

elektor

no. 13/14
juillet | août 1979

16 FF
118 FB

électronique pour labo et loisirs

Circuits de Vacances 79

numéro double



SUISSE: 8,80 FS
ITALIE: 3000 Lires
ESPAGNE: 360 Pesetas
CANADA: 3,50 \$ (surface)
CANADA: 5,10 \$ (par avion)
ALGERIE: 20 Dinars
TUNISIE: 2000 Mil.

elektor 13/14 décodage

2e année

juillet/août 1979

ELEKTOR sarlB.P. 59; 45, Grand' Rue; Le Doullieu; 59940 Estaires
Tel.: (20) 43.86.61Heures d'ouverture: 8h30 - 12h45 et 13h30 - 16h45,
du lundi au vendrediBanque: Crédit Lyonnais Bailleul Compte no.:
6660.70030X CCP Lille 7-163-54R

Veuillez libeller tous vos chèques à l'ordre de Elektor sarl

Elektor paraît mensuellement

Le numéro 13/14 (juillet/août) est un numéro double

ABONNEMENTS: Elektor sarl

Abonnement 1979 complet (11 numéros)	France 80 FF	Etranger 100 FF
Abonnement à partir de septembre 1979	France 26 FF	Etranger 33 FF

Les anciens numéros sont disponibles au prix indiqué sur la couverture du numéro demandé (cf bon de commande)

Changement d'adresse: Veuillez nous le communiquer au moins six semaines à l'avance. Mentionnez nouvelle et ancienne adresse, en joignant si possible une étiquette ayant servi à vous envoyer l'un des derniers numéros

DIRECTEUR DE LA PUBLICATION: R. Safie**ASSISTANT-DIRECTEUR COMMERCIAL:** G.J.J. Kieft**REDACTION-FRANCE:** Jean François Desclaux Bernard Develter**EDITEUR:** W. van der Horst**REDACTEURS TECHNIQUES**

J. Barendrecht

A. Nachtmann

G.H.K. Dam

A.C. Pauptit

P. Holmes

K.S.M. Walraven

E. Krempelsauer

P. de Winter

G. Nachbar

Questions techniques par téléphone uniquement le lundi entre 13h30 et 16h45.

Les questions par écrit seront adressées au département QT.

Prière de joindre une enveloppe adressée à vous même et un timbre ou un coupon-réponse international.

DIRECTEUR ARTISTIQUE: Frans van Rooij

Toute correspondance sera adressée au département concerné à l'aide des initiales suivantes:

QT = question technique	PUB = publicité
RE = rédaction (propositions d'articles, etc.)	ADM = administration
ABO = abonnements	EPS = circuits imprimés Elektor

TARIF DE PUBLICITE: Un tarif national pour les publicités insérées dans l'édition française de Elektor et un tarif international pour les publicités insérées dans les éditions néerlandaise, allemande et anglaise peuvent être obtenus sur simple demande.**DROITS D'AUTEUR**

Dessins, photographies, projets de toute nature et spécialement de circuits imprimés, ainsi que les articles publiés dans Elektor bénéficient du droit d'auteur et ne peuvent être en tout ou en partie ni reproduits ni imités sans la permission écrite préalable de la Société éditrice ni à fortiori contrefaits.

Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier des droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet.

Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non-commerciaux.

L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice.

La Société éditrice n'est pas tenue de renvoyer des articles qui lui parviennent sans demande de sa part et qu'elle n'accepte pas pour publication.

Si la Société éditrice accepte pour publication un article qui lui est envoyé, elle est en droit de l'amender et/ou de la faire amender à ses frais; la Société éditrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités contre la rémunération en usage chez elle.

DROIT DE REPRODUCTION:

Elektor B.V. 6190 AB Beek (L), Pays Bas

Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangelst, RFA

Elektor Publishers Ltd, Canterbury CT1 1PE, Kent, U.K.

Distribution en France: NMPP

Elektor sarl au capital de 100000F RC-B 313.388.688

SIRET-313.388.688 000 19 APE 5112 ISSN0181-7450

© Elektor sarl imprimé aux Pays Bas

Qu'est-ce qu'un TUN?
Qu'est un 10 n?
Qu'est le EPS?
Qu'est le service QT?
Pourquoi le tort d'Elektor?

Types de semi-conducteurs

Il existe souvent de grandes similitudes de caractéristiques entre bon nombre de transistors de dénominations différentes. C'est pourquoi, Elektor présente de nouvelles abréviations pour les semiconducteurs usuels:

- 'TUP' ou 'TUN' (Transistor Universel respectivement de type PNP ou NPN) représente tout transistor basse fréquence au silicium présentant les caractéristiques suivantes:

UCEO, max	20 V
IC, max	100 mA
hfe, min	100
Ptot, max	100 mW
fT, min	100 MHz

Voici quelques types version TUN: les familles des BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859, 2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Maintenant, quelques types TUP: les familles des BC 177, BC 178, la famille du BC 179, à l'exception des BC 159 et BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUS' et 'DUG' (Diode Universelle, respectivement au Silicium et au Germanium) représente toute diode présentant les caractéristiques suivantes:

	DUS	DUG
UR, max	25 V	20 V
IF, max	100 mA	35 mA
IR, max	1 μ A	100 μ A
Ptot, max	250 mW	250 mW
CD, max	5 pF	10 pF

Voici quelques types version 'DUS': BA 127, BA 217, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.

Et quelques types version 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 547B représentent des transistors silicium d'une même famille, aux caractéristiques presque similaires, mais de meilleure qualité. En général, dans une même famille, tout type peut s'utiliser indifféremment à la place d'un autre type.

Familles BC 107 (-8, -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Familles BC 177 (-8, -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' peut se lire indifféremment μ A 741, LM 741, MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, etc.

Valeur des résistances et capacités

En donnant la valeur de composants, les virgules et les multiples de zéro sont, autant que possible, omis. Les virgules sont remplacées par l'une des abréviations suivantes, toutes utilisées sur le plan international:

p (pico)	= 10 ⁻¹²
n (nano)	= 10 ⁻⁹
μ (micro)	= 10 ⁻⁶
m (milli)	= 10 ⁻³
k (kilo)	= 10 ³
M (mega)	= 10 ⁶
G (giga)	= 10 ⁹

Quelques exemples:

Valeurs de résistances:

2k7 = 2,7 k Ω = 2700 Ω
470 = 470 Ω

Sauf indication contraire, les résistances utilisées dans les schémas sont des 1/4 watt, carbone, de tolérance 5% max.

Valeurs de capacités: 4p7 = 4,7 pF = 0,000 000 000 0047 F
10 n = 0,01 μ F = 10⁻⁸ F

La tension en continu des condensateurs autres qu'électrolytiques est supposée être d'au moins 60 V; une bonne règle est de choisir une valeur de tension double de celle d'alimentation.

Points de mesure

Sauf indication contraire, les tensions indiquées doivent être mesurées avec un voltmètre de résistance interne de 20 k Ω /V.

Tension secteur

Les circuits sont calculés pour 220 V, sinus, 50 Hz.

Services aux lecteurs:

- EPS** De nombreuses réalisations d'Elektor sont accompagnées d'un modèle de circuit imprimé. La plupart du temps, ces circuits imprimés peuvent être fournis percés, prêts à être montés. Chaque mois, Elektor publie la liste des circuits imprimés disponibles sous le vocable EPS (de l'anglais Elektor Print Service, service de circuits imprimés Elektor).
- Questions Techniques** Vous pouvez poser des questions techniques relatives aux articles publiés dans Elektor, à votre choix par écrit ou par téléphone. Dans ce dernier cas, vous pouvez téléphoner le lundi, de 14h.00 à 16h.30. Les lettres contenant des questions techniques doivent être adressées au Département QT; veuillez bien joindre une enveloppe affranchie, adressée à vous-même. Les lettres émanant d'un pays autre que la France doivent être accompagnées d'un coupon-réponse international.
- Le tort d'Elektor** Toute modification importante, complément, correction et/ou amélioration à des réalisations d'Elektor est annoncée sous la rubrique 'Le Tort d'Elektor'.

elektor 13/14

sommaire

- selektor p. 7-12
- 1 jeux de lumière G. Ghijselbrecht
- 2 indicateur logique CMOS à trois états D. Hackspiel
- 3 chenillard miniature J. Ladage
- 4 commande de train électrique A. v. Kollenburg
- 5 économiseur de piles C. Hentschel
- 6 traceur de courbe B. Darnton
- 7 pachisi H.J. Walter
- 8 métronome W. Kluifhout
- 9 à la poursuite du soleil W.H.M. van Dreumel
- 10 DNL amélioré R.E.M. van den Brink
- 11 pont de mesure de résistances J. Borgman
- 12 transposeur d'octave pour guitare H. Schmidt
- 13 détecteur de niveau pour liquides E. Scholz
- 14 minuterie pour lampe à bronzer A.W. Zwamborn
- 15 comparateur de fréquences W. Dick
- 16 testeur de transistors R. Storn
- 17 testeur de transistors "de luxe" R. Storn
- 18 réduction du bruit en FM stéréo O. Rice
- 19 voyant secteur à LED U. Hartig
- 20 détecteur de bulletins d'information J. Pelsma
- 21 testeur de transistors H.G. Brink
- 22 entrée flottante pour voltmètre digital J. Borgman
- 23 déclaration d'amour digitale M. Muhr
- 24 comparaison de tensions avec un oscillo J. Meier
- 25 thermomètre linéaire J. Borgman
- 26 touch switch à 10 voies C. Horevoorts
- 27 détecteur d'humidité J.M. van Galen
- 28 cardiotaehymètre digital P. Lesh
- 29 oscillateur sinusoïdal G. Schmidt
- 30 chauffage du pare-brise arrière H. Roerdinkholder
- 31 antivol original pour voiture B.H.J. Bennink
- 32 sélecteur automatique de gamme J. Borgman
- 33 temporisateur d'échecs vicieux B. Leeming
- 34 compteur pour tête de lecture J.G. Hemmer
- 35 verrouillage de la touche SHIFT T. Frankenmolen
- 36 2 interrupteurs, 2 lampes, 1 fil W. Richter
- 37 multiplicateur de fréquence H. Rol
- 38 synthétiseur de fréquence R. Dürr/D. Hackspiel
- 39 mesureur d'angle de fermeture de came J. Becela
- 40 modem FSK H. Stettmaier
- 41 éclairage de secours pour moto E. Wünsch
- 42 loupe pour voltmètre P. Sieben/J.P. Stevens
- 43 contrôleur de stress J. Mulke
- 44 baromètre Y. Nijssen
- 45 multiplexeur de programmes de télévision W. Fröse
- 46 girouette électronique D. Maurer
- 47 détecteur d'OVNI M. Muhr
- 48 amplificateur à absorption de courant G. Schmidt
- 49 flash esclave F. Schäffler
- 50 retardateur de flash F. Schäffler
- 51 bourdon de porte S. Halom
- 52 émetteur optique pour la parole A.J. Mellink
- 53 récepteur optique pour la parole A.J. Mellink
- 54 minuterie d'échecs avec calculatrice N. Vischer
- 55 modification de timbre sonore A. Visser
- 56 mesure du contraste d'un négatif J. van Dijk
- 57 pilote automatique de secours W. van Staeyen
- 58 démodulateur FM à PLL J. Deboy
- 59 analyseur logique P.C. Demmer
- 60 allumage instantané pour fluos D. Kraft
- 61 badge clignotant L. Goodfriend
- 62 contrôleur de batteries S. Jacobsson
- 63 crayon lumineux pour oscilloscope A.N. Dames
- 64 fréquencemètre analogique H. Bichler
- A chargeur de batterie automatique Siemens
- B la fin des animateurs de radio R. Vanwersch
- C appareil de mesure de distorsion harmonique
- D émetteur à ultrasons pour casques
- E amplificateur de servomoteur
- F récepteur à ultrasons pour casque
- G fréquencemètre pour synthétiseurs J. Naudts
- H crétemètre à sélection automatique P. de Bra
- I porte Toujours inclusif/Jamais exclusif
- 65 thermomètre S. Jacobsson
- 66 dents de scie de fréquence x2 ou :2 N. Nielsen
- 67 la stéréo avec un équipement mono A. Jahn
- 68 digisplay A. Kraut
- 69 dés électroniques pour poker A. Vandermaelen
- 70 phasing digital G. Duffau
- 71 mesure de capacités et inductances T. Alfredsson
- 72 les nerfs d'acier R.J. Horst
- 73 indicateur de vitesse pour vélo P. de Jong
- 74 antitraits automatique E. Stamberger
- 75 appareil de mesure du niveau de bruit P. Barnes
- 76 chargeur d'accu automatique H. Heere
- 77 horloge 5 minutes pour échecs S. Woydig
- 78 limiteur automatique de puissance K. Ziemssen
- 79 indicateur de sens de variation H. Ehrlich
- 80 géné. de fonctions programmable C. Rohrbacher
- 81 pseudo PROM J.F. Courteheuse/A. Monnier
- 82 billes en mouvement perpétuel K. Bartkowiak
- 83 détecteur de métaux M. Kimberley-Jennings
- 84 variateur de cadence pour essuie-glace D. Laues
- 85 serrure à infrarouges H.J. Hurban
- 86 séquenceur J.C.J. Smeets
- 87 multiplieur quatre quadrants P. Creighton
- 88 voltmètre de crête multicanal J. Andersen
- 89 testeur de cables J.J. van der Weele
- 90 commande par μP d'un train électrique W. Pussel
- 91 afficheurs 7 segments sur un scope F. Kasparec
- 92 circuit pH-mètre pour voltmètre Th. Rumbach
- 93 robot M. Blencowe
- 94 alarme anti-accrochage M. Haest
- 95 bruiteur d'avion et "pirate de l'air" M.J. Walmsley
- 96 compteur kilométrique numérique R. Kuijjer
- 97 synchronisateur de diapositives A. Hamm
- 98 système d'interphone souple P. Deckers
- 99 indicateur de taux de fermentation J. Ryan
- 100 séquenceur à 256 notes T. Emmen
- 101 convertisseur fréquence-tension F. Kasparec
- 102 générateur de mire P. Needham
- 103 découpeur d'enregistrements R.D. Fournier
- 104 cheval électronique J.M. Carreras
- 105 générateur de mélodie programmable R. Pfister
- 106 chorosynth J.D. Mitchell
- marché p. 8-23
- circuits intégrés linéaires p. 8-24
- tup-tun-dug-dus p. 8-25

eps circuits imprimés

De nombreux circuits décrits dans Elektor sont accompagnés par un dessin de circuit imprimé. Pour ceux qui ne se sentent pas aptes ou qui n'ont pas le temps de réaliser eux-mêmes leurs circuits imprimés, nous leur proposons ces circuits gravés et percés. La plaque-support est faite en matière de qualité supérieure et le prix de vente dépend des frais d'élaboration et de la technologie employée (simple ou double-face, trous métallisés, pastilles étamées, matériaux de base). Ces circuits imprimés EPS sont disponibles chez de nombreux revendeurs de composants. (cf liste des points de vente EPS + ESS) Il est également possible de les commander auprès d'Elektor en joignant 3,75 FF pour les frais de port et d'emballage. Ces circuits vous seront expédiés par retour du courrier ou, en cas de rupture de stock, dans un délai d'environ 3 semaines. Le paiement doit être effectué à la commande, pour la France, le paiement peut être réalisé:

- par chèque adressé à Elektor Sarl
- par virement bancaire sur le compte no 6660.70030 X du Crédit Lyonnais
- par chèque ou virement postal sur le compte CCP Lille 7-163-54R

Pour la Belgique, nous n'acceptons pour l'instant que le paiement par Eurochèque ou virement bancaire.

Exemple:

Carte CPU	(F1)	9851	100,00
1	2	3	4

- 1: nom du circuit
- 2: références des articles associés
- 3: numéro du circuit imprimé
- 4: prix en FF, T. V. A. comprise.

F1: MAI-JUIN 1978

Récepteur BLU	6031	38,40
mini-récepteur PO	9369	12,85
préco (préampli)	9398	28,40
préco (régulateur)	9399	18,—
générateur de fonctions	9453	32,75
Alimentation stabilisée	9465	25,30
Diapositives avec son	9743	12,50
Magnétiseur	9827	12,50
RAM E/S	9846-1	68,—
SC/MP	9846-2	23,50

F2: JUILLET-AOÛT 1978

sifflet à vapeur	1471	17,—
train à vapeur	1473	18,15
pèse-bras imprimé	9343	10,40
Equin	9401	35,—
Antenne MF	9423	14,65
Tête HF	9512-A	55,—
ampli IF	9689	
ampli BF	9499-1	
Alimentation	9499-2	
Photographie Kirlian	9831	32,75
	4523	
Carte CPU (F1)	9851	100,—
Préampli pour micro à électret	9866	11,75

F3: SEPTEMBRE-OCTOBRE 1978

TUP TUN Testeur	9076	34,05
face avant pour		
TUP TUN Testeur	9076-2	30,25
table de mixage stéréo	9444	77,25
voltmètre	9817	26,65
carte d'affichage	9817-2	
carte bus (F1, F2)	9857	36,50
voltmètre de crête	9860	20,—
carte extension mémoire (F1, F2)	9863	150,—

carte Hex I/O (F1, F2)	9893	200,—
module une octave (piano)	9914	39,50
filtres + préampli (piano)	9981	70,—
alimentation (piano)	9979	24,50
générateur de notes universel	9915	88,75

F4: NOVEMBRE-DECEMBRE 1978

Jeu de billes	9753	31,25
carte RAM 4 k	9885	175,—
alimentation pour SC/MP	9906	43,50
chambre de réverbération	9913-1	51,50
circuit d'extension	9913-2	17,50
mini-fréquence-mètre	9927	32,—
modulateur UHF-VHF	9967	16,—
version de base TV-scope:		
ampli d'entrée	9968-1	21,—
circuit principal	9968-2	41,25
mélangeur vidéo	9968-3	20,25
circuit de synchro	9968-4	20,25
alimentation	9968-5	15,65
compteur de vitesse pour bicyclette	78041	14,25

F5/6: EDITION SPECIALE 78/79

Réducteur dynamique de bruit	1234	14,95
Adaptateur BLU	9641	15,45
Chasse au lièvre	9764	51,85
Fréquence-mètre 1/4 GHz:		
Base de temps et commandes	9887-1	120,—
Compteur et affichage	9887-2	105,—
Ampli d'entrée BF	9887-3	18,25
Ampli d'entrée HF	9887-4	17,50
Interface cassette	9905	30,75
Consonant	9945	75,—
Chambre de réverbération analogique	9973	61,50

F7: JANVIER 1979

simulateur RIAA	4039	10,60
détecteur de métaux sensible	9750	27,15
minuterie longue durée	9902	14,25
Preconsonant	9954	25,—
clavier ASCII	9965	76,25
TV-scope-version améliorée		
plaque mémoire	9969-1	50,—
circuit de déclenchement	9969-2	19,90
base de temps entrée	9969-3	19,90
buffer pour bus de données	9972	16,—
un sablier qui caquette	9985	24,25

F8: FEVRIER 1979

digitarillon	9325	33,45
mini récepteur ondes courtes	9920	20,50
Luminant:		
détecteur et commande	9949-1	27,15
commande de l'affichage	9949-2	35,90
affichage	9949-3	15,—
Elekterminal	9966	82,50
spiroscope	9970	29,85
voltmètre numérique universel	79005	29,35
adaptateur pour millivoltmètre alternatif	79035	21,25

F9: MARS 1979

dispositifs d'affichage à LEDs:		
voltmètre avec affichage circulaire 32 diodes	9392-1	17,75
voltmètre pour 16 diodes	9392-3	12,50
affichage rectiligne 16 diodes	9392-4	11,25
compte-tours	9460	17,—
thermomètre:		
convertisseur température/tension	9755-1	26,05
comptage et affichage	9755-2	28,80

système d'alarme centralisé:		
poste central	9950-1	31,25
poste esclave	9950-2	27,50
poste d'alarme	9950-3	15,—
fer à souder à température régulée	9952	20,65

F10: AVRIL 1979

amplificateur TDA 2020	9144	21,25
clignoteur	9203	15,50
préamplificateur HF	9413	12,50
sonde à effet de champ	9427	15,—
base de temps de précision	9448	24,75
alim. pour base de temps	9448-1	12,50
horloge digitale multifonctions	9500	40,—
biofeedback vidéo:		
amplificateur alpha	9825-1	29,75
générateur vidéo	9825-2	27,50
préampli pour tête de lecteur		
dynamique	9911	40,50
tête de turc	79006	22,50

F11: MAI 1979

générateur sinusoïdal à fréquences discrètes	9948	27,50
clap switch	79026	15,50
alimentation de laboratoire robuste	79034	24,—
stentor	79070	37,—
assistentor	79071	24,—

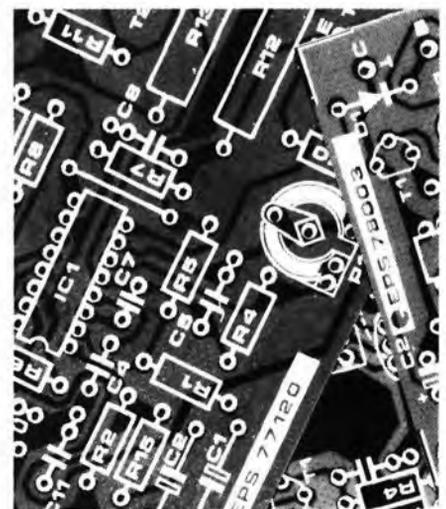
F12: JUIN 1979

ioniseur	9823	30,—
électromètre	9826-1	12,50
électrodes imprimées	9826-2	10,50
générateur de trains d'ondes	79017	30,—
microordinateur BASIC	79075	75,—
interface pour systèmes à µP	79101	15,50

NOUVEAU

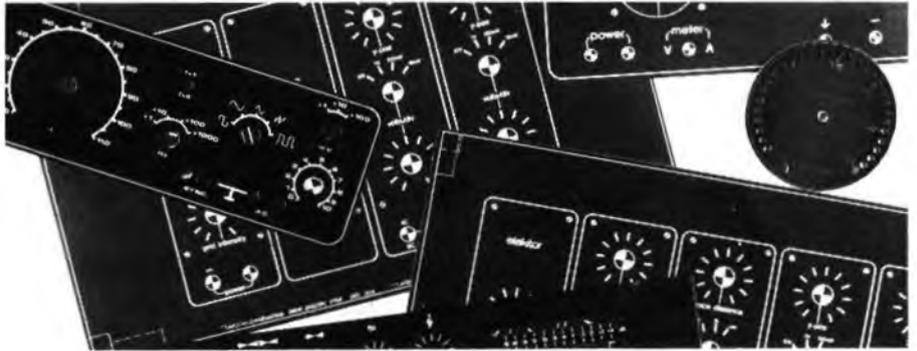
F13/14: CIRCUITS DE VACANCES 1979

fréquence-mètre pour synthétiseurs	79114	17,—
la fin des animateurs de radio	79505	21,—
amplificateur pour servomoteur	79509	7,50
émetteur à ultrasons pour casque	79510	18,—
récepteur à ultrasons pour casque	79511	17,50
chargeur de batterie automatique	79517	16,—



eps faces avant

* affichage à LEDs circulaire	9392-2	29,25
* générateur de fonctions	9453-6	24,90
* Consonant	9945-F	55,—
** TV-scope, version de base	9968-F	23,10
** TV-scope, version améliorée	9969-F	23,10
** alimentation de laboratoire robuste	79034-F	6,25



* = face avant en métal laqué noir mat
 ** = face avant en PVC adhésif

ess software service

DISQUES ESS
 Testeur de réflexes
 Horloge digitale
 Mastermind
 Sirène à la Kojak
 RAM diagnostic

ESS001 12,50



elektor

poursuit son expansion en
 créant des postes de

collaborateurs rédactionnels

Vous serez familiarisé avec l'électronique, vous connaîtrez soit l'allemand, soit le néerlandais et aurez des dispositions pour écrire des textes techniques en français.

Le lieu de travail est à Beek (Limburg, Pays Bas) et/ou à Estaires (Nord, France). Nous offrons des conditions d'emploi particulièrement attrayantes. Prière d'envoyer votre curriculum vitae et prétentions à:

Elektor, direction, B.P. 59, 59940 Estaires

**FOURNISSEURS D'ELECTRONIQUE,
 DETAILLANTS, IMPORTATEURS,
 FABRICANTS:
 HONG KONG
 est
 MOINS CHER**

Depuis la réévaluation du Yen japonais, les produits du Japon deviennent de plus en plus chers.

Nous pouvons fournir des produits de qualité comparable, à des conditions bien plus intéressantes, provenant de Hong Kong, du Taiwan et de la Corée.

Nous pouvons fournir à la fois, des articles de qualité en grandes ou petites quantités.

Si vous n'avez encore jamais importé de marchandises, notre catalogue vous expliquera toutes les modalités à suivre.

Notre catalogue de 86 pages! Facile à comprendre et avec tarif: spécialisé en produits pour le hobbyiste en électronique



disponible contre 18 FF. pour frais d'envoi par avion

**DICK SMITH
 ELECTRONICS (HK) LTD.**



Salle de démonstration, de vente et bureau d'achats

29-39, Ashley Rd, Kowloon, H.K.

Tél.: 3.669.352 Tx 64398

Contactez nous à votre prochain passage à Hong Kong!



Atelier de fabrication de circuits imprimés à la demande sur fourniture du mylar.

- Prototypes- Préséries- Petites séries- fabrication très soignée sur époxy, étamage rouleau, connecteurs dorés sur demande. Prix précisé sur examen du mylar, selon caractéristiques et quantité.
- Délais de livraison très réduits.

AFCI B.P. 12 24540 MONPAZIER

tél.: gestion: (55) 61.60.28.

technique: 61.61.89/61.63.59



Pour tous ceux qui désirent faire plus ample connaissance avec Elektor, nous offrons au prix exceptionnel de 20 F un

**abonnement
 d'essai**

comprenant les 4 numéros doubles de Elektor 1978. Pour bénéficier de cette offre il suffit d'envoyer un chèque postal ou bancaire à

Elektor sarl, B.P. 59, 59940 Estaires, en indiquant sur l'enveloppe la mention A.E.

compte bancaire: 6660.70030X au Crédit Lyonnais CCP Lille 7.163.54R.

**si vous voulez
 construire vous même
 un module de régulation
 électronique de température**

(Schéma publié dans le numéro Mars 79 de la revue Elektor)



utilisez les fers ANTEX CTC 40 W ou XTC 50 W munis d'une sonde de température à thermocouple.



agents généraux pour la France

Ets V. KLIATCHKO

6 bis, rue Auguste Vitu

75015 PARIS

Tél. 577.84.46

demande de documentation
 FIRME OU NOM
 ADRESSE

BERIC sera ouvert tout l'été pour cause de vacances.

Nous distribuons tous (ou presque tous) les composants utilisés par ELEKTOR aux meilleurs prix et des plus grandes marques.

OFFRE VALABLE JUSQU'AU 31 AOUT 1979

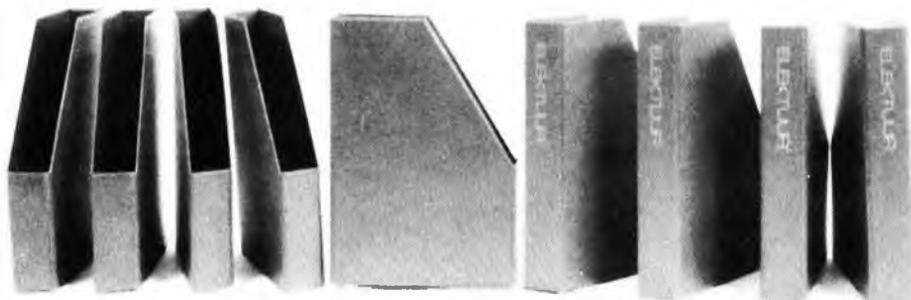
Transistors				Condensateurs céramiques									
AC 187K	3,70	BC 307	2,--	BF 199	1,85	2N708	3,--	Type disque ou plaquette					
AC 187/188K	6,70	BC 321	2,--	BF 200	5,50	2N709	7,--	de 2,2 pF à 10 nF	0,30				
AC 188K	3,70	BC 347	1,50	BF 245	3,35	2N914	4,--	de 10 nF à 0,47 µF	0,50				
AD 149	9,10	BC 516	3,45	BF 246	6,25	2N918	4,--	Condensateurs électrolytiques					
AD 161	4,85	BC 517	3,--	BF 256	5,70	2N1613	3,--	Modèle axial, faible dimension					
AD 162	4,40	BC 546	1,50	BF 451	4,50	2N1711	3,--	µF	16 V	40 V	63 V		
AF 126	3,25	BC 547	1,--	BF 494	2,20	2N1893	3,50	1	1,20	1,20	1,20		
AF 139	5,10	BC 548	1,--	BF 905	8,--	2N2219	3,--	2,2	1,20	1,20	1,20		
BC 107	2,--	BC 549	1,30	BF 90	25,--	2N2222	3,--	4,7	1,20	1,20	1,20		
BC 108	1,90	BC 536	1,40	BF 91	26,--	2N2369	3,--	10	1,20	1,20	1,50		
BC 109	2,20	BC 557	1,--	BF 89	8,50	2N2646 = TIS 43	3,--	22	1,20	1,70	1,80		
BC 140	3,50	BC 559	1,40	BF 90	10,--	2N 2905	3,--	47	1,20	1,70	1,80		
BC 141	4,--	BD 135	3,25	BU 111	22,90	2N3053	3,50	100	1,50	2,--	2,80		
BC 143	5,--	BD 136	3,25	E 300	5,--	2N3054	6,80	220	1,80	2,50	3,60		
BC 160	3,50	BD 137	3,45	E 420	20,--	2N3055	8,50	470	2,50	3,10	5,--		
BC 161	4,--	BD 139	4,--	FT 2955	7,50	2N3553	12,--	1000	3,70	4,70	8,30		
BC 178	2,--	BD 140	4,--	FT 3055	7,50	2N3711	2,50	2200	5,30	8,30	13,90		
BC 179	2,10	BD 241	6,10	TIP 29	4,50	2N3819	3,--	4700	11,--	13,50	21,--		
BC 182	2,--	BD 242	6,60	TIP 30	4,50	2N3866	7,50	Condensateurs tantale goutte					
BC 183	2,--	BF 167	3,90	TIP 620	15,--	2N4416 = BF 246	6,--	0,1 µF/0,15/0,22/0,33/0,47/0,68 µF					
BC 213	2,50	BF 173	3,15	TIP 625	15,--	2N5548	6,--	35 V	1,50				
BC 237	1,50	BF 178	4,--	TIP 2955	9,--	3N201	6,--	1 µF/1,5/2,2/3,3/4,7/6,8 µF, 35 V	2,--				
BC 238	1,50	BF 179	4,50	TIP 3055	8,--	3N204	12,--	10 µF/15/22 µF, 16 V	2,50				
BC 239	1,80	BF 180	5,50	TIS 43	7,50	3N211	12,--	100 µF, 12 V	6,--				
BC 261	2,--	BF 185	2,10	2N706	4,--	40673 = 3N204 40841 = 3N201	12,--	470 µF, 3 V	10,--				
Diodes				TTL				Microprocesseur					
BA 102	4,--	SN7400	1,40	SN7490	3,--	SC/MP II	120,--	RAM					
BA 127	0,70	SN7401	1,50	SN7491	7,--	2102	14,--	PROM et EPROM					
BA X 13	0,70	SN7402	1,50	SN7492	4,--	2112	25,--	5204 jeu de 3 prog ELBUG	350,--				
BB 104	6,--	SN7403	2,--	SN7493	4,20	74S188 32 x 8 DC 18,25							
BB 105g	3,--	SN7404	1,75	SN7495	6,80	74S288 32 x 8 tri-state 18,25							
OA 95	0,40	SN7405	1,85	SN74120	11,--	74S387 256 x 4 30,--							
IN4007	1,--	SN7406	3,35	SN74121	3,25	CI spéciaux							
IN4148	0,40	SN7407	3,45	SN74122	3,70	AY5-1013 = TMS 6011 = MM 5303	60,--	AY5-2376 120,--					
Diodes Schottky				SN7408	1,85	SN74123	6,--	INS 8295N	398,--	RD 32513 90,--			
Diodes LED				SN7410	1,75	SN74125	3,75	SFF 95364	180,--	81LS95 18,--			
Ø 5 mm rouge, vert ou jaune, pièce				SN7411	3,35	SN74132	5,50	81LS97	18,--	Radiateurs			
Ø 3 mm rouge, vert ou jaune, pièce				SN7413	3,35	SN74141	6,80	pour TO 18 2,--					
LEDs plates, rouge ou vert, pièce				SN7416	3,20	SN74143	30,--	pour TO 5 2,--					
Clips pour LEDs: Ø 5 mm				SN7427	1,75	SN74147	15,--	pour TO 66/TO 3 (simple U) 5,--					
Ø 3 mm				SN7427	2,90	SN74148	12,90	pour TO 66/TO 3 (double U) 10,--					
Photorésistances LDR				SN7430	1,75	SN74150	11,40	pour TO 66/TO 3 (professionnel) 15,--					
Miniature				SN7440	1,75	SN74151	6,--	pour TO 220 3,--					
LDR 03				SN7442	6,25	SN74153	12,40	TO 3 (crapaud) 3,--					
Optocoupler (notical)				SN7444	7,--	SN74154	13,--	Résistances 1/4 W 5% carbone					
ICT 260 (simple)				SN7445	5,90	SN74155	5,--	toutes les valeurs 0,25					
ICT 600 (double)				SN7450	1,75	SN74157	7,80	Touche clavier ASCII					
Amplificateurs 7 segments				SN7453	2,--	SN74160	10,20	Touche simple 4,50					
type				SN7460	2,--	SN74162	10,20	Touche space 7,--					
com				SN7472	4,--	SN74165	10,60	Jeu de signes transfert pour dito 10,--					
coul				SN7473	2,90	SN74182	7,--	Potentiomètres variables					
h mm				SN7474	2,65	SN74185	15,--	47 Ohm à 2M2 Ohm					
prix				SN7475	4,--	SN74190	9,90	Linéaire ou logarithmique (à préciser)					
HP 7750				SN7476	3,--	SN74192	9,10	Simple sans inter 3,--					
a				SN7483	8,--	SN74193	9,10	Double sans inter (suivant disp.) 10,--					
c				SN7485	11,30	SN74194	9,60	Simple avec inter (suivant disp.) 5,--					
r				SN7486	4,20	SN74196	7,60	Double avec inter (suivant disp.) 12,--					
COY 91A				SN7489	19,--	SN74197	8,70	Potentiomètre rectiligne stéréo					
a				Circuits intégrés C-MOS				2 x 47 kOhm log, utilisé dans la table de					
s				4000	2,--	4020	12,45	mixage 20,--					
v				4001	2,--	4022	9,10	Support C.I.					
j				4010	6,--	4024	9,10	à souder					
Diodes zener 0,5 W				4011	2,--	4027	5,75	à wrapper					
toutes les valeurs entre				4012	2,--	4028	10,--	8 br rond 6,--					
1,4 V et 4,7 V, pièce				4013	5,10	4030	4,15	10 br rond 7,--					
Diac				4014	12,45	4035	12,45	2 x 4 br. 2,--					
ST2 (32 V)				4015	11,50	4040	12,45	2 x 7 br. 2,--					
Triac				4017	10,--	4042	8,10	2 x 8 br. 2,--					
8 A/400 V				CI spéciaux				2 x 9 br. 4,--					
Thyristor				NE 556	11,--	NE 557	16,--	2 x 12 br. 8,--					
8 A/400 V				AY1-0212	89,--	SAD 1024	172,--	2 x 14 br. 10,--					
Ponts redresseurs				AY1-1320	79,--	SO 41P	11,50	2 x 20 br. 12,--					
PR1: 0,5 A 110 V				AY3-1015	60,--	SO 42P	12,50	Potentiomètres ajustables					
PR2: 1,5 A 80 V				CA 3060E	24,--	TAA 611	11,80	Utilisés par Elektor Ø 10 mm, en boîtier,					
PR3: 3,2 A 125 V				CA 3086	8,--	TAA 661	13,50	à plat, lin.					
PR4: 10 A 40 V				CA 3130	10,--	TAA 120	7,50	Valeurs de 100 Ohm à 1 MOhm, pièce 1,50					
Ensemble émission-réception infra-rouge				CA 3140	10,--	TBA 120	11,40	Condensateurs MKH Siemens					
(notical)				CA 3161	15,--	TBA 641	22,--	Utilisés par Elektor.					
Diode TTL 32 + phototransistor				CA 3162	50,--	TBA 800	14,--	de 1 nF à 47 nF 0,80					
l'ensemble:				ESM 231	50,--	TBA 810	20,40	de 22 nF à 47 nF 0,95					
Low power Schottky TTL				FCM 7004	63,--	TCA 280	16,90	de 56 nF à 100 nF 1,--					
SN74LS00				FX 209	108,--	TCA 440	29,50	de 120 nF à 220 nF 1,30					
SN74LS04				LF 356	12,--	TDA 1034	29,--	de 270 nF à 470 nF 2,--					
SN74LS08				LM 301	7,30	TDA 2020	36,--	de 560 nF à 820 nF 2,60					
SN74LS37				LM 305	15,--	TIL 111	10,--	1 µF 2,80					
SN74LS75				LM 309K	15,--	TIP 122	12,--	2,2 µF 6,50					
SN74LS95				LM 320	10,--	TL 074	25,--						
SN74LS125				LM 323K	76,--	TL 084	16,--						
SN74LS174				LM 324	8,--	TMS 3874	30,--						
SN74LS174				LM 340	10,--	UA 78HG	80,--						
SN74LS165				LM 380	15,--	UAA 170	18,--						
SN74LS196				LM 709	3,80	UAA 180	18,--						
SN74LS247				LM 710	5,20	XR 2206	45,--						
Schottky TTL				LM 723	5,--	7805 à 7824,							
SN74S00				LM 733	14,90	TO 220/1 A,	10,--						
SN74S20				LM 739	10,--	78L05 0,2 A	6,--						
SN74S188				LM 741	3,50	7905 à 7924,							
SN74S288				LM 747	9,90	TO 220/1 A:	10,--						
SN74S387				LM 747	6,80	79 G	22,50						
				MM 5058	58,--	9582	30,--						
				MK 50398	80,--	95H90	80,--						
				NE 555	3,50	11C90	120,--						

EXPEDITION RAPIDE REMISES PAR QUANTITES. Nous consulter. Heures d'ouverture 9h-12h30/13h30-19h
 Nous garantissons à 100% la qualité de tous les produits proposés. Ils sont tous neufs et de marques internationales connues
REGLEMENT A LA COMMANDE - PORT ET ASSURANCE PTT: 10% - COMMANDES SUPERIEURES A 300 F franco - COMMANDE MINIMUM 60 F (+ port)
 B.P. n. 4-92240 MALAKOFF - Magasin: 43, r. Victor-Hugo (Métro porte de Venise) - Téléphone: 657-58-33. Fermé dimanche et lundi
 Tous nos prix s'entendent T.T.C. mais port en sus. Expédition rapide. En CR majoration 10,00 F. C.C.P. PARIS 16578-89



NOUVEAU

La cassette de rangement ELEKTOR



ELEKTOR a conçu cette cassette de rangement pour vous faciliter la consultation d'anciens numéros et afin que vous puissiez conserver d'une façon ordonnée votre collection d'ELEKTOR.

Chez vous, dans votre bibliothèque, une cassette de rangement annuelle vous permettra de retrouver rapidement le numéro dans lequel a été publié l'information que vous recherchez. De plus, votre collection d'ELEKTOR est protégée des détériorations éventuelles. Vous éviterez aussi le désagrément d'égarer un ou plusieurs numéros avec cette élégante cassette de rangement.

La cassette de rangement ELEKTOR ne comporte aucun système d'attache compliqué. Vous pourrez retirer ou remettre en place chaque numéro simplement et à votre convenance.

Pour obtenir la ou les cassettes de rangement ELEKTOR que vous désirez, consulter les revendeurs EPS/ESS (la plupart en disposent), ou, pour les recevoir par courrier, directement chez vous et dans les plus brefs délais, faites parvenir votre commande, en joignant votre règlement, à :

ELEKTOR

BP 59, 59940 ESTAIRES

Prix: 27FF

FIL EMAILLE

Fil fin émaillé et sous soie mono brin et Litze pour bobinages — Self de choke — Self de filtrage — Filtre passe haut et passe bas.

POTS FERRITES

miniatures et subminiatures pour matériel professionnel.

Télécommunications — Marine — Aviation — Matériel médical — Radio amateurs.
Gammes couvertes de 50 kHz à 200 MHz.

- Perles et tores en ferrites.
- Démultiplificateurs et boutons démultipliés professionnels de JACKSON et GROSSMANN.
- Condensateurs variables miniatures.
- Trimers miniatures de JACKSON pour HF à isolement élevé pour émetteur.
- Galvanomètres de tableau de précision et indicateurs BERTRAM.

• ACCESSOIRES POUR ENCEINTES •
COINS CHROMÉS
AM 20, pièce 2,10 — AM 21, pièce 2,10
AM 22, pièce 4, — AM 23, pièce 4, —
AM 25, pièce 1,40
Cache-jack fem. p. chas. F 1100 1,60 F

POIGNÉES D'ENCEINTES
MI 12 plast. 4 F • MAM 17 mét. 24, — F
Poignée valise ML 18 8, — F
Pieds caoutch. ø 30 mm, haut, 13 mm
Prix 1,30 F

TISSUS

Nylon spécial pour enceintes
Couleur champagne.
en 1,20 de large le m 48, — F
Marron en 1,20 le m 58, — F
Noir pailleté argent 1,20 le m 68, — F

• OUTILLAGE 'SAFICO' •

• APPAREILS DE MESURE •
Voc - Centrad - Novotest

• TRANSFO.
D'ALIMENTATION •
TOUS MODELES

• VU-METRES •

Indicateur de balance 0 central
150 µA. D du cadran: 40 x 15 mm 10, — F

RESSORT DE
REVERBERATION
> HAMMOND <

MODELE 4 F 170, — F
MODELE 9 F 245, — F

MODULES CABLES
POUR TABLES DE MIXAGE

Préampl. 44 F • Correcteur 28 F
Mélangeur 27 F • Vumètre 24 F
PA correct. 75 F • Mélang. V. mét. 64 F

TETES MAGNETIQUES

Waelke - Bogen - Photovox - Nortronics
Pour magnétophones: cartouches,
cassettes, bandes de 6,35
MONO - STEREO - 2 ET 4 PISTES
PLEINE PISTE

TETES POUR CINEMA

8 mm - SUPER 8 et 16 mm
Nous consulter

MODULES ENFICHABLES
POUR MAGNETOPHONE

PA enregistrement 65 F
PA lecture 78 F
Oscillateur mono 90 F
Oscillateur pour stéréo 120 F
Alimentation 270 F

Affaires exceptionnelles

pour étudiants, écoles, travaux pratiques	
RESISTANCES: 1/2 W et 1 W aggl. 5 et 10%, les 100 par 20 valeurs	10 F
RESISTANCES COUCHE 5% - 1/2 W. Ttes valeurs, par 10 de chaque	1,40 F
CONDENSATEURS PAPIER "COGECO" - Toutes valeurs de 4700 à 470 000 pF, le 100 en 10 valeurs	20 F
CONDENS. CERAM DE PRECISION de 1 pF à 0,1 µF, par 50 en 10 valeurs	15 F
CONDENS. MICA DE PRECISION, tolérance 1 et 2%, les 50 toutes valeurs	20 F
CONDENS. CERAM DISQUE, de 22 pF à 0,47 nF, par 100 en 20 valeurs	35 F
CONDENS. CHIMIQES: 10 µF, 100 µF, les 50	30 F
CONDENS. TANTALE GOUTTE: 1 µF, 2,2 µF, 10 µF, la pièce	1,80 F
CONDENS. TROPICAL, sous tube verre serri métal, les 50 en 5 valeurs	10 F
RESISTANCES COUCHE METALLIQUE 2%, 1/3 W par 100 de même valeur	15 F
par 10 de même valeur:	2 F
POTENTIOMETRE "DUNCAN" professionnel, course 70 mm	100 F

SUPPORTS CI	
8 broches	1,70
14 broches	2,10
16 broches	2,30
24 broches	3,40
40 broches	7,00

REGULATEURS POSITIFS ET NEGATIFS 1 A	
MC 7805 - 7808 - 7812 - 7815	11,—
7818 - 7824	11,—
MC 7905 - 7908 - 7912 - 7915	12,—
7918 - 7924	12,—

SEMI CONDUCTEURS ET TRANSISTORS	
BD 241	8,—
BD 242	8,—
MM 2833-5058	68,—
BB 142	5,20

CIRCUITS Intégré TTL National	
7400 - 7401 - 7402 - 7403 - 7408 - 7409	7,45
7410 - 7411 - 7420 - 7440 - 7450 - 7451	7,45
7453 - 7454	1,80
7404 - 7405 - 7460	1,95
7425 - 7426 - 7427 - 7430 - 7432	2,—
7437 - 7438	2,40
7416 - 7417 - 7472 - 7473 - 7474 - 7475	2,60
7486 - 74121	2,70
7406 - 7407	2,70
7413 - 7470	3,40
7475 - 7490 - 7492 - 7493	4,60
74123 - 7442	4,90
7495	5,50
7483 - 7491 - 7596 - 74107	6,20
74175 - 74196	7,60
7441 - 7446 - 7447 - 7448 - 7485	8,30
7445 - 74192 - 74193	9,—
74184 - 74185	13,20
74181	17,20
7589	22,50

CI INTEGRES DIVERS	
National semi conducteur	
LM 387 N	13,—
LM 301 AN	4,50
LM 307 N	7,60
LM 308 N	10,—
LM 741 CN	3,50
LM 358 N	9,40
LM 324 N	10,50
LM 3080 N	11,—
LM 377 N	22,—
LM 378 N	28,—
LM 379 S	66,—
LM 383 T	28,—
LM 391 N 60	22,—
LM 391 N 80	26,—
LM 723 CN	6,60
LM 317 K	42,—
LM 337 K	48,—
LM 311 N	8,70
LM 555 CN	5,20
LM 322 N	44,—
LM 556 CN	10,—
MA 1003	222,—
MA 1012 C	152,—
MM 5387 AAN	196,—
MM 5377 N	78,—
MM 74 C 922 N	60,—
MM 74 C 925 N	86,—
MM 74 C 926 N	86,—
MM 74 C 935 N ou ADD 3501	204,—
LM 336 Z	19,—
MM 80 C 97 N	8,80
MM 80 C 98 N	10,—
DS 75492 N	15,—
NSB 5388	90,—

OPTO ELECTRONIQUE	
AFFICHEURS 7,62 mm Rouges	
TIL 312 Anode commune	12,—
TIL 313 Cathode commune	12,—
TIL 327 Polarité ±	13,—

AFFICHEURS 12,7 mm Rouges	
TIL 701 Anode commune	13,—
TIL 702 Cathode commune	13,—
TIL 703 Polarité ± pour 701	14,40
TIL 704 Polarité ± pour 702	14,—

PHOTOCOUPLEUR	
TIL 111	10,20
DIODE L.E.D.	
avec lentille de Fresnel incorporée	
1922 Rouge	14,—
1922 G Verte	14,—
1922 A Ambre	14,—

DIODES L.E.D. 3 mm	
TIL 209 A Rouge	1,80
TIL 211 Verte	2,70
TIL 212 Jaune	3,—

DIODES L.E.D. 5 mm	
TIL 220 Rouge	2,10
TIL 222 Verte	3,—
TIL 224 Jaune	3,40

TRIACS	
6 Amp /400 V	6,—
8 Amp /400 V	9,—
12 Amp /400 V	12,—
16 Amp /400 V	14,—
Diac 32 V	1,60

TRANSISTORS DE PUISSANCE MOTOROLA	
MJ 802	45,—
MJ 901	16,—
MJ 1001	17,—
MJ 2500	19,—
MJ 2501	21,—
MJ 2841	23,—
MJ 2955	9,—
MJ 3000	17,—
MJ 3001	18,—
MJE 1100	12,—
MJE 2801	15,—
MJE 2901	24,—

CIRCUITS INTEGRES CMOS	
4001 à 4007	3,—
4008 - 4022	10,—
4009 - 10 - 19 - 30 - 33 - 49 - 50	7,50
4011 - 23 - 25	3,—
4013 - 16 - 27	6,50
4014 - 15 - 17 - 18 - 20 - 21 - 28 - 29	12,—
4023 - 51 - 52 - 53 - 66	9,—
4034 - 40 - 41 - 44 - 46 - 47 - 60	12,—
4035	14,—

PONTS REDRESSEURS	
W 02 - 1 A - 200 V	5,70
W 06 - 1 A - 600 V	8,90
KBP 02 - 1,5 A - 200 V	6,30
KBP 06 - 1,5 A - 600 V	8,80
B 80 32/22 - 3,2 A - 80 V	10,—
B 250 32/22 - 3,2 A - 250 V	12,—
B 80 50/30 - 5 A - 80 V	15,—
KBPC 2504 - 25 A - 400 V	28,—

• CI •

Orgue électrique	
SAA 1004-1005	40,—
SAJ 110	30,—
TDA 0470	28,—
AY 1/0212	105,—
AY 1/1320	99,—
25002	16,—
74 S 124	65,—

Semiconducteurs:	
CA 3060	24,—
CA 3080	8,—
CA 3086	8,—
FX 209	108,—
uA 726	98,—
MM 2112	24,—
MM 5058	58,—
MK 50398	125,—
SAD 1024	172,—
TL 084	16,—
XR 2206	45,—
95H90	80,—
MM 5387	196,—
MM 5377	77,—

SIEMENS	
UAA 170	23,—
UAA 180	23,—
SAS 560	27,—
SAS 570	27,—

MAGNETIC-FRANCE

11, Pl. de la Nation - 75011 Paris
 ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 à 19 h
 Tél: 379 39 88

CREDIT

Nous consulter
 RER et Métro: Nation
FERME LE LUNDI

EXPEDITIONS: 10% à la commande, le solde contre remboursement

LES KITS SUIVANT SCHEMAS ELEKTOR

complets avec circuits imprimés, face avant s'il y a lieu, transformateurs, alimentation et coffret si mention spéciale.

ELEKTOR N° 1 9465 avec galvas et transfo	260,—	9392 1 - 9392 2 Voltmètre à affichage circulaire, 32 LEDs	163,—
ELEKTOR N° 3 9076 TUP. TUN. Testeur avec face avant	155,—	9460 Compte tours avec affichage 32 leds	215,—
9444 Table de mixage stéréo	347,—	ELEKTOR N° 10 9144 Amplificateur TDA 2020	79,—
9817 - 9817. 2. Voltmètre	145,—	9413 Pré amplificateur HF	38,—
9860 Voltmètre crête	45,—	9825.1 Biofeedback	236,—
PIANO 5 OCTAVES en Kit complet avec clavier 5 octaves	3000,—	9911 Préampli pour tête de lecture dynamique	248,—
9914 Module une octave	288,—	ELEKTOR N° 11 79026 Clap switch	99,—
9915 Générateur de notes universel	329,—	79034 Alimentation de laboratoire robuste 5 A. sans galva	293,—
9979 Alimentation piano	198,—	79070 Sténioir avec transfo 75 Watts	310,—
9981 Filtre + pré ampli piano	420,—	79070 Sténioir avec transfo 150 Watts	450,—
Clavier 5 octaves avec 1 contact piano	700,—	79071 Assistentior	95,—
ELEKTOR N° 4 9913-1 Chambre de réverbération digitale	700,—	ELEKTOR N° 12 9823 Ioniseur	120,—
9913-2 Carte d'extension	730,—	79075 Microordinateur BASIC et 2 Electromètre	690,—
9927 Mini fréquencemètre	317,—	79101 Interface entre microordinateur et Elektorterminal	30,—
78041 Compteur de vitesse pour bicyclette	114,—	79017 Générateur de train d'ondes	140,—
ELEKTOR N° 5/6 1234 Réducteur dynamique de bruit	45,—	FORMANT Ensemble FORMANT, version de base comprenant: Clavier 3 octaves 2 contacts, Récepteur + Interface clavier, 3 VCO 1 VCF, 1 DUAL/VCA 1 Noise 1 COM 2 ADSR, 1 alimentation. Prix de l'ensemble: 3300 frs.	
9887 1-2-3 et 4 Fréquencemètre 1/4 de GHz	1290,—	Modules séparés: avec circuit imprimé et face avant.	
9905 Interface cassette	170,—	Interface clavier	190,—
9945 Consonant	395,—	Récepteur d'interface	45,—
9973 Chambre de réverbération analogique	510,—	Alimentation avec transfo	390,—
ELEKTOR N° 7 9954 Préconsonant	65,—	VCF 24 dB	290,—
9965 Clavier ASCII	530,—	Filtre de résonance	390,—
Le jeu de 55 touches pour clavier ASCII		Noise	170,—
9985 Un sablier qui caquette avec H.P.	116,—	COM	190,—
ELEKTOR N° 8 9325 Digicarlion	99,—	DUAL/VCA	260,—
9949 1-2-3. Luminant	396,—	LFQs	260,—
79005 Voltmètre numérique	184,—	VCF	290,—
79035 Adaptateur pour millivoltmètre alternatif	69,—	ADSR	190,—
ELEKTOR N° 9 9950 1-2-3 Système d'alarme centralisé	280,—	VCO	470,—
9952 Fer à souder à température régulée	85,—	Circuit clavier avec clavier 3 octaves 2 contacts	540,—

PIANO-CLAVECIN-ORGUE 5 OCTAVES



'MF 50 S' COMPLET EN KIT 2900 F

- Ensemble oscillateur/diviseur. Alimentation 1 A 930,— F
- Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquettes 1450,— F
- Boîte de timbres piano avec clés 215,— F
- Valise gainée 400,— F
- **ORGUE SEUL 5 OCTAVES:** en valise Avec ensemble oscillateur ci-dessus 2200,— F
- Boîte de timbres supplémentaire avec clés pour orgue 280,— F

EN MODULES SEPARES

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts	PEDALIERS			
	1	2	3			
1 octave	100 F	170 F	1 octave	400,— F		
2 octaves	180 F	240 F	280 F	320 F	1 octave 1/2	600,— F
3 octaves	260 F	420 F	490 F	560 F	Tirette d'harmonie	7,— F
4 octaves	340 F	540 F	630 F	720 F	Clé double inverseur	8,— F
5 octaves	440 F	700 F	820 F	960 F	MODULES	
7 1/2 octave	750 F	950 F			Vibrato	70,— F
					Repar	80,— F
					Percussion	120,— F
					Sustain avec clés	395,— F

Boîte de rythmes "Supermatic" 1480,— F
 'S 12' 900,— F
 'Elgam Match 12' 900,— F

OFFRES DU MOIS

UN AUTRE GAGNANT!



avec un nouvel oscilloscope
professionnel
on ne pouvait pas échouer!

La nouvelle gamme améliorée des oscilloscopes Tequipment a un pedigree parfait, car nous fabriquons les meilleurs oscilloscopes à bas prix.

La série D1000 est simple à l'emploi, portable, robuste, et facile à maintenir.

La vente est supportée par un service après-vente mondial.

Tequipment & Tektronix, c.à.d. une combinaison de qualité, "engineering" et expertise — c.à.d. notre garantie de fiabilité.

Modèle	Bande passante	Sensibilité	Modes add	XY	x5 Gain	Secs div variable
D1010	10	5	non	non	non	non
D1011	10	1*	oui	oui	oui	oui
D1015	15	5	non	non	non	non
D1016	15	1*	oui	oui	oui	oui

*Simi à bande passante complète et lim à 4MHz
Accessoires : 2 probes x10 type TP2

D1010	19950 FB	TVAC	2460 FF
D1011	21950 FB	TVAC	2705 FF
Probes x1x10=	1200 FB	TVAC	150 FF
D1015	25350 FB	TVAC	3140 FF
D1016	29150 FB	TVAC	3590 FF
Fin de série limitée au stock			
S61	12950 FB	TVAC	1600 FF
D61A	17950 FB	TVAC	2210 FF

		FB	FF
7710/1	Ampli 4 W	250	31
7710/2	Ampli 15 W	400	50
9076	Tester TUPTUN	520	64
9191	Préampli		
	TCA 730/740	750	93
9376	Digisplay	940	116
9325	Digicarillon	580	72
9343	Pere Bros	70	9
9376	Digisplay	940	116
9392/1+2	Compte tour	900	111
9392/3+4	Affichage		
	16 LED	430	53
9398	Préampli préco	600	74
9399	Ampli préco	525	65

		FB	FF
9401	Ampli EQUIN	975	120
	Alimentation 36 V	1200	148
	Alimentation 44 V	1300	160
9419/1	Led audio stéréo	800	99
9419/2	Led audio	1280	158
9423a	Antenne MF (excepté CV)	290	36
9430A	Digit 1 + circuit + pins + composants + transfo	1200	148
9444	Table de mixage + TF	1460	180
9448/1	Alimentation + TF	340	42
9453	Générateur BF + TF	1200	148
	Face avant générateur	130	16
9460	Compte tours	280	35
9465	Alimentation LM 317 idem-3A5	570	71
		870	108
9499/2	Alimentation	190	24
9800/1	Mire CCIR	2000	247
9800/2	Mire CCIR	535	66
9800/3	Mire CCIR	860	106
9817/1+2	Led UAA 170	620	77
9823	Ionisateur	700	87
9827	Magnétiseur + Switches	395	49
9846/1	SC/MP Carte I/O	1550	191
9846/2	SC/MP Base	1650	204
9851	SC/MP CPU CART	3350	413
9857	Bus print	700	87
9860	Pickmètre	250	31
9862/1	Emetteur infra-rouge	165	21
9862/2	Récepteur infra-rouge	580	72
9863	SC/MP Ext. mémoire	2500	308
9873	Modulateur couleur	2250	277
9874	Elektornado Ampli 100 W	1150	142
	Alimentation (4 ohm - 100 W)	940	116
	Alimentation (8 ohm - 100 W)	1260	156
9885	SC/MP 4K Ram	4300	530
9893	SC/MP IN/OUT	3990	492
9905	SC/MP Cassette inter.	990	122
9906	SC/MP Alimentation	830	103
9911	Préampli stéréo	1100	136
9914	Module 1 octave	969	120
9915	Générateur de note	1975	244
9944	Table de mixage stéréo	1630	201
9945	Consonant + TF	2200	271
	face avant pour dito	300	37
9949	Luminant (1+2+3)	2000	247
9954	Preconsonant	370	46
9966	ELEKTERMINAL	4500	555
9968/1	TV Scope	360	45
9968/2	TV Scope	870	108
9968/3	TV Scope	210	26
9968/4	TV Scope	210	26
9968/5	TV Scope	370	46
	transfo	209	26

Modes de paiement — Belgique Compte 371-0401042-13
Versement bancaire ou CCP 271-0047735-43
Minimum de commande 1500 FB 000-0240558-95

Modes de paiement France

EUROCHEQUE barré et signé au nom de Tevelabo

ou transfert bancaire Société générale de Banque compte 271-0047735-43

Banque Bruxelles Lambert compte 371-0401042-13

Minimum de commande 500 FF

TEVELABO

TEL. 067/224642

TELEX 57736

149 Rue de Namur 1400 Nivelles Belgium



les ONZE RAISONS d'être ou de devenir abonné à ELEKTOR

1. Elektor vous informe des dernières technologies;
2. Elektor vous les présente sous une forme facile à utiliser;
3. Elektor intéresse les débutants comme les spécialistes;
4. Elektor utilise aussi bien les bons vieux transistors
que les μP 's;
5. Elektor avec ses circuits imprimés vous incite à construire;
6. Elektor est toujours à la page;
7. Elektor vous présentera dans 'Circuits de Vacances'
environ 100 projets, tous testés et plus intéressants
les uns que les autres;
8. Elektor est très apprécié dans le monde entier;
9. Elektor vous a apporté le TV-scope,
le piano électronique et le système SC/MP;
10. Elektor vous apportera des appareils de mesure
simples, une technique audio révolutionnaire, de nouveaux
montages HF, la pratique des μP 's, et bien d'autres projets;
11. Elektor publie chaque année environ 250 projets.



SELEKTOR

15 kHz pour des oreilles d'or!

Tout le monde "sait" qu'une bande passante de 20 kHz est indispensable pour une excellente qualité de reproduction. Pourtant, depuis quelques temps cela fait l'objet d'âpres discussions dans les milieux professionnels de l'audio. La principale raison de cet intérêt soudain est l'avènement de la technique digitale dans les équipements audio. Dans ces systèmes, le signal audio doit être "échantillonné", et c'est la fréquence d'échantillonnage qui détermine la bande passante. La gamme des fréquences d'échantillonnage proposées varie entre 32 et 54 kHz, ce qui donne respectivement des bandes passantes théoriques de 16 à 27 kHz. C'est là que la bataille s'engage... Les partisans du 32 kHz (responsables de la radiodiffusion en particulier) soutiennent que "personne n'entend de différence quand nous essayons des appareils digitaux échantillonnant à 32 kHz". "C'est pas étonnant", disent leurs adversaires, "vous utilisez depuis des années des filtres passe-bas à flancs très raides qui coupent à 15 kHz". Les constructeurs d'appareils de reproduction digitale apportent un nouvel élément: "Nous ne pouvons vendre des appareils digitaux que si ils ont des spécifications au moins égales à celles des appareils classiques. Une bande passante de plus de 20 kHz est donc absolument nécessaire".

A la convention AES qui s'est tenue l'an dernier à Hambourg, plusieurs groupes ont annoncé qu'ils allaient procéder à des tests pour savoir quelle est véritablement la bande passante indispensable à une reproduction de haute qualité. Cette année, à la convention AES qui s'est tenue à Bruxelles, quelques uns des résultats ont été rapportés.

Une des séries de test typique peut être brièvement décrite comme suit. Un signal spécial, contenant des harmoniques jusqu'à plus de 25 kHz, a été reproduit à travers des haut-parleurs particulièrement adaptés (ionophones). Un groupe d'auditeurs difficiles (ingénieurs du son et autres "Oreilles d'Or") ont servi de cobayes. Plusieurs filtres passe-bas ont été essayés, avec des fréquences de coupure de 15 kHz, 18 kHz et 20 kHz, allant du septième au treizième ordre, et utilisant ou non une correction de retard. Deux haut-parleurs ont été utilisés, avec les mêmes signaux (tous les deux filtrés ou non), ou des signaux différents l'un original, l'autre filtré. Les sujets devaient déterminer, par comparaison, s'il y avait une quelconque différence entre les deux signaux. Notez qu'il ne sagissait pas d'une évaluation qualitative: La seule question posée était: "Pouvez entendre une quelconque différence

entre les deux signaux?" Puisque les seules réponses possibles étaient "Oui" et "Non", des réponses au hasard devaient donner une répartition de 50%. Dans ce type de test, on considère généralement comme significative une différence de 75%. Les résultats ont été assez surprenants... Même avec la pire des combinaisons possibles (deux filtres du treizième ordre à 15 kHz en cascade, sans correction de retard), le pourcentage de réponses "positives" a été seulement de 62% pour la partie la plus critique du groupe d'auditeurs. Le pourcentage du groupe total a été seulement de 57%!

En conclusion, même avec un filtre à 15 kHz, la différence n'est perceptible que dans des cas limites: haut-parleurs à bande passante suffisante, auditeurs avec une ouïe particulièrement bonne et enfin possibilité de comparaison directe. Une situation fort improbable! Il sera intéressant de voir la réaction des milieux professionnels à la suite de ces communications. Vont-ils les accepter de bonne grâce ("OK, C'est démontré"), opposer un refus dogmatique ("Nous n'y croyons pas") ou demander d'autres tests? Il est faut noter que déjà au moins trois groupes ont obtenu des résultats identiques: un représentant des responsables de la radiodiffusion, un fabricant de magnétophones digitaux qui a aussi présenté un système digital à disque, et un fabricant de disques.

D'après une communication AES, présentée à la 62ème convention: "What bandwidth is necessary for optimal sound transmission?"

G.H. Pleng, H. Jakubowski et P. Schöne.

*AES Europe Office,
Zevenbunderslaan 142,
B 1190 - Bruxelles*

(468 S)

Dispositifs de mesure électrolytiques

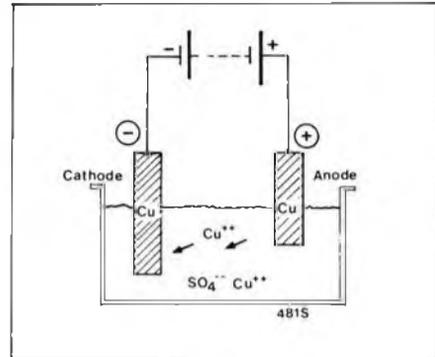
C'est vers la fin des années 50 qu'apparurent sur le marché des dispositifs de mesure électrolytiques permettant de compter au choix des quantités d'électricité, le temps ou des impulsions. Si le principe mis en oeuvre est simple, la réalisation de ces composants s'avère plus difficile et ce n'est que depuis peu que la société Tekelec Airtronic, licenciée de Curtis Instrument a réussi à mettre au point un produit fiable, souple et bon marché: l'Indachron S.

Principe de fonctionnement

Le principe utilisé est celui de l'électrolyse à anode soluble découvert par Faraday: deux électrodes d'un même métal étant plongées dans une solution d'un sel de ce métal, le passage d'un courant entraîne le déplacement des ions métalliques de l'anode vers la cathode, la cathode s'allonge et l'anode

"se dissout". L'allongement de la cathode est proportionnel à la quantité d'électricité qui a traversé le bain.

Dans l'Indachron, le métal utilisé est le mercure. Les électrodes sont mises bout à bout dans un tube capillaire en verre et séparées par une goutte d'électrolyte approprié. Quand une tension continue est appliquée, la cathode émet des électrons vers l'anode. Pour chaque paire d'électrons émis, il y a transfert d'un ion mercure de l'anode à la cathode. La cathode s'allonge donc proportion-



nellement à la quantité $fi \cdot dt$ qui traverse le dispositif. L'anode se raccourcit d'autant et la goutte d'électrolyte suit le mouvement en se déplaçant dans le sens inverse des électrons. Les deux électrodes jouant un rôle rigoureusement symétrique, l'Indachron fonctionne dans les deux sens ce qui permet la remise à zéro électrique, ou mécanique par retournement; un courant alternatif parfait n'aura aucun effet apparent.

Un tube de diamètre donné est caractérisé par un coefficient K égal à la quantité d'électricité, exprimée en Coulomb, nécessaire pour déplacer l'index de 1 mm. Connaissant le coefficient K, il est possible de graduer l'échelle de l'Indachron en Coulomb. Le déplacement de l'index indique alors la quantité d'électricité $Q = fi \cdot dt$ qui a traversé le dispositif.

A courant constant, la quantité d'électricité qui a traversé l'Indachron est $Q = fi \cdot dt = I_0 \cdot t$; elle est donc proportionnelle au temps. Les feuilles de caractéristiques donnent I_0 pour 1000 heures pleine échelle, ce qui permet de calculer simplement I_0 pour d'autres durées.

Le passage d'une succession d'impulsions à travers l'Indachron quelle que soit la forme de l'impulsion, pourvu qu'elle soit répétitive, se résume au passage d'une certaine quantité d'électricité proportionnelle au nombre d'impulsions. Il est donc facile, connaissant soit la quantité d'électricité correspondant à une impulsion et la constante K, soit le déplacement de l'index corres-

SELEKTOR

pendant à un nombre d'impulsions connu, de graduer l'échelle de l'Indachron en nombre d'impulsions.

On voit donc que ce genre de dispositif est très versatile puisque sans aucune transformation, il peut être utilisé comme intégrateur, comme compteur de temps ou comme compteur d'impulsions.

Réalisation

La première difficulté rencontrée pour la réalisation de dispositifs de mesure électrolytiques était la composition et la pureté de l'électrolyte. En effet la moindre impureté du mercure, de l'électrolyte ou du tube contaminait l'électrolyte et entraînait la détérioration du processus. Curtis aux USA et Tekelec en France travaillant en étroite collaboration ont réussi avec l'aide d'instituts de recherche et des pouvoirs publics à résoudre ces problèmes dans le cours des années 60.

L'un des principaux défauts des anciens Indachrons était leur sensibilité aux chocs et vibrations: les colonnes de mercure se fragmentaient, ou l'index disparaissait. Ce défaut était particulièrement gênant lors du transport (l'Indachron monté sur un appareil lourd ne posait pas de problèmes). Curtis réussit à résoudre le problème en utilisant des tubes de plus en plus fins. L'inconvénient de la méthode est qu'il est très difficile d'obtenir des tubes subcapillaires propres de section constante, et que leur remplissage est loin d'être aisé. Ce principe permet de réaliser des dispositifs répondant aux spécifications spatiales, mais à quel prix!

Il apparut alors à Tekelec Airtronic qu'un autre moyen pouvait être envisagé: l'introduction entre l'anode et la cathode d'un index solide évitant le "coulage" du mercure. L'idée était simple; il a fallu plus de deux ans pour trouver la matière idéale à la fois neutre et poreuse et susceptible d'être fournie sous une forme géométrique miniature suffisamment précise. Aujourd'hui tous les Indachrons comportent un index solide et répondent aux spécifications militaires de tenue aux chocs et vibrations. Ils peuvent donc être expédiés

sans précautions particulières et montés sur des appareils de faible poids, ou sujets aux chocs et vibrations. Les Indachrons supportent typiquement 100 g en choc suivant la norme NFC20608.

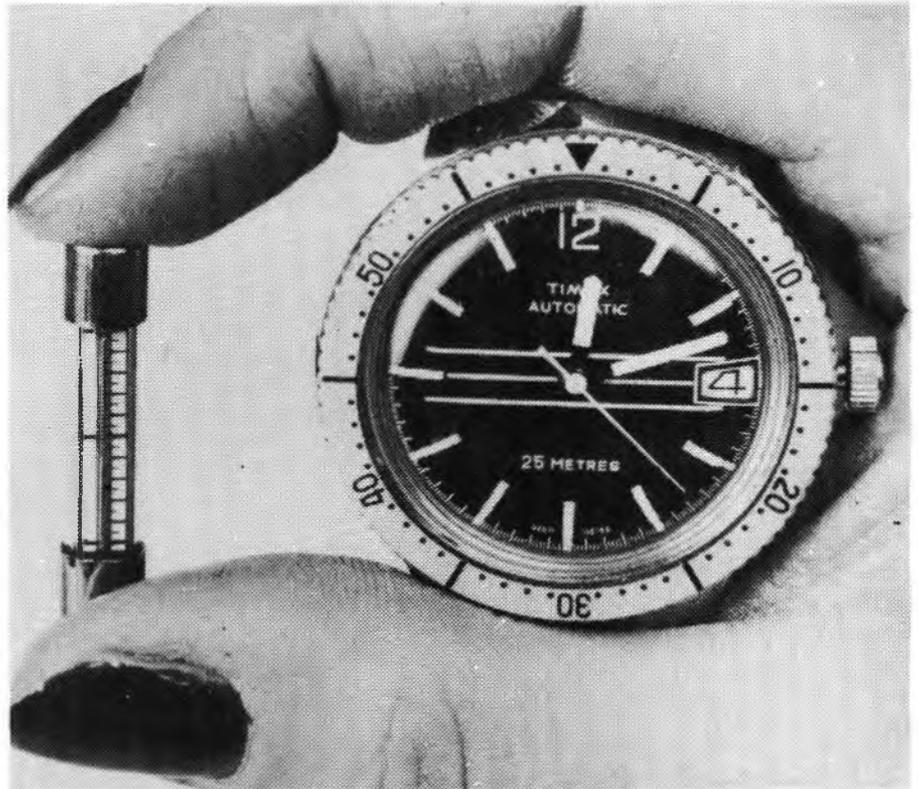
Les problèmes de tenue en température se sont posés pour les applications du type militaire. En ce qui concerne les températures élevées; il est apparu que, du fait de la dilatation du mercure, le scellement du tube ne résistait pas au delà de 65° C. Il s'est avéré que le

problème pouvait être résolu en noyant le tube dans une résine époxy convenablement choisie. Tous les modèles militaires sont surmoulés et sont spécifiés jusqu'à 85° C. Pour la tenue à basse température, c'est en dessous de -25° C qu'apparaissent les problèmes: l'électrolyte commence à se solidifier et l'Indachron ne fonctionne plus. Ceci est rarement gênant car les temps d'utilisation à ces températures sont négligeables même dans les applications militaires. Il y a toutefois risque de destruction si la tension d'alimentation est maintenue. La solution simple trouvée pour protéger l'Indachron en dessous de

sous la forme d'un fusible standard (6,35 x 32 mm) et peuvent être montés sur tous les supports acceptant ce genre de fusible. Ils sont livrables, soit non étalonnés, soit avec une échelle neutre, ils sont ainsi entièrement réversibles.

Les applications de l'Indachron S sont innombrables et on pourrait citer quelques exemples quand le dispositif est utilisé

- en intégrateur:
 - intégration de temps d'éclairement ou d'insolation,
 - surveillance de la décharge d'une batterie.



25° C est fondée sur l'augmentation brusque de l'impédance de l'Indachron dès le début de la solidification, elle consiste en l'incorporation d'une résistance de protection qui shunte le tube automatiquement à la température critique. Tous les modèles militaires sont dotés de ce système de sécurité et sont spécifiés jusqu'à -35° C.

Le dernier point à souligner est que lorsqu'on fait croître le courant passant au travers de l'Indachron, des phénomènes parasites apparaissent qui peuvent ruiner le dispositif. Le courant maximum admissible en toute sécurité est maintenant de 153 µA. Avec cette valeur de courant, l'Indachron permet de mesurer des temps aussi courts que 50 heures, quant aux temps longs il n'y a aucune limite et la valeur du courant peut être abaissée à volonté. Les dispositifs de mesure électrolytiques de grande diffusion se présentent

- en compteur de temps:
 - enregistrement du temps de fonctionnement en vue du changement systématique de pièces sujettes à usure (balais de moteurs, têtes magnétiques, capteurs phonographiques),
 - étude de fiabilité,
 - maintenance préventive en fonction du temps d'utilisation,

- en compteur d'impulsions:
 - comptage du nombre de caractères frappés par une imprimante,
 - comptage en mètres du défilement d'un ruban,
 - comptage de nombre de tours ou passage (peut être assuré sans alimentation grâce à un détecteur de proximité).

Tekelec Airtronic
B.P. n° 2
92310 Sèvres

SELEKTOR

Magnétomètre à effet Josephson

Principe physique du capteur

La magnétométrie à effet Josephson utilise comme élément fondamental un capteur appelé SQUID (Superconducting QUantum Interference Device). Ce capteur, refroidi à 4,2 kelvin par de l'hélium liquide comporte une jonction Josephson fermée par une inductance supraconductrice de faible valeur, de l'ordre du nanohenry (Fig. 1).

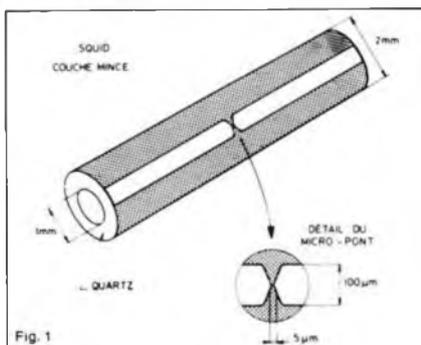
La jonction Josephson est une zone à supraconductivité faible, c'est-à-dire qu'elle passe d'un état supraconducteur (résistance nulle) à un état non supraconducteur (résistance de l'ordre de l'ohm) dès que le courant qui la traverse dépasse une dizaine de microampères. La technologie de ce capteur, mise au point au Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Informatique, fait appel à une évaporation sous ultra-vide de niobium (métal supraconducteur en dessous de 9 K) sur un cylindre de quartz, suivie d'une photolithographie pour déterminer la constriction, ou micropont. La valeur du courant pour lequel le micropont transite de l'état supraconducteur à l'état normal (courant critique) est ajustée par des séquences d'impulsions qui modifient ses propriétés physiques (brevet C.E.A.). Le flux magnétique à l'intérieur de l'inductance ne peut prendre que des valeurs quantifiées, multiples de Φ_0 , quantum de flux ($\Phi_0 = 2,07 \cdot 10^{-15}$ Wb ou $2,07 \cdot 10^{-7}$ G. cm²).

Quand un champ est appliqué au SQUID, celui-ci engendre un courant de compensation (Loi de Lenz), pour annuler le flux à l'intérieur. Dès que ce courant dépasse le courant critique i_c , le micropont transite et un quantum de flux pénètre à l'intérieur du SQUID. Le courant de compensation repart de zéro pour atteindre à nouveau i_c . Le comportement du capteur est donc périodique en fonction du flux, avec la période Φ_0 . La résolution de ce dispositif atteint quelques $10^{-5} \Phi_0$ pour 1 Hz de bande passante. Cette valeur dépend de plusieurs paramètres importants qui sont l'inductance, le courant critique et la fréquence d'excitation.

Principe de la mesure: description du magnétomètre

Le SQUID se comporte comme un dispositif dont l'impédance varie périodiquement en fonction du flux appliqué. Pour mettre en évidence ces variations, le SQUID est couplé magnétiquement à un circuit résonnant LC, dont on mesure l'impédance en radiofréquence. Cette mesure est effectuée par un réflectomètre suivi d'un amplificateur et d'un détecteur (Fig. 2).

Le générateur de contrôle et le filtre passe-bas permettent de créer un flux connu dans le SQUID et de vérifier son fonctionnement.



Pour améliorer le rapport signal sur bruit, le signal est transposé sur une porteuse audiofréquence en modulant le champ magnétique, puis détecté en synchronisme avec cette modulation (non représentée). La réponse du système est ensuite rendue linéaire en utilisant le SQUID comme détecteur de zéro dans un système à contre-réaction. Le flux de contre-réaction, obtenu en amplifiant le signal après détection et en l'intégrant, permet de maintenir le flux dans le SQUID nul, à $n \Phi_0$ près. Il est alors proportionnel à la valeur d'un flux extérieur appliqué dans le circuit de mesure.

Un "transformateur du flux" permet de ramener au niveau de la sonde un flux dans le SQUID proportionnel au champ magnétique à mesurer (Fig. 3). Le transformateur est supraconducteur, et le courant qui le traverse est proportionnel au champ B appliqué. Dans le cas d'une mesure de gradient, c'est la différence de champ qui produit un signal.

magnétomètre actuel pour des fréquences allant du continu à quelques dizaines de Hertz. La mesure de champ est directive; elle donne la variation du champ et non sa valeur.

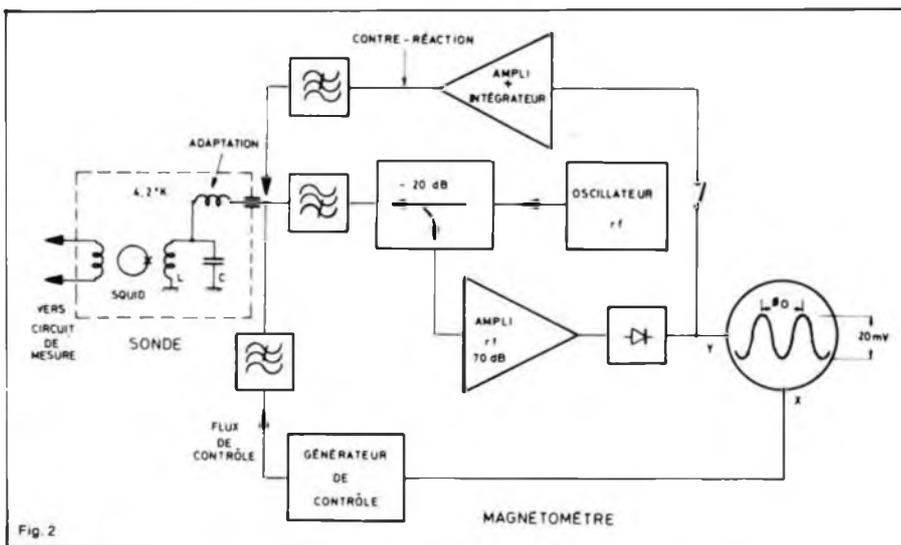
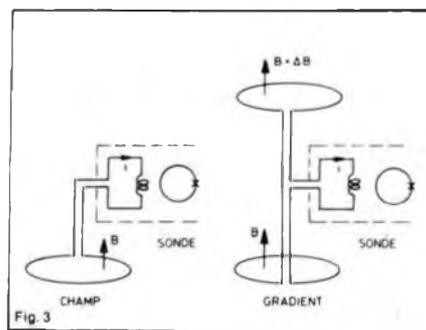
Applications en physique

Cet appareil s'utilise en physique des basses températures, pour des mesures magnétiques (champs, susceptibilités) et pour les grandeurs associées (courant, tension).

Son emploi est envisagé pour l'établissement d'une échelle absolue des températures, jusqu'à 10 K.

Application géophysiques

La gamme de fréquence et la sensibilité permettent également d'envisager des mesures très fines du champ terrestre: un magnétomètre différentiel peut se concentrer dans un faible volume, compte tenu de la sensibilité.



Applications

Domaine d'utilisation

Les sensibilités ultimes atteintes avec ce magnétomètre sont de 10^{-14} T/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (10^{-5} $\gamma/\sqrt{\text{Hz}}$, 10^{-10} G/ $\sqrt{\text{Hz}}$) dans le cas d'une mesure de champ et de 10^{-13} T/m/ $\sqrt{\text{Hz}}$ dans le cas d'une mesure de gradient. Ces sensibilités remarquables en font le meilleur type de

Applications biomagnétiques

L'étude des champs biomagnétiques créés par le corps humain (coeur: 10^{-10} T, cerveau: 10^{-12} T) ne peut s'aborder que par l'utilisation de ces magnétomètres.

CEN/G-LETI
85 X 38041 Grenoble Cedex

Voici la première édition de Circuits de Vacances, le numéro double d'Elektor pour juillet et août. Chaque année ce numéro spécial vous apportera une quantité d'idées et de circuits originaux qui constituent les "devoirs de vacances" de l'électronicien.

Parmi les 115 articles publiés ici, 106 sont tirés des propositions que nous avons reçues pour le concours Eurotronique, compétition internationale d'électronique amateur lancée par Elektor en février 1979.

La course aux 100.000 FF d'Elektor

Le succès de ce concours a été immense: plus de 3000 Circuits et Idées nous sont parvenus des quatre coins du Monde (et même de plus loin!). Pratiquement cela représente plus de 3 kilomètres de papier, et une somme de travail considérable pour tout notre personnel, qui a évalué les mérites particuliers de chaque dossier. Le niveau, comme prévu, a été élevé, ce qui a rendu la sélection d'autant plus difficile. La centaine de circuits contenus dans ce numéro est la crème de ces dossiers, choisis comme les plus intéressants et les plus originaux.

Ils sont publiés tels que nous les avons reçus, sauf quelques modifications minimales mais parfois nécessaires. Il est prévu que les circuits primés soient, un peu plus tard, repris par les laboratoires d'Elektor, éventuellement modifiés, et donnent lieu à la réalisation d'un circuit imprimé.

Le très très petit peloton de tête

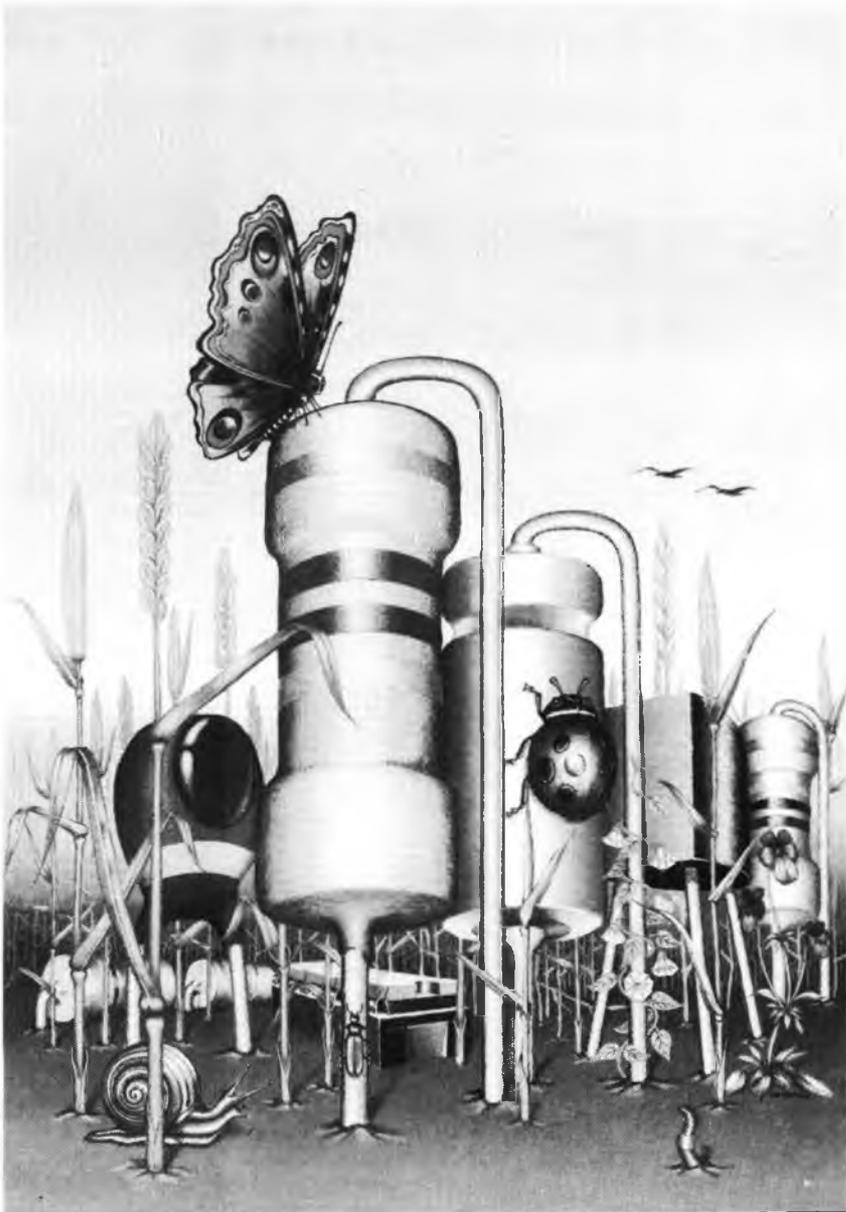
Les vingt dossiers primés, seront choisis parmi ceux publiés dans ce numéro, par vous-mêmes, nos lecteurs. Un "bulletin de vote" est inclu dans la revue, et nous vous demandons de remplir la liste par ordre de préférence, des circuits ou idées qui vous ont le plus séduit. Il y a dix emplacements sur la carte, mais vous n'êtes pas obligés de les remplir tous.

Il faut noter que les articles comprenant un circuit imprimé n'entrent pas dans la compétition: il ne faut donc pas voter pour eux.

Des prix

Parmi les bulletins de vote que nous recevrons, 51 seront tirés au sort. L'un d'eux rapportera à son expéditeur un kit complet du jeu TV programmable qui sera bientôt publié, les 50 autres recevront en cadeau un abonnement gratuit à Elektor pour un an ou des circuits imprimés et livres représentant la même valeur. La date limite d'envoi du bulletin est

Circuits de Vacances 79



le 27 Août (le cachet de la poste faisant foi), de façon à ce que les résultats définitifs puissent être publiés dans le numéro de Novembre.

Encore des prix

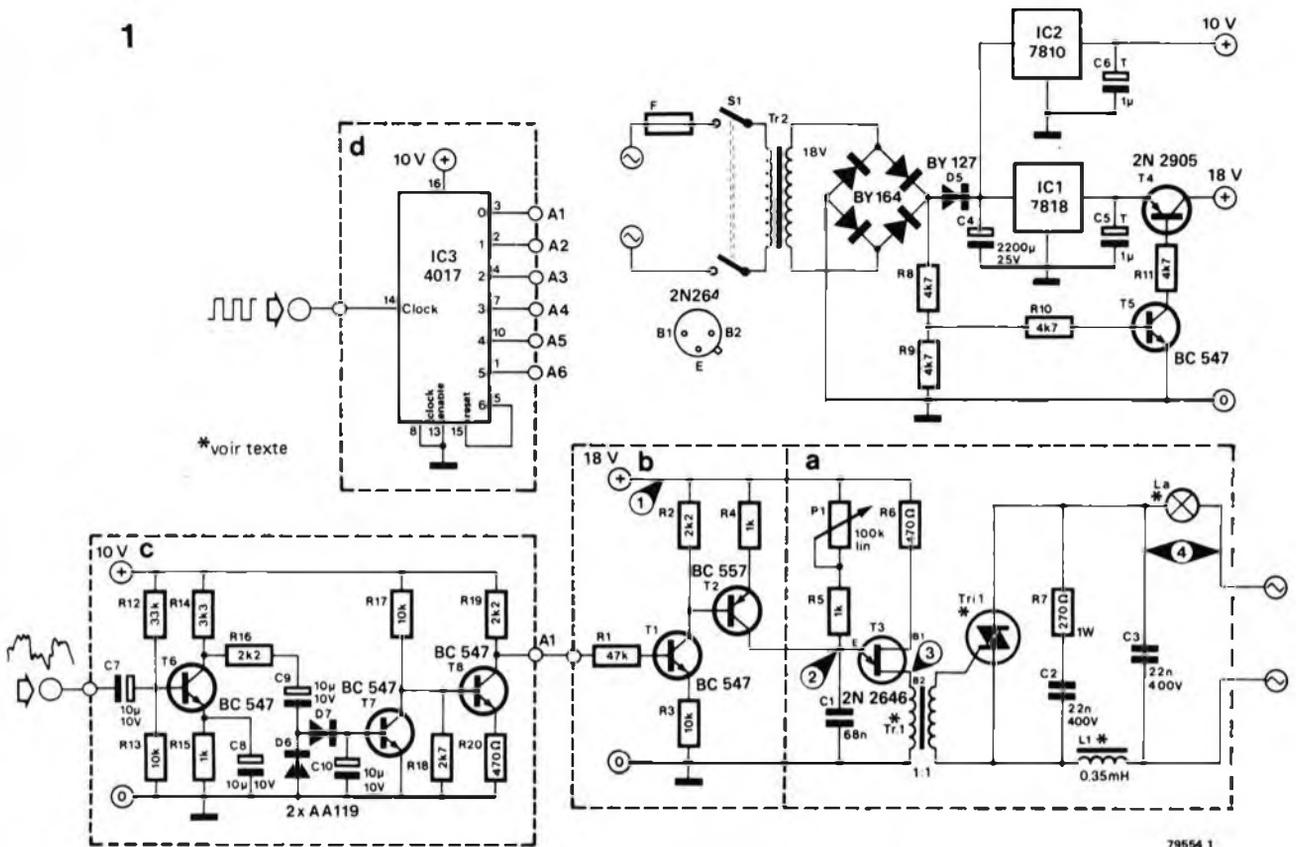
Les vingt dossiers ayant le plus de voix se partageront 70.000 FF de prix. La part de chacun dépendra du nombre de voix obtenues. Plus on aura de voix et plus on gagnera!

Cependant pour éviter un trop grand déséquilibre, le maximum sera limité à 20.000 FF par gagnant.

Les 30.000 FF restant seront attribués par un jury composé de membres des équipes de rédaction des différentes éditions d'Elektor. Ils choisiront, sur les mêmes critères que la première fois, les circuits les plus intéressants et les plus originaux pour les primer.

1 jeux de lumière

1



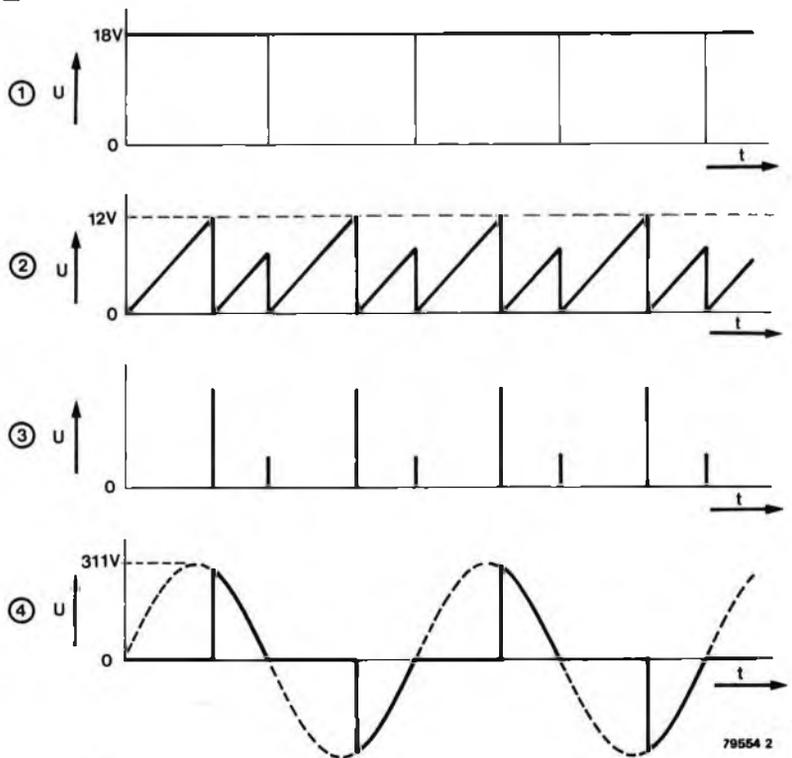
79554 1

De nos jours les jeux de lumières font partie intégrante de la scène "disco". Ce sont souvent des lumières modulées, s'allumant et s'éteignant, ou variant d'intensité suivant le volume ou la tonalité de la musique. Le circuit décrit ici peut être utilisé aussi bien comme modulateur ou gradateur que comme chenillard et même servir de base à un orgue lumineux.

Le circuit montré à la figure 1, est divisé en éléments séparés dont chacun a une fonction bien particulière. Si on n'utilise que la partie gradateur (circuit a), on peut omettre IC2 et C6 de l'alimentation.

Ce modulateur comprend un générateur de dents de scie, réalisé avec T3, P1, R5, R6 et C1, et qui applique des impulsions de commande au triac, via le transformateur Tr1. Pour obtenir une bonne synchronisation avec le secteur, le triac est bloqué toutes les 10 ms, par les transistors T4 et T5 qui coupent périodiquement l'alimentation de l'oscillateur (voir figure 2). La position de P1 détermine la brillance de la lampe, qui est variable de l'extinction à l'allumage complet. Grâce au circuit de la partie b, la

2



79554 2

brillance de la lampe peut être commandée par une tension extérieure. Cette tension (4...8 V) peut être obtenue par de nombreux circuits complémentaires. Le circuit de la partie d du schéma est un exemple: en reliant à chaque sortie A un circuit tel que celui de la partie a + b, on obtient un chenillard. La vitesse du défilement dépend évidemment de la fréquence d'horloge appliquée à IC3.

Si la brillance de la lampe doit être modulée par un signal musical, on utilise le circuit c. Le signal audio est d'abord amplifié par T6 et redressé par D6 et D7. Une tension continue apparaît donc sur C10. Elle est ensuite appliquée à la base de T1, via

T7 et T8.

Il faut faire particulièrement attention à la suppression des parasites de commutation du triac, qui pourraient être audibles dans le haut-parleur. L1 est une self de choc dont les caractéristiques dépendent du triac et des lampes utilisées. C2 et C3 font aussi partie de ce circuit antiparasite et doivent pouvoir supporter 400 V.

Le bon fonctionnement du circuit dépend largement de la qualité du transformateur Tr1. Il doit avoir un rapport de 1:1 et peut être réalisé en bobinant deux fois 150 tours de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm sur un noyau de ferrite de 6 mm.

Avec les tensions mises en jeu dans ce circuit, il va sans dire que toutes les

précautions devront être prise pour éviter tout accident.

G. Ghijssels (Belgique)

indicateur logique CMOS à trois états

2

Le circuit ci-dessous est destiné à donner sous forme auditive une indication sur l'état logique de circuits CMOS. Le "0" logique est représenté par une tonalité de fréquence basse (environ 200 Hz), le "1" logique par une tonalité de fréquence élevée (approximativement 2 kHz), tandis qu'un niveau haute impédance ne produira aucun signal de sortie.

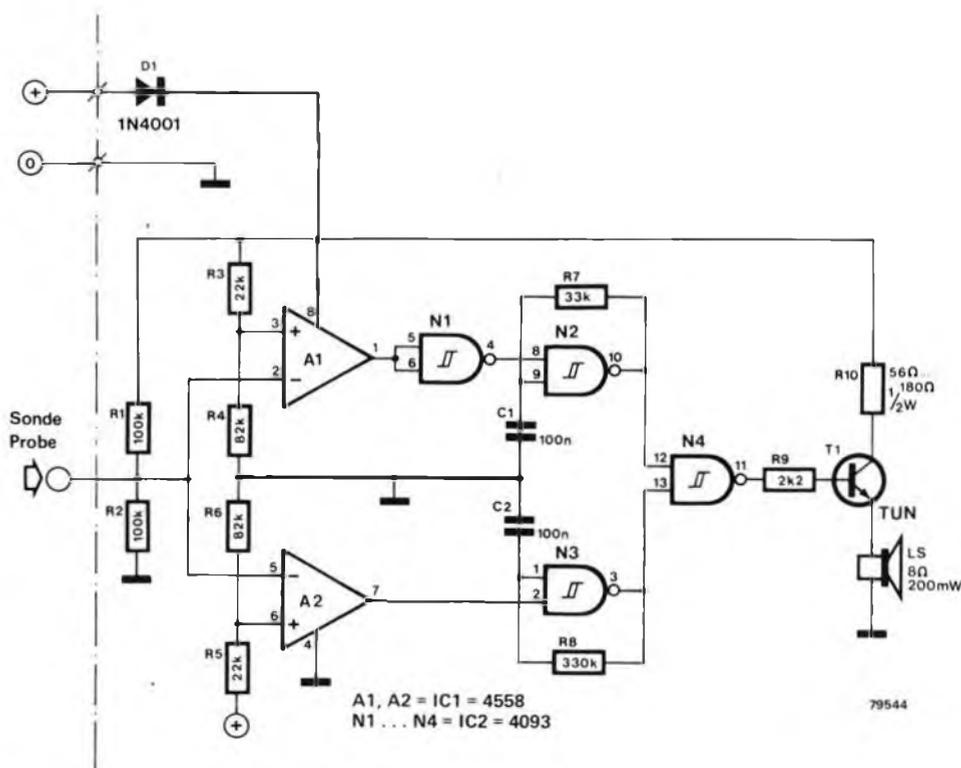
Le circuit fonctionne comme suit: on monte deux comparateurs de façon telle que, pour les niveaux de tension

compris environ entre 21% et 79% de la tension d'alimentation, les deux oscillateurs constitués de N2, R7 et C1, d'une part, et N3, R8 et C2, d'autre part, soient tous les deux bloqués. Avec des tensions d'entrée supérieures à 79% de celle de l'alimentation, la sortie de A1 passe à l'état bas, provoquant (par l'inverseur N1) la mise en route de l'oscillateur "haute fréquence". Par contre, des tensions d'entrée inférieures à 21% de celle de l'alimentation font passer

la sortie de A2 à l'état haut, mettant en route l'oscillateur "basse fréquence". Les signaux de sortie des oscillateurs sont appliqués à un simple étage tampon qui attaque un haut parleur convenable.

L'alimentation de l'indicateur peut être tirée du circuit testé, et doit être comprise entre 5 et 15 V.

D. Hackspiel (Suisse)



3

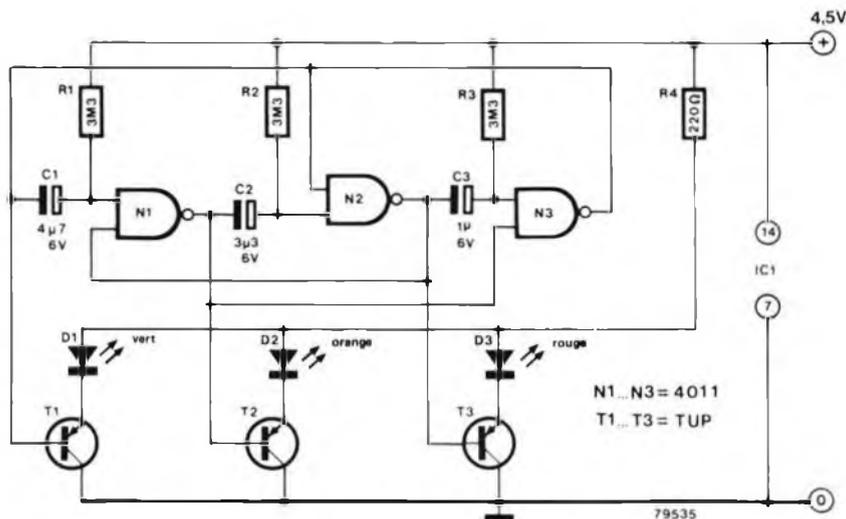
chenillard miniature

Bien que ce circuit nous ait été présenté par son auteur comme un gadget inhabituel, ce n'est certainement pas là sa seule destination possible. Il pourra par exemple être très utile au modéliste qui pourront l'utiliser comme feux de circulation, ou même plaire à nos jeunes lecteurs qui voudront s'en faire un badge lumineux.

La sortie passe successivement à l'état bas, alors que toutes les autres restent hautes. La durée d'allumage de chaque LED est déterminée par la constante de temps $R \cdot C$ correspondante. Trois piles miniatures de 1,5 V alimenteront très correctement l'ensemble.

J. Ladage

(Pays Bas)



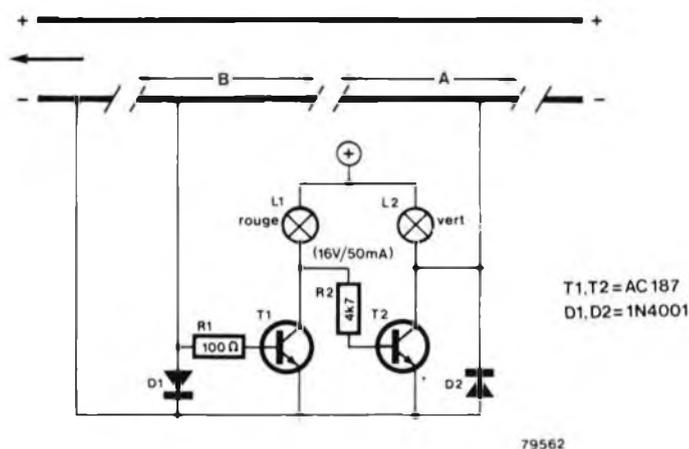
4

commande de train électrique

Ce circuit simple constitue une alternative bon marché aux blocs de commande coûteux disponibles dans le commerce. L'inconvénient de ce circuit est qu'il ne peut contrôler le trafic que dans un seul sens. Toutefois, son faible prix de revient en fait une proposition attrayante pour les amateurs de trains électriques.

Le circuit et ses connexions aux rails sont montrés sur le schéma où les trains circulent de la droite vers la gauche. Comme on peut le voir, le rail de "masse" est coupé en trois endroits à l'aide de sections isolantes que l'on peut trouver dans les magasins spécialisés. Les longueurs des sections de rail A et B définissent les points où le train s'arrête et seront choisies en fonction des particularités du circuit (la longueur des trains, par exemple). Les lampes rouge et verte (L1 et L2) seront assemblées sous la forme d'un feu de signalisation.

Le fonctionnement du circuit est le suivant: tant qu'il n'y a pas de train au voisinage du système, la lampe verte (L2) est allumée et la section A de la piste est connectée à la masse par l'intermédiaire du circuit. Le transistor T1 est bloqué, ainsi le transistor T2, polarisé via L1 et R2, conduit. Si un train approche, rien ne se passe tant qu'il roule sur la section A.



Quand le train arrive sur la section B, la diode D1 est polarisée dans le sens direct par l'intermédiaire du moteur du train qui ralentit légèrement à cause de la chute de tension de 0,7 V aux bornes de la diode. Cette différence de potentiel sur la diode rend T1 conducteur, ce qui entraîne l'éclairage de la lampe rouge L1. En même temps T2 se bloque éteignant la lampe verte et rompant la connexion entre la section A et la masse. Un autre train arrivant sur la partie A du circuit serait donc forcé de s'arrêter. Dès que le premier train quitte la section B, il y a retour à la situation

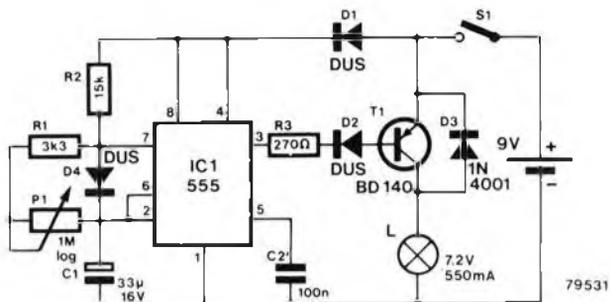
initiale, c'est à dire que T2 conduit, la lampe verte est allumée et la connexion entre la masse et la section A est rétablie. Le train qui attend sur la partie A peut donc continuer son chemin.

Ce circuit peut également être utilisé pour commander un aiguillage. La section A de la piste se trouve avant le croisement et la section B constitue l'aiguillage proprement dit. Les feux sont bien sûr placés à proximité du croisement.

A. van Kollenburg (Pays Bas)

économiseur de piles pour cambrioleur 5

Elektor essaie de contenter tout le monde, et nous avons inclus ici un circuit qui s'adresse à ceux dont la profession est essentiellement nocturne. La commande de luminosité pour torche électrique décrite ici mettra fin aux trébuchements dans les massifs d'arbustes. C'est aussi incidemment un excellent économiseur de piles. Faire varier la luminosité d'une torche électrique peut sembler assez simple, mais il est hors de question pour ce faire de mettre une résistance ou un potentiomètre en série avec la lampe, car ce composant additionnel dissipe de l'énergie sous forme de chaleur. Une solution consiste à utiliser, à la place d'une tension d'alimentation continue, un signal en créneau à rapport cyclique variable.



La luminosité de la lampe dépend alors de ce rapport cyclique. Dans le circuit décrit ici, on utilise pour générer le créneau un cadenceur type 555 connecté en multivibrateur astable. On règle le rapport cyclique du créneau au moyen du potentiomètre P1. Les diodes D1 à D3 pro-

tègent le circuit pour le cas où la polarité des piles serait inversée; dans ce cas, le cadenceur ne fonctionne pas et la torche a sa pleine luminosité. Messieurs, ne changez pas vos piles dans le noir!

C. Hentschel (Allemagne)

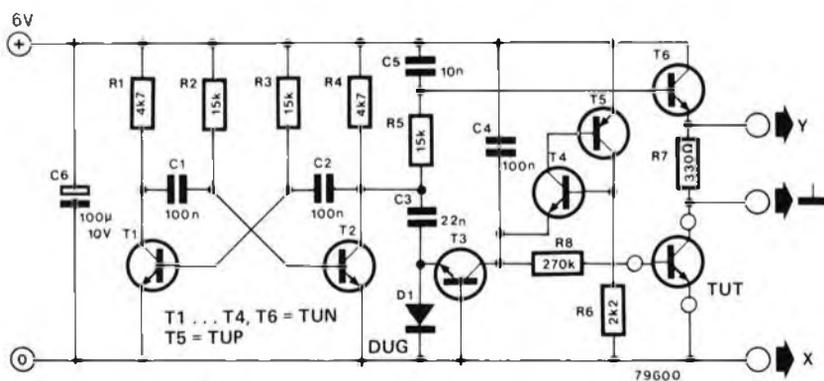
traceur de courbe 6

Ce testeur de transistor n'a pas la prétention d'être un appareil de mesure sophistiqué; mais il peut se révéler utile quand on a besoin de connaître l'allure générale de la caractéristique I_c/V_{ce} d'un transistor. En outre, il est suffisamment performant pour aider à la sélection de "paires assorties". Il ne peut tester que les transistors NPN, et aussi les diodes. Bien entendu, il faut disposer d'un oscilloscope avec entrées X et Y séparées.

Le circuit comporte trois sections: un multivibrateur, un générateur de marches d'escalier et un convertisseur signal carré/dent de scie. Le multivibrateur (T1 et T2) délivre un signal carré à 1 kHz. Sa sortie sert à commander ce qu'on appelle une "pompe à diode-transistor" (C3, C4, D1, T3), pour obtenir un signal en marches d'escalier; T4 et T5 remettent à zéro l'"escalier" chaque fois que la marche du bas est atteinte.

Cette seconde section mérite une explication plus détaillée pour les lecteurs qui ne connaissent pas la "pompe à diode-transistor". Supposons que C4 est initialement déchargé — la tension à la jonction C4-T3-T4 est presque égale à la tension d'alimentation.

Pendant la moitié positive du signal carré issu de T2, C3 se charge à la valeur de la tension d'alimentation. Quand le potentiel du collecteur de



T2 se rapproche de la masse, C3 fera diminuer le potentiel de l'émetteur de T3 jusqu'à ce qu'il se mette à conduire. La charge de C3 est transférée à C4, faisant diminuer d'un "cran" le potentiel de la jonction C4-T3-T4. Chaque diminution de la tension collecteur de T2 fait décroître d'un autre cran la tension de la jonction jusqu'à ce que T4 se mette à conduire. T5 conduit à son tour et un phénomène d'"avalanche" décharge alors rapidement C4, qui, dès cet instant, est de nouveau prêt à générer une autre série d'échelons. Le nombre total d'incréments à l'intérieur de chaque cycle dépend du rapport C3/C4, avec notre circuit on obtient 5 échelons.

La troisième section, à savoir le convertisseur signal carré/dent de scie,

n'est pas aussi compliquée. Ce dernier est constitué de R5, C5, et T6. La dent de scie "exponentielle" que l'on obtient est de qualité suffisante pour cette application.

L'appareil étant en service, le signal en marches d'escalier est appliqué à la base du transistor à tester (TUT) et la dent de scie, à son collecteur. La tension aux bornes de R7 est proportionnelle au courant collecteur (variable), et elle est appliquée à l'entrée Y du "scope". L'entrée X sert à visualiser la tension collecteur-émetteur.

On peut aussi tester les diodes: l'anode est alors reliée à R7 et la cathode au commun de l'alimentation.

B. Darnton (Grande Bretagne)

7 pachisi

Le Pachisi est un jeu simple, pour deux joueurs, destiné à tester le "quotient de frustrabilité". L'idée de base est de faire déplacer par chaque joueur un pion qui partent chacun d'un des deux cercles indiqués par des flèches, avec pour but de suivre la piste pour aboutir au carré blanc au centre du "M". Les joueurs jouent, chacun leur tour, et celui dont le pion atteint le premier "la maison" est le gagnant. Quatre mouvements sont possibles: en avant ou en arrière, sur le premier cercle blanc ou sur le premier cercle noir. Il est ainsi possible d'avancer ou de reculer, de

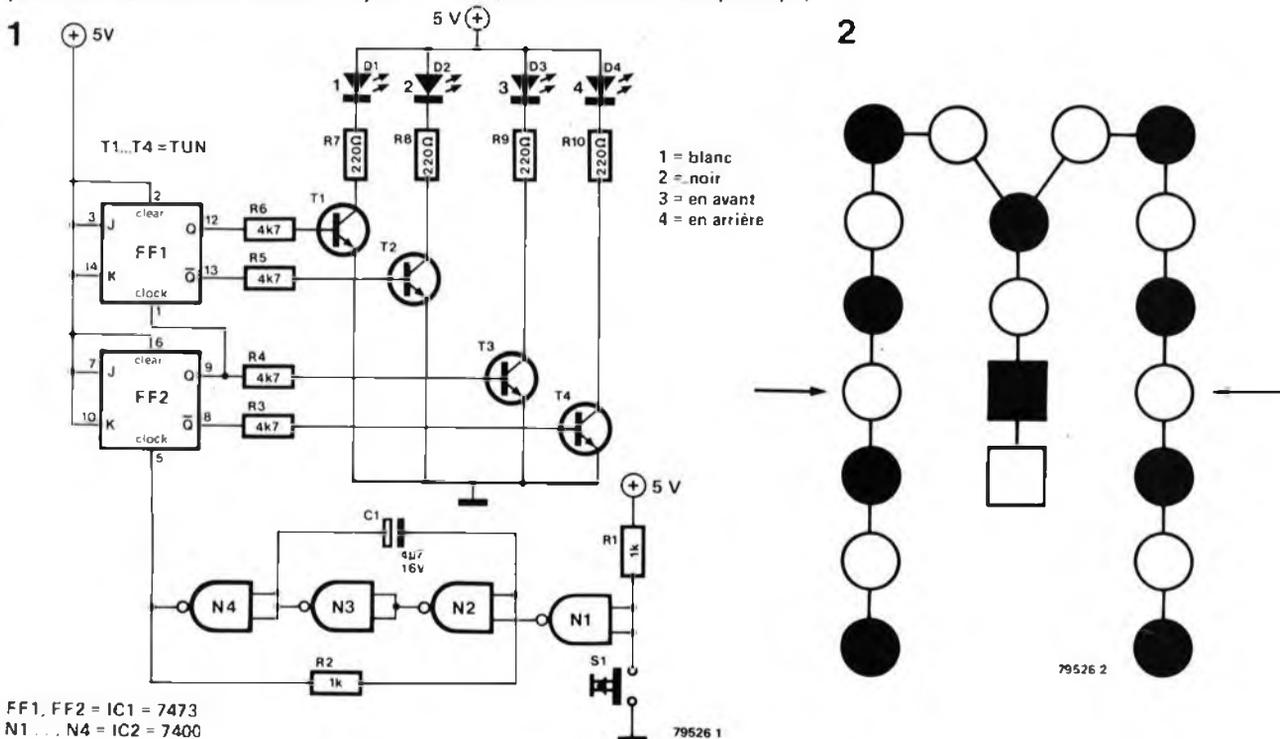
une ou deux cases, à chaque tour. Si un des joueurs tombe sur le cercle occupé par son adversaire, il est déclaré vainqueur. D'autre part, si un joueur recule au-delà des limites du jeu, il est réputé avoir perdu.

Les mouvements des joueurs sont déterminés par deux paires de diodes électroluminescentes. L'une des deux paires indique le sens (en avant ou en arrière), et l'autre paire indique la couleur de la case où doit tomber le pion. Une nouvelle combinaison s'affiche au hasard à chaque fois qu'on manoeuvre le bouton poussoir S1 (voir le schéma de principe). Il

peut ainsi arriver qu'un joueur sur le point de gagner soit obligé de reculer de deux cases.

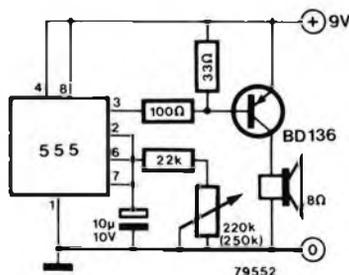
Le circuit pratique se comprend de lui-même. Deux bistables constituent un compteur binaire à deux chiffres, qui reçoit les impulsions de l'oscillateur construit sur les NAND N1 à N4. L'oscillateur ne fonctionne que quand S1 est fermé. L'état de la sortie du compteur est affiché sur les quatre diodes électroluminescentes par l'intermédiaire de transistors.

H.J. Walter (Allemagne)



8 métronome

Bien que le circuit décrit ci-dessous ne soit pas tout à fait révolutionnaire, il est à la fois très bon marché et très fiable. Le célèbre circuit intégré 555 (minuterie) est connecté en multivibrateur astable, et il engendre un train régulier d'impulsions que le transistor et le haut-parleur rendent audibles. Le potentiomètre P1 permet de faire varier la fréquence du métronome. La tension d'alimentation de 9 V indique que l'on peut



facilement alimenter le circuit avec des piles.

Si l'on utilise un haut-parleur d'impédance inférieure à 8 ohms, il faut le faire précéder d'une résistance série (1 W) pour compenser la différence d'impédance (et pour permettre aux piles de durer plus longtemps).

W. Kluihouth (Pays Bas)

à la poursuite du soleil... 9

La lumière du Soleil est désormais reconnue comme une importante énergie de "remplacement", et l'usage de panneaux solaires pour convertir l'énergie des rayons solaires en électricité devient de plus en plus répandu. Pour que les panneaux solaires fonctionnent avec le plus d'efficacité, il est important que les cellules soient toujours perpendiculaires aux rayons. Comme le soleil change constamment de place (nos remerciements adressés à MM. Kepler et Galilée), il est nécessaire de "poursuivre" le soleil, pour maintenir le rendement optimal.

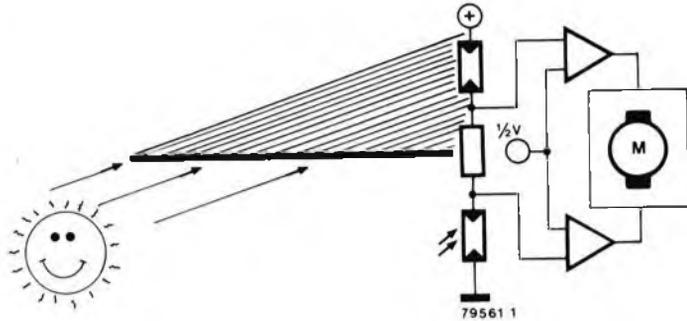
La position du panneau solaire est déterminée par un moteur réversible, qui est commandé par le circuit décrit ici. L'information concernant l'alignement du panneau solaire est donnée par deux cellules photorésistantes (LDR). Elles sont montées sur le même plan de chaque côté d'un écran (voir figure 1) qui fait de l'ombre sur l'une d'elles quand le panneau n'est pas correctement orienté. Si celui-ci fait face au soleil, la quantité de lumière que reçoit chaque cellule est la même, et le moteur est arrêté. En cas de mauvaise orientation, une des cellules est partiellement à l'ombre et le déséquilibre est détecté par deux comparateurs, qui fournissent le signal de commande. Le moteur rétablit alors la bonne orientation.

Le circuit (voir figure 2) est constitué d'un pont à transistors (T1...T6), qui incorpore le moteur et deux comparateurs (IC1 et IC2). Les comparateurs n'ont qu'une seule entrée, la référence étant interne. Quand les sorties de IC1 et IC2 sont toutes deux à l'état bas, T1, T3 et T5 sont saturés, alors que T2, T4 et T6 sont bloqués et le moteur tourne dans le sens des aiguilles d'une montre. Quand les deux comparateurs ont leur sortie au niveau haut, T2, T4 et T6 sont saturés, alors que T1, T3 et T5 sont bloqués et le moteur tourne dans l'autre sens. Si une des sorties est haute et l'autre basse, le moteur est bloqué. Cela arrive dans la "zone morte", qui doit être prévue assez large. On évite ainsi une oscillation autour de la position optimale en cas de petites fluctuations des résistances ou à cause de l'hystérésis du système.

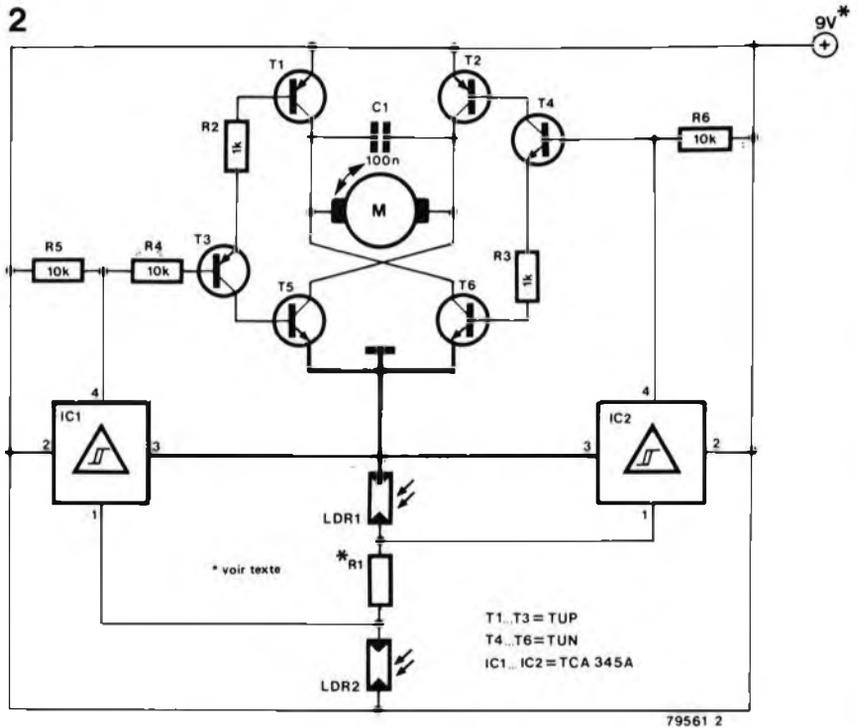
Un moteur convenable (avec démultiplication) peut se trouver facilement dans les magasins spécialisés.

Pour éviter que l'ensoleillement soit trop fort et sature les LDR, il peut

1



2



être utile de les monter avec un filtre. La valeur de R1 dépend de la vitesse du moteur et sera déterminée expérimentalement. Le circuit peut être alimenté par le panneau solaire lui-même, en y réalisant une prise de 9 V, ceci afin de ne jamais dépasser la tension maximum des comparateurs qui est de 10 V.

W.H.M. van Dreumel (Pays Bas)

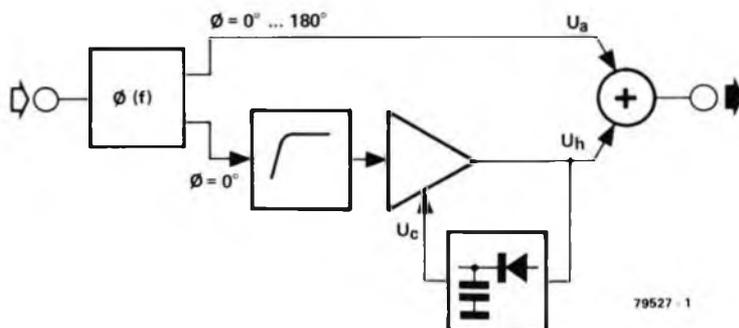
10 limiteur dynamique de bruit amélioré

Le Limiteur Dynamique de Bruit (DNL = Dynamic Noise Limiting) est un système de réduction du bruit breveté par Philips, particulièrement utile pour la reproduction des enregistrements sur cassette magnétique. Comme son nom le suggère, le système est dynamique, c'est-à-dire que le bruit n'est supprimé qu'au moment où il est le plus importun, ce qui dans le cas d'un signal musical correspond aux passages dont l'intensité est la plus faible. Le système exploite également un effet psychoacoustique intéressant: pendant les passages de faible intensité, les composantes de haute fréquence du signal ont moins d'importance que pendant les sections où l'intensité de la musique est la plus forte. Un circuit DNL utilise ce fait en atténuant les composantes de haute fréquence, et donc le bruit, lorsque l'amplitude du signal d'entrée est faible.

Le circuit décrit ci-dessous est une version modernisée et améliorée de circuits DNL plus anciens. Sa caractéristique la plus significative est que le point où commence la réduction du bruit varie de façon continue.

Le synoptique de la figure 1 illustre le fonctionnement du circuit. Le signal d'entrée est appliqué à un déphaseur qui fournit deux signaux de sortie. L'un de ces signaux, u_a , est égal au signal d'entrée, mais il fait

1

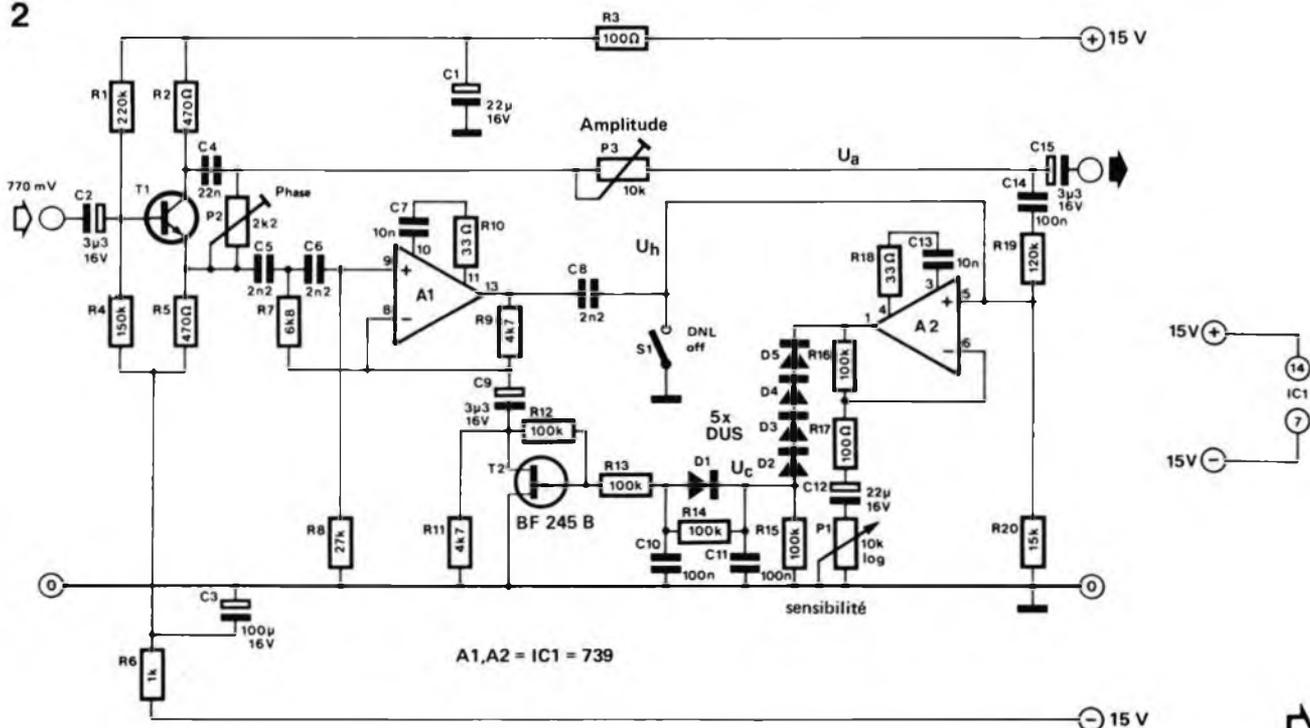


l'objet d'un déphasage dépendant de la fréquence, et variant de 0° pour les signaux de basse fréquence à 180° pour les signaux de haute fréquence. Le second signal de sortie est identique en tous points au signal d'entrée, y compris la phase, et il est appliqué à un filtre passe-haut puis à un amplificateur. Le gain de cet amplificateur est déterminé par le signal de contre-réaction, u_c , qui est obtenu par redressement crête de la sortie de l'amplificateur. Il en résulte une compression/limitation dynamique des composantes à haute fréquence du signal, c'est-à-dire que ces dernières sont amplifiées jusqu'à un niveau constant, quel que soit le niveau du signal d'entrée. La sortie de l'amplificateur, u_h , est ajoutée à la version déphasée du signal d'entrée. Comme

le déphasage est fonction de la fréquence, les hautes fréquences présentes dans les deux signaux vont tendre à s'annuler. Cependant, à cause de l'effet de limitation de l'étage amplificateur, plus grande est l'amplitude du signal d'entrée, moins forte est l'annulation, et plus faible est l'atténuation des fréquences les plus hautes. La réduction du bruit est donc la plus sévère pour les signaux d'entrée de niveau faible, c'est-à-dire pendant les morceaux de musique les plus calmes.

La figure 2 donne le schéma complet du circuit DNL. Le déphaseur est constitué par T1, le déphasage étant rendu variable avec la fréquence en combinant les signaux de collecteur ($\Phi = 180^\circ$) et d'émetteur ($\Phi = 0^\circ$) à travers P2 et C4. Le filtre passe-

2



haut est réalisé par le circuit bâti autour de l'ampli-op A1. Ce filtre a une réponse de Butterworth du troisième ordre, et une fréquence de coupure de 5,5 kHz. La sortie du filtre est amplifiée/limitée par A2. On peut faire varier le gain de A2, et avec lui la sensibilité du circuit, au moyen du potentiomètre P1.

Le détecteur de crête se compose de 4 diodes connectées en série, qui garantissent que le signal de commande, u_c , n'est présent que lorsque le signal d'entrée dépasse un certain seuil. Un FET, T2, sert d'atténuateur commandé en tension pour la boucle

de contre-réaction de A2. Les deux signaux u_a et u_h sont ajoutés à travers le potentiomètre ajustable P3 et la connexion en série de R19 et de C14.

On peut inhiber le fonctionnement du circuit DNL au moyen de l'interrupteur S1, qui court-circuite simplement à la masse le signal u_h .

Au cours de la construction, on prendra soin de maintenir le signal de sortie de l'ampli-op A2 à une distance de plusieurs centimètres au moins des fils qui conduisent le signal, afin d'éviter toute possibilité d'intermodulation.

On peut régler le circuit en l'attaquant par un signal de bruit pur, tel que celui que fournit un tuner FM en l'absence de toute station, et en faisant varier P2 et P3 pour obtenir l'atténuation maximum.

Tel qu'il est représenté, le circuit est optimisé pour des niveaux standard de signaux audio, soit 0 dB = 770 mV eff., mais on peut également l'utiliser pour des signaux de niveau différent.

R.E.M. van den Brink (Pays Bas)

mesure de résistances | pont de 11

En règle générale, des résistances de 5% de tolérance sont largement suffisantes pour la plupart des circuits publiés dans Elektor. Toutefois, il peut se présenter de temps en temps un cas où il faut des résistances de tolérance 1%, ou encore un cas où les valeurs de deux résistances doivent être appariées à mieux que 1%. C'est le cas par exemple dans les appareils de mesure digitaux, qui valent la peine d'effectuer une dépense supplémentaire pour les résistances de haute précision des atténuateurs, si l'on veut exploiter à fond la précision apportée par un affichage digital.

Le circuit décrit ci-dessous permet de comparer deux résistances, R_x et R_y , de même valeur nominale, et d'exprimer leur différence directement en pourcentage. La précision et la stabilité du circuit sont meilleures que 0,1%, et il est possible de mesurer des résistances de valeur comprise entre 10 Ω et 10 M Ω , à condition de ne pas dépasser la puissance dissipée maximum admissible; par exemple, les résistances du type 1/4 W doivent être supérieures à 27 Ω .

Le fonctionnement du circuit est basé sur le pont de résistances formé par R_x , R_y et sur le diviseur de tension R1, P1 et R2. Si R1 et R2 ont exactement la même valeur, le courant traversant la diagonale du pont sera proportionnel à la quantité dont R_x et R_y s'écartent de la valeur moyenne de ces deux résistances. Pour des petites différences entre R_x et R_y , le courant est en fait proportionnel à la différence entre les deux résistances.

L'échelle du galvanomètre affiche directement la différence en pourcentage entre les deux résistances "inconnues", quelle que soit la plus

grande des deux. Toutefois, grâce à l'aide du comparateur simplifié constitué par T1 et T2, on affiche sur les LEDs D1 et D2 laquelle des deux résistances est la plus grande.

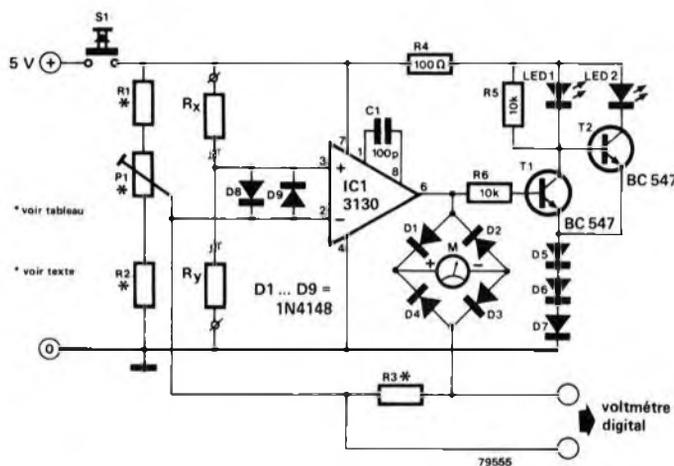
On peut adapter le circuit à toute une variété d'appareils de mesure différents. L'idéal serait de disposer d'un galvanomètre à zéro central ou d'un voltmètre digital (avec entrée flottante), auquel cas on pourrait omettre les composants D1...D7, R4...R6, T1, T2 et les deux LEDs. Un contrôleur universel muni d'une échelle 0-10 ou 0-30 pourrait également convenir. La table ci-contre donne une liste d'autres exemples d'appareils de mesure possibles et indique les modifications de composants correspondantes ainsi que l'échelle de mesure obtenue. Les résistances R1, R2 et R3 doivent être du

type bobiné de précision 1%, ou du type à oxyde métallique de haute stabilité.

La calibration du circuit ne pose aucun problème. On place provisoirement P1, qui sera de préférence du type multi-tours, à mi-course, et l'on connecte au circuit deux résistances de même valeur nominale. On note la lecture du galvanomètre, puis l'on permute les résistances. Si la nouvelle lecture est la même que la première, il n'y a plus aucun réglage à faire. Si ce n'est pas le cas, il faut retoucher P1 jusqu'à obtenir la moyenne des deux lectures. On pourra éventuellement recommencer cette procédure une fois de plus à titre de contrôle supplémentaire.

J. Borgman

(Pays Bas)



échelle	galva M	R1 = R2	P1	R3	voltmètre numérique
0-3%	0-60 μ A	1k2	100 Ω	5 k	-0,3 ... +0,3 V
0-10%	0-200 μ A	1k2	100 Ω	5 k	-1 ... +1 V
0-10%	0-500 μ A	475 Ω	50 Ω	2 k	-1 ... +1 V
0-10%	0-200 μ A	1k2	100 Ω	500 Ω	-0,1 ... +0,1 V
0-1%	0-50 μ A	475 Ω	50 Ω	2 k	-0,1 ... +0,1 V

12 transposeur d'octave pour guitare électrique

Les appareils à effets spéciaux pour guitares électriques sont extrêmement populaires. L'une des armes les plus populaires de l'arsenal dont dispose tout guitariste rock bien équipé est le transposeur d'octave, un appareil qui double la fréquence du signal de la guitare.

L'une des façons de doubler la fréquence — c'est la solution adoptée ici — consiste à effectuer un redressement double alternance, tel qu'utilisé couramment dans les circuits d'alimentation. Comme on peut le voir sur le schéma, le redressement est exécuté par un pont de diodes. Comme ce pont de diodes est

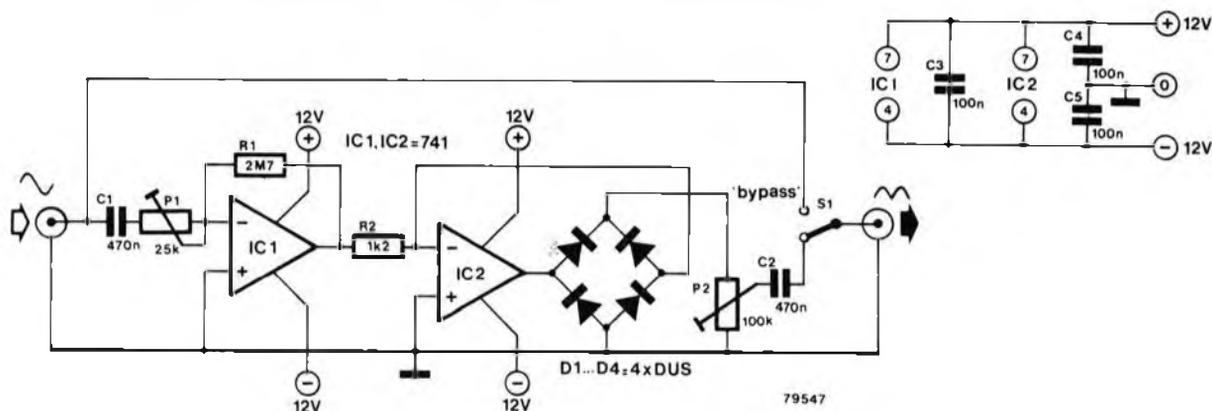
placé à l'intérieur de la boucle de contre-réaction de IC2, la non-linéarité de la caractéristique de tension des diodes n'a aucun effet sur le signal.

IC1 est un préamplificateur du signal capté sur la guitare. Le gain de cet étage est réglé par P1 de telle sorte que le signal soit juste au seuil d'écrêtage. On peut régler le potentiomètre ajustable P2 pour que le niveau du signal de sortie soit le même que celui du signal d'entrée. Un commutateur bypass, S1, a été prévu afin de pouvoir mettre l'appareil en service ou hors service.

Comme il apparaît sur les figures qui

représentent les signaux d'entrée et de sortie, le signal n'est pas seulement doublé en fréquence, mais il est également distordu. Le son devient considérablement plus rauque, en même temps qu'il monte d'une octave. Cette particularité sera sans doute considérée comme avantageuse par le musicien rock contemporain.

H. Schmidt (Allemagne)



13 détecteur de niveau pour liquides

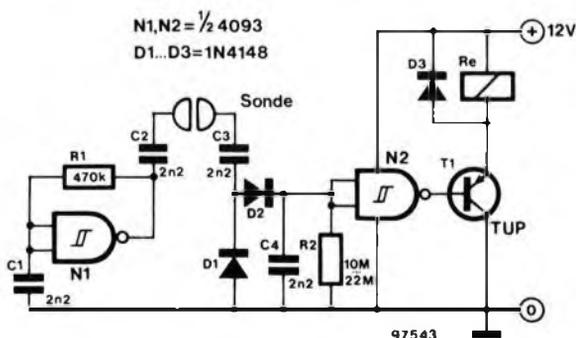
Un défaut majeur de beaucoup de détecteurs de niveau pour liquides est l'effet des réactions électrolytiques entre le liquide et la sonde. Les électrodes métalliques sont sujettes à la corrosion et il en résulte une perte dans l'efficacité (par diminution de la conductivité), ce qui oblige à les remplacer à intervalles rapprochés.

Une solution à ce problème est de veiller à ce que la différence de potentiel entre les électrodes de sonde soit alternative plutôt que continue. Le changement périodique de polarité des électrodes bloque fortement le processus électrolytique, ce qui réduit considérablement la corrosion.

Le circuit pratique du détecteur de niveau est extrêmement simple. Le circuit formé autour de N1 constitue un oscillateur. Quand les deux

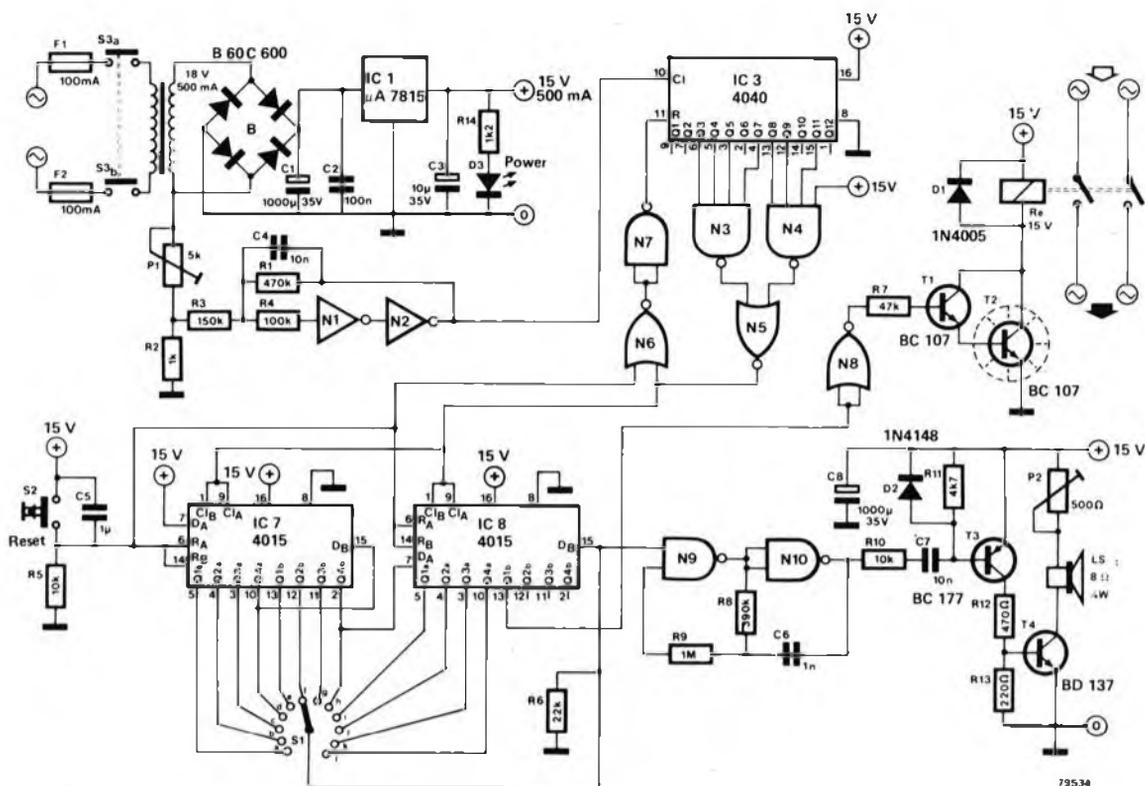
sondes se trouvent immergées dans une solution conductrice, C4 se charge à travers les condensateurs de couplage alternatif (C2 et C3) et les diodes, et, au bout d'un bref délai, la sortie de N2 devient basse, et le relais est excité. On peut utiliser le relais pour mettre en route une pompe, par exemple, qui va, à son

tour, faire évoluer le niveau du liquide. Quand il n'y a plus de conduction entre les deux électrodes, C4 se décharge dans R2, ce qui fait passer la sortie de N2 à l'état haut, et le relais n'est plus excité.



E. Scholz (Suisse)

minuterie pour lampe à bronzer 14



N1, N2 = IC2 = 4069
 N3, N4 = IC4 = 4012
 N5, N6, N8 = IC5 = 4001
 N7, N9, N10 = IC6 = 4011

Avant de partir pour des pays plus ensoleillés, (du moins c'est ce qu'ils espèrent), beaucoup de futurs vacanciers se servent d'une lampe à UV pour acquérir un bronzage initial. Malheureusement, les choses peuvent tourner assez mal, et au lieu d'un beau bronzage doré, l'utilisateur négligent ou distrait peut se retrouver de la couleur d'une voiture de pompiers! Le circuit décrit ci-dessous a été conçu pour éviter à tous nos lecteurs les souffrances d'une telle expérience douloureuse.

Le circuit est avant tout une minuterie, qui après un intervalle de temps prédéterminé émet un signal sonore pour avertir le patient que son bain de soleil est terminé. Si le signal sonore ne provoque aucune réaction de la part de l'utilisateur, la lampe est coupée automatiquement (via un relais) 30 secondes plus tard. Si le candidat au bain de soleil désire se retourner pour bronzer une autre partie de son anatomie, ou si quelqu'un d'autre veut prendre sa place,

il suffit de presser un bouton de réarmement pour empêcher la lampe de s'éteindre.

Le fonctionnement du circuit ne pose absolument aucun problème. On dérive du secondaire du transformateur un signal carré à 50 Hz, et on l'applique à un compteur binaire à 12 bits (IC3). Les sorties du compteur traversent un ensemble de portes (N3...N5) de telle sorte que les entrées horloge de IC7 et de IC8 reçoivent une impulsion toutes les 30 secondes. De plus, IC3 lui-même est également remis à zéro toutes les 30 secondes. IC7 et IC8 sont des registres à décalage dont les sorties passent à tour de rôle au potentiel haut sous l'action des impulsions d'horloge successives. La position de S1 détermine donc le temps nécessaire avant que l'oscillateur, constitué par N9, N10 et les composants associés, ne puisse démarrer. Cet oscillateur, ainsi que l'étage amplificateur et le haut-parleur, fournit le signal d'alarme sonore. Lorsque S1

est placé sur la position "1", cette période vaut $12 \times 30 \text{ s} = 6 \text{ minutes}$. Trente secondes plus tard, la sortie suivante de IC8 (Q1b) passe au potentiel haut, entraînant le déclenchement du relais et l'arrêt de la lampe à UV.

A tout moment, il suffit de presser S2 pour remettre à zéro les IC3, IC7 et IC8, ce qui permet ainsi d'initialiser un nouveau cycle de comptage. On peut faire varier le volume du signal sonore au moyen de P2, tandis que la LED D3 donne une indication visuelle qui permet de savoir si le circuit est sous tension. Il faut utiliser un relais capable de commuter des courants suffisamment importants, mais dont la consommation propre soit relativement modeste (100 mA max.).

A.W. Zwamborn (Pays Bas)

15 comparateur de fréquences

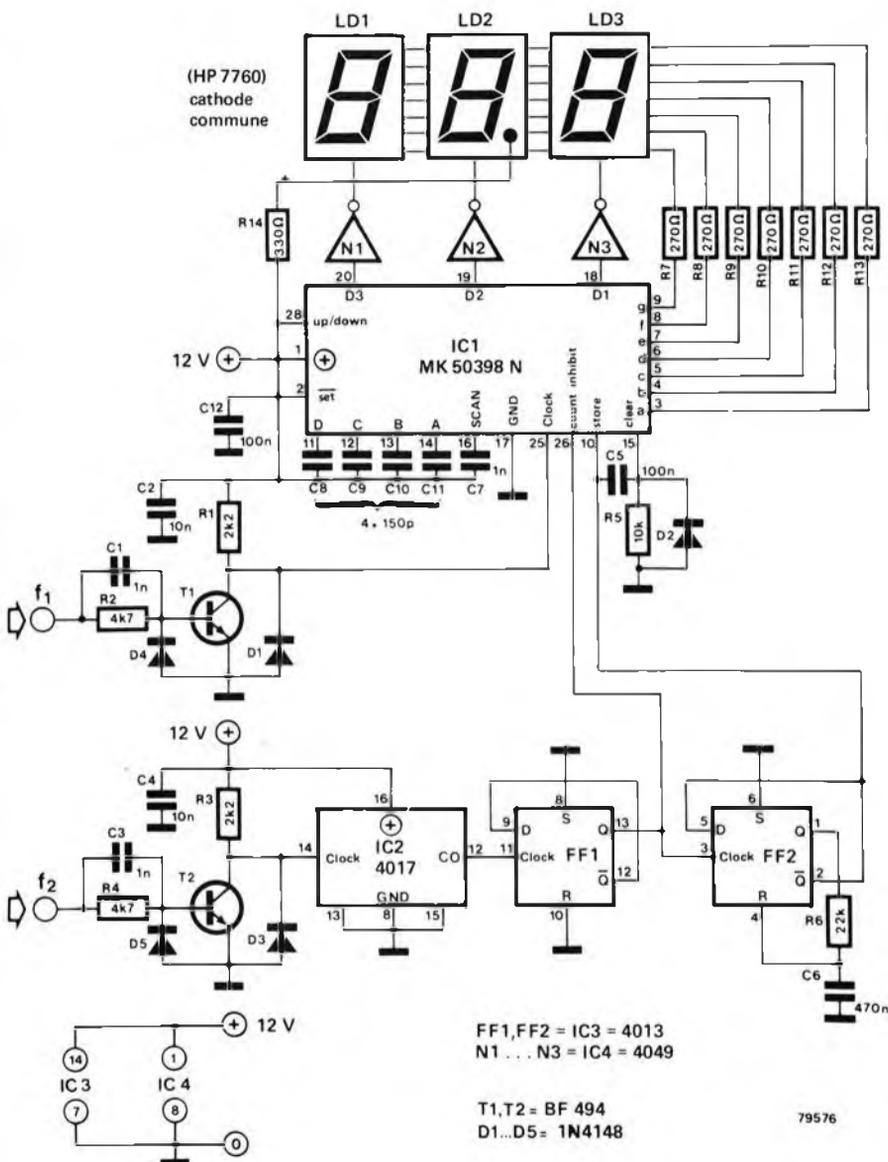
Dans certains cas, par exemple lorsqu'on teste des multiplicateurs ou diviseurs de fréquence, des circuits PLL, certains instruments de musique, etc. . . . il est plus utile de connaître le rapport entre les fréquences de deux signaux, que de connaître ces fréquences elles-mêmes. Avec le circuit décrit ici, il est possible d'afficher le rapport entre deux fréquences f_1 et f_2 , sur trois afficheurs à sept segments. On mesure ainsi des rapports jusqu'à 99,9 avec une précision de 0,1 et avec f_1 supérieure à f_2 .

Le coeur du montage est le compteur/driver MK 50398 de Mostek, qui a déjà été décrit dans Elektor (voir ci-dessous). La fréquence la plus haute, f_1 , est appliquée, via l'étage d'entrée T1, à l'entrée horloge (broche 25) du compteur. Ses impulsions seront comptées tant que la broche 26 (inhibition du comptage) sera maintenue à l'état bas. La décade IC2 et le flip-flop FF1 la maintiennent ainsi pendant dix périodes de la fréquence la plus basse, f_2 . On affiche ainsi un nombre qui est égal à dix fois le rapport entre f_1 et f_2 . En plaçant correctement le point décimal, le chiffre obtenu est exactement le rapport f_1/f_2 . FF2 est un monostable qui fournit au 50398 les impulsions "store" et "clear" nécessaires respectivement sur les broches 10 et 15.

Bibliographie:
Fréquence-mètre 1/4 GHz,
Elektor 5/6, décembre 1978.

W. Dick

(Allemagne)



16 testeur de transistors

Bien qu'il ne soit pas un instrument de précision, ce testeur de transistors se révélera néanmoins être d'une grande utilité pour vérifier la qualité de ces transistors qu'on trouve en vrac. Ce circuit est destiné à contrôler si un transistor est ou n'est pas défectueux, et si son gain en courant permet de le ranger dans la classe A (gain en courant compris entre 140 et 270), dans la classe B (270 à 500)

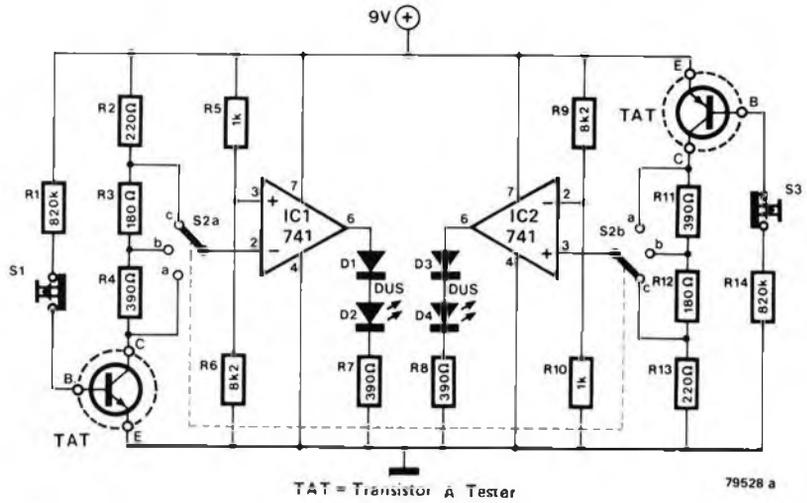
ou dans la classe C (plus de 500). Pour tester, par exemple, un transistor NPN, on l'insère dans le support approprié (TAT = transistor à tester) et on met le commutateur S2 sur la position C. Si la diode électroluminescente D2 s'allume, c'est que le transistor est de classe C; si la diode reste éteinte, faire passer S2 à la position B, et, s'il ne se passe toujours rien, sur la position A. La posi-

tion de S2 qui donne l'allumage de la diode électroluminescente indique la classe du transistor. Si la LED reste éteinte dans les trois positions de S2, c'est soit que le transistor est défectueux, soit que son gain en courant est inférieur à 140, ce qui signifie, dans le cas des transistors pour petits signaux, qu'il est pratiquement inutilisable. Le courant de base du transistor à tester peut être interrompu

au moyen du bouton poussoir S1. Si, dans ce cas, la LED ne s'éteint pas, c'est que le collecteur et l'émetteur du transistor sont en court-circuit. L'utilisation de ce testeur est particulièrement simple: le transistor à tester reçoit un courant de base de $10\mu\text{A}$ à travers R1. En supposant que le transistor ne soit pas défectueux, il en résulte une chute de tension aux bornes de R2 à R4, et, selon la position de S2, on compare une partie de cette différence de potentiel à une tension de référence fixe au moyen de IC1. Le fonctionnement de la partie droite du circuit est pratiquement identique, la seule différence provenant de ce que cette partie est conçue pour des transistors PNP.

On peut alimenter ce circuit par une pile.

R. Storn (Allemagne)



testeur de transistors "de luxe" 17

Comme le circuit précédent, ce testeur de transistors est conçu pour indiquer si le gain en courant permet de ranger le composant testé dans une des classes A, B ou C. Ce circuit contrôle également si le transistor est ou n'est pas défectueux. L'avantage de ce circuit est que la classe du transistor est déterminée automatiquement et qu'elle est affichée directement sur un afficheur à sept segments.

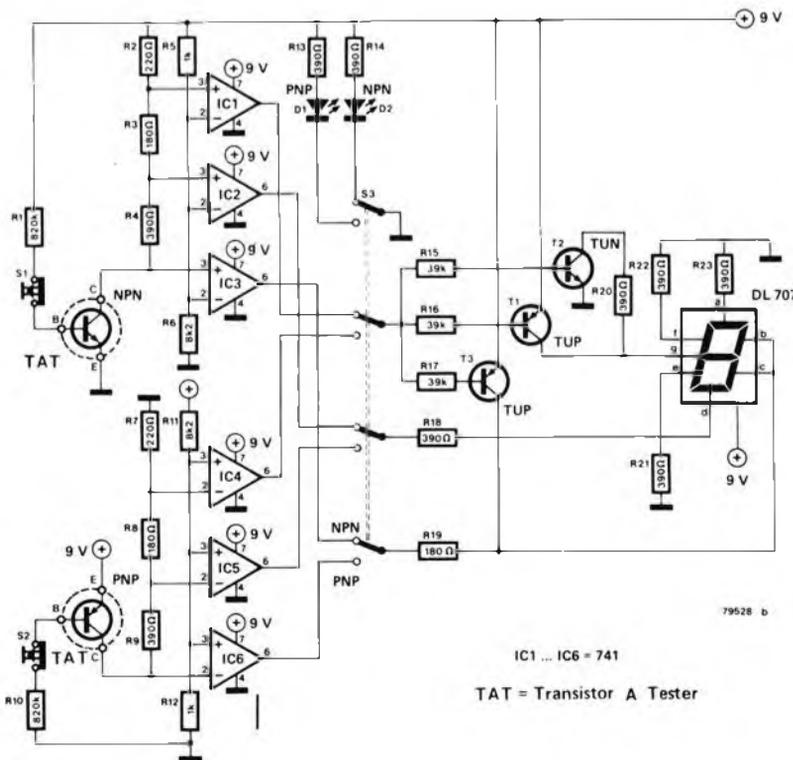
Le fonctionnement de ce circuit est en beaucoup de points similaire à

celui de son prédécesseur. En fonction du gain en courant du composant testé, il s'établit une certaine chute de tension continue aux bornes des résistances R2 à R4 (dans le cas de transistors NPN) ou R7 à R9 (transistors PNP). Tant que cette chute de tension est faible, les tensions de sortie des trois comparateurs IC1 à IC3 (IC4 à IC6 pour les transistors PNP) sont à un niveau élevé. Pour des valeurs de plus en plus élevées de la chute de tension aux bornes de R2 à R4 (R7 à R9), les

sorties de IC1 à IC3 (IC4 à IC6) voient tour à tour le niveau de leur tension de sortie prendre une valeur faible. L'état des sorties des comparateurs est décodé par R15 à R19 et T1 à T3, de façon à faire apparaître sur l'afficheur à sept segments l'une des lettres A, B, C ou F. La lettre F indique que le transistor est défectueux, et elle est aussi visible quand aucun transistor n'est inséré dans le circuit. Par contre, quand on enfonce le bouton poussoir commandant la polarisation de la base du transistor (ce circuit est alors ouvert), l'extinction du F indique que le collecteur et l'émetteur du transistor sont en court-circuit.

Le choix entre les types PNP et NPN se fait au moyen de S3. L'afficheur est du type à anodes communes.

R. Storn (Allemagne)



IC1 ... IC6 = 741
TAT = Transistor A Tester

18 réduction du bruit en FM stéréo

Chacun sait que le rapport signal sur bruit d'un récepteur FM en VHF est meilleur en mono qu'en stéréo. Ce principe est souvent utilisé dans les systèmes de réduction de bruit: les deux signaux stéréo sont partiellement intermodulés, ce qui réduit l'effet stéréo. Comme ce bruit est plus gênant aux fréquences élevées, certains circuits ne font le mélange qu'en haute fréquence.

Un bon système de suppression du bruit devrait pouvoir introduire l'intermodulation progressivement, et non brutalement par la commutation d'un interrupteur (électronique). En plus du taux d'intermodulation déterminé par le niveau du signal, il serait également intéressant que celui-ci puisse influencer sur la fréquence limite au-dessus de laquelle intervient l'intermodulation.

Ces considérations sont à l'origine de

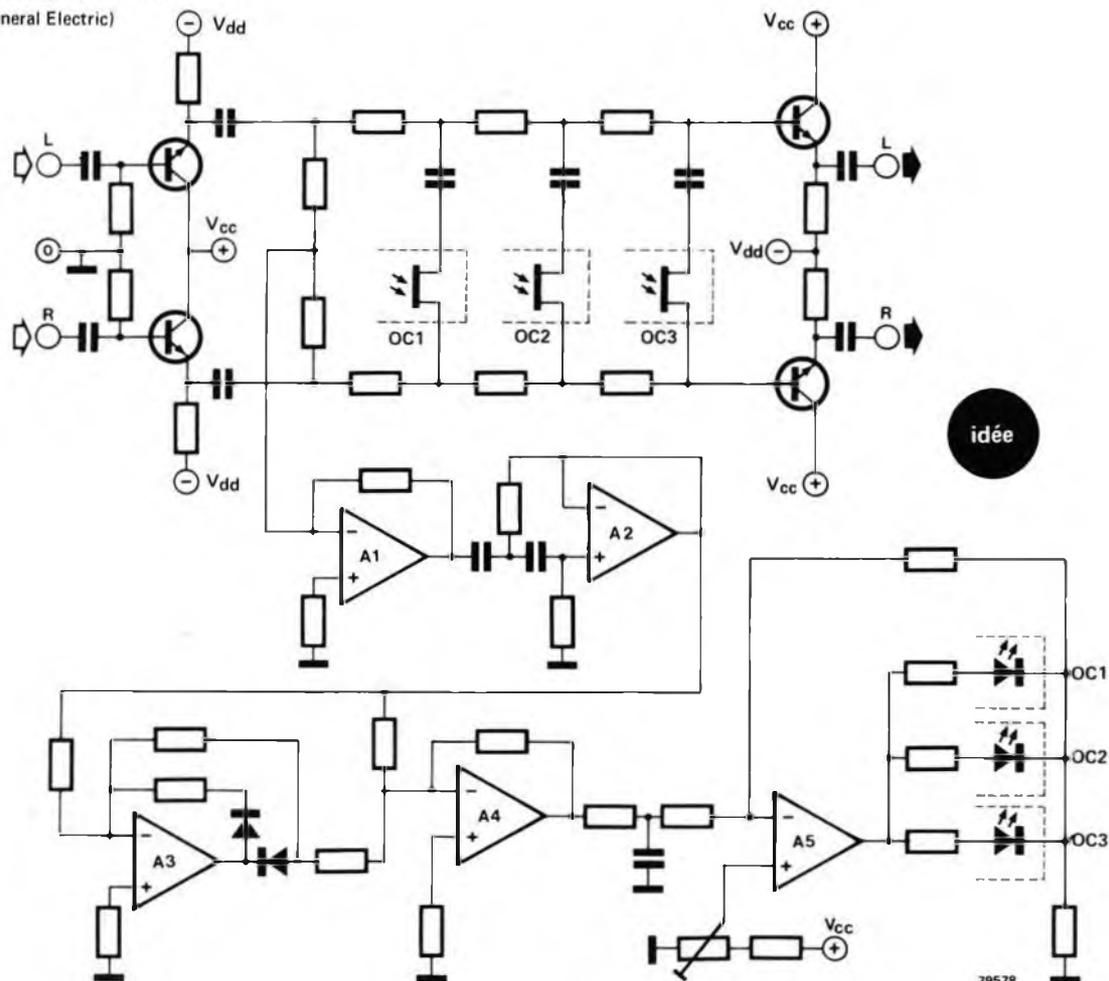
l'idée présentée ici. Les deux canaux sont mélangés par l'intermédiaire des optocoupleurs (OC1...OC3) qui utilisent des J-FET photosensibles. Bien que ces composants ne soient pas facilement disponibles dans le commerce, ils présentent toutefois une meilleure linéarité que les types standard et entraînent donc moins de distorsion.

Les condensateurs en série avec les optocoupleurs abaissent la fréquence de coupure à chaque fois qu'un photo J-FET de plus entre en conduction. La tension de commande des optocoupleurs est dérivée des signaux d'entrée. Ils sont additionnés par A1, et passent ensuite par un filtre passe-haut (A2). On retrouve donc en sortie de ce filtre la composante haute fréquence du signal stéréo. Après redressement (A3) et amplification (A4), ce signal est

comparé (A5) à une tension de référence. La sortie de A5 pilote les LED des optocoupleurs. Quand le contenu en hautes fréquences du signal d'entrée augmente, la tension alimentant les LED baisse, ce qui réduit l'intermodulation entre les deux canaux. Ainsi, la réduction de bruit n'intervient que quand elle est nécessaire, c'est-à-dire à bas niveau.

Q. Rice (Grande Bretagne)

OC1...OC3 =
optocoupleur H11F2
(General Electric)



voyant secteur à LED

19

Il existe, en matière de voyants alimentés par le secteur, trois options principales: les lampes au néon, les lampes à incandescence, et les LEDs. Les lampes au néon ont deux avantages: on peut les connecter directement au secteur, et leur consommation de puissance est très faible. Les lampes à incandescence, au contraire, doivent être connectées à une tension beaucoup plus faible (par exemple au secondaire d'un transformateur), et elles ne donnent par conséquent qu'une indication indirecte de la présence de la tension secteur; elles dissipent de plus, en règle générale, une puissance relativement importante.

Les LEDs représentent une alternative idéale aux deux approches précédentes, car leur durée de vie est plus longue que celle des lampes au néon ou à incandescence, et elles ne dissipent pas plus de 20 à 30 mW. Malheureusement, il faut protéger la LED des courants excessifs à l'aide d'une résistance série qui, pour une tension secteur de 240 V, dissipera elle-même plus de 3,5 W.

Le circuit proposé ci-dessous offre une meilleure solution. Le courant

qui traverse la LED est limité à une valeur raisonnable non pas par une résistance chutrice, mais par la réactance d'un condensateur. L'avantage de cette méthode est que le condensateur ne dissipe pas de puissance, car le courant qui le traverse est déphasé de 90° par rapport à la tension à ses bornes. La formule qui permet de calculer la puissance dissipée dans une charge alimentée en courant continu n'est valable en courant alternatif que si la tension est en phase avec le courant; sinon, cette formule s'écrit:

$$P_C = u_C \cdot i \cdot \cos \Phi$$

Pour un déphasage de 90°, comme c'est le cas pour un condensateur, P_C vaut donc 0 W ($\cos 90^\circ = 0$). Le peu de puissance que consomme le circuit

est entièrement transformé en lumière et en chaleur par la LED. L'équation suivante permet de calculer la valeur du condensateur C pour une tension, une fréquence et un courant donnés:

$$C \approx \frac{i}{6,28 \cdot u \cdot f} \text{ dans laquelle:}$$

C est la capacité en Farads

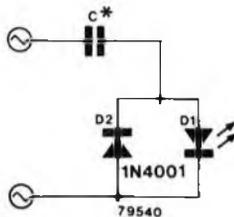
u est la valeur efficace de la tension secteur

f est la fréquence du secteur en Hz

i est le courant qui traverse la LED, en Ampères

Pour une tension secteur de 240 V, une fréquence de 50 Hz et un courant de 20 mA, la plus proche valeur de condensateur pouvant convenir est donc 330 nF. La tension de service du condensateur doit être au moins le double de la tension du secteur.

La diode D2 protège la LED contre des tensions inverses excessives.



* voir texte

U. Hartig

(Allemagne)

détecteur de bulletins d'information

20

Pour beaucoup de gens, les bulletins d'information sont très importants. Cette idée propose un moyen de mettre un récepteur de radio en marche seulement au moment des bulletins, grâce aux tops qui indiquent l'heure exacte et qui généralement précèdent les informations.

Le principe du fonctionnement est simple, il utilise le fait que les tops ont une fréquence qui est presque

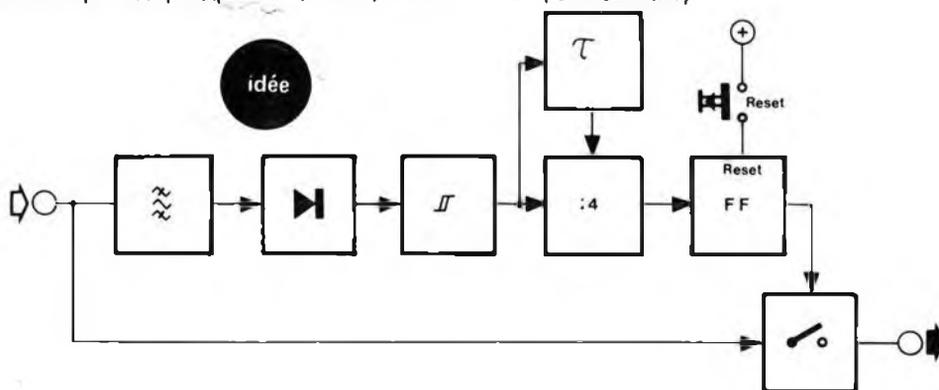
exactement de 1 kHz. Le récepteur est en fait toujours en service, mais l'interrupteur (électronique) arrête le signal audio, avant l'amplificateur de sortie. Ce signal est appliqué à un filtre sélectif accordé sur 1 kHz. Il est redressé ensuite, et utilisé pour déclencher un trigger de Schmitt. Les impulsions de sortie de ce trigger sont comptées, et si on en trouve quatre pendant un temps déterminé,

on rétablit la liaison entre le récepteur et l'amplificateur audio.

Quand l'auditeur a pris connaissance de l'actualité, il lui suffit de presser un interrupteur pour remettre l'appareil en veille jusqu'au prochain bulletin.

J. Pelsma

(Pays Bas)



21 testeur de transistors

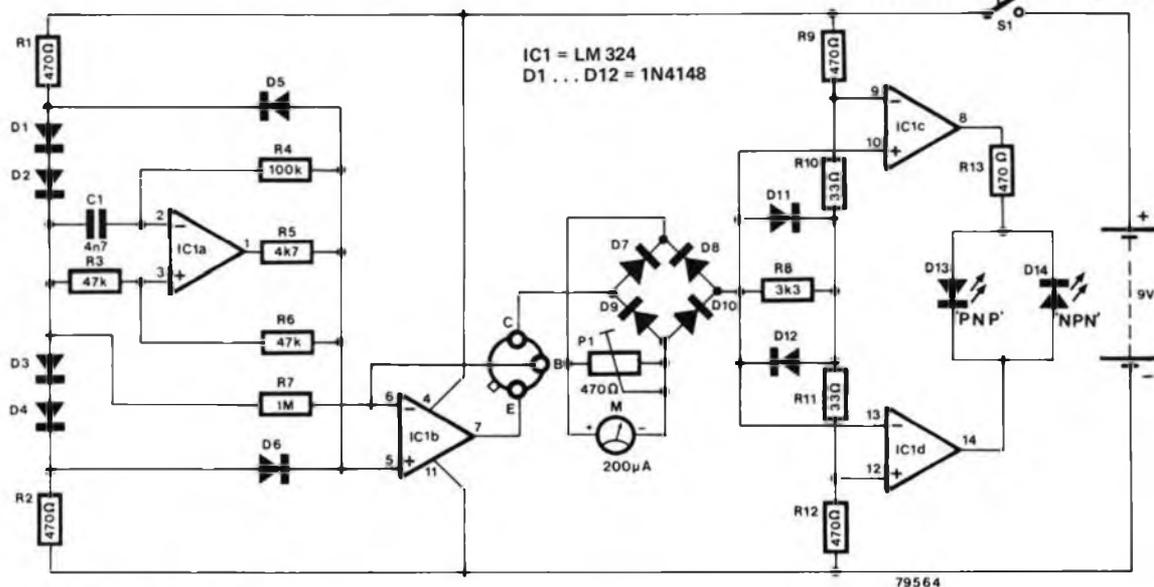
Ce circuit de test simple est destiné à distinguer si un transistor est NPN ou PNP, et aussi à mesurer le gain en courant du composant inconnu. Quand le bouton poussoir S est enfoncé, l'une des deux LEDs D13 et D14 s'allume, indiquant la polarité du transistor, et, simultanément, on peut lire directement sur l'indicateur M son coefficient h_{FE} (ou β). Si aucune des diodes électroluminescentes ne s'allume, c'est soit que le transistor est défectueux, soit que son gain en courant est inférieur à 50. Si les deux LEDs s'allument en même temps, c'est l'indication d'un court circuit entre le collecteur et l'émetteur.

Le circuit fonctionne comme suit: IC1a constitue la base d'un générateur de signaux carrés dont la fréquence est d'environ 1 kHz. L'amplitude de ce créneau est d'environ la moitié de la tension d'alimentation, et, grâce à IC1b, on utilise ce créneau pour créer une tension base-émetteur alternativement positive et négative. Ainsi, à chaque fois que la polarité de la tension de polarisation de la base est correcte pour le type de transistor testé, il circule un courant de base, qui fait circuler un courant de collecteur à travers R8. Suivant le sens du courant dans R8, il se crée aux bornes de cette résistance une chute de tension positive ou négative qui,

par l'intermédiaire de IC1c ou IC1d, fait allumer la diode appropriée pour l'indication de la polarité du transistor testé.

Le courant de collecteur du transistor testé traverse aussi le pont de diodes et l'indicateur M. Le courant de base étant à peu près constant, on peut considérer la valeur du courant de collecteur comme une mesure du gain en courant du transistor. La déviation totale de l'indicateur correspond à une valeur de h_{FE} de 500. On peut calibrer l'indicateur grâce à P1, la méthode la plus simple consistant à utiliser un transistor dont on connaît le gain en courant.

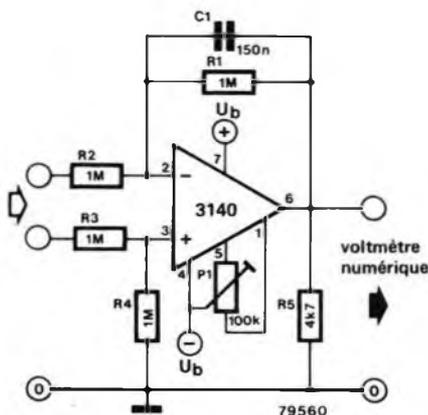
H.G. Brink (Pays Bas)



22 entrée flottante pour voltmètre numérique

L'usage des voltmètres numériques devient de plus en plus répandu et populaire. Mais la plupart des petits modèles ont un inconvénient: une de leurs bornes d'entrée est reliée à la masse ou à un potentiel fixe. Cela peut être gênant dans certains cas et en particulier lors de l'utilisation en conjonction avec un circuit supplémentaire tel qu'un millivoltmètre alternatif. Le montage suivant, monté autour d'un amplificateur différentiel, dote votre voltmètre d'une entrée flottante.

Il est recommandé d'utiliser des résistances de 1% à couche métal-



lique pour R1 à R4. La tension de sortie est amenée à 0 V avec P1 (l'entrée étant court-circuitée). Les tensions d'alimentation $+U_b$ et $-U_b$ peuvent être comprises entre 3 et 20 V, à condition d'être symétriques.

J. Borgman (Pays Bas)

déclaration d'amour digitale

23

Et maintenant voici quelque chose de tout à fait différent . . .

Que l'on trouve ce circuit utile ou non, on ne pourra pas nier l'originalité de sa conception. Il est destiné aux quelques âmes malheureuses dont la langue se lie inexorablement devant l'objet de leur désir et ne peuvent exprimer par des mots l'intensité de leur émotion. Qu'elles se rassurent, voici la fin de leur problème, sous forme de cette "déclaration d'amour" digitale, qui sous la douce pression du doigt de l'être aimé lui montrera le texte ineffable: "JE T'ADORE"! Quoique jusqu'à présent l'effet de surprise ait toujours été remarquable, nous ne

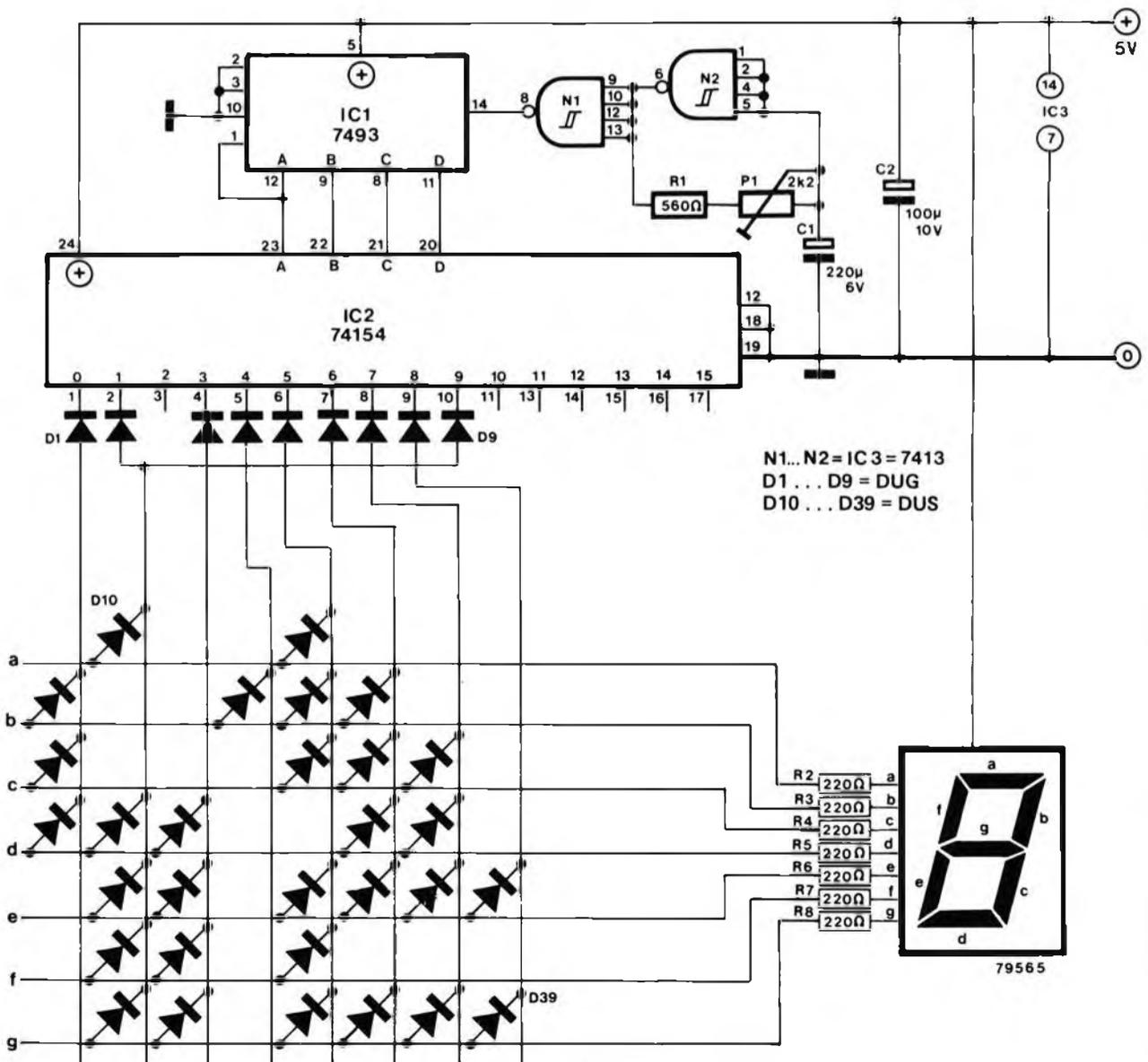
peuons garantir l'obtention du résultat escompté.

Le circuit comprend une horloge (N1, N2), un compteur binaire 4 bits, (IC1), un décodeur 4-16 (IC2) et une matrice de diodes. Les impulsions d'horloge sont codées en binaire par IC1, puis distribuées successivement sur chacune des 16 sorties de IC2. Ces sorties sont décodées par la matrice de façon à allumer les segments qui doivent composer les lettres du message. La vitesse de défilement du texte peut être ajustée par P1. Si, comme pour le prototype on utilise un afficheur Minitron 3015F, on peut se passer de R1. Dans tout autre cas, il faudra s'assurer que la

consommation n'est pas trop forte, et éventuellement intercaler des buffers (par exemple 7407 ou 7417) entre IC1 et les diodes D1 . . . D12.

M. Muhr

(Allemagne)

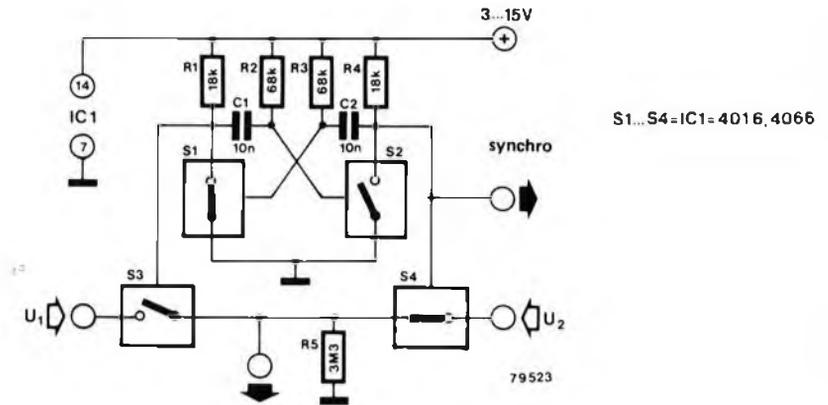


24

comparaison de tensions avec un oscilloscope

Il y a plusieurs façons de mesurer des tensions continues: avec un multimètre, un oscilloscope multicanaux, etc. Mais si on ne possède qu'un oscilloscope monocanal, la comparaison de deux tensions demande plusieurs opérations. A l'aide du circuit décrit ici, il est possible de mesurer et de comparer deux tensions sur un tel oscilloscope, pourvu qu'il possède une entrée de synchronisation externe.

Ce circuit est très simple, comprenant seulement un circuit intégré, cinq résistances et deux condensateurs. Le circuit intégré est un quadruple interrupteur CMOS, le 4016. S1 et S2 sont montés en multivibrateur astable. Les deux signaux à comparer sont appliqués à S3 et S4, qui sont commandés par l'astable. Ainsi les deux tensions sont appliquées consécutivement à l'entrée Y de l'oscilloscope. La tension de



commande de S4 est également appliquée à l'entrée de synchronisation extérieure.

On pourra utiliser ce même circuit pour visualiser une tension continue sur un oscilloscope ne passant pas le continu, selon le principe du chopper.

L'alimentation (3...15 V) peut être fournie par une pile de 9 V par exemple, qui pourra assurer un très long fonctionnement, la consommation du circuit étant très faible.

J. Meier

(Pays Bas)

25

thermomètre linéaire

Le circuit décrit ici utilise une diode polarisée en inverse comme capteur de température. La tension inverse d'une diode diminue d'environ 2 mV pour une augmentation de température de 1°C. Comme ce coefficient de température négatif est constant par rapport à la température ambiante, l'échelle de ce thermomètre est linéaire.

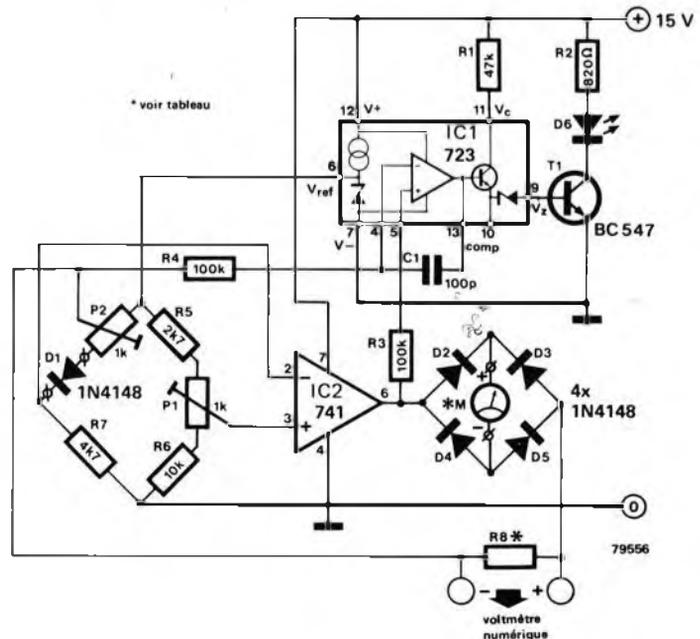
Le coefficient de température d'une diode est nettement inférieur à celui d'une CTN. Mais il n'est pas possible avec celle-ci d'obtenir une échelle linéaire sur une grande plage. L'emploi d'une diode se justifie donc par la grande plage linéaire que l'on peut obtenir, et par la grande facilité de calibration.

La diode captrice D1 est une 1N4148, qui peut facilement être montée à l'extérieur du circuit.

Elle est placée dans un pont formé également de P1, P2, R5, R6 et R7. Une tension de référence est fournie par un 723. On peut donc appliquer à l'entrée non-inverseuse de IC1, une tension de référence variable par l'intermédiaire de R5 et P1. En supposant que le pont ait été initialement équilibré en ajustant P1 et P2,

les variations de la tension inverse de la diode, dues aux variations de température, font varier la tension de sortie de IC2 positivement ou négativement suivant que la température est positive ou négative.

En utilisant un pont de diodes (D2...D5), on n'affiche que la valeur absolue de la température. Son signe est obtenu en utilisant le 723 en comparateur: la tension de sortie de IC2 est appliquée à l'entrée non-



inverseuse et la tension de référence à l'entrée inverseuse. Si le circuit est calibré pour un seuil à 0°C, quand la température diminue, la tension inverse de la diode augmente et donc la tension sur l'entrée inverseuse de IC2 diminue. La tension de sortie de IC2 augmente par conséquent, en même temps que l'entrée non-inverseuse de IC1. Sa sortie sature le transistor T1, lequel allume la LED. Quand la température passe en dessous de zéro, c'est l'inverse qui se produit, et la LED est donc éteinte. La résistance R8 permet d'utiliser un voltmètre numérique (à entrée flottante). Le tableau donne les valeurs de R8 suivant la gamme de température et les caractéristiques

Tableau

échelle	galva. M.	température	R8	volt. num.
0-30	0-300 μ A	-30 ... +30°C	1 k	-0,3 ... +0,3 V
0-30	0-100 μ A	-30 ... +30°C	3 k	-0,3 ... +0,3 V
0-50	0-300 μ A	-50 ... +50°C	1,67 k*	-0,5 ... +0,5 V
0-50	0-500 μ A	-50 ... +50°C	1 k	-0,5 ... +0,5 V
0-100	0-1 mA	-100 ... +100°C	1 k	-1 ... +1 V

* 2 x 3k3 en parallèle

des instruments utilisés. Bien entendu si on utilise un voltmètre numérique, le galvanomètre, D2...D5, R1...R4, T1 et la LED sont omis. Le circuit peut être calibré en plaçant la diode dans de la glace fondante. P2 étant provisoirement à mi-course, P1 est ajusté pour obtenir 1 V sur la

résistance R8. On répète le tout jusqu'au résultat optimal. Il est préférable, pour atteindre une excellente précision, d'utiliser de l'eau distillée ou déminéralisée.

J. Borgman

(Pays Bas)

touch switch à 10 voies | 26

Les interrupteurs à effleurement sont maintenant très répandus et sont principalement utilisés pour remplir les fonctions d'interrupteur marche/arrêt ou de bouton poussoir à contact travail. En n'utilisant que quelques composants, il est possible de construire un touch switch à 10 voies qui pourrait être l'équivalent d'un commutateur à 10 positions. Quand on touche l'un des dix contacts, la sortie correspondante passe à l'état haut.

Le cœur du circuit est le 4017, décade CMOS compteur/décodeur, qui reçoit ses impulsions d'horloge d'un simple oscillateur CMOS. Quand les contacts sont ouverts, l'entrée de validation d'horloge est haute et le

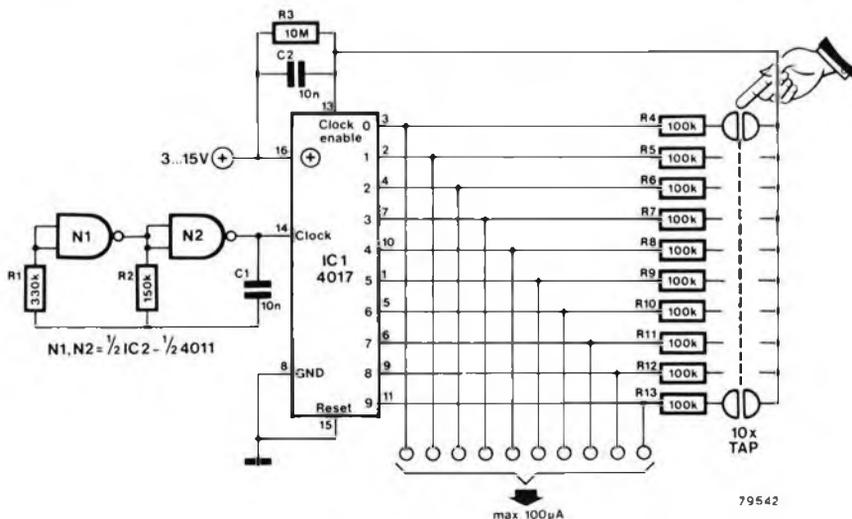
compteur est ainsi inhibé. Si un contact est établi alors que la sortie correspondante du compteur est déjà à l'état haut, le résultat sera le même car la résistance additionnelle de la peau n'aura aucun effet. Par contre, si un contact est touché alors que la sortie correspondante est basse, la résistance de la peau (qui est négligeable par rapport aux autres résistances) forme un diviseur de tension et entraîne le passage à l'état bas de l'entrée de validation d'horloge. Le compteur commence alors à tourner et incrémente jusqu'à ce que la sortie en question passe à l'état haut. A cet instant la validation d'horloge est portée à l'état haut et le comptage s'arrête.

Le but du condensateur C2 est de supprimer les transitoires issues, entre autres, du secteur, tandis que R4 à R13 servent de protection dans l'éventualité d'un court-circuit entre les contacts.

Il faut noter que quand le compteur démarre, chaque sortie passe à l'état haut pendant une période très courte jusqu'à ce que la voie sélectionnée soit atteinte. Dans la plupart des applications ceci ne devrait pas être un problème, il faudra toutefois y faire attention lors de l'utilisation de ce circuit avec des flip-flops ou autre composants déclenchés par un front.

C. Horevoorts

(Pays Bas)



27

détecteur d'humidité

Lorsque le circuit décrit ci-dessous détecte la présence d'humidité, il fait retomber un relais reed. On peut se servir de ce relais pour déconnecter un appareil de sa source d'alimentation, éliminant ainsi toute possibilité d'électrocution.

Ce circuit a été conçu à l'origine pour une caméra sous-marine utilisant un obturateur électronique. Au cas où l'eau aurait pénétré à l'intérieur de la caméra, le circuit de l'obturateur aurait été déconnecté, protégeant ainsi le photographe du danger d'une secousse provoquée par une tension élevée. Mais ce circuit convient également à toute une variété d'autres applications, comme par exemple un "détecteur de fuite" pour bateaux, ou un indicateur de "nettoyage à sec", etc.

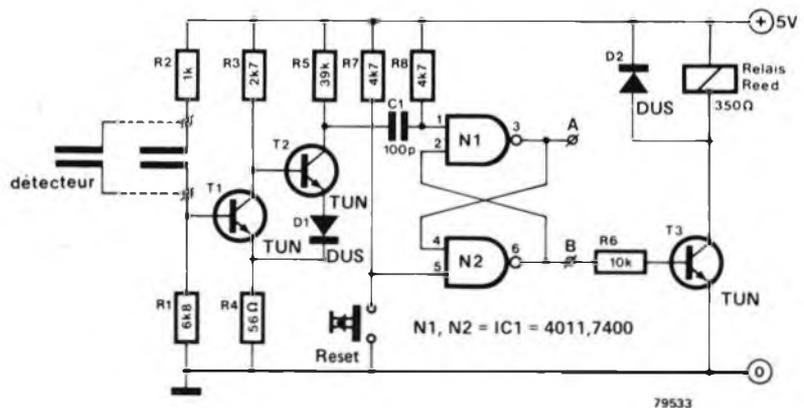
Le capteur se compose simplement d'une paire de fils de cuivre maintenus légèrement écartés, et la présence d'humidité est détectée par le fait qu'elle provoque une chute de la résistance qui existe entre les deux fils. Lorsque cette dernière tombe en dessous d'une certaine valeur, la

sortie du trigger de Schmitt formé par T1 et T2 passe au potentiel haut. La bascule formée par N1 et N2 est alors déclenchée via C1, le résultat étant que T3 se bloque et que le relais tombe.

Le circuit permet également l'option contraire, dans laquelle le relais colle lorsqu'on détecte de l'humidité. Il

suffit pour cela de connecter R6 au point A, plutôt qu'au point B. Ce circuit présente un caractère suffisamment "universel" pour pouvoir accepter, à la place du capteur d'humidité, pratiquement n'importe quel type de capteur (LDR, NTC, etc.).

J.M. van Galen (Pays Bas)



28

cardiotachymètre digital

À la vue d'une si grande variété de circuits intéressants dans un même numéro, votre cœur doit battre la chamade. Nous l'avons bien sûr prévu, et c'est pour cela que nous y avons inclue une étude d'un cardiotachymètre digital. Cet appareil mesure le temps qui s'écoule entre deux battements de cœur, et en déduit le rythme cardiaque en battements par minute, avant d'en afficher le résultat sur trois digits à sept segments.

Les battements du cœur sont captés grâce à une lampe miniature et une photodiode, montées dans une pince que l'on place sur le lobe de l'oreille. À chaque battement, le cœur pompe le sang dans tout le corps, et sa densité dans le lobe augmente et diminue au même rythme. L'opacité du lobe varie donc de la même manière. C'est elle qui est mesurée et qui donne une impulsion à chaque battement. On obtient le rythme cardiaque comme suit: on compte le nombre d'impulsions d'une

fréquence choisie à 166,7 Hz pendant l'intervalle entre deux battements. En effet, pour un rythme de 60 battements par minute, le temps entre deux battements est de 1 seconde, et donc 166 impulsions seront comptées. Ce total prépositionne un compteur programmable à 256 bits, qui va ainsi diviser exactement 10000 impulsions appliquées à son entrée horloge. On obtient donc, pour un rythme cardiaque de 60 battements par minute, $\frac{10000}{166} = 60$ im-

pulsions qui pourront être comptées et affichées.

Le circuit fonctionne de la façon suivante: Les portes N1 et N2 sont montées en oscillateur de 1 MHz. Par une division par 6000, IC3 et IC4 fournissent la fréquence de référence à 166,7 Hz. Les variations de courant dans la diode sont amplifiées par IC1 et IC2, pour donner un signal de sortie au rythme du cœur. Ce signal est appliqué à IC6 qui délivre à la broche 3 une impulsion de durée

égale à l'intervalle entre deux battements. Il est ensuite inhibé pour éviter l'influence des battements suivants. Les deux compteurs de IC7 sont mis en série pour permettre une division par 256. Ces compteurs sont attaqués par le signal à 166,7 Hz pendant la durée d'un intervalle. Ainsi, un rythme de 60 battements par seconde donne une impulsion de 1 seconde à la sortie de IC6, qui permet le comptage de 166 impulsions par IC7. Ce compte est transféré au compteur programmable IC8 qui reçoit exactement 10000 impulsions, de telle façon que 60 impulsions sont disponibles à sa sortie. Elles sont envoyées au compteur et au driver d'affichage, IC9 et IC10, pour que leur nombre, et donc le rythme cardiaque, soit lisible sur les trois afficheurs.

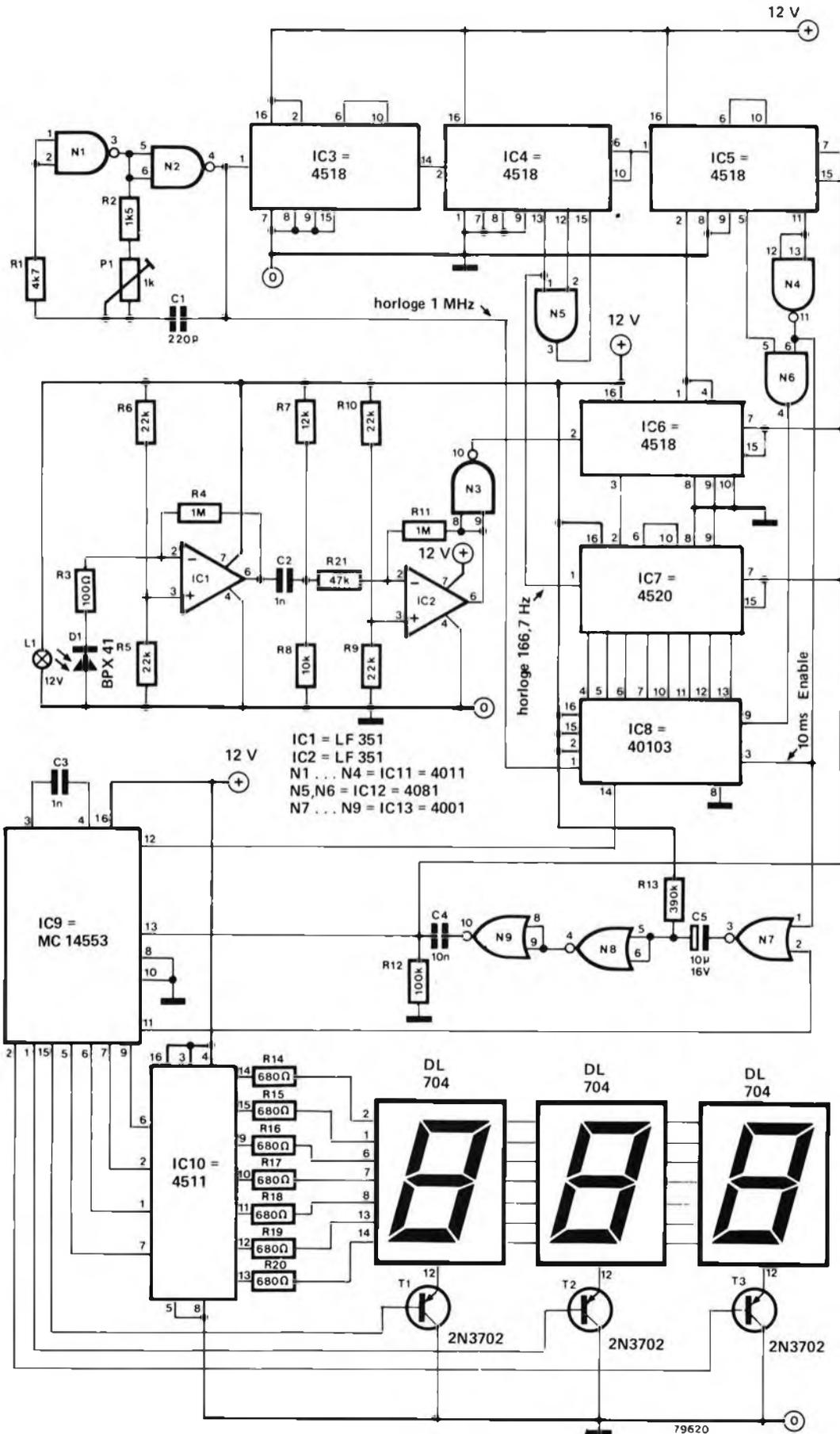
Le circuit est conçu pour que IC8 ne reçoive une impulsion de validation qu'après la fin du premier comptage des impulsions à 166,7 Hz. Au front descendant de l'impulsion de valida-

tion de 10 ms, le monostable de temporisation est déclenché, et arrête le comptage pendant environ trois secondes pour permettre la lecture

des afficheurs. Après ce temps, tous les compteurs sont remis à zéro pour le comptage suivant. Il faudra veiller à ce que le circuit

soit bien isolé du secteur. Il est fortement recommandé de n'utiliser que des piles pour l'alimentation.

P. Lesh (Grande-Bretagne)



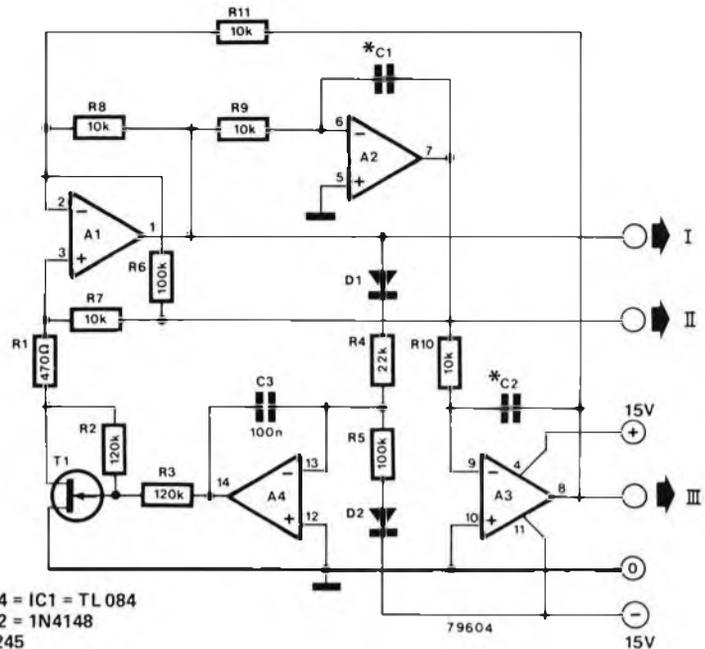
29

oscillateur sinusoïdal

Certaines conditions étant respectées, si la sortie d'un filtre de bande est ramenée à l'entrée, on obtient un oscillateur sinusoïdal. En elle-même, l'idée n'est pas neuve (cf. les divers générateurs sinusoïdaux publiés dans Elektor), mais ici la réalisation est originale.

La sortie du filtre variable (que les lecteurs d'Elektor connaissent aussi) constitué par A1... A3, R7... R11, C1 et C2, est ramenée, à partir de la sortie de A2 vers l'entrée (côté gauche de R7). L'amplitude du signal de sortie est stabilisée au moyen du FET T1, qui constitue avec R1 un atténuateur commandé en tension. La tension de commande est dérivée de la sortie de A1 en passant par un circuit diode-résistance et par l'intégrateur A4.

Le signal sinusoïdal est disponible à la sortie de A1, A2 et A3. Comme A2 et A3 sont montés en intégrateurs, c'est-à-dire en filtres passe-bas, la distortion à la sortie III sera plus faible que celle présente à la sortie II, qui, à son tour, sera plus faible que la sortie I. Les intégrateurs ont un gain de 1 à la fréquence de résonance du circuit.



A1... A4 = IC1 = TL 084
D1... D2 = 1N4148
T1 = BF 245

La valeur appropriée de C1 et C2 peut se calculer ainsi :

$$C1 = C2 = \frac{16}{f}$$

où f est en kilohertz et C en nano-farad.

G. Schmidt (Allemagne)

30

chauffage automatique du pare-brise arrière

Le mauvais temps est l'un des fléaux de la vie d'un automobiliste. Non seulement il doit s'inquiéter du démarrage de sa voiture, le matin, pendant l'hiver, mais encore lui faut-il tenir compte de la gêne supplémentaire que constituent des pare-brise givrés. Cela signifie qu'avant de pouvoir bouger, il faut attendre que les éléments chauffants, aussi utiles soient-ils, aient atteint une température suffisante pour faire fondre la glace. Le circuit décrit ci-dessous est conçu pour aider l'automobiliste à "partir en vitesse", en mettant en service l'élément chauffant avant qu'il n'arrive à sa voiture.

Le principe de base du circuit consiste à allumer le chauffage du pare-brise au bout d'un temps déterminé variable. L'idée est qu'avant de quitter sa voiture le soir, l'automobiliste aura calculé à quelle heure il pense s'en servir le matin suivant, et qu'il aura réglé le circuit en conséquence. Le circuit contient également

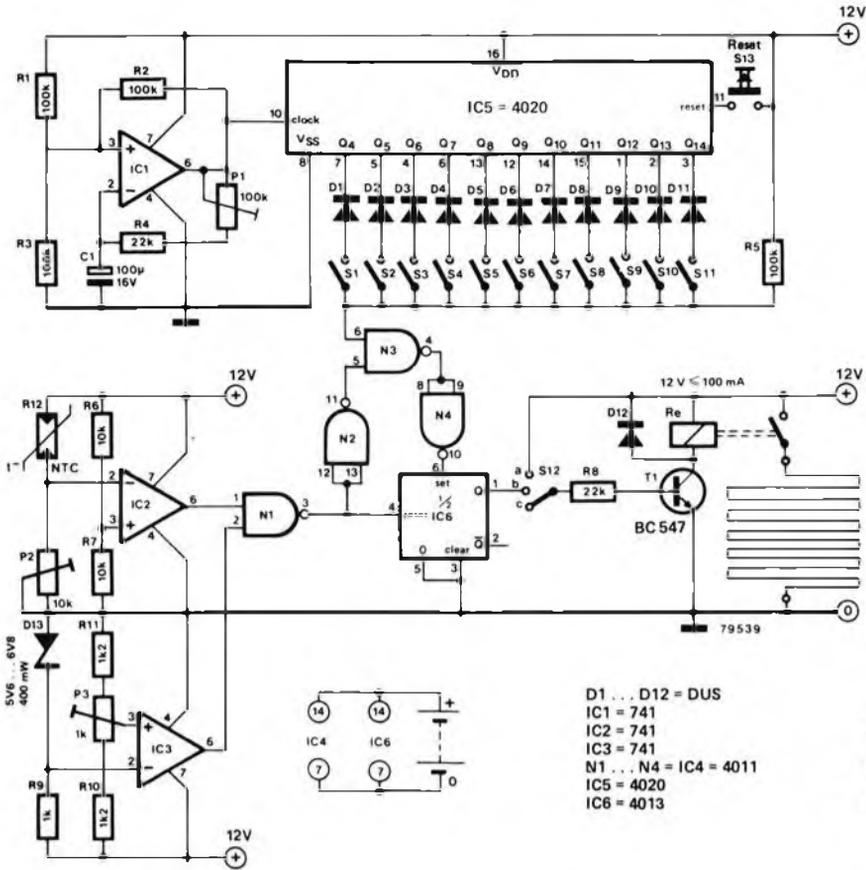
	heures	min.	sec.
S11	12		
S10	6		
S9	3		
S8	1	30	
S7		45	
S6		22	32
S5		11	16
S4		5	38
S3		2	48
S2		1	24
S1			42

deux sécurités importantes — pour pouvoir chauffer le pare-brise, il faut que la température soit en-dessous de zéro, et il faut que la batterie de la voiture soit suffisamment bien chargée pour être sûr que le courant consommé par l'élément chauffant ne la mettra pas à plat.

Le principe de fonctionnement est très simple: le circuit construit autour de IC1 est un oscillateur qui engendre des signaux carrés servant d'impulsions d'horloge au compteur

binnaire à 14 étages IC5. Les sorties de IC5 sont appliquées à une porte ET composée des diodes D1... D11 et de R5. Les commutateurs S1... S11 permettent de sélectionner le nombre et l'identité des sorties qui sont composées par la fonction ET. Ainsi, en choisissant parmi diverses combinaisons de ces commutateurs, il est possible de faire varier l'intervalle de temps qui s'écoule avant que la broche 6 de N3 ne passe au potentiel haut. Toutefois, la sortie de N3 n'ira au potentiel bas que si les deux entrées sont hautes, c'est-à-dire si la sortie de N2 est également haute. Pour que ce soit le cas, il faut que les deux entrées de N2 soient basses, donc que les deux entrées de N1 soient hautes.

Lorsque la sortie de N3 devient basse, celle de N4 devient haute, ce qui arme la bascule N5 et fait coller le relais. Mais si la tension de la batterie tombe en-dessous du niveau de référence affiché par P3, la sortie de



IC3 devient basse, ce qui fait monter la sortie de N3 et remet la bascule à zéro. Une "tension de seuil" convenable pour la batterie serait de 11 V. De même, la température ambiante est supervisée par la résistance R12, dont le coefficient de température est négatif. On règle P2 de telle sorte que la sortie de IC2 devienne haute lorsque la température descend à 0°C. Au-dessus de cette température, la

sortie de IC2 sera basse, ce qui remet la bascule N5 à zéro. Enfin, le dernier potentiomètre ajustable du circuit, P1, sert à régler la fréquence de l'horloge à la valeur correcte. Après avoir remis à zéro IC5, il faut que la sortie Q8 devienne haute au bout de 11 minutes et 16 secondes. La table ci-jointe donne la liste des intervalles de temps fournis par

chacun des commutateurs S1...S11. Supposons, par exemple, que l'on désire allumer le chauffage du pare-brise huit heures et quinze minutes après avoir quitté la voiture; on obtiendra cet intervalle en fermant les interrupteurs S7, S8 et S10.

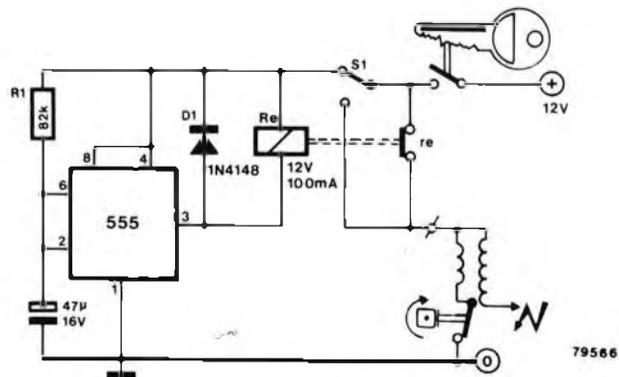
H.J.A. Roerdinkholder
 (Pays Bas)

anti-voil original 31 pour voiture

Le circuit décrit ici est un nouveau moyen pour décourager un éventuel voleur de voiture. Peu de temps après le démarrage du moteur, on simule une panne. Un nouvel essai provoque le même résultat, suggérant que cette voiture ne vaut vraiment pas la peine d'être volée!

Le principe est très simple: un temporisateur 555 donne un retard d'environ 5 s. Le contact du relai, normalement fermé ouvre alors le circuit d'allumage. S1 qui sert à mettre l'anti-voil en service doit être bien caché.

Quand on alimente le circuit (via la clé de contact), le relai colle et le moteur peut démarrer. Après la période du 555, le relai est décollé



et la bobine mise hors circuit. On peut régler la période facilement en modifiant la constante de temps R1·C1.

B.H.J. Bennink
 (Pays Bas)

32 sélecteur automatique de gamme

Bien qu'il ait été conçu au départ pour être utilisé conjointement avec le voltmètre numérique universel publié dans Elektor n° 8, ce circuit de sélection automatique d'échelle (pour tensions continues) peut servir aussi avec d'autres appareils. Les tensions à mesurer se situant entre 0 et 1 V sont acheminées directement vers la sortie, les tensions entre 1 et 10 V sont atténuées par un facteur 10, tandis que les tensions entre 10 et 100 V sont atténuées par un facteur 100. La tension délivrée à la sortie vers l'indicateur se situera donc toujours entre 0 et 1 V, quelle que soit l'amplitude de la tension d'entrée.

Le principe de base du circuit est illustré par le schéma présenté figure 1. Quand les deux commutateurs sont ouverts, le signal d'entrée est envoyé sans atténuation à la sortie — en supposant bien entendu que l'indicateur a une impédance d'entrée suffisamment grande, ce qui est le cas avec le voltmètre numé-

rique universel d'Elektor. Quand S1 est fermé, la tension d'entrée est atténuée par un certain facteur — dans le circuit en question, ce facteur est 10. Si S1 et S2 sont tous les deux fermés, le degré d'atténuation augmente encore (facteur 100). Dans le circuit de sélection automatique d'échelle, S1 et S2 sont des commutateurs électroniques qui sont pilotés par des comparateurs. Les comparateurs mesurent en fait le niveau de la tension d'entrée et ils sont polarisés pour basculer à 0,96 V et 9,6 V environ.

La figure 2 présente le schéma complet du sélecteur automatique de gamme. Le diviseur de tension constitué par R7/R8 divise la tension d'entrée par 3 et IC2 joue alors le rôle d'ampli tampon. Un autre diviseur de tension constitué par R9... R11 est connecté à la sortie de IC2, et fournit une atténuation supplémentaire par un facteur 10. Une tension de 320 mV environ (qui dépend du réglage de P1) est

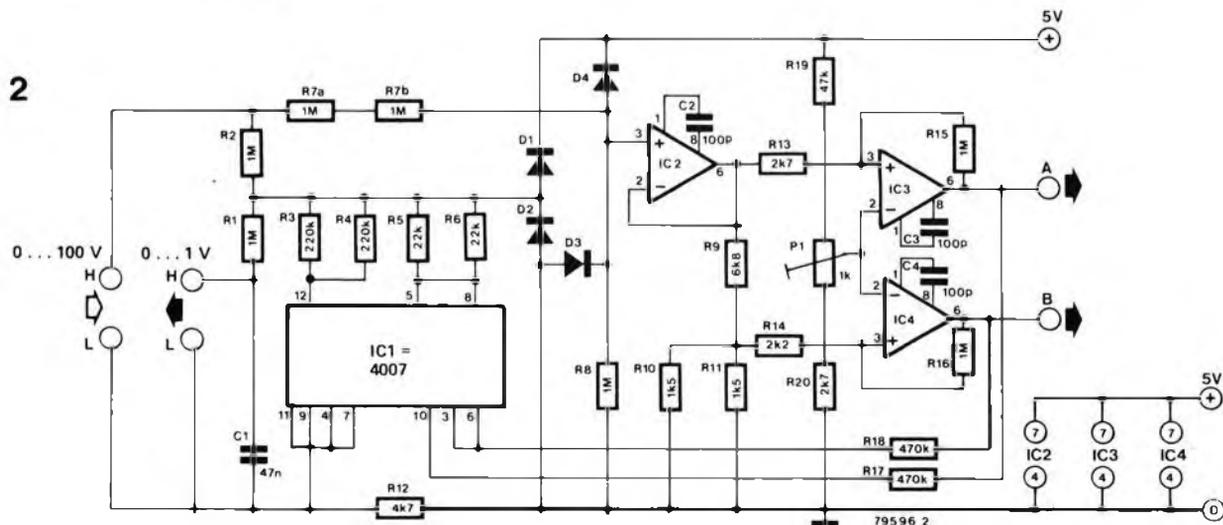
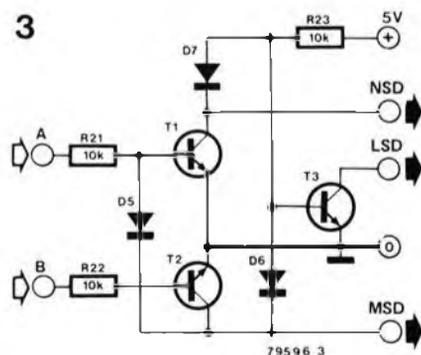
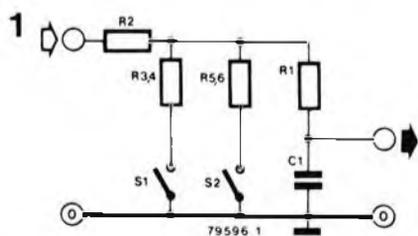
présente aux entrées inverseuses des deux comparateurs, IC3 et IC4. Le résultat est que la sortie de IC3 passe à l'état haut quand la tension d'entrée dépasse 0,96 V, et la sortie de IC4 fait la même chose quand la tension d'entrée dépasse 9,6 V. La sortie des comparateurs pilote les commutateurs électroniques, constitués par des MOSFETs. Ces derniers sont intégrés dans IC1, qui entre ici dans une configuration peu habituelle à noter que la broche d'alimentation positive de cet IC (broche 14) est laissée en l'air.

Si le circuit de la figure 3 est connecté entre les points A et B (figure 2), la position du point décimal sur l'afficheur du multimètre numérique universel peut aussi se commander automatiquement. Les trois sorties du circuit de la figure 3 devront être connectées directement à R4, R5 et R6 du voltmètre numérique universel.

J. Borgman

(Pays Bas)

IC2... IC4 = CA 3130
D1... D7 = 1N4148
R2... R11 = oxyde métallique 1%
T1... T3 = TUN



temporisateur d'échecs vicieux

33

On joue souvent aux échecs rapides dans les clubs: le joueur doit déplacer sa pièce pendant le retentissement d'une sonnerie, qui a lieu par exemple toutes les dix secondes. Mais c'est toujours le joueur le plus expérimenté qui reste le vainqueur le plus probable. Il semble même que ce système accroisse encore la moindre inégalité dans la force des deux joueurs. Le circuit décrit ici offre un nouvel espoir au novice: en effet la durée de chaque période de jeu est entièrement aléatoire. Avec un peu de chance, les temps que l'appareil laisse à son adversaire pour jouer, seront beaucoup plus courts que les siens. Bien sûr, l'inverse est aussi possible, mais c'est un risque à prendre!

Le circuit du temporisateur est montré sur le schéma. N3 et N4 forment un générateur de signaux carrés à rapport cyclique variable. P1, R15 et D11 déterminent le temps de charge du condensateur C3, c'est-à-dire l'intervalle entre les sonneries. P2, R16 et D12 déterminent le temps de décharge, qui fixe la durée de la sonnerie. Quand S1 est dans la position montrée sur le schéma, on obtient des intervalles constants, réglables de 1 à 15 secondes par P1,

tandis que P2 permet de donner à la sonnerie la durée désirée.

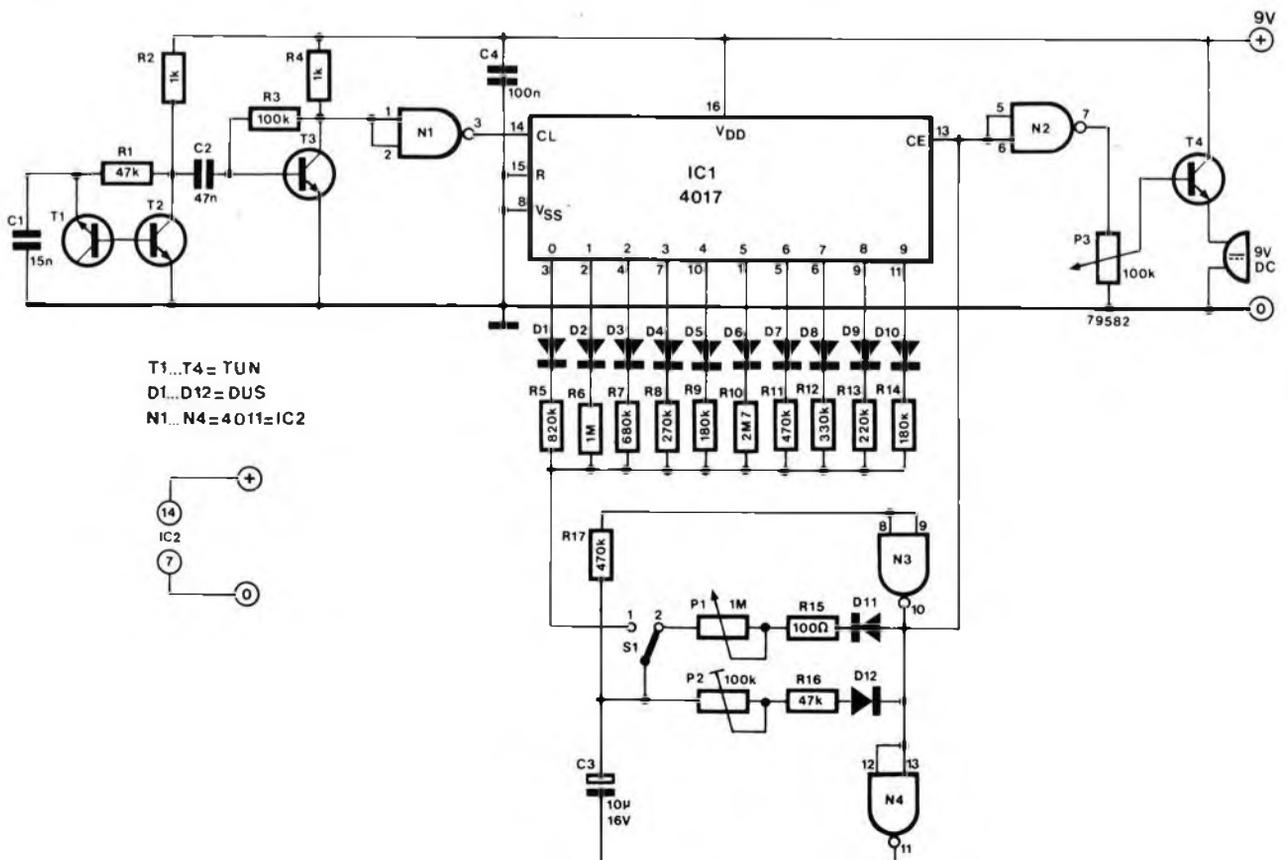
La partie décrite jusqu'ici est un temporisateur d'échecs classique. Mais si S1 est placé dans l'autre position, les durées deviennent aléatoires. Le temps de charge de C3 dépend alors de la sortie de IC1 qui est à l'état haut. La fonction aléatoire est fournie par un générateur de bruit, qui comprend T1, T2 et T3. T1 est monté comme une diode polarisée en inverse et produit ainsi le bruit qui est amplifié par T2 et T3 avant d'être inversé, mis en forme et appliqué à l'entrée horloge de la décade de comptage IC1. Tant que l'entrée de validation (broche 13) est basse (soit quand la sortie de N3 est aussi basse et que la sonnerie retentit), le compteur "tourne". Quand la sonnerie s'arrête, le compteur est inhibé, et une de ses sorties reste haute. La période qui en résulte est donnée par $T=R \cdot C3$, où R est la résistance (R5 à R14) qui a été commutée. Avec les valeurs indiquées, la durée maximale est de 27 secondes et la durée minimale de 1,8 secondes, de quoi permettre à ce temporisateur d'être vraiment "vicieux"!

On pourra bien sûr utiliser la minuterie pour d'autres jeux, par exemple le

backgammon ou le scrabble, et modifier les durées en conséquence.

La sonnerie peut être un petit vibreur de 9 V, pour que la consommation reste faible et que l'on puisse utiliser une pile. C3 doit être un condensateur au tantale.

B. Leeming (Grande Bretagne)



34 | compteur de durée de vie pour tête de lecture

Ce circuit a pour but de signaler quand il est temps de remplacer la pointe de lecture d'une platine tourne-disques. Ce dispositif indique le temps de fonctionnement, par l'entremise de cinq LEDs. La première LED s'allume après un temps de service de la pointe de lecture équivalent à 100 heures; chacune des autres LEDs s'allume pour chaque centaine d'heures supplémentaire. En outre, si l'on laisse encore s'écouler 100 heures de plus, les cinq LEDs se mettent à clignoter — pour indiquer qu'il y a urgence!

Quand la pointe de lecture a été remplacée, les compteurs se remettent à zéro en déconnectant rapidement (ou en remplaçant) la pile. L'alimentation est issue du secteur lorsque la platine est en marche. La pile ne sert que d'alimentation continue pour les compteurs, pendant les heures d'arrêt ou en cas de coupure de courant...

Si l'on examine le circuit, S est l'interrupteur de secteur de la platine. Quand il est fermé, le multi-

vibrateur (N2, N3) délivre des impulsions d'horloge à la chaîne de comptage (IC1...IC3). L'IC final de cette chaîne (IC3) est un registre à décalage à entrée série et sortie parallèle. La fréquence de l'horloge comme le facteur de division de IC1 et IC2 sont choisis pour que IC3 reçoive une impulsion toutes les 100 heures; ses sorties (en parallèle) servent à commander les LEDs. L'affichage clignotant à 600 heures est obtenu à la sortie Q4 de IC1 (0,2 Hz).

C3, R4 et N4 ont pour but de remettre à zéro la chaîne de comptage à la première mise sous tension — c-à-d quand on branche la pile. Pour limiter le courant débité par la pile, on ne s'en sert que pour alimenter les ICs; les LEDs quant à elles ne sont alimentées que lorsque la platine est sous tension secteur.

La calibration est assez simple. La fréquence de l'horloge est calée (par P2) pour une période de 0,17166 s. On pourra le vérifier à ce niveau si l'on dispose de l'appareil-

lage approprié; si ce n'est pas le cas, on pourra contrôler la sortie Q7 de IC1 au moyen d'un multimètre: la période en ce point devra être de 22 secondes.

La tension de sortie du stabilisateur (7805) est réglée à 10 V au moyen de P1.

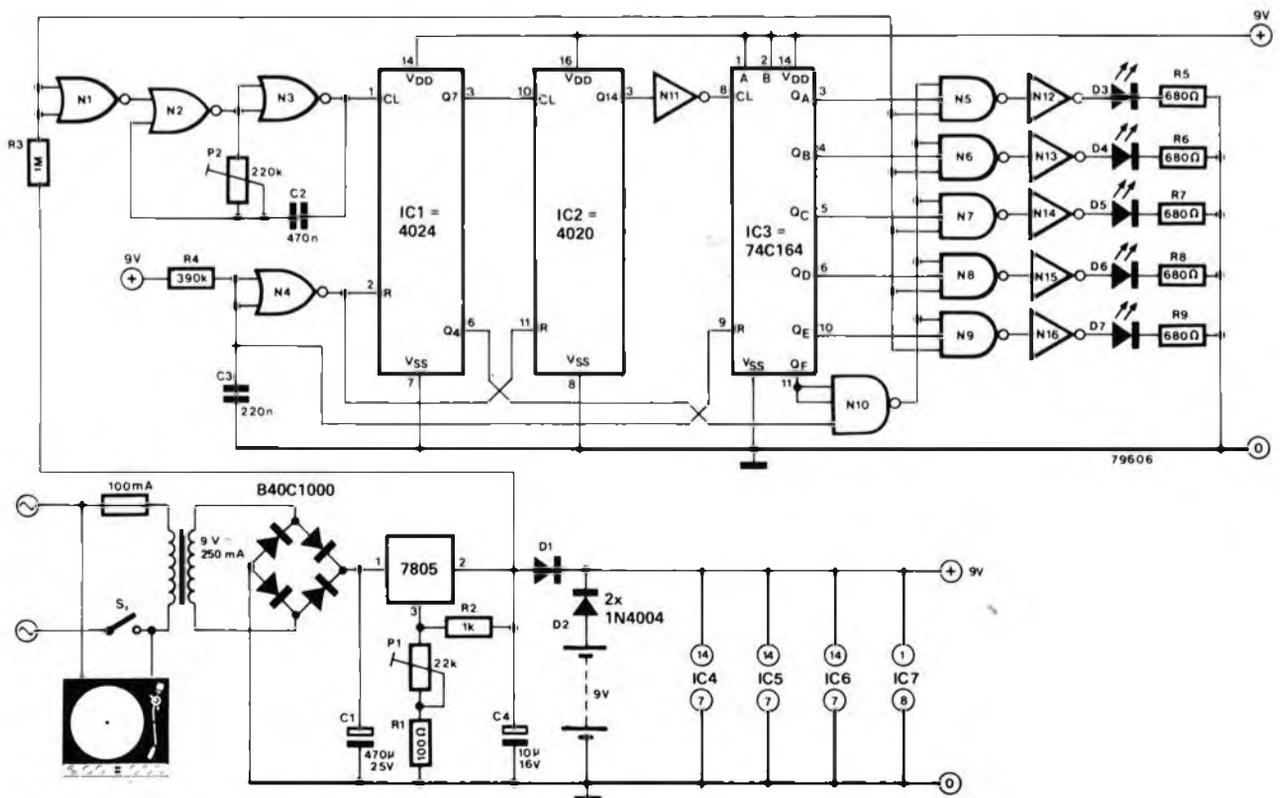
Note de la rédaction:

Si l'on en prend soin, une pointe en diamant peut durer près de 2000 heures. On peut donc dans ce cas utiliser une fréquence d'horloge inférieure, qui déclencherait les LEDs toutes les 200, 300 ou même 400 heures.

En outre, il serait judicieux de prendre une batterie cadmium-nickel (9 V/100 mAh) au lieu d'une pile pour l'alimentation continue. On ménagera un circuit de recharge à partir du secteur en ajoutant une résistance de 1 k en parallèle avec D2.

J.G. Hemmer

(France)



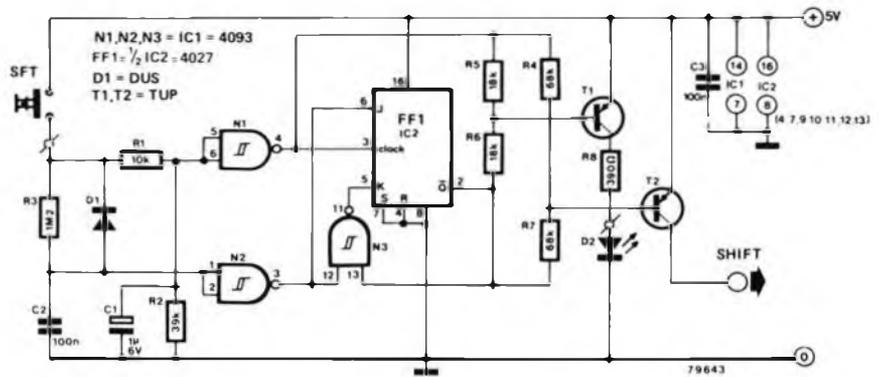
N1 ... N4 = IC4 = 4001
 N5 ... N7 = IC5 = 4023
 N8 ... N10 = IC6 = 4023
 N11 ... N16 = IC7 = 4049

verrouillage de la touche SHIFT d'un clavier ASCII **35**

Le circuit suivant, qui permet de verrouiller la touche SHIFT, vient compléter utilement la description du clavier ASCII publiée dans le numéro 7 d'Elektor (janvier 1979). Ce circuit convient également à la plupart des autres types de clavier qui ne sont pas déjà munis de ce perfectionnement.

Il n'est pas nécessaire de monter une touche supplémentaire sur le clavier, car la touche SHIFT d'origine remplit à la fois les fonctions "SHIFT" et "verrouillage SHIFT": la durée pendant laquelle on presse la touche détermine quelle est la fonction sélectionnée. Si l'on presse la touche SHIFT pendant plus de 0,2 seconde, la sortie SHIFT sera basse (inactive) dès que la touche sera libérée. Si, au contraire, on ne presse la touche que brièvement (c'est-à-dire pendant moins de 0,2 seconde), la sortie SHIFT est maintenue haute (active) jusqu'à ce qu'on la presse une seconde fois, c'est-à-dire que la touche fonctionne comme "verrouillage SHIFT".

L'échelle des temps du circuit est fournie par la constante de temps RC de R3 et C2. Dès que la tension aux bornes de C2 atteint environ 45% de la tension d'alimentation, N2 va changer l'état de l'entrée de la bascule JK, IC2. Si l'on suppose que la sortie Q était initialement au potentiel haut, le circuit fonctionne



de la façon suivante:

Une pression momentanée sur la touche n'a pas d'effet sur la sortie de N2. L'entrée J de la bascule reste donc haute, et l'entrée K basse. Peu après avoir pressé la touche, la sortie de N1 devient basse, ce qui fait monter la sortie SHIFT (via T2). Lorsque la touche SHIFT est relâchée, un flanc montant déclenche la bascule, de sorte que, étant donné l'état des entrées J et K, la sortie Q devient basse, ce qui fait monter l'entrée K, et assure le maintien au potentiel haut de la sortie SHIFT (via T1, T2). La prochaine fois que la touche SHIFT sera pressée brièvement, la bascule sera remise à zéro, c'est-à-dire que la sortie Q retournera à l'état haut, ce qui fera descendre la sortie SHIFT.

Si l'on presse dès l'origine la touche SHIFT pendant plus de 0,2 seconde, la sortie de N2 devient basse, ce qui fait monter l'entrée K, et maintient donc haute la sortie Q. La sortie SHIFT deviendra basse dès que la touche sera relâchée. R1, C1 et R2 éliminent les effets du rebondissement du contact, tandis que la LED D2 donne une indication visuelle qui permet de savoir si la fonction "verrouillage SHIFT" est sélectionnée.

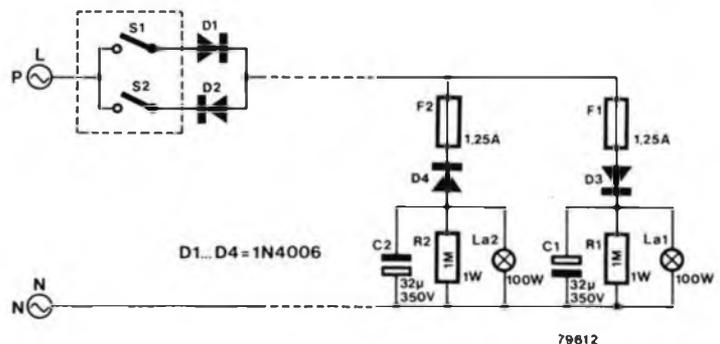
Pour utiliser ce circuit avec le clavier ASCII d'Elektor, il faut couper la piste allant à la broche 4 de l'AY-5-2376, et connecter le circuit entre la touche SHIFT et le circuit intégré.

T. Frankenmolen (Pays Bas)

2 interrupteurs, 2 lampes, 1 fil **36**

Quand on s'occupe d'électricité dans la maison, ajouter un point lumineux supplémentaire et son interrupteur à une installation existante à partir de la même arrivée ne devrait normalement poser aucun problème. Il peut cependant se trouver des situations où il soit impossible de faire passer un fil de plus dans les tubes entre la nouvelle lampe et son interrupteur, rendant ainsi leur liaison impossible.

La méthode correspondant au circuit décrit ci-dessous permet de résoudre ce problème efficacement en compensant ingénieusement l'absence du fil supplémentaire. On voit sur la figure que les diodes D1 et D2 font que l'interrupteur S1 commande la lampe La1, alors que l'interrupteur S2 commande la lampe La2. La tension secteur redressée en mono-alternance est partiellement nivelée



par les condensateurs C1 et C2, ce qui donne sur chaque lampe une tension efficace d'environ 240 V, et elles émettent ainsi avec leur luminosité normale. La valeur des condensateurs est déterminée par la puissance des lampes. On peut calculer leur valeur correcte en appliquant la rela-

tion

$$C_x = 32 \cdot \frac{P_x}{100}$$

où Cx est la valeur du condensateur (en µF) et Px la puissance de la lampe correspondante (en W).

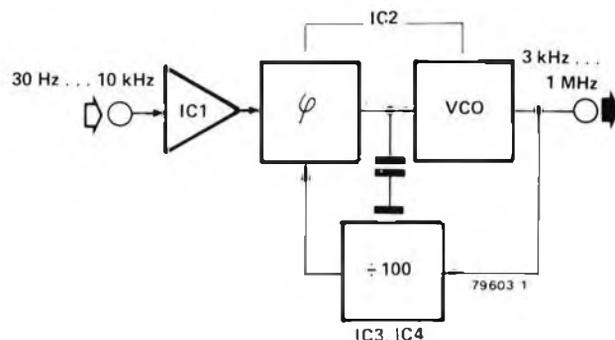
W. Richter (Allemagne)

37 multiplicateur de fréquence

Il peut arriver qu'on ait besoin de mesurer des fréquences basses avec une grande précision. Le circuit présenté ici est un multiplicateur de fréquence qui a été conçu pour cette application particulière et qui permet des mesures rapides avec une résolution de 0,1 Hz.

Le synoptique du multiplicateur de fréquence est présenté figure 1. On peut voir que cette configuration a plus d'un point de similitude avec le désormais classique et réputé synthétiseur de fréquences PLL. Dans notre exemple, toutefois, c'est le facteur de division qui est fixé, et non la fréquence d'entrée (ou de référence). La fréquence du VCO est divisée par 100 et comparée ensuite avec la fréquence d'entrée dans un comparateur de phase. La différence de phase résultante sert à élaborer un signal continu qui est utilisé pour corriger la fréquence du VCO. Cela signifie que la fréquence de sortie du VCO sera exactement égale à 100 fois celle de l'entrée.

1

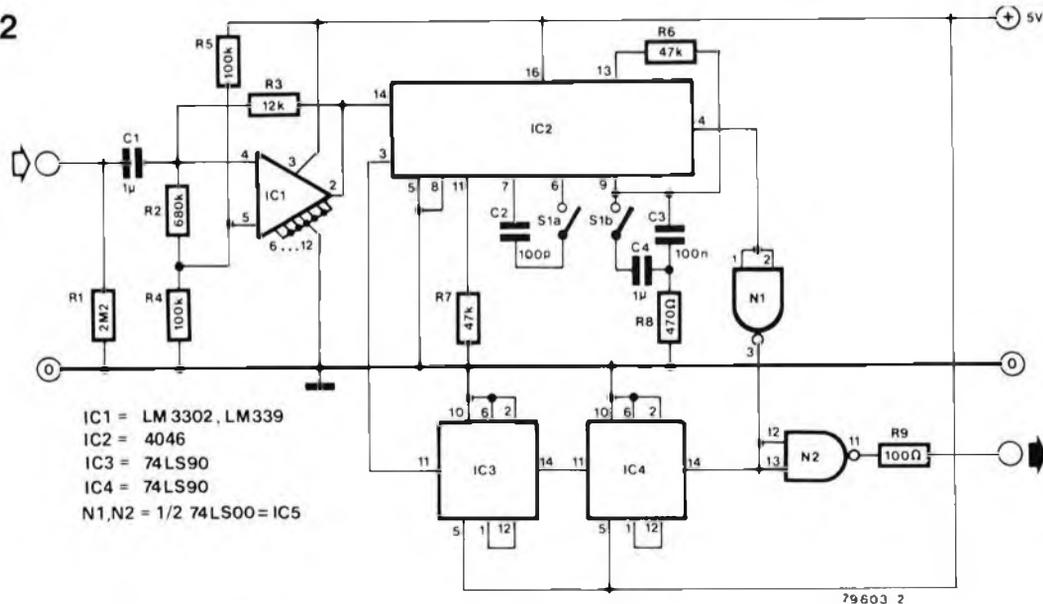


Dans le schéma de la figure 2, la fréquence d'entrée est d'abord amplifiée par IC1 avant d'être injectée dans le circuit à verrouillage de phase, IC2. La sortie du VCO est divisée par 100 par les compteurs à décade IC3 et IC4 et sa phase est alors comparée avec celle du signal d'entrée dans la PLL proprement dit. La fréquence de sortie du VCO est envoyée à l'appareil de mesure par l'intermédiaire de l'inverseur N2. L'adjonction du

commutateur S1 permet de répartir la gamme de fréquence qui va de 30 Hz ... 10 kHz en deux échelles séparées, à savoir 30 Hz ... 300 Hz et 200 Hz ... 10 kHz. La sensibilité d'entrée est donnée pour 25 mA, et la tension de sortie est d'environ 4,5 Vcc. L'alimentation doit délivrer environ 30 mA sous 7 à 18 V.

H. Rol (Grande Bretagne)

2



IC1 = LM 3302, LM339
IC2 = 4046
IC3 = 74LS90
IC4 = 74LS90
N1, N2 = 1/2 74LS00 = IC5

79603 2

38 synthétiseur de fréquence digital

Les principales caractéristiques de ce synthétiseur de fréquence sont: une gamme de fréquences allant de 0,1 Hz à 999,9 kHz, la possibilité de choix d'un niveau de sortie CMOS ou TTL et enfin une précision et une

stabilité limitées uniquement par l'oscillateur à quartz.

Comme on peut le voir sur le synoptique de la figure 1, la pièce maîtresse de ce circuit est une boucle à verrouillage de phase (PLL). La PLL

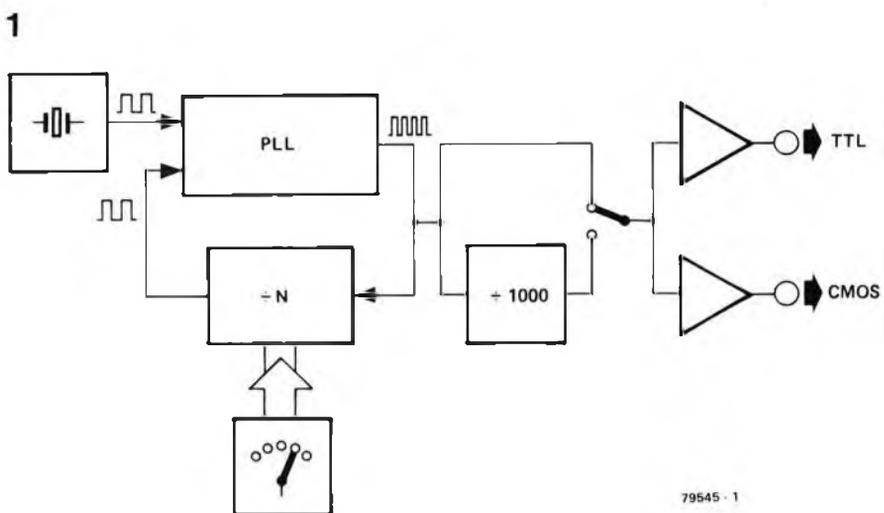
est à la fréquence ce que l'ampli-op est à la tension: la tension de sortie d'un ampli-op en boucle fermée varie de manière à rendre les deux tensions d'entrée égales; une boucle à verrouillage de phase fait varier la fréquence

de son signal de sortie de façon à rendre égales les fréquences des deux signaux d'entrée. Si la fréquence de sortie est divisée par un facteur N et est ensuite réintroduite sur l'une des entrées de la PLL, la fréquence du signal de sortie sera exactement égale à N fois celle de l'autre signal d'entrée. Donc, si l'on s'assure que ce deuxième signal d'entrée soit stable, on obtient facilement un signal de sortie très stable dont la fréquence est égale à N fois la fréquence de référence.

Le deuxième point est de pouvoir disposer d'un facteur de division, N, variable ce qui permettra de faire varier la fréquence du signal de sortie. En plaçant en plus, en sortie de la PLL, un compteur diviseur par 1000 avec possibilité de mise en- et hors-circuit, la gamme des fréquences en sortie pourra être abaissée jusqu'à 0,1 Hz. Enfin le circuit sera encore plus universel en disposant de deux buffers de sortie, l'un délivrant un signal de sortie au niveau CMOS, l'autre au niveau TTL.

La figure 2 donne le schéma complet du synthétiseur digital de fréquence. Le signal de référence est fourni par un quartz de 3,2768 MHz et est divisé par le facteur 2^{15} (= 32768) au moyen de IC5 et IC6. Il en résulte que la boucle à verrouillage de phase reçoit un signal dont la fréquence est exactement égale à 100 Hz. Le second signal d'entrée de la PLL est tiré de la sortie de la porte ET N10, le principe de la PLL entraîne que la fréquence de ce signal reste constamment égale à 100 Hz.

Le bon fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase dépend de la



79545 - 1

valeur du condensateur connecté entre les broches 6 et 7 du circuit intégré. Comme la fréquence de sortie de la PLL peut varier dans une gamme de fréquences assez large, il est nécessaire de pouvoir aussi faire varier la valeur de la capacité en fonction de la fréquence. Ceci est réalisé au moyen des interrupteurs électroniques ES2 et ES3 qui connectent un ou deux condensateurs supplémentaires en parallèle avec C4. Les signaux de commande de ces interrupteurs sont dérivés des commutateurs de décades S3 à S6 via une logique câblée adéquate.

Les buffers de sortie sont formés d'inverseurs et d'une paire d'émetteur suiveurs équilibrés. Les sorties sont protégées contre les courts-circuits. L'interrupteur électronique ES1 empêche le circuit de délivrer un quel-

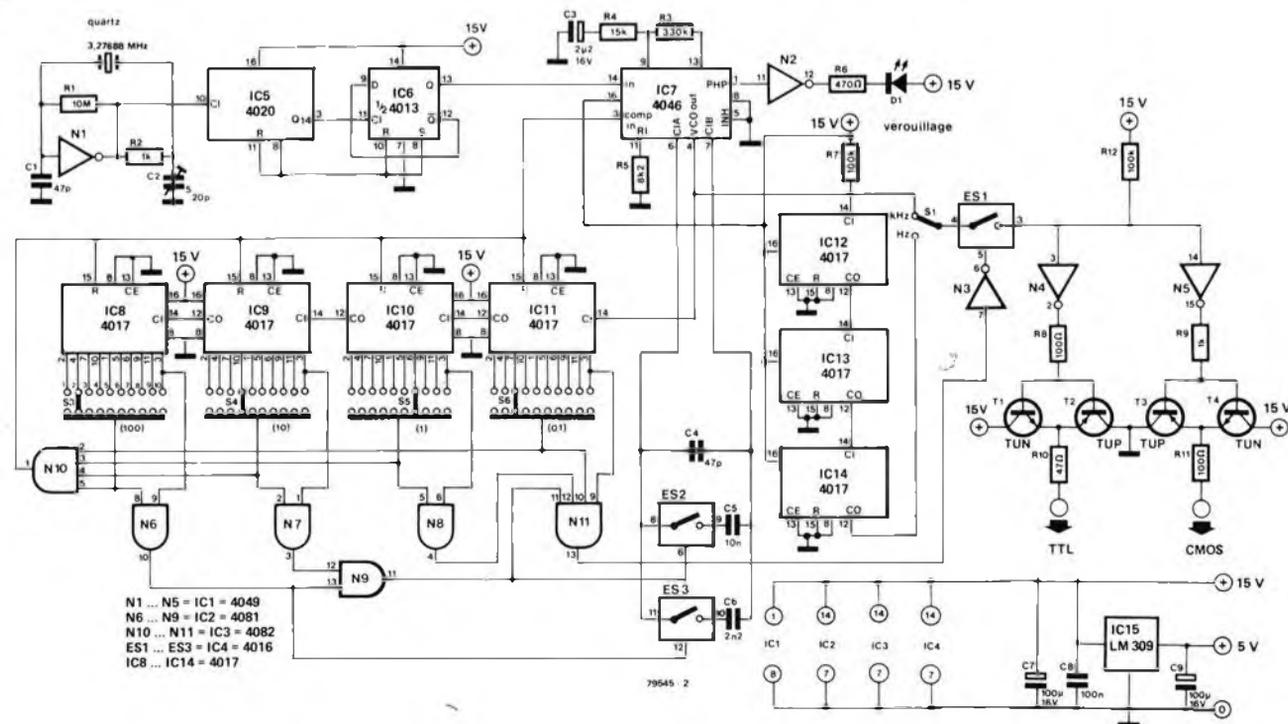
conque signal en sortie quand les commutateurs de décades sont positionnés sur 000,0. La LED D1 s'allume quand la PLL est verrouillée et fournit ainsi une indication visuelle de l'exactitude de la fréquence de sortie.

Ce circuit nécessite deux tensions d'alimentation: 15 V non stabilisée et 5 V stabilisée. La limite supérieure de la tension non stabilisée n'est pas critique et, par exemple, deux piles de 9 V montées en série feront l'affaire.

R. Dürr et D. Hackspiel

(Suisse)

2



79545 2

- N1 ... N5 = IC1 = 4049
- N6 ... N9 = IC2 = 4081
- N10 ... N11 = IC3 = 4082
- ES1 ... ES3 = IC4 = 4016
- IC8 ... IC14 = 4017

39 | mesureur d'angle de fermeture de came

La vérification et le réglage de l'angle de fermeture de la came d'un rupteur ne posent réellement aucun problème — à condition de disposer d'un bon appareil de mesure. Par "bon" il faut comprendre que cet appareil doit être précis et linéaire, et qu'il doit fonctionner dans une large gamme de températures ambiantes. Le circuit décrit ci-dessous est conforme à de telles spécifications. Il est destiné à être utilisé en combinaison avec un multimètre (déviations pleine échelle $500 \mu\text{A}$), mais l'on pourra bien sûr se servir de n'importe quel instrument de $500 \mu\text{A}$. L'angle de fermeture est mesuré en % (0...100%). Pour avoir une lecture en degrés, il faut multiplier la lecture directe par 3,6 et diviser le résultat par le nombre de cylindres du moteur.

Le circuit pourrait difficilement être plus simple. La partie la plus importante est un générateur à courant constant, composé de T3 et d'un IC régulateur de tension (IC1). La tension de référence extrêmement stable (et indépendante de la température)

fournie par le IC sur sa broche 6 est connectée à l'entrée non-inverseuse d'un amplificateur différentiel situé dans le même IC; l'entrée inverseuse est connectée à l'émetteur de T3. Le IC va donc ajuster sa tension de sortie (V_O) de telle sorte que la tension sur l'émetteur de T3 soit maintenue égale à la tension de référence. Le résultat est évident: une tension constante, indépendante de la température, développée aux bornes d'une résistance fixe ($R5 + P1$) doit produire un courant également constant. Comme le courant de base de T3 est négligeable, son courant de collecteur est égal à son courant d'émetteur (qui est ultra stable). Jusque là, tout va bien.

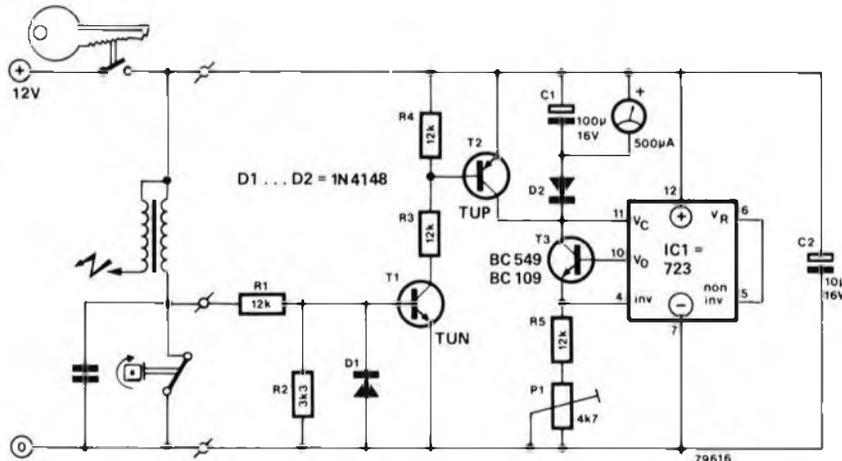
Quant au reste du circuit, ou bien il laisse passer ce courant constant à travers l'appareil de mesure, ou bien il ne le laisse pas passer... Lorsque le contact du rupteur est ouvert, T1 et T2 vont conduire, court-circuitant le circuit du galvanomètre. Dès que les pointes se ferment, T1 et T2 se bloquent. Le courant constant déter-

miné par T3 traverse maintenant le galvanomètre, chargeant en même temps C1. Lorsque les pointes s'ouvrent et se ferment à des intervalles rapprochés, une tension moyenne se développe aux bornes de C1 et du galvanomètre. Cette tension est proportionnelle au "rapport cyclique" des pointes du rupteur: plus les pointes restent longtemps en contact (ou en d'autres termes plus l'angle de fermeture est grand), plus grande est la tension qui apparaît aux bornes de C1 — et plus élevée est la lecture correspondante sur le galvanomètre.

La procédure de calibration est comme le circuit: la simplicité même. Après avoir branché l'alimentation et court-circuité l'entrée (R1 relié au commun de l'alimentation), on ajuste P1 pour obtenir sur le galvanomètre une déviation pleine échelle (100%). Après tout, une entrée court-circuitée correspond bien à un angle de fermeture de 100%!

J. Becela

(Allemagne)



40 | modem FSK

La caractéristique la plus intéressante de ce modulateur/démodulateur FSK est son extrême simplicité:

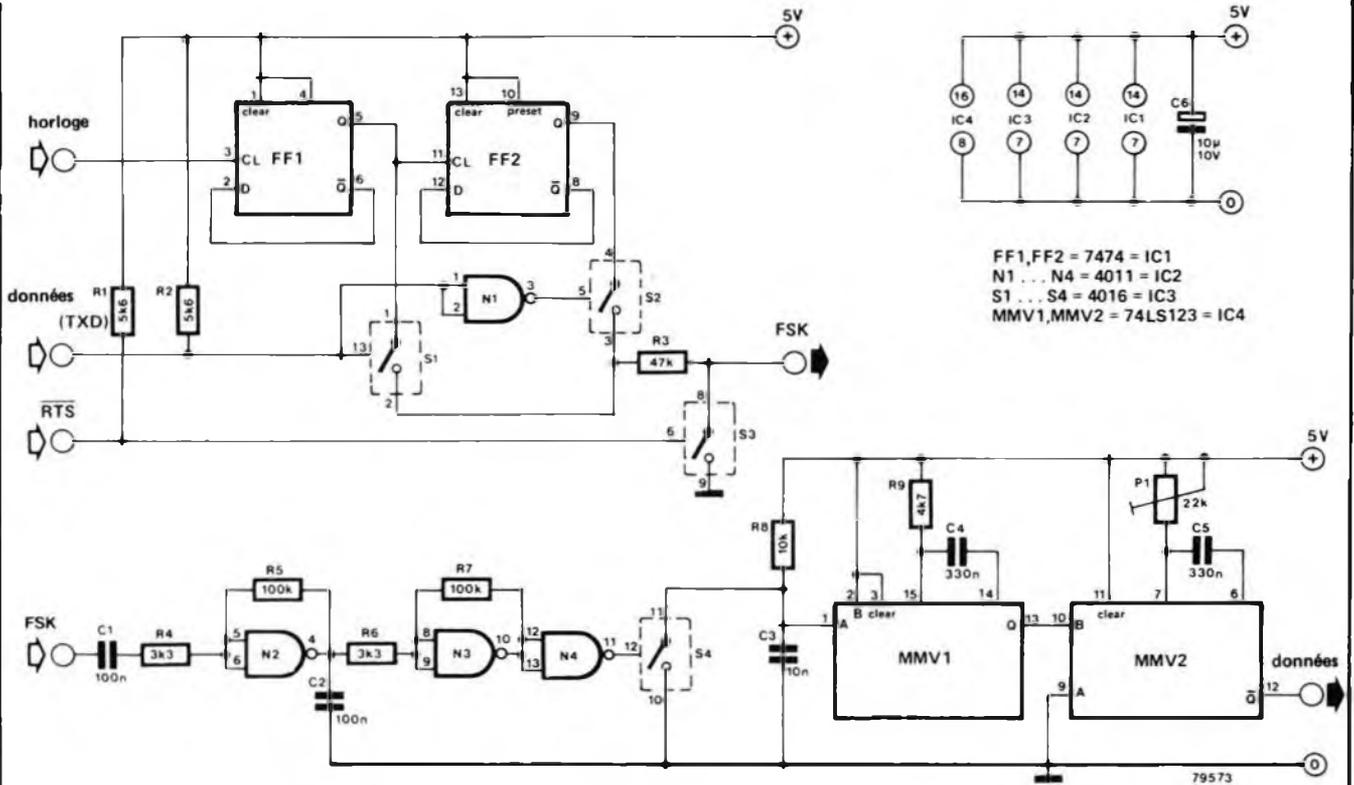
- il ne nécessite qu'une alimentation
- il ne comprend que quatre circuits intégrés courants
- il est facile à mettre en service.

La transmission se fait à 300 Bauds, en Kansas City Standard, soit \emptyset logique = 1200 Hz, 1 logique = 2400 Hz. Le modulateur est très simple: le signal d'horloge est obtenu à partir

de l'UART, dont la fréquence est égale à 16 fois la vitesse de transmission (4800 Hz). Les signaux à 2400 et 1200 Hz sont disponibles sur les entrées de S1 et S2. Suivant l'état du signal d'entrée, un des deux interrupteurs est fermé, et le signal adéquat est appliqué à la sortie du modulateur.

A l'entrée du démodulateur, N2, N3 et N4 forment un amplificateur/limiteur. La démodulation est effectuée

par les deux monostables MMV1 et MMV2. La durée de l'impulsion de MMV1 est environ $420 \mu\text{s}$, alors que celle de MMV2 est de $850 \mu\text{s}$ (réglable par P1). Avec une fréquence d'entrée de 2400 Hz, MMV1 est toujours enclenché donc sa sortie Q reste haute. Aucune impulsion n'est appliquée à MMV2 et sa sortie Q reste à l'état haut. Si la fréquence d'entrée est de 1200 Hz, MMV1 ne sera pas redéclenché avant que la sortie Q ne



revienne à zéro, et ainsi MMV2 est déclenché à son tour. La sortie données passe donc à 0. En ajustant P1 pour avoir une période aussi courte que possible, le temps entre la montée et la descente du signal de sortie

sera raccourci. Les possesseurs d'un Elektterminal peuvent prendre le signal d'horloge pour le modulateur sur les broches 17 ou 40 de l'UART. Le sélecteur de vitesse devra être placé sur 300 Bauds.

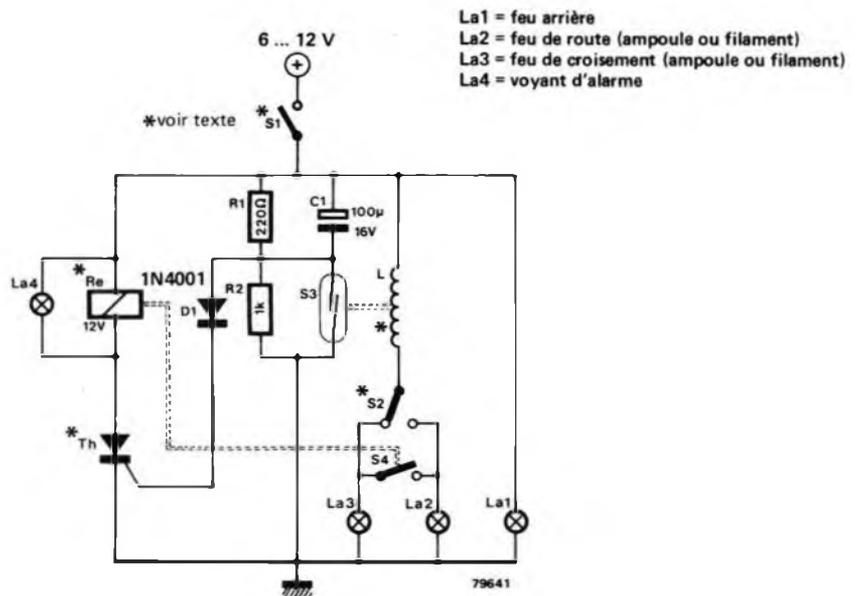
L'entrée RTS ne pourra être utilisée qu'avec des UART pourvues de cette sortie.

H. Stettmaier (Allemagne)

éclairage de secours pour moto 41

Le circuit simple ci-dessous devrait constituer une utile sécurité pour les motocyclistes. Au contraire des automobilistes, les motocyclistes n'ont habituellement qu'un seul phare sur leur engin. De cette façon, si ce phare tombe en panne alors que le motard circule de nuit, celui-ci se trouve brusquement plongé dans le noir et devient pratiquement "aveugle", situation particulièrement dangereuse. Le motocycliste devra alors tatonner à la recherche du commutateur pour passer du feu de croisement au feu de route, ou inversement, selon l'ampoule ou le filament qui aura lâché. Le circuit décrit ici assure la sécurité du motard en faisant ce travail automatiquement au cas où l'une des deux ampoules (ou l'un des filaments de l'ampoule combinée) lâcherait.

L'interrupteur du phare de la moto



La1 = feu arrière
 La2 = feu de route (ampoule ou filament)
 La3 = feu de croisement (ampoule ou filament)
 La4 = voyant d'alarme

est représenté par S1 sur le schéma du circuit. On place entre cet interrupteur et l'inverseur phare-code S2 une bobine (L) constituée de 10 à 15 tours de fil de connection enroulé sur un contact reed (S3). Dès que le phare est allumé (feu de croisement ou feu de route), un courant passe dans la bobine, engendrant un champ magnétique qui ferme le contact reed. La diode D1 est ainsi reliée à la masse par S3, ce qui bloque le thyristor. Si l'ampoule (ou le filament) qui a été choisi par S2 vient à lâcher, le courant dans la bobine L s'annule, ce

qui ouvre le contact reed. Le condensateur C1 se décharge dans R1, et l'anode de D1 se trouve portée à un potentiel positif, ce qui déclenche le thyristor. La variation de tension est volontairement lente, de façon à assurer que si S3 s'ouvre accidentellement (du fait, par exemple, des vibrations, ou lors de l'inversion de S2) cela n'aura aucun effet sur le circuit. Le thyristor excite le relais Re, qui connecte La1 et La2 en parallèle. Etant donné qu'il est peu probable que le feu de croisement et le feu de route lâchent en même

temps, au moins une des deux lampes sera allumée, quelle que soit la position de S2. De plus, le voyant d'alarme La4 s'allume pour indiquer qu'il s'est produit un incident.

Le circuit convient aussi bien pour une alimentation en 6 V qu'en 12 V, et on peut utiliser à peu près n'importe quel thyristor, étant donné qu'il ne pilote que le relais et le voyant d'alarme.

E. Wunsch

(Allemagne)

42 loupe automatique pour voltmètre

Si l'on désire mesurer une tension qui est supérieure à la déviation pleine échelle d'un appareil de mesure, il y a deux manières de procéder. En premier lieu, on peut réduire la tension d'entrée à une valeur acceptable au moyen d'un diviseur de tension. Ce qui revient à "comprimer" la totalité de la gamme de tensions à mesurer. D'un autre côté, nous pouvons conditionner l'appareil de mesure pour n'indiquer qu'une portion déterminée de la gamme totale de tensions d'entrée, en fonction de l'amplitude du signal d'entrée. Par exemple, avec une tension de 26 V, un voltmètre 10 V ne "verra" que la gamme 20-30 V, et on lira 6 V. Le circuit décrit ici réalise automatiquement la "mise à l'échelle" d'un voltmètre 10 V, et peut servir à mesurer des tensions d'entrée entre 0 et 30 V.

La comparaison de la tension d'entrée avec une tension de référence respectivement de 10 et 20 V s'effectue au moyen de IC2 et IC3. Selon le

comparateur dont la sortie passe au niveau haut, les tensions de référence sont acheminées aux diodes D1 et D2 par l'intermédiaire des buffers IC4 et IC5. Il en résulte qu'une tension qui est égale à la plus grande des deux tensions de référence, diminuée de la chute de tension en direct dans la diode, apparaît à l'entrée non-inverseuse de IC6. L'autre diode demeure polarisée en inverse. Comme IC6 est monté en suiveur de tension, l'indicateur présentera donc la différence entre la tension d'entrée d'origine et la tension d'offset de référence, soit de 0, 10, ou 20 V. Les LEDs D3 et D4 fournissent une indication visuelle de l'échelle (0... 10 V, 10... 20 V ou 20... 30 V) sur laquelle se trouve l'appareil. La brillance des LEDs peut être modulée au besoin en modifiant la valeur de R12 et R13.

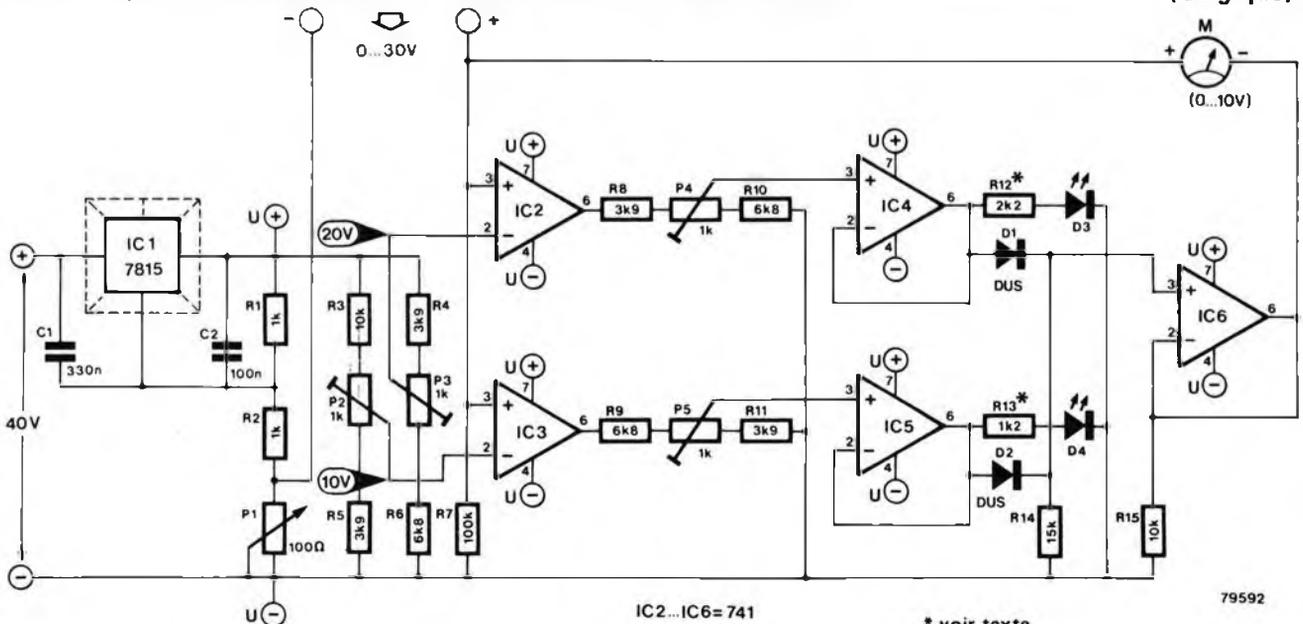
On peut prendre n'importe quel appareil de mesure avec 10 V pleine échelle (par exemple un appareil à cadre mobile muni d'une résistance

série appropriée). Mais il ne faut pas perdre de vue que le courant qui circule dans l'indicateur charge le reste du circuit. En conséquence, plus grande sera l'impédance, meilleur sera l'appareil de mesure.

P1 est prévu pour compenser le fait que les amplis ops ne peuvent pas délivrer une tension pleinement négative. Ce potentiomètre est ajusté au mieux en court-circuitant les entrées du circuit et en réglant pour obtenir le zéro de l'indicateur. Pour ajuster les autres potentiomètres, il faut disposer d'une tension de référence de 10 et 20 V. On procédera ainsi: avec une tension d'entrée de 10 V, on ajuste P2 pour que D4 soit sur le point de s'allumer. P5 est ajusté pour obtenir une lecture de zéro sur l'indicateur quand D4 s'allume. Avec une entrée de 20 V, P3 et P4 sont ensuite ajustés de la même manière.

P. Sieben et J.P. Stevens

(Belgique)



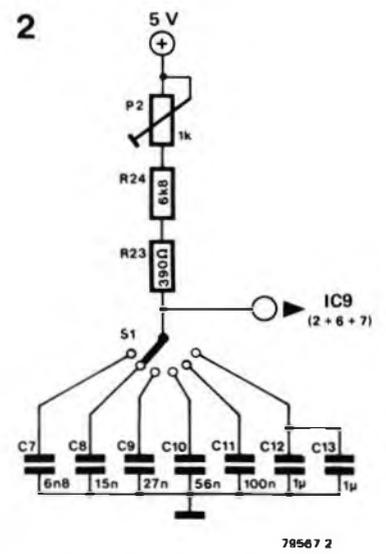
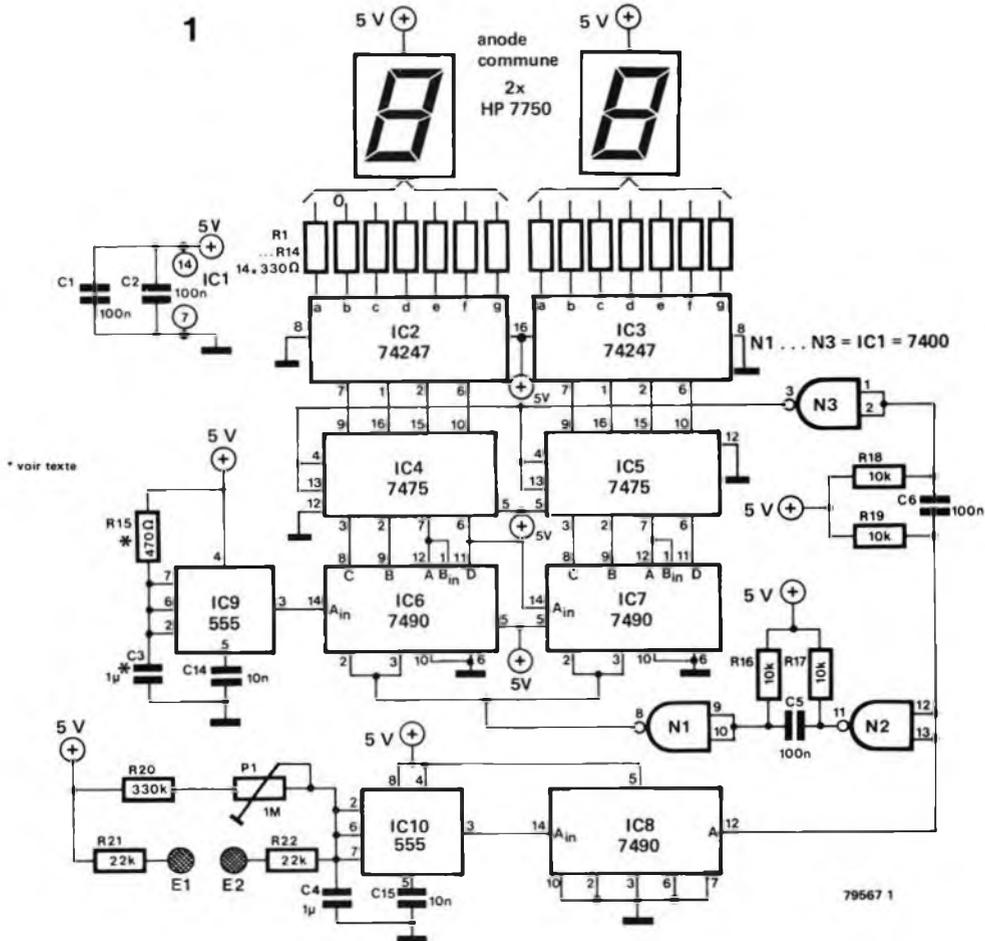
IC2...IC6=741

* voir texte

79592

contrôleur de stress

43



Le nombre croissant de maladies provoquées par le stress a fait s'accroître l'intérêt pour les diverses méthodes de training "autogène", afin de développer la pratique de la relaxation. En particulier, différents types de circuits de "bio-feedback" ont été répandus, suivant le principe de la surveillance de certaines fonctions physiologiques (rythme cardiaque, température du corps, activité cérébrale, etc. . .), qui les rend contrôlables par la conscience. Le circuit décrit ici mesure l'état de tension du sujet, par l'intermédiaire de la résistance électrique de sa peau. C'est le même principe que les "détecteurs de mensonge", bien que pour ceux-ci le plus important soit l'interprétation des réponses aux questions innocentes ou aux questions piège, que l'on pose au sujet. Les variations de la résistance de la peau (entre les électrodes E1 et E2) modifient la fréquence d'un oscilla-

teur construit autour d'un timer 555 (IC10). Cette fréquence est divisée par un 7490 (IC8), et commande l'entrée reset des compteurs IC6 et IC7. Ainsi la période des impulsions venant de IC10 détermine le nombre d'impulsions comptées, fournies par un autre oscillateur (IC9). Les sorties du compteur sont décodées, et la tension relative du sujet est affichée sur deux afficheurs à sept segments. La fréquence du second oscillateur, qui est également réalisé autour d'un 555, est fixée par C3 et R15. En y ajoutant le circuit de la figure 2, plusieurs gammes de fréquences peuvent être obtenues, ce qui permet d'ajuster la sensibilité de l'appareil. Initialement, P1 sera réglé dans une position "neutre". Deux anneaux de métal, enfilés chacun sur un doigt du sujet, forment d'excellentes électrodes. Ils seront reliés aux points E1 et E2 du circuit par des longueurs de fil suffisantes.

La consommation du circuit est d'environ 400 mA. Pour éviter tout risque de choc électrique il faut absolument utiliser une alimentation par piles ou batteries.

J. Mulke

(Allemagne)

44 baromètre

La pression barométrique est l'une de ces choses qu'il est difficile de mesurer de façon électronique. Il n'est pas si facile de trouver un capteur de pression suffisamment sensible — à moins, comme dans ce circuit, que vous n'ajoutiez une sorte de capteur électronique à un baromètre mécanique conventionnel.

Le noyau de ferrite d'une bobine est attaché au "tambour" du baromètre. Lorsque la pression barométrique change, le noyau se déplace dans les deux sens à l'intérieur de la bobine. Comme cette dernière fait partie du circuit d'un oscillateur LC, la fréquence de sortie va donc dépendre de la pression barométrique. La sortie de l'oscillateur est tamponnée par T2, puis appliquée à un compteur diviseur par dix (IC1), suivi par un autre compteur diviseur par huit (IC2). La fréquence est alors réduite à un point tel qu'elle puisse être traitée par un convertisseur fréquence/tension, type LM 2907 (IC3).

La tension de sortie de cet IC va donc varier en fonction de la pression barométrique.

Pour des raisons évidentes, ce système ne fonctionnera avec une linéarité raisonnable que sur une gamme limitée de pressions. Par bonheur, la pression barométrique ne varie pas tellement ($\pm 5\%$), de sorte qu'un choix convenable du capteur de pression, du noyau et de la bobine permettra de construire un "baromètre" suffisamment précis.

Le seul point du circuit qui exige un véritable réglage est P1. Au début, on réglera celui-ci de telle sorte que l'oscillateur accroche — une tension apparaîtra alors à la sortie. Si la gamme de fréquence de l'oscillateur est à l'extérieur de celle du convertisseur fréquence/tension, on peut parfois rétablir la situation en retouchant le réglage de P1. Toutefois, si la fréquence est trop éloignée, il faudra changer la valeur de C2.

Le potentiomètre ajustable de sortie

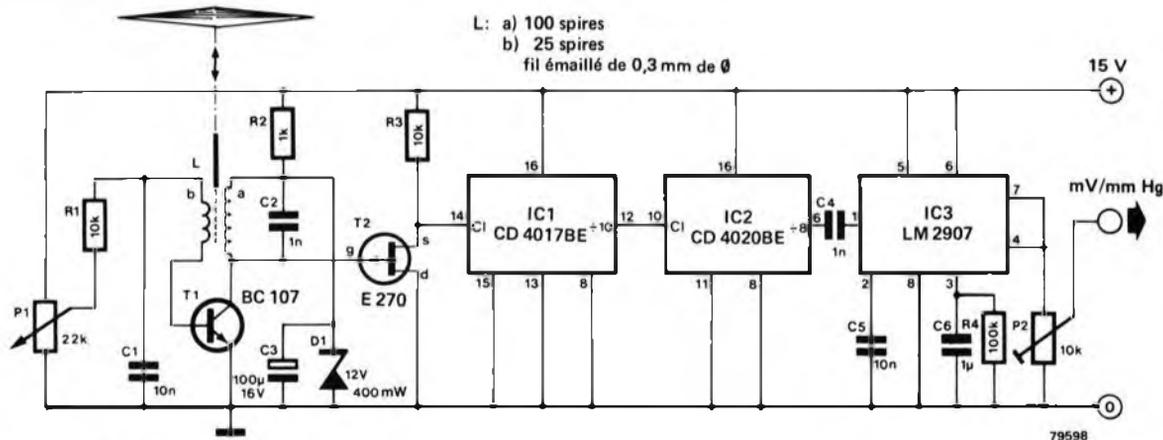
(P2) permet de régler au mieux le niveau de sortie. On peut connecter à ce point un millivoltmètre digital ou analogique.

Note de la rédaction

A première vue, il peut paraître fâcheux de démonter un baromètre qui fonctionne pour lui connecter un appareil électrique à aiguille au lieu de son aiguille mécanique. Mais le fait de disposer d'une tension électrique proportionnelle à la pression barométrique ouvre toute une gamme de possibilités. Pour n'en citer qu'une, que diriez-vous d'étudier un ordinateur domestique capable de faire des prévisions météorologiques?

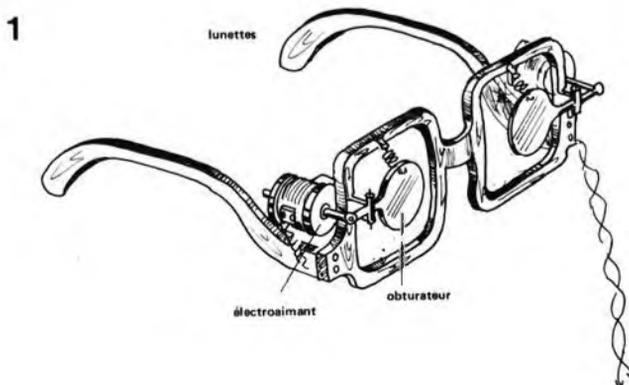
Y. Nijssen

(France)



45 multiplexeur de programmes télévision

Monsieur Frôse nous a présenté une idée qui va révolutionner nos habitudes de spectateurs. Comme beaucoup d'entre nous, il devait avoir régulièrement des disputes avec sa famille au moment de choisir le programme de la soirée, et il a donc décidé de rétablir l'harmonie de son foyer. Après de nombreuses et longues soirées d'hiver consacrées à l'étude acharnée et alors qu'il laissait aux autres membres de sa famille le soin du choix du programme, il a enfin découvert la solution radicale que voici. Bien qu'il ne soit pas encore tout à fait prêt à



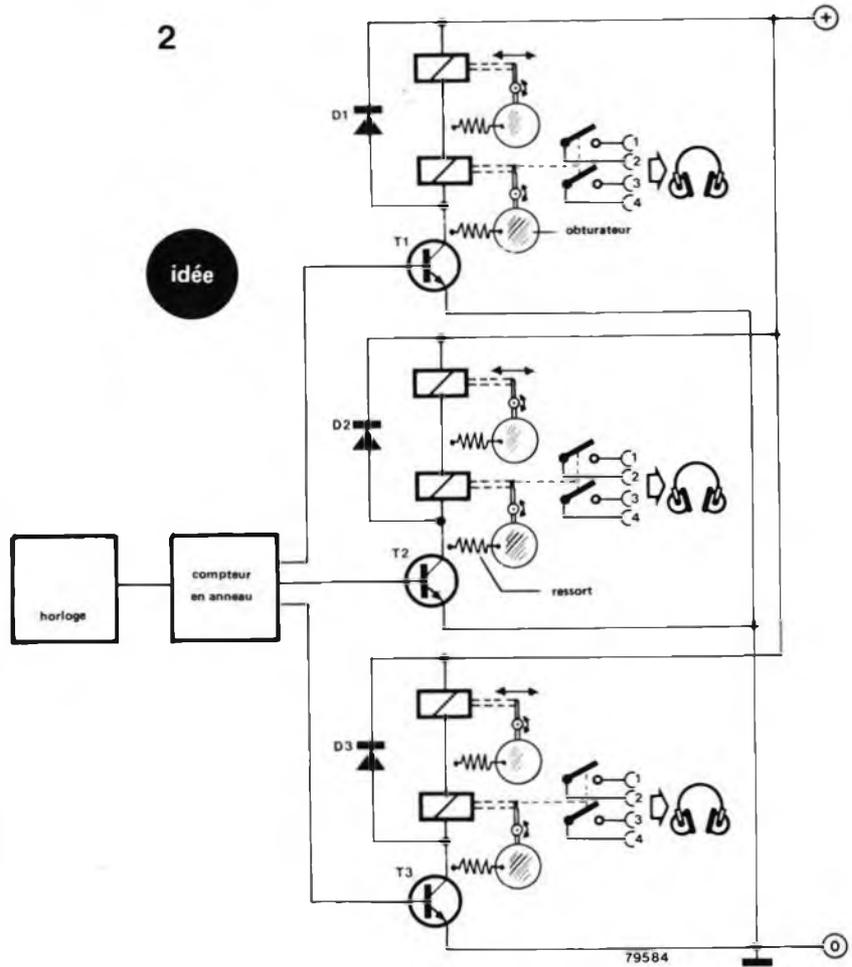
divulguer les détails de son invention, nous avons été autorisés à en publier le principe.

L'idée de base est de ne pas commuter le téléviseur sur un programme particulier, mais sur tous les programmes simultanément! Plus précisément, l'ensemble des canaux est balayé, et chacun apparaît très brièvement sur l'écran. Pour préserver la santé des téléspectateurs, chacun d'eux est muni de lunettes spéciales, comprenant des volets actionnés par un électro aimant. Ces volets ne sont ouverts qu'au moment où le programme que l'on a choisi est affiché sur l'écran. Ainsi le porteur des lunettes 1 ne voit que la première chaîne, le porteur des lunettes 2, que la seconde, etc . . . Chaque paire de lunettes est accompagnée d'un jeu d'écouteurs, qui reproduisent le son du canal correspondant. De cette façon, plusieurs personnes peuvent regarder le même téléviseur, mais chacun suit son émission préférée. Le génial auteur, commandité par plusieurs multinationales dont il n'a pas voulu dévoiler l'identité, travaille maintenant avec ardeur à l'application de son circuit à la transmission simultanée des émissions FM en mono et en stéréo.

W. Fröse (Allemagne)

2

idée



girouette électronique 46

L'inconvénient de la plupart des indicateurs de direction du vent est la nécessité d'une partie mécanique importante. Le montage décrit ici résout ce problème.

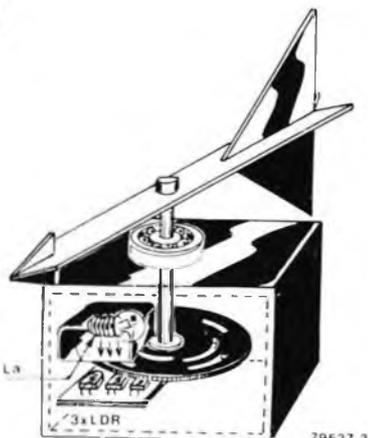
Un disque percé d'un certain nombre d'entailles est solidaire du rotor de la girouette. Une source lumineuse est

placée derrière lui et une rangée de trois LDR est disposée de l'autre côté. Les LDR sont illuminées suivant la position du disque, comme on le voit sur la figure 1. Si les trous sont correctement placés, la position du disque, et donc la direction du vent, peut être exprimée en BCD par l'état

respectif des LDR. Huit secteurs circulaires seront ainsi définis, et un décodeur BCD-décimal pourra indiquer la direction du vent sur 8 LED disposées sur un cadran circulaire.

Le schéma de la figure 3 montre l'"électronique" du dispositif. S'il n'y a aucune lumière sur les LDR, les

1



2

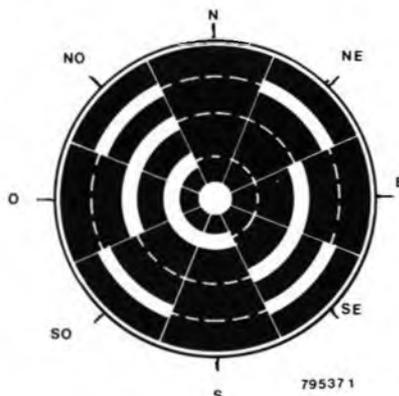
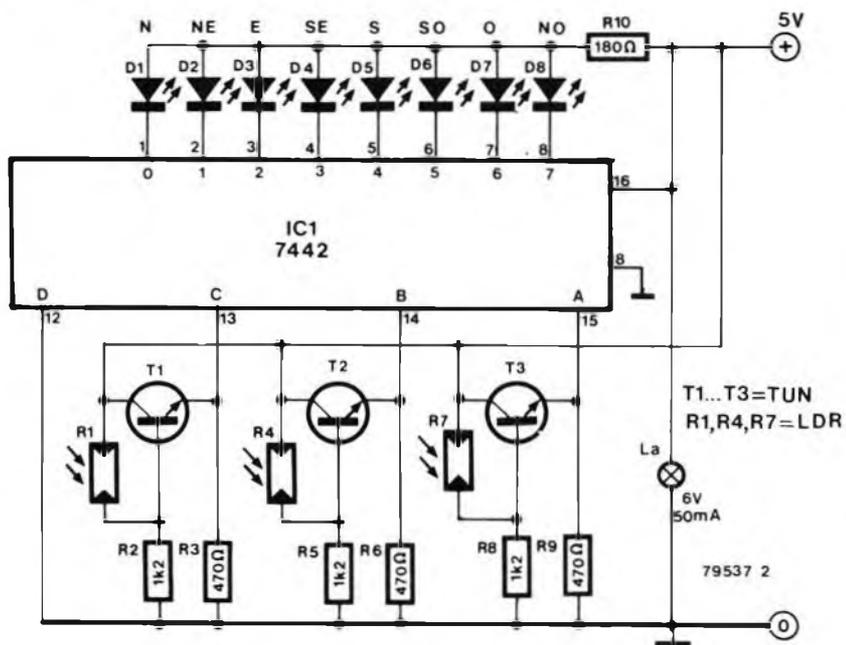


Tableau 1.

A	B	C	D	direction du vent	LED
0	0	0	0	nord	D1
1	0	0	0	nord-est	D2
0	1	0	0	est	D3
1	1	0	0	sud-est	D4
0	0	1	0	sud	D5
1	0	1	0	sud-ouest	D6
0	1	1	0	ouest	D7
1	1	1	0	nord-ouest	D8

3



transistors associés sont bloqués et les entrées correspondantes de IC1 sont mises à zéro à travers les résistances de $470\ \Omega$. Dès qu'une lumière suffisante atteint une des LDR, le transistor se débloque et met l'entrée correspondante du décodeur à l'état haut. Suivant l'état de ses entrées, le 7442 allume la diode qui doit indiquer la bonne direction. Le code BCD de chaque secteur est donné par le tableau 1.

Note de la rédaction:

Si le disque reste arrêté entre deux positions, par exemple entre Sud et Sud-Est, un code erroné risque d'être appliqué au décodeur qui affichera alors Nord-Ouest. Pour éviter cela, il vaut mieux utiliser le code Gray, soit: 000=N, 100=NE, 110=E, 010=SE, 011=S, 111=SW, 101=W, 001=NW.

D. Maurer

(Pays Bas)

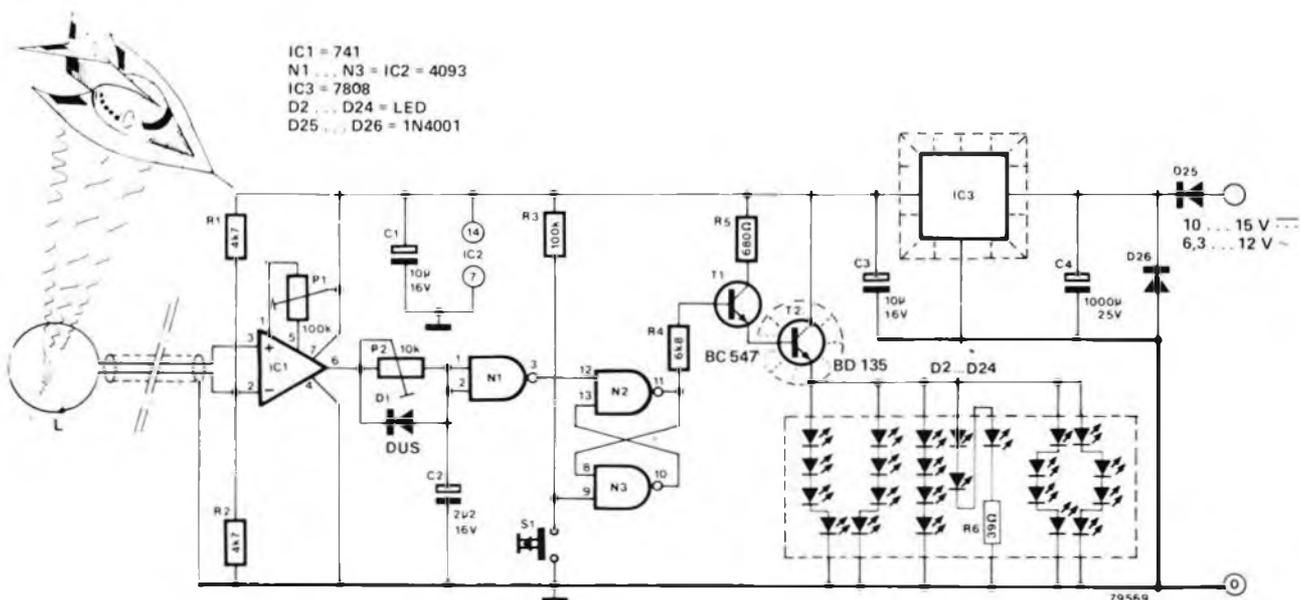
47

détecteur d'OVNI

Ce circuit assez "différent" nous a été transmis par l'un de nos abonnés les plus éloignés du secteur de Vega. Il était présenté comme "détecteur d'OVNI de type Terrestre", et il pourrait rencontrer la faveur de ceux de nos lecteurs qui sont harcelés sans cesse par les OVNI. (UFO = OVNI = Objet Volant Non Identifié).

Le fonctionnement du détecteur est basé sur le fait que tous les OVNI, quel que soit leur type, provoquent des variations brutales du champ magnétique terrestre (du moins c'est ce que nous dit notre correspondant, et il doit connaître la question). Ces variations d'intensité magnétique induisent une petite tension dans la

bobine détectrice, L. Cette tension est amplifiée par IC1 puis elle sert à déclencher la bascule bistable formée par N2 et N3, qui allume alors l'affichage constitué par le réseau de LEDs. On peut faire varier la brillance de l'affichage en modifiant la valeur de R5. Cela pourrait devenir indispensable si le transistor T2 avait un



IC1 = 741
N1 ... N3 = IC2 = 4093
IC3 = 7808
D2 ... D24 = LED
D25 ... D26 = 1N4001

gain trop élevé.

Initialement, le circuit utilisait comme élément détecteur un Krokopaard au radium, mais comme ce composant n'est pas encore très répandu sur la Terre (ni même au Salon des Composants Electroniques), nous avons modifié le circuit pour pouvoir l'utiliser avec une bobine. Cette bobine, qui contient environ 5000 tours de fil de cuivre émaillé de 0,2 ou 0,25 mm, a un diamètre d'environ 23 cm. Cela veut dire qu'il faut compter en tout quelque chose comme 3,6 km de fil au moins. Nous sommes dans l'incapacité de donner des instructions relatives au test final de l'appareil, car très peu de nos

lecteurs peuvent disposer de bicyclettes capables d'atteindre 22500 kilomètres à l'heure. Il existe toutefois une méthode plus simple.

On se sert d'un aimant pour régler le circuit. On place tout d'abord le potentiomètre P1 à mi-course, et on règle P2 environ aux deux tiers de sa valeur maximum. On fait alors bouger l'aimant près de la bobine détectrice, après quoi l'affichage doit s'allumer. La sensibilité du circuit se règle au moyen de P1. Pour être capable de détecter même le plus petit des OVNI's, on règle normalement le circuit pour avoir la sensibilité maximum. Le réglage optimum de P2 dépend de la vitesse à laquelle se

déplacent les OVNI's, et il faudra donc le déterminer expérimentalement.

D'après Mr. (?) Xantor, si quelqu'un construit et utilise le circuit que nous venons de décrire, il lui sera possible de tracer la carte des trajectoires aériennes de tous les OVNI's qui survolent sa maison, et le fait que les compatriotes de Mr. Xantor sachent qu'on les observe pourrait bien les encourager à provoquer une "rencontre avec la troisième espèce"!

Xantor (Vega IX*)

* Note: Représentant terrestre: M. Muhr (Allemagne)

amplificateur à absorption de courant | 48

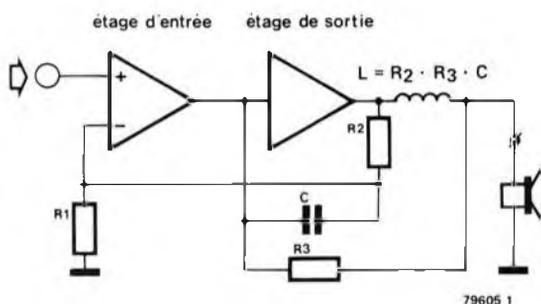
Le principe de base de l'amplificateur à absorption de courant est présenté par le synoptique de la figure 1. Pour résumer, le circuit tire parti du fait que l'addition de quatre composants passifs, R2, R3, L et C, compense la non linéarité de la caractéristique de l'étage de sortie. On peut donc utiliser un étage de sortie Classe B (c'est à dire, les transistors de sortie sont polarisés à leur point de blocage afin qu'il n'y ait pas de courant de repos dans le circuit de sortie) avec tous les avantages et aucun des inconvénients de cette configuration (la distorsion de croisement).

Le circuit présenté figure 2 fonctionne d'après le principe d'absorption de courant mentionné ci-dessus. Selon l'auteur, il est capable de délivrer 100 W dans 4 ohms, avec une distorsion harmonique de 0,006% à 1 kHz et 60 W. Si l'on dispose de l'équipement pour effectuer des mesures précises de distorsion, C3 peut être remplacé par un condensateur variable de 22 pF, et ajusté pour une distorsion minimale.

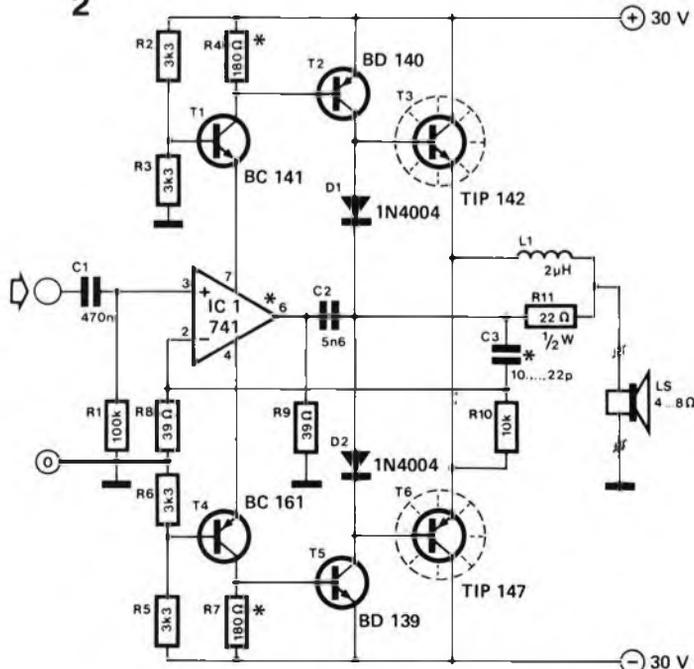
Le circuit comporte une autre particularité très utile qui est la charge fictive R9. L'étage de sortie est piloté (via les transistors de commande T2 et T3) par les transistors T1 et T4, qui sont montés en série, avec les lignes d'alimentation respectivement positive et négative de IC1. On améliore ainsi le slew rate du 741. En revanche, si l'on emploie un ampli-op plus rapide (tel le LF 357), la valeur de R4 et R7 doit alors être modifiée pour garantir le courant de repos qui convient au IC, afin que l'étage de sortie ne débite aucun courant.

G. Schmidt (Allemagne)

1



2



49

flash esclave

Grâce à ce circuit très simple un flash ordinaire va être transformé en flash "esclave". Il sera ainsi possible de prendre des photographies avec un système complexe d'éclairage par flashes, sans pour autant se prendre les pieds dans un tapis de câbles.

Le déclencheur ne nécessite pas d'alimentation séparée, il la prélève sur le flash lui-même, par l'intermédiaire des contacts de commande. On y trouve généralement quelques 150 à 200 V, qui sont divisés par R4 et R5, pour atteindre une valeur utilisable. C2 assure le découplage et sert de réservoir. Comme la consommation du circuit est très faible, la ponction sur la batterie est négligeable.

Quand l'éclair d'un autre flash frappe le phototransistor, une impulsion apparaît sur R1. Elle est appliquée à T2 par C1, amplifiée, et déclenche le thyristor, donc le flash. Les valeurs des composants sont calculées pour

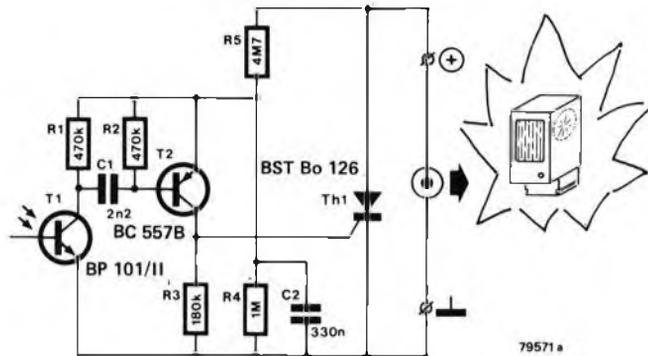
éviter les déclenchements intempestifs, par exemple par l'éclairage d'ambiance. Mais la sensibilité reste suffisante pour qu'il ne soit pas indispensable de pointer le flash de commande sur le phototransistor: Il pourra réagir à la lumière réfléchie. Evitez cependant un éclairage trop intense.

Tout thyristor 0,8 A/400 V peut

convenir, mais il pourra être nécessaire d'augmenter C2, car c'est ce condensateur qui fournit la quasi totalité du courant de gâchette. La liaison au flash lui-même se fera au mieux avec un câble d'extension spécialement prévu.

F. Schäffler

(Allemagne)



79571 a

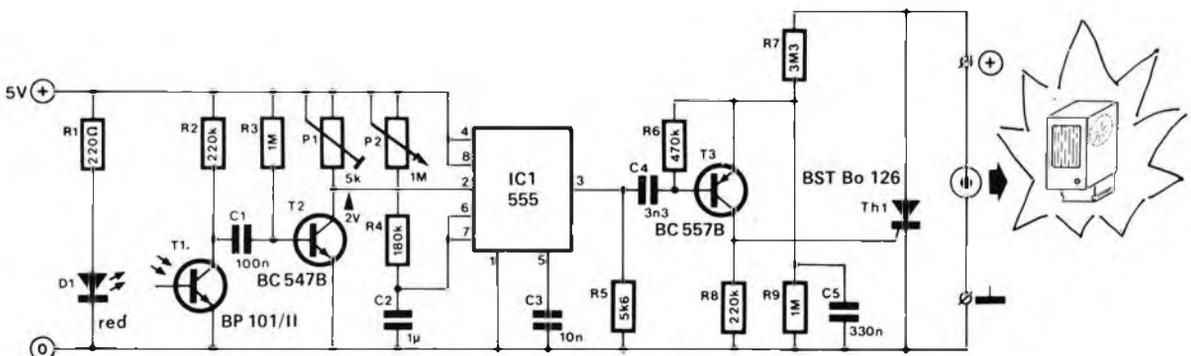
50

retardateur de flash

Un des domaines les plus particuliers de la photographie est l'utilisation de temps d'exposition très brefs, pour photographier des phénomènes ultra rapides. Tout le monde a vu de telles photos: par exemple l'éclatement d'une lampe frappée par un marteau, ou la couronne que fait une goutte d'eau en tombant. De telles photos peuvent être prises très simplement avec la méthode de "l'obturateur ouvert"; la photo est prise dans le noir, l'obturateur ouvert longtemps à

l'avance, et c'est un flash électronique très rapide qui éclaire le sujet pendant le temps nécessaire.

La difficulté de cette méthode est le déclenchement du flash au bon moment. Les temps sont si courts que seule l'électronique peut résoudre le problème. Dans le cas de la photo montrée ici, la goutte d'eau est détectée par une cellule photo électrique, qui, à l'aide du circuit décrit déclenche le flash. On utilise pour cela une LED et un photo-



79571 b

transistor. Quand le faisceau de lumière est coupé, une brusque augmentation de tension a lieu sur la résistance R2. Elle sert, via T2, à armer le timer 555 (IC1). Quand la période du 555, réglable par P2 entre 0,25 et 1,3 s est achevée, une impulsion négative apparaît à la sortie de IC1 (broche 3). T3 et le thyristor sont débloqués et le flash s'allume.

On peut utiliser n'importe quel thyristor 0,8 A/400 V, mais il pourra être nécessaire d'augmenter nette-

ment C5. La tension continue de polarisation sur le collecteur de T2 doit être ajustée à 2 V au moyen de P1.

En modifiant quelques valeurs, on peut changer la gamme de durées possibles. Le retard est donné par $1,1 \times R \times C2$, où R est la valeur de P2 et R4 en série. La valeur minimale de R2 est 1 k.

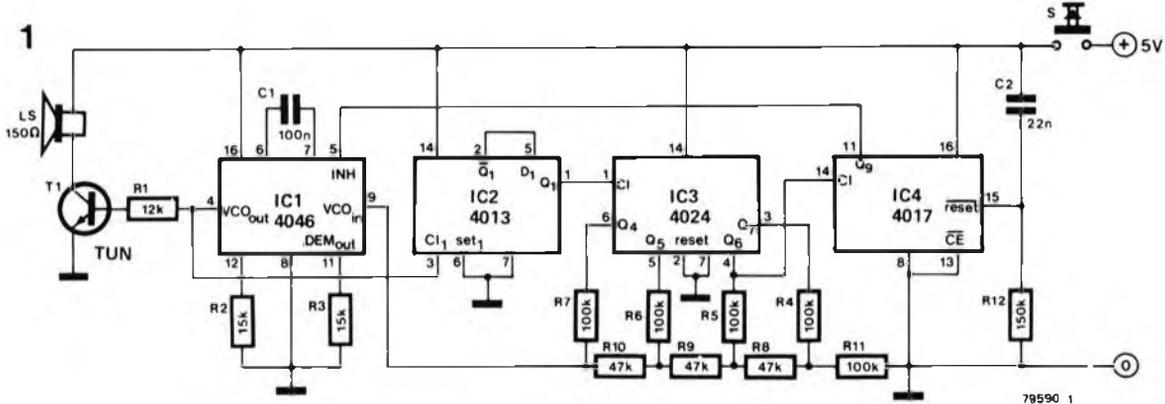
La partie la plus délicate du circuit est la "barrière lumineuse". Elle dépend étroitement des conditions particulières d'emploi, et la disposi-

tion de la LED et du phototransistor sera adaptée à chaque cas. Toutefois, la sensibilité du circuit sera la meilleure quand ces deux composants seront montés le plus près possible l'un de l'autre. Il faudra également veiller à ce que la lumière de la LED ne puisse venir dans le champ de l'objectif.

F. Schäffler

(Allemagne)

bourdon de porte 51



Il n'y a apparemment pas de limite à la variété de carillons de porte que l'on peut imaginer. Tout, de l'Alléluia au carillon de Big Ben, a déjà été imité pour l'agrément des vendeurs de porte-à-porte. Mais l'imagination de nos lecteurs semble encore pleine de ressources. Le circuit présenté ici produit un son qui a certains liens de parenté avec celui d'une cornemuse, et s'il ne sonne pas encore le glas des bonnes vieilles cornemuses, il devrait cependant rencontrer un succès certain chez les amateurs de cette sonorité.

Tel qu'il a été conçu, le circuit a pour effet de décourager les visiteurs pas très policés d'appuyer indéfiniment sur le bouton de sonnette, car la sonnerie cesse automatiquement après environ deux secondes.

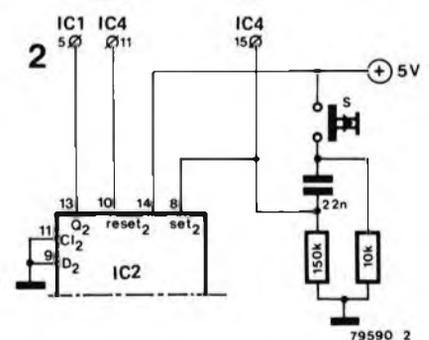
Comme on peut le voir sur le schéma de la figure 1, il suffit de très peu de composants pour construire ce "carillon" particulier. On se sert d'une boucle à vérouillage de phase (PLL) (IC1) type 4046 montée en oscillateur commandé en tension avec une fréquence nominale de 800 Hz environ, déterminée par les valeurs de R3 et C1. La fréquence effective de cet oscillateur est contrôlée en injectant le signal de sortie sur une

moitié de bascule bistable double (IC2) qui est montée en compteur diviseur par deux, et ensuite à un compteur binaire.

Le réseau de résistances R4...R11 délivre une tension en marches d'escalier, qui est ramenée à l'entrée de commande en tension (broche 9) de IC1, produisant ainsi l'effet "cornemuse". A la fin du cycle de comptage IC4 met l'entrée d'inhibition de IC1 au niveau haut, ce qui empêchera la "cornemuse" de continuer de jouer si le bouton de sonnette est maintenu appuyé. R12 et C2 remettent automatiquement IC4 à zéro à la pression suivante sur le bouton.

Note de la rédaction:

Bien que le circuit d'origine présenté figure 1 se révélera un remède efficace contre les presseurs de sonnette trop enthousiastes, il ne prend pas en compte ce qui arrive si le bouton poussoir (S) est enfoncé pendant un court instant. Puisque le relâchement du contact coupe la tension d'alimentation du circuit, la cornemuse sera interrompue dès le début! Pour prévenir une avalanche de lettres en provenance d'amateurs de folklore irrités, nous proposons d'apporter



les modifications suivantes: comme les ICs CMOS absorbent très peu de courant, on peut les alimenter en permanence. En utilisant la seconde bascule de IC2, on peut modifier le circuit pour être sûr que la "mélodie" soit entendue en entier même si le bouton ne subit qu'une pression momentanée.

Le circuit de la figure 1 doit être corrigé comme suit:

- le contact S est remplacé par un strap.
- C2 et R12 sont supprimés.
- la liaison entre la broche 11 de IC4 et la broche 5 de IC1 est coupée.

Monter alors le circuit comme indiqué figure 2.

S. Halom

(Israël)

52 émetteur optique pour la parole

Transmettre la parole en modulant un faisceau de lumière n'est pas une nouveauté. On se sert habituellement d'infra-rouges — comme dans certains systèmes de casques "sans fil". Mais on peut également se servir d'une lampe torche normale. Le seul point à noter est que le filament doit être porté à une température assez élevée, sinon sa réponse sera trop lente. Pour cette raison, il faut que la brillance de l'ampoule atteigne presque sa valeur maximum, avec une profondeur de modulation très faible, environ 1%. D'un autre côté, il est avantageux d'avoir en sortie une lumière intense, car le système porte à des distances plus grandes — c'est une certitude si, comme ici, on se sert d'une lampe dite halogène.

L'emploi de la modulation d'amplitude présenterait l'avantage de simplifier la conception du récepteur. Il présenterait aussi quelques inconvénients majeurs, en particulier le prix d'un étage de sortie convenable pour l'émetteur (capable de commander une lampe de 60 W) serait assez élevé. Pour cette raison (et pour

quelques autres) nous avons choisi la modulation de largeur d'impulsions.

Le signal d'entrée venant du microphone est amplifié par T1, puis il arrive à un étage amplificateur supplémentaire, IC3, après avoir traversé la "commande de profondeur de modulation" (P1). On ajoute en ce point une composante continue au signal. Cette composante continue, ajustée par P2, permet d'obtenir un signal de sortie final dont le facteur de forme soit correct — nous reviendrons plus loin sur ce point. On obtient le signal modulé par largeur d'impulsions en appliquant la sortie (audio + composante continue) de IC3 et une onde de forme triangulaire et de fréquence 35 kHz aux deux entrées d'un comparateur (IC4). Le signal de 35 kHz est engendré par IC2. Cet ampli-op est monté dans un circuit qui serait normalement celui d'un multivibrateur (produisant des signaux carrés), mais à cause de son slew rate limité il engendre en réalité une onde triangulaire. A la sortie du comparateur, IC4, nous trouvons un signal rectangulaire dont le facteur de

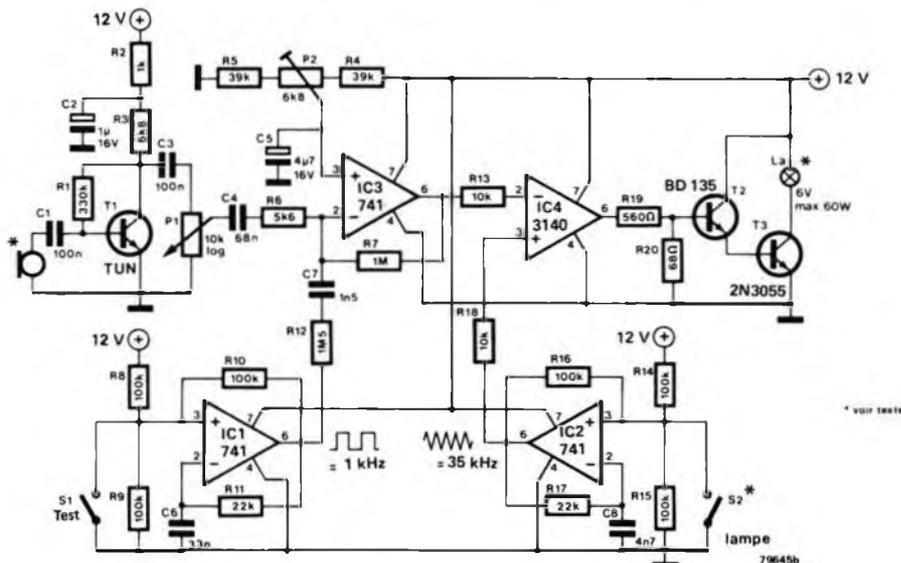
forme varie avec le signal de la parole. On règle le facteur de forme moyen à 25% à l'aide de P2 — c'est-à-dire que T2, T3 et la lampe sont allumés pendant 25% du temps.

On peut alimenter le circuit avec une batterie de voiture de 12 V. Il faut cependant noter qu'on devra utiliser dans ce cas une lampe de 6 V (de puissance quelconque jusqu'à 60 W). Pourquoi une lampe de 6 V sur une alimentation de 12 V? Cela va sûrement multiplier par quatre la puissance nominale dissipée dans la lampe, direz-vous? Bien sûr — mais pendant un quart du temps, puisque le facteur de forme est de 25%: la lampe n'est allumée que pendant un quart du temps. Et quatre fois un quart est égal à un.

Il reste à discuter une partie du circuit. IC1 fonctionne en multivibrateur de fréquence 1 kHz. Tant que S1 est ouvert, ce signal sert à moduler la sortie. Cet accessoire est très utile pour "aligner" l'émetteur et le récepteur.

A.J. Mellink

(Pays Bas)



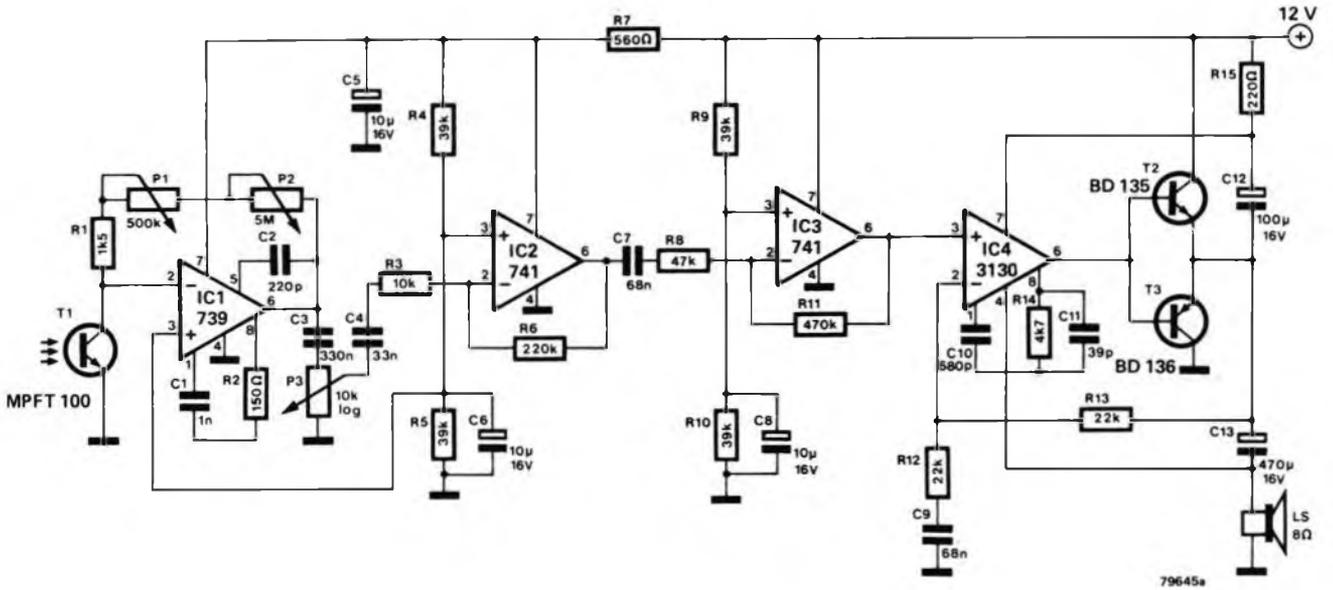
53 récepteur optique pour la parole

Ce circuit est prévu pour être utilisé en liaison avec l'émetteur optique". Le faisceau de lumière modulée est détecté par un photo-transistor, T1; le signal de sortie de ce transistor est amplifié par IC1. On peut régler le gain global de cet étage par P1 et P2

(réglage fin et grossier respectivement). Le réglage optimum dépend de l'éclairage ambiant; on pourra le déterminer (après avoir aligné correctement l'émetteur et le récepteur) en injectant sur l'émetteur la tonalité de test de 1 kHz. Après la commande

de volume, P3, le signal est amplifié par IC2 et IC3. L'étage de sortie est dérivé d'un circuit décrit dans un numéro précédent d'Elektor.

Si l'on veut se servir de l'émetteur et du récepteur pour établir un système de communications fiable, il faut



prêter une certaine attention aux aspects mécanique et optique des appareils. Il faut prévoir, aussi bien pour l'émetteur que pour le récepteur, un système de réflecteur et de lentille. En pratique, les phares d'une vieille voiture conviennent parfaitement. Les deux appareils seront

montés sur un robuste trépied ou sur une embase réglable similaire. L'auteur prétend avoir réussi à obtenir des communications fiables à des distances de plus de deux kilomètres — après la tombée de la nuit, il est vrai. Si l'on veut établir un système de

communication dans les deux sens, il faut résister à la tentation de faire fonctionner l'émetteur et le récepteur à partir de la même alimentation. Cela ne marchera pas, à moins de couper l'émetteur avant d'allumer le récepteur.

A.J. Mellink (Pays Bas)

minuterie d'échecs à partir d'une calculatrice 54

Avec seulement une ou deux petites modifications, il est possible de transformer une calculatrice pour augmenter ou diminuer d'une quantité donnée deux nombres *différents*, et d'afficher simultanément les deux résultats.

Si l'on suppose que la calculatrice à un affichage de 8 chiffres 2 nombres de 4 chiffres peuvent être affichés:

4321 : 4321
nombre A : nombre B

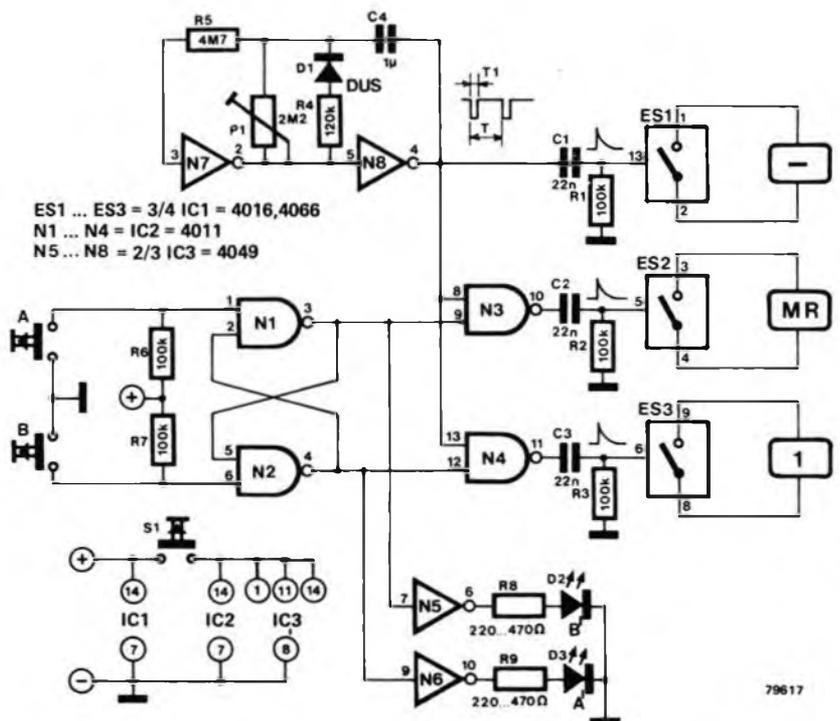
Il est très facile d'ajouter ou de retrancher "1" de ces deux nombres. Pour le nombre B, c'est immédiat, et pour le nombre A, il suffit de retrancher ou d'ajouter 10.000 à ce qui est affiché.

Ainsi:

$$43214321 - 10000 = 43204321$$

Le nombre B n'est pas modifié par cette opération

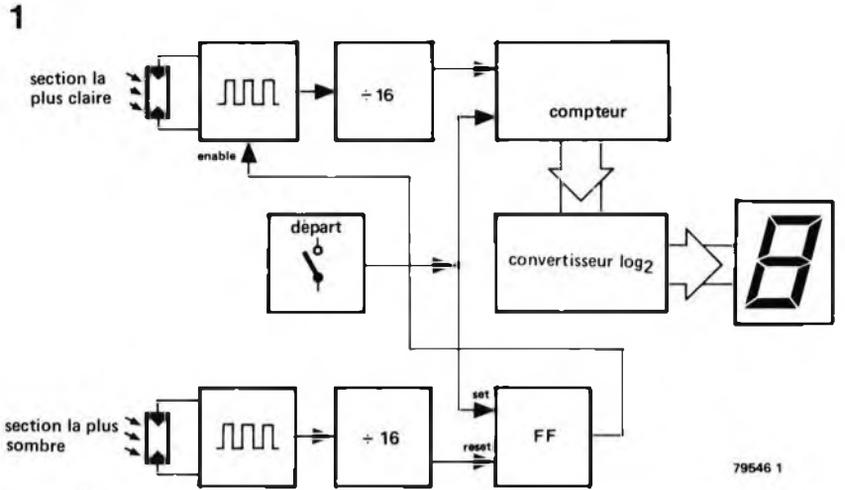
Grâce au circuit décrit ici, on peut utiliser la calculatrice en minuterie d'échecs, c'est-à-dire lui faire afficher le temps qui reste à chaque joueur



mesure digitale du contraste d'un négatif 56

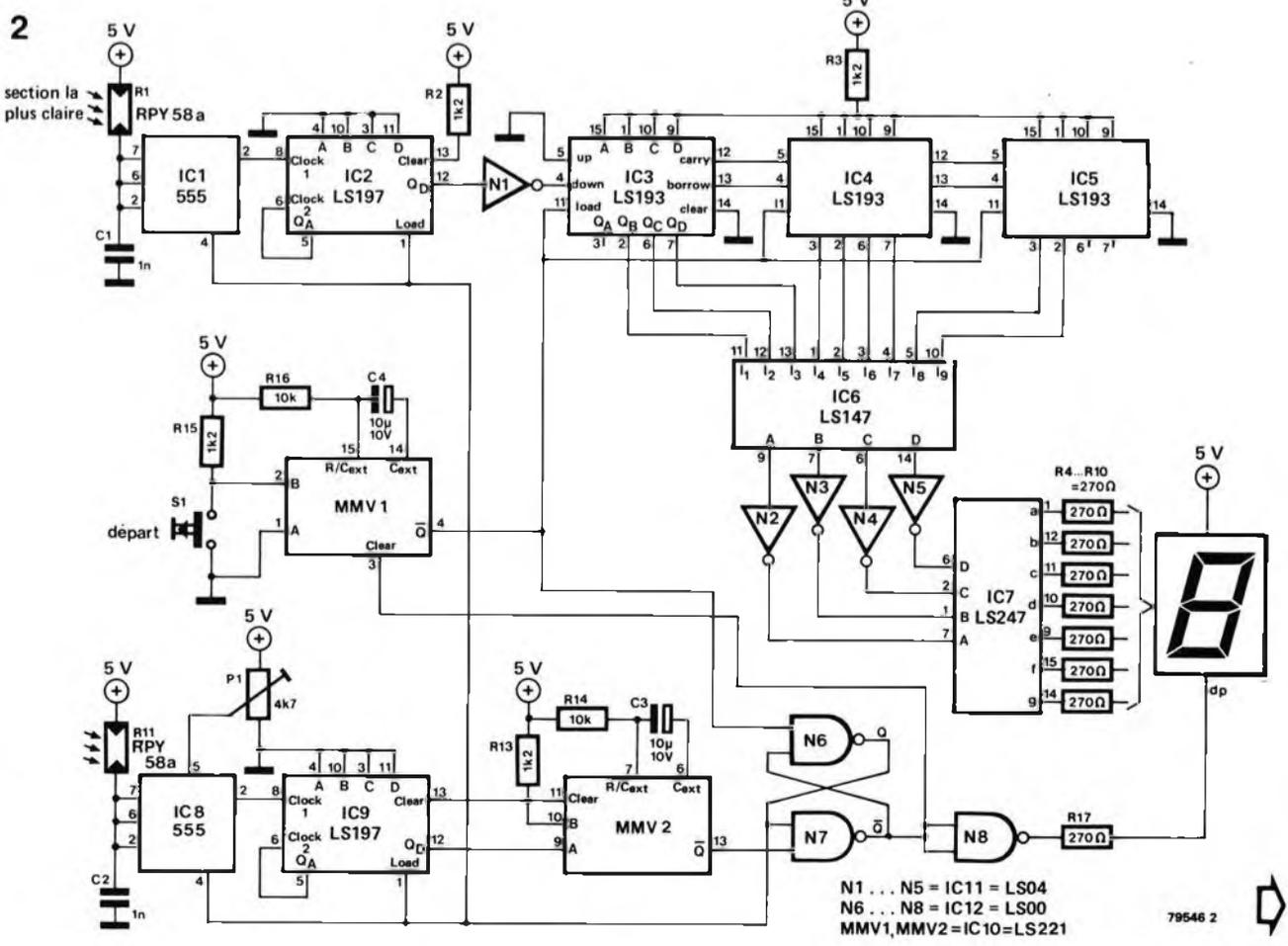
Pour réussir un agrandissement, il faut bien choisir deux choses: le type de papier, suivant le contraste du négatif, et la durée d'exposition suivant la densité du négatif. Le contraste du négatif est défini comme la différence entre les parties les plus claires et les parties les plus sombres et les parties les plus claires du film exposé. Si l'on prend le logarithme en base 2 de cette différence, on obtient le taux de contraste du négatif. Par exemple, si la partie la plus claire laisse passer 8 fois plus de lumière que la partie la plus sombre, le taux de contraste est 3 ($2^3 = 8$).

Le circuit utilise deux résistances sensibles à la lumière (LDR), et affiche directement la valeur du contraste sur un afficheur sept segments. Le synoptique de la figure 1 montre le fonctionnement du circuit. La quantité de lumière qui tombe sur les LDR détermine la fréquence des générateurs de signaux carrés auxquels elles sont reliées. Les sorties de ces générateurs sont appliquées chacune à un diviseur par seize. Les impulsions venant de celui du haut sur le schéma (celui des parties



claires) sont comptées pendant un temps déterminé par la période du second oscillateur. On obtient donc un nombre d'impulsions proportionnel au rapport entre les deux fréquences, et donc par conséquent au rapport entre les parties les plus claires et les parties les plus sombres du négatif. Ces impulsions sont appli-

quées alors au convertisseur logarithmique, puis décodées et enfin le résultat est affiché. Un cycle de mesure est commencé par la fermeture de l'interrupteur "départ" qui remet les compteurs à zéro. Le schéma détaillé est présenté sur la figure 2. Mis à part les deux oscillateurs qui utilisent des 555, les cir-



N1 ... N5 = IC11 = LS04
 N6 ... N8 = IC12 = LS00
 MMV1, MMV2 = IC10 = LS221

cuits intégrés sont des "low power Schottky TTL". Les diviseurs par 16 sont IC2 et IC9, et le compteur est constitué par IC3, IC4 et IC5. Il utilise la logique négative, c'est-à-dire qu'il commence à compter avec toutes ses sorties hautes. A chaque début de cycle, c'est donc à proprement parler plus une impulsion de chargement qu'une impulsion de remise à zéro qu'il doit recevoir. Les entrées parallèles sont toutes mises à 1, et les impulsions sont appliquées à l'entrée de décomptage. Tout cela parce que le convertisseur logarithmique travaille aussi en logique négative. Ce convertisseur est réalisé avec un encodeur de priorité décimal-BCD. C'est un circuit qui reconnaît le bit actif de plus grand poids dans le signal d'entrée, et sort en BCD la valeur de ce bit. Par exemple, supposons que le compteur donne la valeur 8 (base 10) en binaire. Tous les bits seront au niveau 1, sauf I3

(souvenez vous que nous sommes en logique négative). IC6 reconnaît que le bit de poids le plus fort est à zéro, est le troisième. Il donne donc en sortie le nombre 3 en BCD. Comme nous l'avons déjà dit $3 = \log_2 8$, et l'on a bien la conversion voulue.

Le diviseur par 16 IC9, est suivi d'un monostable, qui donne l'impulsion de reset du flip-flop formé de N6 et N7, à la fin de chaque période de mesure. L'impulsion de départ est donnée par un second monostable, commandé par S1. Le point décimal est allumé pour indiquer que la mesure est en cours. Puisque IC6 travaille en logique négative, sa sortie doit être inversée par N2 à N5 avant d'être décodée par IC7.

L'afficheur est un modèle à anode commune, par exemple HP 5082-7750, FND 557. Tout type de LDR prévu pour la mesure, à l'exclusion de ceux prévus pour la commutation,

peut être employé. Le modèle dont la référence est donnée sur le schéma est particulièrement bien adapté. Les fréquences des deux 555 doivent être ajustées à la même valeur pour un même éclairage. On place pour cela les LDR sur une surface uniformément éclairée. Le réglage est d'abord approché en agissant sur les condensateurs, puis affiné grâce à P1, qui sera le plus souvent le seul réglage à faire.

J. van Dijk

(Pays Bas)

57

pilote automatique de secours pour modèle réduit

Pendant le vol d'un avion radio-commandé, il risque toujours de se produire une panne dans l'émetteur ou dans le récepteur, et le pilote perd ainsi le contrôle de son appareil. Avec un peu de chance, le crash aura lieu près du pilote, mais il arrive aussi souvent que l'appareil reste en vol et aille se perdre à des distances considérables. Le circuit décrit ici est conçu pour éviter ce genre de désagréments, et peut aussi permettre de diminuer la sévérité de l'impact au sol en maintenant un faible piqué.

Le circuit réagit à une diminution du signal de sortie du récepteur. Quand la liaison est correcte, la position des servos est déterminée par les ordres

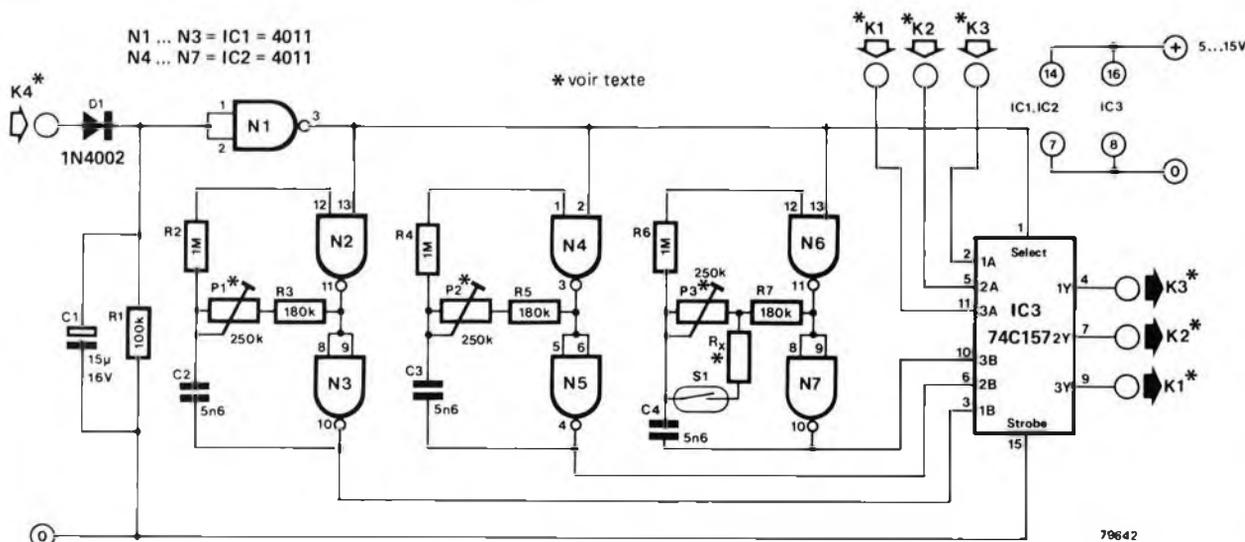
reçus: une impulsion de 1,5 ms correspond à la position neutre, et des impulsions de 1 et 2 ms aux positions extrêmes respectivement. Quand les trains d'impulsions n'arrivent plus, trois multivibrateurs les remplacent, et mettent les servos dans une position prédéterminée.

L'entrée K4 est reliée à la sortie du récepteur. Les entrées K1, K2 et K3 sont reliées aux sorties du décodeur correspondant à la profondeur, la direction et la commande de gaz, et les sorties K1, K2 et K3 aux servos respectifs. Quand les impulsions de commande sont interrompues, le multiplexeur remplace le décodeur par les multivibrateurs. La position

des servos dépend alors de P1, P2 et P3. Un interrupteur au mercure est monté sur P3. Il doit être placé de telle façon qu'il se ferme dès que l'angle d'incidence devient supérieur à 10° , et commute ainsi une résistance R_x dont la valeur (10 ... 200 K) est calculée pour rétablir l'assiette de l'avion.

W. van Staeyen

(Belgique)



démodulateur FM à PLL utilisant un CA3089 58

Le circuit ci-dessous devrait particulièrement intéresser les lecteurs désirant construire eux-mêmes leur récepteur FM. L'originalité du circuit réside dans le fait que le circuit intégré bien connu CA3089 n'est pas utilisé ici comme habituellement en ampli FI-démodulateur, mais comme élément d'une boucle à verrouillage de phase (en anglais "phase-locked loop", abrégé en PLL). Le circuit ainsi constitué est un peu plus cher et un peu plus compliqué qu'un amplificateur - démodulateur "normal", mais les résultats obtenus montrent une amélioration significative par rapport à une utilisation "classique".

Ce circuit amplificateur FI-démodulateur est conçu pour faire partie d'un tuner à double conversion de fréquence, sa fréquence d'accord étant de 455 kHz. Quand on utilise une boucle à verrouillage de phase pour la démodulation FM, le rapport signal/bruit du signal démodulé est proportionnel au rapport de l'excursion de fréquence à la fréquence intermédiaire, ce qui nous a fait opter pour la faible valeur de 455 kHz. En bref, le circuit fonctionne comme suit: le signal d'entrée FI est d'abord

appliqué à C1, qui supprime toute composante à haute fréquence pouvant affecter le fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase. La valeur de C1 dépend du circuit mélangeur qui convertit les 10,7 MHz qui sortent des premiers étages du tuner pour obtenir les 455 kHz de notre fréquence intermédiaire. Si le signal d'entrée est suffisamment "propre", on peut ne pas avoir recours au filtrage passe bas.

Le CA3089 amplifie le signal FI et le limite à 300 mV, avant de l'envoyer sur le détecteur de quadrature qui fait partie de la puce. On peut utiliser le signal de sortie U₁ pour commander un indicateur de niveau de signal. La tension de commande pour l'oscillateur commandé en tension (VCO) est obtenue à la sortie CAF (broche 7) du circuit intégré. Le diviseur de tension formé par R8 et R9 est nécessaire à la fixation correcte de la polarisation continue appliquée à la broche 5 de IC2. On réalise un filtrage passe bas du signal de commande au moyen de R10 et C8.

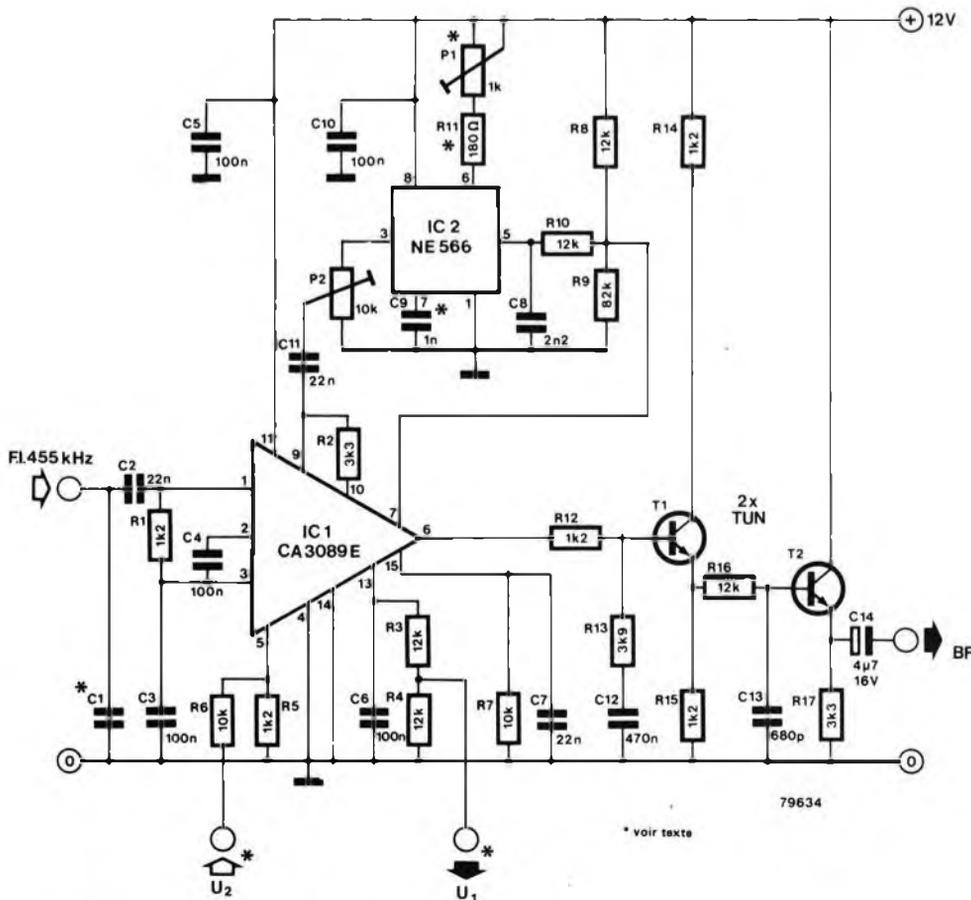
Pour des raisons évidentes de bonne linéarité et de haute stabilité, on a choisi comme VCO un circuit intégré moderne: le NE566. La stabilité de

l'oscillateur commandé en tension est aussi influencée de façon significative par les composants associés nécessaires à la détermination de la fréquence. Il faudra préférer pour P1 un trimmer Cermet, pour R11 une résistance à oxyde métallique, et pour C9 un condensateur disque à céramique de coefficient de température extrêmement faible. La tension en crête sortant de la broche 3 de IC2 (environ 5,4 V) est réduite en gros à 0,3 V au moyen d'un diviseur de tension variable (P2) pour être réinjectée, à travers C11, sur l'entrée du détecteur de quadrature de IC1.

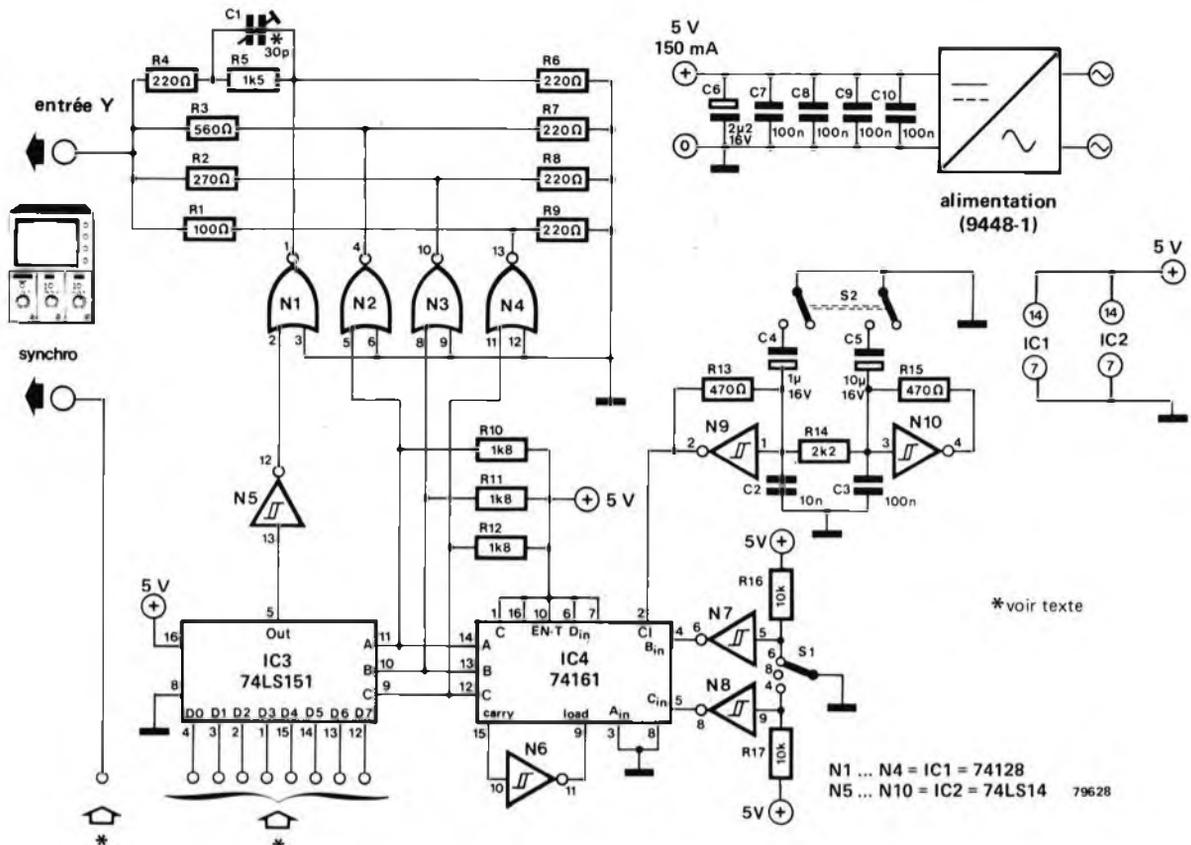
On obtient le signal de sortie démodulé sur la broche 6 du CA3089. S'il est nécessaire de pouvoir disposer d'un dispositif de réglage silencieux (squelch) ceci peut être réalisé en envoyant une tension de commande positive sur la broche 5 de IC1, ce qui a pour effet de supprimer le signal de sortie audio. Enfin, on envoie le signal audio sur un filtre passe bas dont la sortie peut en principe attaquer n'importe quel décodeur stéréo.

J. Deboy

(Allemagne)



59 analyseur logique



Bien que le terme "analyseur logique" soit généralement utilisé pour désigner un circuit nettement différent, de bonnes raisons nous poussent à emprunter ce qualificatif pour décrire le commutateur électronique présenté ici. Ce commutateur est destiné à visualiser simultanément sur un écran d'oscilloscope l'état logique d'un certain nombre de points testés dans un circuit logique.

Le circuit fonctionne comme suit: l'oscillateur formé par N9 et N10 génère un signal d'horloge dont la fréquence est de 1 kHz ou 100 Hz, suivant la position du commutateur S2. Ce signal est envoyé sur un compteur (IC4) qui, suivant la position du commutateur S1, peut être prédéterminé pour partir de

"1000" (valeur décimale 8, position "8"), de "1010" (valeur 10, position "6") ou de "1100" (valeur 12, position "4"). Compte tenu de la liaison par N6 entre la sortie "retenue" et l'entrée de la commande de prédétermination, le compteur va ainsi prendre successivement les 8, 6 ou 4 derniers états du cycle de 16 avant de reprendre son état prédéterminé. De cette façon, on obtient sur les sorties A, B et C de IC4 des nombres binaires qui, suivant le cas, vont de "000" à "111", de "010" à "111", ou de "100" à "111". Chacun de ces codes binaires détermine celle des entrées qui est choisie par le multiplexeur IC3. Le multiplexeur prend les entrées une à une et en transfère le signal vers la sortie. Selon

la position de S1, on explorera ainsi 4, 6 ou 8 entrées. Pour assurer la "séparation" des traces sur l'écran, on envoie également les codes binaires sur les inverseurs N2, N3 et N4 qui, grâce au réseau sommateur R1 à R4, ajoutent à chaque signal une tension de décalage continue différente. De cette façon, chaque signal apparaîtra sur l'écran à une hauteur différente.

Le signal de synchronisation pour la base de temps de l'oscillo est pris sur le circuit testé. Pour des oscillos lents, on peut ajuster le condensateur C1 de façon à obtenir une image de qualité optimale.

P.C. Demmer

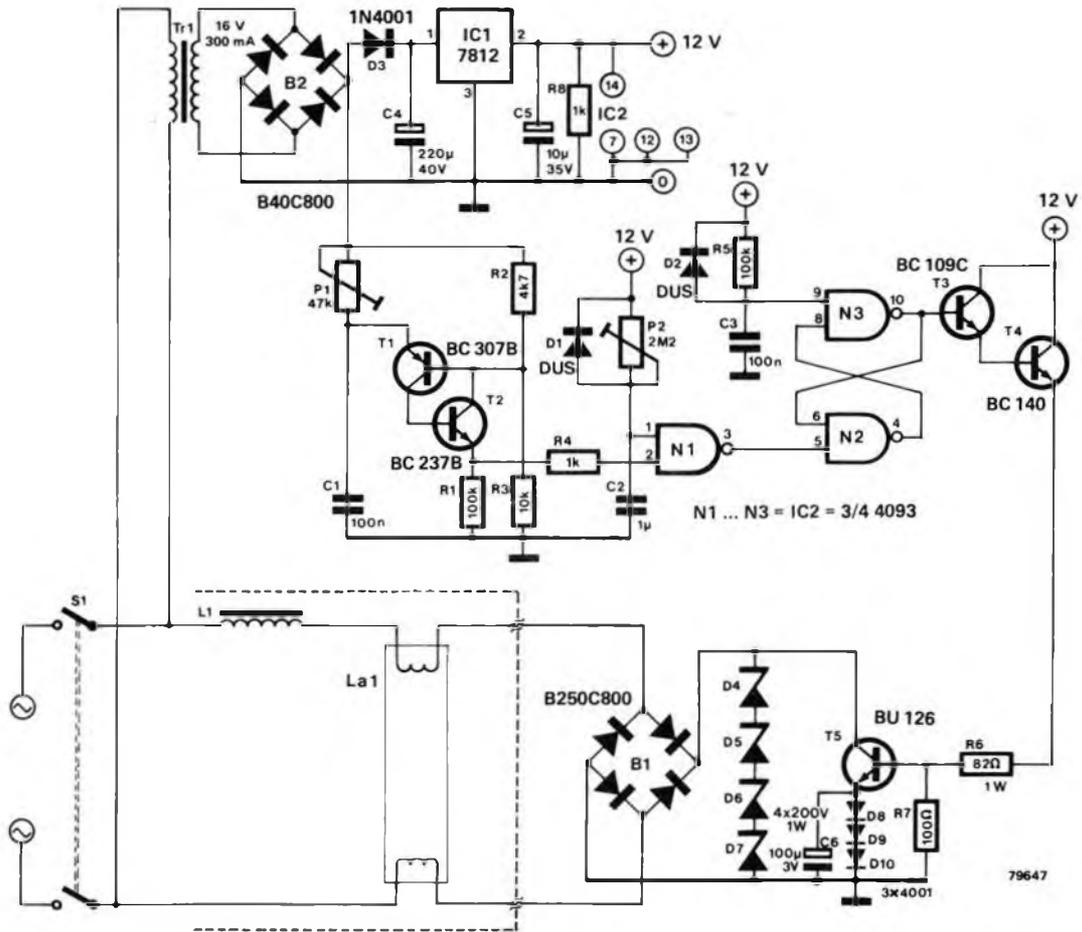
(Pays Bas)

60 allumage instantané pour fluos

Un défaut désagréable des lampes fluorescentes par rapport aux ampoules à incandescence est leur papillotement lors de l'allumage. La cause de ce phénomène est le fait que

le gaz contenu dans le tube n'est pas assez chaud pour s'ioniser facilement. D'autre part, il n'y a pas de contrôle du point de la période de la sinusoïde du secteur où se fait

l'interruption du courant dans le bobinage d'allumage. Le circuit ci-dessous est destiné à résoudre ces problèmes et à assurer un allumage sans papillotement.



Les filaments du tube (La1) sont préchauffés pendant à peu près une seconde (suivant la position de P2) lors de la mise sous tension. A ce moment, le courant circule dans le pont redresseur B1 et le transistor T5. Quand le tube a atteint une température suffisante, on peut le mettre en route. Pour assurer à la tension induite dans le ballast L1 une valeur aussi grande que possible, le courant dans la bobine doit être interrompu quand il est maximal. L'instant correct est déterminé par le circuit construit autour de T1 et T2.

L'impulsion produite par T1 et T2 déclenche la bascule (N2, N3), ce qui bloque brusquement le transistor T5. La tension induite aux bornes de L1 qui résulte de cette coupure allume le tube préchauffé. L'ensemble (R5, C3) assure automatiquement la remise à zéro de la bascule lors de la mise en route.

Du fait de sa génération par induction, la tension aux bornes de la bobine est déphasée par rapport au courant qui la traverse (la tension est en avance sur le courant). T1 et T2 doivent en conséquence délivrer une

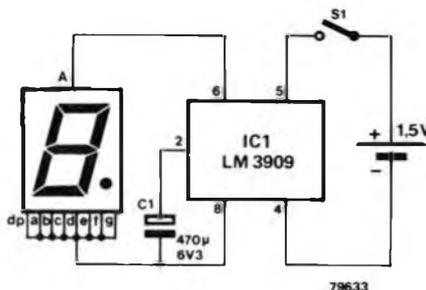
impulsion juste après que la tension soit passée par sa valeur maximale. On ajuste le potentiomètre P1 pour que le fluo s'allume correctement à chaque fois. La position optimale de ce potentiomètre dépend du type de tube utilisé.

Le transistor T5 dissipe si peu de puissance, et pendant si peu de temps, qu'il n'est pas nécessaire de le refroidir.

D. Kraft (Allemagne)

badge clignotant 61

Bien que d'abord prévu pour n'être qu'un objet de curiosité destiné à alimenter les conversations de salon, le circuit présenté ici peut avoir de nombreuses autres applications, depuis le numéro clignotant d'une maison, jusqu'au pense-bête. Il ne peut guère être plus simple, puisqu'il n'utilise qu'un LM3909 et un condensateur. Pour un badge, le circuit est alimenté par une simple pile R6, qui occupe la moitié d'un coupleur de piles, l'autre moitié recevant le circuit intégré et le condensateur.



L'auteur suggère la disposition des LED en ligne pour faire une barrette clignotante, ou des afficheurs sept segments pour montrer les initiales du porteur du badge.

Les réalisateurs intéressés tiendront compte du fait que le LM3909 délivre un courant maximum, en sortie de 150 mA environ.

L. Goodfriend (Grande Bretagne)

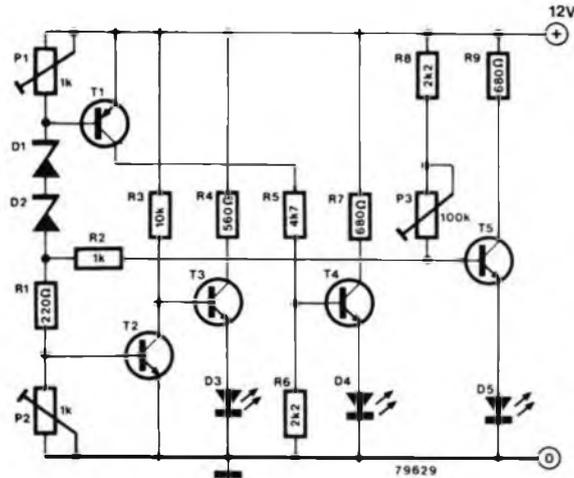
62 contrôleur de batteries

Il suffit de trois diodes électroluminescentes pour donner une indication de l'état de la batterie de la voiture (ou du bateau). Ces diodes s'allument comme suit:

D3 < 12 V
D3 + D4 12 à 13 V
D4 13 à 14 V
D4 + D5 > 14 V

L'ajustable P2 détermine la tension, au dessus de laquelle D3 s'éteint (13 V); P1 détermine le point d'allumage de D4 (12 V); P3 détermine la tension au dessus de laquelle D5 s'allume (14 V). La procédure de calibration est assez critique et devra être répétée plusieurs fois, les différents réglages réagissant les uns sur les autres.

La photo montre le prototype construit par l'auteur. Tous les composants sont montés dans un petit tube de plastique, avec les trois diodes à une extrémité, et une fiche pour allumer cigares à l'autre. Le module peut ainsi être facilement enfiché dans la prise ad'hoc du tableau de bord et indiquer rapide-



D1, D2 = 5V6/400 mW
T1 = TUP
T2 ... T5 = TUN

D3 = rouge
D4 = jaune
D5 = vert



ment l'état de la batterie. Si on respecte les couleurs indiquées sur le schéma pour les diodes électroluminescentes, au rouge correspondra "batterie à plat", au jaune (seul ou avec le rouge) "batterie normale", et le vert s'allumera quand la batterie sera "en charge".

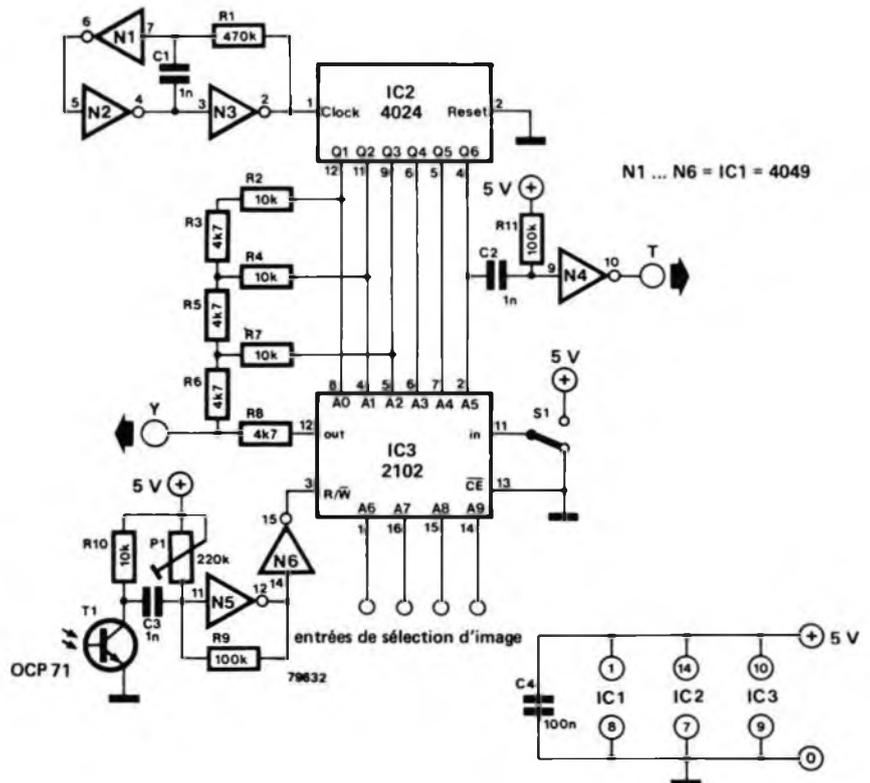
S. Jacobsson

(Suède)

63 crayon lumineux pour oscilloscope

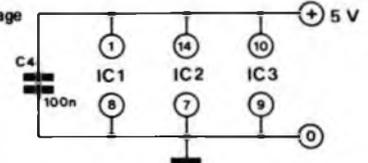
Ce circuit est conçu pour afficher un caractère quelconque sur un écran d'oscilloscope. Le caractère est produit en effaçant certains points d'une matrice de 8 lignes et 8 colonnes avec un "crayon lumineux".

Un oscillateur, formé de N1...N3, fournit un signal d'horloge d'environ 2 kHz, à un compteur à sept étages en cascade, IC2. Les sorties de ce compteur sont utilisées pour adresser une partie de la mémoire IC3. On voit sur le schéma que trois de ces sorties et la sortie de la RAM elle-même, sont utilisées pour produire un signal analogique Y pour l'entrée verticale de l'oscilloscope. Pour que le spot soit allumé au bon moment, une courte impulsion de synchronisation T est fournie par N4. Le phototransistor T1 (OCP71 ou équivalent) doit être monté dans un petit tube pour être plus directionnel. Quand l'oscilloscope a été mis en service et que la matrice est visible, on place S1 dans la position indiquée sur le schéma. Des points de la matrice peuvent alors être effacés en plaçant le "crayon" sur l'écran à l'endroit



N1 ... N6 = IC1 = 4049

entrées de sélection d'image



désiré. Le phototransistor détecte le passage du spot et produit une impulsion d'écriture pour la mémoire via N5, N6 et les composants associés, et introduit ainsi un zéro dans la case correspondante.
 Pour replacer des points effacés, la matrice d'origine peut être déplacée vers le haut de l'écran jusqu'à ce qu'apparaisse une seconde matrice.

S1 est alors placé dans l'autre position, et le crayon est maintenu devant les emplacements des points à réinscrire.
 On peut voir sur le schéma que seules 64 des 1024 cases mémoire sont utilisées et que les entrées A6...A9 de IC3 peuvent servir à choisir 16 caractères différents. Les lignes d'adressage peuvent également être

codées convenablement pour transformer l'ensemble en un décodeur/afficheur hexadécimal, ou pour réaliser un affichage animé.

A.N. Dames (Grande Bretagne)

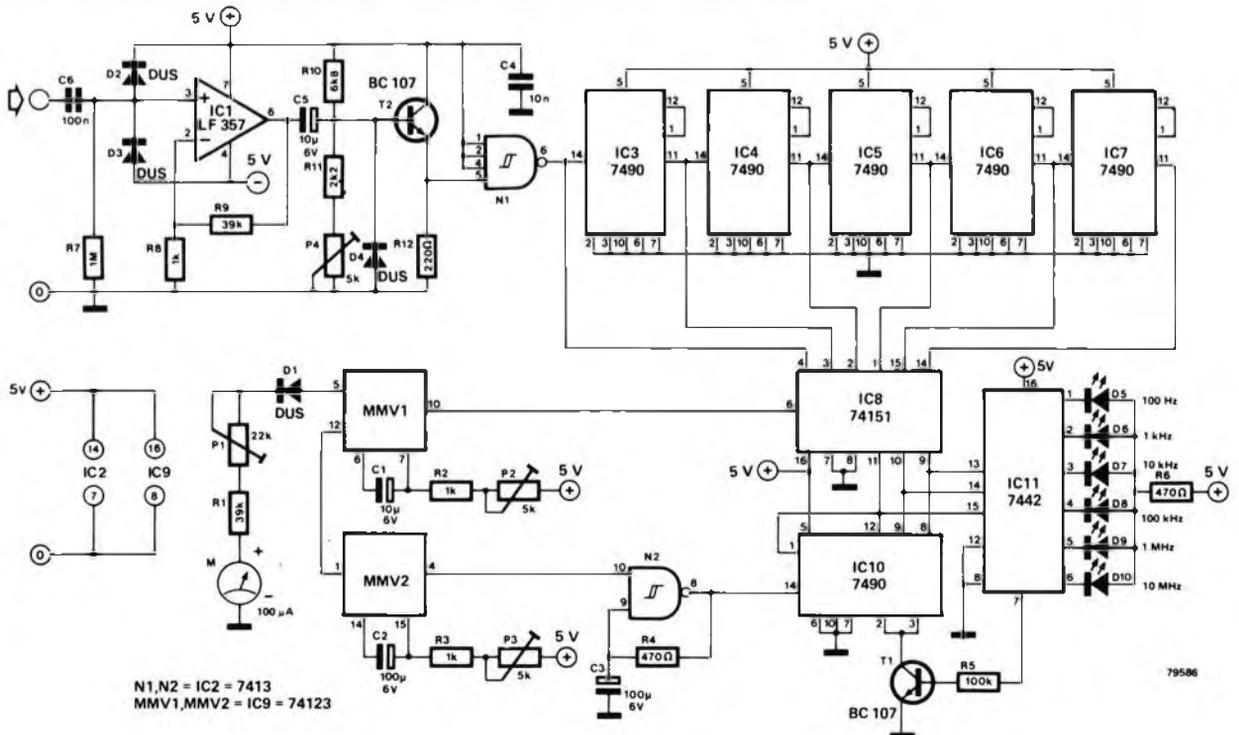
fréquencemètre analogique 64

Ce circuit de fréquencemètre comporte six gammes 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz et 10 MHz. La commutation d'un calibre à l'autre s'effectue automatiquement, et l'affichage est analogique.
 Le signal d'entrée est d'abord amplifié au niveau TTL par IC1, T2 et N1, et il est alors envoyé sur une série de diviseurs à décade (IC3...IC7). Par conséquent, on peut disposer d'un signal dont la fréquence se situe entre 10 Hz et 100 Hz soit en sortie de N1, soit en sortie de l'un des compteurs à décade. La section analogique du circuit (MMV1, l'appareil de mesure à cadre mobile et les composants associés) est conçue pour entraîner une déviation pleine échelle pour un signal d'entrée de 100 Hz. Un multiplexeur, IC8, sélectionne la sortie du diviseur approprié. Le multiplexeur reçoit les impulsions d'horloge provenant du compteur IC10. Chacun des signaux d'entrée est à tour de rôle dirigé vers la sortie pour

des signaux dont la fréquence est inférieure à 10 Hz ou supérieure à 100 Hz. Si la fréquence est inférieure à 100 Hz, elle est alors trop basse pour maintenir le monostable MMV2 dans l'état déclenché, faisant ainsi que l'oscillateur constitué par N2 se met à fonctionner et que les impulsions d'horloge sont envoyées au multiplexeur via IC10. Si par ailleurs, la fréquence du signal de sortie est supérieure à 100 Hz, MMV1 demeure déclenché en permanence, et MMV2 ne reçoit donc plus d'impulsions de déclenchement. Ce monostable se remet donc à zéro faisant en sorte que l'oscillateur se trouve validé et que le multiplexeur continue à scruter ses entrées. C'est seulement quand la fréquence de sortie du multiplexeur se situe entre 10 Hz et 100 Hz que l'oscillateur s'arrête, car MMV1 n'est pas déclenché suffisamment pour maintenir MMV2 dans l'état déclenché. L'arrêt de l'oscillateur a pour effet de stopper à son

tour le multiplexeur sur l'entrée qui délivrait le signal de fréquence appropriée. Les LEDs D5...D10 donnent une indication du calibre sélectionné. Pour calibrer l'appareil, P3 et P4 doivent être initialement placés à mi-course, tandis que P1 et P2 sont ajustés respectivement à leur résistance maximale et minimale. Un signal de 100 Hz (d'une amplitude supérieure à 1 V) est injecté à l'entrée du circuit et P3 est ajusté de manière que le multiplexeur commence à scruter ses entrées. On peut s'en assurer en constatant que les LEDs s'allument à tour de rôle. P2 est alors réglé pour que la LED du calibre 100 Hz (D5) s'allume. P1 est ensuite ajusté pour la pleine échelle sur l'indicateur. Enfin, le circuit peut être ajusté pour une sensibilité maximale d'entrée (environ 10 mV) au moyen de P4.

H. Bichler (Allemagne)



A chargeur de batterie automatique

Recharger une batterie au plomb et acide peut paraître à première vue quelque chose d'extrêmement simple. Ceci est vrai si la durée de vie de la batterie n'est pas un critère trop important. Par contre si l'on désire que la batterie rende service le plus longtemps possible, le cycle de charge doit présenter certaines caractéristiques bien définies.

La figure 1 montre la courbe idéale du courant de charge pour une batterie de 12 V ordinaire qui serait complètement déchargée. Pendant la première phase (A - B), on utilise un courant de charge limité jusqu'à ce que la tension de la batterie atteigne environ 10 V, ceci afin d'éviter de surcharger le chargeur (dissipation trop importante). Durant la phase suivante (C - D) la batterie est chargée avec un "courant de charge de 5 heures". La valeur du courant est alors déterminée en divisant par 5 la capacité nominale de la batterie en ampère-heures (Ah). A la fin de cette période, la batterie devrait être chargée à 14,4 V, alors commence la phase finale (E - F). La batterie est chargée par un courant d'appoint beaucoup faible qui diminuerait jusqu'à devenir nul si la tension de la batterie pouvait atteindre 16,5 V.

Le circuit décrit ici a été conçu pour suivre un cycle conforme à celui qui vient d'être présenté. Quand la batterie est complètement déchargée (tension < 10 V), le courant passant au travers de D3 est si faible que T1 est bloqué. La sortie de IC1 est basse; les courants de base de T1 et T2 ainsi

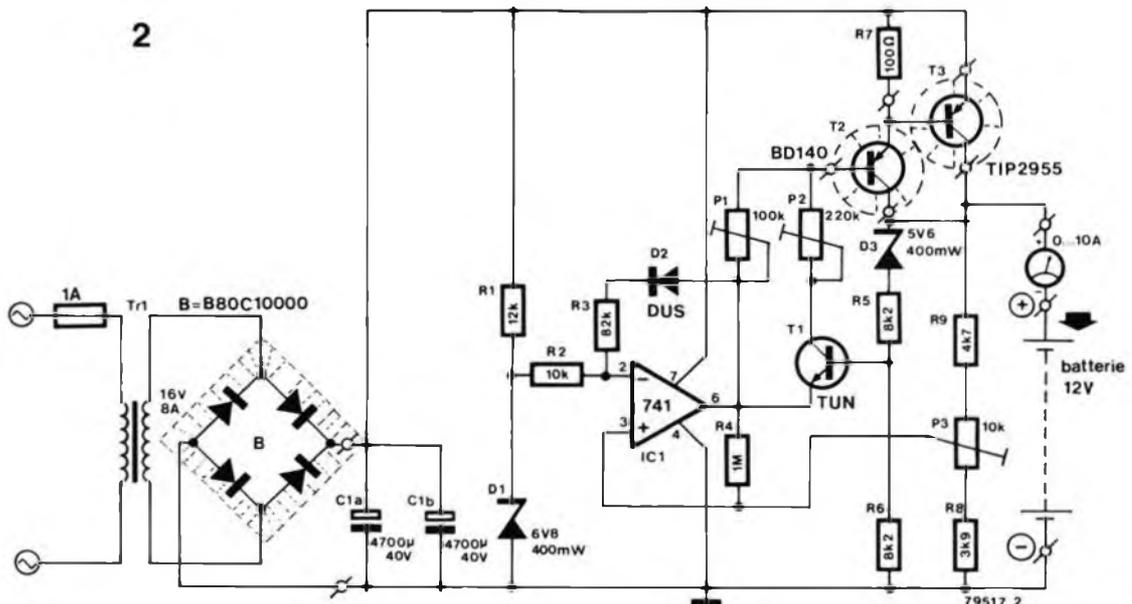
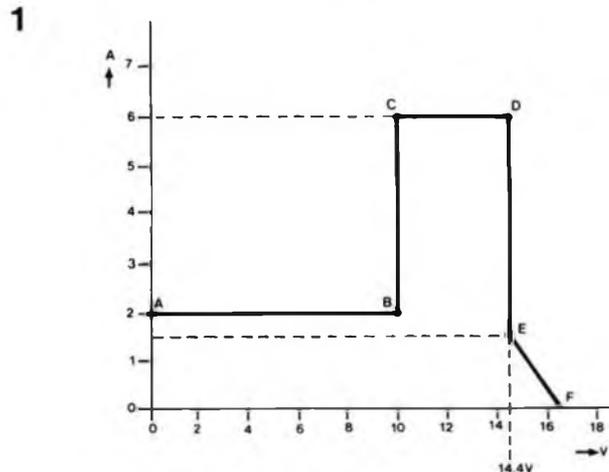
que le courant de charge ne sont donc déterminés que par la position de P1.

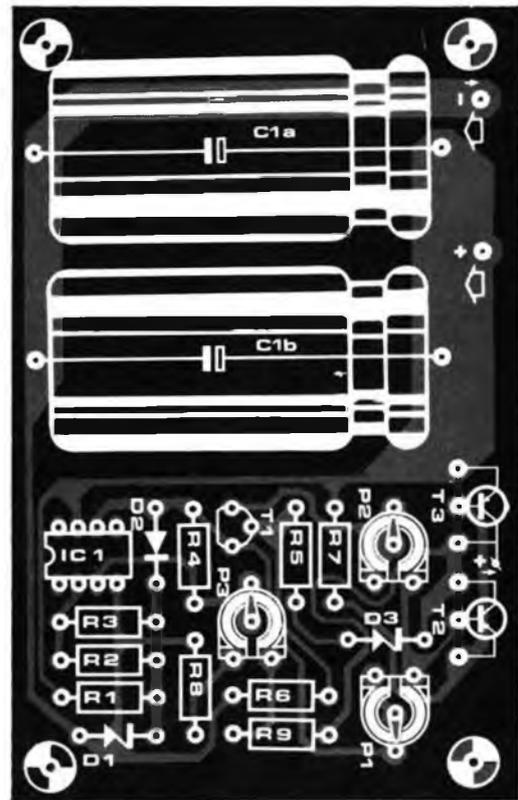
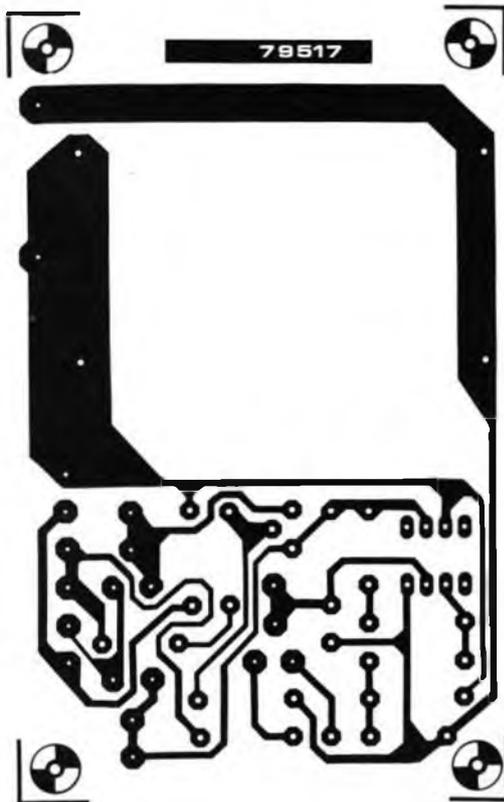
Si la tension de la batterie est comprise entre 10 et 14 V, D3 est polarisée en direct et T1 conduit. La sortie de IC1 est toujours basse, ainsi le courant de charge est maintenant déterminé par P1 et P2. Si la tension sur le curseur de P3 est supérieure à la tension de zener de D1, alors du fait de la réaction positive via R4, la tension de sortie de IC1 bascule pour une valeur déterminée par la tension de zener de D1 et par la chute de tension en direct de D2. Il en résulte que T1 se bloque et que le courant de charge est de nouveau déterminé par la position de P1. Cette fois,

contrairement à la phase A - B, la tension de sortie de IC1 plus élevée entraîne ce courant au travers de P1 et le courant de charge s'en trouve donc réduit d'autant.

Comme D2 est polarisée en direct, les résistances R2 et R3 entraînent une réduction supplémentaire progressive du courant de charge alors que la tension de la batterie continue à monter.

Pour calibrer le circuit, P3 est ajusté de manière à ce que la sortie de IC1 devienne haute quand la tension de sortie (c'est à dire celle de la batterie) est de 14,4 V. Le courant de charge d'appoint est fixé à l'aide de P1 à une valeur de 20 heures (capacité de la batterie en Ah divisée par 20) pour





Liste des composants

Résistances:

R1 = 12 k
 R2 = 10 k
 R3 = 82 k
 R4 = 1 M
 R5, R6 = 8k2
 R7 = 100 Ω
 R8 = 3k9
 R9 = 4k7
 P1 = 100 k ajust.
 P2 = 220 k (250 k) ajust.
 P3 = 10 k ajust.

Condensateurs:

C1a, C1b = 4700 μ/40 V

Semiconducteurs:

T1 = TUN
 T2 = BD 138, BD 140
 T3 = TIP 2955
 D1 = diode zener 6V8, 400 mW
 D2 = DUS
 D3 = diode zener 5V6, 400 mW
 IC1 = 741
 B = pont redresseur B80C10000
 ou équ.

Divers:

Tr = transformateur secteur 16 V,
 8 A
 fusible 0,5 A retardé

les tensions comprises entre 14,5 et 15 V. Finalement, pour une tension de batterie située entre 11 et 14 V, P2 est réglé pour obtenir un courant de charge nominal (5 heures).

Le courant de charge initial (phase A - B) dépend des caractéristiques des transistors et est fonction de la valeur du courant d'appoint, il est d'environ 30 à 100% supérieur à ce dernier.

*Siemens Components Report
 Volume XIII, N° 1 March 1978*

la fin des animateurs de radio

B

Les personnes qui écoutent souvent de la musique à la radio auront maintes fois été agacées par la voix du speaker qui ne se contente pas seulement de présenter les disques, mais qui aussi s'amuse à faire de l'esprit ou à donner les dernières nouvelles concernant le temps et la situation des routes dans la région parisienne quand il ne s'agit pas d'annoncer une nouvelle savonnette qui peut être utilisée aussi bien pour se laver le visage que pour se brosser les dents. Le circuit présenté ici, qui supprime

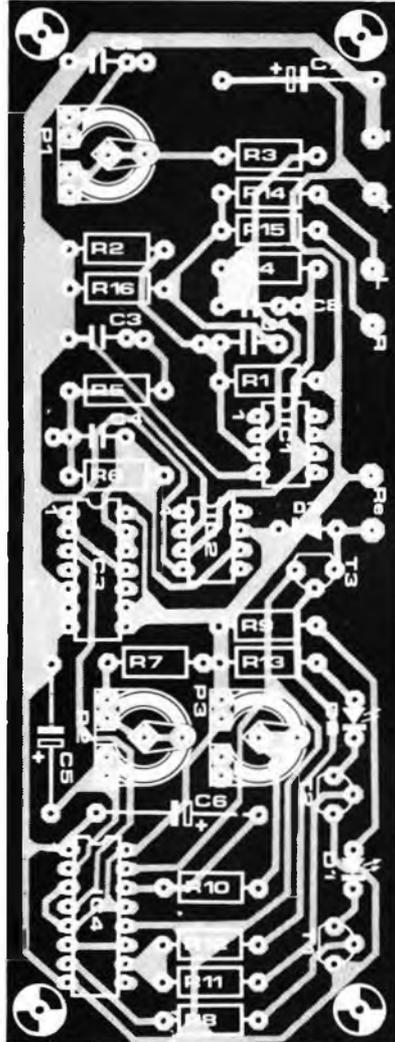
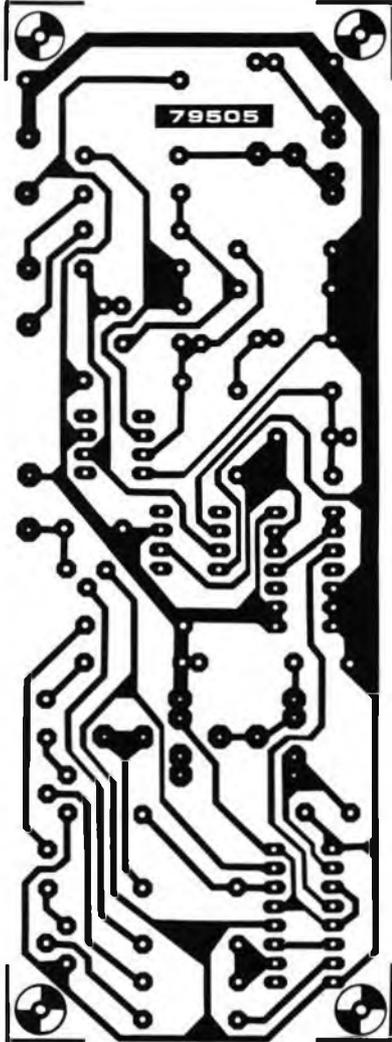
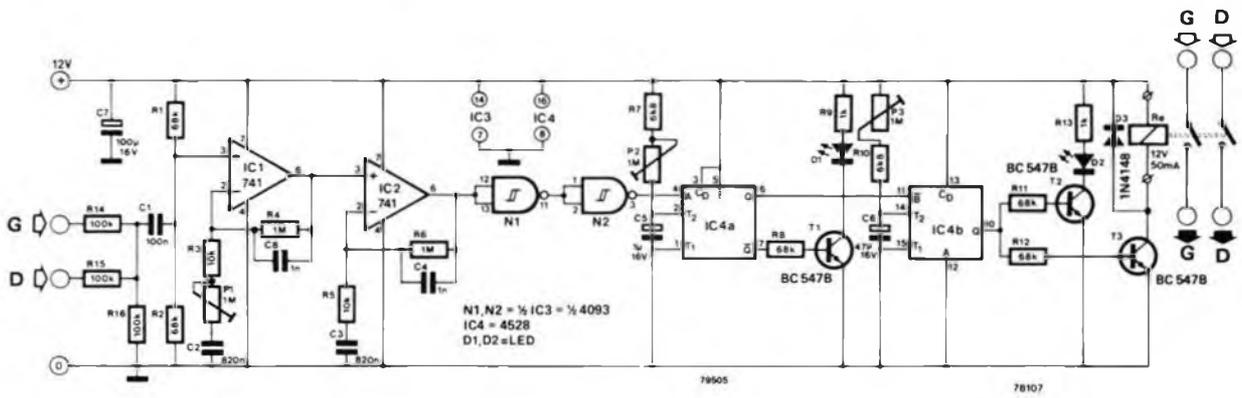
la voix de l'animateur entre les différents disques, sera très apprécié par les auditeurs intéressés exclusivement par la musique.

Il est possible de distinguer la parole de la musique par le fait que la parole comporte des temps d'arrêt alors que la musique est toujours plus ou moins continue. Le dispositif détecte donc ces pauses et coupe le signal quand le disc jockey parle.

Les entrées du circuit sont les deux signaux des voies droite et gauche qui sont additionnés au point de jonction

de R14, R15 et R16. Le signal est amplifié et limité par deux amplificateurs à haut gain IC1 et IC2, il passe ensuite par deux triggers de Schmitt en cascade, N1 et N2. La sortie de N2 pilote un monostable redéclenchable IC4a dont la sortie Q est introduite sur l'entrée d'un autre monostable du même type IC4b.

Tant qu'un signal continu est présent sur l'entrée, IC4a est toujours redéclenché par le signal issu de N2 et sa sortie Q reste haute. La période de IC4a est ajustée à l'aide de P2 pour



Liste des composants

Résistances:

R1, R2, R8, R11, R12 = 68 k
R3, R5 = 10 k
R4, R6 = 1 M
R7, R10 = 6k8
R9, R13 = 1 k
R14, R15, R16 = 100 k
P1, P2, P3 = 1 M ajust.

Condensateurs:

C1 = 100 n
C2, C3 = 820 n
C4, C8 = 1 n
C5 = 1 μ /16 V
C6 = 47 μ /16 V
C7 = 100 μ /16 V

Semiconducteurs:

D1, D2 = LED
D3 = 1N4148
IC1, IC2 = 741
IC3 = 4093
IC4 = 4528
T1, T2, T3 = BC 547B

Divers:

relais 12 V/50 mA

être légèrement plus courte que la durée moyenne des pauses de la parole. Ainsi durant une telle pause IC4a est remis à zéro et déclenche IC4b ce qui entraîne la coupure du signal audio pendant une période déterminée par P3. Les LEDs D1 et D2 indiquent l'état des sorties de IC4a et IC4b, elles sont utilisées pour ajuster le circuit.

Pour le réglage du circuit, P2 est d'abord positionné sur sa résistance minimale. La radio est accordée sur une station qui émet un signal de parole et P1 est utilisé pour ajuster la

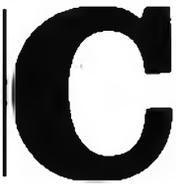
sensibilité afin que D1 s'éteigne durant les pauses. Si la sensibilité fixée est trop élevée, D1 restera toujours allumée à cause du bruit qui déclenche le circuit; si elle est trop faible, D1 s'éteindra pendant les passages plus calmes de la parole. On accorde ensuite la radio sur une station qui passe de la musique et P2 est ajusté pour que D1 soit toujours allumée. Enfin on accorde la radio sur une émission parlée et on règle P3 pour que D2 reste allumée en permanence durant la parole.

On notera que ce dispositif ne sup-

prime que les signaux de parole purs, il n'aura aucun effet sur la voix d'un animateur parlant sur un fond musical.

R. Vanwersch

appareil de mesure de distorsion harmonique



La méthode usuelle pour mesurer la distorsion harmonique d'un amplificateur est d'injecter à l'entrée de celui-ci un signal sinusoïdal pur. La sinusoïde distordue en sortie de l'amplificateur passe par un filtre coupe-bande qui rejette la fondamentale et ne laisse passer que les harmoniques produites par distorsion. Un filtre en double T normal accordé sur la fréquence fondamentale permet d'atténuer considérablement cette fondamentale; toutefois si l'on y ajoute un montage bootstrap, le facteur Q est augmenté de façon à éliminer l'atténuation des harmoniques. Le filtre ne rejette donc que la fondamentale du signal d'entrée et permet ainsi de mesurer ou d'examiner à l'oscilloscope les composantes de distorsion harmonique. L'avantage de ce filtre est qu'il peut être commuté sur quatre fréquences différentes et de permettre ainsi de mesurer simplement la distorsion harmonique à plusieurs fréquences. Dans le circuit présenté ici, le signal d'entrée est directement appliqué via C1 au réseau en double T. La valeur des condensateurs C6...C13 est de C, où $C = \frac{4,82}{f}$ (C en nF et f en kHz), tandis que C2...C5 ont une valeur de 2C. Les valeurs correctes peuvent

être obtenues en montant en parallèle deux condensateurs. Par exemple, pour une réjection à 1 kHz, 4n82 pourra être formé de 4n7 + 120p. Le réglage fin du filtre s'effectue à l'aide de P1/P3, le réglage grossier à l'aide de P2/P4. On pourra employer des potentiomètres ajustables multi-tours tels que ceux utilisés pour la présélection de station radio ou TV. Pour accorder le filtre sur la fondamentale, les deux branches du réseau (P1/P2 et P3/P4) seront réglées alternativement. Le signal de distorsion est disponible sur deux sorties D1 et D2. Le signal en D2 est amplifié par IC3 de façon à être dix fois supérieur au signal en D1. Quand le filtre a été réglé de façon optimale et que la fondamentale ne peut être réduite plus, la valeur crête à crête du signal de distorsion U_{Dpp} et la valeur crête à crête du signal d'entrée U_{ipp} peuvent être mesurés. Le taux de distorsion peut être calculé comme suit:

$$\%d_{pp} = \frac{U_{Dpp} \cdot 100}{U_{ipp}} \text{ en D1 et}$$

$$\%d_{pp} = \frac{U_{Dpp} \cdot 10}{U_{ipp}} \text{ en D2.}$$

liste des composants

Résistances:

- R1 = 100 k
- R2 = 33 k
- R3 = 27 k
- R4, R5 = 1 k
- R6 = 10 k
- R7 = 2k2
- R8 = 18 k
- R9 = 1k8
- R10 = 12 k
- R11 = 1 k
- P1, P3 = 10 k ajust.
- P2, P4 = 4k7 ajust.

Condensateurs:

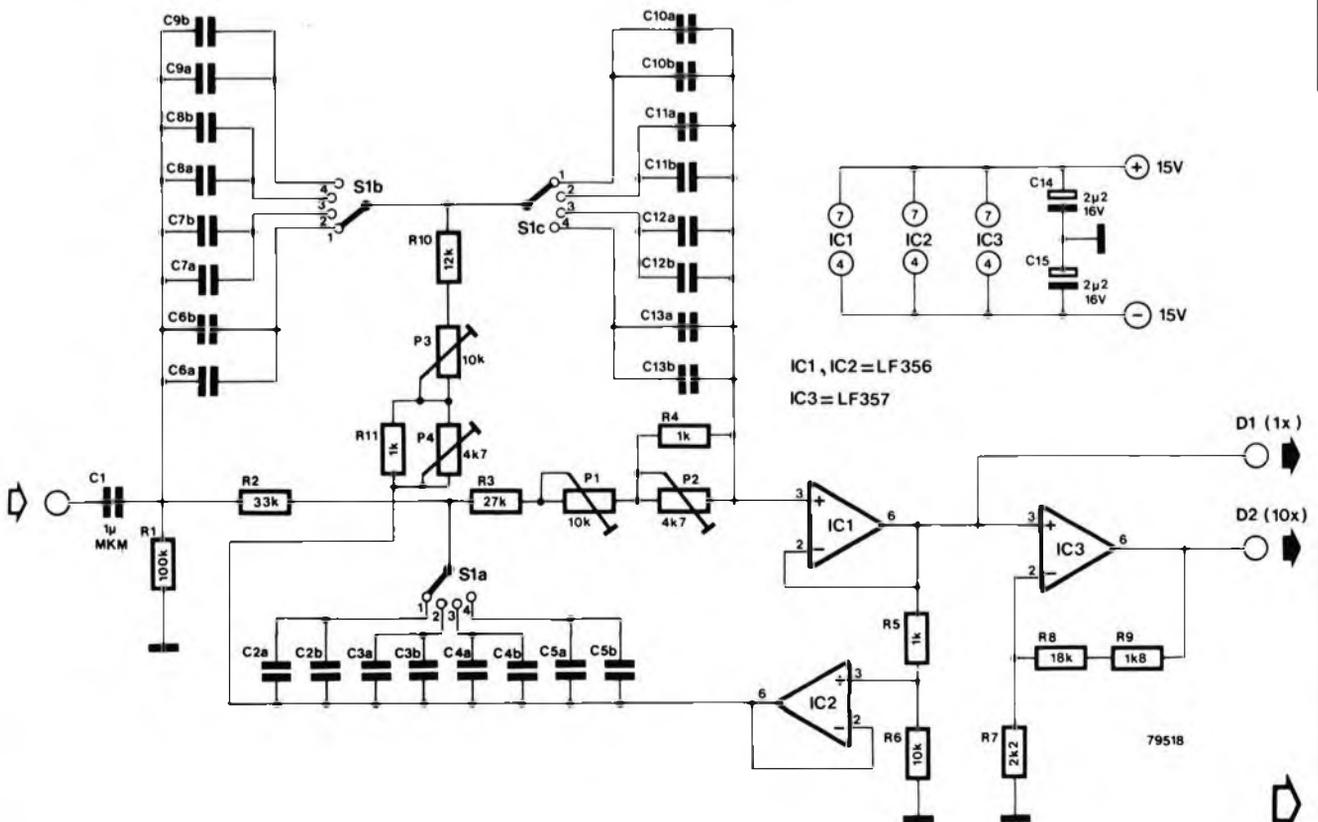
- C1 = 1 μ (MKM)
- C2a...C13b: voir texte
- C14, C15 = 2μ2/16 V

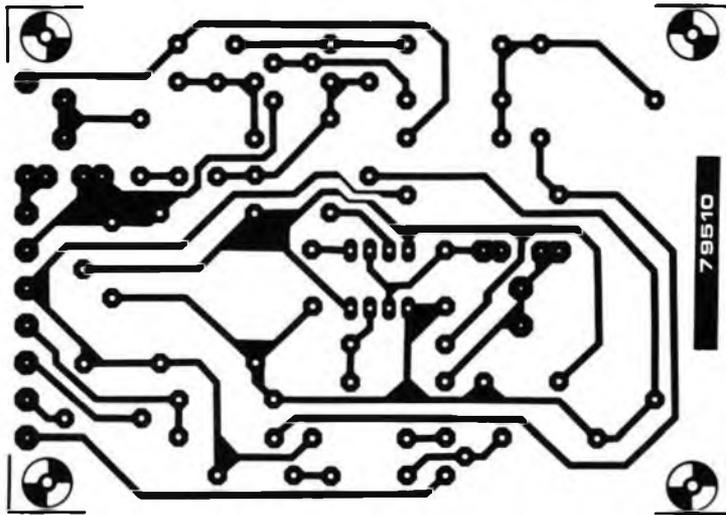
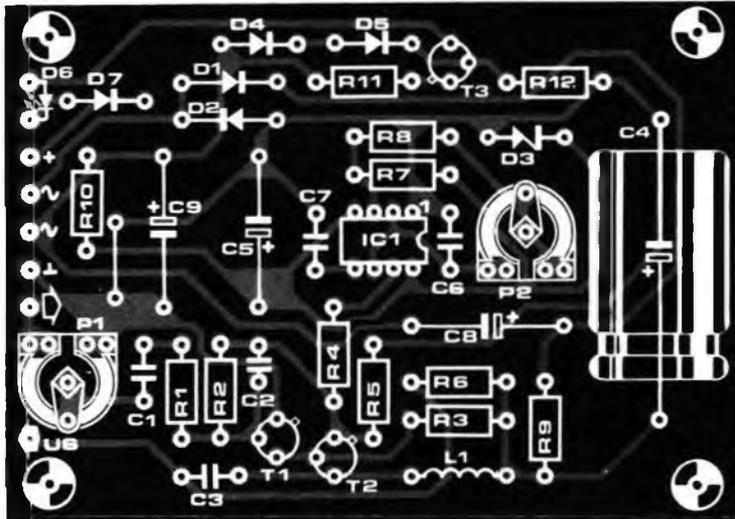
Semiconducteurs:

- IC1, IC2 = LF356
- IC3 = LF356, LF357

Divers:

- S1 = triple commutateur multi-voies





Liste des composants

Résistances:

- R1, R6, R12 = 22 k
- R2, R3 = 100 k
- R4 = 330 Ω
- R5 = 2k2
- R7, R9 = 1 k
- R8 = 4k7
- R10 = 3k9
- R11* = 120 Ω
- P1 = 4k7 ajust.
- P2 = 10 k ajust.

Condensateurs:

- C1 = 560 n
- C2 = 47 p
- C3 = 22 n
- C4 = 470 μ/63 V
- C5 = 47 μ/6 V
- C6 = 2n2
- C7 = 100 n
- C8, C9 = 100 μ/35 V

Semiconducteurs:

- D1, D2 = 1N4001
- D3 = diode zener 5V6/400 mW
- D4, D5, D7 = 1N4148
- D6 = LED
- T1, T2 = BC 107B, BC 546B ou équ.
- T3 = BC 177B ou équ.
- IC1 = 555

Divers:

- L1 = 100 mH transducteur ultrasonique (voir texte)

Quand on cherche à construire un système de liaison sans fil pour un casque, trois voies sont possibles: le bon vieil émetteur et récepteur radio, le système à infrarouge avec des LED et photodiodes infrarouges, et le système à ultrasons. La première est illégale, la seconde complexe et onéreuse, il nous reste donc les ultrasons si nous cherchons un système simple et de prix raisonnable.

A cause de sa facilité de mise en oeuvre, on a préféré la modulation d'amplitude à la meilleure qualité de la modulation de fréquence. Mais si le réalisateur du montage est un peu ingénieux il peut obtenir de ce système une qualité équivalente à un système FM. Le récepteur est décrit dans un autre article de ce même numéro, voyons donc comment l'émetteur est conçu:

En dehors de l'alimentation, le circuit ne comprend que deux parties: un amplificateur audio (T1, T2) avec une contreréaction, et un multivibrateur (IC1). Le transistor T2 est

commuté par l'astable à une fréquence ultrasonique. Donc sur le collecteur de ce transistor, on trouve un signal dont l'amplitude varie avec celle de la tension audio d'entrée, et dont la fréquence est égale à celle du multivibrateur. Il est transmis ensuite par le transducteur ultrasonique.

La conception de l'amplificateur (masse virtuelle) est telle que le multivibrateur a peu d'influence sur la qualité du signal et la distorsion est minimale.

La sensibilité de l'amplificateur est d'environ 60 mV. La profondeur de modulation est ajustable au moyen de P1, alors que la fréquence est variable entre 15 et 35 kHz par P2. La meilleure fréquence dépend du récepteur et du type de transducteurs utilisés.

L'alimentation est très simple. Un emplacement est prévu sur le circuit imprimé pour réaliser un chargeur d'accumulateurs au Cadmium-Nickel si on en utilise pour le récepteur. Le courant de charge est de 6 à 7 mA,

mais peut être augmenté en ajustant R11. Plusieurs types de transducteurs sont utilisables. Nous verrons ce point plus en détails en étudiant le récepteur.



amplificateur de servomoteur

Un amplificateur de haute qualité pour asservir un moteur en position peut être construit avec un seul circuit intégré et une poignée de composants passifs. Le SN28654 (Texas Instruments) contient un modulateur de largeur d'impulsion et un étage de puissance capable de commander un moteur (voir figure 1).

Une impulsion d'entrée sur la broche 3 est comparée à une impulsion générée par un monostable interne (le "monoflop"). L'impulsion qui en résulte est allongée (par un circuit RC et des triggers de Schmitt) et appliquée à l'étage de sortie et au moteur.

Le circuit complet est montré sur la figure 2. A part le réseau RC (R5/C4 et R8/C5) et quelques condensateurs de découplage, les seuls composants externes sont le moteur et le potentiomètre de recopie. Ce potentiomètre contrôle la période du monostable interne et ainsi le moteur tourne jusqu'à ce que la longueur de l'impulsion interne corresponde à la longueur de l'impulsion d'entrée... à condition que le moteur soit dans le bon sens! Le circuit imprimé (figure 3) laisse la possibilité d'utiliser l'inverseur (entre les broches 1 et 2) si nécessaire. Cela signifie que les impulsions de commande peuvent être aussi bien positives que négatives. Les avantages de cet amplificateur sont:

- un courant de sortie élevé: 400 mA sans transistor extérieur;
- la commande du moteur dans les deux sens avec une seule tension d'alimentation.
- une "zone morte" ajustable (déterminée par C3);
- une consommation de moins de 800 mW.

Liste des composants:

Résistances:

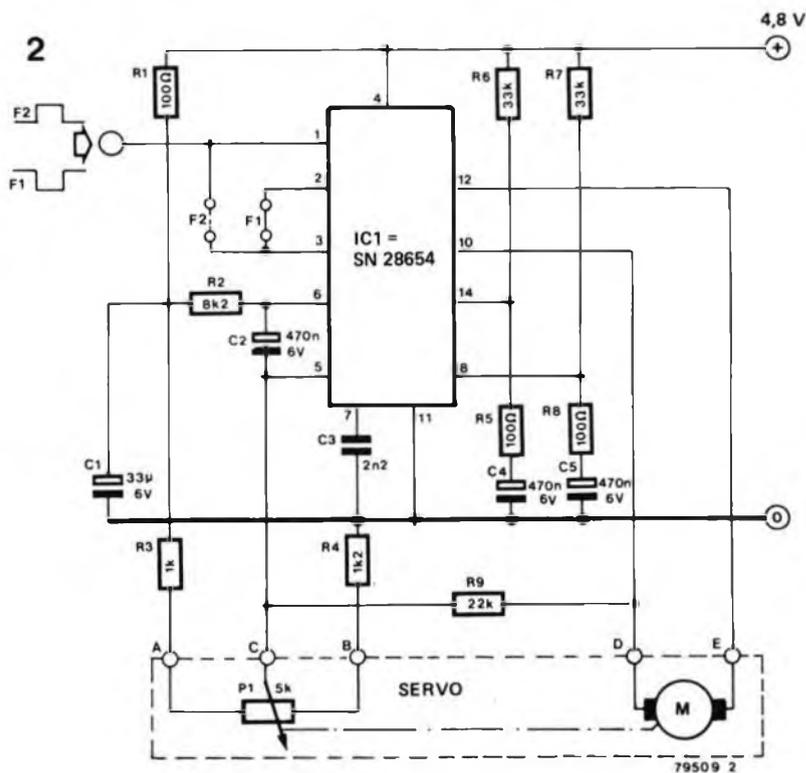
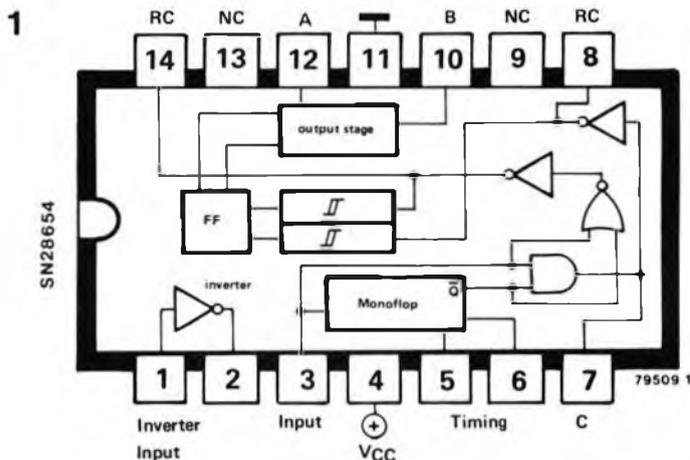
R1, R5, R8 = 100 Ω
 R2 = 8k2
 R3 = 1 k
 R4 = 1k2
 R6, R7 = 33 k
 R9 = 22 k

Condensateurs:

C1 = 33 μ/6 V
 C2, C4, C5 = 0.47 μ/6 V
 C3 = 2n2

Semiconducteurs:

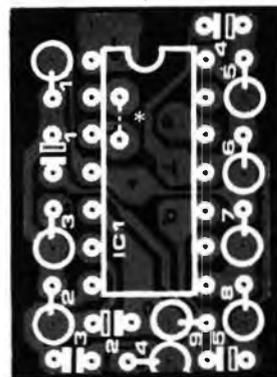
IC1 = SN 28654



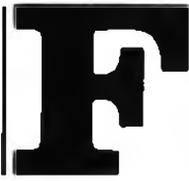
disposition des composants (taille réelle x2)

3

circuit imprimé (taille réelle)



récepteur à ultrasons pour casque



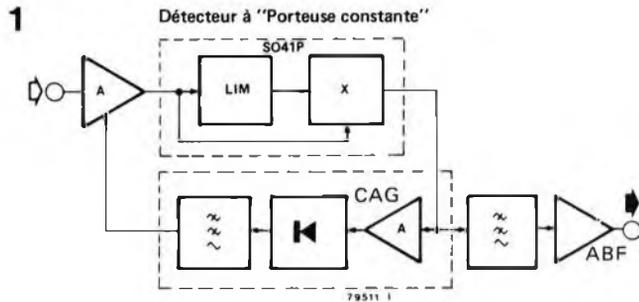
Avant de décrire le circuit de ce récepteur, il faut noter ceci: bien que d'abord prévu pour être utilisé dans un système de transmission par ultrasons, il est beaucoup plus universel qu'on ne peut le penser. Si le transducteur ultrasonique est remplacé par un circuit LC convenable, le circuit fonctionne comme un récepteur AM classique de haute sensibilité. On peut aussi l'utiliser comme radiogoniomètre entre 10 kHz et 30 MHz.

Le synoptique de la figure 1 montre comment ce récepteur à "porteuse constante" est conçu. Le signal ultrasonore reçu est d'abord amplifié (partie A) avant d'être appliqué à un étage limiteur, qui supprime toute trace de modulation d'amplitude et ne conserve que l'onde porteuse. Celle-ci est alors multipliée avec le signal AM tel qu'il est reçu (partie X). On obtient deux choses: d'une part le signal de modulation et d'autre part un signal dont la fréquence est le double de celle du signal original. Le passage dans un filtre passe-bas élimine la composante de haute fréquence, ne laissant que le signal audio d'origine, qui est amplifié dans un étage simple (partie ABF) avant d'être appliqué au casque.

Pour que les variations de niveau du signal aient le moins d'effet possible sur le signal audio de sortie, on utilise un système simple de commande automatique de gain (CAG). Pour cela, la sortie du multiplieur est amplifiée, redressée et renvoyée, après passage par un filtre passe-bas, comme tension de commande à l'amplificateur d'entrée.

Le schéma du récepteur est montré sur la figure 2. L'amplificateur d'entrée comprend un FET, du type BF 256B (T1), connecté en cascade avec un transistor HF conventionnel (T2). Le signal amplifié est appliqué par l'émetteur suiveur T3 à un SO 41P (IC1), qui est un circuit intégré groupant un limiteur et un multiplieur. La sortie du multiplieur est appliquée via un filtre passe-bas (T5) à l'étage de sortie utilisant un 741 (IC2). Le potentiomètre P1 permet de faire varier le volume.

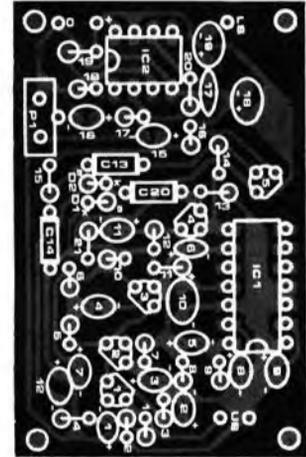
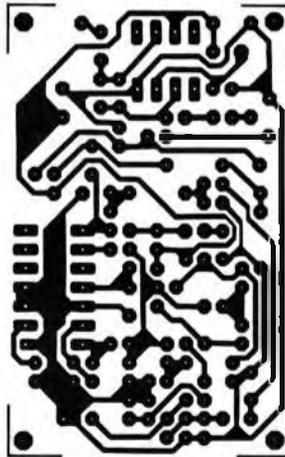
La boucle de réaction consiste en T4 (amplificateur) et D1, D2 (redresseurs), qui fournissent une tension négative directement proportionnelle au niveau du signal d'entrée. On applique cette tension à la porte du FET T1. La haute impédance (500 k) et la faible capacité (5 p) d'entrée du circuit, permet d'utiliser des capsules de microphone à électret



comme transducteur. Les AKG, types CK 40/33, /35 et /36 donneront les meilleurs résultats. Les modèles CK 40/37 et /38 sont un peu moins sensibles, mais également acceptables.

Pour l'émetteur, les meilleurs types de transducteurs sont les AKG

CK 5011, CK 5015 et à la limite CK 5013. En plus de tous les types mentionnés ici, il y a aussi bon nombre de transducteurs Valvo et Murata qui pourraient convenir au récepteur comme à l'émetteur. Si le système est utilisé exclusivement pour la transmission de parole, le MA 40L1R de



Liste des composants

- Résistances:
 R1, R2, R18, R19, R20 = 560 k
 R3 = 4k7
 R4, R17 = 27 k
 R5, R6 = 1k8
 R7 = 18 k
 R8 = 8k2
 R9 = 1k5
 R10 = 560 Ω
 R11 = 220 Ω
 R12, R13 = 3k9
 R14, R16 = 15 k
 R15 = 1 k
 R21 = 390 Ω
 P1 = 10 k ajust.

Condensateurs:

- C1, C2, C3, C4, C5, C6,
 C11 = 0,22 μ/16 V
 C7, C8, C9, C15,
 C16 = 0,47 μ/16 V tantale
 C10, C18, C19 = 22 μ/16 V tantale
 C12 = 22 μ/3 V tantale
 C13 = 1 n
 C14, C20 = 4n7
 C17 = 15 p

Semiconducteurs:

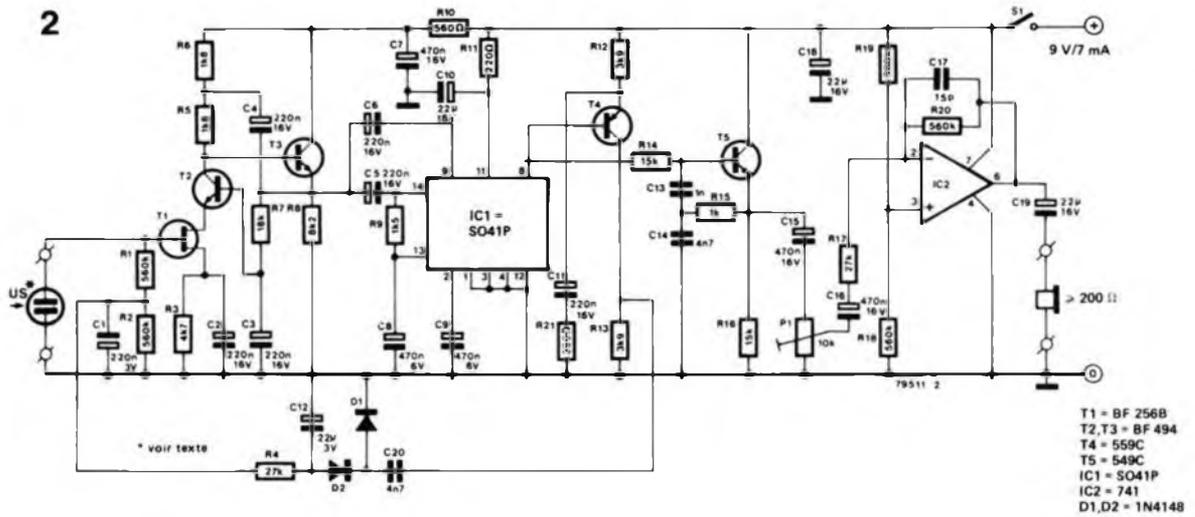
- D1, D2 = 1N4148
 T1 = BF 256B
 T2, T3 = BF 494
 T4 = BC 179C, BC 559V ou équ.
 T5 = BC 109C, BC 549C ou équ.
 IC1 = SO 41P
 IC2 = 741 (MiniDip)

Divers:

transducteur ultrasonique (voir texte)



2



Murata sera un choix judicieux. En montant les composants verticalement, le circuit imprimé est extrêmement compact. Comme le circuit peut s'alimenter avec une pile 9 V, on peut vraiment parler d'un récep-

teur miniature. La consommation est seulement de 7 mA, et donc les batteries auront une longue durée de vie. Si on se sert de batteries au Cadmium-Nickel, elles pourront se recharger à l'aide du chargeur spécialement

incorpore au circuit de l'émetteur. Avec la large bande passante de ce récepteur, il faut relier le transducteur *directement* à l'entrée du circuit, surtout sans longs fils entre les deux!

Gfréquence-mètre pour synthétiseurs

Un fréquencemètre est un appareil très utile pour l'accord précis et rapide des VCOs (oscillateurs commandés en tension) d'un synthétiseur. A cette fin, l'auteur a élaboré un multiplieur de fréquence qui peut être utilisé en conjonction avec le mini fréquencemètre décrit dans dans Elektor n° 4 (novembre/décembre 1978) et qui permet la mesure des fréquences de 30 Hz à 10 kHz avec un temps de porte et de comptage plus court que l'original. Avec un temps de porte de 1 s il est possible de mesurer des fréquences

jusqu'à 999,9 Hz tandis qu'avec un temps de porte de 0,1 s on pourra aller jusqu'à 9999 Hz.

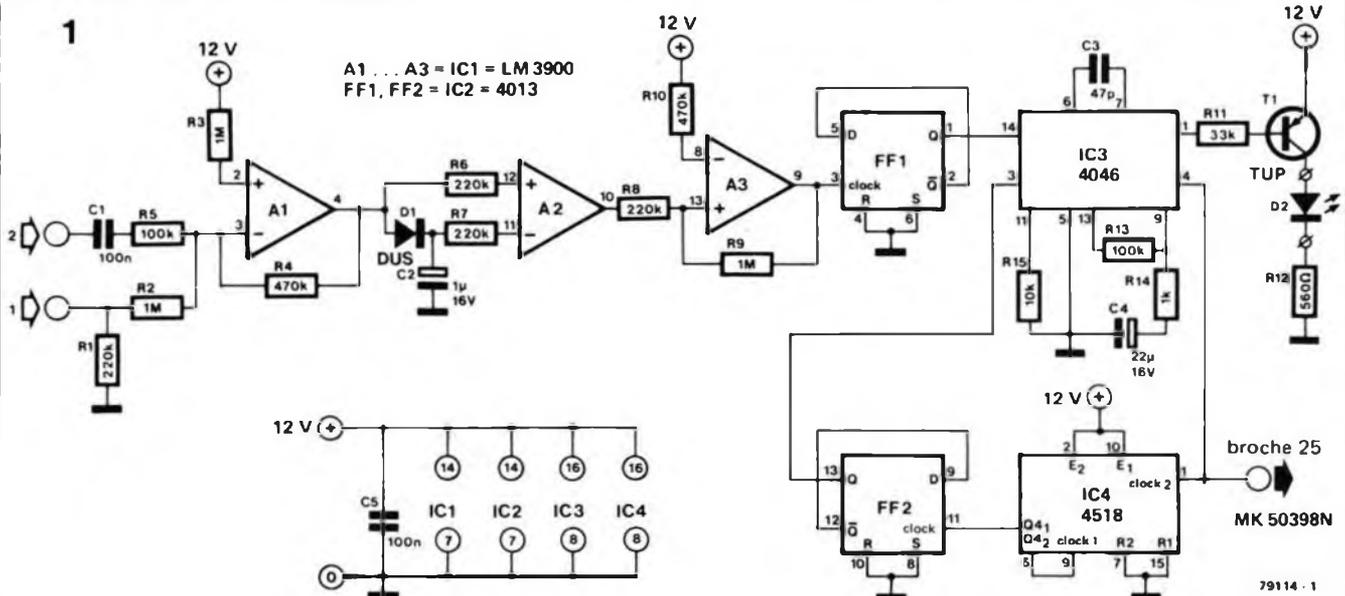
Le circuit comporte deux entrées: l'entrée 1 a une sensibilité de $1,3 V_{CC}$ (tension d'entrée maximale: $50 V_{CC}$), l'entrée 2 a une sensibilité de $130 mV_{CC}$ (tension d'entrée maximale: $5 V_{CC}$). La première est destinée à être connectée directement à la sortie des VCOs, la seconde peut être utilisée avec la sortie moniteur d'un amplificateur.

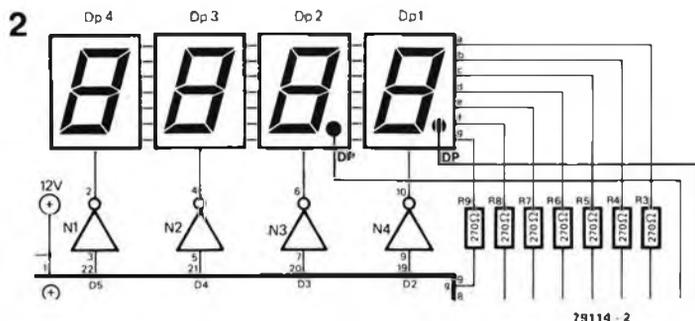
L'étage d'entrée du circuit est constitué de deux ampli ops com-

mandés en courant. A1 atténue d'un facteur 2 le signal venant de l'entrée 1 et amplifie d'un facteur 5 le signal venant de l'entrée 2. Un détecteur de crête (D1, C2) et un comparateur (A2) convertissent le signal d'entrée en un signal rectangulaire qui passe ensuite par un trigger de Schmitt (A3). Le flip flop FF1 rend ce signal symétrique.

Le véritable multiplieur de fréquence est constitué par une boucle à verrouillage de phase (PLL, IC3), une double décade de comptage connectée pour diviser par 100 (IC4) et par le flip

1





79114 - 2

Liste des composants

Résistances:

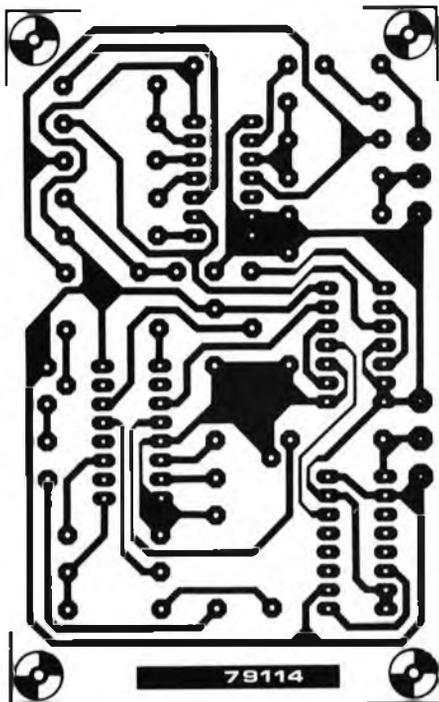
- R1, R6, R7, R8 = 220 k
- R2, R3, R9 = 1 M
- R4, R10 = 470 k
- R5, R13 = 100 k
- R11 = 33 k
- R12 = 560 Ω
- R14 = 1 k
- R15 = 10 k

Condensateurs:

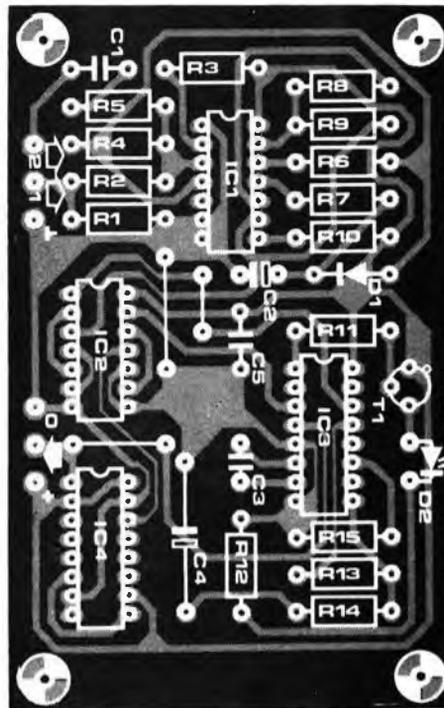
- C1, C5 = 100 n
- C2 = 1 μ/16 V tantale
- C3 = 47 p
- C4 = 22 μ/16 V

Semiconducteurs:

- IC1 = LM3900
- IC2 = 4013
- IC3 = 4046
- IC4 = 4518
- T1 = TUP
- D1 = DUS
- D2 = LED



79114 - 3



flop FF2. Un signal carré dont la fréquence est la moitié de celle du signal d'entrée est introduit sur l'une des entrées du comparateur de phase de la PLL tandis que le signal de sortie du VCO divisé par 200 (à l'aide de IC4 et FF2) est introduit sur l'autre entrée. Le VCO délivre un signal de sortie dont la fréquence assure une relation de phase constante entre les deux signaux d'entrée du comparateur, ils ont donc la même fréquence. Ainsi la fréquence de sortie de la PLL sera toujours égale à

100 fois la fréquence d'entrée (c'est à dire la fréquence d'horloge de FF1). La constante de temps R14/C4 détermine la vitesse avec laquelle le VCO répond pour changer la fréquence d'entrée. Quand le circuit n'est pas verrouillé, l'affichage obtenu ne sera pas précis. Pour ce on utilise D2 qui s'éteint quand le VCO est verrouillé et constitue ainsi une indication que la lecture est correcte. La sortie du circuit est connectée directement à l'entrée d'horloge de

IC1 sur le mini fréquencesmètre, ce qui signifie que l'on pourra omettre l'étage d'entrée construit autour de T1. La tension d'alimentation peut être prise sur le mini fréquencesmètre. Pour que la position du point décimal des afficheurs 1 et 2 (voir figure 2) corresponde à la gamme d'entrée, il faudra effectuer quelques modifications mineures sur le circuit du mini fréquencesmètre. Celles-ci sont montrées en figure 3.

J. Naudts

crêtemètre à sélection automatique de gamme



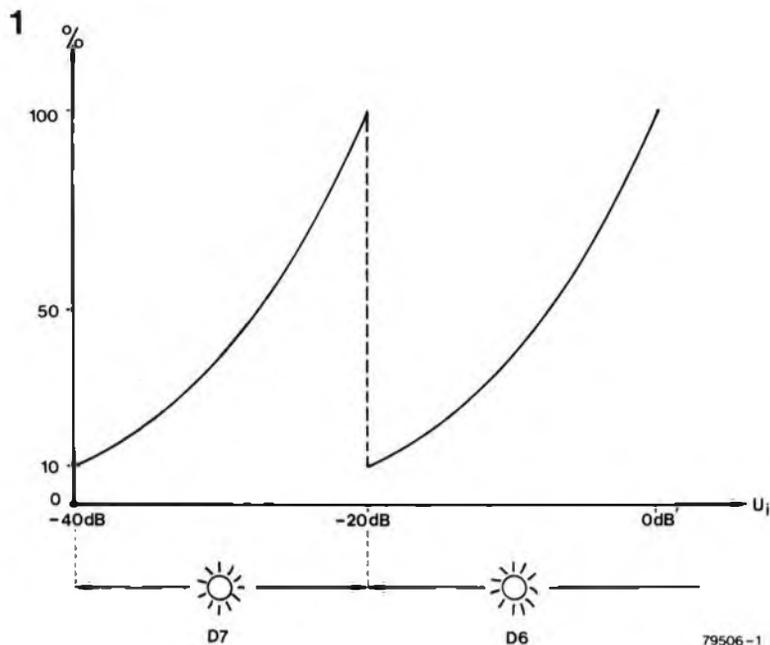
Même si ce n'est pas toujours pour des raisons techniques, les appareils de mesure du niveau de sortie sont très répandus, en particulier sur les équipements audio. Le circuit à sélection automatique de gamme présenté ici a été conçu pour un appareil à bobine mobile. L'aiguille

indiquera de -40 à -20 dB et de -20 à 0 dB; deux LEDs indiquent quelle est la gamme qui est en service (voir figure 1). On peut ainsi augmenter considérablement la résolution de la mesure en adoptant ce principe. Le schéma du circuit est montré en

figure 2. Le signal d'entrée est introduit sur un atténuateur (P1) avant de subir un redressement double alternance par le circuit construit autour de A1 et A2. La sortie du redresseur passe soit par S1, soit par S2. Les deux interrupteurs électroniques sont commandés par le comparateur A6.

L'état du comparateur dépend du niveau du signal d'entrée. Si la tension sur l'entrée non inverseuse du comparateur est plus basse que la tension au curseur de P3 (c'est à dire si le niveau du signal d'entrée sur P1 est inférieur à -20 dB), la sortie du comparateur sera basse, D7 sera allumée, S2 sera ouvert et S1 fermé. Une tension égale à 3,3 fois la tension d'entrée sur A3 est introduite sur le détecteur de crête construit autour de A4. Le gain de A3 est déterminé par R8...R11. Si le niveau du signal d'entrée est supérieur à -20 dB, la sortie de A6 est haute, D6 éclaire, S1 est ouvert et S2 fermé. Grâce à l'effet de R10...R12, la tension d'entrée sur le détecteur est atténuée par le facteur 0,33. Ainsi entre les deux états des interrupteurs, la relation liant les deux niveaux du signal est le facteur 10, c'est à dire 20 dB.

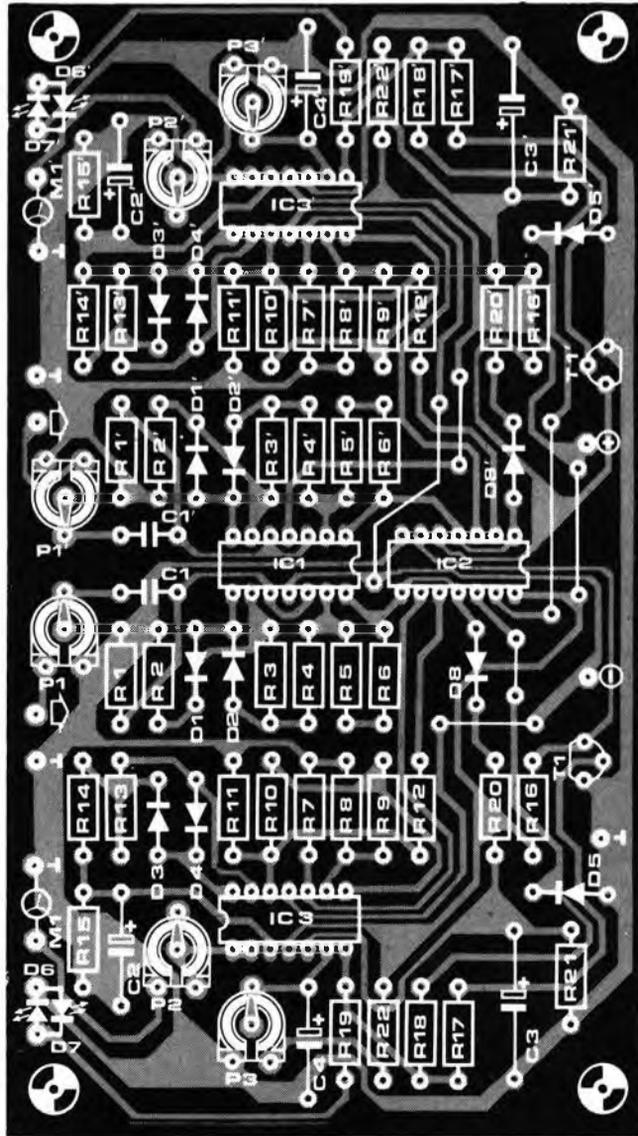
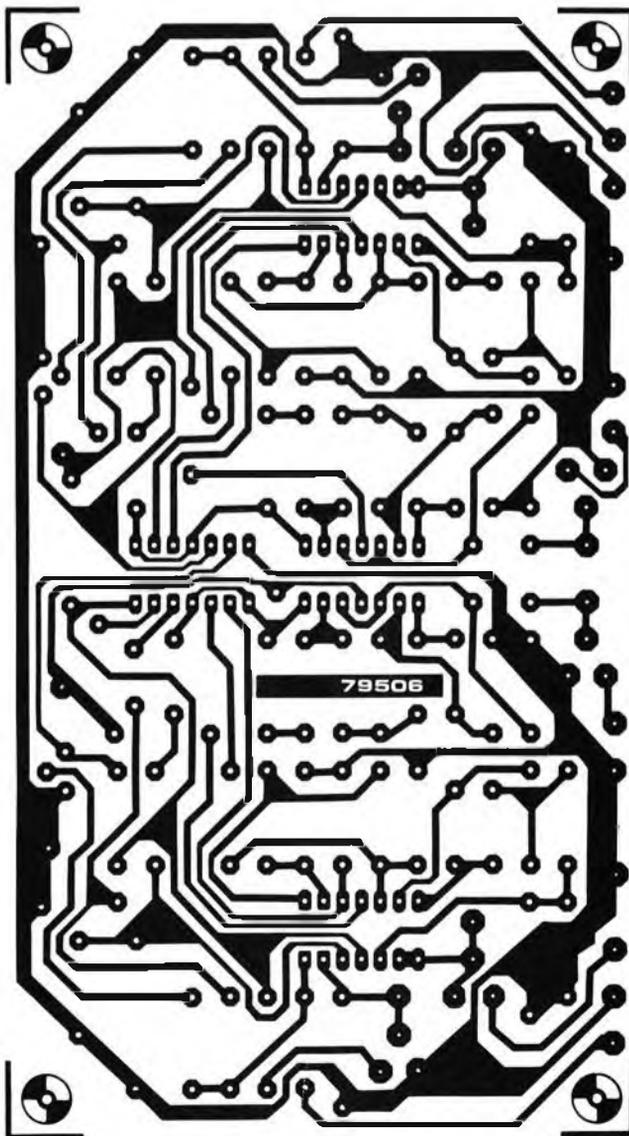
Le circuit imprimé est conçu pour recevoir une version stéréo de ce circuit. Les composants marqués du signe (*) et les broches indiquées entre parenthèses sont relatifs au canal droit.

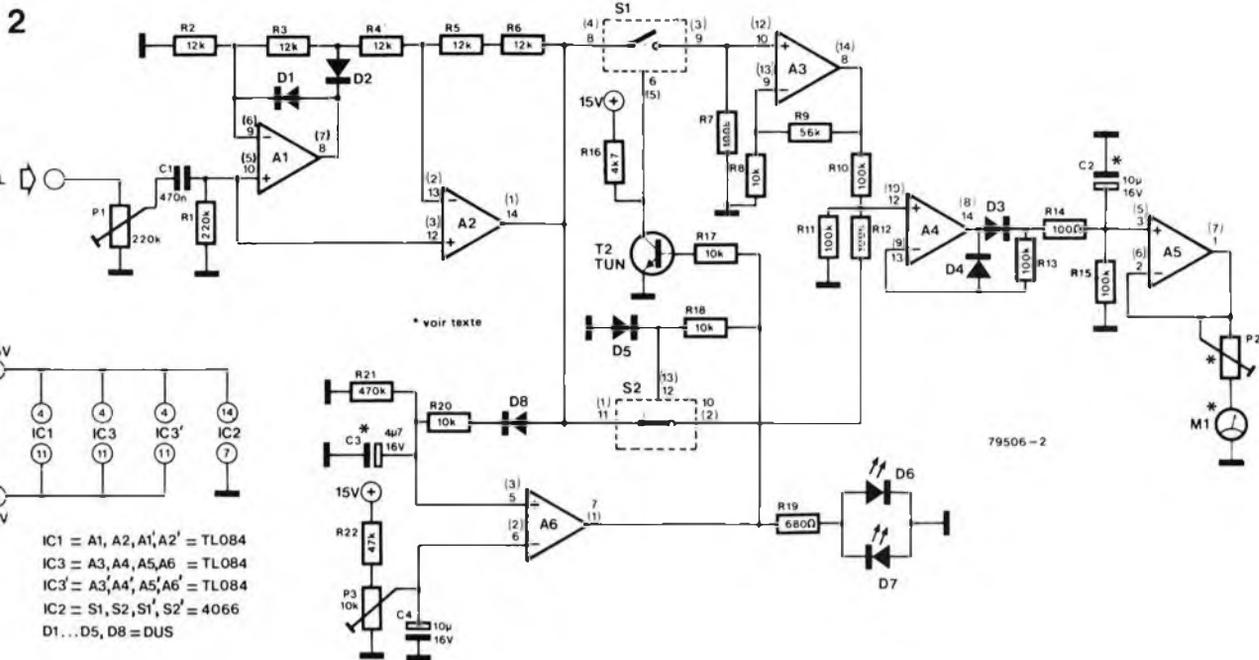


79506-1

Il est nécessaire de disposer d'un générateur de signal pour calibrer le circuit. La tension au curseur de P1 pour laquelle la lecture maximale sera

obtenue (0 dB) peut dépendre de l'application envisagée, il est toutefois conseillé de faire correspondre au niveau 0 dB une tension d'environ





4 V. La tension de sortie maximale de A5 sera alors d'environ 1,33 V; si M1 et M1' sont des appareils à cadre mobile de 100 µA, P2 sera ajusté à une résistance d'environ 13 k.

Pour régler P3, on commence avec D6 allumée et une déviation maxi-

male de M1, on réduit progressivement le signal d'entrée jusqu'à 10% du niveau initial, l'aiguille doit alors passer brusquement à sa déviation maximale, D6 s'éteignant et D7 s'allumant. On fera varier l'amplitude du signal d'entrée très lentement car la commutation entre les gammes

prend un certain temps (R20, R21, C2). On pourra changer les valeurs de C2 et C3 au cas où ce circuit serait utilisé en mesure balistique.

d'après une idée de P. de Bra

porte Toujours inclusif/ Jamais exclusif



Avec le circuit imprimé que voici, il est possible d'obtenir soit une porte "Toujours inclusif", soit une porte "Jamais exclusif", suivant que l'on monte le strap "a" ou "b". Il peut fonctionner correctement avec plusieurs types de circuits intégrés (voir liste des composants). Pour des raisons de prix de revient, on recommande de choisir des circuits défectueux, bien que le montage ait été conçu pour s'accommoder des circuits en état de marche.

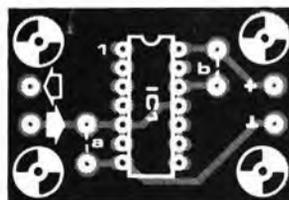
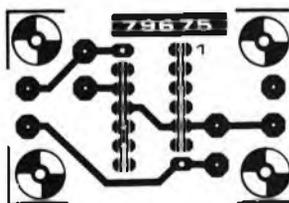
Liste des composants:

Semiconducteurs:

- IC1 = 7400, 7401, 7402, 7403, 7404, 7405, 7406, 7407, 7408, 7409, 7410, 7412, 7413, 7414, 7415, 7416, 7417, 7420, 7422, 7425, 7426, 7427, 7428, 7430, 7432, 7433, 7437, 7438, 7440, 7450, 7451, 7453, 7454, 7460, 7470, 7472, 7474, 7480, 7481, 7486, 7487, 7495, 74104, 74105, 74107, 74110, 74115, 74121, 74122, 74125, 74126, 74128, 74132, 74164, 74176, 74177, 74178, 74180, 74183, 74196, 74197, 74278 (ou équ.)

Divers:

Fil de câblage (voir texte).



65 thermomètre

Le circuit décrit ici utilise le coefficient de température négatif d'une diode pour capter les variations de température. Quand un courant constant traverse une diode dans le sens direct, la chute de tension aux bornes est inversement proportionnelle à la température.

On utilise un montage "super zener" pour avoir une tension de référence stable. IC1 assure le passage d'un courant constant dans la diode zener, de façon que la tension de zener ne soit pas affectée par les variations de la tension d'alimentation. On a choisi une zener de 5,6 V en raison de son faible coefficient de température. Quand la température de la diode caprice change, la tension de sortie de IC2 varie de environ 2 mV par °C. Cette tension est amplifiée par

IC3, qui attaque l'indicateur.

La calibration de l'indicateur doit être telle que son zéro corresponde à la plus basse température à mesurer (par exemple 0°C); ceci s'obtient au moyen de P1, et P2 permet de faire correspondre la déviation totale à la plus haute température à mesurer.

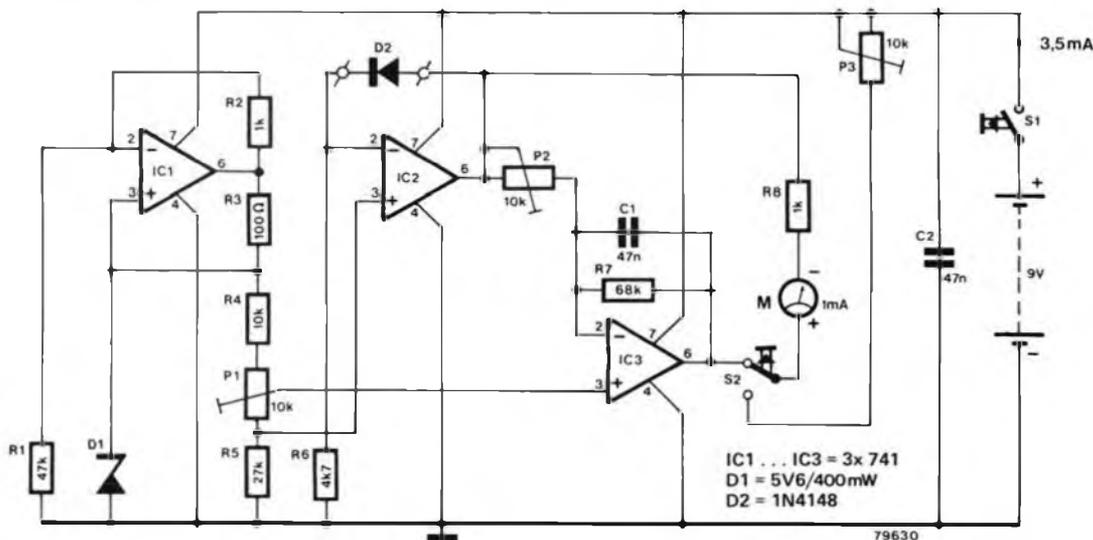
Le circuit consomme un courant relativement faible (environ 3,5 mA), ce qui signifie qu'on peut l'alimenter avec une pile de 9 V. Le thermomètre n'absorbe de courant que quand on veut faire une lecture (en appuyant sur le bouton poussoir S1). Le commutateur S2 permet de tester la pile, et on ajuste P3 de façon à obtenir une déviation convenable. Cependant, la déviation de l'indicateur étant influencée par la température de la diode caprice, la mesure

ainsi obtenue ne doit être considérée que comme une indication grossière de l'état de la pile.

Avec les valeurs de composants indiquées sur le schéma, l'étendue de mesure du circuit est d'environ 50°C (elle dépend du réglage de P2). On peut obtenir une plage différente en modifiant la valeur de R7 (par exemple, avec R7 = 33 kΩ, on a une plage de 100°C). On a une possibilité supplémentaire en inversant les connexions de l'indicateur: si l'échelle est normalement de 0 à 50°C, l'inversion des connexions donne une échelle de -50 à 0°C.

S. Jacobsson

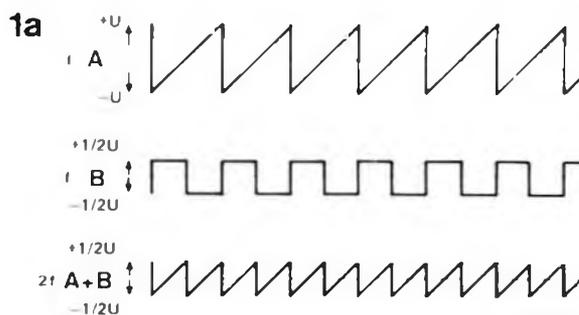
(Suède)



66 dents de scie de fréquence double ou moitié

La dent de scie est une forme d'onde très utilisée dans les organes électroniques. Il faut douze fréquences différentes pour faire une octave; pour les autres octaves, on a besoin de fréquences qui soient un multiple de deux plus hautes ou plus basses. Etant donnée une dent de scie de fréquence f_0 , on peut en déduire deux dents de scie qui soient respectivement une octave plus haut et plus bas ($2f_0$ et $\frac{1}{2}f_0$).

La nouvelle dent de scie est obtenue

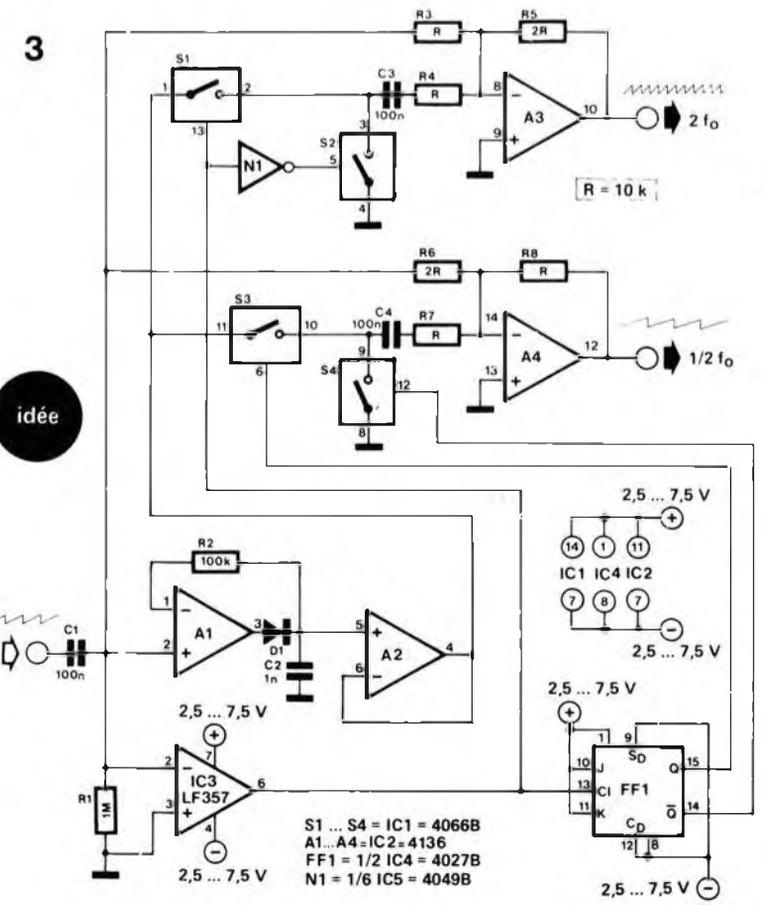
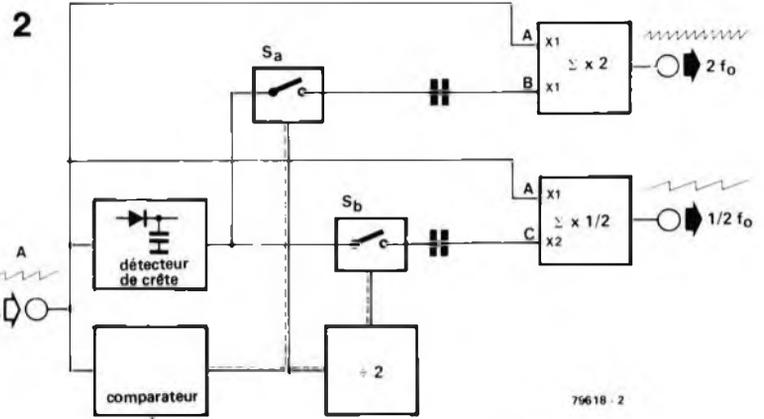
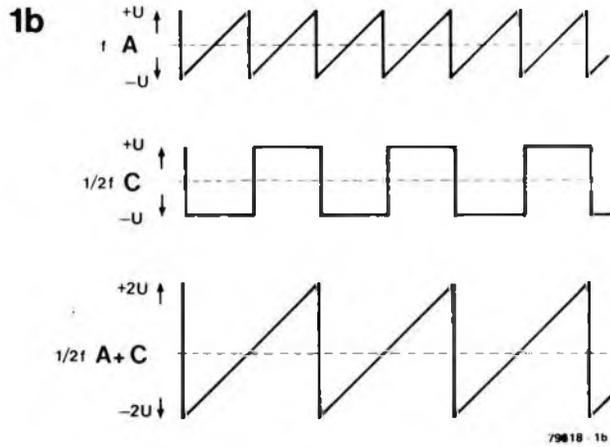


en ajoutant un signal carré symétrique à la forme d'onde d'origine. Comme on peut le voir sur la figure 1a, l'addition du signal A (de fréquence f et d'amplitude U) au signal carré B (de fréquence f et d'amplitude $\frac{1}{2}U$) engendre la dent de scie C qui a une fréquence double et une amplitude moitié de la dent de scie d'origine. Réciproquement, si le signal carré a une fréquence moitié de la fréquence d'origine, et a la même amplitude que celle du signal d'entrée, la sortie sera une dent de scie dont la fréquence sera la moitié de celle du signal d'origine, et dont l'amplitude sera le double — comme il apparaît sur la figure 1b. Naturellement, tout ce qui précède n'est valable qu'à condition que les "bords" du signal carré et de la dent de scie coïncident — en d'autres termes, il faut que les signaux soient "en phase".

La figure 2 donne le synoptique d'un circuit convenable. Le signal d'entrée arrive à un détecteur de crête. Celui-ci enregistre le niveau de crête (+U) du signal d'entrée; ce niveau est transmis par l'interrupteur S_a à un circuit sommateur. Comme cet interrupteur est commandé (à travers un comparateur) par le signal d'entrée, il "découpe" le niveau de crête U à la même fréquence que le signal d'entrée. Après avoir rétabli la symétrie du signal carré par rapport au commun de l'alimentation (en ajoutant un condensateur en série), le résultat obtenu est un signal carré de même fréquence que celle de la dent de scie d'entrée, mais d'amplitude moitié. Ajoutons-le à la dent de scie d'origine, et que trouvons-nous? Une dent de scie de fréquence double et d'amplitude moitié de celle d'origine.

Pour obtenir l'autre sortie (à la fréquence moitié), il faut doubler ($\times 2$) le niveau de crête du signal d'entrée, et il faut diviser par deux ($:2$) la fréquence de "découpage" de l'interrupteur. Enfin, si le sommateur du haut a un gain de 2 et si celui du bas a un "gain" de $\frac{1}{2}$, les dents de scie disponibles en sortie auront exactement le même niveau que le signal d'entrée original.

La figure 3 donne un "avant-projet" d'un circuit approprié. Le détecteur de crête (A1) est suivi d'un séparateur (A2). Les commutateurs (électroniques) comprennent tous les deux 2 sections: quand S1 s'ouvre, S2 se ferme — court-circuitant à la masse tout résidu et tirant C3 vers le bas. La bascule FF1 effectue la division de fréquence nécessaire au signal de commande de S3 + S4 (= S_b). On utilise des amplificateurs sommateurs du type à masse virtuelle (A3 et A4), de gain respectif 2 et $\frac{1}{2}$.



N. Nielsen (Danemark)

67 la stéréo avec un équipement mono

On peut avoir parfois des idées qui, bien qu'intrinsèquement valables, sont irréalisables parce que la technologie nécessaire n'est pas encore là. Considérons par exemple les possibilités qu'impliquerait la reproduction de la stéréophonie par un amplificateur monophonique. Bien que cette idée semble tirée par les cheveux, elle est en principe réalisable en multiplexant les canaux gauche et droit, c'est-à-dire en faisant passer à tour de rôle l'information du canal gauche et celle du canal droit à travers l'amplificateur mono. La figure 1 montre un circuit où seul le préamplificateur est commun aux deux canaux, tandis

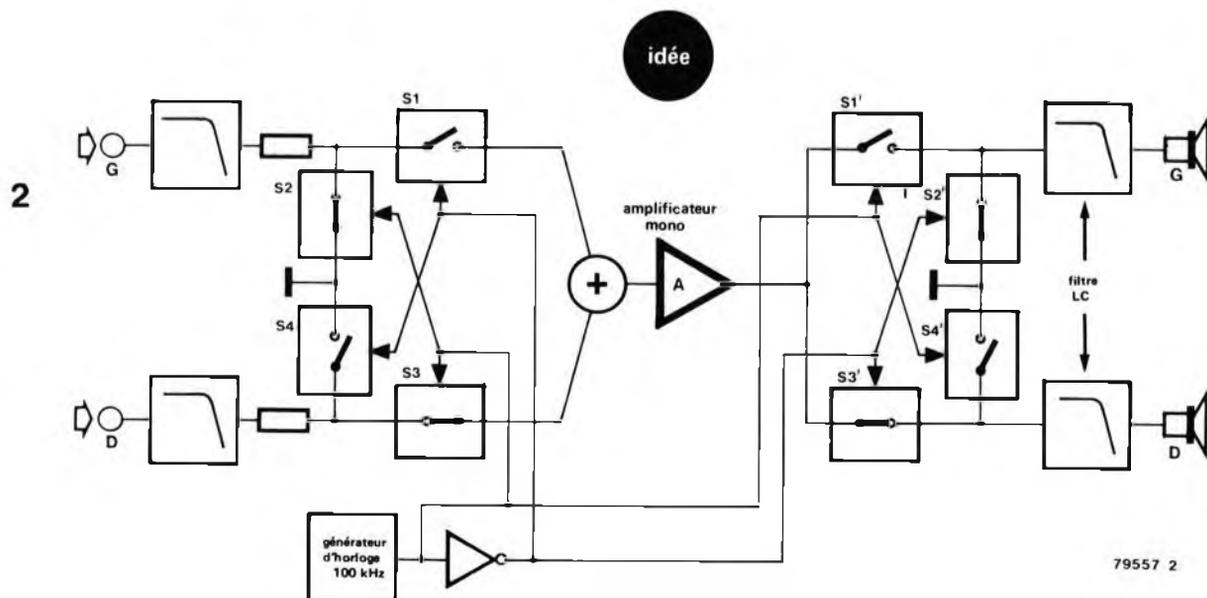
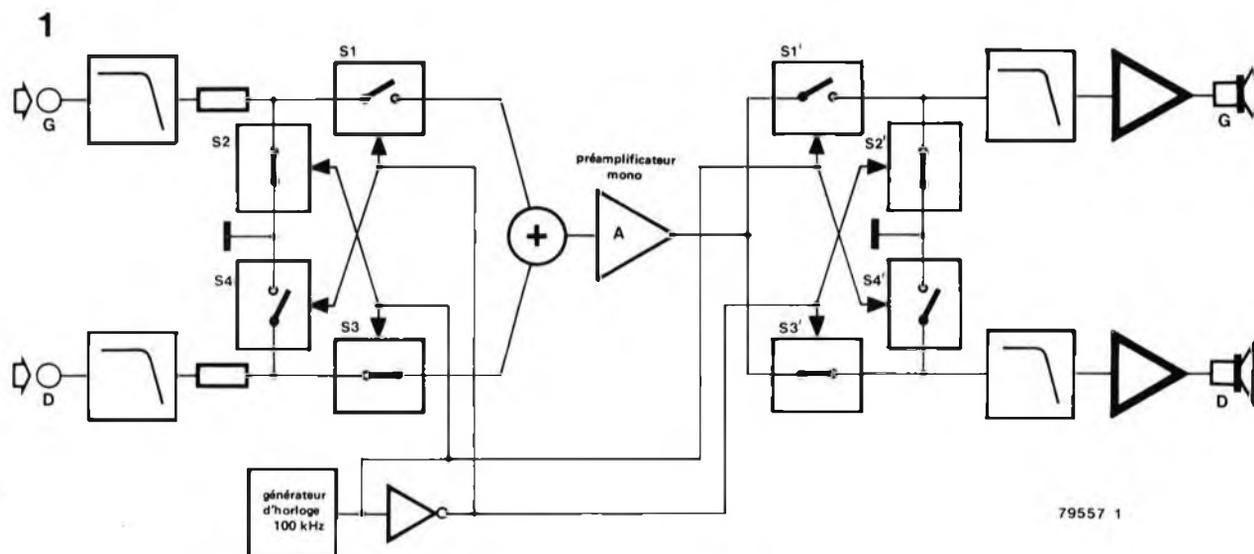
que sur la figure 2 l'amplificateur de puissance est lui aussi commun. La commutation entre canaux est effectuée au moyen de groupes de commutateurs électroniques: S1...S4 à l'entrée, et S1'...S4' à la sortie. Avant de multiplexer les signaux des canaux gauche et droit, il faut d'abord en limiter la largeur de bande à l'aide de filtres passe-bas de pente aussi raide que possible. Après avoir été de nouveau séparés en deux signaux, les deux canaux doivent une fois encore traverser des filtres passe-bas pour éliminer les composants de la fréquence d'horloge. Sur la figure 1 les filtres de sortie peuvent être des

filtres actifs, mais dans le cas de la figure 2 il faut utiliser des filtres passifs (LC) sans pertes. La fréquence de l'horloge (cadence de commutation) la mieux adaptée pourrait se situer autour de 100 kHz.

Il n'y a pas d'obstacle direct à la réalisation d'un circuit tel que celui qui est représenté sur la figure 1. Il n'en est pas de même pour le circuit de la figure 2, puisqu'il n'existe pas encore de commutateurs de puissance à faibles pertes suffisamment rapides. Cela ne veut pas dire qu'il ne pourrait pas en être autrement dans le futur.

A. Jahn

(Allemagne)



digisplay 68

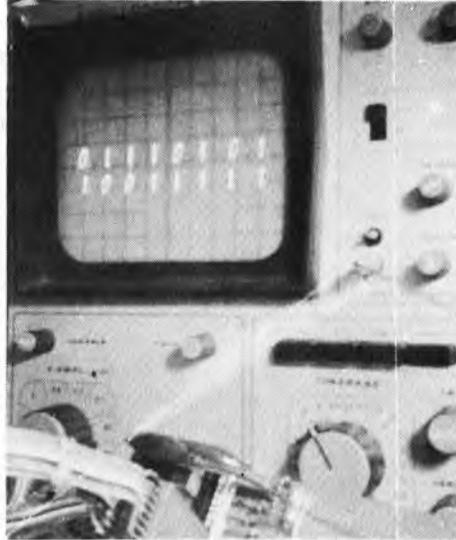
A l'aide de ce circuit très simple il suffit de trois circuits intégrés et d'une poignée de composants pour reconnaître les niveaux logiques de seize signaux différents, et les afficher sur l'écran d'un oscilloscope.

L'affichage se compose de deux rangées de zéros et de uns. Ce résultat est obtenu de la façon suivante. Si l'on applique à l'entrée Y d'un oscilloscope une onde sinusoïdale, l'affichage dépendra du signal appliqué sur l'entrée X. Si l'on applique une dent de scie, la sinusoïde apparaît sur l'écran; si l'on n'applique aucun signal sur l'entrée X, c'est une ligne verticale qui apparaîtra; enfin, si l'on applique une onde sinusoïdale de même fréquence que la première, mais de phase différente, on pourra obtenir un cercle ou une ellipse. On pourra positionner la ligne verticale ou le cercle en un point quelconque de l'écran en ajoutant une tension continue de décalage appropriée aux signaux des entrées X et/ou Y. Dans le circuit décrit ci-dessous, il est prévu d'afficher deux rangées de huit lignes ou cercles.

La figure 1 donne le schéma du circuit. On peut appliquer jusqu'à seize signaux sur les entrées de IC1. IC2 est un compteur binaire à quatre bits, et il applique des nombres binaires allant de 0 à 15 aux entrées A, B, C et D de IC1. Lorsque le nombre appliqué est "0000", le signal présent sur l'entrée 1 (E_O, broche 8) de IC1 est transmis (sous forme inversée) à la sortie, W. En même temps que le comptage progresse sur les entrées A...D, les autres entrées 2...16 sont aussi analysées séquentiellement et transmises à la sortie.

Lorsqu'un "1" est présent sur l'entrée sélectionnée, le signal de sortie de IC1 est un zéro logique. La tension au point de jonction de R5 et de R6 est verrouillée au commun de l'alimentation par D1 et la sortie de N6 est "haute", de sorte que le signal de sortie X est déterminé par la sortie de IC2 et par le réseau de résistances R11...R17. Ce signal est la "composante continue" nécessaire pour distribuer l'affichage le long des huit positions d'une rangée horizontale.

Le signal de sortie Y comprend deux composantes. Un signal de "décalage continu" est pris sur la sortie D de IC2, pour commuter à la demande l'affichage de la rangée supérieure à la rangée inférieure, et réciproquement. On impose par dessus ce signal

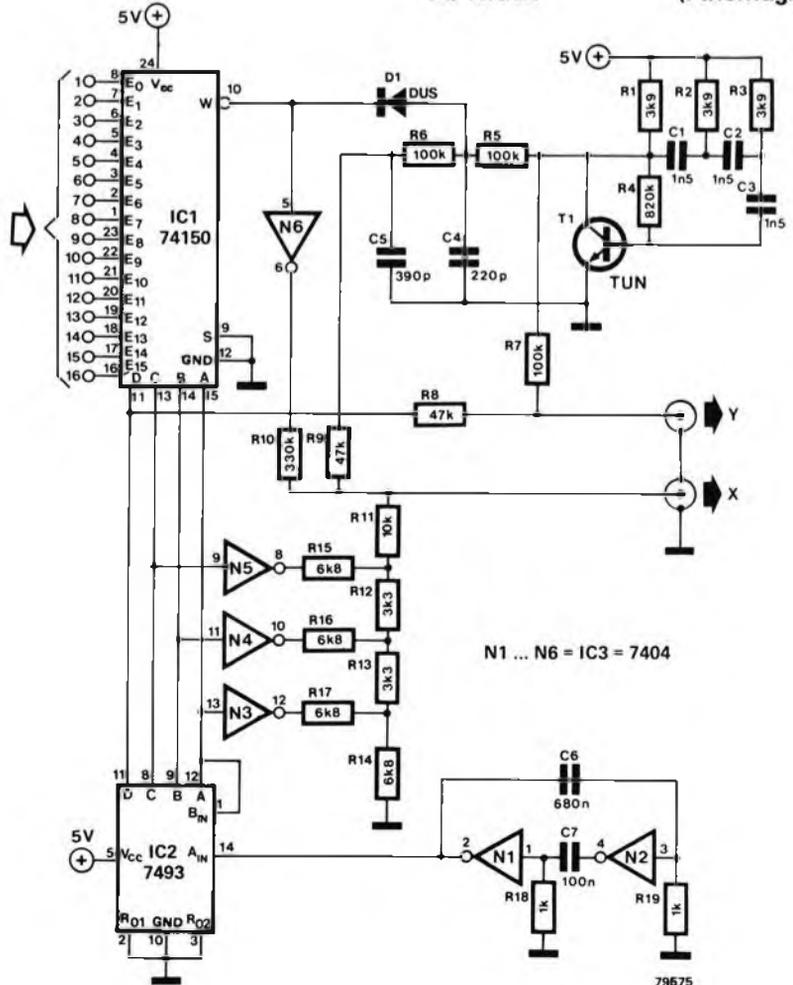


la sortie d'un simple oscillateur RC (T1). Si toutes les seize entrées de IC1 sont des "1" logiques (de sorte que la sortie W est toujours "0"), l'affichage consistera donc en deux rangées de huit courtes lignes verticales.

Mais lorsque la sortie W va à "1", la tension au point de jonction de R5 et de R6 n'est plus verrouillée au commun de l'alimentation par D1. R5, R6, C4 et C5 constitue un réseau déphaseur, de sorte que la sortie sinusoïdale de l'oscillateur est appliquée à la sortie X (via R9) avec un déphasage par rapport à la sortie Y. Résultat: un cercle sur l'écran.

Si l'on connecte les 16 entrées de IC1 aux broches d'un CI TTL (par exemple à l'aide d'une pince de test DIL), les niveaux logiques présents sur les broches du CI seront affichés sur l'écran. La rangée supérieure correspond aux entrées 0...7, et la rangée inférieure aux entrées 8...15. Les broches non connectées apparaissent comme des "uns".

A. Kraut (Allemagne)

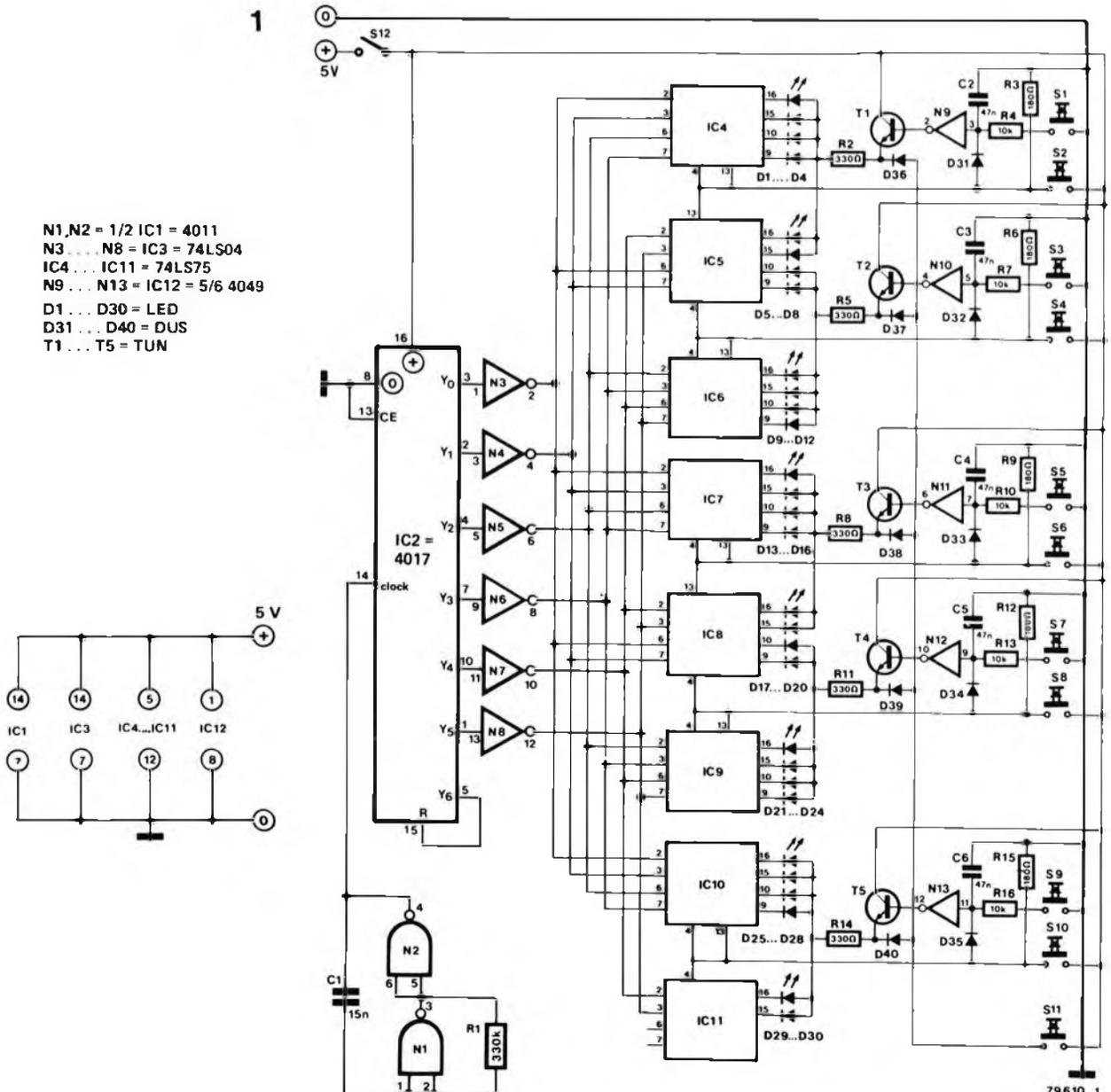


69 dés électroniques pour poker

La plupart des gens ont joué au moins une fois dans leur vie avec des dés de poker, mais rares sont ceux qui se sont rendus compte du nombre considérable de possibilités de tricher offertes au joueur habile. Le circuit ci-dessous, destiné à simuler électriquement les dés devrait contribuer à assurer plus d'honnêteté dans ce jeu. Les cinq dés sont remplacés par cinq lignes de six diodes électroluminescentes (D1 à D30, figure 2), chaque diode correspondant à une face de dé distincte. Pour chaque ligne, il y a un bouton de "lancer" (S2, S4, S6, S8 et S10) et un bouton pour "garder". Quand on appuie sur un bouton de

"lancer", le résultat n'est pas affiché immédiatement. Il est nécessaire, pour découvrir les faces exposées des dés, d'appuyer sur le bouton "chapeau" (S11), qui, comme son nom l'indique, "découvre" les dés, permettant aux joueurs de les voir. Si un joueur a obtenu, par exemple, une paire au premier lancer, il conservera allumées les deux diodes de la paire en appuyant sur les boutons "garder" correspondant à ces deux dés. Cette manoeuvre est équivalente à la mise de côté de la paire de dés (à la vue de tous), avant de remettre dans le cornet les trois autres dés pour essayer d'améliorer le coup.

Le circuit réel (figure 1) est à peu près évident. Un compteur à six (IC2) reçoit les impulsions de l'oscillateur construit sur N1 et N2. Les sorties de N3 à N8, qui sont connectées aux 5 x 6 = 30 latches (portes à bascule bistable) (IC4 à IC11), sont à l'état bas chacune leur tour, pendant la durée de la période de l'horloge. Les sorties des latches sont reliées aux diodes d'affichage D1 à D30. Quand on appuie sur un des boutons "lancer" (S2, S4, S6, S8 ou S10), les trois entrées de déblocage pour l'ensemble des diodes électroluminescentes correspondantes sont portées à l'état haut, ce qui entraîne le transfert vers



la sortie des données présentes à ce moment à l'entrée des latches. La cathode d'une diode de chaque ensemble de six se voit mise à la masse, et ces LEDs vont s'allumer dès qu'on appuiera sur S11 (le courant est amené par S11, D36 à D40, R2, R5, R8, R11 et R14).

Si on appuie sur le bouton "garder" correspondant, les diodes électroluminescentes dont les cathodes ont été mises à la masse vont rester allumées en permanence. Supposons, par exemple, qu'on appuie sur S1; C2, qui s'est chargé par D31, est ainsi déchargé. La sortie de N9 passe alors à l'état haut, et T1 alimente la diode électroluminescente dont la cathode est à la masse.

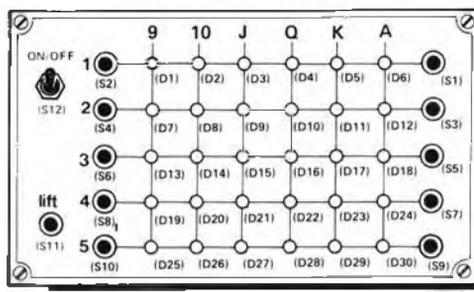
Un autre point vaut la peine d'être

noté. Afin de respecter l'idée de départ qui était d'assurer plus d'honnêteté dans ce jeu, il est important de veiller à ce que les boutons "lancer" soient manœuvrés un par un et non simultanément. La raison de cette précaution est que l'enfonce-

ment simultané de plusieurs boutons augmente les chances d'avoir une paire, une tierce, etc . . .

A. Vandermaelen (Belgique)

2



phasing digital 70

Le phasing est un effet musical maintenant bien connu, que l'on obtient en faisant varier la phase du signal, tout en gardant son amplitude inchangée. On mélange ensuite ce signal au signal original, en proportions variables suivant l'intensité de l'effet désiré.

Dans le circuit décrit ici, la variation de la phase est produite par les amplificateurs opérationnels A2...A7. La modulation de la phase est obtenue en faisant varier la résistance entre l'entrée "+" de l'ampli-op et la masse, grâce à une tension de basse fréquence. Ce sont des FET que l'on utilise habituellement comme

atténuateurs commandés en tension, mais ils ont l'inconvénient d'introduire une tension de bruit et de n'être pas tout à fait linéaires. La solution proposée ici, si elle est plus complexe, est de bien meilleure qualité.

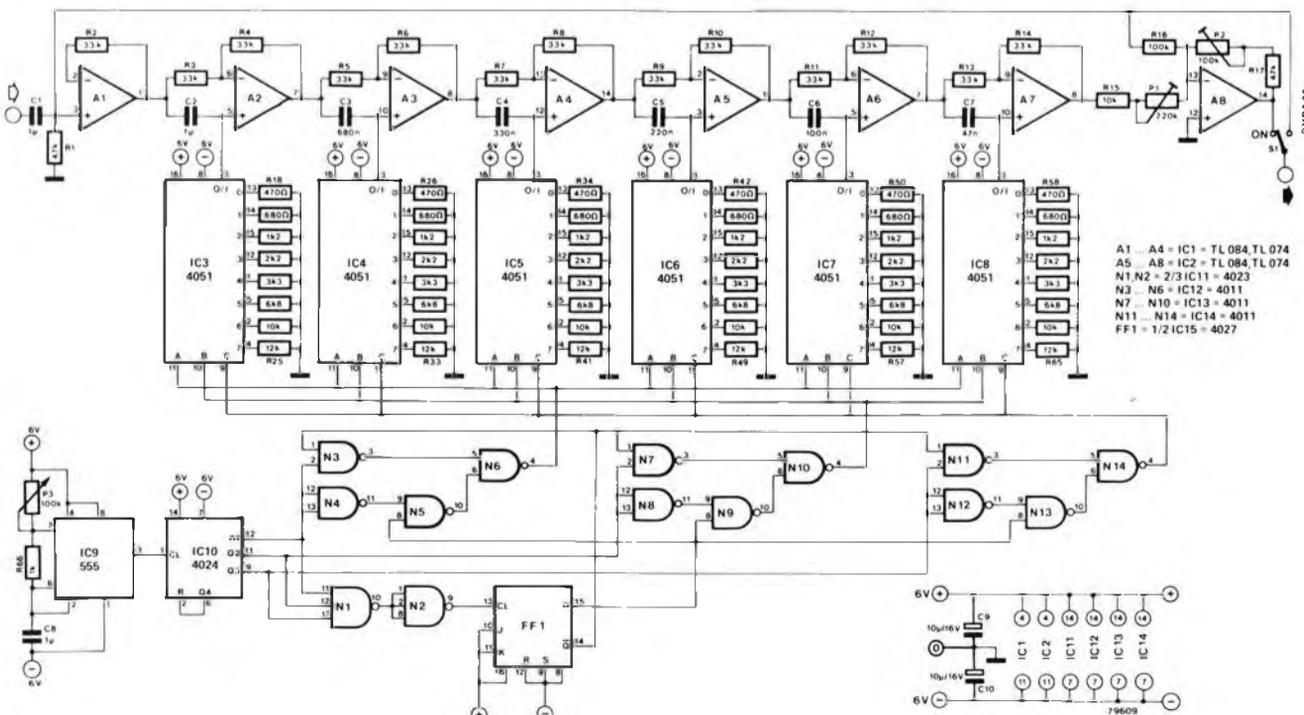
Huit résistances sont mises successivement en circuit par les multiplexeurs IC3 à IC8 (qui fonctionnent donc comme des interrupteurs électroniques 1 circuit - 8 positions).

Les multiplexeurs sont commandés par l'information présente sur les lignes d'adresse A, B, et C. Avec la disposition des portes N1 à N14, l'information d'adresse évolue régu-

lièrement de 000 à 111 et revient à 000. Les impulsions d'horloge sont fournies par le 555 (IC9) et on peut faire varier leur fréquence donc la vitesse du phasing par P3, alors que P1 règle la profondeur du phasing. Le gain global du circuit est ajusté par P2.

On utilise une alimentation symétrique (max. ± 7,5 V). Sur le prototype, l'auteur a utilisé 2 fois 4 piles de 1,5 V pour réaliser les deux tensions de 6 V indiquées sur le schéma.

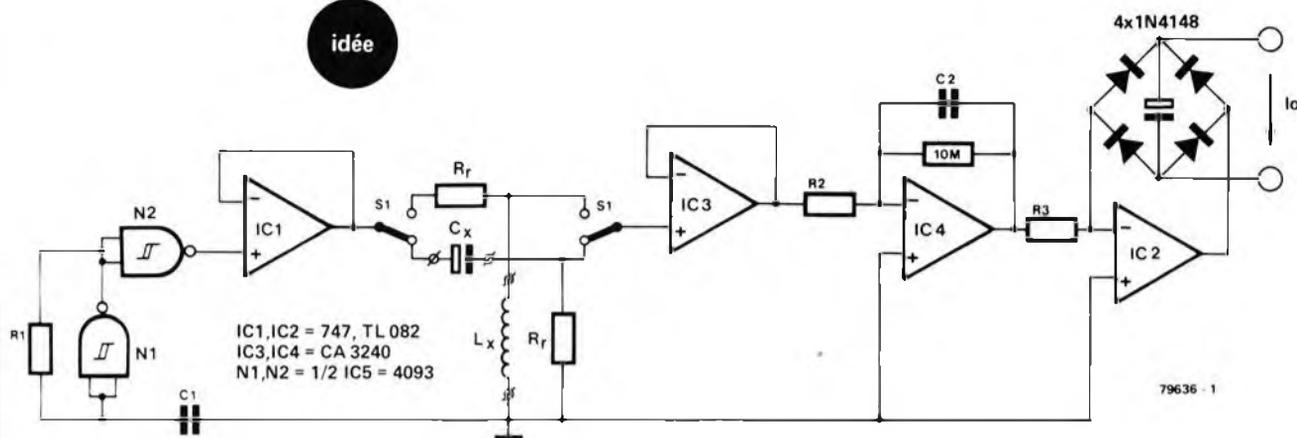
G. Duffau (France)



71 mesure de capacités et d'inductances

1

idée



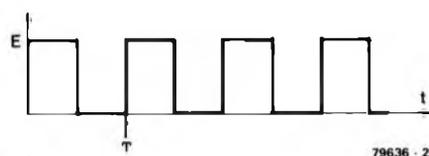
Il est souvent très utile de vérifier la valeur d'un condensateur suspect ou non marqué, ou de déterminer la valeur d'une inductance que l'on a bobinée soi-même, ou d'une inductance quelconque. L'idée directrice du circuit décrit ci-dessous consiste à obtenir ces deux résultats en se servant d'un multimètre existant.

Sur la figure 1, un signal carré est engendré par N1 et les composants associés; ce signal est tamponné par N2 et IC1, puis il arrive à l'un des filtres passe-haut R_r/L_x ou C_x/R_r (voir la figure 2a). Après avoir été différencié par le réseau du filtre (figure 2b), le signal est de nouveau tamponné (par IC3) puis intégré par le circuit construit autour de IC4. La forme d'onde résultante est alors amplifiée et redressée par IC2, après quoi elle est prête à être affichée sur le multimètre.

Les formules permettant de calculer la tension à la sortie de IC4 sont les suivantes (du moins c'est ce que l'on nous a dit):

pour un condensateur:

2a



2b



$$U_{out} = E \cdot \frac{R_r C_x}{R_2 C_2}$$

pour une inductance:

$$U_{out} = \frac{E \cdot L_x}{R_2 C_2 R_r}$$

E étant la tension d'alimentation. Par conséquent, si l'on choisit une gamme convenable de résistances R_r , et de fréquences, on pourra mesurer

diverses valeurs de condensateurs et d'inductances. La seule précaution à prendre est que la période du signal carré ($= 2,5 R_1 C_1$) doit être au moins huit fois plus grande que $\frac{L_x}{R_r}$ ou que

$C_x R_r$, si l'on veut obtenir une précision de mesure suffisante.

T. Alfredsson

(Suède)

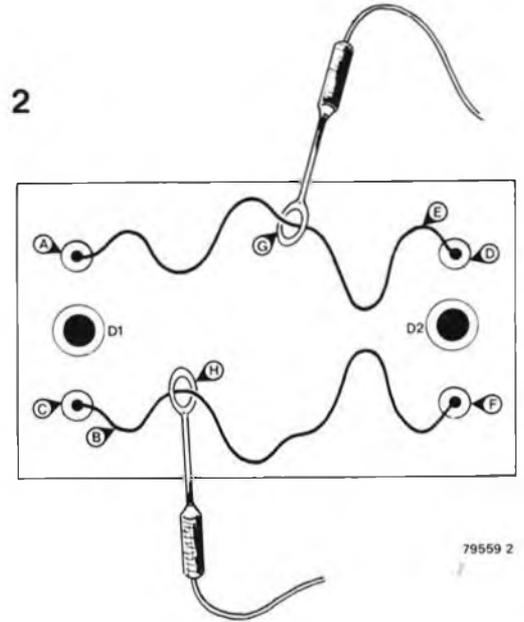
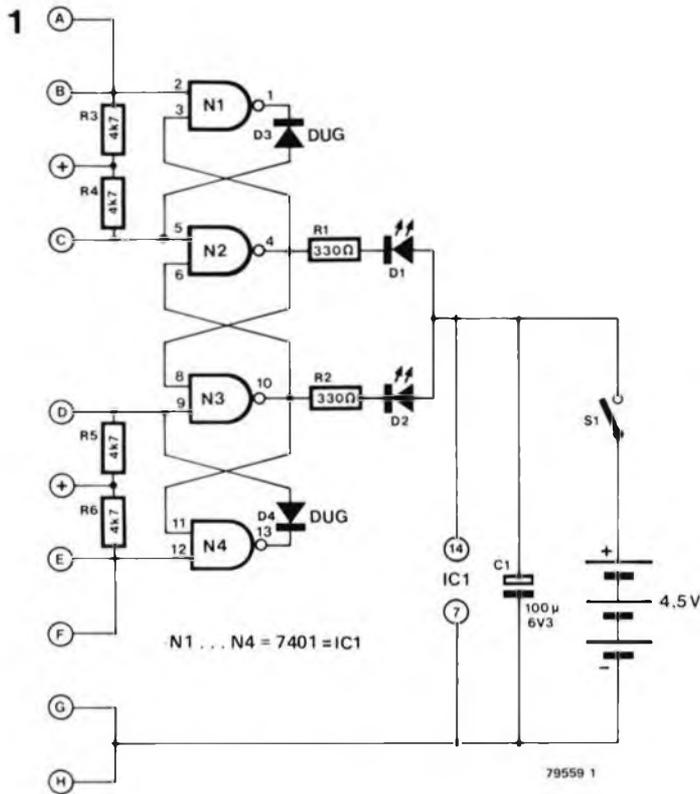
72 les nerfs d'acier

Derrière ce titre se cache un jeu d'adresse bien connu, dans lequel deux joueurs tentent chacun de faire passer un anneau le long d'un fil sans le toucher. Le premier joueur qui atteint l'extrémité du fil a gagné. Mais s'il arrive que l'anneau d'un joueur touche le fil, une LED s'allume indiquant qu'il doit retourner au

départ et recommencer. Le circuit contient un raffinement supplémentaire: si, pendant que la LED de "retour-au-départ" de l'un des joueurs est allumée, l'autre joueur touche son propre fil, il n'encourt aucune pénalité (c'est-à-dire que sa propre LED ne s'allume pas), ce qui lui permet d'aller plus vite. Toutefois,

le second joueur doit être prudent car à partir du moment où le premier joueur atteint de nouveau le point de départ, sa LED s'éteint, et simultanément celle du second joueur est rétablie dans ses fonctions.

Le circuit lui-même est très simple; il est basé sur le fonctionnement de deux bascules formées par N1... N4.



Au début du jeu, une fois que les anneaux des deux joueurs ont touché les électrodes de départ, les sorties de N2 et de N3 sont hautes (et les LEDs D1 et D2 sont éteintes), tandis que celles de N1 et de N4 sont basses. Les entrées libres de N2 et de N3 sont également basses, c'est-à-dire que leur potentiel est juste au-dessus de la chute de tension directe d'une diode au germanium (environ 0,2 V). Supposons maintenant que le joueur 1 touche son fil. L'entrée de N1 devient momentanément basse, ce

qui rend la sortie de N1 haute et la sortie de N2 basse. La LED "retour au départ" du joueur 1 s'allume donc, tandis que les sorties de N3 et de N4 restent inchangées. Maintenant, que se passe-t-il si le joueur 2 touche son fil (alors que D1 est toujours allumé)? L'entrée de N4 devient momentanément basse, ce qui rend haute l'entrée libre de N3. Comme l'autre entrée de N3 est basse, la sortie de N3 va rester haute, de sorte que la LED D2 ne pourra pas s'allumer. Cette situation ne

changera que lorsque le premier joueur aura retouché l'électrode de départ, ce qui rend de nouveau haute la sortie de N2. La figure 2 représente une disposition possible de ce jeu. On pourra se servir de fil de cuivre ordinaire assez rigide, et naturellement on peut faire varier le "facteur de difficulté" avec la forme donnée aux courbes du fil, et avec le diamètre des anneaux.

R.J. Horst (Pays Bas)

indicateur de vitesse pour vélo 73

Des circuits de tachymètres pour vélo ont déjà été maintes fois décrits (Elektor en a publié un dans son n° 4 de novembre-décembre 1978), l'originalité de celui-ci résidant dans l'affichage digital. On réalise la prise de la vitesse au moyen d'aimants, fixé sur les rayons ou la jante, qui actionnent une paire de contacts reed. Le principe de fonctionnement est illustré par le dessin de la figure 1, qui montre les contact reed fixés sur la fourche de la bicyclette. Le principal avantage d'un affichage digital sur un indicateur à aiguille est la robustesse, dans un contexte où la génération montante ne manque pas de créer un environnement très rude. La consommation en courant est

1

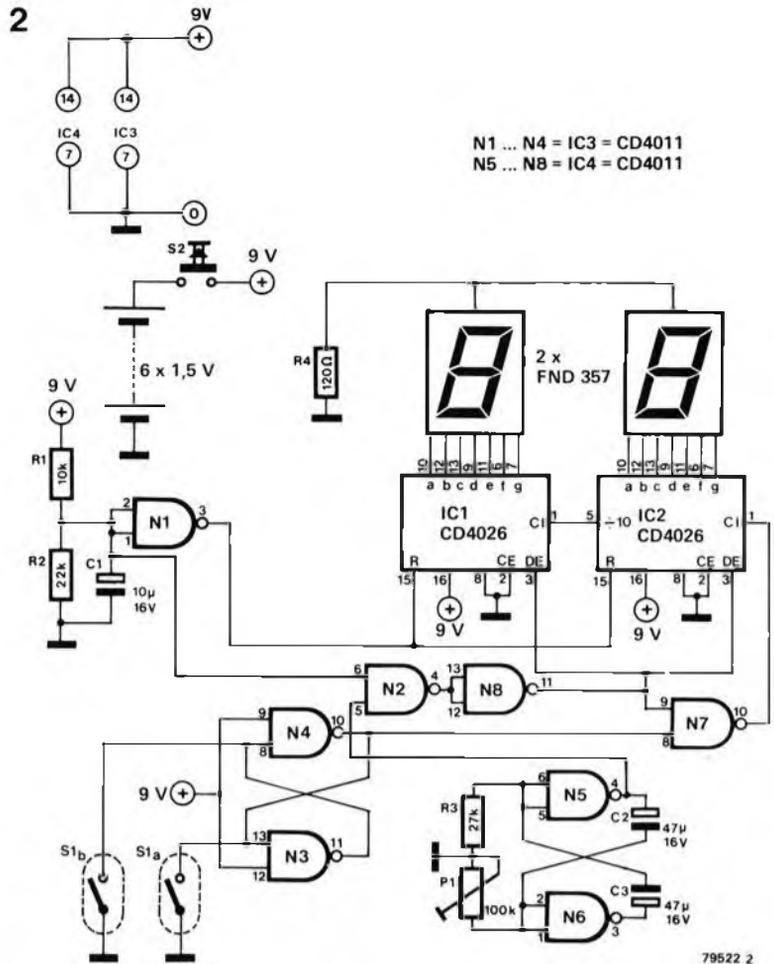


réduite au minimum en n'alimentant le circuit que quand on veut faire une lecture. La position idéale de l'interrupteur général S2 est sur le guidon (ce peut être par exemple un bouton d'avertisseur sonore de cyclomoteur).

Le schéma du tachymètre digital est représenté figure 2. Son principe n'est pas compliqué: les impulsions en provenance des contacts reed sont envoyées sur un compteur (IC1 et IC2) pendant une durée prédéterminée. Le compteur est ensuite bloqué et son contenu est décodé et affiché. Le décodage et l'affichage sont effectués par le compteur lui-même. N3 et N4 servent à éliminer les rebondissements des contacts reed S1a et S1b, et les impulsions à compter sont envoyées sur IC1 et IC2 par l'intermédiaire de N7.

La durée du comptage est déterminée par le circuit construit autour de N5 et N6, et on peut la régler au moyen de P1. On peut ainsi calibrer le compteur de vitesse. La durée de charge du condensateur C1 est telle que les compteurs d'impulsions sont remis à zéro par N1 avant qu'un nouveau cycle de comptage ne commence. La porte N2 empêche qu'un cycle de comptage ne commence tant que la remise à zéro n'est pas effective.

Du fait de la forte consommation en courant de l'affichage à diodes électroluminescentes, il est impensable d'avoir un affichage permanent. On a de ce fait choisi un affichage "à bouton poussoir", c'est à dire qu'à chaque fois qu'on appuie sur S2 on provoque l'affichage de la vitesse du vélo à cet instant. Cette disposition signifie aussi qu'on peut se dispenser



des composants qui seraient nécessaires pour assurer la remise à zéro automatique du compteur après chaque comptage.

On peut utiliser en principe n'importe quel nombre d'aimants, mais, pour éviter les durées de comptage trop longues, il est recommandé d'en

mettre au moins trois. Le circuit devra être étalonné (en ajustant P1, qui détermine la durée du comptage) par comparaison avec un tachymètre existant.

P. de Jong

(Pays Bas)

74 antitracts automatique pour pare - brise

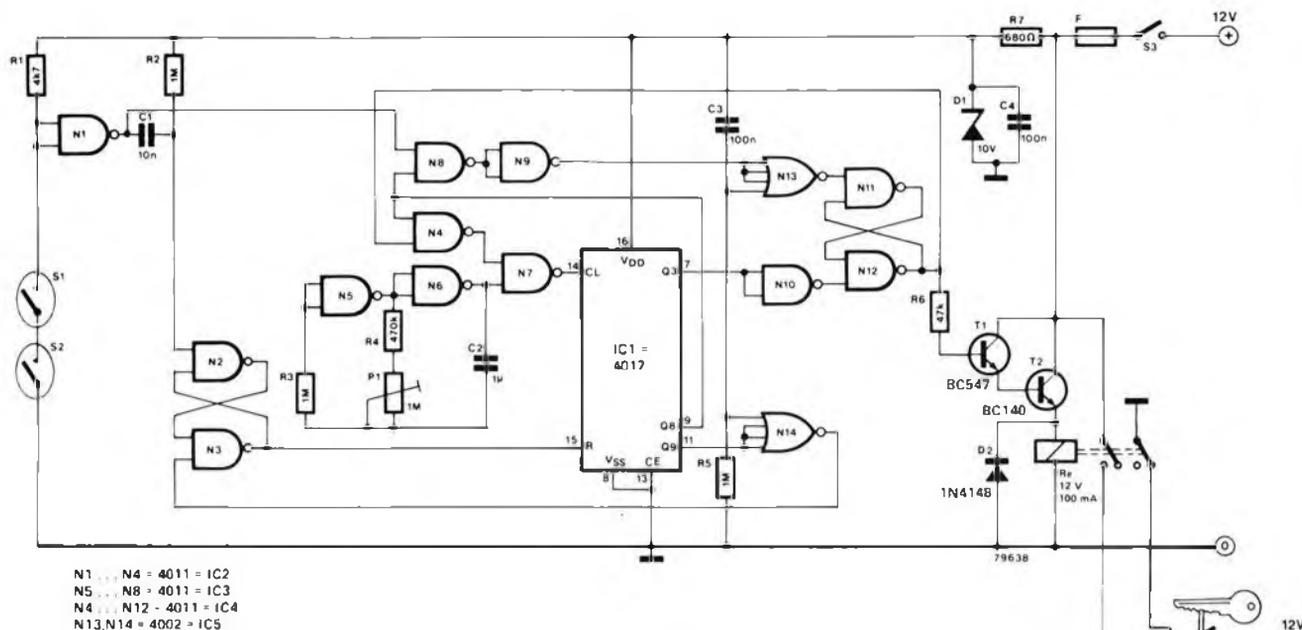
Le concepteur de ce circuit a en maintes occasions été enquiné par les divers prospectus, tracts et papiers divers déposés sous l'essuie-glace de sa voiture laissée en stationnement, et il a trouvé un remède radical, qui empêche automatiquement toute tentative de dépôt sous l'essuie-glace. Cet ingénieux système a malheureusement un léger défaut (à moins peut-être que cet aspect de l'utilisation n'augmente son attractivité pour certains de nos lecteurs), c'est qu'il ne fait pas la distinction entre un poseur de tracts et une contractuelle (ou un agent de police), et celle-ci n'appréciera sûrement pas de voir le papillon qu'elle essaie de placer être systématiquement repoussé du parebrise.

Le circuit détecte toute tentative d'éloigner l'essuie-glace du parebrise et réagit en mettant en route le moteur de l'essuie-glace. Ceci a pour résultat de balayer le papier indésirable et de l'éjecter. Pour détecter le soulèvement des essuie-glace, deux contacts reed sont montés sur la face interne du parebrise, à l'endroit où les balais s'arrêtent. Un petit aimant attaché à chaque balai maintient les contacts fermés dans les conditions normales. Mais dès que l'un des balais est écarté du parebrise, le contact correspondant s'ouvre, et la bascule constituée de N2 et N3 libère la decade de comptage IC1. Celle-ci commence à compter les impulsions produites par l'oscillateur d'horloge (N5, N6); à la troisième impulsion, la

sortie Q3 passe à l'état haut, et la deuxième bascule, constituée de N11 et N12, rend T1 et T2 passants. Ceci excite le relais Re qui met en route les essuie-glace.

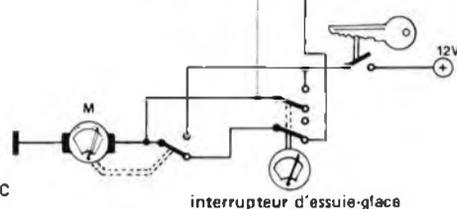
Après cinq autres impulsions d'horloge, la sortie Q8 de IC1, passant à l'état haut, bloque le signal d'horloge par l'intermédiaire de N4 et N7. Les portes N8, N9 et N13 provoquent la désexcitation du relais (par blocage de T1 et T2) dès que les deux interrupteurs reed sont fermés. IC1 recommence à compter, et, à l'impulsion d'horloge suivante, la sortie Q9 passe à l'état haut, ce qui provoque la remise à zéro du compteur par la bascule (N2, N3).

C3 et R5 assurent automatiquement la remise à zéro des deux bascules



dès que le circuit est alimenté. Grâce à P1 on peut régler à volonté la durée de fonctionnement des essuie-glace. On utilise le contact normalement fermé du relais pour éviter les risques qui pourraient survenir au cas où l'essuie-glace serait mis en route alors que le circuit est en fonctionnement.

On ne peut utiliser ce circuit qu'avec les moteurs d'essuie-glace qui comportent un interrupteur interne (câblé en parallèle sur l'interrupteur manuel) qui s'ouvre au bon moment pour que le balai ait son point de repos en bout de course. Ce sont heureusement les plus répandus. On



peut même, pour décourager le plus obstiné des poseurs de tracts, pousser le vice jusqu'à utiliser ce circuit pour actionner aussi le lave-glace!

E. Stamberger (Autriche)

appareil de mesure du niveau du bruit

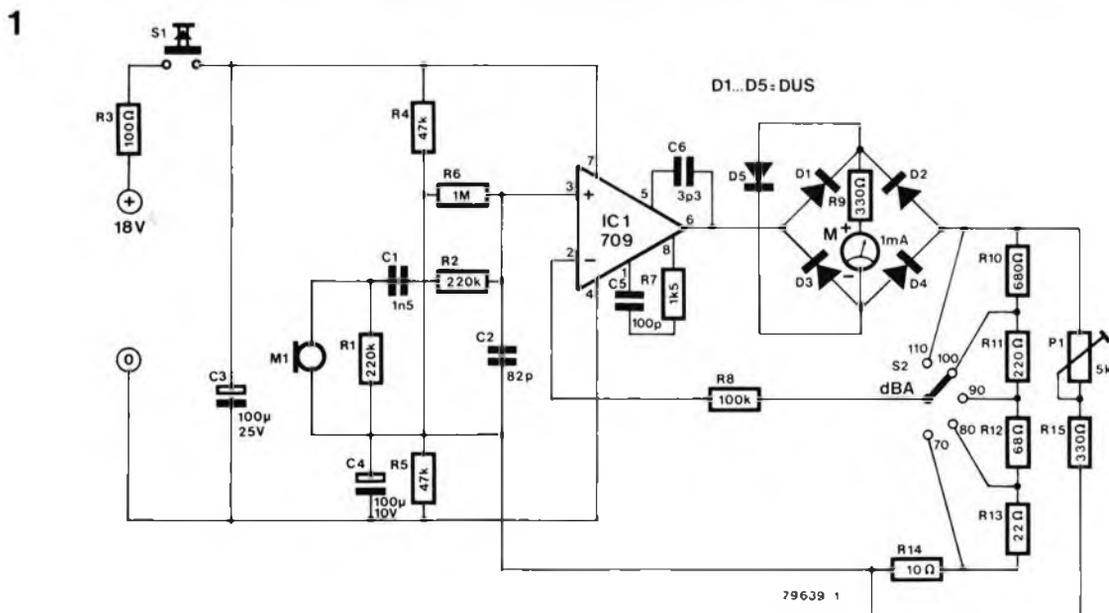
75

Il existe de nos jours de nombreuses applications potentielles qui justifient l'utilisation d'un appareil de mesure du niveau de bruit — par exemple, la surveillance du niveau sonore dans les bals, les discothèques, etc. L'appareil

décrit ci-dessous a été conçu à l'origine pour mesurer le niveau du bruit engendré par des moteurs de modèles réduits. Il possède cinq gammes commutables entre 70 dB et 120 dB, par sous-gammes de 10 dB,

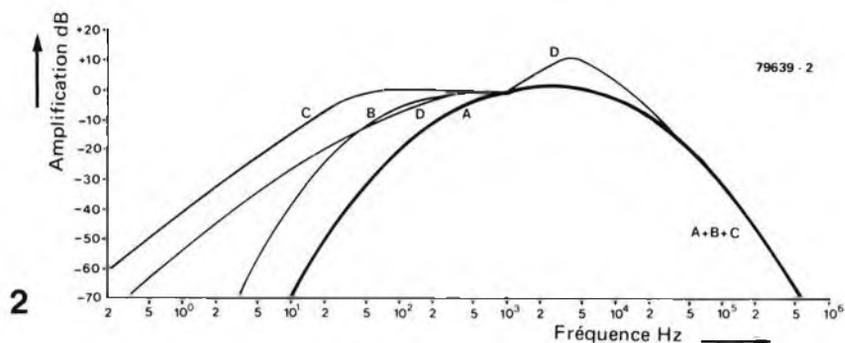
et sa résolution est de 1/2 dB. La précision du prototype était de ± 1 dB.

La figure 1 donne le schéma de l'appareil de mesure du niveau de bruit. Le signal sonore est capté par



le microphone M1, et filtré par le réseau C1, C2, R1 et R2. Ces composants, ainsi que la capacité du microphone et l'impédance d'entrée de l'amplificateur, permettent de corriger la réponse en fréquence du système pour la rendre conforme à la courbe de pondération "A", au standard international, représentée sur la figure 2. Ce signal "pondéré" est alors appliqué à l'amplificateur opérationnel A1, dont on peut modifier le gain par S2 pour obtenir cinq gammes de bruit.

La sortie alternative de l'ampli-op est alors redressée par les diodes D1...D4 puis appliquée au galvanomètre à travers la résistance R9. Comme ce redresseur est inclus dans la boucle de contre-réaction, la lecture du galvanomètre reste linéaire sur toute l'échelle. La diode D5 sert à limiter le courant qui traverse le gal-



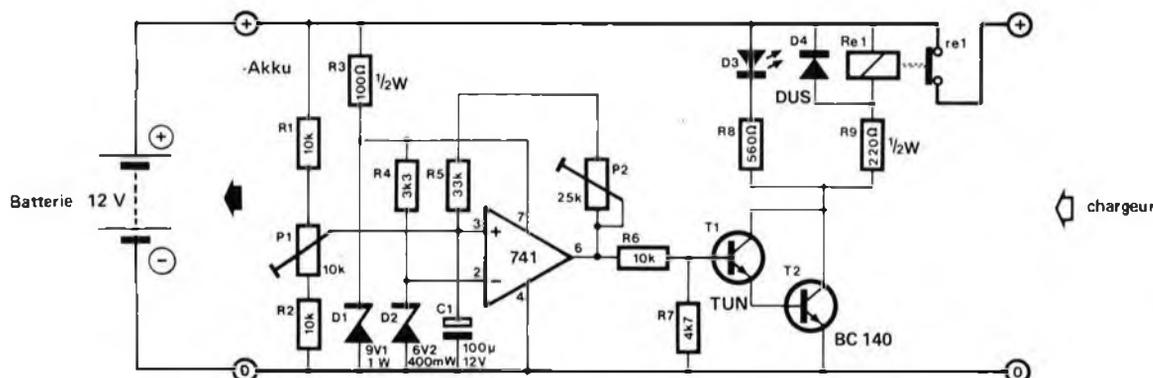
vanomètre à une valeur raisonnable, réduisant ainsi le risque de destruction si l'on venait à mesurer un bruit "fort" sur un calibre "faible". Les composants C5, C6 et R7 assurent la compensation en fréquence, évitant ainsi toute instabilité.

En fonctionnement normal, le circuit ne consomme que 2 mA environ, de sorte que l'on pourra l'alimenter par

deux piles de 9 V ordinaires. L'interrupteur à bouton poussoir S1 évite de laisser par inadvertance le circuit sous tension. Le galvanomètre devra être calibré en dB, et sa déviation pleine échelle sera de +10 (échelle logarithmique normale).

P. Barnes (Grande Bretagne)

76 chargeur d'accu automatique



Les chargeurs d'accumulateurs automatiques ne sont pas particulièrement bon marché, mais la protection qu'ils apportent contre la surcharge et l'endommagement possible des accumulateurs est hautement souhaitable. Le circuit décrit ici se présente comme une deuxième voie, moins chère que les chargeurs totalement automatiques qu'on trouve dans le commerce. Son principe est de partir d'un chargeur d'accus simple et de lui adjoindre une unité qui surveillera automatiquement l'état de l'accu et coupera le courant de charge au moment voulu, c'est à dire quand la batterie sera complètement chargée.

Le circuit est constitué fondamentalement d'un comparateur qui contrôle la tension de la batterie par rapport à une référence préalablement fixée. Si la tension aux bornes de la batterie dépasse une valeur maximale prédéterminée, on excite un relais qui coupe le courant de charge. Si la tension aux bornes de la batterie tombe au-dessous du seuil inférieur,

on cesse d'exciter le relais, ce qui rétablit le courant de charge.

Le comparateur est construit sur un ampli op 741. La tension d'alimentation de l'ampli op est stabilisée par R3 et D1, et n'est ainsi pas affectée par les variations de la tension aux bornes de la batterie. La tension de référence, qui est appliquée à l'entrée inverseuse de l'ampli op, vient, par R4 et D2, de cette alimentation stabilisée. Le 741 compare cette tension de référence à une partie de la tension aux bornes de la batterie définie par le pont diviseur (R1, P1, R2). Quand la tension aux bornes de la batterie s'élève, la tension (déterminée par le réglage de P1) appliquée à l'entrée non inverseuse de l'ampli op peut éventuellement dépasser celle qui est appliquée à l'entrée inverseuse, ce qui fait croître rapidement la tension de sortie de l'ampli op. Ceci rend T1 et T2 passants, et le relais (normalement fermé) est excité, ce qui interrompt le courant de charge de la batterie. La diode

électroluminescente D3 s'allume simultanément, indiquant que la batterie est complètement chargée.

On empêche que la batterie soit à nouveau connectée sur le chargeur à la moindre baisse de la tension à ses bornes en réinjectant sur l'entrée non inverseuse de l'ampli op, par P2 et R5, une partie de sa tension de sortie. De cette façon l'ampli op fonctionne un peu comme une bascule de Schmitt dont l'hystérésis, c'est à dire la tension de la batterie pour laquelle la sortie de l'ampli op est à nouveau basse, est déterminé par P2.

Une bonne façon de calibrer le circuit est d'utiliser une alimentation stabilisée réglable pour simuler la batterie. On y affiche 14,5 volts et on ajuste P1 pour que le relais soit juste excité (contact ouvert). On réduit ensuite la tension de la "batterie" à 12,4 V et on ajuste P2 pour que le relais se désexcite. Il faudra répéter plusieurs fois cette procédure.

H. Heere

(Pays Bas)

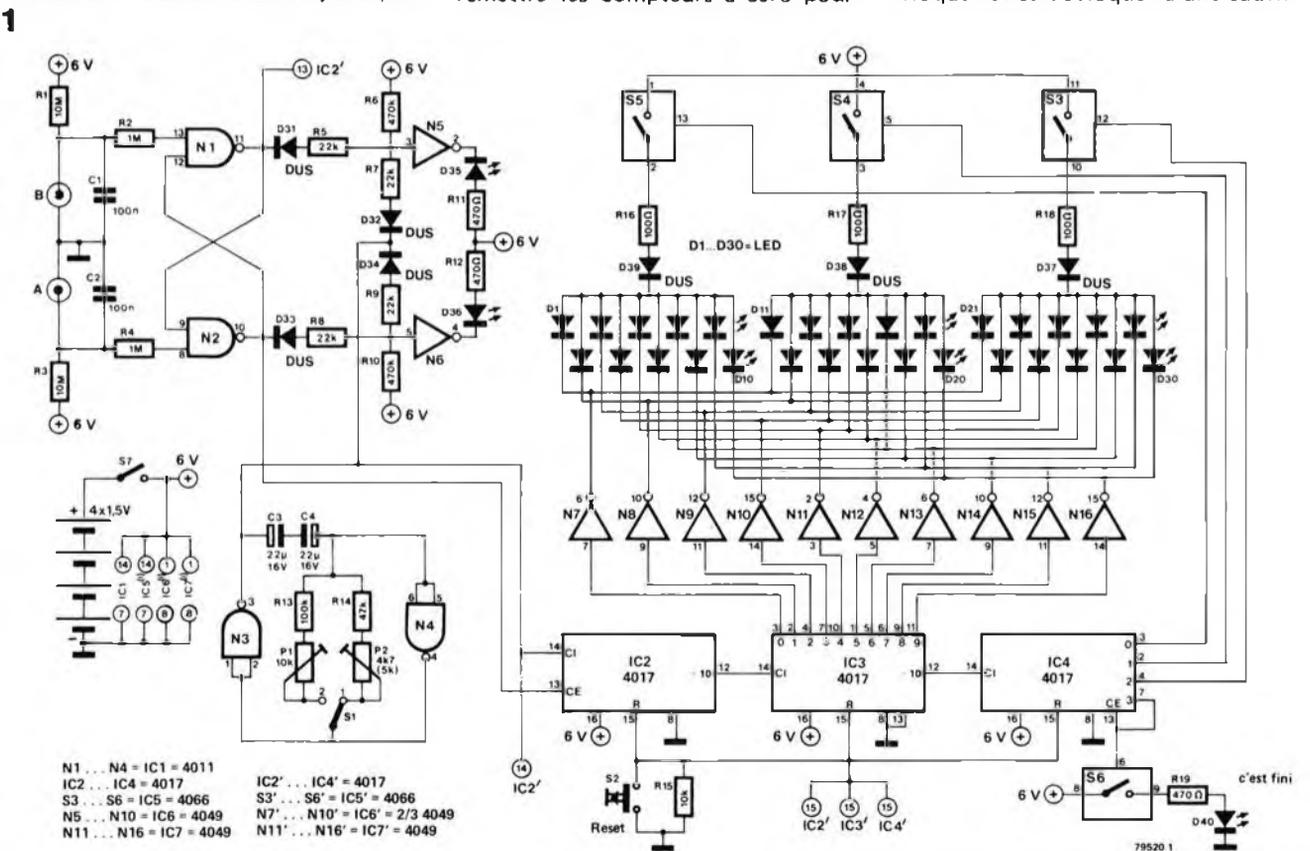
horloge 5 minutes pour joueurs d'échecs



Dans les parties d'échecs minutées, où chaque joueur ne dispose que de 5 ou 10 minutes pour effectuer tous ses mouvements, les horloges mécaniques laissent quelque chose à désirer en termes de précision, en particulier lorsqu'il ne reste plus aux deux joueurs que 30 ou 40 secondes. L'auteur du circuit décrit ci-dessous propose une solution à ce problème en se servant de LEDs pour présenter un affichage sans équivoque qui décompte le temps qui reste par multiples de 10 secondes. L'horloge utilise deux compteurs, l'un pour le joueur A et l'autre pour le joueur B. En touchant un jeu de contacts à touches sensibles, chaque

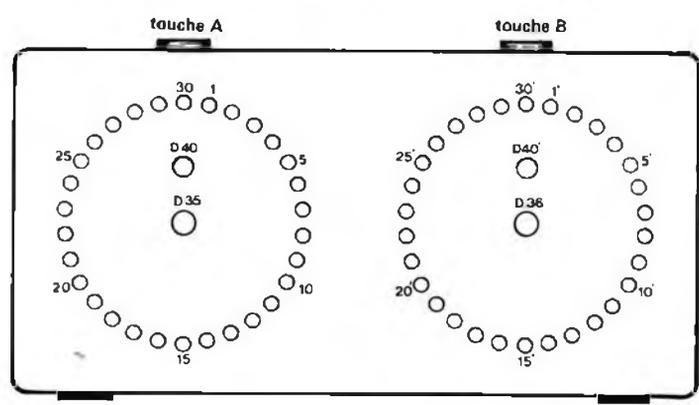
joueur peut arrêter son propre compteur et faire partir celui de son adversaire. L'état de chaque compteur est affiché sur un cercle de 30 LEDs (voir figure 2). Pour une partie en 5 minutes, on place S1 sur la position 2, auquel cas chaque LED s'allume à tour de rôle toutes les (300 secondes/30 =) 10 secondes. Si l'on place S1 sur la position 1, la limite de temps est portée à 10 minutes par joueur, c'est-à-dire que chaque LED s'allume toutes les 20 secondes. Si un joueur dépasse sa limite de temps, alors le LED D37 (A) ou le LED D37' (B) s'allume. On peut remettre les compteurs à zéro pour

commencer une nouvelle partie en pressant S2. Les LEDs D35 et D36 donnent une indication visuelle du joueur dont c'est le tour de jouer. Supposons que le joueur B vienne juste d'effectuer un mouvement sur l'échiquier; il presse la touche sensitive A, ce qui porte au potentiel bas la sortie de N1 (qui constitue avec N2 une bascule bistable du type set/reset), et le compteur A (IC2, IC3, IC4) se met alors à compter les impulsions d'horloge engendrées par N3 et N4; le compteur B est inhibé jusqu'à ce que l'on touche la touche sensitive B. Comme D31 est maintenant polarisée en direct, D35 va se bloquer et se débloquer à une cadence



- N1 ... N4 = IC1 = 4011
- IC2 ... IC4 = 4017
- S3 ... S6 = IC5 = 4066
- N5 ... N10 = IC6 = 4049
- N11 ... N16 = IC7 = 4049
- IC2' ... IC4' = 4017
- S3' ... S6' = IC5' = 4066
- N7' ... N10' = IC6' = 2/3 4049
- N11' ... N16' = IC7' = 4049

2



ce égale à la fréquence de l'horloge. Comme D33 est polarisée en inverse, et comme l'entrée de N6 est au potentiel bas, D36 va s'éteindre. On peut alimenter ce circuit avec quatre piles de 1,5 V ou avec des accumulateurs au cadmium-nickel. Le courant consommé est d'environ 45 mA. On pourra calibrer P1 et P2 à l'aide d'une base de temps dont on soit sûr de la précision; chaque LED doit s'allumer pendant 10 secondes lorsque S1 est sur la position 2, et pendant 20 secondes lorsque S1 est sur la position 1.

S. Woydig (Allemagne)

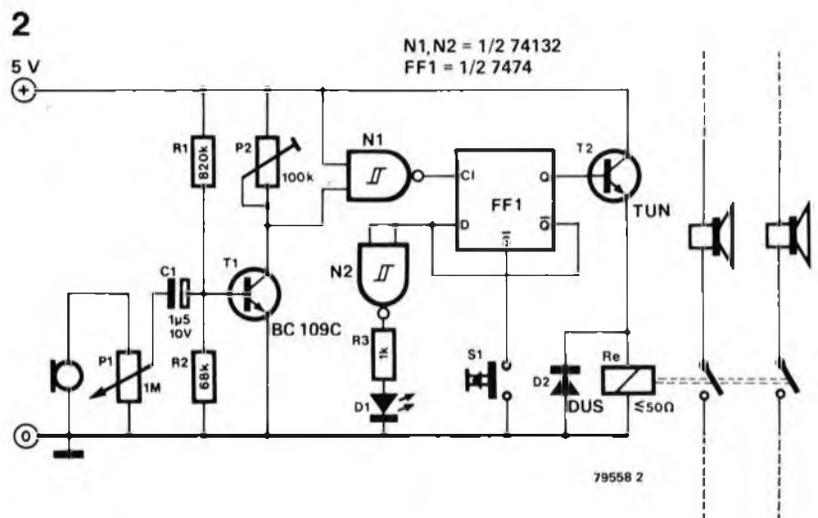
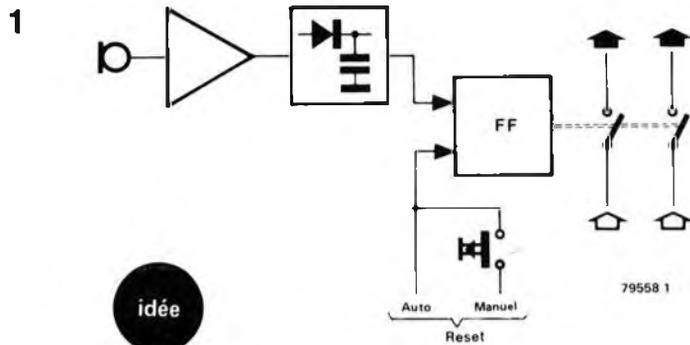
78 limiteur automatique de puissance sonore

Quand on possède une chaîne stéréo trop puissante, on court toujours le risque que les haut-parleurs ou les relations avec les voisins ne souffrent quelques dommages. Une solution évidente est de baisser le niveau sonore. Mais M. Ziemssen a trouvé une solution plus énergique: déconnecter les haut-parleurs automatiquement quand le niveau de sortie dépasse un certain seuil.

Le principe de base de ce circuit est montré sur la figure 1. Un microphone capte les sons, qui sont amplifiés et redressés, avant d'être appliqués à une bascule qui débranche les haut-parleurs, ou coupe le signal en tout autre point. Une autre impulsion est nécessaire pour remettre la bascule dans sa position d'origine quand le niveau sonore est redevenu acceptable (et pour la placer dans la bonne position à la mise sous tension).

L'auteur a présenté un circuit détaillé (voir figure 2), mais il avait le désavantage de ne pas permettre facilement un rebasculé automatique, et utilisait des circuits TTL. Cependant, l'idée de base reste parfaitement valable.

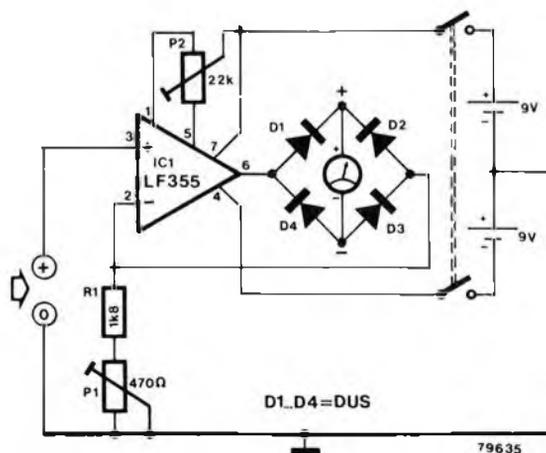
K. Ziemssen (Allemagne)



79 indicateur de sens de variation

Les avantages des multimètres numériques sont suffisamment connus pour qu'il ne soit pas nécessaire de les rappeler ici. Mais il y a des situations où il est utile de savoir si la quantité mesurée augmente ou diminue: c'est le cas quand on a affaire à des signaux qui varient, particulièrement quand ces variations sont brusques. Un ampli op monté en amplificateur alternatif pourra donner une indication du sens de variation de la grandeur mesurée.

La plupart des voltmètres numériques simples comportent un circuit LSI ayant une sensibilité de 200 mV et une impédance d'entrée extrêmement élevée. Le LF 355, utilisé en



convertisseur tension-courant présente une impédance d'entrée de $10^{12} \Omega$, et convient particulièrement bien à cet usage.

Le circuit décrit ici est conçu pour débiter $100 \mu A$ dans le cadre mobile du galva à partir d'une tension d'entrée de 200 mV. Pour d'autres valeurs de la tension d'entrée et du courant de sortie, on modifiera en conséquence la position du potentiomètre P1 et la valeur de la résistance R1.

L'ampli op requiert une alimentation symétrique comprise entre $\pm 5 V$ et

$\pm 18 V$. Compte tenu de la consommation en courant nominale (quelques milliampères), on peut utiliser sans problème deux piles de 9 V.

La procédure d'étalonnage est pratiquement évidente. L'entrée étant court-circuitée, ajuster P2 pour que l'indicateur soit à zéro. Envoyer ensuite sur l'entrée un signal de 200 mV et ajuster P1 pour avoir la lecture correspondante sur le cadran.

Si le cadran est gradué de 0 à 3 (ou 30, ou 300), en réglant P1 pour lire "2" avec une entrée de 200 mV, on

se réserve une possibilité de dépassement jusqu'à 300 mV. Dans ce cas, avec un galva de $100 \mu A$, il faut que R1 fasse 2,7 k Ω .

Le circuit fonctionne de façon similaire pour les mesures de courant et de résistance. On branche le voltmètre numérique en parallèle sur l'indicateur analogique.

H. Ehrlich (Allemagne)

générateur de fonctions digital programmable

80

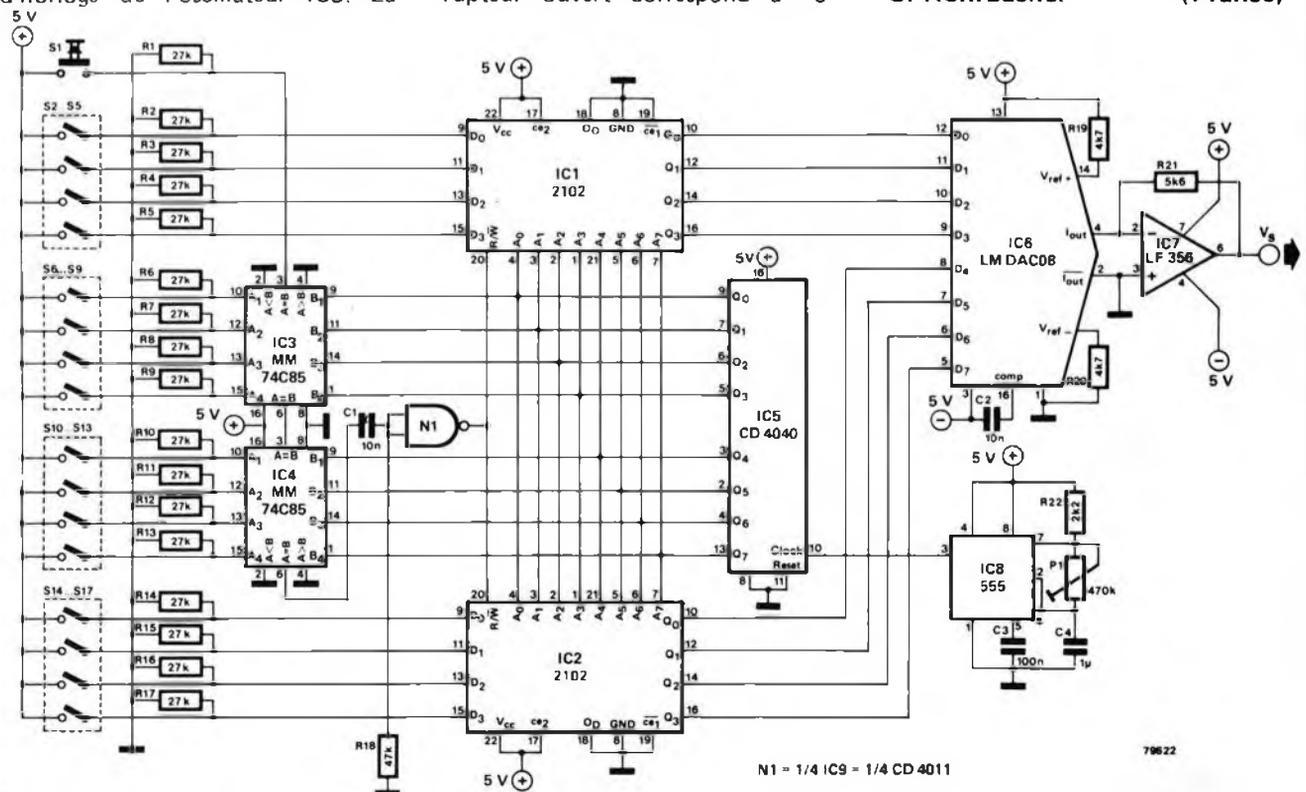
Le circuit décrit ici est destiné à délivrer des signaux périodiques préprogrammés. La forme de l'onde est mise en mémoire numériquement dans deux mémoires RAM de 256×4 bits, connectées en parallèle de façon à constituer une mémoire unique de 256×8 bits. Le signal de sortie est obtenu en balayant cycliquement les 256 mémoires pour en lire le contenu. Cette première phase du processus donne un signal digital qui est envoyé sur un convertisseur digital-analogique qui attaque finalement un filtre passe bas (non représenté sur le schéma) destiné à éliminer les composantes à la fréquence de l'horloge. Le bus d'adresse est attaqué par un compteur binaire à huit bits qui reçoit le signal d'horloge de l'oscillateur IC8. La

fréquence du signal de sortie est le douzième de celle de l'horloge.

On programme le circuit comme suit: on divise la période de l'onde désirée en 256 parties, chacune de ces parties ayant une adresse, allant de 00000000 à 11111111. L'amplitude crête à crête de l'onde est aussi divisée en 256 niveaux, qui sont quantifiés digitalement (00000000 pour le plus négatif et 11111111 pour le plus positif). On obtient ainsi une liste d'adresses, avec les données correspondantes, qui seront mises dans la mémoire RAM. Pour ce faire, on compose ces adresses et données au moyen des interrupteurs DIL S6 à S13 (adresses) et S2 à S5 et S14 à S17 (données), sachant qu'un interrupteur ouvert correspond à "0"

logique. Pour chaque couple (adresse, donnée), on appuie pendant un court instant sur l'interrupteur à poussoir S1, ce qui fait fonctionner les comparateurs digitaux IC3 et IC4. Dès que l'adresse générée par IC8 et IC5 correspond à celle qui est composée sur S6 à S13, la sortie (broche 6) de IC4 passe à l'état haut. Le monostable constitué de C1, R18 et N1 produit une brève impulsion qui est appliquée aux entrées écriture-lecture de IC1 et IC2; les données composées sur les interrupteurs sont ainsi transférées dans les mémoires. La procédure ci-dessus doit être répétée pour chacune des 255 autres adresses mémoire.

C. Rohrbacher (France)



N1 = 1/4 IC9 = 1/4 CD 4011

81 pseudo PROM

Lors de l'élaboration de programmes pour microordinateurs, une unique petite erreur peut avoir des conséquences désastreuses. Il est en particulier très désagréable de réécrire par inadvertance sur une section de programme qui était correcte et que l'on pensait avoir rangée soigneusement dans une autre partie de la RAM. Le circuit simple décrit ici propose une solution élégante à ce problème, c'est un commutateur Read Only (lecture seule) pour RAM. A l'aide de cet interrupteur le signal Write (écriture) est inhibé et la seule opération possible sera de sortir des données de la RAM.

Avec le circuit de la figure 1, il est

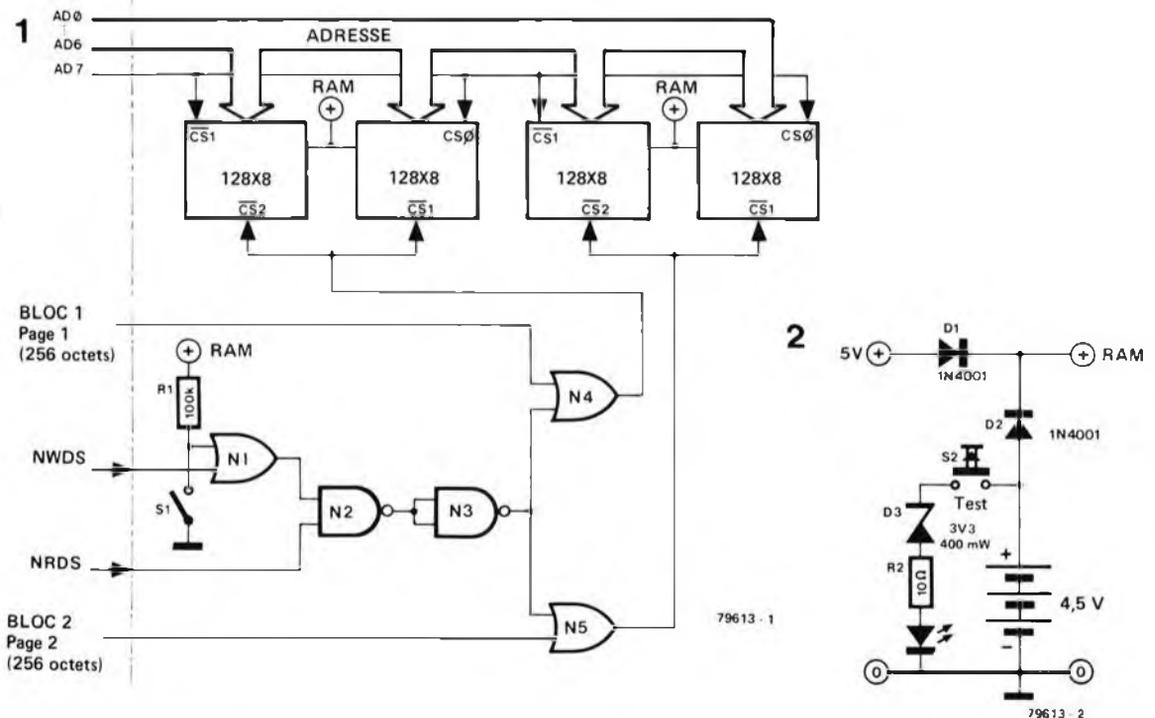
possible de protéger à l'aide du commutateur Read Only le contenu de quatre RAMs de 128 x 8 bits, c'est-à-dire deux blocs de 1/4 k. Bien sûr le circuit pourra être étendu pour couvrir de plus grandes zones mémoire.

De plus si on utilise des RAMs CMOS, une possibilité intéressante sera de fournir une alimentation de maintien par piles. Comme la consommation des mémoires CMOS est très faible, une pile de 4,5 V normale sera capable d'alimenter le circuit pendant plusieurs jours. Un circuit tampon pour la pile est montré en figure 2, L'état de la pile peut être contrôlé au moyen du poussoir S2, en dessous de 3,9 V la LED est com-

plètement éteinte. En réalité les circuits intégrés CMOS se satisfont de tensions d'alimentation pouvant atteindre 3 V, ainsi une baisse progressive de la tension de la pile n'entraînera aucun problème.

Ce circuit permet d'éliminer le risque d'altérer accidentellement le contenu d'une section de RAM mais il pourra également être utilisé pour garder un programme ou une section de programme pendant plusieurs heures sans avoir à utiliser une routine d'entrée sur cassette.

J.F. Courteheuse et A. Monnier
(France)



82 billes de Newton en mouvement perpétuel

Vous avez sans doute déjà vu l'un de ces ornements ou jeux consistant généralement en une rangée de cinq billes d'acier suspendues à l'aide de deux fils (voir figure 1). Quand on écarte l'une des billes situées aux extrémités de la rangée et qu'on la relâche, elle cogne contre la bille suivante, l'énergie du choc est transmise aux autres billes et c'est la bille de l'extrémité opposée qui oscille.

Elle retombe alors, l'énergie est transmise par la rangée, la première bille s'écarte de nouveau, et ainsi de suite. Les pertes d'énergie dans le système sont assez importantes et après quelques oscillations le système revient au repos. Le but du circuit décrit ici est de compenser les pertes d'énergie naturelles du système afin qu'il continue à osciller indéfiniment (c'est à dire jusqu'à ce que le circuit

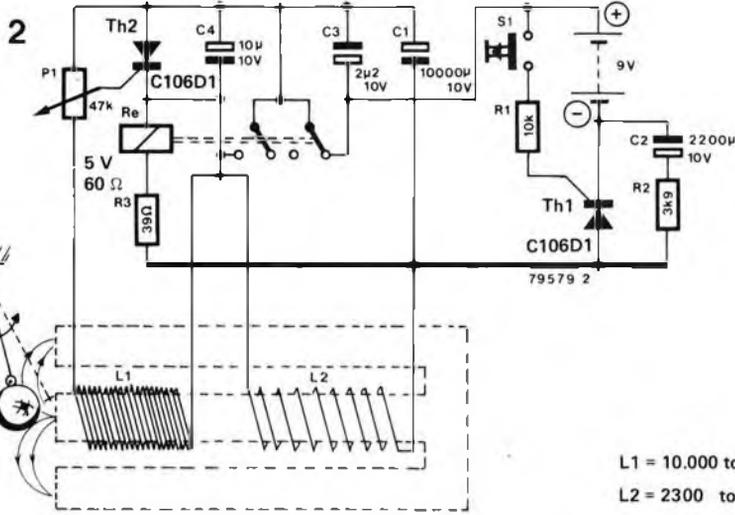
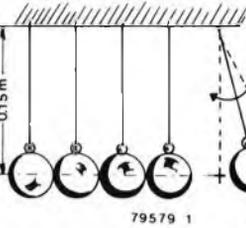
soit déconnecté ou que les piles soient mortes!)

Si pour l'instant on ignore les pertes d'énergie, la fréquence d'oscillation du système sera:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{l/g}}$$

idée

1



L1 = 10.000 tours Ø 0,1 mm Cu (=1 kΩ)
L2 = 2300 tours Ø 0,4 mm Cu (=25 Ω)

où l est la distance entre les billes et le plan de sustentation et g la pesanteur (9,81 m/s²). Ainsi avec une distance de 15 cm, la fréquence fondamentale du système sera d'environ 1,3 Hz. Afin de compenser les pertes d'énergie, l'auteur a conçu un système de champ magnétique montré en figure 2 qui permet, en conjonction avec le circuit électronique, d'appliquer une force magnétique à l'une des billes des extrémités de la rangée. Si ce circuit est alimenté par six piles plates miniatures de 1,5 V, le train de billes pourra osciller pendant environ cinq jours.

Pour démarrer le fonctionnement du circuit, le poussoir S1 est appuyé immédiatement avant ou après que la bille de l'extrémité ait été mise en mouvement, ce qui déclenche le thyristor Th1 via la résistance R1. Le condensateur C1 se charge alors, ainsi que C2. Dès qu'une bille entre dans

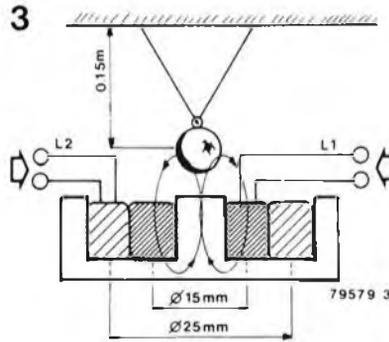
le champ de l'aimant permanent, une tension est induite dans le bobinage L1, ce qui déclenche le thyristor Th2; le point de déclenchement du thyristor est déterminé par P1. Le relais branché sur la cathode de Th2 colle et un courant passe au travers de L2 ce qui entraîne un champ magnétique supplémentaire qui

repousse la bille. Dès que la bille quitte le champ magnétique, la tension induite sur L1 s'annule et Th2 se bloque. Le processus se répète de lui-même à la fréquence naturelle du système.

Si la bille est immobilisée, il n'y a plus de courant de charge se dirigeant vers C1, ce qui entraîne que C2 se décharge. Si le courant de décharge est inférieur au courant de maintien de Th1, ce dernier se bloque et le circuit s'arrête.

La figure 3 montre une coupe de la bobine 3 et du système magnétique. Les bobinages de fil de cuivre émaillé L1 et L2 sont enroulés sur un noyau en aimant permanent et entourés par des lames de transformateur. N'importe quel type de thyristor pourra être utilisé.

3



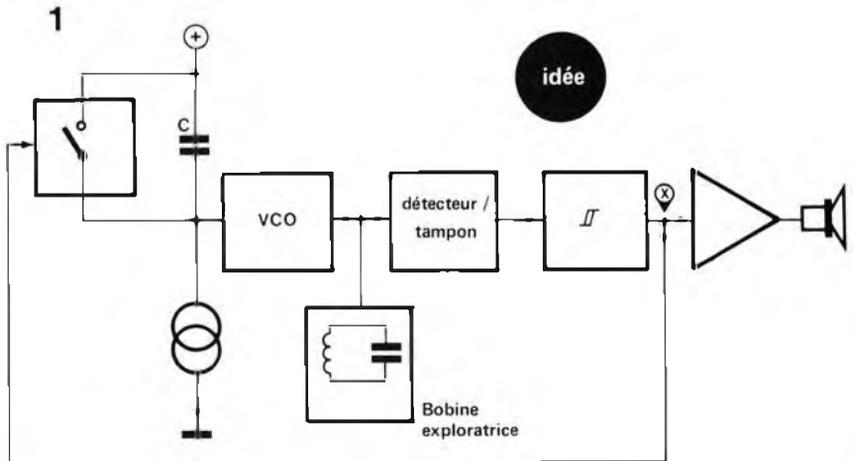
K. Bartkowiak (Allemagne)

détecteur de métaux

83

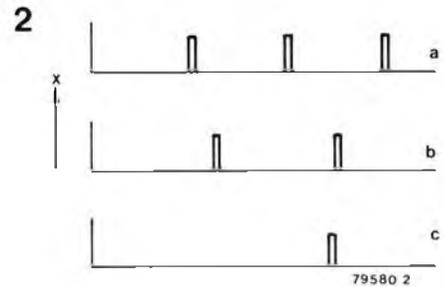
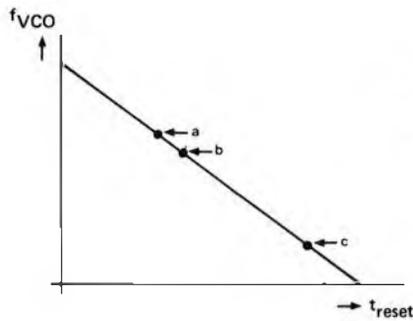
Tous les détecteurs de métaux souffrent de quelque inconvénient mais le plus grave reste la dérive de l'oscillateur. A cause de cela l'auteur a tenté une nouvelle approche, dont voici le principe de base.

Un condensateur C est chargé par une source de courant, de telle façon que la fréquence d'un VCO varie avec une tension décroissant linéairement. La bobine exploratrice (bobine d'un circuit LC accordé) est connectée à la sortie du VCO. Quand la fréquence du VCO approche la fréquence de résonance, la tension de sortie du détecteur/tampon augmente, et à la résonance elle-même, elle dépasse le seuil d'un trigger de



79580 1

idée



Schmitt. Cela ferme l'interrupteur (un thyristor par exemple) qui décharge C, et un nouveau cycle commence.

La figure 2 montre la relation entre la période du cycle et la fréquence

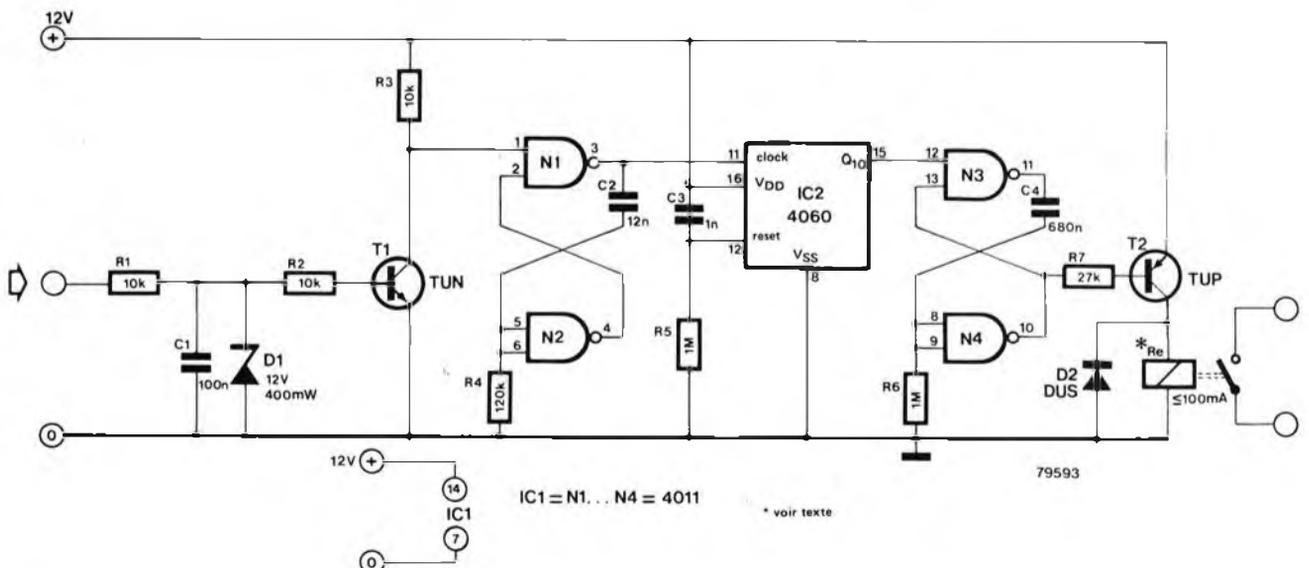
de résonance. Quand la bobine est proche d'objets métalliques, son inductance, et donc la fréquence de résonance du circuit varie.

Le signal de sortie du trigger est amplifié et appliqué à un haut-

parleur pour donner une indication audible de la détection d'un objet.

M. Kimberley-Jennings
(Grande Bretagne)

84 variateur de cadence pour essuie-glace



Dans la plupart des circuits temporisateurs pour le fonctionnement coup par coup des essuie-glace, la cadence des balayages est indépendante de la vitesse de la voiture. Pourtant, plus la voiture va vite plus il tombe d'eau sur le pare-brise, et, de ce fait, l'intervalle entre deux balayages consécutifs devrait être plus courts. Il faudrait un temporisateur variable commandé par un capteur monté sur le câble de l'indicateur de vitesse. Mais cette méthode serait plutôt compliquée. Une solution plus simple, adoptée ici, consiste à prendre le signal de commande sur le rupteur, de façon à faire varier la cadence du balayage en fonction de la vitesse de rotation du moteur.

L'entrée du circuit est reliée au rupteur; à chaque fois que les vis

platinées s'écartent l'une de l'autre, on trouve la totalité de la tension de la batterie aux bornes d'entrée, et T1 donne en sortie une courte impulsion. La suite d'impulsions ainsi obtenue est utilisée pour déclencher la monostable formé par N1 et N2. La fréquence de ce multivibrateur est ensuite divisée par 10 par le compteur IC2. La sortie du compteur attaque un deuxième monostable, (N3, N4), qui donne des impulsions d'une durée approximative de 0,5 seconde. Selon la vitesse de rotation du moteur, l'intervalle entre deux impulsions consécutives sera compris entre 10 et 40 secondes. Les impulsions rendent périodiquement le transistor T2 passant pendant un bref instant, ce qui excite le relais de l'essuie-glace, et ce dernier effectue un

balayage unique. En s'arrangeant pour commuter un condensateur d'à peu près $2,2 \mu F$ en parallèle sur C4, on peut faire faire à l'essuie-glace deux balayages à chaque fois.

La diode zener D1 a été mise dans le circuit pour le protéger contre des pointes de tension importantes qui pourraient apparaître aux bornes du rupteur, et la diode D2 protège T2 contre la force contre-électromotrice induite dans le bobinage du relais. Il est souhaitable d'utiliser un relais dont le courant de maintien ne soit pas supérieur à 100 mA; dans le cas contraire, il faudra choisir un transistor pouvant débiter un courant plus important.

D. Laues (Allemagne)

serrure à infrarouges 85

Le circuit ci-dessous est destiné à être utilisé comme serrure à infrarouges pour la porte de la maison, du garage, etc. La "clé" étant à peu près impossible à copier, cette serrure devrait constituer un bon obstacle vis à vis des visiteurs indésirables.

La figure 1 montre l'émetteur infrarouge. Un multivibrateur astable, constitué des portes NAND N1 à N3, attaque le transistor de sortie, T1, qui allume et éteint la diode émettrice infrarouge à une fréquence qu'on peut faire varier au moyen de P1.

La figure 2 montre le circuit récepteur. Les impulsions "lumineuses" reçues par le phototransistor T1 sont amplifiées par IC1 et envoyées sur un circuit LC accordé en gros sur 23 Hz. Le signal de sortie, filtré, est redressé par D1 et envoyé sur l'ampli-op IC2, monté en trigger de Schmitt. Le niveau de déclenchement est fixé par la diode zener D4 à 2,4 V. La sortie non filtrée de IC1 attaque de son côté un deuxième trigger de Schmitt, IC3. La sortie de cet ampli-op (point ①) restera haute tant que le niveau de la tension qui lui est appliquée à l'entrée restera supérieur ou égal à 2,4 V, quelle que soit la fréquence du signal reçu.

Tant que le point ① est à l'état haut, tout front ascendant sortant de IC2 (point ②) "tourne la clé" de la façon suivante: quand le point ② passe à l'état haut, la sortie de N1 passe aussi

à l'état haut, et également l'entrée du monostable MMV1. Mais, comme ce monostable est déclenché par des fronts descendants, son état ne change pas, c'est à dire que sa sortie Q reste basse. Le front ascendant du point ② est aussi envoyé sur l'entrée de déclenchement de MMV2 qui, lui, peut être déclenché par un front ascendant. Le montage Darlington (T3, T4) est ainsi rendu passant, et le relais est excité. La serrure est alors "ouverte" pendant la durée de l'impulsion créée par MMV2.

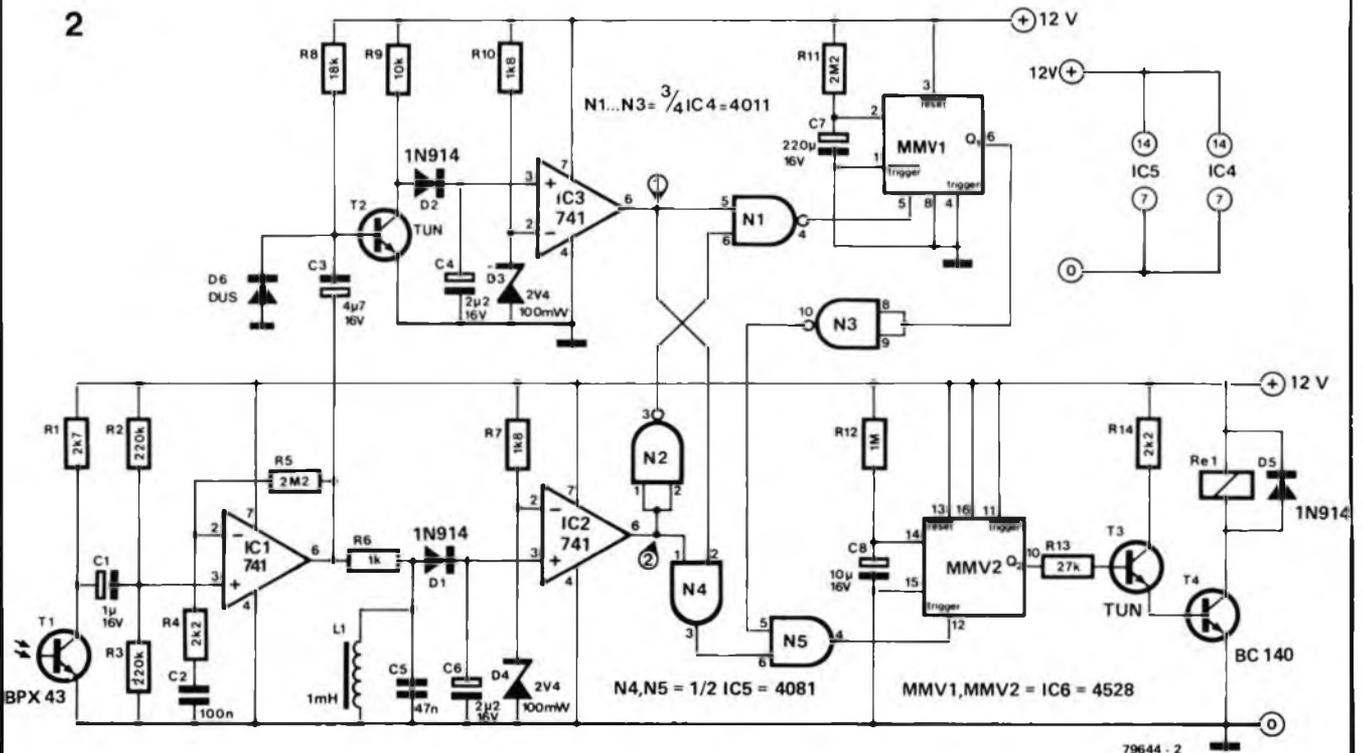
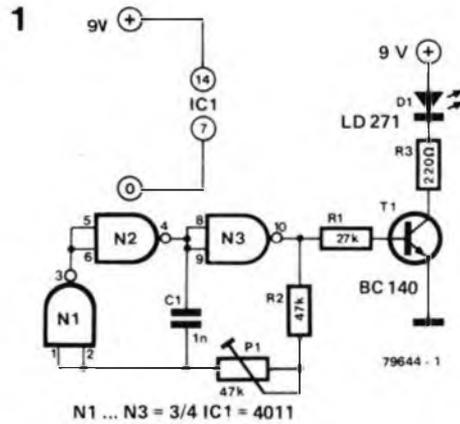
Si la fréquence de modulation du signal transmis s'éloigne de 23 Hz, seul le point ① sera à l'état haut; le point ② passe à l'état bas, et, par N1,

le front descendant déclenche MMV1. On ne peut ainsi plus déclencher MMV2 tant que dure — plusieurs minutes — l'impulsion créée par MMV1. Même si la fréquence de modulation est ramenée à sa valeur normale immédiatement, une des entrées de N5 étant maintenue basse, la serrure ne peut s'ouvrir avant la fin de ce laps de temps.

Si on utilise une bascule à la place du relais, on peut se servir du circuit pour commander, par exemple, la mise en route et l'arrêt d'un système d'alarme pour voiture.

H.J. Urban

(Allemagne)

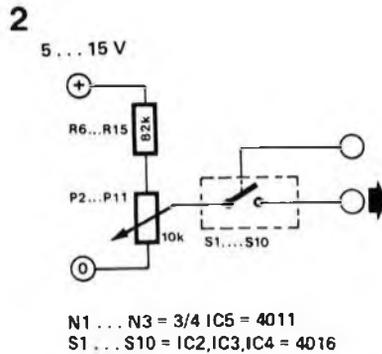
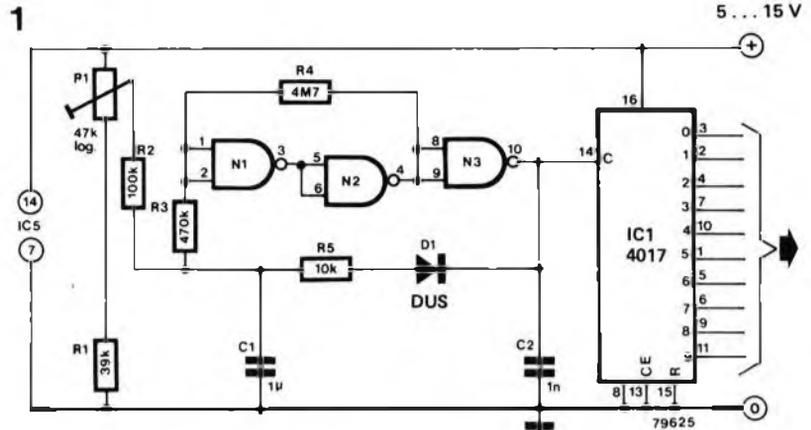


86 séquenceur

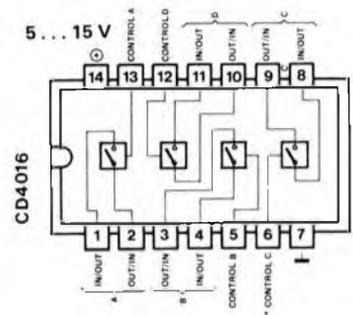
Voici un séquenceur qui se distingue par sa simplicité. Pour commander un synthétiseur, il faut deux types de signaux: une impulsion qui commande le générateur d'enveloppe (ADSR), et une tension qui commande les VCO. Ces tensions de commande des VCO sont produites ainsi: un oscillateur, formé par N1, N2 et N3, sert d'horloge à une décade de comptage (IC1). Chaque sortie de ce compteur commutue un interrupteur analogique (figure 2) dont la tension d'entrée est ajustable par un potentiomètre. Les sorties de tous ces interrupteurs sont reliées ensemble de telle façon qu'un signal composé de 10 niveaux de tension élémentaires soit obtenu à ce point. La fréquence du signal résultant est ajustée par P1.

L'impulsion de commande de l'ADSR est obtenue à partir de l'horloge, mais comme chaque synthétiseur nécessite un type particulier d'impulsion, aucun circuit n'est proposé.

Des lecteurs pourront souhaiter étendre ce circuit. Une possibilité est d'inclure un monostable (à l'entrée horloge de IC1), qui permet d'obtenir le signal de sortie pas à pas. Chaque tension présélectionnée à l'entrée de S1...S10 est alors



comparée à une tension de référence. Si un cycle plus court (moins de 10 pas) est nécessaire, la sortie correspondante de IC1 peut être



connectée à l'entrée de RAZ (broche 15).

J.C.J. Smeets

(Pays Bas)

87 multiplieur quatre quadrants

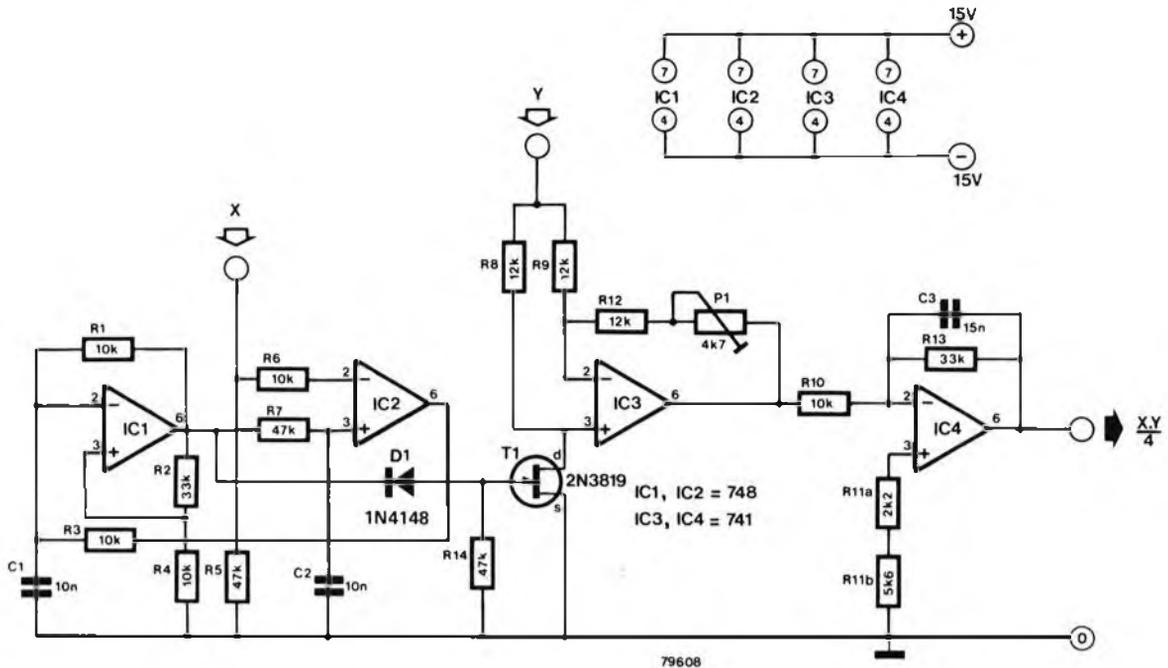
Si on multiplie X par Y, on obtient XY, ce qui est simple et évident — du moins sur le papier. Mais comment faire si X et Y sont des tensions analogiques, qui peuvent être positives ou négatives? Comment va-t-on multiplier de telles grandeurs? Ce circuit de "multiplieur quatre quadrants" — qui multiplie les deux tensions appliquées à l'entrée l'une par l'autre, et qui donne au produit la polarité correcte — montre une façon d'aborder ce problème.

Le principe du circuit consiste à générer un créneau dont le rapport cyclique soit proportionnel à l'un des signaux d'entrée et dont l'amplitude

soit proportionnelle à l'autre. La valeur moyenne du créneau, obtenue par filtrage passe-bas, est ainsi proportionnelle au produit des deux entrées.

Le générateur de créneau est constitué de IC1, R1, R4 et C1. La sortie de IC1 attaque le filtre passe-bas (R7, C2) dont la sortie est comparée à la tension d'entrée X. Le rapport cyclique du créneau est modulé par la sortie de IC2, grâce à R3 et C1, tandis que l'amplitude du signal de sortie de IC1 est maintenue constante. On utilise également la sortie de IC1 pour commander l'interrupteur à effet de champ T1. Quand

l'interrupteur est "fermé", c'est-à-dire quand T1 est conducteur, on trouve à la sortie de IC3 une tension égale à $-Y$; on voit, en effet, que quand P1 est réglé correctement, cet ampli op est simplement inverseur. Quand T1 est bloqué, c'est-à-dire quand l'interrupteur est "ouvert", IC3 est connecté en amplificateur non inverseur. Il apparaît alors à la sortie de IC3 un créneau dont l'amplitude est proportionnelle à Y, dont le rapport cyclique est proportionnel à X, et dont la valeur moyenne est proportionnelle à XY. On obtient cette dernière à la sortie du filtre passe-bas constitué par IC4,



R10, R13 et C3. La fréquence de coupure de ce filtre est d'environ 330 Hz. Ce circuit devrait multiplier sans problème tout couple de signaux analogiques dont la fréquence est d'un ordre de grandeur inférieure à

la fréquence de coupure des deux filtres passe-bas. L'auteur a utilisé ce circuit pour des mesures de corrélation sur des signaux d'électrocardiographie. P1 permet de compenser la résistance, qui n'est pas négligeable, de

T1 lorsqu'il conduit. En appliquant les signaux X = 0 (entrée à la masse) et Y = ± 6 V, on ajuste P1 pour rendre minimale la tension de sortie de IC4 (en gros ± 40 mV).

P. Creighton (Grande Bretagne)

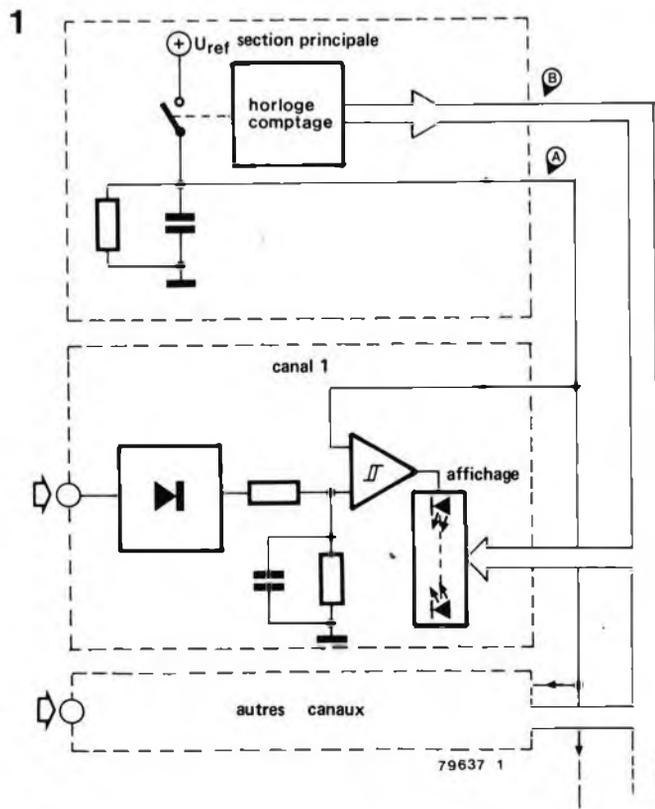
voltmètre de crête multicanal



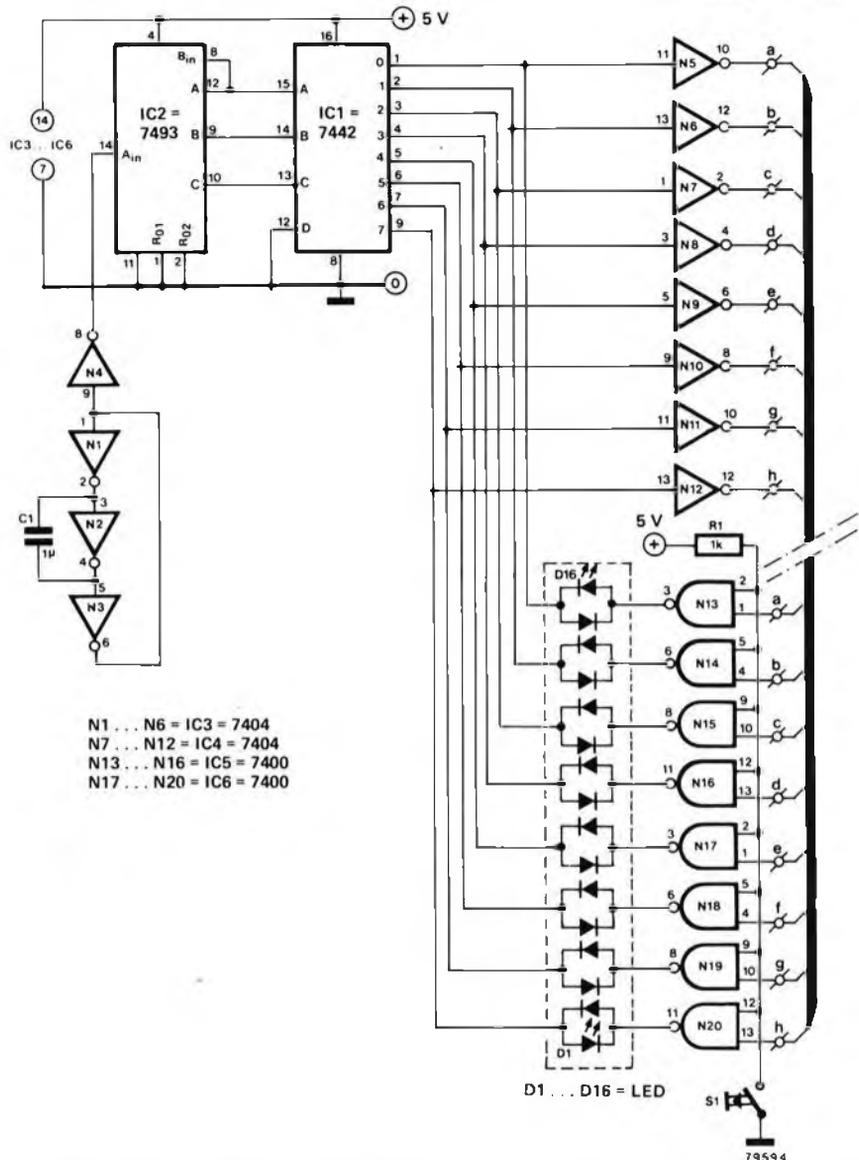
Les circuits permettant de synthétiser un voltmètre de crête B.F. à l'aide de diodes électroluminescentes ne constituent certainement pas une nouveauté, mais le montage décrit ci-dessous offre simplicité et souplesse, et il convient particulièrement bien aux équipements multicanaux.

Comme le montre le synoptique de la figure 1, le circuit se compose d'une section principale et d'un ou plusieurs canaux. La section principale engendre une référence de tension logarithmique pour le bus analogique A ainsi que la circuiterie d'horloge pour le multiplexage de l'affichage. Le circuit spécifique de chaque canal comprend un redresseur double alternance et un comparateur permettant l'affichage.

La figure 2 donne le schéma du circuit de la section principale. N1/N2 constituent un oscillateur d'horloge dont la fréquence doit être ajustée à environ 50 kHz à l'aide de P1. L'oscillateur est tamponné par N3 qui attaque un compteur-décompteur binaire IC1. La sortie du compteur binaire est décodée par IC2 pour former le bus du système digital, B. La broche 1 de IC2 commande un commutateur analogique qui laisse le



testeur de cordon multiconducteur 89



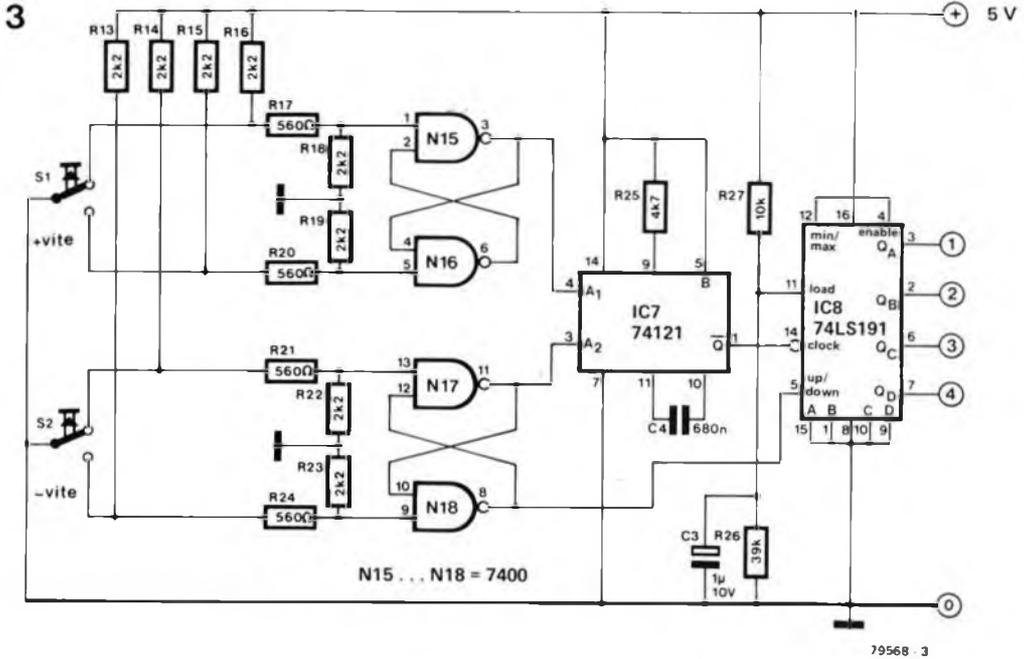
N1 ... N6 = IC3 = 7404
 N7 ... N12 = IC4 = 7404
 N13 ... N16 = IC5 = 7400
 N17 ... N20 = IC6 = 7400

Un testeur de cordon peut s'avérer d'une aide précieuse à ceux qui pratiquent les microprocesseurs ou les circuits digitaux à grande échelle. Le circuit décrit ici peut tester huit conducteurs à la fois, avec une possibilité d'extension à seize. Un générateur d'horloge (N1 à N3) attaque un compteur à 4 bits (IC2). On utilise trois des sorties de ce compteur pour attaquer un décodeur binaire-décimal (IC1). Les sorties du décodeur passent à l'état bas l'une après l'autre, y restant pendant une période de l'horloge. Ces sorties sont reliées, par les inverseurs N5 à N12, à un ensemble de bornes sur lesquelles on branche une extrémité du cordon à tester. L'autre extrémité du cordon est reliée aux entrées des portes N13 à N20. Seize diodes électroluminescentes (D1 à D16) sont reliées deux par deux en parallèle tête bêche, et chaque paire relie

la sortie d'une des portes N13 à N20 à une sortie de IC1.
 Chaque LED impaire va s'allumer à chaque fois que la sortie de sa NAND sera basse et que la sortie correspondante de IC1 sera haute (87,5% du temps). Par contre, chaque LED paire s'allumera à chaque fois que la sortie de sa NAND sera haute et que sa sortie de IC1 sera basse (12,5% du temps).
 Si un des fils est coupé, la sortie de la NAND correspondante restera basse constamment et la LED impaire associée va sembler être constamment allumée. Si le fil est intact, la LED restera constamment éteinte puisque ses deux bornes ont leurs polarités qui s'inversent simultanément.
 Ce circuit indique également les court-circuits entre fils, et ce sont cette fois-ci les LEDs paires qui entrent en jeu. En effet, sur toutes

les LEDs concernées, une seule a, à chaque fois, sa sortie de IC1 (anode de la diode) et la sortie de sa NAND basses. Les autres ont leur sortie de IC1 haute et la sortie de leur NAND (cathode de la diode) basse. Ainsi les LEDs paires des fils en court-circuit semblent constamment allumées.
 Il est à noter qu'il n'est pas nécessaire de placer une résistance en série avec les diodes électroluminescentes. Si aucun câble n'est connecté, toutes les LEDs impaires s'allument. L'interrupteur S1 permet de tester le fonctionnement des LEDs paires.
 Pour tester un cordon à seize conducteurs, remplacer IC1 par un 74154 (on utilise évidemment l'entrée D) et doubler le nombre d'inverseurs, de portes NAND et de LEDs.

J.J. van der Weele
 (Grande Bretagne)



NAND et le bus de données. L'information ne sera transférée du bus vers les portes que lorsqu'il recevra une impulsion "select" (SEL). La forme d'onde sélectionnée par le μP est amplifiée par T1, T2 et T3. La lampe La5 protège le circuit contre les courants excessifs qu'il pourrait y avoir lorsqu'une piste est

court-circuitée, quant aux lampes La1 à La4, elles indiquent la vitesse du train par un code binaire. Si l'on ne dispose pas d'un système à μP , on peut le remplacer par un "processeur manuel" dont le circuit est montré en figure 3. Ce circuit réalise les mêmes fonctions qu'un μP , à part que le "travail cérébral"

est fourni par l'opérateur lui même. En pressant S1 ou S2, la vitesse du train sera augmentée ou réduite par pas. Si l'on utilise le circuit de la figure 3, IC3 de la figure 1 n'est pas nécessaire.

W. Pussel (Allemagne)

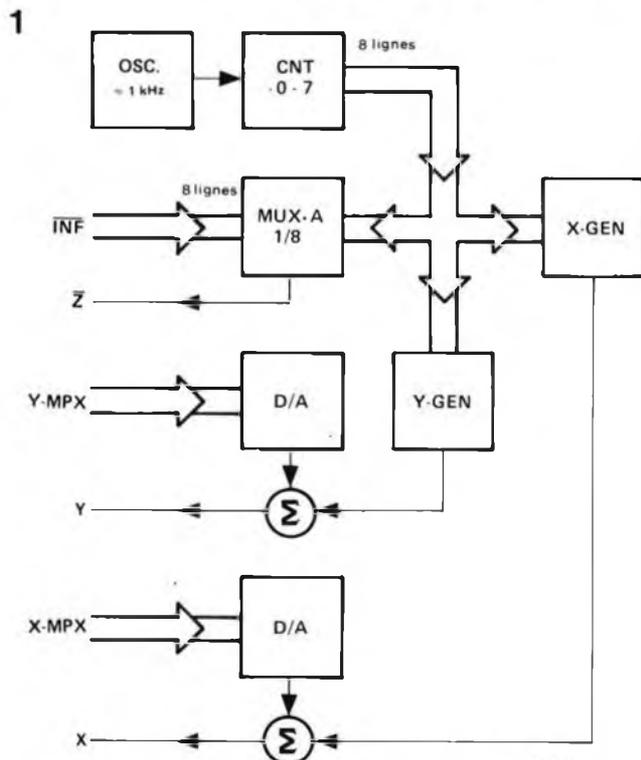
afficheurs 7 segments sur un scope

91

A l'aide du circuit suivant, il est possible de générer un affichage 7 segments sur l'écran d'un oscilloscope. On peut faire varier indépendamment la largeur et la hauteur des chiffres; un point décimal peut être affiché à droite ou à gauche du chiffre. Comme on peut le voir sur la figure 1, le circuit comprend les différentes parties suivantes:

- un oscillateur pilotant un compteur en anneau à 8 sorties;
- un multiplexeur qui connecte le signal 7 segments à l'entrée Z ou Z du scope;
- les générateurs des signaux X et Y qui sont commandés par la sortie du compteur en anneau;
- deux convertisseurs D/A qui traduisent le code numérique représentant la déflexion en X et en Y du faisceau de l'oscilloscope en une information analogique.

Les signaux de déflexion X et Y montrés en figure 2 sont obtenus à partir des condensateurs C1 et C2 du circuit de la figure 3. La tension aux bornes de ces capacités est déterminée via les interrupteurs MOS



S1/S3 et S2/S4 par les sorties de N1...N4. L'amplitude du signal de déflexion est en grande partie déterminée par la fréquence d'horloge. T3 et T4 sont connectés en source suiveuse et remplissent la fonction d'étage tampon.

IC1 décode la position des segments. Le signal de déflexion montré en pointillé sur la figure 2 (période 7) entraîne le retour du spot à sa position initiale. Cet impulsion est utilisée pour générer le point décimal. Pour cela, la sortie 7 de IC1 est connectée d'une part à S5 et S8 et d'autre part à S6 et S7 via un inverseur constitué par T2. La position du point est déterminée par les tensions d'offset réglables au moyen de R7 et R15.

Le code digital provenant du convertisseur D/A concernant la position de l'affichage est introduit sur les

entrées de position X et Y. Le réglage des potentiomètres ajustables R6 et R14 détermine l'espace entre les chiffres.

En ce qui concerne le convertisseur D/A, sa réalisation dépendra des signaux à afficher (ils pourront par exemple être codés en binaire ou en décimal, inversés ou normaux). Si l'entrée Y-pos n'est pas nécessaire, on pourra omettre R14 et la connexion entre S7 et S8 pourra servir de sortie. Les fréquences d'horloge et de multiplexage ne devront pas avoir de diviseur commun. Le multiplexeur est constitué par les interrupteurs S9...S16. Contrairement aux portes ET/OU, ces composants permettent un décodage en logique positive ou négative. Quant à IC1, ses sorties fonctionnent en logique positive, si l'on désire le contraire, il suffirait de connecter R1 à la

masse.

Le signal de reset pour IC1 peut être utilisé comme fréquence d'horloge pour un multiplexeur interne ou pour balayer les adresses d'une mémoire.

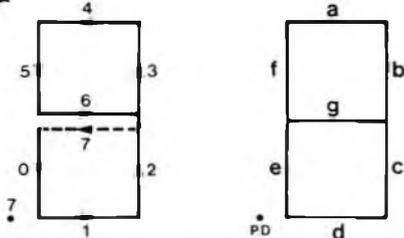
Cet circuit pourrait être utilisé entre autres pour afficher le calibre de volubateurs ou d'analyseurs de fréquence.

La tension d'alimentation peut être comprise entre 5 et 15 V. L'amplitude des signaux de sortie sur S5/S6 et S7/S8 est d'environ 1 V. L'impédance de charge pour R6 et R14 doit être de $1\text{ M}\Omega$.

F. Kaspavec

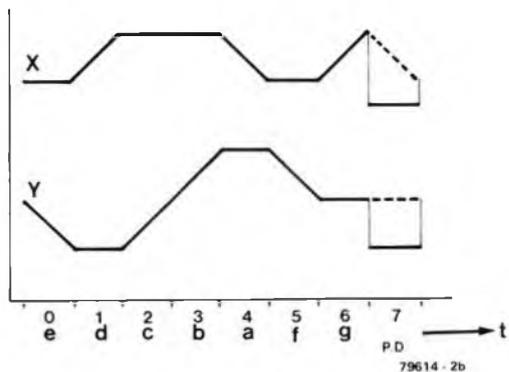
(Autriche)

2a



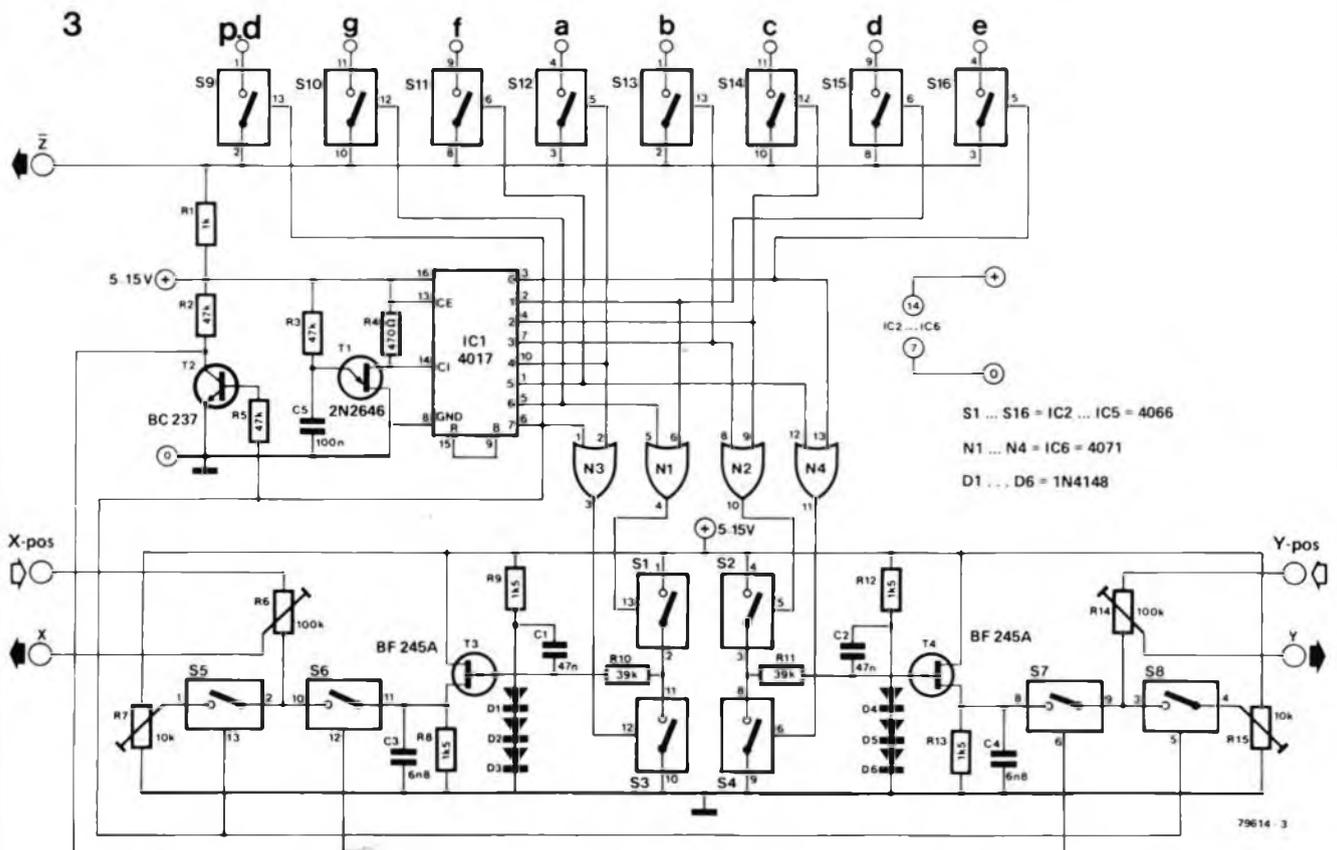
79614 - 2a

2b



79614 - 2b

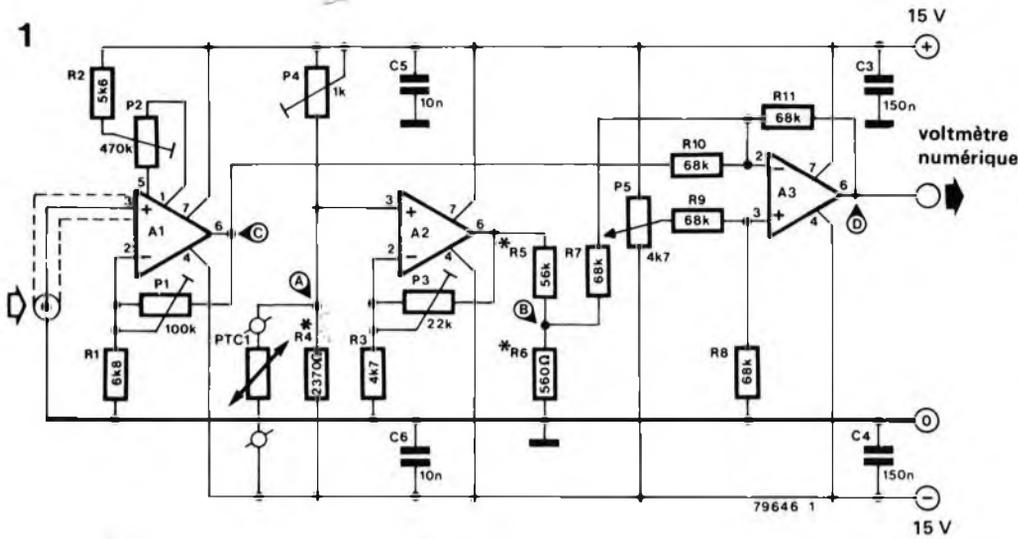
3



79614 - 3

circuit pH-mètre pour voltmètre numérique

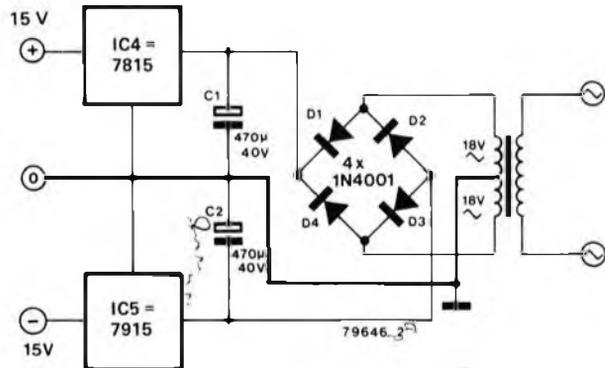
92



A1 = IC1 = LF 356
A2 = IC2 = μ A 741
A3 = IC3 = μ A 741
PTC1 = TPS 102

* VOIR TEXTE

2



Les électrodes de verre sont très utilisées dans les laboratoires de chimie pour la mesure de la concentration d'ions d'hydrogène (valeur du pH) d'une solution. Le principe de construction d'une telle électrode est celui de la cellule galvanique dont la tension de sortie est proportionnelle à la valeur du pH de la solution à mesurer. La valeur du pH dépend également de la température de la solution, un pH-mètre sera donc un millivoltmètre compensé en température.

Le circuit décrit emploie un ampli op pour amplifier la tension délivrée par l'électrode. L'impédance d'entrée du circuit est donc celle de l'ampli op, qui dans ce cas est égale à $10^{12} \Omega$, ainsi le circuit de mesure présente pour l'électrode une charge négligeable. La résistance à coefficient de température positif (PTC) TSP 102 (Texas) compense l'effet des variations de température de la solution. En parallèle avec une résistance de shunt d'exactlyment 2370Ω (R4), la résistance de la PTC varie linéairement en fonction de la température. R4 sera constituée de plusieurs résistances à couche métallique, par exemple $2k2 + 150 \Omega + 10 \Omega + 10 \Omega$. La tension au point A est amplifiée par A2 dont la sortie est divisée par R5 et R6 de façon à avoir une tension de sortie convenable. L'ampli op A3 est monté en amplificateur différentiel sommateur, sa tension de sortie pilote le voltmètre numérique qui affiche la valeur du pH de la

solution. Les potentiomètres ajustables P1 et P3 fixent le gain des étages A1 et A2, P2 assure une polarisation correcte de A1.

La procédure de calibration du circuit est la suivante:

1. L'entrée étant court circuitée, P2 est réglé pour obtenir zéro volt au point C.
2. L'entrée étant toujours court circuitée, on ajuste le potentiomètre P5 (bobiné) pour avoir 7 volts au point D.
3. L'ajustable multitours P5 est réglé pour obtenir zéro volt en A quand la PTC est à $25^\circ C$.
4. Une électrode de verre plongée dans une solution de pH = 7 est connectée à l'entrée du circuit. P5 est alors ajusté pour obtenir 7 volts en D, la température de la solution étant de $25^\circ C$.
5. L'électrode de verre est plongée dans une solution de pH = 4 et l'ajustable multitours P4 est réglé pour lire 4 volts au point D, la solution étant toujours à $25^\circ C$.

6. On réchauffe alors la solution jusque $70^\circ C$ et en y plongeant la PTC, la tension en D devrait toujours être de 4 volts, si ce n'est pas le cas, il faut ajuster P3.

7. Répéter plusieurs fois la procédure à partir du point 3.

A cause de sa haute impédance d'entrée, ce circuit est sensible à la HF, aux bruits, etc., il devra donc être parfaitement blindé en le montant dans un boîtier métallique. Les connexions de la PTC devront être résistantes à l'eau et aux solutions acides et alcalines.

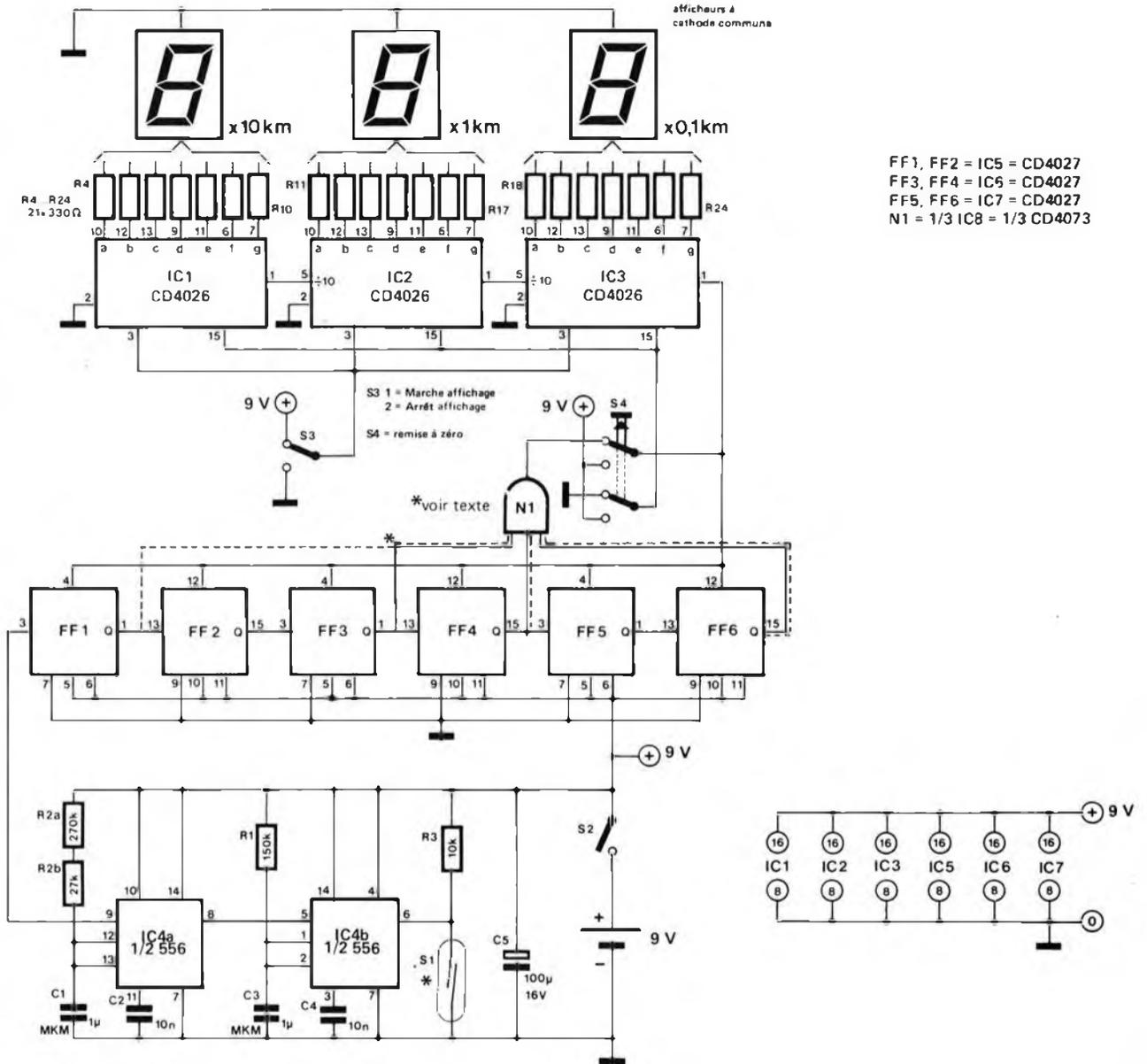
La précision du circuit dépend de la stabilité de la tension d'alimentation ($\pm 15 V$) et de la précision de la solution étalon utilisée pour la calibration (sans mentionner la précision du voltmètre).

Des électrodes de verre sont disponibles dans le commerce et sont souvent vendues avec les indications d'utilisation.

Th. Rumbach

(Allemagne)

compteur kilométrique numérique 96



On trouve dans le commerce depuis des années des compteurs kilométriques, mais il y a beaucoup à gagner à utiliser une méthode électronique: robustesse, lisibilité accrue grâce à l'affichage numérique, et fonctionnement sans contact, donc sans effort supplémentaire.

La distance parcourue est évaluée en comptant le nombre de tours de roue. Chaque tour est compté au moyen d'un petit aimant fixé sur un rayon de la roue avant, aimant qui actionne un interrupteur reed fixé sur la fourche au bon endroit.

Sur le schéma du circuit, le contact reed est représenté par S1. Chaque fois que l'aimant passe devant, celui-ci

se ferme un court instant, et déclenche les deux minuteurs type 555 (IC4a et IC4b). On obtient ainsi une impulsion qui est envoyée sur le diviseur constitué de FF1 à FF6 et de N1. On trouve ainsi à la sortie de N1 une impulsion tous les cent mètres. Ces impulsions sont comptées par les décades de comptage/décodage IC1 à IC3, branchées en cascade. L'affichage maximal correspond ainsi à 99,9 kilomètres.

Avec une roue de 700, il faut 46 tours de roue pour parcourir 100 mètres (il faut alors connecter les entrées de N1 suivant les traits continus), alors qu'avec une roue de 750 il ne faut

que 43 tours de roue (connecter les entrées de N1 selon les traits en pointillés).

La consommation du circuit est de 130 mA quand l'affichage fonctionne (S3 en position 1) et de 30 mA quand l'affichage est éteint (S2 en position 1). Une alimentation par piles (6 x 1,5 V) convient. On peut aussi envisager l'utilisation de batteries cadmium-nickel qui seraient rechargées par la "dynamo". Il est évident que dans ce cas il faudra pédaler plus fort pour l'entraîner.

sation elle-même.

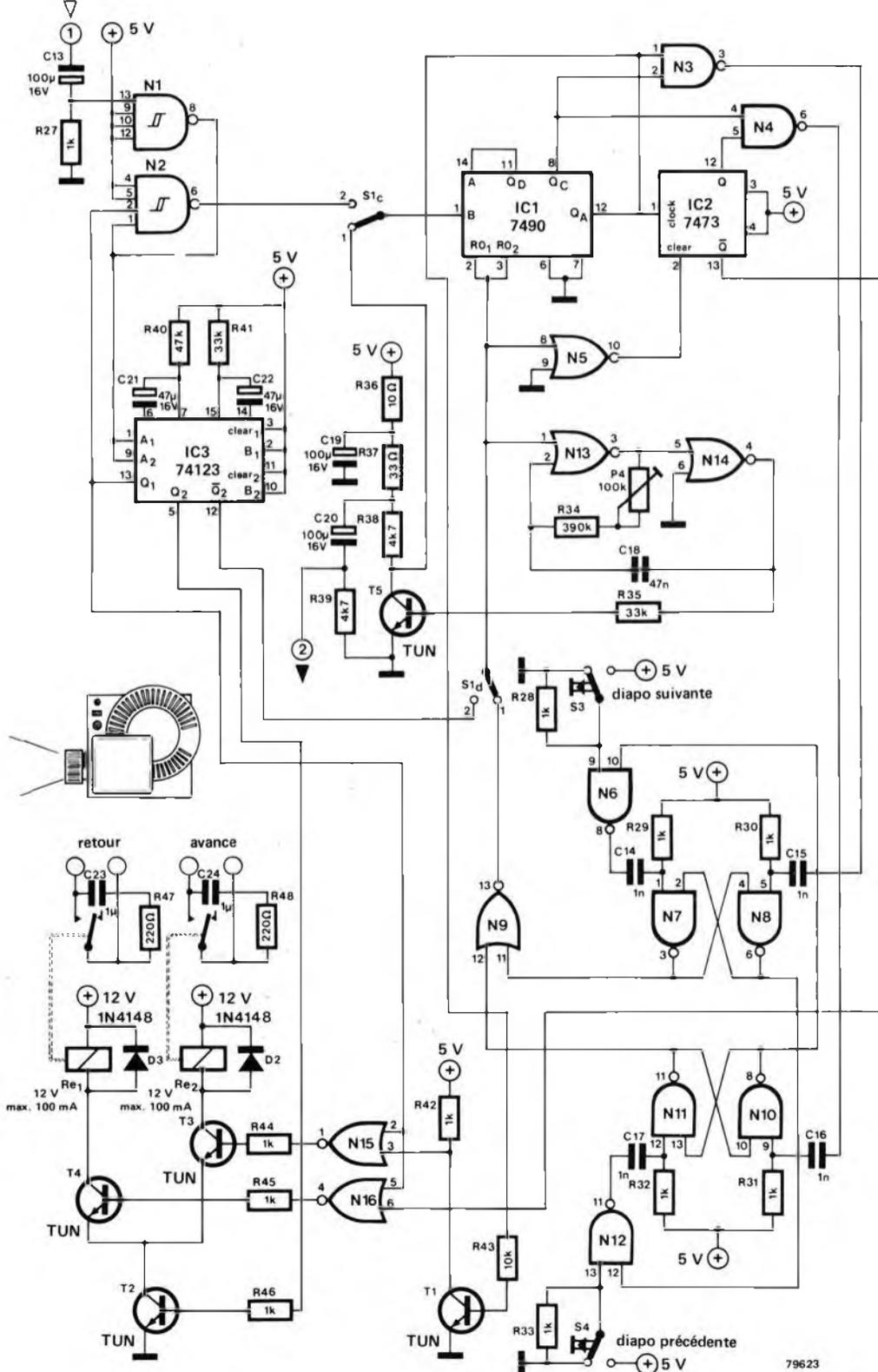
Ce montage fonctionne comme suit: pendant l'enregistrement, S1 est en position 1. La musique et le commentaire sont appliqués à un étage tampon (A1), puis à un filtre passe-haut à 30 Hz (A2), un filtre coupe-bande à 30 Hz (A3, A4), un sommateur (A5) et enfin au magnétophone. Un oscillateur à 30 Hz (N13/N14) est déclenché par S3 (diapo suivante) ou S4 (diapo précédente). S3 déclenche le flip-flop (N7/N8) qui valide également le compteur (IC1). Les impul-

sions de l'oscillateur sont appliquées à ce compteur par T5. Après 7 impulsions, IC1 fait rebasculer le flip-flop. Il se produit la même chose quand on presse S4, à ceci près: le flip-flop (N10/N11) est rebasculé après 12 impulsions. Un passe-bande (A6) et un passe-bas (A7) filtrent le signal avant le sommateur (A5). Pendant la reproduction (S1 en position 2), les trains d'impulsions à 30 Hz sont filtrés et remis en forme par N1 et N2. Chaque impulsion déclenche un monostable (IC3) qui

valide le compteur IC1 pour 500 ms. Pendant ce temps, les impulsions à 30 Hz sont comptées, et Re1 ou Re2 colle, suivant le résultat de ce comptage. Un autre monostable (le second contenu dans IC3) fait décoller les relais après 200 ms.

La mise au point se fait comme suit: On met S1 en position 1 (enregistrement) et on ajuste la fréquence de l'oscillateur (avec P4) pour avoir un signal maximal à la sortie de A7. Remarquez que l'oscillateur est en service continuellement si S3 et S4

1b



sont appuyés ensemble. Mettre P3 au minimum, établir une liaison provisoire de la sortie de A7 à l'entrée audio (S1a), et ajuster P2 pour un signal minimum en sortie de A5. On choisit alors une bonne valeur pour R25, afin d'amener l'aiguille du voltmètre environ aux 3/4 de sa course. La position exacte est repérée sur l'échelle.

Le magnétophone est relié et réglé en fonction du signal sonore à enregistrer. On enfonce S2, S3 et S4, et on ajuste P3 pour une "modu-

lation maximale" (quelquefois indiquée "0 dB"). On relâche S2 et on enregistre un top à 30 Hz comme référence au début de la bande. Le programme est alors prêt à être enregistré, en pressant S3 ou S4 suivant ce que l'on veut obtenir. Les impulsions seront correctement enregistrées à un niveau de -10 dB. Pour la lecture, S2 est mis en position 2. La référence initiale sert à ajuster P1 pour que la déviation du voltmètre soit celle repérée précédemment.

Si on utilise ce système avec une très bonne installation Hi-Fi, les impulsions à 30 Hz risquent d'être audibles. Dans ce cas, il vaut mieux relier l'amplificateur à la sortie de A5, où les impulsions sont éliminées. Le seul inconvénient est que P3 doit être à sa valeur minimale pour éviter d'avoir à le recalibrer avant l'enregistrement suivant.

A. Hamm (Grande Bretagne)

98 système d'interphone souple

Un bon système d'intercommunications domestiques doit permettre plusieurs choses: tout d'abord, il est essentiel que chaque station puisse appeler n'importe quelle autre station de la maison, sans pour cela devoir passer par un central. Ensuite, il faut un minimum de câbles de liaison. Le système doit aussi être capable de fonctionner en babyphone sans pour autant gêner l'utilisation normale. Enfin, il ne doit pas être possible d'écouter ce qu'il se dit dans une autre pièce (sauf dans le cas du babyphone). Le circuit décrit ici remplit toutes ces conditions.

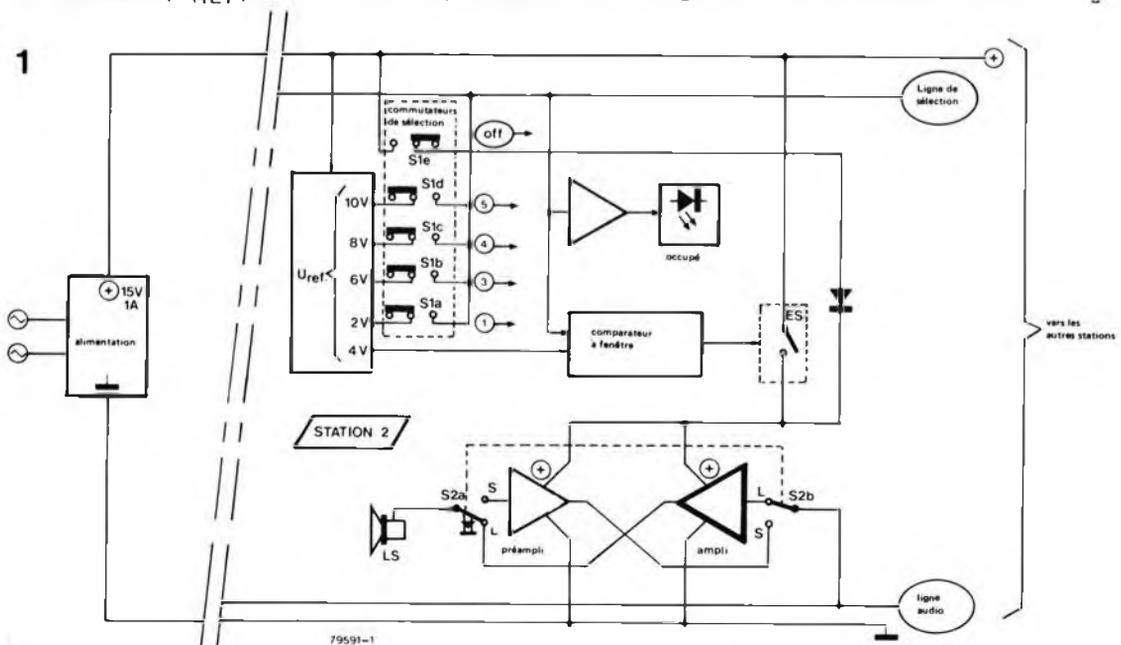
Le principe de base de ce système est illustré sur le synoptique de la figure 1. Un simple câble à 4 conducteurs relie toutes les stations; deux fils servent à l'alimentation. Dans chaque station, un certain nombre de tensions de référence (UREF) sont

obtenues à partir de la ligne d'alimentation. Quand un des interrupteurs S1a à S1d est actionné, la tension de référence correspondante apparaît sur la "ligne de sélection". Au même moment, l'interrupteur S1e est fermé (les 5 interrupteurs sont couplés) et met en service le préamplificateur et l'amplificateur de puissance. Quand l'inverseur "parole/écoute" S2a, b est dans la position montrée sur le schéma, tout signal apparaissant sur la "ligne audio" est appliqué à l'ampli de puissance puis au haut-parleur. Si S2 est dans l'autre position, le haut-parleur fonctionne en microphone.

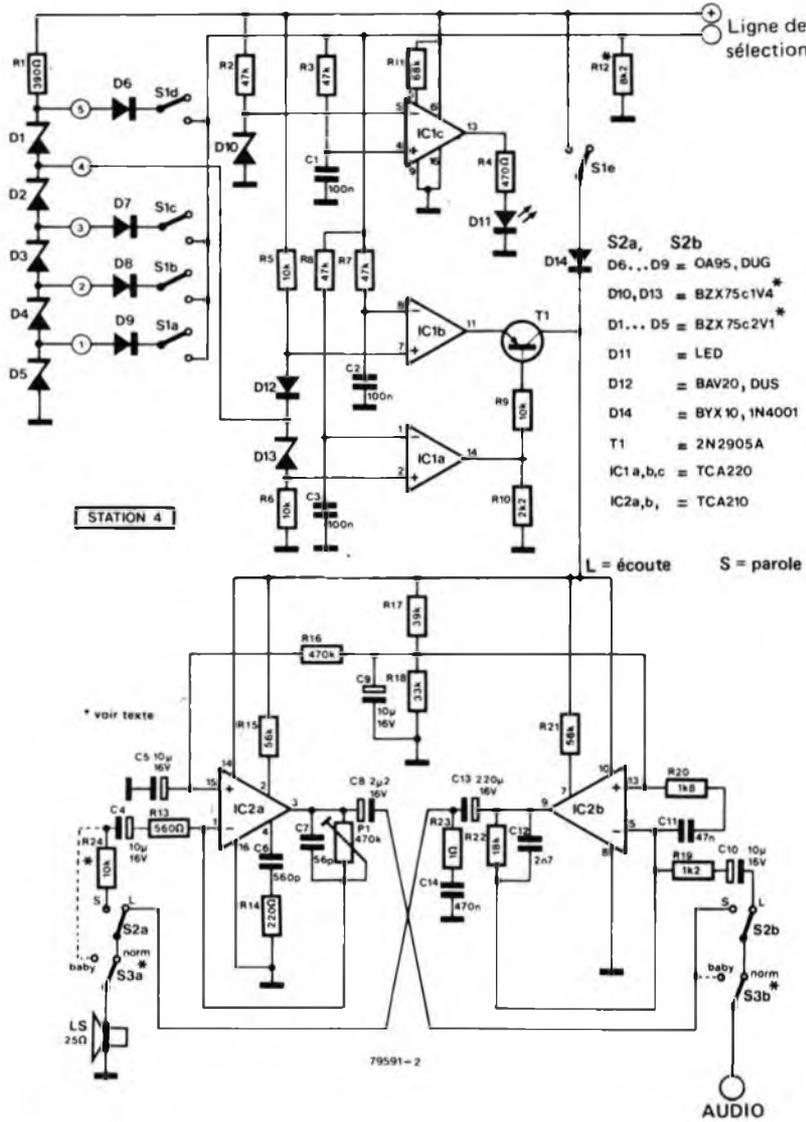
Dans chaque poste, la tension de la "ligne de sélection" est comparée avec une des tensions de référence, qui sert de "tension d'appel" pour ce poste. Par exemple, pour appeler la station 2, il faudra 4 V sur la ligne de

sélection. Cette tension est détectée par un comparateur à fenêtre, qui commande un interrupteur électronique (ES), commutant les amplificateurs de la station concernée. Dès que la tension sur la ligne de sélection est supérieure à 2 V, une LED s'allume pour indiquer que la ligne est occupée.

Le circuit est relativement simple (voir figure 2). Les 5 tensions de référence sont obtenues par les 5 diodes zener D1... D5 montées en série. Les 4 tensions d'appel des quatre autres stations sont sélectionnées au moyen des interrupteurs S1a... S1d. La tension qui reste est appliquée au comparateur à fenêtre formé de IC1a, b. T1 constitue l'interrupteur électronique (ES de la figure 1) qui commute le préampli et l'ampli (IC2 a et b, respectivement). IC1c détecte la présence d'un signal



2



d'appel sur la ligne de sélection et allume la LED D11 pour indiquer que la ligne est occupée. Deux remarques pratiques: R12, la résistance entre la ligne de sélection et la masse, n'existe que dans une des stations. Eventuellement chaque zener de 2V1 peut être remplacée par 3 diodes ordinaires au silicium connectées en série; de même deux diodes en série peuvent remplacer les zeners de 1V4 D10 et D14. La tension d'alimentation n'est pas critique. Toute alimentation à peu près stabilisée à 15 V/1 A convient. Les modifications pour l'usage en babyphone sont montrées sur la figure 2 en pointillés. Un interrupteur (S3) et une résistance (R24) supplémentaires sont utilisées. Avec S3 dans la position montrée sur la figure, la station fonctionne normalement. Dans l'autre position, la station reste en position "parole", et n'importe quelle autre station peut l'écouter en enfonçant le bouton correspondant. Le réglage de sensibilité P1, doit être réglé en position babyphone, alors que la sensibilité en fonctionnement normal dépend de R24. Pour terminer, il faut noter que chaque station peut être située n'importe où sur la ligne. Donc avec une prise sur chaque poste et un certain nombre d'embases placées stratégiquement dans la maison, on peut réaliser un système d'une très grande souplesse.

P. Deckers (Pays Bas)

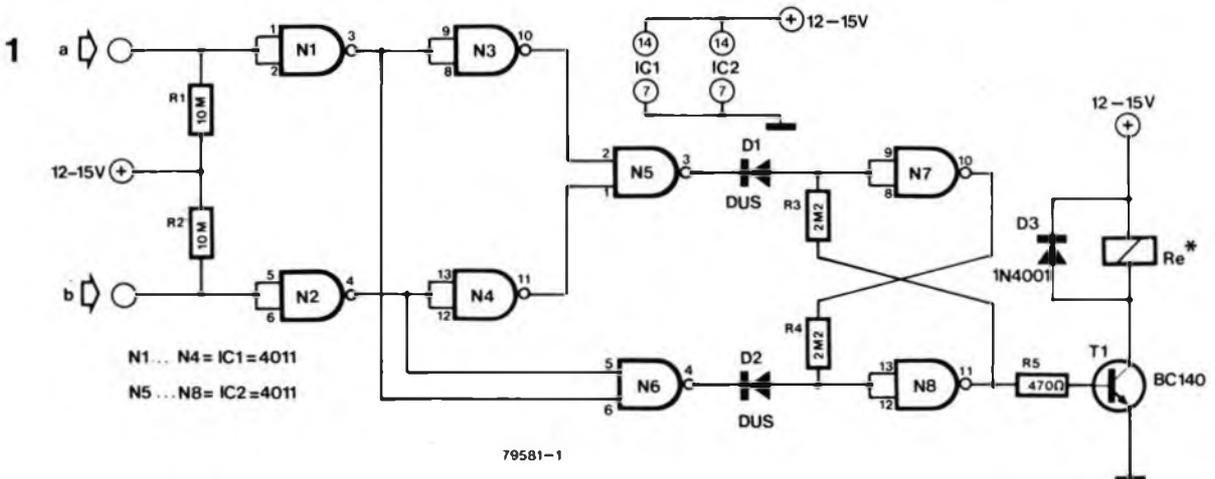
indicateur de taux de fermentation

99

Quand on fait son vin, on peut estimer le taux de fermentation en comptant combien de fois le liquide

(stérilisateur) monte et descend dans le syphon à cause du CO₂ produit. Pourtant à la fin de la fermentation

la surface devient instable et il n'est plus possible de faire une mesure précise. Une solution consiste à

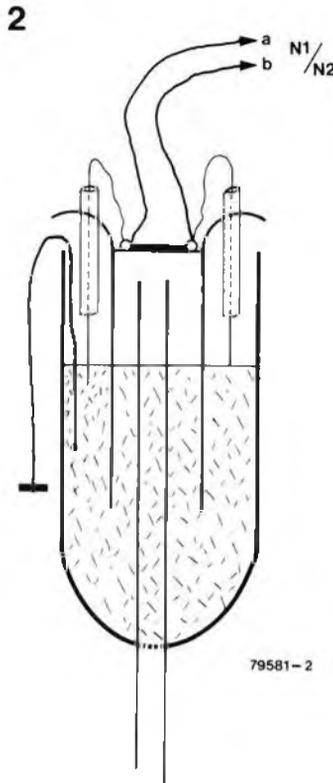


employer deux électrodes, dont une est montée plus haut que l'autre (figure 2). La différence de hauteur doit être supérieure à l'amplitude maximale de la fluctuation du liquide (environ 2 mm).

Le circuit de la figure 1 est conçu pour produire une impulsion seulement si les deux électrodes sont plongées dans le liquide, après avoir été toutes les deux en dehors. Les électrodes sont en fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de diamètre. Une gaine isolante est enfilée sur chaque électrode et une masse est également plongée dans le liquide.

Comme on le voit sur le schéma, l'entrée des inverseurs N1 et N2 est maintenue haute par les résistances R1 et R2, quand les électrodes ne sont pas en contact avec le liquide. La sortie de la porte OU formée par N3, N4 et N5 est donc basse, comme la sortie de la bascule N7/N8. La sortie de la NAND N6 est haute.

Si le niveau du liquide atteint la plus basse des électrodes, la sortie de l'inverseur correspondant devient haute. Cela n'a aucun effet sur la



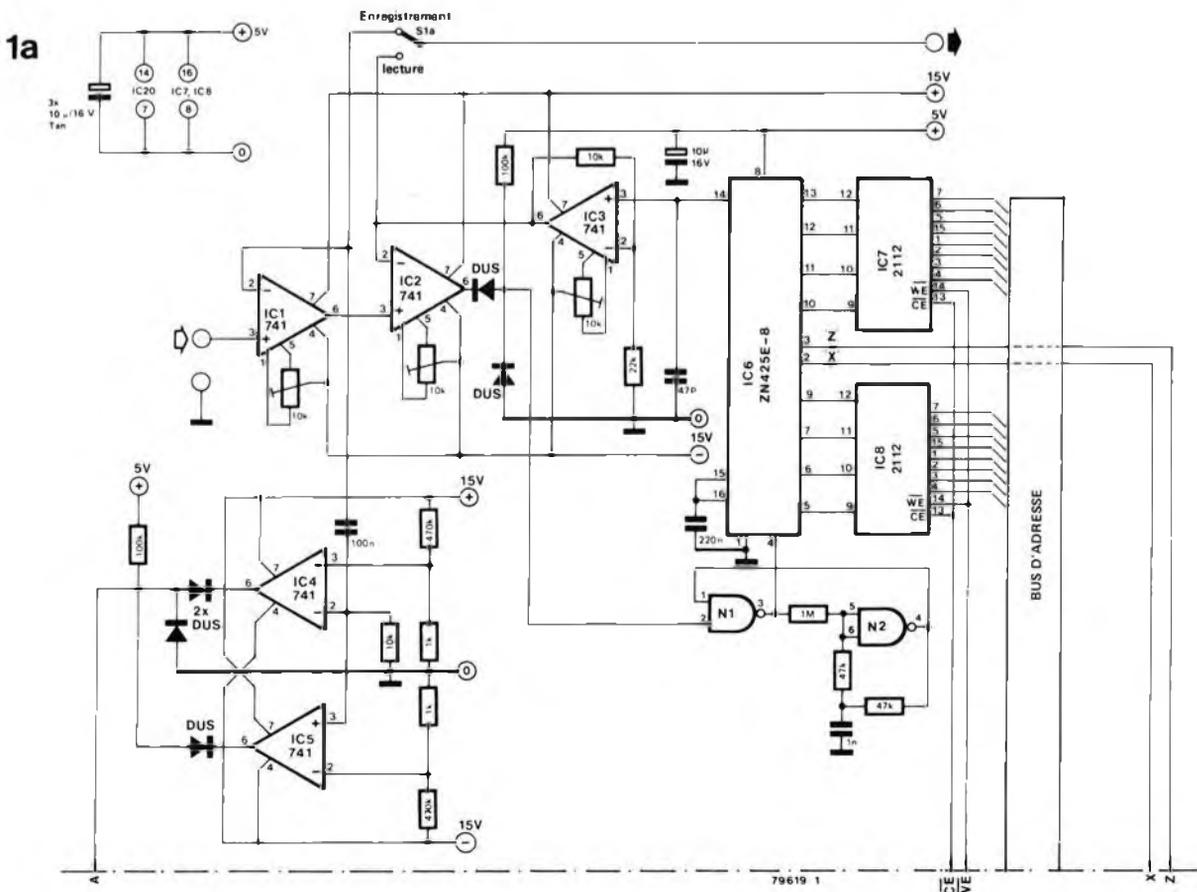
sortie de la NAND, mais la sortie de la porte OU devient haute. A cause de la diode D1, la bascule reste dans son état d'origine. Si le niveau du liquide retombe, il ne se passe rien, sauf que la porte OU revient à l'état bas. Seule une montée du liquide jusqu'à la deuxième électrode peut mettre la sortie de N6 à l'état bas et faire basculer N7/N8, qui sature alors T1 et applique une impulsion au compteur (Re). Comme la bascule peut seulement être déclenchée par un "0" via D1 et D2, les deux électrodes doivent quitter le liquide avant qu'une autre impulsion puisse être comptée.

N'importe quel compteur d'impulsions fonctionnant sous 12 V peut être utilisé.

J. Ryan

(Irlande)

100 séquenceur à 256 notes



Ce séquenceur est conçu pour être utilisé avec un synthétiseur commandé en tension. Il peut mettre en mémoire 256 notes et les rejouer automatiquement.

La suite de tensions produite par le clavier du synthétiseur est appliquée à un convertisseur A/D 8 bits, puis mise en mémoire. La longueur de la note et la longueur des silences sont aussi codées grâce à un générateur d'horloge et deux compteurs. Quand on veut rejouer la mélodie, les mots de 8 bits correspondant aux tensions du clavier sont lus et convertis en tension par un convertisseur D/A. De même, les durées de note et de silence sont décodées pour restituer fidèlement la mélodie programmée.

Cette méthode offre plusieurs avantages par rapport aux systèmes qui emploient un "clavier codé":

1. Le clavier existant n'a pas besoin d'être modifié.
2. Un convertisseur A/D 8 bits est plus économique qu'un clavier

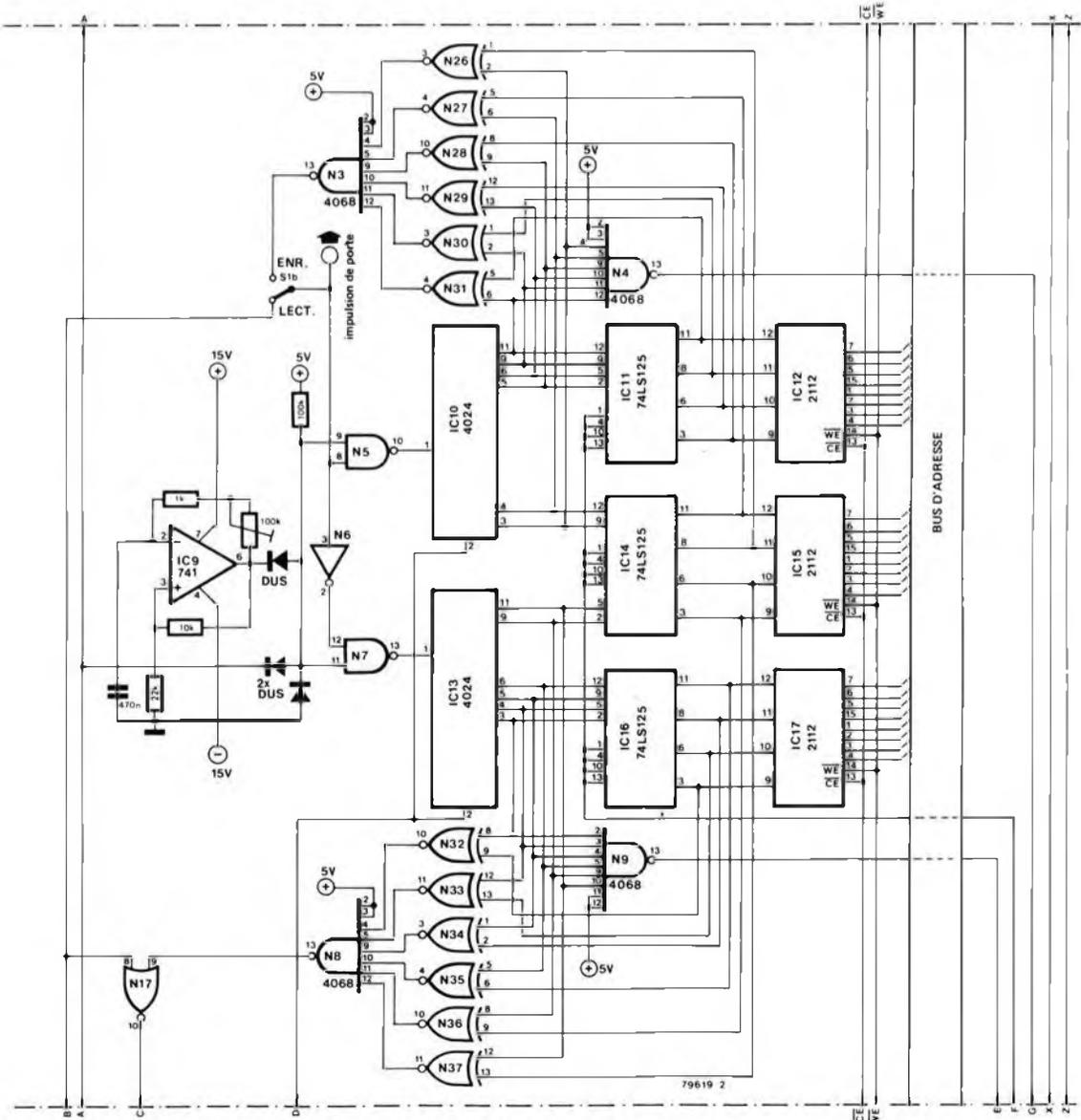
codé.

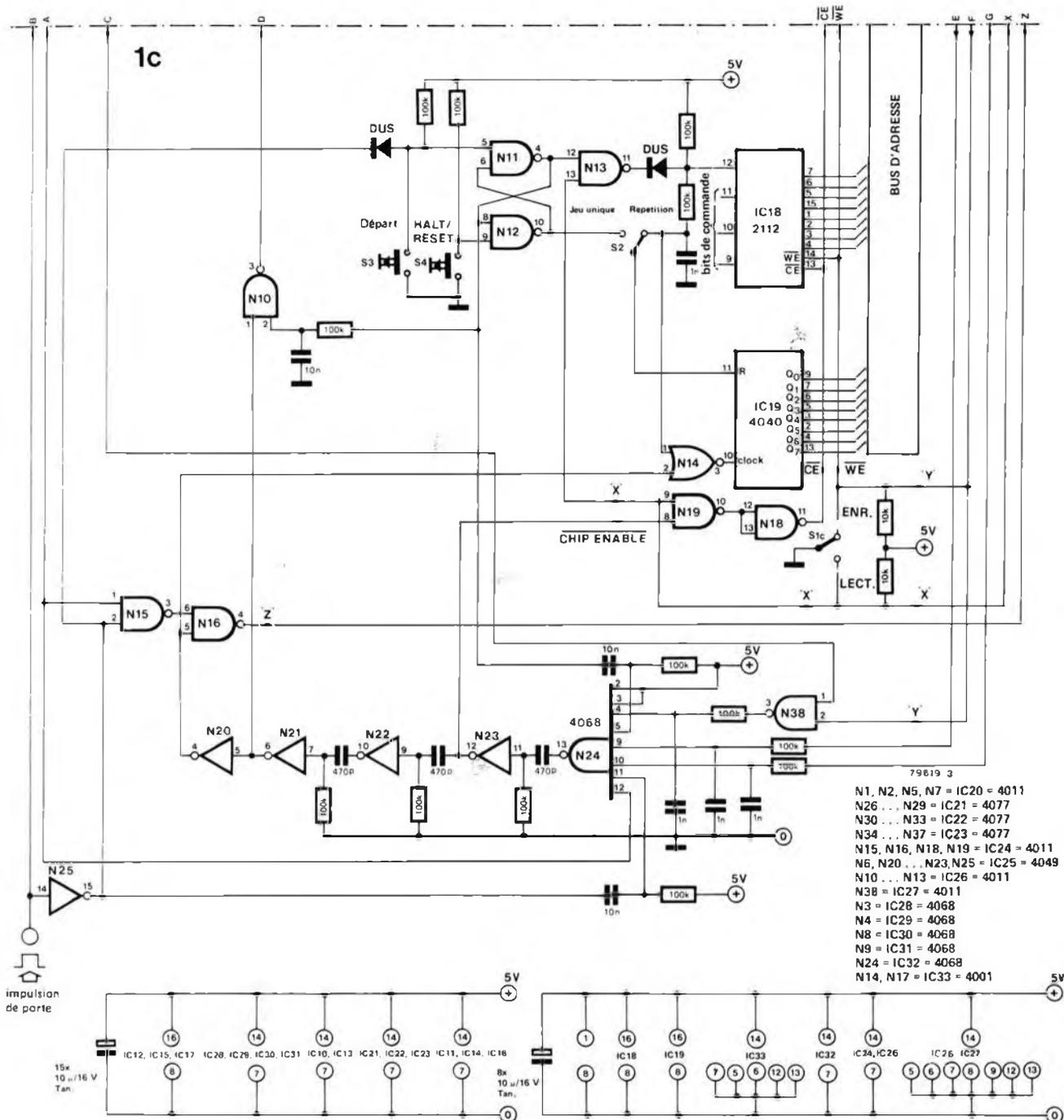
3. En utilisant un convertisseur à deux directions (A/D et D/A) la séquence originale est reproduite avec une grande précision.

Le circuit fonctionne ainsi: pour mettre en mémoire une série de notes, l'interrupteur S1 est placé en position "enregistrement". La mémoire est mise simultanément en position "écriture". Quand une des touches du synthétiseur est pressée, l'impulsion de la porte du clavier déclenche la bascule N11/N12, maintenant à l'état bas une des entrées données de IC18 et armant le compteur d'adresse IC19. Elle déclenche également un registre à décalage composé de N20... N24. Ce registre remplit plusieurs fonctions: Le réarmement de IC10 (le "compteur de note"), IC13 (le "compteur de silence"), du convertisseur A/D-D/A, ZN425, la validation de la mémoire IC18, et il fait avancer le compteur d'adresse. Le résultat est que la

première "case mémoire" reste vide. La tension de clavier est digitalisée par le ZN425. IC10 compte les impulsions fournies par IC9 pour la durée de la note. Quand la touche est relâchée, IC10 continue à compter les impulsions de IC9, mais pour la durée du silence. Quand la touche suivante est enfoncée, le cycle de mise en mémoire est initialisé, et l'information obtenue est stockée dans la seconde case. Bien sûr on ne peut pas toujours utiliser l'impulsion de porte du clavier pour déterminer la longueur de la note, surtout si l'on joue "legato". Pour cela, un détecteur détermine quand la tension du clavier change (IC4, IC5). Il consiste en un différentiateur suivi par un comparateur à fenêtre, qui produit une impulsion négative quand la tension varie. Quand IC10 ou IC13 atteignent leur capacité maximale (6 bits), la sortie de N4 ou de N9, passe à l'état bas pour débiter un nouveau cycle d'écriture en

1b





remettant les compteurs à zéro. Ainsi une note ou un silence peuvent occuper plusieurs cases mémoire.

On a dit plus haut que la première case mémoire restait vide. Mais si l'on désire commencer une suite de notes par un silence, cette case peut être remplie en appuyant sur S3, ce qui déclenche IC10, IC13 et IC18 indépendamment de l'impulsion de porte du clavier. IC13 compte alors les impulsions d'horloge jusqu'à ce qu'une touche soit actionnée, ce qui, comme déjà décrit, enregistre la durée du silence sous forme d'un mot de 6 bits, dans la première case de IC12 et IC15.

Pour rejouer la suite de notes mémorisée S1 est mis en position "Lecture", et le ZN 425 en mode convertisseur D/A.

Pour restituer les durées de note ou

de silence, IC10 compte jusqu'à ce que sa sortie corresponde à l'information présente à la sortie de IC12 et IC15. Pendant ce temps, la sortie d'impulsion de porte reste haute. Les impulsions d'horloge sont alors comptées par IC13, jusqu'à égalité avec la sortie de IC15 et IC17, après quoi la mémoire est systématiquement explorée par IC19 et les données enregistrées appliquées au convertisseur D/A.

La sortie (broche 12) de IC18 passe à l'état haut quand la suite de notes est achevée. S'il faut la répéter (S2 en position "Répétition"), le compteur d'adresse revient au départ et recommence la lecture. Les broches inutilisées de IC18 peuvent servir d'entrées de commande supplémentaires et être reliées (avec des buffers convenables!) à des VCO, filtres ou

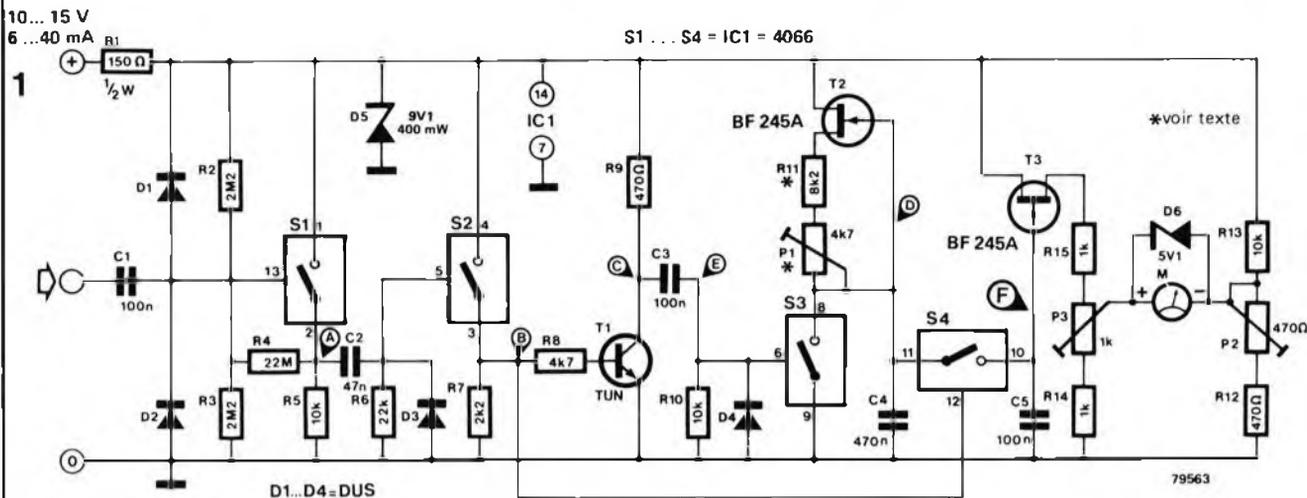
autres.

Deux remarques pour finir:

1. On peut réaliser une commande de portamento et/ou une commande de tension (grosière et fine) après le séquenceur.
2. Le convertisseur A/D-D/A est compatible avec un clavier 3 octaves. Un clavier 4 octaves peut être employé en remplaçant la résistance de réaction de 10 k de l'amplificateur opérationnel IC3 par une 18 k.

T. Emmens (Grande Bretagne)

convertisseur fréquence - tension **101**



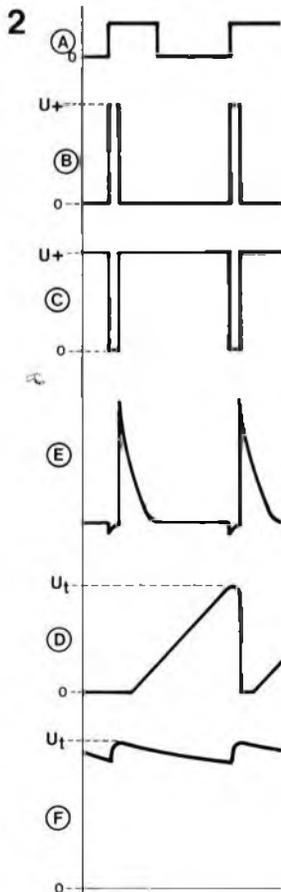
Le plus souvent les mesures de fréquence sont faites à l'aide d'un fréquencemètre numérique ou d'un oscilloscope. Ces deux appareils coûtent assez cher, et ne font pas toujours partie du labo de l'amateur. Une autre possibilité ne nécessitant pas d'investissement dans un tel appareil, est de convertir la fréquence en tension, et de la lire sur un simple multimètre. C'est le rôle du circuit décrit ici. On utilise un voltmètre avec une échelle de 5 V. La conversion est linéaire, la graduation étant faite en ms (1 V = 5 ms). L'appareil est conçu autour d'un quadruple interrupteur analogique 4066. Le signal carré au point A est appliqué par S1 au différentiateur C2/R6. Les impulsions produites sont alors appliquées par S2 d'une part à l'inverseur T1, et d'autre part à S4. Ainsi S3 et S4 sont commutés en opposition. Quand S4 est fermé, le condensateur C4 se charge linéairement grâce au courant constant fourni par T2. S4 transfère cette charge au condensateur de stockage C5. S4 et C5 constituent donc un échantillonneur bloqueur. Quand maintenant S4 est ouvert, S3 se ferme; le condensateur C4 se décharge à travers S3, et un nouveau cycle de mesure commence. Suivant les caractéristiques du FET T3, l'échantillonneur bloqueur augmente la tension d'environ 2 V. Donc la tension maximale peut atteindre environ 6,5 V.

Le circuit est calibré avec l'entrée déconnectée. On tourne P2 à fond vers son extrémité positive (jonction de P2 et R13), et on applique une tension continue de 6,5 V à la

grille de T3. P2 est ajusté pour une obtenir une déviation à pleine échelle. P4 sert à ajuster le zéro du

voltmètre quand on a 0 V sur la grille de T3. Une fréquence connue est alors appliquée à l'entrée (par exemple du 50 Hz pris sur un transformateur de sonnerie) et P2 est ajusté finement pour une lecture de 20 ms dans ce cas.

La figure 2 illustre les signaux obtenus aux points A... F du circuit. Avec les valeurs du schéma, on peut afficher des fréquences entre 40 et 2000 Hz (0,1 V = 0,5 ms = 2000 Hz). On obtient d'autres gammes en modifiant les valeurs de R11, R12 et C4, de telle façon que:



$$U_{C4} = \frac{I_{C4}}{C4 \cdot F_{in}}$$

$$\text{avec } I_{C4} = \frac{U_{R11} + U_{p1}}{R11 + P1}$$

- Pour finir, quelques caractéristiques:
- tension d'alimentation: 10 à 15 V
 - consommation: 5 mA
 - impédance d'entrée: 1 MΩ
 - sensibilité: 1,5 V_{CC} (minimum)

F. Kaspavec (Autriche)

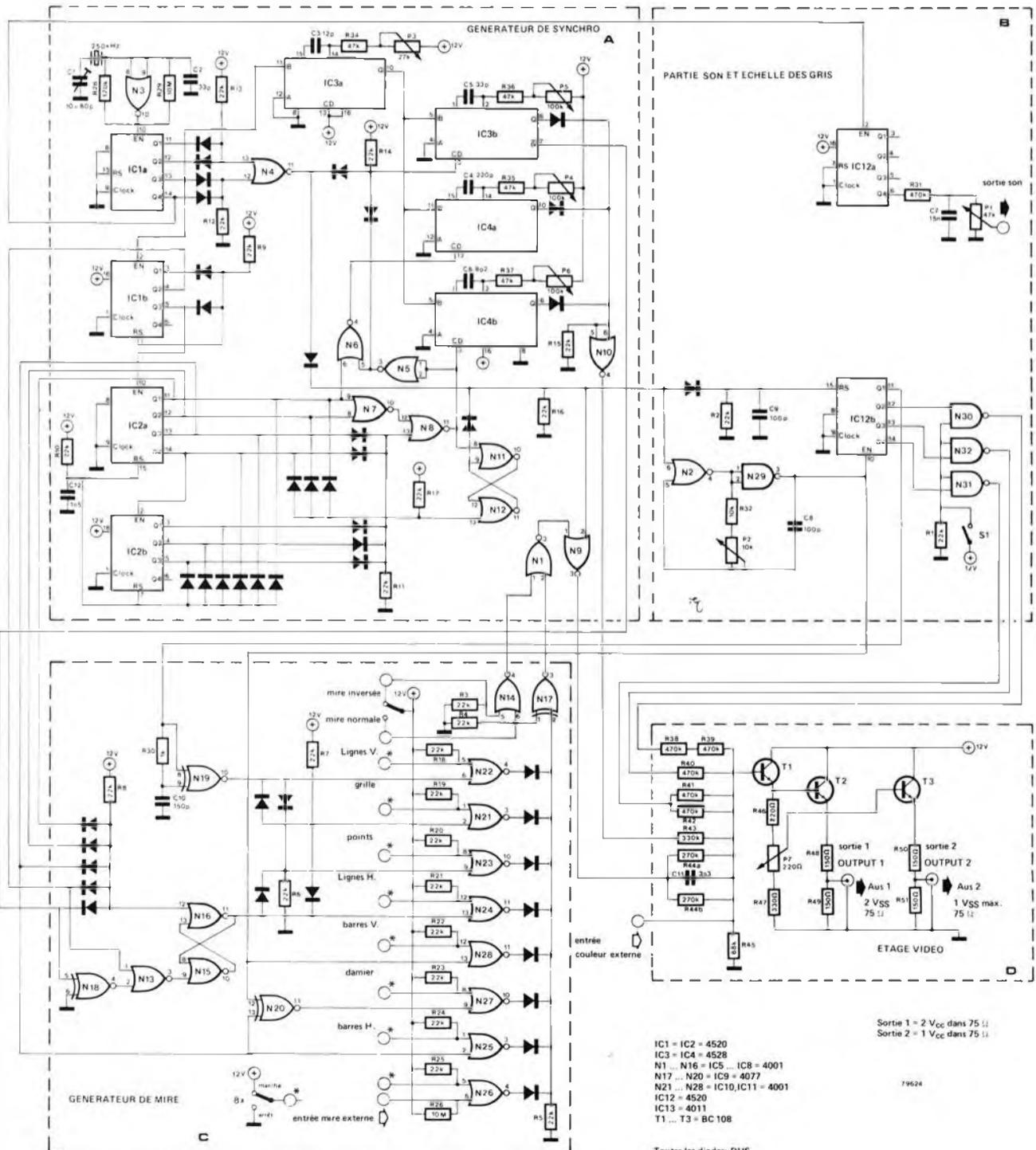
102 générateur de mire

Il est très utile d'avoir une mire sous la main quand on règle un téléviseur. Les circuits générateurs de mire sont nombreux, mais ils souffrent d'une grande complexité et ils utilisent des composants peu répandus. Le projet offert ci-dessous, par contre, bien qu'utilisant un grand nombre de composants, n'est pas compliqué et les composants se trouvent facilement.

Comme on peut le voir, le circuit se

partage en plusieurs blocs, et, en premier, le générateur de synchro (section A), qui produit toutes les impulsions nécessaires au cadencement. La fréquence de sortie de l'oscillateur à quartz construit sur N3 est divisée par 16 (IC1a) pour donner la fréquence lignes. La fréquence trames est obtenue grâce aux compteurs IC1b, IC2a et IC2b, qui divisent la fréquence lignes par 625. Les sorties de ces compteurs sont

combinées pour attaquer trois monostables (IC3b, IC4a et IC4b), qui délivrent les impulsions de synchro lignes, synchro trames et d'égalisation après avoir été déclenchés par IC3a (monostable établissant la durée du palier avant). On fait aussi attaquer l'entrée de validation de IC3b par le signal d'effacement de ligne de 12 μ s (donné par N4) de façon à assurer que ce monostable soit bien déclenché à la fréquence lignes. Le bistable



(N11, N12) fournit le signal de suppression trame et est remis à zéro au bout de 25 lignes par IC2a. Les impulsions d'effacement et la sortie du générateur de mire passent ensemble dans la porte N9 de façon à délivrer un signal vidéo comportant un effacement correct pour attaquer l'étage mélangeur.

La sortie du mélangeur est appliquée à un modulateur UHF convenable (cf Elektor n° 4, nov./déc. 1978).

Sortie son

La section B comporte le circuit de la partie son. La fréquence de la sortie Q4 de IC1a est divisée par 16 par IC2a dont la sortie Q4 délivre ainsi un signal à 977 Hz. Ce signal, après atténuation par R31 et P1, est filtré par C7 pour produire un son pas trop désagréable.

Echelle de gris

L'échelle de gris est produite par un oscillateur commandé construit autour de N2, N29 et d'un compteur binaire, IC12b. L'oscillateur est bloqué et IC12b est remis à zéro pendant les impulsions de suppression de lignes et d'images, de façon à assurer que chaque nouvelle ligne prenne correctement sa place. Les sorties du compteur sont inversées par N30 à N32 de façon à obtenir une échelle de gris d'intensités décroissantes. On obtient l'échelle de gris en portant les deuxièmes entrées des portes N30 à N32 à l'état haut, en agissant sur le commutateur S1.

Générateur de mire

Le générateur de mire proprement dit (section C) fournit un choix de huit quadrillages de base en noir et blanc, qu'on sélectionne au moyen d'un commutateur rotatif.

Lignes verticales

La sortie du compteur de l'échelle de gris IC12b est reliée à la porte N19, qui délivre une brève impulsion à chaque fois que l'entrée change d'état, ce qui distingue quinze lignes verticales.

Lignes horizontales

Grâce au bistable (N15, N16), une ligne de balayage sur vingt est distinguée des autres. La possibilité de se servir d'une des entrées des portes pour bloquer la bascule permet d'assurer à la ligne distinguée la durée d'une ligne de balayage entre deux impulsions de synchro lignes successives. On produit ainsi quatorze lignes horizontales.

Grille

On l'obtient simplement en créant simultanément les lignes horizontales et verticales (les impulsions correspondant aux lignes horizontales et celles correspondant aux lignes verticales se retrouvent sur la même porte OU).

Points

On envoie cette fois les impulsions des lignes horizontales et verticales sur une porte ET.

Barres verticales

Elles sont obtenues avec la sortie de l'oscillateur de l'échelle de gris et sont au nombre de seize.

Barres horizontales

La sortie Q3 du compteur images IC2a donne treize barres horizontales.

Damier

Les créneaux créant les barres horizontales et verticales sont envoyées sur la porte NOR exclusif N20.

Mire externe

La porte N26 permet d'injecter dans le système un générateur de mire extérieur.

Comme on peut le voir, les signaux correspondant aux huit mires attaquent chacun une des portes N21 à N28. On obtient en sortie celui ou ceux des signaux dont la deuxième entrée de la porte est portée à l'état bas. Les portes N14 et N17 permettent de choisir entre la mire normale et la mire inversée.

Le nombre de quadrillages peut être augmenté en faisant passer simultanément plusieurs éléments de base (par exemple barres verticales et lignes horizontales), et on peut obtenir des mires plus complexes en combinant différemment les sorties binaires de IC12b.

P. Needham (Grande Bretagne)

découpeur d'enregistrements

103

Beaucoup de recherches acoustiques peuvent bénéficier de l'utilisation d'un système de boucle de répétition. Un découpeur est alors souvent utile. Cela permet de choisir sur la bande sans fin un segment précis que l'on veut reproduire seul.

Le système décrit ici utilise deux magnétophones pouvant être commandés à distance. Le magnétophone "Maître" utilise une bobine ordinaire où est enregistrée la "matière première", le second magnétophone, l'"Esclave", est monté avec une bande sans fin de la longueur voulue. On a choisi ici une longueur de 3 secondes, mais l'électronique est facilement modifiable pour permettre n'importe quelle longueur.

En utilisant un tableau de commande à distance incorporé à l'appareil lui-même, l'opérateur peut écouter ou bobiner la bande sur le magnétophone Maître. Pendant l'écoute, l'enregistrement est automatiquement inscrit sur la boucle de l'Esclave. En passant en

mode "Répétition", l'opérateur peut répéter à l'infini les 3 dernières secondes écoutées, alors que le magnétophone Maître est arrêté.

C'est pendant le fonctionnement en "Répétition", que le découpeur entre en action. Il "coupe" les parties inutiles de l'enregistrement, ne laissant qu'une "fenêtre" sur la boucle. Les commandes Début et Fin, qui définissent les durées supprimées au début et à la fin de la boucle, sont ajustables à l'infini, et donc la fenêtre peut être de la longueur et à la place que l'on désire. La partie "coupée" n'est pas effacée, et on peut donc déplacer la fenêtre sur un même enregistrement. De plus, la totalité de la boucle reste audible sans modifier les réglages, de sorte que l'on peut comparer les différentes parties. Ce qui est enregistré sur la bande Maître (en mode "Ecoute") ou sur la boucle (en mode "Répétition") est appliqué directement à n'importe quel amplificateur, oscil-

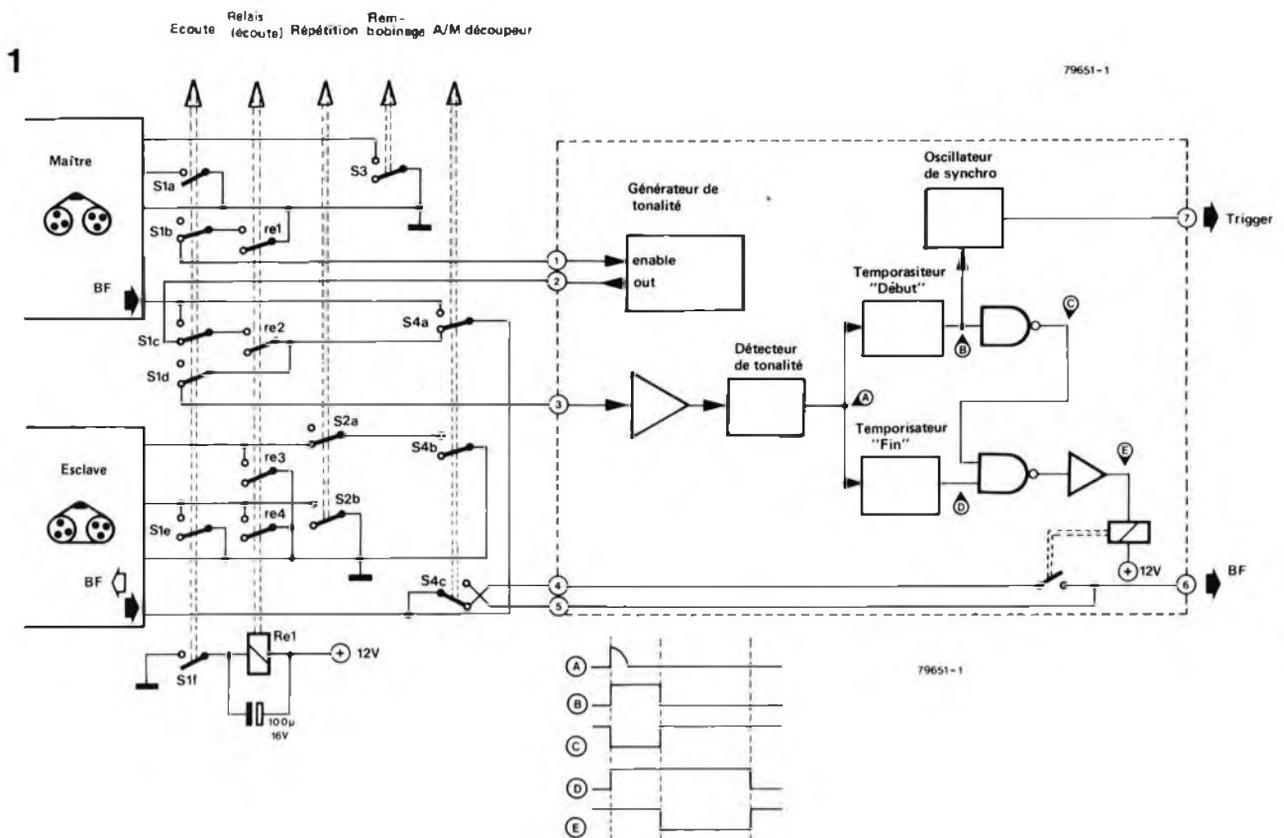
loscope, oscillographe ou analyseur de spectre. Le découpage se fait électroniquement, sans claquement de commutation, qui pourrait altérer l'enregistrement.

Un circuit de synchronisation permet de déclencher un oscilloscope juste avant le début de la fenêtre.

Comme on le voit sur la figure 1, le découpeur lui-même (entouré de pointillés) comprend un oscillateur et un détecteur de tonalité. Sa sortie déclenche les temporisateurs (Début et Fin) qui définissent la fenêtre.

En passant sur le mode "Ecoute", on provoque:

- 1) La mise en marche du magnétophone Maître (en lecture) contenant la bande préenregistrée (S1a).
- 2) La mise sous tension du relais Re1 (S1f).
- 3) La mise en marche du magnétophone Esclave (en enregistrement), contenant la boucle (Re3, Re4).
- 4) L'inhibition du générateur de tonalité (S1b).



5) L'inhibition du détecteur de tonalité (S1d).

6) L'enregistrement de la bande Maître sur la boucle (S1c, Re2, S4a).

En passant sur le mode "Répétition", on provoque:

1) L'arrêt du magnétophone Maître (S1a).

2) La suppression de l'alimentation du relais Re1 (S1f), mais celui-ci reste collé tant que le condensateur n'est pas déchargé.

3) Pendant la décharge (100 ms), le magnétophone Esclave continue à enregistrer (Re3, Re4). Une tonalité est produite par le générateur et enregistrée (S1c, Re2). Le générateur de tonalité est déclen-

ché par l'application d'une masse (S1b, Re1).

4) Après le décollage du relais le magnétophone Esclave passe en lecture (S2b). En même temps, le générateur de tonalité est arrêté (Re1) et sa sortie est déconnectée (Re2). Le signal audio du magnétophone Esclave est appliqué à un contact du commutateur "A/M Découpeur", et à l'entrée du découpeur (S4a, S1d).

L'opérateur peut rembobiner la bande Maître en appuyant sur le commutateur "Rembobinage", et pendant ce temps:

1) Le magnétophone Esclave est arrêté (S1e, Re4, S2b sont ouverts).

2) Le relais est décollé (S1f).

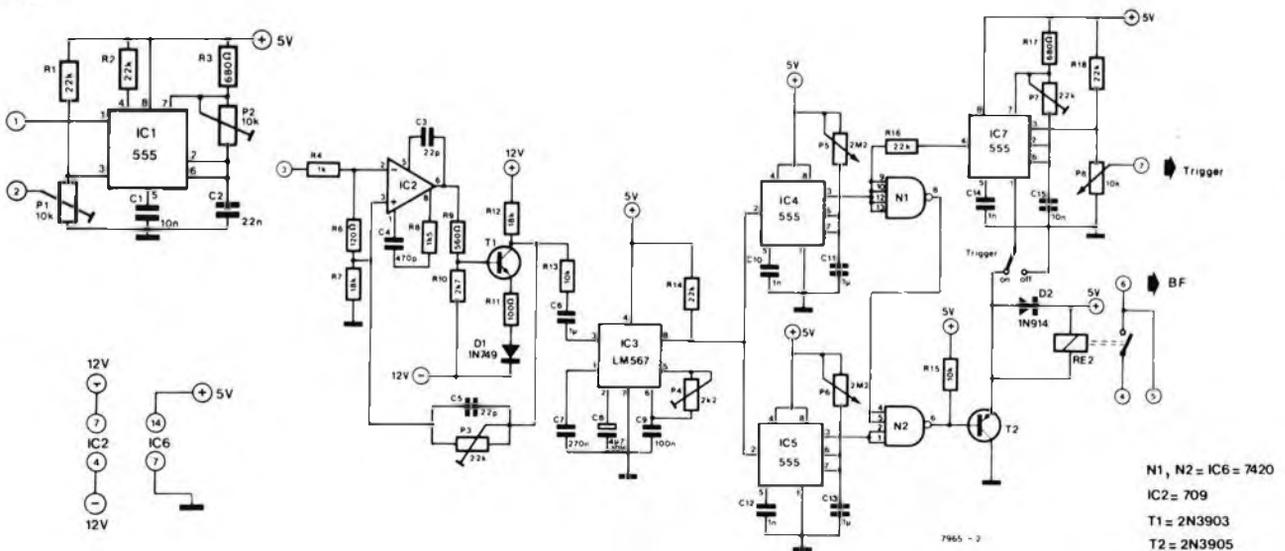
Si l'opérateur ne veut pas utiliser le découpeur, le sélecteur de mode réalise les modifications nécessaires en appuyant sur "A/M Découpeur":

1) S4a court-circuite les commutateurs du mode "Ecoute" et le relais, pour que le signal passe directement au magnétophone Maître, au magnétophone Esclave.

2) S4b court-circuite les contacts du relais et met le magnétophone Esclave en lecture.

3) S4c permet de contrôler l'enregistrement qui se fait sur la boucle. C'est en utilisant ce commutateur pendant le mode "Répétition" que l'on peut comparer la boucle entière et la fenêtre.

2



Le circuit du découpeur est montré sur la figure 2. Le signal de la boucle est amplifié (IC2, T1) et appliqué au détecteur de tonalité (IC3). Ce circuit PLL ignore toutes les fréquences différentes de celle pour laquelle il a été pré-réglé. Lorsque cette fréquence lui est appliquée, sa sortie est commutée à la masse. Cela déclenche simultanément les deux monostables (IC4 et IC5).

La sortie logique des monostables est indépendante de la forme du signal d'entrée et la période est déterminée par $R_t \cdot C_t$: ainsi toute modification de la valeur des potentiomètres P5 et P6 change la position du début et de

la fin de la fenêtre. La sortie du monostable déterminant le début est inversée (N1) et utilisée pour inhiber N2. Quand le temps "Début" est passé, la sortie de N1 passe à l'état haut, et donc la sortie de N2 devient basse, ouvrant la fenêtre. Le transistor T2 devient conducteur et colle le relais. Le signal de la boucle présent à l'un des contacts est transmis au jack de sortie pendant la durée de la fenêtre.

Avec le circuit de synchronisation en service et le découpeur au repos, T2 est bloqué et la base de temps de l'oscilloscope est inhibée. Quand le transistor conduit, l'oscillateur est

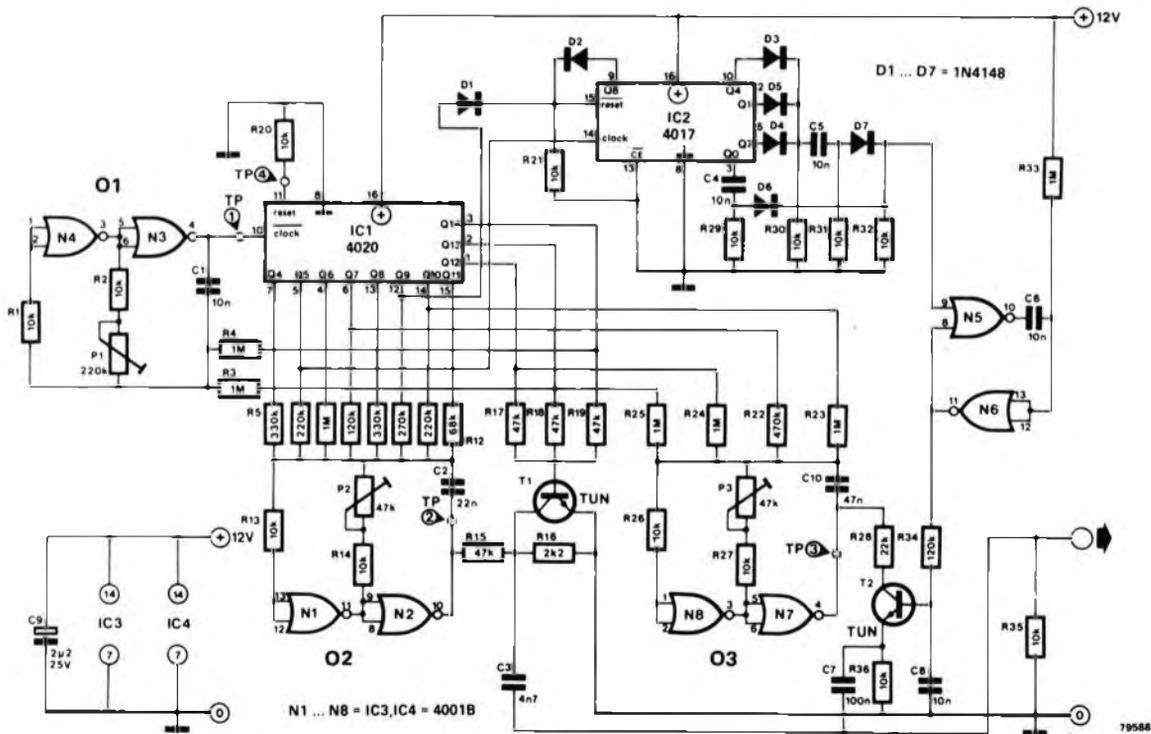
mis en marche. Cela permet de déclencher l'oscilloscope en synchronisme avec le signal découpé.

Le générateur de tonalité (IC1) est commandé de la même façon par la broche 1.

R.D. Fournier

(Canada)

cheval électronique 104



Le terme "cheval électronique" n'est rien moins qu'une grande exagération. Jamais le circuit décrit ici ne vous permettra de galoper au soleil couchant. Tout ce qu'il pourra faire sera d'imiter le bruit de cette galopade. Il hennit et imite le bruit des sabots (vous pouvez jeter vos vieilles noix de coco!), si bien que cela peut faire une diversion amusante pendant une fête, ou un excellent bruitage dans une pièce de théâtre. Le circuit fonctionne comme suit: L'oscillateur O1 est le générateur d'horloge du diviseur IC1. Les deux oscillateurs audio O2 et O3 sont

modulés par les sorties du diviseur via le réseau de résistances, pour produire respectivement les hennissements et les bruits de sabots. Pour que cela ne soit pas trop artificiel, le générateur d'horloge est également modulé en fréquence par le diviseur. Les pauses entre les hennissements sont produites par T1. Le compteur IC2, les diodes D3...D6, le monostable N5/N6 et le transistor T2 rythment la galopade.

Le circuit est mis au point comme suite:

— on relie le point TP4 au + de l'alimentation (12 V).

- on place un fréquencemètre entre le point test TP1 et la masse, et on règle la fréquence à 1350 Hz par P1.
- on ajuste la fréquence au point test TP2 (par P2) à 1550 Hz.
- on ajuste la fréquence au point test TP3 (par P3) à 400 Hz.
- on coupe enfin la connexion du point TP4 au +12 V.

Hue Jolly Jumper!

J.M. Carreras

(Espagne)

105 générateur de mélodie programmable

Non, ce circuit n'est pas seulement un carillon de porte de plus, il est prévu d'abord pour être utilisé dans des jouets électroniques, pour des avertisseurs de voiture etc... Des

mélodies simples comprenant 256 sons choisis parmi 25 notes peuvent être mises en mémoire grâce à 8 touches de programmation. Deux mémoires à accès aléatoire

(RAM) de 256 x 4 bits (IC1 et IC2 sur la figure 1) mémorisent la mélodie, l'octave dans IC1, la note dans IC2. Le compteur d'adresse, IC3, reçoit les signaux d'horloge de

1

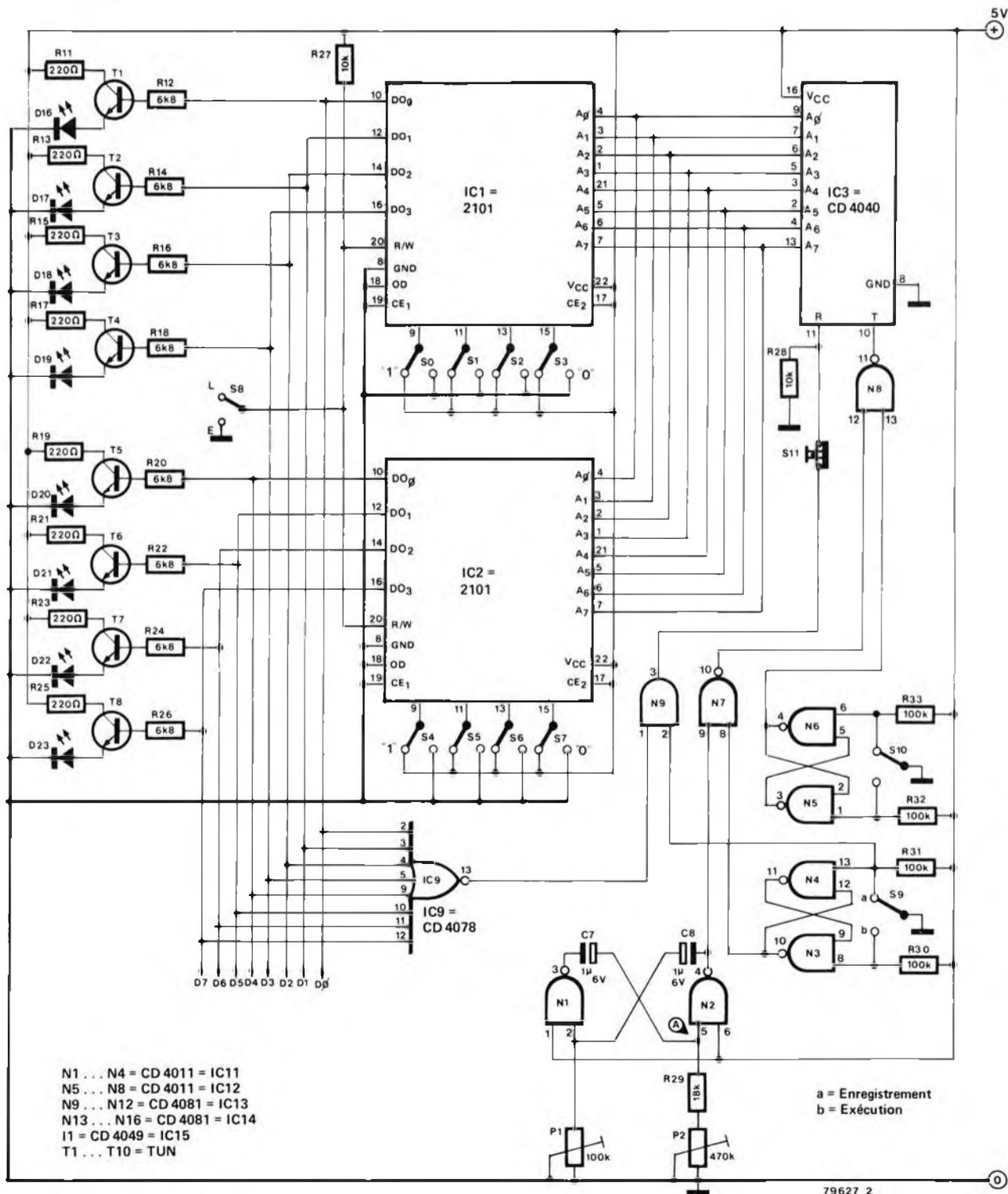


Tableau 1.

Note	Code des notes				fréquence (Hz)	
	binaire		décimal			
	D7	D6				D5
do [♯]	1	1	1	1	15	8870
do	1	1	1	0	14	8372
si	1	1	0	1	13	7902
la [♯]	1	1	0	0	12	7459
la	1	0	1	1	11	7040
sol [♯]	1	0	1	0	10	6645
sol	1	0	0	1	9	6272
fa [♯]	1	0	0	0	8	5920
fa	0	1	1	1	7	5588
mi	0	1	1	0	6	5274
ré [♯]	0	1	0	1	5	4978
ré	0	1	0	0	4	4699
do [♯]	0	0	1	1	3	4435
do	0	0	1	0	2	4186
si	0	0	0	1	1	3951
—	0	0	0	0	0	—

Tableau 2.

code octave			fréquence du la (Hz)	
binaire		décimal		
D3	D2			D1
1	1	1	7	3520
1	1	0	6	1760
1	0	1	5	880
1	0	0	4	440
0	1	1	3	220
0	1	0	2	110
0	0	1	1	55
0	0	0	0	—



l'astable composé des portes N1/N2, tant que S9, l'inverseur Enregistrement/Exécution, est sur la position Exécution. Les potentiomètres P1 et P2 permettent le réglage (gros en fin) de la vitesse de reproduction (tempo) de la mélodie.

La fréquence du générateur de note (IC8 sur la figure 2) est déterminée par le potentiomètre P3... P17 mis en circuit par les décodeurs IC4 et IC5. Le tableau 1 donne la liste des fréquences obtenues en fonction de l'information présente à l'entrée des décodeurs. La sortie du générateur de notes est divisée par IC7 pour obtenir la fréquence correcte dans l'octave choisie (d'après les données fournies) par le compteur IC6. La note est maintenue par le transistor T9 commandé par D0, alors que le temps d'amortissement dépend du condensateur C6.

La programmation d'une note se fait en plaçant le commutateur Ecriture/Lecture, S8, en position Ecriture, et le commutateur Enregistrement/Exécution, S9, en position Enregistrement. Les inverseurs S0... S7 permettent d'inscrire l'information et le poussoir S10 permet le transfert en mémoire pas à pas. Au début de chaque programme les adresses 0 et 1 doivent recevoir un zéro pour éviter un démarrage intempestif de la mélodie. On place donc S0... S7 sur "0" et on presse S10 deux fois. A la lecture, les deux mots "zéro" sont détectés par la NOR IC9, dont la sortie assure le réarmement de IC3 via la porte ET N9. Puisque ce "zéro" interrompt la mélodie, on peut le placer à la fin de l'enregistrement si toute la mémoire n'est pas remplie.

La note et l'octave sont inscrits avec S1... S7 suivant les tableaux 1 et 2. Pour chaque note S0 est mis sur "1", et l'information est mémorisée en pressant S10. Si la note doit durer plus d'une période d'horloge, on presse de nouveau S10. Si on désire un "sustain", on place S0 sur "0" avant de presser S10. On remet ensuite S0 sur "1" pour programmer

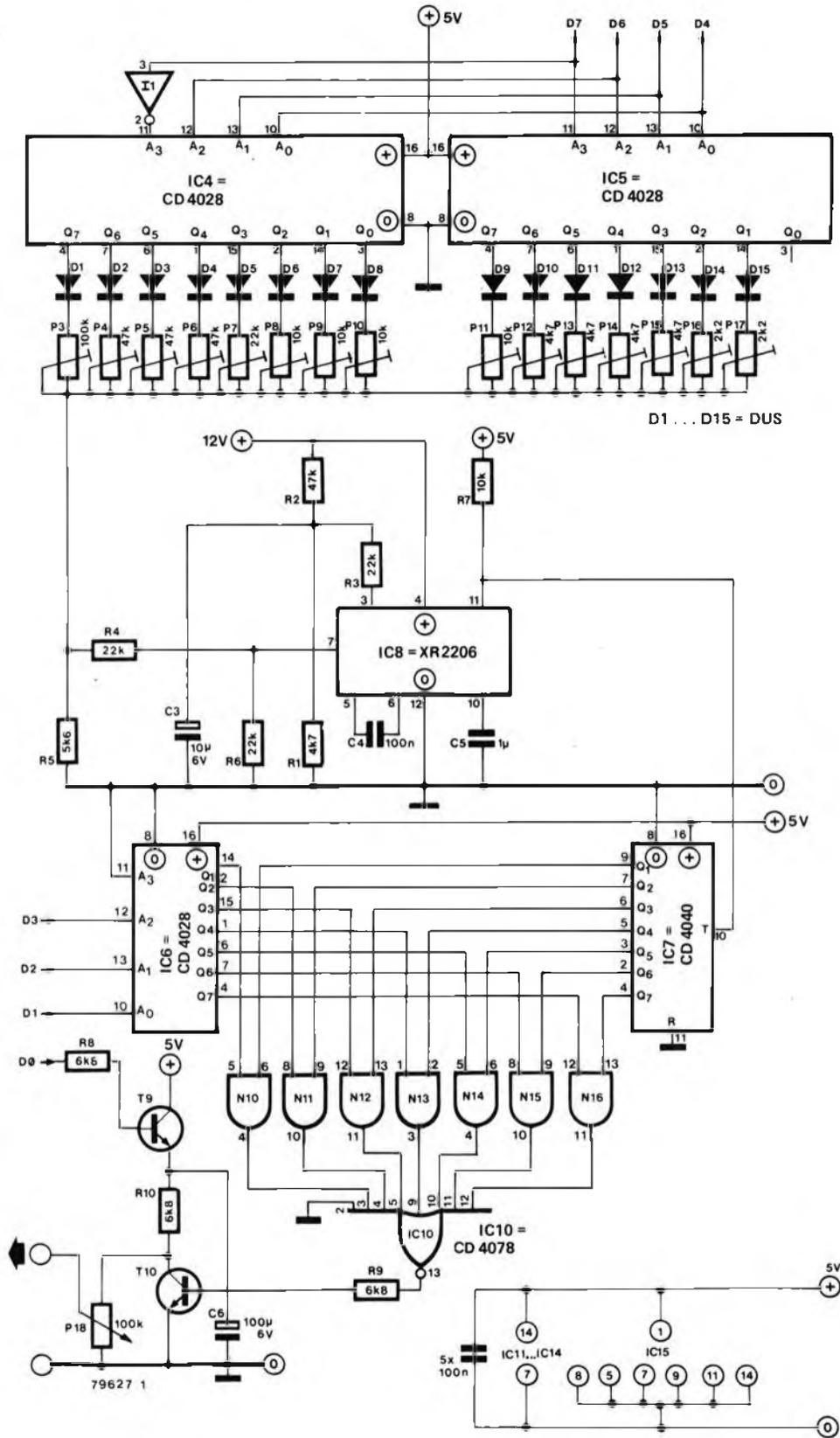
Tableau 3.

79627-3

Adresse	note	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Remarques
0	—	0	0	0	0	0	0	0	0	stop; attendre l'ordre "départ"
1	—	0	0	0	0	0	0	0	0	
2	4	0	1	0	0	1	0	0	1	1 ^{ère} note
3	4	0	1	0	0	1	0	0	0	2 ^{ème} note
4	9	1	0	0	1	1	0	0	1	3 ^{ème} note
5	9	1	0	0	1	1	0	0	0	4 ^{ème} note
6	9	1	0	0	1	1	0	0	1	5 ^{ème} note
7	9	1	0	0	1	1	0	0	0	6 ^{ème} note
8	9	1	0	0	1	1	0	0	1	7 ^{ème} note
9	9	1	0	0	1	1	0	0	0	8 ^{ème} note
10	9	1	0	0	1	1	0	0	1	9 ^{ème} note
11	9	1	0	0	1	1	0	0	0	
12	13	1	1	0	1	1	0	0	1	
13	11	1	0	1	1	1	0	0	1	
14	9	1	0	0	1	1	0	0	1	
15	11	1	0	1	1	1	0	0	1	
16	13	1	1	0	1	1	0	0	1	
17	13	1	1	0	1	1	0	0	0	10 ^{ème} note
18	13	1	1	0	1	1	0	0	0	
19	13	1	1	0	1	1	0	0	0	
.	
.	
.	
84	13	1	1	0	1	1	0	0	0	
85	13	1	1	0	1	1	0	0	0	
86	13	1	1	0	1	1	0	0	0	
87	13	1	1	0	1	1	0	0	0	
88	4	0	1	0	0	1	0	1	1	
89	4	0	1	0	0	1	0	1	0	note "4", de l'octave "5"!
90	4	0	1	0	0	1	0	1	0	
91	4	0	1	0	0	1	0	1	0	
92	13	1	1	0	1	1	0	0	1	
93	13	1	1	0	1	1	0	0	0	
94	9	1	0	0	1	1	0	0	1	
95	9	1	0	0	1	1	0	0	0	
96	11	1	0	1	1	1	0	0	1	
97	11	1	0	1	1	1	0	0	0	
98	11	1	0	1	1	1	0	0	1	
99	11	1	0	1	1	1	0	0	0	
100	9	1	0	0	1	1	0	0	1	
101	9	1	0	0	1	1	0	0	1	
102	9	1	0	0	1	1	0	0	0	
103	9	1	0	0	1	1	0	0	0	
104	9	1	0	0	1	1	0	0	0	
105	9	1	0	0	1	1	0	0	0	
106	—	0	0	0	0	0	0	0	0	Fin



2



la note suivante. Quand tout le programme a été entré, un nouveau "zéro" est enregistré sur la dernière case mémoire utilisée. Pour rejouer la mélodie, S8 et S9 sont mis sur Lecture et Exécution respectivement, et S11 est actionné. Un exemple de programme est donné par le

tableau 3.
 Enfin quelques caractéristiques:
 Nombre de pas de programme: 256
 Durée maximale: Environ 4 minutes
 Durée minimale: Environ 15 secondes
 Fréquence d'horloge:
 1 à 15 Hz, ajustable par P2
 15 notes choisies par S4 ... S7

7 octaves choisies par S1 ... S3
 "Sustain" commandé par S0
 Tensions d'alimentation:
 5 V/200mA } Stabilisées
 12 V/10 mA }

R. Pfister (Suisse)

chorosynth 106

string/chorus synthesiser économique

Le degré de sophistication d'un synthétiseur tel que le Formant d'Elektor entraîne un prix assez élevé et demande une habileté importante ainsi que de l'expérience pour la réalisation et l'utilisation. Pour les lecteurs ayant un petit budget et qui sont particulièrement intéressés par la musique sur scène, le Chorosynth est une possibilité qui ne manque pas d'attraits. Le Chorosynth comprend 4 oscillateurs commandés en tension (VCO) qui servent de générateurs de notes (figure 1). Trois d'entre eux sont accordés sur la même fréquence, alors que le quatrième est une quinte plus haut. Un intervalle de quinte correspond à un rapport de fréquence de 2:3, soit par exemple avec une note de base $f_1 = 1000$ Hz, la quinte est $f_2 = 1000 \times 3/2 = 1500$ Hz. Ainsi la richesse en harmoniques du signal est augmentée et on obtient un son

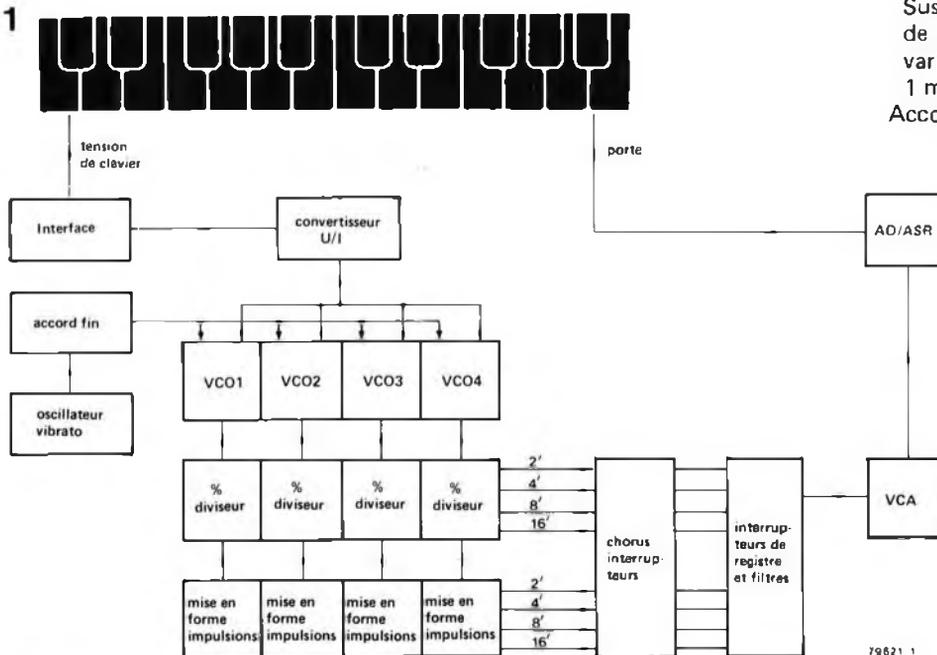
plus plein, moins artificiel. Les sorties des VCO sont appliquées à des compteurs binaires 4 bits qui fonctionnent en diviseurs d'octaves. A partir de chaque sortie des VCO 1, 2 et 3, les diviseurs donnent 4 notes avec un intervalle commun d'une octave ($16'$, $8'$, $4'$, $2'$), alors que le quatrième donne les douzièmes et le larigot ($2^{2/3}$ et $1^{1/3}$ respectivement). Les signaux sont carrés et symétriques, bien adaptés à la production du son des cuivres. En les faisant passer par des NAND servant de circuits de mise en forme, on obtient 3 créneaux d'un rapport cyclique de 25%. Ils constituent les signaux de base pour attaquer les filtres synthétisant les cordes. Quatre interrupteurs permettent les effets de choeur sur chaque registre, alors que des filtres donnent un choix de sons de cordes ou de bois. Au total 10 registres différents sont possibles. Le schéma du Chorosynth est présenté sur les figures 2 et 3. Les

Caractéristiques:

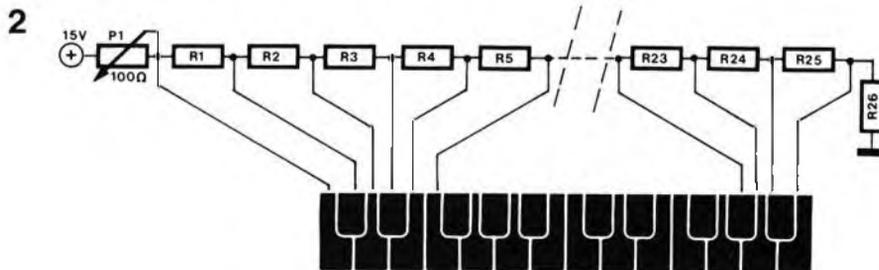
- Gamme: Do ... Sol 5
(130 Hz à 6 kHz)
- Clavier: Circuit imprimé avec pointe de touche. Etendue: Do 1 à Do 3, monodique
- Registres: Violoncelle 16' (S10)
Basson 16' (S14)
Alto 8' (S9)
Clarinette 8' (S13)
Violon 4' (S8)
Clarinette 4' (S12)
Violon 2' (S7)
Flute 2' (S11)
Douzième $2^{2/3}'$ (S6)
Larigot $1^{1/3}'$ (S5)
- Effets: Choeurs 16' (S4)
Choeurs 8' (S3)
Choeurs 4' (S2)
Choeurs 2' (S1)

Commandes complémentaires:

- Portamento: P2
- Vibrato: Profondeur et vitesse (P8 et P9)
- Enveloppe: Attack/Decay ou Attack/Sustain/Release, suivant la position de S15. Temps d'attack et decay variables indépendamment entre 1 ms et 10 s (P10 et P11)
- Accord fin: ± 4 demi-tons (P7)



79621 1



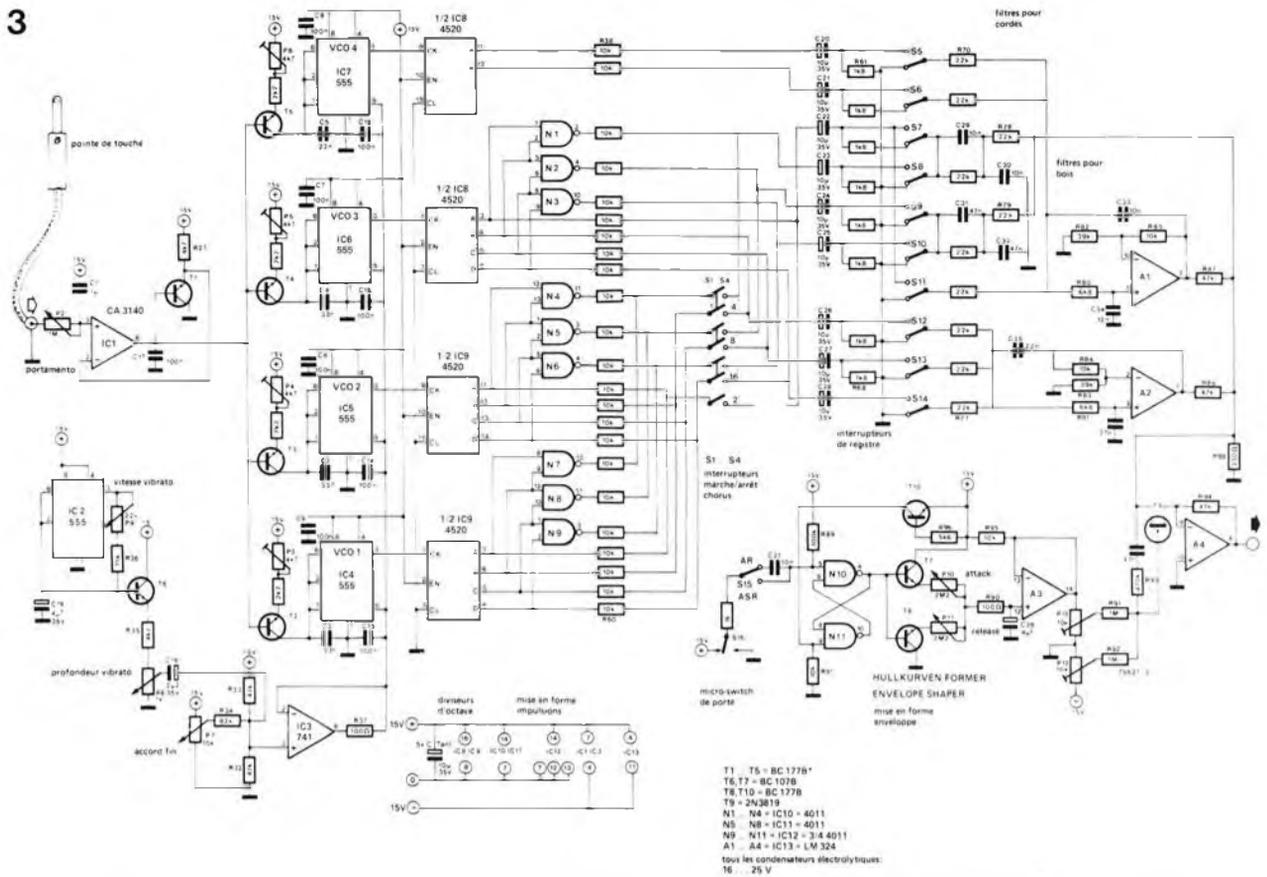
clavier de 2 octaves
(en circuit imprimé)

79621 2

Tableau 1.

- Résistances du clavier:
 "+" = Montées en série
 "// = Montées en parallèle
- R2, R3 = 10 Ω
 - R4, R5, R6 = 12 Ω
 - R7 = 27 Ω // 27 Ω
 - R8, R9 = 27 Ω // 33 Ω
 - R10 = 15 Ω
 - R11 = 33 Ω // 33 Ω
 - R12 = 18 Ω
 - R13, R14 = 39 Ω // 39 Ω
 - R15 = 39 Ω // 47 Ω
 - R16 = 22 Ω
 - R17 = 12 Ω + 12 Ω
 - R18 = 10 Ω + 15 Ω
 - R19 = 27 Ω
 - R20 = 56 Ω // 56 Ω
 - R21 = 15 Ω + 15 Ω
 - R22 = 10 Ω + 22 Ω
 - R23 = 33 Ω
 - R24 = 39 Ω // 470 Ω
 - R25 = 39 Ω // 1k5
 - R26 = 1k8

3



VCO sont réalisés par des 555. La tension de sortie du clavier commute les transistors T2... T5, qui chargent les condensateurs C2... C5 dont dépendent les fréquences et donc les notes jouées.

Idealement T1... T5 doivent tous avoir le même U_{be} . En théorie on devrait donc utiliser des réseaux de transistors, mais pratiquement il suffit d'utiliser des transistors du même type (ou mieux de la même série).

Comme les oscillateurs ont une caractéristique tension-fréquence linéaire, les résistances du clavier doivent former un diviseur logarithmique. Les bonnes valeurs (voir tableau 1) peuvent toutes être réalisées avec des résistances de la série E12. Avec des résistances de 1% on obtient une précision d'accord de 1% d'un demi-ton, et donc des résistances de 5% conviendront aussi. L'accord se fait à l'aide de P1 pour le clavier et de P3... P6 pour les VCO.

S1... S4 donnent un effet de chœur pour chaque registre. Les filtres de timbre sont relativement simples. Les cordes sont restituées grâce à des filtres passe-haut passifs dont la réponse est coupée dans les hautes fréquences par C30 et C32. Les filtres pour les bois sont des passe-bas actifs avec une fréquence de coupure de 2 kHz (pour 16', 8', et 4') et 4,5 kHz (pour les trois registres supérieurs, 2', 2²/₃' et 1¹/₃'). Les registres les plus bas ont donc une plus grande richesse en harmoniques de rang élevé, ce qui les rend très

musicaux.

Pour des raisons de prix, le clavier a été réalisé en circuit imprimé. Il est posé sur un microswitch qui donne une impulsion de porte chaque fois qu'on touche un des contacts. Elle déclenche le circuit de mise en forme AD/ADSR (Attack-Decay/Attack-Sustain Release): le type d'enveloppe est choisi avec S15. En position AR, le front positif de l'impulsion de porte déclenche la bascule réalisée avec IC12, saturant T7 et chargeant le condensateur C38 à travers le réglage d'attaque, P10. Dès que la tension sur C38 atteint environ 13,5 V, T10 se bloque et la bascule est réarmée. Le condensateur se décharge alors à travers la commande d'amortissement, P11, et le transistor T8.

En position ASR, T10 ne peut réarmer la bascule avant que l'on relache la touche. C8 est alors déchargé de la même façon.

La sortie du circuit de mise en forme attaque un VCA simple (amplificateur commandé en tension), qui détermine la dynamique de l'amplitude du signal. Le VCA est un amplificateur opérationnel dont la résistance de réaction est un FET (résistance commandée par une tension). Le VCA a deux points à régler:

P12 qui détermine le gain minimum, doit être ajusté pour que, au repos (pas de tension de clavier, tous les registres commutés), aucun signal ne soit audible. Une note est alors "frappée" et maintenue (S15 en position ASR!) pour ajuster P13,

d'abord au volume maximum, puis un peu au-dessous du maximum.

En construisant le Chorosynth, il faut prendre soin de certaines choses. En particulier il faut bien découpler les VCO, car s'ils se synchronisent, l'effet de chœur n'est plus possible. Il est recommandé de blinder le circuit et les fils de liaison.

Le prototype du Chorosynth a été utilisé avec beaucoup de succès par l'auteur, comme instrument soliste ou d'accompagnement. Bien que le Chorosynth ne remplace pas un synthétiseur modulaire complet, il fait bien le lien entre l'orgue et le synthétiseur. Une possibilité particulièrement intéressante pour les organistes est d'utiliser le Chorosynth avec un clavier séparé, à la place d'un petit string synthetiser.

J.D. Mitchell (Grande Bretagne)

MARCHE

Une mémoire à bulles de un million de bits

Intel Magnetics, une filiale à 100% Intel Corporation annonce en première mondiale, la première mémoire à bulle disponible commercialement d'un million de bits, l'INTEL 7110.

Intel Magnetics introduit aussi simultanément une famille complète de circuits LSI de support qui donne aux concepteurs la possibilité de réaliser facilement et rapidement leurs systèmes mémoires à bulles. Ainsi, grâce à ces circuits, les utilisateurs peuvent dès maintenant incorporer ces mémoires dans leur produit sans être très familiarisés avec la technologie des mémoires à bulles.

Gene Flath, Président d'Intel Magnetics déclare: "Ce support complet de circuits LSI et la grande densité de ces mémoires vont permettre à ces mémoires d'entrer rapidement dans le domaine industriel".

Les circuits de support LSI sont au nombre de quatre:

- le 7220 contrôleur Mémoire à bulles

- une non volatilité qui comme les tores, les disques et les bandes, garde l'information lorsque l'on coupe la puissance.

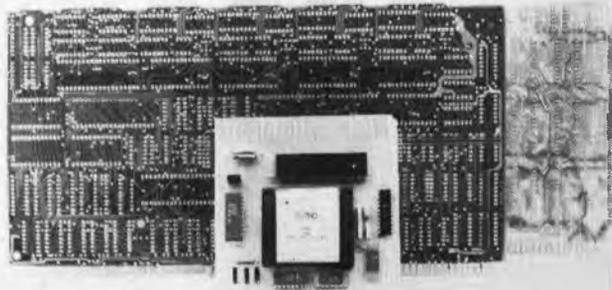
Gene Flath pense que les mémoires à bulles vont être utilisées dans les applications microprocesseurs avant les ordinateurs.

La capacité de 1 mégabits de l'IM 7110 vient compléter l'évolution récente des applications microprocesseurs. Cette évolution comprend la capacité d'adressage de 1 Mégaoctets. L'utilisation de langage de haut niveau nécessitant plus de mémoire que les assembleurs et les programmes d'applications sont de plus en plus complexes et longs (Terminaux, traitement de données, contrôle industriel, télécommunications).

"Les applications de la famille IM 7110 vont étendre les applications microprocesseurs vers de nouveaux marchés", déclare Monsieur Flath.

Intel, 74, rue d'Arcueil, Siliç 223, 94528 Rungis Cedex.

(1209 M)



- le 7242 formateur/amplificateur
- le 7230 générateur d'impulsion de courant
- le 7250 predriver de bobine

Grâce à ces circuits, des mémoires de 128 kilo-octets à 1 méga-octet peuvent être très rapidement réalisées sur des surfaces très petites de circuits imprimés.

Notez qu'une mémoire de 128 kilo-octets ne nécessite qu'une mémoire IM 7110 et peut être réalisée sur une carte de 100 x 100 mm (celle d'un méga-octets sur une carte de 240 x 240). La correction des erreurs qui nécessite normalement un système séparé est intégrée dans cette famille.

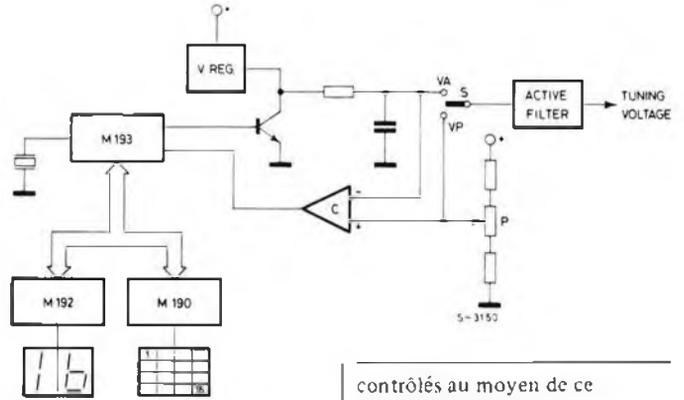
Les principaux avantages de ces mémoires sont:

- une grande densité

Mémorisation électronique des stations radio

La recherche automatique électronique des stations, la mémorisation de la tension d'accord de la station et le rappel automatique de la station se font par action sur une touche. Ces caractéristiques sont maintenant réalisables dans les radio récepteurs en utilisant le système "Mémorisation Electronique des Programmes" M 193 de SGS-ATES.

Le EPM est un circuit intégré monolithique utilisant la technologie "N-channel silicon gate", qui utilise: l'intégration d'une RAM non volatile de 272 bits pour mémoriser les informations de 16 stations, un convertisseur



digital/analogique fournissant la tension d'accord varicap, un contrôle et générateur logique pour vérifier la génération de la tension varicap et de la commutation des bandes. Le EPM est prévu pour travailler avec des circuits de recherche et d'arrêt sur les stations en mode manuel, semi-automatique ou automatique.

En plus des opérations par touches, le EPM peut aussi être employé avec un système de recherche par potentiomètre, pour ceux qui préfèrent toujours la recherche manuelle par commande rotative. De toute façon, même dans cette configuration, le EPM permet toujours la mémorisation de 16 stations et le rappel de ces stations par action sur une touche.

Les circuits complémentaires de la famille EPM sont le M 190 encodeur 16 stations et le M 192 décodeur driver sept segments.

SGS-ATES France S.A., 17 avenue de Choisy, 75643 Paris Cedex 13.

(1210 M)

Mesure de l'humidité: l'humidistance

L'humidité est maintenant mesurable grâce à un nouveau composant développé par R.T.C. auquel a été donné le nom de "humidistance". Le conditionnement d'air, le séchage et l'humidification peuvent être

contrôlés au moyen de ce nouveau composant. Le capteur est réalisé à partir d'un polymère organique monté de telle manière que celui-ci se comporte comme le diélectrique d'un condensateur. Il est donc constitué d'une feuille non conductrice recouverte sur ses deux faces d'une fine couche d'or. La constante diélectrique de la feuille varie en fonction de l'humidité relative de l'atmosphère ambiante et, ainsi, la valeur de la capacité donne une mesure de l'humidité relative. La feuille diélectrique est clipsée entre deux contacts, l'ensemble étant placé dans un boîtier permet aussi bien l'implantation sur circuit imprimé qu'une fixation dans une tête de capteur. On doit noter que la très faible valeur de la capacité nécessite des connexions courtes entre le capteur et le circuit électronique. Cela signifie que le capteur doit être incorporé dans le circuit de mesure. Un dispositif de mesure peut être réalisé à partir d'un générateur de signaux sinusoïdaux, un pont de mesure capacitif et un amplificateur de sortie.

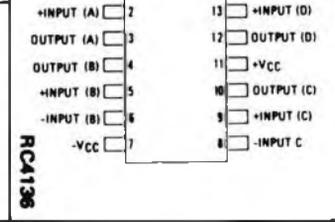
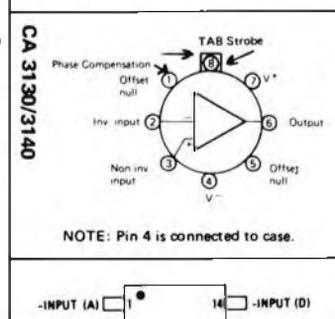
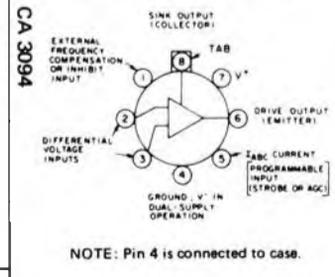
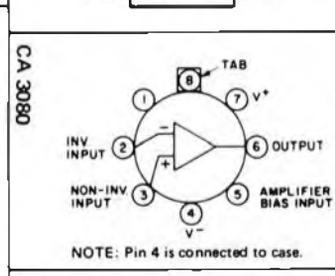
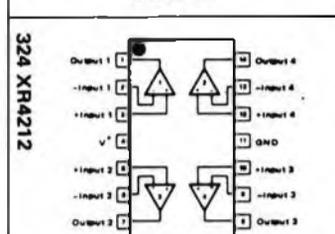
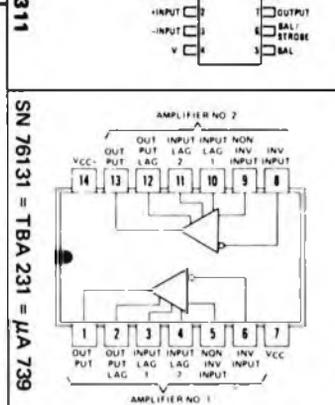
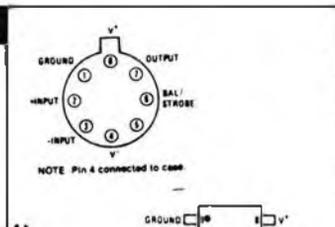
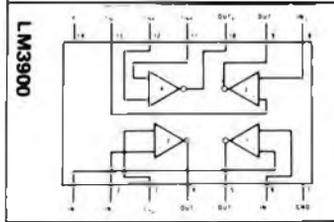
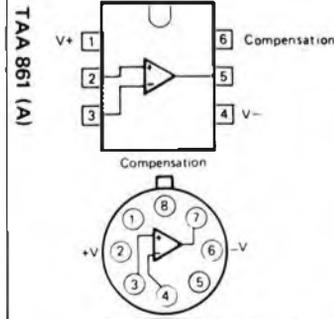
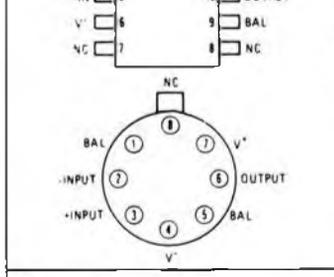
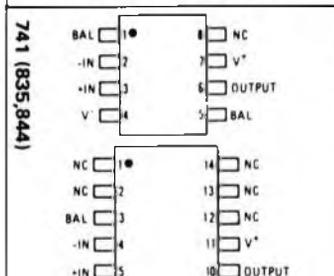
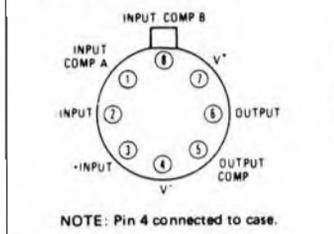
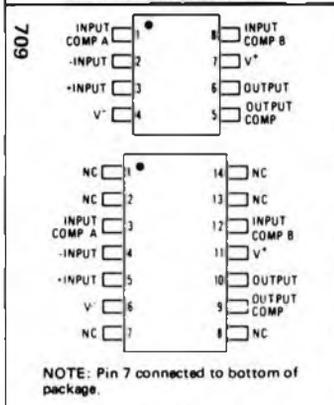
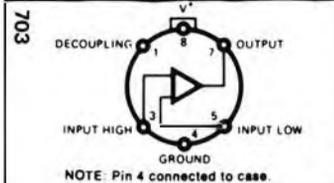
Caractéristiques principales:
Capacité: 120 pF ± 15%
(T = +25°C, H = 12%, f = 1 kHz)
Sensibilité: 0,4 pF/% H
Gamme de fréquences utilisable:
1 kHz à 1 MHz
Degré d'humidité mesurable:
0 à 100% H

RTC
130, avenue Ledru-Rollin
75540 Paris Cedex 11

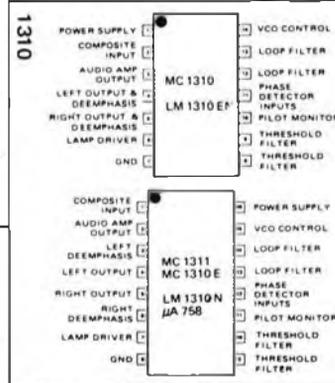
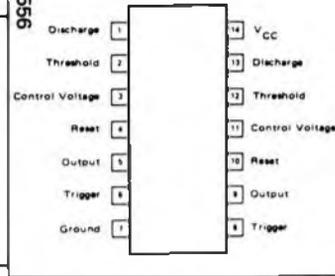
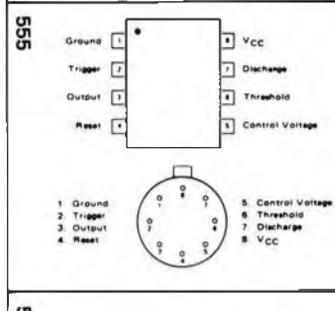
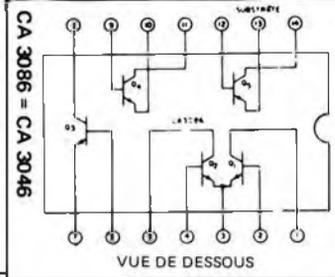
(1212 M)



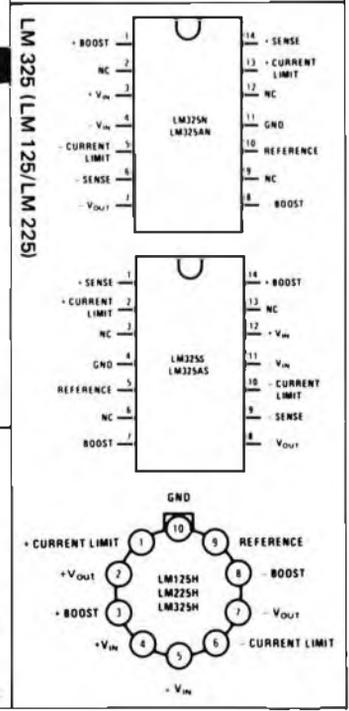
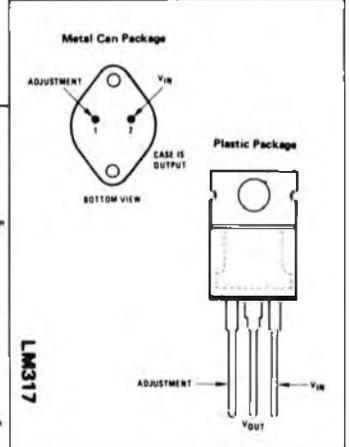
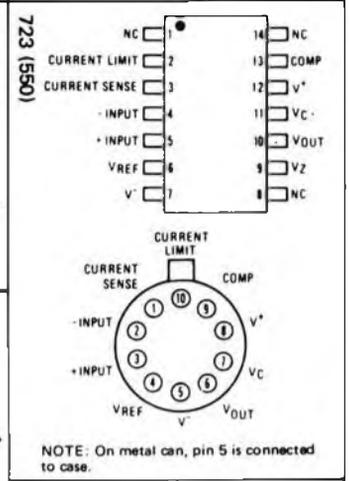
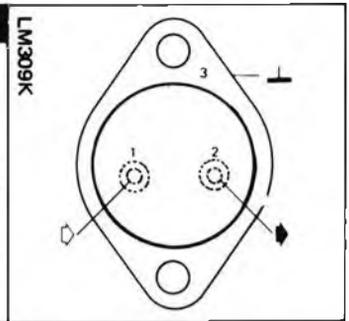
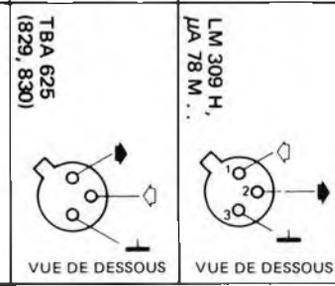
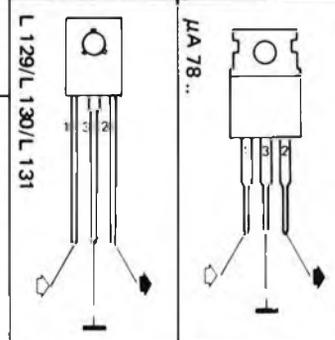
AMPLI-OPS, COMPAREURS



TYPES SPÉCIAUX



REGULATEURS DE TENSION



Remarque: Tous les circuits intégrés sont vus de dessus, sauf indication contraire.

Tableau 1a.

	type	U_{ce0} max	I_c max	h_{fe} min.	P_{tot} max	f_T min.
TUN	NPN	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz
TUP	PNP	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz

Tableau 1b.

	type	U_R max	I_F max	I_R max	P_{tot} max	C_D max
DUS	Si	25 V	100 mA	1 μ A	250 mW	5 pF
DUG	Ge	20 V	35 mA	100 μ A	250 mW	10 pF

Tableau 2.

TUN		
BC 107	BC 208	BC 384
BC 108	BC 209	BC 407
BC 109	BC 237	BC 408
BC 147	BC 238	BC 409
BC 148	BC 239	BC 413
BC 149	BC 317	BC 414
BC 171	BC 318	BC 547
BC 172	BC 319	BC 548
BC 173	BC 347	BC 549
BC 182	BC 348	BC 582
BC 183	BC 349	BC 583
BC 184	BC 382	BC 584
BC 207	BC 383	

Tableau 3.

TUP		
BC 157	BC 253	BC 352
BC 158	BC 261	BC 415
BC 177	BC 262	BC 416
BC 178	BC 263	BC 417
BC 204	BC 307	BC 418
BC 205	BC 308	BC 419
BC 206	BC 309	BC 512
BC 212	BC 320	BC 513
BC 213	BC 321	BC 514
BC 214	BC 322	BC 557
BC 251	BC 350	BC 558
BC 252	BC 351	BC 559

Tableau 4.

DUS		DUG
BA 127	BA 318	OA 85
BA 217	BAX13	OA 91
BA 218	BAY61	OA 95
BA 221	1N914	AA 116
BA 222	1N4148	
BA 317		

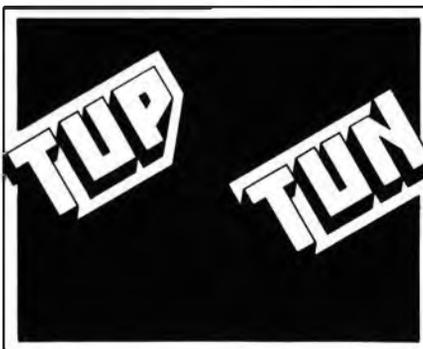


Tableau 5.

	NPN	PNP
	BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179
U_{ce0} max	45 V 20 V 20 V	45 V 25 V 20 V
U_{eb0} max	6 V 5 V 5 V	5 V 5 V 5 V
I_c max	100 mA 100 mA 100 mA	100 mA 100 mA 50 mA
P_{tot} max	300 mW 300 mW 300 mW	300 mW 300 mW 300 mW
f_T min.	150 MHz 150 MHz 150 MHz	130 MHz 130 MHz 130 MHz
F max	10 dB 10 dB 4 dB	10 dB 10 dB 4 dB

Les lettres placées après le numéro du type donnent une indication du gain en courant:

- A: $a' (\beta, h_{fe}) = 125-260$
- B: $a' = 240-500$
- C: $a' = 450-900$

Tableau 1a. Caractéristiques minimales des TUP et TUN.

Tableau 1b. Caractéristiques minimales des DUG et DUS.

Tableau 2. Différents types de transistors satisfaisant les spécifications TUN.

Tableau 3. Différents types de transistors satisfaisant les spécifications TUP.

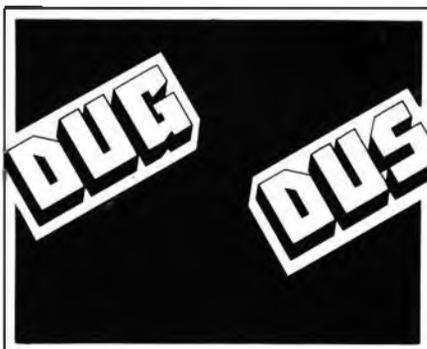
Tableau 4. Différents diodes satisfaisant les spécifications DUS et DUG.

Tableau 5. Caractéristiques minimales des familles BC107, -108, -109 et BC177, -178, -179 (d'après les normes Pro-Electron). On notera que le BC179 ne remplit pas exactement les spécifications TUP ($I_{c,max} = 50$ mA).

Tableau 6. Quelques transistors équivalents des familles BC107, -108, ... Les caractéristiques données ici sont celles de la norme Pro-Electron; les produits de certains fabricants seront parfois plus performants.

Tableau 6.

NPN	PNP	Boitier	Remarques
BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179		
BC 147 BC 148 BC 149	BC 157 BC 158 BC 159		$P_{max} = 250$ mW
BC 207 BC 208 BC 209	BC 204 BC 205 BC 206		
BC 237 BC 238 BC 239	BC 307 BC 308 BC 309		
BC 317 BC 318 BC 319	BC 320 BC 321 BC 322		$I_{c,max} = 150$ mA
BC 347 BC 348 BC 349	BC 350 BC 351 BC 352		
BC 407 BC 408 BC 409	BC 417 BC 418 BC 419		$P_{max} = 250$ mW
BC 547 BC 548 BC 549	BC 557 BC 558 BC 559		$P_{max} = 500$ mW
BC 167 BC 168 BC 169	BC 257 BC 258 BC 259		169/259 $I_{c,max} = 50$ mA
BC 171 BC 172 BC 173	BC 251 BC 252 BC 253		251...253 faible bruit
BC 182 BC 183 BC 184	BC 212 BC 213 BC 214		$I_{c,max} = 200$ mA
BC 582 BC 583 BC 584	BC 512 BC 513 BC 514		$I_{c,max} = 200$ mA
BC 414 BC 414 BC 414	BC 416 BC 416 BC 416		faible bruit
BC 413 BC 413	BC 415 BC 415		faible bruit
BC 382 BC 383 BC 384			
BC 437 BC 438 BC 439			$P_{max} = 220$ mW
BC 467 BC 468 BC 469			$P_{max} = 220$ mW
	BC 261 BC 262 BC 263		faible bruit



Kits: PRAL-JOSTY
et notre fabrication SIDAC
GRAND RAYON DE
COMPOSANTS
H.P.: toute la gamme
de la marque SIARE.
Les revues ELEKTOR.



coffrets TEK0
matériel de perçage des
APPLICATIONS RATIONNELLES
transformateurs toriques: SUPRATORE
les contrôleurs PANTEC- et CENTRAD;
les composants ISKRA et bien sûr les
circuits imprimés du service
EPS de Elektor

SOCIETE INDUSTRIELLE DES APPLICATIONS ELECTRONIQUES



21, rue Blatin — Grand-Passage
63000 CLERMONT-FERRAND
tél.: (73) 93-79-28



PROMOTION

MINIPERCEUSES 10 outils:	95,40
SPOT 60 W toutes les couleurs, à réflecteur:	9,—
REPERTOIRE MONDIAL DES TRANSISTORS:	29,50
TRESSE A DESOUDER rouleau standard:	7,—
TRANSFERT MECANORMA, la feuille 90 x 250:	9,30
TRIAC 8 A, pièce:	6,—
MONTRES A CRISTAUX LIQUIDES: NON SOLAIRE: .. 170,—	SOLAIRE 250,—

Do you understand English?

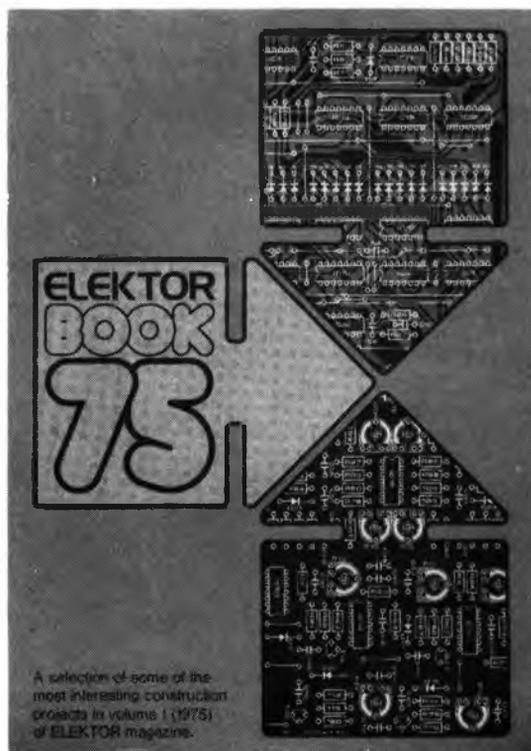
Si vous ne connaissez pas l'anglais technique, alors voici une excellente occasion de l'apprendre.

Si vous possédez déjà quelques notions en anglais technique, vous apprécierez beaucoup l'"Elektor Book 75'.

Il présente une sélection des projets de construction les plus intéressants présentés dans l'édition anglaise de Elektor en 1975. Outre les schémas d'horloges, les montages BF, les jeux TV et autres circuits divers, ce livre contient une section 'caractéristiques' qui apporte des indications utiles sur le brochage et les performances de nombreux semiconducteurs.

Avec plus de 100 pages, ce livre intéressera autant le bricoleur débutant que l'électronicien professionnel.

Ce livre est disponible auprès de Elektor, B.P. 59, 59940 Estaires, au prix de 30 F.



J F électronique distribue en exclusivité les haut-parleurs et matériels



dans les départements 86, 37, 87, 79, 85, 16 et 36*.

Et également tout le matériel d'animation lumineuse

OPTIKINETICS et



dans les départements 86, 37 et 36*.

*Liste des revendeurs sur demande.



POITIERS
JF
electronique

Nous sommes revendeur Elektor, vous pouvez nous passer tous vos commandes de EPS/ESS, livres et magazines. Nous nous efforçons de vous fournir tout le matériel nécessaire aux réalisations "Elektor" aux meilleurs prix/délais.

Notre offre semiconducteurs:

SAD 1024	70,00 F	Régulateur 5V 1A5	7,00 F
SC/MP II	98,00 F	TL 084	11,00 F
XR 2206	38,00 F	NE 555	3,00 F
LF 356	8,50 F	Triac 8 A 400 V	4,00 F
LF 357	8,50 F	LED 5 ou 3 mm, les 10:	10,00 F
CA 3080	7,00 F	6810 Motorola, pièce:	25,00 F
CA 3086	5,20 F		



electronique

RN 10 - rue du Commerce

86360 CHASSENEUIL

tél (49) 52.77.09

Conditions de vente par correspondance:
Expédition franco au-dessus de 100,00 F
En dessous de 100,00 F: 6,00 F frais fixe.
Pas d'envoi contre-remboursement.
Paiement à la commande ou, après accord, à réception de facture.

Nous sommes ouverts tout l'été!

Service livres d'Elektor

Ce livre donne une introduction par petits par à la théorie de base et aux applications de l'électronique digitale.

Ecrit dans un style propre à Elektor, on n'a pas besoin d'apprendre des formules sèches et abstraites, mais à leur place on trouve des explications claires des fondements des systèmes digitaux, appuyées pas des expériences destinées à renforcer cette connaissance fraîchement acquise.

Pour cette raison DIGIT 1 est accompagné d'une plaquette expérimentale pour faciliter la construction pratique des schémas.

Prix 50,- F, circuit imprimé compris.

par H. Ritz



digit 1

introduction à la technique digitale





CLAVIER ASCII COMPLET

Prix exceptionnel
Modèle 756
Clavier ASCII complet

- Prévu pour des applications professionnelles à microprocesseur.
- C'est le seul clavier qui puisse répondre à tous les besoins actuels et futurs.
- 128 caractères, 8-bit ASCII code.
- Codeur MOS, trois états.
- Notices d'application pour répétition automatique, keyboard numérique, sortie en série.
- Majuscules avec touche de blocage.
- Inversion de polarité.
- Dimensions de 305 x 140 x 32 mm.
- Sorties MOS/DTL/TTL-compatibles.
- Nouveaux composants, garantis qualité "OEM".
- Alimentation +5 V et -12 V.
- Un emplacement est prévu pour un petit convertisseur cont/cont permettant à l'ensemble d'être alimenté par une seule tension de 5 V.

- Les données logiques sont disponibles en positif ou en négatif ainsi qu'une sortie de synchronisation.
- Blocage Alpha.
- Touches supplémentaires en option.
- Fourni avec connecteur en plaqué or et une documentation complète.
- CI (trous métallisés) robuste, conforme à la norme militaire G-10.
- Niveau continu et impulsion de synchronisation prévue pour faciliter l'interface avec n'importe quel système à microprocesseur à 8-bit ou terminal.
- Largeur d'impulsion de synchro: 1 ms.

PRIX:

- Clavier complet, monté prêt à l'emploi **345 FF**

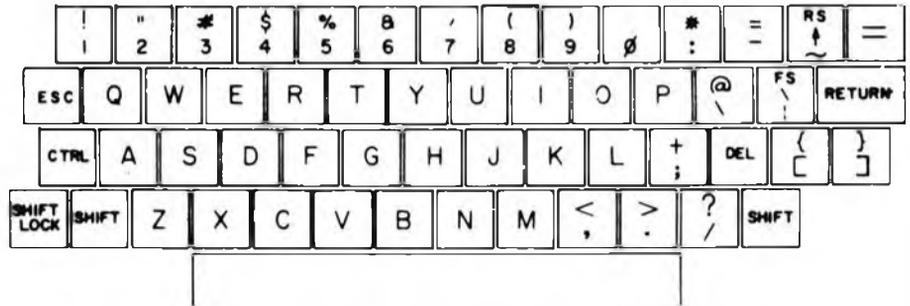
En option:

- Matrice de contacts pour clavier numérique **65 FF**
- Coffret plastique **92 FF**
- Support de montage (livré attaché au clavier pour stabilité mécanique) **64 FF**
- Convertisseur cont/cont **38 FF**

Les prix s'entendent frais de port et d'emballage (par avion dans n'importe quel pays).
Expédition contre chèque ou mandat joint à la commande. (pour les chèques sans garantie bancaire, compter 15 jours de délai).

Carter Associates

P.O. Box 11262
VLAEBERG
South Africa
postal code 8018



MARSEILLE

EUROPE ELECTRONIQUE

2 Rue Chateaudon-13001-Tel.(91) 54 78 18

CIRCUITS EPS- LIVRES, COMPOSANTS ET KITS ELEKTOR

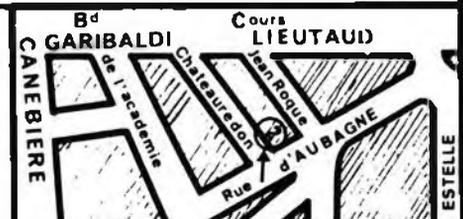
Composants actifs et passifs - TTL - CMOS - Microprocesseurs - Micro-ordinateurs

SIEMENS	NATIONAL	MONTAGES ELEKTOR
BFT 65 21,—	LF 356N 10,50	MK 50398N 85,—
SO 41P 15,80	LF 357N 10,50	CA 3161E 61,—
SO 42P 17,80	LM 301AN 3,70	CA 3162E 14,80
TAA 765A 9,50	LM 311N 6,80	CA 3130 15,—
TCA 205A 23,90	LM 317K 38,—	µA 78HG 80,—
TCA 315A 10,50	LM 324N 6,60	TIL 111 9,80
TCA 965 20,80	LM 339N 6,30	BY 164 6,20
TDA 1037 17,90	LM 391N80 25,—	TL 084 15,—
TDA 1046 27,30	LM 555CN 3,60	E 300 5,—
TDA 1047 29,50	LM 556CN 8,—	FND 500 15,—
TDA 2870 26,30	LM 565CN 14,50	FND 507 15,—
TDA 4290 28,50	LM 567CN 14,80	3N211 11,20
TFA 1001W 42,70	LM 723CN 5,20	µA 753TC 15,30
UAA 170 18,50	LM 3080N 8,40	µA 758PC 24,50
UAA 170L 24,—	LM 3086N 6,10	µA 3089PC 26,50
UAA 180 24,—	LM 3900N 6,80	
		DIVERS
		TUN les 10 10,—
		TUP les 10 10,—
		DUS les 10 3,50
		DUG les 10 9,50
		BC 547B 1,40
		BC 557B 1,60
		BC 549C 1,50
		BC 559C 1,70
		BF 494 2,60
		BFY 90 9,50
		µA 78GU1C 14,50
		µA 79GU1C 18,50
		µA 739PC 16,60
		2N5631 54,—
		2N6031 59,50

MAGASIN: Ouvert de 9h30 à 12h30 et de 14h à 19h sauf le lundi.
FERME EN AOUT

VENTE PAR CORRESPONDANCE: Commande minimum 60 F.
paiement: à la commande (+10 F. de port)
contre remboursement (+20 F.)

Pour toute demande de renseignements ou de prix, joindre 2 F. en timbres



Selectronic

VENTE PAR CORRESPONDANCE

- Paiement à la commande: ajouter 15 F pour frais.
- Franco au dessus de 300 F
- Contre Remboursement: + 22,00 F

14, boulevard CARNOT
59800 LILLE

Magasin de vente ouvert de 9h30 à 12h30 et de 15h à 19h, du mardi matin au samedi soir.
Tél.: (20) 55.98.98.

COFFRETS

spéciaux pour les montages Elektor

- Génér. de fonctions **77,00**
- Face avant 9453-6 **24,90**
- CONSONANT **113,00**
- Face avant 9945-F **55,00**
- Fréquencemètre 1/4 GHz, avec face avant percée et sérigraphiée **145,00**
- Alimentation de labo avec face avant percée **130,00**

NOUVEAU

MM 57160* timer/controller: horloge avec 4 programmes indépendant pour toute programmation sur 24 H

87,00

* revendeurs, veuillez nous consulter pour ces matériaux.

Composants garantis de premier choix aux normes ELEKTOR:

- TUN Les 10 (BC237b) **10,00**
- TUP Les 10 (BC307b) **10,00**
- DUS Les 10 (1N4148) **3,50**
- DUG Les 10 **9,00**
- DUS Les 50 **15,00**
- 2N2905 les 10 **20,00**
- 2N1711 les 10 **15,00**
- Touche TKC MM9 **4,50**
- Touche TKC par 100 pièces: **3,50**
- Digitast **8,00**
- CP643 (FET HF/50 Ω) **85,00**
- MRF 238 avec notice **85,00**
- BUX 37 **54,00**
- tube BRIMAR D7 201 GH avec son blindage **441,00**
- Pont 80 V, 1A5 (110B2) **3,00**
- les 10 **20,00**

LINEAIRE:

- LM 741.MC 1741 **2,50**
- TDA2020AD2 **36,00**
- TL074 **23,00**
- XR 4212 **19,50**
- MC 6800P **79,90**
- MCM 68A 10 P **39,80**
- MC 6820P **59,00**
- MCM6830 L7 MINIBUG **151,80**
- 8T97 et 8T86 **13,00**
- 8T28 **19,00**

Cette annonce corrigée et complète les précédentes.
Voir ELEKTOR éditions précédentes.

KITS proposés par SELECTRONIC

Ces kits sont élaborés à partir des schémas parus dans ELEKTOR sur la base des circuits EPS. Les kits sont fournis avec le circuit imprimé, les accessoires et l'article original ELEKTOR, ainsi que les éventuelles corrections.

B.F.:

- PRECO (9389 + 9399) **179,90**
- EQUIN (9401) 25 W **135,00**
- Micro Electret + Préampli (9866) **49,90**
- VU-mètre à LED + crête-mètre (9817 + 9860) **149,50**
- VU-mètre seul (LED plates) **115,90**
- Luminant (9949) **209,00**
- Table de mixage (9444) stéréo 5 entrées **309,90**
- Consonant préampli Hi-Fi (9945) + alim **383,50**
- Préconsonant (9954) **58,80**
- Réverb. anal. (9973) **449,00**
- Ampli 20 W TDA 2020 (9144) avec radiateur **79,50**
- Stentor 75 W/4 **310,00**
- 150 W/2 **450,00**
- Assistentor (79071) **101,00**
- Compresseur Hifi (9395) **121,00**

MICROPROCESSEUR SC/MP

- SC/MP (9846-2) **241,50**
- RAM E/S (9846-2) **291,50**
- CPU (9851) avec EPROM ELBUG et connecteur **855,80**
- Ext. Mém. (9863) + ELBUG **544,20**
- Hex. E/S (9893) **636,20**
- 4 K RAM (9885) **1054,20**
- Interf. K7 (9905) **151,80**
- Alimentation (9906) **247,80**

Système complet comprenant les kits avec carte BUS + connecteurs **3495,00**

- Clavier ASCII (9965) **439,00**
- Elekterminal (9966) avec mémoires programmées **949,00**

DIVERS

- Magnétiseur (9827) **49,50**
- Sablier qui caquette (9985) **89,00**
- Spiroscope (9970) **129,00**
- Compte-tours auto (9460) **42,50**
- Aff. LED 270° (9392) **109,00**
- Compte-tours complet + face avant **175,00**
- Biofeedback (9825) **233,00**
- Ioniseur (9823) **105,40**
- Electromètre (9826) **59,50**
- Thermomètre digital (9755-1,2) **199,50**

MESURE:

- Génér. de fonctions complet avec Face avant + Alim + boutons etc. (9953) **249,90**
- Alimentation stabilisée avec LM 317K (9465), sans transfo **114,50**
- TV-SCOPE (9968) bicourbe **439,00**
- TV-SCOPE LUXE Bicourbe (9968-9969) **819,50**
- Modulateur UHF (9967) Avec QUARTZ **70,00**
- Compteur Fréquencemètre 1/4 GHz (9887-1à4) **988,00**
- Mini Fréquencemètre **275,00**
- Voltmètre Digital (79005) **198,00**
- Adaptateur Alternatif (79035) **59,90**
- Sonde HF (9427) **45,00**
- Préampli HF (9413) **36,00**
- Base de temps + alim. (9948) **225,00**
- Alim. de labo (79034) 5 A, avec galva et transfo **470,00**
- Génér. de trains d'ondes (79017) **104,20**
- Digiscope (9926-1,2) **302,00**

MUSIQUE:

- Les instruments sont Equipés des claviers Kimber Allen, à contacts plaqués-or
- Clavier 3 Octaves Kimber-Ailen (avec contacts) **510,00**
- Clavier 5 Octaves Kimber-Allen (avec contacts) **795,00**

PIANO électronique (voir Elektor N° 3)

- Générateur de notes (9915) **325,00**
- Filtres + préampli (9981) **209,00**
- Circuit une octave (9914) **229,00**
- Alimentation (9979) **190,00**
- Le kit complet 5 octaves avec les EPS, le clavier en Kimber Allen et ses contacts **2530,00**

FORMANT:

FORMANT. Synthétiseur. Les kits comprennent EPS + Face avant.

- VCO (9723-1) **499,00**
- VCF (97241) **205,00**
- Interface (9721-1) **179,00**
- ADSR (9725) **138,50**
- Dual VCA (9726) **185,00**
- LFO (9727) **175,00**
- Noise (9728) **110,00**
- COM (9729) **129,00**
- Alim. (9721-3) **349,00**

Le kit complet: 3 x VCO, 2 x ADSR, 1 x chaque autre module et 3 diviseurs de fréquence **3295,00***

* fourni avec livre et cassette de démonstration.
Kit FORMANT avec clavier **3795,00**

Une gamme complète de kits suivant les réalisations de Elektor. Dans un emballage soigné vous trouverez les circuits imprimés EPS d'origine, TOUS les composants et suivant le cas les embases de C.I. (TEXAS) et les faces avant EPS d'origine.



EDC computing
Nous avons les appareils suivants en démonstration:

	numéro	FB
Assistentor	79071	466
Stentor	79070	1.776
*Alimentation robuste	79034	1.909
Clap switch	79026	472
Adapteur pour millivoltmètre alternatif	79035	401
Voltmètre numérique universel	79005	1.044
Spiroscope	9970	959
Générateur de trains d'ondes	79017	999
TV-scope: - ampli d'entrée	9968-1	417
- circuit principal	9968-2	1.175
- mélangeur vidéo	9968-3	223
- circuit de synchro	9968-4	254
- *alimentation	9968-5	590
- plaque mémoire	9969-1	2.984
- circuit de déclenchement	9969-2	382
- base de temps entrée	9969-3	404
- *boîtier, boutons, face avant etc.	5041	1.083
Un sablier qui caquette	9985	617
Digiscope: - circuit principal + affichage	9926-1,2	2.182
- complété d'un boîtier		3.181
- boîtier digiscope seul	5040	999
Réverbération analogique	9973	3.015
Modulateur UHF-VHF	9967	590
Système d'alarme centralisé:		
- poste central		934
- poste esclave	9950-2	730
- poste d'alarme	9950-3	276
Compteur de vitesse pour bicyclette	78041	581
Préconsonant	9954	395
*Fer à souder à température régulée + transfo	9952	929
Fer à souder ANTEX CTC (pour 9952)		1.185

FORMANT:			
- *alimentation	9721-3	1.973	
- interface clavier	9721-1	1.120	
- récepteur d'interface	9721-2	214	
- circuit de clavier	9721-4	120	
- VCO	9723-1	2.952	
- VCF	9724-1	1.417	
- ADSR	9725-1	1.060	
- VCA	9726-1	1.287	
- LFO	9727-1	1.211	
- NOISE	9728-1	857	
- COM	9729-1	881	
- 24 dB VCF	9953	1.998	
- RFM	9951	1.825	
- *rack 19" pour 12 modules Formant		3.915	
- *coffre bois laqué noir		2.330	
- *console pour clavier de 3 à 5 octaves		2.065	

Piano: - module une octave	9914	1.390
- filtres + préampli	9981	1.338
- *alimentation	9979	1.265
- générateur de notes universel	9915	2.359
- *coffre piano avec clavier 5 octaves		2.970
- *piano complet avec clavier K.A., contacteurs et coffret		16.500

Claviers d'orgue Kimber Allen/Danyel:	K.A.	Danyel
- *3 octaves	2.123	2.312
- *4 octaves	2.684	2.523
- *5 octaves	3.315	2.995

Contacteurs Kimber Allen plaqués or à contact travail et double inverseur	K.A.	36
---	------	----

PET COMMODORE 2001, version 8K	43.450	FB, TVA comprise
Compucolor II, modèle 4-16k (disponible en SECAM)	87.875	FB, TVA comprise
Apple II, 16k	76.560	FB, TVA comprise
SYM 1 avec 4k RAM*	16.795	FB, TVA comprise
AIM 65 avec 4k RAM*	21.980	FB, TVA comprise
KIM 1*	11.740	FB, TVA comprise
NASCOS 1*	16.240	FB, TVA comprise

Système SC/MP suivant description Elektor:		
- RAM E/S	9846-1	2.162
- SC/MP	9846-2	1.694
- Carte CPU	9851	5.860
- Carte extension mémoire + ELBUG	9863	3.569
- Carte Hex I/O	9893	5.073
- Carte RAM 4K	9885	5.600
- Interface cassette	9905	1.025
- Buffer pour bus de données	9972	430
- *Alimentation	9926	1.746
- Carte bus	9857	224
- Clavier ASCII	9965	3.200
- Elekterminal	9966	5.718

Nous avons de nombreuses extensions disponibles.

Luminant: équipé de LEDs plates	9949-1,2,3	1.991
Générateur sinusoïdal à fréquences discrètes	9948	950
Consonant préamplificateur régulateur	9945	2.211
*Le même incl. boîtier, face avant, alimentation, voltmètre de crête, affichage LED avec UAA 180		4.783
Mini-fréquencemètre + alim et afficheurs HP	9927	1.995
Mini récepteur ondes courtes	9920	762
Fréquencemètre 1/4 GHz + alim + aff. HP	9887-1,2,3,4,7	2.566

Chambre de réverbération digitale:		
- circuit principal	9913-1	4.392
- circuit d'extension	9913-2	3.933
Préampli pour tête de lecture dynamique	9911	1.265
Générateur de fonctions	9453	1.230
Boîtier + face avant pour celui-ci		807
Préampli pour micro à électret	9866	277
Voltmètre de crête	9860	279
Affichage LED avec UAA 180	9817-1,2	994
Ioniseur	9823	558
Diapositives avec son	9743	626
Table de mixage stéréo	9444	2.011
Boîtier pour dito	5025	807

Dispositif d'affichage à LEDs:		
- voltmètre avec affichage circulaire 32 diodes	9392-1,2	826
- compte-tours	9460	255
- voltmètre avec affichage rectiligne 16 diodes	9398	551
Préco régulateur	9399	468
Boîtier pour précô	5010	403
Allumage auto universelle	4523	568
Le même + boîtier		661
Digit 1 + Circuit imprimé + tous les composants		1.295

Nouvel horraire: nous sommes ouverts du lundi au samedi inclus, de 09h à 18h.

Les deux nouveaux livres Elektor



FORMANT

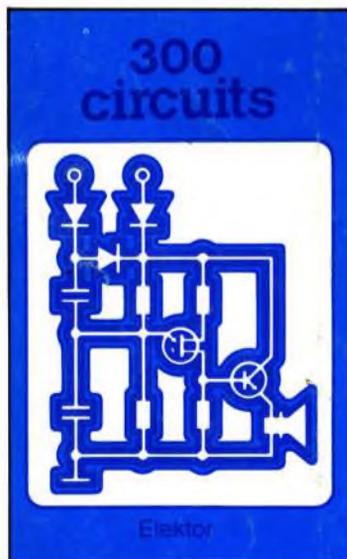
plus de 120 pages

ISBN 2-86408-002-8

Ce livre présente une description complète de la réalisation (assortie de circuits imprimés et faces avant EPS) d'un synthétiseur de musique à très hautes performances. Sa conception modulaire lui confère une grande souplesse d'utilisation et offre la possibilité de réaliser un synthétiseur correspondant exactement au goût et au budget du constructeur.

Un chapitre important, accompagné d'une cassette de démonstration, traite de l'utilisation et du réglage du Formant, afin que celui-ci ne reste pas une 'montagne de circuits électroniques' dont on ne sait pas se servir.

prix: 60 F avec cassette de démonstration



300 CIRCUITS

ISBN 2-86408-003-6

plus de 250 pages

format: 14 cm x 21 cm

Ce livre regroupe 300 articles dans lesquels sont présentés des schémas d'électronique complets et facilement réalisables ainsi que des idées originales de conception de circuits.

Les quelques 250 pages de '300 CIRCUITS' vous proposent une multitude de projets originaux allant du plus simple au plus sophistiqué.

prix: 45 F

Ces deux livres sont disponibles auprès de Elektor sarl,

B.P. 59, 59940 Estaires, France.

Prière de joindre le paiement à la commande.