nº 205/206 – juillet/août 1995

ELEKTOR

l'électronique créative

hors-gabarit '95

concours international
"projets en compétition"
des dizaines de prix

plus de 100 schémas & circuits

numéro double

ELEKTOR mensuel 360 FB 16,40 FS • ISSN 0181-7450

M 1531 - 206 - 50,00 F

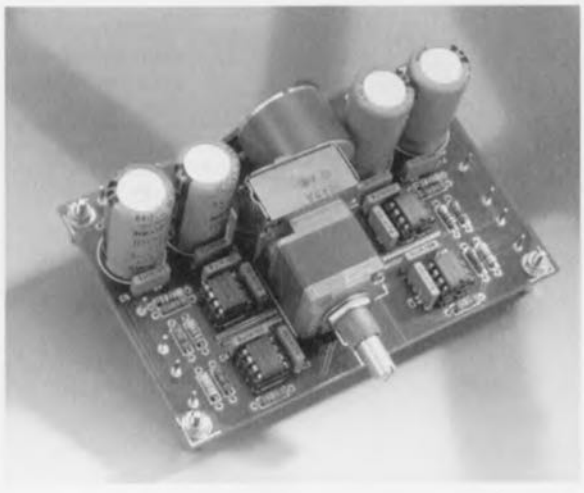
SOMMAIRE

Alimentations

n°	titre	page
040	convertisseur CC/CC	44
025	discriminateur de tension d'alimentation — P. Bosma	34
089	protection anti-court-circuit pour régulateur intégré	87
104	redresseur de mesure actif	98
091	régulateur haute tension HIP5600 — application Harris Semiconductor	88
102	source de courant à 3 amplificateurs opérationnels	97
072	source de courant mon-ampli op	76
047	surveillant de tension de pile	50

Audio, vidéo & musique

n°	titre	page
100	adaptateur de niveau universel	96
048	adaptateur pour amplificateurs MD	50
004	ampli de répartition vidéo	18
028	amplificateur 50 W mono-circuit intégré	36
068	central de répartition Péritel modifié — Chr. Romaldini	73
070	commutateur entre 2 sources RGB vidéo	75
007	companseur réglable	20
051	confort en Péritel, le retour — F. Bemelman	53
050	coupure audio automatique	52
053	fader-vidéo rustique — R. Voogd	56
021	indicateur de puissance pour haut-parleurs professionnels	31
098	inverseur de phase pour audio numérique — D. Gottschalk	94



008	mini-amp à commande de volume numérique — C. Wolff	21
001	potentiomètre actif	16
093	répartiteur coaxial/optique pour sortie S/PDIF	90
043	stéréophonie tri-canal	46

Divers

n°	titre	page
099	capteur de température DS1620	95
013	capteur de température MICROCAN	25
086	du ZN436 au ZN426	86
045	filtre Bessel de 10ème ordre à double amplificateur opérationnel	48
071	filtre de Bessel du 5ème ordre à 1 amplificateur opérationnel	76
057	filtre de Butterworth du 5ème ordre à 1 amplificateur opérationnel	64
066	filtre séparateur à 24 dB de Linkwitz-Riley	72
019	filtres du 4ème ordre: la pratique	29
061	interrupteur secteur esclave	67
075	passage par zéro couplé avec le secteur — J. Schuurmans	78
034	sauvegarde à pile	40

Domestique

n°	titre	page
011	commutateur pour pompe submersible	24
010	détartreur pour eaux calcaires	22
012	limiteur de courant de mise en fonction — S. Seidenberg	24
029	sèche-linge solaire — W. Zeiller	37
106	temporisateur « longues durées »	100

Expérimentation

n°	titre	page
056	adaptateurs CMS -> DIL	64
058	commande de triac à l'aide de 2 boutons-poussoirs — application GSG-Thomson	65
105	commutateur de puissance intelligent	99
005	comparateur de tension — M.S. Nagaraj	19
042	décodeur FSK	45
078	diviseur programmable — M.S. Nagaraj	80
020	dobleur de résolution — H. G. Verstegen	30
041	doubleur de fréquence	45
038	économiseur de piles — application Maxim	43
073	et re-chaos	77
065	étage amplificateur de tension simplissime — application Linear Technology	71
090	filtre Butterworth du 10ème ordre	88
035	générateur FSK	41
018	mémoire sérielle à cellule CdNi — E. Lbayorcni	28
101	oscillateur à quartz — application MAXIM	97
003	oscillateur à quartz «push-pull» modulable à GaS-FET	

SOMMAIRE

		U. Kunz	18
014	oscillateur sinusoïdal programmable	application Micro Linear	26
085	oscillateurs à quartz synchrones		85
039	pont de Wien sans potentiomètre stéréo		44
030	simulateur de diode		38
016	un VCO rustique	idée: E. Chicken	28

Jeux, modélisme & bricolage

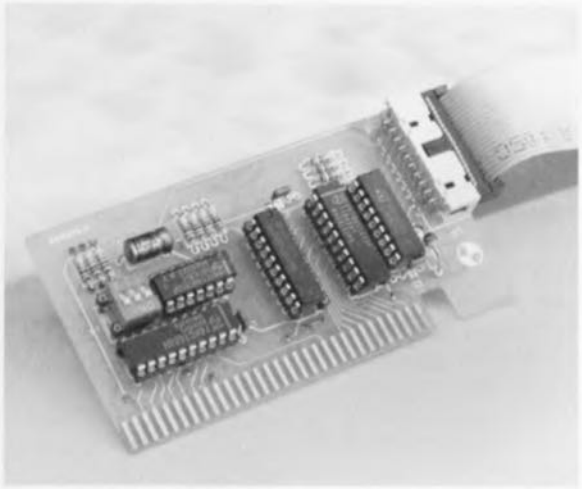
n°	titre		page
031	aide au dessoudage de composants CMS		38
006	chargeur CdNi universel		20
036	chargeur solaire d'accumulateurs Cd-Ni		41
054	commande de relais bistables	H. Schmoll	56
062	stroboscope à LED	U. Pilz	68
088	testeur de charge rustique	J. Dietrich	87

Mesure & test

n°	titre		page
087	« apparieur » de résistances		86
076	auxiliaire de développement pour μC	U. Hinke	79
017	boîtier de commutation pour modem	B. Sandeman	28
055	capacimètre sans prétention		57
095	comparateur de fréquences haute précision		92
023	détecteur de la tension du secteur	O. Rennen	32
082	filtre à pondération A		82
081	générateur 1 Hz	V. Himpe	82
069	indicateur de remplissage	U. Werner	73
080	indicateur d'épuisement de pile		81
022	mesure de capacité simple		31
092	moniteur de courant	application National Semiconductor	89
032	multiplexeur pour oscilloscope		39
103	sonde différentielle compacte		98
108	testeur de luminosité de LED		101
027	testeur de polarité audio		35
009	testeur de transistor de fortune	W. Breuherr	22
074	testeur de transistors flexible	G. Schellhorn	77
077	testeur d'oscilloscope numérique	application Fluke	80
044	tête de sonde active universelle		47

Micro-informatique

n°	titre		page
060	accélérateur pour tampon d'imprimante		66
097	bouton de passage à la ligne pour HP DeskJet 520		93



084	bus I2C isolé galvaniquement		84
037	carte d'entrées/sorties élémentaire		42
107	connexion de 2 « joysticks » à un « gameport »		100
079	interface MIDI pour SoundBlaster Pro2	C. Weterings	81
052	interface PC-fax bidirectionnelle	D. Paulsen	54
026	moniteur d'impression	G. Galles	34
015	moniteur pour ventilateur d'UC		27
064	port de jeu comme entrée pour PC	N. Körber	70
067	temporisateur de mise en fonction de moniteur de PC	J. Kircher	72

Radio & HF

n°	titre		page
46	charge fictive HF de luxe		49
059	enregistrement commandé par le signal	A.B. Tiwana	66
024	S-mètre (indicateur du niveau de réception)	D. Blenski	33

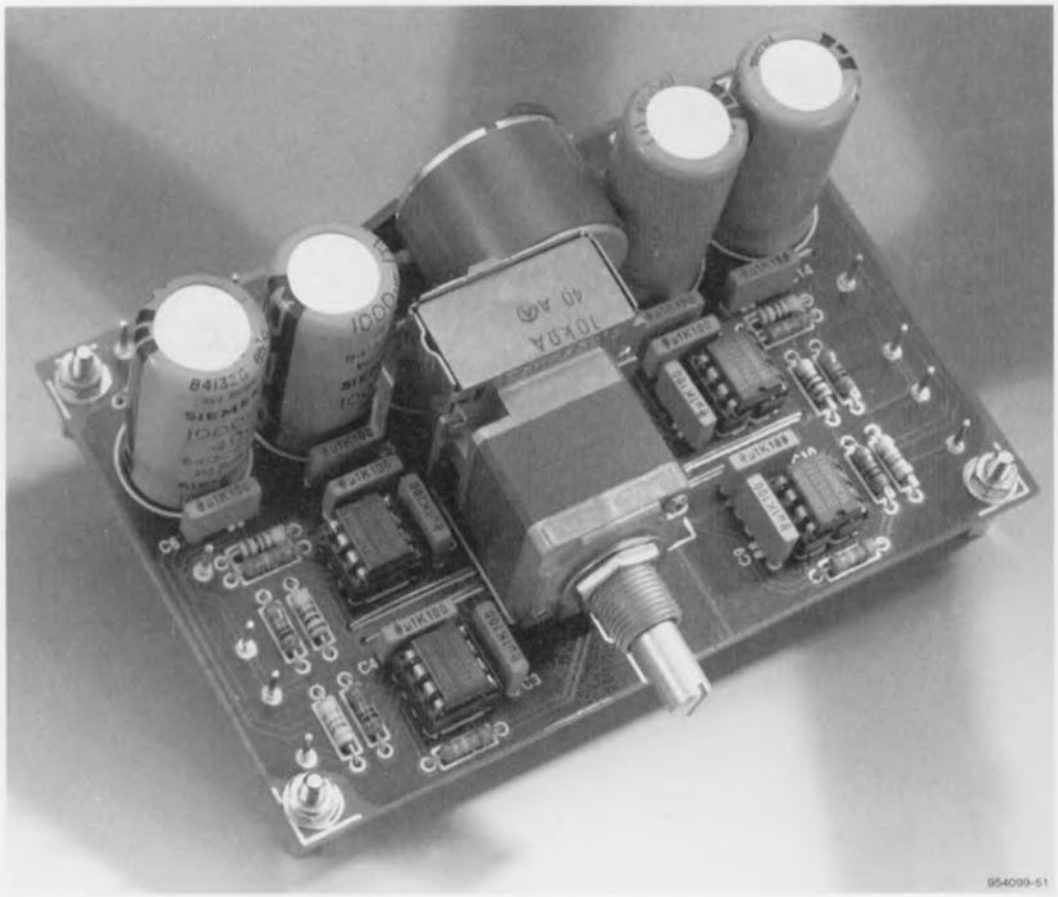
Voiture, moto & vélo

n°	titre		page
002	alimentation symétrique pour véhicule		17
063	chargeur de batterie de moto		69
094	démarrage en douceur de moteurs à courant continu	W. Zeiller	91
096	fader avant/arrière pour autoradio	J.-Y. Seyler	92
049	feu de position pour vélo	A. Noack	51
033	indicateur de température pour moteur de moto	J. Bosman	40
083	protection pour haut-parleurs de voiture	F. Hüber	83

La rédaction vous souhaite de très bonnes vacances

001 potentiomètre actif

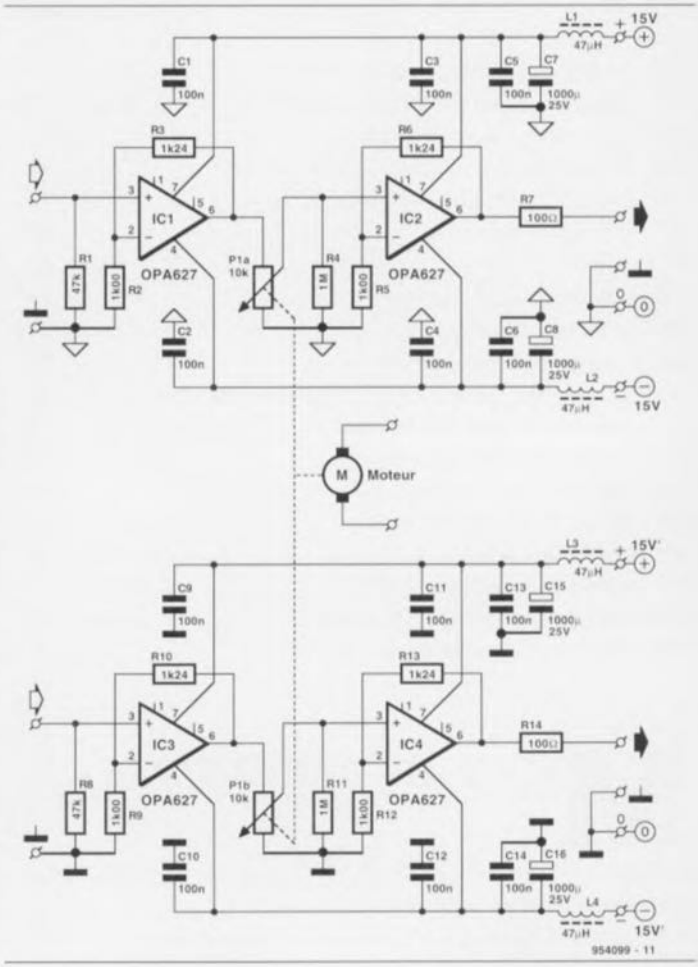
On trouve depuis peu sur le marché de l'audio des potentiomètres à plastique conducteur dont la qualité n'est dépassée que par les potentiomètres Penny+Giles dont le prix dépasse le kilofranc pièce. Les nouveaux potentiomètres de Panasonic comportent des bandes résistives constituées de plusieurs couches de plastique conducteur et de carbone alternées reliées aux points de connexion par l'intermédiaire de plaquettes d'argent. Le curseur quintuple lui-même également en argent garantit une précision élevée (synchronisme de marche meilleur que 0,8 dB) et un confort de rotation étonnant. Les audiophiles amateurs de réalisations personnelles disposent maintenant d'une bonne solution de substitution – même si elle n'est pas beaucoup moins onéreuse – aux commutateurs de haut de gamme. Il existe en Europe quelques rares distributeurs des potentiomètres Panasonic, dont Thel (Staufenberg en RFA).



L'électronique représentée par la figure 1 est celle d'un potentiomètre actif doté d'un amplificateur d'entrée placé en amont et d'un tampon de sortie. Le potentiomètre actif peut être intercalé à un endroit quelconque d'une liaison Ligne de sorte qu'il devient possible de transformer des appareils tels qu'un Audio-DAC – sans réglage de volume – en un préamplificateur complet. Le gain de tous les étages à amplificateur opérationnel utilisés ici est, avec le dimensionnement adopté, de 2,24, de sorte que le gain de chaque canal est de 5. Dans ces conditions la tension Ligne de 200 mV se trouve adaptée à la sensibilité d'entrée de 1 V d'un étage de sortie. Il est bien évidemment possible d'adapter le gain d'ensemble à une valeur différente; il n'en reste pas

Caractéristiques techniques :

		(mesurées à U_{ent} = 200 mV, U_b = ±15 V)
Tension de sortie nominale :		1 V
Tension d'entrée maximale :		4 V
Tension de sortie maximale :		9 V
DHT+B	(bande passante 80 kHz, 1 kHz, 1 V sortie) :	0,0011%
DHT+B	(bande passante 80 kHz, 20 kHz, 1 V sortie) :	0,0012%
DHT	($2^{ème}$ + $3^{ème}$ harmonique, 1 kHz, 1 V sortie) :	0,00012%
DHT	($2^{ème}$ + $3^{ème}$ harmonique, 20 kHz, 1 V sortie) :	0,00054%
Rapport signal/bruit P1 ouvert en butée	(linéaire 22 Hz à 22 kHz) :	>106 dB
		>108 dB(A)
Rapport signal/bruit avec 0,5 V sortie	(linéaire 22 Hz à 22 kHz) :	>94 dB
		>95 dB(A)
Diaphonie	(20 Hz, 1 V sortie) :	–140 dB
Diaphonie	(20 kHz, 1 V sortie) :	–115 dB
Diaphonie	(20 Hz, 0,5 V sortie) :	–120 dB
Diaphonie	(20 kHz, 0,5 V sortie) :	–75 dB
Erreur de synchronisme de P1	(jusqu'à – 60 dB) :	<0,8 dB
	(–60 à – 80 dB) :	<1 à 3 dB
Bande passante	(0,5 V sortie) :	2,7 MHz
	(1 V sortie) :	9 MHz
Vitesse de montée (*slew rate*) :		19 V/µs
Consommation par canal	(4 V entrée) :	15,5 mA



moins cependant que l'on ne devrait pas toucher à l'amplificateur d'entrée (soit le monter en tampon) et limiter les modifications au tampon de sortie uniquement (A2 = 1 + R6/R5). Dans le cas d'un signal d'entrée de 2 V (fourni par exemple par un lecteur de DAN) on dispose d'une marge de 6 dB. Si l'on prévoit de monter un sélecteur de source de signal à l'entrée on pourra supprimer R1 et R8 soit encore les remplacer par des résistances de valeur plus élevées. Il faudra cependant veiller à ce qu'il y ait toujours possibilité de circulation d'un courant de polarisation de l'entrée. La platine dont nous vous proposons la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en figure 2 a été conçue pour pouvoir être utilisée avec plusieurs types de potentiomètres de marques différentes. On peut y monter non seulement les potentiomètres de Panasonic avec ou sans moteur évoqués plus haut mais aussi des potentiomètres ALPS (eux aussi motorisés ou non).

L'idéal consiste à combiner cette réalisation avec le réglage de volume à commande IR décrit dans Elektor de mai 1994, montage qui permet la commande par infrarouge du potentiomètre de volume. La platine garantit une isolation galvanique totale entre les 2 canaux; de plus la masse du signal et la masse de la tension d'alimentation sont séparées, ne se rencontrant qu'au niveau des condensateurs électrochimiques. Cette approche élimine totalement un risque de dégradation de la qualité sonore du signal due par exemple à des courants de découplage.

La tension d'alimentation est découplée efficacement à l'aide de quelques selfs.

954099-I

Liste des composants :

Résistances :

R1,R8 = 47 kΩ
R2,R5,R9,R12 = 1kΩ00 1%
R3,R6,R10,R13 = 1kΩ24 1%
R4,R11 = 1 MΩ
R7,R14 = 100 Ω
P1 = potentiomètre log stéréo à moteur (Panasonic)

Condensateurs :

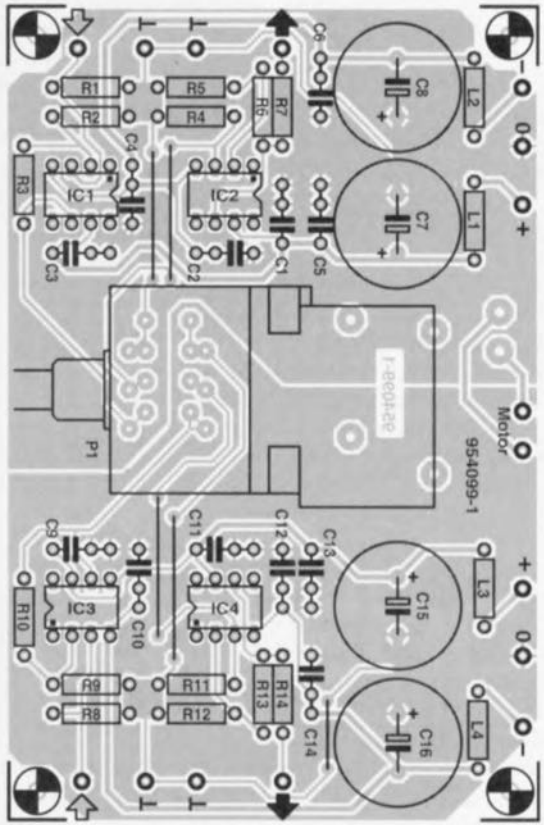
C1 à C6,C9 à C14 = 100 nF
C7,C8,C15,C16 = 1 000 µF/25 V radial

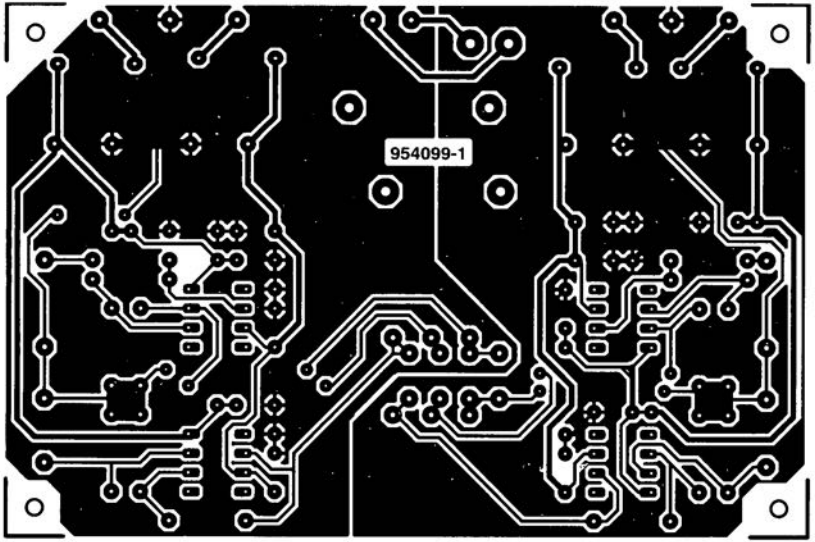
Selfs:

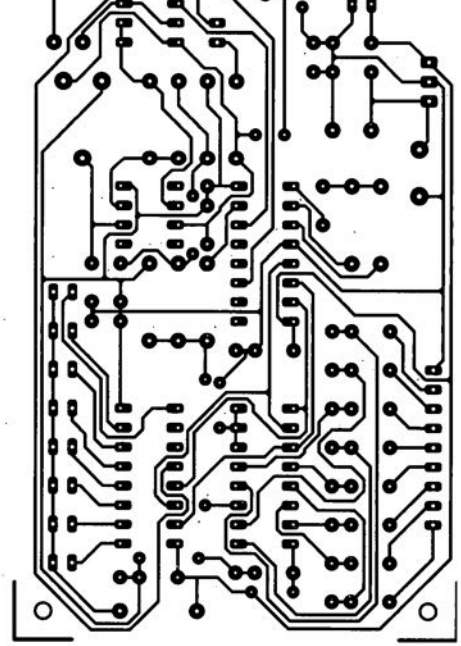
L1 à L4 = 47 µH

Semi-conducteurs :

IC1 à IC4 = OPA627AP (Burr-Brown)



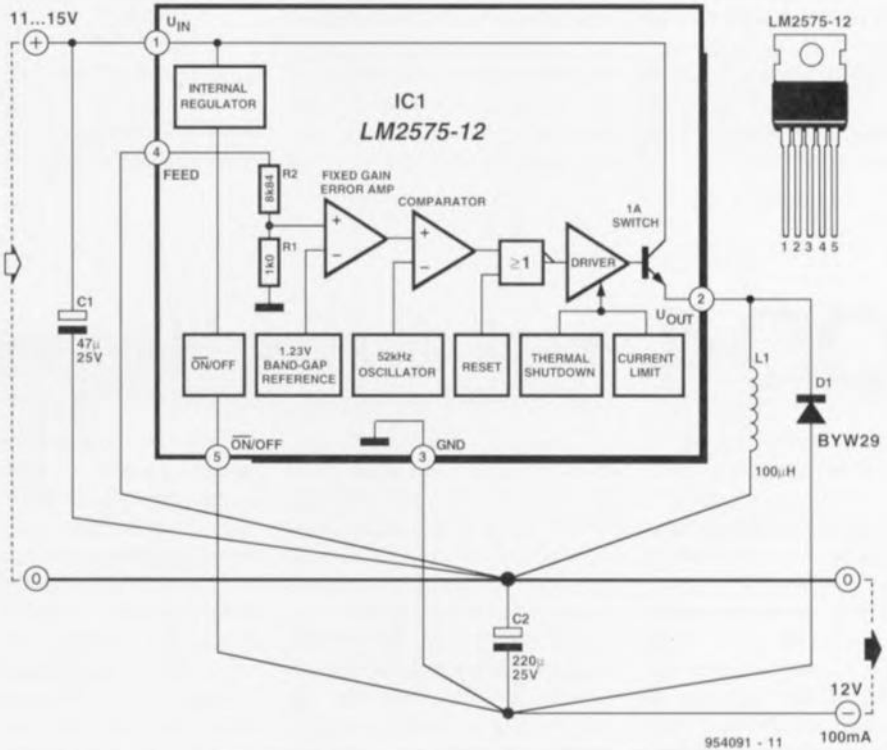

954099-1



002 alimentation symétrique pour véhicule

La plupart des montages audio décrits dans Elektor nécessitent une alimentation symétrique de ±12 V au moins, pour leurs amplificateurs opérationnels. Il n'est pas rare que des lecteurs désirent les installer dans cette annexe de leur domicile ou de leur bureau qu'est leur voiture ou leur camion. S'ils veulent y installer un préamplificateur, un ampli égaliseur, un régulateur de largeur de base, enrichir les harmoniques... il leur faut bien souvent un circuit, si possible simple, qui leur permette de fabriquer une tension symétrique de celle de leur véhicule. Le LM2575 de National Semiconductor n'aura besoin que de cinq autres composants pour les satisfaire, en toute simplicité.

Pour transformer une tension positive en une tension négative on commence en principe par hacher la première. La tension négative est ensuite obtenue entre les bornes d'un condensateur ou d'une inductance. S'il faut un peu de puissance, on utilise pratique-



ment toujours des inductances. Le montage présenté ici délivrera 100 mA en moyenne mais pourra au besoin fournir 300 mA. L'ondulation résiduelle, en principe limitée à 50 mV, dépassera certes ce maximum si l'on n'augmente pas la capacité de C2 pour y remédier. Voyons comment fonctionne le circuit intégré.

Entre son entrée (U_{in}, broche 1) et sa sortie (U_{out}, broche 2), le transistor de commutation qu'il intègre hachera le courant qui traverse l'inductance L1, câblée entre sa sortie et la masse, à une fréquence de 50 kHz. Chaque fois que le transistor tentera de couper le courant à la bobine, une force électromotrice d'auto-induction naîtra dans celle-ci pour s'opposer à sa disparition. La différence de potentiel qui en résultera entre les bornes de la bobine ne s'élèvera pas outre mesure puisqu'un chemin est offert au courant à travers C2 et D1. Le condensateur va se charger à une tension négative par rapport à la masse, tension aussi appliquée entre les broches 4 et 3 du circuit intégré. Dès qu'elle dépassera 12 V, le circuit intégré réduira la cadence de commutation du transistor, limitant la tension de sortie au voisinage de –12 V.

Le gros problème qui se pose lorsque l'on veut réaliser une telle alimentation, c'est de trouver la bobine. Dans le cas présent, elle présentera une inductance de 100 μH, supportant des courants de l'ordre de l'ampère. On en trouve : la ZKB 616/100-80-310 de VAC, double bobine, chaque moitié câblée en dérivation sur l'autre, ou la 616/103-80-310, dont les deux bobines seront câblées, elles, en série. La 141 04 54 de Newport Electronics convient aussi. On en trouve, certes, mais comme pour les cercueils à deux places, l'approvisionnement reste difficile. Une telle application ne vise toutefois pas un rendement optimal, raison pour laquelle on pourra se replier sur une simple bobine d'antiparasitage pour triac comme la SFT12-50 de TDK par exemple. Ces sortes de selfs, d'une inductance de 50 μH à 100 μH, tiennent des courants de quelques ampères. Celles que nous avons utilisées pour notre prototype se sont parfaitement comportées. Le choix de D1 n'est pas non plus critique et toute diode rapide de 1 A convient. Rapide, avons-nous écrit, des diodes comme les 1N4002 et 1N3501 sont donc exclues d'office.

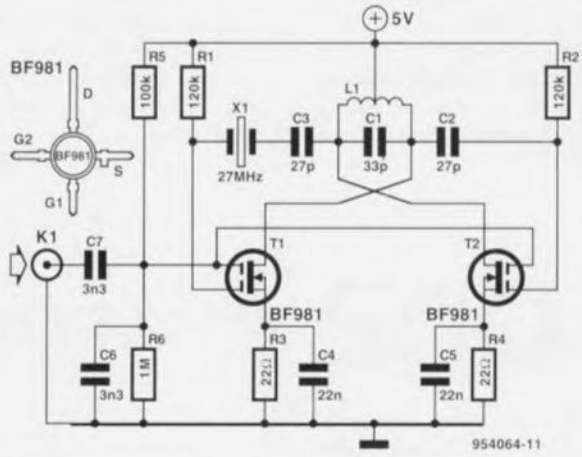
Le câblage de ces quelques composants n'est pas difficile et le montage fonctionnera parfaitement si toutes les masses convergent en étoile vers le même point. La même chose pour les liaisons au –12 V. Les liaisons seront, comme toujours, aussi courtes que possible, en particulier entre la broche 3 du circuit intégré et l'armature négative (le –12 V) de C2. 954091-1

003 oscillateur à quartz push-pull modulable à GAs-FET

U. Kunz

Comparés à leur homologues conventionnels, les oscillateurs monophasés, les oscillateurs push-pull présentent un avantage important : ils fournissent, à une tension d'alimentation donnée, une puissance sensiblement plus importante. L'oscillateur push-pull proposé ici est basé sur des transistors à effet de champ (FET) et possède, de par son pilotage à quartz, une constante de fréquence très élevée. Le montage utilise une réaction capacitive synonyme de puissance de sortie élevée et garantie d'une stabilité de fréquence très élevée. Le quartz 27 MHz pour résonance-série est pris en série avec l'un des 2 condensateurs de contre-réaction. Les selfs sont constituées de 20 spires d'un double fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de diamètre, bobinées sur un corps Neosid 7TIS.

Ce circuit convient aussi bien comme oscillateur de pilotage puissant que comme émetteur rustique pour télécommandes. On peut appliquer un signal destiné à la modulation d'amplitude de l'oscillateur à une entrée de modulation qui attaque directement une grille de l'un des transistors à effet de champ. Le concept parfaitement symétrique du circuit permet l'attaque directe d'autres étages push-pull. Le couplage d'étages d'amplification additionnels voire celui d'une antenne, au cas où l'on voudrait par exemple fabriquer un émetteur de télécommande, se fait inductivement par la mise en place de 2 à 3 spires de fil de cuivre émaillé sur la self du circuit résonant. On observe, à une tension d'alimentation de 4,5 V, une consommation de courant de 150 mA environ, ce qui se traduit par une puissance de sortie HF relativement élevée. Il faudra, si l'on veut travailler à des tensions d'alimentation plus élevées, adapter en conséquence les valeurs des résistances R3 et R4 si l'on veut éviter une surcharge des transistors à effet de champ.



954064-I

004 ampli de répartition vidéo

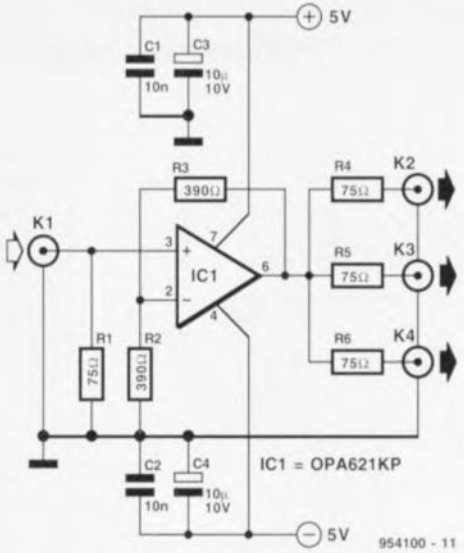
Le montage de l'amplificateur de répartition vidéo (voir schéma) sert à montrer de quoi sont capables les amplificateurs opérationnels à large bande modernes. Jusqu'à présent, la réalisation d'un amplificateur de répartition avec une bande passante supérieure à 200 MHz, impliquait de faire appel à des composants HF très spéciaux. Le schéma montre que le seul composant actif de notre montage est un amplificateur opérationnel « standard ». Quoique,... « standard » ?? D'après la description fournie par son fabricant, Burr-Brown, le OPA621 est un amplificateur opérationnel de haute précision à large bande qui se caractérise par une courte durée d'établissement, un taux de montée élevé, une erreur de phase-gain différentielle faible et un courant de sortie important de 150 mA. L'étage d'entrée différentiel complètement symétrique est équivalent à celui d'un amplificateur opérationnel à contre-réaction en tension de sorte que l'OPA621 est prédestiné à un domaine extrêmement large d'applications dans lesquelles la vitesse et la précision constituent des facteurs cruciaux. Le bruit et la distorsion faible, la large bande passante et la linéarité importante font que l'OPA621 est l'amplificateur opérationnel par excellence pour une application dans le domaine de la HF ou la vidéo, telle que l'amplificateur de répartition vidéo de cet article.

Vu que le « répartiteur » passif à la sortie (R4 à R6) introduit une atténuation d'un facteur 2 (à condition cependant de « terminer » chaque sortie à l'aide d'une impédance caractéristique de 75 Ω) le gain de l'amplificateur opérationnel est, à l'aide des résistances R2 et R3, fixé à une valeur de 2. La résistance R1

détermine à elle seule l'impédance d'entrée de l'amplificateur. Il faudra, pour alimenter ce circuit, faire appel à une alimentation symétrique fournissant une tension de ±5 V.

Si l'on envisage de « traiter » des signaux avec une fréquence jusqu'à 200 MHz, il est requis, lors de la réalisation pratique, de bien respecter toutes les règles régissant de la technique HF. Nous nous limitons ici à citer quelques-unes parmi les plus importantes :

- utiliser un plan de masse commun,
- monter les condensateurs de découplage, C1 et C2, à proximité directe des broches 4 et 7 de l'amplificateur opérationnel,
- limiter au strict minimum les liaisons dans la boucle de réinjection (R2/R3),
- implanter le circuit intégré directement sur la platine (les supports pour C.I. se caractérisent – pour cette application-ci – par l'introduction d'une capacité parasitaire et d'une self-induction trop élevées) et
- il est requis, même pour les composants passifs, de limiter au strict minimum la longueur des connexions. La meilleure garantie pour répondre à toutes ces exigences est de faire appel à des composants du type CMS.



Une réalisation pratique correcte de l'amplificateur permet d'obtenir une bande passante allant jusqu'à 200 MHz, voire plus encore. Les impédances d'entrée et de sortie ont été fixées à la valeur standard de 75 Ω et la tension d'entrée maximale est de 3 V_{CC}. La consommation de l'amplificateur de répartition vidéo reste inférieure à 100 mA.

954100-I

005 comparateur de tension

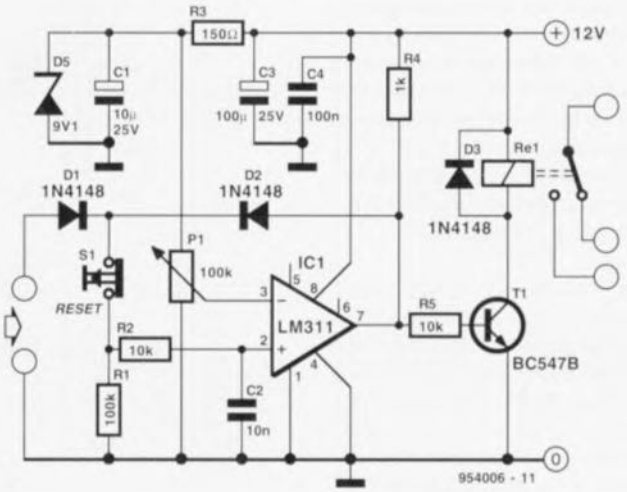
M.S. Nagaraj

En règle générale, un comparateur sert à voir si la tension appliquée à son entrée est supérieure ou inférieure à une certaine tension dite valeur de consigne. En fonction de la configuration du comparateur sa sortie présente soit un niveau haut, soit un niveau bas. Comme un comparateur est capable de comparer deux tensions, un nombre important de circuits à capteur est doté d'un tel circuit; pour indiquer qu'une température est trop élevée, par exemple. Le signal de sortie du comparateur pourra servir, dans ces conditions, pour démarrer un ventilateur. Si la température redevient ensuite inférieure à une certaine limite, le comparateur le constate et met le ventilateur hors-fonction.

Cet exemple n'est qu'une seule des très nombreuses applications où les signaux d'entrée du comparateur sont fournis par un capteur. Il n'est pas sorcier de trouver des applications très pratiques pour un tel circuit. Tous ces circuits se caractériseront, sans exception, par le fait que la sortie du comparateur prendra une valeur en relation directe avec le résultat de la comparaison effectuée entre un signal d'entrée et une valeur de consigne.

Outre cette évaluation d'un signal en provenance d'un capteur on peut s'imaginer d'autres systèmes. Une possibilité est la détection d'événements par exemple. Dans bien des cas il n'est pas seulement intéressant de savoir si l'une ou autre valeur a franchi un seuil, mais également de connaître la durée pendant laquelle la valeur a été trop élevée. Prenons l'exemple d'un congélateur. En général, le thermostat se charge de maintenir la température en-dessous d'une certaine limite. Il est cependant intéressant de savoir, en revenant de ses vacances par exemple, si, pendant votre absence la température à l'intérieur du congélateur n'a pas été trop élevée (à la suite d'une panne du secteur par exemple) et, si tel a été le cas, pendant combien de temps !

Pour réaliser un tel circuit de détection il faudra, en aval du comparateur, prévoir une bascule bistable qui sera positionnée au moment où le comparateur détecte une transgression de la valeur limite. On peut cependant se faciliter notablement la vie ! L'adjonction à l'électronique standard du comparateur d'une résistance et d'une diode suffit pour « intégrer » un fonctionnement de bascule bistable. Le schéma montre à quoi ressemble un comparateur doté de cette adjonction. Via la diode D1 le signal d'entrée arrive sur l'entrée du comparateur. En fonction de la position du curseur de l'ajustable P1 la tension présente sur l'entrée positive sera supérieure ou inférieure à celle existant sur l'entrée négative. Si la tension sur l'entrée positive est plus élevée, le niveau du signal de sortie deviendra quasi-identique à la tension d'alimentation. Via la diode D2 ce niveau arrive ensuite à l'entrée avec comme conséquence une stabilisation de l'état du comparateur, peu importe le niveau du signal d'entrée. Une action sur l'interrupteur fait revenir le comparateur à l'état de repos.



Nous avons, à titre d'exemple, doté le circuit d'un transistor permettant de commander un relais. Cette adjonction n'est pas nécessaire à strictement parler. Le niveau du signal présent sur la broche 7 du LM311 peut servir directement à la commande d'autres circuits.

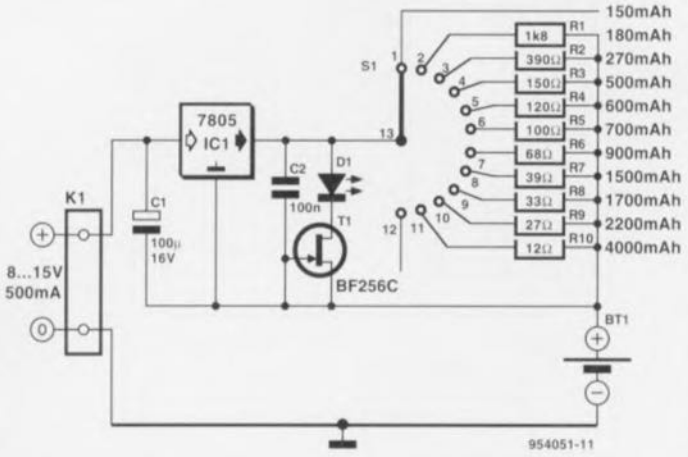
Sachant que le LM311 possède une sortie à collecteur ouvert, il est requis de mettre en place la résistance R4. La consommation du circuit se limite à quelques mA seulement tant que le relais se trouve à l'état inactif.

954006-I

006 chargeur CdNi universel

Il suffit d'une bonne douzaine de composants pour réaliser un chargeur relativement simple avec lequel on peut recharger un accu CdNi d'une capacité comprise entre 150 à 4 000 mAh.

Pour ce faire IC1, un régulateur de tension intégré du type 7805 alimenté à l'aide d'une tension comprise entre 8 et 15 V, génère une tension qui est supérieure de 5 V environ à la tension régnant au pôle positif de l'accu connecté. Il fonctionne ainsi comme source de courant. Les condensateurs C1 et C2 se chargent du découplage de la tension d'alimentation. La tension de l'accu n'a pas la moindre influence sur le circuit et il est donc également possible de charger un accu du type « bloc » de 9 V par exemple. Il est même possible de charger plusieurs accus (cellules) CdNi pris en série, à condition cependant que la tension fournie par le module d'alimentation secteur soit de :



(nombre de cellules) × 1,5 V + 5 V.

Il existe trois trajets distincts par lesquels le courant de recharge arrive sur l'accu. Sortant de la broche de référence du régulateur il y a, primo, son courant d'alimentation de 5 mA qui arrive sur le pôle positif de l'accu. Du fait que la tension grille/source du transistor FET BF256C est de 0 V, on aura, secundo, flux d'un courant de LED de 10 mA qui coule également dans l'accu.

Tertio, il existe, en fonction de la capacité de l'accu à recharger, une résistance spécialement dimensionnée, qui constitue, avec le régulateur, une source de courant rustique. Le total de ces trois courants résulte donc en un courant de recharge dont l'intensité est de 1/10ème de la capacité nominale de l'accu. Résultat de la manoeuvre : un accu déchargé sera rechargé au bout de 14 à 16 heures.

La position 1 du rotacteur S1, destiné à la recharge d'un accu de 150 mAh, constitue une particularité : il n'y a pas de résistance connectée et le contact se trouve en l'air. Le courant de 15 mA fourni par le régulateur et la LED suffit déjà pour obtenir le courant de recharge requis.

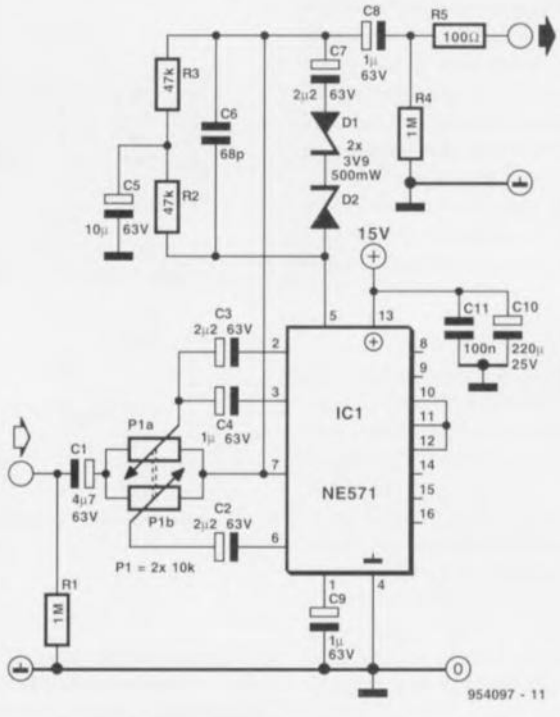
On notera que le module d'alimentation-secteur doit être capable de fournir le courant de recharge requis – 400mA au maximum – sans que la tension aux bornes de l'accu ne s'effondre trop. 954051-I

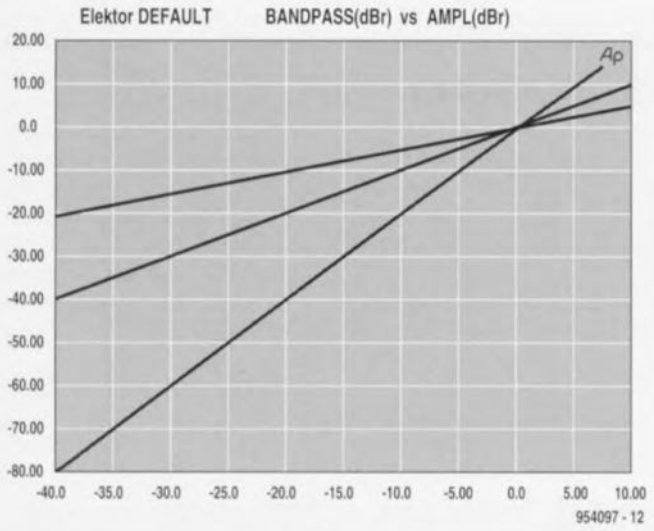
007 companseur réglable

Nous appelons companseur (de l'anglais *compander*) un compresseur-expanseur. Celui-ci commande une voie. Son taux de « compansion » variera à la demande de 2:1, compression, à 1:2, expansion. Le réglage s'effectue à l'aide d'un potentiomètre stéréophonique linéaire. Il faudra donc un quadruple potentiomètre linéaire si l'on veut commander deux voies d'une installation stéréophonique (ou deux potentiomètres stéréophoniques parfaitement couplés).

Le NE571 offre deux circuits identiques dans le même boîtier. Il permet donc la réalisation d'un companseur stéréophonique très compact. Chaque moitié (nous n'en traiterons qu'une, comme le montre le schéma), comporte un redresseur qui commande le gain d'une cellule amplificatrice (*gain cell*, qu'on peut comparer à une résistance réglable). On se doute aussi de la présence d'un amplificateur opérationnel. Le point nodal des trois sections fonctionne autour d'une tension de 1,8 V, réglée sur une référence à barrière de potentiel (*band-gap voltage reference*). Les tensions d'alimentation utilisables, pourvu qu'on adapte en conséquence la contre-réaction, vont de 6 V à 18 V. La contre-réaction que nous avons ici (R2+R3) convient à une tension d'alimentation de 15 V. Elle n'est nécessitée que pour la polarisation en continu de l'amplificateur opérationnel, raison de son découplage en alternatif par le condensateur C5. La contre-réaction effective est déterminée par la cellule de gain et le réglage de P1.

Pour l'expansion, le signal d'entrée doit être amené au redresseur et la cellule de gain sert d'entrée. Ce sera l'inverse en compression. La position du curseur de P1a déterminera s'il y a expansion ou au contraire, compression. L'autre potentiomètre du couple, P1b, appliquera l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel par l'intermédiaire d'une résistance intégrée de 20 kΩ soit sur l'entrée, soit sur la sortie. La cellule de gain et cette résistance échangeront donc leur place quand les curseurs des potentiomètres passeront d'une butée à l'autre. C'est la raison pour laquelle les potentiomètres seront connectés tête-bêche de façon que leurs curseurs évoluent, d'un point de vue électrique, en opposition. Lorsque P1 sera en position médiane, le rapport de « compansion » sera de 1/1 : l'influence de la cellule de gain sera nul.





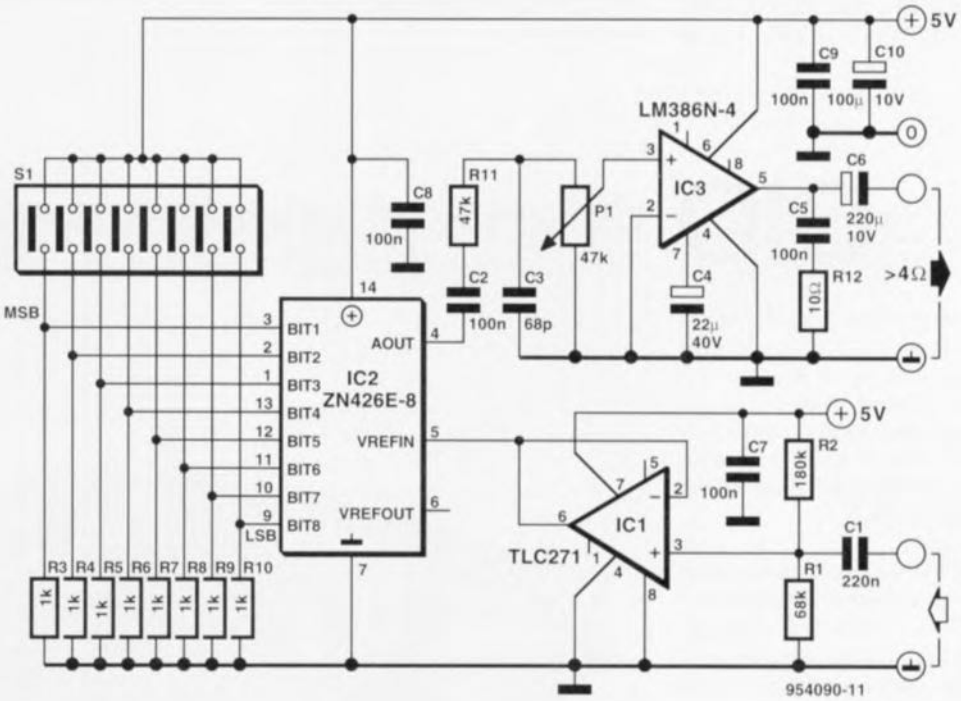
Le plus grave défaut de ce circuit, c'est son impédance d'entrée relativement faible (d'environ 2,5 kΩ). Un tampon à l'entrée y remédiera le cas échéant. Les autre caractéristiques sont raisonnables. La sortie est en mesure de fournir 20 mA. Le signal appliqué à la cellule de gain ne dépassera pas 8 dBm (décibels par rapport à 1 mW, c'est-à-dire un petit 2 V_{eff}), au-delà, il y aurait saturation. Lors de la compression de signaux de relativement grande dynamique en particulier, le signal de sortie risque fort de dépasser ce maximum du fait du gain moyen de l'amplificateur (de dix pour – 40 dBm). On prévient dans ce cas l'écrêtage, ou la saturation de la cellule de gain, en câblant deux zener tête-bêche (D1-D2-C7) en dérivation sur la boucle de contre-réaction. Il n'y aura pas d'écrêtage dur mais les signaux de sortie de plus de 6 dBm le paieront d'une distorsion plus importante (de l'ordre de 0,25%). Si une diminution de la capacité de C9 corrige promptement cette sur-attaque, elle aura pour effet d'augmenter la distorsion aux basses fréquences.

La cellule de gain fonctionne avec une référence de 0 dBm (775 mV). A ce niveau, le signal d'entrée aussi comprimé qu'expansé se retrouvera inchangé en sortie. On peut le lire sur le graphe où sont représentées les positions extrêmes et la position médiane, neutre. On note un écart des positions entre compression extrême et expansion extrême. Il est dû au rôle que joue alors l'impédance des potentiomètres. Sur papier logarithmique, le transfert ne s'avère plus tout à fait linéaire. Le point de référence y est en outre déplacé de quelques dB : un peu plus élevé en expansion, un peu plus bas en compression. C'est surtout aux niveaux les plus faibles qu'on constate un écart vers un transfert linéaire (légère tendance vers 1/1). Si l'on souhaite réduire compression et expansion aux faibles niveaux, on câble un potentiomètre de 1 MΩ entre la broche 2 et la masse.

La bande passante du circuit est comprise entre environ 13 Hz et 25 kHz (à 0 dB et pour un taux de compression de 1/1). L'expansion et la compression la modifieront, bien évidemment. Des penchants à osciller, toujours à envisager, seront réprimés par C6. Hors saturation, sa consommation sera d'environ 4 mA. 954097-I

008 mini-amplificateur à commande de volume numérique

C. Wolff



L'un des composants les plus intéressants dans le domaine des développements personnels est sans aucun doute le convertisseur Numérique/Analogique R-2R du type ZN426-8. Nous y faisons appel ici pour réaliser un atténuateur numérique pilotable destiné à remplacer un potentiomètre de volume. Le choix du taux d'atténuation se fait par l'intermédiaire d'un octuple interrupteur DIL; rien n'interdit cependant de piloter notre convertisseur Numérique/Analogique (CAN) à l'aide d'un microprocesseur. Le CAN à 8 bits permet une atténuation maximale de 48 dB lorsque tous les bits, exception faite du bit de poids faible (LSB = ***L**east **S**ignificant **B**it*), se trouvent à « 0 ». Une résolution plus importante se traduirait non seulement par une meilleure linéarité, mais encore permettrait une atténuation plus importante : à 10 bits on pourrait atteindre – 60 dB, à 12 bits – 72 dB. Si tous les bits se trouvent à « 1 » le signal d'entrée analogique arrive à la sortie analogique, la broche 4, sans avoir pratiquement subi d'atténuation.

Comme la plage de réglage disponible n'est pas, sauf dans le cas d'une résolution à 12 bits, suffisante pour des applications audio, il faut prendre un diviseur de tension ajustable, constitué par la résistance R1 et le potentiomètre P1, à la sortie du CAN, ceci en vue de régler la sensibilité nominale (le volume maximal). Ce n'est que dans le cas d'une résolution de 12 bits que l'on pourra remplacer le dit potentiomètre par une résistance de valeur fixe que l'on pourra dimensionner à son goût. Il faut impérativement disposer d'un étage amont et d'un étage de sortie. L'amplificateur opérationnel d'entrée est monté en suiveur de tension. Le montage étant alimenté à l'aide d'une tension d'alimentation asymétrique, il faut prévoir un condensateur d'entrée, C1, pour le découplage en tension continue ainsi qu'un diviseur de tension, constitué des résistances R1 et R2, servant à fixer le point de fonctionnement au

quart environ de la tension d'alimentation de 5 V. Il faudra dimensionner le diviseur de tension de telle façon que l'entrée de référence du CAN, l'entrée vers le réseau R-2R, ne soit pas surmodulé. D'après la fiche de caractéristiques du fabricant on peut appliquer à cette entrée une tension comprise entre 0 et 3 V.

On pourrait envisager de doter la sortie du tampon d'une diode zener de 3 V servant de dispositif de protection. Il faudra faire attention à ne pas surcharger trop fortement la sortie du CAN vu que c'est le réseau R-2R qui constitue l'impédance de sortie. L'étage de sortie prend la forme d'un amplificateur de puissance intégré du type LM386-4. Ce circuit intégré est en mesure de fournir, alimenté sous 5 V, une puissance de quelque 125 mW (1/8 W) dans 8 Ω. Le condensateur C6 définit la bande passante ainsi que l'impédance de charge. Les condensateurs C1 et C2 exercent eux aussi une influence à ce niveau. Avec une charge de 8 Ω la bande passante va de 10 Hz à 100 kHz environ. Le condensateur C3 qui dérive les signaux de fréquence élevée détermine la limite supérieure de la bande passante. C4 découple l'étage d'entrée interne du LM386N-4. Le condensateur C5 associé à la résistance R12 servent à garantir la stabilité de l'amplificateur en toutes circonstances.

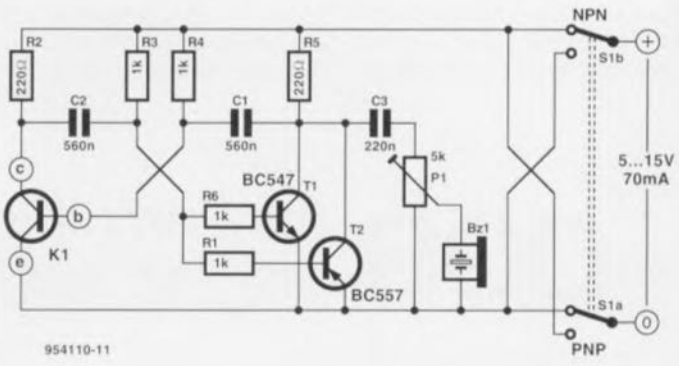
La consommation de courant du montage atteint, au repos, atténuation maximale, tous les bits à « 0 », 10 mA, passant à quelque 100 mA (dans 8 Ω) lorsque tous les bits se trouvent à « 1 ». Il faudra, lors du dessin de la platine, non seulement veiller à un bon découplage mais encore à réduire au strict indispensable les connexions de la masse en étoile ainsi qu'à un découplage suffisant des courants de retour de l'amplificateur. On risquerait, si l'on ne prêtait pas suffisamment attention à ces points, de se trouver confronté à des oscillations HF.

009 testeur de transistor de fortune

W. Breuherr

Ce testeur de transistor simple pourra être utilisé pour vérifier le fonctionnement tant de transistors NPN que PNP. Un transistor fonctionnel se traduit par la génération d'un signal acoustique par l'intermédiaire du résonateur piézo. Il est possible de voir au premier coup d'oeil si un transistor est encore en état de marche ou non. Le concept du circuit est simple : les transistors T1, T2, les résistances R1 à R5 et les condensateurs C1 et C2 constituent un multivibrateur astable oscillant à une fréquence de quelque 1 kHz qui travaille tant avec des transistors NPN et PNP. Le transistor à tester est connecté à l'oscillateur par le biais du connecteur K1. Si l'oscillateur fonctionne – le transistor en cours de test fonctionne donc correctement lui aussi – il apparaît un signal rectangulaire aux bornes de la résistance ajustable P1. Ce « potentiomètre » permet d'ajuster le signal fourni par le « buzzer » à un niveau acceptable. La commutation de type de transistor, NPN ou PNP est réalisée de façon très simple. L'inverseur double S1 assure une inversion de la polarité de la tension d'alimentation mettant dans le cas d'un transistor NPN le transistor T2 en circuit avec le multivibrateur.

954110-I

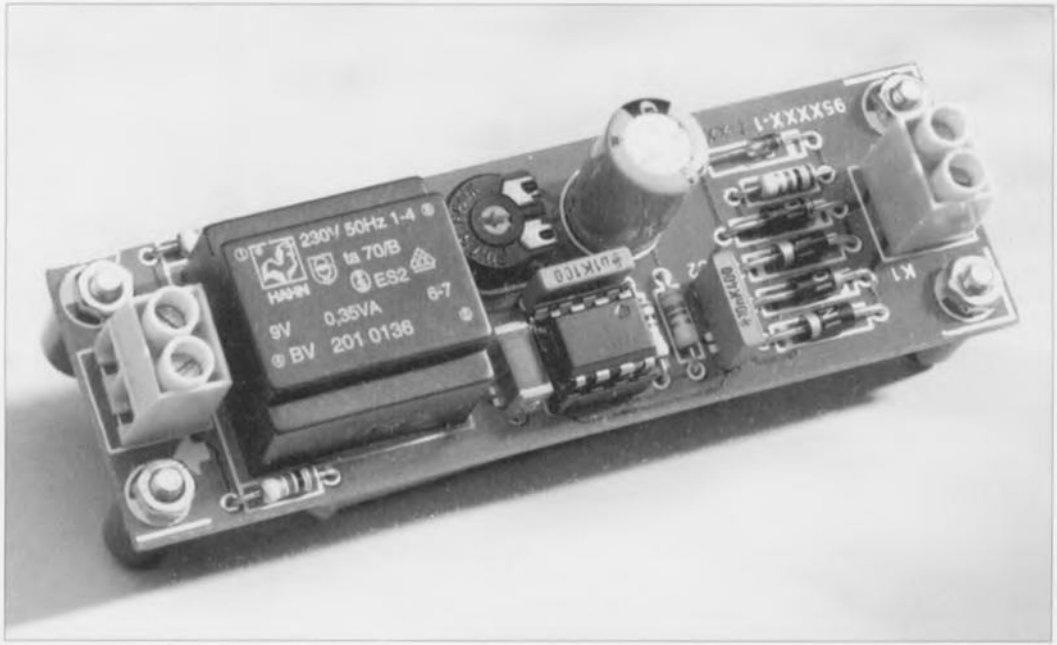


010 détartreur pour eaux calcaires

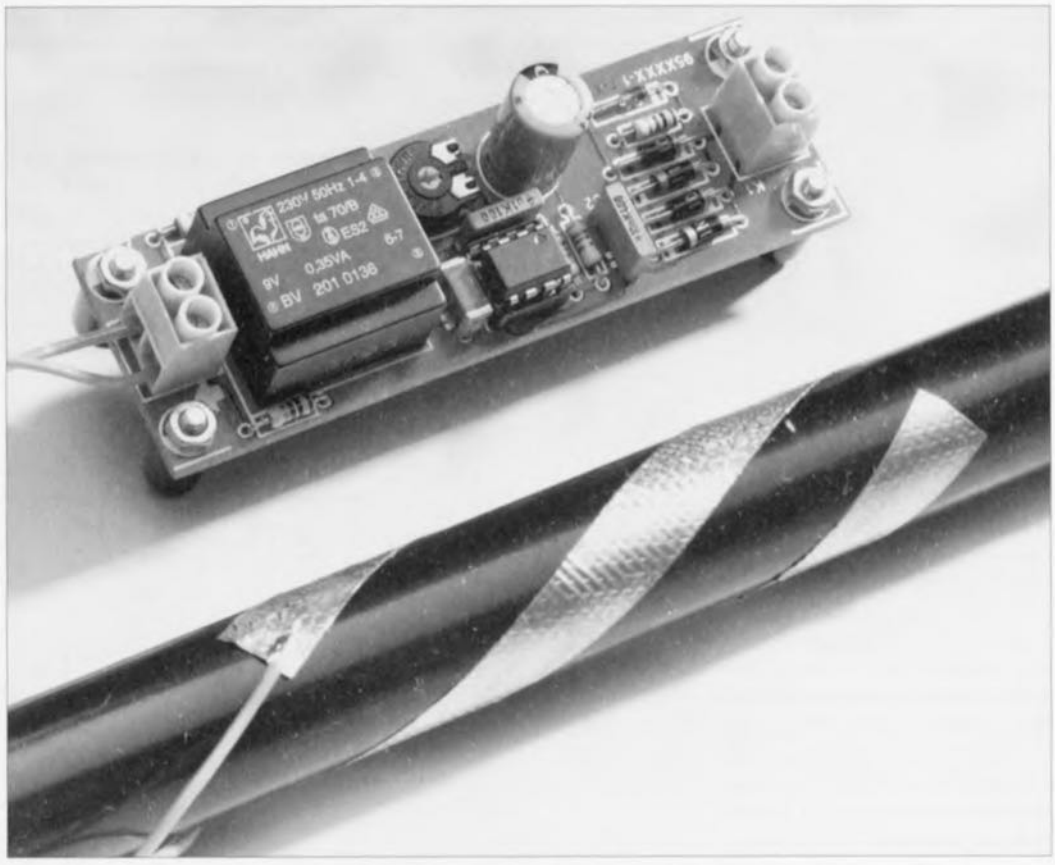
Il semblerait que le détartrage de l'eau véhiculée par les conduites domestiques soit devenu, ces derniers temps, un passe-temps à la popularité sans cesse croissante. Cela serait-il dû au fait que la tenue en calcaire de notre eau potable est elle aussi en hausse ?

Nous vous avions proposé un détartreur dans le numéro Hors-Gabarit '94. Nous avons récidivé et vous proposons ici un détaillé électronique au concept réactualisé sensiblement plus efficace que ses prédécesseurs. L'avantage primordial de ce nouveau détartreur est qu'il peut aussi être utilisé avec des conduites d'eau en plastique.

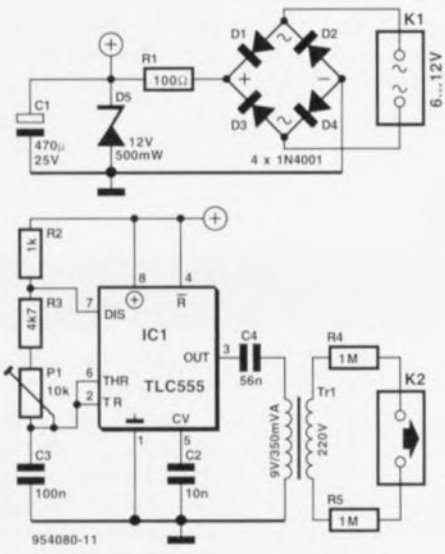
Le détartrage électronique de l'eau potable véhiculée par des conduites domestiques peut se faire de 2 façons : à l'aide soit d'un champ



magnétique soit d'un champ électrique. Les circuits que nous avons publiés jusqu'à présent ont toujours fait appel à un champ magnétique. Il fallait pour cela embobiner un conducteur autour de la conduite en cuivre. Le montage que nous vous proposons maintenant travaille avec un champ électrique. Ce champ est transmis à l'eau circulant dans la conduite en plastique par l'intermédiaire de 2 plaquettes collées sur celle-ci.

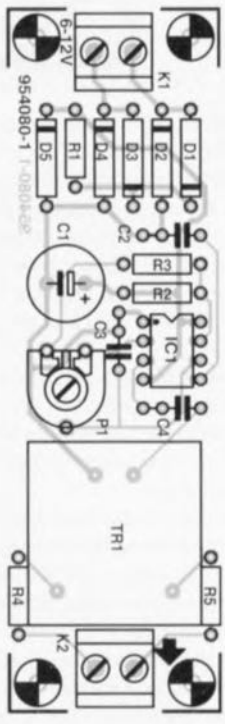


Un rapide examen de l'électronique suffit pour en imaginer le fonctionnement. Le coeur du circuit est un 555 monté en multivibrateur astable. Lorsque la résistance ajustable P1 se trouve en position médiane la fréquence du signal de sortie se situe aux alentours de 700 Hz. Il faut, pour l'obtention d'une efficacité optimale, disposer d'un champ électrique puissant. Ceci explique que nous rehaussions par transformateur jusqu'à quelque 400 V_{cc} le signal de sortie du multivibrateur. Nous avons utilisé un transformateur de la marque Hahn – il nous faut émettre des réserves quant à l'utilisation éventuelle d'un autre type de transformateur pour la simple et bonne raison que nous n'avons pas pu accumuler la moindre expérience quant à leur utilisation dans l'application considérée. Le condensateur C4 constitue, associé au transformateur, un circuit résonant, et partant source potentielle d'oscillations. Les résistances R4 et R5 servent à mettre la sortie du circuit à haute impédance. Il n'en reste pas moins vrai qu'il faut éviter d'entrer en contact avec la tension de sortie. La liaison entre l'électronique et les plaquettes « condensateur » chargées de générer le champ électrique se fait à l'aide de 2 petits morceaux de conducteur soudés aux plaquettes. Celles-ci pourront être faites à l'aide d'un petit morceau de tôle de cuivre ou de fer blanc de faible épaisseur que l'on positionne fermement sur la conduite et que l'on fixe par collage voire à l'aide de ruban adhésif.



La taille des plaquettes sera telle qu'elles recouvrent chacune un tiers environ du pourtour de la conduite. Le choix d'une taille plus importante se traduit inévitablement par une diminution de la largeur de la fente d'air présente entre les plaquettes et un risque d'une perturbation de la répartition homogène du champ. Une fois les plaquettes fixées sur la conduite il faudra bien les envelopper à l'aide de ruban isolant et ceci pour une 2 raisons : on évite ainsi d'une part une entrée en contact accidentelle avec la tension élevée et de l'autre la formation de condensation sur la conduite pouvant se traduire par un court-circuit entre les 2 plaquettes.

La photo ci-contre montre comment nous avons procédé lors de nos essais. Une fois la réalisation du montage terminée il faudra le mettre dans un boîtier en plastique. La source d'alimentation pourra être un simple transformateur de sonnette. Cette possibilité ouvre des perspec-



Liste des composants :

Semi-conducteurs :
D1 à D4 = 1N4001
D5 = diode zener 12 V/0,5 W
IC1 = TLC555

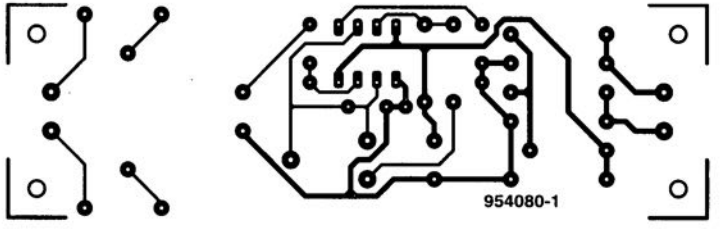
Résistances :
R1 = 100 Ω
R2 = 1 kΩ
R3 = 4kΩ7
R4,R5 = 1 MΩ
P1 = 10 kΩ, ajustable horizontal

Condensateurs :
C1 = 470 µF/25 V radial
C2 = 10 nF MKT
C3 = 100 nF MKT
C4 = 56 nF MKT

Divers :
K1,K2 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 5 mm
Tr1 = transformateur encartable 9 V/0,35 VA (tel que Hahn BV200009 par exemple)

tives intéressantes vu que bien souvent la conduite d'eau passe dans le cagibi à compteurs endroit où l'on trouve également le transformateur de sonnette.

Le réglage de ce montage n'appelle pas de remarque particulière. Il suffit de connecter un multimètre (numérique) à la sortie du montage et de jouer sur P1 pour avoir l'amplitude maximale. L'amplitude mesurée sera sans doute inférieure aux 400 Vcc mentionnés plus haut, mais cela est dû au fait que le multimètre constitue une charge pour le montage amortissant le circuit résonant. 954080-I


954080-1

011 commutateur pour pompe submersible

La quasi-totalité des pompes submersibles sont dotées d'un commutateur automatique réagissant, avec une hystérésis de 10 à 15 cm, au niveau du liquide. Dès qu'il s'agit d'assécher un volume relativement restreint, liquide refluant du tuyau entraînera une augmentation de 3 à 5 cm de la dite hystérésis.

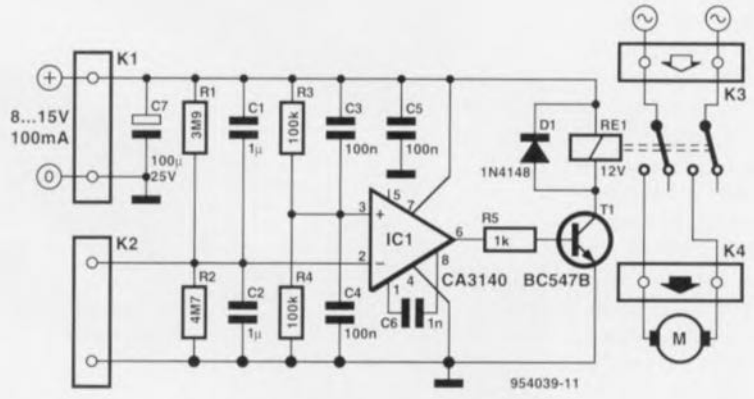
Il ne faut rien de plus que le circuit simple donné dans le schéma pour réduire sensiblement cette hystérésis. Au travers du circuit intégré IC1, un relais, Re1, commande la pompe. Le transistor passe à l'état conducteur si le niveau appliqué à l'entrée non-inverseuse de IC1 devient supérieur à celui présent à son entrée inverseuse. Dans le cas normal ce sont les diviseurs de tension R1/R2 et R3/R4 qui définissent les niveaux présents sur ces entrées. Au repos, la sortie de IC1 présente donc un niveau bas.

Si les contacts du capteur connecté au bornier K2 se trouvent court-circuités (dans la pratique, toute résistance inférieure à 4,7 MΩ sera interprétée comme un court-circuit), le transistor T1 devient conducteur. Après la disparition du « court-circuit » la pompe continuera de fonctionner pendant une dizaine de secondes. Cette durée d'activité additionnelle évite que le capteur ne soit à nouveau court-circuité par le liquide refluant du tuyau.

Bien qu'il ne circule qu'un courant continu très faible à travers les contacts du capteur, ces derniers sont susceptibles, à moyen et long terme, de se dissoudre. Il est de ce fait recommandé de s'assurer, de temps à autre, que les contacts du capteur ne se sont pas « volatilisé » à la suite de l'inévitable corrosion.

La tension d'alimentation du circuit devra se situer entre 8 et 15 V; la consommation ne dépasse pas 100 mA.

954038-I



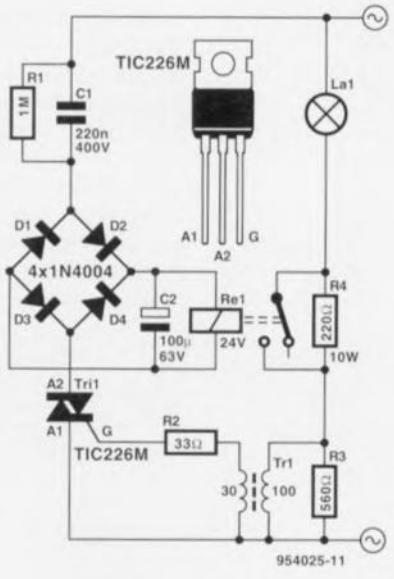
012 limiteur de courant de mise en fonction

S. Seidenberg

Le dispositif de mise en fonction en douceur (le fameux soft start) décrit ici, notre limiteur de crête de courant à la mise en fonction, est tout simplement pris en série avec le (les) luminaire(s) ou autres appareils que l'on veut protéger. Les caractéristiques distinctives de l'approche proposée ici sont :

- l'absence de semi-conducteur dans le trajet du courant,
- le circuit ne consomme de courant que lorsque la charge qu'il protège est alimentée,
- le circuit est tout simplement pris en série dans les lignes d'alimentation de la charge, ne nécessitant donc pas d'interrupteur additionnel.

Ceci dit, venons-en à l'aspect technique. Il faut, pour commencer, déterminer à quel moment une charge (lampe ou appareil) consomme du courant. On fait appel pour ce faire à une technique rarement utilisée dans Elektor, à savoir un transformateur de courant. Ce transformateur prend la forme d'un tore de ferrite doté de 30 spires et possédant une self-induction de 10 mH ni plus ni moins. Cette self de choc est dotée d'un second enroulement constitué de 100 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 ou 0,3 mm de diamètre. Dès qu'il circule un courant dans l'enroulement primaire il naît un champ magnétique dans le tore. Le transformateur essaie d'éliminer ce champ en faisant circuler dans l'enroulement secondaire un courant tel que l'on ait compensation du champ magnétique. Vu que le secondaire comporte 3 fois plus de spires un courant égal aux 30/100èmes du courant du primaire suffit pour cela. Ce courant de secondaire commande un triac, Tri1, qui devient conducteur. Celui-ci charge, par le biais du condensateur C1, le condensateur C2, de sorte



qu'au bout d'une demi-seconde environ la tension a atteint un niveau suffisant pour provoquer le collage du relais qui à son tour ponte la résistance de limitation de courant R4 de sorte que la totalité de la tension du secteur se trouve alors appliquée à la charge.

Les caractéristiques de la self, 10 mH/5 A, en limitent quelque peu la disponibilité : on la trouve, par exemple chez Conrad, société distribuant en France. Finis les fusibles grillés inutilement et les ampoules trépassant avant d'en être arrivées à la fin de leur vie utile. 954025-I

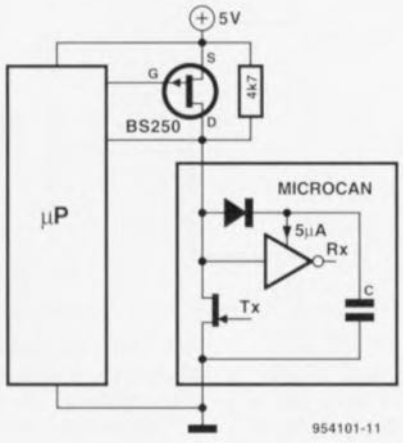
013 capteur de température MICROCAN

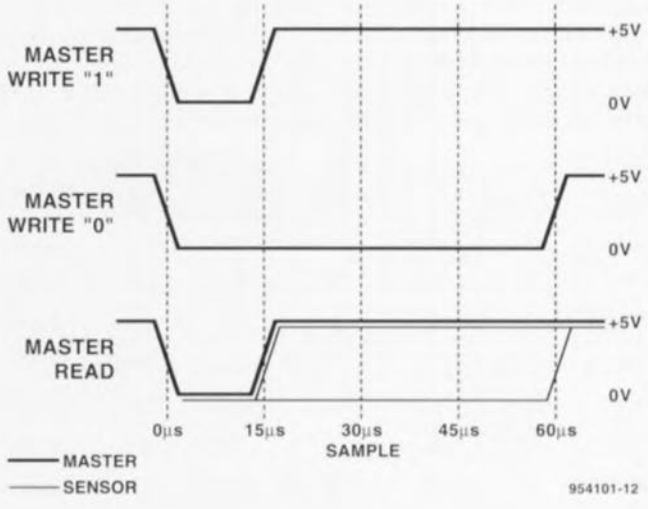
Ce que l'on voit ici est une mémoire de type DS1992 et non pas un DS1620. Ces 2 composants utilisent le même type de boîtier.

Le DS1920 est un capteur (*sensor*) de l'Américain Dallas Semiconductor utilisable pour la mesure de températures comprises entre –55°C et +100°C, avec une précision de 0,5°C que quelques artifices permettent au besoin d'améliorer. Il peut déclencher une alarme quand des seuils de température programmés sont franchis. Le déclenchement s'effectura au choix lors du franchissement par valeurs croissantes, décroissantes ou les deux. Ces seuils restent enregistrés même en l'absence d'alimentation : le capteur dispose en effet de deux EEPROM de huit bits de large. Jusqu'ici, rien que d'assez ordinaire. Le composant appartient toutefois à une toute nouvelle génération de circuits intégrés produits par Dallas qui se distinguent de la multitude par un nouveau boîtier. Ils lui doivent le nom de microcan (microboîte) et leur aspect de pile bouton. Ces composants très robustes s'utilisent seuls (*stand alone*) ou en réseau. S'il intègre une mémoire, le microcan – laissons-lui son nom de baptême – porté au poignet d'un malade par exemple, remplacera avantageusement sa feuille de température. La lecture et le stockage des données en seront passablement simplifiés.

Ils sont aussi remarquablement faits pour être montés en réseau, malgré les apparences puisqu'ils ne disposent que de deux connexions. Il ne faut qu'un câble à deux fils pour en raccorder plusieurs en parallèle. Chaque circuit intégré dispose d'une adresse intangible, codée sur 48 bits, de sorte qu'on peut en câbler le nombre que l'on veut sur les deux fils du bus. Un circuit spécialisé, the busmaster ou le circuit central, un microprocesseur, pourra s'adresser à chacun. Il lui suffira d'émettre une adresse sur le bus pour sélectionner le circuit correspondant. Seul le circuit dont l'adresse aura été émise répondra au circuit central jusqu'à la prochaine ré-initialisation : il sera par exemple consulté sur la température qu'il mesure à moins que l'un ou l'autre des seuils qu'il doit détecter soit redéfini.

Le circuit central peut aussi interroger les composants installés sur son bus à tour de rôle ou, les consultant de même, détecter le franchissement d'un seuil en un endroit bien précis. Matériellement, un tel dispositif est très simple à réaliser. Tous les circuits du réseau sont raccordés au bus, circuit central inclus (système à microcontrôleur, le plus souvent) par deux fils (référence et lignes de signaux). Le potentiel de la ligne est fixé à environ 5 V par une résistance d'excursion haute (pull-up resistor) de 5 kΩ et chaque membre du





réseau peut, par l'intermédiaire d'une liaison à collecteur ouvert, la tirer à zéro : chaque membre, mais un seul à la fois. C'est la raison pour laquelle le circuit central consultera toujours d'abord un composant du bus avant qu'un autre composant ne soit autorisé à utiliser la ligne.

Les microcans tirent leur alimentation de la ligne de signaux, à travers la résistance d'excursion haute de 5 kΩ. Tant que leur consommation reste de quelques microampères, tout se passe bien. Lors d'une mesure de température, cette consommation passe toutefois à 1 mA. Un courant d'une telle intensité provoquerait dans la résistance une chute de tension trop importante, surtout si plusieurs capteurs procédaient à une conversion simultanément. La résistance sera donc court-circuitée dans ces occasions-là par un BS250, transistor qui permettra la circulation d'un courant suffisant. Quand le BS250 est passant, la circulation sur le bus est interrompue. Reprenons la procédure en détail.

Le circuit central s'adresse à un circuit (ou à tous, simultanément, ce qui est aussi possible) et demande une mesure de température. Immédiatement après cette instruction, il débloque le BS250 pour une durée d'une seconde au moins. Ce délai écoulé, les températures sont prises et la consommation du courant redevient normale. Le circuit central bloque alors le FET puis interroge chaque microcan à tour de rôle sur la température qu'il a mesurée. Ces températures sont mesurées avec neuf bits de résolution et transmises sur deux octets : un octet de poids faible (LSB, dont le bit de poids faible sera donné en premier) et un octet de poids fort (MSB) dont un seul bit est significatif. Zéro correspond à 0°C et $01FF_{HEX}$ (–1 décimal) à –1/2°C.
Le protocole est un peu plus compliqué que l'introduction ne le laissait entendre puisqu'aux adresses succède un code de famille sur huit bits et une clé cyclique (*CRC character* pour ***C**yclic **R**edundancy **C**heck* ou contrôle de redondance cyclique) de huit bits. Avant l'émission d'une instruction, le circuit concerné par celle-ci doit en outre être activé. Le débit (*baudrate*), fixe, est de 16,3 Kbits/s. Si le bus reste au niveau bas pendant une durée qui excède celle de deux bits (environ 120 µs), tous les circuits sont ré-initialisés.

Le minutage (*bus-timing*) est un peu particulier : c'est le circuit central qui déclenche la **lecture** ou **l'écriture** d'un bit en mettant le bus à zéro. 30 µs après ce flanc, le récepteur consulte le bus. Si le bus est revenu à «1» après 15 µs, c'est un «1» qui est lu, si le bus ne retourne à «1» qu'après 60 µs, le récepteur lit un «0». Lorsqu'il veut lire, le circuit central émet un «1», il ne maintient donc la ligne de transmission au niveau bas que pendant 15 µs. Pour transmettre un zéro, le DS1920 maintiendra encore le bus à zéro pendant au moins 45 µs supplémentaires. Le circuit central, reconnaissant que le bus ne revient pas à «1», reconnaît un zéro. Il y aura ensuite une pause (maintien à «1» de la ligne de transmission) d'au moins 1 µs (en fait 15 µs) avant l'émission d'un nouveau bit.

Il est malheureusement impossible d'expliquer en détail l'utilisation des microcans. Pour un complément d'information sur ce passionnant composant, nous renvoyons à la documentation de son fabricant représenté en France par AVNET
Le circuit est aussi disponible en boîtier DIP à huit broches sous la référence DS1620. Sur cette version, alimentation et sorties de commutation sur seuil sont séparées. Ce même numéro en propose une petite application.

954101-1

014 oscillateur sinusoïdal programmable

application Micro Linear

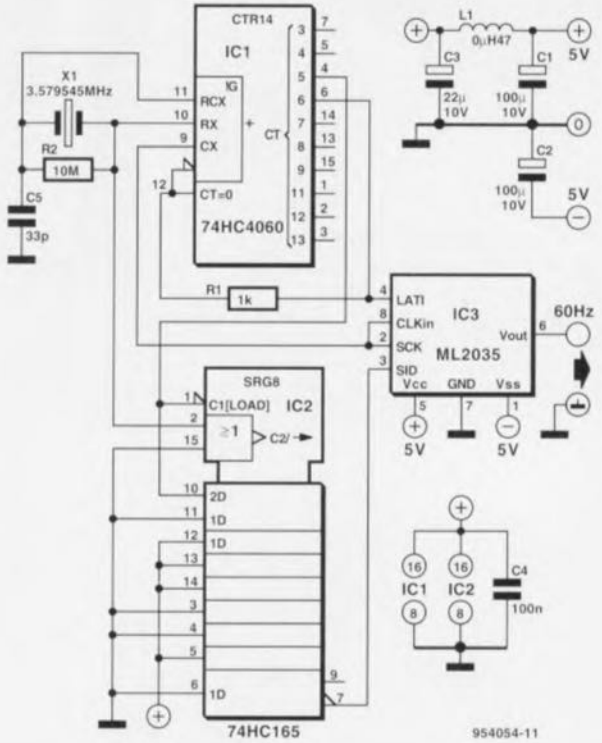
Le circuit intégré ML2035 de Micro Linear est un générateur sinusoïdal monolithique. On l'emploie ici sans le microcontrôleur qu'il accompagne d'habitude pour produire le code opératoire servant à déterminer sa fréquence.

C'est IC1, un compteur avec oscillateur embarqué 74HC4060 qui fournit à la fois le signal d'horloge du générateur sinusoïdal et l'impulsion de mémorisation pour le registre à décalage IC2. Lorsque la sortie Q5 de IC1 passe à « 1 », IC2 commence à décaler huit bits précâblés dans l'entrée de données sérielles (SID) du ML2035, suivis de huit bits de valeur « 1 ». L'entrée des données est synchronisée par le flanc montant du signal d'horloge appliqué à la broche SCK. Quand les seize bits sont arrivés, le mot déterminant la fréquence est transféré dans la mémoire interne de données du ML2035 sur le flanc descendant de l'entrée LATCH. La fréquence de sortie du générateur, f_{sor}, se calcule par la formule suivante:

$$f_{sor} = f_{CLKin} \cdot \frac{\overline{(D_{15} \ldots D_0)}_{dec}}{2^{23}}.$$

L'octet de poids faible du code de fréquence est précâblé aux entrées de sélection (A à H). L'octet de poids fort vaut toujours 255 (1111 1111). Comme on se sert de la sortie Q du HC165, la logique doit être inversée et la valeur code de la fréquence doit s'écrire NON (1111 1111) dans l'ordre HGFE DCBA.

f_{quartz} [MHz]	f_{out}	D_{10}	D_{HEX}	code 74HC165 ABCD	code 74HC165 EFGH	Erreur
4,00	50	105	69	1001	0110	0,14%
4,00	60	126	7E	1000	0001	0,14%
4,194304	50	100	64	1001	1011	0,00%
4,194304	60	120	78	1000	0111	0,00%
6,00	50	70	46	1011	1001	0,14%
6,00	60	84	54	1010	1011	0,14%
8,00	50	52	34	1100	1011	–0,82%
8,00	60	63	3F	1100	0000	0,14%



Le circuit peut produire des signaux sinusoïdaux de 50 Hz ou 60 Hz à partir d'un cristal bon marché prévu pour le NTSC. Les valeurs à programmer dans le registre à décalage pour d'autres fréquences de quartz courantes sont indiquées dans le tableau. Le signal de sortie du générateur présente une distorsion harmonique totale inférieure à 0,5 %. La consommation de courant est de 7 mA sur le +5 V et de 2 mA sur le –5 V.

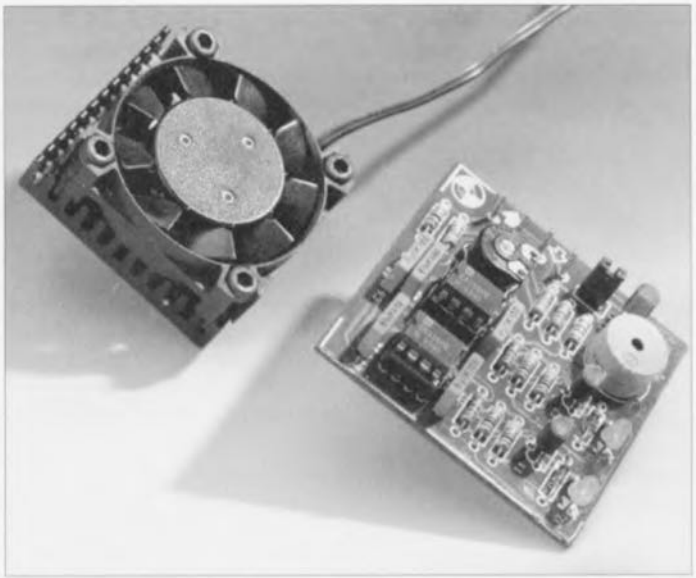
954054-I

015 moniteur de ventilateur d'UC

La quasi-totalité des PC les plus rapides – 486 tournant à 100 MHz et plus et autres Pentiums en particulier – est actuellement dotée d'un mini-ventilateur monté à même l'Unité Centrale (UC, la CPU) ceci en vue de limiter à une valeur acceptable la température de ce composant ô combien crucial pour le fonctionnement de l'ordinateur. Ce genre de ventilateurs est également disponible en pièce détachée dans le commerce et permet donc de doter un ordinateur, qui présenterait des risques latents de problèmes de température, de cet accessoire fort pratique. Grâce au circuit décrit dans cet article il devient superflu de se faire le moindre soucis quant au fonctionnement correct de ce ventilateur : en effet il surveille le fonctionnement du ventilateur de l'unité centrale. Le montage est en fait capable de détecter deux situations d'erreur :

1- le ventilateur ne tourne pas, que ce soir à la suite d'une erreur de câblage ou en raison de la destruction d'un enroulement (ce qui se traduit par une interruption du flux de courant) ou
2- le ventilateur ne tourne pas parce que ses pales sont bloquées par un objet quelconque.

La distinction entre ces deux situations peut se faire par évaluation du flux de courant traversant le moteur du ventilateur. Une absence de courant indique la situation 1, la présence d'un courant ayant une intensité notablement supérieure à la normale oriente les soupçons vers la situation 2. Les erreurs sont signalées à l'aide de deux LED rouges (D1 et D4) et un résonateur (BZ1) avertit l'utilisateur du fait que son UC risque, de par la disparition de la circulation d'air, de prendre une température trop élevée. Le montage comporte également, pour indiquer que tout va bien, deux LED vertes (D2 et D5).



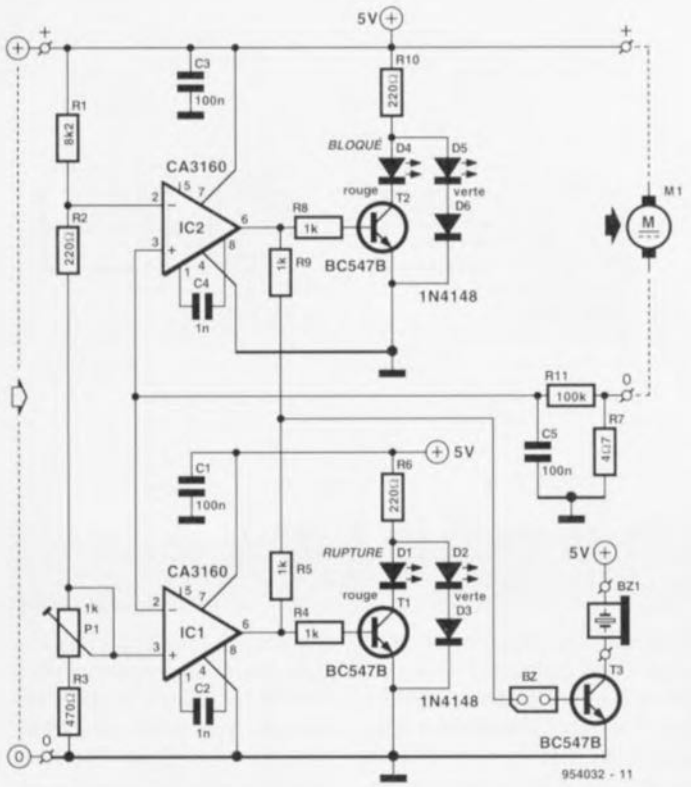
La résistance R7 fait office de capteur pour le courant traversant le moteur. Le réseau R11/C5 se charge de lisser la tension naissant aux bornes de la résistance R7. La valeur exacte de R7 devra être choisie de façon à disposer d'une tension de 0,5 V aux bornes de C5 lorsque le ventilateur tourne normalement.

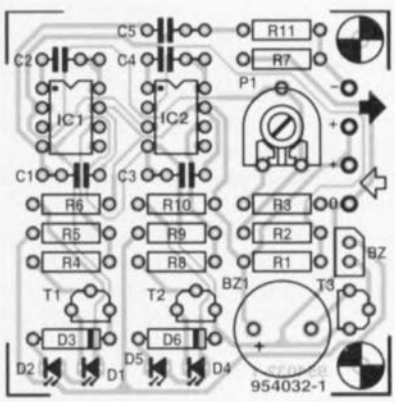
S'il se produit une interruption du flux de courant à travers le moteur, la tension présente sur l'entrée non-inverseuse (positive) de IC1 devient supérieure à celle présente sur son entrée inverseuse (négative). Par conséquent la sortie de ce comparateur prendra un niveau haut et fait passer le transistor T1 à l'état conducteur. Dans ces conditions la LED rouge, D1, s'illumine et la LED verte, D2, s'éteint.

Si par contre le ventilateur est bloqué, la sortie de IC2 passe au niveau haut et on aura donc illumination de la LED D4 et extinction de la LED D5. Si le petit pont de câblage BZ a été mis en place le résonateur BZ1 entrera également en fonction pour indiquer l'existence, dans les 2 cas, d'une situation potentiellement dangereuse.

Il faudra régler l'ajustable P1 de façon à ce que les deux LED rouges restent éteintes tant que le ventilateur tourne correctement. Le circuit a été conçu pour des ventilateurs de 5 V. Si tant est que l'on envisage de « contrôler » un modèle de ventilateur ayant une tension de service de 12 V il suffira de faire passer la valeur de R1 à 15 kΩ et celles de R6 et R10 à 1 kΩ. Il va sans dire que dans ces conditions il faudra remplacer le résonateur BZ1 par un exemplaire à 12 V.

954032-1





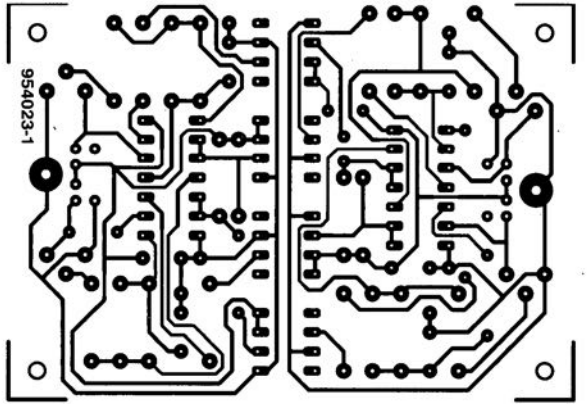
Liste des composants

Semi-conducteurs :
D1,D4 = LED verte 3 mm
D2,D5 = LED rouge 3 mm
D3,D6 = 1N4148
T1,T2,T3 = BC547B
IC1,IC2 = CA3160

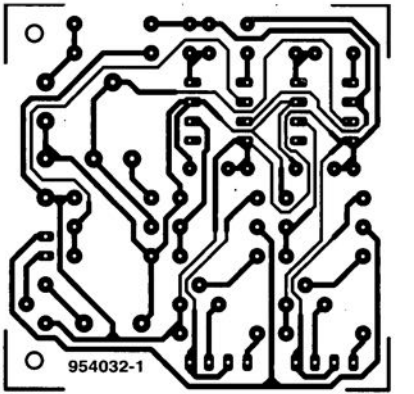
Condensateurs :
C1,C3,C5 = 100 nF
C2,C4 = 1 nF

Résistances :
R1 = 8kΩ2
R2,R6,R10 = 220 Ω
R3 = 470 Ω
R4,R5,R8,R9 = 1 kΩ
R7 = 4Ω7 (voir texte)
R11 = 100 kΩ
P1 = 1 kΩ ajustable

Divers :
BZ1 = résonateur piézo actif 5 V



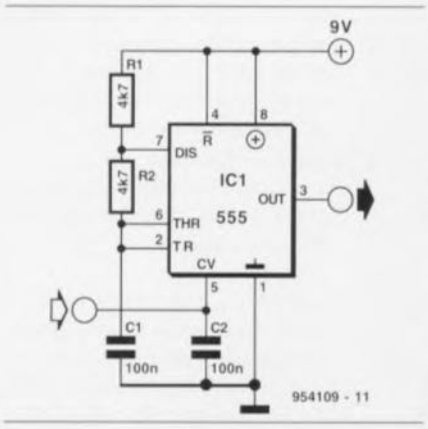
2



5

016 un VCO rustique

idée : E. Chicken



Le 555 est sans doute l'un des composants les plus utilisés que connaisse le monde de l'électronique.

Dans l'application décrite dans cet article le 555 fait office de VCO, c'est-à-dire un oscillateur commandé en tension (*Voltage Controlled Oscillator*). Nous faisons appel ici au fait que l'application d'une tension de commande sur l'entrée CV (*Control Voltage* = tension de commande) se traduit par un léger déséquilibre du diviseur de tension intégré. Le décalage du seuil a pour conséquence un changement des points de commutation et donc un changement de la fréquence de sortie de l'oscillateur.

Avec le dimensionnement que montre le schéma on obtient un décalage linéaire de la fréquence, à l'intérieur d'une plage de 25% de part et d'autre de la fréquence centrale. Dans le cas du schéma ci-contre, le dimensionnement des différents composants résulte (avec la broche 5 en l'air) en une fréquence centrale de 1 kHz environ. Si l'on désire une plage de fréquences plus étendue il est faudra charger et décharger le condensateur C2 à l'aide d'une source de courant pour linéariser ses caractéristiques de charge et de décharge.
La tension de commande appliquée sur l'entrée CV doit être comprise (c'est ce que dit la fiche technique du fabricant) entre 1,7 V et V_{CC}. La consommation du circuit se limite à 3 mA environ.

954109-I

017 boîtier de commutation pour modem

B. Sandeman

L'établissement d'une connexion entre deux ordinateurs dotés d'un modem n'a plus, au jour d'aujourd'hui, le moindre caractère « sorcier ». Il est en effet très simple de réaliser ainsi un mini-réseau local.

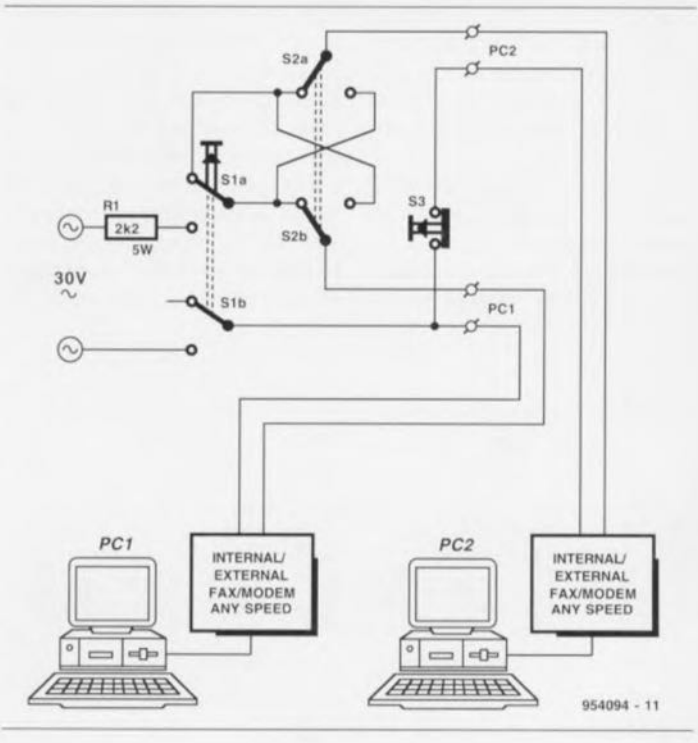
Il suffit en fait d'un rien de matériel de commutation, pour pouvoir utiliser, du côté du logiciel, pratiquement n'importe quelle émulation de terminal. Grâce à la liaison directe il n'est même pas requis de composer un numéro de téléphone.
Avec quelques instructions-Hayes simples – telles que ATA et AT0 – on devrait pouvoir établir la liaison requise. Comme les modems sont actifs (c'est-à-dire qu'ils placent un signal analogique amplifié sur la ligne) il n'est pas nécessaire de mettre un courant continu sur la ligne de connexion. Les modems se chargent de générer eux-mêmes tous les signaux requis pour la communication.

L'utilisateur peut donc se contenter d'établir la connexion correcte. Étant donné qu'il se peut, en général, que l'on utilise le modem pour bien d'autres applications que cette liaison locale, notre boîtier de commutation a été dotée d'un bouton-poussoir, S3, (à contact repos).

Cet organe sert à interrompre, de façon aussi radicale qu'efficace, la transmission de données. Vu qu'il peut être nécessaire de lancer la transmission à l'aide d'un signal d'appel (signal de sonnerie), le bouton-poussoir bipolaire S1 permet d'appliquer, brièvement, une tension alternative de quelque 30 V sur la ligne.

Il est requis, dans ce mode de fonctionnement, que l'un des modems soit « appelé » et que l'autre soit déjà « *on-line* » (actif).
La position du commutateur bipolaire S2 détermine lequel des modems est « adressé ».

954094-I



018 mémoire sérielle à cellule CdNi

E. Lbayorcni

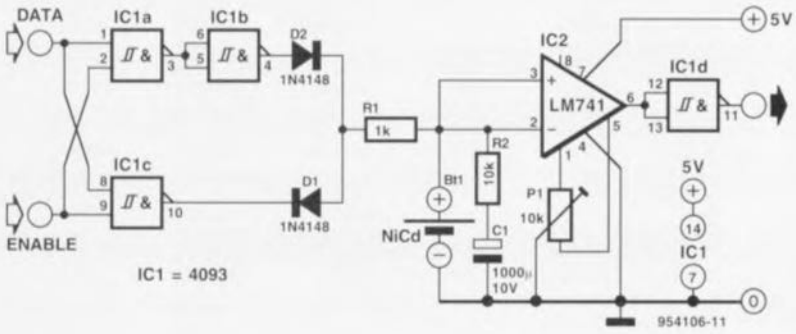
Il existe depuis quelque temps dans le commerce des composants de mémoire qui, à première vue, semblent être des accus-bouton CdNi – une mini-pile rechargeable. Ces composants appelés « Touch Memories » (cf. ailleurs dans ce même numéro) sont du type sériel : l'écriture et la lecture des données se fait sériellement par l'intermédiaire d'une liaison bifilaire. Le plus drôle dans l'affaire est que cette mémoire non-volatile récupère, par l'intermédiaire de la même liaison bifilaire, son alimentation qu'elle extrait des données. Étant donné qu'une Touch Memory ressemble comme 2 gouttes d'eau à une pile-bouton du type cadmium-nickel, l'inévitable n'a pas manqué de se produire lors de nos premières expériences en laboratoire, une substitution malheureuse prit place : nous espérions d'une pile-bouton au CdNi le comportement décrit par la fiche de caractéristiques d'une Touch Memory ! Réflexion faite il est parfaitement naturel que cet accu CdNi n'ait pas

été en mesure de tenir les dites promesses. Du moins pas tout au début.

Le mot imprimé est digne de foi. Ceci est, pour un concepteur de montages électroniques, vrai également en ce qui concerne les spécifications indiquées par les fiches de caractéristiques. N'étant pas conscient de la substitution ayant eu lieu, celui-ci expérimenta encore de plus belle, changeant les valeurs de composants, corrigeant par-ci par-là, essayant un peu n'importe quoi pour arriver au résultat escompté.

demain matin, lorsqu'il se rendit compte de l'erreur, à un sentiment d'étonnement joyeux qui fut rapidement remplacé par de l'incrédulité. Comment pouvait-il se faire qu'une cellule CdNi se comporte comme une mémoire non-volatile ?! Plusieurs de ses collègues, ingénieurs de développement eux aussi, ne se sont pas trouvé en mesure de répondre avec certitude à cette question. Il est connu que le chargement d'une cellule-bouton CdNi s'accompagne d'un déplacement d'une charge électrique. On sait également que ce type d'accu connaît un effet de mémoire. Ce phénomène caractéristique des accus CdNi, si ennuyeux en d'autres circonstances, semble faire en sorte que l'on puisse faire réapparaître, sous la forme de fluctuations de courant très faibles, la façon dont s'est effectuée le transfert de charge électrique (l'écriture des données), lors de la décharge (la lecture des données). Il ne reste plus ensuite qu'à procéder à une amplification à gain élevé pour disposer d'un niveau de signal numérique utilisable.

Les expériences qui ont suivi cette découverte nous ont appris que les accus-bouton CdNi ne pouvaient pas prétendre à une dénomination de mémoire non-volatile à 100%. En raison de certains phénomènes d'auto-décharge et d'étalement de la charge l'information numérique stockée s'affaiblit progressivement. Au bout de 2 semaines les données étaient devenues vagues au point que leur niveau en était devenu illisible.



Un rien d'électronique analogique constitua la clef du succès : un amplificateur tout ce qu'il y a de plus ordinaire permit de rehausser les signaux numériques très faibles pris en compte lors de la lecture, pour leur donner un niveau mesurable. D'accord, cela fonctionnait, mais était-ce là le but de la manoeuvre ? Le sentiment d'insatisfaction avec lequel le concepteur rentra ce soir chez lui fit place, le lendemain matin, lorsqu'il se rendit compte de l'erreur, à un sentiment d'étonnement joyeux qui fut rapidement remplacé par de l'incrédulité. Comment pouvait-il se faire qu'une cellule CdNi se comporte comme une mémoire non-volatile ?! Plusieurs de ses collègues, ingénieurs de développement eux aussi, ne se sont pas trouvé en mesure de répondre avec certitude à cette question. Il est connu que le chargement d'une cellule-bouton CdNi s'accompagne d'un déplacement d'une charge électrique. On sait également que ce type d'accu connaît un effet de mémoire. Ce phénomène caractéristique des accus CdNi, si ennuyeux en d'autres circonstances, semble faire en sorte que l'on puisse faire réapparaître, sous la forme de fluctuations de courant très faibles, la façon dont s'est effectuée le transfert de charge électrique (l'écriture des données), lors de la décharge (la lecture des données). Il ne reste plus ensuite qu'à procéder à une amplification à gain élevé pour disposer d'un niveau de signal numérique utilisable.

Les expériences qui ont suivi cette découverte nous ont appris que les accus-bouton CdNi ne pouvaient pas prétendre à une dénomination de mémoire non-volatile à 100%. En raison de certains phénomènes d'auto-décharge et d'étalement de la charge l'information numérique stockée s'affaiblit progressivement. Au bout de 2 semaines les données étaient devenues vagues au point que leur niveau en était devenu illisible. L'effet d'étalement de la charge est le facteur de limitation en ce qui concerne la vitesse à laquelle peut se faire l'écriture et la lecture des données sérielles : il apparut que l'on ne pouvait pas dépasser 1 kbaud.

La quantité d'informations stockable dépend de la capacité de la cellule-bouton. Une cellule de 128 mAh pouvait stocker 512 bits de données.

Le circuit proposé ici offre la possibilité d'utiliser une cellule CdNi pour une fonction très différente de celle que prévoyait son fabricant. Les « 1 » et les « 0 » appliqués à l'entrée de données (DATA) sont, dès l'activation de l'entrée de validation (ENABLE), stockés dans l'accu sous la forme d'un courant d'écriture bipolaire de 1 mA, par l'intermédiaire des diodes D1 et D2 et de la résistance R1. Il faudra, avant de procéder au stockage de données, commencer par vider l'accu en s'aidant d'un courant alternatif.

Cet effacement s'obtient par la mise, pendant quelques minutes, de l'entrée de données au niveau logique haut. Il faudra penser à remettre l'entrée de validation au niveau bas immédiatement après la fin du processus d'écriture pour éviter un écrasement accidentel des données stockées en mémoire par une écriture malencontreuse. Voici comment s'y prendre pour la lecture des données : on branche un oscilloscope à la sortie de données et l'on ajuste la position de P1 jusqu'à avoir visualisation sur l'écran de l'oscilloscope d'un signal rectangulaire au rapport cyclique de 50%. Ceci suppose que les données de test stockées ont été alternativement un un et un zéro.

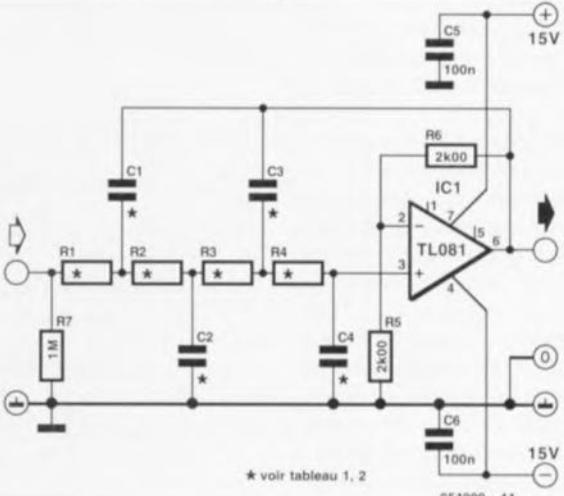
Lorsque l'on aura trouvé le positionnement correct de P1, on pourra connecter la mémoire sérielle à l'ordinateur chargé du décodage des données. Nous vous souhaitons bien de la chance lors de vos expériences avec d'autres types de cellules.

954106-I

019 filtres du 4ème ordre : la pratique

Dans les deux numéros hors-gabarit précédents nous vous avons proposé 2 filtres du 4ème ordre basés sur un amplificateur opérationnel. Nous avions à l'époque supposé l'utilisation de résistances de même valeur. Nous avions donné les valeurs théoriques des condensateurs. Les schémas indiqués seraient également utilisables après transformation de filtre passe-bas vers passe-haut, mais dans ce cas-là les dites valeurs ne seraient à obtenir approximativement que par mise en parallèle et en série de condensateurs.

Pour nous simplifier la vie nous avons opté, pour la nouvelle série de filtres présentée ici, pour l'utilisation de condensateurs de la série E-12. Nous avons en outre, pour les 2 sortes de filtres, lors du choix du rapport des condensateurs, fait en sorte que les valeurs des résistances soient aussi proches l'une de l'autre que possible. La charge de l'amplificateur opérationnel est alors la plus faible possible. Le choix d'un gain de 2 pour l'amplificateur opérationnel minimise le rapport intrinsèque des 2 condensateurs présents dans le même filtre. Les tableaux 1 et 2 donnent, pour un rapport identique des condensateurs C1 à C4, les valeurs correspondantes de la série E-12, donnant également les valeurs exactes des résistances R1 à R4; les dites valeurs sont assez faciles à approcher de près à l'aide



de résistances de la série E-96 (tolérance de 1%).

Il est sensé, si l'on veut réduire au minimum la tolérance totale de la caractéristique de transfert du filtre, d'opter également, pour les condensateurs, pour des composants ayant une tolérance de 1% (on pourra sinon les mesurer). Il est bien évidemment également possible d'imaginer un tableau basé sur un rapport différent entre C1 à C4, mais cela revient à utiliser pour les résistances R1 à R4 des valeurs plus divergentes ce qui a pour effet d'augmenter la charge de l'amplificateur opérationnel.

Nous avons choisi, pour IC1, un amplificateur opérationnel du type TL081, composant consommant de l'ordre de 2 mA; on pourra bien évidemment utiliser n'importe quel amplificateur opérationnel présentant une stabilité convenable à partir d'un gain double. Le point de coupure de toutes les combinaisons a été fixé à 1 kHz. On peut calculer un point de coupure différent par modification proportionnelle convenable des résistances et ainsi de suite ou condensateurs.

954009-I

Tableau 1. Filtre de Butterworth, point de coupure 1 kHz (gain +6 dB).

	C1	C2	C3	C4	R1	R2	R3	R4
1	10 nF	18 nF	6nF8	3nF9	16kΩ536	21kΩ573	21kΩ532	17kΩ499
2	12 nF	22 nF	8nF2	4nF7	14kΩ298	17kΩ169	17kΩ827	14kΩ411
3	15 nF	27 nF	10 nF	5nF6	10kΩ984	14kΩ445	14kΩ402	12kΩ382
4	18 nF	33 nF	12 nF	6nF8	9kΩ574	11kΩ384	12kΩ076	10kΩ058
5	22 nF	39 nF	15 nF	8nF2	7kΩ161	10kΩ470	9kΩ477	8kΩ558
6	27 nF	47 nF	18 nF	10 nF	5kΩ744	8kΩ734	7kΩ979	7kΩ017
7	33 nF	56 nF	22 nF	12 nF	4kΩ509	7kΩ630	6kΩ465	5kΩ913
8	39 nF	68 nF	27 nF	15 nF	3kΩ941	6kΩ128	5kΩ328	4kΩ642
9	47 nF	82 nF	33 nF	18 nF	3kΩ239	5kΩ161	4kΩ312	3kΩ889
10	56 nF	100 nF	39 nF	22 nF	2kΩ863	4kΩ013	3kΩ720	3kΩ124
11	68 nF	120 nF	47 nF	27 nF	2kΩ335	3kΩ353	3kΩ126	2kΩ532
12	82 nF	150 nF	56 nF	33 nF	2kΩ115	2kΩ482	2kΩ661	2kΩ020

Tableau 1. Filtre de Bessel, point de coupure 1 kHz (gain +6 dB).

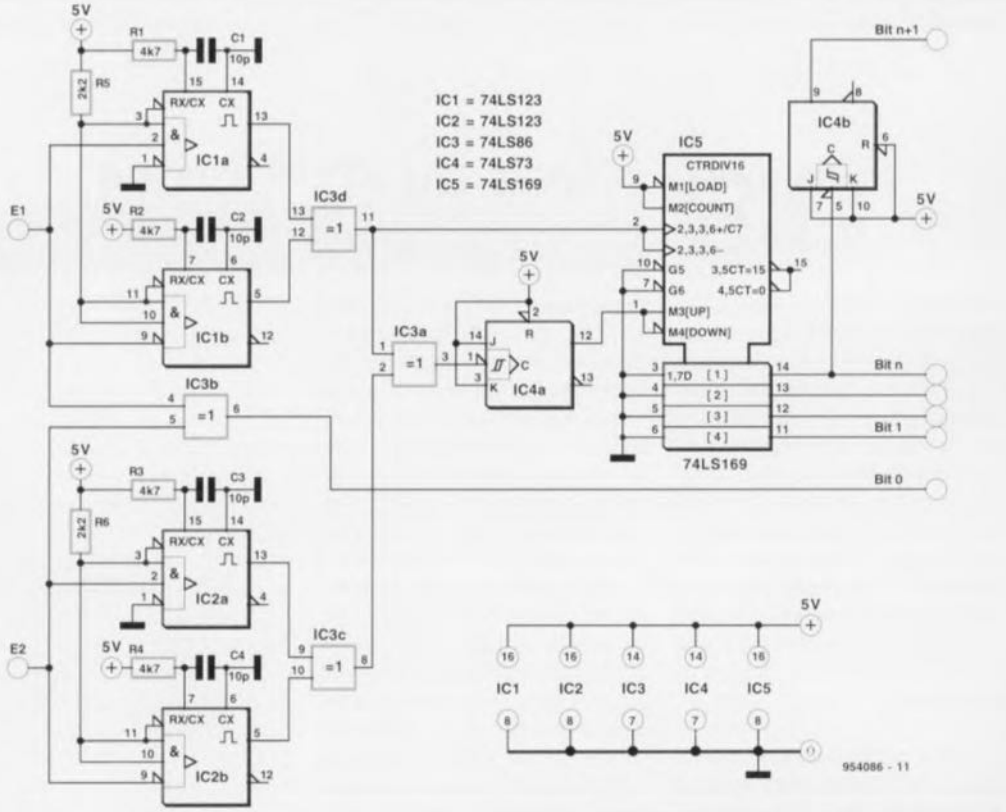
	C1	C2	C3	C4	R1	R2	R3	R4
1	10 nF	22 nF	8nF2	4nF7	10kΩ540	12kΩ433	9kΩ974	11kΩ011
2	12 nF	27 nF	10 nF	5nF6	9kΩ148	9kΩ886	8kΩ075	9kΩ209
3	15 nF	33 nF	12 nF	6nF8	7kΩ063	8kΩ236	6kΩ761	7kΩ681
4	18 nF	39 nF	15 nF	8nF2	5kΩ480	7kΩ513	5kΩ321	6kΩ451
5	22 nF	47 nF	18 nF	10 nF	4kΩ429	6kΩ256	4kΩ470	5kΩ294
6	27 nF	56 nF	22 nF	12 nF	3kΩ421	5kΩ526	3kΩ627	4kΩ459
7	33 nF	68 nF	27 nF	15 nF	2kΩ787	4kΩ554	2kΩ986	3kΩ543
8	39 nF	82 nF	33 nF	18 nF	2kΩ388	3kΩ775	2kΩ422	2kΩ942
9	47 nF	100 nF	39 nF	22 nF	2kΩ061	2kΩ954	2kΩ083	2kΩ387
10	56 nF	120 nF	47 nF	27 nF	1kΩ760	2kΩ420	1kΩ747	1kΩ923
11	68 nF	150 nF	56 nF	33 nF	1kΩ587	1kΩ780	1kΩ485	1kΩ543
12	82 nF	180 nF	68 nF	39 nF	1kΩ272	1kΩ536	1kΩ204	1kΩ325

020 doubleur de résolution

H. G. Verstegen

Lors du pilotage de systèmes électromécaniques tels que par exemple un bras de robot, on utilise, pour le positionnement, un disque générateur d'impulsions associé à une paire de capteurs. Le premier capteur donne le nombre de pas effectué, le second le sens du dit mouvement. Dès lors que l'on dispose de ces 2 signaux il devient possible d'effectuer un positionnement précis.

Le petit circuit proposé ici montre qu'il est possible, en procédant à une intervention relativement bénigne de doubler la résolution du générateur d'impulsions, ce qui permet un positionnement encore plus précis. Le signal de sortie des 2 capteurs est identifié sur le schéma sous les dénominations respectives de E1 (nombre de pas) et E2 (sens de déplacement). Les bascules monostables IC1a et IC1b génèrent à chaque flanc d'impulsion de E1 une nouvelle impulsion de très brève durée. La porte OU EXclusif (EXOR) IC3a combine ces signaux pour en fournir un nouveau de fréquence double. Ce nouveau signal sert de signal d'horloge



pour IC5, un compteur/décompteur du type 74LS169. Le signal de sens de déplacement subit un traitement similaire se voyant doté d'une résolution double de celle d'origine. Après que le signal ait été combiné par le biais de IC3c, un 74LS86, avec les impulsions représentant le déplacement, celui-ci est stocké dans la bascule bistable IC4a. Le signal Q de la dite bascule permet au compteur de savoir s'il lui faut compter ou décompter. Le compteur/décompteur est doté, par le biais de la bascule bistable de commutation IC4b, d'un bit additionnel de poids fort. La position de poids faible est elle aussi dotée d'un bit supplémentaire, le bit 0. Ce bit est obtenu par la combinaison des signaux E1 et E2. Vu que la relation de phase entre les 2 signaux n'est pas toujours la même, il peut se faire que le niveau de sortie du bit 0 soit inversé. Le remède correct à ce phénomène consiste à jouer légèrement sur le disque générateur d'impulsions et à remettre le compteur à zéro.

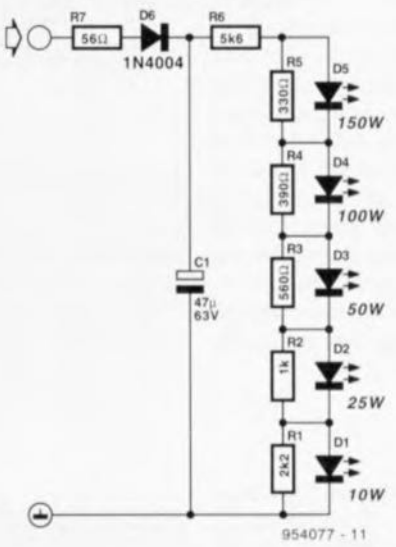
954086-1

021 indicateur de puissance pour haut-parleurs professionnels

Ce montage des plus primitifs est d'abord conçu comme indicateur de puissance pour de «vrais» haut-parleurs de sonorisation professionnelle (*PA-speakers*). Il se branche tout bêtement en parallèle sur la sortie de haut-parleur d'un amplificateur et, par une série de cinq LED, indique à l'auditeur la puissance fournie : le nombre de LED allumées en dépend.

La puissance débitée à la sortie de l'amplificateur fait aussi varier l'intensité du courant qui traverse les LED et module ainsi la lueur qu'elles renvoient. Ces cinq LED fourniront donc à un observateur tant soit peu attentif et informé, une bonne indication de la puissance. Cet indicateur n'est «étalonné» que pour une sonorisation professionnelle, qui ne lésine donc pas sur les watts.

Les valeurs du schéma correspondent à des tensions de crête sur une charge de 8 Ω. Si l'impédance du haut-parleur n'est que de 4 Ω, la puissance sera le double de celle qui est indiquée. Ensuite, l'indication ne sera visible que si elle dure assez de temps pour impressionner la rétine de l'observateur. La tension sera donc redressée en mono-alternance (R7-D6-C1), le condensateur se chargera pendant une alternance et se déchargera pendant l'autre à travers R6 et les LED, en retardant l'extinction pendant quelques dixièmes de seconde. La résistance R7 limitera à 1 A ou moins le courant de crête de charge du condensateur. Les LED sont des modèles à faible intensité qui, traversées par un courant de 1 mA, luiront distinctement. Le choix des composants du montage dépend essentiellement de cette caractéristique des LED. La résistance R6 limitera ainsi le courant maximal à travers elles à pleine puissance (7 mA, pour 150 W sur 8 Ω).



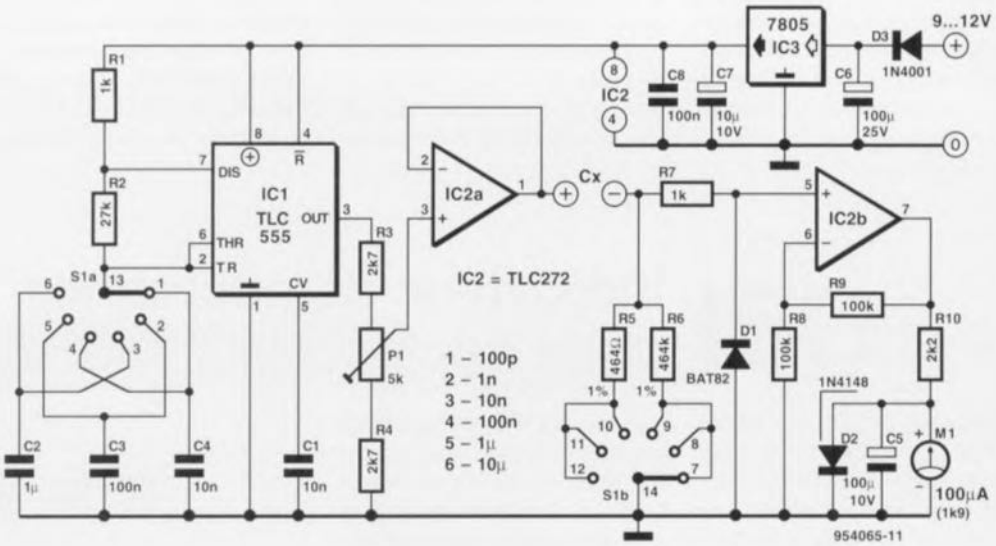
Si l'on souhaite qu'elles restent plus longtemps allumées, on augmentera la capacité de C1. Ce n'est toutefois plus la puissance de crête débitée au haut-parleur qu'on lira avec ce dispositif mais une grandeur hybride puisque la constante de temps du réseau R7-C1 sera plus grande. Quelques essais de condensateurs permettront de la fixer de façon optimale.

954077-I

022 mesure de capacité simple

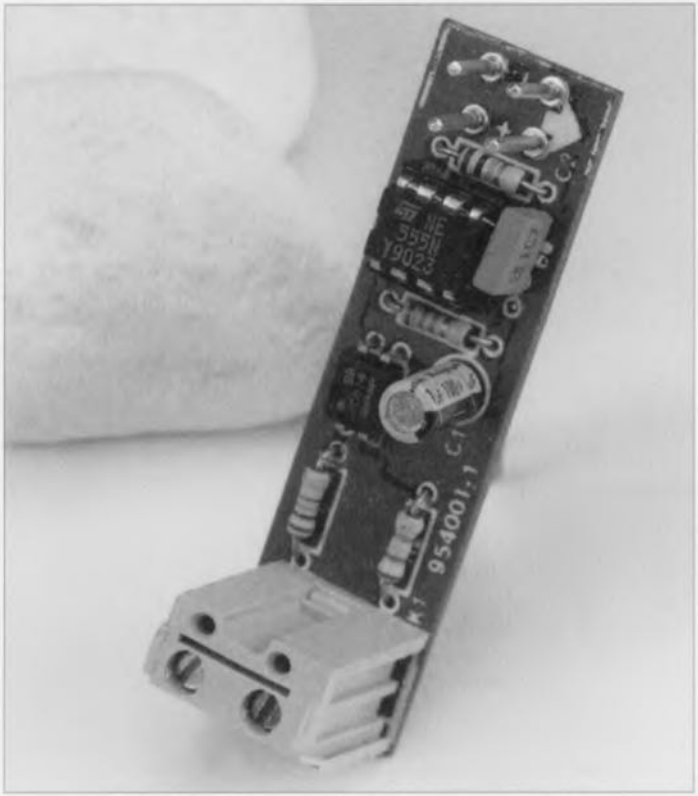
Vu que la résistance au courant alternatif d'un condensateur diminue lorsque la capacité de ce dernier augmente, on pourra utiliser ce facteur pour déterminer cette grandeur. La mesure de cette résistance est d'une simplicité étonnante. La sortie d'un oscillateur est connectée à un diviseur de tension constitué d'une résistance ohmique et d'une résistance capacitive. La dite résistance capacitive est en fait constituée par le condensateur à mesurer. La chute de tension (alternative) mesurée au point nodal des 2 résistances subit un redressement avant d'être visualisée à l'aide d'un galvanomètre à bobine mobile. Le débattement de l'aiguille augmente parallèlement à la croissance de la capacité du condensateur en cours de test. Si l'on prend soin de calibrer le circuit à l'aide de condensateurs-étalon de la tolérance la plus faible possible on peut se doter d'un capacimètre pouvant, en dépit de sa simplicité, rendre de bons services. Nous pensons que la (quasi-)totalité de nos lecteurs connaissent le circuit intégré baptisé 555 utilisé au coeur de l'oscillateur. Un rotacteur à 6 positions permet une double augmentation en succession de la fréquence de l'oscillateur selon un facteur 10. Cette commutation de fréquence est nécessaire pour éviter que pour des capacités extrêmement élevées ou, inversement, très faibles, l'aiguille de l'instrument ne reste coincée à zéro ou n'aille en butée à droite. En effet, ce ne sont pas seulement des capacités plus importantes mais également des fréquences plus élevées qui se traduisent par une croissance de la tension alternative appliquée à l'entrée non-inverseuse de IC2b. Les 3 positions de rang élevé de S1a seraient inutiles en l'absence du second circuit du dit rotacteur, S1b. Un coup d'oeil au câblage du second circuit du commutateur rotatif S1 nous apprend que l'on a 2 fois trois positions successives à être interconnectées. En positions 4, 5 et 6, la composante ohmique du diviseur de tension est multipliée par un facteur 1 000.
Cette technique permet de mesurer des capacités sur une plage de 6 décades. P1 sert à l'étalonnage du circuit et définit l'amplitude de la tension alternative présente sur le diviseur de tension. IC1a fait office de tampon : résistance d'entrée élevée, résistance de sortie faible, gain unitaire. La diode D1 court-circuite la composante de signal négative que présente la tension alternative à mesurer. IC2b est un amplificateur opérationnel non-inverseur à caractéristiques de commutation identiques à celle de IC2a, à ceci près qu'il introduit un gain de 2. Le filtre passe-bas constitué par la résistance R10 associée au condensateur C5 évite une oscillation entretenue de l'aiguille de l'instrument de

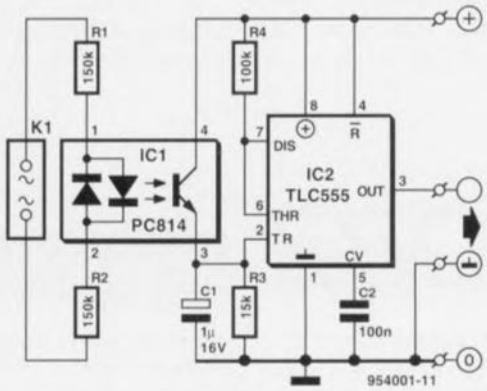
mesure lorsque l'oscillateur travaille à fréquence faible. De par la régulation de tension d'alimentation déjà introduite par IC3 il n'est pas nécessaire de disposer d'une tension de référence additionnelle stable pour le maintien à valeur constante de l'amplitude de l'oscillateur. Le réglage de l'appareil peut se faire de différentes façons. Nous vous proposons une technique éprouvée : on utilise un condensateur dont la capacité est proche de la valeur représentée par un débattement à pleine échelle de l'aiguille du galvanomètre, disons 100 nF, et on le prend entre les points marqués Cx. Ceci fait, on positionne le sélecteur de calibre S1 dans la position se traduisant par un débattement de l'aiguille au dixième environ de l'échelle (10 μA). Cette opération ne doit être possible que dans une seule position de S1. Le positionnement précis de l'aiguille se fait à l'aide de la résistance ajustable P1. Si l'on remplace Cx par des condensateurs de capacité plus importante (jusqu'à 1 μF au maximum), on devrait observer un débattement plus important de l'aiguille dans la proportion correspondante. On reprend la même procédure, avec mise en place entre les contacts Cx d'un condensateur de 10 nF (et 1 nF ensuite) et rotation de S1 d'une (de deux) position(s) dans le sens horaire. L'augmentation de la fréquence de l'oscillateur compense à nouveau la modification de l'équilibre du pont. Si l'on utilise des condensateurs-étalon de valeurs étagées d'un facteur 10, il faut que l'on ait à effectuer une rotation dans le sens horaire – si l'on se réfère au câblage représenté sur le schéma – du sélecteur S1. L'erreur de notre instrument de mesure est, si tant est que l'on ait utilisé des condensateurs à tolérance faible pour C2, C3 et C4, inférieure à 10%.



023 détecteur de la tension du secteur

O. Rennen





Il est relativement facile de connaître avec une grande précision l'instant de disparition de la tension du secteur : c'est très exactement à l'instant où s'éteint la lumière à l'intérieur d'une maison ou lorsque se coupe la radio que vous écoutez toute la journée avec tant d'attention. Trêve de plaisanteries. Les ordinateurs et d'autres systèmes électroniques peuvent nécessiter un signal extrêmement rustique signalant tout simplement la présence ou non de la tension du secteur. Contrairement à ce que l'on pourrait penser, les choses sont loin d'être aussi simples qu'elles ne le paraissent à première vue. La raison en est la sécurité électrique, caractéristique primaire du montage proposé ici qui offre une isolation totale par rapport au secteur.

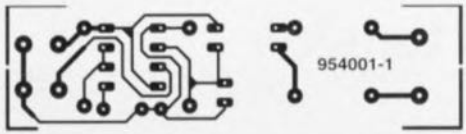
La tension du secteur arrive à l'entrée d'un opto-coupleur par l'intermédiaire de 2 résistances de valeur relativement élevée, R1 et R2. L'opto-coupleur en question intègre 2 LED montées en tête-bêche qui s'illuminent alternativement au rythme des demi-alternances de la pulsion du secteur. Dans ces conditions le phototransistor se trouve maintenu en conduction pendant la quasi-totalité du cycle de la tension du secteur. Le condensateur C1 amortit la tension résultante présente sur l'émetteur du phototransistor, ten-

sion qui est ensuite convertie en un signal de commutation numérique compatible TTL à l'aide d'un temporisateur du type (TLC)555 configuré ici en trigger de Schmitt. La résistance R3 sert à la décharge du condensateur C1. La sortie du circuit présente un niveau logique bas (« 0 ») en cas de présence de la tension du secteur, se trouvant au niveau logique haut (« 1 ») dans le cas contraire (absence de la tension du secteur).

L'encadré vous propose un petit programme en BASIC permettant à un PC, ou tout autre ordinateur personnel connaissant ce langage, de suivre la sortie de ce circuit de détection. Pour des raisons évidentes on ne branchera pas l'ordinateur à la même prise que celle que surveille cette électronique – c'est l'occasion ou jamais de sortir votre portable de son sac ! La sortie du détecteur est reliée à une ligne de donnée quelconque du port Centronics présent à l'adresse LPT1 ainsi que bien entendu à la ligne de masse de la dite interface. Nous vous proposons ici un dessin de circuit imprimé qu'il vous faudra reproduire par vos propres moyens.

Attention. Le circuit doit être implanté dans un boîtier en plastique pour éviter tout risque d'entrée en contact avec l'un des points véhiculant la tension du secteur. On optera de préférence pour un boîtier à fiche et prise secteur incorporées, ceci facilitera très notablement la réalisation du ce montage, son câblage en particulier.
Une dernière remarque : ne travaillez jamais sur le circuit lorsqu'il est relié au secteur.

954001-I



Liste des composants

Résistances :
R1,R2 = 150 kΩ
R3 = 15 kΩ
R4 = 100 kΩ

Condensateurs :
C1 = 1 µF/16 V radial
C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :
IC1 = PC814 (Sharp Semiconductors)
IC2 = TLC555

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

```
CLS
keys$ = ««
OUT &H378, 0
LOCATE 12, 29
COLOR 7
PRINT «state:»
WHILE key$ <> CHR$(27)
      x% = INP (&H378)
      LOCATE 12, 38
      IF x% > 0 THEN
           COLOR 0, 7
           PRINT « off»
      ELSE
           COLOR 0, 2
           PRINT « on»
      END IF
      key$ = INKEY$
WEND
```

C.I. en libre service

1 interface PC–fax bidirectionnelle

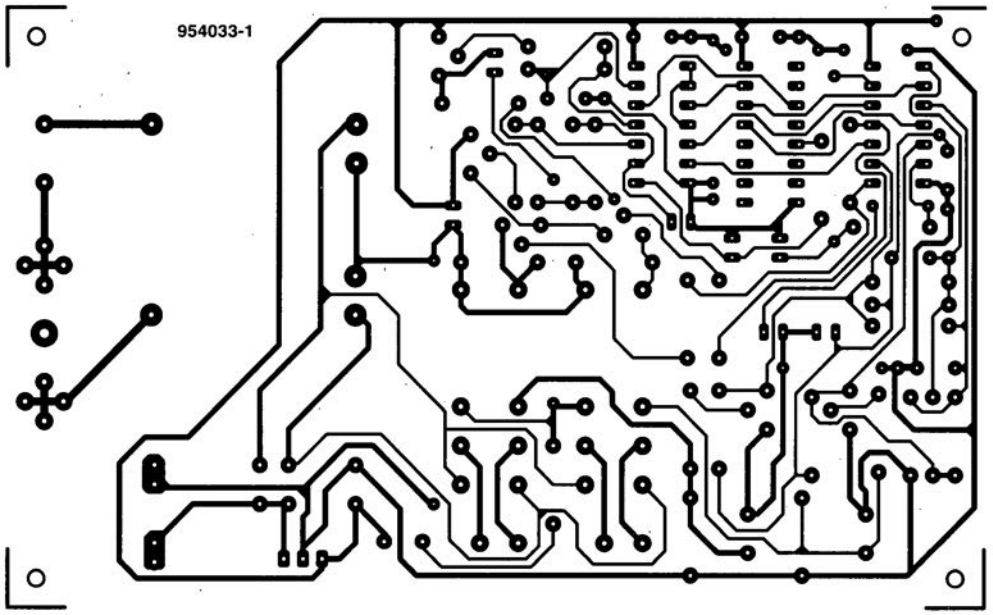
2 bus I²C isolé galvaniquement

3 adaptateurs CMS → DIL

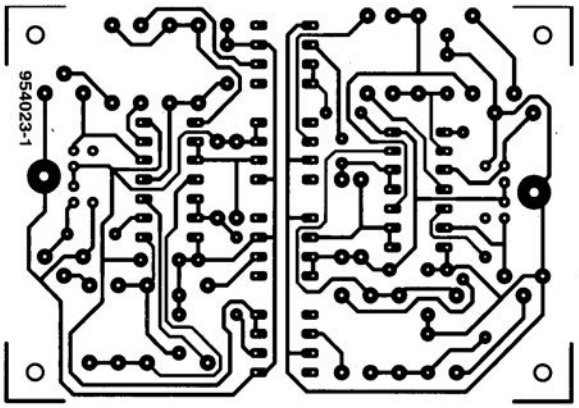
4 détartreur pour eaux calcaires

5 moniteur pour ventilateur d'UC

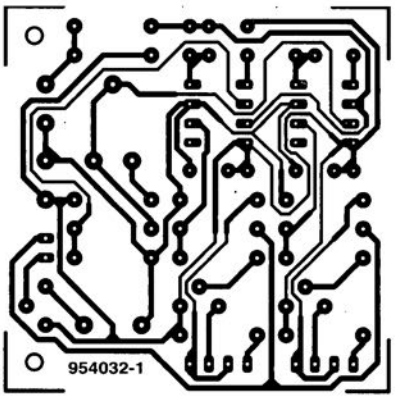
6 testeur de luminosité de LED



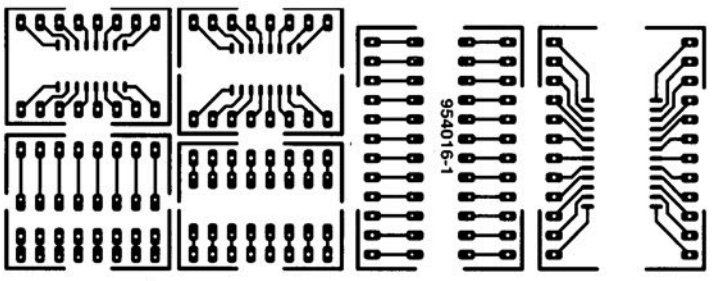
1



2

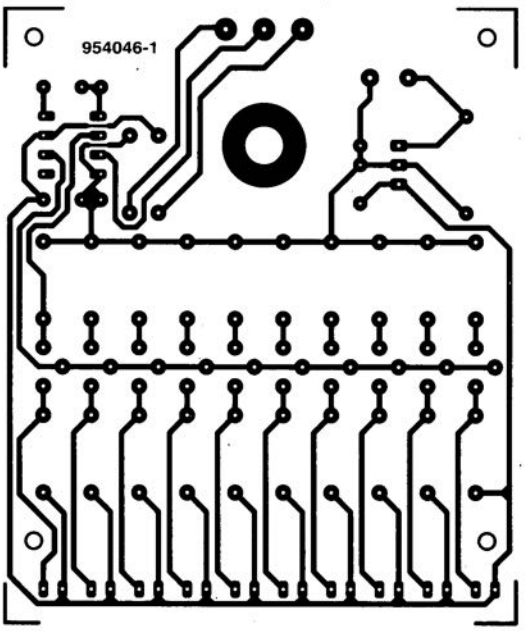


5

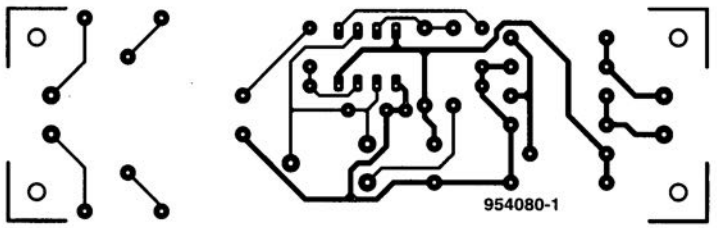


3

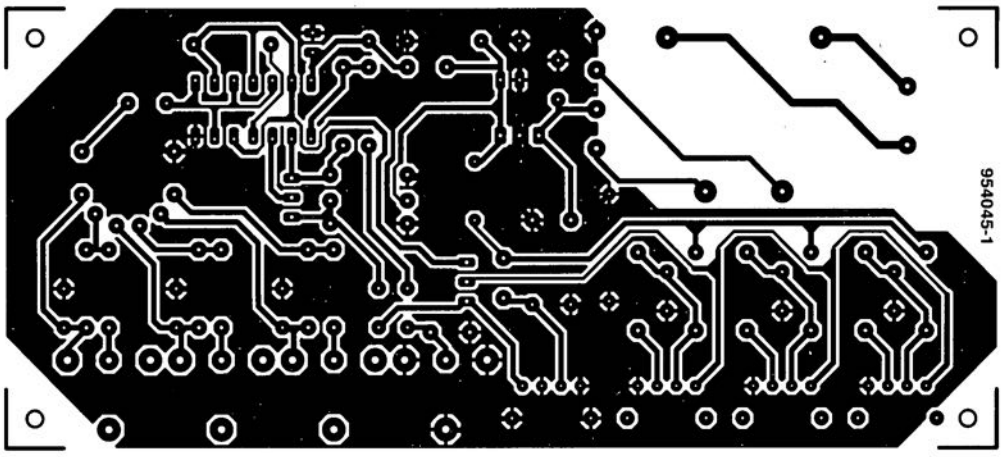
6



4



C.I. en libre service



7

7 rèpartiteur coaxial/optique pour sortie S/PDIF

8 détecteur de la tension du secteur

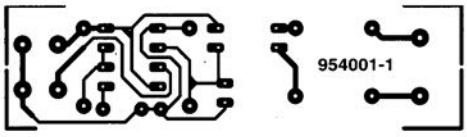
9 carte d'entrées/sorties élémentaire (côté composants)

10 carte d'entrées/sorties élémentaire (côté pistes)

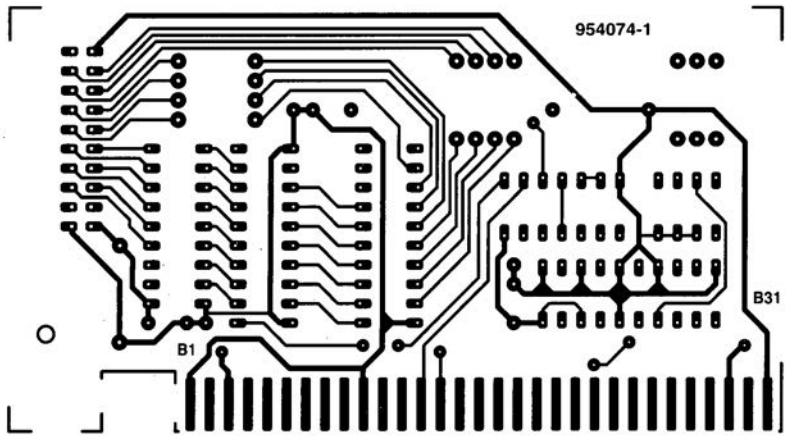
11 tête de sonde active universelle (côté composants)

12 tête de sonde active universelle (côté pistes)

13 amplificateur 50 W mono-circuit intégré

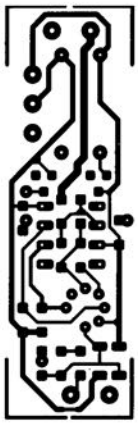


8

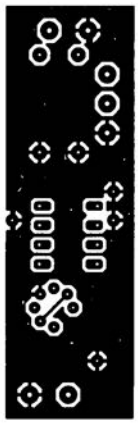


8

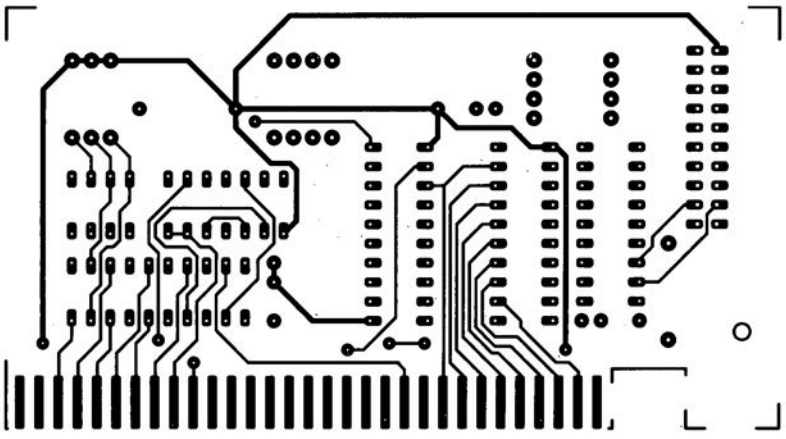
11



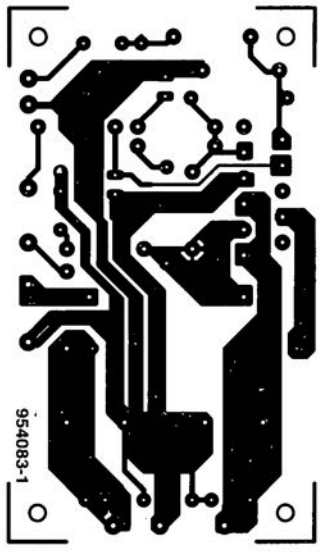
12



10



13



C.I. en libre service

14 potentiomètre actif

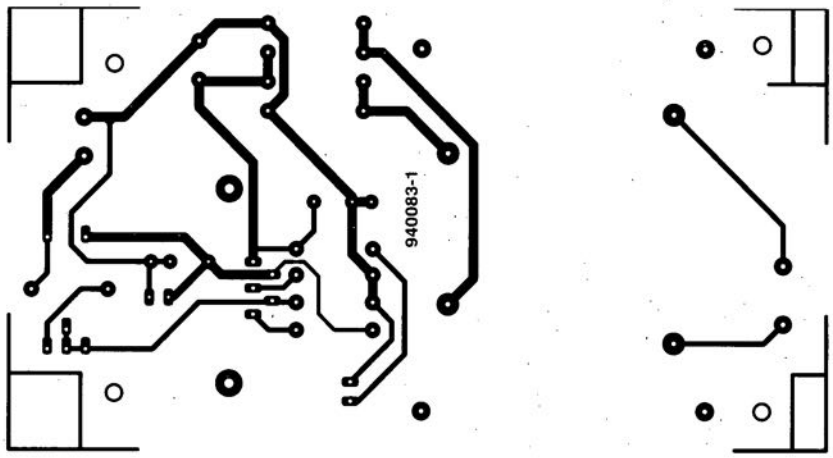
15 auxiliaire de développement pour μC

16 chargeur de batterie de moto

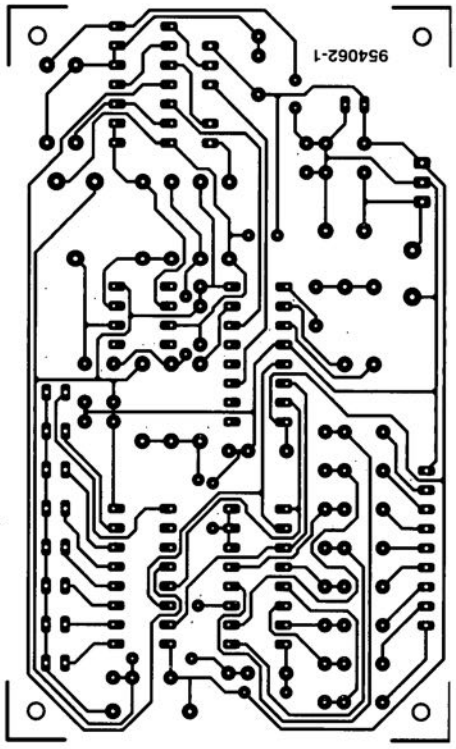
17 indicateur de remplissage

18 adaptateur de niveau universel

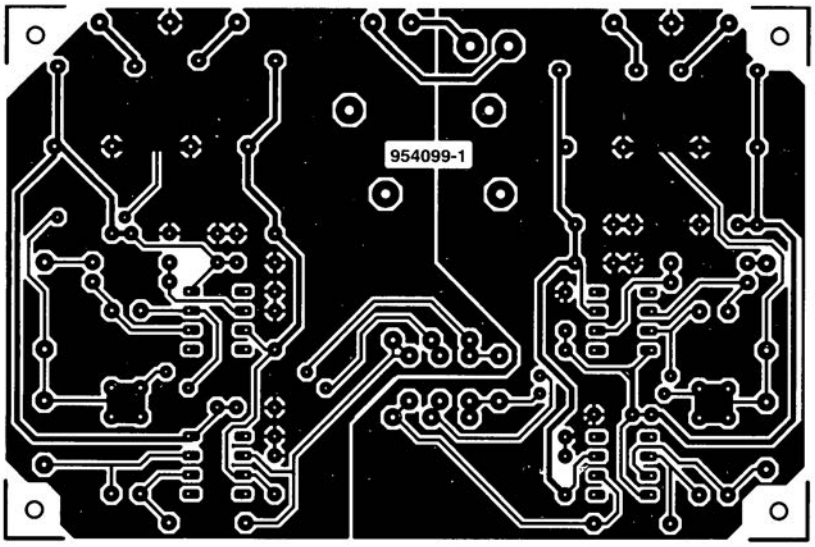
16



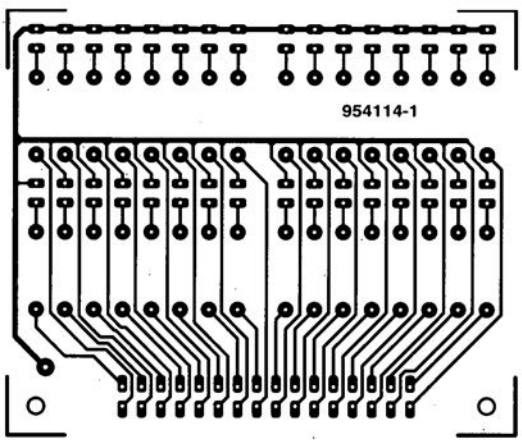
17



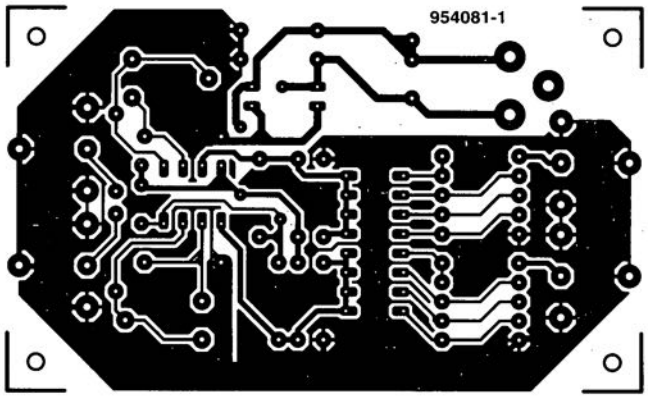
14



15



18

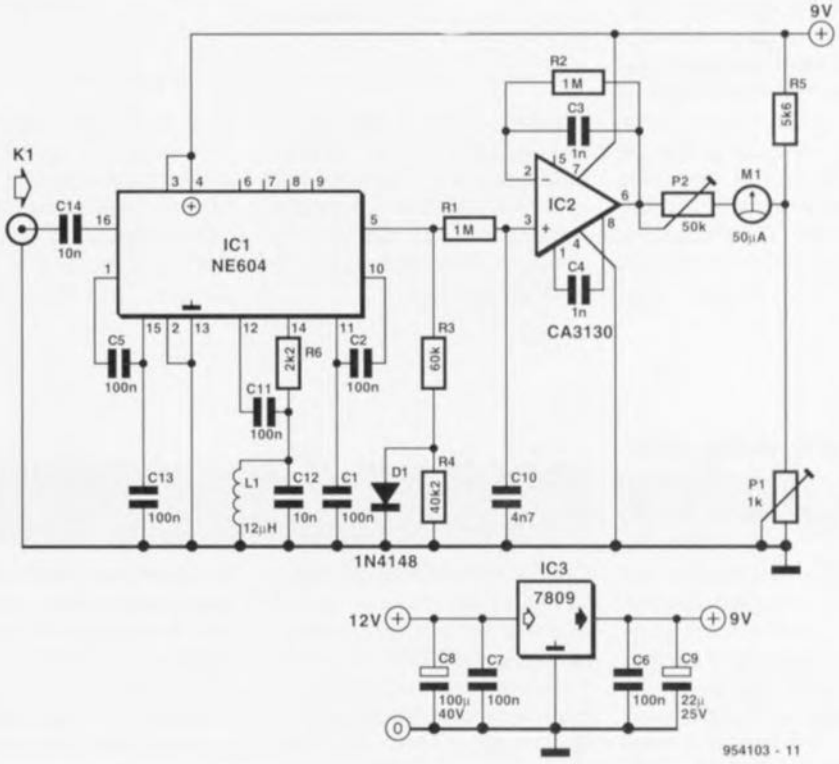


024 S-mètre (indicateur du niveau de réception)

D. Blenski

Ce S-mètre de précision pour récepteur d'ondes courtes est une application du NE604 de Valvo (Philips), et plus particulièrement de son convertisseur logarithmique/linéaire. Le réseau L1/C12 accordera l'amplificateur de ce circuit intégré sur la fréquence intermédiaire du récepteur, 455 kHz, ici et dans la plupart des cas. Le signal de fréquence intermédiaire du dit récepteur s'appliquera sur K1 (BNC), donc à travers le condensateur C14 à l'entrée d'IC1. La sortie du mesureur de champ du NE604 (broche 5) délivre un courant d'intensité comprise entre 0 et 50 μA. La différence de potentiel, comprise entre 0 et 5 V qui résulte de ce courant à travers une résistance de 100 kΩ (R3+R4), est appliquée à l'entrée de l'amplificateur tampon IC2.

La résistance de 100 kΩ vous chagrine ? Sa composition vous apprendra quelque chose. Nous l'avons faite avec deux résistances de la série E96 (1%) et une diode (D1). Ce n'est pas seulement pour la précision de la d.d.p. mais aussi pour compenser les effets de variations de la température. Si les résistances que nous indiquons vous font défaut dans la série E96, remplacez R3 par l'association de deux résistances de 120 kΩ en parallèle et R4, par l'association en série de 39 kΩ et 1 kΩ (1% toujours).



Le domaine utile du convertisseur logarithmique/linéaire du NE604 correspond à un courant de sortie d'une intensité comprise entre 5 μA et 40 μA, soit, sur la broche 6 d'IC2 à une tension de sortie variable entre 0,5 V et 4 V environ, recouvrant un domaine de près de 70 dB. La limite inférieure de ce domaine correspondra au niveau du bruit, la limite supérieure, à la saturation de l'amplificateur moyenne fréquence IC1. C'est très suffisant pour une telle application puisque des valeurs inférieures à trois unités S n'ont plus qu'un très faible intérêt en ondes courtes. Rappelons que le cadran d'un S-mètre est gradué en «unités S» (S pour *signal-**S**trength*), que l'intervalle entre deux graduations successives correspond à 6 dB et neufs unités S (S9) à

50 μV sur 50 Ω.
Le filtre passe-bas R1/C10 étouffera les perturbations et le bruit de haute fréquence. Les deux potentiomètres entourant l'ampèremètre à cadre mobile M1 permettront enfin d'étalonner le S-mètre. On ajustera pour commencer la résistance de P2 de façon que la déviation de l'aiguille soit maximale quand la tension est de 4,5 V sur la broche 6 d'IC2. Si le signal d'entrée sur K1 est de 50 μV, la déviation correspondra à S9. On réglera ensuite, à l'aide de P1, les débattements de l'aiguille pour les très petits signaux d'entrée (inférieurs à S3).
Un adaptateur secteur/12 V ordinaire alimentera le montage. Toutefois, si l'on intègre le S-mètre à un récepteur, il vivra aux dépens de l'alimentation de son hôte. Sa consommation d'à peine 10 mA, ne la fera guère souffrir.

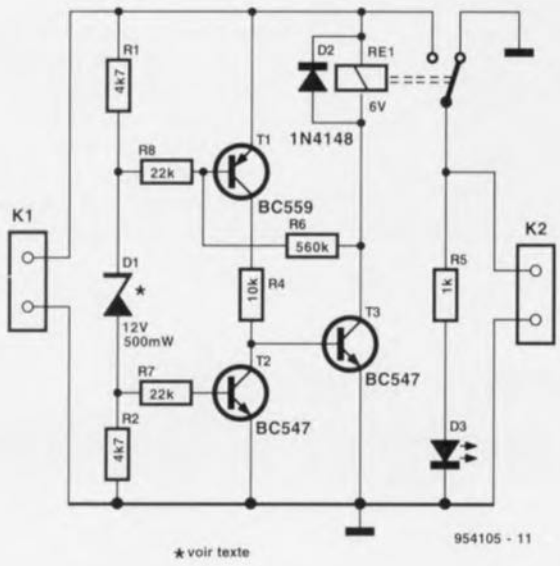
954103-I

025 discriminateur de tension d'alimentation

P. Bosma

« Alimentation numérique », ou « par tout ou rien », c'est ainsi que l'on pourrait appeler le présent montage si l'on en considère la fonction principale. Son efficacité n'a d'égale que sa simplicité de fonctionnement.

Pourquoi cette alimentation ?
Parce qu'il est rare que celles que l'on utilise pour ses circuits délivre une tension suffisamment constante : la tension dépasse parfois la valeur souhaitée ou lui est inférieure. C'est ce que l'on constate en effet à l'établissement ou à la coupure du courant ou lors de la recharge d'accumulateurs, pour ne citer que ces exemples. Ni les amplificateurs ni les oscillateurs n'apprécient ces variations. On peut bien sûr stabiliser la tension, à condition d'avoir de l'énergie à revendre ou de pouvoir faire face aux problèmes que pose la dissipation d'énergie. Confronté à ce genre de situation, on peut souhaiter n'appliquer la différence de potentiel que si elle est correcte, c'est-à-dire ne rien appliquer si elle est trop élevée ou trop faible. C'est ce que fera notre petit montage. Inséré dans un circuit, il mesurera la tension d'alimentation. Si elle est telle qu'on la souhaite pour l'appareil alimenté, il l'appliquera, si elle n'est pas jugée correcte, il la détellera. L'appareil ne sera alimenté que si la tension d'alimentation est comprise entre certaines limites.



Deux trigger de Schmitt définiront les limites supérieure et inférieure de la fenêtre des tensions tolérées. Quand T1 sera ouvert, T3 conduira (le relais fermera alors le circuit du dispositif à alimenter), quand T2 conduira, T3 se bloquera (le relais relâchera ses armatures, supprimant la tension au dispositif alimenté). Dans le premier cas, la tension d'alimentation sera pratiquement égale à la tension de zener de D1, dans le second, 1,2 V environ seront ajoutés à la tension de zener. Le 1,2 V, vous l'avez sans doute compris, sera dû aux résistances R1 et R2. Dès que la d.d.p. entre les bornes de R2 (donc entre les bornes de R1, qui voit pratiquement le même courant la traverser) atteint un coude de diode (0,6 V), T2 conduit. La résistance R6 établira une certaine hystérésis.

Le choix des résistances de mesure R1 et R2 définira entre des limites dépendant de D1 les seuils de commutation. Avec les valeurs du montage, la fenêtre est comprise entre 5 V et 12 V. Pour une lucarne de 2 V à 5 V, il faut diviser les résistances par deux, soit 2,2 kΩ. Pour des limites de 0 et 2 V, la bonne valeur est 1 kΩ. Et dix fois plus, soit 10 kΩ, nous donnerons la fenêtre 12 V à 20 V.

Il faut bien sûr que la tension de bobine du relais soit adaptée à la tension d'alimentation !

954105-I

026 moniteur d'impression

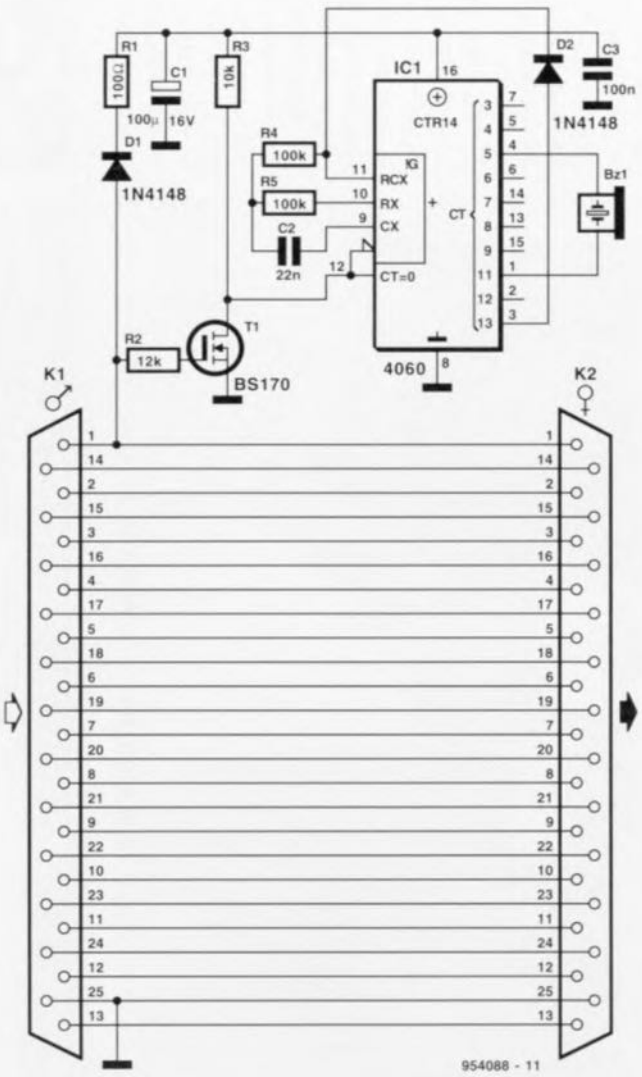
G. Galles

Tout utilisateur d'ordinateur sait combien l'exécution d'une opération d'impression peut prendre longtemps. Il vaut mieux bien souvent, lors d'un tel processus, se décider d'aller s'occuper à faire autre chose. Une fois que l'imprimante en a terminé on peut enfin voir le résultat de ce long enfantement.

Le moniteur d'impression décrit ici signale « bruyamment » la fin de l'opération d'impression. Le schéma représenté ci-contre est d'une étonnante simplicité. Il fait uniquement appel au signal d'échantillonnage STROBE et à la masse, signaux qui sont tous 2 disponibles sur le câble reliant l'ordinateur à l'imprimante. Au repos la ligne STROBE présente un niveau logique haut (pour mémoire la barre de négation que comporte ce signal indique qu'il est actif au niveau bas); le condensateur C1 se charge, par le biais de la diode D1 et de la résistance R1 jusqu'à une tension de 5 V. Le circuit intégré IC1 est de ce fait pourvu de la tension d'alimentation nécessaire à son fonctionnement. Dès que démarre le processus d'impression la ligne STROBE véhicule une série de courtes impulsions. Ces impulsions produisent, à intervalle plus ou moins régulier, une remise à zéro de IC1 par l'intermédiaire du transistor T1. Une fois l'opération d'impression terminée la ligne STROBE retrouve son niveau haut de sorte que le compteur IC1 peut terminer en toute quiétude un cycle de comptage normal. Les sorties Q5 (broche 4) et Q11 (broche 1) de IC1 attaquent un résonateur piézo-électrique. De ce fait, on aura, à l'apparition d'impulsions à la sortie Q5, génération de 8 brefs signaux sonores. Dès que la sortie Q13 (broche 3) passe au niveau haut, la diode D2 réduit au silence l'oscillateur présent dans IC1. L'électronique attend l'instruction d'impression suivante. Il est possible, de par la compacité de ce montage, de l'intégrer facilement dans le câble d'imprimante existant. On réalise un petit boîtier doté de 2 connecteurs sub D à 25 contacts.

On pourrait également envisager d'interconnecter un connecteur sub D à 25 broches mâle à son partenaire femelle et à doter le tout du circuit intégré monté en sandwich sur l'ensemble et de mettre le tout dans de la résine.

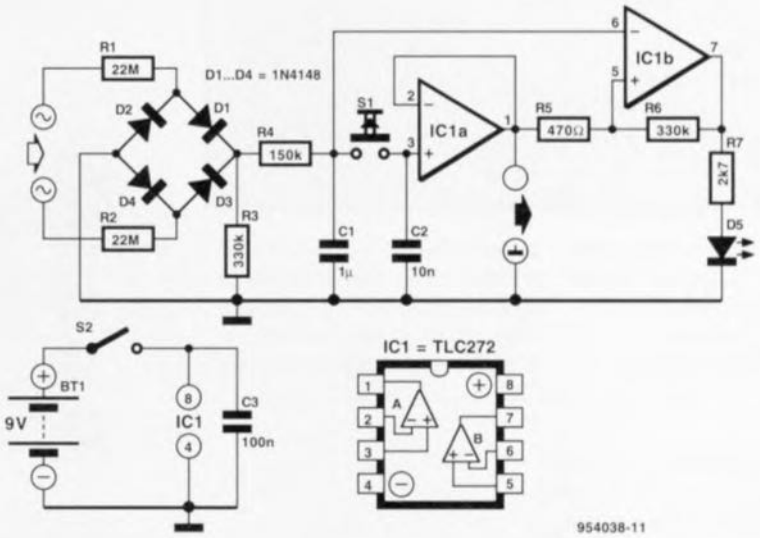
954088-I


R1
100Ω
C1
100µ 16V
D1
1N4148
R3
10k
R4
100k
R5
100k
C2
22n
IC1
16
CTR14
RCX
RX
CX
CT=0
CT
4060
8
D2
1N4148
C3
100n
Bz1
T1
BS170
R2
12k
K1
K2
954088 - 11

027 testeur de polarité audio

Une bonne règle d'approximation dit que la résistance d'isolation d'un transformateur doit être de 2 MΩ au minimum et de 4 MΩ lorsque l'on veut une isolation renforcée. Cela implique que, dans la pratique, il arrivera toujours, par le biais de la résistance d'isolement, une faible partie de la tension du secteur au circuit électronique. Lorsqu'il s'agit d'installations audio cette situation est relativement ennuyeuse vu que cette tension résiduelle fait naître des distorsions dont on se serait fort bien passé. Sachant qu'un transformateur n'est jamais parfaitement symétrique, le fait d'inverser l'orientation de la fiche entrant dans la prise secteur peut, le cas échéant, ramener au strict minimum ce potentiel de masse.

Il suffit d'un circuit de test très simple pour être en mesure de connecter l'amplificateur de façon à ce qu'il existe un couplage minimal entre la tension-secteur et l'appareil audio. Le circuit de test que nous vous présentons dans cet article se caractérise par une impédance d'entrée de 44 MΩ; il pourra donc servir pour tracer une tension de fuite. Le dimensionnement du circuit tel que le montre le schéma permet de détecter une différence de potentiel de 1,5 V seulement (lorsque la différence est encore plus faible, une inversion de la polarité du cordon-secteur n'apporte plus la moindre amélioration !).



Il faudra, pour effectuer un test, connecter l'une des pinces d'entrée du circuit au conducteur de protection (la terre) du réseau-secteur, l'autre l'étant à un point de masse de l'amplificateur (le coffret ou le point de masse de l'entrée par exemple). Si, maintenant, on appuie sur S1, le condensateur C2 se charge jusqu'au niveau de tension que présentent les bornes de C1. Il faudra ensuite débrancher le cordon-secteur de l'appareil audio, en tourner la fiche de 180° et le rebrancher. Si la LED s'allume, la tension aux bornes de C1 est plus faible que celle aux bornes de C2. On a alors trouvé le sens de connexion optimal. Si la LED ne s'allume pas, il vous faudra retourner de 180° la fiche du cordon-secteur et lui rendre son orientation d'origine.

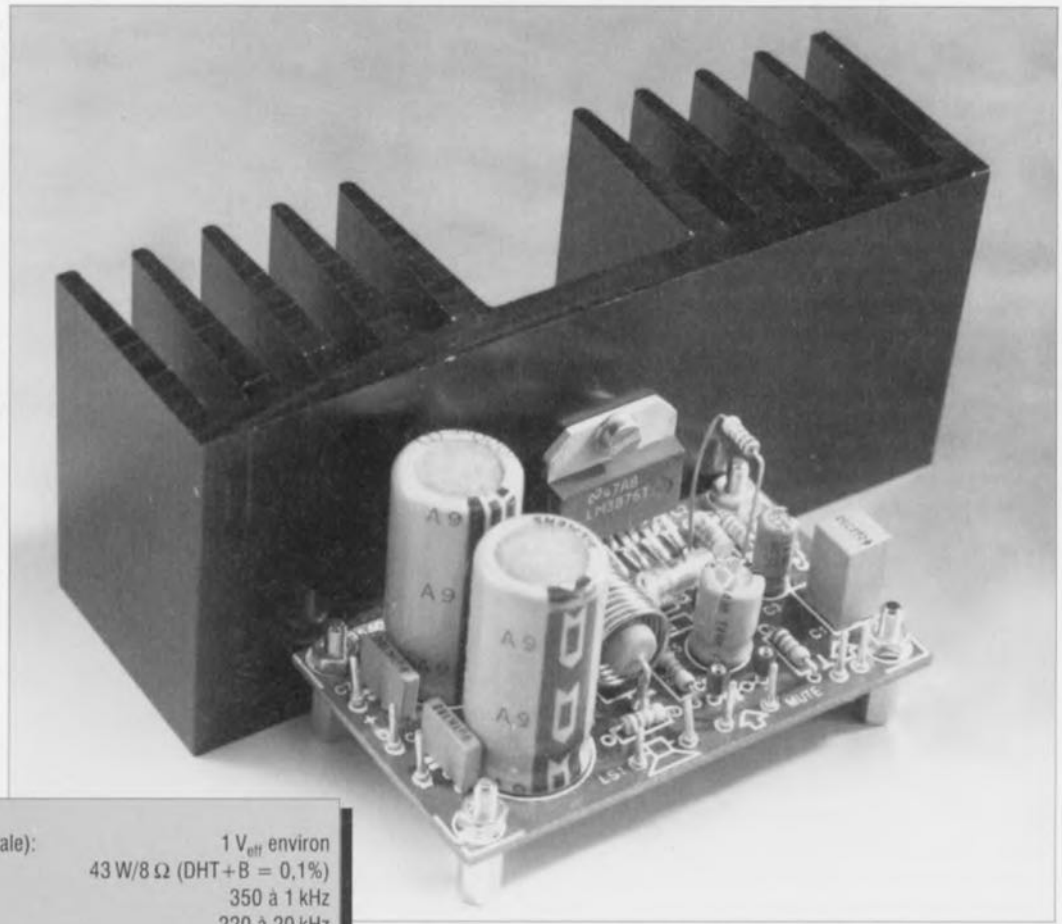
La sortie de moniteur est destinée à être branchée à un multimètre. Cette option permet donc de mesurer très exactement le niveau de la tension. Il faudra, pour charger le condensateur C2 au niveau correct, appuyer sur S1 lors de chaque mesure de potentiel.

Nous avons fait appel, à l'entrée du circuit, à deux résistances du type VR25. La raison en est très simple : ce type de résistances supporte sans broncher l'application d'une tension de 1 150 V entre ses bornes. Le pont de redressement est réalisé à l'aide de quatre diodes du type 1N4148 qui se caractérisent par un courant de fuite plus faible que les diodes normalement utilisées dans un pont de redressement « fait d'une pièce ». La consommation du circuit est très faible; on aura, en cas d'illumination de la LED, circulation d'un courant de quelque 2,5 mA. 954038-I

028 amplificateur 50 W mono-circuit intégré

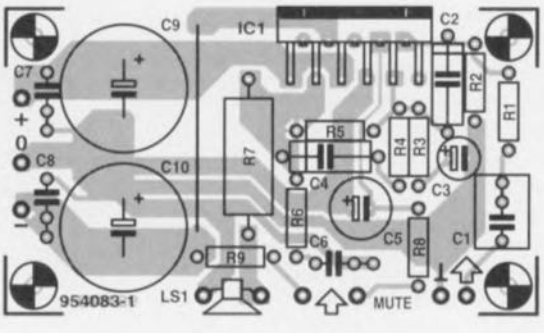
Tout comme le LM3886, le LM3876 est un membre de la famille de circuits intégrés que National Semiconductor a baptisée « Overture »; il s'agit d'amplificateurs BF de puissance intégrés. Les différents membres de cette famille sont compatibles tant broche à broche que d'un point de vue fonctionnel. Le seul élément qui les différencie est la puissance de sortie. Ils sont tous pourvus d'un nouveau dispositif de protection baptisé « SPiKe-Protection » par leur fabricant.

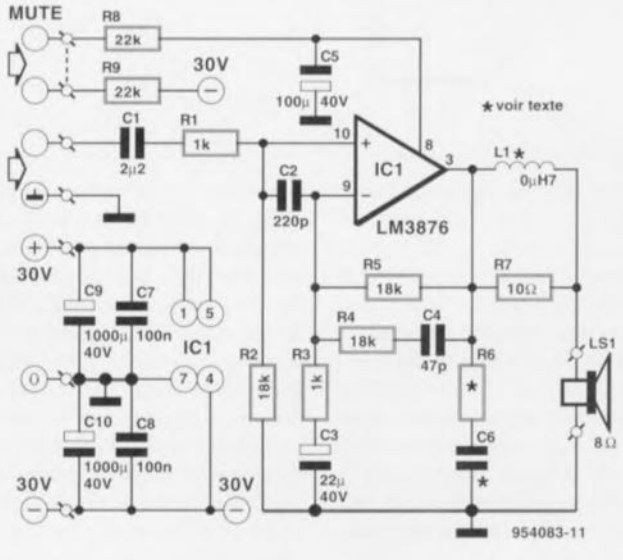
Nous avons conçu le dessin de la platine de manière à ce que l'on puisse y implanter tant le LM3876 (puissance de crête de 100 W) que le LM3886 (150 W en crête). De manière à garantir une compatibilité avec le LM3886 la broche 5 du circuit intégré IC1 est reliée à la tension d'alimentation positive. Cette interconnexion est inutile dans le cas du LM3876, mais elle n'a pas de conséquence néfaste vu que sur le dit circuit la broche 5 reste en l'air à l'intérieur du circuit intégré. Nous avons disposé le circuit intégré sur l'un des côtés de la platine de façon à permettre un montage plus facile du radiateur. Il est important, pour la stabilité de fonctionnement de l'amplificateur, que l'on définisse un découplage efficace de la tension d'alimentation, fonction remplie sur le montage par les paires de condensateurs C9,C7 et C10,C8.



Caractéristiques techniques:

Sensibilité d'entrée (pour modulation totale):	1 V_{eff} environ
Puissance de sortie:	43 W/8 Ω (DHT+B = 0,1%)
Facteur d'atténuation:	350 à 1 kHz
	220 à 20 kHz
Taux de montée:	11 V/µs
Largeur de la bande de puissance:	8,5 Hz à 117 kHz
Rapport signal/bruit (à 1W):	>95 dB (linéaire 22 Hz à 22 kHz)
	>98 dB (pondéré en A)





Liste des composants :

Résistances :
R1,R3 = 1 kΩ
R2,R4,R5 = 18 kΩ
R6 = voir texte
R8,R9 = 22 kΩ

Condensateurs :
C1 = 2µF2 MKT au pas de 5 mm
C2 = 220 pF/160 V styroflex
C3 = 22 µF/40 V radial
C4 = 47 pF/160 V styroflex
C5 = 100 µF/40 V radial
C6 = voir texte
C7,C8 = 100 nF
C9,C10 = 1 000 µF/40 V axial

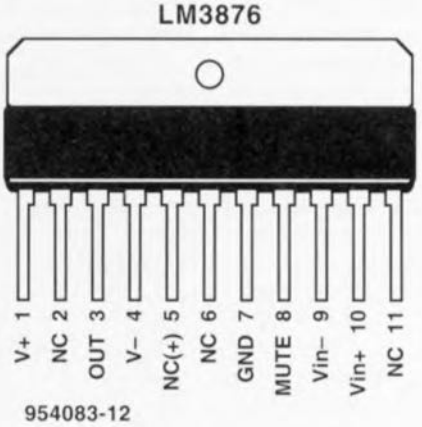
Selfs:
L1 = 0µH7 (13 spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de diamètre diamètre intérieur de 10 mm, cf. texte)

Semi-conducteurs :
IC1 = LM3876T (National Semiconductor)

Divers :
radiateur de résistance thermique <1,5 K/W (tel que, par exemple, SK71/50 de Fischer)
éventuellement 1 interrupteur unipolaire pour le silencieux

sateurs C7/C9 et C8/C10. Les pistes de masse se retrouvent en étoile au point de masse central de la platine. La self L1 prise à la sortie est constituée de 13 spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de diamètre formées sur un corps de 10 mm de diamètre. On glisse la self ainsi fabriquée sur la résistance de 5 W R7 et l'on soude les 2 extrémités de la self aux connexions de la résistance de manière à ce que l'inductance de la bobine soit prise en parallèle sur la dite résistance. Tous les condensateurs sont de type radial ce qui en permet un montage vertical aisé; C2 et C4 sont des condensateurs de type styroflex.

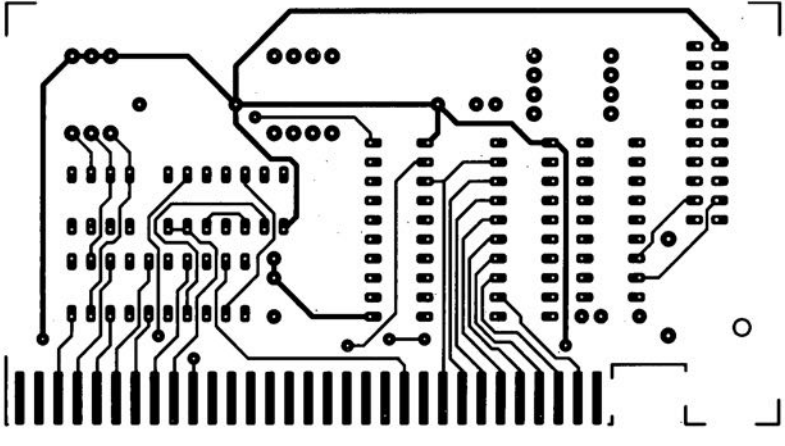
On peut doter l'amplificateur d'un dispositif de silencieux par la prise d'un interrupteur entre les points « MUTE » présents sur la platine. L'amplificateur se trouve en mode silencieux lorsque l'interrupteur concerné est ouvert. Il faudra, si l'on ne veut pas mettre cette possibilité à profit, relier les 2 broches de silencieux à l'aide d'un pont de câblage. Il s'est avéré, avec le dimensionnement proposé, que le réseau Boucherot R6/C6 pris à l'entrée était non seulement inutile, mais pire encore qu'il exerçait une influence néfaste, effet qui se traduisait par une légère instabilité à pleine modulation, phénomène qui prenait la forme de salves d'oscillation décelables dans le signal. Nous avons purement et simplement supprimé ces 2 composants. Il suffira, s'il devait apparaître, pour des applications différentes faisant appel à des gains plus importants, que ces composants sont nécessaires, de les implanter aux positions prévues à leur intention sur la platine. National Semiconductor recommande l'utilisation de haut-parleurs de 8 Ω avec les amplificateurs intégrés. En cas d'utilisation d'une résistance de charge de 4 Ω non seulement la puissance de sortie maximale chute de façon très importante mais encore elle est atteinte à une tension d'alimentation plus faible. Avec une charge de 4 Ω, dans le cas de tensions d'alimentation égales ou supérieures à 27 V non seulement le dispositif SPiKe-Protection entre en fonction et ramène la puissance de sortie maximale à 10 W à peine à une tension d'alimentation de 30 V. Il n'est donc pas recommandé d'utiliser des haut-parleurs ayant une impédance nominale inférieure à 8 Ω.



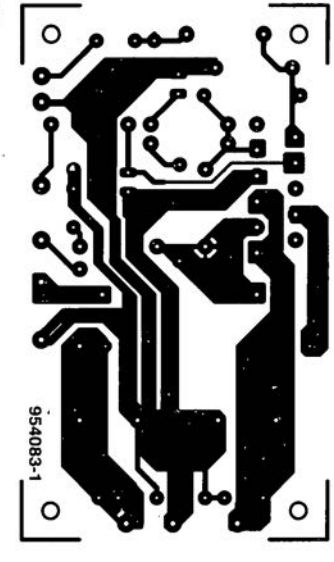
954083-I

8

10



13

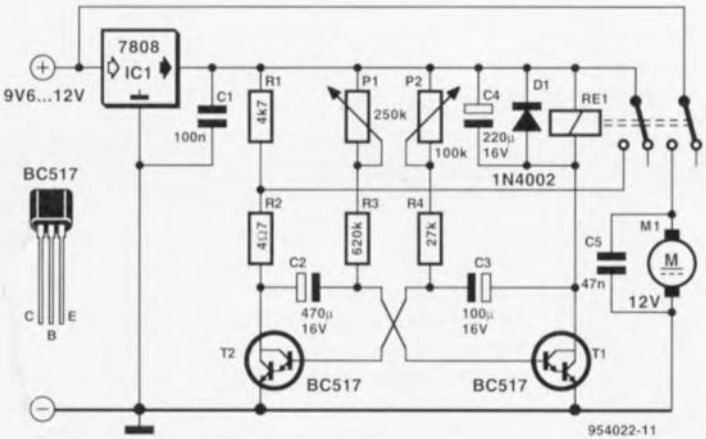


029 sèche-linge solaire

W. Zeiller

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, il ne sagit pas là de notre montage-bidon du numéro Hors-Gabarit '95. Quelques secondes de réflexion suffisent pour voir que l'idée de motoriser son sèche-linge de plein air est loin d'être aussi saugrenue qu'il pourrait y paraître au premier abord. L'utilisation d'un dispositif de mise en rotation de cet ustensile domestique, ô combien utile, présente plusieurs avantages, majeurs aux yeux d'une maîtresse de maison avisée : l'hygiène, en tout premier lieu, par la destruction, grâce au rayonnement UV, d'un certain nombre de bactéries de plus en plus résistantes – l'amincissement de la couche d'ozone facilitera le travail de Râ –, le confort par une meilleure aération du linge, la diminution du travail de la ménagère par absence de froissage, caractéristique qu'elle appréciera fort lors du repassage. Et tout cela au prix d'une quantité d'énergie infinitésimale lorsqu'on la compare à celle consommée par un sèche-linge classique (3,2 kW/h pour 4,5 kg de linge).

La tendance actuelle est à la protection de l'environnement par tous les moyens possibles. La moindre économie contribue à la sauvegarde de la nature. En été on choisira donc presque automatiquement de suspendre le linge à l'extérieur plutôt que de l'enfourner à l'intérieur d'un sèche-linge électrique. L'utilisation d'un séche-linge fixe à 4 ou 5 bras présente cependant l'un ou l'autre inconvénient. Certaines pièces de linge font, en fonction de la position de l'astre solaire, de l'ombre au reste du linge, ce qui nuit à l'uniformité du séchage. Il ne faut pas oublier non plus que le côté du linge exposé plusieurs heures au soleil risque, à la longue, de pâlir. Tout ceci explique que nous ayons pensé à automatiser ce fameux système. L'appareil présenté ici est de la lignée de ceux décrits depuis des lustres dans des magazines de bricolage tels que Système D et autres Mécanique Populaire.



Le moteur utilisé pourra être soit un moteur électrique pour remonte-fenêtre électrique doté d'un réducteur (20 : 1), soit un moteur d'essuie-glace. Toutes les 5 minutes la couronne tourne de 180° environ. On peut également envisager de ne pas utiliser de réducteur et de faire faire à la couronne un tour et demi toutes les 5 minutes. L'énergie est fournie par un accu CdNi rechargeable utilisé normalement avec une perceuse électrique portative, accu très souvent inutilisé, rechargé à l'aide d'un panneau solaire fournissant la tension et le courant nécessaires. La consommation de courant du dispositif est telle que l'on peut obtenir une rotation du sèche-linge des jours durant à partir d'une seule recharge d'accu.

Venons-en à l'aspect électronique de cette réalisation. On se trouve en fait ici en présence d'un multivibrateur astable constitué de 2 BC517 tout ce qu'il y a de plus classique. Si l'on utilise un moteur du type de celui mentionné plus haut, on pourra définir des durées requises (pause = 5 mn, rotation = 8 s) par mise dans la bonne position des potentiomètres P1 (pause) et P2 (rotation). Voyons comment les choses se passent. Lorsque le

moteur reçoit du courant par le biais du contact travail 1 du relais RE1, on a simultanément, par l'intermédiaire du second contact, décharge du condensateur de 470 μF qui définit la durée de la pause. La résistance de 4Ω7 sert à protéger les parties sensibles du contact intérieur du relais. La capacité du condensateur de 100 μF définit, en combinaison avec le potentiomètre, la durée de fonctionnement du moteur. Il est important de laisser au condensateur de déparasitage C4 une valeur suffisante pour garantir un fonctionnement souple du multivibrateur astable.

Le régulateur intégré IC1, un 7808, n'a bien entendu de raison d'être que si l'on prévoit d'utiliser différents types d'accus ayant des tensions de service divergentes, 9,6 et 12 V par exemple. La consommation de courant du 7808 est de 5 mA au repos, c'est-à-dire sensiblement plus que les 0,5 mA environ nécessaires aux BC517, hors courant de relais. Le moteur consomme lui 1 A à une tension de 9,6 V. Il est important de veiller à prévoir un dispositif évitant tout risque d'inversion de polarité tant à l'entrée (alimentation de l'électronique) qu'à la sortie (moteur). On pourra upiliser une paire de fiche + prise Cinch à contacts dorés.

Quelques informations techniques additionnelles. Le montant vertical du sèche-linge sera monté dans un support pour parasol bien lesté. N'ayez crainte, les voisins ne viendront pas se plaindre du bruit produit par votre sèche-linge électrique vu que le moteur n'est plus audible au-delà de 2 mètres. Notons à l'intention de plus curieux d'entre nos lecteurs que notre sèche-linge solaire consomme 6 000 fois moins que son homologue domestique (3 000 W/h/0,5 W/h). 954022-1

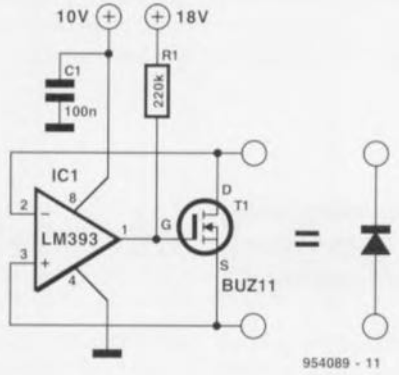
030 simulateur de diode

Il peut s'avérer intéressant, pour limiter au minimum les pertes de puissance, de disposer, pour certaines applications, d'une diode possédant une tension de seuil plus faible que les 0,7 V classiques. La petite électronique proposée ici répond très exactement à ce cahier des charges.

Ce montage à 2 composants actifs seulement se comporte pratiquement comme une diode idéale et ne produit, à un courant de 1 A, qu'une chute de tension de 0,04 V, c'est-à-dire 10 ou 20 fois moins qu'une diode « normale ».

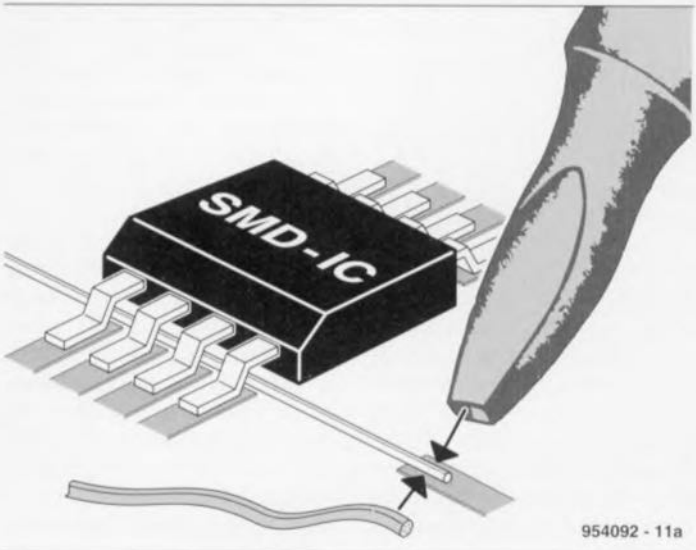
Normalement, dans le cas d'un FETMOS à canal N, le courant circule du drain vers la source. Ici, le courant circule très exactement dans le sens inverse, ce qui correspond à la polarité de la diode de protection interne prise entre le drain et la source. Ceci sert à éviter que l'ensemble du circuit n'entre en conduction dans le sens inverse. Lorsque la source est positive par rapport au drain le comparateur fait entrer le FETMOS en conduction. On constate, pour des courants inférieurs à 1 A, une chute de tension de 0,04 V dans le sens passant à travers le FET. Si la polarité de la tension change et que, partant, le drain devient positif par rapport à la source, la sortie du comparateur bascule d'un niveau haut vers un niveau bas, de sorte que le courant à travers le FET est interrompu.

La « pseudo-diode » ne conduit donc que dans un seul sens. La tension de drain et de source pour le BUZ11 doivent rester 1,5 V en-deçà de la tension d'alimentation de manière à rester dans les limites de la plage d'entrée du LM393. La résistance R1 sert de résistance de forçage au niveau haut (*pull up*) pour la sortie à collecteur ouvert du comparateur.



954089-1

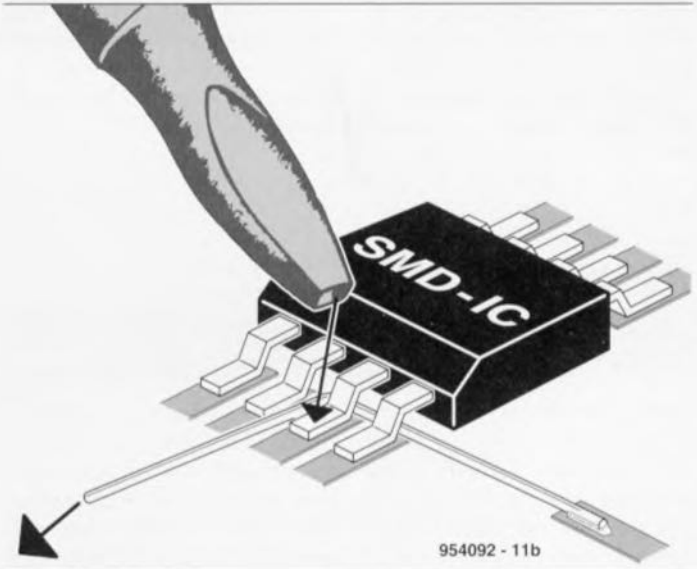
031 aide au dessoudage de composants CMS



Si le soudage de circuits intégrés CMS demande déjà certaines aptitudes, si tant est que l'on veut que les composants en question se trouvent aux endroits prévus, sans que toutes les broches ne se trouvent en court-circuit, le dessoudage de ces composants minuscules est une opération mettant les nerfs à fleur de peau. Si l'on veut éviter de plier les broches du composant ou d'abîmer le circuit imprimé il faut travailler avec grand soin.

Il existe bien entendu tout un outillage professionnel à cet effet, tels que des embouts pour fer à souder qui chauffent simultanément toutes les broches du circuit intégré concerné, instruments que leur prix (professionnel) met hors de portée de la plupart des amateurs aussi enthousiastes soient-ils. On peut envisager l'utilisation de tresse à dessouder à condition de disposer d'une patience d'ange; si cette approche permet bien de dessouder le circuit intégré on a vite fait de constater que l'élimination des restes de soudure entre les broches ou les îlots de soudage exige un réchauffement conséquent et durable des points concernés avec tous les risques de dommages que cela sous-entend : ni le composant ni la platine n'apprécient.

Lorsqu'il s'agit de circuits intégrés « ordinaires » il reste toujours la possibilité de couper purement et simplement toutes les broches au ras du boîtier (et non pas de la platine) et



d'extraire l'un après l'autre les « chicots » ainsi constitués. On peut ensuite dégager les trous à l'aide de la tresse à dessouder. Le circuit intégré n'aura pas survécu à l'opération, mais la platine n'aura pas souffert et c'est là l'important vu que le circuit intégré était supposé être défectueux. Ce mode opératoire n'est pas utilisable dans le cas d'un composant CMS – à moins que l'on ne dispose d'une pince coupante extrêmement fine. La seule solution consiste à opter pour une technique rudimentaire consistant à réchauffer une par une chacune des pattes du circuit intégré pour ensuite la replier vers le haut, un véritable travail de moine, surtout si l'on tient à récupérer le circuit intégré.

Il existe heureusement une astuce relativement simple qui ne nécessite rien de plus qu'un petit morceau de fil de cuivre émaillé de 0,2 ou 0,3 mm de diamètre. Voici comment opérer. On fait glisser le fil de cuivre émaillé derrière la rangée de broches que l'on veut dessouder et on fixe son extrémité – solidement vu qu'il va falloir tirer dessus – à un îlot disposé un peu plus loin. On effectue une traction ferme sur l'extrémité restée libre du fil de cuivre de manière à ce qu'il vienne appuyer sur la première broche du circuit intégré et qu'il repose bien à plat sur le circuit imprimé. On chauffe ensuite une à une chacune des broches du circuit intégré. On verra à chaque fois le fil de cuivre sauter par dessous la broche en cours de chauffage lorsque la température atteinte aura produit la fusion de la soudure, processus qui soulèvera la broche en question et la désolidarisera de la platine. C'est en forgeant que l'on devient forgeron. Après un rien d'entraînement on pourra dessouder un circuit intégré en un rien de temps sans qu'il ne souffre inconsidérément. Le dessoudage de la dernière broche demande encore plus de précautions que celui des autres broches; en effet, vu que la traction du fil n'est plus contrée par un nouvel obstacle, le risque de repliement voire de rupture même de la dernière broche n'est pas à sous-estimer.

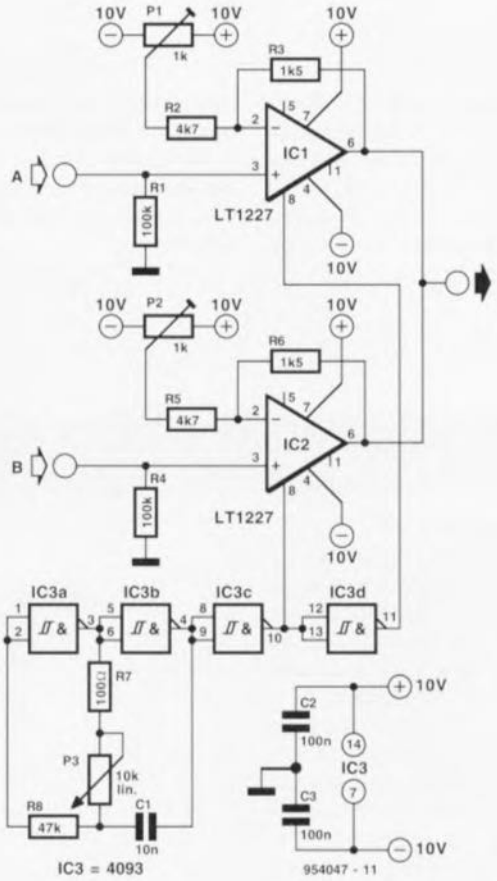
954092-I

032 multiplexeur pour oscilloscope

La plupart des nouveaux amplificateurs opérationnels rapides à rétroaction en courant possèdent une entrée d'activation qui permet de mettre l'amplificateur en ou hors service. Elle permet de rendre la sortie flottante ce qui autorise le couplage de plusieurs sorties ensemble, pour autant qu'un seul des amplificateurs soit actif à la fois.

C'est cette propriété que nous allons exploiter pour réaliser très facilement un multiplexeur capable, grâce à la vitesse intrinsèque des circuits, de commuter des signaux à plusieurs dizaines de MHz. Voilà qui est parfait dans les applications vidéo ou comme ici pour augmenter le nombre de canaux d'entrée d'un oscilloscope. On peut ainsi transformer par exemple un oscilloscope simple voie en bicanal.

La structure de ce montage est toute simple. IC1 et IC2 forment deux amplificateurs qui combinent chacun une entrée de signal et une tension de décalage réglable par P1 pour l'un, P2 pour l'autre. C'est le multivibrateur astable construit sur IC3 qui détermine à tout moment, par ses sorties complémentaires, lequel des canaux est transmis vers l'extérieur. La porte IC3d se charge de l'inversion du signal de commutation de telle sorte qu'un seul des amplificateurs soit actif à la fois. P3 permet de choisir dans une large plage la fréquence de commutation et il est toujours loisible d'expérimenter sur la valeur de C1. La figure renseigne une tension d'alimentation de 10 V. Cette valeur n'est pas critique, elle peut tout aussi bien être de 9 V ou de 12 V. Mais il ne faut pas oublier que le 4093 ne doit se raccorder qu'à la tension positive.



Le générateur d'ondes carrées n'est pas synchronisé sur la déflexion horizontale de l'oscilloscope. C'est pourquoi il est préférable de choisir une fréquence élevée de commutation pour une base de temps lente et l'inverse pour une déviation horizontale rapide. Ceci évite que les passages d'un signal à l'autre ne soient visibles à l'écran sous forme d'une série d'interruptions dans les formes d'ondes. Il convient aussi de surveiller le déclenchement (*trigger*).

En raison du décalage des deux signaux sur l'écran, il se peut que le déclenchement de l'oscilloscope se fasse sur la fréquence du multivibrateur au lieu de celle d'un des signaux à observer. L'utilisation de l'entrée de déclenchement externe élimine le problème. Le montage proposé ici ne constitue pas une véritable extension pour oscilloscope. Par exemple, son impédance d'entrée n'est que de

100 kΩ alors que sur la plupart des oscilloscopes elle est de 1 MΩ. Il faut dire que pour les applications vidéo, 100 kΩ est déjà une valeur fort élevée. D'autre part, il faut attendre à peu près 1,5 μs avant que les amplificateurs n'aient terminé leur commutation. Ce qui est le plus gênant dans ceci, c'est la pointe dans la tension de sortie au moment de la commutation qui apparaît parfois comme un voile flou. Et puis il y a aussi le fait que sur un appareil peu lumineux, l'image peut se trouver assombrie. Il faut encore veiller à ce que les signaux d'entrée soient limités à 1 ou 2 V_{pp} pour éviter un verrouillage des amplificateurs. La consommation totale de courant se situe aux environs de 15 mA.

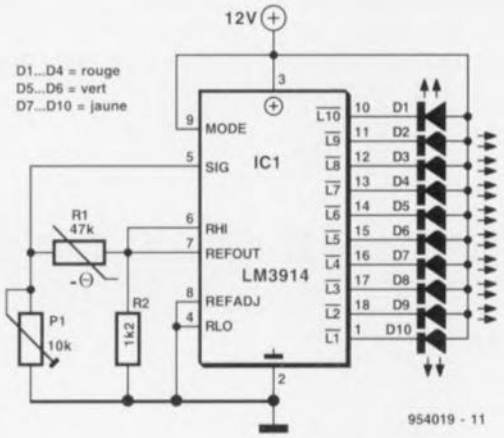
954047-1

033 indicateur de température pour moteur de moto

J. Bosman

Un nombre important de motos ne possède pas la moindre indication quant à la température du moteur. L'utilisateur d'une telle machine doit donc faire appel à son propre jugement pour déterminer le moment où il – ou elle, bien entendu – peut tourner à fond la poignée du gaz (action peu favorable si le moteur est encore trop froid).
Il n'est cependant pas requis, pour prolonger au maximum la vie du moteur, de toucher de temps en temps les cylindres; il suffit d'un circuit électronique simple pour réaliser un bon thermomètre indiquant, à l'aide d'une série de diodes électroluminescentes, quand on pourra ouvrir à fond les gaz.

Nous faisons appel, pour ce thermomètre, à un circuit intégré très connu : le LM3914, un voltmètre linéaire capable de commander, en mode barre-graphe ou en mode point, un affichage sous la forme d'une série de 10 LED. Le choix du mode d'affichage se fait par l'intermédiaire de la broche 9 de ce composant : son interconnexion à la broche 3 se traduira par un affichage en mode point; la broche 9 en l'air donne un affichage du type barre-graphe.
La tension d'entrée, visualisée par le circuit intégré sur l'affichage, est dérivée d'un diviseur de tension réalisé à l'aide d'une NTC (une résistance à coefficient de température négatif) et d'une résistance ajustable. Il faudra régler ce diviseur de tension de manière à ce que l'on obtienne l'illumination de la première LED verte à une température de 80°C (ce réglage pourra se faire à l'aide d'un bac d'eau chaude ayant cette température).
On est relativement libre en ce qui concerne le choix de la NTC à utiliser. Le plus facile sera peut-être de faire appel à un exemplaire à fixation par vis. En règle générale le moteur peut atteindre une température relativement élevée, comprise entre 80 et 120°C. Il va sans dire qu'il faudra impérativement faire appel à une NTC capable de supporter de telles températures.

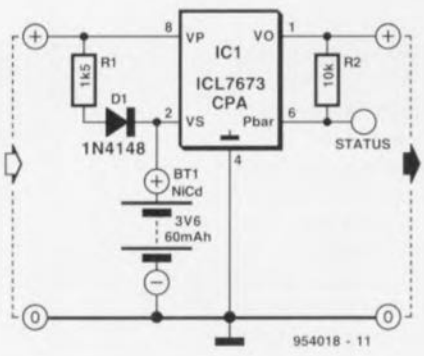


La forme et la couleur de l'affichage dépend entièrement du goût personnel de chacun. Pour notre prototype nous avons réalisé un affichage comportant quatre LED jaunes pour indiquer un moteur froid (on aura donc toujours illumination de la première LED jaune), deux LED vertes et quatre LED rouges. On notera que la courbe caractéristique d'une NTC n'est pas linéaire et que l'on n'obtiendra donc jamais un affichage linéaire. Un peu d'expérience (voire un étalonnage) devrait résulter en un affichage indiquant le moment réel auquel le moteur aura pris une température vraiment trop élevée.

Terminons cet article avec quelques mots concernant la consommation du circuit. Le courant à travers les LED est dix fois plus important que celui traversant la résistance R2. En présence de la tension de référence de 1,25 V du circuit intégré on aura donc circulation d'un courant de quelque 10 mA à travers les LED. Si l'on opte pour un affichage en mode point, la consommation se limitera à 20 mA au maximum. En mode barre-graphe elle peut grimper à plus que 100 mA si toutes les LED sont actives. 954019-I

034 sauvegarde à pile

Il est requis, pour éviter de perdre des données stockées, qu'un système électronique doté d'une mémoire RAM soit alimenté en permanence. Une coupure de la tension du secteur peut, dans ces conditions, constituer un événement aux conséquences potentiellement désastreuses. Un simple circuit électronique additionnel permet cependant de neutraliser ce risque latent. Il suffit en effet de faire en sorte qu'une pile ou un accu prenne la relève de la tension d'alimentation, pour que le risque de perdre des informations à la suite de la disparition de la tension d'alimentation devienne quasiment nul.
Il existe plusieurs possibilités pour doter un circuit d'une pile de sauvegarde. Une technique très sophistiquée fait appel au circuit intégré ICL7673 de Intersil. Ce composant effectue une commutation de façon à ce qu'il n'y ait pas la moindre disparition de la tension d'alimentation. Le circuit intégré fournit également un message d'état que l'on pourra utiliser pour la commande d'un témoin (lumineux ou sonore) voire encore pour mettre hors-fonction certaines parties de l'électronique, gourmandes en courant.



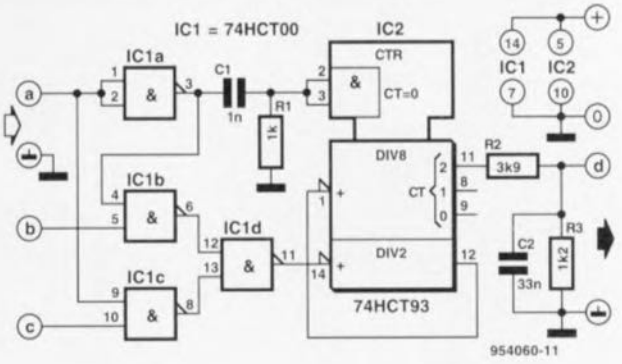
Le schéma montre comment on pourra mettre en oeuvre le ICL7673. Le composant possède deux entrées (l'une pour l'application de la tension dérivée du secteur et l'autre pour la pile), une entrée d'état (broche 6, qui passe au niveau haut au moment de la commutation vers l'alimentation par pile et, bien entendu, une sortie pour la tension d'alimentation permanente (broche 1).

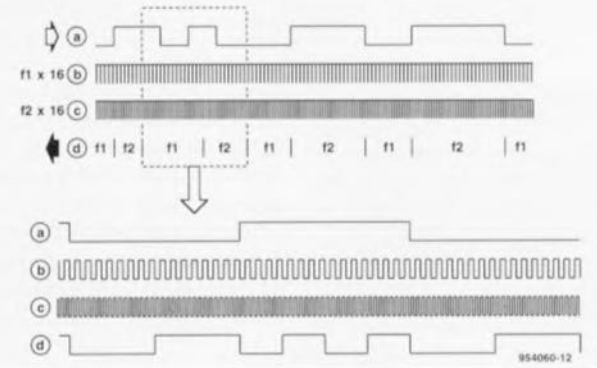
L'utilisation de la résistance R1 et de la diode D1 est optionnelle. Elles garantissent un maintien en charge de l'accu. Il faudra dimensionner la résistance R1 donc de façon à ce que l'intensité du flux de courant à travers l'accu corresponde bien avec son courant de maintien de charge (1/40ème de la capacité nominale pour un accu CdNi). On notera que la résistance R1 et la diode D1 sont **impérativement** à supprimer si l'on utilise une pile non-rechargeable ! L'intensité maximale que supporte le ICL7673 se limite à quelque 38 mA via la broche 8 et à 30 mA via la broche 2.

954018-I

035 générateur FSK

Ce montage pourra intéresser ceux d'entre vous qui voudraient enregistrer un signal FSK sur bande. Un signal FSK (*Frequency Shift Keying*) se compose de paquets d'impulsions de 2 fréquences différentes où l'une des fréquences représente le « 0 » et l'autre le « 1 » d'un signal numérique. Le critère décisif lors de la génération des trains d'impulsions est la suppression des erreurs de phase. Et c'est là très exactement le point fort de ce circuit.



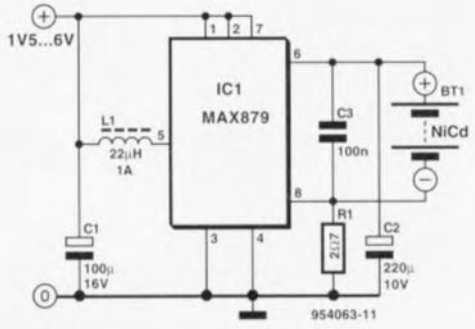


2 signaux rectangulaires présentant un rapport cyclique de 50% très exactement servent de matériau de base pour la génération du signal FSK. Le premier signal rectangulaire possède une fréquence 16 fois supérieure à celle que l'on veut voir prendre le signal de sortie pour indiquer un « 0 » (f1 x 16, broche 5 de IC1c). La fréquence du second signal rectangulaire est exactement le double du premier. Les 2 signaux attaquent chacun une entrée d'une porte NON-ET (NAND). La présence d'un niveau haut sur la seconde entrée produit au choix le transfert du signal rectangulaire vers la sortie. IC1c tire ce signal directement du signal de données sériel, IC1b en format inversé (IC1a). La quatrième porte NON-ET du 74HCT00 effectue une opération logique entre les 2 fréquences et les transmet au compteur binaire du type 74HCT93 monté en diviseur par 16. Le diviseur de tension R2/R3 pris à la sortie QD adapte le signal au niveau normé de 1 V (crête à crête) pour les magnétophones. Le réseau constitué par R2, R3 et C2, fait également office de filtre passe-bas, filtre dont la fréquence de coupure – 3 dB se situe à F2.

Le choix de fréquences 16 fois supérieures aux fréquences requises en sortie associé à leur division par 16, réduit au 16ème l'erreur de phase. On notera en outre qu'à chaque flanc descendant on commence par avoir une remise à zéro du compteur ce qui interdit la naissance de demi-impulsions, voire celle d'impulsions partielles. La consommation de courant du circuit est de quelque 10 mA. 954060-I

036 chargeur solaire d'accumulateurs Cd-Ni

Respecter l'environnement, c'est aussi savoir l'utiliser, pour recharger des accumulateurs par exemple, comme le présent montage se le propose.
Le but du jeu est d'adapter l'intensité du courant continu débité par des piles solaires à un niveau qui convienne à des piles rechargeables, quatre en série, ici. Il faut donc un convertisseur continu-continu, conçu autour du MAX879. Le MAX879, un convertisseur élévateur/abaisseur qui supporte un assez large éventail de tensions d'entrée (de 1,5 V à 6,2 V). Il est capable de fournir, le soleil aidant, un courant de 100 mA. L'intensité du courant, fixée à 75 mA permettra la recharge de quatre piles AA (750 mAh) en 14 heures. L'intensité du courant de sortie est égale à $U_{ref}/R1$ avec U_{ref}, tension de référence, de 0,2025 V. On peut adapter le montage à d'autres types d'accumulateur ou de cellules solaires, en changeant la valeur de R1. Il faut alors prendre en compte l'intensité maximale du courant de sortie :



$$I_{sortie} = \frac{0{,}7}{\left(V_{entrée} - V_{sortie}\right) \cdot 0{,}9}.$$

et l'intensité maximale du courant de sortie débité par la cellule solaire :

$$I_{max} = \frac{I_{sortie} \cdot U_{sortie\,(max)}}{\left(U_{entrée\,(max)} \cdot 0{,}6\right)}.$$

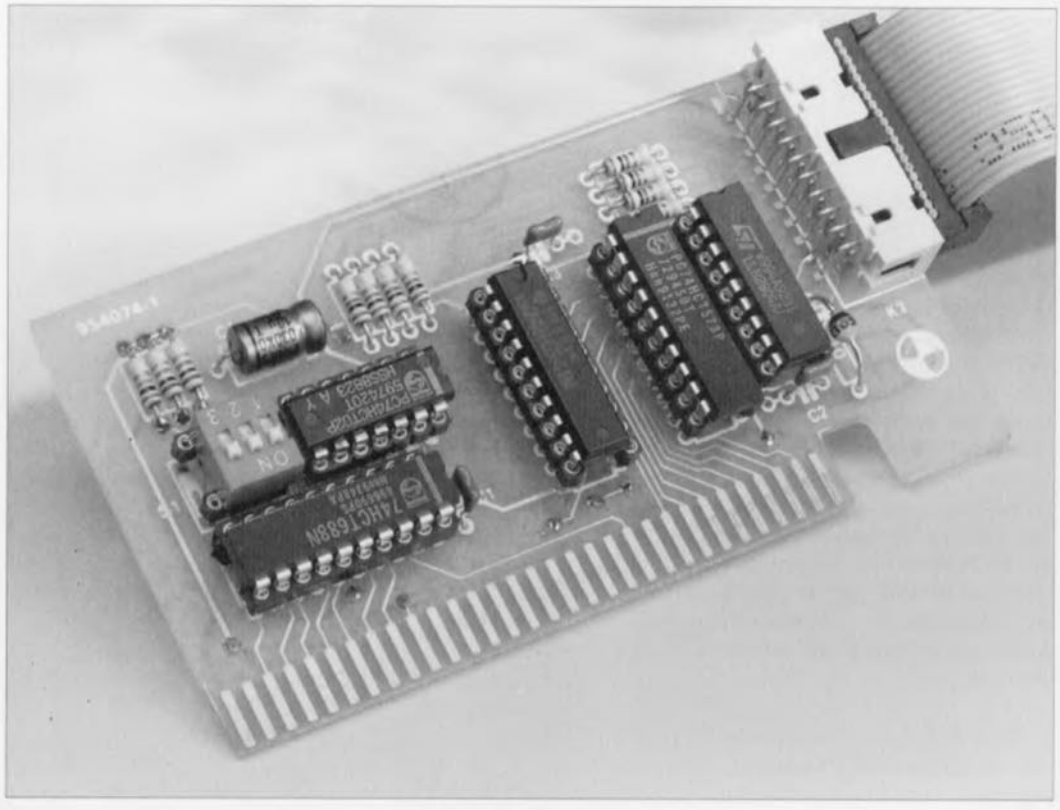
où 0,6 est une constante exprimant le rendement minimum du convertisseur de tension. 954063-I

037 carte d'entrées/sorties élémentaire

Des cartes d'entrée/sortie, on en trouve partout et Elektor vous en a déjà présenté de nombreuses. Elles présentent cependant toutes certains inconvénients : si elles disposent d'un registre à verrouillage qui permet la conservation des données en sortie, ce qui n'est pas fréquent, elles ne peuvent débiter que des courants lilliputiens.
Et si elles offrent toutes les possibilités souhaitables, elles ont un caractère si étrange et si particulier qu'il est impossible de leur faire entendre quoi que ce soit sans recourir aux feuilles de caractéristiques de leur fabricant.

Pour changer un peu cet état de fait, nous vous proposons pour une fois une carte sans détour avec les caractéristiques suivantes :

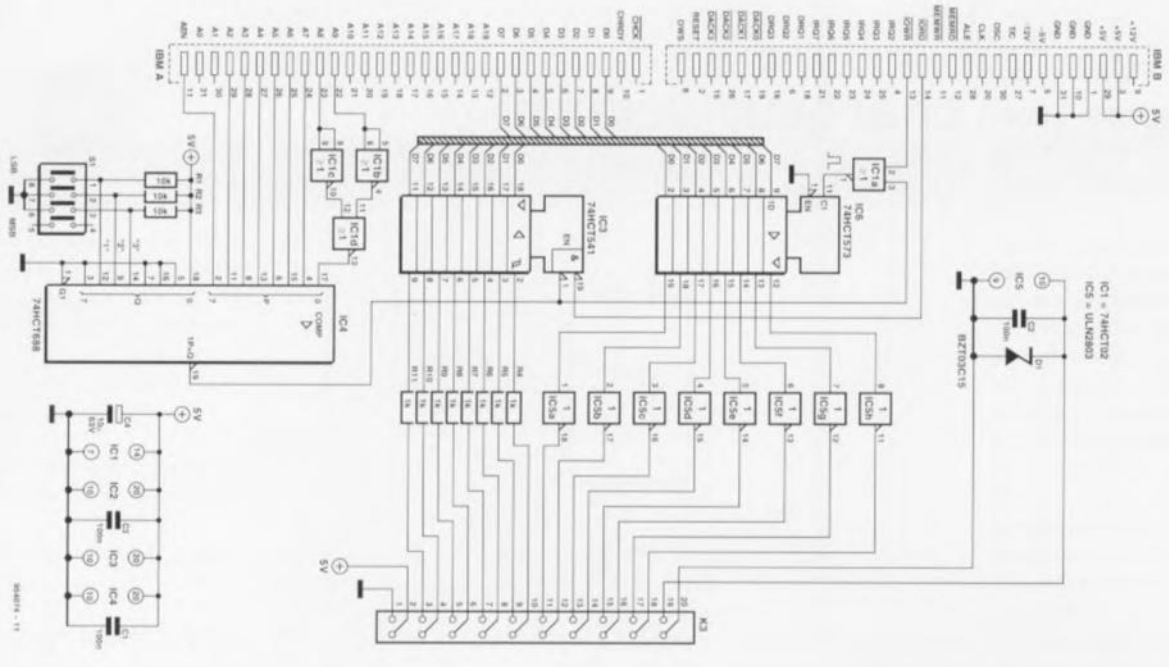
- **8 entrées à niveau TTL ;**
- **8 sorties sur registre à verrouillage et tampon de puissance ;**
- **8 adresses d'entrée/sortie configurables.**



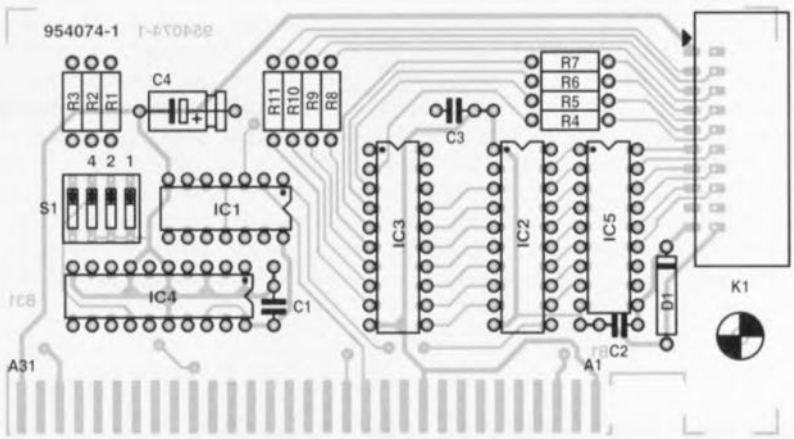
Trois interrupteurs d'un boîtier DIP seront utilisés pour sélectionner les adresses d'entrée/sortie. Lorsqu'ils seront les trois fermés (on), l'adresse sera 300_H. Le tableau suivant donne les autres adresses :

adresses	4	2	1
300_{HEX}	on	on	on
304_{HEX}	on	on	–
308_{HEX}	on	–	on
$30C_{HEX}$	on	–	–
310_{HEX}	–	on	on
314_{HEX}	–	on	–
318_{HEX}	–	–	on
$31C_{HEX}$	–	–	–

C'est à l'une ou l'autre de ces adresses que les données seront écrites ou lues sur cette carte. En écriture, les données sont entreposées dans IC2 et mises à disposition à l'extérieur aux sorties du tampon IC5. Les caractéristiques de ce tampon sont assez impressionnantes : sorties à collecteur ouvert, 50 V et 500 mA au maximum. Les sorties se font en fait sur des darlington qui commutent à la masse. Les conséquences sont appréciables : il sera possible de commuter des tensions supérieures ou inférieures aux habituels 5 V. Ces tensions devront être appliquées de l'extérieur : les charges seront alimentées entre une autre



source de tension et la masse (broche 20 de K1). Des diodes intégrées dans l'ULN2803 en protègent les transistors de sortie contre les surtensions inductives. Ces diodes aboutissent toutes à la broche 10 d'IC5 où nous trouvons la zener rapide D1. La tension de cette zener sera toujours supérieure à celle de la source de tension externe. Celle de 15 V du schéma par exemple est prévue pour une tension externe de 12 V. Si nous voulions une tension externe de 24 V, la zener serait de 30 V. Si la zener n'est pas adaptée à la tension appliquée, elle risque de partir en fumée. Prévoir des diodes de roue libre pour les charges inductives n'est pas non plus une mauvaise idée : le respect de cette bonne vieille tradition n'a que des avantages.
En entrée, on accède depuis K1 au tampon IC3 à travers des résistances de protection. On préférera un circuit HC à un circuit HCT bien que ce dernier se soit bien comporté sur notre prototype. Si l'on utilise ces entrées pour vérifier le niveau logique des sorties darlington, on se heurte au problème suivant : comme la sortie d'un darlington n'est jamais inférieure à 0,7 V, il peut se produire qu'IC3 n'y détecte jamais de zéro. Pour un composant HCT en effet, un zéro correspond à une tension inférieure à 0,8 V. Le seuil est un peu plus élevé pour les circuits HC et les risques de non détection moins importants.
Les niveaux aux entrées doivent être TTL, ce qui veut dire qu'il n'est pas recommandé de leur appliquer des tensions supérieures à 5 V. On adaptera au besoin le niveau de tensions plus élevées à l'aide d'un diviseur de tension. Les résistances R4 à R11, placées sur les entrées d'IC3 en assurent certes la protection, mais il est peu vraisemblable que le circuit intégré survive à l'application continue d'une tension de 12 V sur ses entrées.
Le circuit imprimé de ce montage, joliment compact, est disponible aux adresses habituelles. Sa réalisation est donc permise aux plus dépourvus d'expérience en chimie ! 954074-1



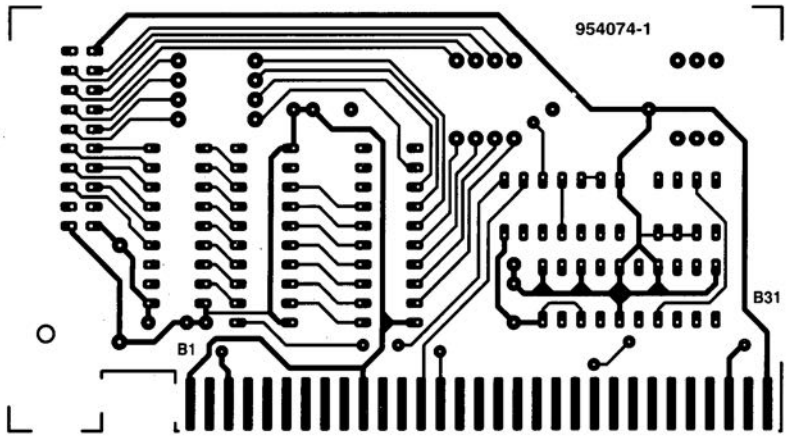
Liste des composants :

Résistances :
R1,R2,R3 = 10 kΩ
R4...R11 = 1 kΩ

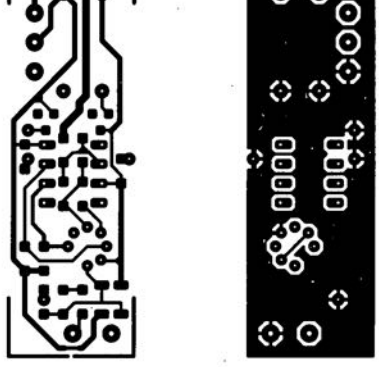
Semi-conducteurs :
D1 = BZT03C15
IC1 = 74HCT02
IC2 = 74HCT573
IC4 = 74HCT688
IC5 = ULN2803
IC3 = 74HC541

Divers :
K1 = embase HE10, 2 x 10 contacts coudés
S1 = triple ou quadruple interrupteur DIL

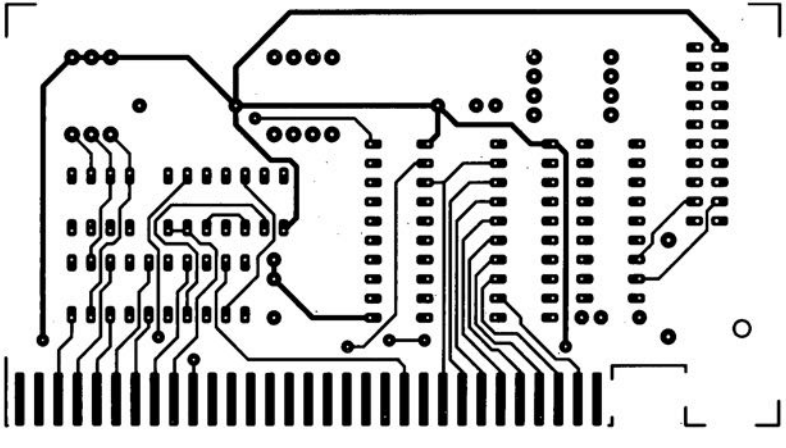
Condensateurs :
C1,C2,C3 = 100 nF
C4 = 10 µF/63 V



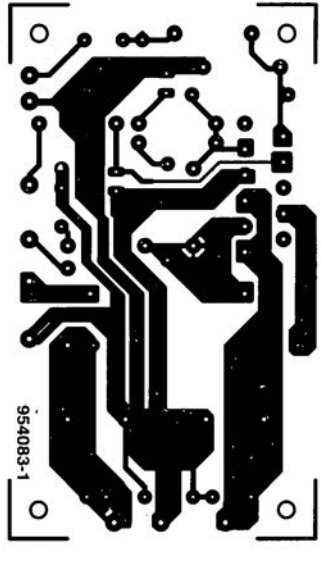
8



10



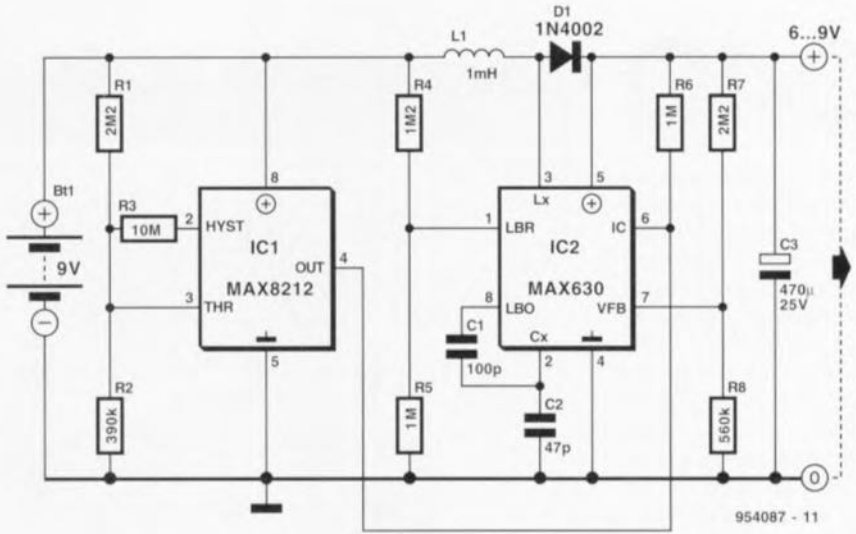
13



038 économiseur de piles

Aplication Maxim

Il est rare que l'on utilise au mieux toute la capacité d'une pile. Les appareils qu'elles alimentent réclament en effet une tension dont le minimum est à peine inférieur à leur force électromotrice. Dès qu'elles sont un peu usées, la tension disponible à leurs bornes descend en dessous du seuil pour lequel les appareils renvoient un low-battery («pile à plat») avant de se mettre hors tension. A ce moment-là, les piles ont encore de beaux restes qu'elles consommeront en pure perte et très petitement, en attendant leur destruction. Comment limiter ce gaspillage ? Maxim répond à cette question par un petit montage d'application de son détecteur de tension programmable, le MAX8212 associé à un régulateur de type MAX630. Le montage, alimenté par une pile de 9 V, délivrera une tension d'au moins 7 V tant que la différence de potentiel entre les bornes de la pile n'aura pas chuté de 2 V.



Le MAX8212 intègre un comparateur, une référence de tension à barrière de potentiel (*band-gap voltage reference*) de 1,15 V et un étage de sortie à FET. En complément, deux résistances extérieures, R1 et R2, serviront à régler le seuil de déclenchement à la valeur souhaitée. Les commutations se feront sans bruit si l'on utilise la sortie d'hystérésis (broche 2) pour appliquer une réaction positive.

Le MAX630 (IC2) est un régulateur à découpage élévateur (*set-up switching*) à faible consommation qui convient à des puissances comprises entre 5 mW et 5 W. Son boîtier compact à huit broches intègre une référence de tension à barrière de potentiel (1,31 V), un oscillateur, un

comparateur de tension et un étage de puissance à FETMOS capable de débiter un courant de 375 mA. Sa consommation, de 70 µA, ne dépend pratiquement pas de son courant de sortie ou de son taux d'utilisation. Elle sera de plus réduite au repos à moins de 1 µA par un dispositif spécial : le rendement de l'alimentation ne souffrira guère de sa présence, même s'il est utilisé pour des montages excessivement sobres. Il est prévu pour fonctionner avec des piles de 2 V à 16,5 V.

Dans le montage proposé par Maxim, l'entrée I_C d'IC2 (broche 6) restera au niveau bas tant que la d.d.p. entre les bornes de la pile restera supérieure à 7 V. Le circuit intégré, fonctionnant alors au ralenti (*shutdown*), ne tire que 10 nA. Si la pile ne maintient plus 7 V entre ses bornes, la sortie du détecteur de tension IC1, passant au niveau haut, active le régulateur IC2. Ce dernier maintient la tension de sortie à 7 V, même si la tension de la pile continue à décroître. L'entrée LBD (***L**ow **B**attery **D**etector*, sur la broche 8) est utilisée pour diminuer la fréquence de l'oscillateur quand la d.d.p. de la pile n'est plus que de 3 V, juste pour augmenter l'intensité du courant admissible en sortie.

Le montage, sous la même forme (avec ou sans le MAX8212) pourra garantir une tension de sortie de 5 V s'il est alimenté par quatre piles bâton. Quand les piles seront neuves, la tension de sortie sera d'environ 6 V, puis elle se stabilisera à 5 V tant que les piles maintiendront en entrée une d.d.p. supérieure à 2 V. 954087-I

039 pont de Wien sans potentiomètre stéréo

Dans l'oscillateur décrit ici le pont de Wien prend la forme des composants R1, C1, P1 et C2. L'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel IC1b constitue en effet un point de masse virtuel. La fréquence d'oscillation f_o de ce pont de Wien répond à la formule suivante :

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R1 \cdot C1 \cdot P1 \cdot C2}}$$

$$|H_o| = \frac{P1}{2 \cdot P1 + R1}$$

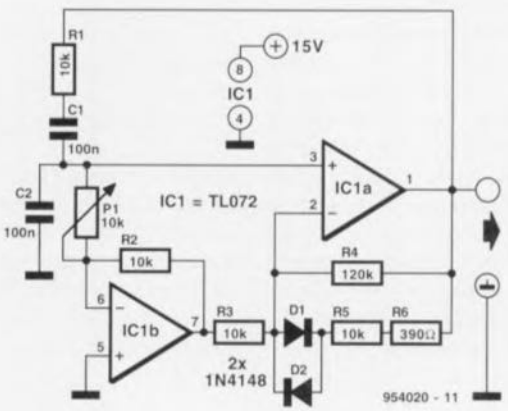
Le gain de IC1 répond à la formule A1 = R2/P1. Les résistances R2 et R1 ayant une valeur identique on a également A1 = R1/P1. Lorsque les diodes D1 et D2 conduisent, le gain de A2 est proche de l'unité. Le signal de sortie est alors de :

$$U_o = U'_o \cdot \left[\frac{R1}{P1} \cdot \frac{P1}{2 \cdot P1 + R1} + 2 \cdot \frac{P1}{2 \cdot P1 + R1} \right]$$

$$U_o = U'_o$$

Le gain en boucle est de ce fait de 1. Nous supposons ici que le gain du premier étage est unitaire. Ceci n'est vrai qu'en cas de conduction des diodes D1 et D2. Il faut en effet un gain supérieur pour obtenir une mise en oscillation de l'oscillateur.

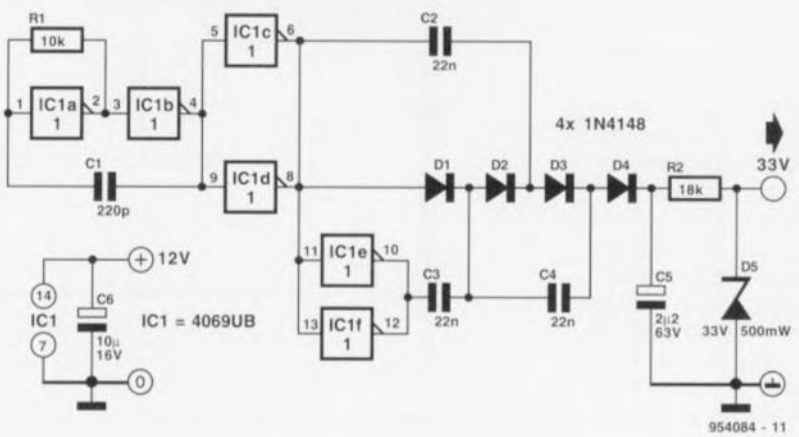
Bien que cette méthode de régulation du gain soit éprouvée, elle n'en connaît pas moins certaines limitations.



La troisième harmonique se situe à – 42 dB. Avec le dimensionnement proposée ici il est possible d'ajuster la fréquence entre 160 Hz et 1,6 kHz. L'amplitude de sortie est de l'ordre de 400 mV (valeur efficace). 954020-I

040 convertisseur CC/CC

Combien de fois ne vous est-il pas arrivé d'avoir besoin, pour une partie d'un montage, d'une tension d'alimentation sensiblement supérieure aux 12 V que peut fournir l'adaptateur secteur standard. La tension de syntonisation d'un tuner FM en est un bon exemple. C'est bien là l'endroit où l'on peut avoir besoin d'une tension de 24 à 33 V. Il est bien dommage de devoir prévoir une alimentation additionnelle spécifique d'autant plus que le courant nécessaire n'est bien souvent que de quelques dixièmes de milliampère.
Le convertisseur CC/CC proposé ici peut constituer la solution à des problèmes de ce genre. L'intérêt majeur de ce montage est qu'il se résume à un unique circuit intégré associé à quelques composants passifs. Le



concept fait appel à une recette classique. Les inverseurs IC1a et IC1b constituent le coeur d'un oscillateur qui fournit un signal rectangulaire d'une fréquence de l'ordre de 200 kHz. Ce signal attaque un multiplicateur de tension qui la multiplie par 4. Le fonctionnement du multiplicateur est facile à comprendre.

Lorsque la broche 10 se trouve au niveau bas et que la broche 6 se trouve au niveau haut, le condensateur C3 se charge jusqu'à de l'ordre de 12 V. Lorsque, un court instant plus tard, le niveau des dites broches change on dispose entre le côté droit de C3 et la masse du double de la tension d'alimentation, à savoir 24 V. Cette tension sert ensuite à la charge du condensateur C2.

Dans ces conditions lorsque la broche 6 retrouve un niveau haut on dispose entre la broche droite de C2 et la masse d'un potentiel égal au triple de la tension d'alimentation, c'est-à-dire 36 V. Mais nous n'y sommes pas encore. En effet, cette dernière tension est utilisée pour, lors de la demi-période suivante, charger le condensateur C4 jusqu'à 24 V, de sorte que l'on dispose lors de la demi-période suivante d'une tension de 48 V par rapport à la masse sur le côté droit du condensateur C4. Il va sans dire que la tension de sortie effective est légèrement inférieure à la valeur théorique en raison des inévitables pertes dues, entre autres facteurs, à la présence des diodes. Il n'en reste pas moins vrai que nous avons mesuré sur notre prototype une tension de 46 V, en l'absence bien entendu de la diode zener D5. Nous avons, à l'aide de R2 et de la dite diode zener, abaissé sciemment la tension de sortie à la valeur qui est celle de la tension de syntonisation maximale de la plupart des varicaps pour tuner, à savoir 33 V. La sortie admet une charge de 1 mA au maximum. La consommation de courant de l'ensemble du convertisseur est de quelque 18 mA.

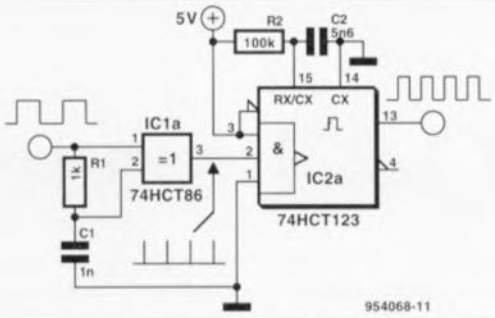
954084-I

041 doubleur de fréquence

Nous vous proposons ici une solution simple au problème du doublement de la fréquence d'un signal numérique.
Une porte OU EXclusif (XOR), IC1a, génère une impulsion en aiguille sur les flancs montant et descendant du signal appliqué à son entrée. L'aiguille déclenche le monostable IC2a, dont la pseudo-période (constante RC) est fixée au quart de la période du signal d'entrée. Cette pseudo-période, t, répond à la formule suivante :

$$t = 0{,}45 \times R \times C.$$

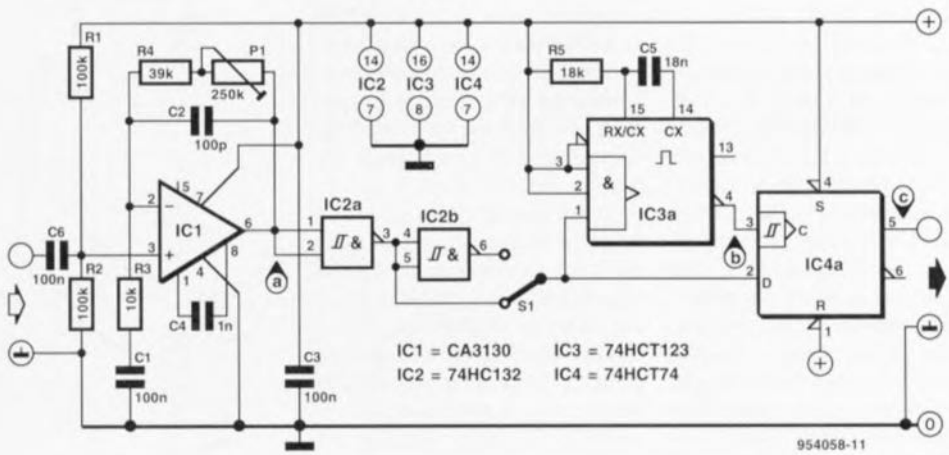
Le dimensionnement adopté ici, 100 kΩ/5nF6, est celui requis par un doubleur devant fournir un signal de sortie de 2 kHz à partir d'une fréquence d'entrée de 1 kHz. La consommation de courant du circuit est inférieure à 1 mA.



042 décodeur FSK

Ce montage convertit un signal FSK quelconque, celui en provenance d'un magnétophone par exemple, en un signal numérique.

L'amplificateur opérationnel IC1 amplifie le signal analogique enregistré sur la bande de telle façon à ce qu'il soit symétrique par rapport à la moitié de la tension d'alimentation. Un trigger de Schmitt inverseur du type 74HC132 monté en aval donne à la raideur de pente du signal un niveau compatible numérique. Le niveau de seuil de commutation du 74HC132 se trouve très exactement à la moitié de la tension d'alimentation – ceci pour la simple et bonne raison qu'il s'agit d'un exemplaire de type HC –. Pour cette raison il ne saurait être question de le remplacer par quelqu'autre type de trigger de Schmitt que ce soit. Sachant que sur certains type de magnétophones le signal enregistré et le signal reproduit présentent une inversion de phase l'un par rapport à l'autre, le circuit comporte un second trigger de Schmitt, IC2b, permettant d'annuler l'inversion de phase. L'inverseur S1 sert à choisir entre le signal original et le signal inversé de 180°. Le signal de sortie du trigger de Schmitt déclenche à chaque flanc descendant la bascule monostable IC3a. La durée de l'impulsion du monostable présente à la sortie Q correspond aux 3/4 environ de la durée de période de la fréquence de signal la plus haute à détecter. La durée de l'impulsion est définie par le dimensionnement de la résistance R5 et du condensateur C5. La bascule bistable D IC4a reçoit son signal d'horloge sous la forme du signal du monostable (broche 3); on dispose à son entrée D (broche 2) du signal FSK préparé. Le flanc descendant de la fréquence de signal la plus faible déclenche le monostable qui rechange d'état, tandis que le signal à l'entrée D de IC4a présente encore un niveau bas. En conséquence de quoi on voit alors apparaître à la sorte Q du bistable D également un niveau bas. En présence de la fréquence de signal haute le monostable ne changera d'état qu'après que le

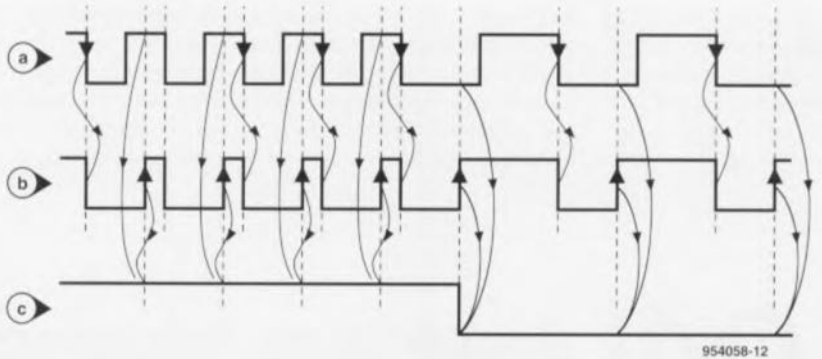


signal ait retrouvé un niveau haut. La bascule D reprend à son compte ce niveau. Le chronodiagramme montre la relation : le signal a représente le signal FSK préparé, signal composé dans sa première partie de la fréquence basse et dans sa seconde partie de la fréquence haute. Le train d'impulsions b représente l'évolution de la tension à la sortie du monostable. On voit apparaître à cet endroit une impulsion à chaque flanc descendant du signal FSK. La troisième courbe montre le signal de sortie démodulé.

L'ensemble du montage est dimensionné pour des fréquences d'entrée de 2 et 4 kHz respectivement; de par la présence du condensateur C6 cette électronique fonctionne également même en présence de sorties comportant une composante de tension continue.

La consommation de courant du circuit est de 10 mA.

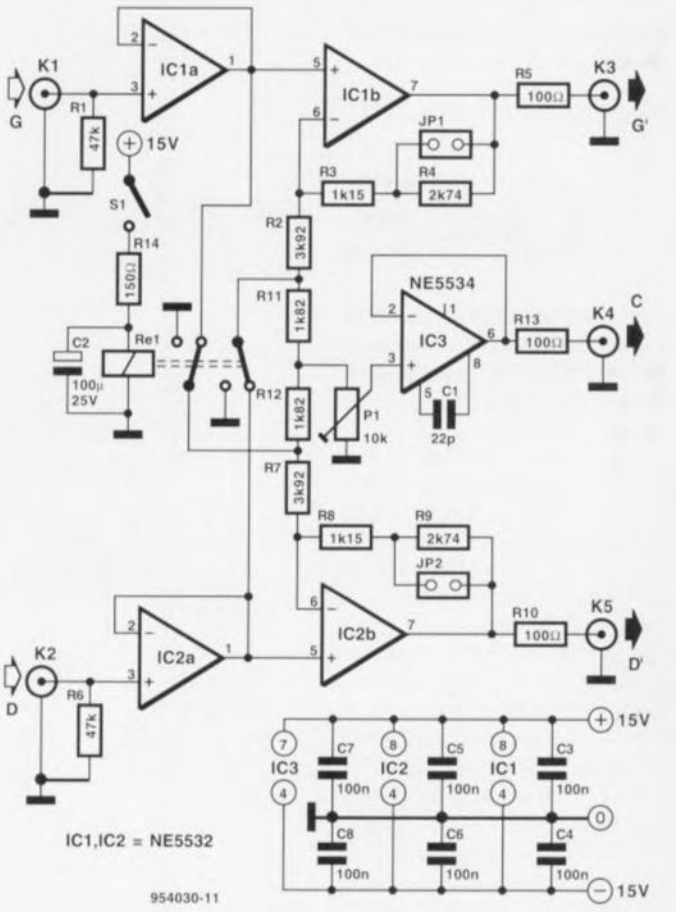
954058-I



043 stéréophonie tri-canal

Lors du développement du décodeur de « Surround sound » il nous vint l'idée d'utiliser, pourquoi pas d'ailleurs, le canal « centre » lors de la reproduction d'enregistrements stéréophoniques ordinaires, c'est-à-dire non-« surround sound ».

Pour éviter que le domaine du médium du spectre stéréo ne soit par trop accentué, nous avons supprimé une partie des signaux de cette partie du spectre dans les canaux gauche et droit. Il nous faut pour ce faire 2 amplificateurs différentiels, IC1b et IC2b. IC1a et IC2a servent de tampon pour les signaux d'entrée ceci de manière à garantir que les signaux différentiels souhaités sont indépendants de la source utilisée. Si la source de signal en question approche d'assez près les normes idéales – lire présente une impédance de sortie inférieure à 50 Ω – on pourra se passer de ces 2 tampons. De par la présence des dits tampons, la totalité de l'information monophonique – c'est-à-dire l'ensemble du spectre de fréquences – subit, pour les canaux additionnels G' et D', une certaine atténuation, faible il est vrai. Il faut donc, de ce fait, que le 3ème canal, C de Centre, soit doté de la même combinaison amplificateur de sortie + enceinte que les canaux gauche et droit. Un relais bipolaire de bonne qualité associé à un ajustable, P1, permet de comparer le niveau du canal central avec le niveau que présentent les dits signaux lors d'une reproduction stéréophonique normale. L'activation du relais Re1 entraîne la mise à la masse du circuit d'addition constitué par les résistances R11/R12 ainsi que celle des étages différentiels R2 et R7. Dans ces conditions le canal Centre est on ne peut plus silencieux. Ceci se traduit cependant par une augmentation légère du gain des canaux gauche et droit, ce qui ne fait rien de plus en fait que compenser la légère réduction de la pression acoustique due à la disparition du canal centre. L'examen du schéma permet de constater qu'il est possible d'opter, à l'aide des composants suivants : JP1/JP2, R3/R4 et R8/R9, pour 2 niveaux de suppression de l'information monophonique. Les valeurs attribuées aux composants sont telles que l'on a une atténuation de 3 dB (implatation des cavaliers de court-circuit) ou de 6 dB (les cavaliers ne sont pas mis en place). Il est apparu, lors de tests d'écoute comparatifs qu'une atténuation de 3 dB se traduit par une augmentation de spatialité qui n'a rien d'exagéré et qu'à condition de trouver la bonne position pour l'ajustable P1, l'image sonore du centre reste bien à sa place, ne disparaissant pas dans l'arrière-plan de l'écho. Si l'on opte pour une atténuation de 6 dB, on a la nette impression qu'il manque une certaine partie de l'image sonore d'origine, bien que la spatialité obtenue dans ces conditions soit impressionnante. Dans ce dernier cas il s'avère que l'on doit augmenter quelque peu le volume du spectre central – par choix, peut-être, d'un gain légèrement plus important pour IC3.



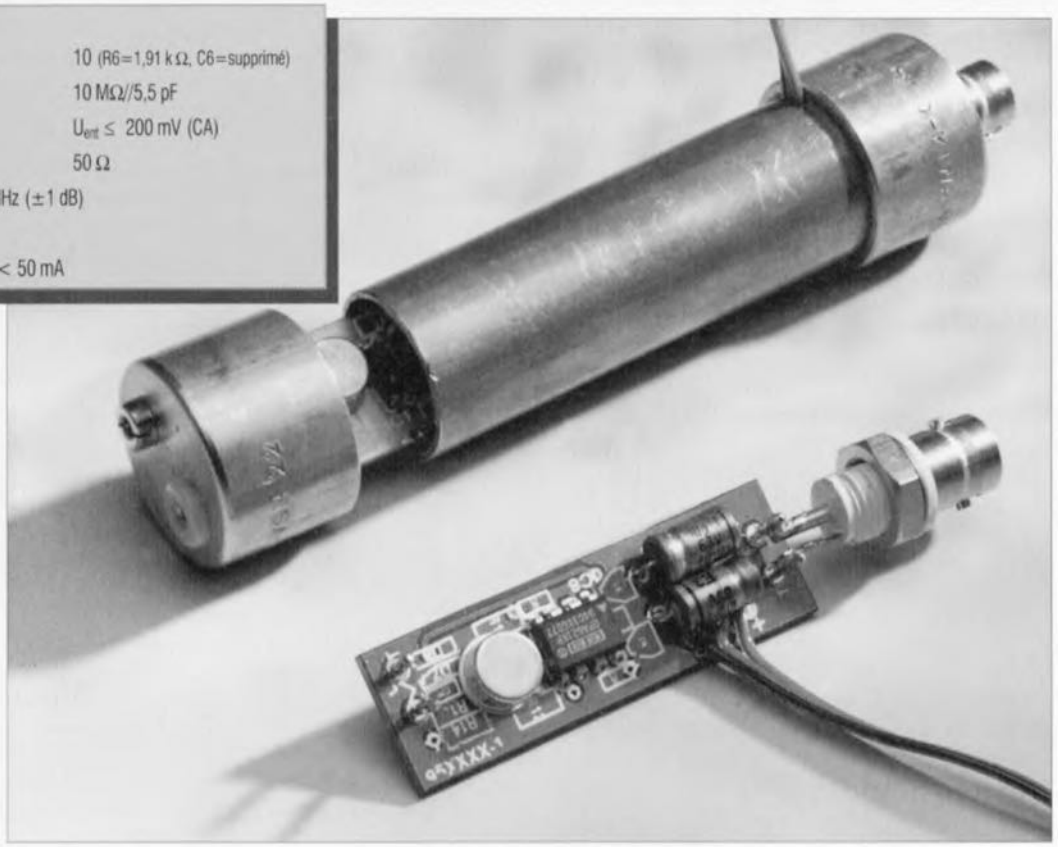
En tout état de cause ces différents dimensionnements présentent une part de subjectivité importante de sorte qu'il faudra s'assurer expérimentalement de la valeur d'atténuation à adopter : sera-t-elle inférieure ou supérieure à 3 dB. Toutes les résistances utilisées, exception faite de R14, ont une tolérance de 1%. Si l'on est prêt à accepter une symétrie

moins parfaite entre les canaux lors du traitement on pourra remplacer les paires de résistances R3/R4 et R8/R9 par un potentiomètre stéréo. On dispose dans ces conditions, en l'absence du canal centre, d'une stéréophonie spatiale réglable. La consommation de courant du circuit relais activé est asymétrique, atteignant quelque 40 mA pour la branche positive de l'alimentation et de l'ordre de 20 mA pour sa branche négative. L'enroulement du relais utilisé ici, un V23042-A2003-B101 de Siemens, possède les caractéristiques suivantes : tension de service de 12 V et impédance de 600 Ω. Il faudra, en cas d'utilisation d'un type de relais différent, adapter, le cas échéant, la valeur de la résistance R14. 954030-I

044 tête de sonde active universelle

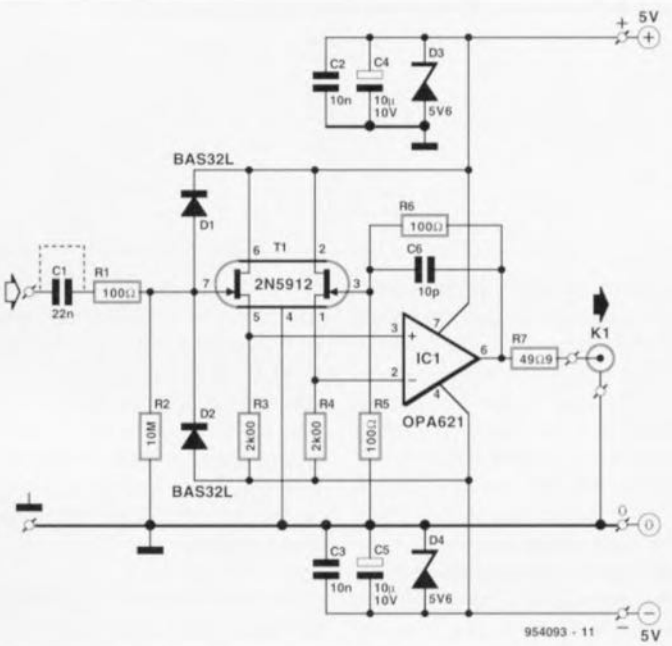
Caractéristiques techniques :

Gain :	1 (R6=100 Ω, C6=10 pF)	10 (R6=1,91 kΩ, C6=supprimé)
Impédance d'entrée :	10 MΩ//5,5 pF	10 MΩ//5,5 pF
Sensibilité d'entrée :	$U_{ent} \leq$ 2 V	$U_{ent} \leq$ 200 mV (CA)
Impédance de sortie :	50 Ω	50 Ω
Bande passante :	100 MHz (±0,1 dB) 10 MHz (±1 dB)	
	150 MHz (±0,5 dB)	
Alimentation :	±5 V, × 50 mA ±5 V, < 50 mA	



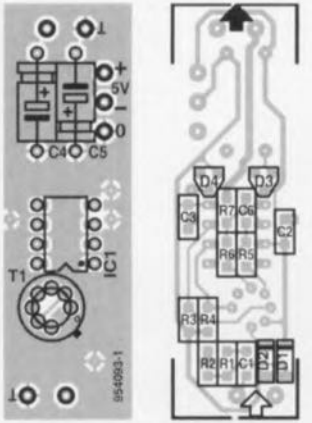
Une tête de sonde évite l'application d'une charge trop importante au point de mesure en raison de capacités de câble importantes et garantit un transfert sans parasite de la valeur de mesure jusqu'à l'appareil d'enregistrement (oscilloscope, enregistreur de niveau, voltmètre, etc...).

L'amplificateur de mesure dont on retrouve le schéma ci-dessous peut être utilisé à « toutes les sauces ». Il se compose d'un amplificateur opérationnel, d'un étage amont à transistor et d'une bonne douzaine de composants discrets. IC1, un OPA621, est un amplificateur opérationnel large bande capable de fournir un courant de sortie relativement important. Le revers de la médaille : le courant d'entrée de ce type d'amplificateur opérationnel est avec 25 µA, si élevé, que l'impédance de source ne doit en aucun cas dépasser 10 kΩ. De ce fait, nous avons monté en amont de l'amplificateur opérationnel un double J-FET faisant office de convertisseur d'impédance, ceci de façon à limiter au maximum l'erreur de mesure. Le comportement de ce double transistor monté en source-suiveuse est parfaitement symétrique. L'impédance d'entrée est montée à 10 MΩ, le courant d'entrée important de l'amplificateur opérationnel n'a pratiquement plus d'effet (hormis le courant de fuite du J-FET) sur le résultat de la mesure. Il n'en reste pas moins que le 2N5912 n'est pas protégé à l'encontre des charges statiques, raison pour laquelle il a été prévu une sorte de circuit de protection constitué des diodes D1 à D4.



La fonction des diodes D1 et D2 est facile à saisir. Les BAS32L utilisées présentent une capacité très faible et possèdent un courant de fuite faible dans le sens inverse, caractéristique indispensable lorsqu'il s'agit de l'étage d'entrée d'un amplificateur de mesure sensible. Les diodes D3 et D4 servent non seulement à limiter la tension d'entrée de l'OPA621 (±6 V au maximum) mais encore à éviter des dommages à l'électronique au moment de la coupure de l'alimentation au cas où l'entrée de l'amplificateur de mesure serait encore reliée à une tension élevée.

L'amplificateur de mesure peut être tout aussi bien être amené à fournir un gain de 10 qu'à servir d'adaptateur d'impédance pur présentant un gain unitaire. Dans le premier cas la résistance R6 aura une valeur de 1,91 kΩ, dans le second elle prendra une valeur de 100 Ω. Le condensateur C6 n'est mis en place qu'en mode adaptateur d'impédance; il est purement et simplement supprimé lorsque l'on demande à l'amplificateur de fournir un gain décuple. Le circuit est prévu à l'origine pour des tensions alternatives. Le condensateur C1 bloque les tensions continues présentes à l'entrée. On pour-



Liste des composants:

Résistances:
R1 = 100Ω CMS
R2 = 10MΩ CMS
R3,R4 = 2kΩ001% CMS
R5,R6 = 100Ω1% CMS
R7 = 49Ω91% CMS

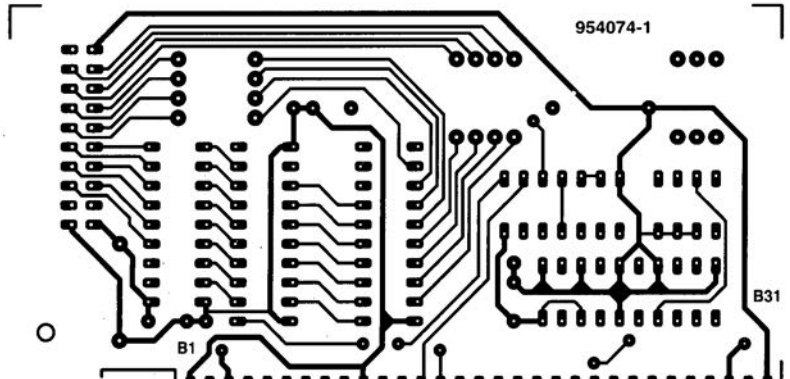
Condensateurs:
C1 = 22nF CMS
C2,C3 = 10nF CMS
C4,C5 = 10µF/10V
C6 = 10pF CMS

Semi-conducteurs:
D1,D2 = BAS32L CMS
D3,D4 = diode zener 5V6 CMS
T1 = 2N5912 (Siliconix)
IC1 = OPA621KP (Burr Brown)

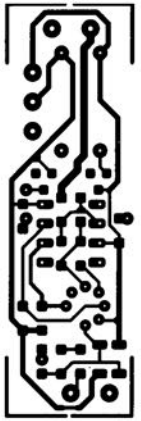
Divers:
K1 = embase BNC 50Ω
câble RG-58 à 2connecteurs BNC (le cas échéant pièce BNC en T et impédance de terminaison de 50Ω)

ra également, si nécessaire, ponter ce condensateur, mais il faudra dans ce cas-là s'attendre, lorsque l'on travaille avec un gain de 1:10 en particulier, à un offset en tension continue de l'ordre de 25 mV. La résistance R7 adapte la sortie de l'amplificateur à une impédance de câble de 50 Ω telle celle que possède le câble BNC le plus utilisé baptisé RG58. S'il devait se faire que l'appareil de mesure (oscilloscope ou autre enregistreur) auquel est connectée la sonde ne possède pas d'entrée 50 Ω, on pourra faire appel à un raccord BNC en T et à une résistance de terminaison de 50 Ω, dispositif à connecter à l'embase de sortie de l'amplificateur de mesure.
La mise en place des composants sur la platine dont on retrouve la sérigraphie de l'implantation des composants en figure 2, n'est pas une opération de tout repos sachant que tous les composants discrets, exception faite des 2 condensateurs électrochimiques, sont du type CMS (Montage en Surface).
La première étape de la réalisation consiste à la mise en place des composants CMS et seulement ensuite celle du reste de composants « côté composants ». L'embase BNC sera soudée directement à une paire de picots. Il est tout aussi important de doter l'amplificateur de mesure d'un blindage efficace que d'utiliser des composants de première qualité. Nous avons glissé l'étroite platine dans un morceau de conduite de cuivre ordinaire. Comme le montre la photographie d'illustration, les capuchons terminant le tube ont été dotés des orifices nécessaires à d'un côté l'embase BNC et de l'autre à l'embase du capteur. La pointe de mesure pourra la forme d'une embase banane non isolée, la liaison de masse se faisant, comme d'habitude, à l'aide d'une pince crocodile. Le câble trifilaire servant à l'alimentation sort latéralement du tube. Une fois le montage terminé et les tests de bon fonctionnement réussis, il ne restera plus qu'à fixer les capuchons à l'aide de vis auto-taraudantes. 954093-I

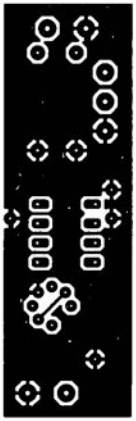
8



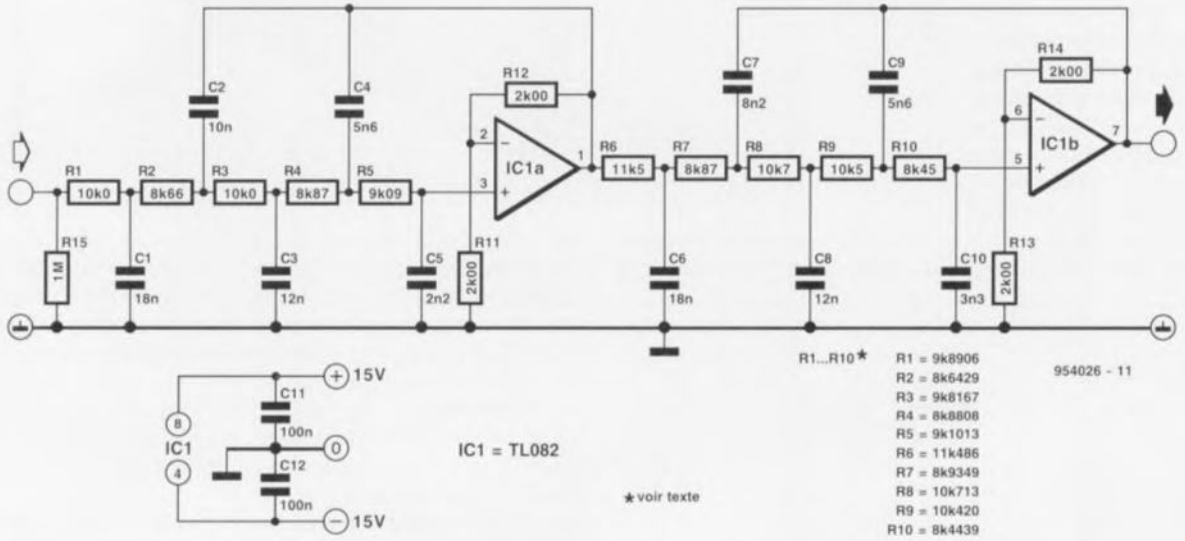
11



12



045 filtre de Bessel du 10ème ordre à double amplificateur opérationnel



Comme on l'a déjà signalé pour le filtre de Bessel du cinquième ordre, il présente une caractéristique très linéaire dans toute la bande passante, le revers de la médaille, c'est que sa pente s'amorce assez tôt et qu'elle n'est pas aussi raide que celle d'un filtre de Butterworth.

A titre de comparaison, le point –0,1 dB se situe à 184 Hz pour un Bessel et le –1 dB à 581 Hz, soit presque à mi-chemin du pôle de 1 kHz; dans un Butterworth, ces même points se trouvent à 827 et 934 Hz.

On peut singulièrement améliorer la raideur des flancs en utilisant un filtre de Bessel du dixième ordre, ce qui se réalise en mettant deux filtres du cinquième ordre en cascade. Mais pas simplement deux filtres identiques à la queue leu leu, car si on veut améliorer la pente d'atténuation, il faut que leurs fréquences soient décalées l'une par rapport à l'autre. C'est ainsi que les valeurs des résistances et des condensateurs du second filtre sont différentes de celles du premier, comme on le remarque sur la figure.

La première section amplifie encore fort à l'approche du pôle, alors que la seconde s'occupe déjà de l'atténuation de la bande passante. L'ordre de succession des filtres est en principe indifférent. Cependant, le rapport signal bruit s'améliore si, comme indiqué sur le schéma, on place la section dont la bande passante est la plus étroite en dernier lieu.

Les valeurs des composants qui figurent dans le schéma sont arrondies à celles de la série E12 pour les condensateurs et E96 pour les résistances. Ce n'est pas l'idéal. La conséquence est une légère déviation, tant de la linéarité que de la bande passante: la partie plate présente une tolérance de 0,25 % et le pôle se situe à 990 Hz au lieu de 1 kHz. Si on veut la précision totale, il faut s'en tenir aux valeurs indiquées dans le tableau en combinant des résistances pour les obtenir.

La consommation de courant du montage, basé cette fois sur un TL082, est voisine de 4 mA. 954026-I

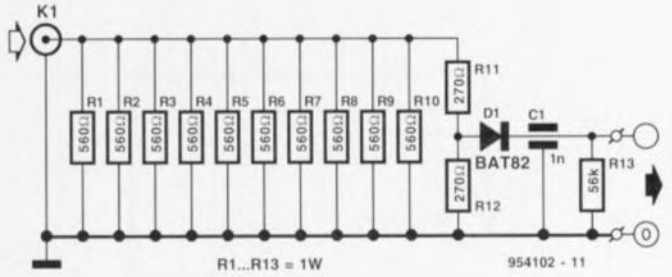
046 charge fictive HF de luxe

Il ne s'agit pas ici de fiction !

La réglementation régissant le trafic radio dans certains pays exige que tout radioamateur licencié dispose d'une charge non rayonnante qui puisse être connectée à la sortie de son émetteur HF. L'utilisation de ce type de charge est impératif lorsque l'on procède à des essais d'étalonnage ou de réglage de l'émetteur-récepteur hors émission (*off-air*).

La charge décrite ici, prévue pour une impédance de 50 Ω, valeur courante, est capable de supporter une puissance HF allant jusqu'à 10 W et ce pendant quelques minutes. Elle est constituée de 10 résistances de 560 Ω d'une puissance de 1 W, R1 à R10, montées en parallèle, d'un diviseur de tension constitué par les résistances R11 et R12 et d'un redresseur, D1/C1. Cette charge fictive ne charge la sortie de l'émetteur qu'avec un minimum de puissance réfléchie; elle dispose en outre d'une sortie de tension continue à laquelle on pourra brancher un voltmètre pour mesurer la puissance HF. Si l'on veut travailler à des puissances supérieures à 10 W il suffira d'utiliser un nombre de résistances plus important, voire un même nombre de résistances de puissance plus élevée, de façon à disposer d'une résistance totale de 50 Ω. Prenons un exemple : si nous utilisons 20 résistances de 2 W de 1 200 Ω pour R1 à R10 et des résistances de 150 Ω pour R11 et R12, la charge fictive se transforme en modèle de 40 W. La diode pourra être pratiquement n'importe quelle diode Schottky; on pourra ainsi utiliser sans problème une BAT85, ou HSCH1001 par exemple. Même une diode au germanium telle que la AA119 pourra être utilisée, encore qu'il faille se limiter à des puissances faibles. La charge fictive a élu domicile dans une boîte de conserves dont on a utilisé le couvercle pour la fixation des composants. Comme le montre le croquis de la figure 2, les 10 résistances de 560 Ω sont soudées concentriquement autour de l'âme d'une embase BNC. Leurs broches de masse sont soudées à la vague sur la surface intérieure du couvercle. Le condensateur C1 est du type transfert exigeant pour sa mise en place le percement d'un petit orifice de diamètre adéquat. On raccourcira au minimum la longueur des connexions des résistances pour limiter au strict minimum la composante réactive de la charge fictive.

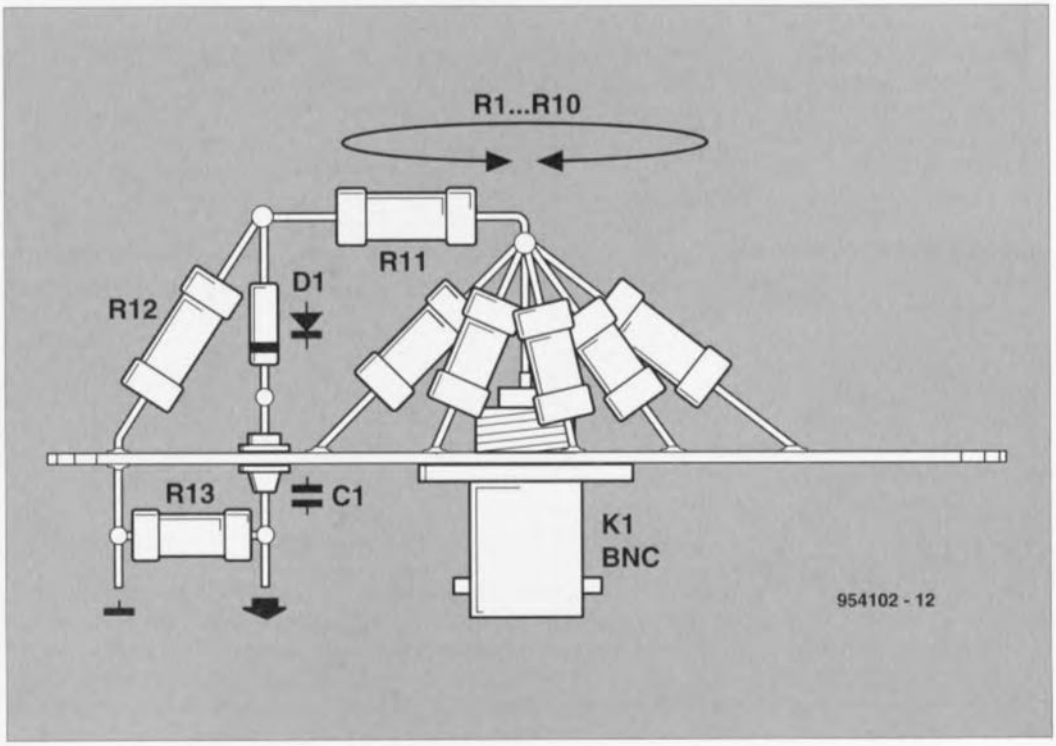
Une fois tous les composants mis en place sur et dans le couvercle, celui-ci est repositionné dans la boîte et soudé sur le pourtour pour constituer un tout parfaitement étanche. Il ne saurait être question de percer des trous d'aération dans le couvercle, car cela aurait pour conséquence d'annuler le but qui est de réaliser une charge non rayonnante.



On pourra comparer la valeur de tension produite par la charge fictive avec celle fournie par un wattmètre HF professionnel (un vrai Bird Truline par exemple). On notera les différentes tensions obtenues à différents niveaux de puissance HF de façon à établir un graphique.

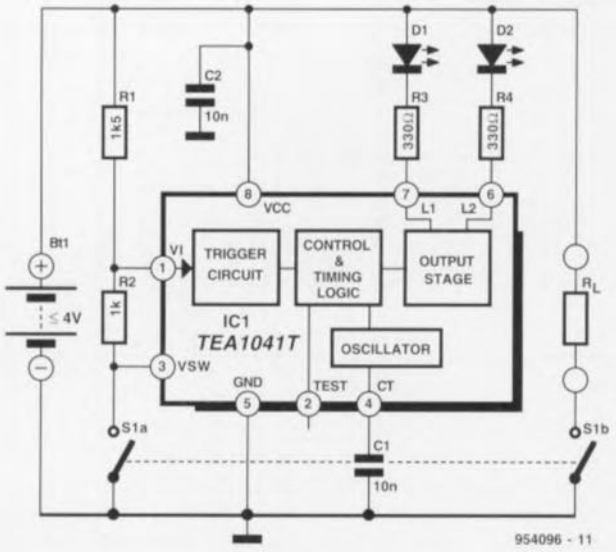
En fonction des caractéristiques des résistances utilisées, la charge fictive devrait avoir un taux d'ondes stationnaire (VSWR) inférieur à 1,5 pour des fréquences allant jusqu'à 450 MHz. On pourra omettre la résistance R13 si la charge fictive est toujours utilisée avec le même voltmètre.

954102-I



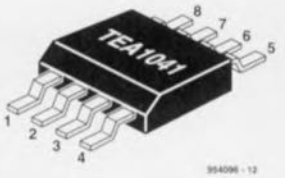
047 surveillant de tension de pile

Un petit circuit CMS de chez Philips, le TEA1041T permet un suivi facile et néanmoins précis de la tension d'alimentation d'un appareil alimenté par pile. L'interrupteur S1 sert à activer et l'appareil et le circuit intégré de surveillance. La tension fournie par la pile ou par l'accu arrive, par le biais du diviseur de tension R1/R2, à l'entrée de détection de tension, la broche 1, entrée connaissant un seuil de commutation de 1,25 V.



Si la tension d'alimentation chute en-dessous de quelque 3,1 V, on a passage en-deçà du dit seuil de sorte que le temporisateur interne est déclenché pendant 2 s. Si, au cours de cet intervalle la tension appliquée à la broche 1 repasse au-delà du seuil de commutation le temporisateur est remis à zéro.

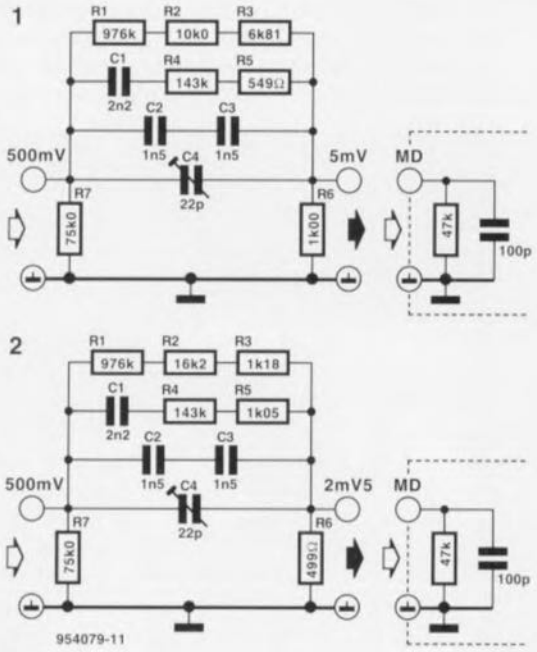
Si tel n'est pas le cas, la LED D1 s'illumine au bout de 2 s signalant une tension de pile ou d'accu trop faible : ce signal devrait servir de point de décision de déconnecter, à l'aide d'un relais par exemple, la charge aux bornes de S1b, de manière à ce que l'accu ne soit pas totalement déchargé par D1. Le TEA1041T travaille – le contact S1a étant ouvert lui aussi – en mode de veille. Les LED clignotent alternativement pendant 4 s, le circuit ne consommant plus ensuite qu'un courant négligeable de 10 μA. Il ne circule pas de courant à travers le diviseur de tension R1/R2. Ce circuit convient à des tensions de pile comprises entre 1,8 et 4 V (3 cellules au maximum). Les LED supportent sans dommage une tension supérieure, tant qu'elle ne dépasse pas 5,5 V.



954096-I

048 adaptateur pour amplificateurs MD

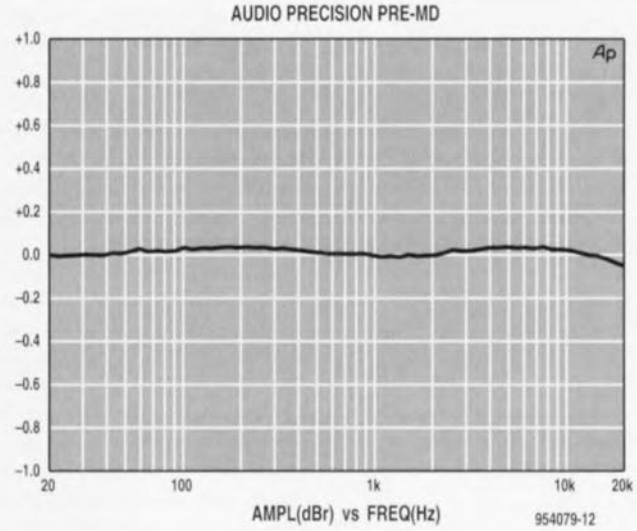
Si ce titre peut vous paraître cryptique peut être qu'un sous-titre tel que « adaptateur sortie TV vers entrée Phono » traduit mieux la fonction de ce petit montage. Nombreux sont ceux d'entre nos lecteurs qui possèdent un amplificateur (d'une génération plus ancienne) encore doté d'une entrée Phono. En cette époque de tout-numérique l'utilisation de la table de lecture a été reléguée au rang de souvenir. De ce fait, l'une des entrées de l'amplificateur reste inutilisée et partant disponible. Le consommateur moderne ne cesse d'acheter de nouveaux appareils audio en tous genres, de sorte qu'il se trouve rapidement confronté à un manque flagrant d'entrées. Et que faire si l'on veut brancher un signal fourni par la TV (disponible sur la prise Péritel par exemple) au dit amplificateur. Pour pouvoir appliquer des signaux de niveau Ligne classiques à l'entrée Phono d'un amplificateur il suffit de prévoir un petit réseau de compensation passif. Nous vous proposons deux solutions, sachant que le second réseau possède une atténuation supérieure de 6 dB à celle du premier. Si l'on se base sur une sensibilité d'entrée Phono (à 1 kHz) de 5 et 2,5 mV, on dispose dans les 2 cas d'une entrée Ligne ayant une sensibilité de 500 mV. Il est intéressant de noter que les différences de dimensionnement entre les 2 réseaux ne se résument pas à la valeur de R6; ceci est dû au fait que tout changement de valeur de l'un des composants du réseau a des conséquences sur celles des autres composants du réseau. Il a également été tenu compte de la charge de l'entrée Phono en partant de l'impédance de terminaison classique de 47 kΩ//100 pF.



Nous avons opté ici à dessein pour l'approche la plus serrée possible par rapport aux calculs théoriques. Elle implique l'utilisation de résistances de la série R-96 et de valeurs de condensateurs précises. Si l'on est effrayé par les implications de ce choix, on pourra envisager de faire appel à un autre schéma publié lui dans le numéro Hors-Gabarit de 1990 sous le titre de « ANTI-RIAA », réseau MD inversé. En raison des valeurs utilisées ici, il faut faire appel à des résistances de 0,1% (de la série MPR 24 de Philips par exemple) et des condensateurs polystyrène de 1% (mesurer C1), sachant que la précision de la valeur obtenue par cette association dépasse très notablement celle que permettent les tolérances standard (1%). Le second condensateur prend la forme d'une mise en série de 2 condensateurs (C2 et C3 de 1nF5 tous 2) associée à un petit condensateur ajustable pris, pour l'ultime touche, en parallèle sur les 2 premiers. Cet ajustable permet de compenser partiellement à 750 pF

ainsi que la capacité de l'entrée Phono. 750 pF est également une valeur de la série E-24 de sorte qu'il est possible de remplacer les condensateurs C2 et C3 par un unique condensateur (si tant est que l'on puisse mettre la main dessus). La valeur du condensateur d'assemblage (C2 + C3 + C4) doit être, pour le schéma 1, de 760,375 pF et de 757,62 pF pour le schéma 2. Les chiffres après la virgule ne sont pas réalisables dans la pratique – ne serait-ce déjà tout simplement en raison de la température – de sorte que l'on se voit automatiquement appelé à utiliser un ajustable pour C4.

Si l'on ne dispose pas des moyens de mesurer la courbe avec précision, on pourra remplacer par un condensateur de valeur fixe de 10 pF dans le premier cas et de 6pF8 ou 8pF2 dans le second. Il existe une autre possibilité, à savoir choisir pour les condensateurs C2 et C3 des valeurs quelque peu divergentes qui compensent les tolérances observées. L'entrée est dotée d'une résistance de terminaison à l'intention de la source de manière à normaliser quelque peu l'impédance d'entrée. Dans ces conditions elle est de 47 kΩ à 1 kHz, variant de quelque 70 kΩ à 10 kΩ entre 20 Hz et 20 kHz. On pourra, si l'on préfère limiter la plage, abaisser la valeur de R7.

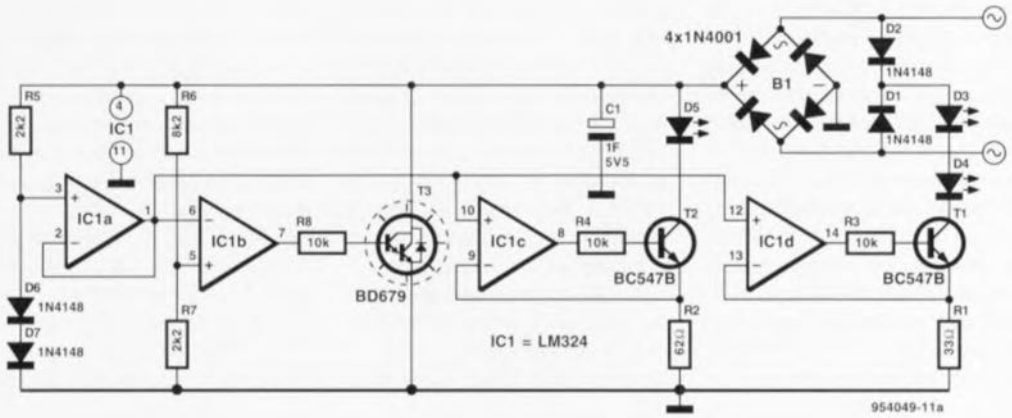


Nous avons relevé la courbe obtenue avec le schéma 1 où nous utilisions des résistances et des condensateurs de 1% de tolérance pris aveuglément dans le tiroir : comme on le voit, la dérive n'est pas sortie des limites de ±0,05 dB. Théoriquement, la dérive à 20 kHz est déjà, dans le cas du schéma 1, de – 0,05 dB alors qu'elle n'est que de – 0,012 dB dans celui du schéma 2. La précision ne cesse de s'améliorer au fur et à mesure que l'on augmente l'atténuation de ce réseau et que l'on adapte en conséquence la valeur des autres composants. Il n'en reste pas moins que le schéma 2 devrait contenter le plus perfectionniste d'entre nos lecteurs, sachant qu'il ne faudra pas oublier que la dérive introduite par l'amplificateur MD monté en aval est de loin plus importante que celle de ce circuit. Ainsi, la dérive finale de l'ensemble du transfert ne dépend plus alors que de l'amplificateur MD utilisé.

954079-I

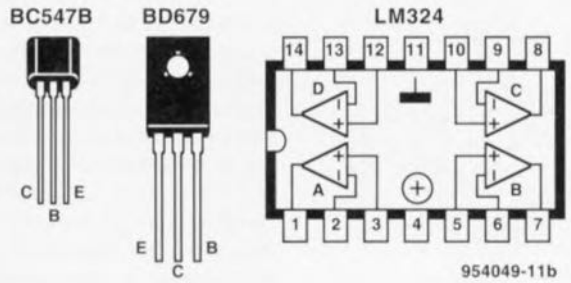
049 feu de position pour vélo

A .Noack



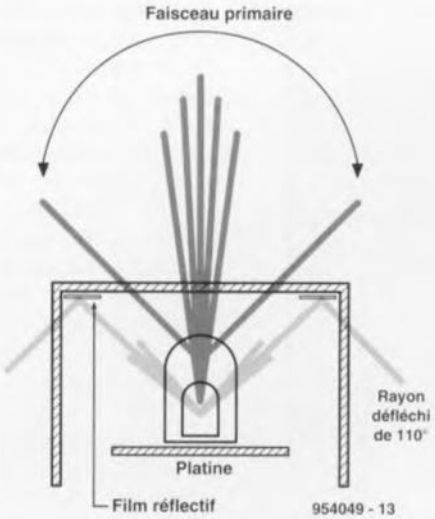
Le feu de position pour vélo décrit ici répond aux normes en vigueur, ne réclame aucun entretien et grâce à sa compacité, s'intègre dans n'importe quel boîtier de feu arrière du commerce.

Un éclairage de vélo moderne ne doit pas seulement se montrer fiable, il se doit également de respecter le point de vue écologique. Aussi, pas question de faire usage de piles à jeter ou d'accumulateurs à recharger, vive l'exercice: la source d'énergie sera la dynamo. Le feu arrière est remplacé par des diodes électroluminescentes. L'ampoule traditionnelle ne s'échange pas simplement contre une seule DEL, il en faut plusieurs pour atteindre la même luminosité. Les DEL du commerce habituel ne peuvent atteindre une intensité lumineuse supérieure à 10 cd (candela) que dans un angle de dispersion limité à 5° ce qui oblige à partager le travail. Le feu arrière comporte deux DEL de 5 mm à haut rendement fournissant chacune au moins 2 cd et d'une grosse DEL diffuse de 10 mm, qui donne une intensité lumineuse de 550 mcd dans un angle de plus de 100°. Le couvercle rouge du feu arrière contribue à la diffusion de la lumière. Une mesure indique que l'intensité lumineuse dans l'axe principal est supérieure à 4 cd, ce qui est suffisant, même pour le feu de position d'une automobile. Ce n'est que pour la question de la dispersion dans un angle de 110° qu'il faudra encore améliorer un peu la situation au moment du montage.



La réduction sensible de la consommation du feu arrière permet l'utilisation d'un condensateur pour stocker l'énergie. La recommandation de sécurité DEKRA préconise qu'une minute après l'arrêt de la bicyclette, l'intensité lumineuse soit encore de 70 %, après la deuxième minute, 50 % et après quatre minutes encore 30 % de l'intensité nominale. Il y a moyen d'obtenir ces valeurs grâce à la décharge d'un condensateur, mais il doit être de 1 F, non pas un franc, mais 1 million de μF. Ces composants sont destinés à assurer un courant de décharge de quelques milliampères. Nous avons utilisé un modèle NEC FYH 1,0 F sous 5,5 V, les modèles moins chers, les Goldcaps de Panasonic n'apportant pas les résultats souhaités.

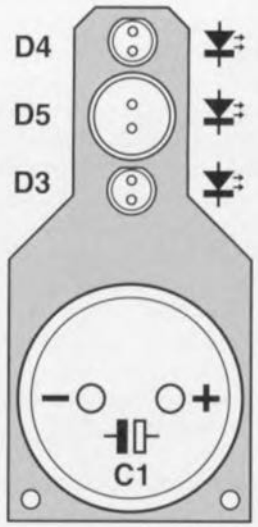
Le schéma montre deux systèmes séparés. Si la dynamo tourne, le



condensateur réservoir C1 se charge. Vu la résistance interne importante de ce condensateur, la dynamo n'est pas très sollicitée et l'effet n'est guère décelable dans la luminosité du phare avant. Lorsque la tension du condensateur atteint 3 V, IC1 entre en piste. C'est un quadruple amplificateur opérationnel du type LM324. IC1a joue un rôle essentiel: il constitue un étage tampon qui, associé à R5 et D6/D7, agit comme source de tension constante de 1,2 V, ce qui correspond bien à la tension aux bornes des deux diodes en série. Cette référence de tension, les trois autres amplificateurs vont s'en servir. IC1d et IC1c fonctionnent chacun avec l'aide d'une résistance et d'un transistor comme source de courant constant, ici devrait-on plutôt parler de drain de courant. Un amplificateur opérationnel, par nature, s'efforce de ramener son entrée inverseuse au potentiel de l'entrée non inverseuse, dans ce cas-ci, il mène le transistor en conduction suffisante pour que la tension aux bornes de la résistance soit égale à 1,2 V. En conséquence, le courant dans R1, mais aussi dans D3 et D4 est de 36 mA. D'une manière similaire, dans D5 tout comme dans R2 il est de 20 mA. Tant que le vélo roule, les drains de courant sont alimentés par la tension de la dynamo redressée par B1 pour le premier, D1 et D2 pour l'autre.

Quand la dynamo s'arrête, le courant au travers de D3 et D4 s'annule aussitôt, mais D5 continue à être alimentée aux dépens de la charge du condensateur réservoir C1. La luminosité de la grosse DEL est maintenant dépendante de la tension du condensateur et suit sa courbe de décharge. Après une quinzaine de minutes, le condensateur n'est plus en mesure de faire luire la DEL.
IC1b est monté en régulateur parallèle et travaille comme protection vis-à-vis des surtensions. Le diviseur de tension R6 et R7 est calculé pour que, jusqu'à une tension redressée de 5,7 V de la dynamo, le comparateur donne un niveau de sortie bas, ce qui bloque T3. Si on roule plus vite ou si l'ampoule du phare vient à sauter, la tension de la dynamo grimpe. Le comparateur bascule alors et met T3 en conduction de manière à ce que la tension revienne à sa valeur de consigne.
C'est maintenant à l'électronique, au Darlington en particulier à dissiper l'énergie excédentaire, raison pour laquelle on doit le doter d'un petit radiateur (14 K/W).
Si on veut faire entrer tout le montage dans un feu arrière normal, on ne coupe pas à l'utilisation d'éléments miniaturisés: résistances de 1/8 de watt, IC en technologie SMD (composants montés en surface). Les 1N4148 sont suffisamment petites en version normale, les transistors BC547B se font également en version SOT-23. La distance entre les broches d'un circuit intégré pour montage en surface n'est que de 0,2 mm, aussi la réalisation de la platine demande des soins attentifs.

La figure ci-dessous indique comment les trois DEL et le condensateur réservoir peuvent se loger au mieux. Les autres composants s'installeront là où il reste de la place. Le montage des éléments commence par le circuit intégré, puis les transistors, les diodes, résistances et le redresseur et se poursuit par les composants munis de fils, que l'on installe par la face appelée naguère ' côté composants '. T3 doit être soudé de façon à ce que son radiateur puisse se visser au fond du boîtier du feu de position.
Pour faire le test, on relie une source continue de 6 V environ. Ce sont les deux DEL de 5 mm qui s'allument en premier, ensuite la grosse. Après la charge du condensateur, le courant consommé se fixe à quelque 60 mA.



Si, prudemment, on augmente la tension, la protection contre les surtensions intervient et T3 conduit. La consommation grimpe dans les ampères. Si on se sert d'une alimentation secteur pour essayer le circuit de protection, il faut se restreindre dans le temps et se servir de sa limitation du courant de court-circuit.

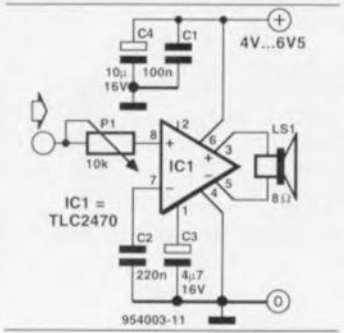
On peut maintenant installer la platine dans le feu arrière. Tous les éléments, y compris le réflecteur peuvent disparaître. Le cas échéant, on devra raccourcir la douille de l'ampoule. On fixe la platine au moyen d'un peu de silicone de manière à ce que la grosse DEL vienne prendre l'emplacement qu'aurait occupé l'ampoule.
Pour terminer, on améliore la dispersion de la lumière jusqu'à 110° (figure ci-contre). Pour y parvenir, on colle deux bandes de matériau réfléchissant sur les bords latéraux gauche et droit à l'intérieur du couvercle, à hauteur des DEL, de manière à dévier une partie du faisceau.

954049-I

050 coupure audio automatique

Pour peu que l'on s'inquiète de voir réellement à quelle fréquence l'amplificateur audio d'un scanner, d'un portaphone mobile ou d'un talkie-walkie a effectivement à amplifier un signal, on aura vite fait de constater que ceci est bien plus rare qu'on ne le pensait. C'est en particulier dans le cas des talkie-walkies que le récepteur se trouve sur un canal « inoccupé » et que le dispositif de silencieux (squelch) assure un certain silence. Il n'en reste pas moins que l'amplificateur audio est quand même en veille, consommant en permanence le courant de repos requis. L'étage audio est réglé en classe B pour le moins si elle ne l'est pas en classe AB.

Il est vrai que le courant de repos est sensiblement moins élevé que le courant qui circule lorsqu'il faut générer un niveau de « bruit » élevé; cependant l'amplificateur charge les piles ou accus en permanence, même lorsque cela ne présente pas le moindre intérêt. Disposer d'un système procédant à une mise en fonction à l'instant d'entrée en fonction du silencieux est, d'un point de vue de la consommation d'énergie, plus intéressant. Ce dispositif a l'inconvénient de générer un ploc à chaque entrée en fonction du silencieux, ce qui n'est aucunement le but recherché. Il existe heureusement



une solution à ce problème. Il existe en effet des circuits intégrés amplificateurs spéciaux dotés d'un circuit de mise en veille automatique intégré sur la puce, dispositif qui met le circuit hors-fonction si l'entrée ne se voit pas appliquer de signal pendant plus de 0,5 s. La consommation de courant tombe alors de quelque 15 mA à de l'ordre de 100 μA. Texas Instruments fait quelques-uns de ces composants : la série TLC247X. L'examen du schéma montre que l'électronique additionnelle se résume à 5 composants. Tous les circuits de cette famille sont prévus pour des applications « parole ». Un filtre passe-bas intégré limite en effet la plage de fréquences à 5 kHz au maximum en ce qui concerne les TLC24701 et TLC24721 et jusqu'à 3,5 kHz seulement pour les autres membres de la famille, à savoir les TLC24711 et TLC24731. Ils sont en outre en mesure de traiter directement des signaux MLI (modulation en largeur d'impulsion PWM = *Pulse Width Modulation*). On peut appliquer ce signal sous forme symétrique entre les broches 7 et 8. L'organe de réglage de volume prend la forme d'un potentiomètre permettant d'ajuster entre 0 et 2/3 VDD la tension appliquée à la broche 2. Nous avons, dans le schéma présent, choisi de traiter un signal analogique standard dont on ajuste le volume par action sur P1.

La consommation de courant du circuit est de 250 mA au maximum et à une tension d'alimentation de 5 V cet amplificateur est en mesure de fournir une puissance de crête de - 500 mW.

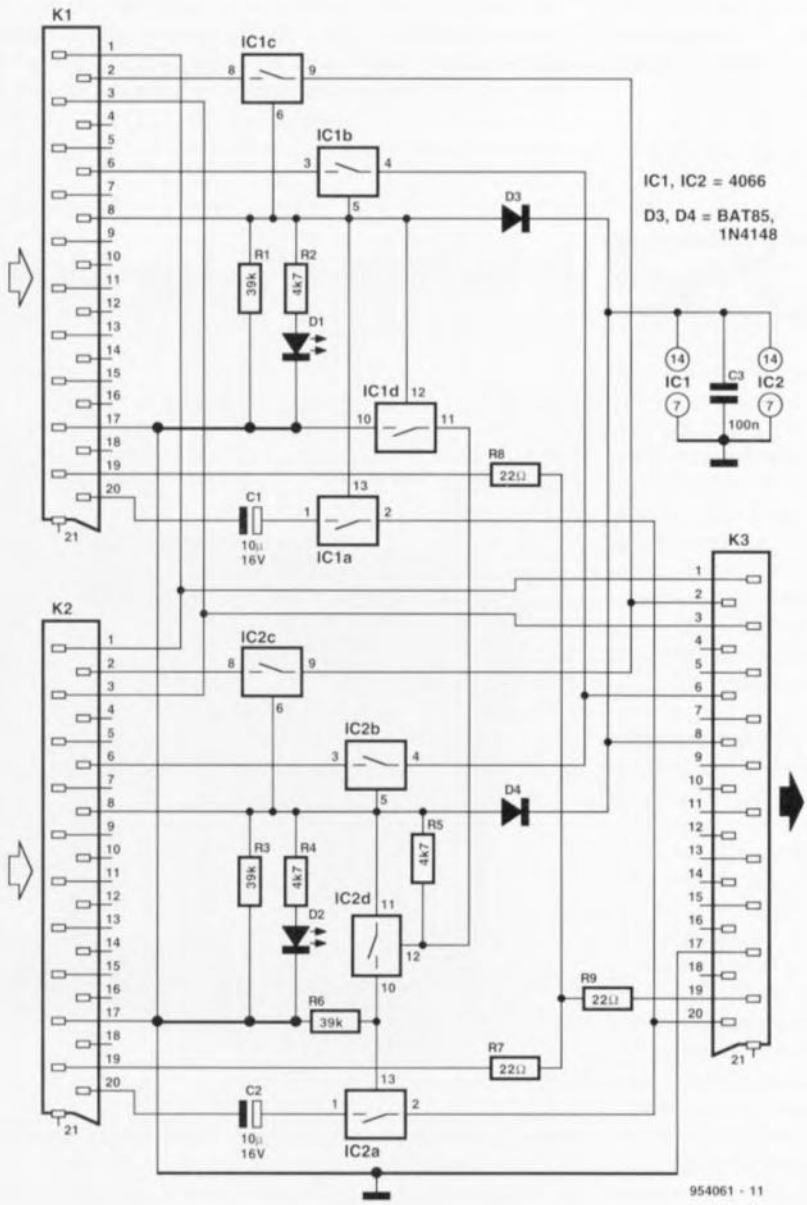
954003-I

051 confort en Péritel, le retour

F. Bemelman

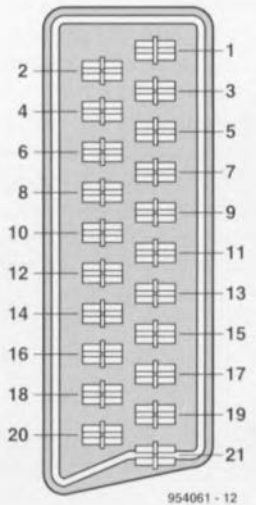
Bon, vous avez un fauteuil confortable, un récepteur satellite avec prise péritélévision (on dit aussi SCART), deux décodeurs avec prise Péritel itou, tout quoi! Et pourtant vos problèmes sont au pluriel parce que les péritel sont au singulier. On rencontre ce genre de situation si on met bout à bout, disons un récepteur satellite Pace 800rd, un décodeur Luxcrypt RTL4/5 et un décodeur D2MAC (pour TVPlus), mais ceci n'est qu'un exemple européen sans prétention. Bien sûr, on trouve dans le commerce des boîtes de distribution Péritel pour trois appareils, sur lesquelles on peut faire manuellement l'inversion, mais le fauteuil confortable alors, qui va l'amortir? Manifestement, tout ce qui est manuel de nos jours a un air désuet qui ne fait pas très sérieux dans le concert de sauts de fréquence et de commandes à distance. C'est ce qui justifie le ci-devant commutateur qui se charge de sélectionner automatiquement le bon décodeur sans vous obliger à quitter votre fauteuil.

Le circuit décrit ici effectue la commutation automatique entre deux sources vidéo qui, lorsqu'elles sont activées, fournissent une tension de contrôle sur la broche 8 de leur connecteur Péritel. La plupart des récepteurs pour satellite, de même que les magnétoscopes en sont dotés. La boîte à tout faire ne demande aucune alimentation extérieure ni aucune pile, elle détourne elle-même sa tension de fonctionnement de la broche 8 active dont on vient de parler.



Le schéma montre la structure très directe de la commutation pour deux canaux, fondée sur le célèbre (et bon marché) commutateur électronique bilatéral du type 4066. Deux DEL à haut rendement indiquent l'état de chaque entrée. On maintient leur consommation au minimum pour éviter de trop charger la source de tension. Les condensateurs (au tantale) C1 et C2 dans la ligne vidéo éliminent les effets pernicieux d'une éventuelle tension de décalage en sortie du décodeur. Le modèle Luxcrypt de l'auteur présentait en effet une semblable tension continue superposée à la vidéo, ce qui causait une perte dans le commutateur 4066 lorsqu'on y envoyait un signal D2MAC à haute luminosité. Les condensateurs au tantale devraient éviter ce phénomène. Si deux magnétoscopes sont reliés à la

télévision par l'intermédiaire de notre boîte Péritel, c'est celui qui passe par l'entrée n°1 qui jouit de la priorité.
Le montage présente un inconvénient, inhérent à l'absence d'alimentation autonome, dont nous tenons à faire mention. Le signal vidéo provenant d'un récepteur de satellite est distribué vers deux canaux sans subir d'amplification préalable. Ceci entraîne une atténuation du signal à cause de l'impédance de charge trop faible qui apparaît alors à la sortie du récepteur. Pour éviter cette surcharge, on peut utiliser des résistances Rx (de 82 Ω par exemple) à insérer entre la sortie vidéo du récepteur et chaque entrée de décodeur. Il y a des cas où ces résistances ne sont pas nécessaires, soit parce qu'on peut augmenter un peu la sensibilité du décodeur, comme dans le cas du Luxcrypt, soit que le problème ne se manifeste pas, c'est ce qui se passe avec le décodeur D2MAC.



Répartition des broches des prises péritélévision

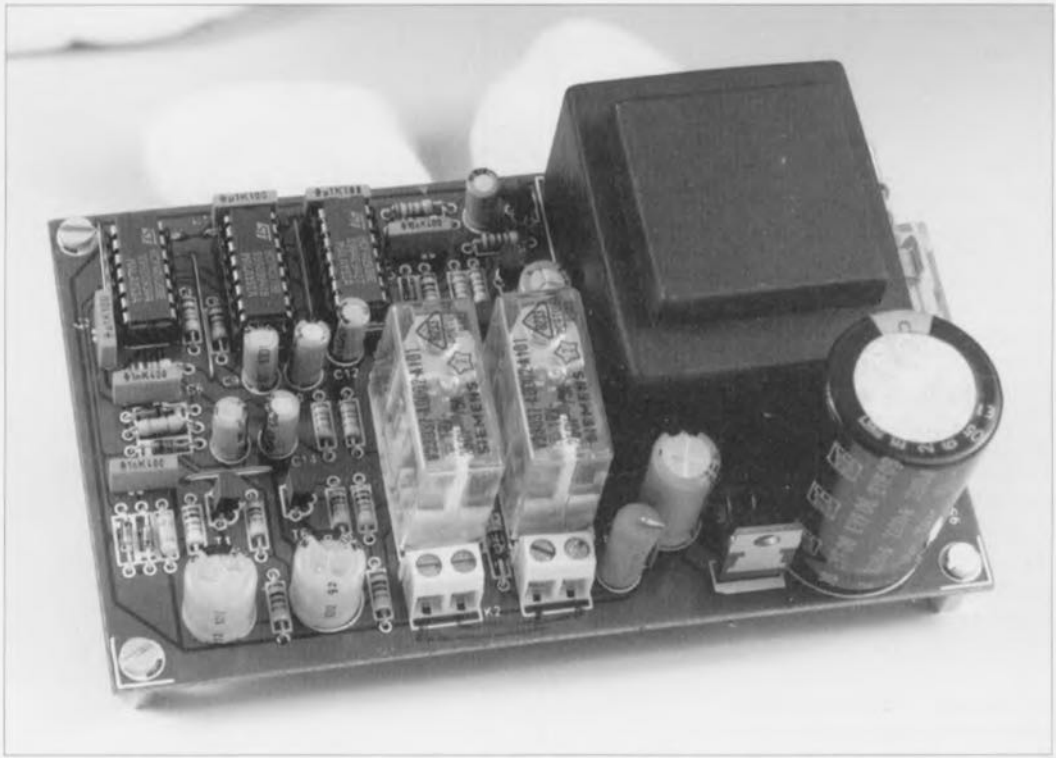
Broche	*Décodeur*	*Télévision*	*Magnétoscope*
1	Sortie audio droite	Sortie audio droite	Sortie audio droite
2	Entrée audio droite	n.c.	Entrée audio droite
3	Sortie audio gauche	Sortie audio gauche	Sortie audio gauche
4	Masse audio	Masse audio	Masse audio
5	Masse Bleu	Masse Bleu	Masse
6	Entrée audio gauche	n.c.	Entrée audio gauche
7	Entrée Bleu	Sortie Bleu	n.c.
8	Etat décodeur ext.	Sortie état AV	Entrée état AV
9	Masse Vert	Masse Vert	Masse
10	n.c.	n.c.	n.c.
11	Entrée Vert	Sortie Vert	n.c.
12	Port sériel E/S	n.c.	n.c.
13	Masse Rouge	Masse Rouge	Masse
14	n.c.	n.c.	n.c.
15	Entrée Rouge	Sortie Rouge/Chrominance SVHS	Chrominance SVHS
16	Entrée état RGB	Sortie état RGB	n.c.
17	Masse vidéo	Masse vidéo	Masse vidéo
18	Masse	Masse	Masse
19	Sortie vidéo base	Sortie vidéo	Sortie vidéo
20	Entrée vidéo	n.c.	Entrée vidéo
21	Blindage prise	Blindage prise	Blindage prise

Nous suggérons de loger le circuit dans un boîtier de commutation Péritel « manuel » qu'on peut se procurer pour pas bien cher et qui évite la peine de forer et scier les emplacements de trois prises péritel.
Il y a si peu de composants à installer qu'ils trouveront place aisément sur un petit morceau de platine d'expérimentation à pastilles, les raccords aux broches des prises se faisant par fils.

954061-I

052 interface PC-fax bidirectionnelle

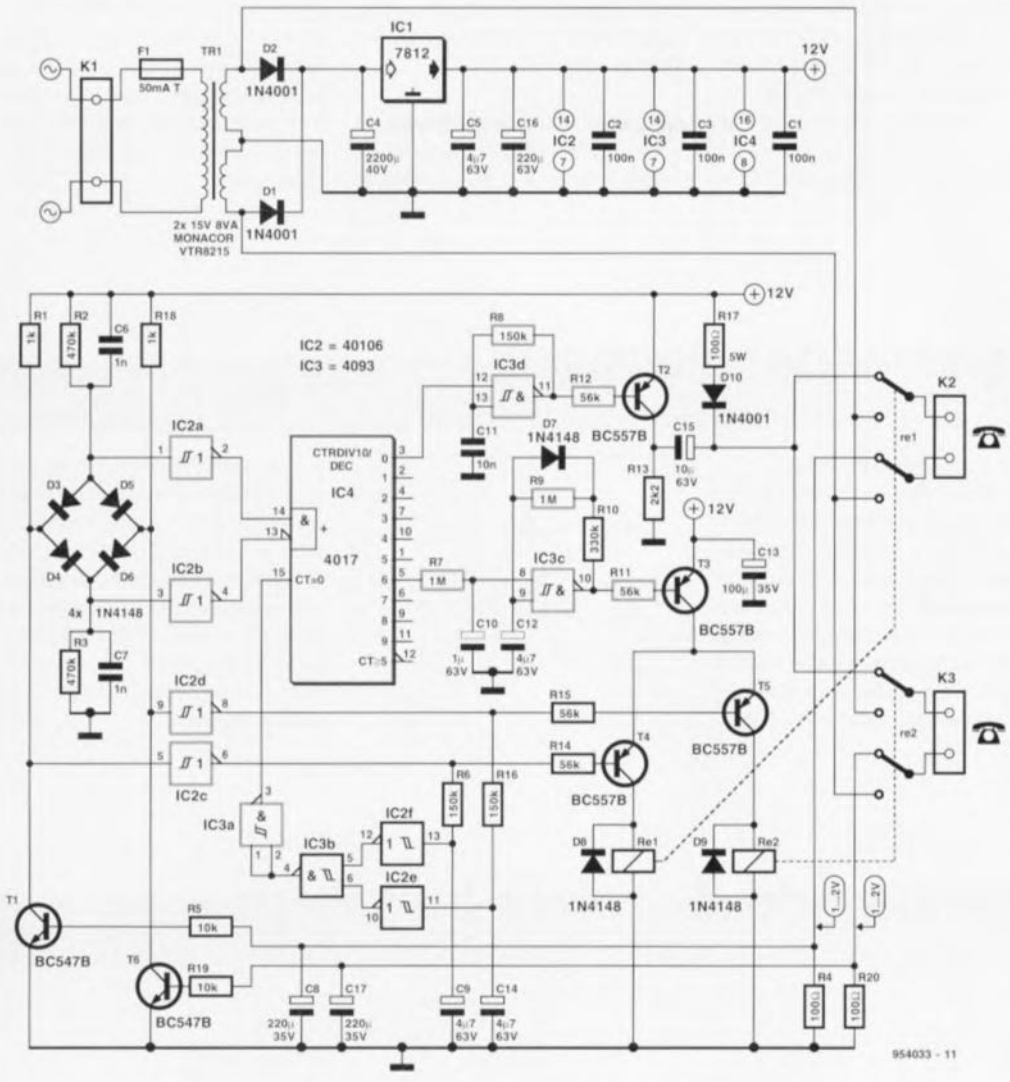
D. Paulsen

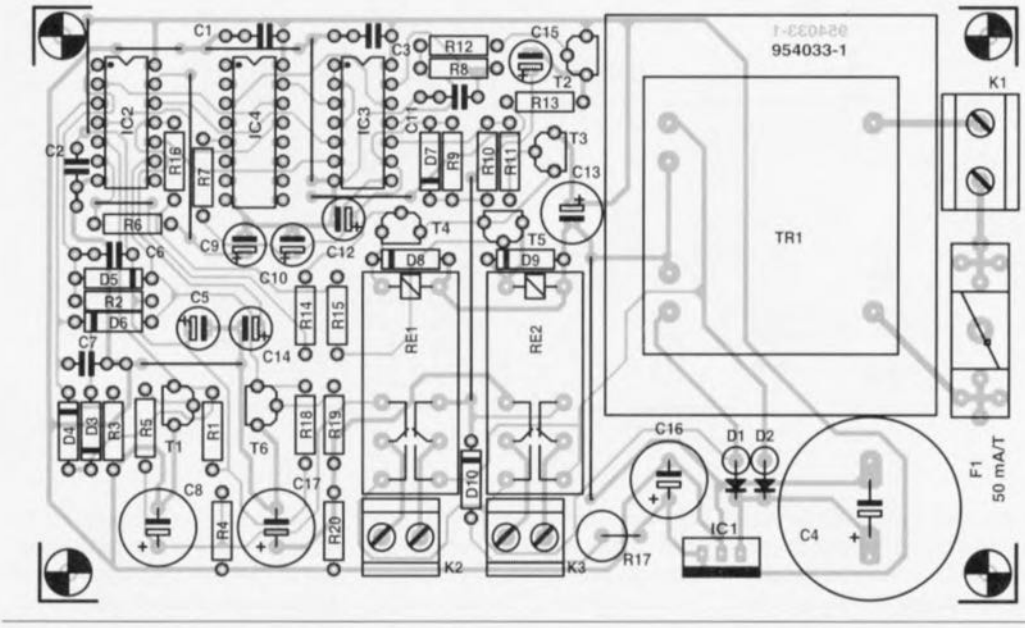


Ce petit montage simule un échange téléphonique rudimentaire, permettant à un PC de téléphoner à un télécopieur et inversement sans utiliser réellement le réseau téléphonique public. Cette option est très intéressante lorsque l'on envisage d'utiliser son télécopieur comme scanner (pensez à le mettre en mode haute résolution !) ou comme imprimante avec une résolution grossière de quelque 200 dpi.

Il est supposé, pour les dites applications, que l'ordinateur concerné soit doté d'une carte de fax. Le logiciel fourni avec la dite carte permet la conversion d'images scannées dans le format TIFF très couramment utilisé. Le montage proposé ici n'est utilisable qu'avec des téléphones à codage par impulsions. Il se fait heureusement que ce mode est encore reconnu par la plupart des télécopieurs et des cartes fax. Les transistors T1 et T6 sont mis en conduction lorsque l'extension correspondante, PC ou fax, « décroche » le combiné, c'est-à-dire ouvre le contact de la ligne. Ces transistors sont normalement bloqués, maintenant le compteur IC4 à zéro. Ceci valide la porte NON-ET (NAND) à trigger de Schmitt IC3d, qui génère une tonalité d'appel d'une fréquence de quelque 450 Hz, signal appliqué à la ligne par l'intermédiaire du condensateur C15. Si l'on suppose la présence d'un téléphone ordinaire (à codage par impulsions) le signal de numérotation est audible lorsque l'on décroche le combiné.

On a par conséquent création d'une tension aux bornes de la résistance R4 ou R20. Il peut être nécessaire, en fonction de la résistance terminale de l'appareil concerné, de modifier quelque peu la valeur de ces résistances pour permettre la création d'une tension de niveau suffisant. La dite tension fait entrer le transistor T1 ou T6 en conduction et partant fait cesser la situation de remise à zéro de IC4. Il ne se passe encore rien et la tonalité d'appel reste sur la ligne. Si l'on fait le « 6 » le transistor T1 (ou T6) reçoit 6 impulsion rapides. Les dites impulsions arrivent, via la diode D3 ou D5, à l'entrée d'horloge du compteur, entraînant l'inhibition du générateur de signal d'appel. La porte IC3c est elle cependant validée. L'entrée de validation du compteur, sa broche 13, est maintenue au niveau bas par le maintien au niveau haut de l'entrée de IC2b





par le biais de la diode D4 ou D6. La porte IC3c attaque le circuit de commande de tension de sonnerie, T3, à une fréquence de l'ordre de 1 Hz. Comme l'autre extension n'est pas encore en mesure de répondre à l'appel, le transistor T4 ou T5 est le relais qui lui est associé, Re1 ou Re2, sont commutés à cette même fréquence. Ceci a pour effet de transmettre la tension de sonnerie à l'extension appelée. La tension de sonnerie est, dans le cas présent, de quelque 30 V; elle est dérivée directement du secondaire du transformateur. Bien que notre tension de sonnerie ait une valeur inférieure à la valeur standard (à savoir entre 40 et 60 V), la plupart des téléphones ainsi que des télécopieurs et des cartes fax pour PC la reconnaîtront sans problème. S'il devait s'avérer que la tension de sonnerie est trop faible, on pourra essayer d'utiliser un transformateur fournissant une tension secondaire plus élevée, 2 x 28 voire 2 x 24 V par exemple.

Lors d'une réponse à l'appel, le relais est mis hors-circuit par le biais de T4 ou T5, de sorte que la tension de sonnerie disparaît de l'extension appelée et l'on a établissement de la connexion avec l'autre extension. Parallèlement on a inhibition du compteur par la mise au niveau logique haut, par l'intermédiaire de la sortie de IC2b, de son entrée de validation. On peut maintenant lancer le transfert de fichier !

Liste des composants

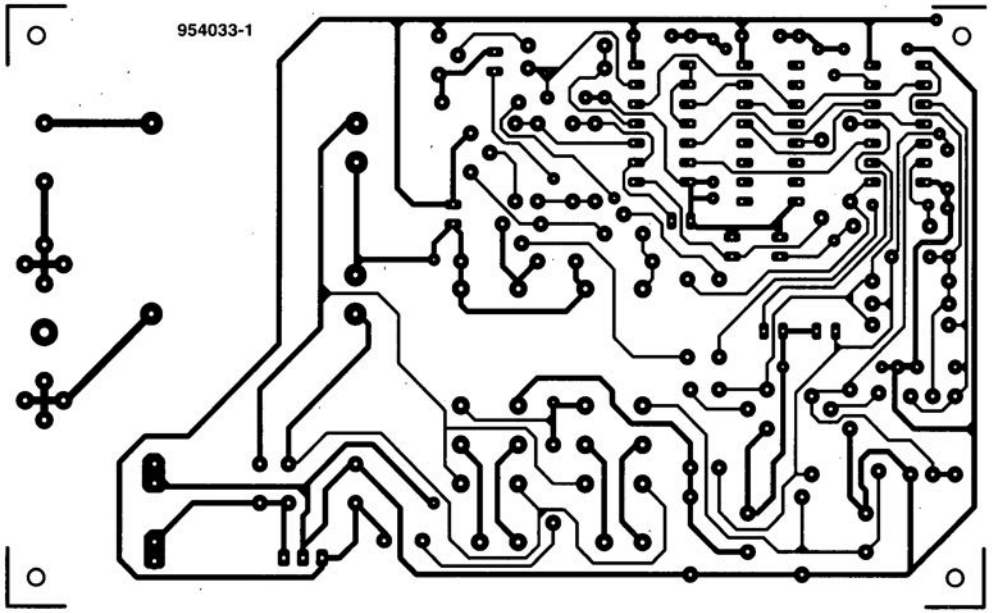
Résistances :
R1,R18 = 1 kΩ
R2,R3 = 470 kΩ
R4,R20 = 100 Ω
R5,R19 = 10 kΩ
R6,R8,R16 = 150 kΩ
R7,R9 = 1 MΩ
R10 = 330 kΩ
R11,R12,R14,R15 = 56 kΩ
R13 = 2kΩ2
R17 = 100 Ω/5 W

Condensateurs :
C1 à C3 = 100 nF
C4 = 2 200 µF/40 V radial
C5,C9,C12,C14 = 4µF7/63 V radial
C6,C7 = 1 nF
C8,C16,C17 = 220 µF/35 V radial
C10 = 1 µF/63 V radial
C11 = 10 nF
C13 = 100 µF/35 V radial
C15 = 10 µF/63 V radial

Semi-conducteurs :
D1,D2,D10 = 1N4001
D3 à D9 = 1N4148
T1,T6 = BC547B
T2 à T5 = BC557B
IC1 = 7812
IC2 = 40106
IC3 = 4093
IC4 = 4017

Divers :
K1 = bornier à 2 contacts au pas de 7,5 mm
K2,K3 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm
Re1,Re2 = relais 12 V double tel que, par exemple, V23037-A00002-A101 (Siemens)
Tr1 = transformateur encartable 2 x 15 V au secondaire, 8 VA, tel que, par exemple VTR8215
F1 = fusible 50 mAT avec porte-fusible encartable

C.I. en libre service



1 interface PC–fax bidirectionnelle

2 bus I^2C isolé galvaniquement

3 adaptateurs CMS → DIL

4 détartreur pour eaux calcaires

5 moniteur pour ventilateur d'UC

6 testeur de luminosité de LED

Le compteur est revalidé une fois que la communication est terminée et que l'une des extensions coupe la liaison. Le signal de validation, cependant, n'est qu'un flanc d'impulsion descendant que le compteur considère aussi comme une impulsion d'horloge. Par conséquent il passe à la sortie Q6 (broche 5) provoquant la mise hors-circuit du circuit de commande de tension de sonnerie, évitant ainsi que l'extension appelée tout juste ne se remette à sonner. Le compteur est remis à zéro lorsque l'autre extension quitte elle aussi la ligne. Le circuit se met alors en attente, dans l'espoir que l'une quelconque des extension « décroche » à nouveau le combiné.

On pourra utiliser la sérigraphie de l'implantation des composants représentée ci-contre et soit acheter la platine toute faite, soit se la faire soi-même à l'aide du dessin de circuit imprimé reproduit dans les pages centrales. Nous tenons à signaler, en guise de conclusion, que ce montage n'est pas homologué, et partant n'est pas à connecter au réseau de téléphone public.

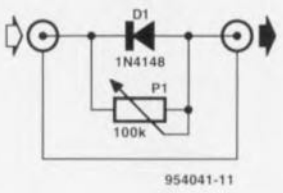
954033-1

053 fader-vidéo rustique

R. Voogd

Il est fort probable que le fader-vidéo décrit dans cet article soit le montage le plus simple jamais proposé dans Elektor. Sa simplicité est sans aucun doute la caractéristique la plus marquante (intéressante ???) de ce circuit. Le montage est destiné aux amateurs de la vidéo qui, lors du montage de leurs prises de vue, envisagent de faire appel à l'effet fort apprécié du fondu-enchaîné.

Le signal vidéo appliqué à l'entrée arrive, via la résistance définie par le potentiomètre P1, à la sortie. L'atténuation (fondu-enchaîné) du signal vidéo est dû à la répartition de la tension du signal entre le potentiomètre et l'impédance d'entrée du moniteur par exemple. La diode D1 est requise pour garantir que l'impulsion de synchronisation arrive, sans avoir subi la moindre atténuation, à la sortie du circuit. Cette technique garantit donc une présentation stable du signal vidéo en toutes conditions, et ce indépendamment de la position du curseur de P1. Le potentiomètre permettra donc de faire varier la luminosité de l'image, sans perte de synchronisation.



954041-I

054 commande de relais bistables

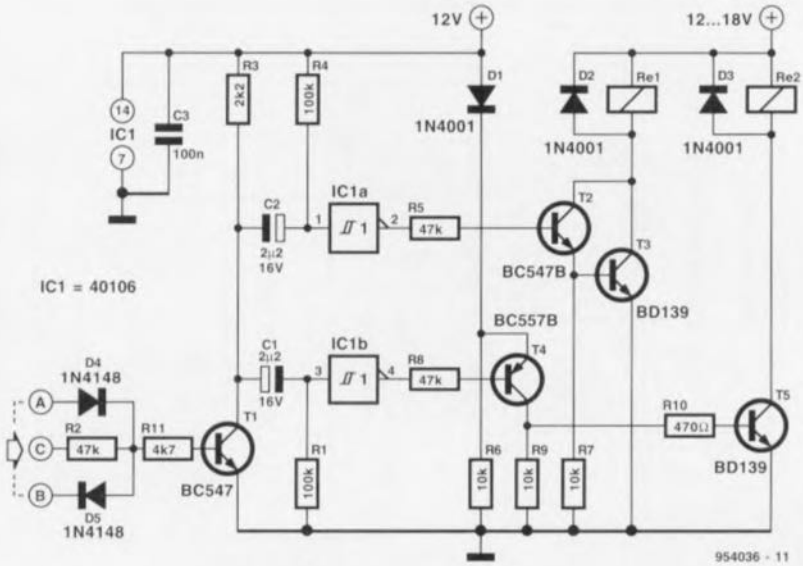
H. Schmoll

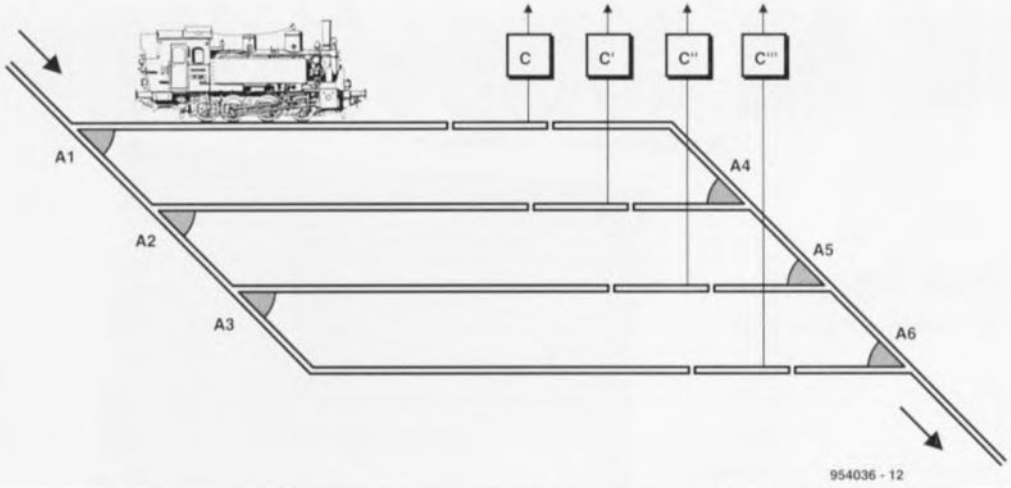
L'ambition de ce montage est de fournir des impulsions de largeur adéquate pour la commande d'inversion de ces relais bistables fréquemment rencontrés dans le monde des trains miniatures, soit comme signaux de voies, soit comme aiguillages. Ces relais présentent la singularité que leur courant de commande ne peut circuler plus d'un bref instant, sinon ils risqueraient de devenir brûlants, du fait de la gourmandise de ces malheureux électroaimants. Mais les impulsions de courant ne peuvent pas être trop courtes non plus, auquel cas l'aiguillage ou le signal ne basculerait pas. Tout dépend donc d'une chronologie rigoureuse et voici comment cela se passe.

On peut par exemple brancher un interrupteur à l'entrée C pour la commuter entre le 0 et le 12 V. En passant sur la position « 0 », T1 bloque, ce qui rend son collecteur positif. Cette impulsion positive est transmise via C1 et R1 mais reste sans effet sur C2/R4 parce que l'entrée de l'inverseur IC1a était déjà positive. IC1b commande par le truchement de T4 et T5 la bobine de Re2 (ce peut être un signal, un aiguillage ou un relais). La durée de l'impulsion de commande dépend de la constante de temps C1/R1 et s'évalue, pour les valeurs données, à un peu plus de 0,2 s, ce qui convient dans la plupart des cas. On peut toujours l'adapter en modifiant la valeur de R1.

Lors du passage de « 0 » à « 1 » de l'entrée C, il se forme un flanc descendant au collecteur de T1, qui entraîne l'activation de l'autre bobine Re1. La constante de temps peut, au besoin, s'ajuster ici aussi en modifiant la valeur de R4.

Dans l'idée de l'auteur, ce n'est pas un interrupteur qu'on branche à l'entrée C, mais un montage qui détecte l'occupation d'une des voies dans une gare automatisée. De cette façon, chaque train est successivement dirigé vers le quai libre suivant. Dès qu'un train quitte la voie, l'aiguillage bascule de nouveau ce qui libère la voie au trafic entrant. La diode D1 s'assure que le transistor T4 est bien bloquant lorsque la sortie de IC1b passe à « 1 ». Normalement, cette sortie est suffisamment positive pour que le transistor soit bloqué, même quand son émetteur est relié à la tension positive d'alimentation. La diode supplémentaire permet à l'émetteur de rester légèrement négatif par rapport à la base et ainsi de maintenir à coup sûr le transistor en non-conduction. R7 et R9 préviennent l'influence d'un éventuel courant de fuite des





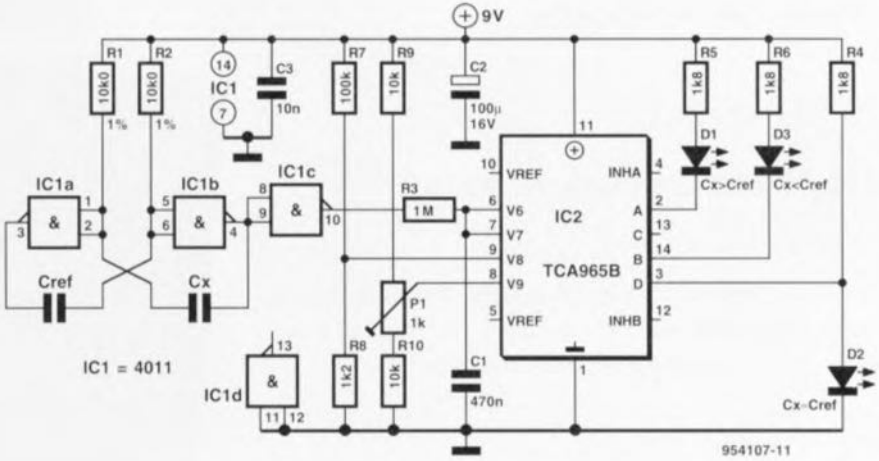
transistors T2 et T4. Vu que la sortie de T4 peut monter jusqu'à près de 12 V, il faut limiter le courant de base de T5. C'est le rôle de R10, dont on peut réduire la valeur à 200 Ω si nécessaire. Les transistors T3 et T5 peuvent tout aussi bien être du type BD135 ou équivalent. Si on désire plus de courant pour les aiguillages, le modèle BD241 autorise 3 A au lieu de 1,5 A.

Lors du branchement de la tension d'alimentation, la position des aiguillages est imprévisible. Il suffit de les commuter une fois dans chaque sens pour lever cette indétermination. C'est précisément dans ce but qu'on a prévu les diodes D4 et D5. Les points A de tous les circuits sont reliés par l'intermédiaire d'un bouton poussoir au +12 V tandis que tous les points B peuvent aller à la masse via une autre touche. Si on appuie successivement sur les deux boutons, chaque aiguillage se trouvera finalement dans la position exacte indiquée par l'inverseur relié au point C. La consommation propre du montage n'est que de quelques milliampères, nul besoin donc de prévoir une alimentation 12 V séparée. On peut se servir de l'alimentation des aiguillages, le tout est de prévoir un bon découplage par résistance et condensateur.

954036-I

055 capacimètre sans prétention

À proprement parler, l'électronique proposée ici ne mérite pas la dénomination de capacimètre. Il s'agit en effet d'un montage comparant la valeur d'un condensateur inconnu à celle d'un condensateur de référence connu, indiquant à la suite de cette opération si le condensateur en question possède une capacité supérieure, inférieure ou égale au condensateur de référence.



L'électronique se résume en fait à l'association d'un multivibrateur astable et d'un comparateur à fenêtre. IC1a et IC1b constituent le multivibrateur, les capacités déterminant la pseudo-période du multivibrateur étant d'une part le condensateur de référence C_{ref} et de l'autre le condensateur inconnu C_x. Le rapport cyclique du multivibrateur répond à la formule ci-dessous, à condition que les 2 condensateurs concernés aient une capacité relativement proche :

$$C_x / \left(C_x + C_{ref} \right) \times 100.$$

En moyennant la tension de l'oscillateur à l'aide du réseau d'intégration R3/C1, nous obtenons une tension continue dont la valeur moyenne dépend uniquement du rapport cyclique et de la tension d'alimentation. Dans ces conditions il est possible, par adjonction d'un comparateur à fenêtre, de déterminer de combien le rapport cyclique s'éloigne de 50%, ou en d'autres termes, si la valeur de C_x est proche ou non de celle du condensateur de référence C_{ref}. Cette opération est l'affaire de IC2. Ce comparateur à fenêtre se base sur un milieu de fenêtre défini par le diviseur de tension R9/P1/R10, la (demi-)largeur de fenêtre étant elle déterminée par le niveau présent sur la broche 9, niveau défini par les résistances R7 et R8. La largeur de la fenêtre de tension détermine bien évidemment la tolérance à laquelle se fait la mesure. Ce facteur répond à la formule suivante :

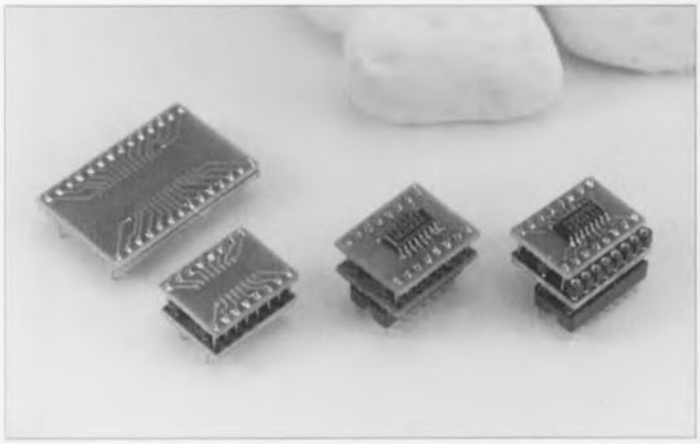
$$\text{tolérance} = \frac{4 \times R8}{R7 + R8} \times 100\%.$$

Lorsque les 2 condensateurs du multivibrateur sont égaux le rapport cyclique est de 50% et la tension de mesure moyenne sera égale à la moitié de la tension d'alimentation. Il serait donc suffisant, en principe, de fixer la tension présente à la broche 8 de IC2 à très exactement la moitié de la tension d'alimentation.

Cependant, sachant que IC2 ne peut pas prétendre à un comportement idéal – et quel composant électronique le peut – il a fallu prévoir une correction d'offset sous la forme de l'ajustable P1. On aura vite fait de trouver la position dans laquelle mettre cet ajustable si l'on utilise pour C_x et C_{ref} 2 condensateurs de même valeur ayant une tolérance de 1%. La visualisation du résultat de la comparaison se fait à l'aide de 3 LED. La LED D1 s'allume lorsque C_x possède une capacité supérieure à celle de C_{ref}, la LED D3 dans le cas inverse, la LED D2 se manifestant lorsque les 2 condensateurs ont une capacité identique. La plage de mesure de cet instrument s'étend de 470 pF à 220 nF. Si l'on prend pour R8 une résistance de 1kΩ2, la tolérance est de 5%, tombant même à 1% si l'on prend pour R8 une résistance de 270 Ω. La consommation de courant du circuit est de 20 mA environ.

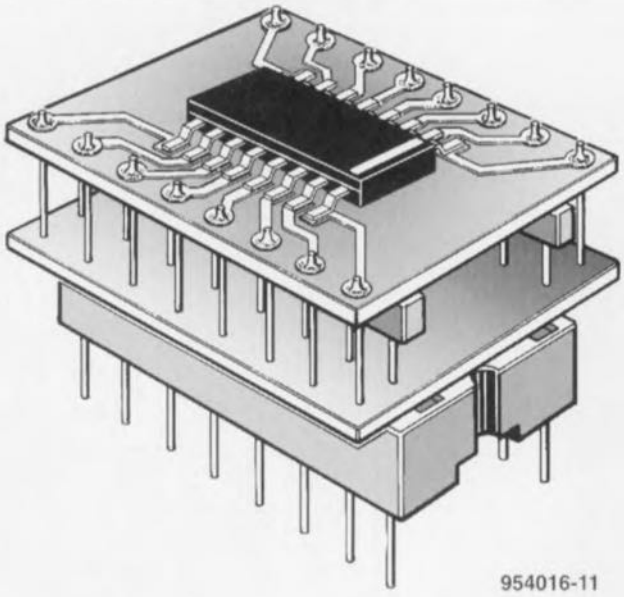
954107-I

056 adaptateurs CMS → DIL

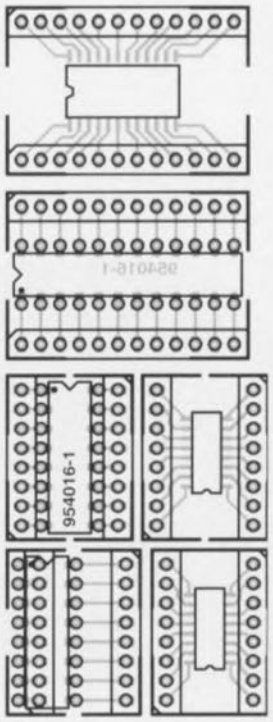


Nous avons dessiné ces adaptateurs à l'intention de ceux d'entre nos lecteurs qui trouvent de plus en plus difficile d'expérimenter avec certains circuits intégrés dont il n'existe (plus) que la version CMS (Composant pour Montage en Surface). Il apparaît en effet qu'un certain nombre de circuits intégrés classiques, tels que le 74LS163A, ne sont plus fabriqués en version DIL étant remplacés par leur modèle CMS. Il est évident que la taille minuscule de ces composants est l'un des obstacles majeurs à leur mise en oeuvre, la manipulation des CMS demandant une grande précision. Les CMS ont un second handicap, celui de ne pas pouvoir être mis dans un support, ce qui ne facilite sans doute pas leur extraction pour un test de bon fonctionnement lors d'un dépannage. La platine dont nous vous proposons le dessin ci-contre permet de réaliser 3 adaptateurs. Chaque adaptateur est composé de 2 mini-platines. La première étape de l'opération d'adaptation consiste à souder avec soin le composant CMS sur la mini-platine dotée du dessin de pistes correspondant. On fait ensuite passer les broches extraites d'un support à contacts « tulipe » par les trous des 2 rangées centrales de la seconde partie du set et on procède à leur soudure. On peut également envisager d'utiliser des morceaux de fil de câblage rigide. On s'assurera que les rangées de contacts ainsi réalisées sont parfaitement alignées et qu'il est possible de les enficher dans un support pour circuit intégré DIL classique. Ceci fait, on fixe la mini-platine au CMS sur la platine dotées de contacts à l'aide de courtes longueurs de fil de câblage semi-rigide passées dans les 2 rangées d'orifices extérieures. On veillera à réaliser le sandwich le plus compact possible. Il va sans dire que la platine à 24 contacts peut également être utilisée avec un circuit intégré CMS à 20 voire 18 broches, à condition bien entendu que l'on dispose de suffisamment d'espace autour du support sur la platine d'origine. Nous vous proposons 2 versions à 16 broches : la première est standard, les 2 rangées de contact de trouvant au centre de symétrie de la platine. La seconde version, qui possède des contacts décalés, sera utilisée lorsque l'on ne dispose pas de l'espace suffisant sur l'un des côtés du support dans lequel viendra s'enficher le montage en gigogne. Il vous faudra réaliser vos propres platines à partir du dessin de circuit imprimé proposé dans ce magazine.

Une dernière remarque importante : assurez-vous, avant d'enficher l'adaptateur dans le support de destination, que la numérotation des broches du composant CMS correspond bien, broche à broche à celle de la version DIL du dit circuit intégré ! 954016-I



954016-11



057 filtre de Butterworth du 5ème ordre à l amplificateur opérationnel

Si vous avez lu le Hors-Gabarit de l'an passé, vous n'aurez pas manqué d'y découvrir la description d'un certain nombre de filtres du 4ème ordre basés sur un seul et unique amplificateur opérationnel. Par la simple prise d'une section RC en amont du filtre du 4ème ordre on peut faire de ce circuit u filtre du 5ème ordre – notons que cela ne s'applique pas aux calculs. On pourrait également placer une section RC en aval de IC1, mais dans ce cas-là la faible impédance de sortie pourrait avoir une influence néfaste sur le filtre. La présence de ce filtre en amont a en outre l'avantage de permettre une atténuation très efficace des composantes HF et des fréquences situées au-delà de la fréquence de coupure. L'un des inconvénients de tout filtre d'ordre pair est en effet que via (dans le cas présent) R2 et C2, – nous supposons donc pour le moment l'absence de R1 et C1 – il est possible de superposer des fréquences plus élevées sur la sortie de IC1. Dans ces conditions le signal d'entrée ne sera, en fonction de l'impédance de sortie, atténué que jusqu'à un minimum donné. La prise d'une section de filtre passive en série avec l'entrée permet aussi une atténuation des fréquences plus élevées. Plus encore que dans le cas des filtres du 4ème ordre basé sur un unique amplificateur opérationnel, la tolérance des composants constitue un facteur très critique. Il faudra donc utiliser des composants à tolérance de 1% pour tous les composants. Le type d'amplificateur opérationnel proposé ne l'est qu'à titre d'indication sachant

que l'on pourra utiliser tout amplificateur opérationnel stable à partir d'un gain de 2. Le tableau donne les différentes combinaisons de résistances et de condensateurs pour un gain de 2x et un point de coupure de 1 kHz. De par le facteur d'amplification le rapport interne des condensateurs devient minimal. Nous avons en outre choisi les composants de façon à ce que les résistances soient aussi identiques que possible. La dernière ligne du tableau se réfère à des valeurs de résistances exactement identiques et donne les valeurs théoriques des condensateurs dans le cas de résistances identiques. Ces éléments sont nécessaires si l'on veut procéder à une transformation du filtre passe-bas proposé ici en un filtre passe-haut. Si l'amplification vous pose un quelconque problème il est possible de réduire le gain très facilement en faisant de la résistance R1 un diviseur de tension. Il faudra dans ce cas-là veiller à ce que la résistance de sortie de ce diviseur de tension soit égale à la valeur indiquée pour R1 dans le tableau. La résistance R8 est nécessaire en cas d'absence, à l'entrée, de tension de couplage continue devant servir de polarisation pour C1. Le tableau donne les valeurs des résistances pour toutes les combinaisons pour les condensateurs de la série E12 où leur rapport ne change (pratiquement) pas. En raison de l'arrondi admis pour les condensateurs en raison des limites de la série E12, les écarts par rapport aux valeurs théoriques (données en ligne 13 du tableau) atteignent plusieurs pourcents. La consommation du TL081 est de 2 mA à peine.

954028-I

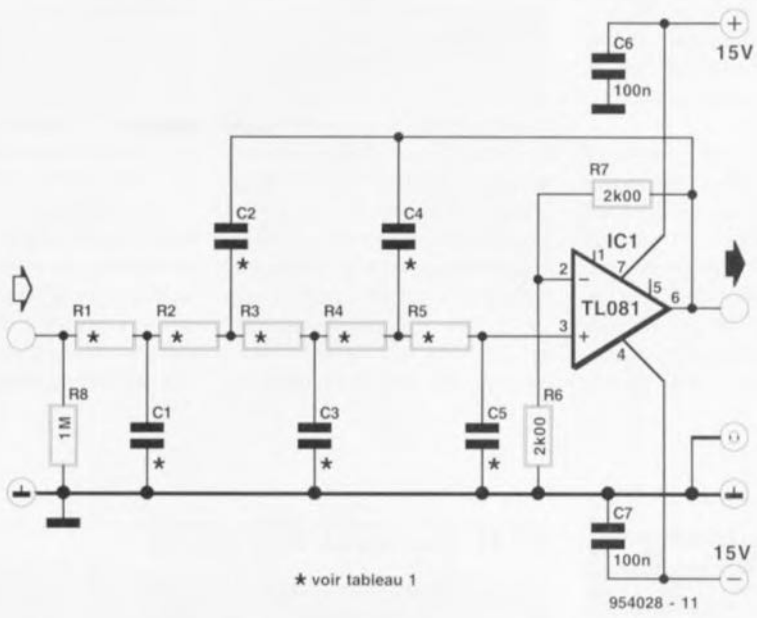


Tableau 1. Filtre de Bessel du 5ème ordre, gain de 2x, point de coupure de 1 kHz.

	C1	C2	C3	C4	C5	R1	R2	R3	R4	R5
1	10 nF	5nF6	8nF2	3nF9	1nF5	33kΩ216	36kΩ632	32kΩ664	29kΩ103	32kΩ864
2	12 nF	6nF8	10 nF	4nF7	1nF8	27kΩ462	30kΩ613	26kΩ568	24kΩ129	27kΩ447
3	15 nF	8nF2	12 nF	5nF6	2nF2	21kΩ710	25kΩ189	22kΩ187	20kΩ526	22kΩ550
4	18 nF	10 nF	15 nF	6nF8	2nF7	17kΩ261	21kΩ891	17kΩ364	17kΩ049	18kΩ416
5	22 nF	12 nF	18 nF	8nF2	3nF3	14kΩ059	18kΩ145	14kΩ531	14kΩ231	15kΩ053
6	27 nF	15 nF	22 nF	10 nF	3nF9	11kΩ931	14kΩ055	11kΩ926	11kΩ481	12kΩ799
7	33 nF	18 nF	27 nF	12 nF	4nF7	9kΩ340	12kΩ147	9kΩ654	9kΩ621	10kΩ713
8	39 nF	22 nF	33 nF	15 nF	5nF6	8kΩ158	9kΩ783	7kΩ988	7kΩ509	8kΩ970
9	47 nF	27 nF	39 nF	18 nF	6nF8	7kΩ147	7kΩ629	6kΩ755	6kΩ256	7kΩ305
10	56 nF	33 nF	47 nF	22 nF	8nF2	6kΩ198	6kΩ137	5kΩ611	5kΩ080	6kΩ011
11	68 nF	39 nF	56 nF	27 nF	10 nF	5kΩ115	5kΩ099	4kΩ821	4kΩ119	4kΩ917
12	82 nF	47 nF	68 nF	33 nF	12 nF	4kΩ243	4kΩ227	4kΩ001	3kΩ341	4kΩ104
13	35nF076	19nF362	25nF933	11nF803	4nF9125	10kΩ0	10kΩ0	10kΩ0	10kΩ0	10kΩ0

C.I. en libre service

1 interface PC–fax bidirectionnelle

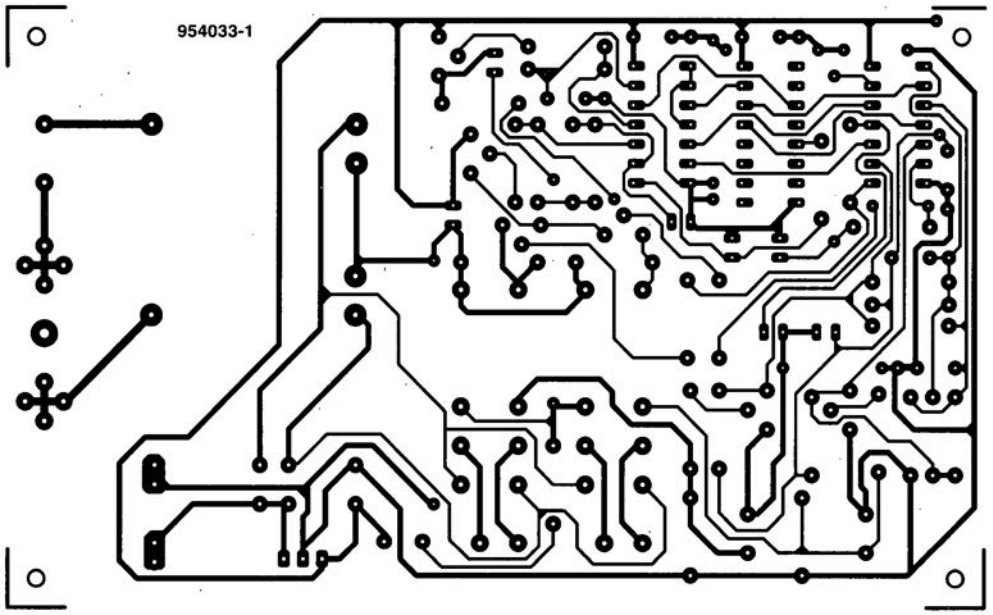
2 bus I²C isolé galvaniquement

3 adaptateurs CMS → DIL

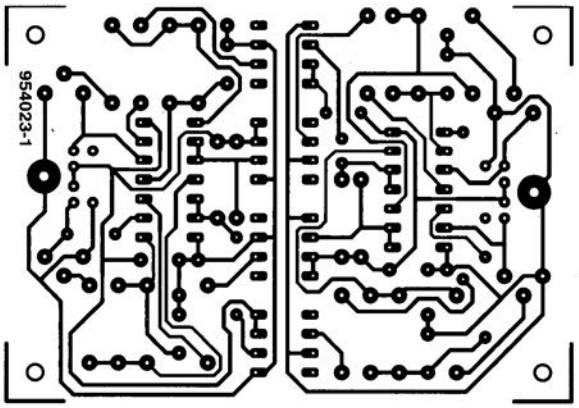
4 détartreur pour eaux calcaires

5 moniteur pour ventilateur d'UC

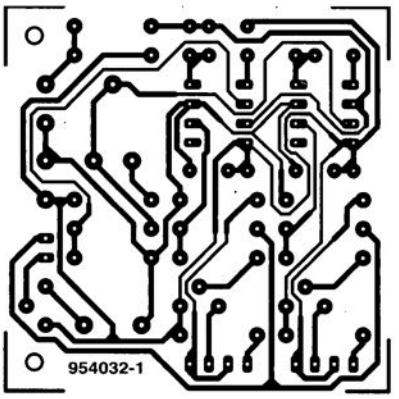
6 testeur de luminosité de LED



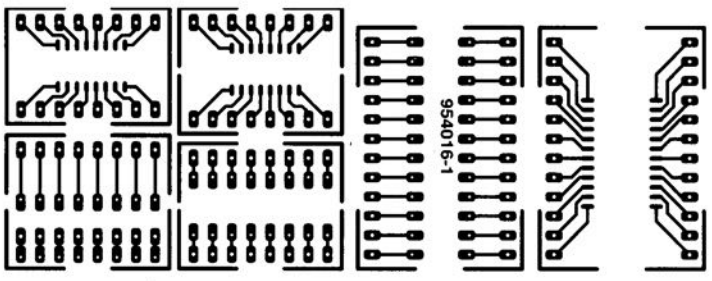
1



2

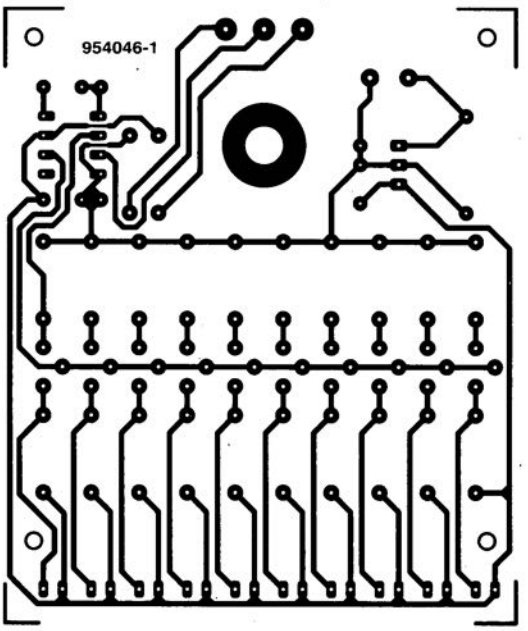


5

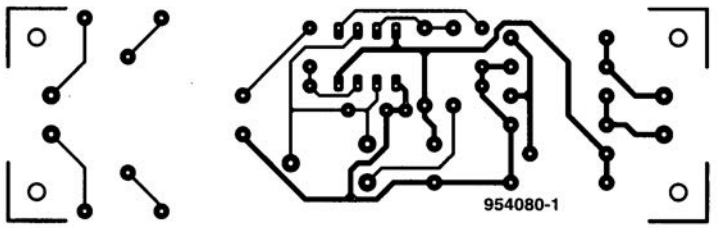


3

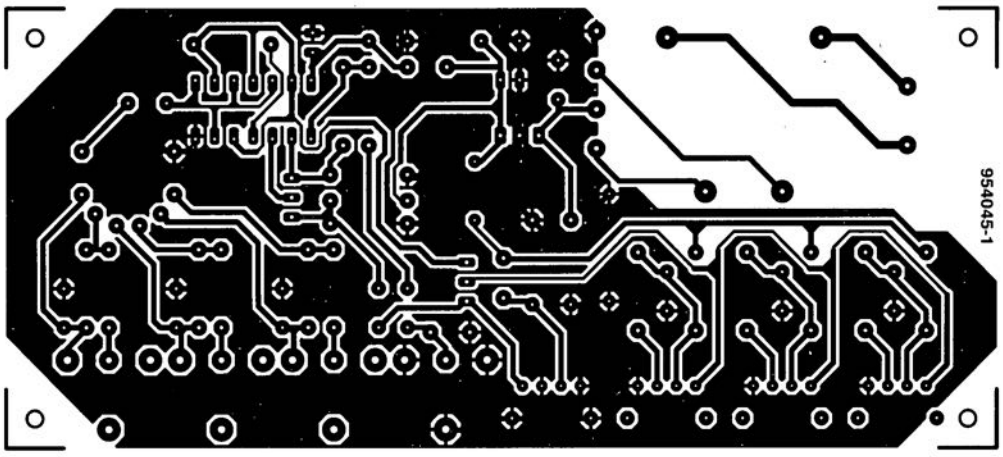
6



4



C.I. en libre service



7

7 rèpartiteur coaxial/optique pour sortie S/PDIF

8 détecteur de la tension du secteur

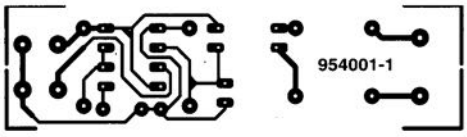
9 carte d'entrées/sorties élémentaire (côté composants)

10 carte d'entrées/sorties élémentaire (côté pistes)

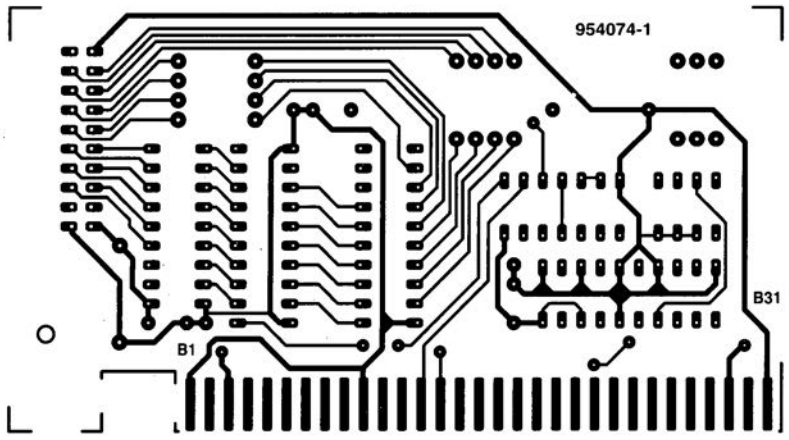
11 tête de sonde active universelle (côté composants)

12 tête de sonde active universelle (côté pistes)

13 amplificateur 50 W mono-circuit intégré

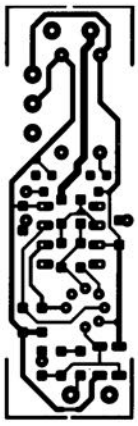


8

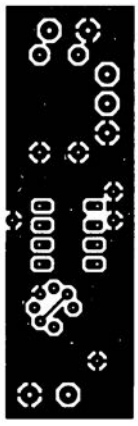


8

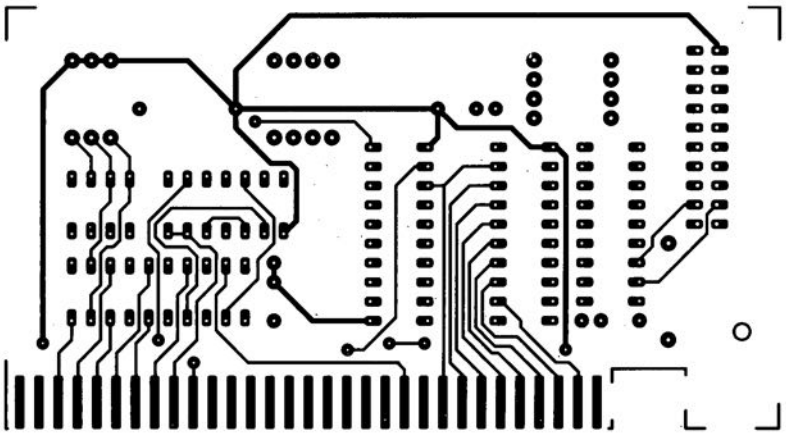
11



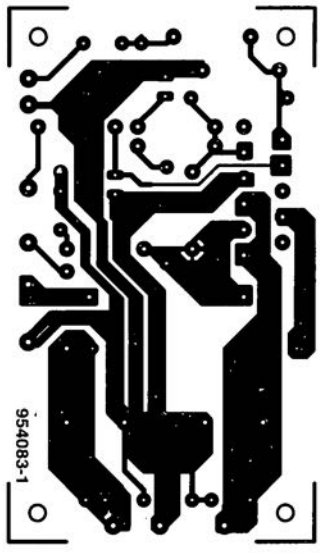
12



10



13



C.I. en libre service

14 potentiomètre actif

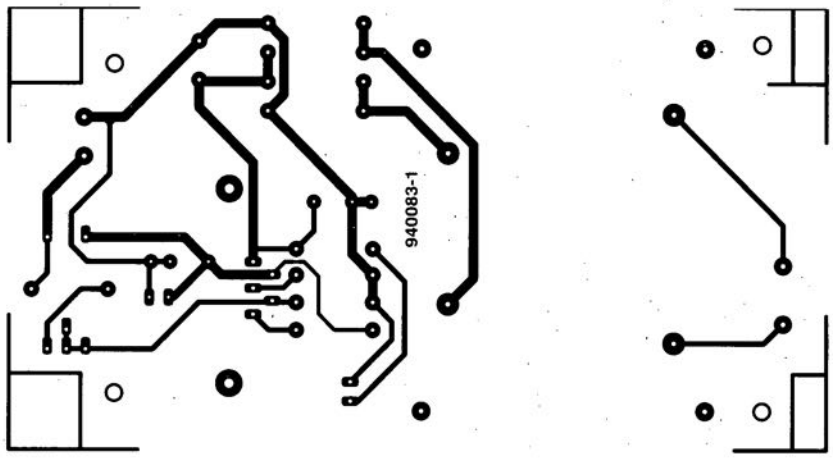
15 auxiliaire de développement pour μC

16 chargeur de batterie de moto

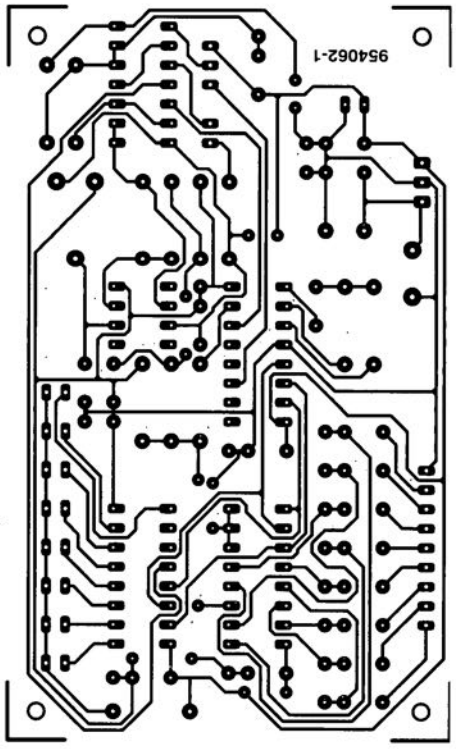
17 indicateur de remplissage

18 adaptateur de niveau universel

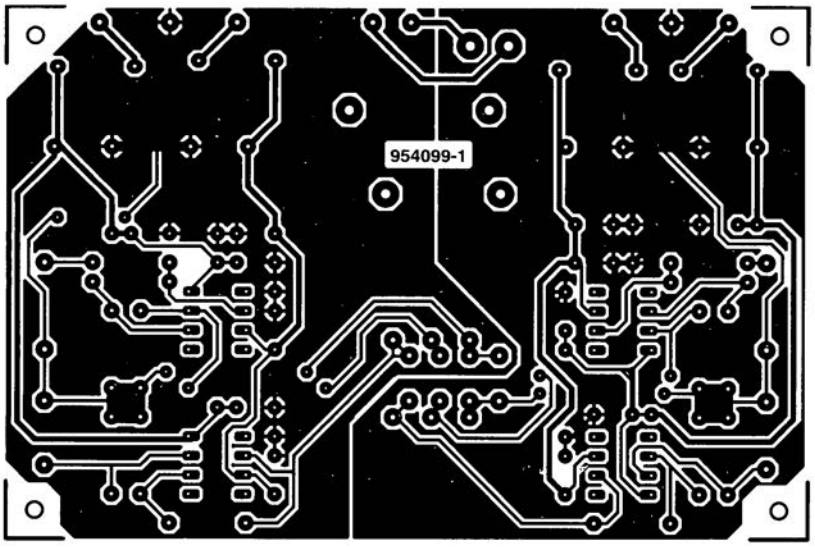
16



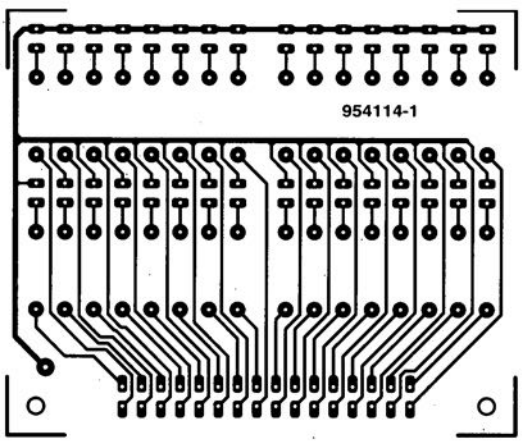
17



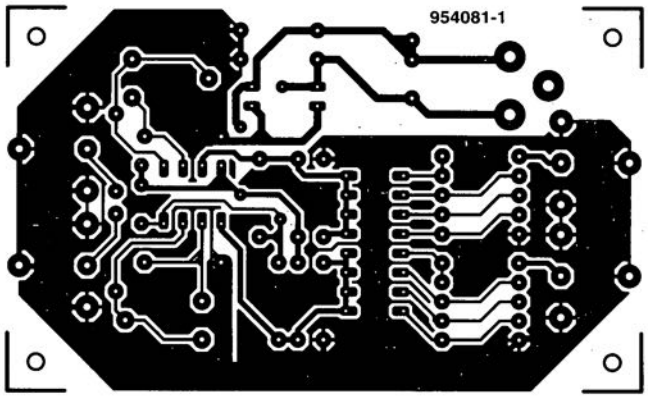
14



15



18

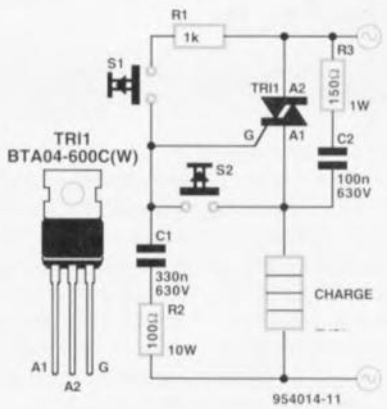


058 commande de triac à l'aide de 2 boutons-poussoirs

application SGS-Thomson

Cette électronique active une charge alimentée par le secteur à l'aide d'une paire de boutons-poussoirs. Lorsque le triac est bloqué il n'y a pas de chute de tension aux bornes de la charge. Dans ces conditions la gâchette du triac ne présente pas de potentiel par rapport à sa broche A1.

Lors d'une action brève sur le bouton-poussoir S1 on a application de la tension du secteur instantanée à la gâchette du triac. Le courant résultant entraîne l'amorçage du triac. Comme la charge ne se trouve pas, à l'inverse de se qui se fait normalement, «au-dessus» du triac, on a



maintenant chute de la tension aux bornes de la charge et disparition de la tension aux bornes de la résistance R1. En conséquence de quoi on a également disparition de la tension de commande de la gâchette. La totalité de la tension du secteur se trouve alors aux bornes de la charge produisant la circulation, à travers R2 et C1, d'un courant qui prend à son compte la commande de la gâchette. La tension étant en retard par rapport au courant, le courant de commande atteint sa valeur de crête aux passages par zéro de la tension du secteur, instants auxquels, normalement, le triac bloque. De ce fait, le triac

reste amorcé pendant la totalité du cycle. Une action sur le bouton-poussoir S2 entraîne la disparition du courant de commande de la gâchette et, partant, la désactivation du triac.

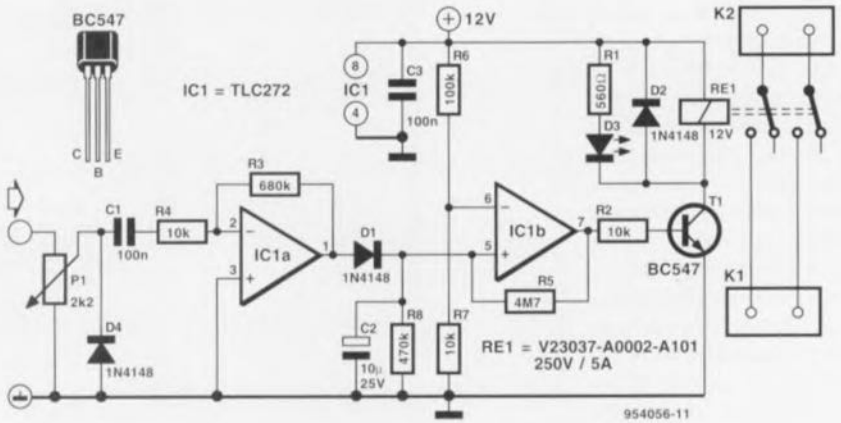
Le courant de gâchette circulant par C1 a été fixé ici à 35 mA de manière à permettre l'utilisation de triacs ayant un courant de gâchette de 35 mA (suffixe C). L'inconvénient de cette approche est que la résistance R2 doit dissiper quelques watts, une approche peu économique. On pourra éliminer ce phénomène par l'utilisation d'un triac ayant un courant de gâchette de 5 mA (suffixe T). Dans ce cas-là le condensateur C1 prend une valeur de 47 nF et les pertes sont fortement diminuées. La paire R3/C2 est un réseau d'amortissement (*snubber-network*) classique. On pourra le supprimer si l'on utilise un triac du type haute commutation (suffixe W). Si l'on n'arrive pas à une gradation correcte d'une ampoule à incandescence il faudra impérativement mettre en place le dit réseau. Cette remarque vaut également dans le cas de gradateurs lorsque l'on constate, à faible luminosité, un scintillement de l'ampoule. La désignation de type adoptée par SGS-Thomson dans le cas des triacs respecte une certaine structure logique. Prenons un exemple, celui d'un BTA06-600BW. Les composants de la série BTA sont fournis en boîtier TO-220 avec languette dorsale isolée, ce qui explique qu'ils aient une résistance thermique légèrement supérieure. Dans le cas des composants BTB la languette métallique est reliée à la broche centrale. Le « 06 » donne le courant permanent maximal exprimé en ampères. Le « 600 » indique la tension maximale exprimée en volts. Dans la pratique les types 400 V peuvent être utilisés pour les applications à base de tension secteur de 230 V; les types « 600 » sont à peine plus cher et assurent un niveau de sécurité plus élevé. Le suffixe a, en ce qui concerne le courant de gâchette, grossièrement, la signification suivante : A = 25 mA; B = 50 mA; C = 35 mA; D/S/K = 10 mA; T = 5 mA; W = sans réseau snubber, haute commutation.

954014-1

059 enregistrement commandé par le signal

Amit Bir Tiwana

Ce montage permet d'enregistrer automatiquement sur un magnétophone à cassettes ou à bandes les messages reçus par radio. Il faut que le récepteur soit muni d'un squelch ou d'un dispositif de suppression du bruit de fond en dehors des périodes de transmission des informations souhaitées. On le met en veille sur la fréquence à surveiller et on branche également le magnétophone en mode d'enregistrement continu. A la fin du message, le circuit attend quelques secondes avant d'arrêter l'enregistreur.



L'amplificateur opérationnel IC1a détecte la tension d'entrée et charge le condensateur C2 par l'intermédiaire de la diode D2. Le potentiomètre P1 détermine la sensibilité du système. Si la tension redressée dépasse un niveau prédéterminé (établi par R6-R7), la sortie du comparateur IC1b devient haute. Le relais est alors excité par le transistor T1 et la DEL D3 s'éclaire. Le modèle de relais renseigné sur le schéma est muni de contacts qui peuvent commuter la tension secteur de 230 V. Mais si l'enregistreur est équipé d'une télécommande de mise en marche, on peut utiliser un relais nettement plus petit. S'il s'avère impossible d'éliminer complètement le bruit de fond du récepteur, en ondes courtes particulièrement, il faut réduire la sensibilité du montage jusqu'à ce que l'enregistreur reste au repos. Les messages arrivant sur le canal domineront le bruit et seront alors enregistrés automatiquement.

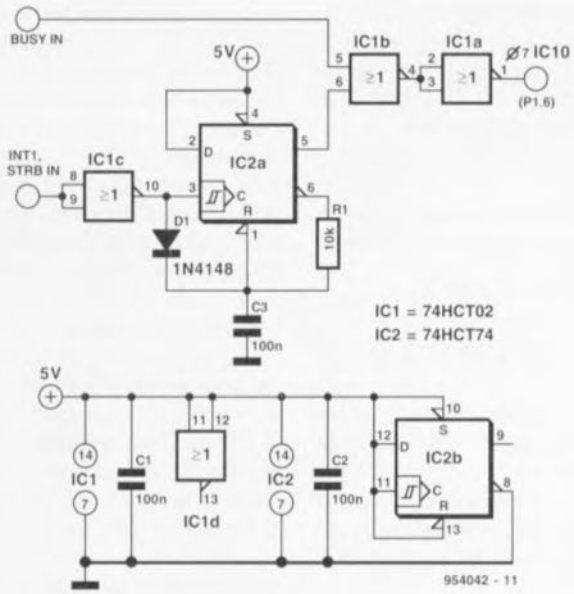
La consommation de courant du montage activé avoisine les 60 mA. Le redresseur du signal D1-C2 assure un retard d'environ 5 secondes avant la coupure. L'entrée du signal se fait en parallèle sur celle de l'enregistreur. A son propos, il faut aussi que son niveau d'enregistrement soit réglé en conséquence. 954056-I

060 accélérateur pour tampon d'imprimante

Les tampons d'imprimante ont pour objet de libérer l'ordinateur le plus rapidement possible des données destinées à l'impression sur papier, de manière à ce qu'il soit de nouveau disponible immédiatement pour d'autres tâches. On leur demande donc une grande capacité de mémoire et une haute vitesse de transfert. Le tampon sert à éviter à l'ordinateur d'attendre inutilement que l'imprimante, beaucoup moins rapide que lui, ait fini son boulot. Les deux grands tampons d'imprimante qu'Elektor a publiés (c'était, en novembre 91, un boîtier distinct et un module encartable en janvier 93) satisfaisaient alors pleinement aux deux exigences dont on vient de faire mention. Voici qu'une petite ajoute permet d'accélérer encore le débit de données.

De quoi s'agit-il? Au moment où les premiers octets s'inscrivent dans la mémoire tampon, l'imprimante commence tout de suite à travailler. Pour le tampon, ce sont deux activités qui commencent à cet instant précis: il doit s'occuper du transfert en provenance de l'ordinateur et simultanément de la transmission vers le périphérique. Si on fait attendre l'imprimante pendant la charge du tampon, il n'aura plus qu'un seul trafic à régler, ce qui permet de gagner du temps.

Rendre le tampon capable de détecter la fin du transfert de caractères demande de surveiller le signal de validation des données (STROBE) généré par l'ordinateur. Tant que ce signal arrive régulièrement, il faut maintenir active la ligne d'occupation



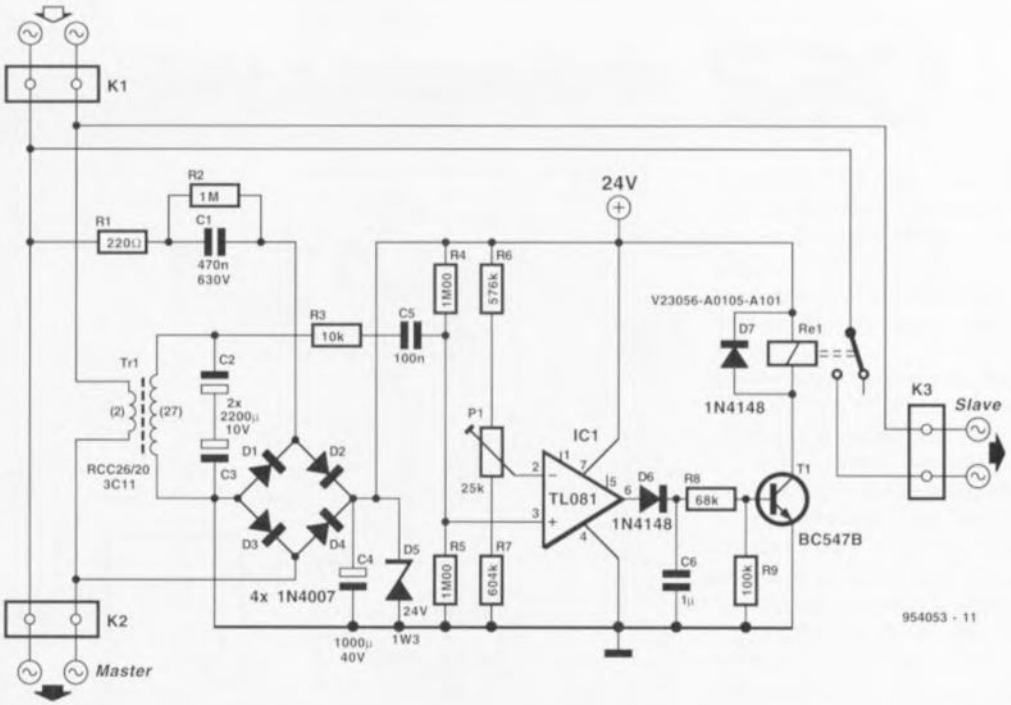
(BUSY) de l'imprimante de telle façon que le tampon ne lui envoie aucune donnée. Dès que l'ordinateur reste 1 ms sans envoyer de validation, on peut rouvrir l'accès à l'imprimante en désactivant sa ligne d'occupation.
L'astuce marche bien à condition que le tampon ne soit pas complètement rempli. Mais quand le cas se présente, l'accélérateur devient un frein parce que l'imprimante doit attendre 1 ms avant que le trop-plein de la mémoire ne reçoive l'autorisation de se déverser. Raison de plus pour doter le tampon d'un maximum de mémoire!

La figure nous indique de quoi se compose l'accélérateur. Le signal de validation (STRB IN ou (INT1)) est appliqué à un inverseur formé de la porte NON-OU IC1c, pour charger le condensateur C3 et activer la bascule bistable. A ce moment, la sortie inversée Q de ce flip flop passe à « 0 » et C1 peut se décharger au travers de R1. Si aucun autre signal de validation n'apparaît dans la milliseconde qui suit, C1 va se décharger totalement et la bascule sera désactivée.
Son état de sortie, on le combine dans la porte OU IC1b/IC1a avec le signal d'occupation (BUSY IN). Pour ce faire, il faut interrompre, dans le tampon existant, la connexion du même nom vers la broche 7 du 80C31. IC1b et IC1a viennent s'y intercaler de manière à appliquer désormais ce signal d'occupation modifié au microprocesseur. Les broches 8 et 9 de IC1 doivent être reliées au signal de validation entrant, STRB IN dans le cas du tampon d'imprimante externe, (INT1) pour le tampon encartable. La modification, on le voit, est donc réalisable sur les deux versions du tampon. 954042-I

061 interrupteur secteur esclave

Ces dernières années, Elektor a publié régulièrement des montages où la mise en service d'un appareil principal commandait l'enclenchement d'un ou de plusieurs appareils secondaires. La plupart de ces circuits utilisent des diodes dans le raccordement au secteur du poste principal. Si un courant circule dans le raccordement au secteur du maître, il naît aux bornes de ces diodes une tension qui est détectée et provoque d'une manière ou d'une autre l'enclenchement du poste secondaire.

Cette méthode présente certains inconvénients. Outre les perturbations inévitables du secteur - elles sont tout de même rares - la chute de tension (et pour les consommations importantes, c'est loin d'être négligeable) occasionne une dissipation de puissance que les diodes doivent avaler tant bien que mal.



Le montage d'interrupteur secteur esclave préconisé ici utilise, à la place de ces diodes, un transformateur courant-tension qui ramène à trois fois rien l'influence sur l'alimentation de l'appareil principal. La chute de tension aux bornes du primaire de Tr1 ne fait que quelques millivolts, mais au secondaire, un nombre de spires adéquat de l'enroulement délivre une tension parfaitement exploitable. Le transformateur Tr1 représenté au schéma aurait dû comporter une seule spire au primaire, mais pour des raisons d'abord mécaniques et aussi électriques, il en possède deux. La tension au secondaire, avec le noyau utilisé, (Philips RCC26/20, matériau 3C11) reste proportionnelle au courant primaire jusqu'à 0,5 A puis, à cause de la saturation du noyau, ne s'élève plus. La saturation est atteinte pour une puissance d'environ 100 W. Ceci permet à un appareil primaire de rester en veille (*stand by*), sa consommation n'excédant vraisemblablement pas quelques watts dans cet état, sans enclencher les appareils accessoires.

Côté secondaire, le circuit oscillant constitué de l'enroulement lui-même et des condensateurs C2 et C3 (1100 μF), accordé sur environ 55 Hz, assure une atténuation efficace des perturbations du secteur et des rayonnements à haute fréquence. Les valeurs renseignées ne devraient pas être modifiées tant que la fréquence du secteur est de 50 Hz ou 60 Hz, ce n'est que si on s'écarte fort de ces valeurs que le nombre de spires du secondaire doit être adapté. Une fréquence plus élevée demande une réduction du nombre de tours. Ceci entraîne une diminution de la sensibilité que l'on peut

compenser en ajustant P1. Ce potentiomètre définit en fait le seuil de courant pour lequel le relais colle et allume les appareils esclaves.

La tension alternative à 50 Hz du secondaire de T1 est appliquée par R3 et C5 à l'entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel monté en comparateur de tension. Le diviseur de tension symétrique à haute impédance R4/R5 fournit une tension continue de 12 V, la moitié de la tension d'alimentation du comparateur. Le diviseur de tension R6/P1/R7, qui sert à fixer la valeur souhaitée du courant, est calculé de manière à ce que la tension maximale de référence appliquée à l'entrée inverseuse se situe à peu près à 0,5 V au-dessus de la tension continue de l'entrée non inverseuse. Si maintenant la tension de référence est dépassée, la sortie du comparateur passe au niveau haut, la tension de la broche 3 tombe en dessous de celle de la broche 2 et la sortie du comparateur retourne au niveau bas. Supposons à présent qu'un courant circule pour alimenter le maître, on retrouve à la sortie de IC1 un signal rectangulaire pulsé à 50 Hz. Pendant la durée de l'impulsion, C6 se charge; D6 empêche la décharge du condensateur au travers de la sortie de l'amplificateur opérationnel pendant l'intervalle. La charge du condensateur fournit, au travers de R8, un courant de base suffisant pour maintenir T1 passant, ce qui fait que le relais de sortie colle et le poste esclave est alimenté. R9 est là pour assurer que le transistor retourne bien à l'état bloquant quand la sortie de l'amplificateur opérationnel reste au niveau bas. Ce qui fait que le relais s'excite immédiatement après l'allumage du maître, mais retombe peu après si le courant qu'il consomme n'est pas suffisant. Ainsi, des pointes de courant même importantes produites par la commutation du poste principal ne risquent pas de faire sautiller les contacts du relais.

Si on arrivait à devoir donner au montage une sensibilité tellement grande qu'il ne soit plus possible de trouver une position acceptable à P1, il faudrait se résoudre à augmenter le nombre de spires du secondaire. Comme il faut alors redimensionner C2/C3, on a besoin de la valeur du facteur A_L du noyau utilisé, elle est dans ce cas-ci de 10 μH (±25 %). L'inductance du bobinage secondaire s'écrit:

$$L = A_L \cdot n^2 = 10 \cdot H \cdot n^2$$

et la capacité nécessaire pour un accord dans la gamme de 50...60 Hz:

$$C = I / \left(2\pi \cdot f \right)^2 \cdot L$$

$$\approx 8{,}4 \cdot 10^{-6} \cdot I/L .$$

Le bobinage secondaire est réalisé en fil de cuivre émaillé de 0,7 mm de diamètre. La grosseur du fil pour le primaire est limitée par les dimensions du noyau et doit être adaptée au courant nominal de l'appareil principal.

La tension d'alimentation de 24 V pour le montage est obtenue, via le diviseur capacitif C1/D5, directement de la tension du secteur. Le diviseur est proportionné de façon telle qu'un courant d'environ 30 mA circule par C1, largement suffisant pour alimenter l'amplificateur opérationnel et le relais. La valeur de la tension de service est fixée à 24 V par la diode zener D5. R1 limite le courant à l'enclenchement, lorsque le montage est relié au secteur, tandis que R2 sert à décharger le condensateur dès que le poste principal est débranché. Il peut s'avérer nécessaire, selon le genre d'appareils esclaves reliés, de ponter les contacts du relais par un réseau d'amortissement (220 Ω/1 W en série avec 100 nF/630 V) pour les protéger des étincelles.

La perte de puissance atteint 1 W si le courant dans la bobine est de 27...28 mA. Pour une autre tension secteur, il faut recalculer C1. La chute de tension sur R1, le redresseur et C4 se chiffre à quelque 32 V. Ne vous trompez surtout pas dans les raccordements du transformateur, sinon avec une tension de 230 V entre des spires distantes de moins de 6 mm, bonjour les dégâts! Le montage est relié galvaniquement au secteur. Il exige, non seulement un boîtier parfaitement isolant, mais surtout la plus grande prudence pendant les réglages.

954053-1

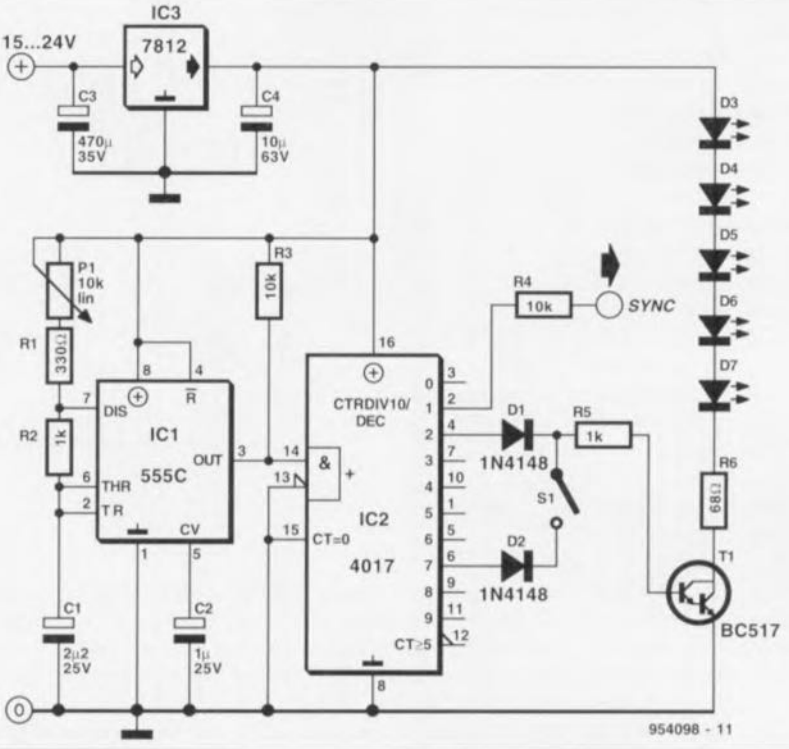
062 stroboscope à LED

U. Pilz

Un stroboscope sert, en général, à la génération d'impulsions lumineuses très courtes et très puissantes. Il est donc, de ce fait, souvent équipé d'un tube à éclats au Xenon, alimenté en haute tension.

Le circuit « stroboscopique » décrit dans cet article se contente d'un certain nombre de diodes électroluminescentes – des LED quoi – et donc d'une tension d'alimentation sensiblement plus faible, comprise entre 15 et 24 V. Bien que les LED les plus puissantes ne soient pas capables d'illuminer une salle des fêtes, leur luminosité suffira cependant pour certaines applications techniques (telle que l'observation d'ondes stationnaires par exemple), surtout si les LED ont été dotées de réflecteurs.

Les LED à utiliser dans ce montage – telle que la GL5UR3K1 de Sharp – sont plus chères que leurs homologues « standard ». On pourra considérer le démontage d'une version bon marché d'un feu de stop additionnel pour voiture, actuellement disponible un peu partout dans le commerce à un prix très abordable.



Le schéma nous prouve que le montage est relativement simple. Un régulateur de tension intégré de 12 V se charge de stabiliser la tension de sortie d'un module d'alimentation-secteur fournissant quelque 15 à 24 V. Cette tension suffira pour l'illumination de cinq LED prises en série. La résistance R6 limite le courant à travers les LED à une intensité de 25 mA environ. On pourra, en fonction du courant maximal que peut fournir le

régulateur de tension, prendre en parallèle plusieurs séries de LED. Si l'intensité du courant devient supérieure à 100 à 150 mA, il faudra envisager de doter le régulateur de tension (IC3) d'un radiateur de caractéristiques convenable. On pourra, dans ces conditions, remplacer le transistor de commutation T1, un BC517, par un transistor Darlington plus puissant (tel qu'un TIP130 par exemple). L'électronique de commande pour le transistor de commutation prend la forme d'un temporisateur du type 555, configuré en multivibrateur astable. L'ajustable P1 permet de régler sa fréquence à une valeur comprise entre 20 et 200 Hz. L'oscillateur synchronise un compteur décadique (IC2) dont nous utilisons trois sorties. La sortie Q1 fournit un signal pouvant servir au déclenchement d'un oscilloscope ou autre fréquencemètre. Q2 commande le transistor de commutation qui, à son tour, commande la série de LED. La sortie Q7 peut être prise en parallèle (fonction OU) sur Q2. La fermeture des contacts de l'interrupteur S1 se traduit donc par un doublement de la fréquence stroboscopique.

On notera que, dans ces conditions, le rapport cyclique optimal de l'effet stroboscopique de 1 : 10 passe à 1 : 5 (valeur moins favorable !). Dans certaines conditions une fréquence stroboscopique double, résultant d'une simple action sur S1, peut être très pratique et l'effet négatif d'un rapport cyclique moins favorable sera donc négligeable.

954088-1

063 chargeur de batterie de moto

Le chargeur de batterie de moto décrit dans le numéro 197 d'Elektor (novembre 1994) a suscité un grand intérêt chez les propriétaires de vieilles voitures (de collection) et, bien sûr, de motos. En réponse à un abondant courrier, nous vous en proposons une modification qui permettra de maintenir en forme les batteries de 6 V de ces véhicules qui, sous nos climats, sont souvent tenus de garder la chambre tout l'hiver.

Ce chargeur fonctionnait autour d'un L200, régulateur dont la tension de sortie U_S est calculée comme suit :

$$U_s = U_{ref} \times \left(1 + \frac{R4 + P1}{R3}\right)$$

où U_{ref} est de 2,77 V (nominale). Prenez 2,7 kΩ pour R3 et 1,8 kΩ pour R4 et tout ira bien. Ces valeurs régleront la tension de sortie du chargeur entre 6 V et environ 7,7 V.

Abaissez encore la résistance-talon R5 de la LED à 1 kΩ, elle n'en éclairera que mieux. Ensuite, le L200 devra dissiper plus d'énergie puisqu'il maintient sa sortie au voisinage de 6 V au lieu de 12 V.

Si vous gardez le transformateur d'origine, le L200 risque donc d'avoir chaud. Si vous n'avez plus besoin que de la version 6 V, il est préférable de le changer et de prendre un transformateur de 9 V. Citons quelques modèles convenables :

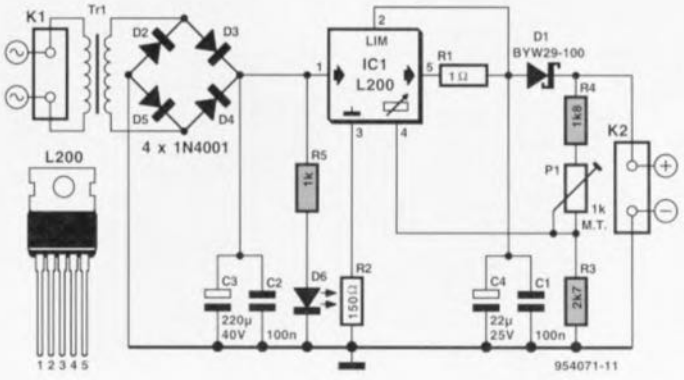
Block VR13/1/9 (9 V/1,44 A),

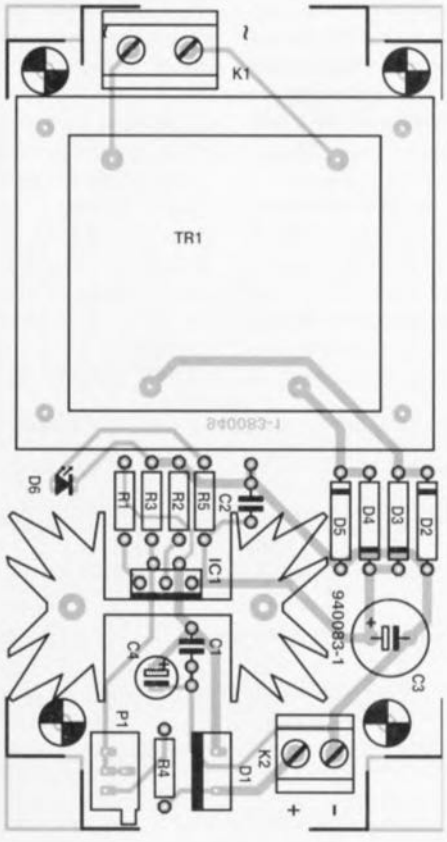
Monacor (Monarch) VTR12109 (12 VA) ou

Block PT13/1/9.

Le dernier a l'avantage d'être protégé en court-circuit, c'est mieux, mais c'est aussi plus cher. Ces trois transformateurs fonctionnent bien sûr sur un secteur de 230 V et leur brochage est compatible avec le perçage du circuit imprimé du montage original.

Ne pas oublier pour finir de changer le fusible, de 63 mA ici. L'intensité du courant reste limitée, comme pour le chargeur de 12 V, à 500 mA. 954071-I





Liste des composants

Résistances:
R1 = 1Ω
R2 = 150Ω
R3 = 2kΩ7
R4 = 1kΩ8
R5 = 1 kΩ
P1 = 1 kΩ ajustable multitours

Condensateurs:
C1,C2 = 100 nF
C3 = 220 µF/40 V radial
C4 = 22 µF/25 V radial

Semi-conducteurs:
D1 = diode Schottky 8 A, type BYW29-100
D2 à D5 = 1N4001
D6 = LED rouge 5 mm
IC1 = L200CV (en boîtier Pentawatt, SGS-Thomson)

Divers:
K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
1boîtier plastique de 120×65×65 mm environ (OKW A9021065 ou Bopla E435)
Tr1 = transformateur encartable (tel que, par exemple, Block VR13/1/9 (9 V/1,44 A), Monacor (Monarch) VTR12109 (12 VA) ou Block PT13/1/9)
1radiateur du type SK129 (5 K/W) pour IC1
1ensemble d'isolation pour IC1

C.I. en libre service

14 potentiomètre actif

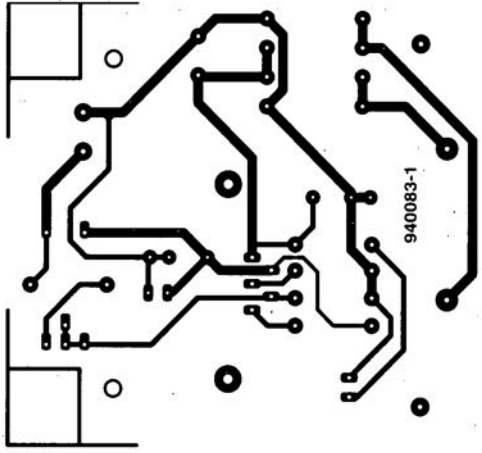
15 auxiliaire de développement pour μC

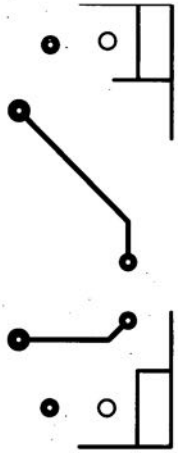
16 chargeur de batterie de moto

17 indicateur de remplissage

18 adaptateur de niveau universel

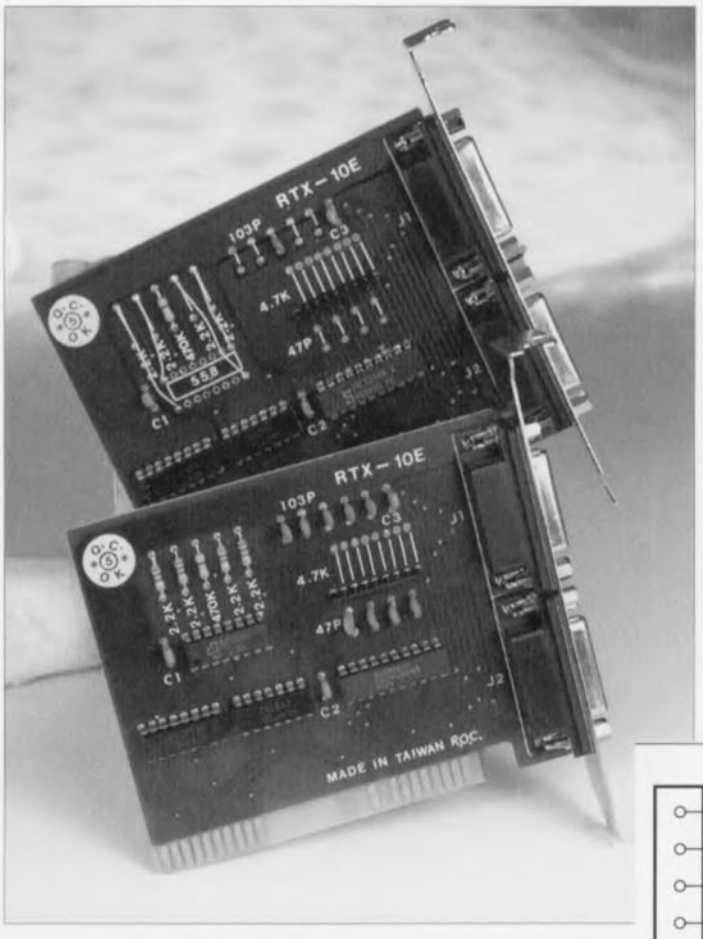
16





064 port de jeu comme entrée pour PC

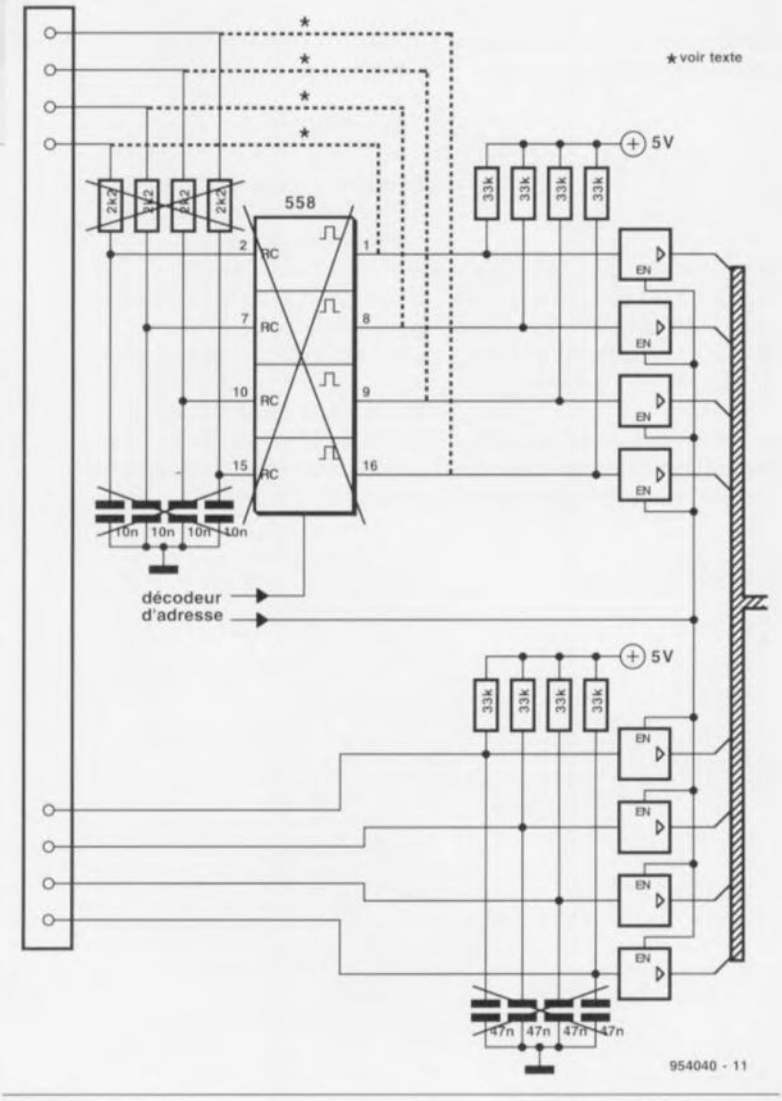
N. Körber



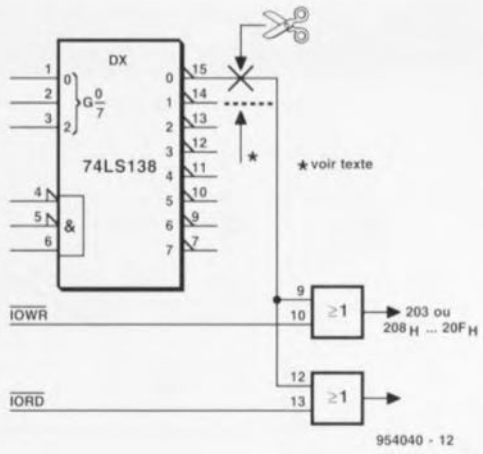
L'entrée parallèle de données dans un PC n'est pas une opération aussi simple qu'on pourrait le croire et demande, comme le prouve éloquemment un montage publié dans le numéro Hors-Gabarit '94, intitulé « entrée Centronics » (Elektor n°193/194, page 71), une électronique d'une certaine envergure. Cependant, on pourra, à condition de disposer d'un connecteur court à 8 bits, réaliser à peu de frais une entrée de prise en compte de données parallèles. Tout ce dont on a besoin est une carte à 2 ports de jeux toute faite du genre de celle que l'on trouve dans le commerce pour quelques dizaines de francs.

La dite carte ne comporte en fait que fort peu d'électronique dont un décodeur d'adresses prenant la forme de deux 74LS138 + un 74LS32 servant au décodage de l'adresse du port de jeu, 201_{HEX} et un quadruple temporisateur du type NE558C chargé de convertir les valeurs de résistance des différents paramètres des manettes de jeu en impulsions de la longueur correspondante. De nombreuses cartes de jeu n'utilisent qu'un unique LS138 pour le décodage d'adresses de sorte que l'on peut adresser la carte à n'importe quelle adresse comprise entre 200 et 207_{HEX}. Un 74LS244 sert de tampon et transmet au bus du PC les niveaux des sorties du temporisateur et des boutons « feu ». La carte en question est débarrassée, à l'aide d'une pince coupante de tous les composants faisant partie du temporisateur, c'est-à-dire des 4 réseaux RC (résistances et condensateurs), 4 condensateurs additionnels servant à éliminer les rebonds des contacts ainsi que le circuit intégré du temporisateur proprement dit. Chacun des 4 temporisateurs est remplacé par un pont de câblage en reliant l'entrée à la sortie. Le schéma ci-contre montre la modification à effectuer en 4 exemplaires. Le tableau donne la signification des connexions des manches de commande A (supérieur) et B (inférieur) aux bits de l'adresse choisie.

Comme les connexions A et B sont branchées en parallèle il ne faut pas implanter simultanément les interconnecteurs de manches de commande vu que l'on risquerait alors de produire un court-circuit ! Après ces modifications la carte se trouve à l'adresse 201_{HEX}. S'il se trouve déjà une carte de jeu dans l'ordinateur il faudra soit la désactiver soit la sortir de l'ordinateur vu que sinon on aura destruction des ports de jeu dès l'apparition d'un conflit de bus. On ne pourra donc installer une seconde carte de jeu qu'à condition d'avoir modifié l'adresse standard. Il faudra pour ce faire modifier le décodeur d'adresses de la façon décrite en figure 2. On interrompt la connexion



Potentiel	Octet d'E/S	Signification auparavant	Broche de A	Broche de B
+5 V		+5 V	1	1
	5	Bouton Feu n°1	2	10
	1	Position n°1	3	11
Masse		Masse	4	4
Masse		Masse	5	5
	2	Position n°2	6	13
	6	Bouton Feu n°2	7	14
+5 V		+5 V	8	8
+5 V		+5 V	9	9
	7	Bouton Feu n°3	10	2
	3	Position n°3	11	3
Masse		Masse	12	12
	4	Position n°4	13	6
	8	Bouton Feu n°4	14	7
+5 V		+5 V	15	15




```
10 DIM BIN(8)
20 FOR K=1 TO 8
30    BYTE = INP(&H201)
40    FOR J=0 TO 7
50       BIN(7-J) = 1
60       IF (BYTE AND (2^J)) = 0 THEN BIN(7-J) = 0
70    NEXT J
80    FOR L=0 TO 7
90       PRINT USING «#»;BIN(L);
100   NEXT L
110   PRINT « «
120 NEXT K
130 PRINT
140 GOTO 20
```

```
#include <stdio.h>
#include <dos.h>
#include <limits.h>

#define ADDRESS 0x201

void bit_print(int);

void main(void)
{
     int value, i;

     while (!kbhit()) {
        i=0;
        do  {
        value = inp (ADDRESS);     /* Read value at port  */
        bit_print(value);          /* Print value bitwise */
        printf(« »);
        } while ((i++) !=7);
        printf(«\n»);
     }
     getch();
}

void bit_print(int a)
{
     int i;
     int n=CHAR_BIT;
     int mask = 1<(n-1);

     for (i=1; i<= n; ++i) {
        putchar(((a & mask) == 0) ? '0' : '1');
        a <=1;
     }
}
```

entre la sortie Q0 du décodeur de poids faible (LSB), la broche 15 dans le cas d'un 74LS138, et le circuit intégré assurant la fonction de tampon, 74LS32 et l'on établit une courte liaison câblée vers la sortie Q1 (broche 14) du 74LS138. Après cette modification la carte est adressable à l'adresse 203_{HEX} (ou 208 à $20F_{HEX}$ lorsqu'il n'y a qu'un seul circuit intégré de décodage d'adresses sur la platine. Étant donné que toutes les entrées de la carte sont compatibles TTL, sa mise en oeuvre présente une universalité remarquable. Les potentiels de +5 V et masse disponibles peuvent être utilisés, dans certaines limites bien entendu, à des fins expérimentales. Il n'est pas nécessaire de disposer d'un logiciel compliqué, la prise en compte des niveaux pouvant se faire à l'aide de la fonction BASIC ou C INP(&H201) ou par la fonction PASCAL port ($201).

Les exemples écrits en BASIC et en C de la figure 3 visualisent à l'écran les valeurs successives prises en compte.

954040-I

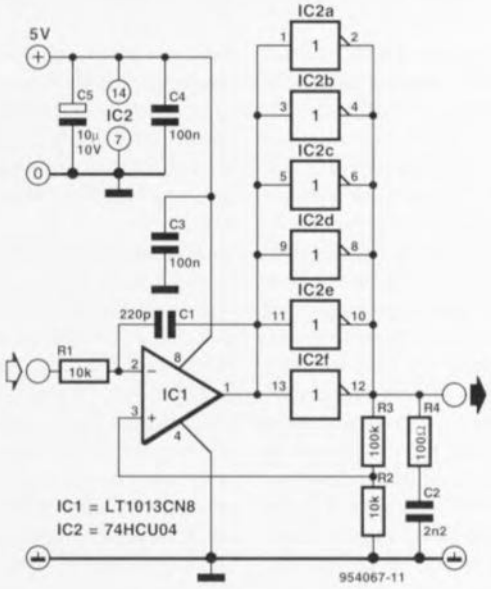
065 étage amplificateur de tension simplissime

application Linear Technology

On peut exploiter la caractéristique résistive des sorties complémentaires d'un inverseur CMOS pour fabriquer un étage amplificateur de tension permettant une excursion de la sortie presqu'égale à la tension d'alimentation. Dans le présent circuit, des opérateurs CMOS étendront l'excursion de la sortie d'un amplificateur à près de 5 V. L'intérêt est certain pour des systèmes analogiques alimentés sous 5 V lorsque l'on souhaite améliorer l'excursion de la sortie pour augmenter au maximum la plage de traitement du signal et sa marge de commande.

Les inverseurs, câblés en parallèle, sont inclus dans la boucle de réaction du LT1013. Ils diminuent efficacement la résistance de sortie, augmentant ainsi considérablement les possibilités d'excursion. L'inversion dans la boucle exige que celle-ci se referme sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur. Le réseau R4/C2 compensera le déphasage avance/retard. Il éliminera les oscillations susceptibles de se produire dans l'étage inverseur dont le produit gain-bande×passante est particulièrement élevé dans son domaine de fonctionnement linéaire. La réaction capacitive due à C1 suscite une compensation de boucle.

L'excursion en tension de la sortie du montage sera de 0 à 4,92 V sur une charge de 5 kΩ. Seul défaut de ce procédé, une consommation relativement importante des inverseurs quand la tension de sortie est voisine de la moitié de la tension d'alimentation. Il ne convient d'autre part qu'à des montages fonctionnant en courant continu puisque les distorsions atteindront des valeurs inacceptables au-dessus de 100 Hz. Sa consommation restera inférieure à 50 mA. 954067-I



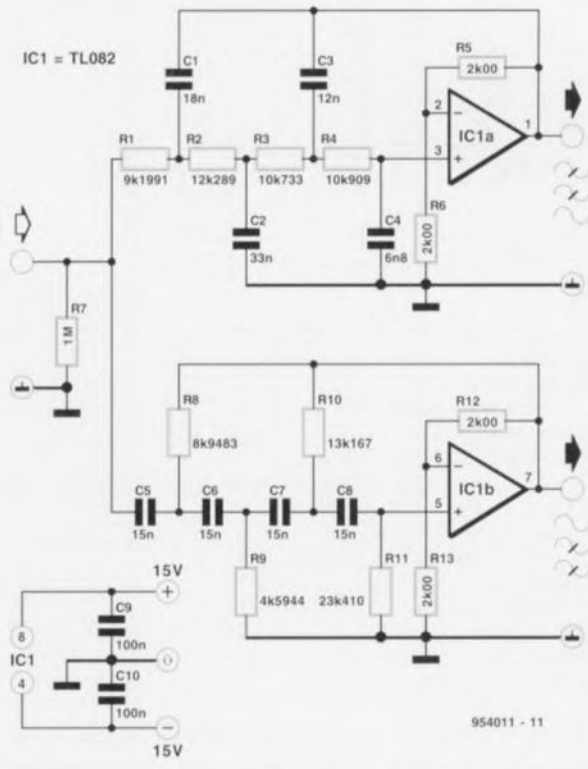
066 filtre séparateur de Linkwitz-Riley à 24 dB

Le filtre séparateur de Linkwitz-Riley nous vient du domaine des haut-parleurs où il est connu pour l'homogénéité de son comportement et la régularité de sa bande passante. Le montage se compose de deux filtres de Butterworth du deuxième ordre en série. Nous sommes ici devant un exemple de filtre de séparation actif conçu pour un système à deux voies dont la fréquence de coupure est à 1 kHz. Un seul circuit intégré de quatre amplificateurs opérationnels permet de réaliser soit une version stéréo à deux voies, soit une version monophonique à trois voies et peut également s'adapter à d'autres fréquences de coupure par une simple adaptation des valeurs de résistance.
Pour simplifier l'approvisionnement en composants, les condensateurs sont tous choisis à dessein dans la série E12. Il convient d'ailleurs d'être attentif si l'on veut changer ces valeurs, parce que le rapport entre elles dans la série E12 n'est pas constant et c'est tout le filtre qui devrait alors être recalculé sur base des condensateurs utilisés. En revanche, un nouveau calcul n'est pas nécessaire si on multiplie ou divise la valeur des condensateurs par un facteur 10.
Pour diminuer autant que possible le rapport entre C1 à C4 et R8 à R11, on a choisi de donner aux étages tampons un gain de deux au moyen de R5/R6 et R12/R13. L'amplification à la fréquence de coupure est ainsi de 0 dB.

Si le filtre est construit avec les valeurs indiquées, la somme des deux sections donnera une bande passante bien plate. Ceci suppose que les valeurs exactes des résistances soient obtenues par des combinaisons. Si vous optez pour des résistances de la série E96, comme dans le **tableau 1**, la différence ne sera pas bien grande, à peine 0,06 dB dans le cas le plus défavorable. Il faut toujours repartir des valeurs théoriques si on décide de changer la fréquence de coupure. Après calcul, on choisit les valeurs les plus proches dans la série E 96. Mieux vaut arrondir chaque fois dans le même sens, donc toujours choisir les valeurs immédiatement supérieures ou systématiquement vers le bas.

Tableau 1. Valeurs des résistances arrondies à la série E 96.

R1	9kΩ31
R2	12kΩ4
R3	10kΩ7
R4	11kΩ0
R8	9kΩ09
R9	4kΩ64
R10	13kΩ3
R11	23kΩ7



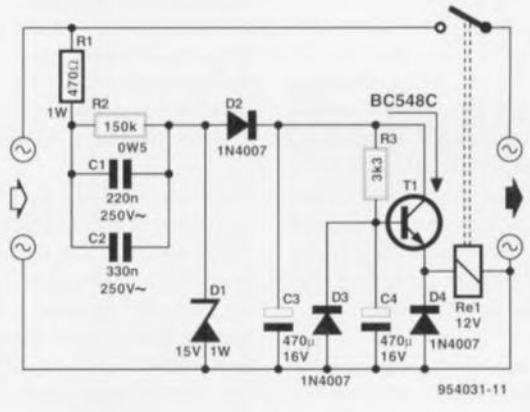
Pour réduire autant que possible les écarts par rapport à la courbe de réponse théorique, les condensateurs seront du type polystyrène d'une tolérance de 1%. Dans ces conditions, les écarts seront minimes et de toute façon négligeables comparés à ceux du haut-parleur ou du filtre passif correspondant. La consommation de courant totale du montage reste sous les 5 mA.

954011-I

067 temporisateur de mise en fonction de moniteur de PC

J. Kirchner

Sur de très nombreux PC, le cordon-secteur du moniteur se branche directement dans le boîtier de l'alimentation de l'ordinateur. Le moniteur est donc mis sous tension à l'instant de la mise sous tension de l'ordinateur. Ce courant de mise en fonction simultané peut ainsi atteindre des intensités respectables, capables de faire « sauter » certains disjoncteurs domestiques sensibles. Un tel phénomène est très désagréable, non seulement pour des raisons domestiques; on risque également de perdre des données sur le disque dur, voire encore de l'endommager matériellement. Il existe plusieurs solutions à ce problème : un disjoncteur à action temporisée, un interrupteur-secteur distinct pour le moniteur ou le petit montage que montre le schéma. Ce petit circuit se charge de retarder l'application de la tension-secteur au moniteur tout en réduisant l'intensité du courant de mise en fonction. Il n'aura donc plus de surcharge pour le disjoncteur domestique.
Via la résistance R1 et les condensateurs C1 et C2, le circuit dérive un courant de quelque 40 mA de la tension secteur. La diode-zener D1 limite à 15 V les demi-ondes positives de la tension et la diode D2 et le condensateur C3 se chargent, respectivement, de leurs redressement et lissage. Le résultat est donc un courant ayant une intensité moyenne de 20 mA environ qui charge, à travers la résistance R3, le condensateur C4. Si la tension aux bornes de C4 est suffisamment élevée, le transistor T1 devient conducteur et excite le relais Re1 qui applique alors la tension-secteur au moniteur. La diode D3 et la résistance R2 ont pour fonction d'assurer la décharge des condensateurs pris en parallèle sur



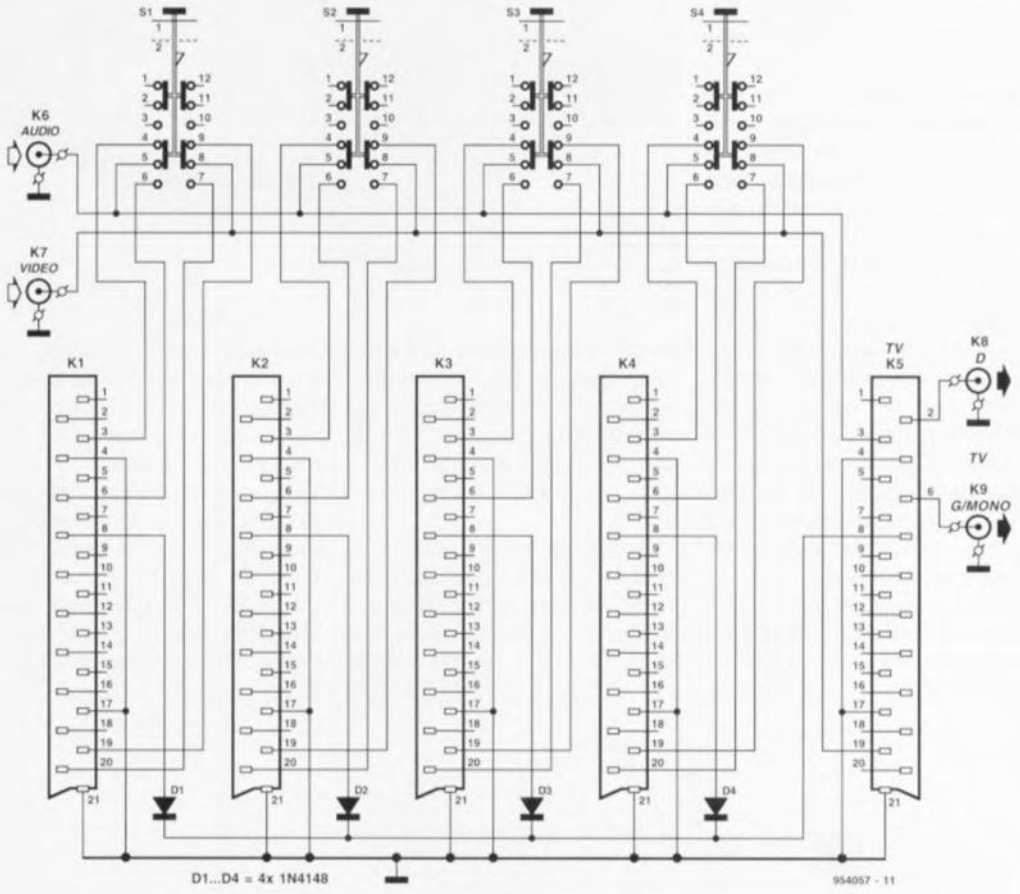
elles lors de la mise hors-fonction du PC. La diode D4 fait office de protection pour le transistor T1.
Le circuit peut être réalisé facilement sur un morceau de circuit d'expérimentation à pastilles. Il est recommandé de l'intégrer, si possible, dans le moniteur. Si tant est que l'espace disponible à l'intérieur du moniteur ne permette pas l'intégration du circuit il est requis de le mettre dans un coffret plastique pour éliminer tout risque d'entrée en contact accidentelle avec l'un ou l'autre point du circuit véhiculant la tension-secteur. On notera que le coffret d'un ordinateur ne fournit pas de protection et il est donc hors-question de mettre le circuit à l'intérieur de son PC sans autre forme de procès. 954031-I

068 central de répartition Péritel modifié

C. Romaldini

Le central de répartition Péritel décrit en référence (1) avait été conçu de façon à ce qu'une entrée donnée ne puisse, à un instant donné, être connectée qu'à une seule sortie à la fois. La philosophie de cette approche était de veiller à éviter toute perte de signal et tout effet néfaste dû à une mauvaise adaptation sur les signaux vidéo et audio. L'approche proposée ici fait fi de ce principe de 1 signal par sortie. Le résultat est une simplification sensible des commutateurs d'une part et de la technique de câblage de l'autre. Dans la pratique nous avons testé cette nouvelle version de central de répartition Péritel avec une paire de magnétoscopes et un téléviseur. Bien que nous ayons pu observer une légère perte de signal, nous n'avons pas rencontré de problème sérieux à la suite de l'absence d'adaptation inhérente au fait d'attaquer 2 charges de 75 Ω à partir d'une unique source de 75 Ω. L'avantage du concept proposé ici est que l'on peut facilement le doter d'un canal Péritel additionnel. Les commutateurs utilisés doivent être couplés mécaniquement (*interlock*) de façon à ce que l'on ne puisse avoir qu'un seul commutateur activé à la fois.

954057-I



[1] central de répartition Péritel, Elektor, n°188, février 1994, page 42 et suivantes

069 indicateur de remplissage

U. Werner

Une tension continue ne convient pas à des mesures directes de niveau de liquide. Les électrodes trempant dans le liquide y subiraient des dommages : oxydation anodique ou, au contraire, dépôt cathodique. La tension de mesure sera donc une tension alternative rectangulaire. Conçu à l'origine pour mesurer le niveau des eaux de pluie dans une citerne, le montage conviendra toutefois à d'autres liquides. Il nécessite huit points de mesure qui, judicieusement disposés, permettront de minimiser les erreurs de mesure.

Le composant de commande central du montage est le compteur/oscillateur IC4. La fréquence des oscillations est fixée par C20/R1/R2 à 76 kHz environ. La tension de mesure produite par IC4 est appliquée à travers le diviseur de tension R3/R4, le multiplexeur IC5 et les condensateurs C12 à C19 aux électrodes de mesures reliées à K1. Les électrodes seront par conséquent alimentées à tour de rôle à la fréquence de 76 kHz.

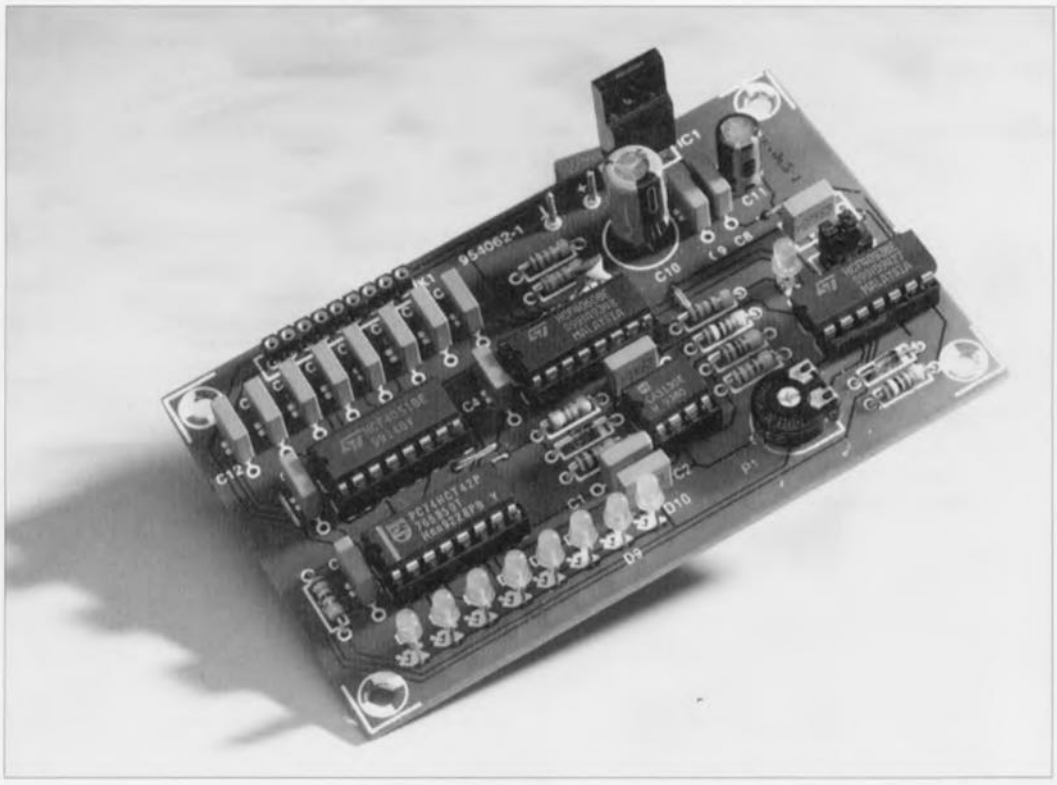
Lorsqu'une électrode alimentée est sèche, la tension de mesure ne change pas. Si elle trempe dans le liquide, le diviseur de tension R3/R4 supporte une charge supplémentaire et la tension de mesure diminue. Le démodulateur D1–C1–R5 déduit de la tension de mesure alternative une sorte d'enveloppe qui parvient ensuite à l'entrée du comparateur IC2.

Le compteur/oscillateur IC4 ne sélectionne pas seulement les électrodes de mesure, il commande également en multiplex, par l'intermédiaire du transcodeur BCD/décimal IC3, huit LED indicatrices. La broche 12 d'IC3 est utilisée comme entrée de validation et son niveau décide de l'allumage ou de l'extinc-

tion de la LED correspondante. Il aurait aussi été possible d'appliquer directement la sortie (inversée) du comparateur IC2 sur la broche 12, mais cela aurait posé un petit problème d'esthétique. En effet, la mesure de chaque électrode persiste à l'entrée d'IC2, du fait de la constante de temps R5 / C1, jusqu'un peu après la commutation suivante du multiplexeur. En conséquence, la première LED donnerait une faible lueur alors qu'elle devrait rester tout à fait éteinte. L'introduction d'IC6a et IC6d prévient ce petit défaut. Et puisqu'IC6 contient encore deux opérateurs, on les emploiera à la production d'un signal lumineux confirmant le « plein de vide » du récipient : ils feront clignoter D11 lorsque toutes les électrodes auront les pieds au sec. Dans ce cas, C7 a tout le temps de se charger à travers R9 pour porter au niveau haut la broche 4 d'IC6b.

Le cavalier JP1 permet ensuite à l'utilisateur de choisir entre un éclairage continu de la LED ou son clignotement au rythme de la sortie Q13, broche 3 d'IC4 (environ 4,7 Hz). Dès qu'une électrode touchera le liquide, C7, se déchargeant périodiquement à travers D2, ne maintiendra plus entre ses armatures une différence de potentiel suffisante pour que la broche 4 d'IC6b reste au niveau haut : la LED restera éteinte.

Un circuit imprimé des plus compacts facilitera la réalisation de ce projet. Il ne donnera satisfaction que si l'on

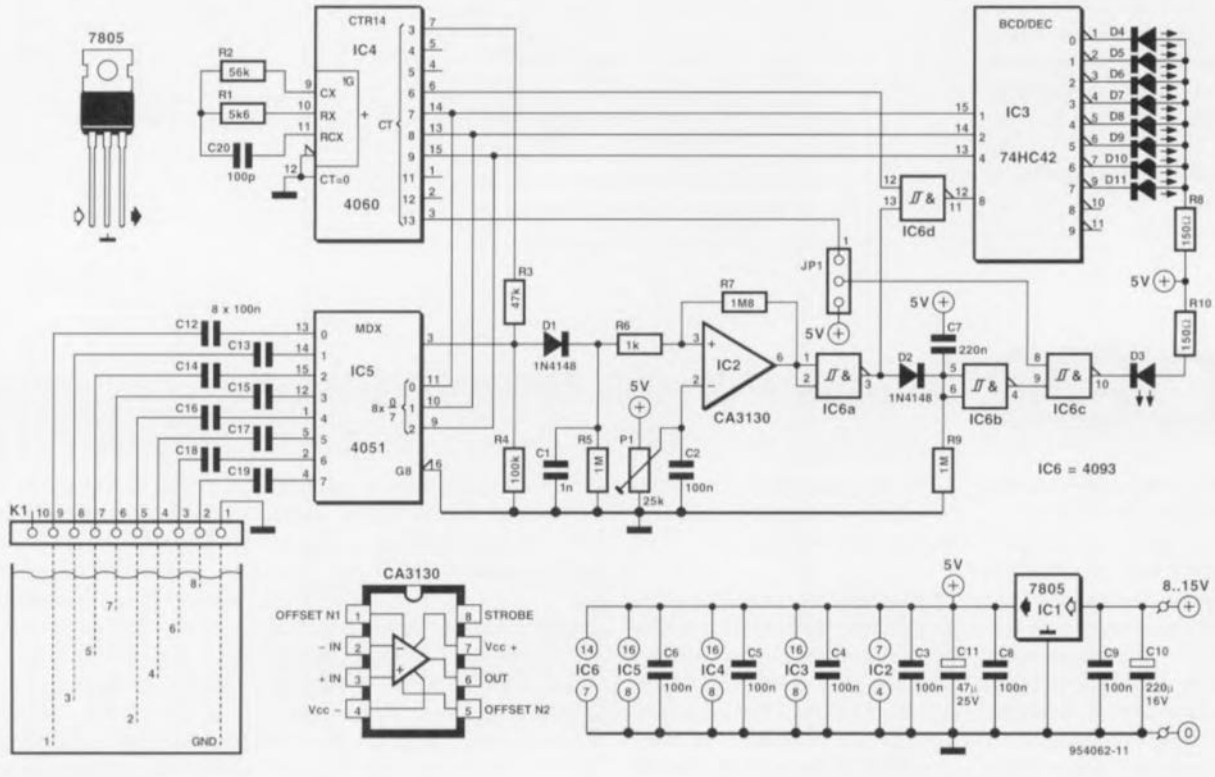


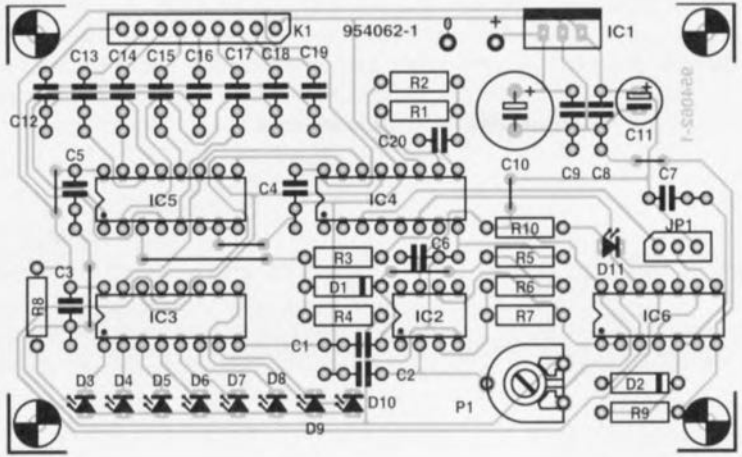
n'oublie aucun des ponts de fil sur la carte. Quelques conseils concernant les capteurs ne seront toutefois pas de trop. On prendra donc pour les électrodes neuf fils conducteurs (dénudés) de différente longueur.

L'électrode de masse, la plus longue, ne devra pas être trop éloignée des autres. Le prototype a parfaitement fonctionné avec un câble méplat dont les fils, séparés et dénudés sur trois millimètres, plongeaient dans la cuve à des profondeurs croissantes du numéro 8 au numéro 1. L'électrode de masse était complètement dépourvue de son isolant.

Le montage nécessite un petit réglage qu'on effectuera en trempant par exemple les électrodes dans un verre d'eau. On ajustera P1 de telle façon que les LED correspondant à deux électrodes successives, l'une à sec et l'autre immergée, témoignent bien de ces états : la première sera éteinte, la seconde allumée. Une fois la tension de référence à l'entrée inverseuse d'IC2 ainsi réglée, rien n'empêche de remplacer P1 par deux résistances fixes. Le montage se contentera pour son alimentation d'un adaptateur secteur qui délivre une tension comprise entre 8 V et 15 V. Il n'est pas nécessaire que cette tension soit stabilisée puisqu'IC1 s'en charge.

954062-I





Liste des composants

Résistances

R1 = 5kΩ6
R2 = 56 kΩ
R3 = 47 kΩ
R4 = 100 kΩ
R5, R9 = 1 MΩ
R6 = 1 kΩ
R7 = 1MΩ8
R8, R10 = 150 Ω
P1 = 25 kΩ, ajustable

Condensateurs

C1 = 1nF
C2 à C6, C8, C9, C12 à C19 = 100nF
C7 = 220nF
C10 = 220µF/16V
C11 = 47µF/25V
C20 = 100pF

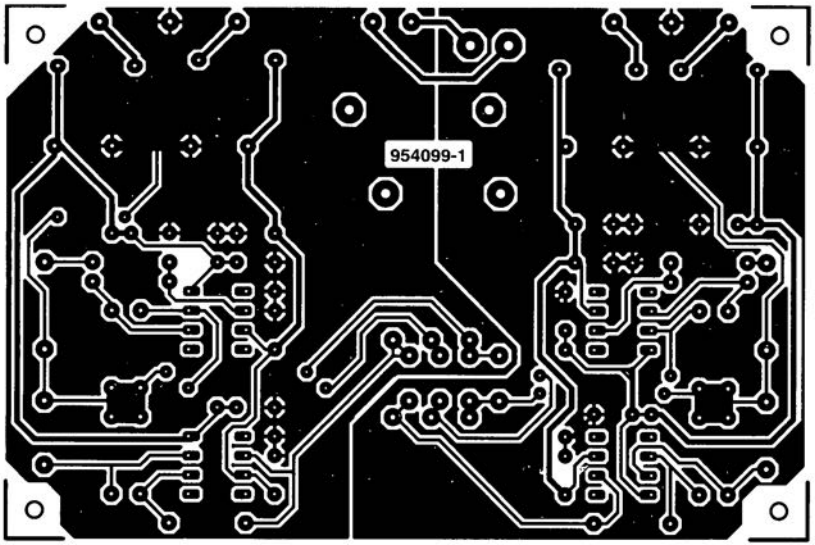
Semi-conducteurs

D1, D2 = 1N4148
D3 à D10 = LED, faible intensité
D11 = LED rouge
IC1 = 7805
IC2 = CA3130
IC3 = 74HCT42
IC4 = 4060
IC5 = 4051
IC6 = 4093

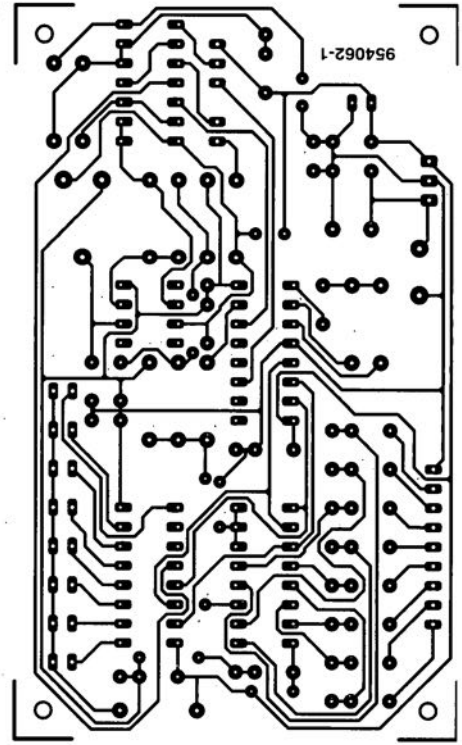
Divers

JP1 = cavalier
K1 = connecteur SIL à 9 contacts

14



17



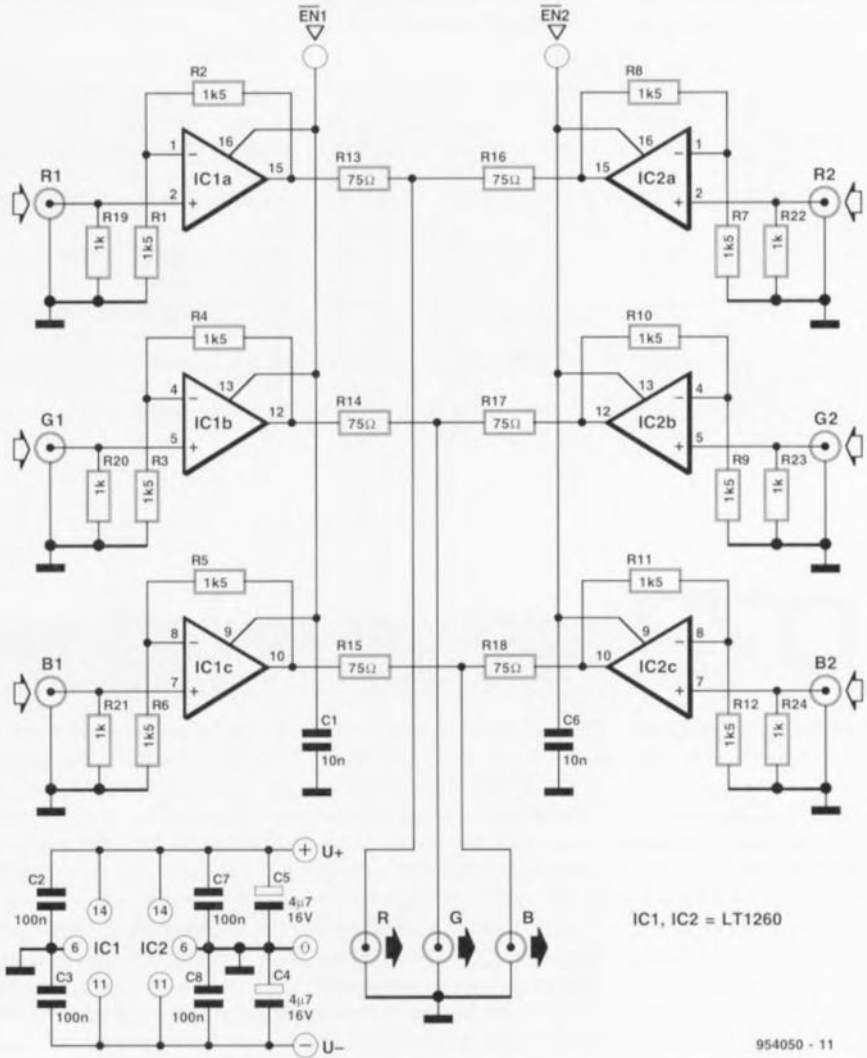
070 commutateur entre 2 sources RVB vidéo

application Linear Technology

Il existe aujourd'hui d'excellents amplificateurs vidéo au prix très abordable. Le LT1260 de Linear Technology en est un exemple-type. Ce circuit intégré, qui ne comporte pas moins de 3 amplificateurs à réinjection de courant, a été spécialement conçu pour les applications vidéo. Il est possible de mettre individuellement en et hors-fonction chacun des amplificateurs présents dans le boîtier. Lorsque l'amplificateur est hors-fonction il ne draine pas le moindre courant et ses sorties se trouvent à haute impédance.

Nous utilisons ici une paire de LT1260 pour réaliser un commutateur vidéo (multiplexeur) permettant la commutation entre 2 sources RVB (Rouge, Vert, Bleu, RGB = *Red*, *Green*, *Blue* en anglais). Ce type d'amplificateurs est très rapide (130 MHz au maximum) et possède des sorties à fort courant les rendant capables d'attaquer des charges capacitives sans le moindre problème. En fonction, chacun des amplificateurs consomme de l'ordre de 5 mA. Si l'on prévoit d'utiliser des signaux de synchronisation, il faudra en assurer une commutation séparée.

Cependant, étant donnée leur relative lenteur il ne devrait pas y avoir de problème à utiliser de la logique conventionnelle. Les lignes V+ et V– peuvent être connectées à n'importe quelle tension symétrique



régulée comprise entre ±5 et ±12 V. Chacun des amplificateurs possède un gain en tension de 2x. La résistance de 75 Ω prise à la sortie de chaque amplificateur garantit une adaptation d'impédance correcte avec le câble coaxial. Le diviseur de tension constitué par la résistance et l'impédance du câble coaxial (de 75 Ω elle aussi) divise le niveau du signal par 2, de sorte que chaque amplificateur possède un gain unitaire. Les amplificateurs sont activés en 100 ns et désactivés en 40 ns, durées suffisamment courtes pour une commutation vidéo sans distorsion de l'image. La bande passante est de 30 MHz au moins. Chaque amplificateur étant en mesure de fournir un courant de sortie allant jusqu'à 60 mA, il est possible de connecter à une sortie plus d'une seule résistance de 75 Ω (associée bien évidemment à sa charge).

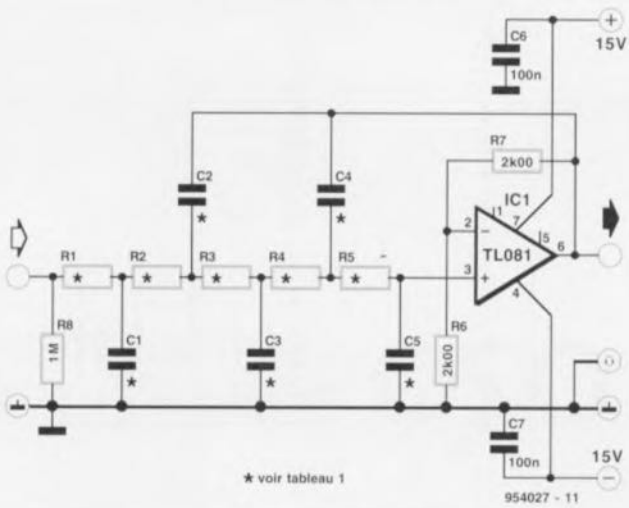
954050-I

071 filtre de Bessel du 5ème ordre à l amplificateur opérationnel

Nous vous proposons, dans un autre article de ce numéro Hors-Gabarit, un filtre de Butterworth du 5ème ordre caractérisé par une caractéristique pratiquement rectiligne jusqu'au point de coupure. En raison de cette caractéristique d'amplitude ce filtre connaît de très nombreuses applications. Il n'en reste pas moins que la réponse aux signaux rectangulaires s'accompagne d'un certain nombre d'oscillations dont on se serait fort bien passé.

L'un des points forts des filtres de Bessel est qu'ils sont calculés de façon à rester aussi constants que possible (absence d'oscillation). Ceci a cependant comme corollaire que la courbe d'amplitude présente assez tôt une tendance à la chute. De plus, il faut un certain temps avant que la pente de la caractéristique d'amplitude atteigne la valeur théorique de 30 dB/octave. Avec un filtre de Butterworth cela est pratiquement le cas immédiatement en aval du point de coupure.

Le schéma et les exigences du cahier des charges sont les mêmes que dans le cas de la variante de Butterworth. On peut ici aussi utiliser un TL081, amplificateur opérationnel qui consomme de l'ordre de 2 mA. Le tableau I donne les différentes combinaisons de résistances et de condensateurs. Chacune de ces combinaisons est caractérisée par un point de coupure de 1 kHz. La dernière ligne du tableau donne les valeurs théoriques des condensateurs dans le cas de résistances identiques.



Filtre de Bessel, point de coupure 1 kHz (gain 2 ×)

	C1	C2	C3	C4	C5	R1	R2	R3	R4	R5
1	10 nF	4nF7	6nF8	3nF3	1nF5	25kΩ036	20kΩ668	25kΩ239	20kΩ291	21kΩ724
2	12 nF	5nF6	8nF2	3nF9	1nF8	20kΩ375	17kΩ658	20kΩ727	17kΩ333	18kΩ214
3	15 nF	6nF8	10 nF	4nF7	2nF2	16kΩ036	14kΩ552	17kΩ015	14kΩ495	15kΩ003
4	18 nF	8nF2	12 nF	5nF6	2nF7	13kΩ288	12kΩ168	13kΩ990	12kΩ372	12kΩ151
5	22 nF	10 nF	15 nF	6nF8	3nF3	10kΩ468	10kΩ313	11kΩ060	10kΩ245	10kΩ036
6	27 nF	12 nF	18 nF	8nF2	3nF9	8kΩ587	8kΩ456	9kΩ359	8kΩ395	8kΩ560
7	33 nF	15 nF	22 nF	10 nF	4nF7	7kΩ223	6kΩ668	7kΩ621	6kΩ836	7kΩ092
8	39 nF	18 nF	27 nF	12 nF	5nF6	5kΩ955	5kΩ736	6kΩ140	5kΩ686	5kΩ996
9	47 nF	22 nF	33 nF	15 nF	6nF8	5kΩ030	4kΩ644	5kΩ084	4kΩ477	4kΩ922
10	56 nF	27 nF	39 nF	18 nF	8nF2	4kΩ416	3kΩ689	4kΩ274	3kΩ734	4kΩ023
11	68 nF	33 nF	47 nF	22 nF	10 nF	3kΩ709	2kΩ976	3kΩ558	3kΩ049	3kΩ277
12	82 nF	39 nF	56 nF	27 nF	12 nF	3kΩ093	2kΩ478	3kΩ063	2kΩ451	2kΩ727
13	22nF671	10nF690	16nF137	6nF9535	3nF3489	10kΩ0	10kΩ0	10kΩ0	10kΩ0	10kΩ0

Ces éléments sont nécessaires si l'on veut procéder à une transformation du filtre proposé ici en un filtre passe-haut.

954027-I

072 source de courant mono-ampli op

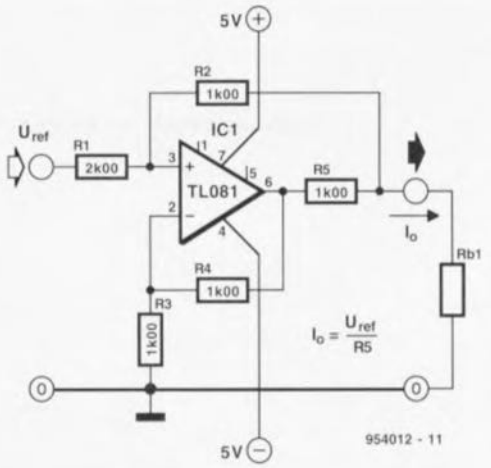
Il existe un nombre important d'applications faisant appel à une ou plusieurs sources de courant. Un chargeur d'accus CdNi est l'exemple le plus évident des dites applications. On notera que l'obtention de la tension en dents de scie requise implique de faire appel à une source de courant qui charge et décharge un condensateur avec un courant constant.
Le nombre de techniques concevables pour la réalisation d'une source de courant est relativement grand. La façon la plus simple est de faire appel à une seule résistance. On notera cependant que dans le cas de cette solution « rustique » il est requis de maintenir à un niveau constant **et** la charge **et** la tension d'alimentation. Si cela n'est pas le cas, l'intensité du courant changera inévitablement. Le niveau de ces variations d'intensité dépend de tous les composants du circuit. Il est clair que cette solution ne constitue certainement pas de source de courant adéquate. La situation s'améliore si l'on dote le circuit d'un composant actif tel qu'un transistor par exemple. Il est alors plus facile, dans certaines limites, de contrôler les différents paramètres. Les influences de la température et les variations de la tension de fuite des jonctions PN déterminent ici la précision de la source de courant.
On pourra faire appel également à un amplificateur opérationnel, composant se caractérisant, en outre, par l'avantage d'être bipolaire. Le schéma ci-contre montre une source de courant réalisée à l'aide d'un seul amplificateur opérationnel. Les résistances R5 et R1 et la résistance du couplage à réaction, R2, transforment un amplificateur non-inverseur en source de courant dont le courant de sortie correspond à $U_{ref}/R5$. Ceci n'est cependant valable que si R2 = R3 = R4 et que R1 = R5 + R2. Le fonctionnement exact de cette source de courant pourrait être expliquée à l'aide calculs mathéma-

tiques relativement complexes. Pour nous simplifier la vie un peu, nous partons de l'idée que la charge, Rb1, est un court-circuit. Dans ces conditions le courant à travers les résistances R1 et R2 aura une intensité de $U_{ref}/3\ k\Omega$. Sur l'entrée positive on aura alors présence d'une tension de $U_{ref}/3$. Le dimensionnement des résistances R3 et R4 résulte donc en une tension de sortie de $2 \cdot U_{ref}/3$. Dans ces conditions le courant à travers R5 aura une intensité de :

$$2 \cdot U_{ref} / (3 \cdot R5).$$

Le courant à travers le court-circuit, Rb1, se caractérise alors par une intensité de :

$$U_{ref} / 3\ k\Omega + 2 \cdot U_{ref} / (3 \cdot R5).$$



Si R5 a une résistance de 1 kΩ le résultat est :

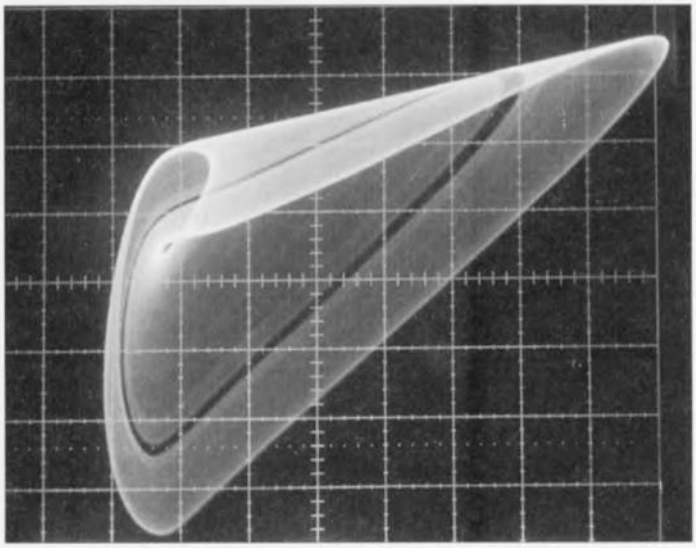
$$U_{ref}/R5.$$

La source de courant semble se caractériser par une gestion relativement bonne des différents paramètres. Les tolérances inévitables des valeurs des résistances auront comme conséquence une certaine variation de l'intensité du courant.

Dans ce numéro Hors-Gabarit '95 nous décrivons également une source de courant à trois amplificateurs opérationnels, destinée à tous ceux d'entre nos lecteurs qui désirent réaliser une source de courant encore plus stable.

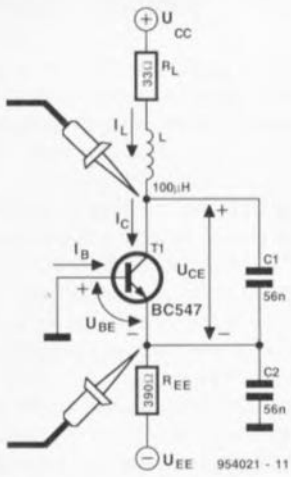
954012-I

073 et re-chaos



Le chaos règne tout autour de nous. La circulation du week-end du 14 Juillet est sous l'emprise du chaos, le film « Jurrasic Park » reposait sur les prémices que le parc du titre était un système chaotique et partant incontrôlable et d'après certains pessimistes, la politique se trouve dans le même genre de situation. Les systèmes électroniques peuvent présenter un comportement chaotique. L'un des exemples classiques est l'oscillateur de Colpitts dont le schéma est représenté en figure 1. Cet oscillateur présente, de par le concept utilisé, un comportement très particulier appelé multi-oscillation. Ce phénomène se traduit, en état stable, par l'apparition de 2 oscillations, voire plus.

En d'autres termes il est visiblement question de vibrations parasites (importunes) en combinaison avec l'oscillation principale. Le résultat de tout ceci est que le signal de sortie est fortement perturbé et partant déformé, ce qui ne manque pas de limiter très sérieusement les possibilités d'application de cet oscillateur dans les systèmes de communication. Dans le numéro Hors-Gabarit de l'an passé nous vous avions également présenté un circuit chaotique qui n'avait d'autre but que de faire apparaître de jolis dessins sur l'écran d'un oscilloscope. Avec l'électronique présentée ici il n'en va pas autrement. L'ensemble est mis en un rien de temps sur un petit morceau de platine d'expérimentation à pastilles et se laisse alimenter sous ±5 V. On y branche un oscilloscope mis en mode X–Y aux points indiqués sur le schéma, VBE et VCE.



La photo d'écran d'oscilloscope de la figure ci-contre vous donne une petite idée de ce à quoi vous pouvez vous attendre.

954021-4

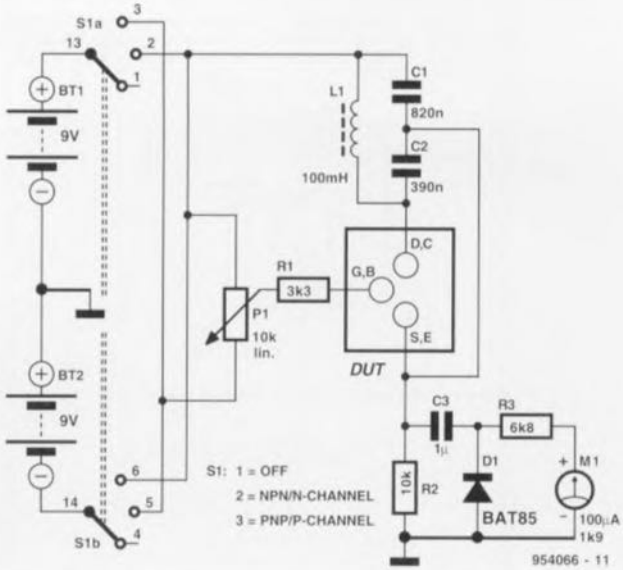
074 testeur de transistors flexible

G. Schellhorn

Il est bien souvent possible, à l'aide de moyens très simples, d'arriver à ses fins, à savoir des résultats fort acceptables. Le circuit simple décrit ici ne comporte qu'un nombre étonnamment faible de composants et pourtant il permet de tester non seulement le bon fonctionnement de transistors bipolaires mais encore celui des FET.

Le secret de ce succès : le transistor à tester constitue lui-même une partie active d'un circuit d'oscillateur Colpitt à l'entrée en oscillation garantie. Le montage en parallèle sur la self L1 des condensateurs C1 et C2 pris en série constitue un diviseur de tension capacitif dont la présence a pour effet la présence sur le collecteur (drain) d'une tension alternative de valeur pratiquement triple de celle présente sur l'émetteur (source). Il faut, pour obtenir une entrée en oscillation de l'oscillateur, appliquer à la base (grille), par le biais du potentiomètre P1, la tension, variable d'un type de transistor à l'autre, requise. Selon les circonstances il peut se faire

que cette tension soit négative par rapport au potentiel de l'émetteur (source). Le commutateur rotatif S1 sert à choisir la polarité de la tension d'alimentation en fonction du type de transistor concerné. Dans la position inférieure l'instrument de mesure se trouve hors-fonction. Le montage dispose, pour la visualisation des oscillations de l'oscillateur, d'un ampèremètre sensible relié, par l'intermédiaire du condensateur C3 à l'émetteur (source) du transistor à tester (*DUT = **D**evice **U**nder **T**est*). L'amplitude du signal est maximale lorsque le potentiomètre P1 est positionné correctement. Dans le cas idéal, la valeur crête à crête de la tension alternative dérivée à l'émetteur est de 2,25 V (à une tension d'alimentation de 9 V). Lors du test d'un BC547B, nous avons trouvé, lors de nos essais en laboratoire, une valeur de 90 μA. Ceci correspond à une tension de 1,6 Vcc. Si l'on tient compte de la tension de seuil de 0,3 V inévitablement introduite par D1, cela nous donne une valeur totale de 1,9 V, qui approche d'assez près la valeur idéale calculée. Le fait que le débattement de l'aiguille reste, pour certains transistors, en-deçà de la valeur calculée, tient à la faiblesse de l'impédance entre l'émetteur (source) et la masse. Cette impédance dépend des composants utilisés et exerce une influence sur le gain en tension du transistor concerné. Nous avons testé ce montage avec des transistors des types suivants : BC547A, B, BC557B, BSX20, BF245, BS170, BS250, BD139, 2N3055. La consommation du circuit est de 3 mA environ.



954066-I

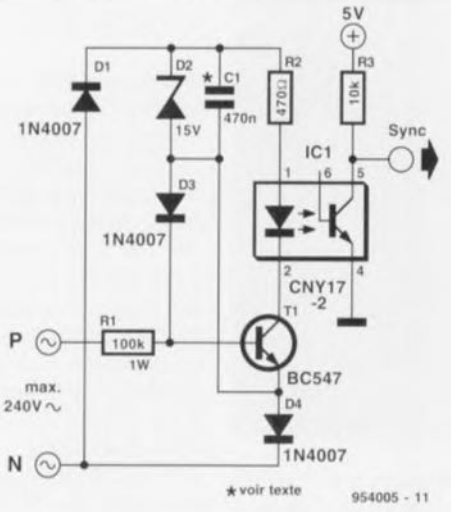
075 passage par zéro couplé avec le secteur

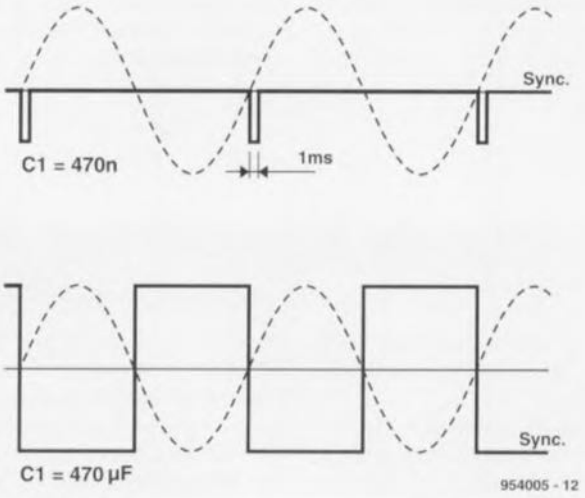
J. Schuurmans

Avec de nombreux montages travaillant de façon synchrone avec le secteur, l'instant de synchronisation se fait au passage par zéro de la dite tension. On a besoin pour cela d'un sous-ensemble qui suive l'évolution de la tension du secteur et qui signale d'une façon ou d'une autre le passage par zéro. Le circuit proposé ici force à la masse sa sortie de synchronisation à chaque passage par zéro par flanc montant.

L'aspect intéressant de l'approche proposée ici est que l'on suit réellement la tension du secteur entrante et non pas comme cela est souvent le cas par le biais d'une tension abaissée à l'aide d'un transformateur secteur à une valeur sûre. Les avantages majeurs de cette solution sont d'une part une possibilité de suivi très critique du passage par zéro et de l'autre le fait que l'on puisse se passer de transformateur. Ce second aspect prend tout son poids pour des applications micro-informatiques où, de par la présence d'alimentations à découpage, on ne dispose pas toujours d'une tension alternative de 50 Hz.

Le principe sur lequel repose ce circuit est extrêmement astucieux. Pendant les demi-périodes négatives de la tension du secteur (la ligne du Neutre présente alors un potentiel positif par rapport à la ligne de Phase) le condensateur C1 se charge, par l'intermédiaire des diodes D1 à D3 et de la résistance R1, jusqu'à 15 V. Cette charge s'écoule à travers





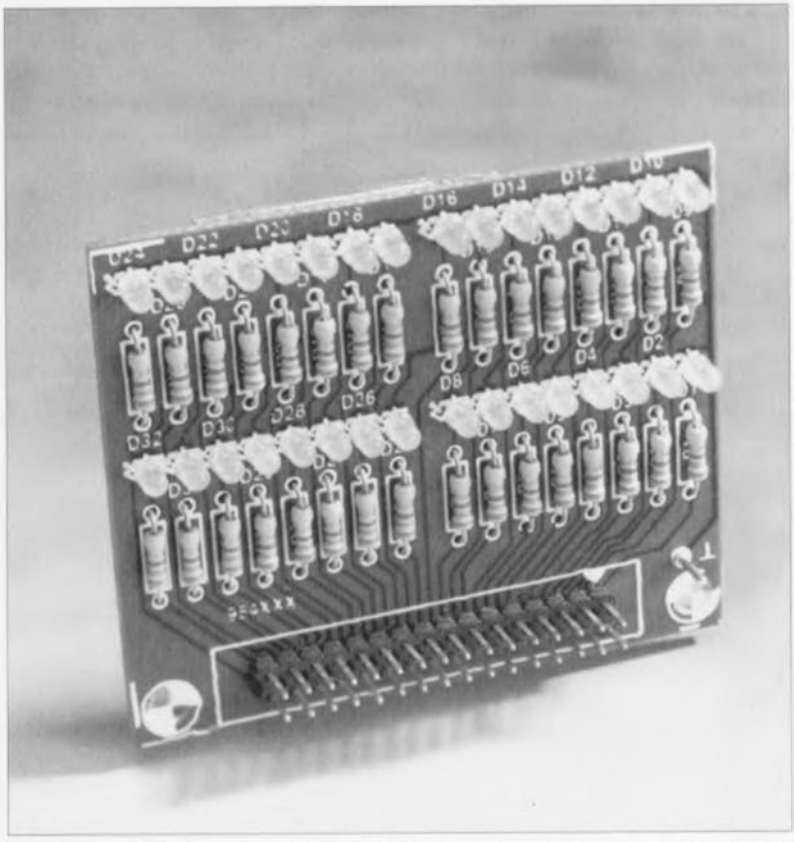
la LED intégrée dans l'opto-coupleur à l'instant d'entrée en conduction du transistor T1. Ce moment apparaît lorsque le potentiel de la ligne P dépasse de quelque 1,4 V celui présenté par la ligne N. Dans ces conditions en effet on a circulation, par l'intermédiaire de la résistance R1, d'un courant de base entraînant la mise en conduction du dit transistor.

Comme le courant de collecteur est relativement élevé, la décharge du condensateur C1 sera assez rapide. De ce fait, la LED de l'opto-coupleur ne restera que très brièvement illuminée limitant à un très court moment la conduction du transistor de l'opto-coupleur. Avec le dimensionnement adopté, 470 nF pour C1, la sortie de synchronisation se trouvera au niveau bas pendant une durée de l'ordre de 1 ms. La simple attribution au dit condensateur d'une autre valeur permet de jouer sur la longueur de cette impulsion. Si l'on prend pour C1 un condensateur de 470 μF la dite impulsion verra sa longueur passer à quelque 10 ms.

Permettez-nous de terminer sur une note sérieuse. Ce montage est en liaison directe avec le secteur. Sa réalisation implique le respect de normes de sécurité. Il en va de même en ce qui concerne l'opto-coupleur : le CNY17-2 est un composant répondant aux exigences posées; on évitera donc de le remplacer sans autre forme de procès par l'un ou l'autre prétendu « équivalent ». 954005-I

076 auxiliaire de développement pour µC

U. Hinke



Tout amateur endurci de développement et d'application de systèmes à microcontrôleur (µC) connaît le fin mot des problèmes associés au test et à la recherche d'erreurs. Il est sûr et certain qu'un analyseur logique à 32 canaux constitue alors une aide ô combien précieuse mais cet instrument n'est malheureusement pas à la portée du budget d'un amateur.

Si l'auxiliaire de dépannage à la simplicité toute géniale et au prix imbattable proposé ici ne peut prétendre remplacer un analyseur logique de 100 MHz, il n'en constitue pas moins une aide pouvant contribuer très efficacement à la réussite d'un projet à base de microcontrôleur. L'approche de ce montage suppose que l'on a, lors de la réalisation du système à microcontrôleur, utilisé des supports pour les circuits intégrés.

Les signaux arrivent alors, par le biais d'un connecteur DIP encartable dans un support pour circuit intégré, un morceau de câble en nappe et une embase mâle à 2 rangées de contacts, aux différentes LED que comporte le montage. On fait appel ici à des LED faible courant (ou haut rendement) protégées par des résistances de 560 Ω; ce type de LED possède sa pleine luminosité à 2 mA déjà. Il est possible, par l'utilisation d'une embase à 2 rangées de contacts, d'envisager différents types de connecteurs DIP encartables dans un support pour circuit intégré, 2 x 8, 2 x 10 contacts par exemple, pour adapter l'auxiliaire de dépannage à diverses formes de boîtiers et à tous les nombres de broches imaginables. Il reste, lors de l'utilisation de cet instrument, à établir une liaison de masse entre le montage en cours de test et la platine de l'auxiliaire de dépannage. Toutes les LED reliées à une broche de circuit intégré présentant un niveau logique haut vont alors s'illuminer. Le courant de 2 mA nécessaire à chacune des LED allumée peut, normalement, être drainé des sorties du microcontrôleur ainsi que de celles de circuits intégrés CMOS, à condition bien évidemment que l'alimentation du dit montage dispose des réserves (normales) nécessaires. L'oeil humain présentant une certaine inertie il sera difficile à un observateur de suivre des changements rapides de luminosité dans le domaine de la micro-seconde. L'utilisation de l'auxiliaire de dépannage implique une adaptation du logiciel à tester par l'insertion de boucles de temporisation entre chaque changement de signal. Sur la disquette accompagnant le cours d'assembleur EASM52 (disquette EPS 1814) ces fonctions prennent les dénominations STIME ou LTIME. Pour peu que l'on intercale des arrêts de 1 s dans le logiciel il devient relativement aisé de suivre les changements de niveau des signaux. Une approche encore meilleure, mais plus exigeante au niveau de sa programmation, consiste à la mise en place d'arrêts que seule une action sur une touche peut débloquer.

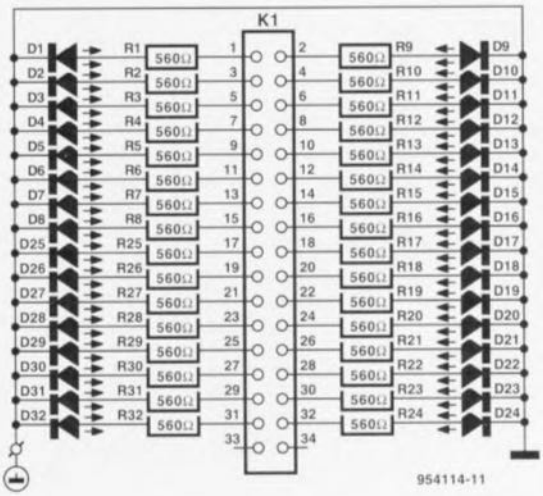
L'un des avantages majeurs de ce montage par rapport à un analyseur logique est qu'il ne nécessite pas le moindre préréglage, ce qui élimine une source fréquente d'erreurs de mesure. On peut immédiatement tester les conséquences d'une modification du programme. Dans bien des cas, ce ne sont que de toutes petites imperfections qu'il suffit d'éliminer l'une après l'autre pour se trouver en présence d'un montage qui fonctionne. L'auteur utilise cet auxiliaire de dépannage depuis plus d'un an avec son système de développement à base de 80C535 et ce sans le moindre problème. 954114-I

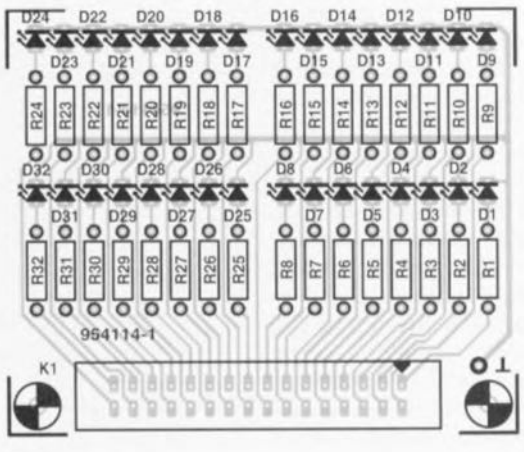
Liste des composants :

Divers :
K1 = embase mâle à 2 rangées de 16 contacts

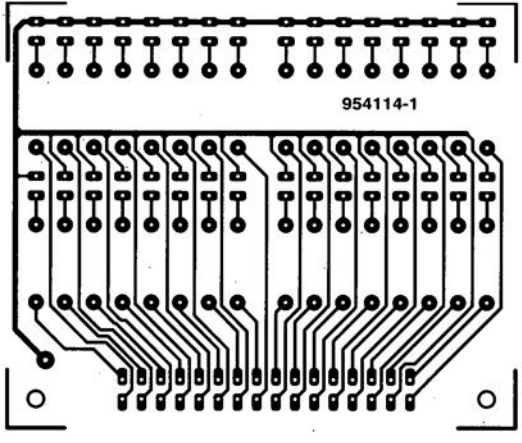
Résistances :
R1 à R32 = 560 Ω

Semi-conducteurs :
D1 à D32 = LED faible courant

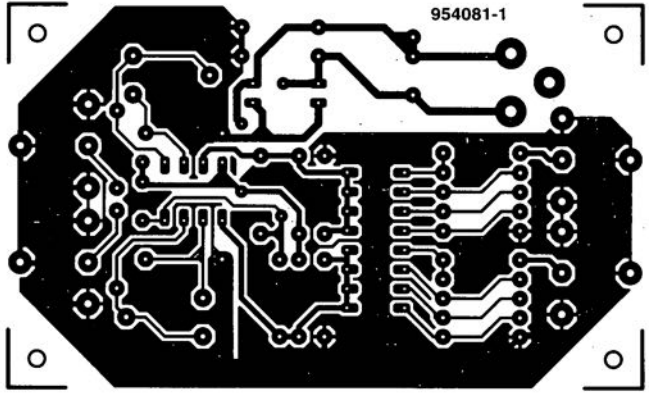




15



18



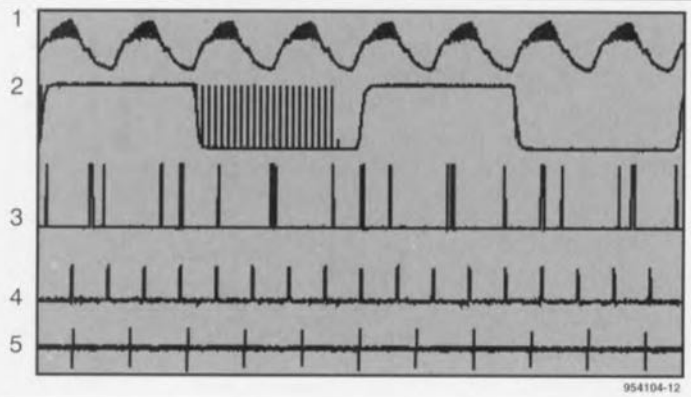
077 testeur d'oscilloscope numérique

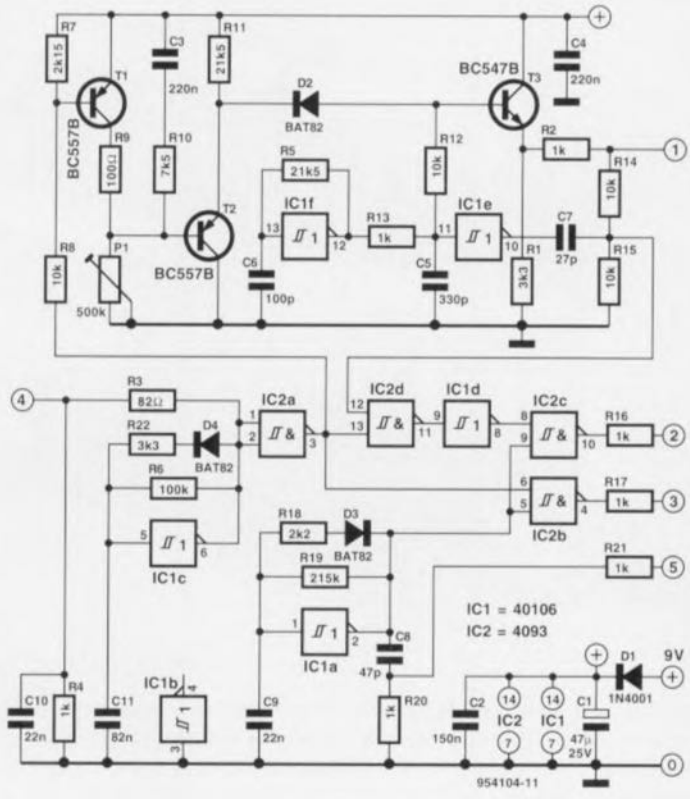
application FLUKE

De nos jours, de nombreux fabricants proposent des oscilloscopes numériques à des prix très raisonnables s'ils ne sont pas toujours très abordables. Les avantages d'un tel instrument de mesure sont évidents pour n'importe quel utilisateur. Il existe cependant dans le cas d'un oscilloscope numérique certaines circonstances pouvant être à l'origine d'erreurs. Tout ce qui se passe entre deux échantillonnages, voire deux séries d'échantillonnages, reste invisible pour l'utilisateur.

Dans le cas d'un oscilloscope analogique ce temps « mort » est en fait la durée de retour du faisceau. Dans le cas d'un oscilloscope numérique ce temps « mort » est la durée requise pour effectuer les calculs nécessaires à l'évaluation des échantillons. En fonction de la capacité arithmétique de l'instrument concerné, cette durée est plus ou moins longue. Si l'oscilloscope numérique est « lent » il ne sera pas en mesure de fournir un affichage en temps réel correct.

Le petit circuit de test décrit dans cet article permettra de vérifier la qualité d'un oscilloscope numérique. Les cinq signaux de test donnent une impression concernant la représentation en temps réel (1), la représentation d'un train d'impulsions HF apparaissant de temps à autre (2), la représentation de l'apparition d'impulsions aléatoires dans un modèle d'impulsions fixe (3), des impulsions RC étroites (4) et des pointes de tension (glitches) (5). La recopie d'écran accompagnant cet article donne une impression de la représentation des différents signaux sur l'écran de l'oscilloscope. 954104-I

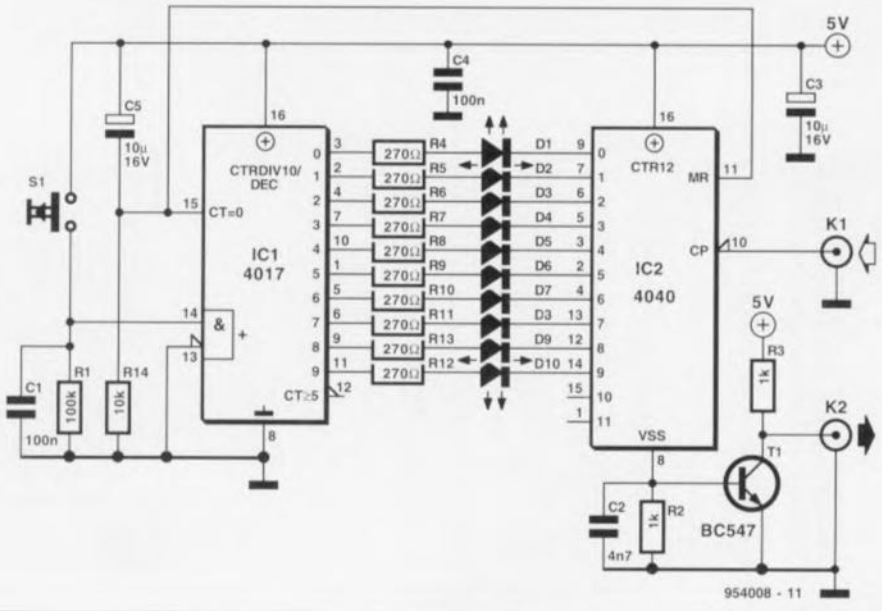




078 diviseur programmable

M.S. Nagaraj

Le sous-titre de cet article aurait pu être quelque chose du genre « créativité à base de CMOS ». Pourquoi ? Eh bien, dans ce montage l'auteur fait appel d'une manière impropre à la connexion V_{SS} d'un circuit intégré CMOS. Un coup d'oeil au schéma nous montre que IC2, un 4040, constitue le coeur de ce montage. Il s'agit d'un circuit intégré qui comporte un certain nombre de diviseurs binaires (par 2) pris en série. De par la structure interne de ce composant, un signal d'horloge appliqué à son entrée se retrouvera à la sortie Q0 avec une fréquence égale à la moitié de la fréquence initiale (divisé par deux donc); elle sera le quart sur Q1; divisé par 8 sur Q2; etc... Chacune des sorties Q0 à Q9 fournit donc une tension rectangulaire dont la fréquence correspondant au nième facteur de division binaire du signal d'entrée.



En regardant de près on ne manquera pas de remarquer que les broches Q0 à Q9 ne font pas office de sortie ..., mais d'entrée pour le niveau de sortie de IC1. Ce circuit intégré est un compteur décadique présentant la caractéristique spécifique de ne toujours avoir qu'une seule sortie à l'état actif (laquelle dépend de la position du compteur). De par le couplage des deux circuits intégrés on aura, via l'une des sorties de IC2 et pendant que cette sortie se trouve au niveau bas, circulation d'un flux de courant de IC1 vers la masse, à travers la résistance et la LED correspondante. Les LED clignoteront donc (plus ou moins visiblement) à la fréquence correspondant à la sortie sélectionnée de IC2.

Avant que le courant n'arrive à la masse, il se charge d'abord de produire, aux bornes de la résistance prise en série sur la broche V_{SS}, une tension qui est transformée, elle, en un niveau logique standard par le transistor T1.

En fonction de la position du compteur IC1 le courant à travers la broche V_{SS} aura une certaine fréquence d'impulsion. Cette fréquence impulsionnelle dépend également du signal présent sur l'embase d'entrée K1. La fréquence d'horloge maximale admissible dépend **et** de la tension d'alimentation **et** du circuit intégré utilisé. Si l'on utilise par exemple un 4040 de SGS-Thomson la fréquence maximale sera de 7 MHz si V_{DD} = 5 V et de 24 MHz si V_{DD} = 15 V.

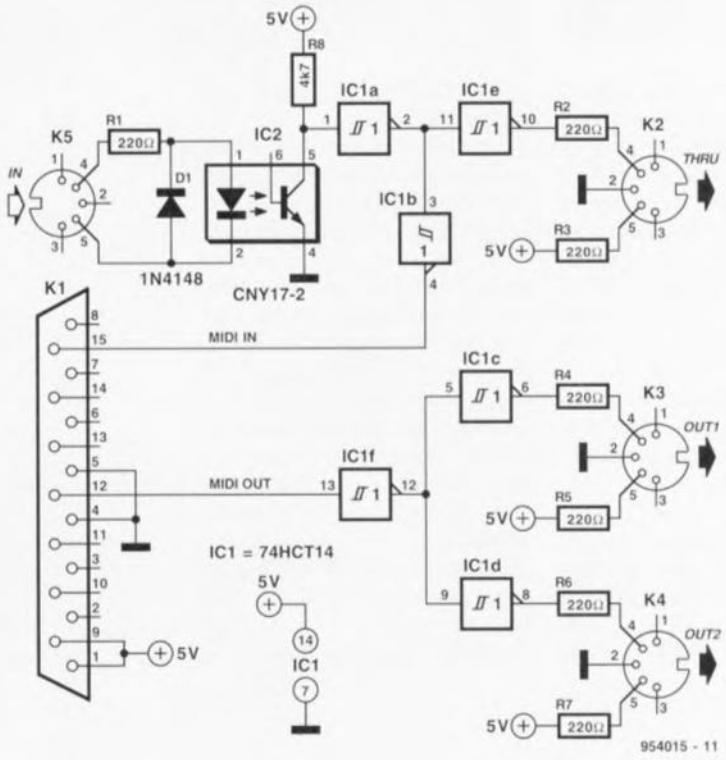
Le bouton-poussoir S1 sert à définir la position de IC1. L'ensemble de la résistance R14 et du condensateur C5 garantit un état initial bien défini de IC1 après l'application de la tension d'alimentation. La résistance R1 et le condensateur C1 font office de dispositif « anti-rebonds ». 954008-1

079 interface MIDI pour SoundBlaster Pro 2

C. Weterings

On a oublié, pour des raisons de coûts, sur de nombreuses cartes son pour PC, au compte desquelles la SoundBlaster Pro, d'implémenter complètement l'interface MIDI (*Musical Instrument Digital Interface*). Les signaux MIDI ne sont en effet pas des signaux TTL standard; la liaison MIDI constitue en fait une boucle de courant qui se trouve, côté récepteur, isolée galvaniquement du reste de l'électronique par le biais d'un opto-coupleur. Il n'est heureusement, ni très cher ni bien compliqué, de doter la SoundBlaster Pro 2 d'une interface MIDI complète; il suffit de lui associer l'électronique représentée sur le schéma joint. Cette électronique se limite en fait à un opto-coupleur du type CNY17-2, à un amplificateur inverseur TTL du type 74LS14 et à une dizaine de composants passifs que l'on trouve dans tous les tiroirs de table de labo de l'électronicien amateur « lambda ». L'ensemble se laisse facilement monter sur un petit morceau de platine d'expérimentation à pastilles, la connexion au port de jeux/MIDI de la carte se faisant par l'intermédiaire d'un connecteur mâle sub-D à 15 broches. Attention : la broche 2 (la broche se trouvant entre les broches 4 et 5, la masse) de l'embase MIDI-IN ne doit pas être connectée.

954015-I

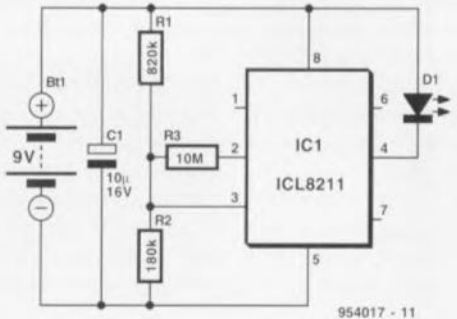


080 indicateur d'épuisement de pile

Toute pile quelle qu'elle soit ou n'importe quel accu se caractérise par le gros inconvénient de s'épuiser subrepticement, c'est-à-dire sans que l'on ne s'en aperçoive. Et bien entendu, on ne s'en rend compte que lorsqu'il n'y a plus rien à faire, au moment le plus importun. Il va sans dire qu'il existe bien une, voire plusieurs possibilités électroniques pour surveiller en permanence l'état d'une pile ou d'un accu. Il suffit en fait d'un circuit très simple pour garder la tension de sortie d'une pile à l'oeil. Le petit circuit que nous vous proposons dans cet article signale, par l'illumination d'une LED, le fait que la tension de borne de la pile ou de l'accu est devenue inférieure à une certaine valeur limite.

L'électronique du schéma a été configurée pour une pile compacte de 9 V. La LED s'illumine lorsque la tension de sortie de la pile descend endessous de 5,9 V. Elle ne s'éteindra qu'au moment où cette tension sera (à nouveau) supérieure à 6,3 V.

La consommation du circuit est de 40 μA environ lorsque la LED est inactive et ne constitue donc pas de charge supplémentaire pour l'appareil à alimenter.
Lorsque la LED entre en action, la consommation grimpe à une valeur de quelque 10 mA. Il sera parfaitement clair que cette consommation constitue inévitablement le « coup de grâce » pour la pile.



Les trois résistances que comporte ce montage servent à définir les valeurs de seuil. La formule suivante, valable pour la tension de seuil inférieure (celle donc à laquelle la LED s'illuminera), permet de déterminer les valeurs à attribuer aux résistances :

$$Ut1=\left(\frac{R1\times R3}{R1+R3}+R2\right)\times\frac{1}{R2}\times 1{,}115\,V.$$

La seconde formule sert à déterminer le niveau auquel la LED se rééteindra :

$$Ut2=\frac{R2+R1}{R2}\times 1{,}115\,V.$$

En faisant appel à ces deux formules on pourra adapter le circuit à n'importe quelle configuration de piles ou d'accus. Le circuit intégré mis en oeuvre, le ICL8211, provient de l'écurie Intersil, une marque qui fait partie actuellement du portefeuille de Harris Semiconductor. 954017-I

081 générateur 1 Hz

V. Himpe

Il arrive que, dans certains cas il soit impératif de disposer d'un signal rectangulaire ayant une fréquence faible. Le petit montage faisant l'objet de cet article est capable de générer, et ce avec une précision élevée, un signal rectangulaire ayant une fréquence de 1 Hz et présentant un rapport cyclique de 50%. Un atout supplémentaire du circuit est sans doute le fait qu'il fonctionne avec une tension d'alimentation comprise entre 3,5 et 15 V. Le montage peut servir pour la commande tant de circuits CMOS que TTL.

Le générateur fait appel à un 4521. Ce circuit intégré possède des caractéristiques qui sont comparables à celles du 4060 archi-connu. La seule différence se situe en fait au niveau du train de diviseurs qu'intègre le dit composant.

Si l'on applique, à l'entrée du circuit, un signal ayant une fréquence de 4,194304 MHz, on aura, sur la sortie Q22 le signal de sortie requis de 1 Hz. Précisons quelque peu les choses : 4 194 304 est très exactement 2^{22}. Le quartz en question possède une valeur standard et devrait être disponible partout dans le commerce, à un prix tout à fait raisonnable. Par l'utilisation du train de diviseurs numériques intégrés, l'obtention du rapport cyclique de 50% ne pose pas le moindre problème.

Les deux résistances (R1 et R2) et les deux condensateurs (C1 et C2) achèvent l'oscillateur à quartz. Si l'on respecte le dimensionnement du

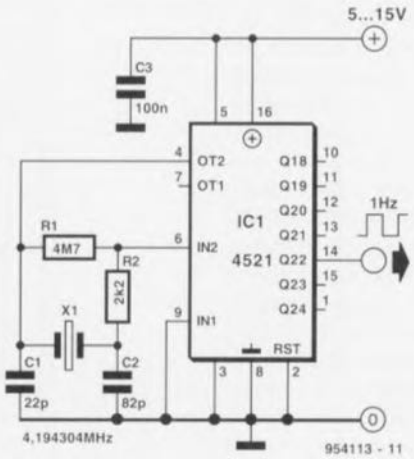


schéma pour les différents composants, le générateur ne manquera pas de fonctionner correctement en toutes circonstances.

954113-I

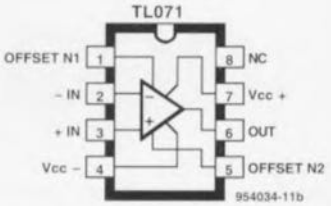
082 filtre à pondération A

On utilise souvent un filtre à pondération A dans les mesures ayant trait au son et en technique audio lorsqu'il s'agit d'effectuer des mesures du type rapport signal/bruit.

Il existe pour ce genre de mesures un certain nombre de normes, telles que, entre autres, DIN, IEC, CCIR sans oublier l'IHF Américaine. Certains filtres effectuent, en pondération A, une correction du spectre à mesurer pour le rendre plus conforme aux spécificités physiques l'ouïe humaine. Il apparaît en effet que la sensibilité de l'oreille est maximale aux alentours d'une fréquence de 3 kHz. De part et d'autre de la dite fréquence, en présence de fréquences supérieures ou inférieures donc, on a une diminution progressive et rapide de la sensibilité. Un filtre à pondération A se caractérise par un maximum autour de 3 kHz et amplifie de 0 dB à 1 kHz (gain unitaire a = 1×).

Pour vous proposer un filtre facilement reproductible nous faisons appel à un minimum en composants qui, de plus, font tous partie de la série E-12. La dérive de la caractéristique idéale est de ±1 dB. Il est requis de faire appel à des condensateurs de haute précision. Vérifiez-en, en cas de doute, la valeur exacte avec un bon capacimètre.

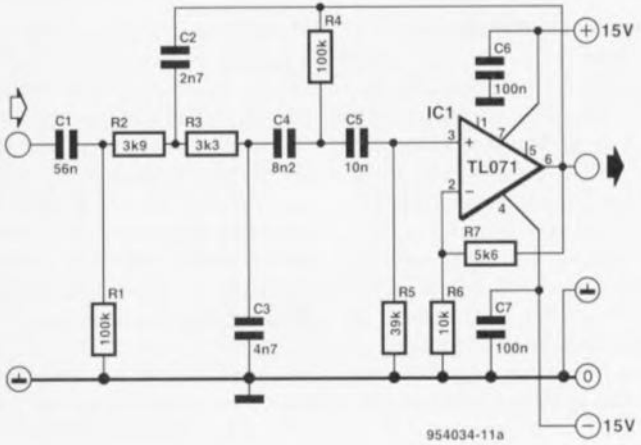
Pour IC1 on pourra faire appel à un TL071. Le meilleur choix est cependant le TLC2201 (surtout pour un

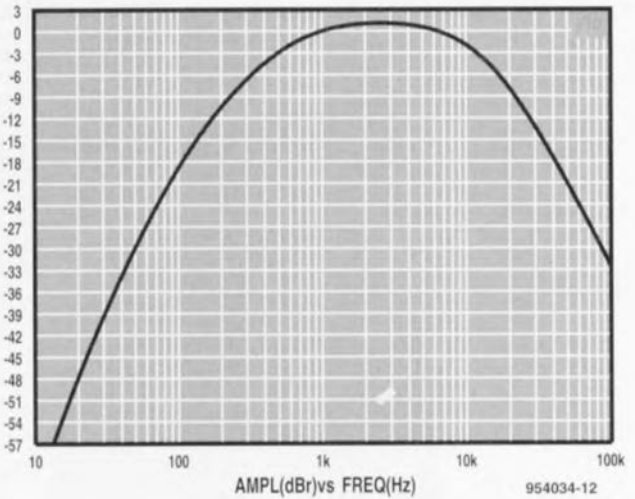


instrument de mesure alimenté par piles avec une tension U_{Bmax} de ±8 V). Ce petit circuit pourra constituer un accessoire idéal pour le sonomètre linéaire (montage décrit dans Elektor n° 179, mai 1993).

La consommation du filtre est de 2 mA environ.

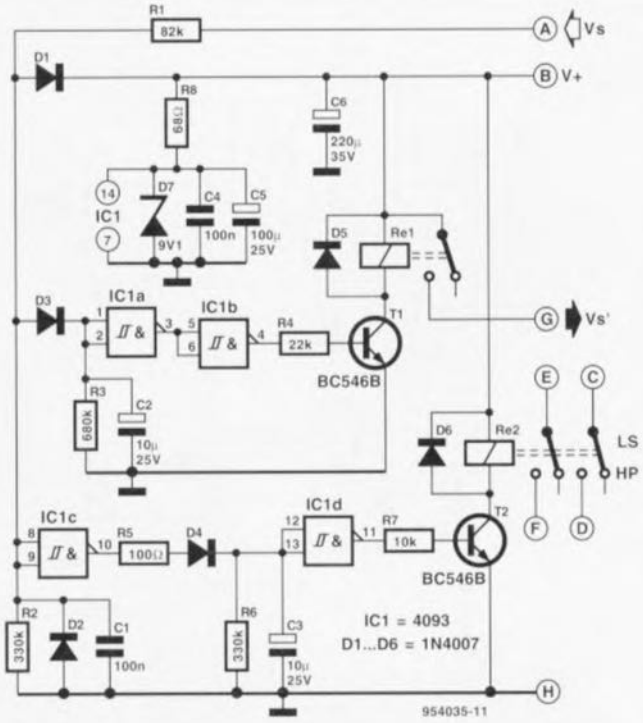
954034-I





083 protection pour haut-parleurs de voiture

F.Hüber



En sonorisation automobile, les amplificateurs de puissance de marque sauvage prévoient rarement une commutation temporisée des haut-parleurs. Le résultat ne passe pas sous silence: un magistral « Plop » tant à la mise en route qu'à l'extinction dudit « booster ». Traditionnellement, les amplificateurs de sortie, tout comme les lecteurs de DAN et autres moteurs d'antenne sont alimentés par l'une des tensions commutées de l'autoradio. On se sert d'une de ces tensions Vs pour faire fonctionner l'interrupteur de protection représenté à la figure. Au moment de l'allumage, il alimente en premier lieu l'amplificateur; lors de l'extinction, il découple les enceintes de l'amplificateur avant de commander la coupure de celui-ci.

Le circuit montre comment réaliser en pratique cette fonction. Tant que la radio est éteinte, les entrées de l'inverseur IC1a sont maintenues au potentiel de masse par R2. C2 est déchargé, la sortie de IC2b est basse, donc le transistor T1 bloque. Le relais pour la tension de commande Vs' (sortie G) est au repos. En revanche, la sortie de l'inverseur IC1c est au niveau haut, le condensateur C3 est chargé et la sortie de IC1d est basse. Le transistor T2 est donc bloquant et le relais bipolaire isole les haut-parleurs de l'amplificateur de sortie.

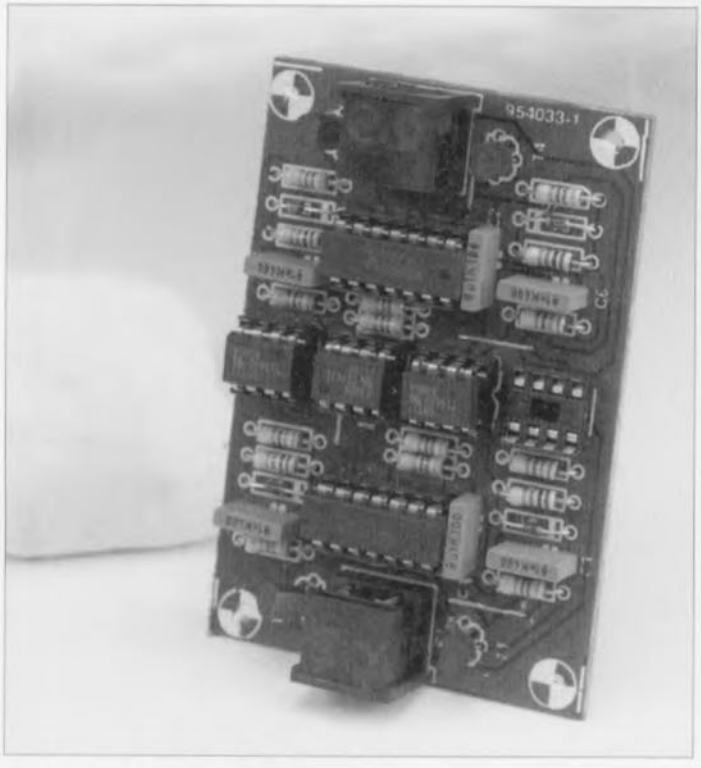
Dès qu'on allume la radio, l'entrée Vs passe à 12 V. C2 se charge rapidement et les deux inverseurs IC1a et IC1b changent d'état l'un à la suite de l'autre. Le transistor T1 devient conducteur et le relais Re1 s'excite, ce qui active l'amplificateur. En même temps, l'inverseur IC1c bascule lui aussi. D4 se bloque et le condensateur C3 se décharge lentement au travers de R6. La tension à l'entrée de IC1d chute, l'inverseur bascule et T2 entre en conduction, si bien que Re2 rebranche, avec un certain délai, les haut-parleurs à la sortie de l'amplificateur.

Lors de l'extinction, la sortie de IC1c passe au niveau haut, ce qui entraîne la décharge rapide de C3, IC1d bascule et T2 bloque. Les liaisons aux haut-parleurs sont interrompues avant que C2 n'ait eu le temps de se décharger dans R3 et que IC1a/IC1b n'aient pu basculer pour désactiver l'amplificateur par l'intermédiaire de T1.

Malgré sa simplicité de construction, le montage dispose d'inverseurs à trigger de Schmitt pour assurer des commutations franches. La tension d'alimentation du circuit intégré est stabilisée aux environs de 9 V par R8 et la diode zener et filtrée par C4/C5. Les deux tensions de commande, Vs et V+ sont découplées par les condensateurs C6 et C1. D1 et D2 éliminent les pointes de tension supérieures à +12 V et inférieures à −0,7 V, pour protéger des tensions indésirables les entrées des inverseurs. Deux DEL peuvent, si on le souhaite, indiquer l'activation de chacun des relais pour en surveiller le fonctionnement. Pour Re1, un simple petit relais miniature peut convenir puisqu'il circule par ses contacts rarement plus de 250 mA. Le circuit de protection tamponne de cette façon une sortie de commutation assez faible de la radio, ce qui n'est pas à dédaigner si par exemple on veut brancher plusieurs amplificateurs au moyen d'un relais de puissance (un modèle pour automobile) qui, au bas mot, peut exiger un courant de bobine de 200 mA. Pour Re2 au contraire, il faut utiliser un relais de puissance, capable de supporter les forts courants qui circulent dans les haut-parleurs. Il est souhaitable d'utiliser un modèle pourvu de raccords AMP, tels que ceux qu'on rencontre en électricité automobile. Les entrées et sorties devraient également bénéficier de fiches de ce type, soit pour circuit imprimé, soit à visser. La consommation de courant du circuit de protection s'élève à peine à 4,5 mA au repos, ce qui fait que la voiture peut franchement rester au garage pendant des semaines sans aucun risque de retrouver sa batterie à plat.

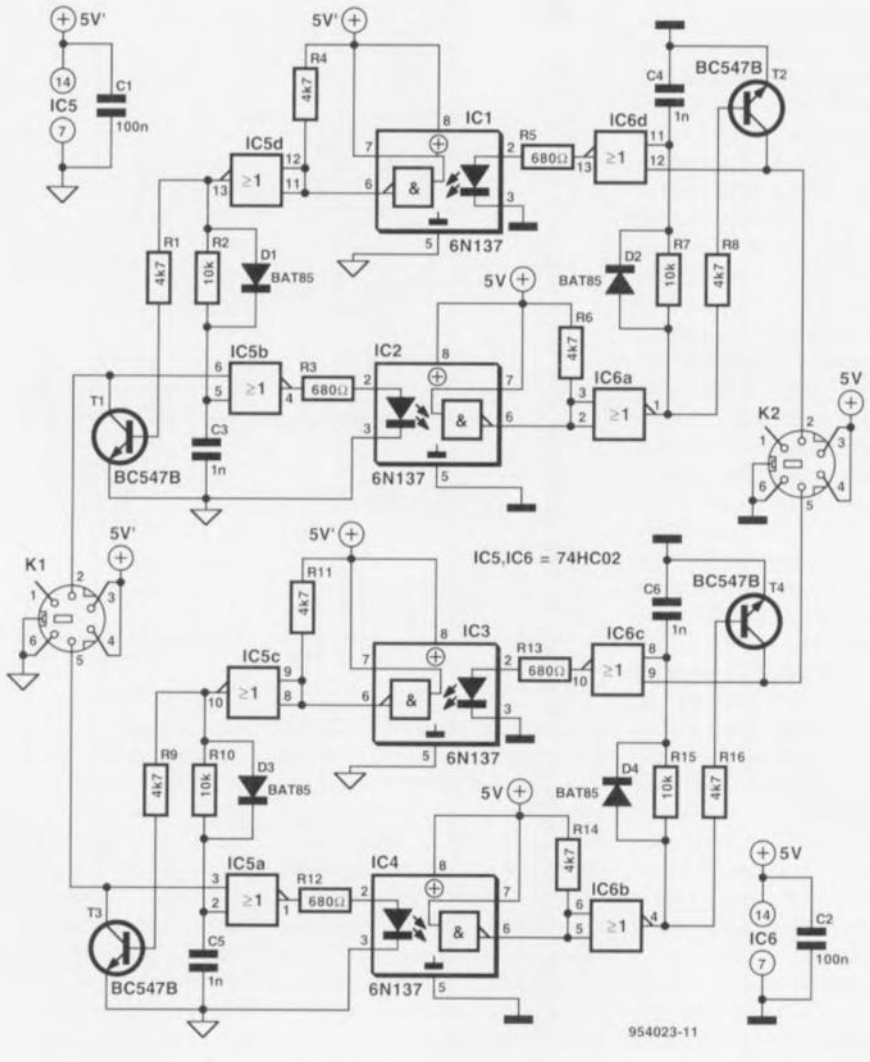
954035-I

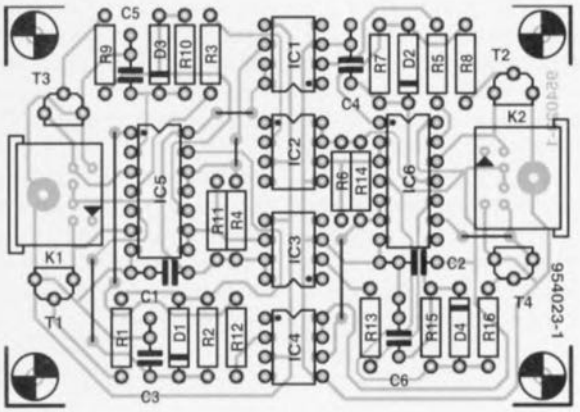
084 bus I²C isolé galvaniquement



Si l'on pense utiliser 2 opto-coupleurs pour isoler 2 circuits connectés à un bus I²C on se trouve confronté à une situation ubuesque. Tout se passe parfaitement bien dans le cas du premier opto-coupleur qui véhiculera simplement un niveau bas (« 0 » logique) du signal SCL ou SDA correspondant. Le second opto-coupleur cependant a son entrée connectée à la sortie du premier de sorte qu'il véhiculera aussi le « 0 », mais malheureusement le réinjectant vers le premier opto-coupleur ! Ceci crée une boucle dans laquelle tourne un niveau bas jusqu'à la fin des temps. Il est possible de contourner ce problème en concevant une interface I²C qui ne renvoie pas les « 0 » reçus par le biais de l'opto-coupleur. Le schéma propose un exemple de solution. Examinons-le d'un peu plus près. Lorsque le « 0 » arrive par le biais de l'opto-coupleur IC2 (de la gauche vers la droite) IC6d est inhibé par l'intermédiaire de sa broche d'entrée 11. Par conséquent, le dit « 0 » ne peut pas retourner vers la ligne I²C. Cependant, lorsque le dit « 0 » arrive en provenance de T2, IC6d n'est pas inhibé de sorte que ce signal sera recopié vers le connecteur situé à gauche, par l'intermédiaire de l'opto-coupleur IC1. Il y a malheureusement un autre hic. Le « 0 » arrivant via IC2 est rapidement recopié vers la base de T2, pas de problème jusqu'à présent. Cependant à l'instant où le bus I²C aurait dû être revenu à « 1 », il faut au transistor T2 de l'ordre de 2 µs jusqu'à ce qu'il ait commuté complètement. Ensuite, il faut encore quelques microsecondes avant que la résistance de forçage au niveau haut (*pull up*) ait remonté au niveau « 1 » la ligne concernée. Pendant le temps où le bus I²C aurait dû être haut, on a eu copie malencontreuse d'un « 0 » de la droite vers la gauche, via IC1. Ce processus est cause d'oscillation, phénomène qui ne peut être éliminé par retardement du signal de validation de l'opto-coupleur de retour, IC1. Le retard nécessaire est introduit par le réseau constitué par la résistance R7, la diode D2 et le condensateur C4. Il se peut qu'il vous faille expérimenter quelque peu avec le réseau de retard avant de trouver la combinaison adéquate. Il n'est pas exclu que l'on soit confronté à des oscillations dans le cas de bus I²C relativement fortement chargés. Ces systèmes seront plus lents que le délai introduit par la paire R7/C4. La solution consiste à augmenter légèrement la valeur de R7 jusqu'à obtenir l'arrêt de l'oscillation. On peut en outre envisager de remplacer les transistors T1 à T4 par des FETMOS du type BS170, cette substitution diminuant le délai de propagation de quelque 2 µs. Si l'on opte pour cette substitution il faudra remplacer les résistances de base de 4kΩ7 par des ponts de câblage.

Si le problème persiste on pourra essayer de diminuer la vitesse du signal SCL. En cas d'utilisation d'opto-coupleurs à caractéristiques techniques courantes tels que les TIL111, TIL311 ou CNY17-2, la vitesse de transfert de ce circuit sera limitée à quelque 30 kHz. Si l'on opte pour le 6N137 proposé dans le schéma, on peut espérer atteindre des vitesses de 100 kHz voire plus sans le moindre problème. Les 2 isolateurs bidirectionnels nécessitent une tension d'alimentation de 5 V; leur





consommation de courant est de quelque 5 mA. En règle générale on devrait trouver la dite tension sur l'un des contacts des embase mini-DIN à 6 contacts souvent utilisés avec le bus I^2C.

Nous vous proposons le dessin d'une platine utilisable pour la réalisation de ce montage.

954023-I

Liste des composants

Résistances :

R1,R4,R6,R8,R9,R11,R14, R16 = 4kΩ7
R2,R7,R10,R15 = 10 kΩ
R3,R5,R12,R13 = 680 Ω

Semi-conducteurs :

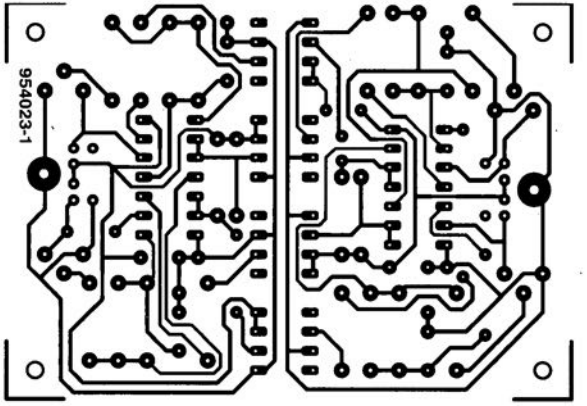
D1 à D4 = BAT85
T1 à T4 = BC547B
IC1 à IC4 = 6N137
IC5,IC6 = 74HC02

Condensateurs :

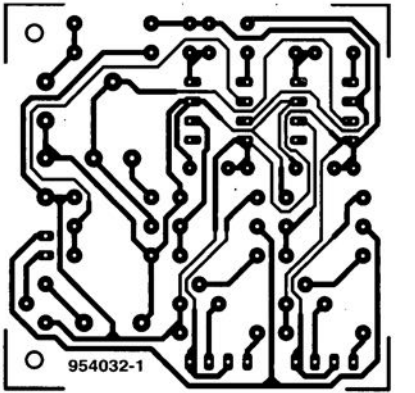
C1,C2 = 100 nF
C3 à C6 = 1 nF

Divers :

K1,K2 = mini-embase DIN encartable à 6 contacts



2



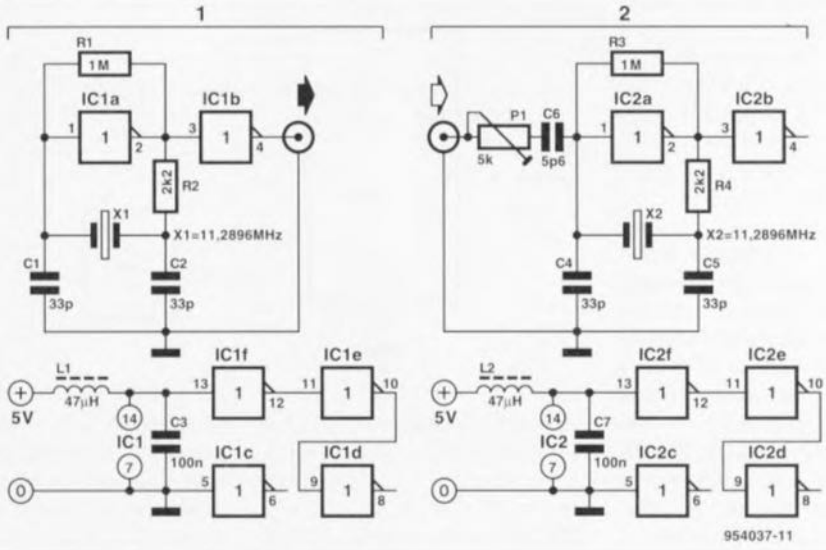
5

085 oscillateurs à quartz synchrones

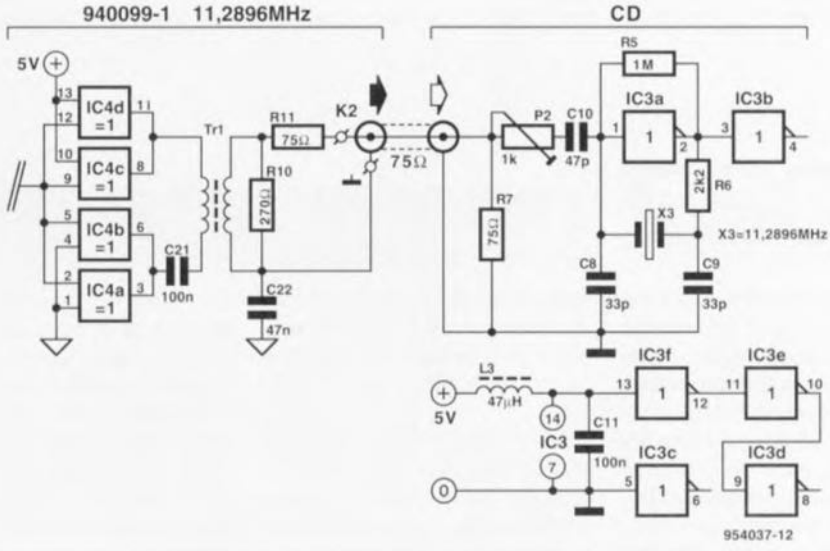
Il existe certaines applications qui exigent que les différents sous-ensembles de l'appareil ou du système concerné utilisent la même fréquence d'horloge, qu'ils soient donc synchrones. L'un des exemples les plus évidents est celui du mini-audio DAC (Elektor n°199, janvier 1995). Le convertisseur N/A (CAN) possède son propre générateur d'horloge. Le lecteur de DAN (ou une autre source de reproduction numérique) possède elle aussi bien évidemment sa fréquence d'horloge propre. Si l'on veut que le convertisseur traite les données qui lui arrivent sans la moindre erreur il faut que l'horloge du récepteur côté convertisseur N/A soit en parfait synchronisme avec l'horloge du lecteur de CD. Le niveau de la stabilité de l'horloge du convertisseur a bien entendu une grande influence sur la qualité de la conversion. Tout ceci implique tout simplement qu'il faudra, d'une manière ou d'une autre, transférer l'horloge du CAN vers le lecteur de DAN. C'est en fait le lecteur de DAN qui est synchronisé avec le CAN.

Si l'on envisage d'implanter le CAN dans le lecteur de DAN, ce processus peut se faire à niveau TTL. On pourra se contenter, sans même avoir à dessouder le moindre composant, d'ajouter un ajustable et un condensateur. C'est l'approche représentée par le schéma A. La sortie de IC1b fournit le signal d'horloge de niveau TTL que l'on transférera vers un autre appareil. On procède alors, par action sur P1 et C6, à la synchronisation avec l'oscillateur IC1a du circuit d'horloge centré sur IC2a. On donne à l'ajustable P1 une position située légèrement au-delà du point de synchronisation réel. Dans ces conditions IC2a continue d'osciller même en cas de disparition de l'horloge de IC1a, de sa déconnexion voire de la coupure de la tension d'alimentation de IC1. Dans la pratique cela signifie que l'on peut continuer d'utiliser les anciennes sorties analogiques voire la

A



B



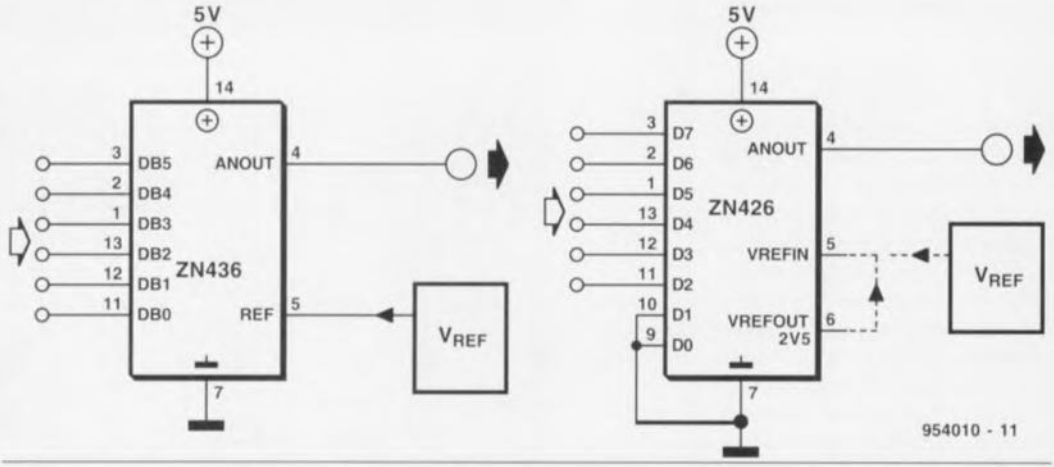
sortie numérique d'un lecteur modifié même lorsque le nouveau CAN n'est pas en fonction.

Si l'on prévoit de réaliser le CAN sous la forme d'une unité externe autonome il faudra inévitablement prévoir une ligne de transmission pour le transfert des données et du signal d'horloge. La transmission des données respecte différentes normes. À l'image de ce qui se passe lors de la transmission de données selon la norme S/PDIF, nous utilisons, pour la transmission du signal d'horloge, un système à impédance de 75 Ω. C'est l'approche représentée en figure B. Nous avons, pour le CAN, opté pour une tension de quelque 1,5 Vcc dans 75 Ω. Cette tension est largement suffisante pour obtenir la synchronisation de l'oscillateur du lecteur de DAN. Il nous faudra pour cela, dimensionner l'ajustable et le condensateur additionnels, P2/C10, différemment que dans le cas de l'application TTL. L'inconvénient de cette solution comparée à l'approche TTL est le non démarrage de l'oscillateur à la mise sous tension en raison de l'amortissement de l'entrée. Il existe 2 remèdes à ce problème. Dans le cas de l'oscillateur du lecteur de DAN, IC3a, la résistance R6 est destinée à limiter l'énergie transmise au quartz. On pourra diminuer la valeur de cette résistance, voire l'éliminer complètement comme cela est le cas sur la plupart des lecteurs de DAN. On pourra également envisager de diminuer le rapport des enroulements du mini-transformateur dans le CAN, ce qui a pour effet de faire croître la tension de sortie. Dans ce dernier cas il faudra alors augmenter P2 et l'on pourra diminuer la valeur de C10.

Dans les 2 cas l'oscillateur démarrera, en présence ou non du signal de synchronisation. La dernière solution proposée est la meilleure. La consommation de courant d'un oscillateur est de l'ordre de 10 mA.

954037-I

086 du ZN436 au ZN426



Chaque électronicien concepteur de montages personnels possède sa spécialité, l'un ou l'autre composant qu'il utilise plus souvent que d'autres. Il connaît toutes les ficelles de l'utilisation des dits composants, en voyant même la nuit le brochage dans ses rêves. Les ingénieurs d'Elektor étant des êtres humains ordinaires, cette remarque s'applique également à eux.

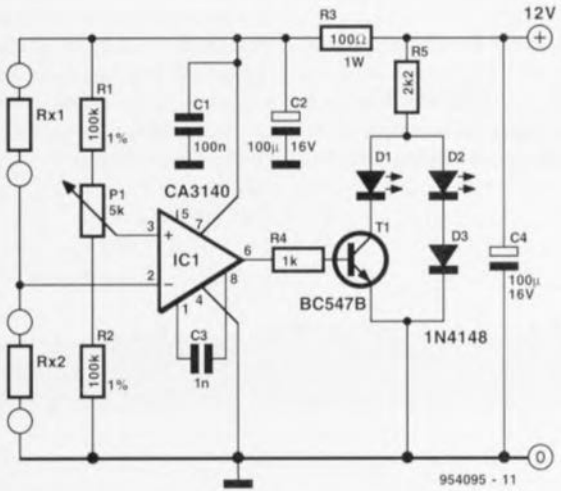
Le ZN436, un convertisseur Numérique/Analogique à 6 bits de Ferranti est l'un de ces composants utilisés à tout venant. Il faut malheureusement aujourd'hui se contenter de rêver du dit composant sachant que Ferranti ne fait plus de ZN436. Le « remplaçant » du ZN436 est le ZN426. Notez les guillemets délimitant le terme de remplaçant; en effet, contrairement à son petit frère, le ZN426 est un convertisseur à 8 bits. Il se veut, heureusement pour nous, que le brochage de ces 2 composants présentent de fortes analogies. Le schéma joint vous montre ces 2 composants mis en oeuvre dans une configuration standard. L'une des différences les évidentes est la présence sur le ZN426 d'une tension de référence interne de 2,5 V. On pourra s'en servir si le circuit à base de ZN436 nécessite lui aussi une référence de 2,5 V. Si tel est le cas, on pourra supprimer la source externe et il suffira d'interconnecter les broches 5 et 6. Pour faire du ZN426 un convertisseur à 6 bits nous forçons les entrées D0 et D1 à la masse. Elles sont mises hors-jeu dans le processus de génération de la tension de sortie analogique, de sorte que le circuit intégré s'est transformé en véritable convertisseur à 6 bits. Comme on le constate, le ZN426 remplace sans le moindre problème un ZN436.

Il ne faudra cependant pas oublier si l'on procède à cette substitution, d'effectuer un certain nombre de retouches au niveau du circuit imprimé. En cas d'utilisation d'une référence externe, seules les broches 9 et 10 seront à mettre à la masse. Si l'on utilise la tension de référence interne de 2,5 V il faudra le cas échéant déconnecter la broche 5 d'une référence externe. Il ne nous reste qu'à espérer que ce convertisseur, le ZN426, ait encore de nombreuses années devant lui pour nous éviter d'avoir à nous mettre à la recherche d'un remplaçant à ce circuit intégré ô combien apprécié. 954010-I

087 « apparieur » de résistances

Nous sommes conscients du fait que nous introduisons ici un nouveau terme dans la langue française déjà si riche. Nous n'avons malheureusement pas trouvé de terme existant pour désigner un dispositif ou un instrument permettant d'apparier des résistances par paire et ce avec une précision élevée. Il est évident que l'on peut fort bien, lorsqu'il s'agit de trier, dans tout un tas de résistances de valeur similaire, celles qui ont la valeur la plus proche possible, utiliser un multimètre placé en mode ohmmètre.

Il n'en reste pas moins que si l'on dispose de l'appareil de test décrit ici cette opération permet bien plus simplement de déterminer l'identicité de valeurs de résistances et ce avec une précision située dans les fractions de pourcent. Le principe sur lequel repose ce circuit est celui d'un pont de mesure centré sur un amplificateur opérationnel, IC1, qui fait ici office d'amplificateur en pont. Les 2 résistances à comparer constituent, associées aux résistances R1, R2, et au potentiomètre P1, le pont de mesure. La recherche de l'équilibre du pont se fait par action sur le potentiomètre P1 pour lequel on détermine la position entraînant, à la plus légère action sur le dit potentiomètre, une illumination alternée des LED D1 et D2. Le pont se trouve alors en équilibre, le rapport entre les 2 résistances à tester est alors égal au rapport des résistances de l'autre branche du point : Rx1/Rx2 =



(R1 + a·P1) / R2 + b·P1) les termes a et b indiquant la position du potentiomètre sachant que la valeur totale de la course du curseur est a + b = 1. Si, une fois trouvé l'équilibre du pont, le curseur du potentiomètre se trouve dans l'une des position extrêmes, la différence absolue entre les 2 résistances (Rx1 et Rx2) est de 5%; si le curseur se trouve en position médiane, les résistances ont pratiquement la même valeur.

Si l'on utilise pour P1 un potentiomètre de 1 kΩ la différence entre les positions extrêmes du potentiomètre correspondent à 1% seulement ! Lors de la mise en équilibre du pont il faut veiller à bien trouver le point où le moindre changement de position de P1 se traduit bien par une alternance de l'illumination des LED D1 et D2. S'il devait apparaître qu'il est impossible de trouver un équilibre du pont – on n'a toujours illumination que d'une seule et même LED – cela signifie tout simplement que la différence entre les résistances Rx1 et Rx2 est trop importante, dépassant 5% dans le cas de l'utilisation d'un potentiomètre de 5 kΩ, voire 1% dans celle d'un potentiomètre de 1 kΩ. Le montage devra être alimenté à l'aide d'une tension de 12 V bien régulée, la simple mise en oeuvre d'un régulateur du type 78(L)12 étant déjà suffisante.

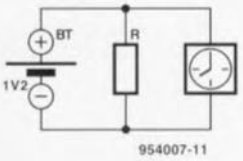
La consommation de courant est inférieure à 20 mA, si tant est que la valeur des résistances Rx1 et Rx2 n'est pas inférieure à 500 Ω. 954095-I

088 testeur de charge rustique

J.D. Dietrich

Il est possible, en s'aidant d'un réveil à quartz normalement alimenté à l'aide d'une unique pile de 1,5 V, de mesurer très facilement la capacité réelle d'un accumulateur au cadmium-nickel (CdNi).

On utilise pour ce faire, la mini-électronique reproduite ci-contre. Elle met a profit l'une des caractéristiques classiques d'un réveil à quartz, à savoir celle de cesser de fonctionner lorsque la tension d'alimentation



chute en-deçà de 1,05 V. Il s'agit, est-il bien nécessaire de le préciser, d'un réveil à quartz doté d'aiguilles et non pas d'un affichage LCD. Comment s'y prend-t-on ? On met le réveil à 00.00 et on y connecte l'accu bien rechargé dont on veut connaître la capacité. La résistance R prise en parallèle sur l'accu définit un courant de décharge étalon. Si l'on prend comme élément de départ une tension de cellule nominale de 1,2 V, la capacité C de l'accu répond à la formule suivante :

C [mAh] = durée de fonctionnement du réveil [h] . 1,2 V / R.

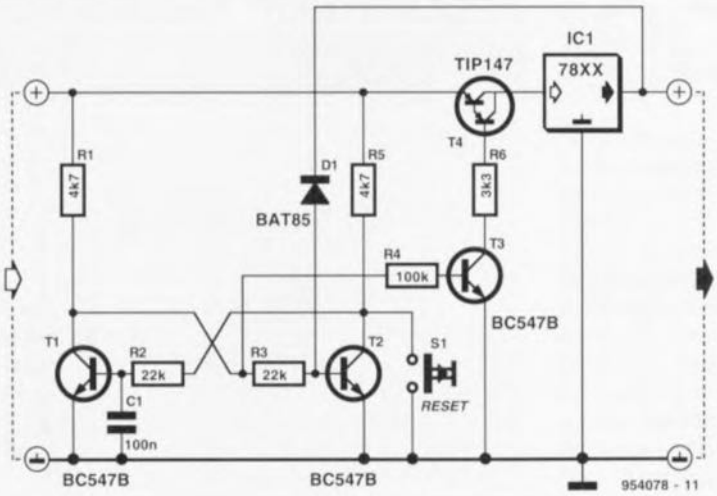
Le fait d'utiliser pour R une résistance de 12 Ω simplifie très sensiblement les calculs. Le courant de décharge atteint alors de l'ordre de 100 mA de sorte que l'accu perd, par heure, 0,1 Ah (100 mAh) de sa charge. Partant, une durée de fonctionnement du réveil de 5,5 h indique donc une capacité de 550 mAh.

Il faudra, pour éviter une décharge profonde, déconnecter l'accu dès que le réveil se sera arrêté. 954007-I

089 protection anti-court-circuit pour régulateur intégré

Que se passe-t-il dans un circuit alimenté par l'intermédiaire d'un régulateur intégré du type 78XX lorsque ce dernier se trouve confronté à un court-circuit ? Ce type de composant n'a pas en effet l'habitude de griller purement et simplement dans ce cas-là mais continue de fournir un courant de sortie limité pouvant, dans certains cas, endommager certains des composants concernés, pour peu que ceux-ci soient fragiles.

Le circuit de protection décrit ici vous met à l'abri d'une telle mésaventure : lorsque la tension de sortie du régulateur tombe à une valeur trop faible on a activation d'une bascule bistable qui interrompt, par le biais d'un interrup-



teur électronique, l'application de la tension à l'entrée du régulateur. Lors de la mise sous tension la bascule bistable constituée par les transistors T1 et T2 est mise, par le biais du condensateur C1, en mode de fonctionnement c'est-à-dire la mise en non-conduction du transistor T1. La tension dérivée alors du collecteur de T1 arrive, par l'intermédiaire du transistor T3 sur la base du transistor darlington T4. Ce transistor travaille comme un interrupteur série. La tension d'alimentation arrive sans encombre à l'entrée du régulateur. En cas de court-circuit on n'observe plus, de par la présence de la diode D1, qu'une tension de 0,3 V sur la base de T2.

Cette situation se traduit immédiatement par un blocage de ce transistor et partant un changement d'état de la bascule bistable, basculement entraînant le blocage du transistor T4. L'application de la tension à l'entrée du régulateur est interrompue. Une fois le court-circuit de l'électronique montée en aval éliminé, on peut repositionner la bascule bistable par une action sur le bouton-poussoir S1 ce qui se traduit par une réactivation du régulateur intégré.

954078-1

090 filtre Butterworth du 10ème ordre

Nous vous proposons ailleurs dans ce numéro Hors-Gabarit un filtre Butterworth du 5ème ordre. Le filtre du 10ème ordre proposé ici est, essentiellement, une mise en série de 2 filtres du 5ème ordre.

Les résistances utilisées proviennent de la série E96 et ont une tolérance de 1%. Le tableau ci-contre donne les valeurs théoriques des résistances. Les condensateurs proviennent eux de la série E12 et ont une tolérance standard maximale de 10%. Nous avons choisi les composants de façon à ce que la dérive de la caractéristique du filtre – en cas d'utilisation des valeurs E12 et E96 exactes – soit minimale par rapport à la caractéristique idéale (inférieure à 0,02 dB).

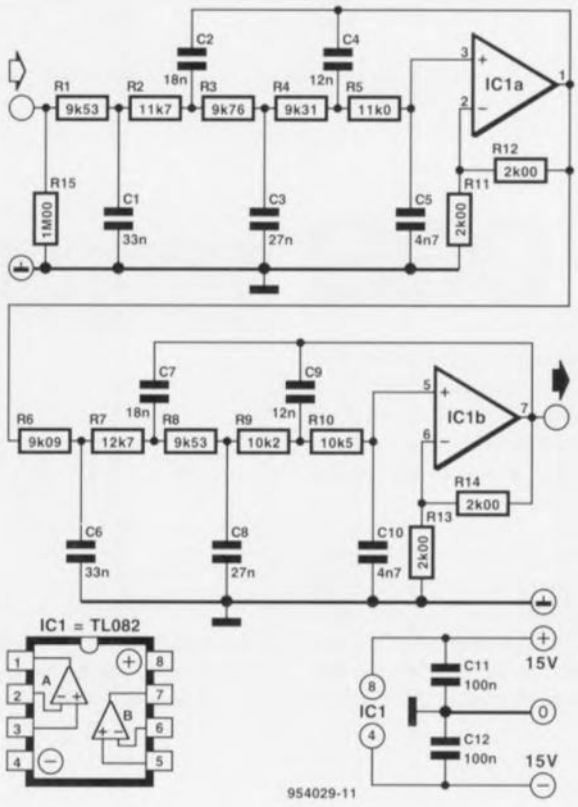
Les tolérances des composants et les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel ne manqueront cependant pas de générer une faible ondulation. On a, avec le dimensionnement choisi, un gain en tension de 4x (+12 dB) pour le filtre. Les 2 filtres ont chacun une caractéristique différente, la seconde section présentant par exemple une ondulation additionnelle de quelque 2,8 dB. Le point de coupure des filtres se situe au point +9 dB (en raison du gain de +12 dB). Si l'on respecte les valeurs de composants (théoriques) le point de coupure se situe à 1 kHz.

Dans la pratique, en cas d'utilisation de résistances de la série E96, le filtre présentera une pente légèrement moins raide et aura un point de coupure situé à 970 Hz environ. Si l'on fait appel, pour l'amplificateur opérationnel, à un TL082, la consommation de courant est de l'ordre de 4 mA.

Tableau :
Valeurs théoriques des résistances

R1	9kΩ4802
R2	11kΩ9470
R3	9kΩ8723
R4	9kΩ2621
R5	10kΩ8728
R6	8kΩ9344
R7	12kΩ7182
R8	9kΩ3631
R9	10kΩ2326
R10	10kΩ3907

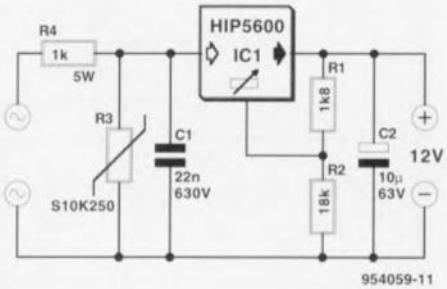
954029-I

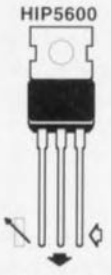


091 régulateur haute tension HIP5600

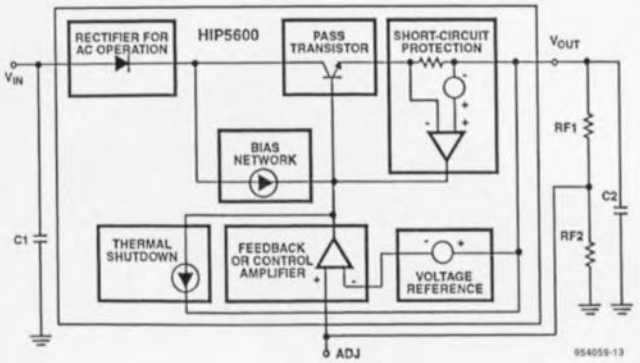
application Harris Semiconductor

Le HIP5600 de Harris Semiconductor est un régulateur de tension positive ajustable intégré à 3 broches capable de travailler à des tensions d'entrée allant jusqu'à soit 400 V_{cc} soit 280 V_{rms} (efficace vrai). Il est possible, à l'aide de 2 résistances seulement, d'ajuster la tension de sortie entre 1,2 V_{cc} et une valeur allant jusqu'à 50 V de la tension d'entrée de crête. Le HIP5600 est capable de fournir un courant compris entre 1 mA et 30 mA (à condition d'être refroidi correctement). Il est extrêmement important de savoir,





d'un point de vue sécurité, que ce circuit intégré ne constitue pas d'isolation électrique par rapport au secteur, en d'autres termes, toutes les parties constitutives du circuit du régulateur présentent un danger en cas de contact. Le circuit doit impérativement être implanté dans un boîtier en plastique. Il ne faut jamais intervenir sur le circuit tant qu'il est relié au secteur.



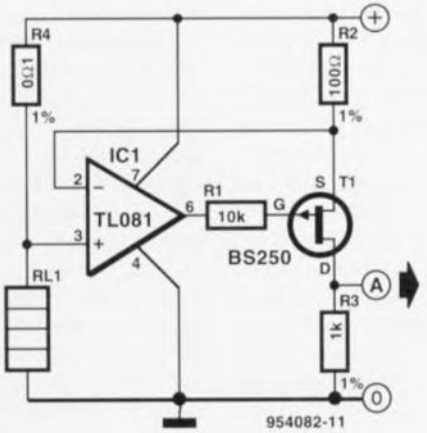
Bien que l'entrée du HIP5600 soit capable de supporter des crêtes de tension pouvant atteindre jusqu'à 650 V, il a été prévu un dispositif de sécurité additionnel sous la forme d'une résistance de puissance de 1 kμ et d'un varistor métal-oxyde (MOV) 250 V de Siemens. Comme l'illustre le synoptique, le HIP5600 comporte un redresseur mono-alternance interne. De par cette caractéristique de mono-alternance le condensateur de sortie C2 ne se charge que pendant la moitié de la période du secteur. Sa capacité doit être suffisamment grande pour qu'il soit en mesure de fournir le courant de sortie pendant la seconde demi-période. Le HIP5600 nécessite un courant de charge minimum de quelque 1 mA pour être en mesure d'assurer la régulation de la tension de sortie. La tension de sortie nominale, U_{sor}, répond à la formule suivante :

$U_{sor} = 1{,}18 \times (RF1 + RF2) / RF1 + 65\,\mu A \times RF2$.

Le courant minimal à travers les résistances RF1 et RF2 est de 0,5 mA environ. Des intensités de courant moindres peuvent être la cause d'un mauvais fonctionnement du régulateur de tension. Les domaines d'application du HIP5600 sont les configurations de régulation classiques, les conversions courant alternatif – courant continu ainsi que les circuits pour alimentations à découpage. 954059-I

092 moniteur de courant

application National Semiconductor



La mesure de la consommation de courant d'un appareil est et reste une opération délicate dans bien des cas. Si l'on implante une résistance de shunt dans la ligne d'alimentation (positive), la tension de mesure présente par définition un décalage (*offset*) de la taille de la tension d'alimentation.

Le remède le plus simple pour éliminer cet inconvénient est bien évidemment de prendre la résistance de mesure en série avec la ligne du zéro, approche qui n'est malheureusement pas toujours, pour des raisons techniques d'interférences en particulier, possible. Le petit circuit permet de contourner cet écueil. Ce moniteur de courant basé sur un amplificateur opérationnel associé à un transistor FETMOS élimine la tension en mode commun (*common mode voltage*) et possède un gain ajustable de sorte que l'utilisateur peut choisir le rapport de transfert qui lui convient.

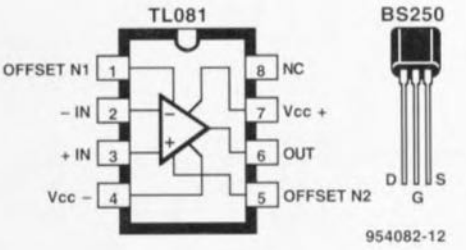
La consommation de courant de l'ensemble ne dépasse pas quelques milliampères. Un coup d'oeil au schéma permet de distinguer 3 éléments importants, à savoir la charge (représentée par RL), la résistance de mesure, R4, et le circuit de monitoring proprement dit.

Le principe de fonctionnement de l'ensemble est simple à saisir. La chute de tension observée aux bornes de la résistance de mesure R4, variable en fonction du courant, est appliquée à l'entrée non-inverseuse de IC1. Cet amplificateur opérationnel va tenter d'amener son entrée inverseuse au même potentiel, ce qu'il essaie d'obtenir par le pilotage de la conduction du FETMOS T1.

Ce processus de régulation se traduit par la circulation à travers la résistance R2 d'un courant directement proportionnel à la tension appliquée aux bornes de la résistance de mesure et partant au courant de charge. Le courant à travers R2 en question produit à son tour une chute de tension aux bornes de R3.

L'intérêt de cette tension est non seulement qu'elle est directement proportionnelle au courant de charge mais encore qu'elle est référencée à la masse. Ainsi donc, la prise d'un voltmètre entre le point A et la masse fournit une indication précise du courant de charge. On pourra déterminer la sensibilité de l'ampèremètre de la façon suivante : un courant de 1 A produit une chute de tension de 100 mV aux bornes de la résistance de mesure R4. On a alors circulation à travers R2 d'un courant de 100 mV/100 Ω = 1 mA. Ce courant de 1 mA produit aux bornes de R3 une chute de tension de 1 mA x 1 000 Ω = 1 V. Le rapport de transfert est ainsi de 1 V/A.

On pourra adapter cette valeur à ses besoins par modification de la valeur de R3. Notons en passant que l'on peut également adapter la valeur de la résistance de mesure R4 à une situation spécifique. Il est recommandé, dans le cas de courants de charge relativement faibles, de faire passer la valeur de cette résistance à 1 Ω par exemple. 954082-I

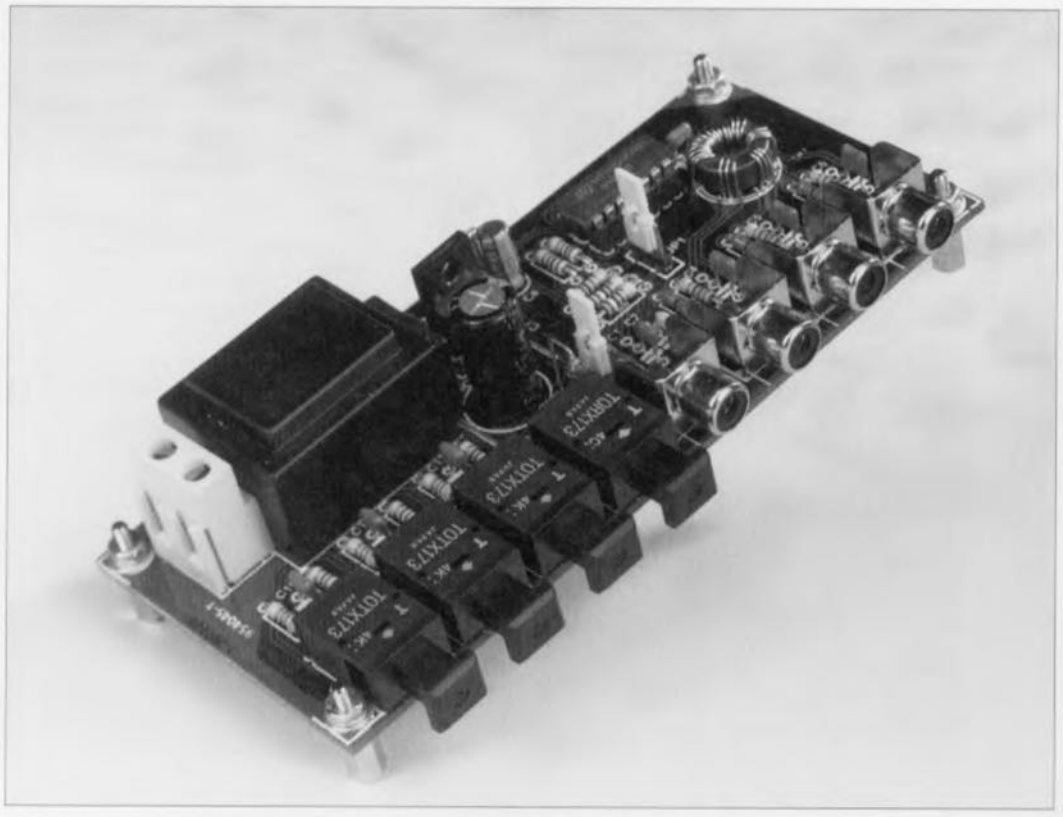


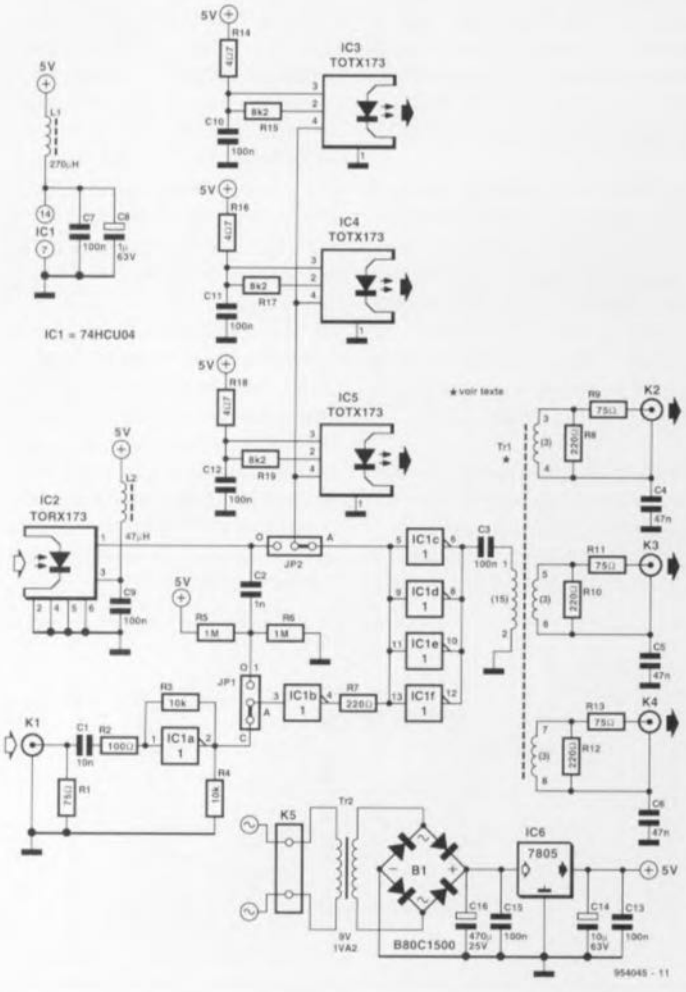
093 répartiteur/coaxial optique pour sortie S/PDIF

Ce montage a trouvé sa raison d'être le jour où nous avons demandé à la sortie S/PDIF d'un lecteur de DAN (CD) d'attaquer plusieurs entrées. Il fait office en fait de bifurcateur 3 voies ou de convertisseur de format pour des signaux S/PDIF (numériques) ou optiques.

L'utilisateur définit la fonction exigée du montage à l'aide d'une paire d'embases à 3 contacts sur lesquelles viennent s'implanter un cavalier de court-circuit. Le petit tableau ci-dessous donne les fonctions disponibles :

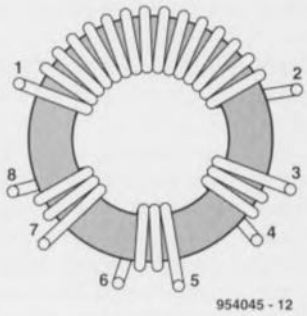
JP1	JP2	Fonction
O	O	Entrée optique vers sortie optique et coaxiale
O	A	Entrée optique vers sortie optique (tamponnée) et coaxiale
C	O	Entrée optique vers sortie optique, entrée coaxiale vers sortie coaxiale
C	A	Entrée coaxiale vers sortie optique et coaxiale





Au nombre des sélections disponibles, le cavalier JP1 a priorité. La troisième option indique que le montage est capable de bifurquer 2 sources séparément tout en leur conservant leur format d'origine. Il n'est pas possible de procéder à des connexions intercroisés vu qu'il n'est pas nécessaire, en règle générale, d'avoir à faire une conversion du coaxial à l'optique. L'inverse au contraire est beaucoup plus fréquent, de sorte que nous l'avons prévu à côté des 3 autres options. Les unités d'entrée et de sortie optiques sont des modules « Toslink » de Toshiba, composants compatibles TTL. Les entrées et sorties coaxiales prennent la forme d'embases Cinch (RCA). Les modules Toslink et les embases RCA trouvent place sur le circuit imprimé dont on retrouve la sérigraphie de l'implantation des composants sur la plage suivante. Il vous faudra faire votre platine vous-même.

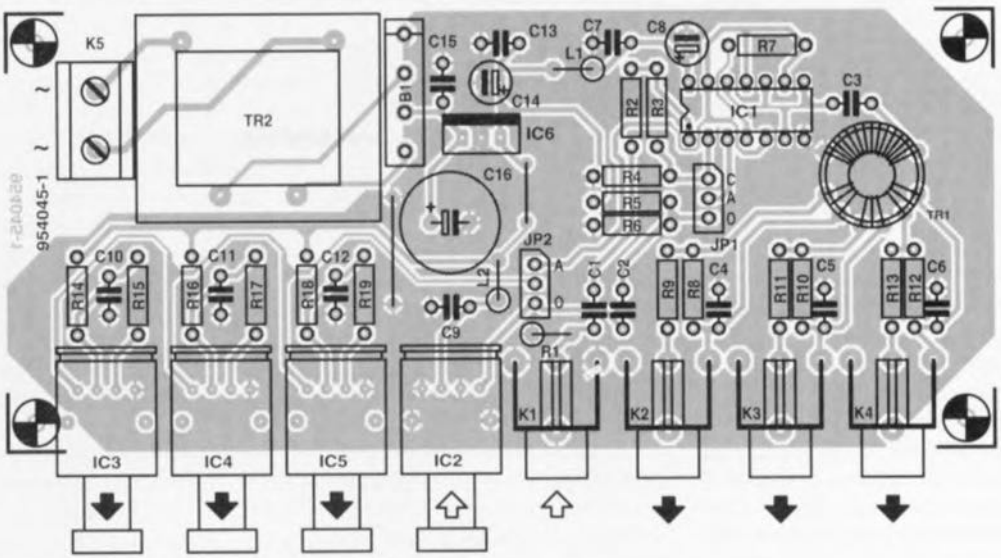
La première étape du trajet consiste à procéder à l'amplification, via IC1a, d'un signal d'entrée numérique (coaxial). La résistance R4 charge légèrement la grille pour éviter l'entrée en oscillations en l'absence de signal d'entrée. Dans certains cas il peut s'avérer nécessaire de prévoir une diminution légère de la dite résistance. Nous arrivons ensuite au cavalier JP1 qui permet de procéder à la sélection soit de la sortie de l'amplificateur (position C) soit du récepteur Toslink IC2 (position O). Le signal Toslink est superposé à une tension de polarisation d'une valeur égale à la moitié de la tension d'alimentation (U_b) créée à l'aide des résistances R5 et R6 avant d'être appliqué à IC1b. La polarisation de $\frac{1}{2}U_b$ correspond au seuil de commutation de IC1b. Ceci permet d'attaquer les transmetteurs Toslink IC3 à IC5 soit depuis la sortie du récepteur IC2 soit depuis la sortie de IC1b. On se rappellera que le signal fourni par ce dernier a été nettoyé et amplifié. On optera tout simplement pour l'option donnant les meilleurs résultats. Le tampon que constituent les 4 inverseurs montés en parallèle possède suffisamment de puissance pour s'accommoder de la faible impédance du primaire du transformateur Tr1. C'est en fait ce transformateur qui constitue le coeur de l'électronique. Les 3 sor-



ties numériques sont isolées électriquement de l'entrée, encore que les signaux BF « voient » le niveau de masse par le biais des condensateurs C4 à C6. Les résistances d'adaptation R9, R11 et R13 évitent que les réflexions prenant place à la sortie concernée ne dépassent le niveau 1x. De la même façon les résistances R8, R10 et R12 atténuent les effets d'oscillation pouvant naître dans les enroulements secondaires non utilisés. Le croquis de la page précédente montre la construction pratique du transformateur, basé sur un tore de ferrite du type G2.3-FT12. Nous avons opté pour ce type de tore en raison de sa bande passante importante et de son facteur de couplage, facteurs qui permettent à l'enroulement primaire de 15 spires de n'utiliser que la moitié de la circonférence, les 3 enroulements secondaires constitués de 3 spires chacun se répartissant sur le reste de l'espace disponible. Toutes les spires sont faites de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre (24SWG).

L'alimentation embarquée n'a rien de bien spectaculaire. Elle se compose d'un transformateur secteur d'une « puissance » de 1,2 VA, d'un pont de redressement et d'un régulateur tripode du type 7805. Les différents circuits intégrés présents ont été dotés chacun des composants de découplage de la tension d'alimentation nécessaires. La consommation de courant du circuit est de l'ordre de 70 mA.

954045-I



Liste des composants :

Résistances :

R1,R9,R11,R13 = 75 Ω
R2 = 100 Ω
R3,R4 = 10 kΩ
R5,R6 = 1 MΩ
R7,R8,R10,R12 = 220 Ω
R14,R16,R18 = 4Ω7
R15,R17,R19 = 8kΩ2

Condensateurs :

C1 = 10 pF céramique
C2 = 1 pF céramique
C3,C7,C9 à C13,C15 = 100 nF céramique
C4,C5,C6 = 47 nF céramique
C8 = 1 µF/63 V radial
C14 = 10 µF/63 V radial
C16 = 470 µF/25 V radial

Selfs:

L1 = self 270 µH
L2 = self 47 µH

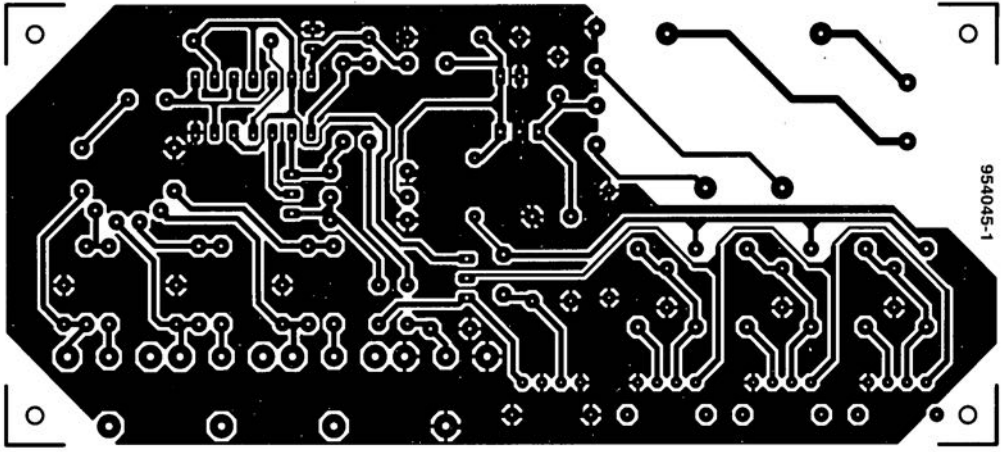
Semi-conducteurs :

IC1 = 74HCU04
IC2 = TORX173 (Toshiba)
IC3 à IC5 = TOTX173 (Toshiba)
IC6 = 7805

Divers :

JP1,JP2 = morceau de barrette autosécable à 3 contacts avec cavalier
K1 à K4 = embase Cinch encartable tel que Monacor T709G
K7 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm
B1 = pont de redressement BC80C1500
Tr1 = tore de ferrite G2.3-FT12; primaire = 15 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre, secondaire 3 x 3 spires de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm de diamètre
Tr2 = transfo 9 V/1,2 VA tel que Hahn BV EI 302 0376, Velleman 1090012M, Monacor VTR1109 (1,5 VA), Block VR1109 (1,5 VA)

C.I. en libre service



7 rèpartiteur coaxial/optique pour sortie S/PDIF

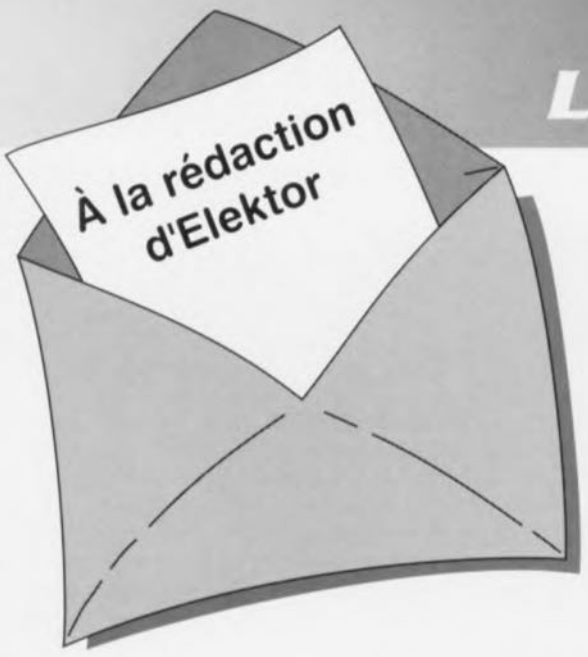
8 détecteur de la tension du secteur

9 carte d'entrées/sorties élémentaire (côté composants)

10 carte d'entrées/sorties élémentaire (côté pistes)

11 tête de sonde active universelle (côté composants)

12 tête de sonde active universelle (côté pistes)



ITEM Tracer pour 1995 et 96?

Qu'en est-il de la nouvelle mouture du logiciel EIT95, dont la dénomination donnait d'ailleurs à penser qu'il s'agissait de la table des matières de l'année 1995, (NdlR: il tenait en fait son nom de l'année de parution, 1995 et reprenait tous les montages et donnait des tas d'autres informations utiles sur les réalisations des 10 dernières années, à l'époque, allant de 1985 à 1994). Je n'ai pas trouvé la moindre mention de son (éventuelle) existence.

B. Heberger

Nous devons bien reconnaître, à notre grand regret, qu'il n'a jamais été fait mention d'un éventuel EIT96 (année 1995) ni même EIT97(année 1996). Ceci pour la simple et mauvaise raison qu'il n'y en a pas eu. Mais nous avons le plaisir de vous annoncer la naissance de EIT85/96, une version reprenant les montages des années 95 et 96 et remontant elle aussi, comme l'indique sa dénomination, jusqu'en 1985, une version au moteur de recherche amélioré. Il en est fait mention ailleurs dans ce magazine, endroit où l'on trouve également une indication de son prix.

La rédaction

Logiciel de programmation pour le ST6

Dans votre dernier numéro (novembre 96), vous dites qu'il sera possible de trouver le logiciel pour le programmateur de ST62x sur Internet. En dépit de mes recherches, je n'ai malheureusement pas encore trouvé de logiciel sur Internet, pas même au site www.st.com (ô combien lent).

C. Nolte

Dans l'article en question il n'a pas été dit que le dit logiciel se trouvait déjà sur Internet. Nous avons indiqué que SGS-Thomson Microelectronics avait, comme on nous l'avait affirmé, l'intention de permettre l'accès aux dits programmes par le biais d'Internet. Nous espérons qu'ils n'en resteront pas à une seule intention. Vous ne l'avez peut-être pas remarqué, mais dans l'article il est également donné un numéro de téléphone d'un serveur, Outtime, dont le sysop (qu'il en soit remercié une fois encore) s'est dit prêt à abriter les programmes qu'il vous suffira, puisque vous disposez d'un modem, de télédécharger à cet endroit (BBS 1477500267).

Notons pour finir qu'il existe, à l'intention de ceux qui ne voudraient pas se lancer dans les modifications nécessaires, une disquette prête à l'emploi (ESS-966018-1) qui met ces programmes à votre disposition.

La rédaction

Tort d'Elektor

répartiteur coaxial/optique pour sortie S/PDIF, Elektor nº 205/206, juillet/août 1995, page 90 et suivante

Comme nous le signale à raison Mr Giroud, il existe une inconsistance entre les valeurs des condensateurs C1 et C2 données respectivement dans le schéma et dans la liste des composants. Après vérification, il s'avère que, comme dans 99,9% des cas, c'est le schéma qui a raison. C1 et C2 sont des condensateurs céramique de, respectivement, 10 et 1**n**F et non pas comme indiqué à tort dans la liste des composants, pF.

Merci Monsieur Giroud (Grenoble)

Le générateur de mire et les moniteurs de NEC

Il semblerait que certains des moniteurs de NEC n'acceptent pas de se laisser tester à l'aide du générateur de mire (septembre et octobre 1996). Il s'agit des moniteurs Multisync de la série 5 de NEC.

La raison en est que les dits moniteurs passent, lorsque l'embase vidéo se trouve en l'air, en mode d'auto-test (Self-test). L'élément décisif est le fait que la broche5 de l'embase se trouve en l'air. Le générateur présente à sa broche 5 un signal FBAS par le biais d'un condensateur de 220 μF, se trouvant partant en l'air d'un point de vue tension continue. La solution à ce problème est de ce fait simple: il suffit, à l'aide d'une résistance de 270Ω, de mettre la broche 5 de cette embase soudée dans la platine à la masse (la broche 6, 7 ou 8 par exemple). La broche 5 se trouve alors, d'un point de vue continu, au potentiel de la masse.

Ceci n'entraîne pas de charge néfaste pour le signal vidéo.

W. Foede

LPKF ProtoMat 91S

Nouveau: avec métallisation (option)

Fabrication flexible de prototypes dans votre laboratoire - gravure précise, perçage, métallisation par Dispenser - et voilà la platine prête. Le logiciel CircuitCam Basis avec BoardMaster est l'interface à 100% vers tous les systèmes CAO. LPKF fraiseuses-perceuses sont **faciles à piloter, respectent l'environnement** et peuvent être installées sur chaque table de laboratoire.

Voulez-vous en savoir plus?

Copiez cette annonce et envoyez un fac-similé à:
20 51 56 82 (téléphone: 20 63 73 76)

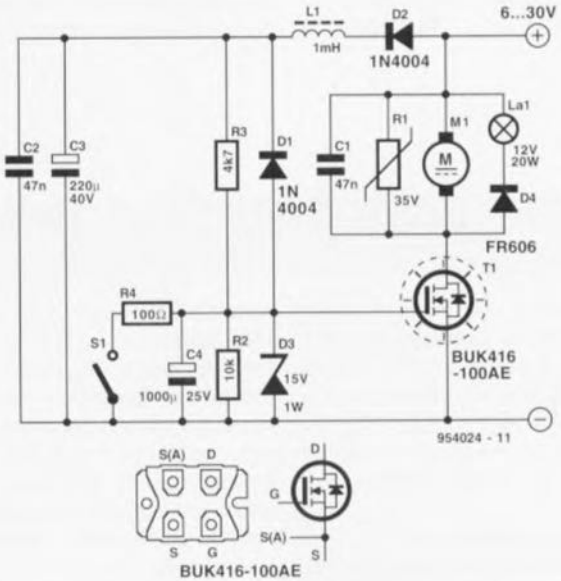
LPKF SARL - ZA du Pré-Catelan - Centre Ergonor
rue Edmond-Delesalle, F-59110 La Madeleine

094 démarrage en douceur de moteurs à courant continu

W. Zeiller

Les puissants moteurs à courant continu tels qu'on les rencontre fréquemment dans les installations solaires, éoliennes et les modèles réduits demandent au démarrage entre trois et huit fois leur courant nominal. Ceci cause une surcharge importante des contacts de l'interrupteur lors des mises en service. A la mise hors tension, l'extra-courant de rupture provoque aussi l'érosion et l'oxydation de ces contacts, ce qui entraîne inévitablement une usure prématurée et abrège d'autant leur longévité.

En outre, le couple de démarrage est nettement supérieur au couple nominal, ce qui occasionne des à-coups et une importante fatigue supplémentaire à la mécanique, en particulier lorsque le moteur est relié à un réducteur.



La solution habituellement utilisée est la mise en série avec le moteur, d'une résistance qui limite son courant de démarrage et qui est court-circuitée tout de suite après par un relais. Cette approche simple et peu coûteuse est totalement inefficace vis-à-vis de l'extra-courant lors de l'ouverture des contacts et ne résout rien non plus en ce qui concerne la mécanique.

Le montage que nous proposons ici et qui peut d'ailleurs s'appliquer aussi bien aux circuits constitués d'un grand nombre de lampes halogènes, met en oeuvre un transistor MOS-FET dans le rôle d'un interrupteur. Doté d'une grande surface de contact à l'abri de toute atmosphère oxydante, il présente de plus une caractéristique de commutation sans flanc raide, au contraire, il se laisse

piloter sans inflexion de l'état bloquant à la conduction totale à la manière d'un rhéostat. Une poignée de composants discrets concourent à le faire commuter tout doucement, en trois secondes de temps, d'un courant nul à la pleine charge. L'interrupteur de commande, lui, ne voit quasiment plus passer de courant, à peine quelques milliampères. L'interrupteur de puissance à la mode douce peut supporter sans accessoire un courant nominal de 25 A. Pour les gros consommateurs, selon le radiateur utilisé, on passe de 40 à 100 A. Puisque le courant de démarrage est limité, le MOSFET ne doit pas être dimensionné en fonction du transitoire de commutation. La solution n'est pourtant pas spécialement bon marché. Le tarif de l'élément utilisé, un BUK416-100AE va chercher dans les 300 FF. Pour des charges plus faibles, on peut évidemment faire appel à un MOSFET plus petit et notablement moins cher.

Au repos, S1 est fermé et la grille du MOSFET est au potentiel de masse via la faible résistance R4. Le transistor est bloquant. Si on ouvre l'interrupteur, C4 se charge lentement au travers de R3 jusqu'aux 2/3 de la tension d'alimentation. Le MOSFET se met à conduire progressivement et à 5 V de tension de grille, il est totalement passant. Lors de l'arrêt, C4 se décharge en quelques fractions de seconde par R4 et l'interrupteur qu'on vient de refermer. A l'état de saturation, le MOSFET présente une résistance R_{DSon} de moins de 13 mΩ, ce qui permet d'évaluer la puissance dissipée par le radiateur au moyen de la formule $P = R \times I^2$. Pour un moteur de 20 A, cela donne 4 W et un radiateur présentant une résistance thermique de 2,5 K/W fait l'affaire. Des courants plus importants demandent naturellement des refroidisseurs plus volumineux. Dans ce même ordre d'idées, il est à noter que le BUK416-100AE n'a pas besoin d'être isolé électriquement du radiateur. La source et la source auxiliaire (AS) du FET sont reliées ensemble.

On a pris quelques mesures de protection en faveur de ce précieux MOSFET. D2 sert de sécurité contre une inversion de polarité. La diode de 6 A D4 (une FR606 ou P600) ferme le circuit lorsque le moteur passe en générateur un pendant court instant lors de l'arrêt et prévient ainsi toute pointe de tension inverse. La diode zener D3 empêche que la tension de grille ne dépasse les 15 V. C1 nous débarrasse des perturbations à haute fréquence tandis que la VDR R1, une SIOV de Siemens, élimine au niveau du moteur d'éventuelles pointes de tension supérieures à 35 V.

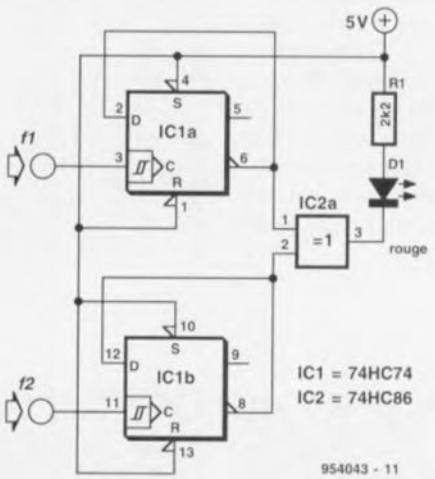
La self de filtrage L1, combinée aux deux condensateurs C2 et C3, maintient une tension continue bien propre lorsque le moteur est fortement chargé ou quand il se produit des étincelles aux balais. 954024-1

095 comparateur de fréquences haute précision

Il est quasiment impossible, même si l'on dispose d'un bon fréquencemètre, de régler deux fréquences à une valeur identique à une fraction de hertz près. Un montage simple ne comportant rien de plus qu'une paire de bascules bistables, une porte OU-EXCLUSIF et une LED de visualisation suffit cependant pour comparer deux fréquences et ce avec une précision très élevée. Les bascules bistables transforment les deux fréquences d'entrée en deux signaux ayant un rapport cyclique de 0,5 et une fréquence égale à la moitié de la fréquence d'entrée.

La sortie de la porte OU-EXCLUSIF ne présente de niveau bas que si les signaux d'entrée sont identiques. Une différence entre ces deux signaux d'entrée, aussi faible soit-elle, se manifeste tout de suite par un clignotement de la LED, ... à condition cependant que ces deux fréquences soient quasi-identiques. Il est donc requis, avant de procéder à une comparaison, d'effectuer un réglage grossier. Si les deux fréquences d'entrée sont identiques (absence de clignotement de la LED), la luminosité de la LED constitue une indication du déphasage existant entre les deux signaux d'entrée. Plus la luminosité est élevée, plus le déphasage est faible.

La fréquence d'entrée maximale du circuit n'est limitée que par la valeur de la fréquence de fonctionnement maximale des deux bascules bistables, soit quelque 30 MHz environ. La consommation du circuit – qui dépend presque uniquement de la résistance-série protégeant la LED – est relativement faible et ne dépasse guère 1,5 mA environ. Il est recommandé, pour limiter au strict minimum la consommation, de faire appel à une LED de faible consommation.



954043-I

096 fader avant/arrière pour autoradio

J.-Y. Seyler

Lorsqu'un véhicule est doté de haut-parleurs tant à l'avant qu'à l'arrière, il est souhaitable, parce que plus agréable, que l'on puisse jouer sur le rapport des puissances entre les 2 paires d'enceintes. La présence d'un tel système de « balance » avant/arrière permet alors d'ajuster le signal sonore en fonction du nombre de passagers et du genre de musique diffusé. Dès lors que l'on envisage de réaliser un tel fader avant/arrière avec des moyens simples, le schéma proposé ci-contre en figure A est sans doute l'un des premiers à venir à l'esprit. De très nombreux faders du commerce font sans vergogne appel à ce principe.

Les haut-parleurs avant et arrière sont reliés aux extrémités d'un diviseur à résistances, un commutateur servant alors à décider à quel point nodal de la chaîne de résistances se fera l'injection du signal. Si l'on se met dans les conditions les plus courantes, à savoir des haut-parleurs de 4 Ω, l'utilisation d'une chaîne de 4 résistances de 1 Ω permet de créer un rapport avant/arrière variable ne comportant pas moins de 5 pas allant de 4:1 à 1:4. Il s'agit donc à première vue d'une excellente approche. Il n'en reste pas moins que le concept de la figure A comporte un certain nombre d'inconvénients. Le premier d'entre eux est l'inutile dissipation dans les résistances d'une puissance importante, de sorte que le rendement est loin d'être sensationnel. Lorsque l'on se trouve dans les 2 positions extrêmes les choses ne sont pas trop dramatiques encore que le rendement total

n'atteigne que 83,3%. Dans les positions 2 et 4, le rendement tombe à 70,5%, pour chuter à un misérable 66,7% en position 3. Plus de 33% de la puissance s'en vont en chaleur. L'approche A ne score pas non plus, au propre et au figuré, en termes chiffrés d'impédance de charge. Par ce choix de montage en parallèle l'impédance totale varie d'un 3 Ω tout juste acceptable en position 3 à un 2,67 Ω propre à faire tirer des grimaces en positions 1 et 5.

A ces 2 points de vue la variante moins orthodoxe de la figure B s'en tire mieux. De par le choix d'un montage série, l'impédance de charge ne prend jamais de valeur potentiellement dangereuse. L'impédance totale varie entre une valeur nominale de 4 Ω dans les positions 1 et 5 et une valeur de 8 Ω ne présentant pas le moindre risque en position 3.

Sachant d'autre part que la puissance dissipée dans les résistances est moindre, le rendement est meilleur que celui du circuit A; il atteint 88,1% dans les positions 2 et 4 et 100% dans les autres positions. Le comportement de réglage est comparable à celui du circuit A; c'est uniquement dans les positions extrêmes que le rapport est plus radical : en effet l'un des haut-parleurs travaille à pleine puissance, l'autre à puissance nulle vu qu'il est court-circuité. Il faudra bien veiller à utiliser un commutateur capable de supporter la puissance mise en jeu !

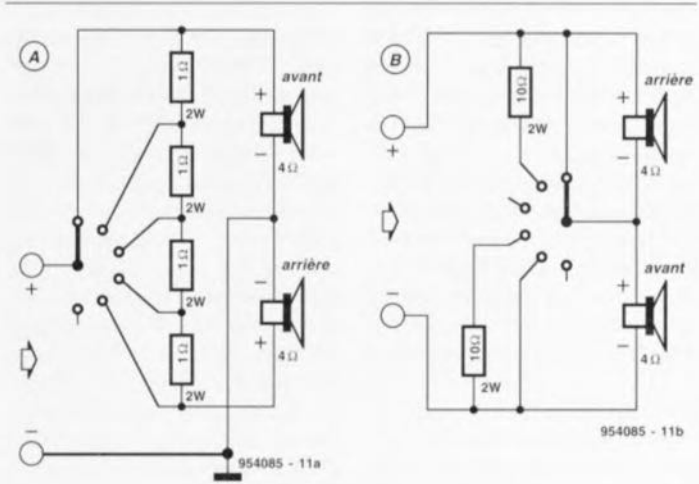
950000-00

Figure A

Position	rapport avant/arrière
1	4:1
2	2:1
3	1:1
4	1:2
5	1:4

Figure B

Position	rapport avant/arrière
1	ouvert/fermé
2	2:1
3	1:1
4	1:2
5	fermé/ouvert

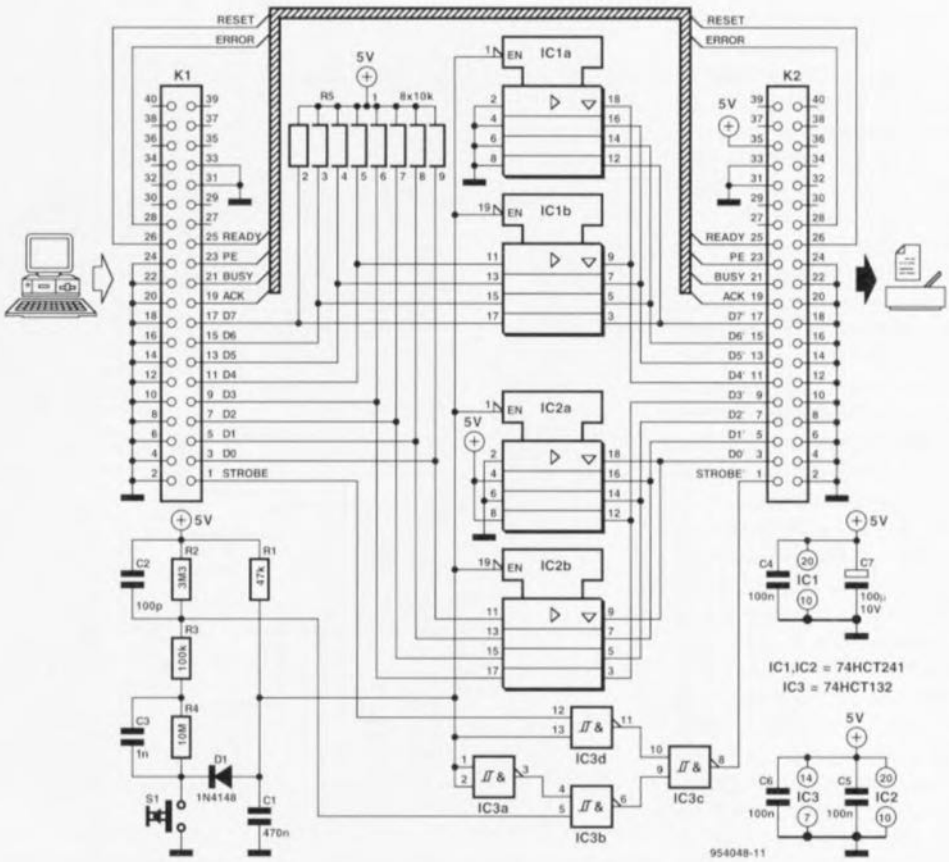


097 bouton de passage à la ligne pour DeskJet 520

Quelle étonnante imprimante que cette DeskJet 520 de Hewlett Packard s'il ne lui manquait pas une touche de passage à la ligne (*line feed*) ! Le circuit additionnel proposé ici remédie à cette absence ô combien regrettable. Il vient s'intercaler dans la liaison Centronics reliant l'ordinateur à l'imprimante et fournit effectivement le code correspondant à un passage à la ligne (OA_{HEX}) associé à l'impulsion d'échantillonnage (*strobe pulse*) correspondante. L'instruction de passage à la ligne est câblée sous la forme du code hexadécimal 0A sur les broches 2, 4, 6 et 8 de IC1 et IC2

Les 2 amplificateurs de ligne de bus OA_{HEX} (*bus transceivers*)sont subdivisés en 2 moitiés et commutent entre les données Centronics et l'instruction de saut à la ligne. Les données Centronics sont distribuées sur les sections des amplificateurs de bus avec une validation de « poids fort » (*high enable*). L'instruction de saut à la ligne est distribuée sur les sections des amplificateurs de validation de « poids faible ».

L'impulsion d'échantillonnage nécessaire pour la recopie de l'instruction de saut de ligne est générée par une action sur le bouton-poussoir S1. La dite touche commande un temporisateur rustique basé sur un réseau RC associé à quelques portes



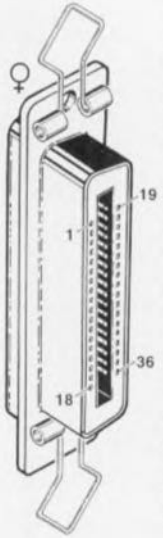
NON-ET (NAND) à trigger de Schmitt, ce sous-ensemble servant également de dispositif anti-rebonds pour cette touche. Les portes IC3b et IC3d servent à la sélection entre les impulsions d'échantillonnage fournies par l'ordinateur et l'impulsion d'échantillonnage de retour à la ligne. Il ne saurait être question, mais est-il

bien nécessaire de le préciser, d'actionner la touche de retour à la ligne alors que l'ordinateur est en cours de transmission de données vers l'imprimante, une telle intervention ayant inévitablement pour effet de corrompre le fichier en cours d'impression. La longueur de l'instruction de retour à la ligne est déterminée par la décharge du condensateur C1; elle sera de quelques dixièmes de millisecondes au minimum, dépendant de la durée de l'action sur S1.

L'impulsion d'échantillonnage est générée légèrement (quelque 25 μs = durée de charge de C2) plus tard; sa durée est de 200 μs environ (durée de charge de C3). Les résistances R2 et R4 servent à la décharge des dits condensateurs.

La consommation de courant du circuit est de l'ordre de quelques μA, de sorte que l'on peut l'alimenter sans arrière-pensée à partir de la tension d'alimentation de 5 V présente, dans la plupart des cas, sur la broche 18 du connecteur Centronics (il faudra s'en assurer !). Les connecteurs d'entrée et de sortie sont des embases de 2 rangées de 20 contacts dans lesquelles viendront s'enficher des connecteurs 40 broches pour câble plat. Nous vous proposons le brochage d'un connecteur Centronics à titre de référence. Ceci permet de constater que les broches 1 et 36 sont les seules broches identiques entre le connecteur droit et le connecteur Centronics; le reste des broches présente une numérotation différente !

954048-I

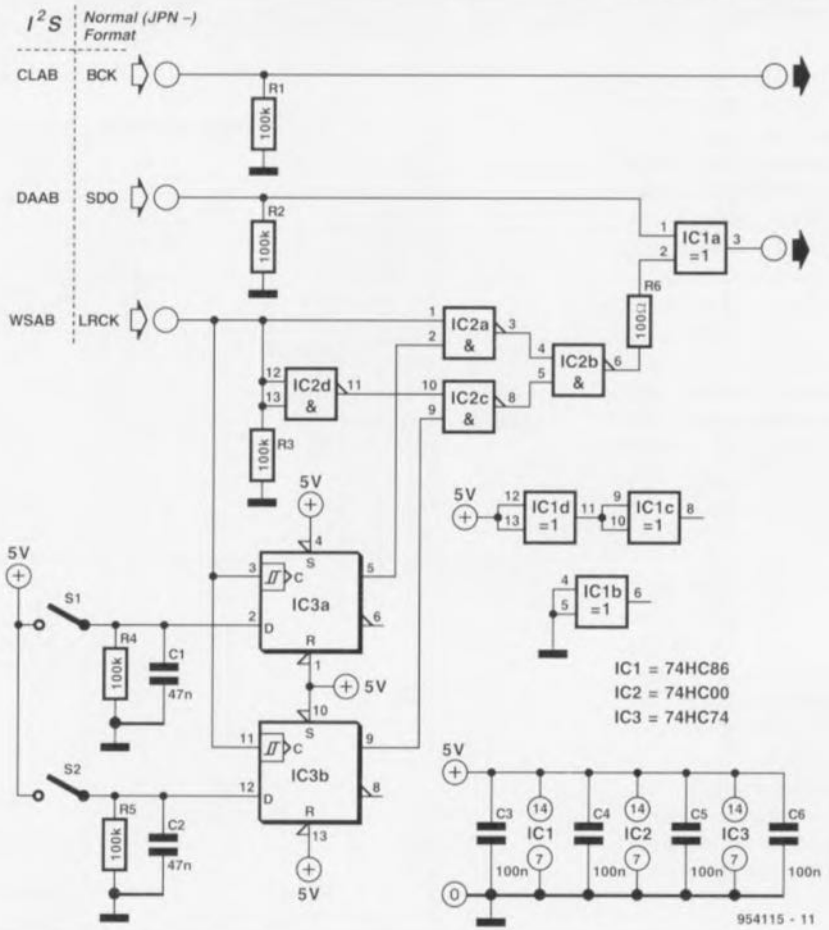


1 STROBE (STR)
2 DATA 0
3 DATA 1
4 DATA 2
5 DATA 3
6 DATA 4
7 DATA 5
8 DATA 6
9 DATA 7
10 ACKNOWLEDGE (ACK)
11 BUSY
12 PAPER ERROR (PE)
13 READY
14 NC
15 NC
16 SIGNAL GROUND
17 CHASSIS GROUND
18 NC
19...30 GROUND
31 RESET
32 ERROR
33 NC
34 NC
35 NC
36 NC

954048-12

098 inverseur de phase pour audio numérique

D. Gottschalk

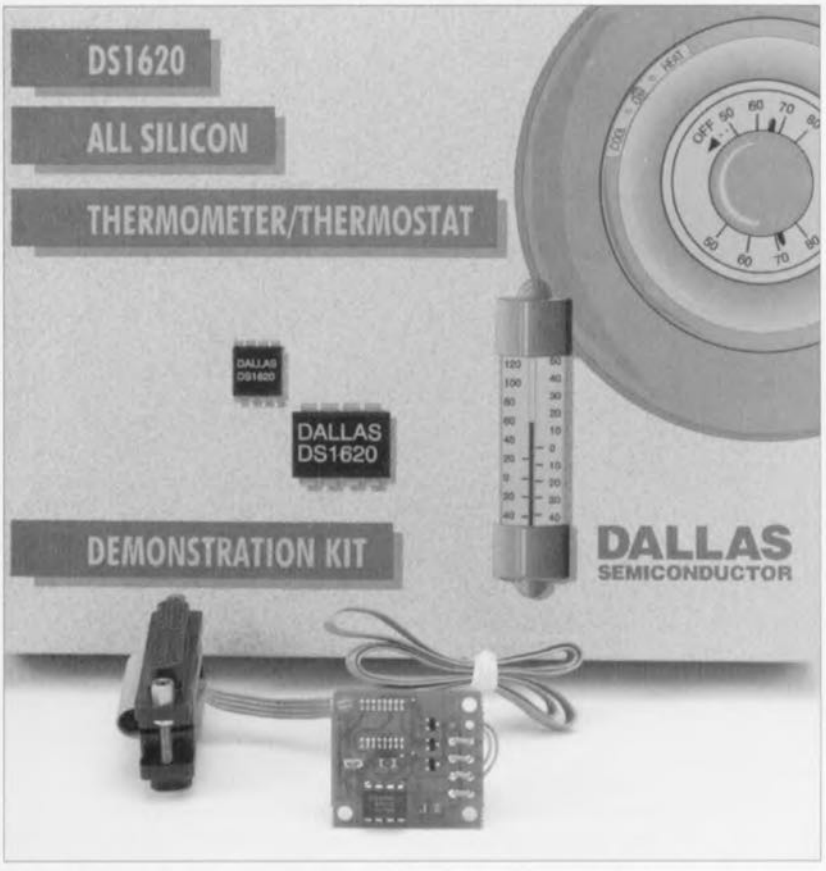


Les signaux audio numériques se présentent normalement sous forme de complément à 2. Si l'on veut inverser la phase d'un tel signal il suffit, dans le canal gauche ou droit concerné, de procéder à l'inversion de certains bits de donnée. C'est la raison pour laquelle l'électronique de cette réalisation ne comporte en fait guère plus qu'un inverseur commutable (prenant ici la forme de la porte OU EXclusif (EXOR) IC1a) pris selon le cas dans le flux de données DAAB ou SDO.

Une paire d'interrupteurs, S1 et S2 permet de choisir le canal à inverser. Il n'y a pas, lorsque les 2 interrupteurs sont ouverts, d'inversion bien évidemment. Si l'interrupteur S1 est fermé on a inversion, pendant la phase de niveau haut, respectivement du signal d'horloge de canal LRCK ou WSAB. Lorsque S2 est fermé ce traitement se fera au cours de la phase de niveau bas. On a, sur le flanc du signal d'horloge de canal, décalage vers la sortie de la bascule bistable (flipflop) des niveaux appliqués aux entrées de données. Le signal qu'il s'agisse selon le cas du signal d'horloge CLAB ou de BCK est transmis à la sortie sans subir la moindre modification. Nous avons vérifié avec succès le bon fonctionnement de ce montage tant sur le format européen I²S que sur le format japonais courant. Dans l'un des cas il s'agissait d'un convertisseur DAC qui était piloté par un YM3623B, un circuit d'interface de Yamaha fameux s'il en est qu'il n'est plus nécessaire de présenter à nos lecteurs, tandis que dans l'autre un ADIC à base de SAA7274A de Philips était pourvu de signaux I²S. Nous avons attaqué ces 2 systèmes à l'aide d'un signal de test numérique de 0 dB/1 kHz. Dans le premier cas, celui du format japonais, l'inversion de phase ne fit pas apparaître de modification mesurable; dans le cas du format I²S il apparut que l'inversion d'un canal s'était traduit par une légère diminution de la distorsion présentée par les 2 canaux. Lorsque nous avons procédé à une inversion des 2 canaux nous avons été dans l'impossibilité de constater la moindre différence mesurable. La consommation de courant de ce circuit est inférieure à 1 mA.

954115-I

099 capteur de température DS1620



Dallas Semiconductor n'est pas le plus connu des fabricants de semiconducteurs, son catalogue est néanmoins rempli de composants très intéressants.

L'un d'eux, le DS1620, mesure des températures comprises entre –55°C et +100°C à 0,5°C près, précision qu'un artifice permet encore d'améliorer. Le circuit intégré peut en outre déclencher une alarme dès que la température dépasse, en croissant ou en décroissant, un seuil programmable. Il dispose pour le stockage de ce seuil de deux registres de huit bits de large qui garderont leur contenu même après suppression de la tension d'alimentation (EEPROM à n'en pas douter).

Regardons le schéma. Nous avons trois sorties de commutation :

- T_{high} reste au niveau haut aussi longtemps que la température mesurée est supérieure au seuil haut de température programmé;
- T_{low} passera au niveau haut quand la température sera inférieure au seuil bas programmé.

Le potentiel de la troisième sortie T_{com}, reste égal au niveau bas lorsque la température, inférieure au seuil supérieur, croît. Il revient au niveau bas quand la température, décroissante, atteint le seuil inférieur.

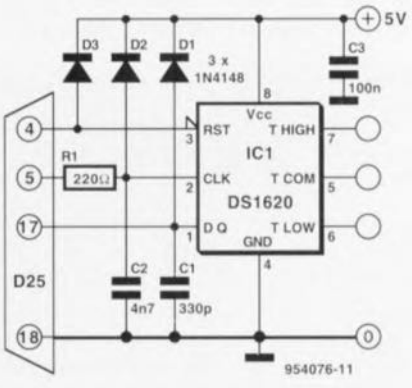
La programmation des seuils s'effectue par l'intermédiaire d'une simple interface à trois fils. Les registres internes conservent leurs informations hors tension (EEPROM) si bien qu'une fois programmé, le circuit intégré peut être déplacé pour être inclus dans un montage différent. Il fonctionnera ensuite éventuellement de manière autonome (*stand alone*), c'est-à-dire sans la commande d'un microprocesseur ou d'un ordinateur. Il reçoit ses données sériellement, par son interface, sous un format de huit bits, le premier reçu étant le moins significatif. Chaque bit est enregistré sur un front montant du signal d'horloge. Le contenu d'un registre de configuration détermine son mode de travail : mode de programmation ou mode autonome.

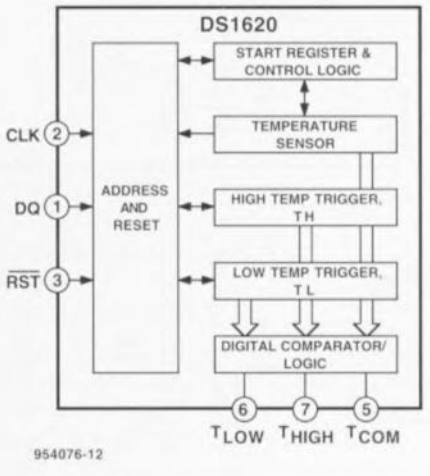
En mode autonome, les mesures s'effectuent continûment quand elles ne sont pas commandées par une impulsion appliquée à l'entrée d'horloge du circuit. Pendant une mesure, qui dure environ une seconde, la consommation du circuit est de 1 mA, alors qu'elle ne dépasse pas 1 μA au repos (*stand by*).

En mode de programmation, le PC ou le microprocesseur par lequel le circuit est commandé peut lui transmettre diverses instructions : lecture de température, consultation des registres de température et d'état, ou modification de leur contenu, démarrage/arrêt d'une mesure. On peut utiliser l'entrée de rèz (reset) comme entrée de sélection (CS) et mettre ainsi plusieurs capteurs sous les ordres d'un seul microprocesseur. Celui qui reçoit l'instruction « AA_{HEX}» du circuit central (*the master*, le microprocesseur) entame une mesure. Le circuit central envoie ensuite neuf impulsions d'horloge au capteur. Sur chaque flanc positif émis, il en recevra un bit, le premier étant le LSB (***L**east **S**ignificant **B**it*). Les températures sont codées en complément à deux sur neuf bits. Un zéro correspond à zéro degré, 32_{HEX}, à cinquante pas d'un demi-degré chacun (25°C), et $1FF_{HEX}$ à -1 pas, c'est-à-dire à -½°C.

Le montage présenté sur la figure correspond grosso modo au kit de démonstration que propose Dallas Semiconductor. Le capteur, alimenté sous 5 V, y est branché sur l'interface parallèle d'un ordinateur personnel. Un petit programme en VisualBASIC permet d'y rentrer les données : températures, seuils de commutation, niveaux logiques des trois sorties de commutation. Le dispositif est parfait pour se familiariser avec les modes de fonctionnement du composant.

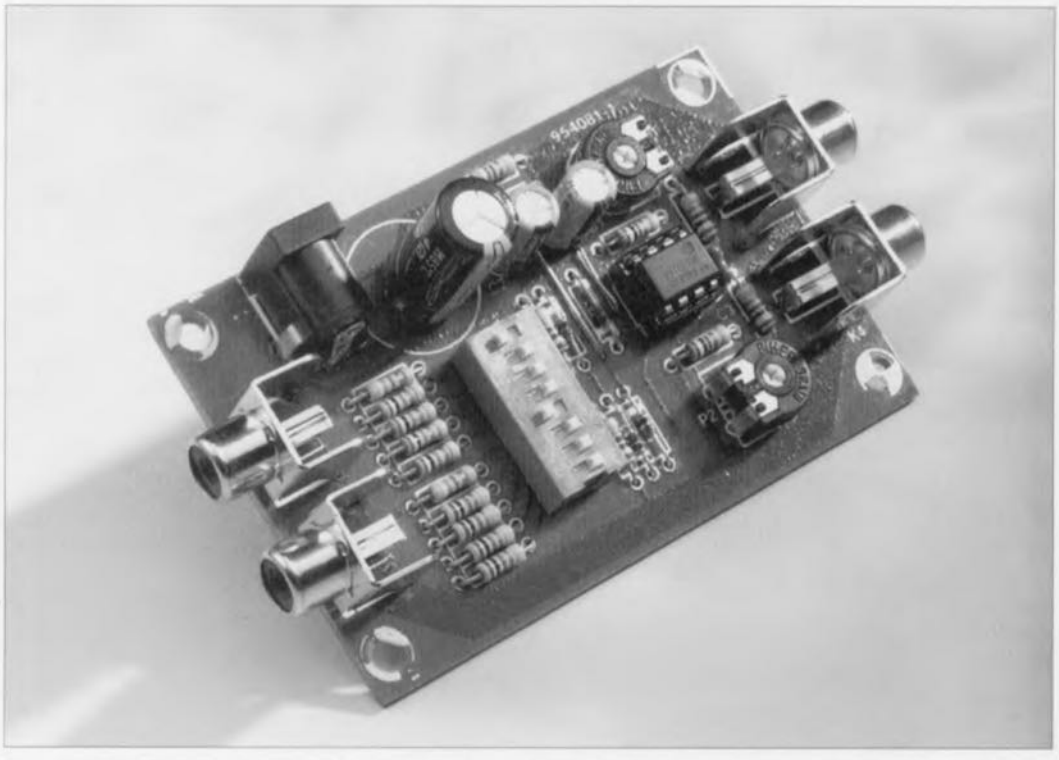
954076-I



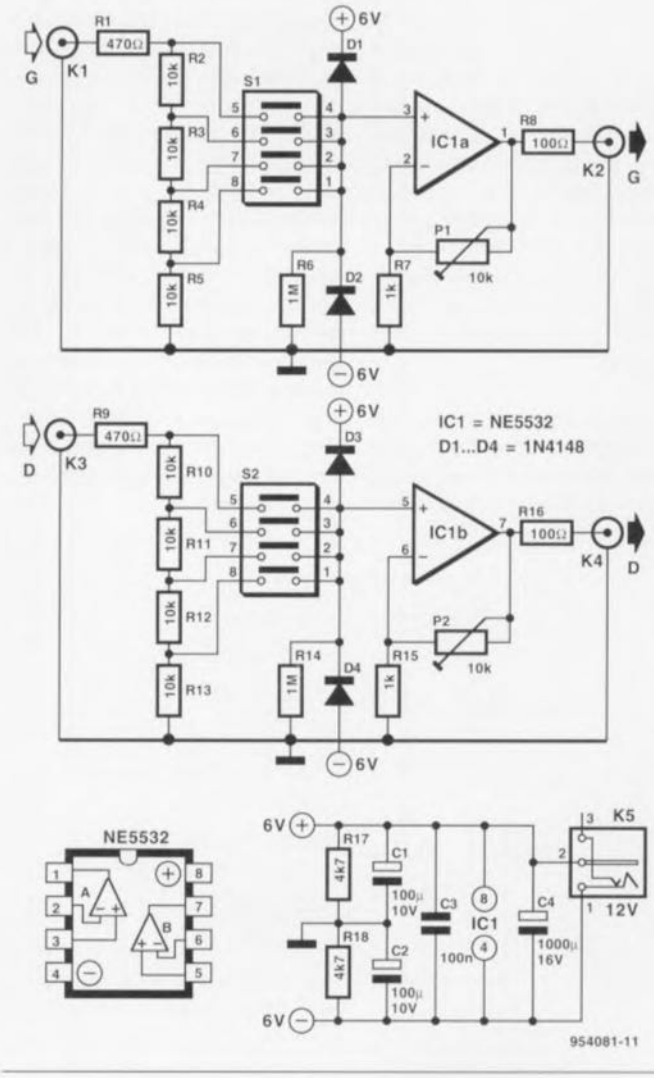


100 adaptateur de niveau universel

S'il existe une catégorie de réalisations dont on a, un jour ou l'autre, besoin, c'est sans aucun doute celle des adaptateurs. Le montage proposé ici permet l'adaptation d'une palette très large de niveaux de signaux. Cet adaptateur de niveau universel comporte d'une part un atténuateur passif ajustable et de l'autre un étage d'amplification dont on peut ajuster le gain entre 0 et 20 dB. L'atténuateur offre 4 rapports d'atténuation : 0, 3/4, 1/2 et 1/4. Il suffira, si l'on devait souhaiter d'autres facteurs de division, d'adapter les caractéristiques techniques de l'atténuateur.



Dans le cas d'une atténuation de 0 dB, le contact supérieur des interrupteurs S1/S2 – qui prennent ensemble la forme physique d'un unique interrupteur DIL à 8 contacts – est alors fermé, il est possible de jouer sur l'impédance d'entrée du circuit par la fermeture de l'un des autres contacts. À 0 dB l'impédance d'entrée est de 40 kΩ, pouvant le cas échéant être abaissée à 30, 20 ou 10 kΩ. Le signal est ensuite tamponné par IC1, un NE5532, le dit circuit permettant également si nécessaire d'amplifier le signal. L'alimentation prendra la forme d'un adaptateur secteur. Le montage faisant, de préférence, appel à une tension d'alimentation symétrique – les condensateurs de couplage peuvent alors être supprimés – on a créé, à l'aide des résistances R17 et R18 et des condensateurs C1 et C2, un point de masse virtuel. Cette approche est utilisable pour des impédances de charge de l'ordre de 50 kΩ; il faudra, pour des impédances de charge plus faibles, d'une part diminuer proportionnellement la valeur des résistances R17 et R18 et augmenter celle des condensateurs C1 et C2. Le condensateur C4 assure un découplage adéquat de la tension fournie par l'adaptateur secteur. Les diodes D1 à D4 protègent les entrées de IC1a et IC1b contre des signaux d'entrée de niveau trop important. Les résistances R6 et R14 garantissent la présence, même lorsque tous les contacts sont ouverts, d'un courant de polarisation pour les amplificateurs opérationnels. Les ajustables P1 et P2 servent à ajuster le facteur d'amplification. Il faudra veiller à ce que P1 et P2 soient positionnés à la même valeur ou qu'ils aient tous 2 une résistance de 10 kΩ exactement (il est bon de savoir que les résistances ajustables ont une tolérance de 20%), sous peine de ne pas avoir le même gain pour les canaux gauche et droit. Il faudra, lorsque l'on utilise le circuit en atténuateur, mettre les 2 ajustables à leur résistance minimale. L'amplificateur opérationnel travaille alors en suiveur de



Liste des composants :

Résistances :
R1,R9 = 470 Ω
R2 à R5,R10 à R13 = 10 kΩ
R6,R14 = 1 MΩ
R7,R15 = 1 kΩ
R8,R16 = 100 Ω
R17,R18 = 4kΩ7
P1,P2 = ajustable 10 kΩ

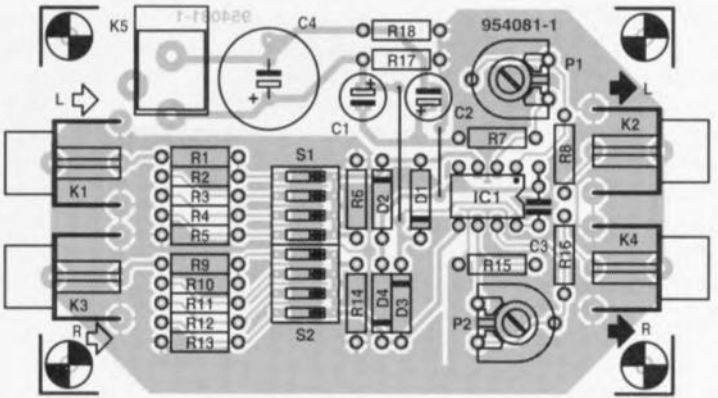
Condensateurs :
C1,C2 = 100 µF/10 V radial
C3 = 100 nF
C4 = 1 000 µF/16 V radial

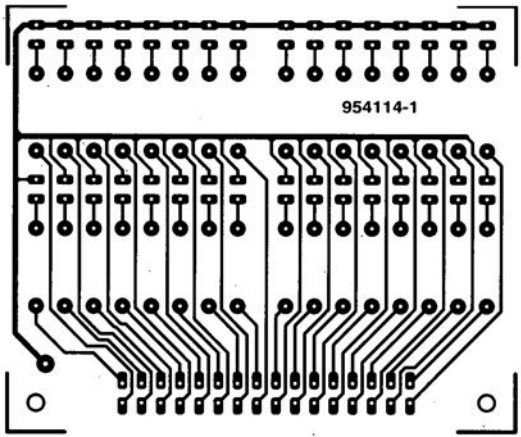
Semi-conducteurs :
D1 à D4 = 1N4148
IC1 = NE5532A

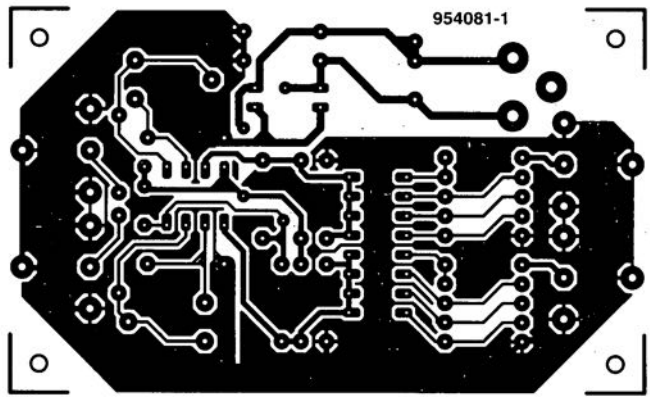
Divers :
K1 à K4 = embase Cinch encartable (telle que Monacor T-709G)
K5 = embase d'alimentation jack mâle pour adaptateur secteur
S1,S2 = quadruple interrupteur DIL, voire 1 octuple interrupteur DIL pour l'ensemble

tension. La distorsion (DHT + B) mesurée à un gain de 0 dB, une fréquence de 1 kHz, une tension de sortie de 2 V et une charge de 50 kΩ, se situe à moins de 0,0004% – dans le cas d'une bande passante de 80 kHz. Dans le cas d'un gain de 20 dB et d'un signal d'entrée de 200 mV, la distorsion est inférieure à 0,0012%. La séparation des canaux (diaphonie) est supérieure à 100 dB à 1 kHz, cette valeur restant supérieure à 80 dB à une fréquence de signal de 20 kHz. La consommation de courant de l'ensemble du montage est inférieure à 10 mA.

954081-I



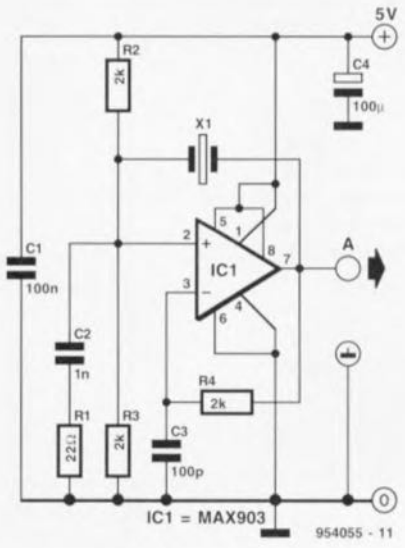

954114-1


954081-1

101 oscillateur à quartz

application MAXIM

Les oscillateurs à quartz de confection disponibles « tout cuits » sont relativement rares dans le commerce; si tant est qu'ils existent ils nécessitent en général un tampon supplémentaire, surtout si l'on envisage d'utiliser le dit signal d'horloge pour attaquer un circuit relativement important. L'oscillateur à quartz que montre le schéma constitue une alternative très intéressante. Il est réalisé à l'aide du comparateur analogique MAX903 de Maxim. Avec ses 3,5 mA, la consommation du MAX903 est si faible que la consommation totale de l'oscillateur tel que nous le proposons dans cet article reste inférieure à quelque 13 mA. Le MAX903 se caractérise de plus par une temporisation de transition, tpd, de 8 ns typique et un gain à vide important. Ce composant est quasiment prédestiné pour cette application pratique.



Le circuit fonctionne avec des quartz dont la fréquence se situe entre 10 et 20 MHz. Il supporte des charges jusqu'à 500 Ω. Le réseau R1/C1 réduit le gain dans le domaine des hautes fréquences tout en éliminant des harmoniques indésirables et en améliorant la symétrie du signal. Si l'on fait appel à un quartz avec une fréquence comprise entre 2,5 et 10 MHz, on pourra supprimer le réseau R1/C1. Dans ces conditions il est recommandé d'augmenter légèrement la capacité du condensateur C3.

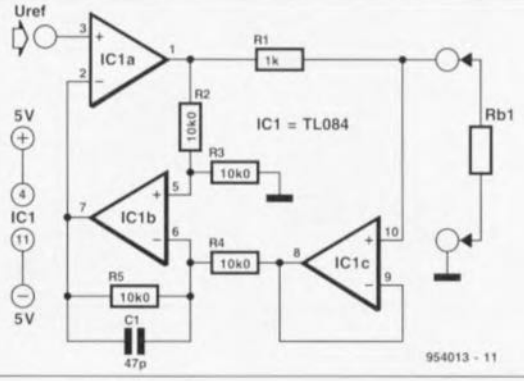
Le réseau R3/C4, par contre, réduit le gain dans le domaine des fréquences basses et évite ainsi que les quartz oscillant à une harmonique ne se mettent à osciller à leur fréquence fondamentale. Le condensateur C4 sert au découplage de la tension d'alimentation.

954055-I

102 source de courant à 3 amplificateurs opérationnels

Il n'est pas très difficile de calculer le dimensionnement de la source de courant à 1 amplificateur opérationnel décrit ailleurs dans ce numéro; cette approche pose cependant certaines exigences.

De plus, il est loin d'être évident, de réaliser une source ajustable à partir du circuit en question. L'électronique proposée ici est bien plus intéressante, tant en ce qui concerne la précision que la possibilité de réaliser une source de courant ajustable. Si on la



compare à la source de courant à 1 amplificateur opérationnel, la nouvelle approche est dotée d'une réinjection active. On utilise le dit dispositif pour rendre la tension aux bornes de la résistance R1 identique à la tension de référence. Le courant de sortie aura alors une valeur égale à $U_{ref}/R1$. Il faut, pour garder la tension de sortie aux bornes de R1 constante, que l'amplificateur opérationnel IC1b monté en amplificateur différentiel, mesure la tension en amont et en aval de cette résistance

de manière à déterminer la tension aux bornes de la dite résistance.
Cette tension est appliquée à l'entrée inverseuse de IC1a, le dit amplificateur opérationnel comparant ensuite cette tension à la tension de référence. En fonction du résultat de cette comparaison la tension sur la broche 1 augmentera ou diminuera jusqu'à l'obtention d'un équilibre, situation dans laquelle on dispose aux bornes de R1 d'une tension égale à la tension de référence U_{ref}.
Il existe bien, avec ce circuit, un certain nombre de points dont il faudra tenir compte. Il faut, pour commencer, que les résistances R2, R3, R4 et R5 aient exactement la même valeur. Il faut éviter ensuite que le courant traversant R1 ne soit pas chargé additionnellement par un éventuel courant de mesure. C'est là la raison de l'adjonction de IC1. Il est vrai que, si sa résistance d'entrée se trouve sur le bord faible, cet amplificateur peut également faire tourner les choses au vinaigre. Autre inconvénient, la boucle de régulation est relativement longue, ce qui implique la présence du condensateur C1 pour la compensation de fréquence. Si l'on fait attention à ces différents points, il est possible d'utiliser ce circuit pour réaliser une bonne source de courant. On peut même imaginer de remplacer la résistance fixe R1 par une combinaison de résistance ajustable et de résistance fixe, pour réaliser ainsi une source de courant ajustable.

954013-I

103 sonde différentielle compacte

Un nombre important de circuits de mesure et de test fait appel à une entrée différentielle. Ceci évite que les signaux de distorsion, induits par le câble de mesure, n'aient une influence quelconque sur le signal de sortie.

L'inconvénient d'un amplificateur d'entrée différentiel est cependant le nombre de composants électroniques requis pour sa réalisation. Le schéma ci-contre montre que l'on peut également réaliser un amplificateur différentiel extrêmement compact.
Si les résistances R1 et R3 ont la même valeur, la composante en mode commun (*common mode*) disparaîtra du signal de sortie. La formule destinée au calcul du signal de sortie prend alors la forme suivante :

$$U_S = U_d \left(1 + 2\frac{R1}{P1}\right).$$

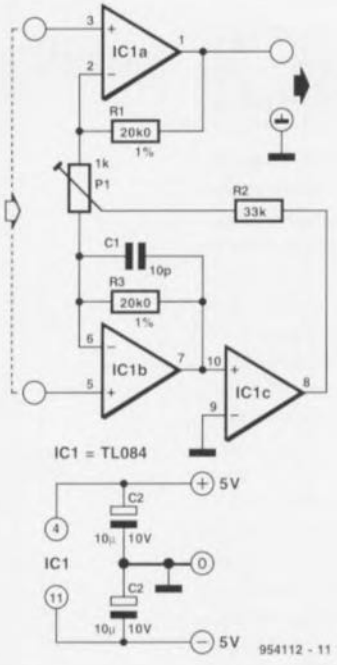
Le dimensionnement adopté résulte en un gain de 41 ($1 + 2 \cdot 20\,k/1\,k$). En s'aidant de la formule il n'est pas très difficile d'obtenir n'importe quel facteur de gain désiré.

L'ajustable P1 sert à régler le taux de réjection en mode commun (*Common Mode Rejection Ratio*) à la valeur la plus élevée possible.

En présence d'un signal de 100 Hz il est possible d'obtenir un taux de réjection en mode commun dépassant 80 dB. La bande passante du montage est supérieure à 50 kHz et sa consommation se limite à quelque 6 mA.

954112-I

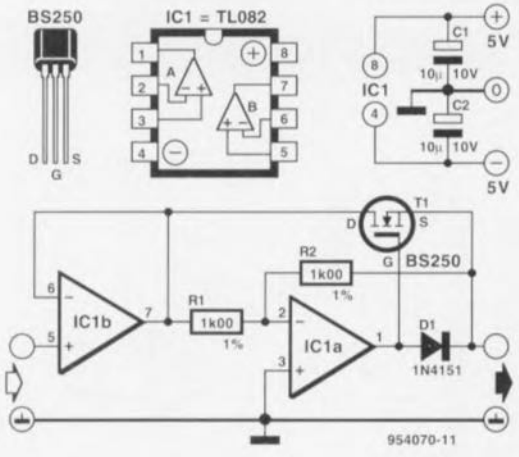
des questions,
des remarques
MINITEL
3615 + ELEKTOR
(99 ct/min)



104 redresseur de mesure actif

Ce montage basé sur un double amplificateur opérationnel du type TL082, est un redresseur double alternance se caractérisant par une bonne précision et une bonne linéarité à une sensibilité d'entrée relativement élevée de 10 mV à une bande passante de 1 kHz environ.
La limite supérieure du domaine de fonctionnement linéaire se situe aux alentours de 3 V.

Venons-en maintenant au fonctionnement : la diode D1 conduit pendant la demi-période négative du signal d'entrée de sorte que l'amplificateur opérationnel IC1a introduit un gain de $-R1/R2\ (-1)$. Si l'on suppose que la tension alternative d'entrée est un signal symétrique par rapport au zéro, on voit apparaître à la sortie la demi-période négative avec la même amplitude que celle présentée par la demi-période positive. La diode D1 bloque pendant la demi-période positive de sorte que l'amplificateur opérationnel sans contre-réaction grimpe au gain en boucle ouverte et entre en saturation à la moindre tension d'entrée.



Dans ces conditions le FET T1 devient passant de sorte que la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel IC1b monté en suiveur de tension arrive pratiquement sans atténuation à la sortie du redresseur. Travaillant en amplificateur-tampon, IC1b donne au circuit une impédan-

ce d'entrée élevée quasi-constante pendant la demi-période positive du signal d'entrée.

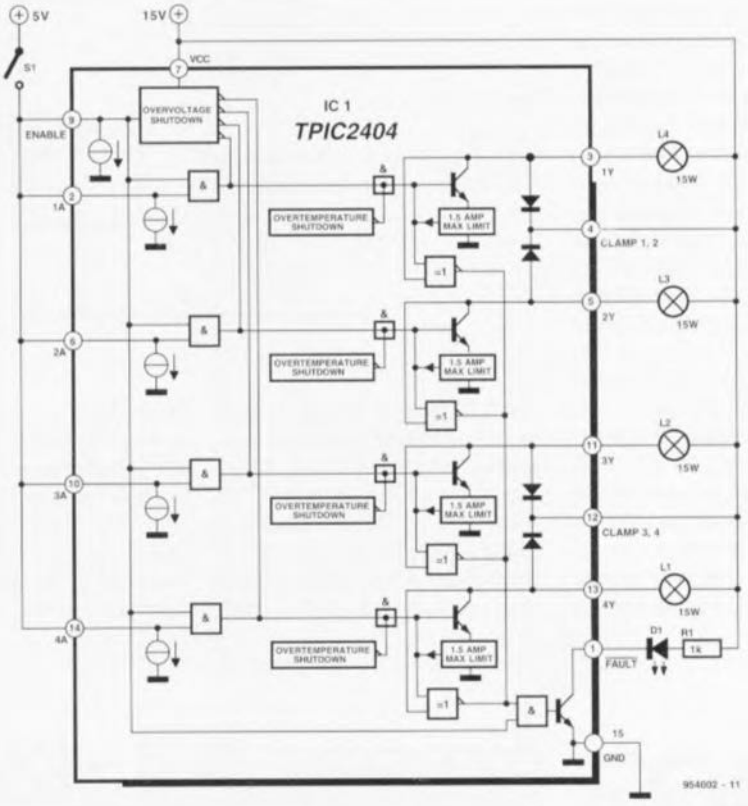
Il faut bien évidemment disposer en sortie d'une impédance de charge minimale. Dans le cas d'impédances terminales trop faibles ou encore variables, on constate une chute de tension négative (en ce qui concerne la linéarité) sur la résistance ON du FETMOS T1. Il faudra veiller, lors de l'application, à ce que le signal d'entrée soit bien à 0 V vu d'un point de vue de la tension continue. Si l'on applique le signal par le biais d'un condensateur de couplage et que partant il ne présente pas de composante continue, l'entrée non-inverseuse du premier amplificateur opérationnel (IC1b) se trouve, d'un point de vue continu, en l'air. Il est très facile d'éliminer ce problème si l'on relie la broche 5 de l'amplificateur opérationnel à la masse par le biais d'une résistance et qu'ainsi on force l'entrée à 0 V d'un point de vue continu. La valeur de cette résistance détermine également alors la résistance d'entrée du redresseur; on peut envisager l'utilisation de valeurs typiques allant jusqu'à 1 MΩ.

Si l'on prévoit d'utiliser le redresseur pour des signaux d'entrée très faibles, inférieurs à 300 mV, il faudra veiller à compenser une dérive en tension continue (compensation d'offset). La consommation de courant du circuit est de l'ordre de 4 mA.

954070-I

105 commutateur de puissance intelligent

Le pilotage d'une charge telle qu'une ampoule ou un moteur à courant continu à partir d'un circuit numérique est d'une simplicité enfantine. L'utilisation d'un transistor comme interrupteur est l'une des premières applications du transistor à laquelle soit confronté tout élève d'un institut donnant des cours d'électronique quel qu'il soit. Bien qu'il s'agisse d'un circuit relativement simple, ce concept soulève un certain nombre de critiques à son encontre. Un tel circuit est en effet loin de simplifier le dessin de la platine et sa réalisation. Il faut en effet prévoir de l'espace pour au minimum une résistance, un transistor et une diode. Si le circuit concerné nécessite un nombre important de ces étages, cela peut être la source de problèmes. L'existence d'un circuit intégré intégrant plusieurs étages de commutation identiques ne peut que nous simplifier l'existence. Les concepteurs de circuits intégrés ont depuis bien longtemps senti un marché de ce côté-là, raison pour laquelle il existe un nombre de plus en plus grand de ce type de circuits intégrés.



Le TPIC2404 de Texas Instruments est l'un de ces fameux circuits intégrés. Il intègre, dans un boîtier plat à 15 broches SIL 4 étages de commutation – capable chacun de 1 A sous 45 V. Outre les étages de commutation proprement dit, ce composant intègre également un zeste d'intelligence servant à éviter la surcharge du circuit et à lui faire savoir qu'il y se passe quelque chose d'anormal. Le schéma vous propose un exemple d'application typique du TPIC2404. Un rapide coup d'oeil nous permet de constater que ce composant comporte des dispositifs de protection contre les surtensions, les surchauffes ainsi que des systèmes de limitation de courant.

Il est intéressant de noter que la protection en surtension et en température existe en 4 exemplaires. Dans ces conditions, en cas de problème à ce niveau sur l'un des 4 circuits de sortie, les 3 autres continuent de travailler normalement. L'électronique du circuit fait appel à 4 portes NI-EXclusif (*EXNOR*) pour le suivi en temps réel de la situation à la sortie en vue de la comparer à la valeur d'entrée. Supposons que l'une des ampoules se trouve en court-circuit ou que l'une des sorties soit en liaison directe avec la masse; la porte NI-EXclusif détecte cette situation provoquant l'illumination de la LED D1. Bien que cela ne soit pas déduisible directement de la structure interne de ce circuit intégré, la dite LED s'illumine également en cas de surtension ou de surchauffe. Le TPIC2404 possède 5 entrées compatibles TTL ou CMOS, à savoir 4 entrées de commande et une entrée de validation (*enable*).

Cette dernière permet de mettre les 4 sorties en fonction à un niveau haut. Ici, les entrées sont connectées en parallèle. Une action sur l'interrupteur S1 provoque la mise en fonction simultanée des 4 ampoules L1 à L4. Cela n'a à première vue rien de bien révolutionnaire; il n'en reste pas moins vrai que dans le cas de la com-

Table de fonctions

	enable	A	Y	fault
Mode de fonctionnement normal	H	H	L	H
	H	L	H	H
	L	X	H	H
Charge ouverte	H	L	L	L
Court-circuit à la masse				
Mise hors-fonction suite à une surtension ou une surchauffe	H	X	H	L
Court-circuit au plus de l'alimentation (V_{CC})	H	H	H	L

mande des ampoules halogènes d'un véhicule par exemple, l'existence d'une limitation de courant incorporée présente des avantages indéniables. Celle-ci limite à 1,5 A le courant de mise en fonction, ce qui ne peut qu'avoir des effets bénéfiques sur la durée de vie des ampoules concernées. Dernière caractéristique intéressante, la protection de la sortie contre des tensions inductives. Pas moins de 4 diodes internes prises en parallèle sur la charge permettent au circuit intégré de commuter sans le moindre problème des charges inductives.

954002-I

106 temporisateur « longues durées »

Le 4536 de SGS-Thomson Microelectronics permet la réalisation d'un temporisateur « très longues durées ». Nous avons ici fait appel au 4536 pour la commutation d'une charge pendant une période plus longue.

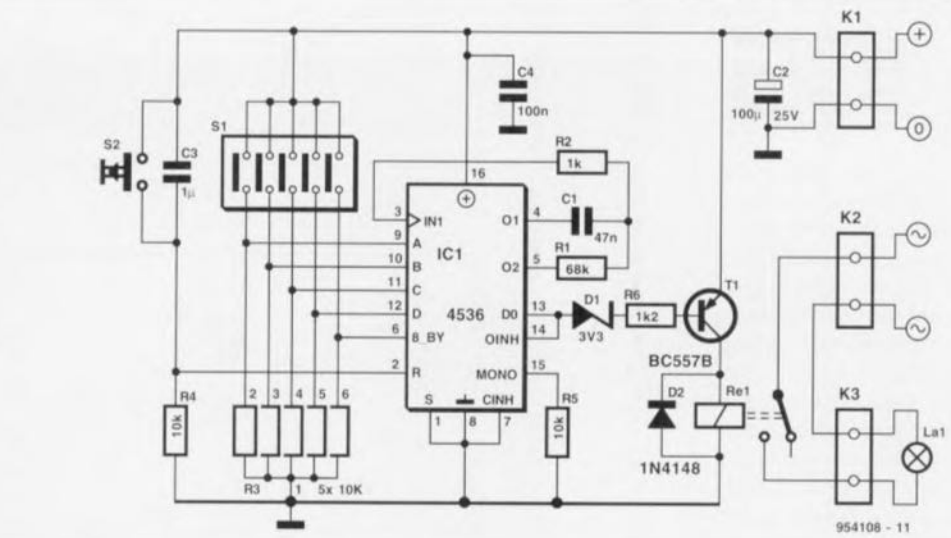
Le dit circuit intègre 24 diviseurs par deux (des bascules) montés en série. Cette chaîne divise le signal d'entrée selon un facteur de 2^{24}. L'entrée identifiée par un 8 BY (8 *by pass*) permet de ramener le facteur de division à 2^{16}, sachant que l'on procède alors à un pontage de 8 des 24 diviseurs par 2. Les entrées A, B, C et D permettent de définir laquelle des bascules de la chaîne de division par 2^{16} sera reliée à la sortie. Si on laisse les contacts du quintuple interrupteur DIL S1 S1(1) à S1(5) ouvert, on aura, après remise à zéro, division par $2^8 = 256$ de la fréquence de l'oscillateur. Si ensuite on ferme S1(1), le facteur de division passe à $2^9 = 512$. Ainsi de suite, si l'on ferme tous les contacts, à l'exception de S1(5), on obtient le facteur de division maximal. Le circuit intégré comporte un oscillateur intégré qui travaille avec un réseau RC externe. On pourra obtenir, si l'on respecte les valeurs du schéma, des durées de commutation allant de 2,5 s à 23 h (le contact S1(5) ouvert) ou de 0,01 s à 5,5 mn (le contact S1(5) fermé). Une fois la durée choisie écoulée l'entrée OINH passe au niveau haut, arrêtant l'oscillateur. Après une impulsion de remise à zéro (brève action sur S2), on a démarrage d'un nouveau cycle. La diode D1 garantit que seul un vrai « 0 » fera passer le transistor en conduction. Il est facile de calculer la fréquence de l'oscillateur à l'aide de la formule suivante :

$$f = \frac{1}{3 \cdot R1 \cdot C1}.$$

Pour R2 vaut que : $R2 > 2 \times R1$.

La tension d'alimentation peut prendre n'importe quelle valeur comprise entre 5 et 12 V.

954108-I

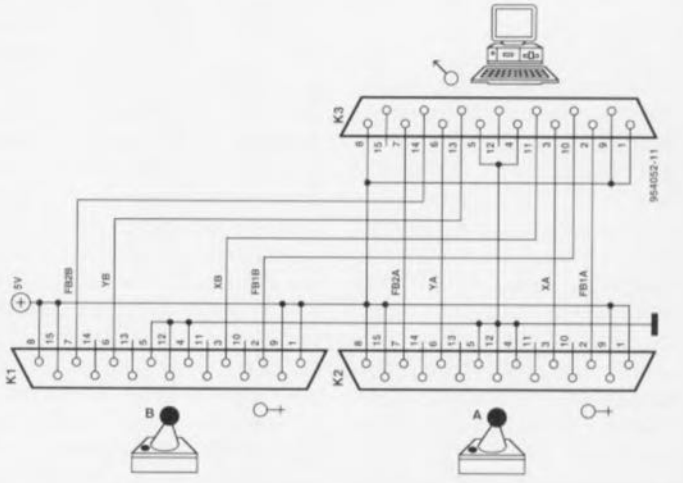


107 connexion de 2 « joysticks » à un « gameport »

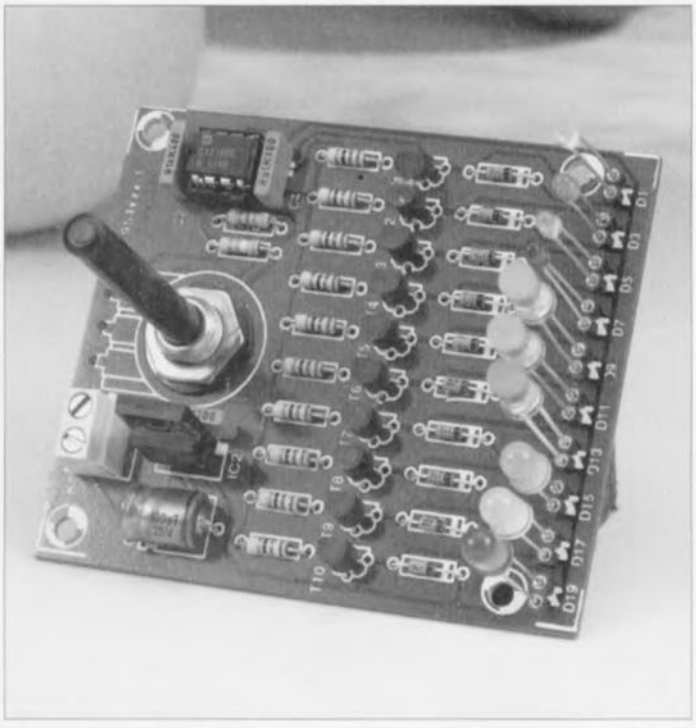
Sur les ordinateurs de la famille du PC, les ports de jeu (*gameport*) standard prennent la forme d'une embase sub D à 15 contacts. Il est possible, disent les normes officielles, de connecter 2 manches de commande (*joystick*) sur le dit port de jeu.

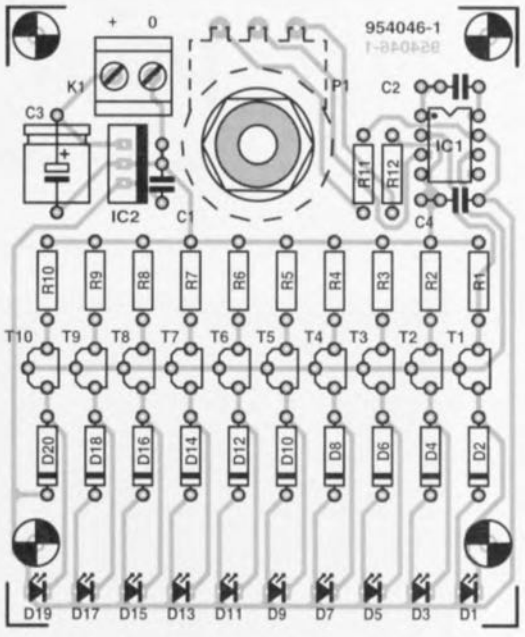
Il apparaît cependant, à l'examen d'un certain nombre de cartes multi-E/S (*multi-I/O* dit-on de l'autre côté de la Manche) que ces dernières ne sont en fait câblées que pour un unique manche de commande. La plupart des cartes son au contraire possèdent bien 2 embases pour manche de commande, sachant de plus que sur le dit connecteur on trouve les signaux MIDI-IN et MIDI-OUT sur des broches qui devraient, d'après les spécifications de IBM, être utilisées pour l'alimentation (cf. l'article consacré à l'interface MIDI pour carte son ailleurs dans ce même numéro). L'approche un connecteur pour 2 manches de commande n'est pas très pratique. On peut bien évidemment envisager de connecter les 2 câbles à un connecteur sub D à 15 broches – notons qu'il existe ce type de câble sur le marché, une paire de manches de commande connectés à un unique connecteur à 15 broches – mais on pourrait faire plus pratique. Il n'est en effet pas très difficile de dessiner une petite platine d'adaptation dotée de 2 embases à 15 broches femelles pour la connexion des manches de commande et d'une embase mâle qui viendra s'enficher dans le connecteur du gameport de la carte son.

954052-I



108 testeur de luminosité de LED





Voici un petit circuit permettant de trouver, dans toute une série de ce type de composants, des LED ayant une luminosité identique, voire encore des LED se caractérisant par une luminosité très élevée.

Les LED se caractérisent par une absence totale de sérigraphie et donc de numéros de série ou autre caractère d'identification. Une autre raison de frustration est sans doute le fait qu'il est extrêmement difficile d'obtenir des informations techniques concernant ce genre de composants opto-électriques, voire encore de pouvoir interpréter les quelques fiches techniques trouvées avec tant de peine. Sélectionner, dans une série de 100 LED par exemple, cinq exemplaires ayant une luminosité pratiquement identique constitue donc un travail très fastidieux et sujet à caution. Le petit circuit décrit dans cet article mettra un point final à ce « coupage » de cheveux en quatre !

Le sous-ensemble constitué par le potentiomètre P1, le circuit intégré IC1, le transistor T1 et quelques résistances connexes, forme une source de courant réglable génératrice d'un courant ayant une intensité comprise entre 2 et 25 mA. Cette source de courant est en fait recopiée neuf fois par application de la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel IC1 à neuf autres transistors, configurés exactement comme T1. Cette technique permet donc de tester jusqu'à dix LED simultanément. Nous faisons appel à des diodes-zener pour éviter, qu'en absence de LED à tester, la sortie de IC1 ne soit chargée par plusieurs diodes de jonction base/émetteur et une résistance de 27 Ω.

On pourra, pour obtenir une indication concernant l'intensité du courant à travers les LED, doter le potentiomètre P1 d'une échelle linéaire allant de 2 à 25 mA. Le circuit peut servir également comme testeur de fonctionnement de LED, voire encore pour en déterminer le brochage (identification de l'anode et de la cathode). On ne risque pas, grâce à la présence des diodes-zener, la destruction de la LED en cas d'erreur de polarité.

954046-I

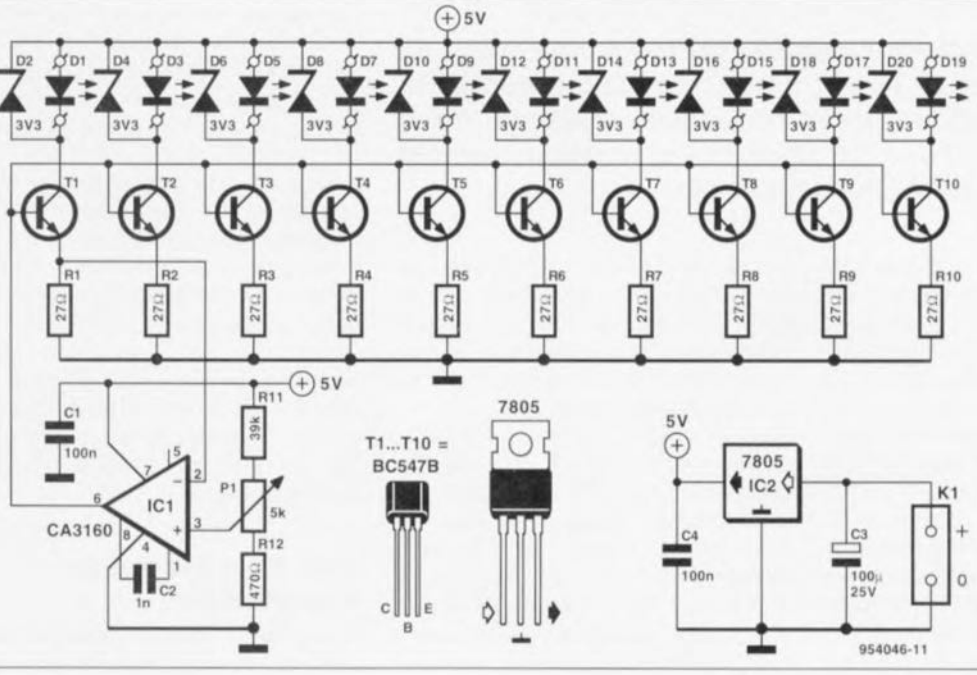
Liste des composants

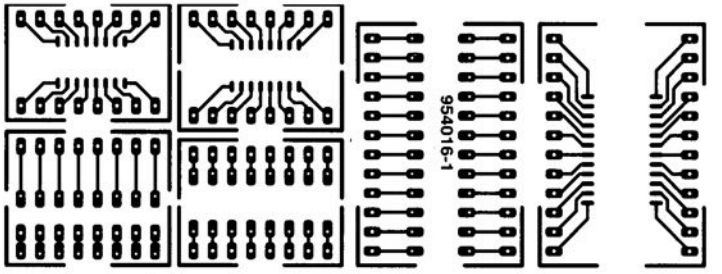
Résistances :
R1 à R10 = 27 Ω
R11 = 39 kΩ
R12 = 470 Ω
P1 = potentiomètre 5 kΩ lin.

Semi-conducteurs :
D1,D3,D5,D7,D9,D11,D13,D15,D17, D19 = barrette « tulipe », 2 contacts au pas de 2,54 mm
D2,D4,D6,D8,D10,D12,D14,D16, D18,D20 = diode-zener 3V3
T1 à T10 = BC547B
IC1 = CA3160
IC2 = 7805

Condensateurs :
C1,C4 = 100 nF
C2 = 1 nF
C3 = 100 µF/25 V

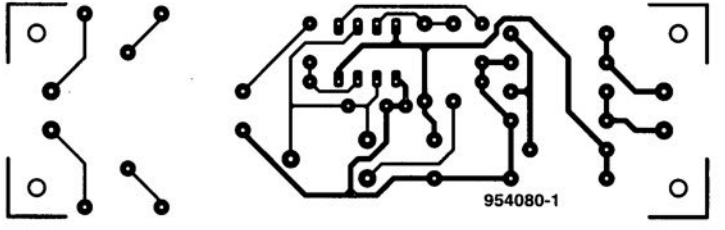
Divers :
K1 = bornier encartable, 2 contacts au pas de 5 mm



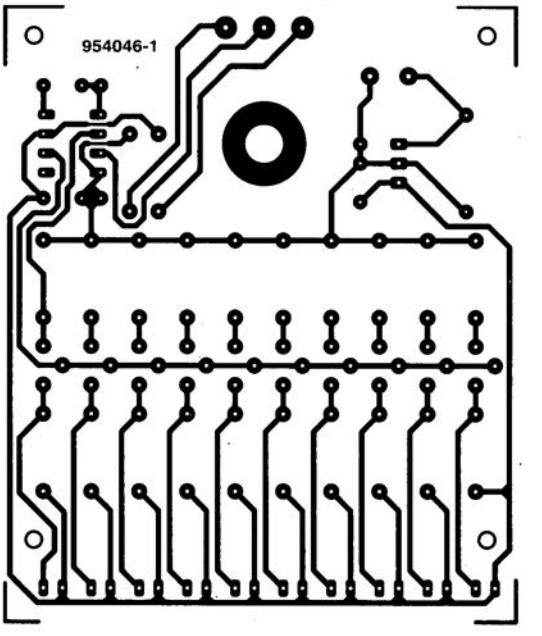


3

4



6

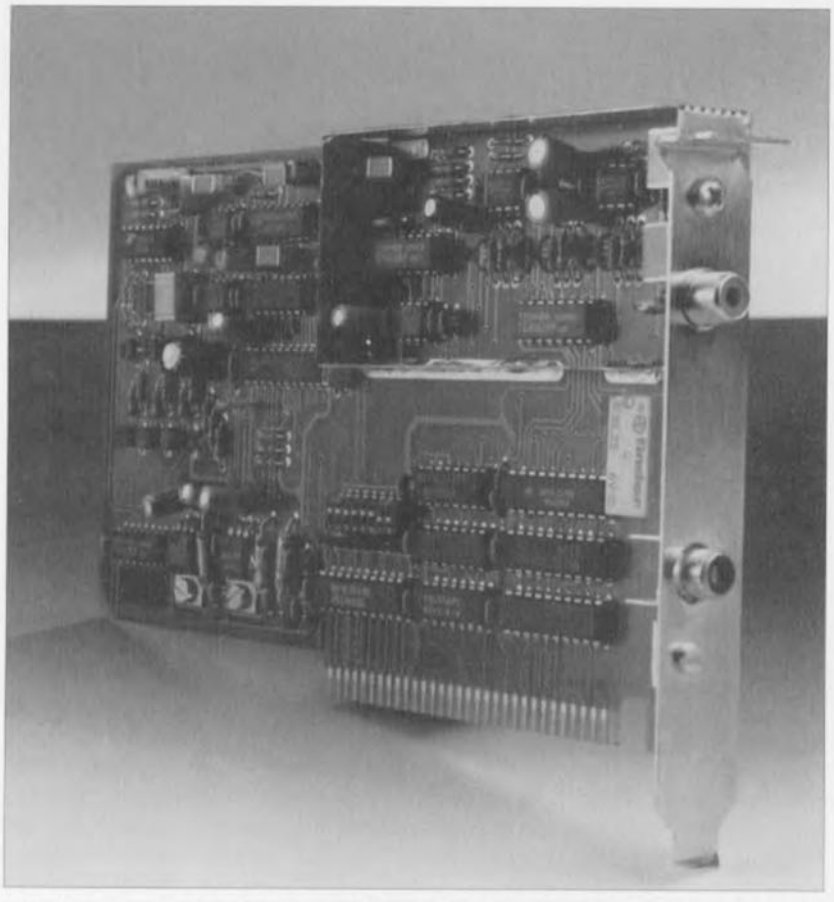


description d'un kit ELV

audiographe BF pour PC

mesures et analyses acoustiques

3e partie : la réalisation pratique



Après les descriptions détaillées du fonctionnement, du mode d'emploi et de l'électronique de l'audiographe BF pour PC nous allons, dans ce troisième article, nous intéresser de près à la réalisation pratique de cet instrument de mesure fort intéressant.

Grâce au circuit imprimé double face à trous métallisés, joliment conçu, sur lequel tous les composants constituant cette carte de mesure audio prendront place, la réalisation pratique ne devrait pas poser de grand problème. Il faudra néanmoins compter quelques heures de travail soigné pour mener à bonne fin cette opération.

Il faudra commencer les soudures par l'assemblage des deux enclos de blindage qui se composent au total de 5 morceaux de tôle distincts. On notera cependant que la mise en place des deux couvercles de 92 × 42 mm ne s'effectuera qu'une fois la soudure de tous les composants terminée, opération qu'il faudra couronner d'un dernier test de bon fonctionnement réussi. On commencera par plier à l'équerre (90°) la bande de 14 × 135 mm aux endroits comportant une série de perforations pour la souder ensuite à sa place sur le « côté composants » de la platine. Il faudra veiller à ce que ce blindage soit mis en place, du côté de la tôle de fond de panier et du côté supérieur de la platine, au ras du bord du circuit imprimé très exactement. Il en va de même pour le blindage du « côté pistes » de la platine. On notera que ce blindage a une hauteur de 4 mm seulement. L'enclos de blindage sera ensuite refermé par la soudure du côté supérieur commun de 135 mm. Il ne reste plus alors qu'à fixer l'ensemble constitué par les tôles sur les pistes cuivrées larges en faisant appel à une bonne dose de soudure.

Pour la mise en place des composants électroniques il faudra procéder de la façon classique, connue par tout électronicien digne de ce nom. On commence donc par la soudure des composants les plus petits, suivie par ceux avec une hauteur plus importante. Pour peu que l'on respecte la liste des composants et la sérigraphie de la **figure 1** il ne devrait pas avoir le moindre problème.

L'embase Cinch, BU2, est du type encartable et pourra donc être mise directement en place sur la platine. L'embase BU1 par contre sera vissée dans l'orifice prévu à cet effet dans la face latérale du blindage. Son contact central sera soudé au picot de soudure ST1. Avant de procéder à la mise en place des semi-conducteurs il est recommandé de souder le relais RE1, l'ajustable R20 et l'interrupteur DIL S1 à leur place sur le circuit imprimé. Faites attention à la polarité des circuits intégrés, ils sont tous orientés dans le même sens. Les régulateurs de tension IC1 et IC2 seront « couchés » sur la platine.
Pour ce faire il faudra d'abord replier leurs trois contacts à l'équerre, enfiler ces broches dans les orifices de la platine, fixer le composant à l'aide d'une vis de 3 mm et enfin souder les broches du « côté pistes » du circuit imprimé. Pour pouvoir mettre les transistors à effet de champ T1 à T3 à leur place il faudra également replier vers le bas (à 2 mm environ du corps) leurs broches de connexion. On notera que la sérigraphie sur ces composants doit être orientée vers le haut et que leur broche de connexion dotée d'une petite languette doit être orienté vers le bord supérieur de la platine !

Avant de monter la tôle de fond de panier et de mettre en place les couvercles des boîtes de blindage il faudra procéder à un test de bon fonctionnement.

Test du matériel et étalonnage

Pour pouvoir installer correctement l'audiographe BF dans le PC il faudra

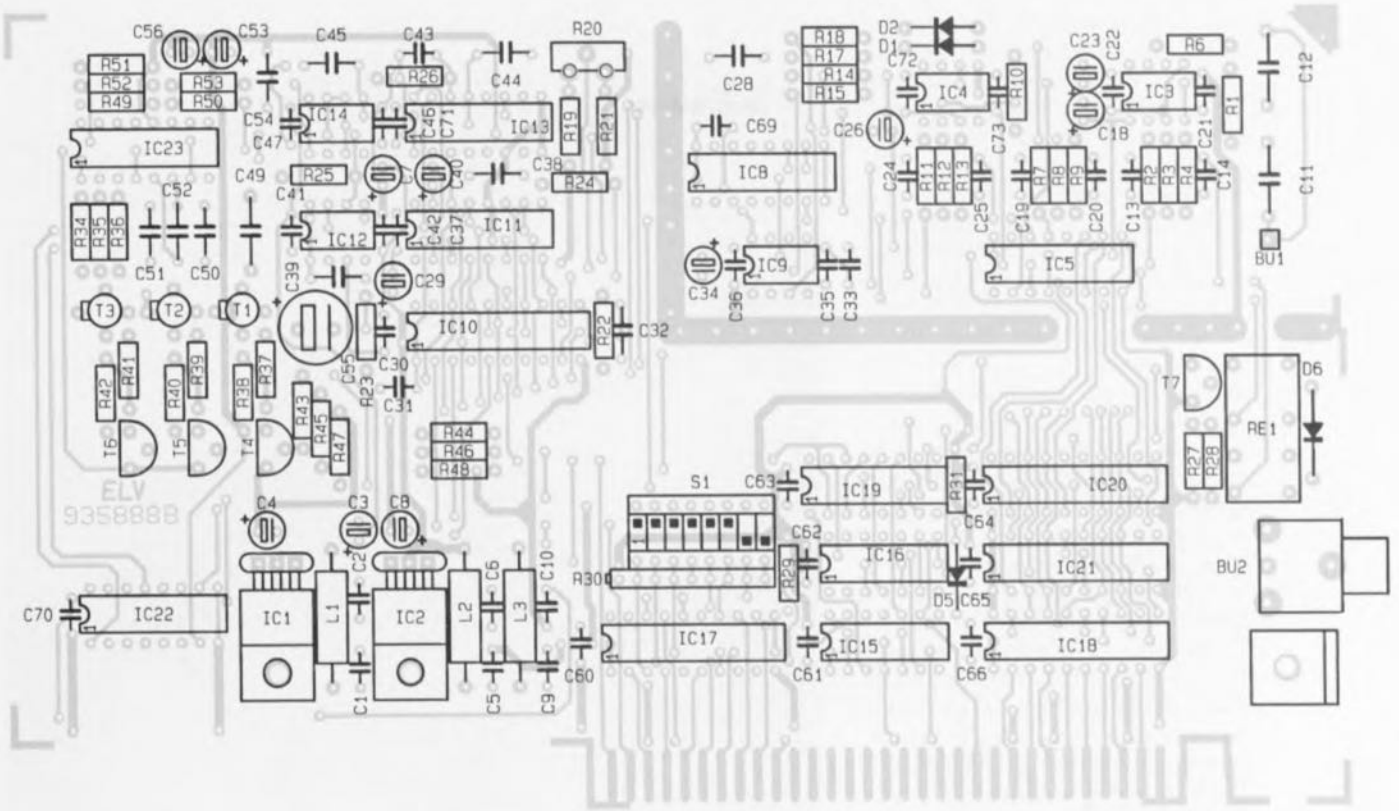


Figure 1. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'audiographe BF pour PC. On notera que, pour des raisons d'espace disponible, nous avons réduit à 80% cette représentation.

« définir », tant sur la carte que dans le logiciel, l'adresse de base. L'adresse de défaut dans le logiciel est 300_{HEX}.

Le premier démarrage du logiciel vous amène automatiquement dans le mode de configuration, mode dans lequel on pourra définir l'adresse de base et plusieurs autres paramètres. Il est superflu, ici, d'entrer dans tous les détails concernant ces fonctions; l'ensemble du logiciel est de conception très claire et quasiment « auto-explicatif ». Si, plus tard, on désire changer l'adresse de base ou modifier un quelconque autre point de configuration, il suffit de démarrer le logiciel avec la commande « PEGEL » suivie du caractère « C » (donc : PEGEL C). On notera que le logiciel montre les positions des huit interrupteurs de S1 qui correspondent à l'adresse choisie. Il va sans dire qu'il faudra définir – à l'aide de l'interrupteur DIL S1 – la même adresse de base sur la carte que dans le logiciel. Pour ce faire on pourra se référer donc à la représentation sur l'écran de S1.

Après ce petit travail de configuration le logiciel reconnaîtra la carte dans le PC et on pourra procéder à l'étalonnage. Pour ce faire il faudra entrer en mode de générateur sinusoïdal et régler la fréquence à une

Liste des composants

Condensateurs :
C1,C2,C5,C6,C9,C10,C21,C22,C30,C33,C35 à C37,C41,C42,C46,C47,C60 à C71 = 100 nF cér.
C3,C4,C7,C8,C29,C34,C40,C53,C56 = 10 µF/25 V
C11,C12,C49 = 1 µF
C13,C19,C24 = 4pF7 cér.
C14,C20,C25 = 47 pF cér.
C18,C23 = 47 µF/16 V
C26* = 2µF2/63 V
C28,C38,C44*,C45*,C50,C54 = 100 nF
C31 = 150 pF cér.
C32,C39*,C51 = 10 nF
C43 = 100 pF cér.
C52 = 1 nF
C55 = 220 µF/16 V

Résistances :
R1,R2,R7,R11 = 47 kΩ
R3,R8,R12 = 3kΩ9
R4,R9,R13,R52 = 680 Ω
R6,R10,R25,R43,R45,R47 = 4kΩ7
R14* = 68 kΩ
R15, R37 à R42 = 100 kΩ
R17,R18,R27,R28 = 2kΩ2
R19,R34* = 33 kΩ
R20 = 5 kΩ ajustable, vertical
R21,R23,R29,R31,R44,R46,R48,R50 = 10 kΩ
R22,R24 = 1 kΩ
R26*,R53 = 12 kΩ
R30 = réseau résistif 10 kΩ
R35* = 3kΩ3
R36* = 180 Ω
R49 = 220 Ω
R51 = 18 kΩ

Semi-conducteurs :
D1,D2 = 1N4148
D5 = BAT46
D6 = 1N4007
IC1 = 7805
IC2 = 7905
IC3,IC4 = NE5532
IC5,IC8,IC13,IC22 = CD4053
IC9,IC12,IC14 = TL082
IC10 = ADC0803 (Harris Semiconductors)
IC11 = AD7524 (Analog Devices)
IC15 = 74LS32
IC16 = 74LS00
IC17 = 74LS688
IC18 = 74LS245
IC19 = 74LS139
IC20,IC21 = 74LS273
IC23 = XR2206 (Exar)
T1 à T3 = BF981
T4 à T6 = BC558
T7 = BC548

Divers :
L1 à L3 = self 14 µH
S1 = octuple interrupteur DIL
BU1 = embase Cinch
BU2 = embase Cinch encartable
RE1 = relais miniature

** valeur modifiée par rapport au schéma*

valeur de 10 kHz. Ensuite on applique sur l'entrée de l'amplificateur de mesure (après l'avoir mis en mode correspondant) un signal sinusoïdal avec une fréquence comprise entre 1 et 20 kHz et avec un niveau efficace entre 1 et 1,2 V.

Maintenant il faudra jouer sur l'ajustable R20 pour faire correspondre la ligne spectrale de 10 kHz affichée sur l'écran avec le niveau du signal sinusoïdal d'entrée. Voilà, l'étalonnage de l'audiographe BF pour PC est déjà terminé !
Pour vérifier le fonctionnement de l'amplificateur de mesure d'entrée on pourra faire varier le niveau du signal sinusoïdal d'entrée et regarder si l'affichage sur l'écran suit correctement ces changements.
Pour vérifier la réponse en fréquence de l'étage générateur et de l'amplificateur de mesure il faudra interconnecter la sortie et l'entrée (les embases BU1 et BU2) à l'aide d'un petit câble Cinch. Si l'on démarre maintenant un cycle de wobulation on aura affichage à l'écran de la réponse en amplitude de l'étage générateur et de l'amplificateur de mesure. Les dérives aux limites du domaine de fréquences choisi devrait se limiter (pour toute la plage des fréquences d'ailleurs) à une valeur maximale de 1 dB.

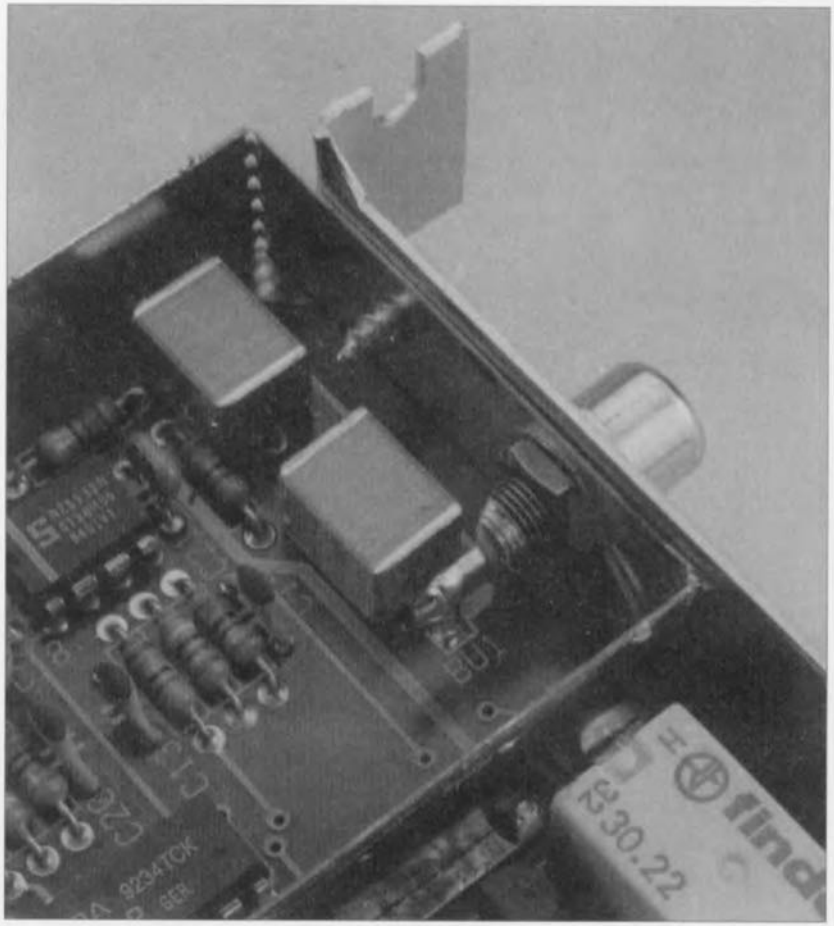
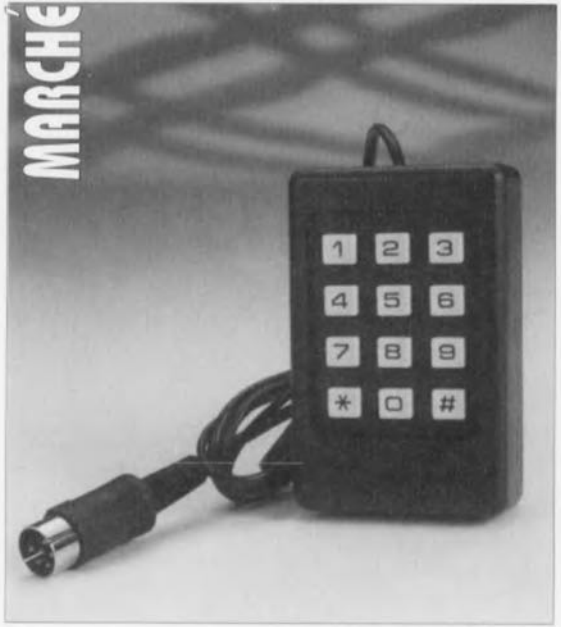


Figure 2. Cette photo montre qu'il pourra être requis, pour éviter d'abîmer le condensateur C11, de scier un tout petit bout de la partie filetée de l'embase BU1.

Montage final

Il faudra commencer le montage final de l'audiographe BF pour PC par la mise en place des deux couvercles pour les enclos de blindage. On notera que du côté des pistes cuivrées de la platine il faudra raccourcir au strict minimum les broches des composants que le blindage doit recouvrir, pour éliminer tout risque de contact avec la tôle. En dessous de l'embase BU2, la tôle de fond de panier sera fixée à la carte à l'aide d'une équerre en aluminium et de deux vis M3 x 6 mm. Plus haut, à proximité de l'embase BU1, cette tôle se fixe tout simplement à l'aide d'une petite vis pour tôle qui passe à travers la tôle de fond de panier pour se fixer directement dans la tôle de blindage.

Maintenant vous pourrez enficher cette carte définitivement dans votre PC et utiliser ce nouvel instrument de mesure audio ô combien intéressant pour tous les amateurs de mesures audio en tous genres.



KP100, clavier numérique pour FRG-100

Nous avons reçu, depuis la publication de l'article consacré aux amateurs de radio et de TV, des dizaines de lettres. Nous nous sommes également vu proposer un certain nombre d'accessoires ayant leurs racines dans ce domaine ô combien passionnant, dont, ce KP100, clavier numérique pour FRG-100 fabriqué par BEEI (Bureau d'Études Électronique Informatique), aux coordonnées connues par la rédaction.

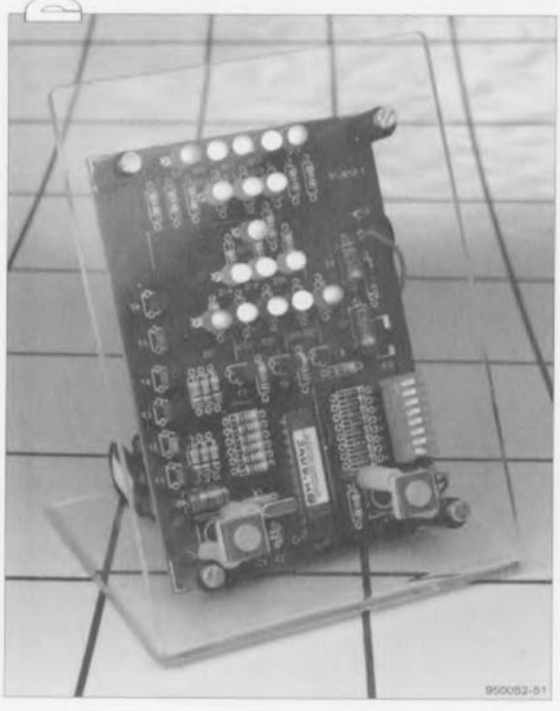
Nous ne vous faisons pas l'injure de vous présenter le FRG-100 de Yeasu, l'un des émetteurs les plus appréciés dans le monde de la radio-communication. Ce clavier intègre, comment pourrait-il en être différemment aujourd'hui, un microcontrôleur associé à un oscillateur à résonateur céramique avec condensateurs incorporés. Ce clavier se caractérise par le fait qu'il soit mécanique et non pas souple, ce qui le rend moins fatiguant en cas d'utilisation prolongée. L'ensemble s'alimente sur la sortie de données (Tx) de l'interface sérielle du récepteur, sans que la résistance de 100Ω en série ne gêne en aucune façon.

Cet accessoire très utile présente une astuce: le buzzer passif est attaqué par 2sorties du micro pour augmenter la tension. Le transistor à collecteur ouvert d'interface avec la ligneRx est monté dans la prise DIN, ce qui met le micro à l'abri de toute agression de l'extérieur. Ce qui nous a frappé est la simplicité d'utilisation du clavier et le confort d'emploi du récepteur lorsque ce dernier est doté de ce clavier.

sablier

une montre rêvée pour les enfants

projet : A. Woodfield



Ce que la version électronique décrite ici possède en commun avec l'original en verre, connu de tous, c'est que les deux fonctionnent grâce au silicium. L'un sous forme de sable, l'autre sous les traits de la puce de microprocesseur qui en assure la commande. Les différences sont assurément plus grandes que les similitudes. Celui qui marche au sable « ordinaire » est restreint à une durée de cuisson de quelque trois minutes, alors que la puce de silicium (c'est super!) offre une gamme de 1 à 99 minutes.

Apprendre à lire l'heure aux petits enfants n'est pas une mince affaire. Combien de fois,au début, ne mélangent-ils pas la petite et la grande aiguille, quant aux chiffres à compter, ils ne font pas davantage le bonheur des aspirants chronométreurs. Les horloges numériques les désorienteraient encore plus, s'il était possible, avec des séries de chiffres qui ne suggèrent en rien un petit déjeuner ou leur émission favorite à la télé.

En outre, les enfants vivent dans un univers bien différent. Que l'horloge soit basée sur un cycle de 12 ou de 24 heures n'évoque en eux que bien peu de choses. Ils mesurent le temps pour eux-mêmes dans une toute autre unité: combien de temps reste-t-il avant la fin de la classe et puis combien encore avant d'aller au lit? Une horloge qui décompte est donc à leurs yeux plus pratique et plus logique qu'une qui compte. Au moins, vous savez à tout moment combien de temps il vous reste! Le sablier, les enfants le comprennent très vite, parce qu'on voit le temps qui reste et celui qui s'est écoulé. Parfait! Le seul défaut du sablier, c'est que sa durée est fort courte. Le plus souvent, on dit « il reste un petit quart d'heure avant d'aller dormir » ou « relis-le encore un peu ».

Le sablier électronique décrit ici résout le problème à merveille. Pour commencer, il est programmable jusqu'à 99 minutes. De surcroît, il est équipé d'un tas de petites DEL multicolores que les enfants trouvent fascinantes et il peut aussi bien servir de veilleuse dans la chambre. Les DEL simulent les grains de sable de la version originale, ce qui fait que les enfants peuvent évaluer le temps qui reste avant l'extinction des lumières. Pour garder le montage aussi simple que possible, il ne comporte qu'une seule puce. Le 87C751 passe pour un des plus compacts et des plus puissants microcontrôleurs mono-puces du marché. Le circuit intégré commande l'affichage, contrôle la position des interrupteurs, déclenche la sonnerie et synchronise le tout. Comme une poignée de composants suffit à entourer la puce, le sablier s'assemble rapidement et sans difficulté.

Le microcontrôleur

Le microcontrôleur utilisé ici appartient à la famille du 8051. Développé à l'origine par Intel, il est actuellement produit par nombre d'autres firmes. Philips en a toute une série de variantes à son programme, destinées à des applications aussi multiples que différentes. Nous mettons en oeuvre ici un des plus petits représentants de la famille, le 87C751.

À l'instar de beaucoup de ses congénères, le 87C751 dispose d'une EPROM (*Erasable Programmable Read Only Memory*) ou mémoire morte programmable et effaçable, d'une RAM (*Random Access Memory*) ou mémoire vive, d'un CPU (*Central Processing Unit*), l'unité centrale, et d'une batterie d'entrées/sorties, les « Input/Output ». Le processeur est doté de trois ports, dont 16 lignes d'E/S, deux lignes d'interruption, différentes entrées de compteurs et chronomètres ainsi que deux chronomètres intégrés, d'un usage extrêmement souple. Il comporte même le bus sériel spécial I²C destiné à correspondre avec les nombreux circuits d'interface que compte la famille I²C à l'heure actuelle.

Comme il est exécuté en technologie CMOS, le 87C751 se distingue par une faible consommation de courant et en conséquence par un faible échauffement. Le circuit peut passer en divers modes de veille, dans lesquels il attend simplement un signal de commande. Dans un tel état de « léthargie », le processeur se nourrit d'à peine quelques microampères. On peut programmer de différentes manières les lignes d'E/S. Certaines d'entre elles ont plusieurs fonctions et peuvent aussi bien servir directement d'entrée ou de sortie que de ligne d'interruption par exemple. Les connexions du bus I²C peuvent communiquer avec d'autres circuits spécialisés pour former une télécommande infrarouge, s'accomoder de tensions analogiques, ajouter des E/S supplémentaires et même constituer un synthétiseur radio complet.

Notre montage ne fait pas appel au bus I²C. En revanche, il commande toute la ribambelle de diodes électroluminescentes qui simulent l'écoulement du sable. Comme l'affichage est multiplexé à fréquence élévée, la consommation reste minimale. Le 87C751 lui-même est économe en courant; il se contente d'une moyenne de 20 mA. L'affichage à DEL prend environ 5 mA supplémentaires.

Comment ça fonctionne?

La **figure 1** donne le schéma du sablier électronique. Les instructions que le microcontrôleur doit exécuter sont consignées dans l'EPROM interne. Ces instructions conduisent le processeur pas à pas au travers de toutes les fonctions. La chronométrie

générale est assurée par un oscillateur à quartz d'une fréquence de 11,0592 MHz; le quartz utilisé (X1) est extérieur au contrôleur. La fréquence renseignée est une valeur habituelle des processeurs MCS-51. C'est la puce elle-même, comme on l'a dit, qui commande le système d'affichage à DEL. Il y en a 17 en tout, de couleurs différentes, groupées en matrice de 6 x 3. Toutes les rangées sont commandées par un port, les trois colonnes par trois sorties de l'autre port. Chacune de ces lignes est tamponnée par un étage à transistor discret, calculé pour faire face aux impulsions de courant appliquées aux DEL. La fourniture directe de ce courant dépasserait vraiment les possibilités du 87C751.

La tâche de l'affichage est triple. Primo, il doit traduire de façon imagée l'écoulement du temps sur le sablier. Secundo, il assure naturellement une fonction décorative. En troisième lieu, il facilite le réglage de la temporisation. Dans ce cas, les DEL servent à figurer la durée, entre 1 et 99 minutes, sur laquelle on va régler le sablier en maintenant enfoncée la touche « set ».

L'affichage compte donc 17 DEL, pas une de plus, disposées en forme de sablier. Il faut une certaine imagination pour restituer par ce dispositif tous les nombres compris entre 1 et 99. L'évocation du nombre 4 devrait déjà lever un coin du voile. Malgré le recours nécessaire à ce petit stratagème, l'affichage est parfaitement explicite et facile à lire.

Le processeur contient deux chronomètres, dont un, il est vrai, reste continuellement à l'arrière plan. Il forme les « battements de coeur » du sablier. Outre l'évolution de l'affichage, il sert à enregistrer la valeur de la temporisation souhaitée. Bien que le système assure une précision de la milli-seconde dans l'évaluation du temps, une division en minutes est ici largement suffisante. Nul besoin donc de choisir la haute résolution.
L'usage du sablier ne requiert pas plus de deux poussoirs: le bouton marche/arrêt S1 et le bouton de réglage S2. L'un et l'autre sont reliés directement au processeur. Celui-ci surveille en permanence l'état des deux poussoirs, élimine d'éventuels rebonds et continue son travail lorsque les deux poussoirs sont relâchés. Le bouton de réglage sert à fixer la durée du compte à rebours, l'autre, comme on s'en doute, à faire démarrer et arrêter le chronomètre. Les durées fixées doivent rester dans la fourchette de 1 à 99, une erreur

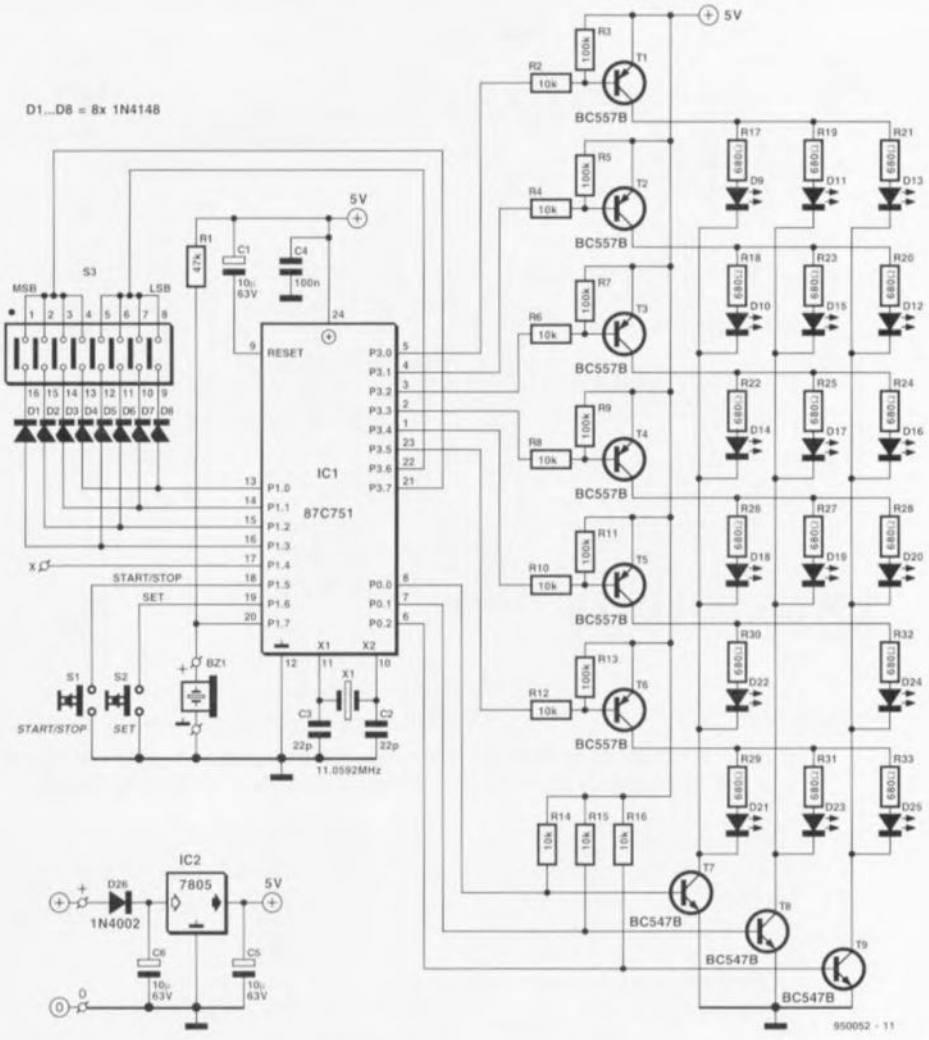


Figure 1. Le sablier, outre son unique circuit intégré et une série de DEL disposées de façon évocatrice, se compose de bien peu de choses.

ou un zéro est détecté et automatiquement rejeté.
Comme la sélection du temps au moyen du poussoir « set » peut être fastidieuse, on peut introduire une présélection par les 8 interrupteurs DIP dont est constitué S3. L'emploi combiné de ces interrupteurs et du bouton S2 permet un réglage rapide. Lorsque le temps choisi est écoulé, toutes les DEL se mettent à clignoter et Bz1 entre en action. Un résonateur piézo-électrique constitue, pour la signalisation acoustique, le meilleur compromis entre puissance du son et consommation de courant. De plus, c'est la solution qui réclame le moins de composants.

Comme le chronomètre est prévu en principe pour quantité d'usages, une des lignes du port 1 est réservée à d'éventuelles commandes externes, au travers d'un étage tampon et d'un relais par exemple. Le sablier est alimenté par une pile de 9 V. Un régulateur à 3 pattes, IC2 ramène cette tension aux 5 V requis par le contrôleur.

Construction

Le tracé du circuit imprimé et la sérigraphie du côté composants sont représentés à la **figure 2**. Ce circuit, ainsi que le 87C751 programmé, sont disponibles aux sources habituelles.
La construction du montage emprunte les étapes habituelles. On commence par la pose des ponts de câblage et des résistances, puis les condensateurs, les diodes et les interrupteurs DIP. Attention à la polarité des condensateurs électrochimiques et des diodes! Utilisez un support pour IC1. Si vous n'avez pas de support à 24 broches, montez-en trois de 8, ça marche aussi. Le cristal de quartz mérite quelque ménagement. Si la fréquence renseignée (11,0592 MHz) vous pose problème, il est loisible de s'en écarter de 250 kHz vers le haut ou vers le bas. Un quartz de 11 MHz convient donc parfaitement.
On passe ensuite au montage des transistors et des DEL. Les transistors aussi réclament un peu de concentration, il y a en effet six PNP et trois NPN. Les DEL seront posi-

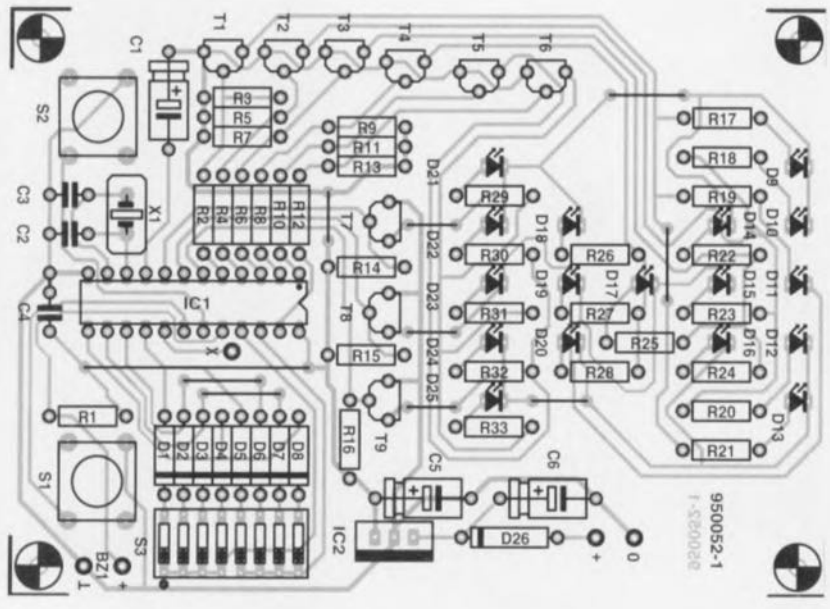


Figure 2. Au départ de ce circuit imprimé compact, la construction du sablier se résume à un travail de routine. Le marquage des raccordements élimine le risque de méprise.

Liste des composants

Résistances :
R1 = 47 kΩ
R2,R4,R6,R8,R10,R12,R14 à R16 = 10 kΩ
R3,R5,R7,R9,R11,R13 = 100 kΩ
R17 à R33 = 680 Ω

Condensateurs :
C1,C5,C6 = 10 µF/63 V
C2,C3 = 22 pF
C4 = 100 nF

Semi-conducteurs :
D1 à D8 = 1N4148
D9,D13,D17,D21,D25 = LED verte
D10,D11,D12,D22,D23,D24 = LED rouge
D14,D15,D16,D18,D19,D20 = LED jaune
D26 = 1N4002
T1 à T6 = BC557B
T7,T8,T9 = BC547B
IC1 = 87C751 (programmé, ESS 946647-1)
IC2 = 7805

Divers :
S1,S2 = bouton-poussoir (tel que, par exemple, Multimec ct13)
S3 = octuple interrupteur DIL
Bz1 = résonateur piézo-électrique
X1 = quartz 11,0592 MHz

tionnées à peu près 6 mm au dessus de la platine, et ici également, le respect de la polarité est de rigueur. On trouve dans le commerce des entretoises spéciales pour cet usage. Pour finir, IC2 prend place sur le circuit et on soude les fils du coupleur de pile aux bornes correspondantes, après quoi, on procède à une vérification complète du montage. Ne placez pas encore le microcontrôleur dans son support!

Branchez une pile de 9 V et mesurez la tension entre les broches 24 (plus) et 12 (moins) du support de IC1. Le voltmètre doit afficher une tension comprise entre 4,5 et 5,5 V. À l'extérieur de cette fourchette, quelque chose cloche. Probablement une mauvaise soudure ou une inversion au niveau du régulateur de tension IC2. N'allez pas plus avant, aussi longtemps que ce problème n'est pas clarifié et résolu.

Si la tension est correcte, on passe à la vérification du système d'affichage, les DEL et transistors pilotes. Reliez provisoirement à la masse (le négatif de l'alimentation) la broche 5 du support de microcontrôleur et remettez la pile: D9, D11 et D13 doivent s'éclairer. À présent, reliez par un fil volant tour à tour les broches 6, 7 et 8 à la masse. Les mêmes diodes doivent s'éteindre une par une.

Débranchez le fil de masse de la broche 5 pour le placer à la broche 4 pour le contrôle de la rangée suivante. Répétez ensuite le même test dans les rangées restantes en reliant à la masse successivement les broches 3, 2, 1 et 23. Si une des DEL en particulier refuse de s'allumer, c'est probablement qu'elle est soudée à l'envers. Si c'est toute une ligne qui fait grève, l'erreur se situe plus que probablement au niveau de son étage de commande à transistor.

Si tout fonctionne jusqu'à présent, on peut entrer une présélection sur les interrupteurs DIP. Les huit minuscules interrupteurs se programment en code BCD (**D**écimal **C**odé **B**inaire) et représentent les chiffres des dizaines et des unités de la temporisation sélectionnée. Si on ne programme rien, la valeur par défaut est de 10 minutes.

Le **tableau 1** donne un aperçu de la position à donner aux interrupteurs pour inscrire les différents chiffres. Prenons l'exemple d'un temps de 15 minutes. Le nombre binaire correspondant à composer est: 0001 0101. On l'obtient en laissant sur 0 (ou O de uvert ou OFF) les interrupteurs S3-1, S3-2, S3-3, S3-5 et S3-7 et en fermant (F), ce qui revient à positionner sur 1 (ou ON) les interrupteurs S3-4, S3-6, et S3-8. Le bloc S3 ressemble donc à ceci:

3-1	3-2	3-3	3-4	3-5	3-6	3-7	3-8
0	0	0	F	0	F	0	F

Pour mieux s'y retrouver, sachez que S3-1 est relié à D1 et S3-8 à D8. Tenez aussi compte du fait que le chronomètre n'enregistre les présélections qu'au moment du branchement de l'alimentation. Si d'aventure vous voulez changer cette valeur, il vous faudra ensuite couper un instant la source d'alimentation puis la remettre. C'est maintenant le moment solennel de la pose du 87C751 dans son support. Une opération à mener avec précaution, tout en s'assurant qu'il est orienté dans le bon sens. Quand on remet la pile, l'afficheur à DEL, après une demi-seconde environ, devrait briller de toutes ses couleurs. Ce spectacle multicolore aléatoire vous est offert jusqu'à ce que le chronomètre soit lancé.

Utilisation

Appuyez un instant sur le bouton de réglage. Le temps programmé sur S3 s'affiche. Si vous n'avez rien inscrit, c'est une durée de 10 minutes qui apparaît.
Si vous maintenez enfoncé le bouton de réglage, le temps programmé s'accroît pas à pas jusqu'à 99, puis retombe à 1 minute. Lorsque vous arrivez à la valeur souhaitée, un petit coup sur le poussoir marche/arrêt et le chrono démarre. Le sablier est alors visible, et on peut suivre les grains qui tombent un à un. Cela se passe à la vitesse de 2,5 seconde par minute de temporisation. Donc si vous avez choisi 2 minutes, l'affichage va changer toutes les 5 secondes; avec 15 minutes, il changera toutes les 37,5 secondes.

En cours de route, si on appuie sur le bouton marche/arrêt, l'affichage clignote et repasse en mode aléatoire. La temporisation est interrompue. Le poussoir de réglage est sans effet pendant le fonctionnement du chrono. Il n'est actif que lorsque le sablier est arrêté.
À la fin du temps programmé, la sonnerie s'active. L'affichage clignote et le résonateur se fait clairement entendre. Cela dure une bonne minute et on ne peut l'interrompre qu'en poussant sur le bouton marche/arrêt. Le système repasse alors en mode aléatoire.

Tableau 1. Les interrupteurs DIP accélèrent le réglage du chronomètre.

Dizaines *Unités*	*S3-1* *S3-5*	*S3-2* *S3-6*	*S3-3* *S3-7*	*S3-4* *S3-8*
0	0	0	0	0
1	0	0	0	F
2	0	0	F	0
3	0	0	F	F
4	0	F	0	0
5	0	F	0	F
6	0	F	F	0
7	0	F	F	F
8	F	0	0	0
9	F	0	0	F

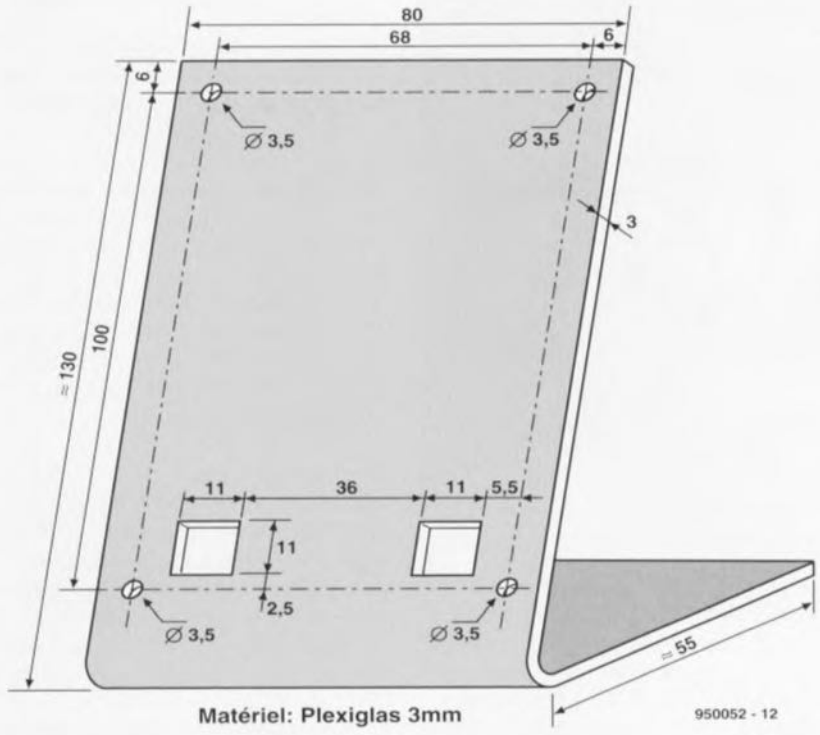


Figure 3. Un support en Plexiglas comme celui-ci accentue, davantage qu'un boîtier ordinaire, le caractère ludique du montage.

Finition

Le sablier pourrait, c'est évident, se loger dans l'un ou l'autre boîtier adapté, mais comme on peut le voir sur la photo, nous avons décidé d'innover et nous avons accolé la maquette à un support transparent qui s'accorde bien au caractère ludique du montage.
Le support se compose en tout et pour tout d'une plaque de Plexiglas fumé de 3 mm d'épaisseur dont la partie inférieure est repliée d'un peu plus de 90 degrés. La **figure 3**, mieux qu'un long discours, montre de quoi il retourne.

Un pistolet à air chaud ou un décapeur électrique fait de ce pliage un jeu d'enfant (encore un!), sauf bien entendu qu'il faut trouver expérimentalement la bonne température. Le Plexiglas manifeste son aversion pour les hautes températures en se déformant, ce qui gâche manifestement le look final. Si le plexi est toujours garni de son papier protecteur, il faut l'ôter avant de plier.

Posez la plaque sur le bord d'une surface adéquate et dirigez le pistolet vers la partie à plier en le tenant à une distance de 5 à 10 cm. Chauffez pendant une dizaine de secondes et voyez si elle se laisse déjà courber. Deux morceaux de Triplex sont très utiles, un pour maintenir la plaque, l'autre pour appuyer sur la partie à plier. Il faut peut-être un certain temps pour attraper le coup de main, donc un peu de patience. Une lampe à souder n'accélérerait pas les choses, ou alors trop: le plexi est inflammable!
La figure 3 détaille les dimensions précises de notre modèle, avec ses deux ouvertures carrées (à pratiquer après pliage) et quatre trous de fixation. Le circuit imprimé y est fixé par des vis et maintenu à distance par des entretoises. Les ouvertures carrées livrent accès aux boutons poussoirs. La pile peut éventuellement se fixer au socle par une armature en U. À propos de batterie, il est bien entendu qu'un adaptateur secteur convient aussi bien. Comme le sablier ne consomme que 25 mA, n'importe quelle alimentation dont la tension est comprise entre 9 V et 12 V peut faire l'affaire.

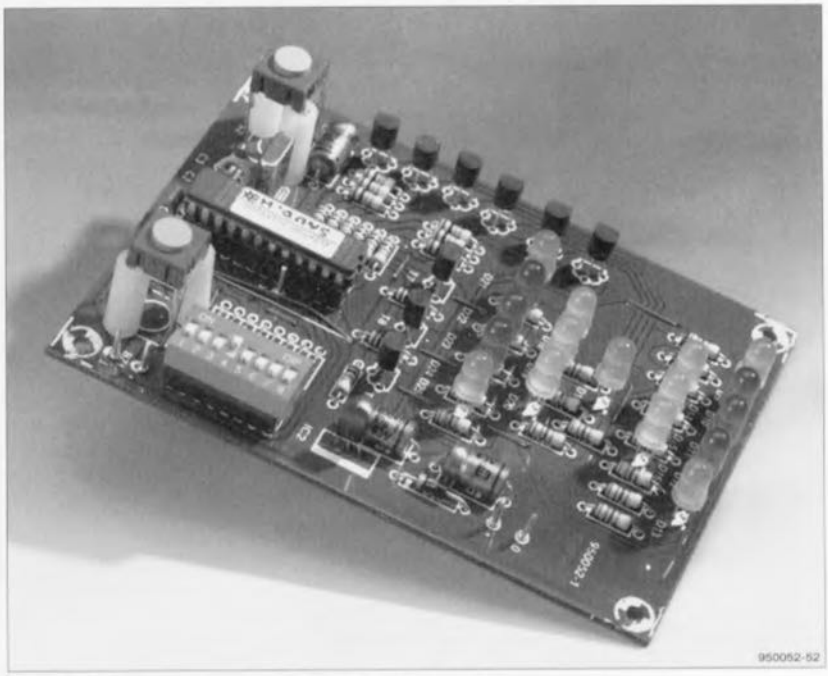


Figure 4. Le circuit imprimé tout monté, prêt à être fixé au support.

Electronics Workbench

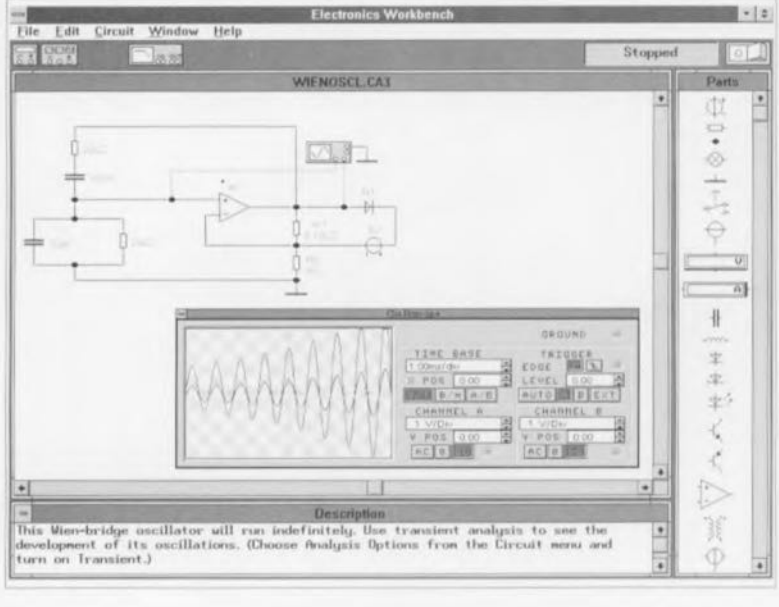
Simulez, sur votre PC, un laboratoire bien équipé

Des enquêtes lecteurs récentes nous ont appris qu'une grande majorité de nos lecteurs possède un ordinateur, un PC dans la plupart des cas. Rares sont cependant ceux d'entre nos lecteurs, dont l'électronique est soit le violon d'Ingres soit la profession, à utiliser réellement le dit ordinateur pour la conception, la mise au point ou le test d'une réalisation personnelle. Et pourtant, avec sa puissance de calcul inimaginable voici un lustre à peine, l'ordinateur moderne est un outil privilégié pour ce faire. L'aspect délicat se situe plus au niveau des logiciels de simulation. La grande majorité de ces programmes sont écrits pour l'utilisateur professionnel ce qui se traduit bien souvent par un prix élevé associé à une structure de programme complexe, qualificatif qui vaut également pour leur mode d'emploi. Bien que cet aspect des choses se soit sensiblement amélioré ces dernières années, il est difficile d'affirmer que la plupart des programmes de type Spice soit d'accès aisé. Les choses sont en train de changer du tout au tout avec l'arrivée des versions de ce type de logiciels tournant sous Windows. Si ce type de programme vous intéresse, il est possible d'acquérir une version « Etudiant » ou d'évaluation de programmes tels que PSpice ou MicroCap pour une somme (relativement) modique. Ces versions permettent de se faire la main sur des circuits ne comportant qu'un nombre limité de composants et partant un nombre limité de noeuds pouvant être calculés. Il n'en reste pas moins que l'amateur d'électronique « lambda » trouvera trop complexe ce type de programmes.

Une autre approche

La société de création de logiciels Interactive Image Technologies Ltd de Toronto (Canada) a mis sur le marché, voici quelques années déjà, un programme baptisé Electronics Workbench permettant une simulation très didactique de circuits analogiques et numériques. L'idée de départ est d'utiliser les appareils de mesure dont dispose normalement un électronicien amateur. Tous ces instruments peuvent être branchés sur le circuit que l'on a « construit » sur l'écran. Cette technique associe simplicité et efficacité à un point tel que l'on a vraiment l'impression, lors de la simulation, que l'on est bien en train de procéder à des mesures sur le circuit que l'on a réalisé.

Nous avons pu nous essayer à la version 3.0 de ce logiciel apparue depuis peu sur le marché. Ce programme permet la simulation de circuits tant analogiques que numériques. Il existe tant en version DOS que Windows. Son prix de l'ordre de 1 400 FF le met à la portée de l'amateur disposant d'une certaine marge de manoeuvre financière. Il existe un certain nombre de modules d'extension tels que bibliothèques de composants, schémas avec descriptions, leçons, etc... Le concept et le fonctionnement des versions DOS et Windows sont très proches, l'utilisateur potentiel pouvant opter pour la version qu'il préfère. Nous avons essayé quant à nous la version Windows en raison tout particulièrement du fait qu'elle permet un choix de la résolution de l'écran, alors que la version DOS reste à la résolution VGA standard (640 x 480 pixels). La version DOS est à recommander tout particulièrement aux possesseurs d'ordinateurs dont la puissance n'est pas au standard actuel (486DX22 66 MHz etc).



Les programmes vont de pair avec une clé (dongle) à enficher sur le port imprimante de l'ordinateur, clé dotée d'une logique permettant au programme de vérifier au lancement du programme que le programme correspond bien au code contenu dans la clé. L'inconvénient d'une protection de ce genre est, d'une part, qu'il existe de plus en plus de programmes à en comporter une, et de l'autre qu'il est difficile à utiliser alternativement sur les 2 ordinateurs (l'un fixe l'autre portable) que l'on possède bien souvent. On ne cesse de passer sous le bureau pour dégager la clé de l'ordinateur « lourd » pour l'enficher sur le portable. Il est certain qu'une solution logicielle serait la bienvenue.

La partie analogique

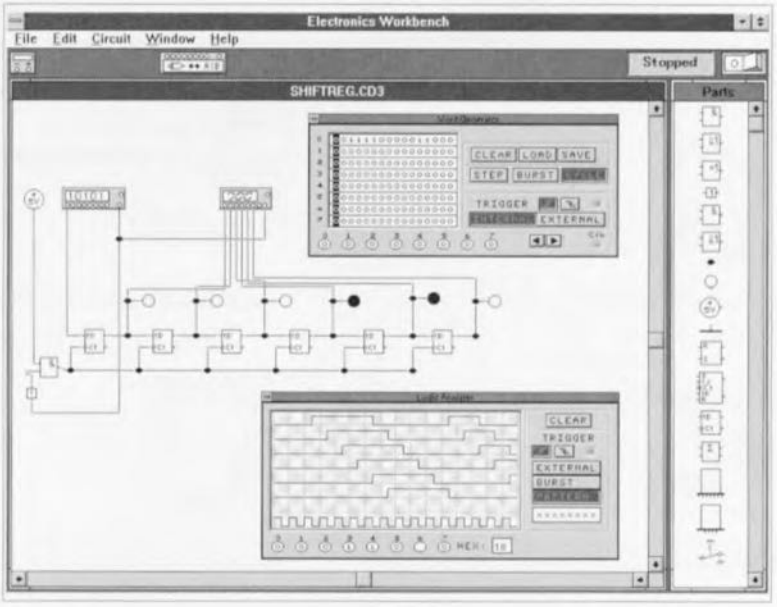
Nous vous proposons ci-dessous la recopie d'un écran lors qu'une « session » de simulation analogique. On reconnaît dans la partie supérieure de l'écran, à gauche, un certain nombre d'appareils de mesure et, à droite, un interrupteur marche/arrêt servant, vous vous en seriez douté, à la mise sous tension du circuit. Le reste de l'écran est divisé en 2 zones encadrées dont la plus grande est le « plan de travail » où l'on construira le circuit, la plus petite étant une sorte de « tiroir » où l'on prend les composants.

La « construction » d'un circuit est très simple. On commence par saisir à l'aide de la souris, dans la colonne de droite, le composant requis pour ensuite le placer à un endroit quelconque sur le plan de travail. Vous pouvez orienter les composants comme vous le voulez et leur attribuer la dénomination qu'il vous plaira. Lorsque l'on opte pour un semi-conducteur on a le choix entre un composant idéal et un certain nombre de composants « réels ». L'établissement de connexions entre les composants se fait en désignant le premier point à l'aide de la souris et en allant, tout en gardant la souris activée, jusqu'au second point. Lors du relâchement de la touche de la souris on a établissement automatique d'une liaison qui ne connaît que déplacements horizontaux et verticaux. Une sorte d'autoroutage pourrait-on dire. Il arrive que cela donne lieu à des situations « comiques » lorsque la liaison essaie de passer autour de liaisons déjà existantes. Il suffit dans bien des cas de déplacer quelque peu l'un ou l'autre composant pour que tout s'arrange comme par enchantement et que le schéma retrouve sa lisibilité.

Les instruments disponibles sont un multimètre, un générateur de fonctions, un oscilloscope bi-canal, un plotter de Bode autrement dit un analyseur de spectre. On peut prendre l'appareil désiré à l'aide de la souris, le placer sur le plan de travail et procéder au branchement des sondes aux endroits voulus.

Un basculement du bouton marche/arrêt suffit ensuite pour alimenter le circuit et voir ce qui se passe (que penseriez-vous d'une LED qui s'allumerait lorsque le courant qui la traverse atteint l'intensité nécessaire et suffisante ?). On a, auparavant, par le biais d'un menu, indiqué si l'on voulait simuler un comportement dynamique ou statique du circuit. Il est possible ainsi, dans le cas d'un montage à oscillateur, de voir ce qui se passe lors de l'application de la tension d'alimentation, alors que le comportement d'un filtre passe-bande sera examiné à l'état statique à l'aide d'un analyseur de spectre. Une double action sur la souris se traduit par l'apparition à l'écran d'une version en « grandeur nature » de l'appareil concerné de manière à permettre à l'utilisateur d'ajuster à son gré la position des organes de commande. Jetons un rapide coup d'oeil aux différents appareils disponibles. Le multimètre est bien évidemment du type à calibre automatique pour la mesure de tensions et de courants; on pourra choisir entre modes continu et alternatif. On peut obtenir la visualisation de tensions alternatives exprimée en dB. L'appareil dispose également d'un mode ohmmètre. On peut définir des facteurs « internes » tels l'impédance d'entrée, la résistance de shunt lors de la mesure de courants et la tension de référence lors de mesures en dB.

Le générateur de fonctions dispose d'une plage royale; il est en mesure de générer des signaux rectangulaires, triangulaires et sinusoïdaux. La présence d'un réglage du rapport cyclique permet non seulement de jouer sur la longueur d'impulsion d'un signal rectangulaire mais encore, par exemple, de convertir un signal triangulaire en un signal en dents de scie. L'instrument dispose aussi d'un réglage d'offset. L'oscilloscope est très proche de la réalité et dispose de tous les organes de commande que l'on trouve sur un véritable oscilloscope : base de temps, sensibilité, choix d'entrée CA/CC, position verticale. Le déclenchement (trigger) peut être mis en mode auto ou externe, le déclenchement pouvant se faire sur le flanc montant ou descendant. On dispose même de la possibilité de mettre l'appareil en mode de reproduction X/Y.
L'analyseur de spectre est un instrument indispensable. Il permet en effet de visualiser le comportement d'un montage lorsqu'il est confronté à un balayage en fréquence. La plage de balayage de même que les limites de l'écran de reproduction peuvent être définies avant que n'apparaisse le diagramme de Bode, c'est-à-dire la courbe de réponse en fréquence du circuit. On peut, par action sur une touche, passer de la courbe d'amplitude à la courbe de phase. La souris permet de déplacer une sorte de curseur dont la position correspond à la fréquence et à l'amplitude visualisées à l'écran. On pourrait sans doute faire un peu mieux au niveau de la précision du graticule. Il serait intéressant d'autre part d'avoir une visualisation simultanée des courbes d'amplitude et de phase. Peut-être que nos voeux auront été réalisés dans la prochaine version de ce programme.



La simulation numérique

La partie numérique rappelle sous de nombreux aspects la partie analogique. À nouveau on dispose sur l'écran de 2 champs, un plan de travail, et un plateau à composants, à ceci près que les composants disponibles sont maintenant numériques. On trouve, entre autres, des portes de toutes sortes, des bascules, des afficheurs etc. On pourra, comme décrit plus haut, placer le composant requis sur le plan de travail et l'interconnecter avec d'autres composants déjà en place. Il ne reste plus ensuite qu'à brancher l'appareillage de mesure, un générateur fournissant un signal d'entrée et une sorte d'oscilloscope permettant de visualiser le signal de sortie au minimum. Nous vous proposons un exemple ci-contre. Les signaux d'entrée sont fournis par un générateur de mots, appareil pouvant contenir un maximum de 16 niveaux successifs d'un mot d'une largeur de 8 bits. L'utilisateur a le choix des niveaux en question. On dispose de 8 sorties correspondant aux 8 bits d'un mot. Si l'on n'a besoin que d'un seul signal, on n'utilisera par exemple que la première sortie. On dispose d'une possibilité de stockage de séries de bits dont on pourra ultérieurement obtenir une revisualisation; ceci évite d'avoir à refaire toute une série d'opérations.
On dispose d'un voltmètre tout simple pour vérifier le potentiel de l'un ou l'autre point du circuit. Pour les opérations sérieuses on dispose d'un analyseur logique bien en chair, une sorte d'oscilloscope multi-canal permettant la visualisation simultanée des niveaux de plusieurs signaux de sortie. On dispose ici, tout comme dans le cas du générateur de mots, de 8 canaux. On peut visualiser, par canal, 16 pas successifs. Un affichage additionnel visualise la valeur hexadécimale du mot en question. L'analyseur peut être déclenché tout aussi bien sur un flanc montant que sur un flanc descendant. On peut également programmer un mot sur lequel l'analyseur logique doit réagir.
Le convertisseur logique est un autre appareil de mesure numérique; il n'existe pas, dans la réalité, d'appareil de ce genre, mais il constitue une aide très pratique lorsqu'il faut constituer une table de vérité logique. On le branche à un circuit et il donne la table de vérité du circuit. On peut également l'utiliser dans le sens inverse.

Une combinaison pratique

De par cette approche mixte, analogique + numérique, l'amateur d'électronique se trouve en mesure de simuler, sur son ordinateur, la grande majorité des montages réalisables en pratique. Electronics Workbench ajoute ce zeste de précision et d'attractivité au concept simulation de sorte que même les plus novices d'entre nos lecteurs peuvent tirer profit de ce programme. Ce n'est pas sans raison qu'il est dit sur la couverture « The electronic lab in a computer ».
Il va sans dire que ce programme constitue un outil didactique exceptionnel pour une utilisation en environnement d'enseignement. Il va sans dire que cette génération pour qui l'ordinateur est une seconde nature ne peut qu'être fascinée par cette approche.

Comme le montre un examen minutieux de la photographie, nous avons reçu depuis lors une version 4.0 d'Electronics Workbench mais le temps nous a manqué pour l'analyser plus à fond; nous ne manquerons cependant pas de vous parler dans l'un des prochains numéros d'Elektor.

SOMMAIRE

		U. Kunz	18
014	oscillateur sinusoïdal programmable	application Micro Linear	26
085	oscillateurs à quartz synchrones		85
039	pont de Wien sans potentiomètre stéréo		44
030	simulateur de diode		38
016	un VCO rustique	idée: E. Chicken	28

Jeux, modélisme & bricolage

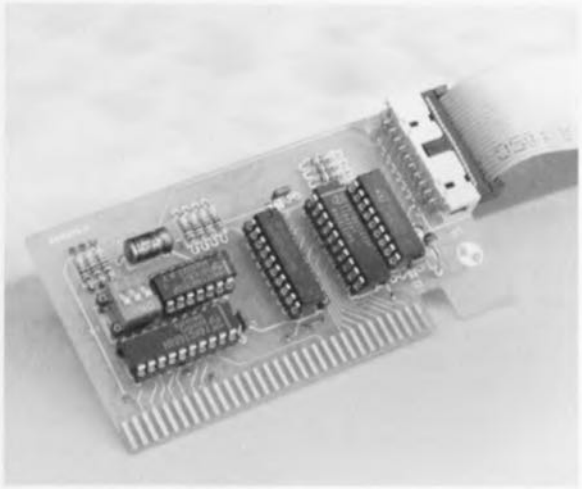
n°	titre		page
031	aide au dessoudage de composants CMS		38
006	chargeur CdNi universel		20
036	chargeur solaire d'accumulateurs Cd-Ni		41
054	commande de relais bistables	H. Schmoll	56
062	stroboscope à LED	U. Pilz	68
088	testeur de charge rustique	J. Dietrich	87

Mesure & test

n°	titre		page
087	« apparieur » de résistances		86
076	auxiliaire de développement pour μC	U. Hinke	79
017	boîtier de commutation pour modem	B. Sandeman	28
055	capacimètre sans prétention		57
095	comparateur de fréquences haute précision		92
023	détecteur de la tension du secteur	O. Rennen	32
082	filtre à pondération A		82
081	générateur 1 Hz	V. Himpe	82
069	indicateur de remplissage	U. Werner	73
080	indicateur d'épuisement de pile		81
022	mesure de capacité simple		31
092	moniteur de courant	application National Semiconductor	89
032	multiplexeur pour oscilloscope		39
103	sonde différentielle compacte		98
108	testeur de luminosité de LED		101
027	testeur de polarité audio		35
009	testeur de transistor de fortune	W. Breuherr	22
074	testeur de transistors flexible	G. Schellhorn	77
077	testeur d'oscilloscope numérique	application Fluke	80
044	tête de sonde active universelle		47

Micro-informatique

n°	titre		page
060	accélérateur pour tampon d'imprimante		66
097	bouton de passage à la ligne pour HP DeskJet 520		93



084	bus I2C isolé galvaniquement		84
037	carte d'entrées/sorties élémentaire		42
107	connexion de 2 « joysticks » à un « gameport »		100
079	interface MIDI pour SoundBlaster Pro2	C. Weterings	81
052	interface PC-fax bidirectionnelle	D. Paulsen	54
026	moniteur d'impression	G. Galles	34
015	moniteur pour ventilateur d'UC		27
064	port de jeu comme entrée pour PC	N. Körber	70
067	temporisateur de mise en fonction de moniteur de PC	J. Kircher	72

Radio & HF

n°	titre		page
46	charge fictive HF de luxe		49
059	enregistrement commandé par le signal	A.B. Tiwana	66
024	S-mètre (indicateur du niveau de réception)	D. Blenski	33

Voiture, moto & vélo

n°	titre		page
002	alimentation symétrique pour véhicule		17
063	chargeur de batterie de moto		69
094	démarrage en douceur de moteurs à courant continu	W. Zeiller	91
096	fader avant/arrière pour autoradio	J.-Y. Seyler	92
049	feu de position pour vélo	A. Noack	51
033	indicateur de température pour moteur de moto	J. Bosman	40
083	protection pour haut-parleurs de voiture	F. Hüber	83

La rédaction vous souhaite de très bonnes vacances