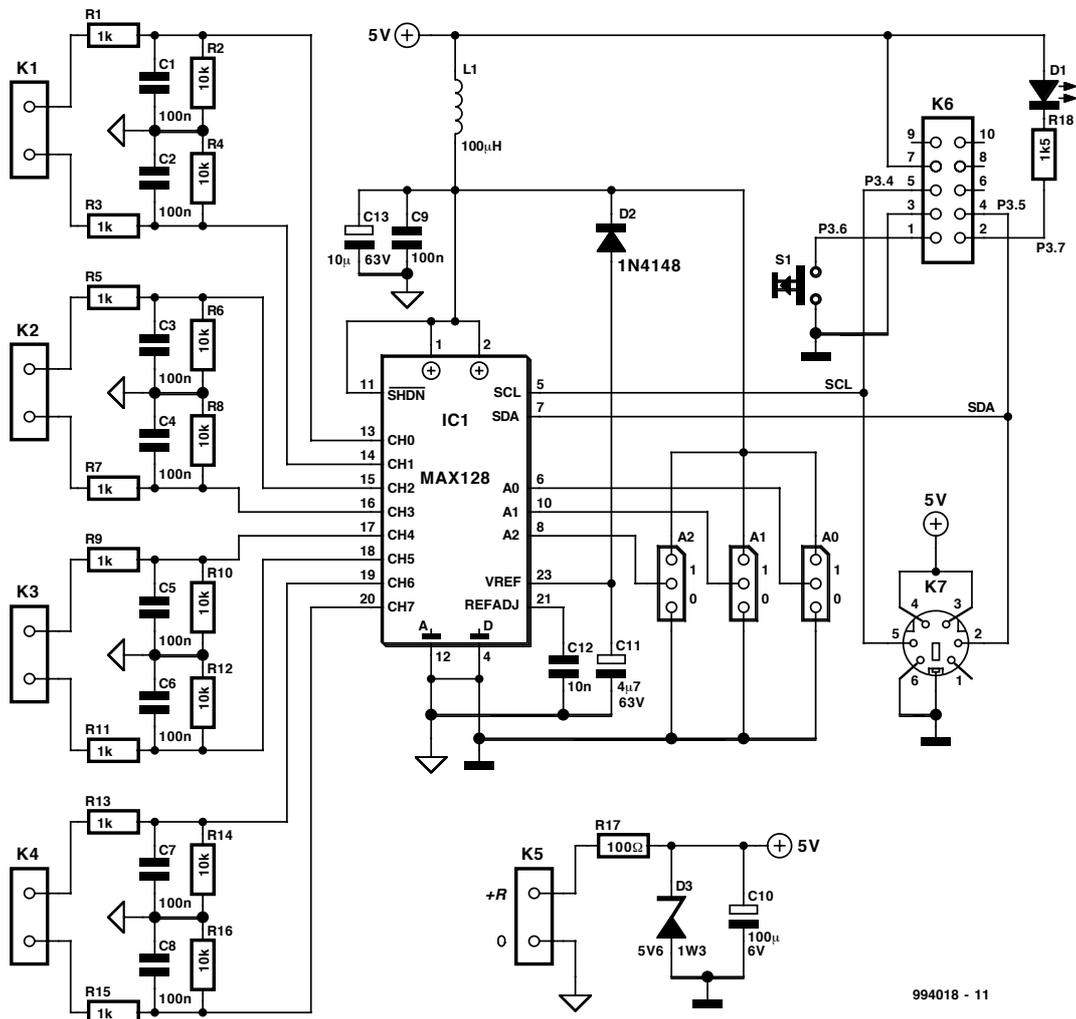


Il n'existait, jusqu'à présent, en variante dotée d'une interface I²C, que des convertisseurs analogique/numérique à 8 bits. Pour de nombreuses mesures, une résolution de 256 pas est purement et simplement insuffisante. La version à 12 bits que nous vous présentons ici possède une résolution 16 fois voire 64 fois supérieure. Il est possible, sans le moindre problème, avec le présent montage, de lire les capteurs de température courants, tels que le LM335, qui produit une tension de 10 mV/°C. Dans le cas d'une conversion sur 12 bits et d'une tension de référence interne de 4,096 V, la résolution est de 1 mV, de sorte que l'on peut lire directement le capteur en dixièmes de degrés (0,1 °C). Un convertisseur 8 bits ne permet qu'une résolution de 1,6 °C !

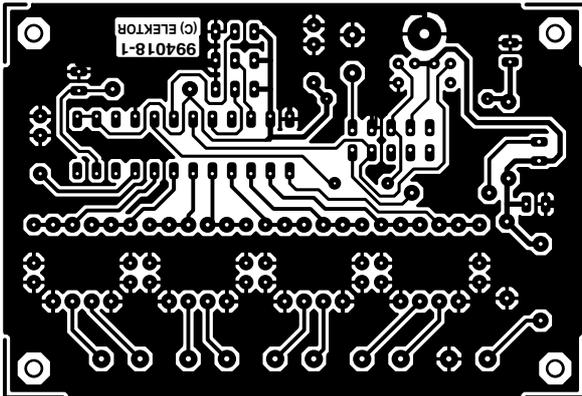
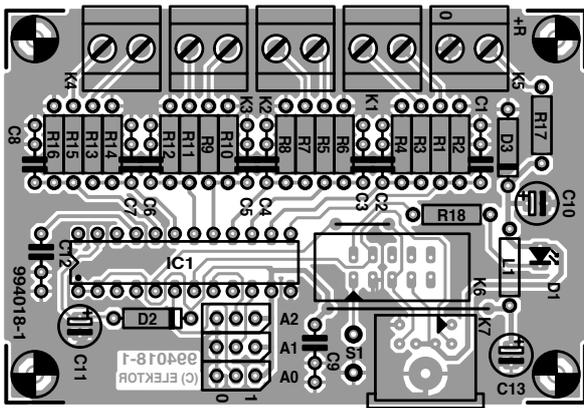
L'exemple de programme que nous vous proposons a été écrit pour la mono-carte BASIC MatchBox qui dispose, en standard, d'une interface I²C et des instructions correspondantes. Nous renvoyons ceux qui aimeraient en savoir plus sur le sujet à l'ouvrage cité en bibliographie [1].

La routine « START » se charge de la production d'une impulsion toutes les secondes, ce qui permet de procéder à une mesure toutes les secondes. On a également initialisation de l'affichage LCD. La dernière ligne de code envoie le résultat de l'instruction « PRINT » vers l'affichage LCD; si l'on supprime cette ligne ainsi que la ligne précédente les résultats vont automatiquement vers l'écran du PC.

Après l'initialisation au coeur de la routine « START » le programme se met dans une boucle fermée dans laquelle il attend



994018 - 11



l'apparition d'interruptions. En cas d'interruption, on envoie un octet vers le convertisseur A/N. On a ensuite lecture du résultat (2 octets !). Il ne faudra pas oublier de ce fait de déclarer la variable « RESULT » comme matrice (array) de 2 octets. Le curseur est ensuite mis à la position adéquate avant que n'ait lieu l'affichage du résultat sur l'écran LCD. La routine d'interruption doit se terminer par l'instruction « IRETURN ».

Il existe 2 variantes de ces convertisseurs : dans le cas du MAX127 on a la possibilité, par le biais du logiciel, d'opter pour une plage d'entrée allant de 0 à 10, de 0 à 5, de ± 10 ou de ± 5 V. Si l'on utilise un MAX128 les plages d'entrée seront de 0 à Vref, 0 à Vref/2, $\pm Vref$ et $\pm Vref/2$.

La conversion A/N démarre par l'envoi d'un octet vers le convertisseur qui se trouve à l'adresse de base 50H. Le bit 7 (start) doit se trouver à « 1 », les bits 6, 5 et 4 définissent le choix de l'une des 8 entrées, les bits 3 et 2 déterminent la plage d'entrée (cf. quelques lignes plus haut) à utiliser, les bits 1 et 0 servant, enfin, à définir le mode de fonctionnement, soit « active mode » (consommation de l'ordre de 10 mA), soit « power down » (consommation de 700 et 120 μA respectivement). On peut, immédiatement après l'envoi d'un octet vers le

Liste des composants

Résistances :

R1, R3, R5, R7, R9, R11, R13, R15 = 1 k Ω
 R2, R4, R6, R8, R10, R12, R14, R16 = 10 k Ω
 R17 = 100 Ω
 R18 = 1k Ω 5

Condensateurs :

C1 à C9 = 100 nF
 C10 = 100 μF /6 V radial
 C11 = 4 μ 7/63 V radial
 C12 = 10 nF
 C13 = 10 μF /63 V radial

Sels : L1 = 100 μF

Semi-conducteurs :

D1 = LED à haut rendement

D2 = 1N4148

D3 = diode zener 5V6/1W3

IC1 = MAX128 BNCG (Maxim)

Divers :

JP1 à JP3 = embase mâle autosécable à 3 contacts + cavalier

K1 à K5 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm

K6 = embase mâle à 2 rangées de 5 contacts (HE10)

K7 = embase mini-DIN encartable à 6 contacts

S1 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail

convertisseur, procéder à la lecture de ce dernier par la prise en compte de 2 octets par le biais de l'interface I²C. Le premier octet représente la partie de poids fort (MSB = *Most Significant*), les 4 bits de poids fort du second octet constituant la partie de poids faible du résultat. Les 4 bits de poids faible de cet octet se trouvent tous à zéro. Si vous voulez en savoir plus en ce qui concerne cette paire de composants, sachez que Maxim Integrated Products en propose, sur son site Internet sis à l'adresse : www.maxim-ic.com la fiche de caractéristiques.

Le dessin de platine que nous vous proposons permet une réalisation aisée de ce montage. Permettez-nous, en guise de conclusion, une remarque pratique : on pourra, si l'on utilise les entrées pour des tensions, oublier de mettre en place les résistances de 10 k Ω , R2, R4 etc...

(994018)

Bibliographie

[1] *Automate programmable MATCHBOX*, PUBLITRONIC, ISBN 2-86661-086-5

Listing

```
; MAX128. MBL
; MAXI M 128 12 BI T A/D TEST
; 08/ 04/ 99 BY W
```

```
RESOURCE I I C-EEPROM 0100H BYTES @5000H
RESOURCE 8051-I RAM 10H BYTES @70H
```

```
BYTE RESULT[ 2] ; Array for I2C
BYTE CNTRL
```

START:

```
ON I NT GOSUB CONVERSI ON
TI MER( 0, 0) ; St op Ti mer
TI MER( 192, 4800) ; St art Ti mer 1s i n t e r v a l
SETBI TS( I NTena, TI Mena) ; Enable i n t e r r u p t s a n d Ti m e r i n t e r r u p t
LCDSET ; I n i t LCD
FORMAT( LCD D U LENGTH=5 Z I ) ; O u t p u t t o LCD, d e c i m a l , n o s i g n , 5 d i g i t s
```

```
LOOP: ; Endl e s s l o o p
GOTO LOOP
```

CONVERSI ON:

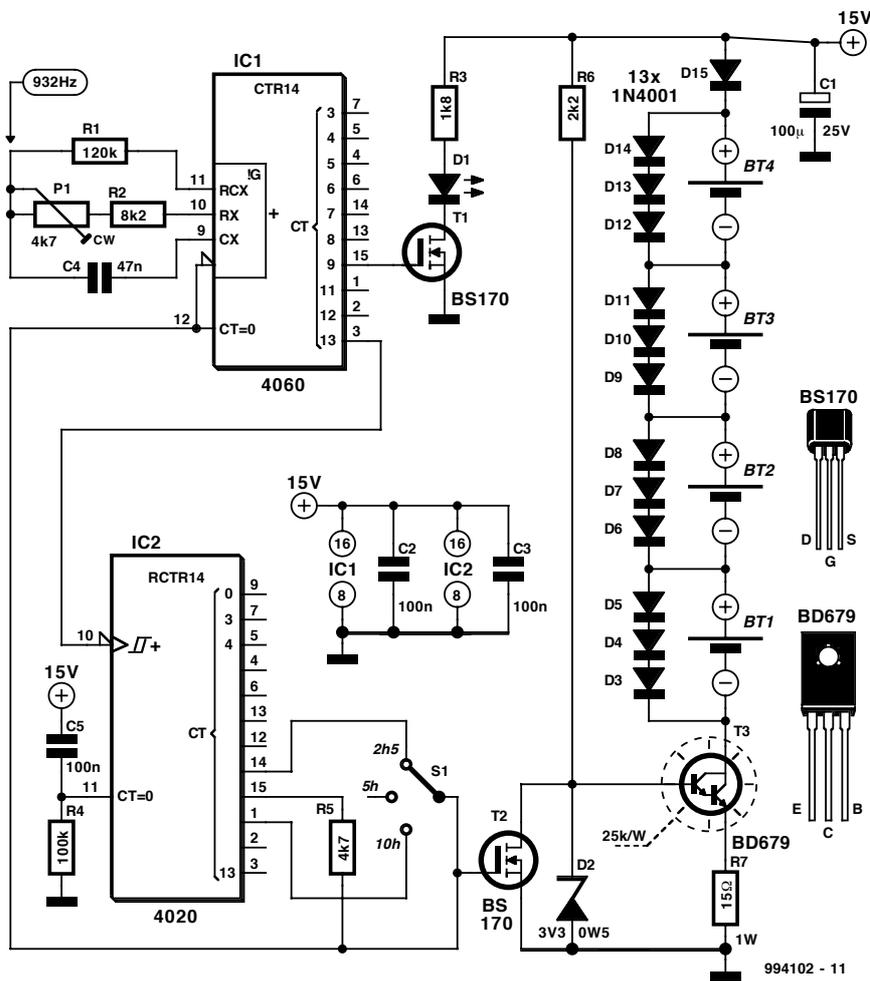
```
; I n t e r r u p t r o u t i n e e v e r y 1 s
CNTRL:=10001000B ; St art A/D c o n v e r s i o n , i n p u t 0, 0. . V r e f
I I CWR( 01010000B, 1, CNTRL) ; W r i t e t o A/D
I I CRD( 01010000B, 2, RESULT) ; R e a d t w o b y t e s ( m s b & l s b )
LCDCOM( 128) ; P o s i t i o n c u r s o r LCD
PRI NT( RESULT[ 0] * 16+RESULT[ 1] / 16) ;
```

```
CLARBI TS( TI M nt) ; R e s e t t i m e r i n t e r r u p t f l a g .
I RETURN ; R e t u r n f r o m t i m e r i n t e r r u p t
```

END

chargeur CdNi universel

066



pectivement d'un 4060 pour IC1 et d'un 4020 pour IC2, mais très semblables à ceci près que le 4060 possède son propre oscillateur intégré.

L'ajustable P1 permet de régler la fréquence à la valeur exacte requise, 932 Hz, valeur que l'on mesurera à l'aide d'un fréquencemètre.

Pour des raisons technologiques (valeurs des composants et insensibilité aux parasites), l'oscillateur fonctionne à une fréquence relativement élevée (de l'ordre de 1 kHz). Après division par 2^{14} , la sortie Q13 de IC1 fournit un signal d'horloge d'une fréquence de 0,056 Hz (une impulsion toutes les 17,6 s) qui attaque l'entrée de IC2. Si l'inverseur S1 se trouve en position 2h5 (sortie Q10 de IC2) le facteur de division sera de 2^{10} soit 1 024. Cependant, contrairement à ce que pourrait faire croire les chiffres, la temporisation s'arrêtera au bout d'une demi-période de Q10 (lors de son passage à « 1 »). Pour avoir nos 2h30, soit 9 000 s, qui doivent correspondre à une 1/2 période de Q9, la période de l'oscillateur devra être de $9\,000 \cdot 2/16,7 \cdot 10^6 = 1,073$ ms d'où nos 932 Hz du schéma.

Lors de la mise sous tension, seul le compteur IC2 est remis

J. Gonzalez

On trouve des chargeur d'accumulateurs cadmium-nickel (CdNi) dans tous les supermarchés, mais il est bien plus difficile de dénicher un tel chargeur qui soit alimentable par le biais d'une prise allume-cigare 12 V, approche qui peut intéresser, par exemple, les campeurs qui partent sans matériel 220 V. On peut donc envisager de munir un chargeur du commerce d'un cordon allume-cigare/jack d'alimentation de sorte qu'il pourra fonctionner tout aussi bien à la maison qu'en voiture.

Pour augmenter le confort d'utilisation d'un tel chargeur il faut que l'on puisse lui « confier » un nombre variable de piles (dans le cas présent de 1 à 4), si possible de formats différents (ici R6 et R14) et que de plus il se mette automatiquement hors-fonction en fin de charge (une simple temporisation, comme ici, fait l'affaire). La temporisation est réglée par le biais d'un inverseur à 3 positions. Les durées choisies sont de 2h30, 5 h et 10 h. La première de ces durées, 2h30 sera utilisée pour une charge de maintien d'accus de type R6 (1/2 charge), la durée de 5 h sera celle à adopter pour la charge desdits accus, ou pour une charge de maintien d'accus de type R14 (1/2 charge), la dernière position, 10 h, servant à une charge de maintien des accus de type R14. Une LED indique que le système est en charge. Ce processus est arrêté en fin de temporisation. Il faudra, si l'on veut recommencer un cycle, débrancher puis rebrancher le montage.

Ces durées fixées par le biais d'une paire de compteurs asynchrones à 14 étages, de type différent il est vrai, puisqu'il s'agit res-

à zéro, vu qu'une incertitude de quelques secondes sur une durée de 2h30 n'a pas d'importance et que l'arrêt en fin de temporisation est plus simple à réaliser, la remise à zéro du premier compteur étant libre. À la fin de la temporisation (fin de charge) la LED clignotante sera éteinte.

Après avoir examiné la partie de logique numérique du schéma, intéressons-nous à sa partie à droite, celle de la partie analogique. Le courant de charge est fixé par le transistor T3. Il s'agit d'un classique montage source de courant à contre-réaction d'émetteur. Le transistor darlington réagit de manière à maintenir sa tension d'émetteur à 1,3 V, ce qui implique l'utilisation d'une diode zener, D2, de 3V3. Avec ce type de montage simple au demeurant, la stabilité thermique est acceptable. La dérive en température de la diode zener a moins d'importance sur le courant de charge des accus vu la faible intensité du courant qui la parcourt et son faible échauffement.

Le transistor T1 travaille en « tout ou rien » pour allumer la LED D1. Sa présence se justifie pour éviter une surcharge de la sortie du compteur si elle devait absorber directement le courant de la LED (7 mA). Le transistor T2 vient stopper la charge en fin de temporisation en appliquant un 0 V sur la base de T3.

Les diodes D3 à D14 seront à placer, 3 par 3, dans le logement de chacun des accus, de manière à être prises (avec la polarité correcte) en parallèle sur chacun des accus, D3 à D5 sur le premier, D6 à D8 sur le second et ainsi de suite; la diode D15 sert, elle, à éviter une décharge des cellules en l'absence de la ten-

sion d'alimentation.

En cas d'utilisation automobile il faudra prendre des précautions supplémentaires pour supprimer tout risque de parasites introduits par le réseau de bord.

Le support pourra être un simple porte-pile pour 4 piles R 14; la longueur des piles étant la même, il s'accommode également d'accus R 6.

La consommation de courant du montage est de l'ordre de

150 mA.

Une remarque importante pour terminer : l'électronique « accepte » un accu monté à l'envers, ce qui se traduit, si on n'y fait pas attention, par une décharge profonde de l'accu et partant un risque important de destruction. Il est donc important de vérifier la polarité correcte des accus lors de leur mise en place.

(994102)

doubleur d'impulsion

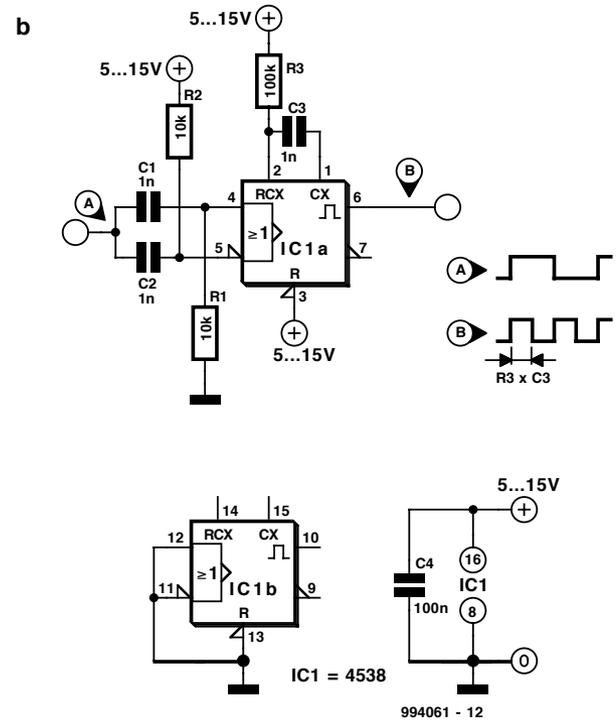
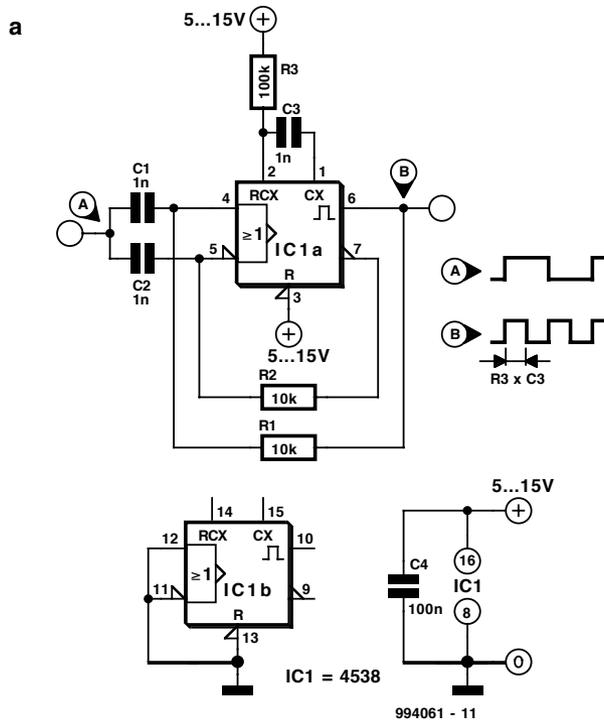
068

Les doubleurs de fréquence ou d'impulsion sont loin d'être, en règle générale, ni des circuits simples ni des circuits ne présentant pas la moindre criticité. Le concept proposé en **figure 1a** constitue une agréable exception. Cette approche on ne peut plus simple repose sur un multivibrateur monostable (MVM) de la série 4000; elle génère une impulsion à chaque flanc montant ou descendant du signal d'entrée. La durée de cette impulsion est celle de la constante de temps du réseau RC $R3/C3$.

Comme le montre un examen du schéma, on utilise ici tant l'entrée de déclenchement positive que son homologue négative. Chacune d'entre elles est reliée, par le biais de son propre condensateur de couplage, C1 et C2 respectivement, au signal TTL d'entrée. Il

faut, pour avoir une réaction de l'une des entrées de déclenchement, que l'autre ne soit pas active. Dans le cas d'un flanc montant cela implique que l'entrée de déclenchement négative doit se trouver à ce moment-là à un niveau haut et inversement, dans le cas d'un flanc descendant que l'entrée de déclenchement positive présente un niveau bas.

Le 4538 étant un MVM redéclenchable, l'impulsion de sortie est, normalement, prolongée de la durée de la constante de temps $R3/C3$. L'interconnexion des 2 sorties, par le biais d'une résistance, R1 ou R2 selon le cas, à l'entrée requise force, au repos, chaque entrée de déclenchement à un niveau de non-activité. Vu que, pendant la durée de l'impulsion, l'autre entrée de déclenchement est

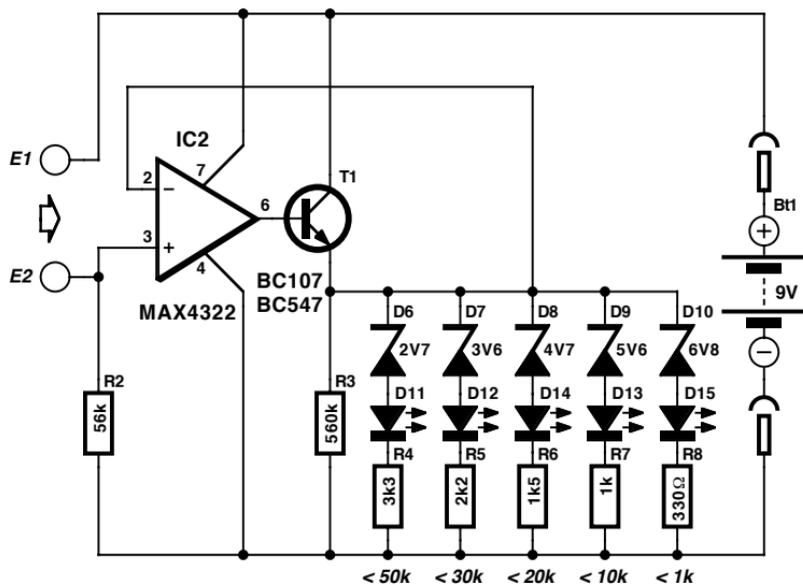


attaquée par un niveau actif, cette construction inhibe la caractéristique de « redéclenchabilité » du MVM. Si la durée de la période du signal d'entrée devient plus courte que la durée de l'impulsion de sortie définie par le couple R3/C3, on n'aura qu'une unique impulsion en sortie sachant que le MVM ne peut être redéclenché qu'une fois l'impulsion de sortie terminée. Si l'est dans vos intentions de modifier le dimensionnement du circuit il faudra faire en sorte que les constantes de temps des paires R1/C1 et R2/C2 aient toujours une durée plus courte que celle du couple R3/C3.

On pourra, au cas où l'on voudrait disposer d'une version redéclenchable, opter pour la variante de circuit proposée en **figure 1b**. Ici également, les 2 entrées de déclenchement sont dotées de leur propre condensateur de couplage; seule différence, les résistances R1 et R2 sont reliées directement à la tension d'alimentation en vue de rendre les entrées inactives. Dans ces conditions, les sorties sont toujours actives dès que la durée de période du signal d'entrée devient plus courte que l'impulsion de sortie. On n'aura plus, dans ce cas-là, d'impulsions en sortie.

testeur de continuité multi-niveau

069



994069-11

Peter Lay

Le présent montage est une sorte d'hybride, né du croisement d'un testeur de continuité et d'un ohmmètre. L'objet à tester est connecté aux électrodes E1 et E2 (qui peuvent prendre la forme, par exemple, de pointes de touche ou de pinces crocodile). La circulation du courant de test du pôle positif de la pile compacte de 9 V, à travers l'objet de test et la résistance R2, en direction du pôle négatif de la pile se traduit par une chute de tension proportionnelle aux bornes de la résistance R2. Un amplificateur opérationnel doté en aval d'un étage à transistor tamponne cette tension. La sortie de l'étage « de puissance » attaque toute une série de dispositifs de visualisation prenant chacun la forme d'une résistance, d'une LED à haut rendement (*high efficiency*) et d'une diode zener. Les diodes zener utilisées ont, dans l'ordre de leur disposition, une tension zener de plus en plus élevée. Lorsque la tension de mesure dépasse la somme de la tension zener et de la tension de seuil de la

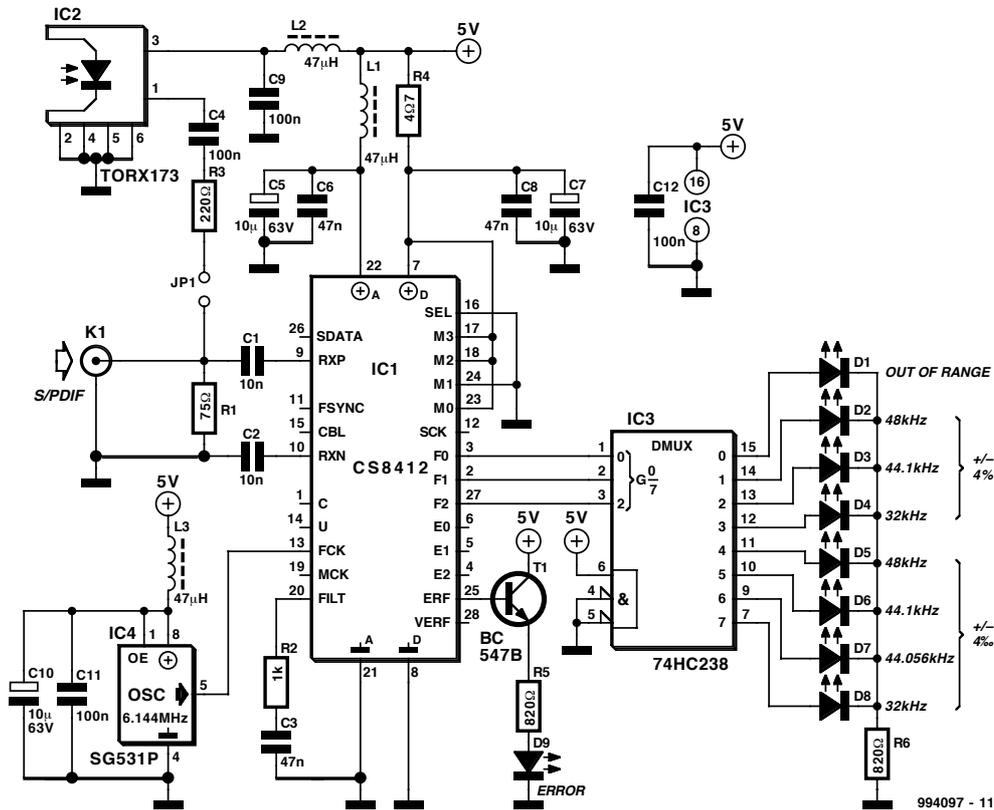
LED (tenir compte de la tension base-émetteur de T1 !), la LED concernée s'allume. On trouve, sur le schéma, les valeurs de résistances de l'objet de test correspondant à l'allumage de chacune des LED. Ces valeurs dépendent cependant beaucoup du type de LED utilisé, sachant que les tensions zener peuvent également présenter des tolérances importantes. Il est facile de corriger une dérive par l'adjonction d'une diode normale voire d'une diode Schottky. Il est parfaitement possible également, par calcul de nouvelles branches, de déterminer de nouveaux seuils voire même de réaliser un affichage en barregraphe.

Il est impératif que l'amplificateur opérationnel utilisé ait, tant au niveau de l'entrée qu'à celui de la sortie, des caractéristiques d'excursion totale entre les lignes d'alimentation (*rail-to-rail*), vu qu'il peut se faire que, tant la tension d'entrée que la tension de sortie, peut atteindre le niveau de la tension d'alimentation. Le MAX4322 de Maxim utilisé ici est l'un des amplificateurs opérationnels répondant par l'affirmative à ce cahier des charges. Un 741 ordinaire n'a rien à faire dans ce montage !

(994069)

moniteur de signal S/PDIF

070



Nous vous présentons ici une application du CS8412 de Crystal, circuit baptisé « digital audio interface receiver » (récepteur d'interface d'audio numérique) par Crystal Semiconductor. Lors des précédentes applications de ce composant dans les montages décrits dans Elektor, nous n'avons utilisé ce récepteur S/PDIF (AES/EBU) qu'à des fins de décodage des flux de données S/PDIF en vue d'en extraire les données, l'horloge de bit et l'horloge L/R pour un voltmètre numérique ou un indicateur d'écrêtage (écrêtage-mètre). Pour peu qu'on le dote d'un oscillateur externe, IC4, servant de référence, ce circuit intégré offre également une possibilité de reconnaître, par mise en oeuvre d'un comparateur de fréquence, la fréquence d'un signal entrant. C'est très exactement la fonction remplie par notre moniteur de signal S/PDIF. Si la fréquence d'horloge reconstituée présente une variation trop importante par rapport aux valeurs de fréquence standard, l'électronique fait en outre la différence entre 3 domaines : < 400 ppm, < 4% et « out of range » (dérive, par rapport aux valeurs standard, supérieure à 4%). Il va sans dire que la précision de l'oscillateur à

quartz utilisé, elle est de ± 100 pm dans le cas du SG531P d'Epson, exerce une influence indéniable sur la précision de ces différentes limites. L'entrée optique est une fonction supplémentaire ajoutée comme extra. La sortie du module de réception TOS-LINK, IC2, attaque, via C4 et R3, la résistance R1, si tant est que le cavalier JP1 ait été mis en place. On pourra utiliser, le cas échéant, la tension présente aux bornes de R1, comme sortie numérique (quitte, si nécessaire, à adapter R3). On peut également penser à utiliser ce circuit comme une sorte de station à relais ou comme un moyen de réduire la gigue (*jitter*). Pour ce faire on fait passer le circuit intégré dans un mode spécial, le mode 13 en mettant l'entrée M3 à « 1 » et en appliquant aux entrées M0 à M2 le mot binaire 101_B. Dans ces conditions, les données S/PDIF sont transmises pratiquement directement à la sortie (*preamble* compris). L'horloge

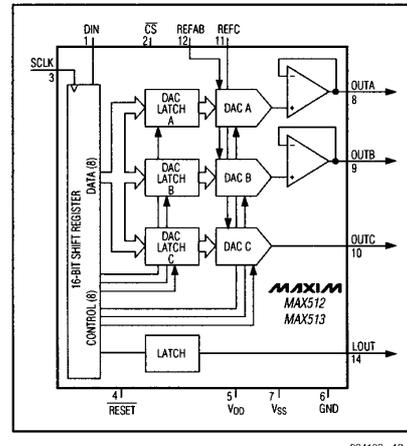
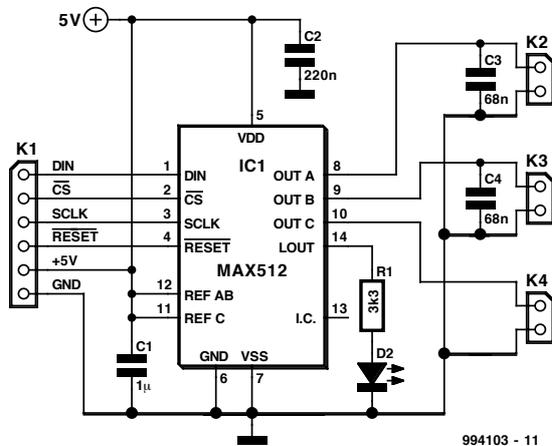
de bit SCK possède alors une fréquence 2 fois supérieure à celle qu'elle aurait si l'on procède au décodage des données. On peut alors prendre un module TOSLINK directement à la sortie voire même, au travers d'un tampon –prenant, par exemple, la forme de quelques inverseurs 74HC04 pris en parallèle– y connecter une sortie coaxiale. On pourra s'inspirer, à titre d'exemple, du montage baptisé « générateur de test S/PDIF » décrit ailleurs dans ce numéro double. Un démultiplexeur, IC3, que l'on connaît également sous la dénomination de décodeur de lignes 3 vers 8, sert au décodage des données présentes sur les sorties F0 à F7 pour la commande de 8 LED servant à la visualisation des résultats, 4 pour un résultat de ± 400 ppm, 3 pour un résultat de $\pm 4\%$ et une dernière pour un résultat hors-limites.

La LED D9, Error, sert à signaler soit l'absence de données soit l'application au circuit intégré de données erronées ou inconsistantes. La consommation de courant de l'ensemble du montage est de l'ordre de 35 mA au maximum.

(994097)

Pascal pour MAX512

071



Prof. Dr. Bernd vom Berg

Le MAX512 est un convertisseur numérique/analogique (CNA) triple caractérisé par une résolution de 8 bits et doté d'une interface sérielle. 2 des 3 convertisseurs possèdent des sorties de tension tamponnées, unipolaire ou bipolaire. Le CNA A peut fournir (*source*) et drainer (*sink*) un courant de 5 mA, valeur qui tombe, dans le cas du CNA B, à 0,5 mA. Le 3^{ème} CNA, CNA C, n'est pas doté de tampon, vu qu'il est prévu pour les mesures de précision. Il est possible, contrairement à ce que montre le schéma d'application de la **figure 1**, d'appliquer les tensions de référence séparément à la paire de convertisseurs A/B et au troisième convertisseur, CNA C. Le MAX512 dispose, en plus des convertisseurs, d'une sortie numérique (1,6 mA) capable, par exemple, d'attaquer directement une LED à haut rendement (*low current*).

Les données sont fournies au convertisseur par le biais d'une interface trifilaire capable de travailler à une fréquence allant jusqu'à 5 MHz et compatible avec les standards SPI, QSPI et Microwire. Le registre à décalage présent à l'entrée a une largeur de 16 bits; il comporte simultanément 8 bits de données et 8 bits de commande servant au choix des convertisseurs et de leurs états de fonctionnement (*shutdown* ou non) et cela indépendamment pour chacun des convertisseurs. En mode *shutdown*, le réseau R-2R du convertisseur concerné est déconnecté de l'entrée de référence. La charge des registres des CNA peut se faire indépendamment, ou

encore simultanément, lors du flanc montant du signal \overline{CS} . Le MAX512 s'accommode d'une tension asymétrique de + 5 V ou d'une tension d'alimentation symétrique de $\pm 2,5$ V. Sa consommation peut être qualifiée, avec 1 mA en fonctionnement et moins de 1 μ A en mode de veille (*shutdown*), de très faible.

Le petit programme en Pascal bien commenté proposé ci-après montre comment utiliser le MAX512. Les lignes de données sérielle DIN (*Data IN*), de sélection de puce \overline{CS} (*Chip Select*), de signal d'horloge SCLK (*Serial CLock*) et de Remise à zéro (RESET) sont reliées aux lignes de port P4.0 à P4.3 d'un microcontrôleur du type 87537. Il va sans dire que tout autre microcontrôleur peut prendre à son compte la commande du processus. Il faudra, le cas échéant, modifier en conséquence les adresses de port en début de programme.

Après lancement du programme, on trouve, sur les 3 canaux du convertisseur N/A, une tension en marches d'escalier ayant une fréquence de l'ordre de 5 Hz. Il est possible, par modification de la boucle FOR de la routine « *procedure* *treppe* », d'obtenir d'autres « *marches de tension* » ! La consommation de courant est de l'ordre de 1 mA. Le programme (avec commentaires en allemand) est disponible sur disquette, sous la dénomination de EPS996022-1, auprès des adresses habituelles.

(994103)

```
(*****)
(*   Progr amme:   SERI _DAU .PAS           Ver si on:  1. 0           *)
(*   Aut eur :   vom Ber g /  Gr ope       Dat e:  13. 04. 99          *)
(*****)

pr ogr am ser i _dau;

const      DI N = $E8;                      (* Li gne don née sé ri elle au Port P40 *)
           CS = $E9;                        (* Li gne de Chip Select sé ri elle au Port P41 *)
           SCLK = $EA;                      (* Li gne d' hor lo ge sé ri elle au Port P42 *)
           RESET = $EB;                    (* Entrée de RAZ du CNA au Port P43 *)

pr ocedur e i ni t _dau;                      (* Déf in it ion des li gnes de bus *)

begi n
  set bi t ( CS );                          (* É t at de repos du bus sé ri el : *)
  cl ear bi t ( SCLK );                      (* CS \ = HI GH, SCLK = LOW RESET \ = HI GH *)
  set bi t ( RESET );                       (* et ni veau de DI N sans i mpor tance! *)
```

```

end;

procedure reset_dau; (* Remettre le convertisseur N/A à l'état *)
                    (* de départ *)
begin
  clearbit(RESET); (* Mettre la ligne de RAZ à l'état actif, *)
  setbit(RESET);   (* pour charger les valeurs par défaut *)
end;                (* dans tous les registres! *)

procedure rausbytes(control, data: byte); (* Émission sérielle de 2 octets, *)
                                         (* MSB pour commencer, LSB pour finir *)

var PEGEL, TEILER, i : byte;

begin
  clearbit(CS); (* État de départ des D sériels, CS=LOW *)

  Teiler := 128; (* Masque pour MSB lors du 1er passage de boucle *)
  for i:=1 to 8 do (* Boucle pour l'émission des 8 premiers *)
    begin (* bits de données (Contr. Byte) *)
      PEGEL:=control and TEILER; (* Masquage des 7 autres bits *)
      if (PEGEL>=1) then setbit(DIN) else clearbit(DIN);
      setbit(SCLK); (* Autoriser ligne de données en fonction du *)
      clearbit(SCLK); (* niveau et impulsion d'horloge sur ligne d'horloge *)
      TEILER:=TEILER div 2 (* Nouveau masque! *)
    end;

  Teiler := 128; (* Masque pour MSB lors du 1er passage de boucle *)
  for i:=1 to 8 do (* Boucle pour l'émission de la seconde série *)
    begin (* de 8 bits de données (Data Byte) *)
      PEGEL:=data and TEILER; (* Masquage des 7 autres bits *)
      if (PEGEL>=1) then setbit(DIN) else clearbit(DIN);
      setbit(SCLK); (* Autoriser ligne de données en fonction du *)
      clearbit(SCLK); (* niveau et impulsion d'horloge sur ligne d'horloge *)
      TEILER:=TEILER div 2 (* Nouveau masque! *)
    end;

    setbit(CS); (* Condition d'arrêt du D sériel, CS=HIGH *)
  end;

procedure treppe(kanal: byte); (* Générer une marche d'escalier sur canal: *)
                              (* 1->Canal A, 2->Canal B, 3->Canal C ou *)
                              (* 0-> sur les 3 canaux! *)

var kontrolbyte: byte; (* Variable auxiliaire pour info canal *)
    i: byte; (* Variable de boucle *)

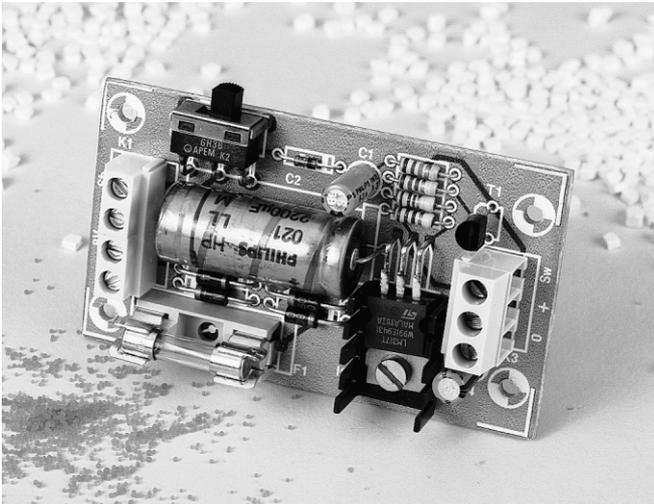
begin
  case kanal of
    0 : kontrolbyte:=%00000111; (* Charger tous reg., aucun canal Shut Down *)
    1 : kontrolbyte:=%00110001; (* Ne charger que reg. A, canaux B & C Shut Down *)
    2 : kontrolbyte:=%00101010; (* Ne charger que reg. B, canaux A & C Shut Down *)
    3 : kontrolbyte:=%00001100; (* Ne charger que reg. C, canaux A & B Shut Down *)
  end;
  for i:=0 to 4 do (* Variable de boucle = 4 -> Escalier à 5 marches *)
    rausbytes(kontrolbyte, (i*50));
  end;

begin
  reset_dau; (* RAZ du convertisseur N/A sériel *)
  init_dau; (* Initialisation du convertisseur N/A sériel *)
  repeat (* Boucle fermée, d'où tension en marches d'escalier périodique *)
    treppe(0); (* Faire marches sur les 3 canaux *)
  until false;
end.

```

transformateur de sonnette pour le Wave-Player

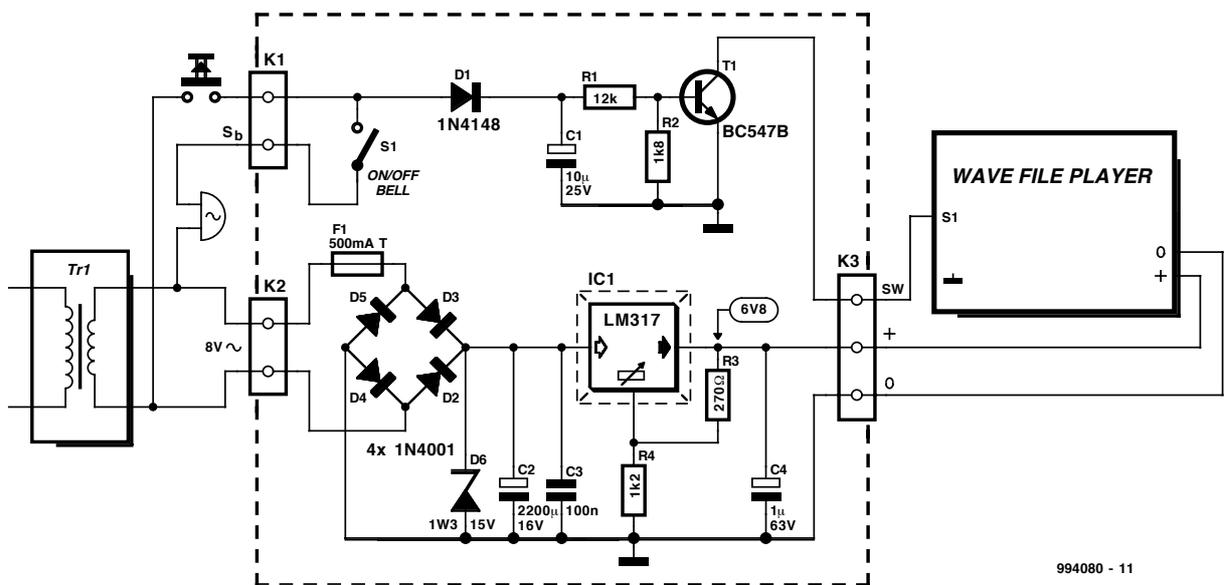
072



sante et programmable. Nous n'étions cependant pas entrés dans le détail de cette application vu qu'elle sortait du cadre de l'article en question. Nous sommes quelques numéros plus loin et pouvons le faire dans le cadre de ce numéro double.

Si déjà nous utilisons ledit montage en tant que sonnette de porte il serait bien plus pratique de l'alimenter à partir du transformateur de sonnette. Il va sans dire que l'on évitera au maximum d'avoir à modifier le câblage de ladite sonnette; on appréciera également la possibilité de couper la sonnette; cela dans la perspective d'une déconnexion du Wave-Player en vue d'y télécharger une nouvelle mélodie ou autre production sonore.

Le présent montage, qui tient compte de ces différents souhaits, n'en reste pas moins étonnamment simple. La partie de l'alimentation comporte un redresseur double alternance, constitué des diodes D2 à D5, associé à condensateur de lissage, C2. La diode zener D6 a pour fonction d'éliminer les transitoires et devra de ce fait être une diode rapide. La régulation est l'affaire d'un LM317

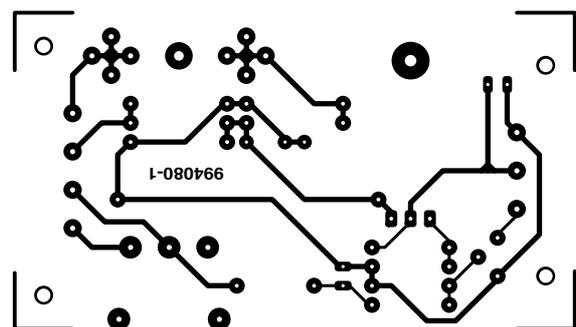
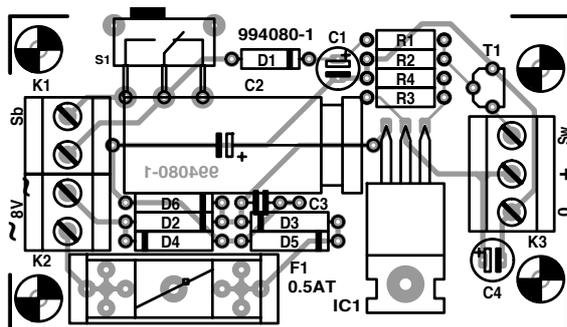


994080 - 11

En février dernier nous vous avons proposé Wave-Player, un lecteur de fichier Wave, montage permettant la reproduction de fichiers-sons traités par PC. Nous disions dans cet article que cette boîte à musique compacte, avec sa possibilité de reproduire des fichiers d'une durée comprise entre 8 et 43 s et son amplificateur intégré, convenait à merveille pour réaliser une sonnette de porte amu-

auquel on demande une tension de sortie de 6,8 V. On dispose ainsi, après soustraction de la chute de tension aux bornes de la diode de protection contre une inversion de polarité, de l'ordre de 6 V pour l'amplificateur audio, niveau de tension dont raffole très précisément ce circuit intégré.

Pour éviter d'avoir à modifier un câblage existant, nous avons



ajouté au montage une électronique spécifique constituée de D1, C1, R1, R2 et T1. Ce circuit convertit la tension alternative en provenance du bouton de la sonnette en un signal d'activation que comprend Wave-Player. S1 permet une utilisation de la sonnette d'origine en cas de déconnexion momentanée du Wave-Player en vue de sa reprogrammation. Il ne faudra pas oublier de rouvrir S1 avant de reconnecter le Wave-Player sachant que sinon il ne fonctionnera pas sans même tenir compte du fait qu'il sera programmé, par le biais de l'entrée « S1 », à une fréquence de communication erronée, 9 600 bauds. Notre prototype a trouvé place dans un cagibi et fonctionne à l'entière satisfaction de son propriétaire. Comme le concepteur de ce montage avait d'autres choses plus intéressantes à faire qu'à chaque fois démonter et remonter le Wave-Player, il a purement et simplement tiré un fil blindé additionnel jusqu'à son PC de sorte qu'il peut à tout instant modifier très rapidement et aisément le contenu du Wave-Player. Le dessin de platine proposé ici garantit une réalisation sans problème de l'alimentation. Seul détail méritant d'être relevé : le régulateur IC1 sera doté d'un petit radiateur (24 K/W).

(994080)

Liste des composants

Résistances :

R1 = 12 k Ω

R2 = 1k Ω 8

R3 = 270 Ω

R4 = 1k Ω 2

Condensateurs :

C1 = 10 μ F/25 V radial

C2 = 2 200 μ F/16 V

C3 = 100 nF céramique

C4 = 1 μ F/63 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148

D2 à D5 = 1N4001

D6 = diode zener 15 V/1W3
(BZT03)

T1 = BC547B

IC1 = LM317T (National
Semiconductor)

Divers :

K1, K2 = bornier encartable à
2 contacts au pas de 5 mm

K3 = bornier encartable à
3 contacts au pas de 5 mm

S1 = interrupteur à glissière
du type Apem K2 (Amroh)

F1 = porte-fusible + fusible
500 mA T

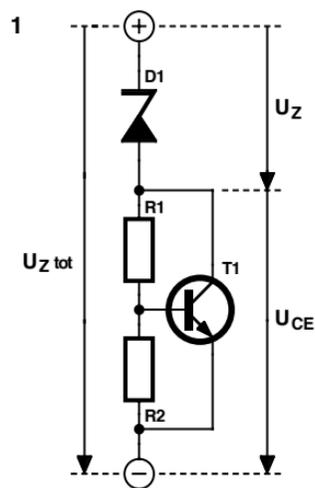
boîtier tel que, par exemple,
Bopla E410

radiateur pour IC1, 24 K/W,
tel que, par exemple, type
FK231 (Fischer)

diode Zener compensée en température

Gregor Kleine

Ce n'est que lorsque leur tension Zener se trouve aux environs de 6 volts que les diodes Zener présentent un coefficient de température faible. Il est négatif pour des valeurs de tension Zener plus faibles et positif pour des valeurs plus élevées. Lorsque la tension Zener s'approche de 30 volts, il atteint la valeur de 0,1 %/K qui devient alors indépendante de la tension.



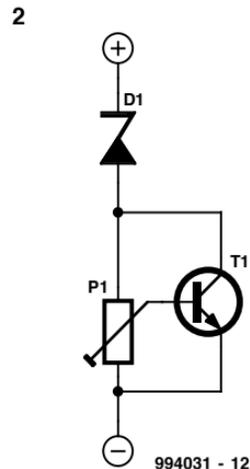
Ce circuit (**figure 1**) permet de compenser un coefficient de température positif à l'aide d'un transistor en se servant du coefficient de température de $-2,2$ mV/K de la diode base-émetteur. Cette compensation ne fonctionne donc qu'avec les diodes de Zener dont la tension Zener dépasse 6 volts.

Prenons une tension Zener de 18 volts. Son coefficient de température est de $+16$ mV/K, donc 7,3 fois plus élevé que le coefficient de température de la diode base-émetteur de T1. On en déduit le rapport du diviseur de tension R1, R2 : R1 doit être 6,3 fois plus grand que R2. Si R2 est 1 k Ω , R1 doit être 6,3 k Ω . On détermine ensuite expérimentalement qu'il faut monter une diode Zener de 15 volts en position D1 pour une tension Zener de 18 volts.

Si la tension Zener ne joue qu'un rôle secondaire et qu'il est primordial d'obtenir une tension indépendante de la température, on peut rendre la compensation ajustable selon la **figure 2**. Un trimmer 10 tours convient le mieux comme potentiomètre P1.

Le transistor est un type NPN universel, un BC238 par exemple.

(994031)

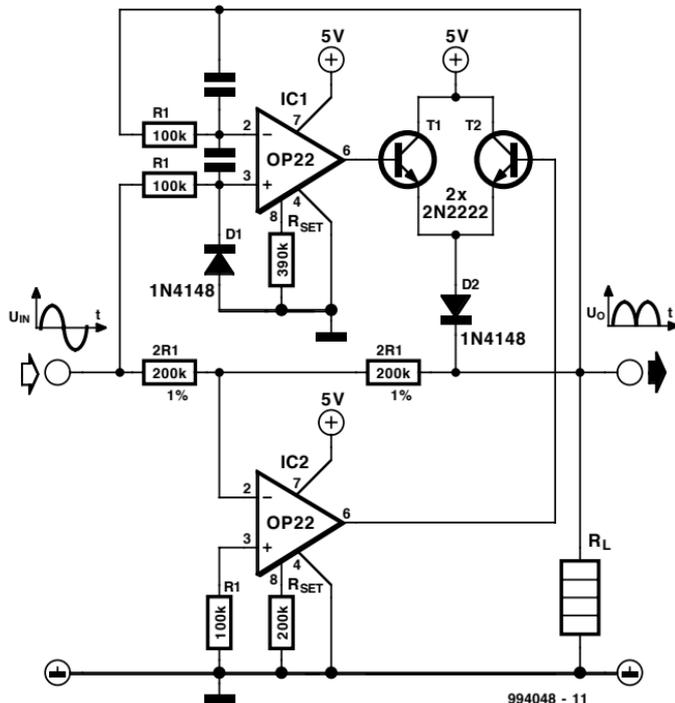


redresseur de précision

074

Ce redresseur précis à double phase est capable de traiter des signaux d'amplitude jusqu'à ± 3 V, mais ne requiert qu'une alimentation **asymétrique** de + 5 V. Le courant qu'il consomme au repos ne dépasse pas $320 \mu\text{A}$. Le gain du montage est exactement

unitaire, la précision dépend essentiellement de l'appariement des résistances $2R_1$ et $2R_1$. Le domaine de fréquence s'étend du continu jusqu'à environ 2 kHz. L'alimentation simple asymétrique et le très petit courant de repos font de ce montage un premier choix pour les appareils alimentés sur piles.



994048 - 11

Au cours de l'alternance **positive** de la tension d'entrée ($V_{IN} > 0$), la sortie de A1 est haute, d'où la tension de sortie, via T1 et D2,

va devenir pareille à celle d'entrée. V_O se situe tout au plus à trois seuils de diode sous la tension d'alimentation, si bien que sa tension de crête affiche *grosso modo* + 3 V. La sortie de l'amplificateur A2 est basse, à présent, et T2 bloque.

Pendant l'alternance **négative** ($V_{IN} < 0$), la sortie de A1 est basse et T1 bloque. L'amplificateur A2 fonctionne en inverseur de gain unitaire, de sorte que V_O va évaluer V_{IN} , mais en polarité inverse. Sur la période totale on obtient ainsi une tension unipolaire, soigneusement redressée.

Le débit réglé par R_{SET} est déterminant pour le courant de repos des amplificateurs opérationnels. L'amplificateur A1 travaille par nature sous gain unitaire, tandis que A2 est réglé pour un gain de 0,5. De manière à conférer aux deux amplificateurs même bande passante et réponse en fréquence, le courant de polarisation de A2 doit être le double de celui de A1. Pour A2, on choisit donc 3,7 V/200 k Ω , soit un courant de polarisation de 18,5 μ A, lequel conduit à un débit au repos de 220 μ A. Pour A1, on passe à 3,7 V/390 k Ω , avec pour résultat final un courant de repos de 100 μ A.

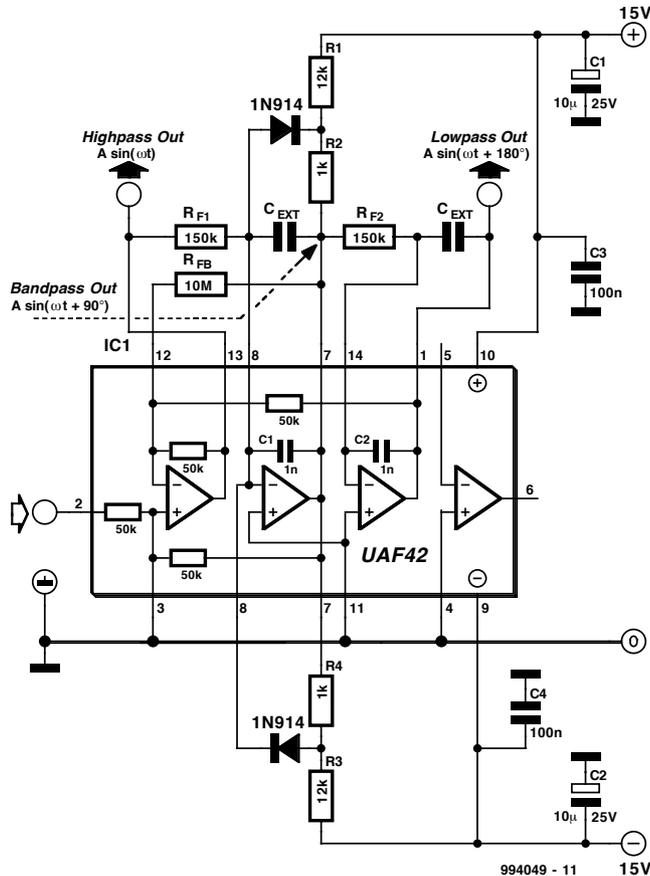
Comme l'étage d'entrée d'un OP-22 se compose d'un darlington PNP, il se peut que la jonction collecteur-base entre en conduction pour une tension d'entrée trop négative, difficulté éliminée par l'adjonction de R1 et D1, qui bornent l'amplitude de la tension négative sur l'entrée de A1.

(source : Analog Devices)

(994048)

générateur sinusoïdal triphasé

075



Voici un montage qui illustre bien la simplicité de réalisation d'un générateur triphasé à l'aide d'un microcircuit de **filtre programmable** (*variable state*) comme le UAF42 de *Burr-Brown*. On met à profit ici la disponibilité des trois fonctions intégrées, un filtre passe-haut, un passe-bande et un passe-bas. Les signaux aux sorties des passe-haut et passe-bande sont, dans l'ordre, déphasés de 90° et 180° par rapport à celle du passe-bas. Dès lors, la construction d'un générateur sinusoïdal triphasé n'est plus que badinerie. Le circuit intégré comporte en outre un amplificateur opérationnel supplémentaire, utilisable éventuellement comme tampon ou étage d'amplification.

Sur le schéma représenté ici, la fréquence d'oscillation se règle par les résistances R_{F1} et R_{F2} . Pour le calcul, on a recours à la célèbre formule :

$$f_{osc} = 1 / (2\pi RC),$$

dans laquelle $R = R_{F1} = R_{F2}$ et $C = C_1 = C_2 = 1\,000\text{ pF}$. La plus haute fréquence d'oscillation qu'un UAF42 peut entretenir se situe aux environs de 100 kHz. La distorsion commence à être visible au-dessus de 10 kHz. Pour des fréquences inférieures à 100 Hz, il convient de shunter C_1 et C_2 par des condensateurs externes, sinon R_{F1} et R_{F2} prendraient des valeurs anormalement grandes. À choisir, mieux vaut prendre pour ces condensateurs des modèles NP0 à la céramique ou au mica. Ne pas oublier non plus d'inclure dans le calcul les condensateurs internes de 1 000 pF. Pour obtenir l'amplitude souhaitée en sortie, on déterminera les résistances R1 à R4 au moyen de la formule suivante :

$$R1/R2 = R3/R4 = (V_O + V_{alim}) / (V_O - 0,15) - 1$$

Les valeurs de composants du schéma conduisent à une fréquence de 1 kHz. Dans ce cas, les deux condensateurs externes C_{ext} dis-

paraissent, les exemplaires intégrés de 1 000 pF satisferont à la tâche.

L'amplitude réellement obtenue peut s'écarter quelque peu de la valeur calculée, en raison du comportement non idéal des diodes et des amplificateurs opérationnels. Il peut donc s'avérer nécessaire de retoucher un peu les rapports R_1/R_2 et R_3/R_4 .

Une rétroaction a lieu à travers R_{FB} de la sortie du passe-bande sur l'entrée de l'amplificateur sommateur, condition nécessaire au démarrage de l'oscillation. Une bonne valeur pour R_{FB} serait de 10 M Ω pour les fréquences supérieures à 1 kHz, 5 M Ω entre 10 Hz

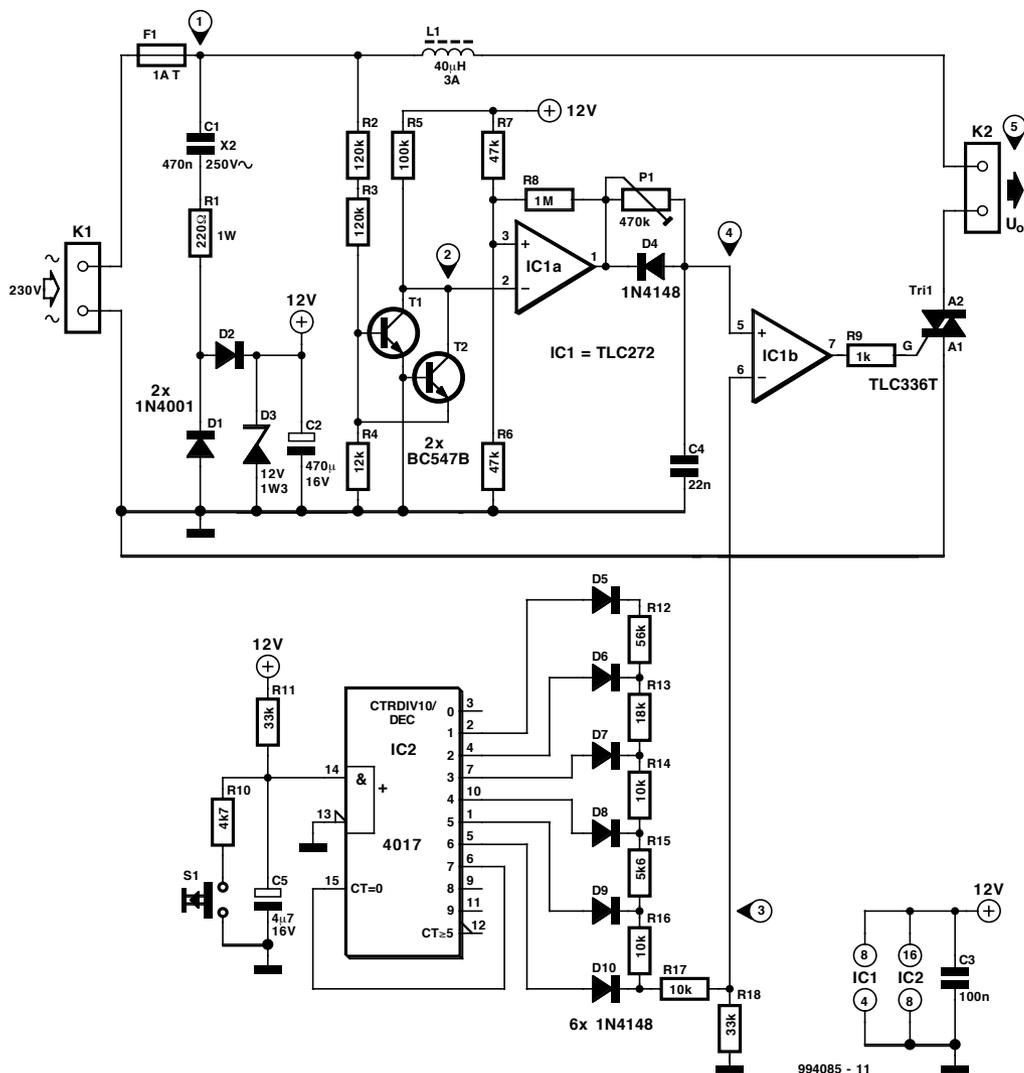
et 1 kHz et 750 k Ω sous les 10 Hz. Choisir des valeurs plus petites mène à une réduction de l'amplitude en sortie et risque d'entraîner une certaine distorsion. Pour assurer une entrée rapide en oscillation aux très basses fréquences un petit truc consiste à brancher une diode en parallèle sur R_{FB} , le temps du lancement, puis de la débrancher une fois l'oscillation établie.

(source : Burr-Brown)

gradateur tactile

076

1



Jürgen Graßmann

Ce montage est celui d'un gradateur de la tension du secteur, pilotable par action sur une touche, et ayant la caractéristique de ne pas utiliser un circuit intégré spécialisé de la famille SBLxxx. L'examen du schéma de la **figure 1** montre qu'il ne requiert que des composants standards. L'électronique peut se subdiviser en 4 ensembles fonctionnels : une alimentation, un détecteur de passage par zéro, un comparateur à triac destiné à la commande du découpage de phase et, pour finir, une sorte de convertisseur N/A

sériel. L'alimentation se passe de transformateur; elle prend la forme d'un diviseur de tension capacitif, C1, R1 et D1, d'un redresseur, D1 et D2, d'une limitation de tension à 12 V, D3, ainsi que de 2 condensateurs servant tant à la charge qu'au découplage, C2 et C3. La tension continue de + 12 V résultante alimente les autres groupes de fonction. Le quarteron de résistances R2 à R5 associé aux transistors T1 et T2 sert à la détection du passage par zéro de la tension du secteur. T1 bloque lorsque la tension de la demi-onde positive de la tension du secteur fortement abaissée par le diviseur

de tension chute en-deçà de l'ordre de 0,6 V, c'est-à-dire tout juste après le passage par zéro. De ce fait, la tension au point 2 grimpe à + 12 V pour, très vite, revenir à l'état de départ, lorsque la tension d'émetteur de T2 devient négative par rapport à la ligne zéro du secteur. Il nous reste, comme le montre le graphique de la **figure 2**, de brèves impulsions positives à proximité du passage par zéro.

IC1a procède ensuite à une inversion de ces impulsions. R6 et R7 définissent à quelque 6 V la tension de seuil, R8 introduisant l'hystérésis requise. Après chaque passage par zéro, l'inverseur charge le condensateur C4 au travers de l'ajustable P1. Lors du passage par zéro la sortie de l'inverseur passe, un court instant, au niveau bas, cette durée étant cependant suffisante pour produire, par l'intermédiaire de D4, une décharge brutale du condensateur. Ceci nous donne, à l'entrée non-inverseuse du comparateur IC1b, la forme d'onde en dents de scie (4) de la figure 2.

La tension de référence du comparateur lui est fournie par le compteur IC2. Chaque action sur la touche S1 incrémente le contenu du compteur 4017. Après une première action ce sera la sortie Q1 qui sera active (haute), après la seconde ce sera le cas des sorties Q1 et Q2 et ainsi de suite jusqu'à ce que la 7^{ème} action (impulsion) remette le compteur à zéro. De par la présence du réseau de résistances/diodes D5 à D10/R12 à R18, l'état du compteur est converti en une tension de sortie analogique :

$$U_o = (U_b - U_d)(R18/R)$$

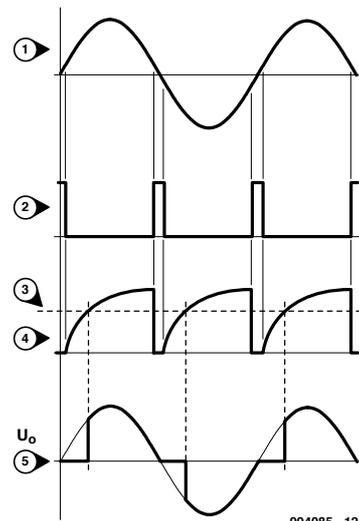
formule dans laquelle R symbolise la somme de toutes les résistances mises en circuit par les sorties actives du compteur. Le dimensionnement des résistances a été choisi de façon à ce que l'on ait une transition « souple » entre les différents étages. U_d représente la tension de diode. Dans ces conditions on a, par exemple :

$$U5_o = (U_b - U_d)(R18/(R16 + R17 + R18)) = 7,1 \text{ V}$$

Après la 6^{ème} impulsion on aura :

$$U6_o = (U_b - U_d)(R18/(R17 + R18)) = 8,7 \text{ V.}$$

2

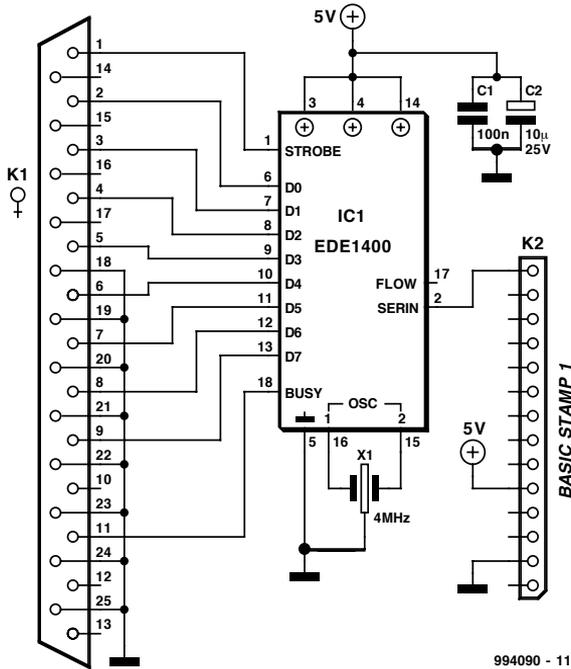


Plus la tension augmente, plus la partie de la dent de scie dépassant le seuil et servant à la commande du triac décroît. À $U6_o$, le comparateur IC1b doit se trouver au niveau bas, de sorte que l'ampoule/la charge doit être éteinte/se trouver hors-tension; on n'a pas, à Q0 (tension de référence nulle), le moindre découpage de phase. P1 permet de jouer sur ce facteur. La forme de la tension du secteur découpée en phase disponible sur le bornier K2 est représentée par la courbe inférieure du graphique de la figure 2.

Il faudra veiller, lors du réglage et du test de bon fonctionnement du montage, ainsi que lors de son fonctionnement normal, qu'il n'y ait pas d'isolation galvanique par rapport au secteur, ce qui implique sa mise dans un boîtier parfaitement isolé (plastique) !

convertisseur sériel-parallèle

077



994090 - 11

Programme de test

```
ser out 7, T2400, (" This text is from the Stamp 1"  
ser out 7, T2400, ( 10) : REM Carriage Return  
ser out 7, T2400, ( 13) : REM Line Feed  
for b7 = 48 to 57 : REM ASCII 0 through 9  
ser out 7, T2400, (b7)  
next b7  
ser out 7, T2400, ( 10) : REM Return
```

Les utilisateurs du BasicStamp sont des gens heureux. Beaucoup d'entre eux le seraient encore davantage s'ils pouvaient disposer d'un port parallèle, parce qu'un BasicStamp en centrale de mesure, c'est plus chouette avec une sortie sur imprimante. Notre démonstration va consister à présent à donner à voir qu'un seul circuit intégré peut exaucer leur vœu, doter le BasicStamp d'un port d'impression. Le cerveau du montage, le schéma le prouve, c'est une puce réputée intelligente, immatriculée EDE1400, en provenance de *E-Lab Digital Engineering* (adresse Internet : www.elabinc.com) et qui traduit toute seule une information sérielle en l'équivalent parallèle, sur un port à niveau TTL. Une tension unique de 5 V suffit à ses exigences et un cristal de 4 MHz synthonise son oscillateur embarqué. Sa logique interne

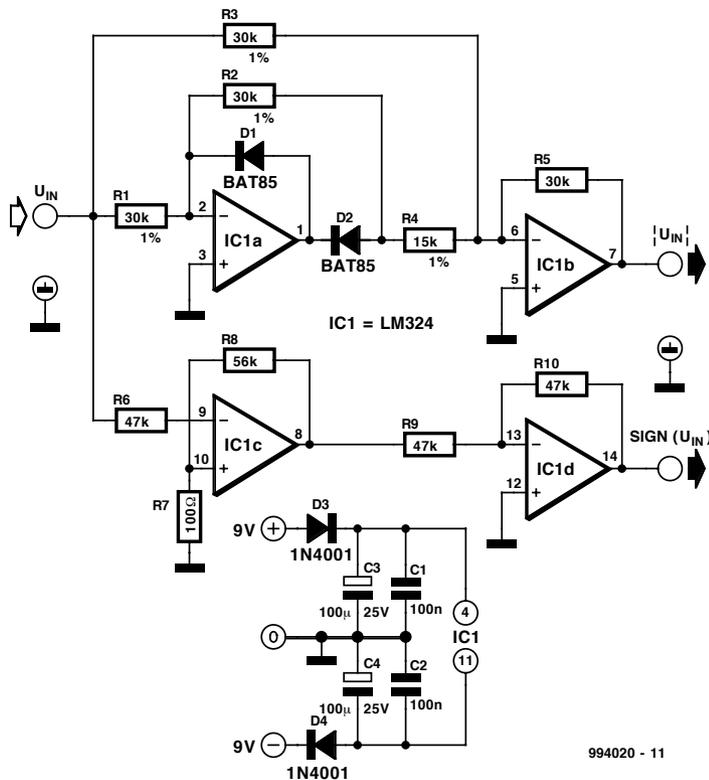
connaît et applique le protocole Centronics. Les données à convertir ne doivent aucunement satisfaire à des normes spéciales, n'importe quel signal sériel à 2 400 baud (sans parité, sur huit bits de donnée et un d'arrêt) fera l'affaire. Les donnéesérielles obtenues, et grâce à un concept original et astucieux qui permet de tout passer sur une seule ligne, outre la masse, le

montage appelle l'imprimante et lui fournit les signaux de commande nécessaires. Un temporisateur de surveillance (on dit aussi *watchdog*, mais est-ce bien prudent d'embarquer un chien sur une puce ?) garantit un fonctionnement sans erreur. Le **listage 1** reprend, à votre intention, un petit programme de test.

(994090)

indicateur de valeur absolue avec détecteur de polarité

078



994020 - 11

V. Mitrovic

Le présent montage décompose un signal de tension d'entrée dans ses différentes composantes : (1) sa valeur absolue et (2) sa polarité ou signe (+ ou -). Il s'accommode tant de tensions continues que de tensions alternatives et, dans ce dernier cas, à des fréquences pouvant aller jusqu'à quelques kilohertz. Dans le cas d'une tension d'alimentation symétrique de ± 9 V, le niveau de la tension d'entrée ne devrait pas dépasser ± 6 V.

L'électronique se subdivise en 2 parties, qui remplissent chacune une fonction spécifique. Les amplificateurs opérationnels IC1a et IC1b constituent un redresseur double alternance, dont la sortie fournit la valeur absolue du signal d'entrée, les amplificateurs opérationnels IC1c et IC1d examinant la polarité de la tension d'entrée.

En présence d'une tension d'entrée négative la sortie de IC1a passe au niveau haut. Ceci a pour conséquence une attaque en sens inverse de la diode D2 de sorte que IC1a reste sans effet sur le reste du circuit. IC1b remplit une fonction d'inverseur vu que son gain est de -1 ($-R5/R3$) très exactement.

Dans ces conditions la tension de sortie est positive. Dans le cas d'une tension d'entrée positive D2 conduit et le facteur d'amplification de IC1a est de -1 . La tension de sortie dépend alors de

la somme des courants traversant R3 et R4. Compte tenu des polarités et des valeurs de toutes les résistances, le gain total répondant à la formule suivante :

$$-R5/R3 + (-R5/R4) \times (-R2/R1) = -1 + 2 = 1.$$

Ceci signifie que la valeur de la tension de sortie présente sur la borne de sortie est identique à celle de la tension d'entrée, mais que sa polarité est toujours positive. La précision du processus de redressement dépend de la tolérance des résistances R1 à R4; on optera partant, de préférence, pour des résistances à tolérance de 1%.

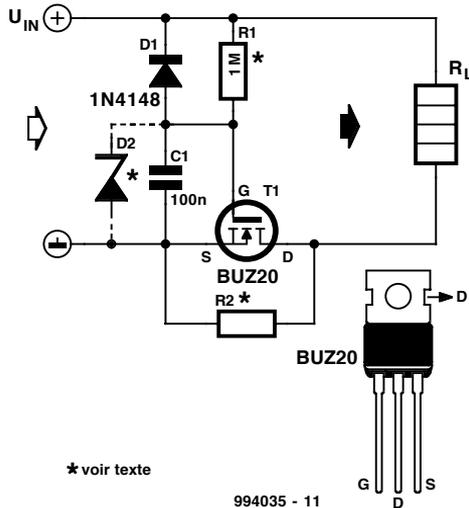
Dans le cas de tension d'entrées très faibles (inférieures à 20 mV), les amplificateurs opérationnels peuvent être la source d'erreurs significatives. Il est préférable, si l'on a à travailler avec ce type de niveaux de tension, d'opter pour des amplificateurs opérationnels individuels plutôt que pour des circuits en intégrant 4, tels que les TL061, TLC271 et autres AD548, vu que ces « individus » possèdent une broche de compensation de la tension de dérive (*offset*). On peut également envisager d'utiliser un amplificateur opérationnel présentant une dérive en tension faible, un OP07 par exemple.

Au niveau du détecteur de polarité, IC1c fait office de comparateur auquel est appliqué un certain niveau de réaction positive dû à la présence des résistances R7 et R8. Cette réaction introduit une hystérésis de 20 mV qui empêche toute entrée en oscillation au cas où la tension d'entrée varierait progressivement. IC1d est un simple inverseur. Dans le cas de tensions d'entrée supérieures à 10 mV, la borne de sortie SIGN pourra monter pratiquement au niveau de la tension d'alimentation positive (le rail positif disent les professionnels). Si la tension d'entrée tombe en-deçà de -10 mV, la borne de sortie SIGN passera au niveau bas, son excursion allant pratiquement jusqu'à la valeur de la tension d'alimentation négative. En ce qui concerne les tensions d'entrée comprises entre ces 2 seuils, la tension de sortie est également parfaitement définie vu qu'elle reste au niveau qu'elle avait auparavant.

Ce montage est le complément idéal du circuit « affichage de tension +/- sur barregraphe » décrit ailleurs dans ce numéro. Les bornes $|U_{in}|$ et SIGN du présent montage peuvent être connectés directement aux broches U_{in} et CONTROL IN que comporte le barregraphe bidirectionnel en question. Le signal d'indication de signe de ± 6 V pourra faire office de tension de commande de l'affichage de tension +/- tant que la tension de référence reste inférieure à 3 V. Bien que nous les ayons en quelque sorte accouplés, ces 2 montages peuvent bien entendu être utilisés indépendamment l'un de l'autre pour leurs propres applications.

(994020-1)

limitation du courant de démarrage par MOSFET



élevé et peut surcharger à tel point l'alimentation placée en amont qu'elle est incapable d'atteindre son régime de travail. Ce limiteur de courant de démarrage élimine radicalement cet effet. Lorsque la tension d'entrée V_{in} est appliquée, le MOSFET T1 est tout d'abord bloqué car le condensateur C1 n'est pas encore chargé. Le courant au démarrage est donc donné par :

$$I(t = 0) = V_{in}/R2.$$

R1 permet de charger progressivement C1, de sorte que la tension de seuil grille-source $U_{GS(th)}$ est dépassée après un certain temps, ce qui rend le MOSFET conducteur. Le délai précédant le passage du FET à l'état conducteur est déterminée par la constante de temps RC de R1 et C1 et par la valeur de la tension d'entrée V_{in} par rapport à la tension de seuil grille-source $U_{GS(th)}$. La plage dans laquelle la tension grille-source U_{GS} d'un BUZ20 peut se trouver est de ± 20 V. Si V_{in} dépasse cette valeur ou si un autre MOSFET est utilisé, U_{GS} doit être limitée par la diode Zener D2. Une diode ZPD18 a été utilisée dans le prototype. Pour terminer, D1 sert à décharger le condensateur C1 lorsque la tension d'entrée V_{in} est coupée. La charge de C1 s'écoule alors dans D1 ; la limitation de courant d'enclenchement redevient immédiatement prête à l'emploi.

(994035)

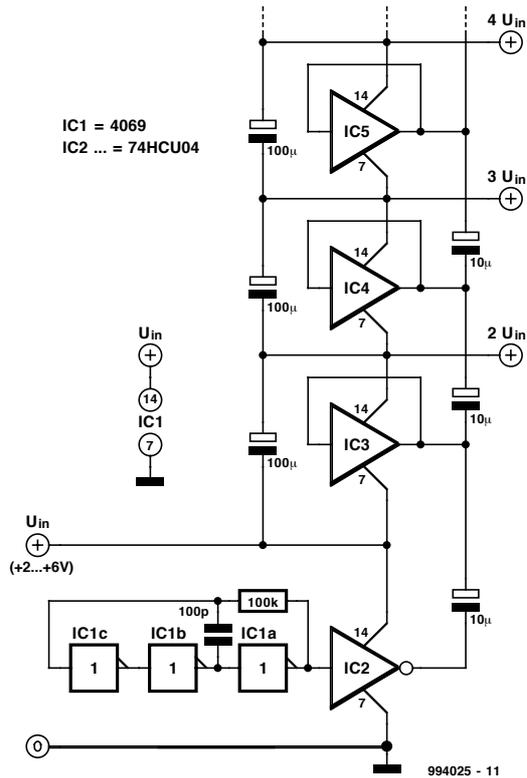
Gregor Kleine

Le courant de démarrage de divers circuits à courant continu (par exemple les convertisseurs à courant continu) est relativement

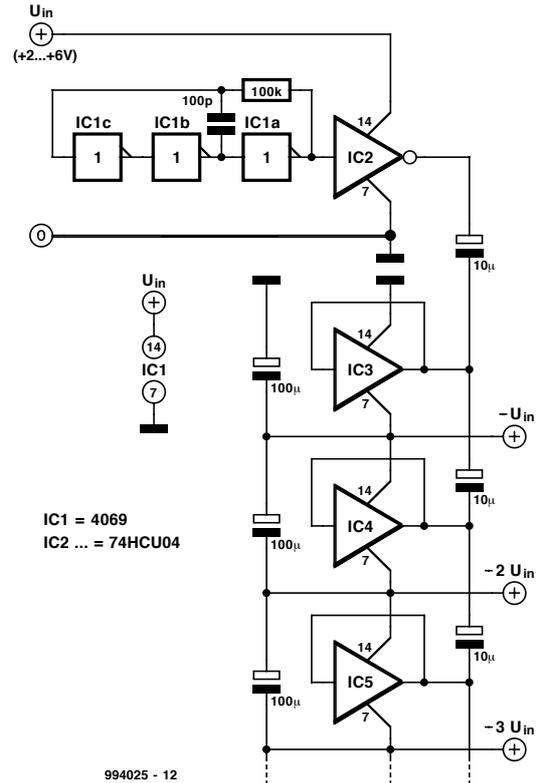
multiplicateur de tension par arbre d'inversion

080

1



2

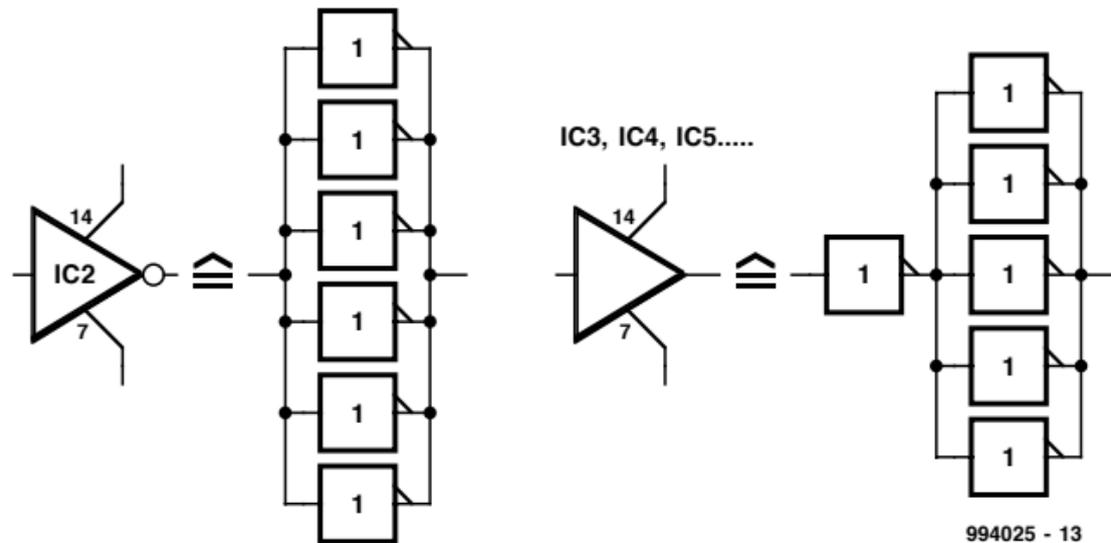


Gregor Kleine

Un arbre formé de circuits inverseurs permet de multiplier la tension de fonctionnement. Le circuit présenté ici (**figure 1**) augmente la tension par pas en additionnant la tension de charge cadencée des condensateurs à la tension d'entrée. On réalise un tampon sans inversion à partir d'un inverseur sextuple en raccordant une des portes en amont du groupe parallèle des cinq autres.

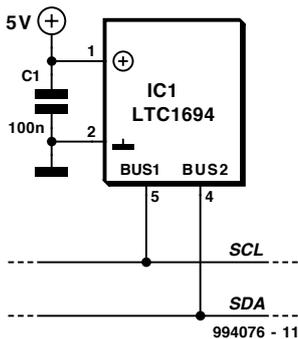
L'oscillateur 50 kHz IC1 commande un driver inverseur (IC2). Un condensateur ($10\ \mu\text{F}$) entraîne la sortie de IC3 et fait réapparaître la tension d'entrée aux connexions de la tension d'alimentation (broches 14 et 7) grâce aux propriétés bidirectionnelles des MOSFET de sortie. Le condensateur $100\ \mu\text{F}$ filtre cette tension accumulée. L'étage suivant IC4 est similaire.

Le rendement de ce circuit multiplicateur de tension croît si la cadence est plus basse que 50 kHz. Le courant de sortie disponible, par contre, décroît. Le rendement est d'environ 90 % pour une charge de 5 mA de la tension de sortie triplée. Il n'est plus que de 75 % à 15 mA.



On peut aussi réaliser un multiplicateur de tension inverseur par réarrangement. La **figure 2** montre les deux premiers étages (IC3, IC4) de ce type de circuit.

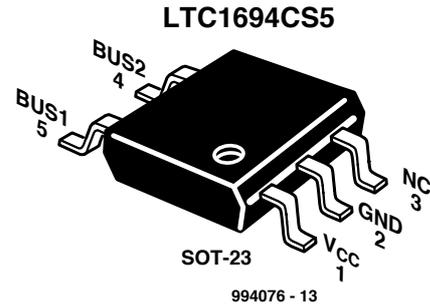
accélérateur de pull-up 081



Sur certains systèmes de bus tels que le SMBus et le bus I²C, on utilise bien souvent une pull-up passive, qui prend la forme d'une résistance classique, pour forcer les niveaux de signal à la valeur de la tension d'alimentation positive, 5 V dans la plupart des cas. Le bus est mis au niveau logique bas « 0 » par le fait que l'un des périphériques connectés au bus force, par le biais de sa sortie en collecteur ouvert, le signal à la masse. Le problème que l'on rencontre souvent dans ce cas-là est que ladite sortie peut « drainer » une intensité de courant de loin supérieure à ce que peut supporter la résistance pull-up. Ceci se traduit par des flancs descendants extrêmement raides, alors que les flancs montant sont bien trop plats, n'étant pas même linéaires (ils suivent une fonction exponentielle). Le rapport cyclique des signaux se détériore et la vitesse maximale que puisse atteindre le bus diminue sensiblement.

Linear Technology a trouvé un remède à ce problème. Ils ont en effet mis au point un circuit intégré, d'une part chargé de se substituer à la résistance pull-up classique et de l'autre de fournir un courant qui dépend de la modification qui prend place sur le bus. Si la tension augmente, le circuit intégré fournit 2,2 mA, l'intensité qu'il fournit étant ramenée à 275 μ A seulement si la tension reste constante ou si elle diminue.

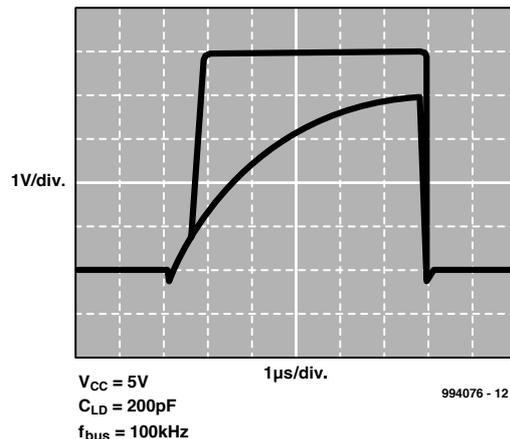
Le boîtier de ce nouveau circuit, le LTC1694CS5, comportant 2 circuits destinés à remplacer les 2 résistances pull-up, il permet également de détecter lorsque le bus se trouve au repos (au niveau haut toutes deux). Si tel est le cas, le courant est diminué encore plus, puisqu'il est abaissé à 100 μ A. Le circuit a été conçu pour la



fréquence standard du bus I²C, à savoir 100 kHz. Il n'est pas prévu pour la version plus rapide de ce bus récemment présentée et tournant à 400 kHz ni non plus pour la version ultra-rapide travaillant à 3,4 MHz. Le LTC1694CS5 est proposé en boîtier SOT-23.

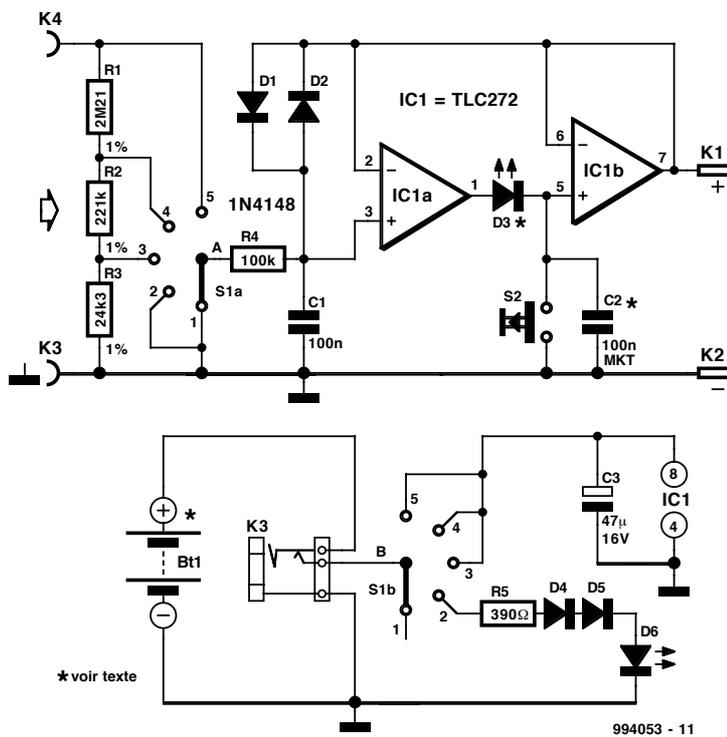
Le graphique montre la différence, dans le cas d'un flanc montant, entre une résistance standard et ce circuit intégré de pull-up spécial.

(994076)



adaptateur « Hold » pour voltmètre

082



silicium (Si) classique. Il est de loin préférable d'utiliser une LED scellée mise totalement à l'abri de la lumière. Le courant de fuite (courant inverse) de la LED, qui est en fait un photocourant, passe de quelques nano-ampères qu'il était à quelques pico-ampères seulement. On connaît cette spécificité de la LED depuis une quinzaine d'années, mais on ne s'en sert que fort peu. Sur le prototype de l'auteur réalisé selon ces critères, il s'est passé la durée incroyable de 30 mn avant que la tension de sortie de l'adaptateur n'ait chuté de 1% pour passer des 1,000 V d'origine à 0,990 V.

Il est difficile de faire plus simple. Si l'on passe sous silence l'inévitable diviseur de tension d'entrée et les composants nécessaires à l'alimentation, l'électronique qui reste se résume à une paire d'amplificateurs opérationnels montés en suiveurs de tension, à une LED

et au condensateur de stockage. Le diviseur de tension d'entrée présente, avec sa résistance totale de quelque 2,5 MΩ, une impédance suffisamment élevée pour la majorité des applications. Le dimensionnement du diviseur de tension est prévu pour des tensions d'entrée de 2, 20 et 200 V, le voltmètre connecté en aval se trouvant lui toujours en calibre 2 V. Le diviseur de tension est suivi par un filtre passe-bas constitué par R4 et C1 et chargé de protéger IC1 contre les tensions parasites. En association avec D1 et D2, R4 fait également office de protection contre les surtensions. La sortie de IC1a attaque les composants évoqués plus haut, à savoir la LED D3 et le condensateur-mémoire, C2, un composant de très bonne qualité de type MKT à tension de service de 100 V (en raison de la résistance d'isolation). On trouve, en aval de C2, un nouveau suiveur de tension sous la forme de IC1b, dont la sortie à faible impédance peut être connectée sans la moindre arrière-pensée à n'importe quel instrument à aiguille. La touche de court-circuit S2 prise en parallèle sur C2 permet de décharger ledit condensateur une fois que la mesure est traitée.

Le rotacteur S1b sert et d'interrupteur marche/arrêt (position 1) et d'organe de commande de la tension d'alimentation (position 2). De par la présence des diodes D4 et D5, la LED à faible courant D6 ne s'allume que pour des tensions dépassant de l'ordre de 2,8 V signifiant par son extinction que la tension de fonctionnement est devenue trop faible. Presque n'importe quelle source d'alimentation, allant de la pile au lithium de 3,6 V à la pile compacte de 9 V en passant par l'adaptateur secteur, pourra être utilisée pour alimenter cet adaptateur. La consommation de courant est faible, se situant en-deçà de 1 mA. La valeur du schéma donnée à R5, 390 Ω, convient dans le cas d'une alimentation sous de l'ordre de 5 V; si l'on utilise une pile 9 V il faudra la remplacer par une résistance de 1,2 kΩ.

Dans les positions 3 à 5 du rotacteur double S1, S1b fait office d'organe de mise sous tension. La LED D6 n'est plus en circuit alors. Comme nous le disions, la consommation du circuit est inférieure à 1 mA, valeur qui tombe, en l'absence de tension de maintien

Fritz Hueber

Les multimètres numériques modernes des classes de prix dites professionnelles disposent souvent d'une fonction de maintien (Hold) qui conserve la valeur de mesure et permet, une fois les pointes de touches enlevées, de la lire. Le circuit que nous vous proposons ici vous permettra, à l'aide de moyens très simples, de doter un voltmètre bon marché ou plus ancien de sa fonction de maintien.

Sur de nombreux instruments de mesure universels, nos multimètres, la valeur de mesure à conserver (hold) subit une numérisation qui se fait par le biais d'un convertisseur analogique/numérique (CAN), le résultat de cette opération étant stocké dans une mémoire. Bien qu'à première vue une telle fonction de maintien paraisse bien compliquée, il est possible de la réaliser, si tant est que l'on ne veuille s'en servir que pour des mesures « amateur », sous la forme d'un dispositif analogique, à l'aide de moyens simples et partant bon marché.

Le coeur de tout circuit de maintien est un condensateur que l'on laisse se charger au niveau de la tension à mesurer. Il faut ensuite faire en sorte que cette tension soit disponible, avec le moins de pertes possibles, pour être visualisée. L'utilisation de dispositifs de mémoire analogiques peut s'accompagner de toute une série d'éléments pouvant être la source d'erreurs. C'est la charge du condensateur en particulier, en raison de son autodécharge, des courants de fuite au niveau de la platine, du courant d'entrée de l'amplificateur de mesure connecté au système ainsi que des courants de fuite de l'amplificateur d'entrée, qui est en cause vu qu'elle ne reste pas constante, mais en diminution progressive. Il est cependant possible, par le choix d'un condensateur à résistance d'isolation élevée, d'un dessin de platine adéquat, d'un amplificateur opérationnel moderne ayant une résistance d'entrée située dans le domaine des TΩ (teraohm) et une astuce toute simple, d'éliminer un après l'autre, ces différents problèmes.

Il est difficile de maîtriser la décharge du condensateur due au courant de fuite de la diode de la **figure 1**, à l'aide d'une diode au

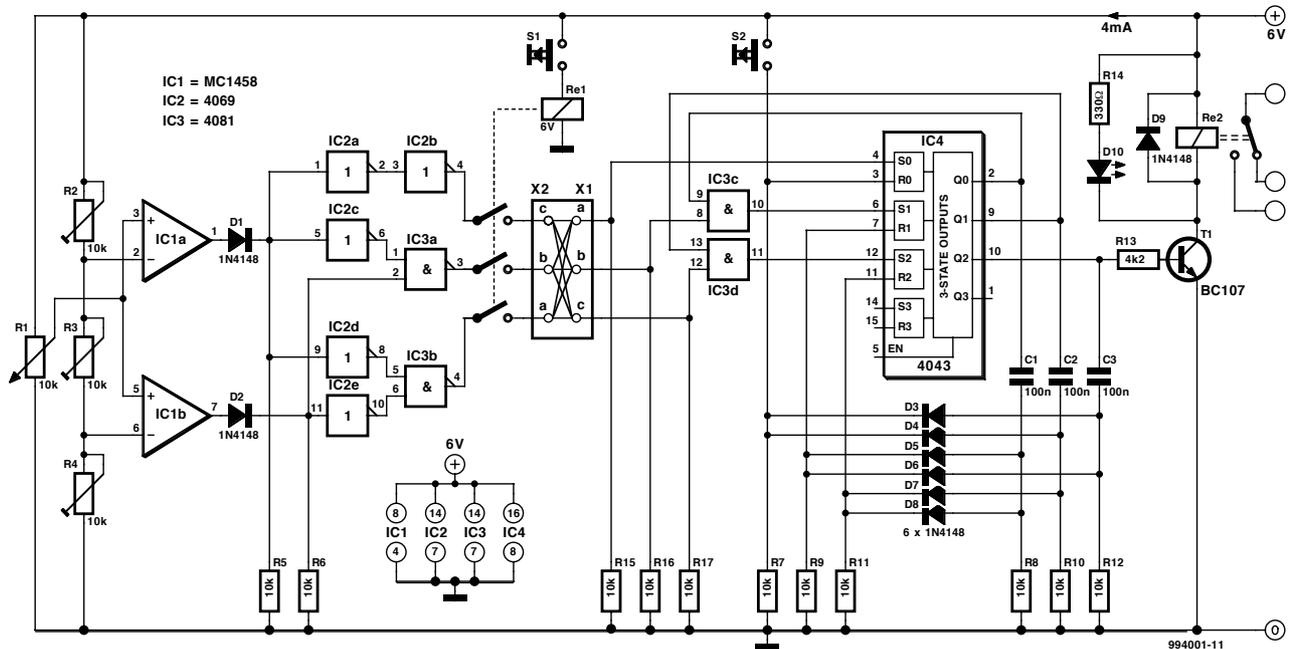
(Hold), à 0,2 mA. Le courant grimpe brièvement à 1,2 mA lors d'une action sur la touche de remise à zéro (Reset).

On veillera à n'utiliser, pour ce montage, que des composants d'excellente qualité. S2 pourra prendre la forme d'une touche Digitast. La LED D3 est une LED rouge ordinaire (ne pas utiliser de LED à haut rendement) que l'on aura rendu opaque à la lumière en la trempant plusieurs fois dans du vernis noir (en laissant à chacune des couches le temps de sécher). On peut également envisager de la glisser dans un morceau de gaine thermorétractable noire parfaitement fermée aux 2 extrémités. Veillez à une isolation correcte des pattes de la LED pour éviter tout courant de fuite. Le circuit intégré CMOS sera enfiché dans un support de très bonne qualité.

Il faudra, avant de mettre la platine dotée de ses composants dans son boîtier, effacer, à l'aide d'alcool (à brûler) et d'un pinceau à poils raides, les traces de doigts et les résidus de vernis de soudure. On pourra, pour finir, doter le côté « pistes » d'une couche de vernis d'isolation, opération présentant le double avantage d'éliminer les trajets de fuite dûs à l'humidité mais également de donner des pistes de cuivre très propres.

L'adaptateur terminé pourra être mis en service immédiatement sans nécessiter le moindre réglage. Après la mise sous tension et après chaque mesure il suffit d'actionner la touche de RAZ pendant de l'ordre de 1 s, de manière à décharger C2 complètement. Une fois la touche relâchée, il se peut que l'on ait affichage d'une tension de dérive (*offset*) de 2 à 3 mV, mais elle ne produit pas d'erreur de mesure tant que la tension mesurée dépasse ladite valeur. En principe, ce circuit pourrait également être utilisée avec des tensions alternatives. Il faudrait dans ce cas-là abaisser la valeur de C1 à de l'ordre de 1 nF ce qui se traduirait par une limite de fréquence supérieure de quelque 1 000 Hz (-3 dB). On utilisera dans ce cas-là une embase BNC plutôt qu'une embase banane en raison de l'impédance d'entrée élevée et de manière à éviter l'entrée de parasites. De par son alimentation asymétrique, le circuit intégré constitue, en association avec la diode D3, un redresseur de crête simple alternance. En cas de signal d'entrée sinusoïdal la tension de sortie continue de l'adaptateur aura une valeur 1,414 fois plus élevée que la valeur efficace de la tension d'entrée.

serrure nostalgique pour coffre



Peter Lay Technikbüro

Il existe toutes sortes de variantes de serrures à code, des serrures à clavier aux lecteurs de cartes magnétiques en passant par les lecteurs de cartes à puce. La serrure à code nostalgique que nous nous proposons de décrire ici imite les anciennes serrures pour coffre des siècles derniers.

IC1a et IC1b sont montés en comparateurs; leurs valeurs de références respectives sont définies par le biais des ajustables R2 à R4. Les diodes D1 et D2 ne laissent passer, en direction des portes logiques montées en aval, que des tensions positives.

Les circuits intégrés IC2a à IC2e épaulés par IC3a et IC3b, font en sorte que seul le contact du relais K1 se voit appliquer un niveau haut défini par l'intermédiaire de la résistance R1 (soit IC1a, soit IC1b, soit les 2). Si, ensuite, on appuie sur S1, le relais K1 colle. L'important est ensuite que X1a se trouve au niveau haut

de manière à pouvoir positionner (*Set*) la bascule bistable (*flip-flop*) RS IC4a. Simultanément, les bascules bistables RS restantes sont remises à zéro (*Reset*).

On joue ensuite sur R1 de manière à ce que, après une action sur S1, on ait présence, sur X1b, d'un niveau logique haut (« 1 ») de façon à avoir positionnement de la bascule bistable RS IC4b. On modifie ensuite, pour terminer, la position de R1 avant d'actionner le bouton-poussoir S1 de façon à avoir un niveau « 1 » sur X1c et positionnement de la bascule bistable RS IC4c. Le transistor T1 devient passant, la LED D10 s'allume et le relais K2 colle. Ce relais K2 pourra servir à activer un système d'ouverture de porte. La mise hors-fonction de l'électronique se fait par une action brève sur S2.

Les points X1a à X1c sont interconnectés aux points X2a, X2b et X2c à l'aide de cavaliers. On pourra utiliser soit les ajustables R2

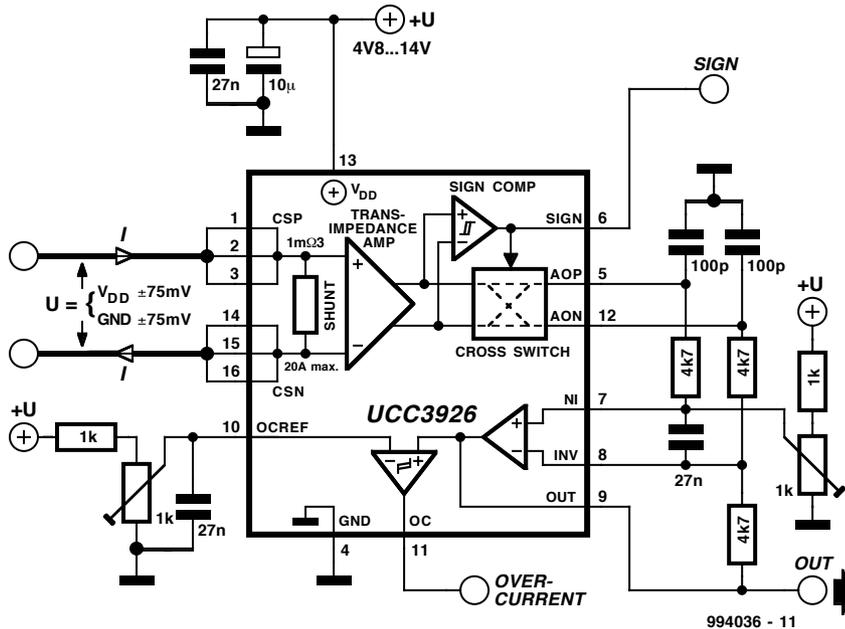
à R4, soit les cavaliers de court-circuit pour définir les chiffres de la serrure. Il existe théoriquement, vu que l'on travaille en analogique, un nombre quasi-infini de combinaisons possibles. L'électronique consomme de l'ordre de 4 mA, courant auquel il

faut ajouter la charge due d'une part aux LED et de l'autre aux relais. Il faudra augmenter la valeur de R14 à 3kΩ9 si l'on utilise des LED à haut rendement (*high efficiency*).

(994001)

C.I. détecteur de courant ± 20 A UCC 3926

084



potentiomètre de 1 kilohm (10 tours) applique une tension continue d'offset permettant d'ajuster le zéro de la tension de sortie sur OUT. La valeur de OUT est donc de l'ordre de 500 mV + tension continue d'offset pour un courant de 15 A dans CSP – CSN. Le comparateur SIGN évalue la polarité et actionne le commutateur *crossbar* de façon à ce que la tension différentielle AOP – AON, et donc aussi la tension de sortie sur OUT, soit toujours positive. SIGN fournit un signal de polarité. Son niveau est haut (donc VDD) lorsque la polarité est correcte, donc quand le courant circule de CSP à CSN par le shunt.

Il est possible de produire un signal indiquant une surintensité en se servant du comparateur intégré. Il faut appliquer une tension de seuil à la broche OCREF (*OverCurrent REFerence*) au moyen d'un potentiomètre de 1 kilohm (10 tours). La sortie OC (*OverCurrent*) offre un signal numérique dont le niveau devient haut (donc VDD) en cas de surintensité.

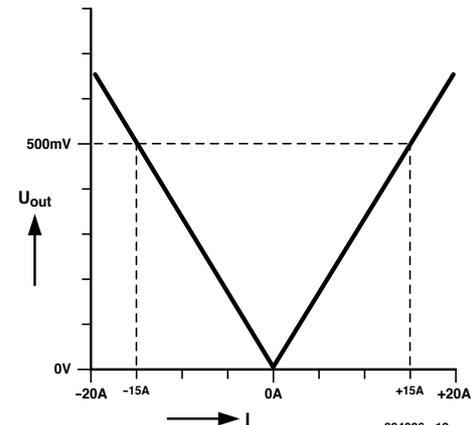
Consulter <http://www.unitrode.com> pour de plus amples infos sur le UCC 3926.

(994036)

Gregor Kleine

Le C.I. de surveillance de courant UCC 3926 de Unitrode mérite une description. Il contient une résistance interne de 1,3 milliohms de détection de courant (shunt) qui lui permet de « se mesurer » à des courants atteignant ± 20 A. La plage de tension d'entrée en mode commun (*Common Mode Voltage*) de la résistance shunt (CSP – CSN) se trouve à la masse (GND ± 75 mV) ou à VDD ± 75 mV, de sorte que la mesure de courant peut être effectuée à l'extrémité tension ou à l'extrémité masse d'une charge. VDD peut se trouver entre + 4,8 V et 14 V.

Un amplificateur adaptateur d'impédance stabilisé par hacheur convertit la tension aux bornes de la résistance shunt en une tension différentielle (AOP – AON) de l'ordre de 500 mV pour un courant de 15 A. La tension différentielle est appliquée à un amplificateur opérationnel interne à travers un filtre passe-bas qui la convertit en une tension unipolaire avec une amplification unité. Un

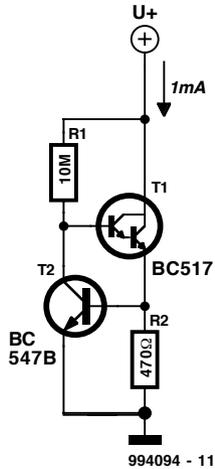


994036 - 12

source de courant élémentaire

La version de source de courant la plus simple qui soit, celle, par-tant, que nous utilisons très souvent dans nos montages, est la ver-

sion constitué uniquement d'un FET à grille et source court-circuitées. On utilise alors la caractéristique I_{DSS} du FET (appelé en



jargon du métier le « *zero-gate-voltage drain-current* » c'est-à-dire le courant de drain à tension de grille nulle. Il arrive que l'on ajoute une résistance de source en vue de permettre un réglage du courant.

L'inconvénient d'une source de courant aussi simple est que la tension source/drain de la plupart des transistors JFET standards ne dépasse pas de 30 à 40 V. Si l'on passe aux transistors bipolaires le choix au niveau de cette tension devient sensiblement plus étendu, ce qui explique que nous ayons pensé à développer une alternative à base de transistors ordinaires reprenant le caractè-

re de simplicité de l'approche à JFET.

Dans la version présentée ici, nous avons fait appel à un BD547 et à un darlington faible puissance du type BC517. Nous avons adopté, pour ne pas nous compliquer inutilement la vie, un courant de 1 mA pour nos calculs. Le transistor T2 détermine le courant, la résistance R1 définissant la tension base-émetteur de T2. Cette résistance sert également à faire passer en conduction le transistor T1, cependant, vu que T1 est un darlington (à gain élevé) rien n'interdit de choisir pour R1 une valeur très élevée, ce qui présente l'avantage de réduire à presque rien l'erreur de défini-

tion de courant résultante. Le choix, pour R1, d'une résistance de 10 MΩ se traduit par une tension base-émetteur, pour T2, inférieure à 0,5 V, de sorte que si l'on donne à R2 une valeur de 470 Ω, il circule de l'ordre de 1 mA dans la source de courant.

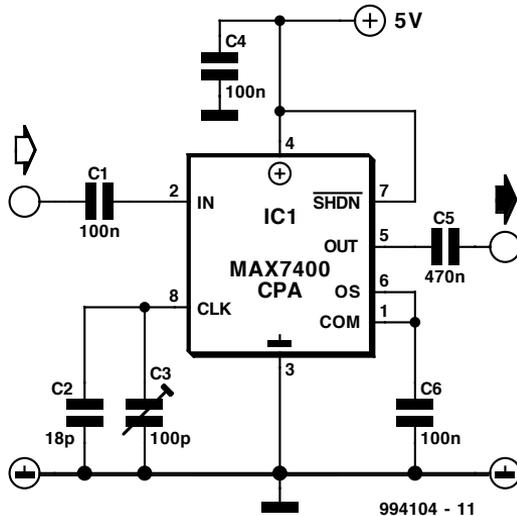
La régulation de courant requise dans le cas d'une source de courant est obtenue par le fait que T2 prend à son compte la régulation du courant de base de T1. S'il devait se faire que l'on ait circulation à travers R2 d'un courant plus important, cela se traduira par un courant de base pour T1 plus faible vu que le courant de collecteur de T2 augmente. Si l'on suppose, pour T1, un facteur d'amplification (gain) minimum de 10 000, il nous faut, pour obtenir une chute de tension de 1 V aux bornes de R1, une valeur de résistance de 10 MΩ au minimum. Le courant d'erreur à travers R1 est donc, rapporté au courant total, parfaitement négligeable.

Comme le courant qui traverse R1 varie en fonction de la tension appliquée, la tension base-émetteur de T2 variera elle aussi. Ceci présente l'inconvénient d'une diminution de la résistance interne de la source de courant. En outre, la sensibilité de T2 aux variations de température se retrouve traduite, en totalité, dans la taille du courant de sortie. Ceci ne pose pas, pour nombre d'applications, de problème. On pourrait même envisager d'utiliser cette caractéristique à dessein pour réaliser un circuit de compensation en température ou un autre circuit de mesure ou de régulation spécifique quelconque.

En dépit de son extrême simplicité, ce montage nous a étonné par la constance du courant qu'il fournissait. Nous avons relevé, à une température ambiante de 20 °C, sur notre prototype, des courants de, respectivement, 0,91 mA à une tension d'entrée de 5 V, de 0,99 mA à 15 V et de 1,04 mA à 30 V très exactement.

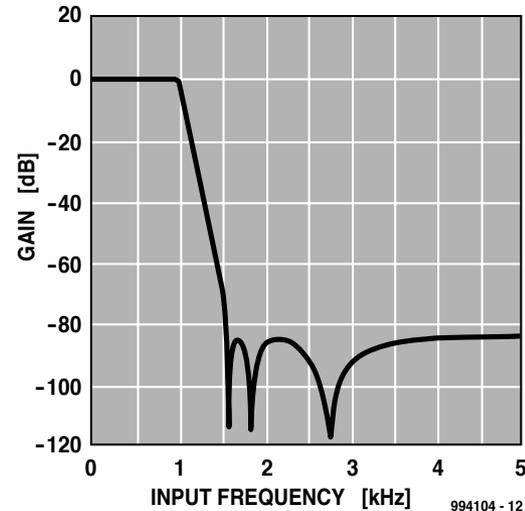
filtre passe-bas raide

086



La première idée qui vient à l'esprit, dès que l'on parle de la conception de filtres, est celle d'une collection de bobines, de résistances et de condensateurs, associée ou non à un élément actif. Le montage que nous vous proposons ici montre que l'on peut envisager une approche toute autre. Le coeur du montage est un MAX7400CPA de Maxim Integrated Products. Si l'on utilise ce circuit intégré, il suffit d'ajouter 6 condensateurs pour créer un filtre passe-bas élliptique du 8^{ème} ordre. Ce composant utilise le principe

FREQUENCY RESPONSE



de la commutation de condensateurs et se contente d'une tension d'alimentation asymétrique de 5 V seulement. Il peut se targuer d'une consommation très faible puisqu'elle n'est que de 2 mA. La fréquence de coupure du filtre, qui ne dépend que de la fréquence d'horloge utilisée, peut être ajustée entre 1 et 10 kHz. La caractéristique la plus importante concerne bien évidemment le niveau d'atténuation que permet un tel filtre : le fabricant nous affirme que l'atténuation est de l'ordre de 82 dB. La courbe repro-

duite ci-dessous confirme cette prise de position.

Le signal d'horloge nécessaire au fonctionnement du circuit intégré peut lui être proposé de 2 manières différentes. On peut, d'une part, utiliser l'oscillateur intégré, approche que nous avons adopté dans le présent schéma. On peut jouer sur la fréquence de coupure en modifiant la fréquence d'horloge par action sur la valeur du condensateur variable C3. Avec la valeur attribuée sur le schéma à ce composant, la fréquence de coupure peut être ajus-

tée entre 3 et 10 kHz.

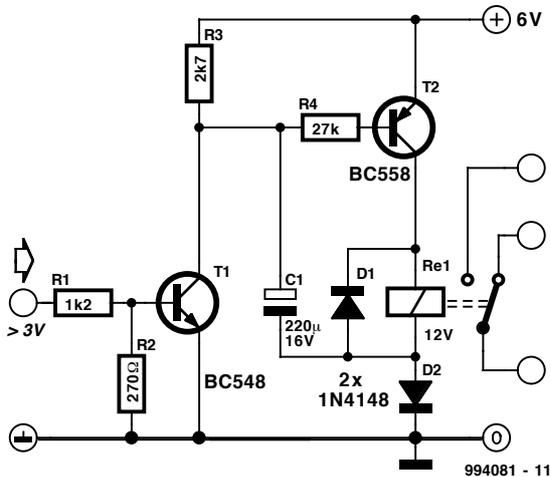
On pourra appliquer au circuit intégré, par le biais de sa broche 8, un signal d'horloge bien stable dès qu'il faut fixer la fréquence de coupure avec une grande précision.

La fréquence de coupure est égale au centième (1/100) de la fréquence d'horloge utilisée.

(994104)

rehausseurs de tension pour relais 087

A



R. Graham

Ne vous est-il jamais arrivé d'avoir besoin d'alimenter un relais de 12 V dans un circuit où n'existait que du 6, voire du 9 V ? L'électronique de 3 sous décrite ici constitue la solution à ce genre de problèmes. Elle permet l'utilisation de relais 12 V en les alimentant à partir d'une tension de 6 voire 9 V, et celle de relais de 24 V même si la tension maximale disponible sur le montage n'est que de 12 V. S'il est vrai que la plupart des relais exigent le niveau de tension de bobine recommandé par le fabricant pour être activés fiablement, une fois que cela est le cas, il suffit de la moitié de cette tension pour garder les contacts fermés. Le principe de ce circuit est de générer une brève crête de tension deux fois supérieure à la tension d'alimentation en vue d'obtenir la fermeture des contacts avant de passer à la tension de 6 ou de 9 V disponible pour les garder collés.

Regardons la **figure A**. Lors de l'application de la tension d'alimentation au circuit, le condensateur de 220 µF, C1, se charge rapidement jusqu'à 6 V par le biais de la résistance R3. L'électronique attend alors une tension en provenance de l'entrée de commande. Dès l'application d'une tension de commande (elle peut être aussi faible que 3 V) à l'entrée de commande, le transistor T1 devient passant. L'autre transistor, un BC558 passe également en conduction. Ceci permet la connexion de la bobine du relais au rail positif de l'alimentation alors que T1 court-circuite la borne positive du condensateur de 220 µF à la masse. Dans ce cas-là la borne négative du condensateur se trouve à un potentiel de -6 V, potentiel qui est appliqué à l'autre borne de l'enroulement du relais. Le potentiel aux bornes de la bobine du relais est alors, brièvement de 12 volts, tension suffisante pour obtenir l'activation des

contacts. Très rapidement cependant, la tension aux bornes de la bobine tombe pour se stabiliser au niveau de la tension d'alimentation. Cette durée dépend de la constante de temps RC de la paire constituée par la résistance de la bobine du relais et du condensateur de 220 µF.

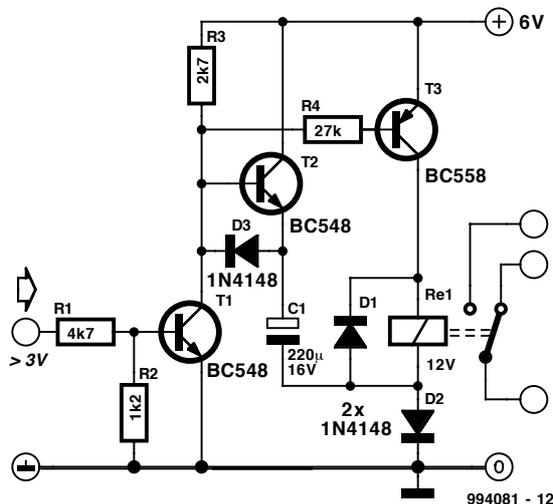
Si le circuit brille par sa simplicité et son universalité, il présente, dans sa forme actuelle, l'une ou l'autre faiblesse. Il se peut que le relais reste activé pendant de l'ordre de 1 s après disparition de la tension de commande en provenance de l'entrée de commande. De même, si l'entrée de commande passe au niveau haut avant que le condensateur n'ait atteint sa charge maximale, il se pourrait que la tension disponible ne soit pas suffisante pour activer le relais fiablement. De plus, la chute de tension aux bornes de la diode limite la tension à quelque 10,8 V.

Le schéma de la **figure B** vous propose une version améliorée de ce circuit qui, par l'adjonction d'un transistor et d'une diode additionnels, élimine ces différents inconvénients mineurs. Dans ce second schéma, le BC558 est isolé du courant de recharge du condensateur. Le transistor supplémentaire garantit une recharge rapide du condensateur. Cette charge est terminée à l'intérieur même du temps nécessaire à la réponse mécanique du relais.

Il est bon de savoir que si l'on utilise ces circuits de dépannage la pression de contact des contacts du relais peut être légèrement moindre que celle obtenue avec la tension de bobine nominale. Il est recommandé, dans de telles conditions, de s'assurer que les courants véhiculés par les contacts se situent sensiblement en-deçà de la valeur maximale spécifiée par le fabricant.

(994081)

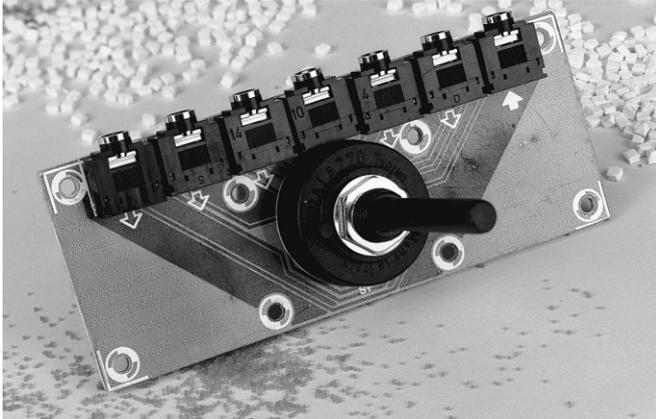
B



994081 - 12

commutateur Line pour carte-son de PC

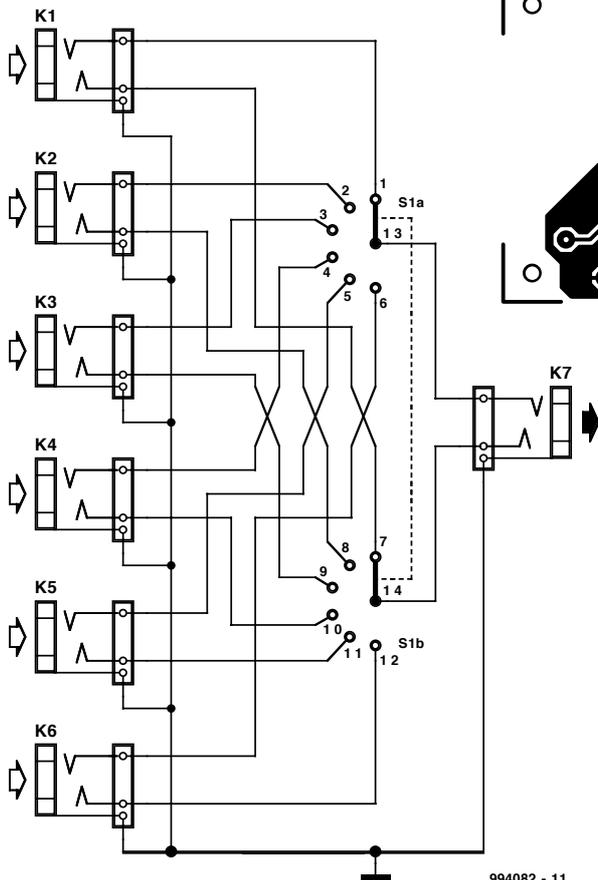
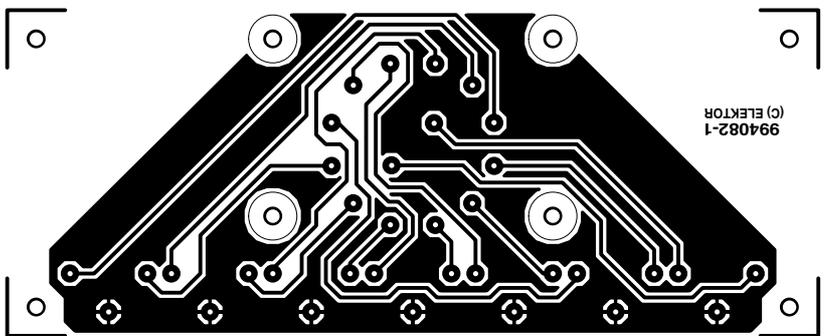
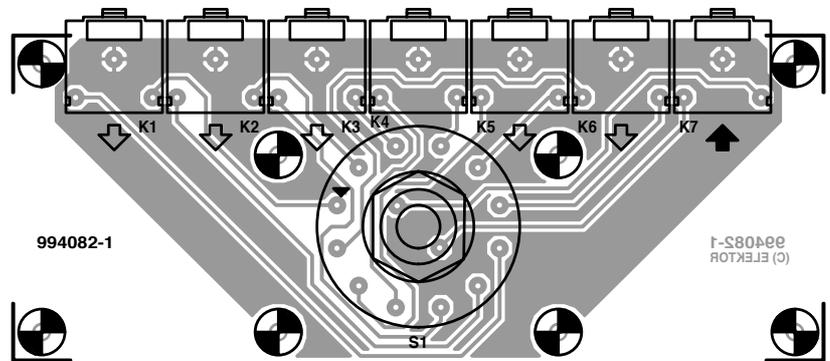
088



plus en plus, trop lentement peut-être au goût de certains, en direction d'une vraie installation audio-visuelle. Ses domaines d'application aussi ne cessent de se multiplier. Le PC se voit utilisé, outre pour ses applications classiques, de plus en plus souvent pour des fonctions ayant trait à l'audio numérique.

Ceux qui passent une grande partie de leur temps (de loisirs ou non) à échantillonner et à produire leurs propres CD auront vite fait de souhaiter d'avoir la possibilité de connecter à leur PC un nombre beaucoup plus important de sources de signal audio que ne le permet la seule entrée dont dispose une carte-son classique. Magnétocassette, lecteur de MiniDisc, table de lecture, microphone, sont, en principe, des candidats potentiels à un tel branchement, encore que la table de lecture et le microphone impliquent d'être suivis en aval d'un préamplificateur taillé sur mesures. Si l'on veut s'éviter des séances interminables de déconnexions et

La séparation des genres devient, dans le cas des appareils qui font partie de notre environnement domestique et de travail, de plus en plus vague. La chaîne audio, la télévision et le magnétoscope se sont, depuis belle lurette, fondus en une seule et unique installation audio-visuelle, tendance qui semble se faire jour au niveau de l'ordinateur cette fois. Si, il y a moins d'un lustre, l'ordinateur lambda ne comportait rien de plus qu'une unité centrale sous la forme d'un boîtier plus ou moins esthétique, un moniteur et un clavier, il prend aujourd'hui la forme d'une installation beaucoup plus complexe dotée d'une quantité impressionnante de périphériques qui font qu'il dérive de



Liste des composants

Divers :
K1 à K7 = embase jack
stéréo 3,5 mm encartable

telle que, par exemple 73
28 93-55 (Conrad)
S1 = commutateur rotatif
encartable
6 circuits/2 positions

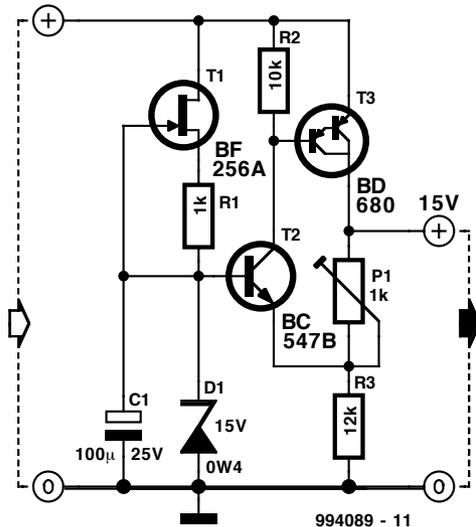
de reconnexion, la seule solution consiste à réaliser un boîtier de commutation. Comme le montre le schéma de ce montage, l'aspect « électronique » n'a rien de bien sorcier. Une série d'embases jack de 3,5 mm mises en circuit par le biais d'un rotacteur 6 circuits/2 positions et l'affaire est dans le sac.

L'aspect pratique est moins évident, raison pour laquelle nous avons dessiné une platine à l'intention de cette réalisation. Inutile de se casser la tête à effectuer un câblage en l'air au risque d'oublier l'une ou l'autre interconnexion, la platine les effectue toutes. Vous ne devriez pas avoir de peine à trouver un boîtier rectangulaire métallique ayant les dimensions requises. Il ne faudra pas oublier de le relier à la masse du circuit.

(994082)

régulateur de tension discret

089



Specifications

	avec P1	sans P1
Tension de sortie	15 V	14,5 V
Réjection de l'ondulation résiduelle	58 dB	64 dB ($I_{out} = 100 \text{ mA}$)
	46 dB	54 dB ($I_{out} = 1 \text{ A}$)
$U_{dropout}$	1,6 V	1 V ($I_{out} = 100 \text{ mA}$)
$I_{chargenulle}$	2,1 mA	idem
Tension d'entrée max.	30 V	idem

Le titre de cet article vous amènera inévitablement à vous poser la question pourquoi nous tenons tant, alors qu'il existe déjà tant et tant de régulateurs de tension intégrés, à élargir leur cercle familial avec un exemplaire réalisé en technologie discrète. En un mot comme en cent, qu'apporte ce régulateur que n'aient pas déjà ses homologues tripodes ?

On peut, en guise d'introduction, commencer par signaler que ce régulateur est, pour une approche discrète, étonnamment simple. 3 semi-conducteurs, 3 résistances, un condensateur et une diode, voilà les ingrédients de sa recette. En tout état de cause, le nombre total de composants nécessaire dépasse largement l'unité de la ver-

sion intégrée, alors où se trouvent précisément les avantages ? Ceux-ci se situent en fait à 3 niveaux, à savoir la plage de tension, la bande passante et le courant. Ce dernier point plus particulièrement constitue l'un des atouts de ce circuit. Le courant maximal ne dépend en fait que des spécifications du transistor de sortie utilisé. En cas d'utilisation du BD680 préconisé ici, on peut, à condition de prévoir un refroidissement adéquat ($R_{th} = 3,12 \text{ K/W}$), disposer d'un courant de 4 A dans le cas d'une tension collecteur-émetteur de 10 V. Le courant de crête peut même grimper jusqu'à 6 A. Quel est le régulateur de tension intégré capable d'une telle performance ?

La tension d'entrée maximale est, pour ce schéma, de 30 V (valeur maximale de UDS de T1), mais il est très facile d'augmenter cette caractéristique en faisant appel à des transistors haute-tension spécialement prévus pour cela. On peut pratiquement dire la même chose en ce qui concerne la bande passante, vu que l'utilisation de transistors rapides permet d'augmenter à volonté cette bande passante, sans qu'il ne soit nécessaire de modifier ce circuit de quelque façon que ce soit. Soit dit en passant, la bande passante n'est pas non plus l'un des points forts des régulateurs de tension courants. Comme nous le disions plus haut, l'électronique mise en oeuvre est en fait très simple. La référence prend la forme physique d'une diode zener, D1, alimentée, par le biais d'une source de courant à JFET, T1, par un courant constant de l'ordre de 1 mA. Le condensateur C1 pris en parallèle sur D1 sert à donner au système un comportement d'entrée en fonction parfaitement défini, une sorte de montée en tension progressive (*softstart*). Ce condensateur remplit également une fonction de tampon supplémentaire; il sert aussi au découplage en vue d'éliminer le bruit et autres produits parasites. La montée en tension progressive se fait en quelque 3 s environ.

Tout ce qu'il nous faut encore pour disposer d'un régulateur de tension est un tampon de sortie pour la tension de référence. Ce dernier prend ici la forme d'une sorte de super-darlington constitué de T2 et T3. Il remplit parfaitement son rôle mais présente l'inconvénient d'avoir une tension de sortie légèrement inférieure (à une tension de diode près) à la tension zener. Ceci explique la présence de l'ajustable P1 destiné à la correction de ce niveau, cette correction se faisant cependant au détriment de la régulation. Il est donc préférable, si cette différence de tension n'a pas d'importance, de remplacer P1 par un pont de câblage. Le tableau ci-contre donne les spécifications les plus notables de notre régulateur de tension.

serrure codée

090

G. Vanderplancke

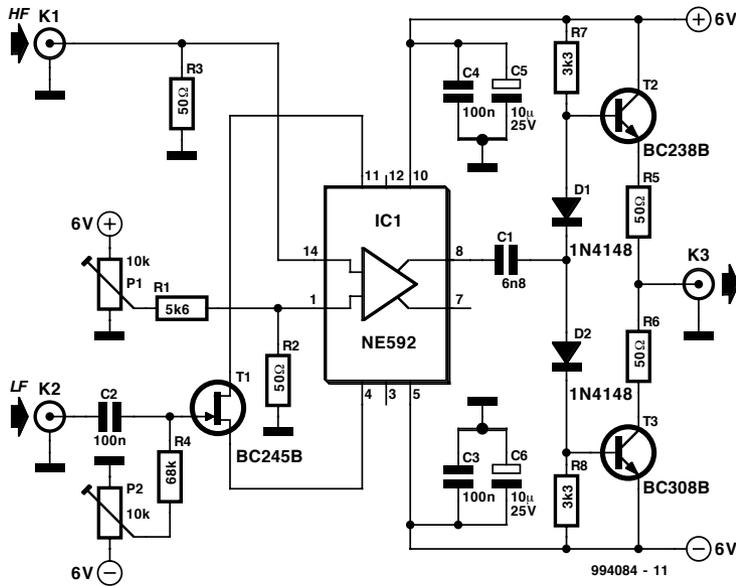
Le montage ne recèle rien d'autre qu'un groupe de thyristors, neuf touches et deux relais. De quoi former malgré tout un bel ensemble de composants utilisable n'importe où, quand on souhaite instaurer un code d'accès d'un niveau de sécurité raisonnable, dans une voiture, par exemple. La tactique consiste à activer une suite d'interrupteurs dans l'ordre voulu pour exciter un relais, lequel établit le contact. Inutile de dire que les touches peuvent se raccorder dans un ordre arbitraire, de manière à compliquer la vie

de tout monte-en-l'air en puissance.

Un fonctionnement tout simple. La première touche à enfoncer, c'est S4. Elle permet au condensateur électrolytique C1 de se charger par R1, ce qui assure la conduction de T1 pendant une quinzaine de secondes au cours desquelles le relais Re1 reste sous tension. Vient la phase deux, celle où il faut appuyer sur S5 durant la période de 15 s pour amorcer le thyristor THR1 et permettre ensuite, grâce au poussoir S6, d'allumer THR2. Quand finalement S7 est enfoncé, THR3 s'enclenche, excite le relais Re2 et, comme

modulateur AM et étage de puissance HF 50 Ω

091



Dr. Ludwig Köppen

Le générateur de fonctions universel décrit dans le numéro de juin 1995 d'Elektor peut se targuer d'un défaut majeur : il n'offre pas de

possibilité de modulation d'amplitude (AM). Ce mode n'est, dans le cas de la configuration standard du MAX038 qui permet cependant sans le moindre problème la réalisation d'un mode de modulation de fréquence, tout simplement pas prévu. Le circuit décrit dans cet article permet une modulation d'amplitude et possède l'énorme avantage de permettre le remplacement de l'amplificateur de puissance OP603AP relativement coûteux par un amplificateur opérationnel standard. Il va sans dire que le modulateur d'amplitude pourra être combiné à d'autres générateurs de fonctions ou servir à d'autres applications.

Le gain de l'amplificateur vidéo NE592 peut être, comme vous n'êtes pas sans le savoir, fixé à différentes valeurs par la mise en place d'un pont de câblage : les gains disponibles sont de 400, 100 ou 10. Il est même possible de peaufiner ce gain en substituant une résistance de valeur adéquate au dit pont de câblage. L'intervention se fait dans la ligne d'émetteur de l'amplificateur différentiel présent à l'entrée même de l'amplificateur opérationnel, point où l'amplitude du signal est encore faible. Un FET

du type BF245B fait à cet endroit office de résistance pilotable et génère, si tant est que le niveau soit suffisamment faible, une modulation AM bien propre d'au moins 50% jusqu'à 10 kHz dans

le cas d'une fréquence BF et de 20 MHz en HF. Le FET permet également de piloter, par le biais d'une tension continue et à faible distorsion, l'amplitude de sortie dans un rapport de 1:10. L'ajustable P1 permet, par le biais d'une faible tension de polarisation, de corriger toute asymétrie légère que pourrait présenter le signal modulé.

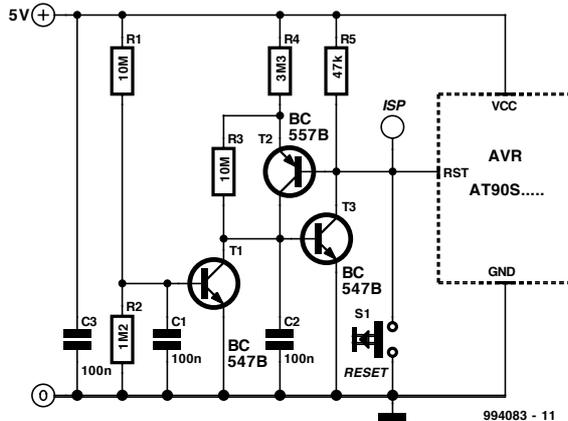
On ajustera, par l'intermédiaire de l'ajustable P2, la tension de polarisation du FET à $-2,5$ V environ. L'étage de sortie est constitué de composants discrets et définit une sortie à 50Ω à faible offset en CC.

Le circuit est en mesure de produire, jusqu'à quelque 20 MHz, une

amplitude constante de $2,5 V_{cc}$ (non modulée) au maximum. En l'absence de modulation il est même possible d'augmenter quelque peu l'amplitude. Il faudra prendre d'éventuels réseaux de réglage (commutateur d'étage, potentiomètres) entre la sortie du NE592 et l'entrée de l'étage de puissance. L'amplificateur opérationnel devra être attaqué par une résistance de charge supérieure à $1 k\Omega$. On pourrait penser à commander la grille du FET par le biais d'un amplificateur opérationnel additionnel monté de façon à ce que, après démodulation du signal à la sortie du NE592, on définisse une réinjection pour la modulation en cas d'excursion de signal importante.

protection d'EEPROM pour les contrôleurs AVR

092



994083 - 11

Les contrôleurs AVR ont la caractéristique embêtante de courir le risque de voir le contenu de leur EEPROM de données se modifier lorsque la tension d'alimentation tombe en-dessous d'une certaine valeur. La seule façon d'éliminer ce risque potentiel de problème est de forcer la ligne de remise à zéro (Reset) au niveau bas à temps, ce qui du même coup met le processeur en sommeil. Il nous faut pour cela une électronique qui surveille la tension d'alimentation en permanence et entreprend l'action requise dès que les circonstances l'exigent.

Le détecteur faisant l'objet de cet article a été conçu spécifiquement à cet effet; il présente l'avantage additionnel d'une consommation de courant très faible de sorte que l'on peut également y faire appel dans le cas d'une alimentation par pile. Le montage peut être subdivisé en 2 parties : un détecteur et un amplificateur. Le détecteur prend la forme de l'électronique centrée sur T1, sa

tension de seuil étant fixée par le biais des résistances R1 et R2. En situation normale, T1 est passant; dès que la tension d'alimentation tombe en-dessous du seuil critique ce transistor bloque. La sortie du détecteur attaque un étage d'amplification faible consommation (*low power*). En mode d'opération normal le transistor T3 est bloqué de sorte que la résistance R5 fait office de résistance de forçage au niveau haut (*pull up*) verrouillant l'entrée \overline{RST} du processeur AVR au niveau haut. Comme l'indique la barre du signal \overline{RST} , ce signal est actif au niveau bas. Dès que la tension d'alimentation tombe en-dessous du seuil fixé, T3 entre immédiatement en conduction. L'entrée \overline{RST} passe au niveau bas, effet amplifié par l'entrée simultanément en conduction de T2 qui court-circuite R3. Cette résistance introduit une hystérésis telle que la tension d'alimentation doit en tout état de cause remonter sensiblement au-delà du seuil avant que la situation de remise à zéro ne puisse être modifiée. L'inverseur S1 permet, à tout moment, une remise à zéro manuelle.

Quelques mots en ce qui concerne le dimensionnement du schéma. La valeur de la tension de seuil dépend uniquement de la tension base-émetteur de T1 (de l'ordre de 0,54 V) et des valeurs de R1 et de R2. Ces résistances auront, de ce fait, si possible, une tolérance de 1%. S'il vous faut, pour des raisons techniques, autre application ou valeur différente de la tension d'alimentation, redimensionner lesdites résistances, on adoptera de préférence, pour R1, une valeur de 10 M Ω , ceci en vue de réduire au minimum la consommation de courant; la valeur de R2 se calcule à l'aide de la formule suivante : $R2 = (0,54 \cdot R1) / (U_b - 0,54)$.

La valeur de R4 détermine l'hystérésis; plus cette résistance est petite, plus l'hystérésis est importante et inversement. La valeur de 3M Ω proposée ici devrait convenir à la majorité des cas, mais rien ne vous interdit de procéder à vos propres essais.

(994083)

timing PAL (2)

093

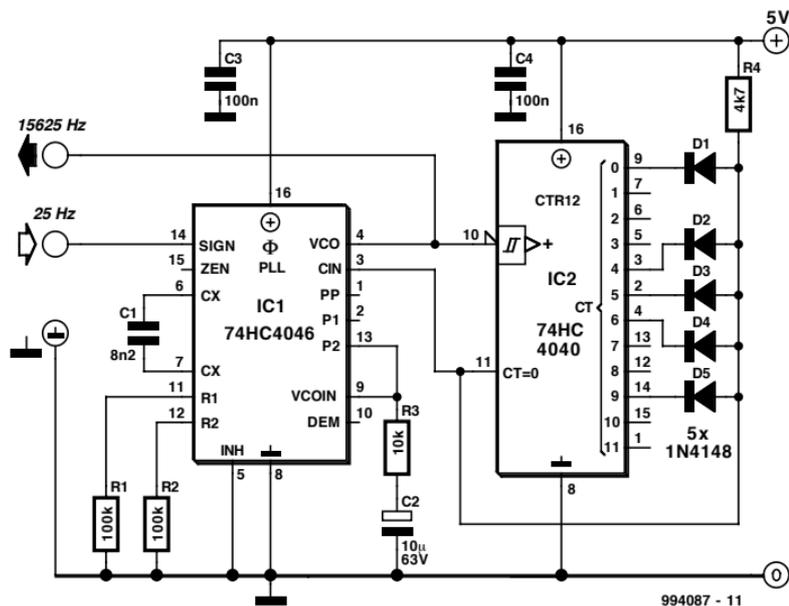
En corrélation avec le montage « timing PAL (1) » décrit ailleurs dans ce numéro, le circuit que nous vous proposons ici a pour but d'extraire, par le biais d'une PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de phase), la fréquence de ligne de la fréquence

d'image. On pourra bien entendu également utiliser ce circuit pour, si l'on se trouve confronté à des impulsions de synchronisation de ligne mises à mal pour une raison ou une autre, régénérer l'une ou l'autre de ces fréquences.

Dans le cas du système de télévision PAL le nombre de lignes est de 625, de sorte que l'on procède, au coeur du circuit de PLL, à la division par 625 d'une fréquence nominale de 15 625 Hz, le résultat de cette opération étant ensuite comparé au signal d'entrée de 25 Hz. Le diviseur adopté ici est un 74HC4040, IC2, le facteur de division requis prenant la forme d'une porte ET (AND) à diodes qui définit le nombre à programmer à la réinitialisation (*Reset*) : $625_D = 1001110001_B$.

Un 4046 en version HC, IC1, qu'il n'est plus nécessaire de vous présenter constitue la PLL. Il faut opter pour de la logique HC si l'on veut pouvoir suivre l'impulsion rapide fournie par le circuit « timing PAL (1) ». Le choix de la ligne « comparateur de phase 2 » (broche 13) entraîne un déclenchement par flanc des entrées de sorte que les signaux n'ont pas à répondre à des exigences particulières.

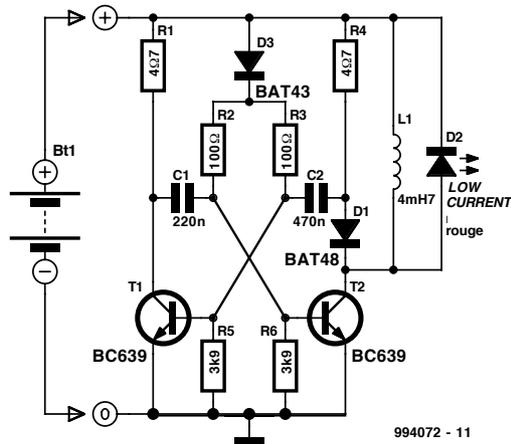
Comme le montre un examen du schéma, nous utilisons également le VCO interne du circuit de PLL, sa broche 9. Le dimensionnement du filtre passe-bas R3/C2 requis ne respecte pas parfaitement les formules classiques, mais nous avons constaté, par la pratique, que c'était la solution se traduisant par la gigue (*jitter*) la plus faible. Ceci nous amène, sans passer du coq à l'âne, à relever le talon d'Achilles (point faible) de ce circuit. Nous avons constaté, qu'en cas d'utilisation, comme c'est le cas ici, d'un oscillateur RC classique, il est impossible de faire passer la gigue du signal de 15 625 Hz à moins de



quelque 200 ns. Cette valeur n'est pas, pour de nombreuses applications, acceptable, ce qui impliquera l'utilisation, dans ces cas-là, d'un oscillateur à quartz externe en tant que VCO (*Voltage Controlled Oscillator* = oscillateur commandé en tension), et ce en combinaison avec un diviseur adopté en conséquence. (994087)

déchargeur d'accus II

094



Jürgen Friker

Le déchargeur d'accu décrit dans le numéro de juin 1998 d'Elektor était, à mon avis, trop radical, nous dit l'auteur de ce court article. Au lieu de décharger une cellule CdNi à juste moins de 1 V, comme le conseillent les fabricants d'accus rechargeables, le circuit ne s'arrêtait que lorsque la tension cellule était tombé jusqu'à de l'ordre de 0,7 voire 0,6 V ! Une petite modification simple, l'adjonction de la diode Schottky D3, permet au déchargeur d'accus de répondre mieux aux exigences formulées par les fabricants. On constate en outre un phénomène surprenant : lorsque la cellule est déchargée, la LED D2 se met à clignoter !

Jetons un coup d'œil au schéma. L'électronique du schéma de la **figure 1** constitue en fait un multivibrateur astable à faible impédance qui oscille à une fréquence de l'ordre de 25 kHz. La self fixe L1 est, lorsque le transistor T2 est passant, traversée par un courant. Le champ de cette self accumule de l'énergie. En cas de blo-

cage de T2, le champ s'effondre, ce qui se traduit par la génération d'une tension d'induction qui dépasse la tension directe (de l'ordre de 1,6 V) de la LED. Il circule alors un courant par la LED qui s'allume. La diode D1 empêche ledit courant d'induction de passer par la résistance R4 et le condensateur C4.

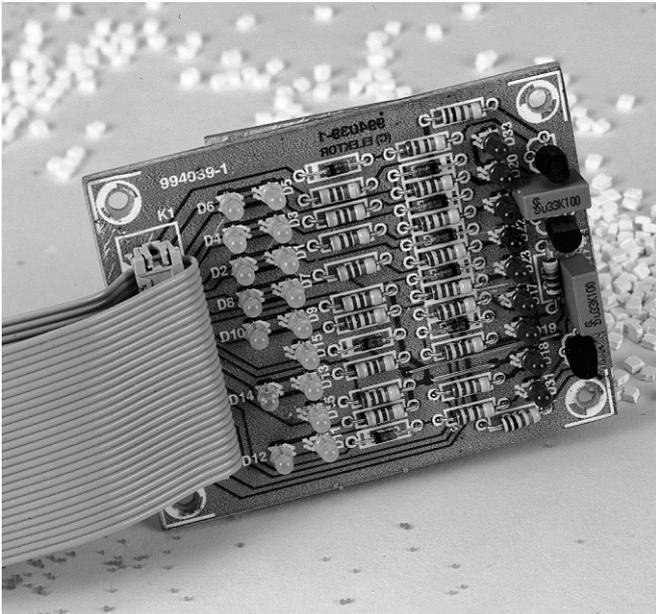
Ce processus ne s'interrompt qu'une fois que la tension d'accu n'est plus en mesure d'assurer une tension de base suffisante aux transistors. Ceci était le cas, dans le schéma d'origine, à de l'ordre de 0,65 V. L'adjonction d'une tension de seuil (introduite par la présence de D3) de quelque 0,3 V, rehausse la tension de fin de décharge à une valeur comprise entre 0,9 et 1 V. Les résistances R5 et R6, nouvelles elles aussi, garantissent un courant suffisant à travers D3. Il faudra, une fois que l'accu a été déchargé par le déchargeur d'accu, ne pas trop tarder avant de le sortir de l'appareil. Ceci s'explique par le fait que, contrairement à ce qui était le cas avec le montage original, un courant faible continue de circuler au travers de D3, R2/R3 et R5/R6 et jusqu'à ce que l'accu soit totalement déchargé ! Comme on le voit, toute médaille a son revers.

Quel ne fut pas l'étonnement de l'auteur de constater que, non seulement la LED est allumée en cours de décharge, mais qu'elle se met, au fur et à mesure que la décharge se poursuit, à clignoter. Il semblerait que cet effet soit lié à l'augmentation de la résistance interne de la cellule. Ceci se traduit par une chute de la tension entre bornes à une valeur inférieure à la valeur de seuil. Si le courant cesse de circuler, la résistance interne cesse de jouer un rôle et la tension de bornes remonte jusqu'à ce que le seuil soit à nouveau dépassé et que, partant le déchargeur d'accu se remette, un certain temps, au travail. Au fur et à mesure de l'évolution de la décharge la LED clignote de plus en plus faiblement jusqu'à ce que, après de l'ordre d'une demi-heure (dans le cas d'une cellule mignon, R6), la LED s'éteigne définitivement. Quel que soit l'intérêt de cet effet de clignotement, il n'ajoute rien au fonctionnement du déchargeur d'accus : l'accu est déchargé suffisamment lorsque débute le processus de clignotement de la LED !

(994072)

testeur d'interface LPT/COM

095

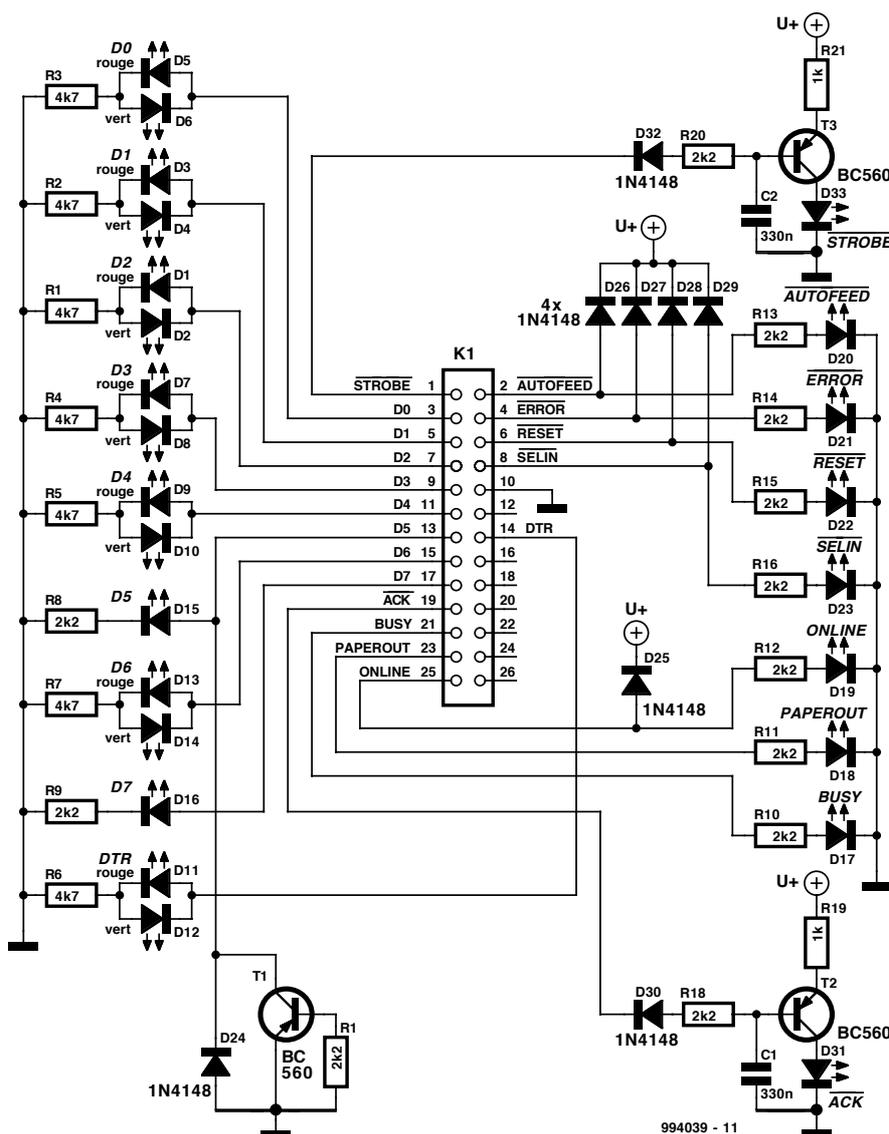


Winfried Foede

Un testeur d'interfaces est un outil dont ne saurait se passer tout possesseur d'ordinateur enclin aux expériences. Il n'est pas nécessaire qu'il s'agisse d'un appareil de mesure hautement spécialisé et partant horriblement cher. Dans la majorité des cas on peut se sortir d'affaire à l'aide d'un testeur simple à 2 états, OK ou PAS OK, Go/NoGo comme disent les anglophones, tel celui représenté en **figure 1**. Cette électronique est en mesure de visualiser les niveaux présents sur les lignes tant d'une interface sérielle (COM) que d'une interface parallèle (LPT). On se souviendra que si l'interface parallèle travaille avec des niveaux TTL (0/5 V), l'interface sérielle fait appel elle, dans la plupart des cas, à des niveaux symétriques (± 12 à ± 15 V). Seuls certains ordinateurs portables (*laptop*) et autres organisateurs (*palmtop*) travaillent eux aussi, en ce qui concerne leur interface sérielle, à des niveaux TTL. Nous avons choisi d'utiliser, pour ces 2 types d'interface, une embase à 2 rangées de 13 contacts avec détrompeur (HE10). La connexion au PC se fait par le biais d'un morceau de câble plat à 25 conducteurs doté de connecteurs sub D à 25 contacts sertis.

On fera bien attention à ce que la broche 26 de K1 reste libre. Il faudra, si l'on envisage de tester une interface COM à 9 contacts, réaliser un adaptateur permettant de passer d'un format (25 contacts) à l'autre (9 contacts).

Le tableau joint donne la correspondance entre le brochage des lignes du câble d'interconnexion et la fonction des lignes des interfaces à tester.

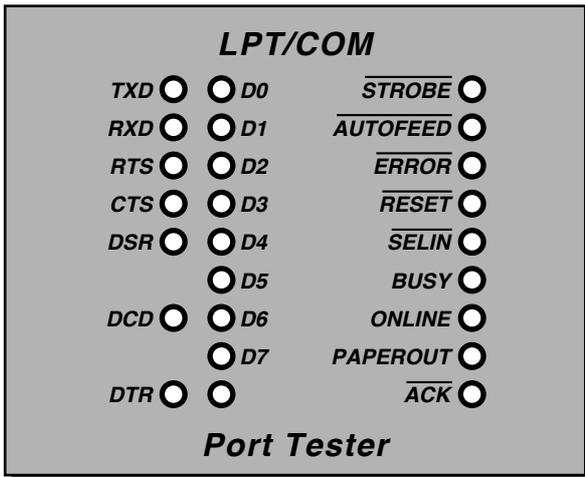
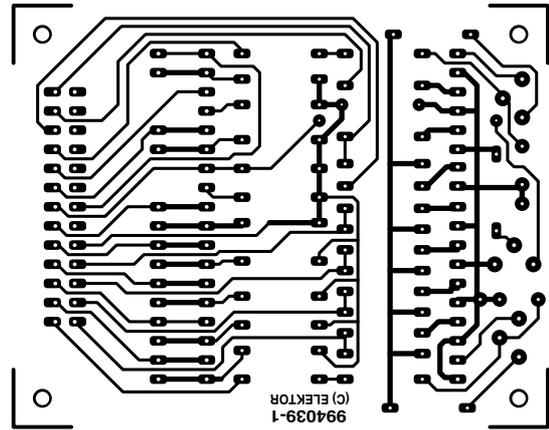
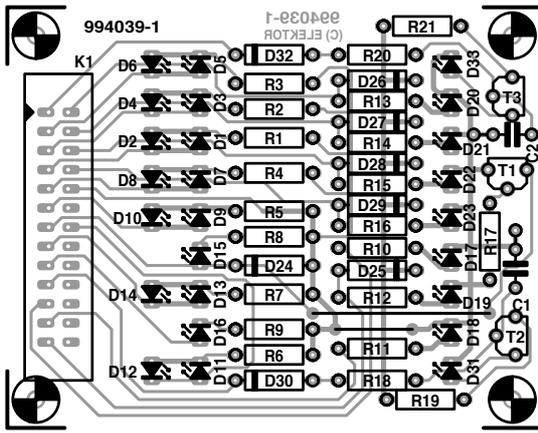


Affichage LPT

Le dispositif de visualisation prévu pour l'interface parallèle prend la forme d'une LED rouge (dotée de sa résistance de protection) pour chaque ligne, LED reliée à la masse. Si l'une des lignes de l'interface se trouve au +5 V, la LED correspondante s'allume. Cela ne concerne pas les lignes ACKNOWLEDGE et STROBE. Dans leur cas, la connexion de la LED se fait par le biais d'un inverseur à transistor de sorte que la LED s'allume lorsque la ligne est active au niveau bas (ce qu'indique la barre sur lesdits signaux). La tension d'alimentation est dérivée des lignes AUTOFEED, ERROR, RESET, SELECT IN actives au niveau bas ainsi que de la ligne ONLINE, lignes qui sont soumises à une fonction logique OU définie par les diodes D25 à D29. Le réseau RC R18/C1 (R20/C2) sert à prolonger la durée d'allumage des LED d'indication; on pourra en modifier la constante de temps par le choix, pour ces composants, de valeurs différentes.

L'affichage COM

La visualisation des niveaux de l'interface sérielle utilise les mêmes LED que celles servant à la partie



994039 - 12

LPT, mais il ne faut pas perdre de vue que les lignes peuvent véhiculer des tensions négatives. C'est la raison pour laquelle toutes les lignes concernées ont été dotées d'une LED verte montée en tête-bêche (anti-parallèle) par rapport aux LED rouges.

À cela s'ajoute la ligne DTR et, sous la forme de T1, un transistor additionnel au branchement quelque peu bizarre, relié à la ligne DATA 5 de l'interface LPT. Dans le cas de l'interface COM cette ligne représente la masse de l'interface qui fait office, par le biais de la diode D24 dans le cas de signaux positifs, et par l'intermédiaire du transistor dans le cas de signaux négatifs, de potentiel de référence. Rassurez-vous, le schéma ne comporte pas d'erreur, l'alimentation du transistor se faisant en effet à un gain sensiblement réduit vu que sinon la luminosité de D15 serait, en mode LPT, trop faible.

La réalisation

L'existence d'un dessin de platine, dont on retrouve en **figure 2** le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants, fait de la réalisation de ce montage une opération sans risque à condition de ne pas oublier de pont de câblage, de ne pas se tromper de valeur de composant et de ne pas faire d'erreur de polarité lors de l'implantation des composants. La broche de cathode des LED est plus courte que leur anode, dans le cas des diodes ordinaires elle est identifiée par un anneau. On pourra, pour souder toutes les LED à la bonne hauteur, commencer, après avoir positionné les LED dans les orifices prévus à leur intention, par fixer la platine dans la demi-coquille supérieure du boîtier percée des orifices requis pour le positionnement des LED. Une fois que les LED se trouvent toutes en place on pourra les souder.

La platine comporte 3 rangées de LED. Tout à gauche, à proximité de K1, on trouve l'affichage COM (niveau négatif), la rangée située à côté est celle de l'affichage COM/LPT combiné. Elle sert

Liste des composants

Résistances :
 R1 à R7 = 4kΩ
 R8 à R18, R20 = 2kΩ
 R19, R21 = 1 kΩ

Semi-conducteurs :
 D1, D3, D5, D7, D9, D11, D13 = LED rouge
 D2, D4, D6, D8, D10, D12, D14 = LED verte

D15 à D23, D31, D33 = LED
 D24 à D30, D32 = 1N4148
 T1 à T3 = BC560

Divers :
 K1 = embase mâle à 2 rangées de 13 contacts avec détrompage connecteur sub D mâle à sertir à 25 contacts connecteur sub D femelle à sertir à 25 contacts

Brochage des connecteurs d'interface

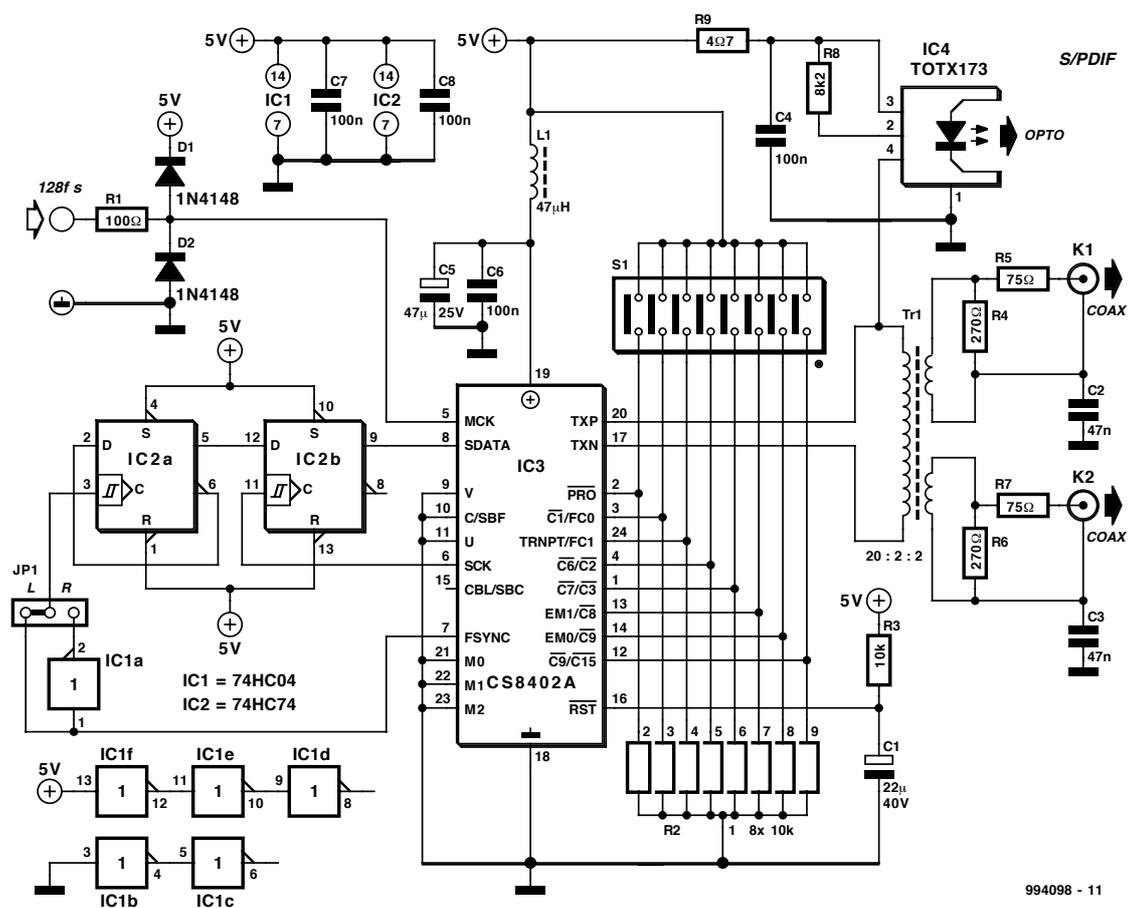
K1	LPT	COM
1	STROBE	
2	AUTOFEED	
3	DATA 0	TxD
4	ERROR	
5	DATA 1	RxD
6	RESET	
7	DATA 2	RTS
8	SELECT IN	
9	DATA 3	CTS
10	GND	
11	DATA 4	DSR
12		
13	DATA 5	GND
14		DTR
15	DATA 6	DCD
16		
17	DATA 7	
18		
19	ACKNOWLEDGE	
20		
21	BUSY	
22		
23	PAPER CUT	
24		
25	ONLINE	
26	ne pas connecter!	

à l'affichage tant des niveaux COM positifs que des niveaux LPT des lignes de données DATA 0 à DATA 7. La rangée située tout à droite est celle destinée à la visualisation des signaux de commande LPT. Nous vous proposons, en **figure 3**, un dessin de face avant doté de toutes les informations nécessaires permettant l'identification des différents signaux.

(994039)

générateur de test S/PDIF

096



994098 - 11

La fonction première de ce montage est de permettre de vérifier le bon fonctionnement de récepteurs S/PDIF ainsi que d'un éventuel CNA (Convertisseur Numérique/Analogique) et/ou filtres de sortie qu'ils intégreront. Une horloge externe (générant des niveaux TTL) permet de générer différentes fréquences d'échantillonnage. Ce signal d'horloge, qui possède une fréquence 128 fois supérieure à la fréquence d'échantillonnage, peut éventuellement être généré pour les fréquences standard en faisant appel aux inverseurs restants utilisés pour réaliser un oscillateur à quartz (il faudra dans ce cas-là penser à utiliser impérativement un 74HCU04).

L'émetteur est basé sur un circuit intégré spécialisé de Crystal, un CS8402A que nous avons déjà eu l'occasion d'utiliser pour d'autres réalisations. Crystal l'appelle un « digital audio interface transmitter » (émetteur d'interface pour audio numérique en français de tous les jours). Nous ne pouvons pas, dans le cadre de cet article, entrer dans le détail de tous les modes que permet l'interrupteur DIL octuple S1, raison pour laquelle nous vous renvoyons à la fiche de caractéristiques de Crystal Semiconductor. L'article intitulé « convertisseur de taux d'échantillonnage », publié dans le numéro d'octobre 1996 d'Elektor, fournit un certain nombre d'informations intéressantes au sujet de ce composant. Nous avons repris dans le présent montage les connexions de S1 données dans l'article en question.

Comme on le voit en jetant un coup d'oeil au schéma, le montage comporte et une sortie optique, à l'électronique à base de Toslink et IC4 classique, et une sortie coaxiale. Le petit transformateur torique, Tr1, présent à la sortie coaxiale assure une isolation galvanique, sert en outre de séparateur, permettant en tout état de cause d'éviter l'établissement de boucles de masse entre les diffé-

rents appareils connectés au montage. C2 et C3 servent à la mise à la masse HF (c'est-à-dire des signaux de fréquence élevée) de la sortie. Le transformateur Tr1 utilise, comme noyau, du matériau TN13/7,5/5-3E25. Le rapport des enroulements est 20 : 2 : 2 vu que TXP et TXN sont des sorties différentes; la tension de sortie vaut donc 10 V_{cc} (le signal coaxial devant être lui de 0,5 V_{cc} à une impédance de 75 Ω). Après une initialisation (Reset) les 2 sorties se trouvent au niveau bas et ne sont pas court-circuitées par Tr1. Nous avons prévu, comme extra, un signal audio très peu « civilisé » que l'on pourra utiliser, par exemple, pour éviter la mise en silencieux numérique des sorties.

JP1 permet de choisir lequel des canaux, gauche ou droit, véhicule un signal rectangulaire à amplitude maximale et demi-fréquence d'échantillonnage. Il permettra, par exemple, de vérifier la diaphonie entre les canaux et de tester la combinaison de filtres numérique et analogique. Si tout se passe bien, on devrait trouver en sortie du CNA un sinus tout ce qu'il y a de plus classique. Avec la plupart des CNA le filtre numérique n'entre en action qu'au-delà de la demi-fréquence d'échantillonnage, l'atténuation introduite par le filtre analogique étant, à cet instant, encore relativement faible, de sorte que l'amplitude du signal sinusoïdal devrait être très proche d'un signal de 0 dB. On peut également bien voir à cette fréquence s'il y a entrée en action d'une correction de désaccentuation (de-emphasis), S1-4 sur OFF = désaccentuation en fonction, et si tel est le cas si ladite désaccentuation a la bonne valeur (10 dB).

Le CS8402A est utilisé dans son mode 0 (entrées M0 à M2 sont toutes mises à « 0 »). Ce mode est en fait destiné à l'interfaçage avec des CAN (Convertisseur Analogique/Numérique) mais nous nous en servons ici vu que l'on dérive, en interne, l'horloge L/R

FSYNC et l'horloge de bit SCK, de l'horloge MCK, ces lignes étant utilisées en sortie. Une division par 2, par le biais de IC2a, de l'horloge L/R, fournit les données à la demi-fréquence d'échantillonnage. Comme ces données doivent être le complément à 2, elles subissent ensuite un décalage égal à une période d'horloge de bit, via IC2b, de sorte que l'on trouve, en fonction de la phase du signal d'horloge L/R (IC1a travaille en inverseur), le niveau de signal maximum soit sur le canal gauche soit sur le canal droit. L'autre canal commute ensuite le premier bit de poids faible à la même fréquence.

Il est bon de savoir que certains convertisseurs N/A (ceux de la première génération en particulier) ont tendance à osciller, voire à se planter purement et simplement de façon définitive lorsqu'ils

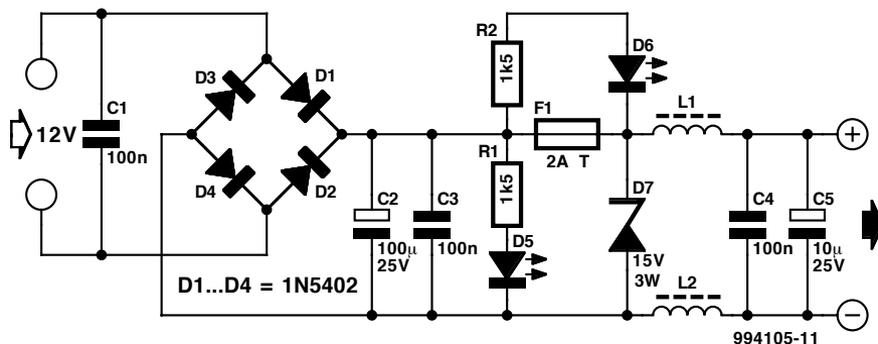
sont confrontés à des signaux de 0 dB, phénomène qui peut poser des problèmes dans le cas de CD audio surmodulés (cf. l'article baptisé « écrêtage-mètre numérique » publié en octobre 1998). Ce générateur de test permet également de contrôler cette caractéristique. On pourra, si l'on ne veut du signal audio, mettre à la masse l'entrée de données sérieuse SDATA et supprimer les circuits intégrés IC1 et IC2.

La résistance R1 et la paire de diodes D1/D2 sert à protéger l'entrée MCK contre des signaux d'horloge de niveau trop important ou asymétriques. La consommation de courant est de l'ordre de 30 mA.

(994098)

filtre d'alimentation indifférent à la polarité

097



pour radio-amateurs

N.S. Harisankar VU3NSH

Beaucoup de radio-amateurs gardent un cuisant souvenir des situations erratiques survenant lors de démonstrations ou de concours sur le terrain, lorsque plusieurs radios doivent être connectées à la hâte et dans des conditions moins confortables que dans son atelier. Il arrive par exemple que plusieurs opérateurs cherchent simultanément à connecter des câbles d'alimentation à un équipement qu'ils ne connaissent pas. Des erreurs de polarité d'alimentation sont alors facilement provoquées, avec des résultats désastreux.

Beaucoup de portatifs couramment disponibles chez Sony, Yaesu, Standard, Kenwood, Alinco et d'autres marques sont alimentés à partir d'une batterie de véhicules extérieurs. Cependant, la polarité d'alimentation des bornes n'est pas toujours connue ni facilement

lisible lorsqu'un certain chaos se développe (et, habituellement, peu d'amateurs ont la notice d'utilisation avec eux...).

Le présent circuit a été conçu pour permettre de connecter ces équipements portatifs à une batterie de véhicule de 12 V sans s'inquiéter de la polarité. Cette fonction est obtenue par un pont redresseur, D1 à D4, à l'entrée du circuit. Quelle que soit la polarité de la batterie, la radio recevra toujours la bonne tension d'alimentation.

Des fonctions supplémentaires du circuit comprennent un filtre de bruits efficace (L1-L2-C4-C5), une protection contre la haute-tension continue (diode zener D7), et des indicateurs de fusibles rompus et de tension coupée (respectivement les diodes LED D6 et D5). Les enroulements L1 et L2 comportent 8 tours d'un fil 24SWG (0,6 mm) de cuivre émaillé autour d'un gros noyau toroïdal en ferrite de la série T chez Amidon (vérifiez la spécification de saturation de l'enroulement !). Sinon, utilisez des « perles de suppression d'interférences électro-magnétiques » (EMI) de type 4330 020 3326 chez Philips Components. Les diodes LED doivent être du type à haut rendement (*high efficiency*).

Le circuit présenté peut être utilisé avec n'importe quel portatif moderne qui consomme moins de 2 A avec une tension d'alimentation entre 4,5 V et 14 V. De fait, ces équipements, pour la plupart, consomment de 1,3 à 1,5 A avec 13,8 V pour une puissance de 5 watts en sortie haute fréquence.

(994105)

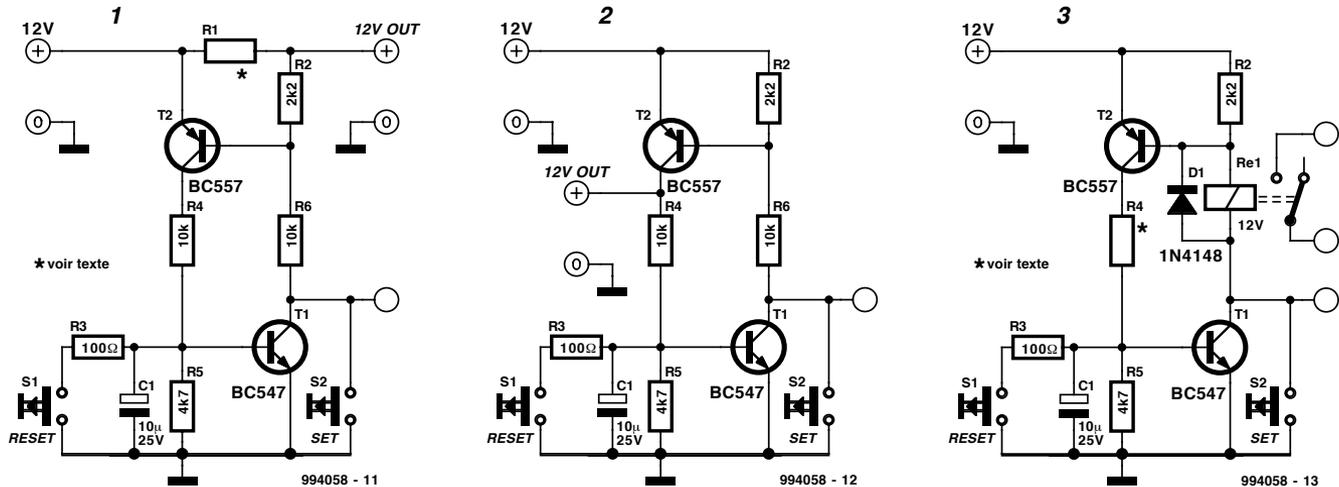
référence de température

098

Il s'avère très difficile, voire impossible, sur la plupart des capteurs de température, de calibrer ledit capteur. Il n'est pas rare, dans la pratique, que l'on puisse avoir besoin d'un moyen quelconque per-

mettant de garder le capteur à une température prédéfinie. Il devient même possible, pour peu que l'on fasse en sorte que la source de référence soit ajustable elle aussi, d'utiliser cette réf-

bascule bistable à transistor



Günter Böhme

Si l'on fait abstraction des 2 touches, le circuit de la **figure 1** devrait faire s'allumer une lumière chez nombre d'entre nos lecteurs : il s'agit en effet d'une bascule bistable (*flip-flop*) telle qu'on les retrouve souvent dans les dispositifs de protection des appareils à alimentation en tension continue. Au repos, la bascule bistable se trouve hors-courant et n'est positionnée (mise à « 1 ») qu'après dépassement de la tension U_{be} de T1. Il est possible, en dimensionnant en conséquence la résistance de shunt R1, de définir l'intensité du courant de charge à laquelle cette situation doit se produire. Il circule alors, à travers les 2 transistors, un courant, le potentiel de collecteur de T1 passe à U_b , celui

de T2 à la masse. Le collecteur de T2 force l'entrée de commande d'un circuit de régulation monté en aval à la masse, interrompant ainsi la tension continue.

On admet, en règle générale, que le circuit du courant de charge doit être interrompu, pour, une fois le courant excédentaire éliminé, remettre la bascule bistable à zéro. On a bien entendu besoin, pour cela, d'un contact de commutation pouvant supporter le courant en question soit encore un composant électronique « costaud ». Il est cependant simple, sans intervention au niveau du circuit de charge, de positionner le flip-flop ou de la remettre à zéro. Pour ce faire on intercale simplement la touche en question (à contact travail) dont la seule charge sera le faible courant de

commande du flip-flop.

On se trouve, si l'on ramène la sécurité électronique à son schéma de base, sans R1, en présence d'un étage à bascule (**figure 2**) aux applications universelles capable, pour peu que l'on choisisse les transistors adéquats, de fournir un courant plusieurs fois supérieur à celui que peuvent fournir des circuits intégrés logiques classiques. Il est possible, par redimensionnement des résistances R4 et R6, d'adapter le flip-flop pour d'autres tensions d'alimentation. Le condensateur C1 définit un état parfaitement identique à chaque application de la tension d'alimentation.

Si, comme l'illustre le schéma de la **figure 3**, on remplace R3 par la bobine d'un relais, le montage fonctionne en relais bistable qui garde, après activation du flip-flop par le biais de la touche « Set »

S2, un état stable jusqu'à ce qu'il soit désactivé par action sur la touche S1. Il faudra utiliser, pour le dimensionnement proposé ici, un relais à bobine de forte résistances (900 à 1 100 Ω pour un relais 12 V et de l'ordre de 3,5 k Ω dans le cas d'un relais 24 V). La valeur de R2 devrait être du même ordre, mais cette résistance n'a rien de bien critique.

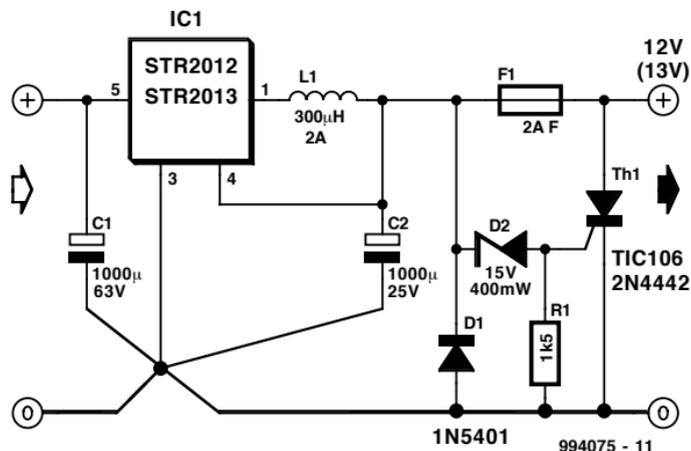
Il vous faudra, si vous devez utiliser un « relais de puissance » à bobine de faible résistance, adapter les transistors ainsi que les résistances R1, R2 et R4, à l'intensité du courant requis par le relais. La diode de roue libre D1 pourra être, dans le cas d'un relais de faible puissance, une 1N4148, sachant qu'il faudra, pour des courants de bobine supérieurs à 100 mA, opter pour une 1N4001 par exemple.

alimentation 13 V/2 A pour émetteur/récepteur radio

N.S. Harisankar VU3NSH

L'alimentation 13 V/2 A compacte pour stations radio-amateur de base ou mobiles (*transceiver*) et autres ensembles travaillant en VHF/UHF, fait appel à un STR2012/13, un circuit intégré régulateur de tension de l'écurie Sanken Electric Co. Bon nombres

d'autres alimentations servant à alimenter des transceivers amateurs portables utilisent un LM317, un LM350 voire un antique LM723. Tous ces types de régulateurs requièrent malheureusement un nombre important de composants externes; il est bon également, lorsque l'on envisage de réaliser sa propre alimentation,



de tenir compte d'un certain nombre de facteurs tels que la dissipation de puissance totale et la plage des tensions d'entrée.

Le STR est un circuit intégré de puissance hybride intégrant une alimentation à découpage. Il fournit un courant de sortie fixe et s'accommode de tensions d'entrée relativement élevées. Sa capacité de dissipation relativement élevée est un autre avantage dont il est bon de tenir compte. Le STR possède 5 broches; il existe en version pour 5,1, 12, 13, 15 et 24 V, son courant de sortie étant de 2 A quelle que soit la version. Nous proposons ici le STR2012 et le STR2013 pour disposer en sortie, soit de 12 V, soit de 13. Sachant que la plupart des stations radio portatives travaillent entre 12,6 et 13,8 V, on optera de préférence, dans la grande majorité des cas,

pour le STR2013.

La sortie du régulateur a été dotée d'un circuit de mise hors-fonction –il s'agit en fait d'un court-circuit– (*crowbar*) rapide. Le thyristor Th1, un TIC106 ou un 2N4442 est amorcé dès que la tension de sortie grimpe au-delà de la tension zener de D2, c'est-à-dire de l'ordre de 15 V environ. Si tel devait être le cas, le thyristor court-circuite la sortie de l'alimentation, protégeant ainsi le transceiver contre une surtension et faisant sauter le fusible F1. La diode D1 sert de protection contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation, en combinaison elle aussi avec le fusible F1.

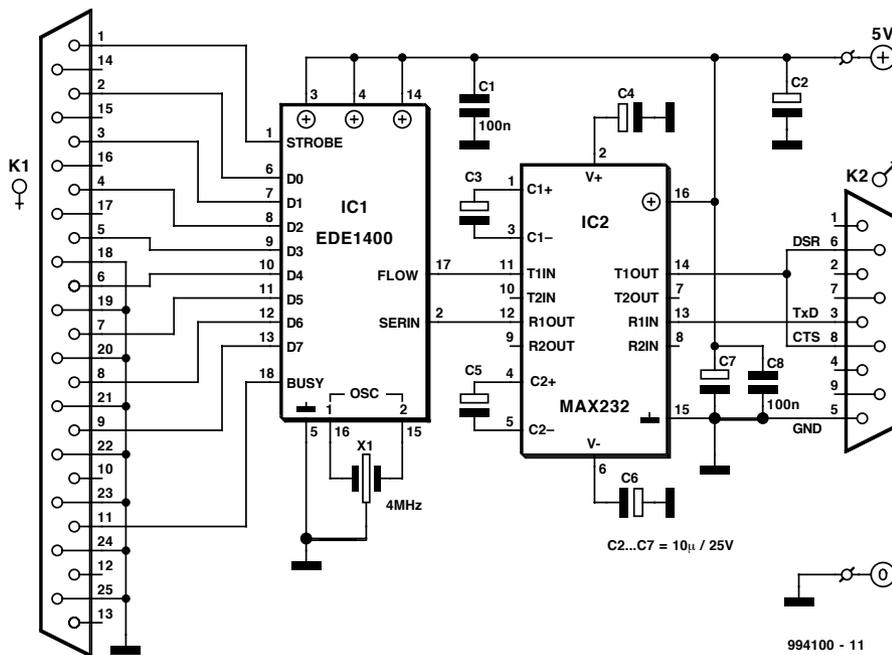
Il faudra monter le régulateur STR sur un radiateur pour lui permettre de dissiper la puissance excédentaire. On peut espérer un rendement de l'ordre de 80%, la réjection de l'ondulation résiduelle étant un bon de commande 5 dB. La tension d'entrée brute à appliquer au régulateur pourra aller de 18 à 35 V.

La self L1 pourra être du type 1430430 (Newport) mais si vous avez des difficultés d'approvisionnement vous pouvez utiliser un self de choc pour triac classique. Notons cependant que l'inductance de ce type de self se situe bien souvent aux alentours de 100 µH, de sorte qu'il vous faudra, pour arriver aux 300 µH requis, compter le nombre de spires et ajouter 0,7 fois ce nombre à l'enroulement déjà existant.

Veiller, pour terminer, à raccourcir autant que possible le conducteur reliant la broche 3 du régulateur STR à la masse et à connecter au minimum les bornes de masse des condensateurs C1 et C3 à ce point de manière à constituer un point de masse « en étoile ».

convertisseur RS232 – Centronics

102



Imaginons que sur votre PC, comme sur beaucoup d'autres, il vous reste un port sériel de libre, mais que vous ayez à connecter un périphérique équipé d'une liaison parallèle. Problème ! Voici de quoi le résoudre. Un signal sériel à 2 400 baud, nous allons le transformer en débit parallèle pour un port Centronics. Comme vous le remarquez sur le schéma, à côté du signal TxD

(broche 3), nous allons utiliser également CTS (broche 8) et DSR (broche 6). Ces deux derniers vont nous servir à l'établissement de la liaison (*handshake*). Puisque le PC réclame de vrais niveaux RS232, nous ferons également l'adaptation à partir des niveaux TTL, grâce au MAX232, un intégré capable de produire des niveaux symétriques de ± 12 V alors qu'on ne l'alimente qu'en +5V.

La conversion de sériel en parallèle, c'est l'affaire d'un EDE1400. Il s'agit d'un contrôleur PIC programmé à l'avance qui, d'un signal sériel à 2 400 baud (huit bits de donnée, aucune parité et un bit d'arrêt), assure un transfert en parallèle selon la norme Centronics. Le microcontrôleur s'occupe également des signaux de commande nécessaires et si jamais le port Centronics bouffonne, il peut encore arrêter le flux RS232 de sortie du PC par l'intermédiaire du signal *Flow* présent en

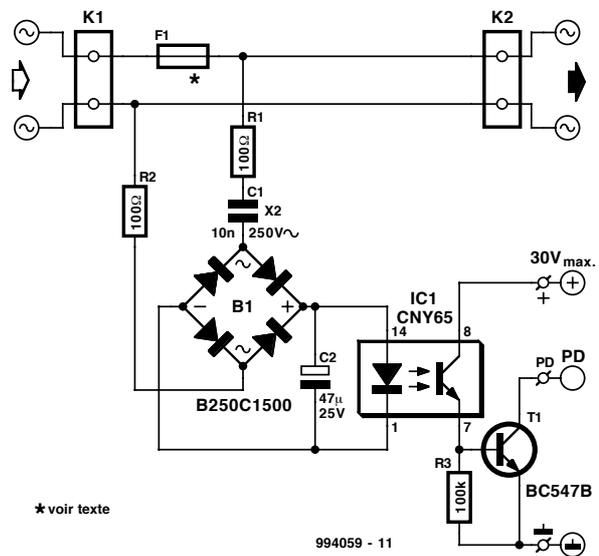
broche 17. Aucune information ne sera perdue. Pour respecter un *tempo* correct, l'EDE1400 utilise un résonateur céramique à 4 MHz.

Pour de plus amples informations au sujet de ce composant de *E-Lab Digital Engineering* rendez-vous à l'adresse Internet : www.elabinc.com.

(994100)

détecteur de tension secteur

103



Cette électronique de 3 sous permet de signaler en toute sécurité à un autre circuit qu'un appareil donné est connecté à la tension du secteur. On fait appel pour ce faire à un opto-coupleur dont l'isolation respecte les normes de la classe 2, à un CNY65 en l'occurrence. L'alimentation de la LED intégrée dans le CNY65 se fait directement depuis la tension du secteur par le biais d'un diviseur de tension capacitif constitué par R1, C1 et R2. Si l'on donne à C1 une valeur de 10 nF l'intensité du courant traversant la LED est de 0,7 mA (à 230 V), valeur suffisante à produire la lumière requise pour faire entrer en conduction le transistor intégré dans l'opto-coupleur. La tension aux bornes de la LED est de l'ordre de 1 V. La puissance consommée par le détecteur n'est que de 0,15 VA; le circuit ne consomme de courant que si l'appareil auquel il est connecté se trouve lui-même en fonction. Il va sans dire que le but de notre détecteur de tension secteur est de trouver place à l'intérieur de l'appareil que l'on veut doter d'un tel dispositif indicateur; dans ce cas-là le circuit sera à intercaler en aval de l'interrupteur secteur. Il faudra, lors du câblage de ce montage, veiller à respecter scrupuleusement les normes de sécurité ! N'oublions pas que nous sommes en présence de la tension du secteur !

L'une des applications potentielles de ce circuit est de se substituer à la fonction remplie par l'interrupteur S1 du préamplificateur MC/MD décrit dans le numéro de juin. Ainsi, dès la détection de la mise en route de la table de lecture la ligne Line in de la cartouche du PC est automatiquement reliée au préamplificateur, à condition bien entendu que le préamplificateur MC/MD soit lui-même alimenté. L'interconnexion peut se faire par le biais d'un câble trifilaire doté à ses extrémités des connecteurs requis. Autre application envisageable : dispositif d'initialisation/remise à zéro

à la mise sous tension (POSR = *Power On Set/Reset*) dans le cadre d'un circuit de protection.

Le transistor de sortie est capable de commuter un courant de 10 mA au minimum; sur notre prototype nous avons relevé, pour T1, à un courant de 20 mA, une tension de coude de 0,2 V. L'opto-coupleur supporte une tension de commutation maximale de 30 V. Nous avons ajouté le fusible F1 de façon à pouvoir se passer d'un éventuel porte-fusible de châssis. Il est bon de prendre l'habitude, pour des raisons de sécurité, de doter la platine d'une petite étiquette indiquant les caractéristiques du fusible à implanter : valeur nominale et type, rapide, retardé.

(994059)

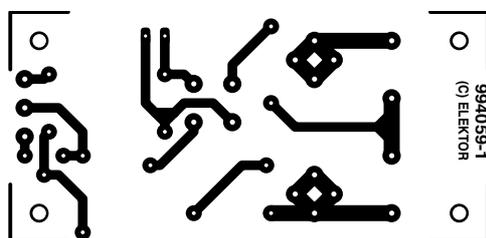
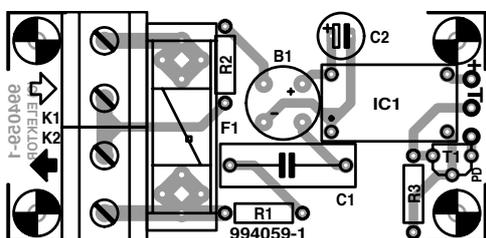
Liste des composants

Résistances :
R1, R2 = 100 Ω
R3 = 100 kΩ

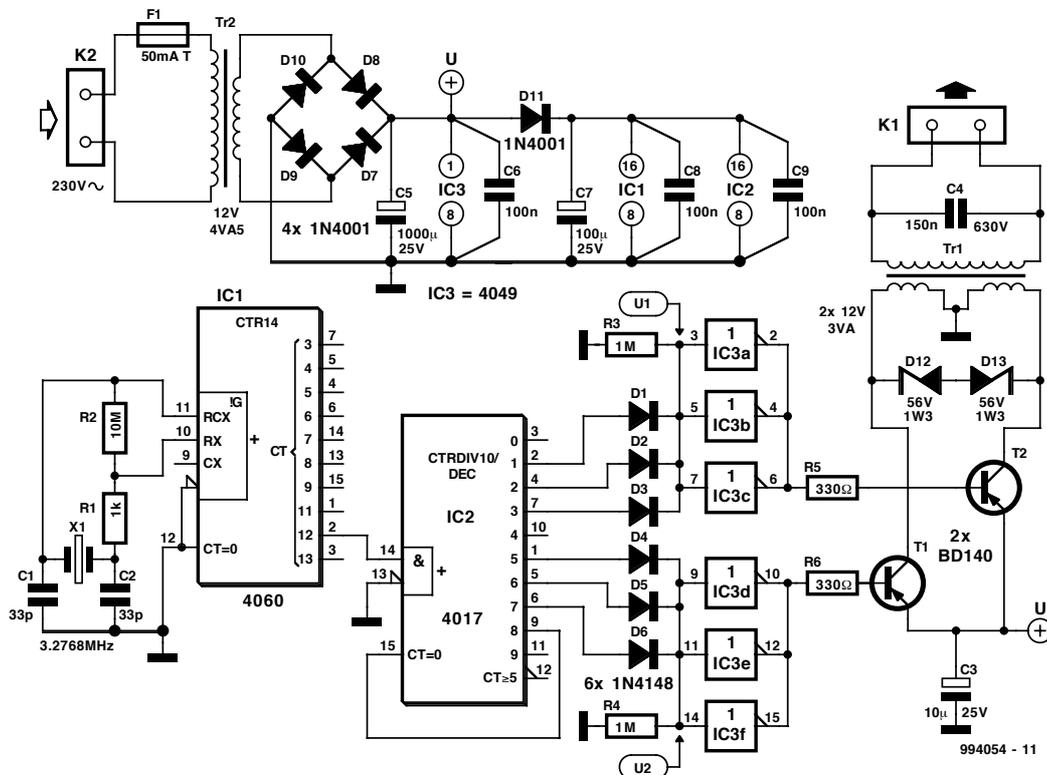
Condensateurs :
C1 = 10 nF/250 VAC
(classe X2)
C2 = 47 μF/25 V radial

Semi-conducteurs :
B1 = B250C1500 (rond)
T1 = BC547B
IC1 = CNY65 (Telefunken)

Divers :
K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
F1 = porte-fusible avec fusible



redresseur de fréquence 104



K. Viernickel

Ce circuit permet de convertir une tension continue ou une tension du secteur instable en fréquence en une fréquence à la stabilité du roc (lire quartz). Grâce à lui, des appareils qui bien qu'à faible consommation nécessitent un fréquence du secteur précise, auront à leur disposition un redresseur au coût très abordable. Ce redresseur est également en mesure de convertir une fréquence de 50 Hz en une fréquence de 100 ou de 25 Hz.

La base de temps prend la forme d'un oscillateur/diviseur du type 4060 cadencé par un quartz oscillant à 3,276 8 MHz. IC1 divise cette fréquence par 2^{13} de sorte que l'on trouve, à l'entrée du compteur décimal 4017, une fréquence de 400 Hz très exactement. Pour le 4017, diviser cette fréquence par 8 est une sinécure vu que sa sortie Q8 (broche 9) est reliée à la broche de remise à zéro (broche 15).

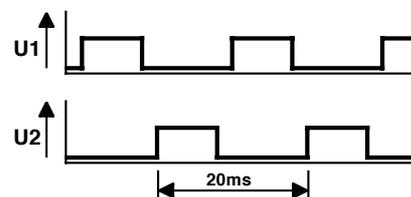
Les sorties du 4015 sont, de par la présence des diodes D1 à D6, interconnectées en une fonction OU câblée de sorte que l'on dispose de 2 signaux, U1 et U2, tamponnés par 3 inverseurs montés en parallèle. Particularité à relever : entre les impulsions, les signaux restent chacun, pour la durée d'une période du signal d'entrée, au niveau bas. Ce faisant, On évite que les transistors de commande ne se trouvent, à l'instant de commutation, simultanément en conduction.

Les transistors de commande (*driver*), 2 BD140 tout ce qu'il y a de plus ordinaires, mettent, alternativement, l'un des enroulements de 12 V du transformateur Tr1 en circuit. Comme cela se traduit à chaque fois par une inversion du sens de circulation du courant on dispose, de l'autre côté du transformateur, d'une tension alternative rehaussée à 230 V. Les transistors de commande sont du type PNP de façon à ce que les inverseurs/tampons drainent du courant à chaque fois que les transistors sont passants. Les circuits intégrés CMOS préfèrent de loin drainer (*sink*) du courant qu'en fournir (*source*). En association avec l'induction de fuite du trans-

formateur, le condensateur C4 élimine la composante Hautes Fréquences (HF) du signal de sortie. Les diodes D12 et D13 protègent les transistors T1 et T2 contre d'éventuelles crêtes de tension. Ce circuit peut également s'accommoder d'autres fréquences de sortie. Il suffit pour cela de modifier le facteur de division de IC1. Si l'on choisit la sortie Q11 (broche 1), la fréquence de sortie sera de 100 Hz, sachant qu'elle passera à 25 Hz si l'on opte pour la sortie Q13 (broche 3).

Le convertisseur tire son alimentation soit d'une tension secteur irrégulière soit d'une tension continue de 12 V (fournie par exemple par une batterie de voiture). La tension du secteur est transformée, par le biais du transformateur Tr2 et le redresseur que constituent les diodes D7 à D10 puis lissée à l'aide du condensateur C5, en une tension continue non régulée de l'ordre de 12 V. La diode D11 et le condensateur C7 sont importants : ces composants évitent qu'en cas de charge relativement élevée du circuit de commande d'éventuelles variations de tension n'aient d'effet négatif sur le fonctionnement des circuits intégrés IC1 et IC2.

(994054)

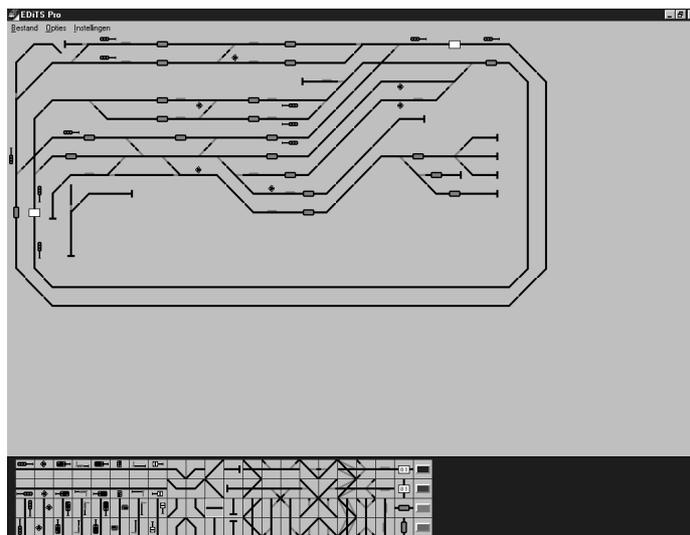


994054 - 12

EDiTS Pro

2^{ème} partie : le programme de commande

Maintenant que vous savez tout en ce qui concerne l'aspect matériel de cette réalisation que nous avons décrit le mois dernier, nous pouvons aujourd'hui nous intéresser au logiciel tournant sous PC. Le programme EDiTS Pro a été développé pour tourner sous Windows et communiquer avec l'unité de commande d'EDiTS Pro. Si vous disposez d'un PC et que vous avez réalisé le matériel constituant EDiTS Pro, il vous faut absolument lire le présent article !



L'aspect confort d'utilisation a été, lors du développement du logiciel pour EDiTS Pro (EPS-986027-1). Nous avons ensuite essayé de proposer à l'utilisateur une reproduction, sur l'écran de son PC, aussi fidèle que possible du réseau ferroviaire réel. Dans ces conditions, l'utilisateur pourra, une fois le programme installé, se mettre derrière son PC pour se transformer en « aiguilleur du rail » ou en opérateur de processus. Le système est en mesure de reproduire avec exactitude l'ensemble du réseau, l'activation des différentes commandes se faisant d'un clic de souris.

Le logiciel EDiTS Pro est écrit en Visual BASIC. Il tourne sous Windows 3.1 ou mieux (avec un minimum de 8 Moctets de mémoire vive interne), arrive sur disquette en version quadrilingue (français, anglais, allemand et néerlandais). Nous allons passer en revue toutes ses possibilités de sorte que, après avoir terminé l'installation de ce programme, vous puissiez directement donner cours à votre imagination fertile.

GO!

Une fois le programme setup.exe lancé, la procédure d'installation vous indiquera ce qu'il vous faut faire. L'installation est rapidement terminée.

Lancer le programme par le biais du Menu Démarrer (Start) de Windows,

le programme d'installation ayant créé sa propre icône de programme (*menu item*).

On verra tout d'abord s'afficher un message de copyright qui disparaît automatiquement au bout de quelques secondes. Vous pouvez, après en avoir lu la teneur, le faire disparaître plus rapidement par un simple clic-gauche de la souris avec le curseur sur le texte. Attention ! Ce logiciel ne fonctionne que si l'unité de commande EDiTS Pro est connectée au système.

Le programme suppose que l'unité de commande se trouve connectée au port COM1. On pourra, si tel n'est pas le cas, choisir un port de communication différent à l'aide de l'option « Communication » offerte par le menu « Paramètres » (*Settings -> Communication*), sachant que, sur la plupart des ordinateurs, la souris se trouve, si tant est que le PC en question n'ait pas de port PS/2, sur le port COM1.

POSER SES RAILS

On peut, maintenant que le programme est opérationnel, à l'aide de la souris, activer la fonction de menu « Fichier » (*File*). On verra apparaître un menu déroulant comportant les options « Nouveau », « Charger », « Sauver », « Effacer » et « Sortie » (*New, Load, Save, Delete et Exit* respectivement). L'option « Fichier » (*File*) donne un contrôle total sur l'archivage

des tableaux.

L'option « Nouveau » (*New*) permet de définir un nouveau tableau. On trouve, au bas de l'écran, les éléments de voie ferrée qu'un « poseur de rails » expérimenté n'aura pas de peine à identifier et à utiliser. La souris permet de créer un nouveau tableau rapidement et efficacement. Si l'on s'est trompé lors du placement d'un élément il suffit de l'activer par un clic-droit de la souris pour le faire disparaître. Le déplacement d'un élément se fait par un clic-gauche maintenu + déplacement du curseur jusqu'à l'endroit de positionnement prévu de l'élément.

Les éléments peuvent, grossièrement, être répartis en 4 groupes : fonction passive, active, de réponse et de détection. Les fonctions de réponse et de détection se trouve sur l'avant-dernière colonne de l'écran; elles ont une quadruple fonction :

- début d'un tracé
- fin de tracé
- début d'une voie secondaire
- signalisation de l'occupation de la voie.

Les boutons de détection –il s'agit des petits blocs blancs de l'avant-dernière colonne intégrant le nombre (81)– indiquent le numéro du train ayant, en dernier, passé ce point, si tant est que la locomotive soit dotée d'un super-décodeur de locomotive. Comme la détection se fait en combinaison avec un contact de rail, les locomotives ne possédant pas de super-décodeur seront elles aussi détectées. Ces dernières sont identifiées par l'adresse 0.

UTILISATEURS

Le terme utilisateurs désigne les aiguillages et les signaux pilotés par l'intermédiaire d'un décodeur d'aiguillage ou de signal. Il a été défini 3 types d'utilisateurs :

- Type 1. Utilisateurs connaissant 1 état stable, un découpleur par exemple, ainsi que les utilisateurs commandés par le biais d'un bouton-poussoir jaune ou vert.
- Type 2. Utilisateurs connaissant 2 états stables, les aiguillages ou les signaux doubles par exemple, ainsi que les utilisateurs commandés par le biais d'un bouton-poussoir rouge ou bleu.
- Type 3. Utilisateurs connaissant 3 états stables, les aiguillages doubles et les signaux triples.

Les boutons de couleur de la dernière colonne (bleu, rouge, jaune et vert) ne sont pas pris en compte dans le plan du réseau. Ils peuvent être mis à un endroit libre et servir à remplir des fonctions spéciales telles que la mise en fonction, par le biais d'un décodeur, de l'éclairage de la gare.

Les boutons bleus et rouges se com-

portent en commutateur, les boutons jaunes et verts remplissant eux une fonction de bouton. De ce fait, ils ne seront actifs que tant que dure l'action sur le bouton gauche de la souris.

Les différents utilisateurs sont commandés chacun par un décodeur. Il peut s'agir de décodeur d'aiguillage et de décodeur de signal EDiTS, des décodeurs 5211 et 5213 de Viessmann ou encore des décodeurs K83 et K84 de Märklin. L'adresse de ces différents décodeurs est définie par le biais d'interrupteurs DIP. Ces décodeurs peuvent commuter un maximum de 8 électro-aimants.

Il faudra, pour indiquer au programme quel utilisateur concret correspond à un symbole présent à l'écran, cliquer sur le symbole à l'aide du bouton gauche de la souris après avoir activé, par le point de menu « Options » (*Options*) la fonction « Adresses des décodeurs » (*Decoder addresses*).

À l'intérieur du cadre (rouge foncé) on trouve tous les états d'un symbole; on pourra indiquer quelle adresse de décodeur et quelle sortie de données correspondent à la fonction concernée.

Si l'on n'utilise, dans le cas d'un signal triple, que 2 de ses fonctions, il faudra mettre l'adresse et la donnée de la fonction non utilisée à 0. Ce faisant on transforme un signal triple en un signal à 2 états stables. L'information est mémorisée après activation du bouton « Actualiser » (*Update*). Tant que les champs d'adresse et de données se trouvent à zéro, le programme suppose que le symbole ne correspond ni à un décodeur d'aiguillage ni à un décodeur de signal.

SIGNALISATION

La fonction première des boutons de réponse (symboles carrés de couleur grise) est de signaler l'occupation d'une voie. Il faut pour ce faire établir une relation entre le symbole et l'unité de répondeur réelle (EDiTS, Märklin

S88, etc.). Rien n'interdit de mélanger les unités EDiTS et Märklin, mais il ne faudra pas oublier alors de connecter le 6^{ème} fil du module S88. Nous avons, dans la description du matériel du mois dernier, attiré votre attention sur ce point.

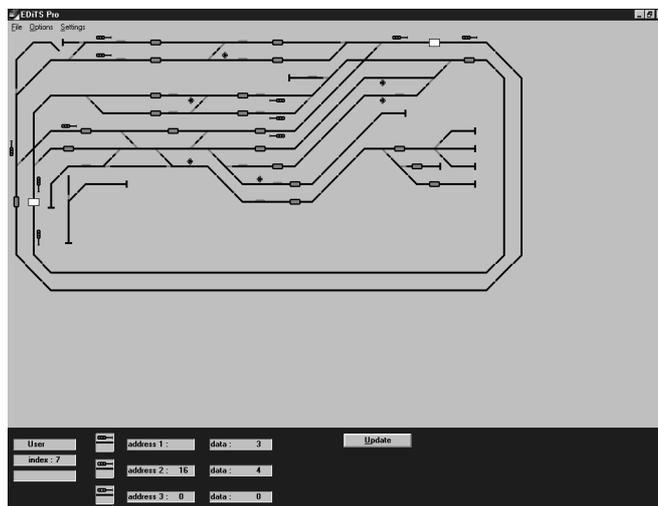
En cas d'activation d'un bouton de répondeur par le biais du bouton gauche de la souris, le logiciel s'attend à recevoir des données d'adresse et de données. L'adresse dépend de l'ordre de branchement des répondeurs sur l'unité de commande. Le module se trouvant le plus près de l'unité de commande a l'adresse 1, celui qui le suit immédiatement reçoit l'adresse 2, etc. Le système accepte un maximum de 32 décodeurs. Il faudra se souvenir, si l'on utilise des décodeurs Märklin S88, que ceux-ci occupent 2 adresses successives. Les entrées 9 à 16 sont en fait les entrées 1 à 8 de l'adresse immédiatement supérieure.

DÉTECTION DE TRAIN

Le module de détection de train (petite icône carrée blanche) est un décodeur pris dans la chaîne des répondeurs. Il suffira, après son activation, de lui attribuer une adresse. Il n'est pas nécessaire d'entrer dans le détail vu que la totalité des 8 bits sert à fournir l'adresse du décodeur de locomotive.

TRACÉS (TRONÇONS DE VOIE)

Les tracés (tronçons protégés) sont définis entre 2 boutons de répondeur et/ou de détection de convoi. On place pour cela la souris sur le bouton de répondeur ou de détection de convoi marquant le début du tracé. Actionnez le bouton gauche de la souris; l'icône devrait passer au vert. Allez ensuite avec la souris sur l'icône représentant la fin du tracé et cliquez-là par souris-gauche. L'icône devrait devenir jaune. Il est possible ainsi, en cliquant sur tous les symboles intermédiaires, de définir un tracé. Nous verrons ulté-



rieurement, que la programmation fait appel aux tracés ainsi définis.

Il est possible, par un (ou plusieurs) clic(s) souris-gauche sur le symbole concerné, de changer la position des aiguillages et des signaux.

On pourra, si l'on s'est trompé dans la sélection d'un symbole de tracé d'annuler ce choix par un clic souris-droit. Le tracé constitue une chaîne de symboles sélectionnés, mais il est également possible, à des fins de sécurisation par exemple, de sélectionner un signal ne faisant pas partie dudit tracé. Ce signal, qui ne peut afficher que l'ordre « Arrêt » (*Stop*), se verra attribuer automatiquement cet état lors de la sélection du tracé.

S'il vous faut supprimer un tracé il suffira de le sélectionner à l'aide d'un clic souris gauche à son début et à sa fin avant d'inactiver les différents segments qui le constituent à l'aide d'un clic souris-droit. L'activation du bouton « Actualiser » (*Update*) fait disparaître le tracé.

Il n'est plus possible, une fois que l'on a défini un tracé, de revenir à l'option « Créer diagramme de réseau » (*Build the track diagram*). Il faudra, si l'on tient à procéder à des modifications du réseau, commencer par effacer tous les tracés en activant l'option de menu « Effacer tout » (*Clear all*).

PROGRAMMER

Le programme comporte un module permettant de régler la circulation des trains automatiquement, module que l'on peut programmer à l'aide de la souris. Il est possible ainsi, très simplement, de créer des stations-fantôme, des horaires de circulation des trains et des commandes de blocs automatiques. Il est même prévu une protection contre les collisions tant latérales que frontales.

De par le concept choisi pour la programmation c'est le train qui définit le processus à suivre. Les lignes du programme sont pour cette raison couplées aux boutons des répondeurs ou de détection activés par le train. Il est souvent nécessaire de prévoir une protection par signal (d'entrée sur le tracé). Cela permet d'éviter qu'un train ne s'engage sur un tracé qui ne soit pas (encore totalement) défini voire une voie occupée. Le porte-signal devra être placé après le morceau de voie de détection couplée au bouton de répondeur ou de détection. Au repos il se trouve en position arrêt (*stop*). Un train en cours d'approche devra attendre jusqu'à ce qu'il soit possible de définir un tracé, la commande du porte-signal

étant alors couplée au dit tracé. Il peut être pratique de placer ce porte-signal à une distance suffisante du contact de rail mis en oeuvre. Cela évite que le train n'ait, en pratique, à attendre quelques secondes jusqu'au traitement de la ligne de programme concernée.

En mode programmation on commence par sélectionner un bouton de répondeur ou de détection, pour ensuite, à l'aide du bouton gauche de la souris, constituer les lignes de programmes le concernant. La petite icône du bouton de détection passe, après activation par la souris, au rouge, l'écran de programme s'ouvrant ensuite automatiquement. On peut alors entrer la définition d'une action. On entend, par action, le choix d'un tracé ou la mise de l'un des utilisateurs dans l'un des états qu'il connaît. S'il s'agit d'un tracé, on clique par souris-gauche sur le début du tracé (à commencer, en général, sur le bouton de détection) pour ensuite cliquer sur sa fin. La petite icône rouge se voit dotée d'un cœur vert, le point final vire au jaune. Le tracé intercalé entre ces 2 points, qui doit être défini dans l'option « Paramètres des tracés », apparaît. Si l'on veut activer un utilisateur il suffit de le cliquer avec souris-gauche.

On pourra l'amener à l'état requis en cliquant le nombre de fois nécessaires. Il est également possible d'introduire une éventuelle pause devant précéder une action. La prochaine action, le choix du tracé adjacent par exemple, pourra être ajoutée dans la ligne suivante, on activera auparavant l'option « Ajouter rangée ».

Il existe, de plus, une fonction de niveau. Dans la première ligne de programme la variable « niveau » (*level*) a la valeur 1. Cette valeur ne change pas jusqu'à ce que l'utilisateur ait choisi une valeur plus élevée. Dès action sur le bouton correspondant, le niveau est incrémenté; il devient alors possible de définir les lignes de programme

concernant ledit niveau. Elles constituent le premier tracé de substitution (*alternative*).

Dans le mode « Opérationnel » (qui est celui de l'exécution du programme), le programme opte pour cette alternative si les lignes de programme définies dans le niveau 1, ne peuvent pas, momentanément, être exécutées.

Les lignes concernées sont considérées comme étant inexécutables si l'une des lignes comporte un tracé qui croise un autre tracé déjà défini. Il peut également se faire que le terminus du tracé soit (encore) occupé par un autre convoi.

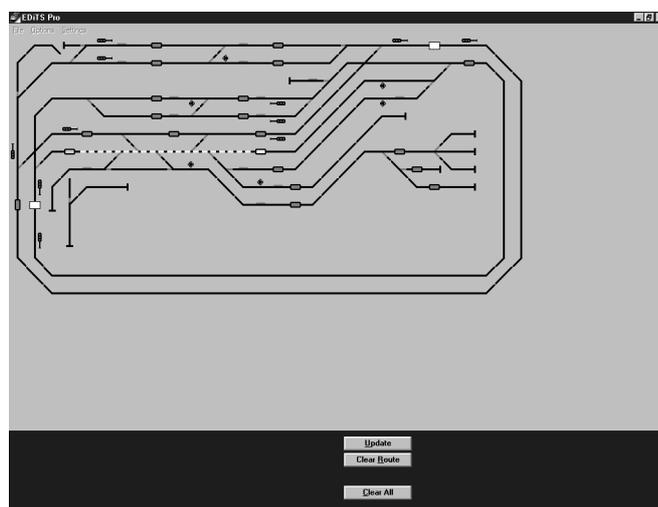
Il est donc possible, grâce à cette fonction de niveau, de définir un certain nombre de tracés de substitution. Cette approche permet de programmer un trafic ferroviaire varié dans les gares tout en offrant la possibilité de définir facilement des stations-fantômes.

Si aucune des alternatives n'est possible, le processus reste en plan, il ne se passe pas la moindre action. Le train restera momentanément à l'arrêt. Dès que la situation aura évolué au point de permettre l'utilisation d'une des alternatives, les lignes correspondantes sont immédiatement exécutées. On verra apparaître à l'écran une ligne de programme vide si tant est que le bouton sélectionné n'ait pas encore été couplé à des lignes de programme. On trouve dans chaque ligne, sous l'étiquette (*label*) « nx », mentionné le numéro d'index nx du bouton (ce numéro d'index nx est un numéro unique attribué par le programme à un bouton de répondeur ou de détection). L'option de menu « Adresses des décodeurs » (*Decoder Addresses*) permet de demander ce numéro.

Une des règles à respecter lors de la programmation est que la combinaison d'une temporisation (retard) avec l'action « Tracé » n'a de sens qu'à condition que le tracé soit couplé à

un signal se trouvant sur ledit tracé. L'attribution de la caractéristique temporisation au tracé fait passer ledit signal en position « arrêt », ce qui interdit, bien entendu, que le train ne poursuive sa route.

Les tracés activés par des lignes de programme sont libérés à nouveau pour un autre trafic lorsque le train a atteint le terminus (un bouton répondeur ou de détection) du tracé en question. Il est pratique, pour garantir une nouvelle arrivée de trains, de doter chaque niveau d'une ligne de programme qui fait passer « au



vert » (OK) un signal avant le bouton de programme. Il devient possible, dès lors que des lignes de programme sont couplées à un bouton de détection, de définir des tracés couplés à une locomotive spécifique (adresse de locomotive). Au niveau de bouton de détection, l'adresse de locomotive 0 renvoie à une locomotive ne possédant pas de super-décodeur de locomotive. Il faudra commencer par programmer les lignes de programme et les niveaux concernant cette locomotive.

Une fois que les lignes sont entrées, il suffira d'activer le bouton « Actualiser » (*Update*) pour coupler définitivement ces lignes au bouton choisi concerné.

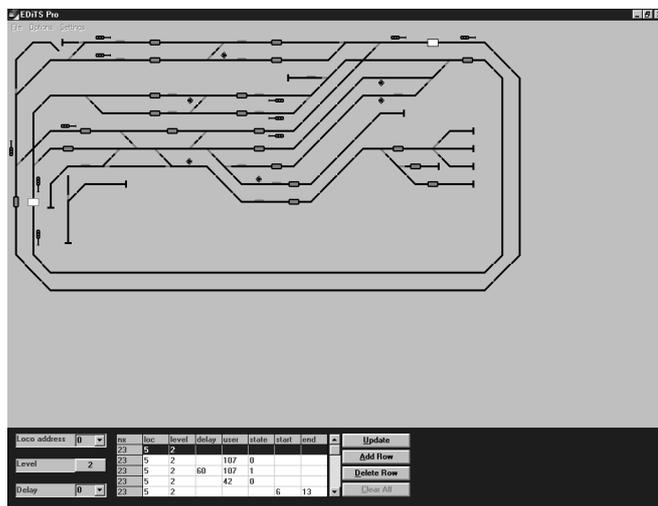
Il faudra, en cas d'erreur dans le programme, activer, par un clic souris-gauche, le bouton auquel les lignes de programmes en question (c'est le cas de le dire) sont couplées. Par le biais du bouton « Effacer rangée » on supprime toutes les lignes jusqu'à la ligne de programme à modifier.

Il suffira, après correction, de rentrer à nouveau les lignes supprimées pour ensuite activer le bouton « Actualiser » (*Update*) ce qui se traduit par la prise en compte de la correction.

PROGRAMMATION DES RÉGULATEURS

L'option « Régulateurs manuels » ouvre une fenêtre au bas de laquelle apparaissent 20 régulateurs à glissière. On y trouve également un set de 4 boutons qui permettent de définir un banc de régulateurs. Il est donc possible de définir un total de 80 régulateurs. Si l'on clique souris-gauche sur la petite icône à flèche rouge se trouvant sur chacun des régulateurs, on voit s'ouvrir un écran de configuration. Les régulateurs manuels servent, en mode « Opérationnel » à définir la vitesse des trains.

Le programme offre la possibilité de commander 2 types de décodeurs de locomotive : normal ou étendu. « Normal » concerne les décodeurs de locomotive ordinaires ne comportant qu'une unique fonction additionnelle (Märklin 6080/6090) voire les décodeurs ne possédant pas de fonction additionnelle tels que le décodeur delta. « Étendu » désigne les décodeurs de locomotive disposant de plusieurs fonctions supplémentaires, et ce jusqu'à un maximum de 4 fonctions additionnelles. Il peut s'agir d'un super-décodeur de locomotive que l'auteur est en train de mettre au point, mais également des décodeurs de Märklin des types



60901/60902/60952/60955. On entre l'adresse du décodeur dans le champ de l'adresse. On peut, dans le champ « Description », ajouter quelques mots caractérisant la locomotive concernée. Nous pouvons ensuite placer des icônes à la suite des touches de fonction. Il suffit de mettre le curseur de la souris sur l'icône et de la glisser à l'endroit requis. Le relâchement du bouton de la souris se traduit par son positionnement à l'endroit où elle se trouvait à la fin de l'action sur la souris. Les fonctions inutilisées devront rester vides.

C'EST PARTI MON KIKI !

Une fois l'option « Opérationnel » activée, nous pouvons réellement nous mettre à l'eau. Nous pouvons, dès lors, assurer la circulation de trains, commander des aiguillages et des signaux, définir manuellement des tracés voire activer le programme.

La commande de trains

Un clic sur l'un des régulateurs (flèche vers le haut, flèche vers le bas, fonction demi-tour ou fonction de direction) active le régulateur. À partir de maintenant, les icônes du régulateur concerné –telles qu'elles ont été définies lors de la programmation des régulateurs manuel– apparaissent entre le 10^{ème} et le 11^{ème} régulateur. On voit également s'afficher sous les boutons le texte décrivant la locomotive ou le train concerné.

Si l'on veut uniquement activer un régulateur (pour l'activation ou la désactivation d'une fonction), il suffit de mettre le curseur sur le régulateur à glissière et de le cliquer par un souris-gauche. Les flèches verticales du régulateur à glissière permettent d'ajuster la vitesse de la locomotive à la valeur souhaitée.

Si l'on veut modifier le sens de circulation il faudra activer le bouton « Demi-tour » par un clic souris-gauche. Ceci n'est possible que si la vitesse a été ramenée à 0 par action

sur le régulateur à glissière. Si l'on utilise un super-décodeur de locomotive ou un décodeur Märklin à 4 fonctions additionnelles on sait quel est le sens de circulation vu qu'il est visualisé dans le bouton « Demi-tour ». Une flèche vers la droite signifie marche avant, une flèche vers la gauche juste l'inverse, à savoir marche arrière.

Le bouton gauche de la souris permet d'activer et de désactiver les fonctions du régulateur actif. Dès que l'on clique sur l'icône, l'image change signalant une modification de l'état.

Rangement aisé

Il existe une option très pratique pour le rangement des trains, à savoir passer d'un régulateur manuel au régulateur manuel 1. Pour ce faire on clique souris-droit sur le bouton « Demi-tour » du régulateur manuel concerné. Le régulateur manuel prend alors le pilotage de la locomotive à son compte, faisant disparaître de l'écran le régulateur à glissière en question.

Il est possible de rebasculer le pilotage vers le régulateur manuel par une réactivation du bouton « Demi-tour » par un clic souris-droit. Le régulateur à glissière refait son apparition sur l'écran.

L'un des points intéressants de cette fonction est que tous les paramètres du régulateur manuel sont transmis au régulateur manuel et que les changements d'état (demi-tour, fonctions, format ancien/nouveau) sont à nouveau retransmis lors d'un rebasculement vers le régulateur manuel.

Commande d'aiguillage, de désaccouplage et de signaux

Un clic souris-gauche sur le symbole d'aiguillage ou de signal fait changer d'état l'aiguillage ou le signal correspondant. À condition bien entendu que l'élément en question ne fasse pas partie d'un tracé actif. Il faudra cliquer plusieurs fois souris-gauche sur les aiguillages et signaux à positions pour les faire changer d'état.

Il a été prévu une certaine temporisation pour éviter que le programme ne transmette en direction des décodeurs des informations d'états intermédiaires (utilisateurs type 3 à 3 états stables). Grâce à cette temporisation, l'utilisateur dispose du temps pour sélectionner, sur l'écran, la position requise. On pourra cliquer à plusieurs reprises sur le symbole à l'intérieur de cette temporisation.

Sachant que de nombreux aiguillages triples doivent, lorsqu'on les bascule d'un état conducteur rail gauche vers

un état conducteur rail droit, tout d'abord être mis en position marche avant, on commencera par transmettre cet état –le cas échéant– vers le décodeur.

Il en va de même dans le cas des signaux à bras triples. Lors d'un passage de l'état « voie libre » à l'état « passage autorisé à vitesse réduite », on commencera par activer le signal « arrêt ». Les signaux de Märklin requièrent cette approche pour fonctionner correctement.

Il n'est pas nécessaire d'utiliser des aiguillages à mise hors-circuit en fin de course vu qu'il est possible d'ajuster le temps d'activation (cf. le point « Paramètres », *Settings*). Ce temps d'activation n'est pas utilisé dans le cas de rails de découplage, ce temps étant activé tant que dure l'action sur le bouton gauche de la souris.

TRACÉS

La définition d'un tracé se fait par un clic souris-gauche, d'abord sur le bouton répondeur « début », puis sur le bouton répondeur « fin ». Le bouton « début » passe au vert, le bouton « fin » vire au jaune.

On peut définir des tracés adjacents par un nouveau clic souris-gauche sur le bouton répondeur « fin ». Celui-ci fait alors office de point de départ d'un tracé adjacent, son terminus étant défini à l'aide d'un clic souris-gauche sur le bouton répondeur « fin ».

De cette façon, un train peut être piloté sur un tracé doté à son début d'un bouton vert. La route se poursuit ensuite par le biais d'un certain nombre de boutons jaunes jusqu'au terminus de couleur jaune lui aussi.

ACTIVATION D'UN PROGRAMME

On peut, une fois que l'on a entré un programme, voire une partie de programme, procéder à son exécution. On trouve, dans le bas à droite de la fenêtre, un bouton de programme. Un clic sur ledit bouton démarre l'exécution du programme. Cela signifie que dès que le train passe un bouton de retour ou de répondeur auquel est couplé un programme les lignes de programme correspondantes sont exécutées. L'activation par clic de souris d'un bouton le fait passer au rouge foncé. Si les lignes de programme sont activées, le bouton clignote entre le rouge clair et le rouge foncé à une fréquence de 2 fois par seconde.

Une intervention manuelle reste possible, pendant l'exécution d'un programme. Il est important que l'utilisateur soit conscient du fait que le logiciel peut s'arroger un morceau de voie non utilisé. Si l'on veut interrompre le programme pour une durée plus importante il faudra réappuyer sur le

bouton de programme.

Dès que tous les trains se sont arrêtés, la situation est stable. On pourra mémoriser le tableau pour le faire réapparaître ultérieurement. On pourra repartir de la situation sauvegardée à ce moment-là.

Si l'on démarre le programme après qu'il y ait déjà eu activation d'un bouton (le train se trouve sur le rail de contact), on pourra exécuter manuellement ce déclenchement par un clic souris-droit.

En cas de définition d'un tracé, soit manuellement soit par le programme, l'automate règle la circulation en respectant une procédure fixe. Il commence par mettre tous les signaux du tracé en position « arrêt », pour ensuite placer les aiguillages dans la position requise, les signaux étant ensuite mis en position « passage autorisé ». Cette procédure garantit une sécurisation optimale du tracé. Dès que le train a passé le terminus du tracé, ce dernier est à nouveau « libéré ». Il est possible de procéder à une libération manuelle du tracé par mise du curseur sur le point terminus du tracé suivie d'un clic souris-droit.

Il n'est possible d'agir manuellement sur la position de signaux et d'aiguillages que s'ils ne font pas partie d'un tracé actif. Après un clic souris-gauche on a défilement séquentiel de tous les états possibles. Il est à noter, qu'au niveau du rail de découplage la durée d'activation est égale à la durée d'action sur le bouton gauche de la souris.

LES PARAMÈTRES

Le dernier menu dont nous ayons à parler est celui des « Paramètres ». La première option offerte par ce menu concerne le port de communication. Le logiciel opte, par défaut, pour le port COM1. Cette option de menu permet de choisir un autre port si tant est qu'il existe.

La « Durée d'activation » est la seconde option offerte par ce menu. Cette option permet de définir, logiquement, la durée d'activation d'un électro-aimant. La durée minimale est de 0,2 s, la durée maximale de 2 s.

Les régulateurs manuels (8 au total) ont chacun une adresse fixe. Les adresses définies par défaut sont : 2, 6, 8, 19, 24, 26, 60 et 72. Il est possible, le cas échéant, d'opter pour une nouvelle adresse pour chacun des régulateurs. Ces nouvelles adresses sont, lors d'une remise à zéro matérielle du microcontrôleur, remplacées par les adresses d'origine à moins que l'on n'ait activé l'option « Permanent ».

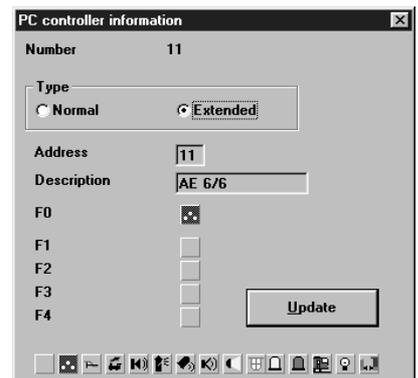
Les régulateurs manuels à mettre hors-circuit se voient attribuer l'adresse 0.

Les adresses attribuées aux régulateurs manuels sont stockés, avec

d'autres caractéristiques, dans un tableau. Lorsque l'on recharge ce fichier, les régulateurs sont reprogrammés en fonction des paramètres stockés dans ledit tableau.

L'avant-dernière possibilité de paramétrage concerne le « Décodeur de locomotive ». Elle permet de définir les caractéristiques d'une locomotive dotée d'un super-décodeur de locomotive. Cette fonction n'est disponible que si le programme se trouve en mode « Opérationnel ». On utilise, pendant la programmation, l'adresse 79. Il faut, si l'on utilise des super-décodeurs de locomotive sur le réseau, veiller à ce que cette adresse reste libre. Il est en outre important de s'assurer, lors de la programmation, que seule la locomotive à programmer se trouve sur la voie sachant que sinon plusieurs autres locomotives seront programmées simultanément.

Les paramètres réglables du décodeur sont l'adresse, la vitesse maximale, l'inertie de démarrage et de freinage, la luminosité des feux avant (F0) et la fréquence de clignotement de F4. Ce dernier paramètre n'est accessible qu'à



condition que le repère de confirmation () soit activé. Si tel n'est pas le cas, F4 est disponible pour une autre fonction de commutation standard.

La dernière option permet de choisir la langue du programme, sachant qu'il « comprend » le français, l'anglais, l'allemand et le néerlandais.

Nous venons de passer en revue les éléments les plus importants de ce programme. Le logiciel EDiTS Pro sait faire énormément de choses et ne manquera pas, à notre avis, d'intéresser, d'enthousiasmer devrions-nous dire, l'amateur de modélisme ferroviaire pur-sang. N'hésitez pas à nous faire part de vos découvertes. Nous sommes « toute ouïe » !

NdlR : Nous avons pris comme base la version française de ce programme et avons ajouté, entre parenthèses, les dénominations anglaises pour ceux d'entre nos lecteurs qui préféreraient travailler dans la langue de Shakespeare.

(980085-3)