

# elektor

électronique pour labo et loisirs

D71616

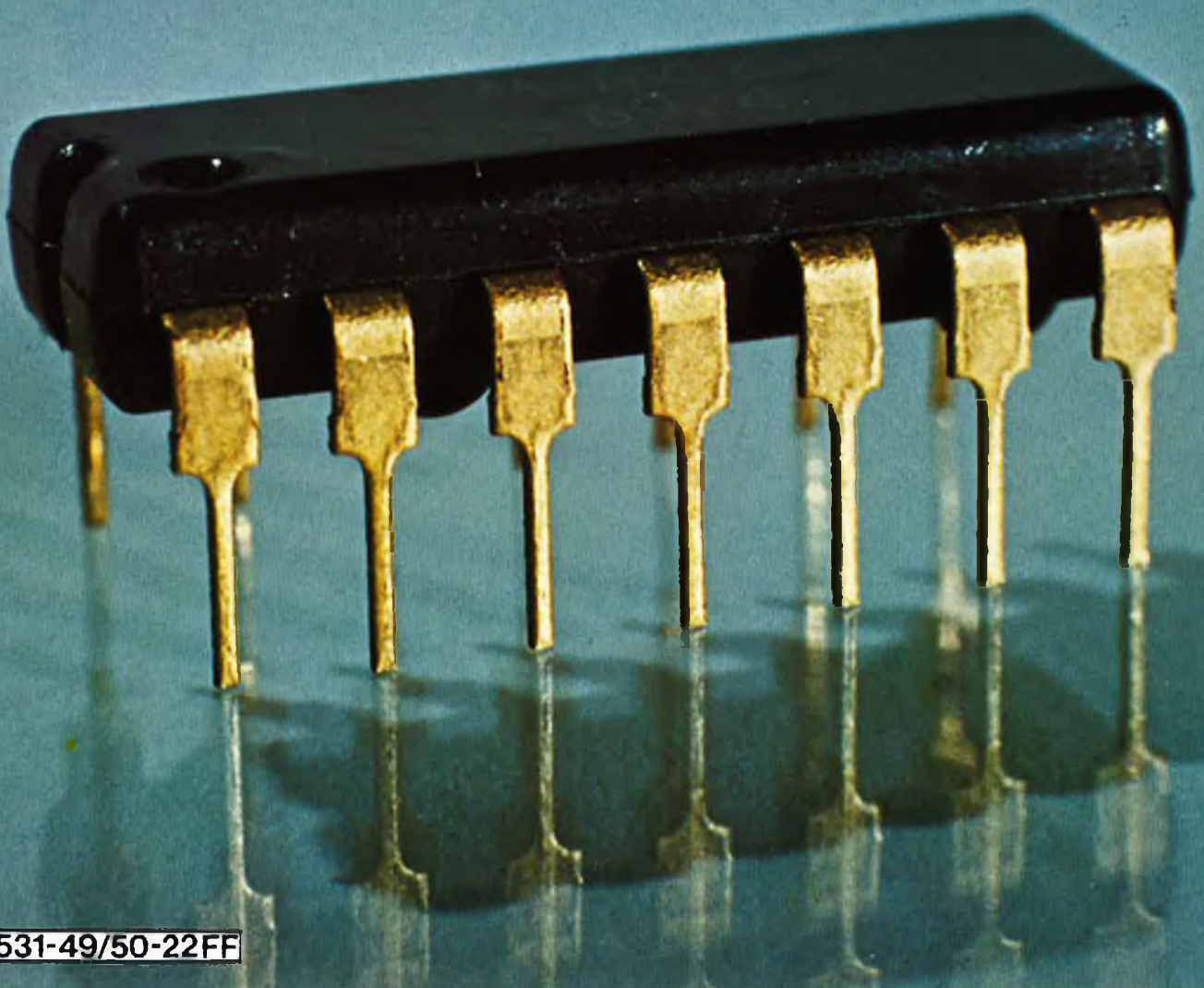
no. 49 | 50

juillet | août 1982

22 FF / 170 FB

CAN \$4.95

**circuits de  
vacances '82  
numéro double:  
plus de 100 circuits !!**



M1531-49/50-22FF



# sommaire

## Questions techniques

*Il ne sera pas répondu aux questions techniques téléphonées du lundi après-midi, en juillet et août, période de vacances d'une partie de la rédaction.*

selektor	7-20
sommaire par thème	7-22
fiches de caractéristiques, (à détacher)	7-67
transistors BF	7-67
circuits CMOS	7-68
circuits TTL	7-71
circuits linéaires	7-74
1. testeur de continuité — P.C.M. Verhoosel	7-23
2. interface cassette pour le TRS-80	7-24
3. °C/Hz	7-25
4. alarme double (idée de M. Prins)	7-26
5. circuit intégré de temporisation	7-26
6. testeur de pile économène	7-27
7. interface RS 232 sans tension d'alimentation négative	7-28
8. oscillateur inverseur	7-28
9. VCOTA	7-29
10. multivibrateur monostable avec 1 porte CMOS	7-29
11. amplificateur A + B	7-30
12. grande vitesse pour le SC/MP — F. de Bruijn	7-31
13. régulateur pour faibles tensions	7-32
14. mélangeur de signaux vidéo	7-32
15. ampli VMOS 26... 30 MHz	7-33
16. interface série pour clavier	7-34
17. para-surtension pour multimètre	7-34
18. base de temps économique à quartz	7-35
19. générateur de fonctions commandé en tension	7-36
20. table de mixage sans prétention	7-37
21. l'amplificateur PWM le plus simple au monde — E. François	7-38
22. oscillateur marche-arrêt performant	7-38
23. l'Elektterminal: une interface pour imprimante	7-39
24. oscillateur à quartz	7-40
25. convertisseur pour varicaps	7-40
26. VCF 12 dB	7-41
27. wobulateur logarithmique numérique — J. Meijer	7-42
28. filtre commandé en tension	7-43
29. sonnerie téléphonique	7-44
30. oscillateur commandé en tension — N. Rohde	7-44
31. 25 V: tension de programmation	7-45
32. convertisseur haute-tension — E. Stöhr	7-46
33. oscillateur graphique	7-47
34. mise en fonction automatique de l'éclairage extérieur — J. Bodewes	7-48
35. sonde logique	7-49
36. clignoty — J. Meijer	7-50
37. sauvegarde de la mémoire	7-50
38. mesureur de champ	7-51
39. amplificateur stéréo	7-52
40. mesureur de champs à FET	7-53
41. convertisseur RTTY	7-54
42. trigger de schmitt à OTA	7-55
43. générateur d'impulsions	7-56
44. antiviol auto	7-57
45. générateur de sons en 1E80	7-58
46. télécommande I.R.: l'émetteur	7-60
47. télécommande I.R.: le récepteur	7-61
48. bio-interface pour µP	7-62
49. indicateur de fumée	7-63
50. circuit de mesure du rapport cyclique	7-64
51. indicateur de rotation de phase — F. op 't Eijnde	7-64
52. thermomètre ultra-simple	7-65
53. temporisateur mono-circuit avec commande de triac	7-66

54. récepteur mi-fi	7-75
55. 5 V: l'usine	7-76
56. carte RAM dynamique pour SC/MP — A. Paulsen	7-77
57. porte EX(N)OR avec un ampli op — A. Rochat	7-78
58. metteur en chaîne	7-78
59. trigger à interrupteur analogique CMOS	7-79
60. scie à polystyrène expansé	7-80
61. pile ou face	7-81
62. amplificateur pour lecteur de cassettes	7-82
63. monocycle pour le J.C. — E. Kytzia	7-83
64. alimentation universelle JA82	7-84
65. convertisseur CA/CC	7-75
66. déclencheur photovoltaïque pour flash-esclave — G. Kleinnibbelink	7-86
67. chenillard à facettes multiples	7-86
68. générateur de signaux carrés — P.C.M. Verhoosel	7-87
69. SUPRA	7-88
70. CAG sans façons	7-89
71. vu-mètre à LED	7-90
72. filtre passe-bande commandé en tension	7-91
73. chargeur rapide pour accus CD-NI	7-92
74. mesure de température à l'aide d'un multimètre	7-93
75. transposeur d'octave	7-94
76. simplifier le comparateur à fenêtre	7-94
77. générateur de tension triangulaire positive	7-95
78. contrôle de feu anti-brouillard arrière	7-96
79. flash-esclave	7-97
80. alimentation symétrique à ampli op — S. Wallaert	7-98
81. oscillateur RC-BF	7-98
82. amplificateur réciproque pour tensions continues	7-99
83. dégivreur de serrure	8-00
84. une troisième main — M.A. Prins	8-00
85. régulateur de vitesse de rotation	8-01
86. générateur de fréquences	8-02
87. marche-arrêt automatique et enceintes asservies — W. Wehl	8-03
88. interrupteur photo-sensible	8-04
89. détecteur de liquide	8-05
90. convertisseur RMS	8-06
91. amplificateur à circuit intégré avec réglage de tonalité actif	8-07
92. saisir les vecteurs du J.C. — R. Matijsek	8-08
93. régulateur de tension économe	8-08
94. peaufineur d'impulsions pour bouton-poussoir — J. Ritchie	8-09
95. monoflop avec un ampli op	8-10
96. commande de moteur électrique	8-11
97. mini-e programmeur	8-12
98. limiteur de dissipation — H. Bürke	8-13
99. émetteur FM de test	8-13
100. convertisseur O.C.	8-14
101. atténuateur d'entrée et préamplificateur — J. Bartels	8-15
102. une LED passe-partout	8-16
103. convertisseur simple	8-16
104. VCO générateur de signaux rectangulaires et triangulaires	8-17
junior paperware 1	8-18
elekture	8-19
tort d'Elektor	8-22
marché	8-22





# micropross

composants électroniques

79, av. du Gal De Gaulle - 68000 COLMAR

(89) 23.25.11

CATALOGUE 15,00 F Gratuit pour cde sup. à 200,00F

CORRESPONDANCE règlement à la commande

PORT &amp; EMB. 20,00 F C.R. Major. 15,00 F TARIF TTC

Ordinateur Tavernier: nous consulter. Kit complet CARTE CPU 09 avec circuit imprimé . . . 850,00

6502 . . . . .	85,00	74LS00 . . . . .	2,30	74LS243 . . . . .	10,50	CD4066 . . . . .	4,30	7815 . . . . .	7,50	NE555 . . . . .	3,00	ZN427 . . . . .	110,00
6522 . . . . .	73,00	74LS01 . . . . .	2,30	74LS244 . . . . .	10,50	CD4069 . . . . .	2,10	7818 . . . . .	7,50	RC4136 . . . . .	7,60	ZN428 . . . . .	113,00
6532 . . . . .	108,00	74LS02 . . . . .	2,30	74LS245 . . . . .	15,00	CD4070 . . . . .	2,10	7824 . . . . .	7,50	S566B . . . . .	24,00	etc.	
6800 . . . . .	34,00	74LS03 . . . . .	2,30	74LS247 . . . . .	8,50	CD4071 . . . . .	2,10	7905 . . . . .	7,50	S576B . . . . .	33,00	BC107B . . . . .	1,70
6802 . . . . .	39,00	74LS04 . . . . .	2,40	74LS266 . . . . .	4,00	CD4072 . . . . .	2,10	7908 . . . . .	8,50	ICL7106 . . . . .	85,00	BC108B . . . . .	1,70
6809 . . . . .	92,00	74LS05 . . . . .	2,30	74LS293 . . . . .	5,50	CD4077 . . . . .	2,10	7912 . . . . .	8,50	ICL7107 . . . . .	85,00	BC109C . . . . .	1,80
6810 . . . . .	18,00	74LS08 . . . . .	2,40	74LS366 . . . . .	5,20	CD4081 . . . . .	2,10	7015 . . . . .	7,50	ICL8038 . . . . .	49,00	BC140 . . . . .	3,00
6821 . . . . .	18,00	74LS09 . . . . .	2,30	74LS367 . . . . .	5,20	CD4082 . . . . .	2,10	7918 . . . . .	8,50	ICM7555 . . . . .	13,50	BC141 . . . . .	3,00
6840 . . . . .	60,00	74LS10 . . . . .	2,50	74LS368 . . . . .	5,20	CD4093 . . . . .	4,80	7924 . . . . .	8,50	TA7200 . . . . .	28,00	BC160 . . . . .	3,00
6850 . . . . .	18,00	74LS14 . . . . .	6,00	74LS373 . . . . .	13,00	CD4098 . . . . .	8,50	78GU . . . . .	12,00	TA7204 . . . . .	21,00	BC177B . . . . .	1,90
Z80CPU . . . . .	57,00	74LS21 . . . . .	2,40	74LS374 . . . . .	13,00	CD4502 . . . . .	8,50	78H05 . . . . .	69,00	TA7205 . . . . .	21,00	BC179C . . . . .	1,90
Z80ACPU . . . . .	68,00	74LS28 . . . . .	3,00	74LS541 . . . . .	11,50	CD4503 . . . . .	4,00	78P05 . . . . .	120,00	TAA611 . . . . .	13,50	BC516 . . . . .	2,20
2114 . . . . .	19,00	74LS32 . . . . .	2,50	74LS640 . . . . .	16,00	CD4510 . . . . .	8,50	78HG . . . . .	78,00	TBA800 . . . . .	8,00	BC517 . . . . .	2,20
4116 . . . . .	18,00	74LS38 . . . . .	2,50	CD4000 . . . . .	2,10	CD4511 . . . . .	8,50	CA3086 . . . . .	6,90	TBA810 . . . . .	8,00	BC546 . . . . .	1,00
4118 . . . . .	65,00	74LS51 . . . . .	2,50	CD4001 . . . . .	2,10	CD4518 . . . . .	8,00	CA3130 . . . . .	10,00	TBA820M . . . . .	8,00	BC547 . . . . .	1,00
4164 . . . . .	60,00	74LS73 . . . . .	3,90	CD4002 . . . . .	2,10	CD4528 . . . . .	9,00	CA3140 . . . . .	6,50	TCA940 . . . . .	12,90	BC557 . . . . .	1,00
2716 . . . . .	45,00	74LS74 . . . . .	3,90	CD4006 . . . . .	7,00	CD4584 . . . . .	4,80	CA3161 . . . . .	12,80	TCA965 . . . . .	13,50	BC560 . . . . .	1,00
2532 . . . . .	69,00	74LS90 . . . . .	4,50	CD4007 . . . . .	2,10	40106 . . . . .	4,80	CA3162 . . . . .	48,00	TDA2002 . . . . .	13,00	BF245A . . . . .	3,40
2564 . . . . .	145,00	74LS93 . . . . .	5,30	CD4008 . . . . .	7,00	40161 . . . . .	8,50	L120 . . . . .	18,00	TDA2003 . . . . .	15,50	BF246B . . . . .	5,40
SFF96364 . . . . .	110,00	74LS123 . . . . .	6,30	CD4009 . . . . .	3,50	40162 . . . . .	8,50	L146 . . . . .	9,50	TDA2020 . . . . .	20,00	BUX37 . . . . .	35,00
AY51013 . . . . .	59,00	74LS132 . . . . .	5,70	CD4010 . . . . .	3,50	74C00 . . . . .	3,00	L200 . . . . .	14,50	TL081 . . . . .	5,50	BUX81 . . . . .	45,00
AY52376 . . . . .	95,00	74LS138 . . . . .	6,00	CD4011 . . . . .	2,10	74C08 . . . . .	3,30	LF356N . . . . .	7,00	TL082 . . . . .	9,30	MJ2501 . . . . .	14,50
HM7611 progr. . . . .		74LS151 . . . . .	5,50	CD4015 . . . . .	7,00	74C90 . . . . .	10,00	LF357N . . . . .	7,00	TL083 . . . . .	12,00	MJ3001 . . . . .	14,50
TAVERN . . . . .	53,00	74LS154 . . . . .	11,50	CD4016 . . . . .	3,80	74C901 . . . . .	4,90	LM317T . . . . .	14,50	TL084 . . . . .	16,00	TIP2955 . . . . .	9,20
MC1488 . . . . .	10,00	74LS163 . . . . .	7,50	CD4017 . . . . .	6,00	74C902 . . . . .	4,90	LM324 . . . . .	5,50	TMS1000 . . . . .	65,00	TIP3055 . . . . .	8,40
MC1489 . . . . .	10,00	74LS165 . . . . .	8,20	CD4024 . . . . .	5,60	74C926 . . . . .	56,00	LM337T . . . . .	18,50	TMS1122 . . . . .	66,00	VN46AF . . . . .	15,50
MC3423 . . . . .	11,00	74LS190 . . . . .	8,00	CD4025 . . . . .	2,10	74C927 . . . . .	56,00	LM380 . . . . .	9,00	XR2206 . . . . .	45,00	VN66AF . . . . .	16,50
CONNECTEURS		74LS221 . . . . .	7,20	CD4027 . . . . .	4,00	74C928 . . . . .	56,00	LM386 . . . . .	6,00	XR2240 . . . . .	17,00	2N1613 . . . . .	2,50
DB25M . . . . .	33,00	74LS240 . . . . .	10,50	CD4040 . . . . .	9,00	7805 . . . . .	7,00	LM723 . . . . .	4,50	ZN414 . . . . .	14,00	2N1711 . . . . .	2,70
DB25F . . . . .	41,00	74LS241 . . . . .	10,50	CD4051 . . . . .	7,60	7808 . . . . .	7,50	LM741 . . . . .	3,00	ZN425 . . . . .	59,00	2N3055 . . . . .	5,70
2X43 br. . . . .	53,00	74LS242 . . . . .	10,50	CD4060 . . . . .	9,00	7812 . . . . .	7,00	LM747 . . . . .	5,50	ZN426 . . . . .	46,00	etc.	

## 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.

Ces cassettes se trouvent en vente chez certains revendeurs de composants électroniques, ou pour les recevoir par courrier, directement chez vous et dans les plus brefs délais, faites parvenir votre commande, en joignant votre règlement (+ 8 F frais de port) à:  
ELEKTOR, B.P. 53, 59270 Bailleul

**ELEKTOR**  
BP 53 59270 BAILLEUL

**Prix: 30FF**

KITS	ASSO®	KITS	ASSO®	KITS	ASSO®	KITS
------	-------	------	-------	------	-------	------

**KITS**

	TTC
2001	171,00
2002	190,00
2003	216,00
2004	240,00
2005	205,00
2006	240,00
2007	190,00
2008	216,00
2009	168,00
2010	168,00
2011	188,00
2012	160,00
2013	290,00
2014	425,00
2015	965,00
2016	180,00
2017	280,00
2018	291,00
2019	340,00
2020	91,00
2021	132,00
2022	290,00



**CHAQUE KIT A SON COFFRET**



**SERVICE EXPÉDITION VOIR AU DOS**

**LES CYCLADES RADIO**

11, bd Diderot, 75012 PARIS  
Tél. : 628.91.54 Face gare de Lyon

Ouvert tous les jours sauf dimanches et jours fériés de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

	TTC
2043	190,00
2044	192,00
2045	198,00
2046	295,00
2047	98,00
2048	98,00
2049	79,00
2050	110,00
2051	186,00
2052	740,00
2053	215,00
2054	172,00
2055	237,00
2056	250,00
2057	332,00
2058	148,00
2059	140,00
2060	232,00
2061	229,00
2062	320,00
2063	382,00
2064	146,00

**DOCUMENTATIONS CONTRE 2 TIMBRES POSTE**

**ALBION**  
9, rue de Budapest, 75009 PARIS  
(Métro Gare Saint-Lazare)  
Tél. : 874.14.14  
Ouvert lundi de 12 h 30 à 19 h et du mardi au samedi inclus de 9 h 30 à 19 h sans interruption

**CIRQUE RADIO**  
24, bd des Filles-du-Calvaire  
75011 PARIS Tél. : 805.22.76  
Métro Filles-du-Calvaire Autobus 20 et 65  
Ouvert du mardi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 13 h 30 à 18 h 30

	TTC
2023	104,00
2024	140,00
2025	121,00
2026	108,00
2027	151,00
2028	112,00
2029	122,00
2030	156,00
2031	89,00
2032	223,00
2033	170,00
2034	310,00
2035	130,00
2036	122,00
2037	86,00
2038	172,00
2039	158,00
2040	107,00
2041	138,00
2042	248,00

**SAINT QUENTIN RADIO**  
6, rue de St Quentin, 75010 PARIS  
Métro Gare du Nord Tél. : 607.86.39  
et Gare de l'Est angle Boulevard MAGENTA  
Ouvert tous les jours sauf dimanches et jours fériés de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

**SOCIETE NOUVELLE RADIO PRIM**  
5, rue de l'Aqueduc 75010 PARIS  
Tél. : 607.05.15 Métro Gare du Nord  
Ouvert du lundi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

**ALBION** 9, rue de Budapest, 75009 PARIS (Métro Gare Saint-Lazare)  
Tél. : 874.14.14  
Ouvert lundi de 12 h 30 à 19 h et du mardi au samedi inclus de 9 h 30 à 19 h sans interruption

**CIRQUE RADIO** 24, boulevard des Filles-du-Calvaire, 75011 PARIS  
Tél. : 805.22.76 Métro Filles-du-Calvaire. Autobus 20 et 65  
Ouvert du mardi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 13 h 30 à 18 h 30

**SOCIÉTÉ NOUVELLE RADIO PRIM** 5, rue de l'Aqueduc, 75010 PARIS  
Tél. : 607.05.15 Métro Gare du Nord  
Ouvert du lundi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

**AMPLIS D'ANTENNE TV**  
VHF-UHF large bande. 40 à 860 MHz  
EV 100 - 312 P. Entrée 75 Ω  
Sortie 75 Ω

Alim. 220 V, gain VHF 23 dB  
UHF 26 dB  
Prix ..... 320 F  
EV 100-412 P. Idem, mais gain VHF 26 dB  
UHF 32 dB  
Prix ..... 455 F

**OK - WRAPPING**  
Outil à main combinés 30 opérations. Dévide - enroule - déroule  
WSU 30 m ..... 79,00

Pistolet de Wrapping à batteries  
BW 830 ..... 395,50

Outil à insérer les CI 14 et 16 B1  
INS 1418 ..... 43,50

Pour Mos/CMOS 14/16 B1  
Mos 1418 ..... 86,50

Outil à extraire les CI jusqu'à 22 BR  
EX 1 ..... 22,00

Fil Ø 0,25 (AWG 30) Bobine de 30 m - existe en Rouge, Jaune, Bleu, Blanc.  
R 30 - 050 ..... 39,50

Dévidoir avec dispositif de coupe et de dévidage avec 1 bobine de 15 m - Ø 0,25.  
WD 30 ..... 60,50  
Rechargeable en R 30 050.

**INVERSEURS MINIATURES**  
3 A ..... 220 V

2 positions ..... 9,80 F  
Unipol ..... 14,00 F  
Bipol ..... 17,00 F  
Tripol ..... 22,00 F  
Tetra ..... 27,00 F

3 positions ..... 13,00 F  
Bipol ..... 17,00 F  
Tripol ..... 22,00 F  
Tetra ..... 26,00 F

**CONTROLEURS PERIFEEC**



P 20 - 20 K / Vcc ..... 271,00 F  
P 40 - 40 K / Vcc ..... 294,00 F

**BOITES DE CIRCUITS - CONNEXION**  
LAB - DEC


LAB DEC 500 ..... 69,50  
LAB DEC 1000 ..... 134,00  
LAB DEC 1000 + ..... 205,00

(Pas 2,54 mm)

**INVERSEURS DUAL IN LINE**

2 inverseurs ..... 10,00  
4 inverseurs ..... 12,50  
6 inverseurs ..... 13,50  
8 inverseurs ..... 15,00  
10 inverseurs ..... 16,00

**APPAREILS DE MESURE FERRO MAGNÉTIQUES**



48x48 ..... 60x60

**Voltmètres** 48x48 60x60

6, 10, 15 V ..... 45 F 51 F  
30, 60, 150 V ..... 52 F 55 F  
300 V ..... 63 F 70 F  
500 V ..... 80 F 85 F

**Ampèremètres**

1 A, 3 A ..... 44 F 48 F  
5 A, 6 A, 10 A ..... 40 F 45 F  
15 A, 20 A ..... 46 F 52 F  
30 A ..... 58 F 63 F

**APPAREILS DE MESURE à Cadre Mobile classe 1,5**

	Mod 52 ou 70	Mod 87
50 A ..... 127,00	127,00	136,00
100 A, 200 A, 500 A ..... 122,00	122,00	127,00
1 mA, 5, 10, 50, 100, 200 et 500 mA ..... 114,00	114,00	122,00
1 Amp, 2,3 ..... 114,00	114,00	127,00
1 V - 5, 10, 16, 20, 25, 30 et 50 Volts ..... 114,00	114,00	122,00

**COFFRETS STANDARD**



**SÉRIE ALUMINIUM**

18 (37x72x44) ..... 10,00  
28 (57x72x44) ..... 11,00  
38 (102x72x44) ..... 12,50  
48 (140x72x44) ..... 14,00

**SÉRIE PLASTIQUE**

P1 (80x 50 x 30) ..... 10,50 F  
P2 (105 x 65 x 40) ..... 15,50 F  
P3 (155 x 90 x 50) ..... 23,00 F  
P4 (210 x 125 x 70) ..... 37,00 F

**SÉRIE PUPITRE PLASTIQUE**

382 (160 x 95 x 60) ..... 25,00 F  
3363 (215 x 130 x 75) ..... 44,00 F  
364 (320 x 170 x 85) ..... 79,00 F

**FER A SOUDER JBC**

220 V ..... Penne cuivre ..... Penne longue durée

15 W ..... 83,50	107,00
30 ou 40 W ..... 89,50	95,00
65 W ..... 101,00	101,00

**AVEC PRISE DE TERRE**

Penne longue durée 15 W  
R 05 D - R 10 D - R 20 D - R 40 D ..... 20,50 F  
30 - 40 W .....  
R 10 D - R 15 D - T 20 D - T 40 D - TL 3 D ..... 21,95 F

65 W  
T 25 D - T 55 D - T 85 D ..... 27,85 F  
Penne DM ..... 142,90 F

Fer à souder à température contrôlée  
Automatic ..... 893,86 F  
Élément à dessouder ..... 84,10 F  
Support universel ..... 54,48 F  
Pince à extraire CI ..... 66,48 F

**SYMBOLES TRANSFERS POUR LA GRAVURE DIRECTE MECANORMA**

Rubans adhésifs (environ 12 m) 0,5 - 0,8 - 1 - 1,6 - 2  
2,5 mm  
Prix ..... 12,50 F

Symbolon pour face avant  
noirs ou blancs ..... 10,00 F

Ans : un grand choix de plaques présensibilisées, films,  
fixateurs et révélateurs.

Stylo circuit imprimé ..... 25,00 F

**RESISTANCES 1 %**

Couche métal 50 PPM. Homologuée  
Série E96. En 1/4 de watt  
Ex-valeurs : 10Ω - 10Ω2 - 10Ω5 - 10Ω7  
110 Ω - 113 Ω - 115 Ω - 118 Ω et  
multiples de la série E90.

Valeur disponibles de 10 Ω à 301 K Ω  
Prix unitaire ..... 2,50  
Par 5 pièces même valeur, 2,10 F unit.  
Par 10 pièces même valeur, 1,75 F unit.

**ALIMENTATIONS PERIFEEC STABILISEES**



FIXES - 12 V

AS 12-1 - 1,5 Amp ..... 130,00
AS 14-4 - 4 Amp ..... 250,00
AS 12-8 - 8 Amp ..... 530,00
AS 12-12 - 12 Amp ..... 812,00
AS 12-18 - 18 Amp ..... 1.120,00
REGULABLES
PS 142,5 - 0 à 14 V - 2,5 Amp ..... 297,00
PS 14,6 - 0 à 14 V - 6 Amp ..... 812,00
PS 15,12 - 0 à 15 V - 12 Amp ..... 1.174,00
PS 15,25 - 0 à 15 V - 25 Amp ..... 2.529,00
LPS 154 - 0 à 15 V - 0 à 4 Amp ..... 936,00
LPS 154 D - 0 à 15 V - 0 à 4 Amp (affichage digital) ..... 1.119,00
LPS 254 - 0 à 25 V - 0 à 4 Amp ..... 1.429,00

**SELFS MINIATURES**

Inductances HF - Sorties radiales

1 µH - 2,2 - 3,3 - 4,7 - 6,8 - 10 - 12 - 22 - 33 - 47 - 56 -  
100 - 120 - 150 - 220 - 330 - 470 µH


Prix unitaire ..... 6,50 F

**GAINE THERMORETRACTABLE en polyoléfine irradiée**

Ø 1,6 mm ..... 4,00 F
Ø 2,2 mm ..... 4,60 F
Ø 3 mm ..... 4,80 F
Ø 4 mm ..... 5,20 F
Ø 5 mm ..... 6,00 F
Ø 6,4 mm ..... 7,25 F
Ø 8 mm ..... 9,00 F
Ø 11 mm ..... 10,00 F
Ø 16 mm ..... 11,00 F
Ø 20 mm ..... 13,00 F

Longueur en 60 cm  
Diamètre avant retrait

**CONTROLEURS UNIVERSELS "ICE" "PERIFEEC"**



Fournis avec étuis et cordons

680 R ..... 399,50  
680 G ..... 329,50  
Micro 80 ..... 265,00  
Cordon pour dito ..... 19,00

**DOCUMENTATION CONTRE 1 TIMBRE POSTE**

**KITS IMD**

Kit	Description	TTC
KN1	Antivol électronique	59,00 F
KN2	Interphone à circuit intégré	66,00 F
KN3	Amplificateur téléph. à circ. intégré	70,00 F
KN4	Détecteur de métaux	37,00 F
KN5	Injecteur de signal	38,00 F
KN6	Détecteur photo-électrique	86,00 F
KN7	Clignoteur électronique	43,00 F
KN9	Convertisseur de fréquence AM/VHF	38,00 F
KN10	Convertisseur de fréquence FM/VHF	42,00 F
KN11	Modulateur de lumière psyché.	110,00 F
KN12	Module amplificateur	58,00 F
KN13	Préampli pour cellule magnétique	42,00 F
KN14	Correcteur de tonalité	43,00 F
KN15	Temporisateur	86,00 F
KN16	Métronome	42,00 F
KN17	Oscillateur de morse	40,00 F
KN18	Instrument de musique	61,00 F
KN19	Sirène électronique	54,00 F
KN20	Convertisseur 27 MHz	53,00 F
KN21	Clignoteur secteur réglable	72,50 F
KN22	Modulateur 1 voie	52,00 F
KN23	Horloge numérique	149,00 F
Option Réveil		38,00 F
Option boîtier		35,00 F
KN24	Indicateur de niveau crête à Leds	120,00 F
KN26	Canillon de porte 2 tons	66,00 F
KN27	Indicateur de direction	87,00 F
KN30	Modulateur de lumière psychédélic, 3 canaux avec micro incorporé	125,00 F
KN32	Alimentation pour Kit IMD	82,00 F
KN33	Stroboscope semi-pro.	115,00 F
KN33B	Réflexteur pour stroboscope	49,00 F
KN34	Chenillard 4 voies	120,00 F
KN35	Gradateur de lumière	45,00 F
KN36	Régl. de vitesse (puis 1000 W)	80,00 F
KN40	Sirène 24 W réglable	98,00 F
KN45	Amplificateur d'antenne	28,00 F
KN46	Récepteur FM	56,00 F
KN47	Chasse-moustique	67,00 F
KN49	Chenillard 6 voies - programmable - allumage séquentiel	245,00 F
KN50	Stroboscope 10 joules efficaces	150,00 F
KN52	Piano lumineux (livré avec clavier manuel)	285,00 F
KN28	Indicateur de vergies	64,00 F

**SERVICE EXPEDITION : MINIMUM D'ENVOI 50 F + PORT ET EMBALLAGE**  
Jusqu'à 1 kg : 17 F, de 1 à 3 kg : 23 F, de 3 à 5 kg : 28 F, + de 5 kg, tarif S.N.C.F.



ALBION

CIRQUE RADIO

SOCIETE NOUVELLE RADIO PRIM

MICROPROCESSEURS et ASSOCIES

Table listing microprocessors and associated components with prices. Includes items like 8080, 8212 c, 8224 c, 8228 c, 8255 c, 8800, 8810, 8821 p, 8850 n, 8875 p, SFF 98384 IV Viser, and various memory modules.

ATTENTION Certains prix sont susceptibles d'augmenter indépendamment de notre volonté selon tarif constructeur!

THYRISTORS

Table listing thyristors with specifications like BRY 55 50, MCR 107, TIC 1060, etc.

PONTS de Redressement

Table listing bridge rectifiers with specifications like W005, BY 164, etc.

DIODES de PUISSANCE

Table listing power diodes with specifications like 42R2, 82R2, 22R2, etc.

DIODE VARICAP

Table listing varicap diodes with specifications like BA 102, BB 105, etc.

TRIACS

Table listing triacs with specifications like 8Amp 400V, etc.

ZENERS

Table listing Zener diodes with various voltage ratings and power ratings.

MICRO ELECTRET

Table listing microelectret capacitors like WM 034.

RADIATEURS

Table listing radiators with specifications like C.I., TO 1, TO 220, etc.

SERIE LM

Table listing LM series integrated circuits like LM 311N, LM 358N, LM 393N, etc.

SERIE C-MOS

Table listing C-MOS series integrated circuits like CD 4069, CD 4011, CD 4017, etc.

SERIE 74 C 00

Table listing 74C00 series integrated circuits like MM 74C00, MM 74C15, etc.

SERIES TAA - TBA - TCA - TDA

Table listing TAA, TBA, TCA, and TDA series integrated circuits like TAA 811C, TBA 790X, etc.

SERIE TTL

Table listing TTL series integrated circuits with Type, N, LS, and TYPE, N, LS columns.

SIGNETICS

Table listing Signetics series integrated circuits like NE 520, NE 555, etc.

CIRCUITS DIVERS

Table listing various other circuits like CA 3046, L 120, TMS 1000, etc.

OPTO - ELECTRONIQUE

Table listing optoelectronic components like Afficheur numérique, LEDs spéciales, Photo-résistance RTC, etc.

REGULATEURS

Table listing regulators like Série MC 7800, Série MC 7805, etc.

SUPPORTS de circuits intégrés DIL

Table listing integrated circuit supports like QUARTZ, FILTRE CERAMIQUE, ULTRA-SON, etc.

Table listing various electronic components like AF 125, BF 244B, TIP 33A, etc.

Table listing transistors like 2N 3055, 2N 3054, 2N 3055, etc.

# LIVRES PUBLITRONIC

## MICROPROCESSEUR Z-80



**programmation: par Elizabeth A. Nichols, Joseph C. Nichols et Peter R. Rony 70 FF**  
Le microprocesseur Z-80 est l'un des microprocesseurs 8 bits les plus performants du marché actuel. Se débattre parmi les dix modes d'adressage différents et parmi les centaines d'instructions du Z-80 pourrait sembler un peu rébarbatif. Grâce à ce nouveau livre, présentant des qualités didactiques exceptionnelles, la programmation du Z-80 est mise à la portée de tous. Chaque groupe d'instructions fait l'objet d'un chapitre séparé qui se termine par une série de manipulations sur le Nanocomputer<sup>®</sup>, un microordinateur de SGS-ATES. Après une étude approfondie du livre "microprocesseur Z-80, programmation" le lecteur pourra entrer dans le monde des microprocesseurs avec le sourire.

**interfaçage par Elizabeth A. Nichols, Joseph C. Nichols et Peter R. Rony 90 FF**  
C'est tout d'abord les méthodes d'entrée/sortie avec la mémoire et les périphériques qui sont étudiées en détail. Le traitement des interruptions est ensuite examiné de manière approfondie car celles-ci sont en grande partie responsables de la communication entre le CPU et le monde extérieur. Une présentation soignée du circuit d'entrée/sortie en parallèle (PIO) Z-80 s'avérera très précieuse pour les utilisateurs du Z-80. Enfin l'introduction de nombreux circuits intégrés de la série 74LS, du circuit compteur-timer (CTC) Z-80 et d'une multitude de particularités sur le CPU Z-80 permettra d'envisager toutes sortes d'applications du microprocesseur. Tous les concepts introduits dans ce livre sont accompagnés de manipulations sur le Nanocomputer<sup>®</sup>. Après l'étude du livre "Z-80, interfaçage" le lecteur sera parfaitement familiarisé avec le hardware et le software de ce microordinateur de SGS-ATES.



## 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 le "Book 75".

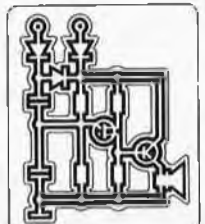
**prix: 40 F**

## 300 CIRCUITS

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: 55 F**

## 300 circuits



Ce livre donne une introduction par petits pas de la théorie de base et de l'application de l'électronique digitale. Écrit dans un style sobre, 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 par 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: 65 F, circuit imprimé compris.**  
par H. Ritz

## PUBLI-DÉCLIC

Un livre ou plutôt une source d'idées et de schémas originaux. Tout amateur (ou professionnel) d'électronique y trouvera "la" petite merveille du moment. Par plaisir ou utilité, vous n'hésitez pas à réaliser vous-même un ou plusieurs circuits.

**prix: 45 F**



## le cours technique

conception et calcul  
des circuits de base  
à semi-conducteurs



## LE COURS TECHNIQUE

**conception et calcul des circuits de base à semi-conducteurs 40 F**

Une excellente occasion de mettre le doigt dans l'engrenage.

La technique de l'intégration a pris une telle ampleur au cours des dernières années, qu'elle a réussi à ternir le prestige des semi-conducteurs traditionnels. Et pourtant ceux-ci restent l'outil de base de l'électronique. *Qui pourrait se passer de transistors ou de diodes?* Voici donc un nouveau livre qui met en lumière ce qui se passe à l'intérieur de ces composants fondamentaux, sous la forme de chapitres qui se suivent en ordre croissant de difficulté, généreusement illustrés, et suivis de petits exercices d'application qui vous permettront au fur et à mesure de vérifier votre acquis (rassurez-vous, nous donnons aussi les solutions!).

Amateur plus ou moins averti ou débutant, ce livre vous concerne; et si tant est que vous sentiez quelques atomes crochus pour les électrons, vous ne resterez pas indifférents! Ni passifs, car dès les premiers chapitres vous participerez réellement à l'étude des montages fondamentaux, puis vous concevrez et calculerez vous-même des étages amplificateurs, ou des oscillateurs. En somme un véritable mode emploi des semi-conducteurs discrets qui vous aidera par après à résoudre tous les problèmes et les difficultés de montages plus compliqués.

Disponible: — chez les revendeurs Publitronec

— chez Publitronec, B.P. 55, 59930 La Chapelle d'Armentières (+ 10 F frais de port)

**UTILISEZ DE BON DE COMMANDE EN ENCART**

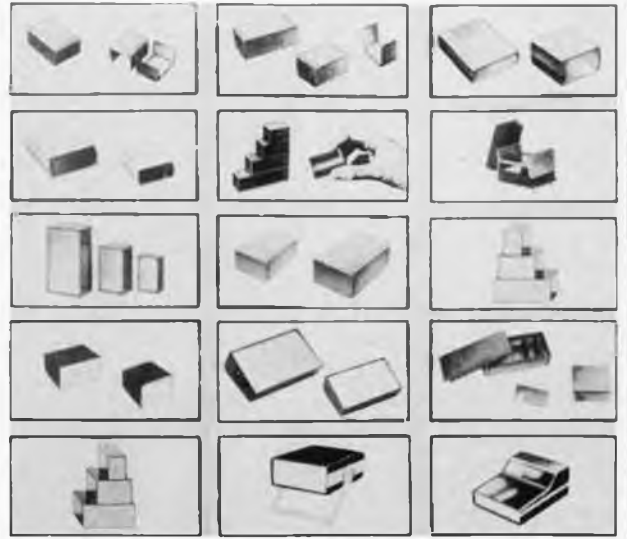
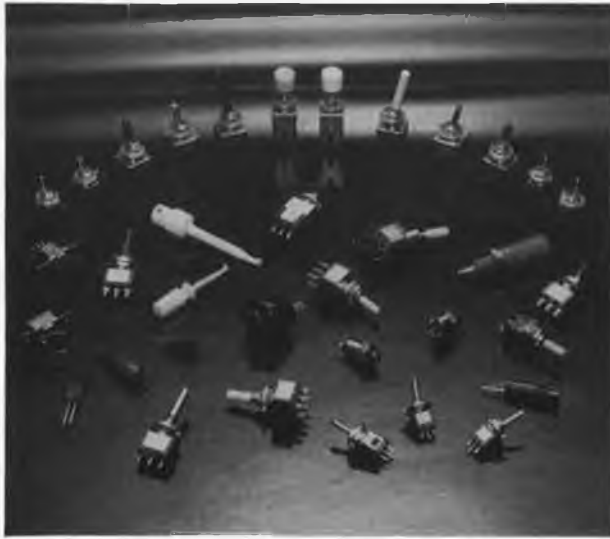
**MIYAMA** **INTERRUPTEURS ET INVERSEURS**  
Adoptés dans le monde entier !

SERIES MINIATURES INDUSTRIELLES A LEVIER,  
A BASCULE, A BOUTON-POUSSOIR, A CLEFS.



**TOUS LES COFFRETS  
POUR L'ELECTRONIQUE**

BOITIERS EN METAL ET EN PLASTIQUE  
LA GAMME LA PLUS VASTE ET LA PLUS VENDUE!



EN VENTE CHEZ TOUS LES REVENDEURS SPÉCIALISÉS (LISTE SUR DEMANDE)

AGENT/DISTRIBUTEUR  
EN BELGIQUE



RUE DES ALCYONS 25 - 1080 BRUXELLES Tél. (02)465 36 61 - 465 76 23 - Telex 26019



**MICRO - ORDINATEURS GENIE 1 ET GENIE 2**  
Des Systèmes "Petit-Budget" aux performances étonnantes!

GENIE 1

GENIE 2  
(x)



(x) avec clavier numérique et touches de fonction

- Microprocesseur Z80
- Basic puissant et complet: 14K ROM MICROSOFT BASIC ENTENDU compatible TRS level II (NEWDOS-40, NEWDOS-80, TRSDOS, etc . . .)
- 16K RAM Utilisateur extensible jusqu'à 48K RAM
- Mémoire de masse extensible jusqu'à 1,4 Mbytes
- Clavier ASCII professionnel Qwerty avec majuscules et minuscules (AZERTY sur option)
- Clavier Numérique séparé et 4 touches de fonction (GENIE 2)
- Magnétophone à cassettes, indicateur de niveau et haut-parleur incorporé (GENIE 1)
- Prise DIN pour magnétophone extérieur
- Modulateur Vidéo pour branchement sur TV standard en sortie VHF (GENIE 1) - Sortie MONITOR aux normes BAS
- Ecran 16 lignes et 64 caractères (commutables en 32 caractères)
- Bus étendu pour connections à divers périphériques
- Alimentation 220 V-50 Hz intégrée et protégée

**EG3014 - UNITÉ D'EXTENSION**



- Mémoire additionnelle 32K RAM
- Interface parallèle pour imprimante
- Contrôleur Disk-drive
- Options: RS232C, S-100 BUS, "doubleur"

**TCS 5 1/4 "DISK "DRIVE"**



- 40 pistes  
80 pistes
- De 104 Kbytes à 1,4 Mbytes
- Alimentation incorporée
- Compatible TRS-80

**TCS-12A MONITEUR "12"**



- Ecran vert haute résolution
- Bande passante > 15 MHz
- Grande capacité: 25 x 80 caractères

**IMPRIMANTE MATRICIELLE**

EG-3085



- 120 cps, 63 LPM, 80-136 colonnes
- Format matrice 7 x 9 ou 8 x 8 dot.
- Bidirectionnelle et optimisée

Je désire recevoir plus d'informations sur:

GENIE 1  GENIE 2  EG3024  TCS  TCS-12A  EG3085

Nom: ..... Prénom: .....

Adresse: .....

Code postal: ..... Ville: .....



- AGENT EN BELGIQUE -

Rue des Alcyons, 25 1080 BRUXELLES  
Tél. (02) 465 36 61 465 76 23



# MAGNETIC FRANCE vous présente son choix de kits élaborés d'après les schémas de ELEKTOR.

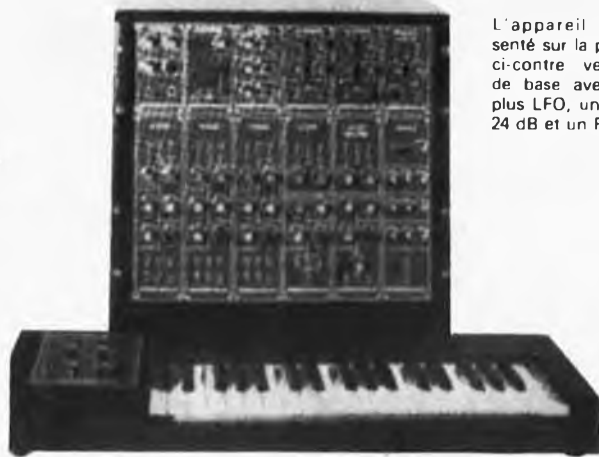
## Ces kits sont complets avec circuits imprimés.

Tous les composants des KITS sont vendus séparément.

DIGIT composant seul	180.-	80027 Générateur de couleurs	250.-	ELEKTOR N° 32	81072 Phonomètre	275.-	82081 Auto-chargeur 1 A	200.-					
ELEKTOR N° 3	9817 1, 2 Voltmètre	165.-	ELEKTOR N° 21	80022 Amplificateur d'antenne	85.-	81012 Matrice de lumières programmable avec lampes sans lampe	1200.-	82080 Réducteur de bruit DNR	260.-				
9860 Voltmètre crête	47.-	80009 Effets sonores	320.-	81068 Mini table de mixage	650.-	82077 Squelch audio universel	90.-	9729-1 Synthétiseur COM	155.-				
ELEKTOR N° 4	9927 Mini fréquencesmètre	317.-	80068 Vocodeur "prix sans coffret"	1900.-	ELEKTOR N° 33	81027-80068-81071 Vocodeur complément	610.-	82078 Synthétiseur : Alimentation	215.-				
ELEKTOR N° 5/6	9905 Interface cassette	170.-	en plus : Face avant gravée Coffret	280.-	80071 Vocodeur : générateur de bruit seul	190.-	ELEKTOR N° 46	82017 Carte de 16 K de RAM	536.-				
ELEKTOR N° 7	9954 Préconsonant	75.-	ELEKTOR N° 22	80035 Compteur Geiger	700.-	81110 Détecteur de présence	230.-	82089-1 et 2 Ampli 100 W	770.-				
ELEKTOR N° 8	79005 Voltmètre numérique	184.-	80045 Thermomètre numérique	420.-	81111 Récept. petites ondes	120.-	82090 Testeur de 2114	114.-	82092 Osculateur	75.-			
ELEKTOR N° 9	9460 Cpte tours av. af. 32 leds	210.-	80054 Vocacophone	200.-	81112 L'imitateur	120.-	82093 Carte mini EPROM	218.-	82094 Interface sonore pour TV	170.-			
9392-1 et 2 Voltmètre affichage circulaire 32 leds	180.-	80060 Chorosynth	900.-	81117-1 High Corn	800.-	82106 Circuit anti rebonds pour 8 notes avec contacts	170.-	82107 Circuit interface	570.-				
ELEKTOR N° 10	9911 Préampli pour tête de lecture dynamique	248.-	80050 Interface cassette basic	950.-	81117-1 à 4 High Corn complète avec circuits annexes	1030.-	82108 Circuit d'accord	200.-	ELEKTOR N° 47	82014 ARTIS	850.-		
ELEKTOR N° 11	79034 Alimentation de laboratoire robuste 5 A sans galva	390.-	80089 Junior Computer	1650.-	C.I.U 401 BR seul	140.-	82091 Antivol auto (sans C.I.)	155.-	82105 Carte C.P.U.	880.-			
79071 Assistant	110.-	ELEKTOR N° 23	80084 Allumage électronique à transistors avec boîtier	280.-	ELEKTOR N° 35	81128 Aliment. universelle	560.-	82109 Clavier polyphonique numérique	620.-	82116 Tachymètre	230.-		
ELEKTOR N° 13/14	79517 Chargeur de batterie automatique avec transfo	300.-	80097 Antivol frustant	70.-	81124 Ordinateur pour jeu d'échecs	1400.-	ELEKTOR N° 36	81158 Dégivrage pour frigo	130.-	82122 Récepteur BLU	490.-		
ELEKTOR N° 17	Ordinateur pour jeux télé avec alimen	1950.-	80145 Cardi tachymètre	530.-	ELEKTOR N° 37/38	81506 Cde de vitesse et direction pour modèles réduits	170.-	82128 Gradateur pour tubes	100.-	82131 Relais électronique	72.-		
9984 Fuzz box réglable	80.-	ELEKTOR N° 24	80117 Fréquencesmètre à cristaux liquides	495.-	81506 Cde de vitesse et direction pour modèles réduits	170.-	82131 Sifflet électronique pour chien	135.-	ELEKTOR N° 48/50	82527 Amplificateur de puissance	100.-		
ELEKTOR N° 19	80049 Codeur SECAM	460.-	80120 Carte RAM + EPROM C.I. disponibles	175.-	81523 Générateur aléatoire	200.-	82528 Interrupteur photosensible	66.-	82539 Amplificateur de reproduction	70.-	82543 Générateur de sons	140.-	
9767 Modulateur UHF/VHF	95.-	80076 L'antenne	175.-	ELEKTOR N° 39	81143 Extension pour ordinateur jeux T.V.	1200.-	82570 Super alim	434.-	ELEKTORSCOPE Modules livrés : avec circuits imprimés epoxy, percés, étamés, connecteurs mâles, femelles et contacteurs.	Alimentation av. transfo	320.-		
80031 Top préampli	400.-	ELEKTOR N° 25/26	80138 Vox	120.-	81155 Jeu de lumière 3 canaux	248.-	Kit THT 1000V	102.-	Kit THT 2000V	125.-	Ampli vertical Y1 ou Y2	330.-	
80023 Top ampli	260.-	80514 Alimentation de précision	500.-	ELEKTOR N° 30	81171 Compteur de rotations	780.-	Base de temps	310.-	Kit Ampli X/Y	125.-	C.I. Carte mère seul	55.-	
ELEKTOR N° 20	80019 Locomotive à vapeur	80.-	80503 Générateur de mires	470.-	81173 Baromètre	365.-	Tube 7 cm av. blindage mu métal	660.-	Tube 13 cm av. blind. mu métal	887.-	Tous les composants peuvent être vendus séparément	Contracteur spécial 12 positions	90.-
78065 Gradateur sensitif (sans touche)	80.-	80127 Thermomètre linéaire avec galva	190.-	81538 Convertisseur de tension 6/12 V avec C.I.	140.-	81541 Diapason électronique	170.-	Transfo Alimentation	185.-	Réalisation parties dans "LE SON"	9874 Elektorradio	250.-	
77101 Ampli auto radio	56.-	81019 Commande de pompe de chauffage central	175.-	81567 Détecteur d'humidité	240.-	81570 Pré-amplificateur	260.-	9832 Equaliser graphique	260.-	9897 1 Equaliser paramétrique, cellule de filtrage	140.-		
		81049 Chargeur d'accus Nicad	165.-	81575 Voltmètre digital universel	290.-	ELEKTOR N° 40	81141 Extension de mémorisation pour l'analyseur logique	420.-	9897 2 Equaliser paramétrique, correcteur de tonalité	140.-	9932 Analyseur Audio	270.-	

## FORMANT

Prix de l'ensemble en Kit : 3 950 Frs sans ébénisterie



L'appareil présenté sur la photo ci-contre version de base avec en plus LFO, un VCF 24 dB et un RFM

Modules séparés de FORMANT cablés, réglés disponibles - Prix 40% de supplément sur le prix des modèles en kit.

Version de base 3 950 Frs  
Ébénisterie gainée, les 2 pièces 480 Frs  
Partie clavier seule 300 Frs

Synthétiseur FORMANT livre 2 - EXTENSIONS DISPONIBLES

ELEKTOR N° 41	82006 Générateur de Fonctions	230.-	82004 Docatimer simple	210.-	81156 FMN + VMN	620.-	81142 Cryptophone	230.-	80133 Transverter (nous consulter)	82020 Orgue Junior avec clavier	1 250.-						
ELEKTOR N° 42	81594 Programmeur d'EPROM	61.-	82005 Contrôle de obturateur	470.-	82034 Moulin à paroles	1 220.-	82009 Amplificateur téléphonique	110.-	82019 Tempe ROM	560.-	82029 High Boost	100.-	82026 Fréquencesmètre simple	534.-			
ELEKTOR N° 43	82010 Programmeur d'EPROM	450.-	82048 Minuterie pour chambre noire programmable	730.-	82027 Synthétiseur VCO	430.-	82041 Fréquencesmètre (additif)	110.-	82040 Module Capacimètre	190.-	ELEKTOR N° 44	81158 Dégivrage de frigo autom	135.-	82068 Carte d'interface pour moulin à parole	112.-		
ELEKTOR N° 44	81158 Dégivrage de frigo autom	135.-	82070 Chargeur universel	142.-	82028 Fréquencesmètre 150 MHz Module FM 77 T seul	374.-	82031 VCF et VCA en duo	430.-	82032 DUAL ADSR	380.-	82033 LFO NOISE	245.-	82043 Amplificateur 70 cm	560.-	ELEKTOR N° 45	82066 EOLICON	82.-

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 3 950 frs.

Modules séparés avec circuit imprimé et face avant

Interface clavier	210.-
Récepteur d'interface	50.-
Alimentation avec transfo	420.-
VCF 24 dB	420.-
Filtre de resonance	370.-
Noise	190.-
COM	210.-
DUAL/VCA	280.-
LFO	280.-
VCF	320.-
ADSR	280.-
VCO	210.-
Circuit clavier avec clavier 3 octaves 2 contacts et résistances 100 Ω 1%	650.-

# MAGNETIC FRANCE

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

CREDIT  
Nous consulter

FERME DIMANCHE ET LUNDI

RER et Métro : Nation

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




# Elektor Electronics

points de vente à BRUXELLES et HAL !!

AV. DE STALINGRAD, 87, 1000 BRUXELLES 02/511.82.47

OUD STRIJDEPLEIN, 6, 1500 HALLE 02/356.03.90

**nouveau**



**Plaques d'expérimentation**

Exp. board 1680 cont. FB 1088 FF143  
Exp. strip 840 cont. FB 476 FF 63

**ASSORTIMENT**

**1/4W RESISTANCES 5%**

**E12 série** ——— **1E à 4M7**

100 pcs/valeur - 81 valeurs - 8100 pièces

**FF 452 Bfr 3410**

**RESISTANCES ASSORTIMENT**

**1/4W E12-série 5%**

**1E à 10M**

100pcs/valeur → 850pcs

**FF101/Bfr760**

**ASSORTIMENT**


**CONDENSATEURS CERAMIQUES**

**1pF à 100nF**

50pcs/valeur → 2200 pièces

**FF 416 FB 3164**

**UNIVERSAL 10MHz COUNTER**



**KIT**

- \* mesure fréquence de DC à 10MHz
- \* périodes de 0,5µs à 10s
- \* compteur d'unités
- \* interval de temps
- \* proportion de fréquence
- \* 1CM716B, 8 digits-invertible
- \* alimentation 5 à 6V

**FF 396 Bfr 3007**

**KITJ1060**

**PROMOTIONS**

TYPE (QUANTITE)	FB	FF
080C1300 (10)	14,00	1,85
080C1500 (10)	14,00	1,85
080C1700 (10)	21,00	3,05
080C1900 (10)	38,00	5,00
78M05 (10)	18,00	2,50
78M12 (10)	19,00	2,50
78M15 (10)	19,00	2,50
78M24 (10)	19,00	2,50
78M36 (10)	5,27	0,70
AD161763 (10)	39,00	5,20
PC1307 (10)	55,00	13,00
10K600 (1)	59,00	7,65
SN75477M (1)	159,00	20,50
TYD2051 (1)	129,00	16,10
LED 5mm rouge (100)	0,47	0,66
LED 5mm vert (100)	5,55	0,79
LED 5mm jaune (100)	5,55	0,79
TL182 (10)	59,00	2,40
TL311 (10)	59,00	2,40
TL321 (10)	59,00	2,40
TL382 (10)	59,00	2,40
IC socket 14p (10)	7,00	0,94
IC socket 16p (10)	8,00	1,10
IC socket 18p (10)	13,00	1,45
Rea 1W (100)	0,36	0,07
Rea 1W (100)	0,72	0,10

Valable jusqu'à épuisement stock

**ASSORTIMENT**

**AP10V-10**

Ajustables Pihor 10mm horizontal PT10V  
10E à 10M minimum 10pcs/valeur-220pcs  
FB 1922 FF 253

**PT10V-10**

Ajustables Pihor 10mm vertical PT10V  
10E à 10M minimum 10pcs/valeur-220pcs  
FB 1922 FF 253

Tous les assortiments AP et AM sont livrés dans des boîtes de rangement.

**ASSORTIMENT**


**AM25-10**

Résistances Métallin (M-17 série E3) de 1E à 10M 10pcs/valeur-1450pcs  
FB 2006 FF 376

**APSP-3**

Ajustables multivoies 10E à 10M min. 10pcs/valeur-57pcs FB 2953 FF 389

**LCD THERMOMETER & double THERMOSTAT**



**KIT J1070**

**FF 382 Bfr 2899**

- \* 3 1/2 digit, lecture à 0,1°C
- \* linéarité typique ± 0,2°C
- \* étalonnage facile
- \* thermostat avec deux températures de coupure
- \* réglable à 0,1°C de précision
- \* lecture de point d'ajustage avec thermomètre
- \* hystérésis et point d'ajustage peuvent être changé facilement
- \* sorties à collecteur ouvert
- \* alimentation 9V 10mA
- \* -55°C à +125°C

**UNITE HYGROMETRE**



- \* mesure humidité relative de 15-90%
- \* tension de sortie 100mV
- \* alimentation 3 à 5V
- \* à utiliser avec système d'affichage

**J1080** FB 803 FF 107

**kit**

J1080, Hygromètre avec lecture digitale (2 digit) FB 1595 FF 210

**GENERATEUR DE FONCTIONS**

- \* complet avec alimentation
- \* 1Hz à 200kHz en 3 gammes
- \* sinus ou triangles
- \* sortie sinus 0 à 1V eff ou 0 à 100mV eff
- \* sortie triangles 0 à 5V ou à 600mV eff
- \* sortie carrés 0 à 6V eff
- \* modulation d'amplitude et de fréquence

**KIT J1001 FF182 Bfr1380**

**TRANSISTORS**

**BC547** universel NPN par 100 pcs

**BC557** universel PNP par 100 pcs

**FF 31 / Bfr 233**

**Transfo extra plats**


TYPE	DIMENSIONS	FB	FF
FL1 (1VA)	55x40x15mm	372	01
FL2 (1VA)	55x40x20mm	330	04
FL3 (1VA)	68x57x20mm	382	51
FL4 (1VA)	68x57x25mm	436	57
FL5 (2VA)	68x57x30mm	513	68

- \* livrable en 7 différentes tensions: 2x5V, 2x6V, 2x9V, 2x12V, 2x15V, 2x18V, 2x24V
- \* montage facile sur c.c.
- \* tension de claquage 5000V

**ALIMENTATION STABILISEE**

PP-243 0-24V - 3A **FF 441**

Bfr 3349



**Alimentation stabilisée**

- \* tous les composants sur c.c.
- (y compris transformateur)
- \* dim. 25 x 70 x 90mm
- \* réglable avec 10V
- \* protégé électriquement
- \* limitation de courant
- \* étalonnage précis

**J1010- FF 119 Bfr 899**

**KIT**


J1010- 5V, 5A (1-8V)  
J1010- 9V, 6A (8-10V)  
J1010- 12V, 6A (10-13V)  
J1010- 15V/10V, 6A (11-19V)

**BASE DE TEMPS**

**FF 72 Bfr 543**

- \* 500kHz; 100kHz; 10kHz; 1kHz; 100Hz; 50Hz; 10Hz à 1Hz;
- \* oscillateur 1MHz stable
- \* intégrés diviseur CMOS
- \* alimentation 4-15V (1-4mA)
- \* dimensions 70 x 35 x 15mm

**Affichage digitale**



- \* -99mV à 999mV
- \* précision totale ± 0,1% ± 0,1mV
- \* overrange indication
- \* 4 ou 96 mesures par seconde
- \* ou fixation de la dernière mesure
- \* alimentation 5V
- \* montage verticale ou horizontale

**KITJ1005 FF 141**

**TMK MULTIMETER**

- \* 7 positions résistances 20E à 20M
- \* 5 positions courant AC/DC 200µA-10A
- \* durée de vie batteries 2000h (5 penlight)
- \* DCV 200mV-1000V; ACV 200mV-750V, DC



**BFR5440**

**FF 715**

**KIT J1020**

**COUNTER UNIT**

- \* compteur CMOS, 4 décades
- \* 2-digit, affichage led 5 segments
- \* mémoire, sortie carry
- \* alimentation 5V dim. 50 x 25 x 25mm
- \* signaux de commande: clock (max 4MHz), reset, display select.

**FF127 BFR671**

**KIT J1033**

**MINUTERIE PROGRAMMABLE**

- \* 4 sorties programmables indépendamment
- \* mémoire pour 20 instructions de commutation
- \* temps de coupure à 1 minute de précision
- \* programmable sur une semaine
- \* sortie: en fonction, hors fonction, en fonction 1 heure
- \* sorties à collecteur ouvert
- \* complet avec face avant et alimentation

**FF386 Bfr 2930**

**KITJ1006**

**GENERATEUR DE FONCTIONS**

- \* XR2206
- \* sinus, triangles, carrés
- \* dents de scie
- \* 10Hz-100kHz
- \* alimentation 15V-30V
- \* interrupteurs et potentiomètre sur c.c.

**FF 100 Bfr 760**

- elektor kits**
- (80089) Junior computer avec transfo FB 7950 FF1045
  - (81033) Interface complet avec alim FB 8143 FF 1071
  - (80120) 8k RAM sans Eeprom avec supports FB 3873 FF 510
  - (81012) Matrice de lumières disco FB 3873 FF 510
  - (81012) Générateurs de couleurs FB 1036 FF 136
  - (81155) Jeux de lumières FB 1304 FF 122
  - (81112) High Com complet avec cassette FB 5456 FF 718
  - (81082) Ampli 200W pour disco FB 1595 FF 263
  - 19723-1) Formant module VCO FB 3640 FF 475
- Liste gratuite sur simple demande.

**Unité Thermomètre**

**-55,0°C à +125,0°C**

**FF 72 Bfr 543**

- (à combiner avec affichage digitale)
- \* tension de sortie 100mV/°C ou 1mV/°C
- \* lecture à 0,1°C
- \* précision ± 0,2°C
- (entre -25°C et +100°C)
- \* alimentation 18-30V, 10mA
- \* étalonnage facile

**KIT J1007**


**CATALOGUE**

**BELGIQUE**

100FB + 20F frais d'envoi  
Gratuit en cas de commande de min 2500FB

**FRANCE**

100FF frais d'envoi inclus  
Seulement paiement en espèces svp  
Catalogue gratuit en cas de commande



**Interrupteurs pour ordinateur**

Sans chiffres à partir de 10 pièces  
noir, rouge ou bleu: FB 12 FF 160  
Set de 10 pièces (noir) avec chiffres de 0 à 9: FB 138 FF 18,30

**500 1N4148**

**BUR08**

1 pc - 10 FF/Bfr 78  
10 pcs - 8 FF/Bfr 60

**BELGIQUE**

1) Tous les prix d'expédition TVA 17% comprise. 2) Heures d'ouverture magasins à Bruxelles et Hal: Lu de 11 à 18h, ma, me, jeu, ven de 9h à 17h et de 10h à 18h, sam de 10h à 17h. Fermé le dimanche.

3) Vente par correspondance: minimum de commande 500FB, frais d'envoi 100FB pour commandes inférieures à 4000FB, à partir de 4000FB franco de port.

4) Paiement: par chèque bancaire à l'ordre de Elektor Electronics - virement au compte 293-6256745-91 contre remboursement (paiement à la réception des marchandises).

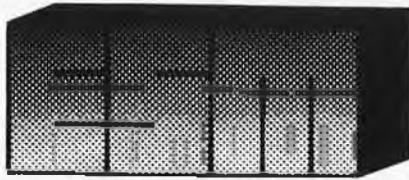
**FRANCE**

1) Prix en FF TVA française non comprise. 2) Vente par correspondance: minimum de commande 100FF-participation frais d'envoi et en battage 30FF. 3) Paiement: Tous les envois se font contre remboursement (paiement à la réception des marchandises).

4) Remarque concernant kits dont la référence commence par J. Ces kits étant réalisés par un constructeur hollandais, les descriptions sont en néerlandais, une traduction française est toutefois en préparation. Nous consulter svp.

**AVIS IMPORTANT**

A cause de la dévaluation du franc belge en février 82 les prix indiqués peuvent avoir subi des variations.



**HABILLE L'ELECTRONIQUE**

**NOUVEAUTES**

**SERIE «EB»**



	Dim. int.	Prix
EB 11/05 FP	115 x 48 x 135	30,00
EB 11/05 FA	115 x 48 x 135	32,00
EB 11/08 FP	115 x 76 x 135	35,00
EB 11/08 FA	115 x 76 x 135	37,00
EB 16/05 FP	165 x 48 x 135	39,00
EB 16/05 FA	165 x 48 x 135	42,00
EB 16/08 FP	165 x 76 x 135	44,00
EB 16/08 FA	165 x 76 x 135	47,00
EB 21/05 FP	210 x 48 x 155	51,00
EB 21/05 FA	210 x 48 x 155	54,00
EB 21/08 FP	210 x 76 x 155	57,00
EB 21/08 FA	210 x 76 x 155	60,00

**SERIES «ER» et «ET»**

**NOUVEAUTES**



	Dim. int.	Prix	Prix noir
ET 24/09	220x 78x180	120,40	126,10
ET 24/11	220x100x180	130,50	145,40
ET 27/09	250x 78x210	130,40	135,10
ET 27/13	250x120x210	147,90	164,80
ET 27/21	250x220x210	186,20	207,40
ET 32/11	300x100x210	163,50	171,00
ET 38/09	360x 78x250	230,40	237,10
ET 38/13	360x120x250	247,90	275,90

**SERIE EP (avec poignée)**

	Dim. int.	Prix
EP 21/14	210 x 140 x 35 AV x 75 AR	64,00
EP 30/20	300 x 200 x 50 AV x 100 AR	77,00
EP 45/20	450 x 250 x 50 AV x 100 AR	156,20

**SERIE EM**

	Dim. int.	Prix
EM 06/05	60 x 50 x 100	18,50
EM 10/05	100 x 50 x 100	24,50
EM 14.05	140 x 50 x 100	29,50

**SERIE EC**

	Dim. int.	FP	Prix FA	F0
EC 12/07	120 x 70 x 120	43,00	46,00	46,00
EC 18/07	180 x 70 x 120	47,00	49,00	49,00
EC 20/08	200 x 80 x 130	65,40	69,40	
EC 20/12	200 x 120 x 130	90,90		
EC 24/08	240 x 80 x 160	89,40		
EC 26/10	260 x 100 x 180	108,50		
EC 30/12	300 x 120 x 200	137,90		

**En vente chez :** *Tous nos prix s'entendent poignées comprises*

**ALBION** 9, rue de Budapest, 75009 PARIS.  
Tél.: 874.14.14. Métro Gare St-Lazare.

**CIRQUE RADIO** 24, bd des Filles-du-Calvaire, 75011 PARIS.  
Tél.: 805.22.76. Métro : filles du Calvaire. Bus 20 et 65.

**LES CYCLADES** 11, bd Diderot, 75012 PARIS.  
Tél.: 628.91.54. Face à la Gare de Lyon.

**ST QUENTIN RADIO** 6, rue St-Quentin, 75010 PARIS.  
Tél.: 607.86.39. Métro Gare du Nord.

**St<sup>e</sup> N<sup>lle</sup> RADIO PRIM** 5, rue de l'Aqueduc, 75010 PARIS.  
Tél.: 607.05.15. Métro Gare du Nord.

**Nouvelle documentation sur demande**

**NAMAL ASSOCIATES**

25 Gwydir Street, CAMBRIDGE  
Tel: 355 404 Telex: 817 455

**EXTENSION DE MEMOIRE**

POUR ZX81  
ASSEMBLEE . . . FF 330,00  
KIT . . . . . FF 208,45  
Avec toutes INSTRUCTIONS  
Pour l'assemblage

**OFFRE SPECIALE**

CONNECTEUR 23 BROCHES  
POUR ZX81 . . . FF 24,75  
ICL 7660 . . . . FF 17,60  
4116 200 ns . . FF 7,15  
6845 . . . . . FF 57,75

**Serie 74 LS**

00 1,10	40 1,32	124 9,90	240 9,57	COMP: I.C.'s
02 1,32	42 3,63	125 2,64	242 8,58	2114-LP 8,80
03 1,32	48 6,49	126 2,75	244 6,60	200 ns
04 1,32	49 6,49	132 4,84	245 9,68	2532 41,25
08 1,98	51 1,54	133 2,75	247 6,60	2716 21,45
09 2,20	54 1,54	138 3,52	248 6,60	2732 41,25
10 2,20	55 1,32	139 3,52	251 4,40	4116-250 7,48
11 2,20	73 2,31	145 7,92	257 4,73	4816 43,89
12 2,20	74 1,76	148 9,35	259 8,58	4864 52,25
13 2,20	75 2,64	151 3,30	266 2,42	4164 52,25
14 4,18	76 2,20	153 3,08	273 7,70	5516AP 82,50
15 1,32	78 2,09	154 8,80	273 7,70	6116LP 66,00
16 1,32	83 4,89	155 4,18	374 7,92	6116P3 43,45
17 1,32	85 6,60	156 3,96	393 6,60	
18 1,32	86 1,65	157 3,30		
19 1,32	90 3,30	161 4,07		
20 1,32	91 8,14	162 4,40		
22 1,32	92 3,63	163 4,18		
26 1,76	93 3,63	164 5,06		
27 1,32	95 4,62	165 9,90		
28 1,65	107 4,40	173 7,48		
30 1,32	109 2,42	174 5,06		
32 1,32	112 2,31	175 4,95		
33 1,76	113 2,31	193 4,95		
37 1,65	122 4,40	196 6,27		
38 1,65	123 3,96	197 6,60		

**CMOS**

4011 0,99	
4013 2,42	
4024 3,08	
4066 2,64	
4069 1,65	
4093 3,30	
4099 5,55	
4503 4,95	
4512 6,05	
4518 4,40	

**SERIE 6800**

6800 27,50
6802 39,60
6809 96,25
6810 12,65
6821 12,10
6845 58,85
6847 53,90

SERIE 6500	SERIE Z80	SERIE 8080	QUARTZ
6502 46,55	Z80P10 35,75	8080 46,20	1.00 MHz 30,25
6520 33,30	Z80CPU 35,75	8085 35,75	2.00 MHz 29,15
6522 49,50	Z80CIC 30,25	8212 18,70	3.575 MHz 6,60
6532 63,25	Z80ACPU 35,25	8216 16,50	4.00 MHz 15,40
	Z80AP10 30,25	8226 32,00	6.144 MHz 13,75
	Z80ACTC 30,25	8228 41,25	8.00 MHz 13,75
	Z80S10 99,00	8255 38,50	10.00 MHz 16,50

**PRIERE DE M'EXPEDIER CE QUI SUIV**

ARTICLE	QUANTITE	PRIX	TOTAL
1	.....	.....	.....
2	.....	.....	.....
3	.....	.....	.....

Veuillez ajouter une annexe en cas de manque de place

TOTAL FF . . . . . y compris FF 30,00 Port/Emballage  
Je commande par Mandat Poste International  
Veuillez débiter ma carte VISA/EURO/MASTER

NUMERO: . . . . . SIGNATURE: . . . . .  
NOM ET ADRESSE: (en majuscules) . . . . .  
.....  
Numéro de téléphone: . . . . . PAYS . . . . .

# PUBLITRONIC

Un certain nombre de schémas parus dans le mensuel Elektor sont reproduits en circuits imprimés, gravés et percés, de qualité supérieure. PUBLITRONIC diffuse ces circuits, ainsi que des faces avant (en métal laqué ou film plastique) et des disques ou cassettes de logiciel. Sont indiqués ci-après, les références et prix des disponibilités, classés par ordre de parution dans le mensuel Elektor.

<b>F1: MAI-JUIN 1978</b> générateur de fonctions RAM E/S SC/MP	9453 9846 1 9846 2	38,50 82,— 31,—	<b>F30: DECEMBRE 1980</b> commande de pompe de chaufrage central alarme pour réfrigérateur	81019 81024	30,— 17,50	boucle d'écoute émetteur récepteur synthétiseur: VCO éprogrammateur	82039 1 82039-2 82027 82010	25,— 21,50 52,50 55,50
<b>F2: JUILLET-AOÛT 1978</b> carte CPU (F1)	9851	154,—	<b>F32: FEVRIER 1981</b> méga vu-mètre basse tension 220 volts matrice de lumières	81085 1 81085 2 81012	27,50 29,— 103,50	<b>F44: FEVRIER 1982</b> fréquencemètre 150 MHz synthétiseur VCA + VCF ADSR hétérophote amplificateur pour transverter 70 cm interface pour moulin à paroles thermostat pour bain photographique chargeur universel nicad	82028 82031 82032 82038 82043 82068 82069 82070	36,— 50,50 50,— 19,— 30,— 19,— 24,— 24,50
<b>F3: SEPTEMBRE-OCTOBRE 1978</b> voltmètre carte d'affichage carte bus (F1, F2) voltmètre de crête carte extension mémoire (F1, F2) carte HEX I/O (F1, F2)	9817 9817-2 9857 9860 9863 9893	32,— 47,50 24,— 150,— 216,50	<b>F34: AVRIL 1981</b> carte bus vocodateur: détecteur de sons voisés/dévoisés carte détecteur carte commutation détecteur de présence récepteur petites ondes high com: affichage à LED alimentation détecteur de crête face avant en transfert + 2 modules programmés + EPS 81117-1	80068 2 81027-1 81027-2 81110 81111 9817-1+2 81117-2 9860	57,50 40,50 48,— 28,— 23,50 32,— 24,50 24,— 425,—	<b>F45: MARS 1982</b> récepteur france inter éolicon audio squelch universel synthétiseur: COM alimentation carte de bus universelle (quadruple) DNR réducteur de bruit auto-chargeur	82024 82066 82077 9729-1a 82078 82079 82080 82081	63,— 19,50 22,50 48,— 43,50 40,— 34,— 23,50
<b>F4: NOVEMBRE-DECEMBRE 1978</b> carte RAM 4 k alimentation pour SC/MP modulateur UHF-VHF	9885 9906 9967	175,— 48,— 18,50	<b>F35: MAI 1981</b> imitateur alimentation universelle	81112 81128	24,50 29,—	<b>F46: AVRIL 1982</b> carte 16K RAM dynamique amplificateur 100 W: ampli 100 W alimentation testeur de RAM auscultateur mini-carte EPROM interface sonore pour TV clavier numérique polyphonique: circuit anti rebonds circuit d'interface circuit d'accord	82017 82089-1 82089-2 82090 82082 82093 82094 82106 82107 82108	58,50 31,— 28,50 23,— 18,50 19,50 22,50 29,— 55,50 33,—
<b>F5/6: EDITION SPECIALE 78/79</b> interface cassette	9905	36,—	<b>F36: JUIN 1981</b> carte d'interface pour le Junior Computer: carte d'interface carte d'alimentation carte de connexion analyseur logique: circuit principal circuit d'entrée carte mémoire curseur affichage alimentation	81033-1 81033-2 81033-3 81094-1 81094-2 81094-3 81094-4 81094-5 80089-3	226,50 17,— 15,50 99,50 26,— 25,50 38,50 17,50 36,—	<b>F47: MAI 1982</b> ARTIST: préampli pour guitare temporisateur programmable carte CPU à Z80 tachymètre pour mini-aéroplane	82014 82048 82105 82116	119,50 49,50 84,— 25,—
<b>F7: JANVIER 1979</b> préconsonant clavier ASCII	9954 9965	26,50 92,—	<b>F37/38: CIRCUITS DE VACANCES 1981</b> régulateur de vitesse pour maquette de bateau indicateur de crête pour HP générateur aléatoire simple sirène holoophonique diapason électronique détecteur d'humidité tampons d'entrée pour l'analyseur logique voltmètre digital universel préampli Hi-Fi avec réglage de tonalité	81506 81515 81523 81525 81541 81567 81577 81575 81570	21,— 18,— 28,50 23,— 20,— 19,— 24,— 35,— 51,50	<b>F48: JUIN 1982</b> dégivrage automatique pour réfrigérateur clavier numérique polyphonique: carte de bus circuit de sortie circuit de conversion module de parole pour horloges numériques récepteur BLU ondes courtes gradateur universel relais électronique sifflet électronique pour la gent canine amorçage électronique pour tube luminescent	81158 82110 82111 82112 82121 82122 82128 82131 82133 82138	21,50 39,50 56,— 23,— 37,50 59,50 19,50 18,50 18,— 16,50
<b>F8: FEVRIER 1979</b> digicarrillon Elekterminal	9325 9966	35,— 89,50	<b>F39: SEPTEMBRE 1981</b> extension pour l'ordinateur jeux TV jeux de lumière compteur de rotations baromètre "tout silicium" testeur de continuité	81143 81155 81171 81173 81151	226,50 38,50 58,— 41,50 15,—	<b>F49/50: CIRCUITS DE VACANCES 1982</b> amplificateur stéréo interrupteur photosensible amplificateur pour lecteur de cassettes générateur de sons en 1E80 flash-esclave 5 V: l'usine	82527 82528 82539 82543 82549 82570	19,— 19,— 19,— 28,50 17,50 26,50
<b>F12: JUIN 1979</b> microordinateur BASIC interface pour systèmes à µP	79075 79101	76,— 16,50	<b>F40: OCTOBRE 1981</b> afficheur LCD extension de mémorisation pour l'analyseur logique afficheur à LED générateur de test chronoprocasseur universel: circuit principal circuit clavier + affichage	82011 81141 82015 81150 81170-1 81170-2	19,50 45,— 19,— 18,50 48,50 36,—	<b>F41: NOVEMBRE 1981</b> orgue junior alimentation circuit principal FMN + VMN (fréquence + voltmètre) programmateur pour chambre noire générateur de fonctions cryptophone transverter 70 cm détecteur de métaux	9968-5a 82020 81156 82004 82006 81142 80133 82021	17,— 41,50 51,— 26,50 25,— 26,50 149,— 67,—
<b>F17: NOVEMBRE 1979</b> ordinateur pour jeux TV: circuit principal avec documentation alimentation circuit imprimé clavier documentation seule	79073 79073-1 79073-2 79073D	237,50 29,— 44,— 15,—	<b>F42: DECEMBRE 1981</b> fréquencemètre de poche à LCD contrôleur d'obturateur programmateur d'EPROM (2650) high boost amplificateur téléphonique tempo ROM	82026 82005 81594 82029 82009 82019	23,50 44,50 17,50 22,50 18,50 19,50	<b>F43: JANVIER 1982</b> loupe pour fréquencemètre arpeggio gong module capacimètre	82041 82046 82040	24,— 19,— 24,—
<b>F18: DECEMBRE 1979</b> affichage numérique de fréquence d'accord circuit principal circuit d'affichage	80021-1 80021-2	57,50 26,—	<b>F24: JUIN 1980</b> chasseur de moustiques	80130	13,50	<b>F25/26: CIRCUITS DE VACANCES 1980</b> récepteur super-réaction les TIMBRES	80506 80543	36,50 16,50
<b>F19: JANVIER 1980</b> top-amp codeur SECAM	80023 80049	17,— 74,50	<b>F22: AVRIL 1980</b> interface cassette BASIC vocophonie chorosynth junior computer: circuit principal affichage alimentation	80050 80054 80060 80089-1 80089-2 80089-3	67,— 18,50 264,— 200,—	<b>F23: MAI 1980</b> allumage électronique à transistors	80084	46,50
<b>F20: FEVRIER 1980</b> gradateur sensitif train à vapeur nouveau bus pour système à µP	78065 80019 80024	16,— 22,50 70,—	<b>F24: JANVIER 1980</b> amplificateur PWM carte 8k RAM + EPROM programmateur de PROM	80085 80120 80556	18,— 157,— 45,50			

## eps faces avant

\* générateur de fonctions 9453 6 30,—  
+ artist 82014-F 20,—  
\* = face avant en métal laqué noir mat  
+ = face avant en matériau prégravé

## ess software service

**NIBL E** ESS004 15,—  
pour le SC/MP: aluminage,  
bataille navale jeu du NIM,  
journal lumineux, rythme  
biologique, programme  
d'analyse, désassemblage +  
listing de ces programmes

**CASSETTES ESS**  
cassette contenant 15 pro-  
grammes de l'ordinateur  
pour jeux TV ESS007 50,—  
cassette contenant  
15 nouveaux programmes ESS009 50,—

1. Le circuit imprimé du générateur de  
mire (EPS 80503) est désormais  
disponible au prix de 225 F.  
2. Certains circuits imprimés, parmi les plus  
anciens dont la fabrication a été définitive-  
ment suspendue, restent disponibles en  
quantité limitée. Avant de passer commande,  
nous vous conseillons de prendre contact avec  
PUBLITRONIC, en utilisant le bon de  
commande en encart.

## NOUVEAU

**F49/50: CIRCUITS DE VACANCES 1982**  
amplificateur stéréo 82527 19,—  
interrupteur photosensible 82528 19,—  
amplificateur pour lecteur  
de cassettes 82539 19,—  
générateur de sons en 1E80 82543 28,50  
flash-esclave 82549 17,50  
5 V: l'usine 82570 26,50





# elektor

49/50

5e année

juillet/août 1982

ELEKTOR sarl

Route Nationale; Le Seau; B.P. 53; 59270 Bailleul  
 Attention nouveau n° de téléphone  
 Tél.: (20) 48-68-04, Télex: 132 167 F

Heures d'ouverture: 8h30 - 12h30 et 13h15 - 16h15,  
 du lundi au vendredi.

Banque: Crédit Lyonnais Bailleul Compte no.:  
 6660.70030X CCP Lille 7-163-54R.

Veuillez libeller tous vos chèques à l'ordre d'Elektor sarl.

Elektor paraît mensuellement.

Le numéro 49/50 (juillet/août) est un numéro double.

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

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

**ABONNEMENTS:** Elektor sarl  
 Abonnement 1982 complet

France	Etranger
100 FF	120 FF
	par avion 180 FF
Septembre à Décembre	33 FF    39 FF - 58 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:** Robert Safie

**REDACTION:**

Marie-Hélène Kluziak, Denis Meyer, Guy Raedersdorf

**REDACTION EN CHEF:** P. Holmes

**REDACTEURS TECHNIQUES:** J. Barendrecht, G.H.K. Dam,  
 E. Krempelsauer, G. Nachbar, A. Nachtmann, H.A. Theunissen,  
 P.I.A. Theunissen, K.S.M. Walraven

Questions Techniques: par écrit au service "QT" en joignant une  
 enveloppe adressée à vous-même avec un timbre ou un coupon-  
 réponse international.

Les questions techniques par téléphone sont assurées le lundi  
 après-midi de 13h30 à 16h15, (sauf en Juillet et en Août).

**PUBLICITE:** Nathalie Defrance

Pour vos réservations d'espaces et remises de textes dans l'édition  
 française veuillez vous repérer aux dates limites qui figurent  
 ci-dessous. Un tarif et un planning international pour les éditions  
 néerlandaise, allemande, anglaise, italienne et espagnole sont  
 disponibles sur 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 le 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 Gangelt, RFA  
 Elektor Publishers Ltd., Canterbury CT1 PE, Kent, U.K.  
 Elektor, 20092 Cinisello B., Milan, Italie  
 Elektor, Villanueva, 19. 1., Madrid 1, Espagne  
 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

# décodage

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:

U <sub>CEO</sub> , max	20 V
I <sub>C</sub> , max	100 mA
I <sub>FE</sub> , min	100
P <sub>tot</sub> , max	100 mW
f <sub>T</sub> , 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,  
 2N4129.

- "DUS" et "DUG" (Diode  
 Universelle respectivement  
 au Silicium et au Germanium)  
 représente toute diode pré-  
 sentant les caractéristiques  
 suivantes:

	DUS	DUG
U <sub>R</sub> , max	25 V	20 V
I <sub>F</sub> , max	100 mA	35 mA
I <sub>R</sub> , max	1 μA	100 μA
P <sub>tot</sub> , max	250 mW	250 mW
C <sub>D</sub> , 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 indifférem-  
 ment μA 741, LM 741,  
 MCS41, MIC 741, RM 741,  
 SN 72741, etc.

**Valeur des résistances et capacités**

En donnant la valeur de compo-  
 sants, 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<sup>-12</sup>  
 n (nano-) = 10<sup>-9</sup>  
 μ (micro-) = 10<sup>-6</sup>  
 m (milli-) = 10<sup>-3</sup>  
 k (kilo-) = 10<sup>3</sup>  
 M (mega-) = 10<sup>6</sup>  
 G (giga-) = 10<sup>9</sup>

Quelques exemples:

Valeurs de résistances:  
 2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω  
 470 = 470 Ω

Sauf indication contraire, les  
 résistances utilisées dans les  
 schémas sont des 1/4 watt,  
 carbone, de tolérances 5% max.  
 Valeurs de capacité: 4p7 =  
 4,7 pF = 0,000 000 000 0047 F  
 10 n = 0,01 μF = 10<sup>-8</sup> F

La tension en continu des conden-  
 sateurs 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 kΩ/V.

**Tension secteur**

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

- **Le tort d'Elektor**

Toute modification impor-  
 tante, complément, correction  
 et/ou amélioration à des  
 réalisations d'Elektor est  
 annoncée sous la rubrique  
 'Le Tort d'Elektor'.

## Annonces

Pour réserver votre espace publicitaire, pour insérer votre  
 petite annonce: veuillez vous référer à nos dates limites.  
**MERCI.**

**Prochains numéros:**

n° 51/Septembre	→	4 Août
n° 52/Octobre	→	6 Septembre
n° 53/Novembre	→	8 Octobre
n° 54/Décembre	→	4 Novembre



## toutes nos excuses ceci n'est pas Elektor!

### ... qu'ouïqu'en dise la couverture

Chaque année, nous présentons dix numéros d'Elektor à nos lecteurs: de janvier à juin et de septembre à décembre. En juillet et en août, c'est un produit très différent que nous vous proposons: le numéro double "CIRCUITS DE VACANCES"!

C'est un produit hybride, qui n'est ni le magazine d'électronique auquel vous êtes habitués, car il comporte trop (??) de circuits et beaucoup plus de pages, ni un livre, étant donnée sa taille (encore que nombreux sont ceux qui prétendent s'en servir comme référence, comme guide pratique, comme mine d'idées). Comme aurait dit un "génie" quelque peu philosophe: "ce truc est un machin à part".

Quelle période de l'année est plus propice en effet à la réflexion personnelle, à la recherche fondamentale, que celle des vacances? Et tant donnée leur longueur (??), il vous reste sans doute du temps à consacrer à l'approfondissement d'une idée, à la construction et à la mise au point d'un projet (substance d'un futur article dans Elektor, qui sait???)

Bien que nous ayons quelques difficultés à définir le contenant, nous savons quel est le contenu: plus de 100 circuits et schémas. "Peu importe le flacon, pourvu que l'on ait l'ivresse". Nous tentons, d'une année à l'autre, d'améliorer la cuvée, sans tricher: ni sucre, ni souffre. Nous aimerions que ce "CIRCUITS DE VACANCES 82" soit plus frémissant d'idées qu'un champagne ne l'est de bulles.

Dans le numéro de l'an dernier, nous soulignons combien il était difficile de tester **tous** les circuits, même ceux publiés sans circuit imprimé; exception faite de quelques notes d'application et de quelques idées venues de l'extérieur, nous ne pouvions annoncer avoir testé les différents montages. Cette fois-ci, nous avons fait mieux. Nous avons construit et testé chacun des circuits proposés! Enfin... ceci n'est qu'une demi-vérité. L'une de nos traditions préférées est de camoufler soigneusement un "circuit facétieux" dans chaque numéro double. L'an dernier, le montage "spécial" (pour ceux qui ne l'auraient pas trouvé) avait été la "lampe de poche solaire", construite sans doute à de nombreux exemplaires, à en croire les nombreuses lettres et questions posées à son sujet, tant à notre rédaction, qu'à nombre de revendeurs de composants (qui, à leur tour, nous en ont fait part).

Cette année-ci, il s'agit de... nous vous laissons le plaisir de trouver vous-même. Pour vous faciliter la découverte de la solution, nous vous donnons cependant l'indication suivante: nous **pensons** que le montage doit fonctionner, mais nous n'avons pas pu réunir les conditions requises! Le progrès dans la tradition. Ce numéro reste traditionnel, tel ceux "sui generis" que nous avons publiés depuis plusieurs années, mais nous avons essayé (et peut-être réussi, à vous de juger) d'améliorer la qualité et la diversité des circuits par rapport à ce que nous avons fait l'année dernière. C'est ce que nous appelons le progrès.

L'an prochain, nous poursuivrons notre effort sur la qualité des textes, et leur contenu. Dans une dizaine d'années (peut-être), Elektor fera partie du bagage indispensable pour passer le BTS d'électronicien. Assez d'élucubrations, passons aux choses sérieuses.

Quoi de neuf dans ce numéro-ci? Une introduction sous forme d'éditorial (rien qu'un pensum par an!!!) se doit d'être autre chose que de la lecture facile. Réfléchissons... Nous allons bien trouver quelque chose. L'électronique dans l'avenir? Difficile... nous tâchons de convertir nos idées futuristes en montages pratiques susceptibles d'être reproduits par le plus de monde possible. Les sujets que nous allons aborder le(s) mois prochain(s)... Non! Réservez la surprise et ne dévoilons rien de cet ordinateur pour chambre noire, de ce système hifi et de cet ordinateur à 16 bits... Puisque nous en sommes aux ordinateurs, tout le monde a déjà entendu parler de hardware (matériel), de software (logiciel) et même de firmware (programmation câblée), mais avez-vous jamais entendu parler de "paperware"? Non? Allons bon, c'est en effet une innovation que nous vous proposons. Jetez un coup d'œil en page 8-18.

Quoi d'autre? C'est vrai, il y a fort longtemps que nous aimerions trouver des faces avant attrayantes pour nos montages-phares. Un peu de patience devrait vous permettre de trouver ce que vous recherchez en feuilletant la revue.

Bien, veuillez me pardonner de prendre congé de vous, mais j'ai un fer à souder (un croissant?) tout chaud à portée de main et il me faut à tout prix m'en servir. Ce circuit-je-ne-vous-dirai-pas-lequel-me-démange...

Le rédacteur en chef

# selektor 2010

## MICRO EXPO 82

### L'explosion

MICRO EXPO 82, tenue du 14 au 18 Juin, se veut, cette année, la plus grande manifestation d'Europe exclusivement consacrée à la micro informatique. D'une année à l'autre, tout, (ou presque), a doublé: la surface d'exposition, le nombre d'exposants, (et partant le volume de matériel exposé), le nombre de visiteurs, (25 000). Il n'y a que les finances, (disponibles et nécessaires), à ne pas avoir suivi le mouvement, (heureusement).

Cette croissance effrénée pose bien des problèmes à tout le monde: tout d'abord au client: quel produit choisir, comment faire des comparaisons de prix et de performances valables, car si l'on n'est pas de la partie, il y a de quoi perdre son latin. Se pose ensuite le problème de ceux qui doivent "conseiller" dans le choix d'un système; pour eux rien n'est plus désagréable que d'avoir fait faire l'acquisition d'un système, retiré du marché 6 mois ou un an plus tard!!! Il n'est pas question bien sûr de bâtir sur du sable, (encore que ce matériau soit au coeur du système: la puce du microprocesseur est la plupart du temps en silicium!!!).

### Lisons dans le marc de café

La tendance est à l'augmentation du nombre de micro-ordinateurs différents disponibles, qui se multiplient comme des petits lapins, ainsi qu'à l'accroissement de leurs capacités.

### Les nouveautés

Elles sont restées relativement discrètes dans le monde des 8 bits.

Le PC 8001 de NEC, le VIC 20, ordinateur de jeux, qui se veut le modèle de l'ordinateur domestique, le 3030 de ITT qui quitte le 6502 (du 2020), pour aller retrouver la horde croissante des utilisateurs du Z80, le HP 87 de Hewlett-Packard, le MDD 100, seul micro-ordinateur à avoir le bus S-100 et une sortie IEEE 696, le Canon CX1. Le TRS 80 couleur devient gaulois, puisqu'il est possible de l'équiper d'une interface qui lui permet d'utiliser un téléviseur aux normes SECAM par l'intermédiaire de la prise Péritel.

Il en est tout à fait différemment du côté des 16 bits. On découvre de nombreuses nouveautés dans cette catégorie. C'est la raison pour laquelle nous allons les regarder d'un peu plus près.

IBM, pour commencer par l'ogre, présente son PC, (lire personal computer). Système équipé d'un 8088, il est capable d'utiliser une grande variété de logi-

ciels: CP/M 86, MS-DOS, UCSD Pascal, très bientôt Cobol, Fortran et autres langages évolués. Se caractérise par un écran très agréable et très doux. IBM pense en livrer plus de 200 000 en 1983.

### Une étoile (brillante) nommée SIRIUS I

Nous en arrivons au Petit Poucet. C'est une réussite esthétique et technique incontestable. Son cerveau est le même que celui du PC: un 8088. Logiciels identiques, CP/M 86 et MS-DOS. Les graphismes atteignent une résolution très élevée: 800 x 400 points. Il est possible de travailler sur un texte de 50 lignes de 132 caractères. Son prix de base se situe aux alentours de 35 000 FF. A première vue, on peut en dire voici l'un des systèmes pouvant servir de référence. Mais il faut attendre la suite des événements.

### Le M 20 d'Olivetti

Le PC d'Olivetti dispose lui d'un Z8001A de Zilog. Retrouvera-t-on là encore une guerre des microprocesseurs semblable à celle qui fait rage entre le 6502 et le Z80? Il est capable de graphismes à haute résolution, 512 x 256 pixels. Ce système n'a pas la possibilité, du moins pour le moment, d'utiliser le CP/M. Son prix se situe également aux environs de 30 000 F, 40 000 si on lui ajoute une imprimante de classe.

Même Tandy s'intéresse au 16 bits. Cette firme utilise une technique qui a fait le succès des avions Dassault: la modularité; on ne change qu'une partie du système à la fois. Une nouvelle version du modèle II, dénommée modèle 16, est proposée. Équipée d'un 68000 de Motorola, le microprocesseur le plus puissant de la catégorie des 16 bits, selon certains experts. Tandy en propose une version équipée de deux disques durs de 8 Moctets. Ceci nous amène tout droit au domaine dans lequel on a trouvé le plus de nouveautés.

### Des disquettes et des disques durs

Sans doute aucun le domaine le plus bouillonnant d'idées et de réalisations. Les disques durs winchester de 50 Moctets en 5<sup>1/4</sup> et de 200 Moctets en 8" ont en effet été annoncés au cours de MICRO EXPO 82. Les disques winchester existent en format 14", 8" et 5<sup>1/4</sup>.

Ses systèmes souples se présentent eux sous les tailles les plus diverses: 8", 5<sup>1/4</sup>, 3,5" et même 2<sup>11/16</sup>.

La disquette souple de 5<sup>1/4</sup> devient pratiquement le standard. Prenons-les dans l'ordre croissant de taille et de dureté. Le 2<sup>11/16</sup> choisi par Sankyo n'est pas encore très répandu. Le 3,5" lancé par Sony a fait des adeptes, Hitachi, et Panasonic. Sa capacité est fort intéressante: 250 Moctets et 500 Moctets non-formaté, son prix en OEM, (Original Equipement Manufacturer), très impressionnant: 125 \$.

3 nouvelles évolutions caractérisent le

5<sup>1/4</sup>: augmentation de la capacité, réduction de l'encombrement, (épaisseur divisée par deux par rapport aux modèles précédents), dépouillement pour en faire baisser le prix.

Jetons un coup d'oeil aux caractéristiques des disquettes de 5<sup>1/4</sup> actuelles: Capacité: ≈ 2 Moctets (million de mots de 8 bits) non formaté.

Temps d'accès à une piste: ≈ 5 ms ou moins.

Densité: 96 tpi (track per inch = piste par pouce).

Prix OEM: ≈ 300 \$ ou moins.

Les disquettes 8" suivent le même régime "slim line" que leurs consoeurs, puisque leur épaisseur tombe maintenant sous les 2 pouces.

### Les Winchester

Il ne s'agit pas de carabines à répétition, bien qu'ils soient extrêmement rapides.

La vedette incontestée de MICRO EXPO 82 revient sans doute aucun aux 5<sup>1/4</sup> Winchester. Les matériels les plus récents annoncent 50 Moctets de capacité et un prix OEM de 1400 \$ environ. Dans quelques mois, il sera peut-être plus rentable d'acheter un disque dur de 10 Moctets plutôt qu'un système à disquettes, mais on se trouve alors confronté au problème de la taille de mémoire centrale; 48 K commence à être limite. Il ne peut plus être question de micro-informatique amateur.

### Les Winchester de 8 pouces

Leur capacité atteint de 50 à 200 Mo en plusieurs plateaux. La densité annoncée se situe à plus de 10000 bpi, (bit par pouce), (en 960 tpi), le temps d'accès moyen est de l'ordre de 25 ms, et le taux de transfert de 10 Mb/s soit quelques 1,2 M mots par seconde, (pour un 8 bits). Le nombre de pistes par couche est de ± 700 environ, suivant le type de disque utilisé.

Avec de tels systèmes se pose le problème de la sauvegarde, (back-up). Lorsque l'on se lance dans les procédures de sauvegarde, les manipulations peuvent atteindre des durées assez impressionnantes, de 20 à 30 minutes, (et plus).

### Les imprimantes

Peu de nouveautés; on voit apparaître sur le marché les imprimantes couleur, Epson, Facit. A quand l'arrivée sur le marché français de l'imprimante laser bas de gamme?

A noter l'arrivée d'imprimantes de plus en plus "intelligentes", telles que la Facit 4542 à aiguilles capable d'imprimer 250 caractères par seconde en bidirectionnel. La durée de vie de la tête est de l'ordre de 1 milliard de caractères, (2 mois d'impression continue!!!). La matrice utilisée, 9 x 14 et les micro-interlignes permettent des graphismes très fins. Le mode graphique possède 10 niveaux de teintes, qui dépendent de la puissance de frappe).

**Les logiciels**

Le mot de passe est CP/M. Bien que -fortement critiqué pour ses insuffisances, tout le monde le propose en raison de la formidable bibliothèque de programmes écrits en CP/M, disponible.

Il devient de plus en plus difficile de se retrouver dans la jungle des programmes proposés. Il en existe cependant un certain nombre qui sont devenus des classiques: Visicalc, Word Star etc... logiciels aussi indispensables à la gestion d'une petite entreprise que le carburant est nécessaire pour faire "marcher" votre voiture.

Il est impossible maintenant de trouver une excuse pour un agenda mal géré, puisqu'il existe un logiciel appelé DATEBOOK II. L'ordinateur personnel est en train de devenir une composante indispensable de la gestion d'une entreprise.

**Revues nouvelles**

De nouveaux magazines apparaissent sur le marché avec la régularité des champignons le matin en automne après une bonne pluie. Echo Sinclair s'adresse ainsi aux possesseurs des 50 000 ZX81 vendus, (utilisés??) en France.

Trace en est à son numéro 2 et s'adresse tout particulièrement aux 20 000 possesseurs de TRS 80 modèle I et aux nombreux acheteurs d'autres TRS 80 ou modèles apparentés, quelque soit leur nom de baptême.

D'autres naissent et meurent sans bruit, (n'est-ce pas "Mégabytes"?)

**Les réseaux locaux**

Depuis leur naissance il y a deux ans, le développement des réseaux locaux butte sur de nombreux problèmes: manque de normalisation, nombre de réalisations trop faible, potentiel (encore) mal défini. C'est un cercle vicieux. Il est certain qu'un nombre d'années passera encore avant que ne soient essuyés tous les plâtres et que les réseaux locaux ne soient pleinement opérationnels. Parmi les plus importants en France, pour le moment, citons Transpac, Eurodial, Questel, Microdial.

**Quel est l'avenir du micro**

Il est pratiquement certain que la majorité des amateurs intéressés par la possession d'un système micro-informatique de moins de 20 KF, pour leur plaisir, l'ont acquis et ne sont pas prêts à évoluer vers des budgets de 50 000 F. L'illusion caressée pendant un instant de mettre un ordinateur individuel dans chaque foyer s'est envolée, (pour le moment du moins). Les chiffres des statistiques nous montrent clairement que le marché domestique peut être estimé entre 7 et 15% des ventes suivant les types de micro-ordinateurs pris comme référence, (le pourcentage augmentant évidemment pour les appareils de prix de la plus faible).

**En guise de conclusion**

MICRO EXPO 82 montre clairement que la micro-informatique a changé d'objectif prioritaire. Ce n'est plus à l'amateur fortuné que l'on s'intéresse, mais aux petites et moyennes entreprises. Le prix d'un tel système est à la portée de la majorité de ces entreprises, et c'est par leur intermédiaire que se fera l'extension de la révolution informatique.

(799 S)



**Télévision hyperfréquence  
Des amplificateurs pour "TV-Sat"**

A 10 degrés de longitude ouest au-dessus de l'équateur, le lanceur franco-allemand Ariane mettra d'ici quelques années sur orbite un satellite de télévision destiné à diffuser les programmes des chaînes allemandes ARD et ZDF. Pour ce projet intitulé TV-Sat, la station terrienne émettrice se trouvera près de Darmstadt et des antennes paraboliques collectives formeront l'autre extrémité de la chaîne de transmission. D'un diamètre d'environ un mètre, chaque parabole recevra des signaux ne dépassant pourtant pas quelques picowatts de puissance. Siemens a présenté à Hanovre un amplificateur/convertisseur de signaux de télévision émis à une distance de 36 000 km. Cet ensemble consiste en un module, le SMC 98128, doté de composants pour la plupart inédits en arsénium de gallium. Il transpose en UHF les signaux recueillis par l'antenne à

une fréquence de 12 GHz.

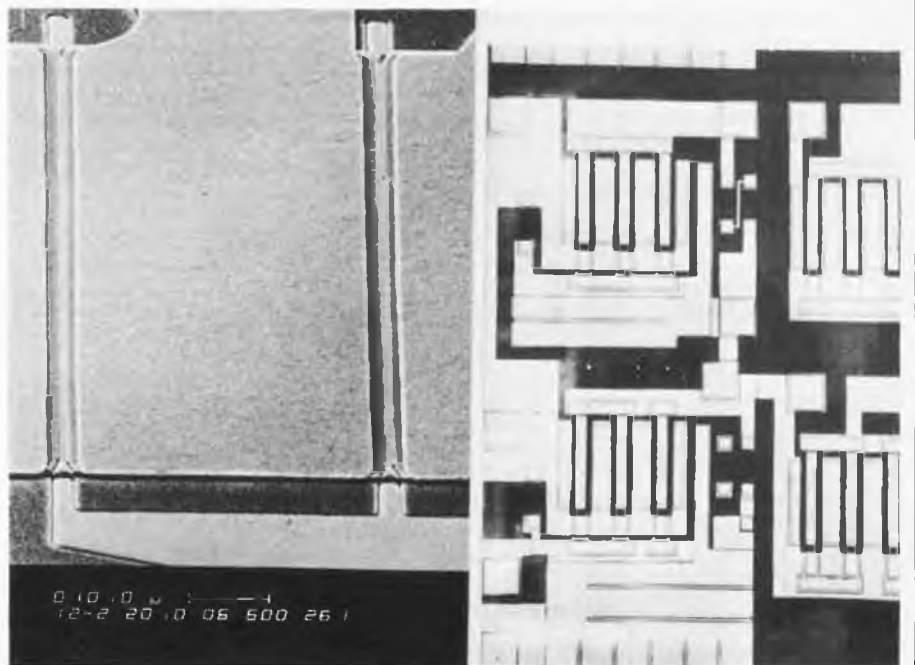
De la taille d'une petite boîte à cigares, ce nouvel ampli/convertisseur se subdivise en 3 compartiments: pré-ampli, mélangeur et étage final. Le composant hyperfréquence CFY 11 à très faible bruit, un TEC au GaAs d'une largeur de porte de 1 µm, sert de pré-ampli. Un oscillateur et le CFY 20 (TEC au GaAs à double porte) forment le mélangeur. L'ampli final est équipé du circuit intégré à deux étages CGY 21, réalisé lui aussi à partir d'arsénium de gallium.

La configuration du module SMC 98128 lui permet d'être utilisé sur l'ensemble du territoire d'Allemagne fédérale où le satellite garantit une densité minimale de puissance reçue de -104 dBW/m<sup>2</sup>. Cette valeur correspond à la couverture d'une zone elliptique de réception juste au-dessus de l'Europe centrale. Les pays voisins n'ont pas été oubliés par Siemens qui a conçu un second module, le SMC 98129, permettant un niveau de réception encore plus faible de -112 dBW/m<sup>2</sup>. Le pré-ampli de ce module pour antennes paraboliques est doté d'un composant encore plus performant que le CFY 11, à savoir le CFY 15, d'une largeur de porte de 0,5 µm.

Les pays scandinaves s'intéressent au premier chef à ce deuxième module qui, en liaison avec une antenne parabolique de 90 cm de diamètre, permettrait à de vastes zones du Danemark, de la Norvège, de la Suède et même du Sud de la Finlande, de recevoir les programmes télévisés de la R.F.A. Notons que la bande passante du satellite, 800 Hz (de 11,7 à 12,5 MHz), permet la transmission d'un grand nombre de canaux de radiodiffusion et de télévision.

Siemens S.A.  
39-47, bd Ornano,  
93203 Saint-Denis

S711



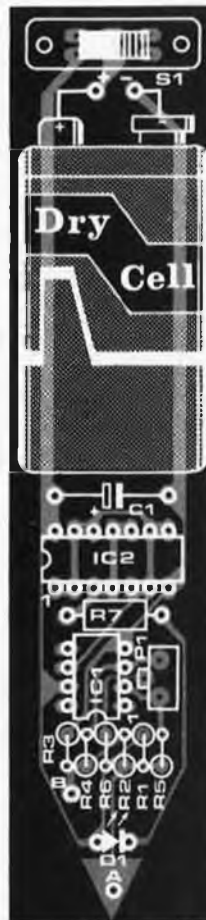
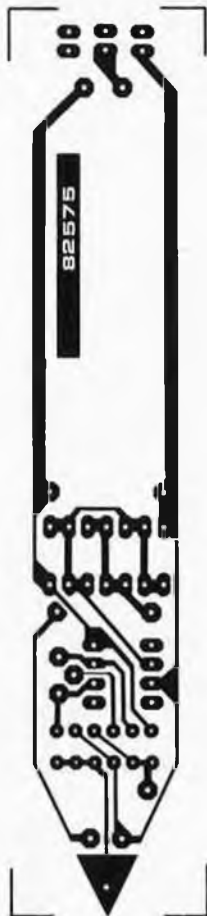
# table des matières thématique

Généralités	Page		
caractéristiques détachables:		chargeur rapide pour accus Cd-Ni	73
circuits intégrés CMOS	7-68	convertisseur RTTY	41
circuits intégrés TTL	7-71	oscillateur graphique	33
transistors	7-67	télé commande IR/émetteur	46
circuits linéaires et régulateurs de tension	7-74	télécommande IR/récepteur	47
décodage	7-18	<b>Domestique</b>	
éditorial	7-19	alarme double	4
<b>Titre Numéro du montage</b>		détecteur de liquide	89
<b>Alimentations</b>		indicateur de fumée	49
alimentation symétrique à ampli op	80	interrupteur photosensible	88
alimentation universelle JA 82	64	mise en fonction automatique de l'éclairage extérieur	34
régulateur de tension économe	93	temporisateur mono-circuit avec commande de triac	53
régulateur pour faibles tension	13	thermomètre ultra-simple	52
5 V: l'usine	55	<b>Expérimentations</b>	
<b>Appareils de mesure et de test</b>		amplificateur réciproque pour tensions continues	82
circuit de mesure du rapport cyclique	50	circuit intégré de temporisation	5
convertisseur haute-tension	32	convertisseur CA/CC	65
générateur de fonctions commandé en tension	19	convertisseur pour varicaps	25
générateur de fréquences de transmission	86	convertisseur RMS	90
générateur de signaux carrés	68	convertisseur simple	103
générateur de tension triangulaire positive	77	une LED passe-partout	102
générateur d'impulsions	43	metteur en chaîne	58
indicateur de rotation des phases	51	monoflop avec un ampli op	95
limiteur de dissipation	98	multivibrateur monostable avec 1 porte CMOS	10
mesure de température à l'aide d'un multimètre	74	oscillateur inverseur	8
mesureur de champ	38	oscillateur marche-arrêt performant	22
mesureur de champ à FET	40	oscillateur commandé en tension	30
oscillateur à quartz	24	peaufineur d'impulsion pour bouton-poussoir	94
para-surtension pour multimètre	17	porte EX(N)OR avec un ampli op	57
sonde logique	35	simplifier le comparateur à fenêtre	76
testeur de continuité	1	trigger à interrupteur analogique CMOS	59
testeur de pile écogène	6	trigger de schmitt à OTA	42
VCO générateur de signaux		<b>Jeux, modélisme, bricolage</b>	
rectangulaires et triangulaires	104	chenillard à facettes multiples	67
VCOTA	9	clignoty	36
wobulateur logarithmique numérique	27	commande de moteur électrique	96
°C/Hz	3	pile ou face	61
<b>Audio, vidéo et musique</b>		régulateur de vitesse de rotation	85
amplificateur A + B	11	scie à polystyrène expansé	60
amplificateur à circuit intégré avec réglage		sonnerie téléphonique	29
de tonalité actif	91	une troisième main	84
amplificateur pour lecteur de cassettes	62	<b>Microprocesseur, micro-informatique</b>	
l'amplificateur PWM le plus simple du monde	21	bio-interface pour $\mu$ P	48
amplificateur stéréo	39	carte RAM dynamique pour SC/MP	56
atténuateur d'entrée et préamplificateur	101	Elekterminal: une interface pour imprimante	23
CAG sans façons	70	générateur de sons en 1E80	45
marche-arrêt automatique et enceintes asservies	87	grande vitesse pour le SC/MP	12
oscillateur RC-BF	81	interface cassette pour TRS-80	2
récepteur mi-fi	54	interface RS 232 sans tension d'alimentation négative	7
SUPRA	69	mélangeur de signaux vidéo	14
table de mixage sans prétention	20	mini-éprogrammateur	97
transposeur d'octave	75	mono-cycle pour le J.C.	63
vu-mètre à LED	71	saisir les vecteurs du J.C.	92
<b>Circuits HF, radio</b>		sauvegarde de la mémoire	37
ampli VMOS 26 . . . 30 MHz	15	25 volts: tension de programmation	31
convertisseur O.C.	100	<b>Photographie</b>	
émetteur FM de test	99	déclenchement photovoltaïque pour flash-esclave	66
filtre commandé en tension	28	flash-esclave	79
filtre passe-bande commandé en tension	72	<b>Voiture, moto</b>	
mesureur de champ à FET	40	contrôleur de feu AB-AR	78
VCF 12 dB	26	antivol auto	44
<b>Divers</b>		dégivreur de serrure de voiture	83
base de temps économique à quartz	18		

# 1 testeur de continuité

à indication par LED

En avril de cette année, nous vous avons proposé un testeur de continuité intelligent, car il était sonore. Depuis lors, nos réflexions nous ont amené à vous décrire un testeur à indication optique. En effet, nous nous sommes rendus compte que l'utilisation d'un testeur sonore n'était pas de tout repos dans une ambiance bruyante, surtout si l'utilisateur est un malentendant. Voici donc une version modifiée du montage original, version au schéma comparable à celui de l'auscultateur (le résonateur piézo est remplacé par une LED) mais au dessin de circuit imprimé tout neuf. Le principe de fonctionnement est exactement le même que celui de l'auscultateur; pour le comprendre, il suffit de remplacer le mot résonateur par LED et celui de son audible par illumination. Voilà, tout est dit. La caractéristique qui fait toute la valeur de ce montage est son extrême précision: il est en effet capable de faire la différence entre une très bonne connexion et une résistance très légèrement supérieure à 1 ohm. Lors de l'étalonnage du montage, on positionne une résistance de 1 ohm entre les pointes de touche et l'on ajuste P1 de manière à ce que la LED soit au bord de l'extinction. En cas de court-circuit des pointes de touche, la LED doit briller. Si l'on écarte les pointes de touche l'une de l'autre, la LED doit (bien sûr) rester éteinte. Lorsque l'étalonnage est fait correctement, la mise en place, entre les pointes, d'une résistance de quelques ohms (3,3 Ω, par exemple) ne doit pas faire illuminer la LED. La consommation de courant du



montage ne doit pas vous tracasser. La LED n'étant allumée qu'occasionnellement en cours de test, elle ne "tire" alors guère plus de 8 mA. La pile est ainsi capable de tenir un an, même en cas d'utilisation intensive.

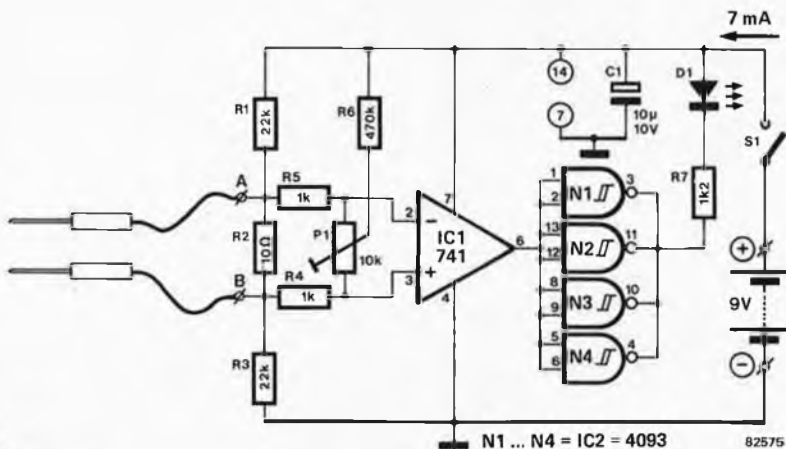
**Liste des composants**

Résistances:  
 R1, R3 = 22 k  
 R2 = 10 Ω  
 R4, R5 = 1 k  
 R6 = 470 k  
 R7 = 1k2  
 P1 = 10 k ajustable

Condensateur:  
 C1 = 10 μ/10 V

Semiconducteurs:  
 IC1 = 741  
 IC2 = 4093  
 D1 = LED rouge (3 mm)

Divers:  
 S1 = interrupteur marche/arrêt



## 2

# interface cassette pour le TRS-80

Une remise en état du signal diminue les erreurs

Le TRS-80, tout comme ses frères-siamois: le Vidéo-Genie et le LNW-80, est un ordinateur personnel très performant, mais les performances de l'interface cassette du premier ont déjà amené plus d'un "heureux" propriétaire au bord de la dépression nerveuse. On n'a jamais bien saisi la raison des problèmes qui rendent si délicate la lecture des bandes magnétiques. Les projets de modifications permettant d'améliorer les choses abondent. Le montage que nous décrivons ici semble donner de très bons résultats, mais quant à savoir pour quelle raison cela est le cas, mystère et boule de gomme...

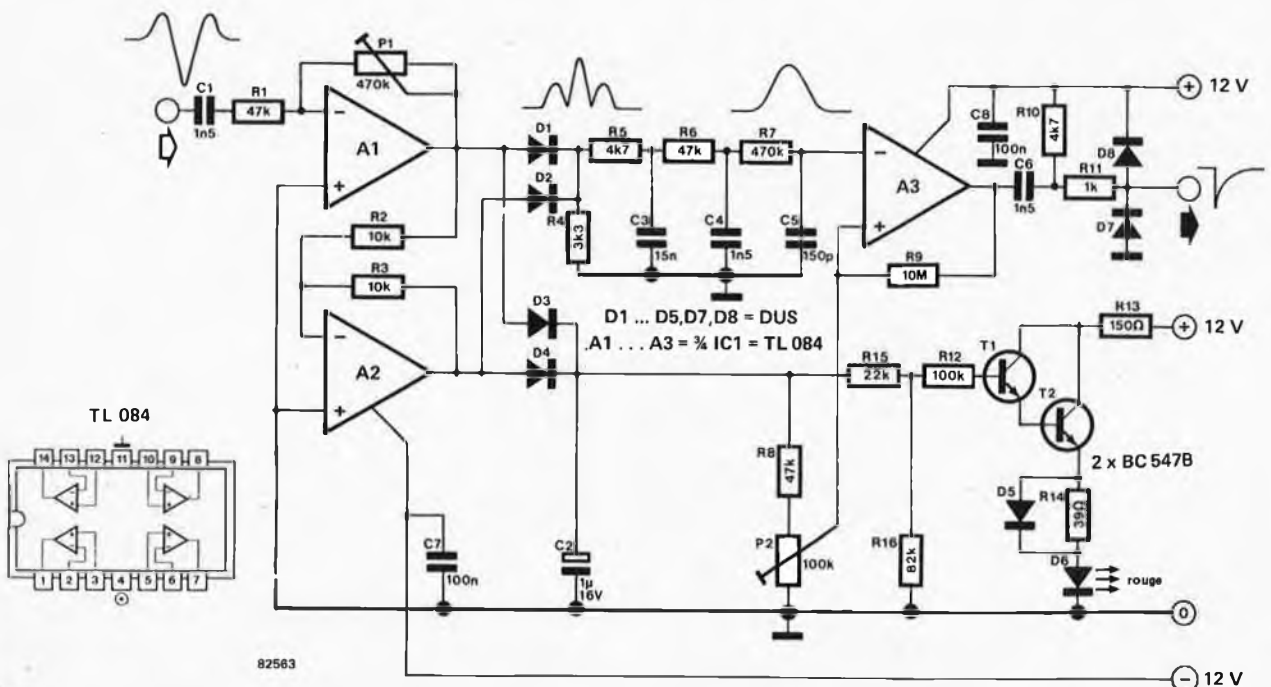
Le TRS-80 écrit sur la bande une suite d'impulsions d'horloge et d'impulsions de données caractérisées par leur amplitude constante. L'intervalle séparant deux impulsions d'horloge est de 2,4 ms. Un niveau logique haut ("1") est représenté par une impulsion supplémentaire, coïncée entre deux impulsions d'horloge, c'est-à-dire qu'elle est écrite 1,2 ms après la première impulsion d'horloge. Si cette impulsion supplémentaire est inexistante, c'est que la donnée est au niveau logique bas ("0").

L'ironie qui caractérise le processus est due au fait que, lors de l'enregistrement, l'amplitude des impulsions est constante (le potentiomètre de volume n'a aucune

influence), ce qui n'est malheureusement pas le cas lors de la lecture car à ce moment-là, le positionnement de ce potentiomètre devient extrêmement critique. L'une des explications les plus "logiques" (?) semble être qu'une impulsion parasite est capable de transformer un "0" en un "1" et qu'inversement, la disparition d'une impulsion (pensez aux défauts de la bande...) peut transformer un "1" en un "0". Si c'est une impulsion d'horloge qui "s'évapore", il se peut fort bien que ce soit l'impulsion de donnée suivante qui soit prise en compte comme signal d'horloge, avec toutes les conséquences désastreuses que l'on peut s'imaginer. La lecture d'une cassette du commerce pose des problèmes encore plus grands. Lors du processus de duplication du programme, les cassettes sont enregistrées à grande vitesse, ce qui transforme un joli signal rectangulaire en une sorte de sinusoïde plus ou moins "informe". Les signaux de vos propres enregistrements souffrent de la même maladie, mais à un degré moindre.

Le montage décrit ci-dessous tente de résoudre ces différents problèmes en effectuant une sorte d'intégration des signaux écrits sur la bande. Cette manière de procéder comporte un certain nombre d'avantages: les petites impulsions parasites sont éliminées par le filtre passe-bas (R5, R6, R7 et C3, C4, C5) et ne se transforment pas en données erronées. Le montage porte également remède au phénomène de "trous" magnétiques sur la bande, car même si le signal ne passe pas très bien, les phénomènes de mise en marche et de cessation d'oscillation toujours présents suffisent à synthétiser un signal d'amplitude correcte. Les amplificateurs opérationnels A1 et A2 constituent un redresseur double alternance tout spécialement prévu pour ne rien perdre des signaux dont nous venons tout juste de parler. Leur présence permet de s'affranchir de la phase du signal en provenance de la bande, phase qui perd de ce fait toute importance!

Le signal redressé est transmis au filtre comme nous le disions, ainsi qu'à un détecteur de crête (D3, D4 et C2).





Si l'amplitude du signal provenant de la cassette change pour une raison ou une autre (bandes magnétiques de qualité différente), il n'est plus nécessaire d'agir sur le réglage de volume. Le signal filtré est en effet comparé à une partie du signal de crête par l'intermédiaire du comparateur constitué par A3. C'est ainsi que dans certaines limites, le

comparateur est indépendant de l'amplitude. On ajustera P2 à un niveau tel que les données arrivent à la sortie sans avoir subi de modification. Le couple C6/R10 transforme les données en courtes impulsions de 5 V d'amplitude parfaitement adaptées à la transmission au flip-flop prévu pour elles et qui les attend dans

le TRS-80. D6 sert d'indicateur: si le signal transmis est suffisant (quelques volts), D6 s'allume. Le potentiomètre P1 servira à ajuster ce niveau. La consommation de courant n'est que de quelques milliampères que l'on pourra extraire de l'alimentation du TRS-80; la LED D6 peut, elle, consommer jusqu'à 50 mA.



conversion de la température en fréquence

Chaque fois qu'un circuit numérique traite des informations concernant une température, il lui faut disposer d'une grandeur facilement "numérisable". Aussi, une conversion température/fréquence est-elle préférable à une conversion température/tension ordinaire. La fréquence proportionnelle à la température pourra être appliquée directement à un fréquencemètre ou encore à un convertisseur analogique/numérique en vue du traitement par un ordinateur (voire directement sur une ligne de port).

La précision du montage est exemplaire: la caractéristique de 10 Hz/°C reste linéaire à 0,3°C près, sur une plage énorme: de 5 à 100°C.

Le capteur de température utilisé est une diode quasi-zener dont la référence est LM335; en fait, il s'agit d'un circuit intégré en boîtier plastique du type transistor. La connexion ADJ n'est pas utilisée. La tension de la "diode zener" est

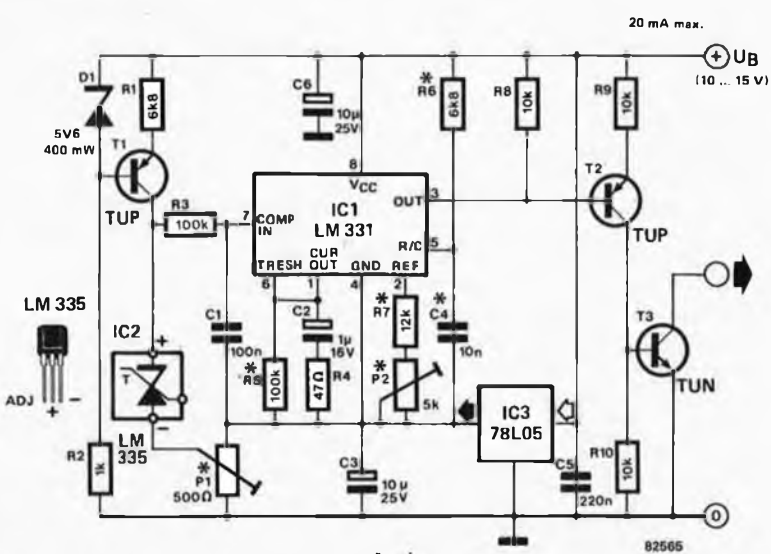
directement fonction de la température absolue en (Kelvin):  

$$U_{LM335} = 10 \cdot T \text{ [mV]}$$
 (0 Kelvin = - 273°C)  
 Par conséquent, la tension est précisément de 2,73 V pour 0°C. L'alimentation du LM335 est effectuée par la source de courant construite autour de T1. Pour pouvoir étalonner le convertisseur tension/fréquence LM 331 en °C, il faut compenser la tension correspondant au 0°C (soit 2,73 V) par une tension négative de même valeur. C'est ce que l'on obtient avec la tension de - 5 V (par rapport au potentiel de masse de la broche 4 du LM331) stabilisée par IC3 et avec le potentiomètre P1. Cette astuce nous permet de nous passer d'une alimentation négative supplémentaire. Comme le signal rectangulaire délivré par le LM331 est référencé par une "masse" de + 5 V (sic!), il va encore falloir une astuce pour ramener cette référence à 0 V: Ce sont T2 et T3 qui assurent la conversion.

La sortie de T3 est en collecteur ouvert, ce qui permet d'adapter facilement le circuit aussi bien en TTL qu'en CMOS. Un fréquencemètre doté d'une entrée pour courant alternatif pourra même être relié directement à la broche 3 d'IC1. Pour le réglage, il faudra disposer de glace fondante (eau distillée de préférence) dans laquelle on plongera le capteur. A l'aide de P1, on ajuste la tension entre la connexion + du capteur (IC2) et la broche 4 (GND) d'IC1 à zéro volt. Pour l'étape suivante, il faut disposer d'une référence de 50°C environ (de l'eau chaude par exemple, dont on aura soigneusement mesuré la température à l'aide d'un-plutôt deux-thermomètres fiables). C'est à l'aide de P2 que l'on réglera la fréquence de sorte qu'elle corresponde à la température mesurée. Pour 39°C par exemple, on réglera la fréquence à 390 Hz.

Si l'on prend pour R5, R6 et R7 des résistances à film métallique, on contribuera fortement à une meilleure stabilité thermique du montage. Pour C4, il est également recommandé d'utiliser un condensateur polycarbonate (MKC, FKC). *Le nec plus ultra* sera de mettre en œuvre des potentiomètres Cermet pour P1 et P2.

Si l'on utilise ce thermomètre pour effectuer des relevés de la température de l'air, il faut tenir compte du fait que par auto-échauffement d'IC2, il risque d'apparaître une dérive de + 0,5°C au maximum. Pour remédier à cela, après avoir effectué un étalonnage soigneux et comparé les relevés avec ceux d'un thermomètre de référence, on corrigera l'éventuelle dérive à l'aide de P1. Une autre solution consiste à empêcher l'auto-échauffement du capteur en le munissant d'un radiateur.



\* voir texte

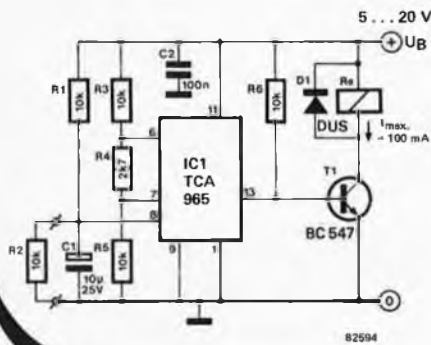
d'après une idée de M. Prins

4

## alarme double

"piégez" votre système d'alarme

Les installations d'alarme peuvent être subdivisées en deux catégories. Dans la première, c'est la création d'un contact qui déclenche le système; dans la seconde, c'est la rupture d'une ligne qui met le "feu aux poudres". La caractéristique commune aux deux processus est que tous deux doivent rester secrets. Dans les deux cas, on suppose que l'intrus est assez aimable et ingénu



pour mettre en route le système, par ouverture ou fermeture du contact.

Les membres de cette "corporation" ont, dans leur ensemble, suivi des cours de recyclage et connaissent ainsi les solutions aux problèmes de leur temps. La race des brise-fer armés de pieds de biche et de cordes d'alpiniste est malheureusement en voie de disparition. On trouve à sa place une nouvelle génération de monte-en-l'air qui sont loin d'être ingénus et qui ne se promènent pas sans attirail anti-électronique fort conséquent. Lorsque ces gens-là voient deux fils courir le long d'une porte ou d'une fenêtre, il n'est pas nécessaire de leur dire de quoi il s'agit. Ils savent immédiatement dans quelle catégorie il faut classer le système, puis ils le mettent rapidement hors "état de nuire", si l'on peut dire, en coupant le fil ou en

pointant le détecteur d'ouverture. Le petit montage décrit ici peut vous éviter nombre d'ennuis, car ni un pontage, ni la coupure du fil n'empêchent le déclenchement de l'alarme. En effet, lorsque la tension appliquée à la broche 8 du circuit intégré devient, soit plus élevée que celle régnant à la broche 6, soit plus faible que celle existant sur la broche 7, le relais colle. Lorsque le fil allant à R2 est soit coupé, soit court-circuité, l'un ou l'autre cas se présente inmanquablement. On se trouve de ce fait en présence d'une alarme d'un type particulier, puisqu'elle est double: à contact et à rupture.

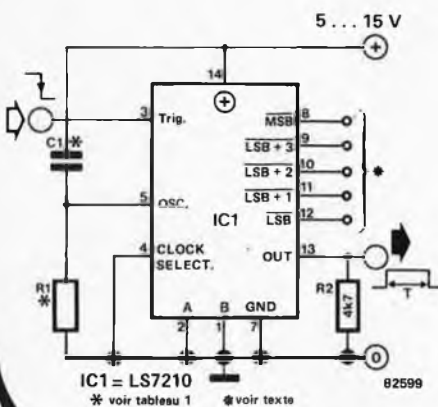
A l'aide du relais (qui aura une tension de bobine égale à la tension d'alimentation,  $U_B$ ), on pourra activer n'importe quelle sirène ou klaxon qui mettra le feu aux trousseaux du "détrouseur".

5

## circuit intégré de temporisation

comment programmer de longues durées de temporisation

La version analogique de ce circuit intégré vous est sans doute familière; il s'agit du célèbre circuit intégré de temporisation: le 555. On trouve aujourd'hui sur le marché



un circuit intégré numérique qui lui est très proche: le LS 7210. Ce circuit permet de programmer des durées de retard pouvant aller de 11  $\mu$ s à 42 mn. Le circuit intégré contient un oscillateur auquel sont reliés extérieurement les composants qui déterminent sa fréquence, à savoir R1 et C1. Suivant les valeurs données à ces deux composants et en fonction de la tension d'alimentation, on obtient l'une des fréquences données en tableau 1. Si l'on met la broche 4 du circuit intégré à un niveau logique bas ("0"), le circuit intégré passe sur son oscillateur interne. La formule suivante permet de calculer la durée de temporisation:  $T = (1 + 1,023 \cdot N)/F$ . Dans cette formule F représente la fréquence de l'oscillateur telle

qu'elle est donnée dans le tableau 1. N représente le facteur de multiplication choisi par connexion de l'une ou des broche(s) 8...12. Les broches donnent les valeurs suivantes à N: broche 12 = 1, broche 11 = 2, broche 10 = 4, broche 9 = 8, broche 8 = 16. Prenons un exemple: nous voulons donner à N la valeur 25. Il faut dans ce cas mettre les broches suivantes à "0" (à la masse): 8, 9 et 12. Si donc la fréquence choisie pour l'oscillateur est de 0,013 Hz, on obtiendra une temporisation de 34 minutes environ. Dans ce mode de fonctionnement, le circuit intégré travaille en monoflop redéclenchable. La sortie passe à l'état logique haut ("1"), lorsqu'un flanc négatif est appliqué à l'entrée de déclenchement (broche 3). Après écoulement de la durée de

temporisation, la sortie est automatiquement commutée. Nous en venons au point intéressant du système: si l'entrée de déclenchement reçoit une nouvelle impulsion négative avant la fin de la durée de temporisation, celle-ci redémarre à zéro. Une impulsion positive n'a aucune influence sur l'écoulement de cette durée de temporisation. On peut ainsi, en principe obtenir la durée de temporisation de son choix par connexion en cascade de plusieurs circuits intégrés. La sortie du circuit intégré est pourvue de manière interne d'un FET monté en drain-ouvert. De ce fait, si l'on veut obtenir une commutation correcte du niveau logique bas au niveau logique haut, il est indispensable de mettre en place dans le montage la résistance de rappel qui force la ligne au niveau logique bas (pull-down resistor), R2. Si au contraire la sortie est utilisée en source de courant, une résistance de ce type peut être supprimée.

*(Application LSI)*

Tableau 1.

Fréquence de l'oscillateur en fonction des valeurs de R1, C1 et de la tension d'alimentation + Ub.

		+ Ub/V		
R (kΩ)	C (pF)	5	10	15
47	100	128 kHz	139 kHz	185 kHz
	200	79 kHz	83 kHz	85 kHz
	500	37 kHz	37 kHz	36 kHz
	1000	22 kHz	21 kHz	20 kHz
	50000	610 Hz	500 Hz	475 Hz
470	100	15 kHz	16 kHz	16,5 kHz
	200	9 kHz	9,5 kHz	9,5 kHz
	500	4 kHz	4 kHz	4 kHz
	1000	2,4 kHz	2 kHz	2 kHz
	50000	63 Hz	51 Hz	47 Hz
2000	100	4,2 kHz	4,7 kHz	5 kHz
	200	2,5 kHz	2,7 kHz	2,8 kHz
	500	1,1 kHz	1,1 kHz	1,1 kHz
	1000	670 Hz	617 Hz	610 Hz
	50000	17 Hz	14 Hz	14 Hz
10000	10μF	,02 Hz	,015 Hz	,013 Hz

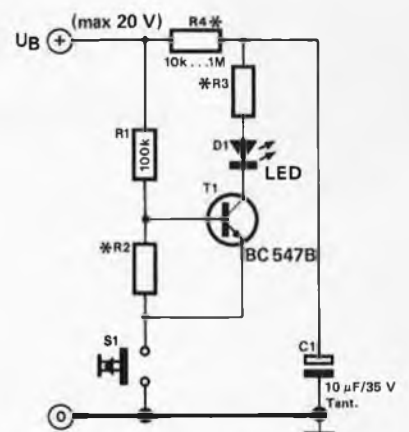
# 6 testeur de pile éconogène

La tâche d'un testeur de pile est de donner un verdict sans appel sur la condition d'une pile. L'une des meilleures façons d'en savoir plus à ce sujet est de mesurer la tension de la pile sous charge. Il faut également que le circuit de test ne représente pas une charge supplémentaire significative au cours du contrôle. Le testeur de pile décrit dans cet article se montre fort économe de l'énergie recelée par la pile. C'est en effet un allumage momentané d'une LED qui donnera à l'utilisateur l'assurance que la ou les pile(s) qui repose(nt) à l'intérieur du poste

portatif ou du lecteur de cassettes de même acabit a (ou ont) encore suffisamment de réserves. Le flash lumineux (oui, c'est bien un flash) est créé par la décharge du condensateur C1 au travers de la LED D1. Ce phénomène ne peut se produire qu'à la condition formelle de l'existence d'une tension fournie par la pile. Si la pile possède suffisamment d'énergie; la tension fera en sorte que lorsque l'on agit sur S1, le transistor T1 devient passant, ce qui fera se décharger C1 au travers de la LED par l'intermédiaire de la résistance limitatrice de courant R3. La tension minimale que doit pouvoir fournir la pile pour réaliser ce tour de passe-passe est déterminée par le diviseur de tension R1/R2. Voici la formule magique pour calculer les valeurs de R2 et de R3:

$$R2 = \frac{0,6 \times R1}{Ub \text{ min.} - 0,6} [\Omega]$$

$$R3 = \frac{Ub - 1,4}{0,2} [\Omega]$$



\* voir texte B2517

Si la tension minimale admissible est de 6,5 V par exemple (pour une pile de 9 V), on aura R2 = 10 k et R3 = 39 Ω.

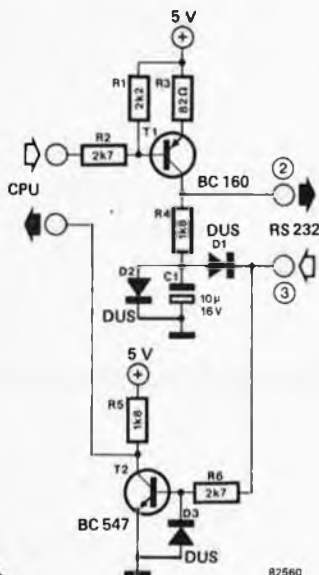
La valeur de R4 pourra être prise entre 10 k et 1 M; le fait de prendre une valeur plus grande rend le montage encore plus économe, mais également plus lent puisque l'on constate qu'il faut environ 10 secondes (si R4 = 100 k) avant de voir quoi que ce soit: C1 doit en effet d'abord se charger au travers de R4.



## 7

# interface RS 232 sans tension d'alimentation négative

Dans la plupart des cas, la connexion entre un micro-ordinateur et son périphérique, qu'il soit terminal,



imprimante ou télécype, se fait par l'intermédiaire d'une interface que l'on a qualifiée de RS 232. Cette interface doit disposer non seulement d'une tension positive comprise entre + 5 et + 15 V (niveau logique bas, "0"), mais également d'une tension négative comprise entre - 12 et - 5 V qui représente, elle, le niveau logique haut ("1").

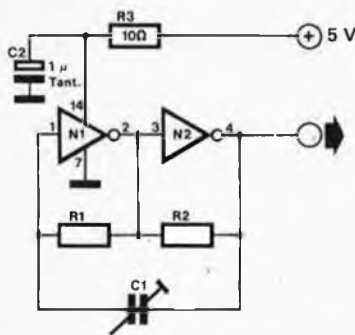
La majorité des micro-ordinateurs travaille à des niveaux logiques compatibles TTL, c'est-à-dire entre 0 et + 5 V, ce qui signifie que l'alimentation positive de l'interface RS 232 ne pose pas le moindre problème, puisqu'on peut la prendre de la tension 5 V non stabilisée disponible sur le micro-ordinateur. L'obtention de la tension négative est plus difficile, car les micro-ordinateurs les plus modernes ont des mémoires dynamiques RAM et des EPROM mono-tension; ils ne disposent plus

de ce fait de la tension négative dont nous avons besoin. Si l'appareil que l'on veut connecter à l'ordinateur (imprimante, etc...) dispose, lui, d'une interface RS 232, la broche 3 de son connecteur RS 232 dispose au repos d'une tension négative. On pourra prendre la tension disponible sur le périphérique pour alimenter l'interface côté ordinateur que nous décrivons ici. Le condensateur C1 se charge au travers de la diode D1 et pourvoit ainsi le côté émetteur (T1) d'une tension négative. T2 reconvertit le niveau logique négatif de la transmission RS 232 en logique positive 5 V pour l'ordinateur. Le montage ne fonctionne pas, bien sûr, si l'on ne dispose pas d'une véritable interface d'un côté ou de l'autre et que l'on veut remplacer cette véritable interface RS 232 par deux interfaces "quasi-RS 232" du type proposé ici!

## 8

# oscillateur-inverseur

Un nouveau générateur de signaux rectangulaires en TTL? Il suffit de prendre n'importe quel ancien numéro d'Elektor ou d'une revue



N1, N2 = 74LS04  
R1, R2 = 560 Ω ... 4k7  
C1 = 20 pF ... 80 pF

82524

similaire, pour en trouver un. Cette remarque pourrait s'avérer justifiée à un détail près, détail qui fait toute la différence. La plupart des montages connus d'oscillateurs ne sont prévus que pour une seule fréquence. Que faire alors si l'on veut pouvoir faire varier la fréquence dans un domaine relativement large? C'est là que l'on se rend compte combien il est difficile de trouver le schéma que l'on désire tant parmi, ceux fort nombreux, d'oscillateurs-types.

Le montage que nous vous donnons ici se charge de combler cette lacune. Il ne comprend que deux inverseurs et quelques composants connexes. Les éléments qui déterminent la fréquence sont les résistances R1 et R2, ainsi que le condensateur ajustable C1. Les valeurs des composants données sur le schéma

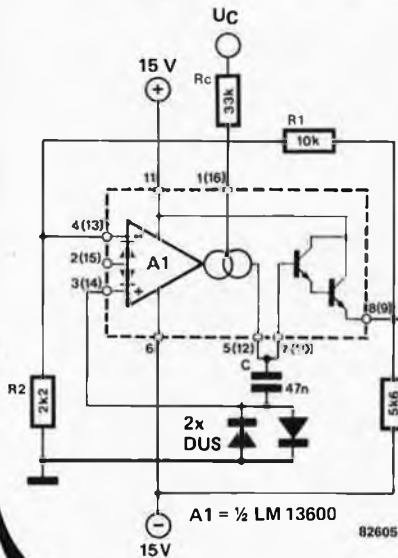
permettent de faire varier la fréquence dans un domaine allant de 800 kHz à 12 MHz. Ce sont les résistances qui définissent grossièrement le domaine dans lequel pourra évoluer la fréquence, le condensateur variable C1 permettant lui d'effectuer le réglage fin. Le choix des valeurs des résistances n'est pas très critique; il est important cependant qu'elles aient toutes deux des valeurs identiques.

Le montage peut être utilisé pour construire un oscillateur à quartz très stable. Il suffit, pour ce faire, de remplacer le condensateur variable par un quartz de la fréquence désirée. Si l'on veut construire un oscillateur ayant une fréquence de 1 MHz, il paraîtra évident que le quartz à utiliser dans le montage est un quartz de 1 MHz.

9

# VCOTA

VCO simple avec le 13600



Cette application du circuit intégré miracle qu'est le LM/XR 13600, permet de construire un oscillateur fournissant un signal triangulaire, commandé en tension. L'OTA est couplé en *contre-réaction* de la sortie vers l'entrée, par l'intermédiaire du diviseur de tension que constituent R1 et R2. Cette *contre-réaction* de la sortie vers l'entrée se fait au travers de C, qui alternativement se charge et se décharge de façon relativement linéaire. Le courant qui traverse C passe également à travers l'une des deux diodes: les seuils de basculement se trouvent par conséquent à  $\pm 0,6$  V. Faisons quelques calculs. La formule permettant de calculer la fréquence est la suivante:

$$F \approx \frac{U_c + 15}{2,4 C \cdot R_c} \text{ [Hz, V, F]}$$

La tension de sortie se calcule ainsi:

$$U = 1,2 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$U = 1,2 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \text{ [V] (crête à crête)}$$

Nous avons posé comme prémisse que la tension différentielle d'entrée pour l'OTA est toujours telle que le courant qui traverse C soit égal au maximum, IABC, courant qui est relativement proche de celui calculé par la formule:

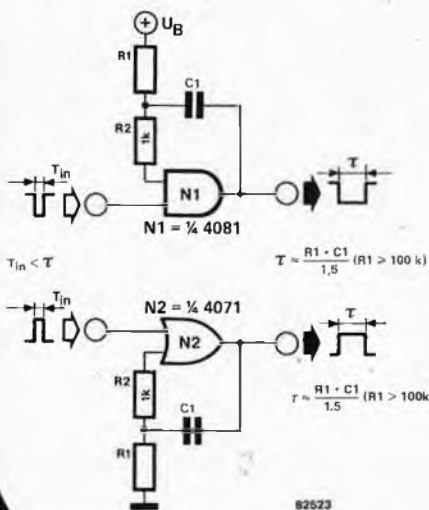
$$\frac{U_c + 15}{R_c}$$

(Application National/Exar)

10

# multivibrateur monostable avec 1 porte CMOS

Par définition, un multivibrateur monostable (monoflop) n'a qu'un seul état stable. Le circuit



"rebascule" de l'état instable à l'état stable, un certain temps après avoir été déclenché par une impulsion. Cette durée de déclenchement d'un multivibrateur monostable dépend des valeurs données à un réseau RC. Rien de bien nouveau jusqu'à présent. Tout électronicien amateur sait qu'il est possible de réaliser un circuit de ce type de plusieurs façons. On peut, pour construire un multivibrateur monostable, utiliser un circuit intégré prévu pour cela, mais il existe une technique bien plus simple et nettement meilleur marché: avec une seule porte! Il est possible, en principe, de faire en sorte qu'une porte quitte son état stable pendant un certain temps en envoyant une impulsion à son entrée; après écoulement de cette durée d'instabilité, elle reprend son état stable. Pour obtenir un tel fonctionnement, il faut mettre un réseau différentiateur à

l'entrée, un réseau R/C donc, qui déterminera la durée de déclenchement de la porte. Ce circuit a quelques défauts cependant, défauts dont nous n'allons pas discuter dans ce court article. Deux des montages possibles permettant d'obtenir un multivibrateur monostable à 1 porte sont donnés en illustration. Ils se caractérisent, contrairement aux circuits que nous avons évoqués plus haut, par une réaction positive (positive feedback). On obtient de cette manière une amélioration sensible de la pente du flanc de l'impulsion de sortie. Si l'on veut avoir un fonctionnement sans problème, il faut veiller à ce que l'impulsion (momentanée) d'entrée soit plus courte que l'impulsion de sortie, que l'on aura calculée en fonction des valeurs des composants. Autre précaution à respecter: R1 doit avoir une valeur d'au moins 100 kΩ.

11

## amplificateur A-B

un rendement B en classe A

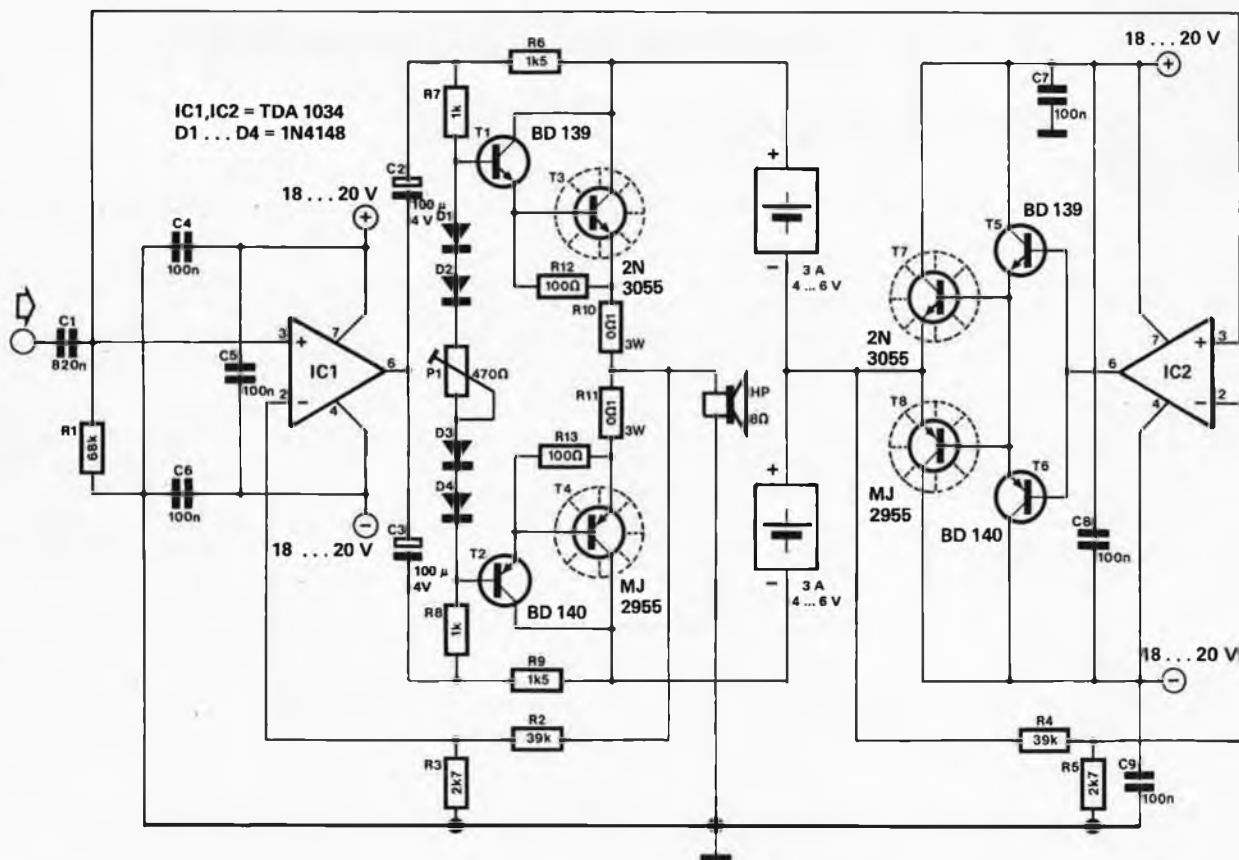
Dans le monde de l'audio, les amplificateurs de classe A sont célèbres par leurs taux de distorsion très faibles et leurs énormes dissipations de chaleur. Les constructeurs d'amplificateur ont toujours rêvé de concevoir un amplificateur paré des avantages de la classe A, mais n'en ayant pas les inconvénients (dégagement de chaleur). Diverses solutions ont été proposées au cours des années. L'une d'entre elles est due au japonais Matsushita, qui a trouvé une technique astucieuse pour faire fonctionner un amplificateur de 350 W en classe A, sans problème de production de chaleur.

L'amplificateur décrit dans cet article fonctionne suivant le même principe, la puissance choisie étant cependant inférieure de façon à ne pas compliquer le montage outre mesure. Jetons un coup d'œil au schéma. La

partie gauche nous montre un amplificateur de puissance relativement ordinaire; son étage d'entrée comprend un TDA 1034. L'étage d'entrée final constitué par les transistors T1...T4 travaille en classe A. Son alimentation se faisant en  $\pm 5$  V, la dissipation de puissance reste relativement faible. Cette tension d'alimentation est cependant notablement trop faible pour permettre à l'amplificateur de fournir quelque puissance respectable que ce soit. C'est la raison pour laquelle le zéro de cette alimentation symétrique de 5 V est connecté à la sortie d'un second amplificateur de puissance simple, constitué à l'aide des transistors T5...T8 et de IC2. Cet amplificateur-là fonctionne en classe B, reçoit le même signal d'entrée que le premier amplificateur et est alimenté par une tension symétrique plus élevée,  $\pm 18$  V.

Le gain de ce second amplificateur est égal au gain du premier ampli. Le haut-parleur est relié, d'une part à la sortie du premier amplificateur et d'autre part, au zéro de l'alimentation symétrique de 18 V. Le zéro de l'alimentation 5 V n'est relié, lui, qu'à la sortie du second amplificateur.

Supposons que nous envoyions un signal d'entrée. Les deux amplificateurs sont mis en conduction simultanément. Ceci entraîne, par l'intermédiaire du zéro de l'alimentation 5 V, la production par le second amplificateur d'une tension qui a précisément le niveau et la polarité adéquate pour que le premier amplificateur fournisse la puissance choisie au haut-parleur. Au cours de la partie positive du signal, on trouve au collecteur de T3 la tension de commande nécessaire, plus 5 V; pendant la partie négative du signal, on trouve sur le collecteur



de T4 la tension de commande nécessaire, plus 5 V (cette dernière est naturellement négative). De cette façon, l'amplificateur travaille en classe A; mais étant donné que la tension d'alimentation suit pour ainsi dire le signal d'entrée, la dissipation est pratiquement celle d'un appareil fonctionnant en classe B.

Cette façon de procéder exige cependant que la partie amplification de tension du véritable

amplificateur de puissance (IC1 en l'occurrence) puisse être commandée jusqu'à la tension d'alimentation la plus élevée. C'est pour cette raison que IC1 est alimenté en  $\pm 18$  V. Il faut par ailleurs que l'alimentation 5 V soit capable de fournir un courant qui soit au moins égal au courant de crête qui traverse le haut-parleur. La puissance délivrée par cet amplificateur est d'environ 15 W dans  $8 \Omega$  (notez bien que nous sommes en classe A!).

Lors de la construction, il est important de vérifier que l'alimentation 5 V est effectivement totalement séparée de l'alimentation 18 V. Il faut pour cette raison, soit utiliser un transformateur comportant deux enroulements complètement séparés et une prise intermédiaire, soit deux transformateurs parfaitement distincts. Seul le zéro de l'alimentation 18 V sert de "masse" au montage et au haut-parleur.

F. de Bruijn

12

# grande vitesse pour le SC/MP

Affichage écran à 19200 Baud

Un petit circuit additionnel, assaisonné d'un mini sous-programme de sortie, fait passer le SC/MP au régime supérieur lors de l'affichage des données sur l'écran. Il est possible maintenant, par l'intermédiaire de l'Elekterminal, de faire s'afficher les données sur l'écran à une vitesse de transmission de 19200 Baud. Nous vous rappelons que la cadence en Baud est définie comme étant le nombre total de bits (y compris les bits de contrôle tels que bits de parité et bits stop) transmis en une seconde.

Cette nouvelle vitesse entraîne un gain de temps impressionnant. Jusqu'à présent, nous travaillions à 1200 Baud. A cette dernière vitesse de transmission, une chaîne de caractères de 4 K prenait près de 38 secondes pour s'afficher sur l'écran. La nouvelle routine grande vitesse donnée ici permet de réduire cette durée à 2,5 secondes environ!

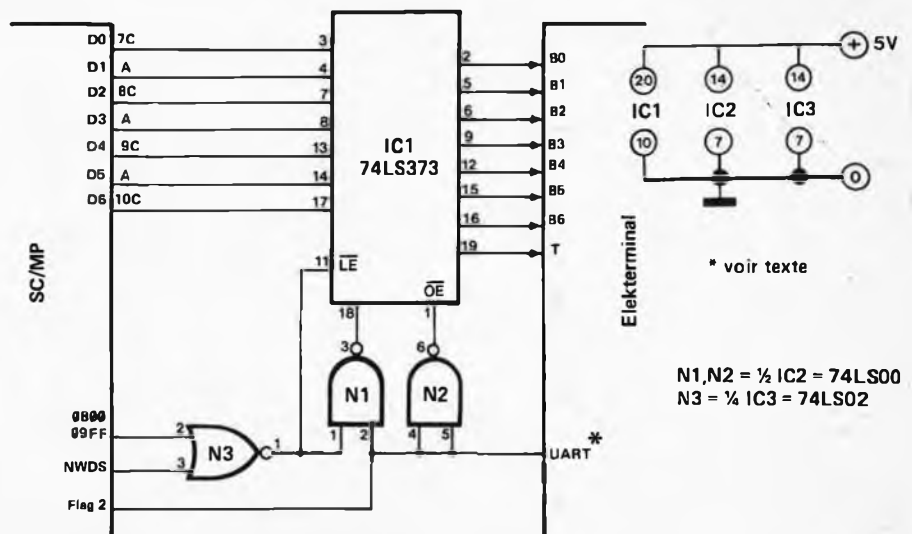
Voilà en ce qui concerne la théorie. Passons à la pratique. Le montage utilise un 74LS373 travaillant en verrou et en tampon de sortie à état haute impédance (tri-state mode). Les données disponibles sur le bus du SC/MP sont mises en mémoire intermédiaire (verrouillées) dès que l'adresse décodée (allant dans ce cas de 0800 à 09FF), ainsi que la sortie NWDS sont au niveau logique bas ("0"). Sachant que l'indicateur 2 (flag 2) est mis au niveau logique haut par le logiciel, le tampon reçoit au même moment une impulsion qui passe de 0 à 5 V (d'un niveau logique bas à un niveau logique haut).

Le positionnement de l'indicateur 2 entraîne également le passage à l'état haute impédance de l'UART, qui se

### Tableau: OUTPUTROUTINE.

Entrée dans le sous-programme par 3F (XPPC 3). Peut être traduite.

FFE3	01	XAE		SAVE BYTE.
FFE4	06	CSA		SET FLAG 2.
FFE5	DC04	ORI	X'04	
FFE7	07	CAS		
FFE8	C408	LDI	X'08	LOAD OUTPUT ADDRESS.
FFEA	37	XPAH 3		
FFEB	CAE6	ST	X'E6 (2)	SAVE P3 HIGH.
FFED	40	LDE		GET BYTE.
FFEE	CB00	ST	X'00 (3)	STORE OP OUTPUT ADDRESS.
FFF0	D460	ANI	X'60	instruction ou caractère?
FFF2	9C02	JNZ	X'02	TO FFF6
FFF4	8F08	DLY	X'08	WAIT.
FFF6	C2E6	LD	X'E6 (2)	GET OLD P3 HIGH.
FFF8	37	XPAH 3		
FFF9	06	CSA		
FFFA	E404	XRI	X'04	SAUT RETOUR VERS PROGRAMME PRINCIPAL.
FFFC	07	CAS		
FFFD	3F	XPPC 3		saut retour vers programme principal.
FFFE	90E3	JMP	X'E3	TO FFE3



trouve dans l'Elekterminal, ainsi que l'extraction, par les tampons de sortie du 74LS373, des données verrouillées en mémoire intermédiaire (ce qui signifie que l'impulsion, elle aussi, est prise en compte).

Les sorties du circuit intégré et la ligne "indicateur 2" sont connectées aux points correspondants de l'Elekterminal, comme cela est décrit sur le schéma. Les broches 4 et 16 de l'UART doivent être mises

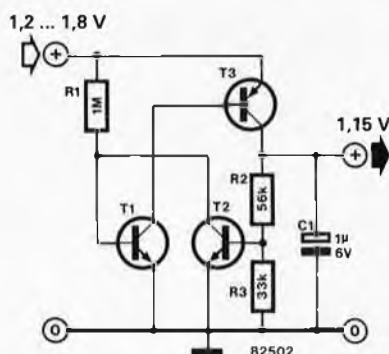
en l'air (sortir les broches du support et les plier à l'horizontale, en douceur SVP!).

Le tableau joint donne le logiciel du sous-programme permettant de travailler à grande vitesse.

13

## régulateur pour faibles tensions

La tension fournie par une pile de 1,5 V varie de 1,7 à 1,2 V suivant son degré de décharge. C'est lorsqu'un circuit exige une tension faible mais constante, que ce montage s'avère parfaitement adapté. Ce montage de régulation est en effet capable de fournir une tension stable de 1,15 V à un courant de 5 mA maximum lorsque la tension d'entrée est comprise entre 1,2 et 1,8 V. La résistance R1 qui se trouve comprise dans la ligne de la base de T1 a une valeur telle qu'avec les transistors choisis, lorsque la tension de la pile est supérieure à 1,2 V et que le courant, ne dépasse pas 5 mA, le transistor-série T3 est totalement



T1 = T2 = BC 172C, BC 549C  
T3 = BC 252C, BC 559C

passant; tandis que le transistor de régulation, T2, est bloquant. Si la tension d'entrée produite par la pile est plus élevée, la tension de sortie va augmenter, ce qui va faire passer T2 en conduction et diminuer le courant de base de T1 (et stabiliser indirectement celui de T3), ce qui aura pour conséquence de stabiliser la tension de sortie à 1,15 V. La résistance interne de cette alimentation faible tension est de l'ordre de 1 à 2 ohms. Lorsque la tension fournie par la pile tombe de 1,8 à 1,2 V, la tension de sortie ne chutera que de 70 mV.

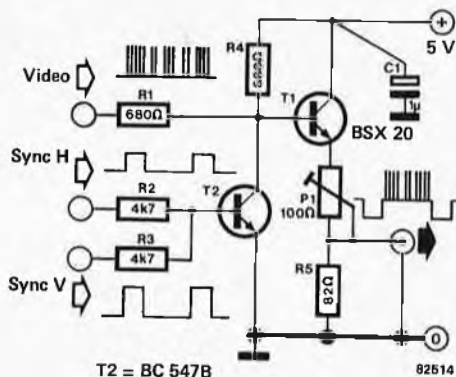
(Application ITT)

14

## mélangeur de signaux vidéo

Combiner correctement les signaux vidéo et synchro

L'appareil que l'on appelle communément terminal, c'est-à-dire l'interface entre l'ordinateur et l'écran, doit fournir à sa sortie non seulement le signal vidéo proprement dit, mais également deux signaux de synchronisation. L'Elekterminal, lui aussi, contient un "mélangeur vidéo" qui se charge de combiner ces différents signaux en un signal unique, signal qui commande l'affichage sur l'écran. Les signaux de synchronisation, "H sync" et "V Sync", ont une action sur la déviation horizontale et verticale du faisceau électronique; tandis que le signal vidéo contient, lui, les informations qui constituent



T2 = BC 547B

l'image visible sur l'écran. Les trois signaux sont combinés dans l'étage de mélange que constituent

les transistors T1 et T2. Le mélange des signaux de synchronisation se fait par l'intermédiaire de T2, transistor qui, avec les résistances R2 et R3, constitue une porte NOR. Le transistor T1 travaille en émetteur-suiveur. L'amplitude du signal de sortie peut être ajustée à l'aide du potentiomètre ajustable P1, ce qui permet d'adapter le montage à n'importe quel moniteur TV ou poste de télévision. Les appareils qui ne possèdent pas d'entrée vidéo doivent recevoir le signal par l'intermédiaire d'un modulateur! Le mélangeur de signaux vidéo est adapté à des largeurs de bande allant jusqu'à 25 MHz.



15

# ampli VMOS 26 ... 30 MHz

200 mW en entrée = 3 Watts en sortie

Pour certaines applications bien particulières, les FET de puissance VMOS ont des avantages déterminants par rapport à leurs concurrents bipolaires. Prenons l'exemple du VN66AF de Siliconix: son prix est très proche de celui d'un bon transistor de puissance HF, mais sa résistance dans un montage tel celui que nous vous proposons ici est nettement plus grande. Il est d'un comportement très tranquille, est bien moins enclin à entrer en auto-oscillation et résiste mieux aux mauvais traitements de toutes sortes.

Ce FET VMOS est l'un des rares, sinon le seul, semiconducteur que l'on puisse utiliser en raison de son faible bruit, non seulement pour réaliser un amplificateur, mais également pour construire un préamplificateur. D'où, fait extrêmement rare, la possibilité d'utiliser, sans modification aucune, cet amplificateur de puissance en amplificateur d'antenne.

Revenons à nos moutons. La destination originale du montage est de servir de petit amplificateur complémentaire pour un émetteur de faible puissance travaillant dans la gamme comprise entre 26 et 30 MHz (la bande amateur des 10 mètres). Un signal d'entrée de 200 mW permet l'obtention d'un signal de sortie ayant une puissance de 2 à 3 Watts. La conception du montage est sans détours.

Il comporte un filtre de sortie réglé une fois pour toutes, filtre permettant une atténuation des harmoniques de 55 dB. Si l'on respecte les données concernant les bobines à la lettre, le filtre ne demande pas de réglage complémentaire; nous laissons bien sûr carte blanche aux experts en HF qui désirent effectuer quelques modifications.

Nous avons laissé une possibilité d'ajustement du courant de

drain ( $I_D$ ) du FET, par action sur P1, de façon à rendre l'amplificateur capable de toutes les formes de modulation.

Si l'amplification doit être linéaire (en AM, ou en BLU par exemple), il faut ajuster le courant de drain au repos à 20 mA environ. Si l'on désire utiliser l'amplificateur en classe C (en FM ou en onde entretenue pure), on agit sur P1 de manière à ce qu'aucun courant de repos ne circule. Si la destination du montage est de servir d'amplificateur d'antenne, le courant de repos sera choisi entre 200 à 300 mA.

Le dessin du circuit imprimé grandement la construction de la platine et du montage. Toutes les bobines utilisées sont des bobines (à air) ayant un diamètre intérieur de 9 mm (construites par enroulement sur un mandrin à spires jointives. L1 comporte 12 spires de fil de cuivre émaillé de 0,6 mm de diamètre; L2 et L4 sont constituées de 5 spires de fil de

cuivre émaillé de 1 mm, L3 comporte quant à elle, 8 spires de fil de cuivre émaillé de 1 mm de diamètre.

Dernière remarque: il faut veiller à pourvoir le FET d'un refroidissement correct, car une température trop élevée est l'un des rares phénomènes auquel il soit sensible (et qu'il n'apprécie pas).

### Liste des composants

#### Résistances:

R1 = 470 k  
R2 = 100 k  
P1 = 100 k ajustable

#### Condensateurs:

C1, C2 = 1 n céramique  
C3, C4 = 150 p céramique  
C5 = 47 p  
C6 = 10  $\mu$ /35 V tantale  
C7 = 22 n céramique

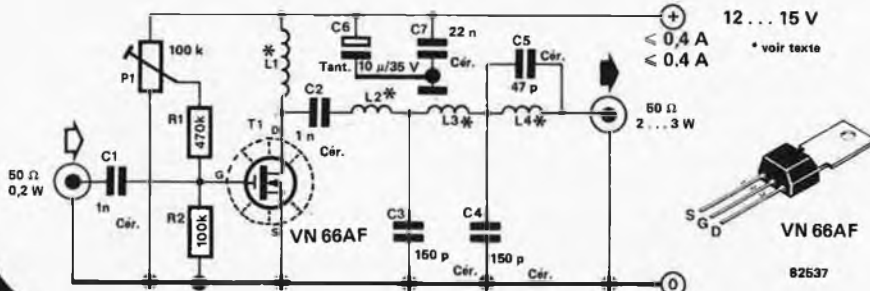
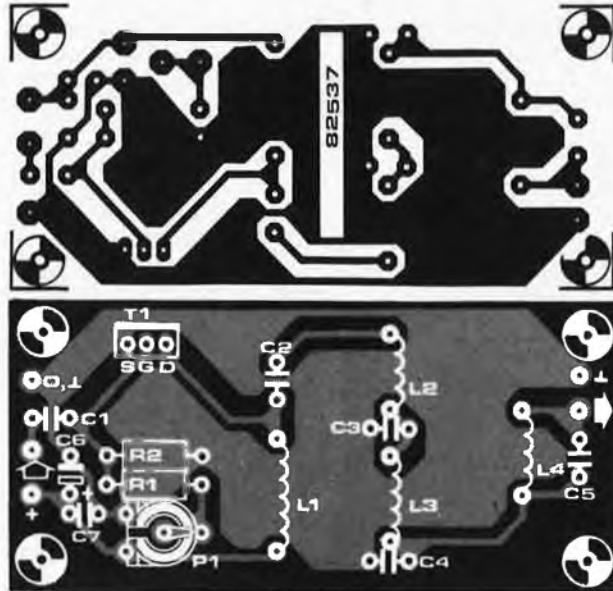
#### Semiconducteur:

T1 = VN66AF (Siliconix)

#### Bobines: \*

L1 = 12 spires de fil de Cu émaillé de 0,6 mm  $\varnothing$   
L2, L4 = 5 spires de fil de Cu émaillé de 1 mm de  $\varnothing$   
L3 = 8 spires de fil de Cu émaillé de 1 mm de  $\varnothing$

\* spires jointives de diamètre intérieur = 9 mm



## 16

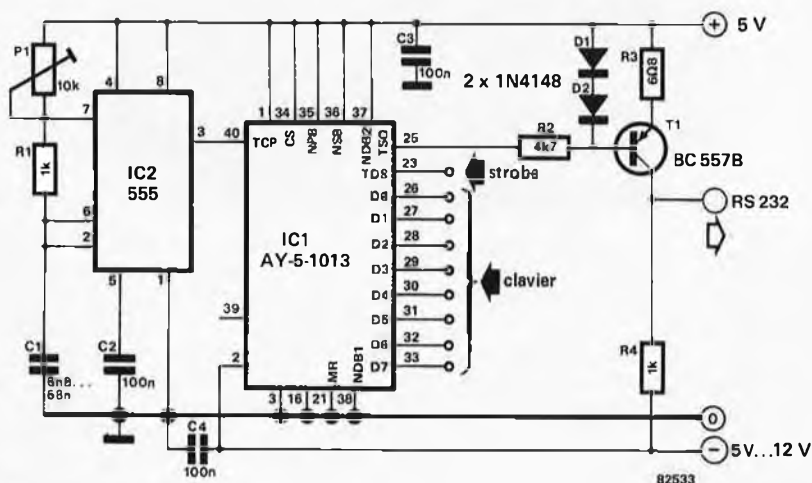
interface série  
pour clavier

Pour peu que vous ayez le goût de la recherche et l'esprit un peu fouineur, il a dû vous arriver de vous retrouver nez à nez avec un magnifique clavier industriel que l'on vous proposait en solde à un prix défiant toute concurrence. Le plus souvent, ces claviers disposent d'une sortie parallèle fournissant un signal codé, soit en ASCII, soit en Baudot. Alléché par l'aubaine, on achète et on bute rapidement sur des problèmes qui paraissent insurmontables lorsqu'il

s'agit de relier ce prestigieux clavier à un ordinateur personnel, car ces derniers sont, dans la plupart des cas, équipés d'une interface RS 232. Le montage décrit ci-dessous se charge de transformer un code parallèle, ASCII ou Baudot, en un signal sériel répondant aux valeurs normalisées en vigueur dans ce domaine. C'est un UART (Universel Asynchronous Receiver/Transmitter = circuit universel asynchrone de réception et de transmission) dont

nous n'utilisons dans ce cas que l'ensemble transmission, qui sert de cerveau à ce montage. Un générateur d'horloge, construit autour du célèbre circuit intégré 555, fournit la vitesse de transmission (en baud). Il faut que la fréquence d'horloge soit 16 fois supérieure à la vitesse de transmission choisie. Le signal sériel comportant les données est présent sur la broche 25 de l'UART; il est amené par le transistor T1 au niveau exigé par l'interface RS 232. Le choix des niveaux logiques appliqués aux broches 37 et 38 permet de sélectionner la longueur du mot sériel. Le choix des niveaux logiques présents aux broches 39 et 35 de l'UART définit, quant à lui, le type de parité "paire", "impaire" grâce à la première broche ou "bit de parité", "pas bit de parité" grâce à la seconde. Si les connexions sont celles illustrées par le schéma, le mot de donnée aura une longueur de 7 bits et ne comprendra pas de bit de parité.

*Littérature:*  
clavier ASCII, Elektor janvier 1979, pages 1-14 à 1-19  
elekterminal, Elektor février 1979, pages 2-16 à 2-24



## 17

para-surtension  
pour multimètre

Dans la majorité des cas, la protection de l'entrée haute impédance de l'amplificateur de mesure d'un voltmètre (numérique) est assurée par deux diodes. L'une des diodes est connectée entre l'entrée et la tension de fonctionnement positive; l'autre entre l'entrée et la tension de fonctionnement négative: il n'y a rien à critiquer à cette façon d'obtenir une protection anti-surtension.

Si l'on veut que leur utilisation n'occasionne pas d'erreur de mesure,

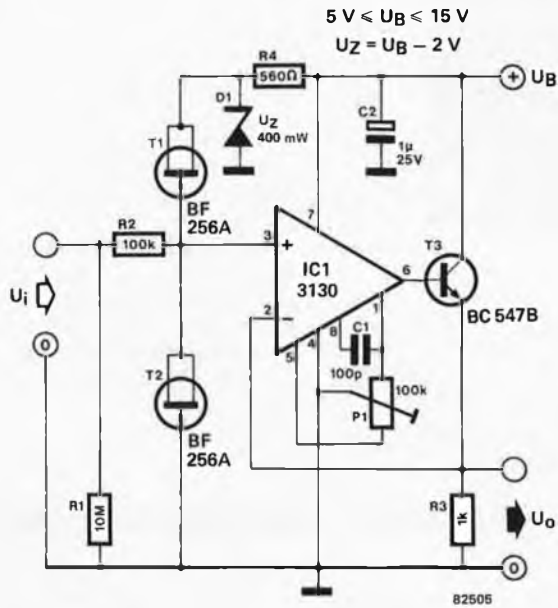
il faut impérativement prendre des diodes à très faible courant de fuite. Ces diodes existent!!! Mais il est relativement difficile de les trouver et lorsque l'on a mis la main sur l'une d'entre elles, on est souvent surpris par le prix qu'elle affiche. Ce sont quelques unes des raisons qui expliquent pourquoi l'électronicien amateur apprécie tant de mettre des diodes universelles au silicium (DUS) du type 1N4148 dans les instruments de mesure qu'il a construits lui-même. Si la résistance

d'entrée est de  $1\text{ M}\Omega$ , l'utilisation d'une diode de ce type va faire naître une tension de compensation (l'offset) de quelques mV pour l'amplificateur d'entrée, cela en raison du courant de fuite qui la caractérise. Il a fallu chercher et trouver une solution, car il arrive que l'on ait à faire des mesures dans cette gamme également, sans pouvoir accepter qu'elles soient entachées de la moindre erreur. La solution, la voici: le fait de remplacer les diodes par des transistors à effet de champ (FET) permet une

amélioration notable. On constate en effet que pour une tension inverse de 15 V, on mesure un courant de fuite de 5,2 nA pour une diode; tandis que la valeur de ce même courant de fuite tombe à 12 pA (!) lorsque la diode est constituée par un FET du type BF256A. Ceci permet

d'augmenter la résistance d'entrée sans le moindre problème jusqu'à 10 MΩ. La figure 1 montre le montage d'entrée destiné à un voltmètre haute impédance et conçu suivant le principe que nous venons d'énoncer. R1 représente la résistance d'entrée

de 10 MΩ que nous venons de mentionner. Il n'y a aucun empêchement à la prise de valeur plus élevée encore. T1 et T2 sont les "diodes" FET de protection. "Elles" sont capables de supporter un courant maximal de 10 mA. L'amplificateur opérationnel IC1 est monté en suiveur de tension. Cela permet d'avoir une résistance de sortie relativement faible, de sorte que la commande de puissance par la sortie de l'ampli op peut se faire sans la moindre limitation. La tension de fonctionnement  $U_B$  peut être choisie sur une vaste plage allant de 5 à 15 V. L'étalonnage se fait de manière fort simple: on règle P1 de manière à retrouver à la sortie exactement la même tension que celle que l'on a appliquée à l'entrée (100 mV font parfaitement l'affaire, par exemple). Le montage est en principe protégé contre une tension pouvant aller jusqu'à 1000 V. Il ne faut cependant pas perdre de vue dans ces conditions extrêmes que la résistance d'entrée et le circuit imprimé doivent être, l'une choisie, l'autre conçu, de manière à être capables de supporter une tension aussi élevée (veiller à l'écartement des pistes, tout particulièrement pour le second).



# 18

## base de temps économique à quartz

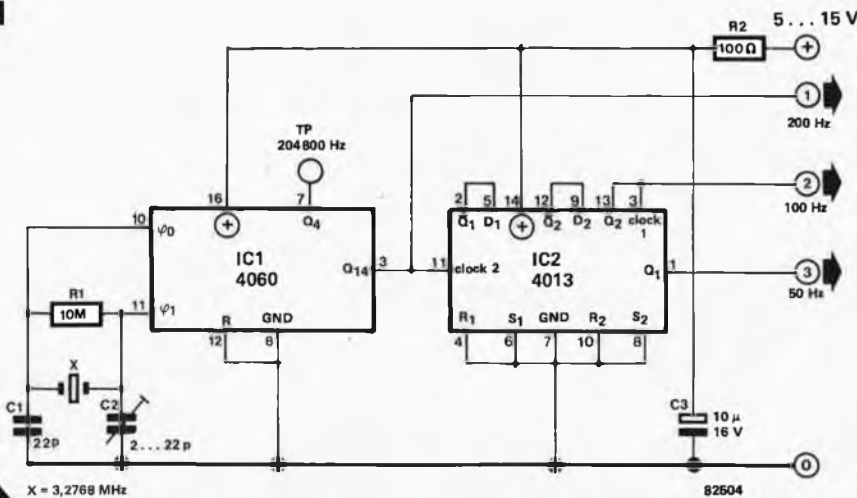
du 50 Hz dans la poche

Un quartz pas très cher, quelques circuits intégrés CMOS tout ordinaires et vous voici en possession d'une base de temps à quartz ultra-précise. Le montage

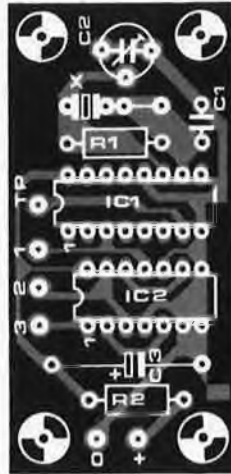
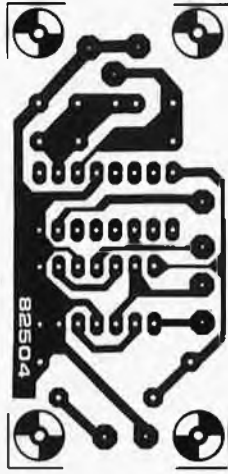
se rapproche beaucoup de celui que nous avons décrit sous le titre de stroboscope à quartz dans le numéro de mai 1981. Ce montage-là fournissait une fréquence de 100 Hz,

aussi allons-nous faire produire du 50 Hz à ce montage-ci. Un dessin de circuit imprimé adéquat simplifie bien les choses. Une base de temps de ce type peut avoir de nombreuses applications: les horloges alimentées par le secteur, les fréquencemètres pour n'en citer que quelques unes. Ce montage permet également de "libérer" certains appareils fonctionnant à l'aide de la fréquence du secteur et peut ainsi vous permettre de monter dans votre voiture une horloge numérique alimentée à l'origine par le secteur. IC1 fait office d'oscillateur et de diviseur par  $2^{14}$ . On peut décaler quelque peu la fréquence de l'oscillateur (25 Hz de part et d'autre) par action sur C2. Si vous avez la chance de disposer d'un fréquencemètre, vous ajustez C2 de manière à lire une fréquence de 204 800 Hz au point de test (TP).

1



2



## Liste des composants

## Résistances:

R1 = 10 M  
R2 = 100  $\Omega$

## Condensateurs:

C1 = 22 p  
C2 = 2 . . . 22 p ajustable  
C3 = 10  $\mu$ /16 V

## Semiconducteurs:

IC1 = 4060  
IC2 = 4013

## Divers:

X1 = quartz 3,2768 MHz  
(boîtier HC 18)

Si vous ne disposez pas de cet instrument, il suffira de laisser C2 en position médiane. On dispose alors sur la broche 3 de IC1 (sortie Q14) d'une fréquence de 200 Hz. Cette fréquence subit une nouvelle division en passant par les deux bascules contenues dans IC2, ce qui permet de disposer d'une fréquence de 50 Hz sur la broche 1 de IC2. La sortie fournissant le 100 Hz pourra servir de base de temps pour les compteurs. On pourra obtenir des durées de portes plus longues en connectant un ou plusieurs diviseurs par dix, des 4518 par exemple, à la suite de la sortie 100 Hz.

La tension d'alimentation du montage pourra être choisie dans de très larges limites: entre 5 et 15 V. Suivant la tension d'alimentation, la consommation de courant se situe entre 0,5 et 2,5 mA.

19

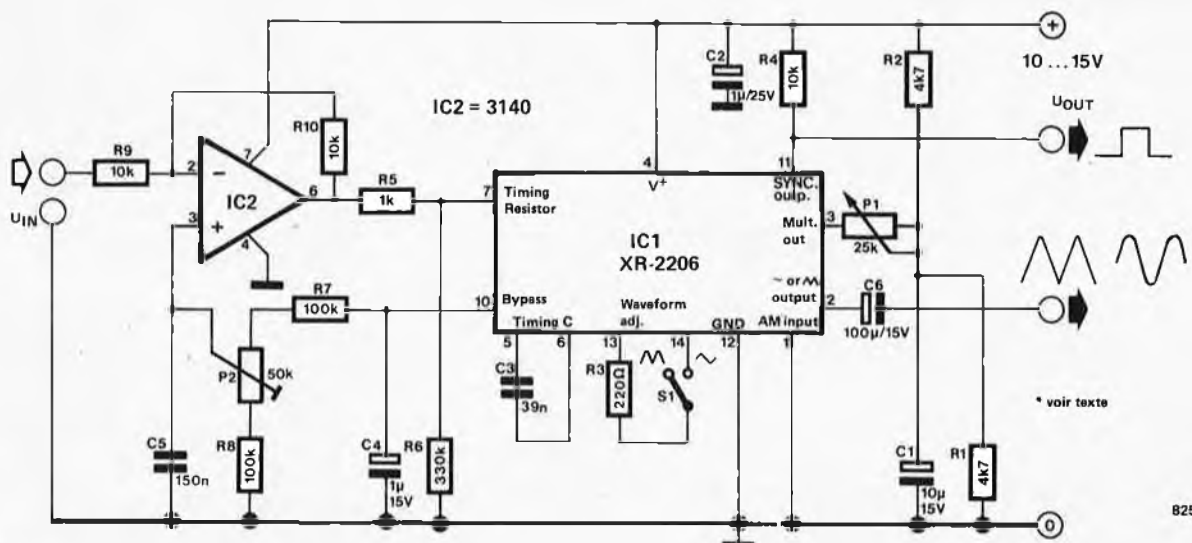
## générateur de fonctions commandé en tension

Nous retrouvons ici un vieil habitué de nos rubriques, à savoir le fameux XR 2206. Rien de bien extraordinaire, si ce n'est ce curieux étage de commande autour d'IC2, au lieu du potentiomètre familier. Il y a de la commande en tension dans l'air! La fréquence émise par le générateur est déterminée d'une part par le condensateur C3

et d'autre part par le courant qui circule par la broche 7 du circuit intégré. Selon la loi d'Ohm, ce courant est lui-même fonction de la tension et de la résistance; sur la broche 7, la tension est stabilisée à 3 V à l'intérieur du circuit intégré. Le courant à travers R5 dépend donc de la tension présente à la sortie (broche 6) d'IC2: à 3 V, il ne

circule aucun courant à travers R5; à 0 V, le courant est maximal: 3 V divisés par 1 k = 3 mA. La fréquence est proportionnelle au courant. Plus la tension d'IC2 est faible, plus le courant est élevé, plus la fréquence le sera à son tour...

On attend d'un woblateur que sa fréquence varie en fonction d'un signal de commande; c'est pourquoi



IC2 est monté en amplificateur inverseur, de sorte que la fréquence "suit"  $U_{IN}$ . La plage de la tension de commande s'étend de  $U_{IN} = 0$  V à  $U_{IN} = 3$  V. La fréquence la plus élevée est obtenue avec  $U_{IN} = 3$  V; au-delà de cette valeur, la fréquence n'augmente plus, sans aucun autre dommage. Par contre,  $U_{IN}$  ne doit jamais devenir négative. La fréquence la plus grave du spectre est déterminée par  $R6$ , à travers laquelle il ne s'écoule d'ailleurs pas encore de courant lorsque  $U_{IN} = 0$  V. P2 permet de régler la fréquence de sortie la plus grave, lorsque l'entrée est court-circuitée. Relever la tension aux bornes de  $R5$  pour la mettre à zéro volts avec

P2; ou encore, à l'oreille, ajuster la fréquence d'oscillation la plus grave à 80 Hz environ avec les valeurs données ici. La fréquence supérieure de la plage couverte par le wobulateur est de 25 kHz. Le calcul de cette limite est très facile:

$$f = \frac{U_{IN}}{3 \cdot R5 \cdot C3} + \frac{1}{R6 \cdot C3}$$

(Hz, V,  $\Omega$ , F)

Soit  $R5 = 1$  k et  $C3 = 39$  n; la fréquence limite sera de 8,5 kHz. Si  $C3 = 100$  n, la plage de fréquence balayée s'étend de 30 Hz à 10 kHz (3,3 kHz/V). Lorsque  $C3 = 330$  n, la fréquence de sortie pourra être

wobulée de 10 Hz à 3 kHz, avec une caractéristique de 1 kHz/V. Le générateur proprement dit est construit autour du 2206, dans une version standard: S1 permet le choix entre la forme d'onde sinusoïdale et triangulaire, tandis que P1 permet le réglage de l'amplitude du signal de sortie (max  $3 V_{CC}$  pour la sinusoïde et  $6 V_{CC}$  pour le triangle, si  $U_B = 12$  V). Le signal de sortie est découplé par  $C6$ , l'impédance de sortie est de 600 ohms. Une deuxième sortie fournit un signal carré (rapport cyclique symétrique), dont l'amplitude dépend de la tension d'alimentation.

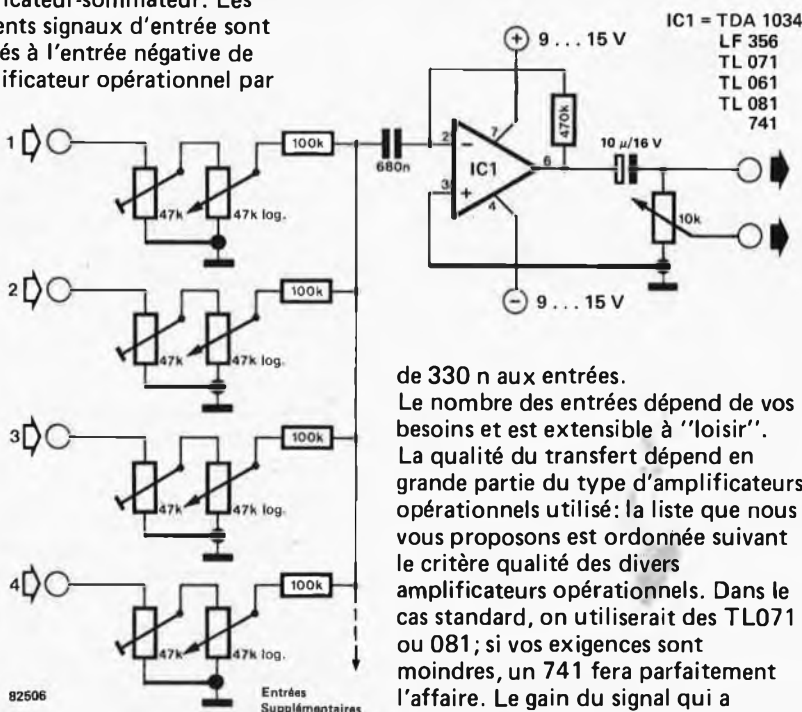
# 20

## table de mixage sans prétention

La plupart des tables de mixage qui, jusqu'à présent, ont fait l'objet d'un article dans Elektor exigent un nombre de composants souvent relativement important. Lorsque le seul but de cette table de mixage est de mélanger divers signaux dans de bonnes conditions, il est fort possible d'atteindre cet objectif de manière plus simple. Le cœur du montage qui nous intéresse est un amplificateur opérationnel qui travaille en amplificateur-sommeur. Les différents signaux d'entrée sont envoyés à l'entrée négative de l'amplificateur opérationnel par

l'intermédiaire de résistances d'addition de 100 k. En aval de ces résistances, on trouve un potentiomètre de "mixage" et un potentiomètre ajustable qui permet d'ajuster le niveau. Il n'a pas été prévu de condensateurs aux entrées, car il n'existe pratiquement pas de source de signaux qui transmette du courant continu. Si le besoin s'en faisait sentir, rien ne vous empêche d'ajouter des condensateurs

subi la sommation est de 4,7. Un potentiomètre mis à la sortie permet de régler le niveau du signal de somme. La sortie du montage est protégée contre les courts-circuits et est d'impédance si faible qu'il est possible d'y relier directement un casque d'écoute "haute impédance" (impédance de 2k $\Omega$  environ). L'impédance de l'entrée dépend principalement du positionnement des deux potentiomètres de 47 k et se situe aux environs de 40 k $\Omega$ . Il est possible, pour cette raison, de relier à cette table de mixage les sources de signaux habituelles telles que tuner, magnétophone à bande ou magnéto-cassette, sans que cela ne pose le moindre problème. Les microphones dynamiques et les tables de lecture à cellule magnétodynamique (MD) produisent des signaux relativement faibles qu'il faudra faire passer par un amplificateur, avant de les envoyer à la table de mixage. Si l'on veut travailler en stéréo, il suffit de construire un montage double et d'utiliser des potentiomètres doubles (stéréo!!). Lorsque l'on sait que la consommation de courant d'un amplificateur opérationnel n'est que de quelques milli-ampères et qu'une utilisation de TL061 fait tomber le chiffre à 0,2 mA, on admettra aisément qu'une pile de 9 V suffit largement à assurer l'alimentation de l'ensemble.



de 330 n aux entrées. Le nombre des entrées dépend de vos besoins et est extensible à "loisir". La qualité du transfert dépend en grande partie du type d'amplificateurs opérationnels utilisés: la liste que nous vous proposons est ordonnée suivant le critère qualité des divers amplificateurs opérationnels. Dans le cas standard, on utiliserait des TL071 ou 081; si vos exigences sont moindres, un 741 fera parfaitement l'affaire. Le gain du signal qui a

## 21

# l'amplificateur PWM le plus simple au monde

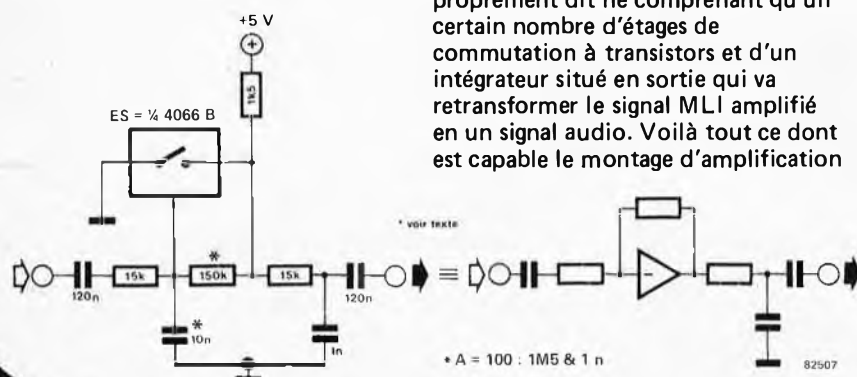
Le montage que nous allons décrire est vraisemblablement l'amplificateur PWM (Pulse Width Modulation en anglais; modulation de largeur d'impulsion, MLI, en gaulois) le plus simple au monde. Depuis quelques années, les amplificateurs PWM ou amplificateurs digitaux sont devenus une véritable coqueluche dans le monde des constructeurs d'appareils audio numériques.

On a même vu apparaître sur le

marché un amplificateur de puissance construit suivant la technologie PWM et proposé par un fabricant... japonais (bien sûr). La dénomination de PWM ne cache rien d'autre que modulation de largeur d'impulsion comme nous l'avons déjà expliqué. Que contient un amplificateur PWM? Il se compose d'un modulateur de largeur d'impulsion qui convertit un signal audio analogique en un signal MLI numérique, d'un amplificateur proprement dit ne comprenant qu'un certain nombre d'étages de commutation à transistors et d'un intégrateur situé en sortie qui va retransformer le signal MLI amplifié en un signal audio. Voilà tout ce dont est capable le montage d'amplification

PWM le plus simple au monde, construit à l'aide d'un seul interrupteur CMOS extrait d'un circuit intégré de type 4066 B qui en contient quatre à lui seul.

Le principe de fonctionnement du montage repose sur le fait que la fonction de transfert de la version pourvue de tampons des interrupteurs CMOS 4066 (la version B) se caractérise par une pente très abrupte. Il est possible ainsi d'obtenir, de manière fiable, un gain important. Le dessin situé à droite de la figure représente l'équivalent analogique de cet élément d'amplification têté. La version analogique comprend un amplificateur analogique inverseur qui ne peut malheureusement pas prétendre à un taux de distorsion Hi-Fi. Les valeurs données aux composants du schéma permettent d'obtenir un facteur d'amplification de 10; en remplaçant par 1,5 M $\Omega$  et 1 n les valeurs caractérisées par un astérisque (\*), on peut passer à un gain de 100.



## 22

# oscillateur marche-arrêt performant

C'est tout particulièrement dans les circuits d'interface vidéo que l'on emploie des oscillateurs marche-arrêt. Ces oscillateurs sont synchronisés à l'aide des impulsions de l'horloge de caractères ("character clock pulse") et vont alors fournir un nombre

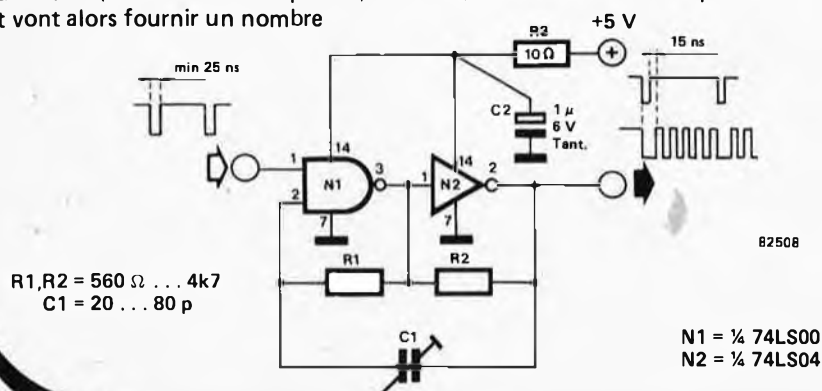
d'impulsions pouvant aller de 7 à 12, jusqu'à l'apparition de l'impulsion de l'horloge de caractères suivante. Il y a deux points importants dont il faut tenir compte:

1) il faut tout d'abord que

l'oscillateur oscille avec un petit retard de quelques 15 ns environ, de manière à éviter une superposition du flanc montant du signal d'entrée et de la première impulsion du signal de sortie.

2) il faut d'autre part que l'oscillateur s'arrête immédiatement dès que le signal de commande revient au niveau logique bas ("0").

L'oscillateur que nous décrivons ici répond à toutes ces spécifications. Il démarre avec un petit retard lorsque le signal d'entrée passe au niveau logique haut ("1") et s'arrête immédiatement dès qu'un niveau logique bas est appliqué à l'entrée. C'est de cette façon qu'est obtenu "un temps mort" dans le signal de sortie de l'oscillateur.



R1, R2 = 560  $\Omega$  ... 4k7  
C1 = 20 ... 80 p

N1 = 1/4 74LS00  
N2 = 1/4 74LS04

# 23

## L'Elekterminal: une interface pour imprimante

L'Elekterminal, ainsi que tout autre terminal équipé d'un UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter = circuit universel asynchrone de réception et d'émission), peut être connecté de manière fort simple à une imprimante équipée d'une interface aux normes Centronics (c'est le cas de l'EPSON MX-80, par exemple). On peut même, dans ce cas, conserver les mêmes sous-programmes d'E/S (I/O routines). L'(Elek)terminal dispose déjà d'un UART qui se charge de convertir le flux sériel de bits provenant de l'ordinateur en un code parallèle de 8 bits destiné à la RAM vidéo. Le code ainsi obtenu peut, sans problème aucun, servir directement à commander l'imprimante en mode parallèle. Pour ce faire, il faut prévoir les connexions suivantes:

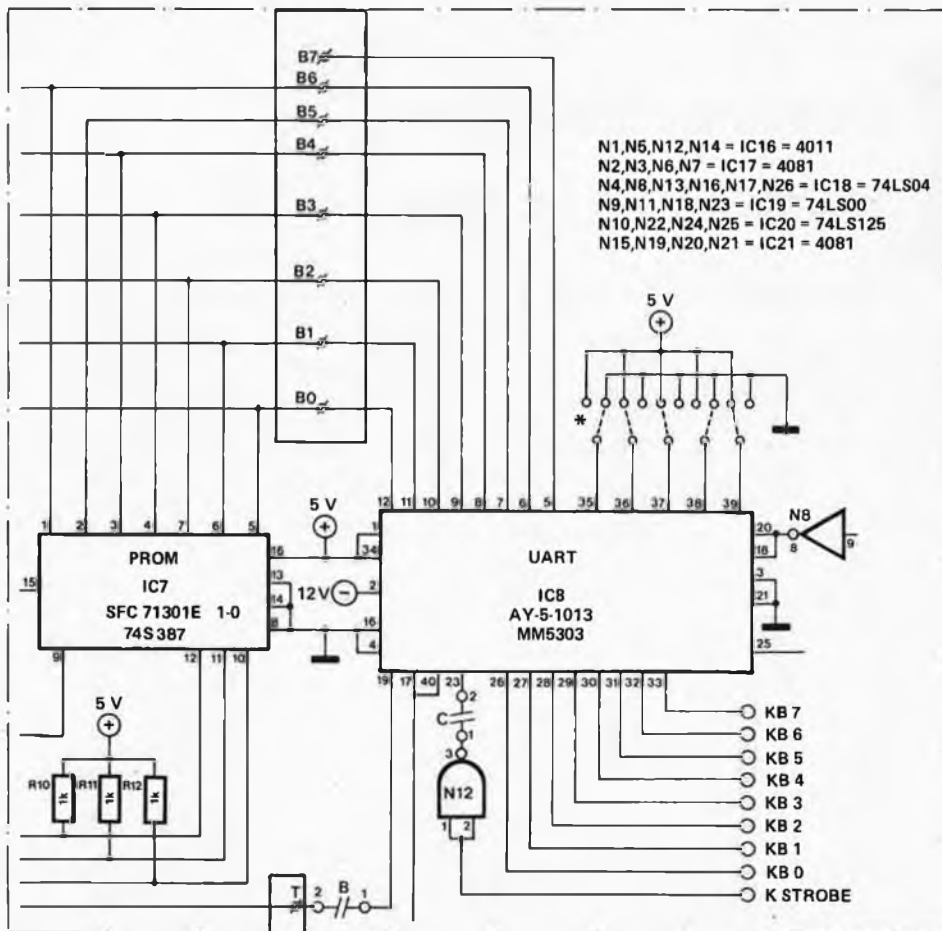
1. Les lignes de données D0 . . . D7 du connecteur Centronics sont reliées aux points B0 . . . B7

de l'Elekterminal. Dans le schéma original de l'Elekterminal, on ne trouve pas la broche B7, car elle n'était pas nécessaire. Il faut, de ce fait, effectuer cette liaison directement à la broche 5 de l'UART.

2. L'entrée "Strobe" du connecteur Centronics est reliée au point T présent sur le circuit imprimé de l'Elekterminal. En principe, dès que ces connexions sont effectuées, l'ensemble imprimante + Elekterminal devrait être opérationnel. Si l'imprimante n'écrit que des "bêtises", (lorsqu'arrivent des données alors qu'elle est en cours d'impression), il faudra lui appliquer les remèdes suivants:
3. Relier la ligne "Printer-busy" du connecteur Centronics directement à la ligne "Clear to send" du port de sortie sériel de votre système (à l'ACIA par exemple) en passant outre l'Elekterminal (!). Le résultat

de cette opération est de stopper le flux des données arrivant en sortie, lorsque l'imprimante est en cours d'impression.

4. La ligne CTS comprend une résistance de rappel de 4k7, qui la force au niveau logique bas (à la masse!). De cette manière, la ligne descend au niveau logique bas ("0") lorsque l'imprimante n'est pas branchée et l'on peut ainsi travailler sans imprimante.
5. Attention! L'UART de l'Elekterminal doit recevoir les données transmises par l'ordinateur sous un format donné et doit être préparé à ce format: 8 bits - pas de bit de parité - 2 bits d'arrêt. Le non-respect de ce format rend l'imprimante incapable de reconnaître un bit de poids fort contenant un "1", ce qui supprime, dans le cas de la MX-80, les possibilités graphiques.



## 24

oscillateur  
à quartz

pour une base de temps stable

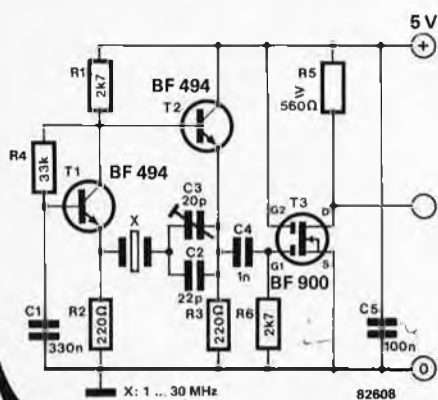
Lorsque l'on veut créer une base de temps, on utilise le plus souvent un quartz pour résonance-série. On sait en effet qu'une résonance-série permet d'obtenir une stabilité plus grande que celle permise en résonance-parallèle. L'élément actif d'un oscillateur à

résonance-série doit répondre à deux facteurs extrêmement importants:

- 1) le décalage de phase entre l'entrée et la sortie doit être nul (c'est-à-dire égal à 0 degré).
- 2) l'entrée et la sortie doivent avoir une impédance faible, de façon à ne pas dégrader le facteur Q du quartz. Cela est important, car la stabilité est proportionnelle à ce facteur Q entre autres choses.

Il est clair comme de l'eau de roche qu'un oscillateur à quartz conçu en technologie CMOS ne sera jamais capable de respecter les exigences que nous venons de mentionner. En technologie TTL, on constate effectivement une rotation de phase très faible (du moins jusqu'aux environs de 10 MHz), mais dans la plupart des cas, il est impossible de respecter l'exigence n° 2). Le montage ci-après est capable, lui, de respecter les deux exigences posées.

Si l'on utilise les valeurs des composants données dans le schéma, l'exigence 1) est respectée jusqu'à une fréquence de 30 MHz au maximum. On pourra travailler à des fréquences plus élevées, mais il faut dans ce cas remplacer les transistors T1 et T2 par des transistors d'un type différent (tel que le BFR91, par exemple) et diminuer également la valeur des résistances R1... R4. L'exigence n° 2) est également respectée, puisque l'on constate en regardant le schéma que les deux broches du quartz sont connectées à faible impédance; nous trouvons en effet d'un côté un transistor monté en base commune (T1) et de l'autre un transistor monté en collecteur commun (T2). Le MOSFET monté en tampon à la sortie assure une isolation pratiquement idéale entre l'oscillateur et le montage à commander.



## 25

convertisseur  
pour varicaps

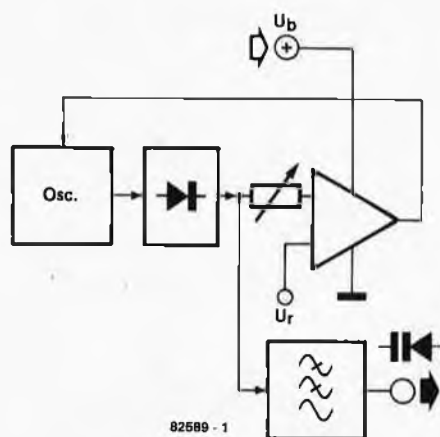
passer de 3 à 30 volts

Plus la tension appliquée à leurs bornes s'élève, plus les caractéristiques des varicaps s'améliorent. Une varicap du type 30 V possède, pour la même variation de capacité, un facteur Q

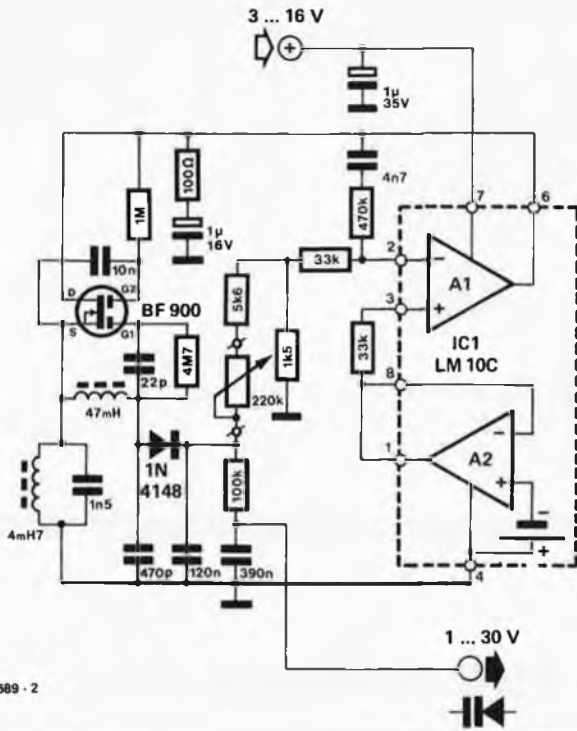
nettement plus élevé que celui qui caractérise une varicap de type 9 V, par exemple. Les caractéristiques d'intermodulation des premières sont également nettement meilleures.

Ces tensions élevées posent un problème quasi-insurmontable, dès qu'il s'agit d'appareils alimentés par piles. Si l'on traîne derrière soi le boulet d'une tension d'alimentation faible et que l'on tient à travailler à une tension d'accord de 30 V, il ne reste qu'une solution: utiliser un convertisseur. Le LM 10C, circuit intégré contenant une source de référence et un amplificateur opérationnel, est le circuit idéal pour cette application. Le schéma synoptique donne le principe d'un convertisseur construit dans ce but particulier; le schéma de principe permet, lui, de voir immédiatement comment le réaliser en pratique. L'oscillateur est construit autour d'un MOSFET à double grille du type BF900 et fonctionne dès que la tension d'alimentation dépasse

1







82689 - 2

1,5 V environ. La tension de sortie du convertisseur est réglée par l'intermédiaire de la tension d'alimentation de l'oscillateur. Comme dans le cas présent, contrairement à ce qui se passe pour la plupart des convertisseurs standards, il n'y a pas de risque de création de parasites. La fréquence de l'oscillateur est de 28 kHz environ. On a la possibilité, si on le désire, de connecter à l'une des entrées de l'amplificateur opérationnel, par l'intermédiaire d'une résistance-série, une tension de CAF (commande automatique de fréquence); le choix de l'entrée est fonction de la polarité de la tension injectée. Si l'on respecte les valeurs des composants données dans le schéma joint, on peut choisir à l'aide d'un potentiomètre de 220 k une tension de sortie dans un domaine compris entre 1 et 30 V. La tension d'alimentation peut, elle, être choisie entre 3 et 16 V.

# 26

## VCF 12 dB

filtre passe-bas de type Butterworth commandé en tension

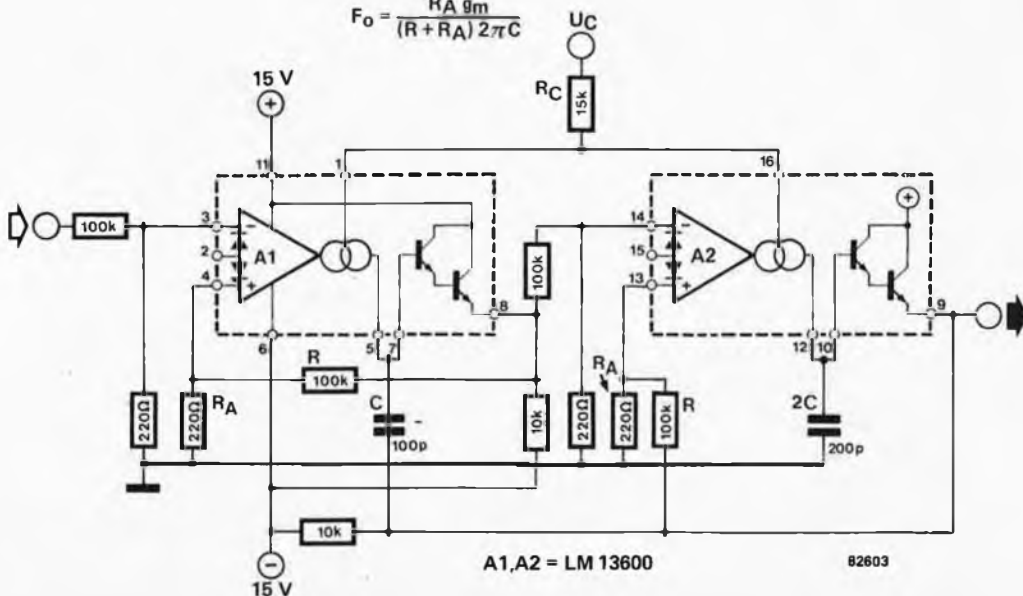
Depuis leur naissance, au début des années 70, les OTA sont devenus des circuits intégrés que l'on retrouve très souvent lors de la construction de filtres commandés en tension. Un OTA double tel que le XR13600 est parfaitement à son affaire dans de telles applications, d'autant plus que

les étages-tampons nécessaires se trouvent à demeure dans le circuit intégré.

La version double, de par son excellent synchronisme, semble tout prédestinée à débiter une vie utile dans un filtre de second ordre. C'est un filtre passe-bas de ce type que

nous allons regarder de plus près ici. L'excellent synchronisme entre les deux OTA et la qualité des étages-tampons permettent d'obtenir une plage de modulation de plusieurs décades, plage qui se caractérise par sa très bonne linéarité. La fréquence limite - 3 dB du filtre

$$F_o = \frac{RA \cdot gm}{(R + RA) \cdot 2\pi C}$$



A1,A2 = LM 13600

82603

( $F_g$ ) dépend d'une part, de la transconductance  $g_m$  de l'OTA et d'autre part, des valeurs données aux résistances  $R$  et  $R_A$  et aux condensateurs  $C/2C$ . La formule permettant de calculer  $F_g$  est la suivante:

$$F_g = \frac{R_A \cdot g_m}{(R + R_A) \cdot 2\pi C}$$

Comment peut-on trouver la valeur de  $g_m$ ? Enfantin: à température ambiante ordinaire (non tropicale!!!),  $g_m$  vaut  $19,2 \cdot I_B$ , sachant que  $I_B$  est le courant qui traverse  $R_C$  pour entrer par les broches 1 et 16 du

circuit intégré. La tension qui règne sur ces broches est plus positive, de 1,2 V environ, que la tension d'alimentation négative; c'est-à-dire que pour une tension d'alimentation de  $\pm 15$  V, cette tension sera de  $-13,8$  V. Il est facile maintenant de calculer la valeur de  $g_m$  dans le cas que nous venons de donner:

$$g_m = 19,2 \cdot \frac{U_C + 13,8}{2 \cdot R_C}$$

Le facteur 2 que l'on trouve sous la barre de fraction de l'équation est dû au fait que le courant qui traverse  $R_C$  se divise pour entrer dans les deux

OTA (broches 1 et 16).

Pour vous épargner des devoirs de vacances, les valeurs données aux composants du schéma nous ont permis de mesurer les caractéristiques suivantes:

Courbe de modulation: environ 2 kHz par volt;  $F_g$  vaut 28 kHz pour  $U_C = 0$  V, 1,5 kHz environ pour  $U_C = -13$  V et 40 kHz approximativement lorsque  $U_C = +6$  V. Il est possible de modifier la courbe de modulation et la plage de réglage en changeant les valeurs de  $C$  et de  $R_C$ .

(Application Exar/National)

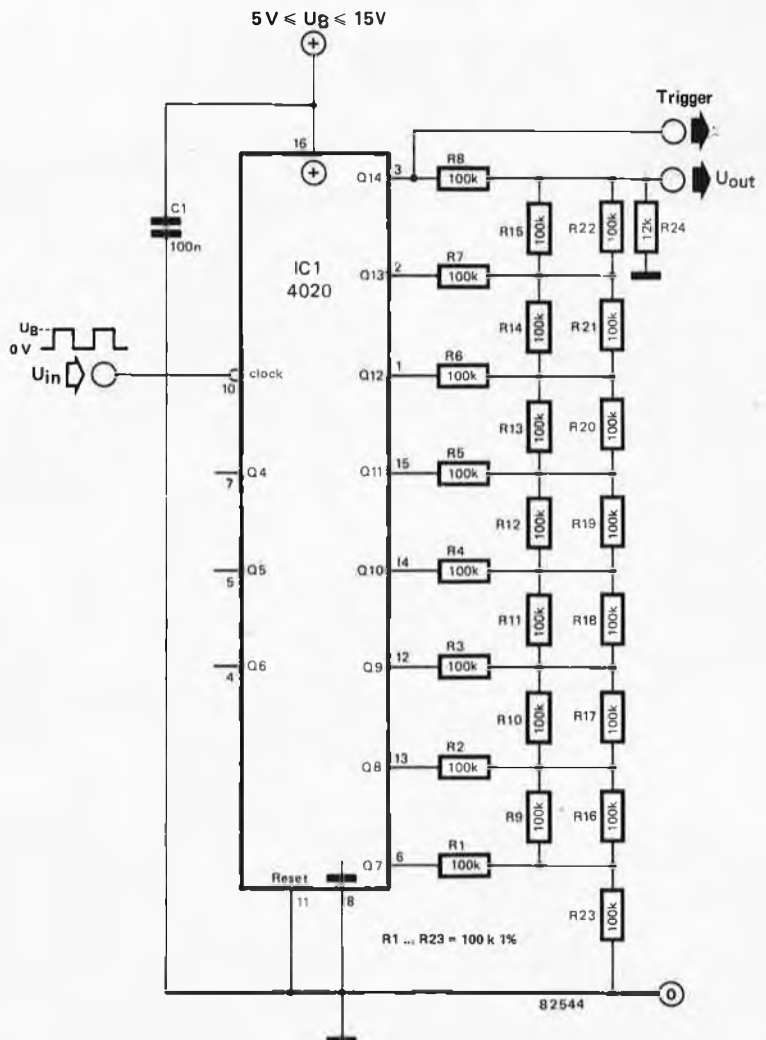
J. Meijer

27

## wobulateur logarithmique numérique

Ce montage trouvera place principalement auprès des générateurs de fonction commandés en tension produisant une wobulation logarithmique par voie numérique. Il peut cependant fort bien être utilisé auprès d'autres générateurs de fonction.

Le schéma nous montre que le cœur du montage est un compteur binaire à 14 étages, dont l'entrée d'horloge est reliée à la sortie sync d'un générateur de fonction. Les huit sorties les plus hautes (Q7... Q14) du 4020 sont connectées à un réseau de résistances qui convertit le code numérique en une valeur de tension continue correspondante (convertisseur N/A). La tension peut de cette manière prendre 256 niveaux différents compris sur une plage de tension allant de 0 V à environ  $1/5 \cdot U_B$ . Les sorties de plus faible poids ne sont pas connectées, ce qui fait que la tension disponible à la sortie  $U_{out}$  n'augmente qu'après chaque intervalle de 128 impulsions d'horloge. La sortie  $U_{out}$  est reliée, elle, à l'entrée de wobulation ( $U_{in}$ ) d'un générateur de fonction commandé en tension. A chaque augmentation de la tension continue, la fréquence délivrée par le générateur augmente également un peu et partant, la fréquence à la sortie sync suit le mouvement. Ceci entraîne une augmentation de plus en plus rapide de la tension, la fréquence faisant de même. Le résultat de tout ceci est



que la tension en sortie,  $U_{out}$ , suit de très près la forme d'une fonction exponentielle, courbe qu'il faut suivre pour obtenir une wobulation logarithmique.

Si l'on désire relier le point  $U_{out}$  du montage à la connexion  $U_{in}$  du générateur de fonction voir ailleurs dans ce numéro, il est indispensable de remplacer la résistance R9 (située à l'entrée de IC2) par un strap. Ce remplacement met en fonction une commande en courant. On ne trouvera plus une tension logarithmique au point  $U_{out}$ , mais bien à la sortie de IC2. Le fonctionnement de l'ensemble reste identique à celui que nous avons

décrit ici. L'attelage du montage wobulateur et du générateur de fonction est alimenté en 12 V et est réglé de la manière décrite ci-après: on commence par mettre la broche d'initialisation du 4020 (broche 11, reset) à la tension d'alimentation, puis on fait en sorte d'avoir une fréquence de 80 Hz à la broche 11 du XR2206. Puis on reconnecte la broche d'initialisation au zéro. Lorsque l'ensemble est mis sous tension, la wobulation commence à la fréquence la plus basse (80 Hz) et maintient cette fréquence pendant une seconde environ. La fréquence augmente ensuite d'un niveau, ce qui fait

augmenter à son tour la fréquence d'horloge et ainsi de suite, de plus en plus vite, jusqu'à 20 kHz... On dispose d'un moyen d'augmenter la vitesse de wobulation en reliant les résistances R1...R8 du montage wobulateur, non pas aux sorties Q7...Q14, mais aux sorties Q6...Q13. La vitesse de wobulation double dans ce cas. On peut multiplier la vitesse de wobulation une nouvelle fois par deux en connectant les résistances nommées plus haut aux sorties Q5...Q12; il est possible de multiplier la vitesse par huit, en effectuant les connexions avec les entrées Q4...Q11.

# 28

## filtre commandé en tension

avec un super OTA du type 13600 bien évidemment!

Le circuit que nous vous décrivons est basé sur une application de National/Exar concernant l'un de leurs circuits: le LM/XR 13600. Nous avons longuement parlé de ce petit phénomène dans le numéro d'avril 1982. Il s'agit d'un montage destiné à fournir une sorte de filtre à état variable. On dispose d'une sortie de filtre passe-bande ( $u_1$ ) et d'une sortie de filtre passe-bas ( $u_2$ ). La fréquence centrale du filtre passe-bande et la fréquence de coupure du filtre passe-bas peuvent être commandées par l'intermédiaire de la tension de commande,  $u_c$ . Les deux condensateurs d'intégration, C, déterminent la plage dans

laquelle peuvent varier les fréquences précédemment évoquées. Qui dit filtre, dit aussi (malheureusement) formules de calcul:

$$I_{ABC} \approx \frac{u_c}{2 R_c} ; R_c = 15 \text{ k}\Omega$$

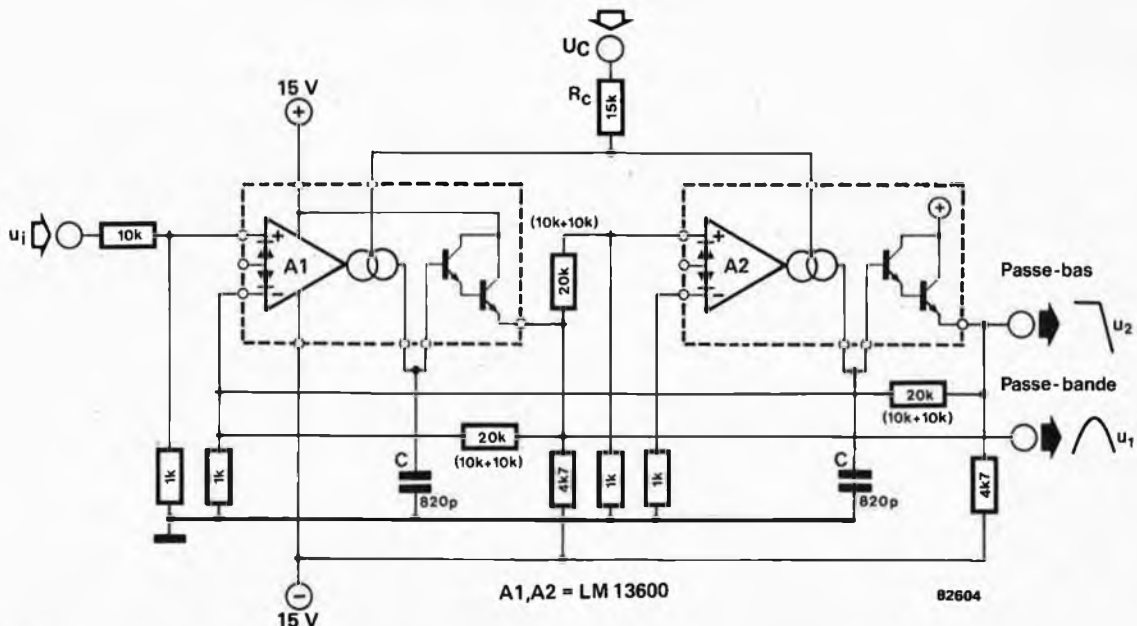
$$\frac{u_1}{u_i} = \frac{42 \rho \tau}{462 \rho^2 \tau^2 + 21 \rho \tau + 1} \text{ (passe-bande)}$$

$$\rho = j\omega ; \tau = \frac{C}{S} ; S = 19,2 \cdot I_{ABC} ;$$

$$\frac{u_2}{u_i} = \frac{2}{462 \rho^2 \tau^2 + 21 \rho \tau + 1} \text{ (filtre passe-bas)}$$

fréquence de coupure par rapport à la fréquence centrale  $\approx 1/21 \tau$

Littérature: "l'OTA théorique" et "l'OTA pratique" (aplikator): tous deux dans le numéro du mois d'avril 1982.



# 29

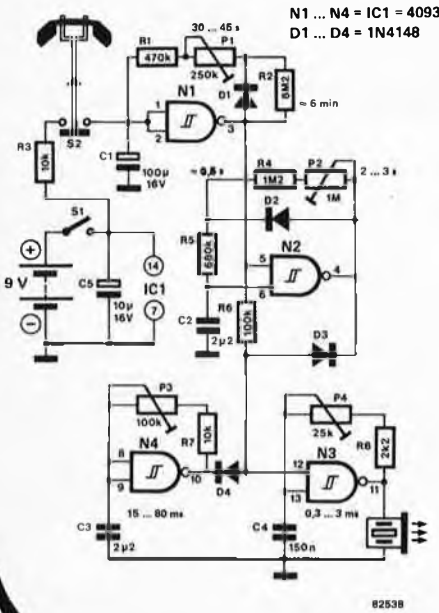
## sonnerie téléphonique

une imitation parfaite (par des moyens électroniques) du "dring"

Voici un sympathique montage destiné à redonner un peu d'intérêt aux téléphones-jouets de nos enfants: il

s'agit d'un circuit qui, toutes les 6 ou 7 minutes, fait retentir la sonnerie d'un téléphone-jouet, qui sans cela resterait probablement muet. Dès que l'enfant décroche le combiné, la sonnerie est interrompue et tous les dialogues imaginaires, dont "nos belles têtes blondes" ont le secret, prennent une dimension nouvelle. Une fois que le combiné a repris sa place sur la fourche, le circuit se remet à temporiser. Au bout de 6 à 7 minutes, il se manifeste à nouveau par une sonnerie très réaliste (ce montage fera peut-être l'objet d'un concours d'imitation dans un magazine d'électronique?!). Le circuit est construit autour de quatre triggers de Schmitt N1... N4, montés chacun en oscillateur. Le son audible est produit par N3 et N4. Le trigger de Schmitt N3 émet la fréquence de base, que vient moduler le signal émis par N4. Cet ensemble ne doit évidemment pas osciller en permanence; c'est ce à quoi veille le circuit de temporisation construit autour de N1. Celui-ci se manifeste

toutes les 6 minutes environ, permettant l'émission du "dring" tant attendu qui est alors cadencé (à raison d'un signal toutes les deux ou trois secondes) par l'oscillateur construit autour de N2. Le schéma comporte deux interrupteurs dont la fonction est essentielle. Voyons d'abord celle de S2: il s'agit d'un poussoir fermé au repos qui doit être monté de telle sorte que lorsque le combiné quitte la fourche, l'entrée de N1 soit aussitôt reliée au +9 V via la résistance de 10 k. Dès lors, l'oscillateur est bloqué et la sonnerie interrompue (c'est logique, puisqu'on a décroché, non?). Lorsque le combiné est remis en place sur la fourche, l'oscillateur N1 se remet au travail; c'est-à-dire qu'au bout de 6 à 7 minutes, la sonnerie retentira de nouveau... à condition que S1 soit toujours fermé. Cet interrupteur assure la fonction marche/arrêt du circuit (à l'intention des parents, grands-parents et autres gens irritables). Dring, dring, dring...pof!



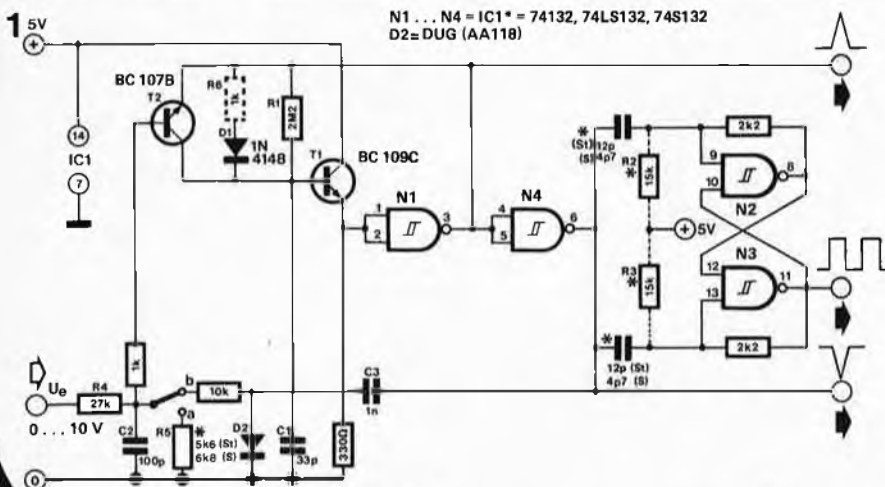
#253B

# 30

## oscillateur TTL commandé en tension

N. Rohde

un petit VCO facile à réaliser, sans circuit intégré spécial!



\* voir texte

#2584-1

On a toujours l'usage d'un petit VCO chez soi... mais l'on ne dispose pas toujours du circuit intégré spécial qu'il faudrait justement pour cela. Point de lamentations! Voici un petit circuit de VCO-TTL qui fait parfaitement l'affaire.

Lorsqu'un oscillateur doit fournir une fréquence variable, c'est en tension qu'on le commande le plus souvent: soit par un potentiomètre, soit par un circuit de commande particulier. Pour qu'un tel circuit soit à peu près universel, il faut qu'il balaye une large plage de fréquence et que sa plage de fonctionnement soit elle-même très étendue. Notre schéma du moment fonctionne selon un

facteur de 1:1000, de la BF jusqu'à 50 MHz.

A la base, on trouve un oscillateur très ordinaire, à trigger de Schmitt en TTL. Un émetteur-suiveur réalisé avec T1 précède le trigger N1 dont il augmente la résistance d'entrée, tout en permettant de porter assez loin la valeur de la résistance de réaction R1.

On trouve ensuite un étage de contrôle de la fréquence, en parallèle sur R1. La présence de D1 assure une charge

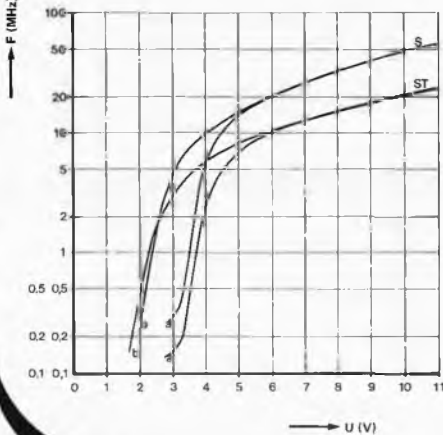
rapide au condensateur, qui se décharge par contre à travers T2, lui-même commandé par la tension d'entrée  $U_E$ . A la sortie de la porte, on trouve des impulsions très pointues. R1 n'est en principe que facultative, mais elle contribue à "l'amorçage" de l'oscillateur, même en l'absence de tension de commande.

La durée de l'impulsion varie en fonction du temps de propagation du trigger N1; en technologie standard et en technologie LS, il est de 30 ns environ; en S-TTL, il n'est plus que de 15 ns. En raison de l'extrême brièveté de l'impulsion (probablement inutilisable telle quelle dans la plupart des cas), on la fait passer dans un diviseur (par deux) qui la restitue avec un rapport cyclique symétrique. Selon le type de circuit utilisé, la limite de la fréquence de ce diviseur est de 15 MHz (TTL et LS) ou de 30 MHz (S-TTL). Attendu que la capacité du condensateur de couplage est très faible, il faut éviter toute charge capacitive excessive au niveau du câblage; il est également recommandé de découpler la tension d'alimentation entre les broches 7 et 14 du circuit intégré TTL, par un

condensateur céramique de 10 ... 100 n.

Pour les circuits intégrés en technologie TTL et TTL-LS, il faut prévoir les résistances R2 et R3 qui empêcheront le diviseur d'osciller. Une contre-réaction simple permet de linéariser le circuit de commande réalisé autour de T2. Il s'agit d'un réseau de verrouillage (C3/D2) et de filtrage (C2). Aux bornes de C2 apparaît une tension négative proportionnelle à la fréquence, qui s'oppose à la tension de commande sur la base de T1. R4 détermine l'efficacité de la contre-réaction et a été dimensionnée ici pour une plage de tension de commande de 0 ... 10 V. Si l'on dispose d'une tension de commande plus élevée, on peut augmenter la valeur de R4, ce qui améliore la linéarité par la même occasion. Le diagramme de la figure 2 illustre la courbe de réponse de l'oscillateur selon la technologie mise en œuvre; LS-TTL = courbe St; Schottky = courbe S; TTL = courbe S. La contre-réaction peut être supprimée à l'aide de S1: les courbes portant la mention "b" correspondent à la position "b" de S1, c'est-à-dire avec contre-réaction.

2



# 31

## 25V: tension de programmation

... d'EPROM

Le niveau de prix qu'ont atteint les EPROM les plus modernes est la preuve de leur popularité: on peut affirmer sans crainte de se tromper

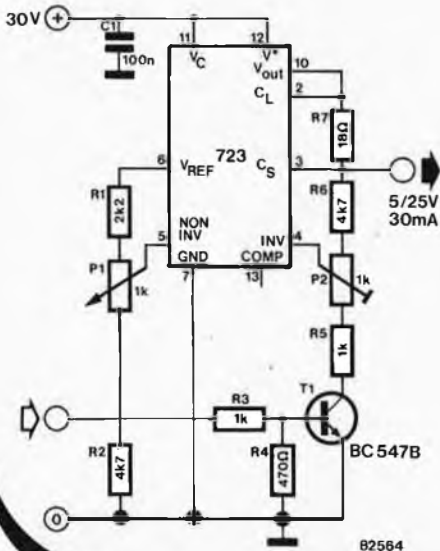
qu'elles sont programmées par millions. Prenons par exemple l'une des EPROM les plus répandues, la 2716: elle n'exige qu'une seule tension de programmation de 25 V. En utilisation normale, la tension appliquée est 5 V, les 25 V ne faisant leur apparition qu'en cours de programmation. Il n'est toutefois pas interdit de les maintenir pendant la procédure de vérification d'une EPROM fraîchement programmée. Cette remarque n'est pas valable pour tous les types d'EPROM disponibles sur le marché: il en est certaines pour lesquelles il faut commuter continuellement les deux tensions.

L'alimentation convenant à une EPROM doit répondre à un certain nombre de spécifications: simplicité, rapidité (un critère quelquefois souligné par le fabricant qui exige par exemple une vitesse comprise entre 0,5 et 2  $\mu$ s), précision (pas de tension insuffisante ou trop forte donc), protection contre les

courts-circuits. Toutes ces qualités ne désignent-elles pas immédiatement un vieux cheval de trait de nos connaissances, le 723? Alors pourquoi ne pas s'en servir?

Comme le montre le schéma, le montage est celui d'une alimentation 5 V ordinaire. La tension de référence présente à la broche 6 est ramenée à 5 V par action sur le potentiomètre P1 et est envoyée à l'entrée non inverseuse (broche 5). Tant que T1 reste bloqué, la totalité de la tension de sortie est transmise à l'entrée inverseuse (broche 4) et la sortie se trouve de ce fait à 5 V. R7 se charge de la limitation en courant.

Nous avons fait mention d'une autre tension que ces seuls 5 V. Pour que le montage soit également capable de fournir les 25 V, il nous faut modifier la boucle de contre-réaction de la broche 4. Le fait d'ajouter un diviseur de tension dans le circuit permet d'augmenter



la tension de sortie. Ce diviseur de tension est pris dans le circuit par commutation de T1. Dès que le transistor reçoit un courant de commande sur sa base, le 723 délivre la "haute" tension (25 V).

Si l'on veut obtenir une tension



qui soit différente de 25 V, il faut modifier les valeurs des résistances R5, R6 et du potentiomètre ajustable P2.

Voici la procédure de réglage: T1 ne conduisant pas, régler la tension de sortie à 5 V par action sur P1. Puis mettre T1 en état de conduction en appliquant une tension de 5 V à R3 et régler la tension de sortie à 25 V en agissant sur P2. Le réglage est déjà terminé.

Sur la photo qui illustre cet article, on peut observer deux courbes: la courbe supérieure est celle du signal de commande sur R3 (compris entre 0 et 5 V); la courbe inférieure représente, elle, le signal de sortie. La rapidité exemplaire du 723 est due, dans ce cas, au fait que la broche 13 de compensation n'est

pas connectée. Le fait de mettre à cet endroit un condensateur, relié ensuite à la masse, redresse les flancs. Il est à noter également qu'il faut un certain temps (2  $\mu$ s environ) avant que la tension de sortie ne soit retombée, bien que le signal de commande soit déjà bas, lui. Cela est dû au fait que T1 met un certain temps avant de bloquer à nouveau. Si ce phénomène s'avérait gênant pour l'application que vous avez choisie, il est possible de le supprimer en remplaçant T1 par un interrupteur CMOS (tel que le 4066) ou par un FET (un BS 170 fait parfaitement l'affaire). On peut dans ce cas supprimer R3 et R4. Utiliser un véritable transistor de commutation (un BSX 20) donne également des résultats extrêmement satisfaisants.

E. Stöhr

32

## convertisseur haute-tension

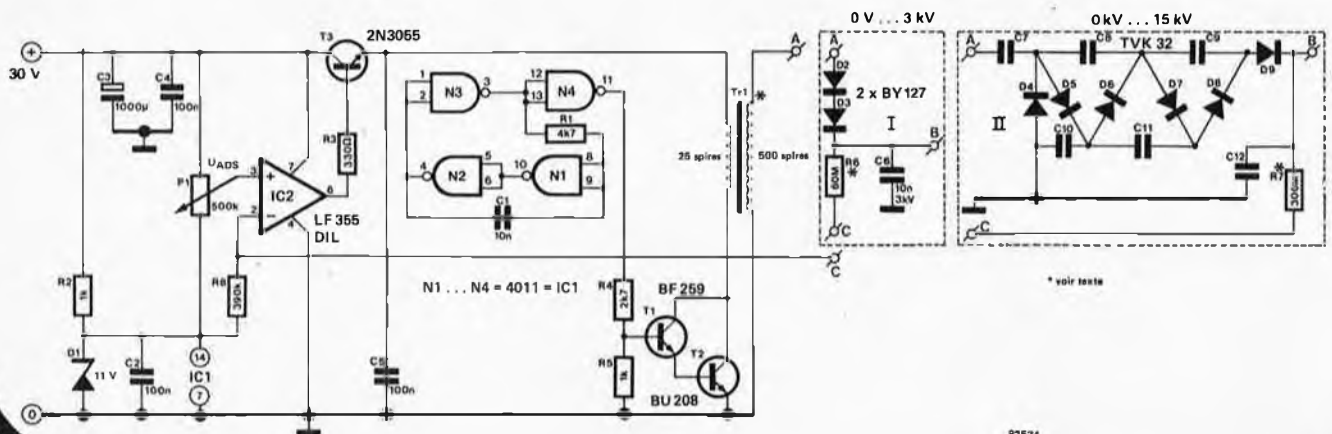
Alimentation de laboratoire de 0 V à 10 000 V...

Le convertisseur haute tension que nous vous proposons a été conçu en deux versions: la première (version I) permet d'obtenir une haute tension réglable entre 0 V et 3 kV, à partir d'une tension de départ de 30 V environ. A partir de cette même tension, la version II permet de choisir une haute tension comprise entre 0 V et 10 kV. Les portes N1... N3 montées en multivibrateur astable (MVA), voir à ce sujet l'infocarte 50, fournissent un signal rectangulaire de 20 kHz qui attaque les transistors T1/T2 montés en Darlington. Les transistors ne sont pas amenés à saturation par ce faible courant qui est limité par la résistance R4 et peuvent, de ce fait, bloquer très rapidement.

Ce découpage rapide fait naître (dans l'enroulement primaire de Tr1) par induction mutuelle, une tension pulsée de 300 V environ. Du côté de l'enroulement secondaire, on dispose alors d'une haute tension dont la valeur est fonction du rapport des nombres de spires de chacun des enroulements. Dans le sous-ensemble redresseur I a lieu un redressement mono-alternance. La version II dispose, elle, d'un étage supplémentaire constitué par une cascade de redressement (multiplicateur de tension), ce qui explique pourquoi la version II est capable de fournir une tension de sortie trois fois plus élevée que celle disponible en version I.

IC2 prend à son compte le réglage

de la haute tension. L'amplificateur opérationnel compare la tension existant au curseur de P1 à celle régnant au diviseur de tension formé, soit par R6 et R8, soit par R7 et R8. Si la tension de sortie a tendance à dépasser la valeur définie par le positionnement de P1, le circuit intégré IC2 va faire chuter, grâce à T3, la tension d'alimentation de l'étage final constitué par T1 et T2. L'élément le plus important du montage, à savoir le transformateur Tr1, ne doit pas posséder de caractéristiques très précises. On pourra utiliser différents types de noyaux en pot ayant un diamètre de 30 mm environ. Le noyau ne doit pas comporter d'entrefer et posséder une induction dont la valeur se situe



aux environs de 2000 nH.  
L'enroulement du primaire comporte 25 spires de fil de cuivre émaillé de 0,7 à 1 mm de diamètre le secondaire étant, lui, constitué de 500 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 à 0,3 mm de diamètre. Il faut veiller tout particulièrement à ce que les deux enroulements (le primaire et le secondaire) soient extrêmement bien isolés l'un par rapport à l'autre!

Étant données les hautes tensions

mises en jeu, il est un autre point sur lequel il faut porter son attention: le condensateur C6 doit être capable de supporter une tension minimale de 3kV. Pour éviter l'apparition de charges disruptives, les résistances R6 et R7 seront constituées de plusieurs résistances individuelles de 10 MΩ, mises en série.

La consommation en courant du montage est de l'ordre de 50 mA (hors charge) et de 350 mA lorsque la puissance fournie est comprise entre

2 et 3 W. Il est "chaudemment" recommandé de pourvoir les transistors T2 et T3 d'un petit radiateur (pour circuits intégrés du type T0-3). Ce montage est celui que construira tout expérimentateur désirent un générateur haute tension, car la haute tension dont on dispose à la sortie est réglable de 0 V à la valeur maximale que nous avons donnée, (qui elle dépend de la version que l'on aura choisi de construire).

33

## oscillateur graphique

Table de mixage pour . . . oïdes

Le titre de ce montage ne rappelle pas pour rien la notion d'égaliseur graphique. L'idée qui a présidé à la naissance de l'oscillateur graphique est, elle aussi, de permettre la lecture directe de la courbe de réponse choisie en regardant tout simplement les positions d'un certain nombre de potentiomètres à glissière. La seule différence est que dans le montage qui nous intéresse, il ne s'agit pas de définir une courbe de réponse, mais la représentation d'une forme de courbe.

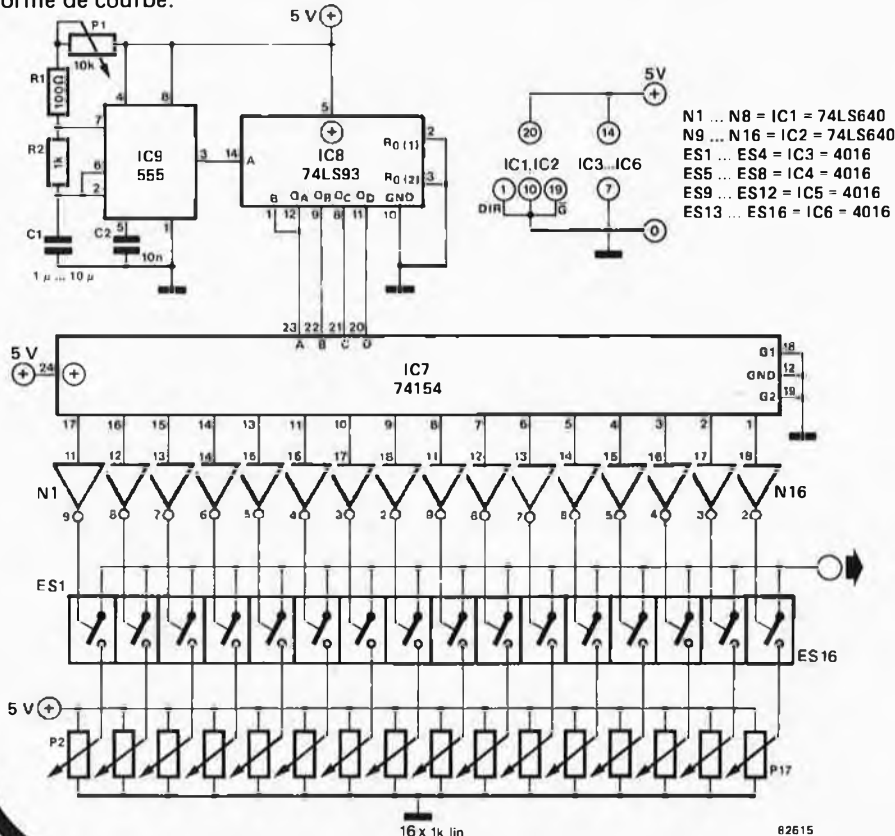
Si l'on regarde le schéma de l'oscillateur graphique de plus près, on voit immédiatement de quoi il s'agit. On définit un niveau de tension continue entre 0 et 5 V à l'aide des potentiomètres P2 . . . P17. Ces tensions variées sont appliquées aux interrupteurs électroniques ES1 . . . ES16 et sont alors disponibles à la sortie du montage. Nous pourrions considérer que la description du montage s'arrête là, car nous avons

atteint le but de nos efforts: si nous branchons un oscilloscope à la sortie, on voit apparaître sur son écran une courbe pouvant comporter jusqu'à 16 créneaux, ce nombre dépendant de la position des divers interrupteurs (mais cela **uniquement** à condition d'actionner les interrupteurs à une vitesse suffisante).

C'est la partie supérieure du schéma qui se charge de la commande du rythme de commutation qui se répète à l'infini. Le compteur IC8 fournit à ses sorties, au rythme du générateur d'horloge IC9, un modèle comportant un certain nombre de bits. Cette configuration de bits, qui représente sous forme binaire les nombres décimaux allant de 0 à 15, commande le multiplexeur IC7 de manière à ce qu'apparaisse aux sorties de ce dernier un niveau logique bas ("0"), chaque fois que l'information d'entrée désigne la sortie correspondante. Prenons un exemple: si A = "1", que B = "0", que C = "1" et que D = "0", c'est la sortie 5 de IC7 qui se trouve à "0", au niveau logique bas.

Les interrupteurs électroniques sont fermés par un niveau logique haut ("1"), ceci explique la raison de la présence des 16 inverseurs (N1 . . . N16) qui font en sorte qu'une tension continue correcte soit appliquée en sortie.

Il est possible de faire varier la fréquence d'horloge sur une gamme relativement large par action sur le potentiomètre P1 et le condensateur C1. Avec C1 = 1n, on dispose d'une gamme théorique de fréquences allant de 123 à 710 kHz; si C1 = 10 μ, la fréquence pourra varier de 123 à 710 Hz.

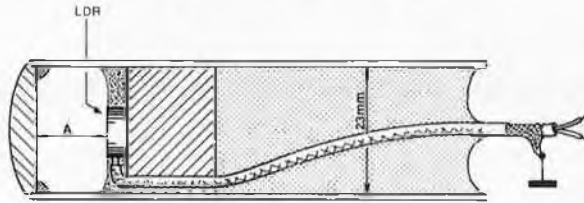


## 34

# mise en fonction automatique de l'éclairage extérieur

Voici un montage tout particulièrement destiné aux personnes qui ont la "chance" d'avoir devant leur porte d'entrée un superbe lampadaire d'éclairage public. Le montage permet d'allumer et d'éteindre automatiquement l'éclairage de la porte d'entrée.

Le principe du montage repose sur une photo-résistance, LDR, sur laquelle tombe la lumière d'une lanterne publique. La LDR est montée de façon à ce que cet éclairage soit interrompu lorsqu'une personne se présente à la porte d'entrée. De manière à obtenir un effet directif suffisant, on montera la LDR dans un morceau de tube

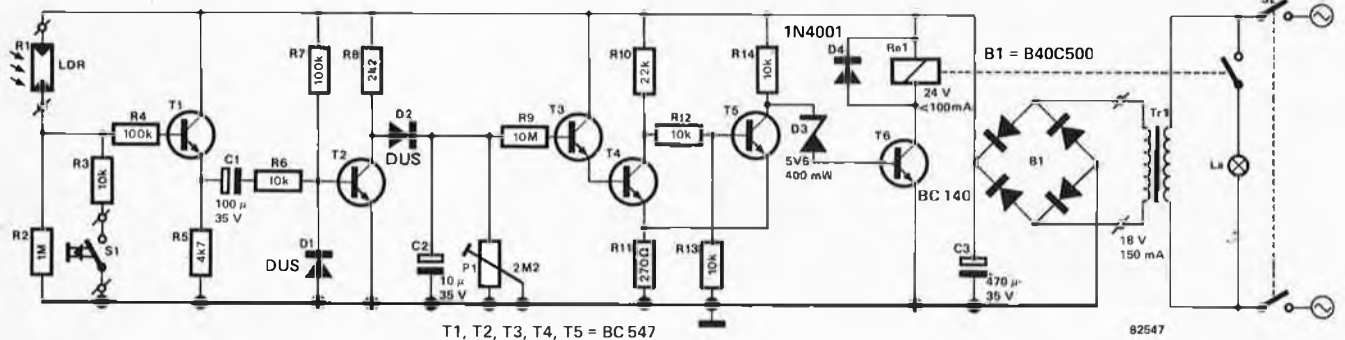


façon à ce que suffisamment de lumière tombe sur la LDR. Celle-ci est reliée au reste du montage à l'aide de câble blindé.

Si l'éclairage de la LDR est interrompu par la haute stature d'un visiteur, la résistance de la LDR augmente; ce qui a pour effet de faire émettre par le

autour de T3, T4 et T5 bascule; T6 devient conducteur; le relais est activé et l'éclairage extérieur s'allume.

Le condensateur C2 se décharge ensuite par l'intermédiaire du potentiomètre ajustable P1. Après une durée déterminée par la résistance choisie par le positionnement de P1, la tension



T1, T2, T3, T4, T5 = BC 547

82547

équipé d'une lentille comme le montre le dessin en coupe. Il est important que la distance A soit égale à la distance focale de la lentille. L'un des côtés du tube est rendu étanche à l'aide de cire ou de colle... On installe ensuite le tube à proximité de la porte d'entrée de

transistor T1 une impulsion négative, impulsion transmise au transistor T2 par l'entremise de C1 et de R6. T2 était initialement passant, mais est bloqué pendant l'impulsion négative. Pendant cette durée de blocage, le condensateur C2 peut se charger au travers de R8 et de D2. Lorsque la tension régnant aux bornes du condensateur dépasse 2 V environ, le trigger de Schmitt construit

aux bornes du condensateur retombe en dessous de 1,5 V. Ceci entraîne un rebasculement du trigger de Schmitt et le relais décolle. La durée maximale que l'on peut sélectionner à l'aide de P1 est de l'ordre de la minute. Si l'on veut obtenir une durée plus longue, il faut augmenter la valeur de C2. En parallèle sur la résistance R2, on trouve une autre résistance et un bouton-poussoir (S1). Cet interrupteur est monté dans la porte de façon à ce qu'il se ferme pendant la durée d'ouverture de la porte (S1 est lui aussi relié au reste du montage à l'aide de câble blindé). Ce mode de fonctionnement a pour conséquence le maintien de l'éclairage extérieur (également pendant la durée d'ouverture de la porte). Lors de l'installation du photo-détecteur équipé de la LDR, il est important de veiller à ce que, LDR illuminée par l'éclairage public, la tension au point nodal de R1 et de R2 soit comprise entre 3 et 20 V. Si tel est le cas, nous pouvons vous garantir un fonctionnement sans surprise du montage.





35

# sonde logique

2

Tout est dit lorsque l'on jette un coup d'œil au schéma. Le transistor T1 et ses composants immédiats (R3, R4, D5 et D6) forment une source de courant pour les LED D3 et D4. De cette manière, dans certaines limites, le courant qui traverse les LED est de 12 mA environ et cela, indépendamment de la valeur de la tension d'alimentation. Les cathodes des LED sont mises à la masse par l'intermédiaire, soit de N1, soit de N2, ce qui va les amener à s'allumer. Voilà, c'est tout!

Bien, mais comment cela fonctionne-t-il et quelle peut être l'utilité du montage?

Une partie du montage a déjà été évoquée, à savoir le fonctionnement des LED et leur alimentation par une source de courant constant.

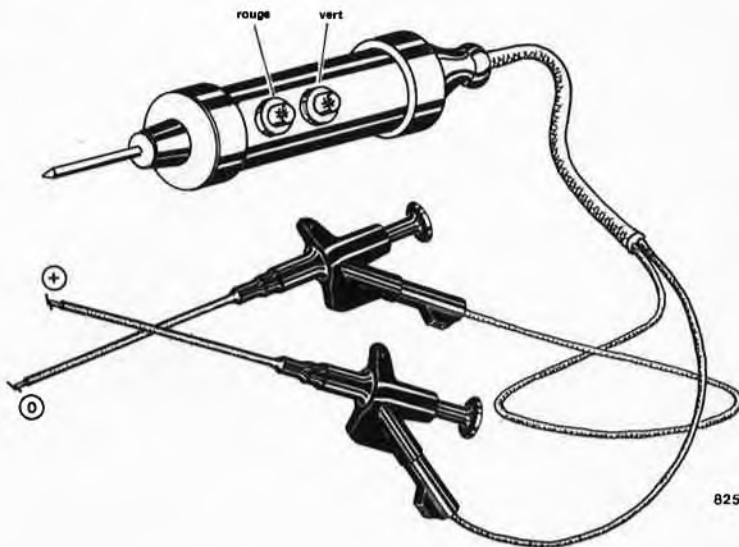
La fonction de la deuxième partie du montage dépend de la tension appliquée à la connexion "libre" de R1. Si par exemple on y applique une tension élevée (par rapport à la masse), N1 va inverser ce niveau logique haut et mettra de ce fait la cathode de D3 à la masse. La LED D3 s'allumera pour indiquer la présence d'un niveau logique haut ("1"). De son côté, D4 reste éteinte, car sa propre cathode se trouve au niveau logique haut. Elle ne s'allumera pour sa part que lorsqu'est appliquée à R1 une tension très faible (inférieure à 1/3 de la tension d'alimentation). Dans ce cas, ce niveau logique bas, ("0") est transmis à la cathode de D4 après avoir subi une double inversion. Les diodes D1 et D2 servent à assurer la protection du montage

contre une tension à l'entrée qui dépasserait 100 V.

La résistance d'entrée de forte impédance R2 (10 MΩ) a plusieurs fonctions: elle fait en sorte que le montage à tester soit chargé aussi faiblement que possible. Elle fournit aussi une valeur déterminée à l'entrée de l'inverseur N1, lorsque l'entrée de mesure n'est pas utilisée. De cette façon, le montage ne se mettra pas à "dérailler" en cas d'application à l'entrée de mesure d'un quelconque signal parasite. L'ensemble nous donne une sonde logique fort simple, capable de détecter les niveaux logiques en TTL et en CMOS. Pour les montages TTL, les niveaux logiques détectés par la sonde logique ne correspondent pas

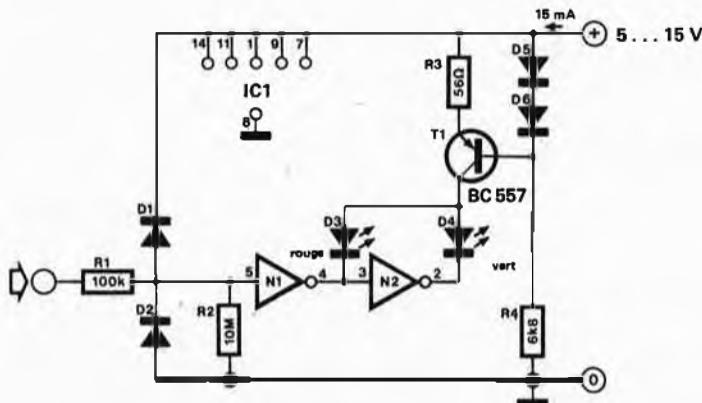
exactement aux valeurs normalisées. Cela est parfaitement suffisant pour une mesure "approximative". Si l'on applique à l'entrée du montage une série d'impulsions, les deux LED vont s'allumer en fonction de la fréquence du signal. Ceci veut dire qu'en cas général, elles restent constamment illuminées. La sonde logique n'a pas besoin d'une alimentation qui lui soit propre. Elle possède en effet un dispositif d'adaptation automatique au niveau, car la tension d'alimentation de la sonde est prise directement sur le montage à tester. Cela permet de faire en sorte que la sonde logique réagisse correctement aux niveaux logiques du montage en cours de test.

On pourra mettre le montage soit dans un morceau de tube en plastique, soit dans un gros feutre vidé de son contenu. Le "crayon" logique est doté à l'une de ses extrémités d'une pointe de mesure, à l'autre de deux câbles de liaison équipés de pinces (soit crocodile, soit de test). Il suffit alors de connecter les deux pinces (ne pas se tromper de polarité!) à l'alimentation du montage à tester pour lire sur les LED le niveau logique du point avec lequel la pointe de touche est en contact et cela sans qu'il ne puisse y avoir le moindre doute.



82529

1



D1,D2,D5,D6 = 1N4148  
N1,N2 = 1/2 IC1 = 4049

82529

36

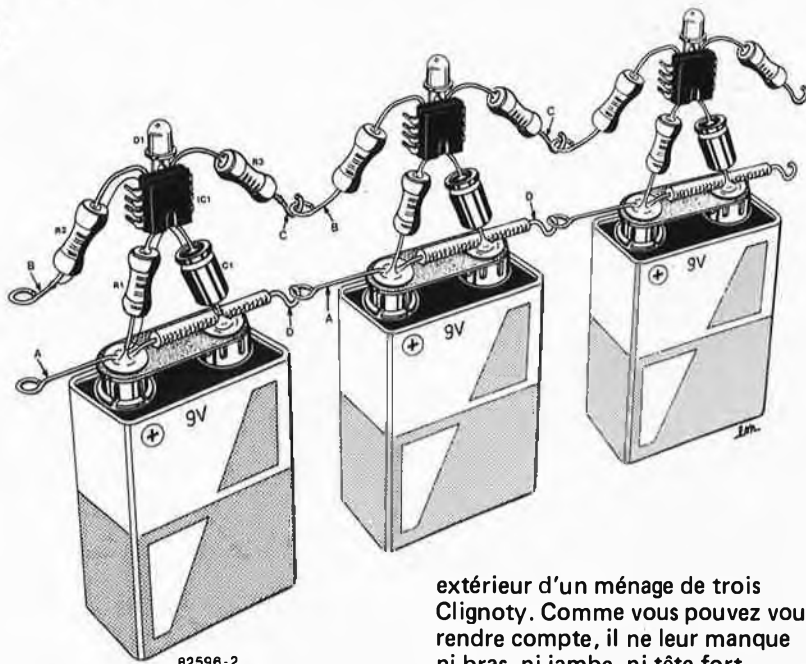
## clignoty

un être d'outre-électronique

L'électronique n'est pas une occupation collet-monté! Surtout si l'on tient à en tirer un quelconque plaisir. Cette vérité, qui relève du sens commun, devrait s'appliquer à tout violon d'Ingres. Malheureusement de trop nombreux montages font fi de tout humour et n'ont que trop peu de lien avec la ludotique. C'est ce qui nous a poussé à vous présenter Clignoty, être mytique né de la main et de l'imagination fertile d'un bricoleur.

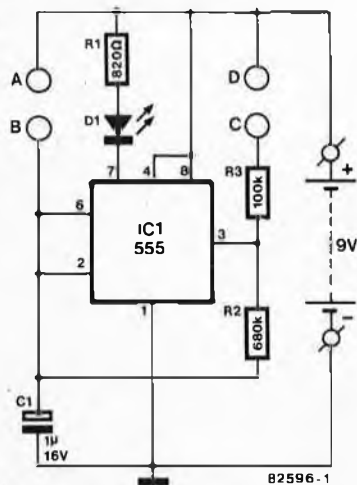
La figure 1 représente une radiographie faite à l'aide de rayons X: comme vous pouvez le constater, le cerveau n'est pas extrêmement développé. Son cœur est un circuit temporisateur

2



extérieur d'un ménage de trois Clignoty. Comme vous pouvez vous en rendre compte, il ne leur manque ni bras, ni jambe, ni tête fort brillante!!! Les jambes, une résistance et un condensateur, sont fermement campées sur la pile; les deux bras, deux résistances, se terminent l'un par un œil, l'autre par un crochet digne d'un écumeur des mers. Les connexions A et D sont conçues suivant le même modèle. Si l'on dispose plusieurs Clignoty de la manière illustrée par le dessin de la figure 2, on effectue automatiquement les connexions nécessaires au "fonctionnement" correct de la "famille".

1



du type 555, travaillant en générateur de signaux rectangulaires. La LED qui clignote n'est pas connectée à la broche 3 comme c'est le cas d'habitude, mais est reliée à la broche 7: la sortie "discharge". La sortie "standard" sert en effet à commander d'autres êtres du même acabit que Clignoty. On peut de cette façon créer une famille complète de ce type de vertébré, qui clignent tous en chœur.

La figure 2 vous montre l'aspect

37

sauvegarde  
de la mémoire

... en cas de coupure du courant

Pour la mémoire volatile, communément appelée RAM, rien n'est plus gênant que la disparition momentanée de la tension d'alimentation. On se rend compte, alors, que les informations qui se trouvaient en mémoire (les données) se sont proprement "volatilisées".

Ce problème des premiers jours a diverses parades, telles que mise en place d'accus-tampons, de piles de secours, qui se chargent de compenser cette interruption involontaire, plus ou moins durable, de la tension d'alimentation primaire. Le montage que nous allons décrire

est une solution, lui aussi. On ajoute à l'alimentation d'origine un pont redresseur B2, un relais Re1 comportant une résistance série R1 (contact de rupture) et une source pouvant fournir la tension de secours de 10 à 15 volts. Le montage doit être capable de détecter aussi

rapidement que possible la disparition de la tension d'alimentation primaire. Dès que le relais Re1 n'est plus excité, l'accu-tampon doit prendre le relais (!!). Ce transfert de responsabilité prend un certain temps. Pendant cet intervalle, c'est le condensateur-tampon C1 qui fournit le courant d'alimentation, en le prenant sur sa charge (qui n'est pas infinie). Dès que se produit la moindre chute de tension aux bornes de C1, le régulateur IC1 la compense. Le relais Re1 peut être soit du type courant alternatif (on peut alors supprimer B2), soit du type courant continu standard. Il faut, dans ce dernier cas, veiller à le choisir de

façon à ce qu'il ait une tension de maintien dont la valeur soit inférieure de 1,2 V au moins à la valeur moyenne de la tension alternative du secondaire du transformateur, redressée en double alternance. Ce qui donne la formule suivante:

$$R1 = \frac{2/\pi \cdot U_{eff} \cdot \sqrt{2} - U_m - 1,2}{I_m}$$

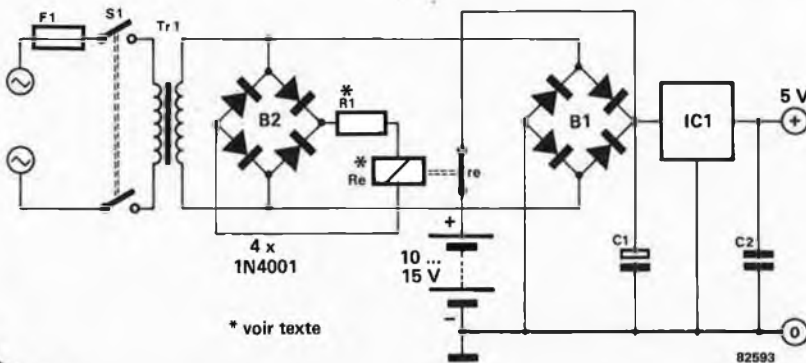
$$I_m = \frac{U_m}{R_{Re1}}$$

ce qui nous donne:

$$R1 \approx \frac{(0,9 \cdot U_{eff} - 1,2 - 1) R_{Re1}}{U_m}$$

formule dans laquelle R1 est la résistance série (en Ω), R<sub>Re1</sub> la résistance de l'enroulement de la bobine du relais (en Ω), U<sub>m</sub> la tension de maintien du relais (en V) et I<sub>m</sub> son courant de maintien (en A). Le terme "1,2" de la formule concerne la chute de tension due à deux diodes connectées en série. Le relais a une inertie suffisante pour effectuer la "soudure" pendant les périodes (courtes), au cours desquelles la tension ou le courant tombe en dessous de la valeur de maintien du relais. Nous attirons cependant votre attention, une fois de plus, sur le fait que l'inertie du relais doit être faible par rapport à celle de C1.

N.B: Il n'est pas indispensable que la tension d'alimentation + 5 V tente de tamponner tout le circuit auquel est connectée la RAM. Si on limite la sauvegarde à la RAM elle-même, la durée utile de l'accu-tampon est augmentée d'autant. On pourra également assurer la recharge de cet accu grâce à la tension régnant aux bornes de C1, au travers d'une résistance-série. On mettra alors la résistance en parallèle sur le contact du relais.



\* voir texte

82593

38

## mesureur de champ

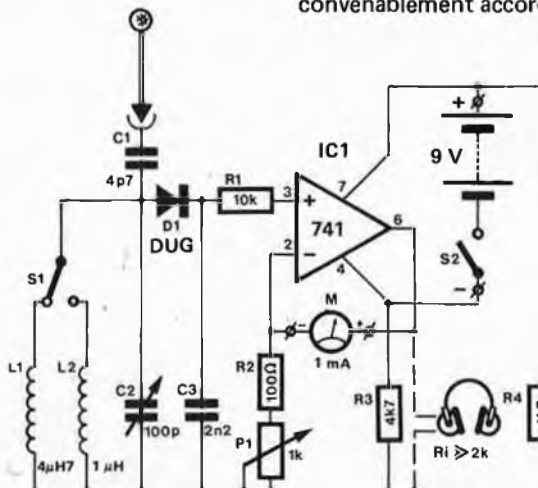
Avec amplificateur pour une plus grande sensibilité

Un mesureur de champ est un outil bien utile lors du réglage d'antennes et notamment pour vérifier la caractéristique de rayonnement d'une antenne directive. Autrement dit, l'outil est quasiment indispensable!

Une antenne auxiliaire très courte récupère le signal HF émis. L1 ou L2 et C2 constituent un réseau parallèle, qu'il est possible d'accorder entre 6 et 60 MHz. D'où une remarquable sélectivité de ce mesureur de champ qui n'indiquera rien s'il n'est pas convenablement accordé sur la

fréquence émise. Pour ne pas compromettre cette sélectivité, il ne faudrait pas que le réseau résonant soit "étouffé" par l'antenne ou la diode de redressement. C'est pourquoi le signal HF est appliqué à l'entrée de l'amplificateur IC1 sous haute impédance. La présence de cet amplificateur opérationnel augmente ainsi considérablement la sensibilité de l'instrument de mesure. Cette dernière est ajustable à l'aide de P1.

Le mesureur de champ peut trouver bien d'autres applications: on peut par exemple, à l'aide de l'antenne auxiliaire, ausculter les différents étages d'un émetteur. Si l'on connecte un casque à haute impédance (2k2 par exemple) entre la sortie de l'ampli op et la masse, on obtient un récepteur/détecteur qui permet de contrôler la modulation de son propre émetteur (un moniteur en quelque sorte...).



82579

# amplificateur stéréo

un seul circuit intégré suffit à la tâche

Le circuit intégré baptisé LM 2896 par National Semiconductor ne contient pas un seul, mais deux amplificateurs de sortie de haute qualité. Il est d'autre part capable de fonctionner à une tension d'alimentation pouvant monter jusqu'à 15 V. La puissance délivrée par ce circuit intégré est de 2,5 W par amplificateur dans une charge de  $8 \Omega$  et à une tension d'alimentation de 9 V; elle est de 9 W lorsque l'on monte les deux amplificateurs en pont. Etant donné le nombre extrêmement restreint de composants additionnels nécessaires, le montage que nous vous présentons là a une place toute trouvée dans votre véhicule soit sous la forme d'amplificateur pour poste AM/FM, soit sous celle d'ampli additionnel (booster). La figure 1 vous montre le schéma de

Tableau 1  
Caractéristiques techniques

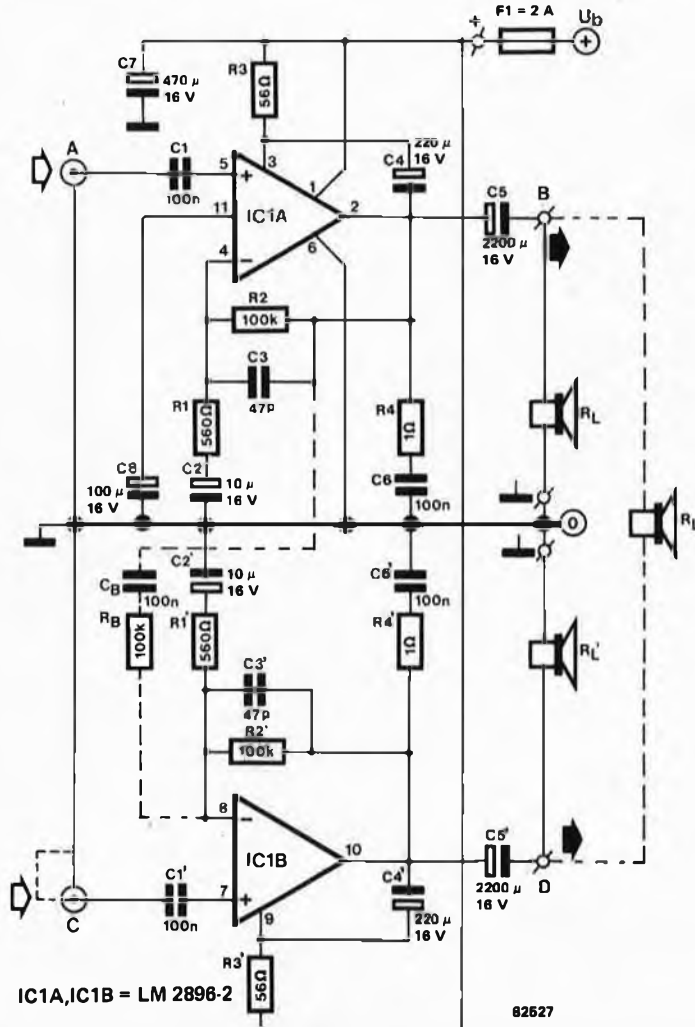
Tension d'alimentation  
Courant de repos  
Puissance de sortie  
Distorsion  
( $F = 1 \text{ kHz}$ ,  $U_b = 12 \text{ V}$ ,  $R_L = 8 \Omega$ )  
à 50 mW:  
à 1 W:  
Gain en tension  
Sensibilité d'entrée  
Impédance d'entrée  
Réponse en fréquence  
(-3 dB)

stéréo	en pont
5 ... 15 V	
40 mA au maximum	
voir figure 3	
0,09 %	
0,14 %	
180	360
20 mV	
100 k	
30 Hz... 30 kHz	30 Hz...20 kHz

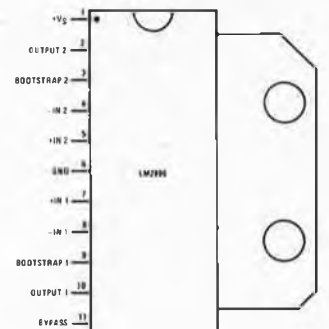
principe du montage. Il se décompose en deux parties jumelles: l'une destinée à la voie droite, l'autre à la voie gauche. La contre-réaction est assurée à l'aide des résistances R1, R2 et du condensateur C2; la largeur de la

bande est déterminée par le condensateur C3 monté en parallèle sur R2 (les composants de la deuxième voie ont la même dénomination que ceux de la première voie auxquels a été ajoutée une apostrophe). Le réseau R4/C6 assure la stabilité du montage. R3 et C4 servent de leur côté à l'élévation artificielle de l'impédance (bootstrapping) et permettent ainsi d'augmenter la capacité de modulation de l'amplificateur. Le condensateur C8 se charge d'éliminer les dernières "rides" de la tension d'alimentation: il en effectue le filtrage. Le

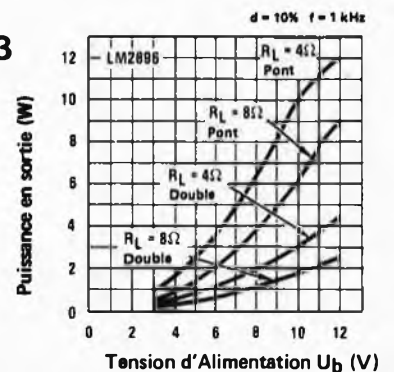
1



2



3



condensateur C5 se charge de fermer la boucle.

La figure 2 vous montre à quoi pourrait ressembler un circuit imprimé pour un montage stéréo: un seul circuit intégré qui se trouve en bordure. Il est possible de relier un

Liste des composants

Résistances:

- R1, R1' = 560 Ω
- R2, R2' = 100 k
- R3, R3' = 56 Ω
- R4, R4' = 1 Ω
- R<sub>B</sub> = 100 k (uniquement en cas de montage en pont)

Condensateurs:

- C1, C1', C6, C6' = 100 n
- C2, C2' = 10 μ/16 V
- C3, C3' = 47 p
- C4, C4' = 220 μ/16 V
- C5, C5' = 2200 μ/16 V (supprimé en cas de montage en pont)
- C7 = 470 μ/16 V
- C8 = 100 μ/16 V
- C<sub>B</sub> = 100 n (uniquement en cas de montage en pont)

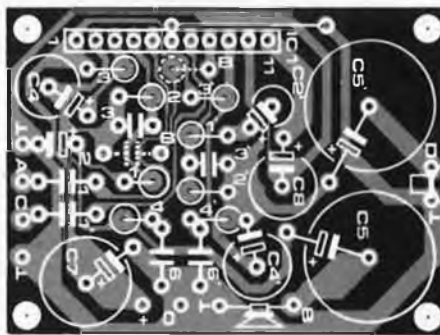
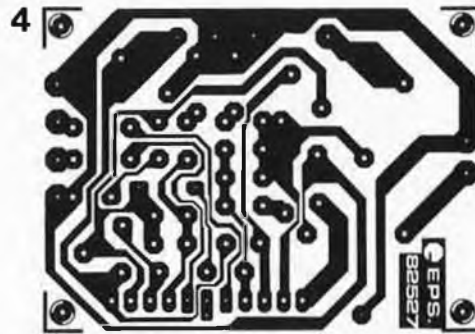
Semiconducteur:

- IC1 = LM 2896-2

Divers:

- F1 = fusible 2 A

potentiomètre stéréo (10 k logarithmique) aux entrées des amplificateurs, de façon à pouvoir agir sur le volume. Le montage en pont des deux amplificateurs présents dans le circuit intégré est très simple. Il faut, dans ce cas, suivre les "pointillés"



dessinés tant sur le schéma que sur le circuit imprimé. Si vous voulez avoir un montage stéréo, il vous faut, dans le cas d'un montage en pont, bien évidemment deux circuits intégrés et deux circuits imprimés; mais la puissance de sortie augmente dans des proportions notables, comme le montrent les courbes de la figure 3.

En cas de montage en pont, il vous reste à ajouter deux composants supplémentaires (R<sub>B</sub> et C<sub>B</sub>) et à relier à la masse l'entrée de IC1B (le point C sur le circuit imprimé). On peut, dans ce cas, remplacer les condensateurs de sortie par des ponts de fil de câblage et l'on connectera le haut-parleur entre les points B et D du circuit imprimé.

On pourvoira le circuit intégré d'un radiateur, surtout en cas de montage en pont. Le boîtier dans lequel prend place le montage peut éventuellement faire office de refroidisseur. Si vous décidez d'alimenter le montage par le secteur, il vous faut construire une petite alimentation autour d'un régulateur de tension intégré du type 7812. La consommation de courant, à pleins "tubes" (si l'on peut se permettre ce jeu de mots en parlant d'un montage à circuit intégré!!!) est de l'ordre de 1A (si R<sub>L</sub> = 4Ω).

(Application National Semiconductor)

# 40

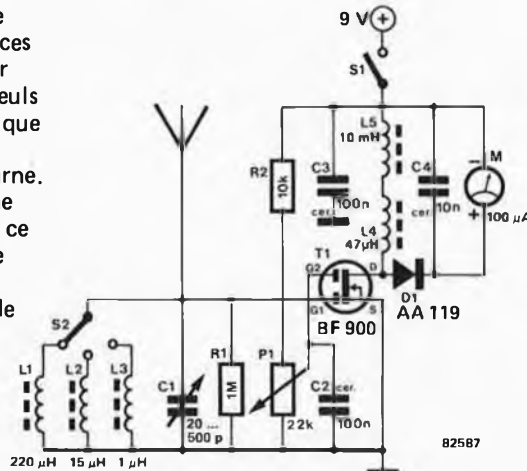
## mesureur de champs à FET

avec amplification HF

Un indicateur de puissance de champ est une aide précieuse lorsqu'il s'agit de choisir l'antenne ayant le gain le plus élevé. Pour ce faire, on compare l'une à l'autre les énergies rayonnées par chacune des antennes (ce que l'on appelle comparer les puissances des champs). Il ne faut pas penser que ce procédé soit réservé aux seuls radio-amateurs; les C-Bistes ainsi que les amateurs de radio-commande savent également de quoi il retourne. Il y a trois raisons qui font qu'une extrême sensibilité soit exigée de ce type d'indicateur de puissance de champ: il faut, pour commencer, qu'il y ait, lors des tests, autant de

longueurs d'ondes que possible entre l'instrument de mesure et l'émetteur (c'est-à-dire, distance les séparant aussi grande que possible). Il est ensuite

évident que tout le monde n'appréciera guère que vous utilisiez un signal très puissant lors du réglage de votre antenne. Un indicateur extrêmement sensible permet en revanche l'utilisation de signaux de tests relativement faibles. Tertio, la plupart des émetteurs n'ont qu'une puissance de sortie relativement faible (de l'ordre de 500 mW). C'est pour cette raison que le mesureur de champ comporte un étage d'amplification construit autour de T1, un MOS-FET à double grille. P1 permet d'ajuster le gain à la valeur que l'on désire. Le commutateur à trois positions, S2, permet de sélectionner l'une des trois gammes suivantes: soit 480 kHz... 2,4 MHz (L1), soit 2,4... 12 MHz (L2), soit 12... 40 MHz (L3). Un bâtonnet de 30 cm de longueur environ servira d'antenne.



41

# convertisseur RTTY

Deux ellipses pour la  
réception des télétypes

Comme tout le monde le sait, le sigle RTTY vient de l'anglais et est l'abréviation de "Radio TéléTYpe" qui, lorsqu'on le traduit en gaulois commun, pourrait signifier quelque chose comme télé-imprimeur par radio; mais en règle générale, on traduit cela par radio télétype. Lorsque l'on se penche sur les transmissions RTTY, on se rend compte que la transmission des données peut se faire suivant un nombre de codes impressionnant. L'un des codes les plus utilisés est le code Baudot.

Notre article va s'attacher au décryptage des messages transmis par radio télétype en code Baudot. Le montage du convertisseur RTTY ne demande pas un nombre important de composants; il suffit de prendre un circuit intégré du type TL 084 et de lui ajouter quelques composants connexes. Ce circuit intégré contient quatre amplificateurs opérationnels. Ils permettent à eux seuls de construire les étages de filtrage et de limitation du convertisseur RTTY.

La figure 1 illustre la chaîne d'éléments nécessaires à la constitution d'un radio télé-imprimeur en mode Baudot. Le convertisseur fait le lien entre le récepteur ondes courtes et le télétype. Son rôle est de convertir les signaux qui lui viennent du récepteur en signaux de sortie numériques. Les amateurs qui ne disposent pas d'un télétype en code Baudot, mais d'un ordinateur individuel avec interface vidéo, pourront recevoir et convertir le signal RTTY de la manière illustrée par le schéma synoptique de la figure 2. Il faut dans ce cas disposer, en plus du convertisseur RTTY, d'un convertisseur Baudot-ASCII (qui peut être le Junior Computer par exemple) et d'un terminal vidéo (un Elekterminal, pourquoi pas?). Un ordinateur individuel d'un type différent peut également se charger de la transcription du code Baudot de 5 bits en code ASCII à 7 bits. Cela suppose cependant que l'on soit en mesure de transcrire le sous-programme de réception pour signaux sériels. Ce sous-programme doit respecter les impératifs suivants:

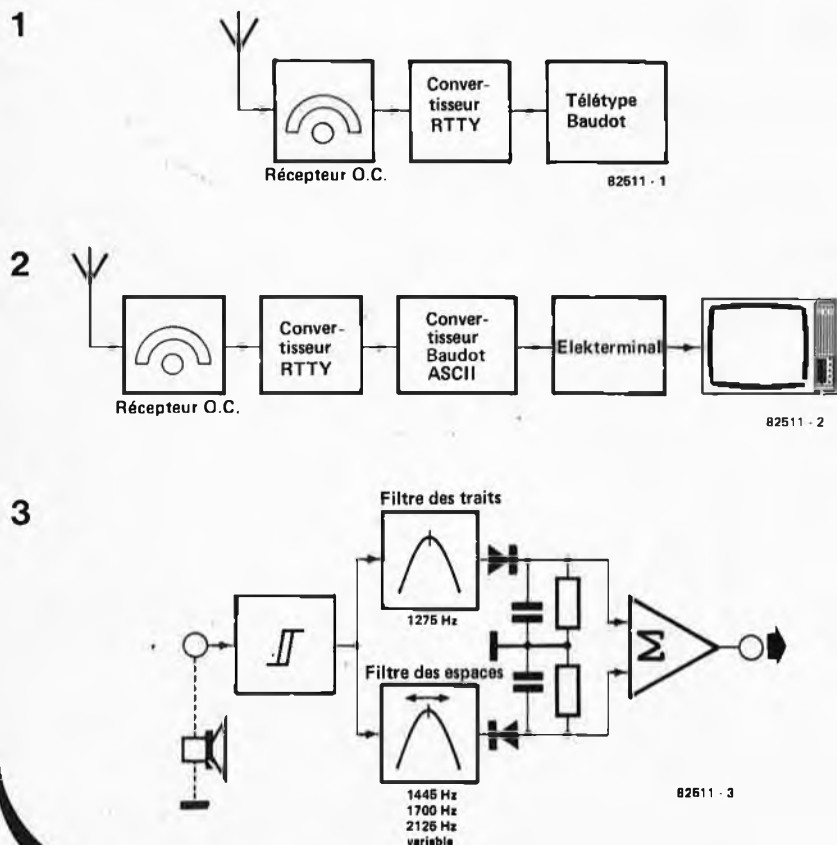
- Réception d'un signal sériel se composant de:
  - 5 bits de données
  - 1 bit de départ (start)
  - 1 bit d'arrêt (stop)
- Une vitesse de transmission de:
  - 45 Baud
  - 50 Baud
  - 75 Baud
  - 110 Baud

La description complète du logiciel d'un programme de transcription du code Baudot en code ASCII avec le Junior Computer sort du cadre que nous nous fixons pour les montages du numéro de vacances, c'est pour cette raison que nous nous limitons à la description du convertisseur RTTY.

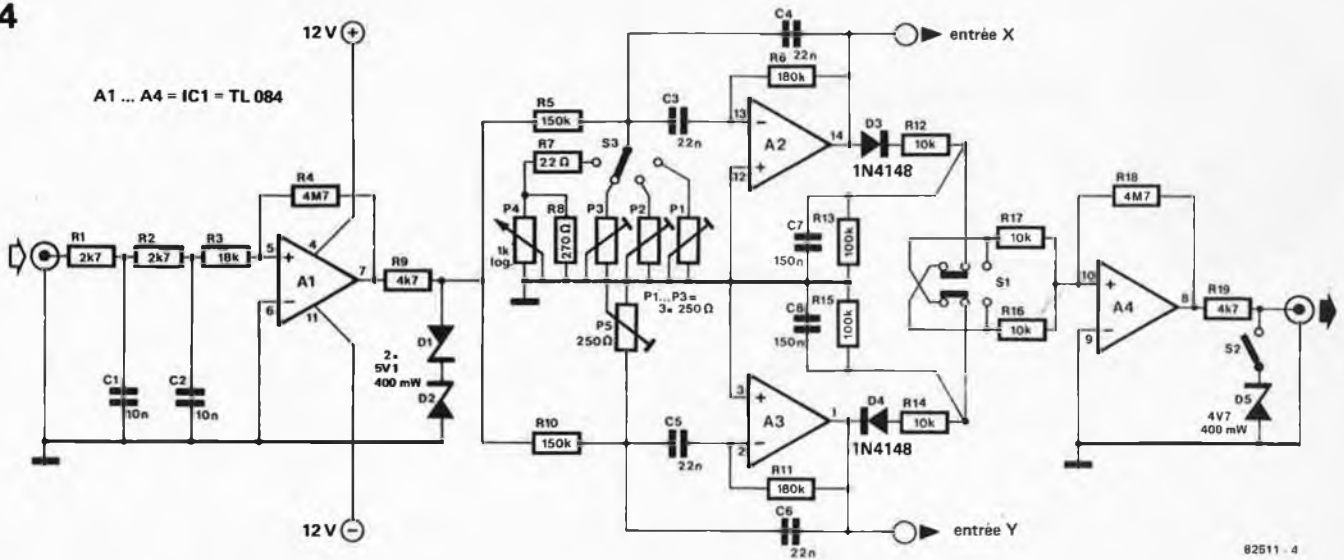
La figure 3 permet de vous faire une idée quant au principe mis en œuvre dans notre convertisseur RTTY. L'entrée du convertisseur est branchée en parallèle sur le haut-parleur (ou sur le casque) du récepteur OC. Les deux fréquences audio pour les traits et les espaces (impulsion, pause) sont appliquées à un amplificateur-limiteur dont le rôle est de limiter à  $\pm 5$  V le signal du haut-parleur. Les filtres de traits et d'espaces suivants extraient du mélange de signaux rétrécis les fréquences correspondantes et les redressent. Ces tensions redressées arrivent sur un sommateur faisant également fonction de limiteur. On dispose ainsi à la sortie du sommateur du signal RTTY décodé, signal qui pourra attaquer directement un télétype Baudot.

Le filtre de traits a une fréquence centrale fixe de 1275 Hz. La fréquence centrale du filtre d'espaces peut être commutée entre 1445, 1700 ou 2125 Hz. Suivant la fréquence centrale choisie, le décalage entre les filtres de traits et d'espaces sera de 170, 425 ou 850 Hz. On a ajouté une gamme supplémentaire aux trois fréquences fixes disponibles; dans cette gamme, il est possible de faire varier la fréquence de manière continue entre 170 et 1000 Hz. Si l'on tient à recevoir correctement la plupart des stations RTTY, un décalage de fréquence de 425 Hz est de règle.

La figure 4 donne le schéma de principe du convertisseur RTTY complet. Le quadruple amplificateur



4



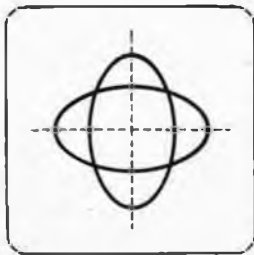
82511 - 4

opérationnel constitue le cœur du montage. L'amplificateur-limiteur d'entrée est construit autour de l'amplificateur opérationnel A1. Les diodes zener D1 et D2 prennent en charge la limitation du signal.

Comme nous le signalons, le filtre des traits (A3) ne dispose que d'une seule fréquence centrale que l'on règle à 1275 Hz à l'aide de l'ajustable P5. Le filtre des espaces (A2) dispose quant à lui d'une multiple contre-réaction commutable. Celle-ci met à disposition une fréquence centrale commutable que l'on règle à 1445, 1700 ou 2125 Hz à l'aide des ajustables P1... P3. Le potentiomètre P4 permet, lui, d'obtenir le décalage de fréquence variable dont nous avons déjà parlé. Les sorties des deux filtres peuvent attaquer directement les entrées X et Y d'un oscilloscope. Le convertisseur est réglé pour la meilleure réception, lorsque l'on voit naître sur l'écran de

l'oscilloscope une image ayant la forme de deux ellipses qui se croisent perpendiculairement, comme le montre la figure 5. Après avoir été filtrées, les tensions sont redressées. Cette tâche est prise en charge par les diodes D3 et D4. On trouve ensuite les filtres passe-bas R12/C7 et R14/C8 qui lissent le signal. L'amplificateur opérationnel A4 travaille en sommateur, c'est-à-dire qu'il additionne les signaux redressés. L'inverseur S1 permet d'inverser le signal trait-espace si le montage d'identification qui suit utilise une logique négative. Si l'interrupteur S2 est fermé, la diode zener D5 limite le signal de sortie à un niveau TTL.

5

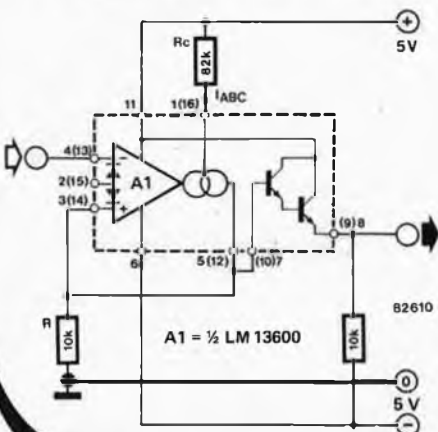


82511 - 6

42

## trigger de Schmitt à OTA

commuter avec un 13600



Lorsque la tension différentielle d'entrée d'un amplificateur opérationnel à transconductance (OTA = Operational Transconductance Amplifier), tel que le LM/XR 13600, est fortement positive ou très négative, le courant de sortie a une valeur égale à sa valeur maximale:  $\pm I_{ABC}$ . Si de plus, la tension de sortie (appliquée à la résistance de charge R) est égale à la tension régnant à l'entrée positive, nous nous trouvons en présence d'un trigger de Schmitt caractérisé par des seuils de basculement égaux à  $\pm I_{ABC} \cdot R$

(en volts) et ayant par conséquent une hystérésis de commutation qui est une fonction de  $I_{ABC}$ :  $2 \cdot I_{ABC} \cdot R$  (volts). Le courant de commande ( $I_{ABC}$ ) peut être modifié par action sur la valeur de  $R_C$ . Il est éventuellement possible de connecter une tension de commande,  $U_C$ , sur la connexion gauche de  $R_C$ , de manière à obtenir une hystérésis commandée en tension. La valeur de l'hystérésis est calculée de la façon suivante:  

$$\text{hystérésis} = 2 \cdot R \cdot (U_C + 3,8) / R_C$$
 (en volts).

(Application Exar/National)

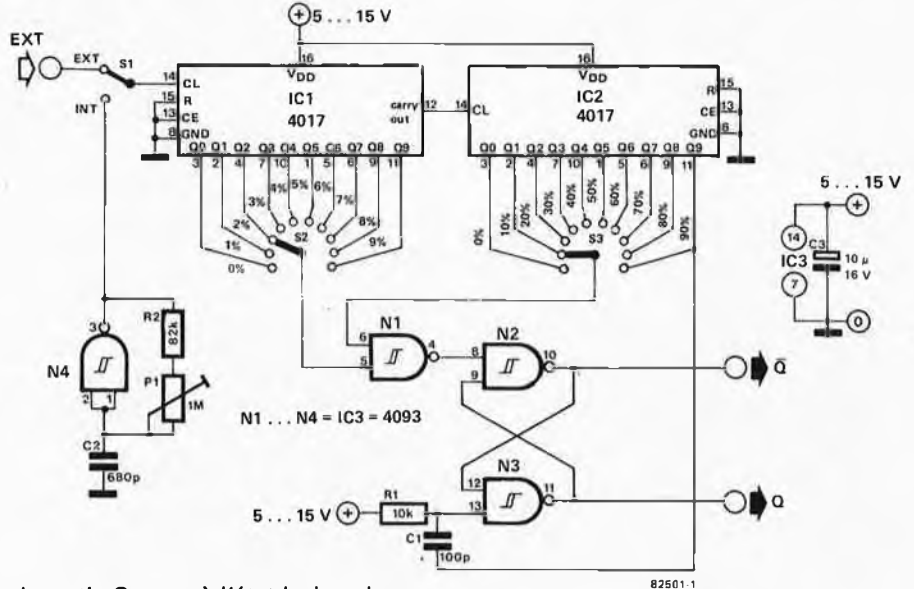
# 43

## générateur d'impulsions

Un rapport cyclique (duty cycle) ajustable par intervalles de 1 %, de 1 % à 99 %, voici le point fort de ce montage: le choix du rapport cyclique n'a aucune influence sur la fréquence du signal de sortie.

Un générateur d'impulsions de ce genre est utile lorsqu'il s'agit de régler un appareil de mesure ou un montage qui détecte le rapport cyclique d'un signal pour le mesurer ou le transmettre. Des montages-types sont les servocommandes et les appareils de mesure d'angle de fermeture.

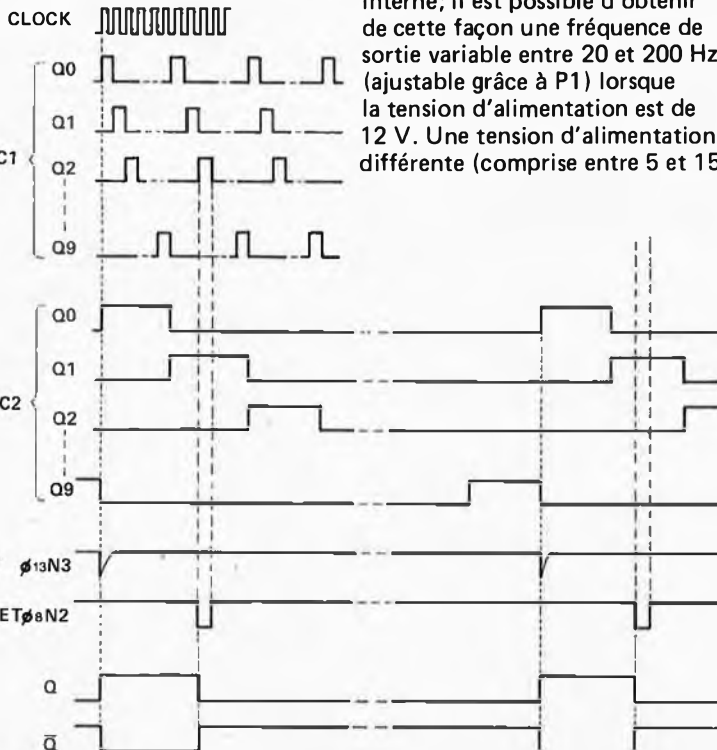
Le générateur d'impulsions décrit en figure 1 peut être construit à l'aide de trois circuits intégrés CMOS. Les compteurs décimaux, IC1 et IC2, sont montés en diviseurs par dix. Le flanc négatif du signal  $Q_9$  de IC2 (qui correspond au flanc positif de  $Q_0$ !) déclenche le flip-flop N2/N3 par l'intermédiaire de R1/C1. La sortie Q du montage passe à l'état logique haut. L'état du compteur valable à ce moment arrive à la porte N1 par l'intermédiaire des commutateurs S2 et S3. Dès que l'indication du compteur sélectionnée est atteinte, la porte N1 envoie une impulsion d'initialisation au flip-flop,



la sortie Q passe à l'état logique bas. La figure 2 représente le chronogramme des différentes impulsions produites par les deux circuits intégrés. Le signal d'horloge peut être externe. La fréquence de sortie est de 10 kHz, car la fréquence d'entrée maximale est de 1 MHz et le signal est divisé par dix à deux reprises. L'interrupteur S1 permet de choisir l'oscillateur interne; il est possible d'obtenir de cette façon une fréquence de sortie variable entre 20 et 200 Hz (ajustable grâce à P1) lorsque la tension d'alimentation est de 12 V. Une tension d'alimentation différente (comprise entre 5 et 15 V)

donne un domaine de réglage différent. La modification de la valeur de C2 permet elle aussi de décaler la gamme des fréquences disponibles. Revenons un instant au chronogramme des impulsions. Le rapport cyclique choisi dans notre exemple est de 12 %, comme le montre d'ailleurs la position des commutateurs de la figure 1. Tout d'abord, Q passe à l'état haut lors de la réception de l'impulsion de positionnement (Set). Dès que les sorties  $Q_2$  de IC1 et  $Q_1$  de IC2 sont à l'état logique haut, la sortie Q redescend au niveau logique bas, et ainsi de suite. Si l'on désire par exemple régler l'angle du point d'allumage d'un moteur 4 cylindres à combustion interne, il est un point auquel il faut faire attention. L'angle de fermeture est défini comme une durée: c'est en effet la durée au cours de laquelle les contacts du rupteur sont fermés. Cela correspond à la durée pendant laquelle le signal se trouve au niveau logique bas. Cette définition est en opposition complète avec celle du rapport cyclique! Quelles sont les implications de cette contradiction? Si l'angle maximal de fermeture est de  $90^\circ$  et que l'angle de fermeture que l'on désire ajuster est de  $54^\circ$  par exemple, on en déduit le rapport cyclique à sélectionner à l'aide de la formule suivante:

$$(90^\circ - 54^\circ) / 90^\circ \cdot 100\% = 40\%$$



82501-2



# 44

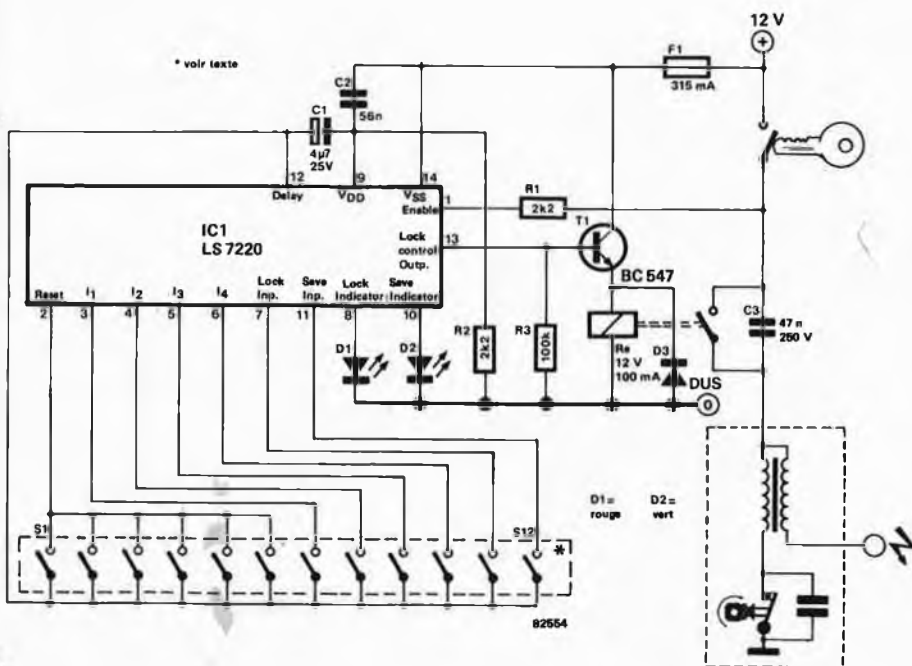
# antivol auto

à fonction de testeur de capacité de conduite

Cette serrure codée est de construction particulièrement aisée, sachant qu'elle est basée sur un circuit intégré spécialement développé pour ce genre d'applications. Son domaine d'application privilégié est sans aucun doute l'automobile où elle peut remplir une fonction double: sa fonction première est de servir d'antivol; la fonction annexe qu'elle remplit est celle de "testeur de capacité de conduite". En effet, si l'on a quelque peu trop fêté Bacchus, il est fort probable que l'on ait de gros problèmes pour entrer une combinaison chiffrée par action sur un clavier à touches. Tant que l'on n'y a pas réussi, la voiture reste à l'arrêt. Il suffit de jeter un coup d'œil sur le schéma pour se rendre compte qu'il ne comporte pratiquement qu'un seul composant important, le circuit intégré: un LS 7220. L'alimentation du montage est prise directement sur la batterie. L'entrée de validation du circuit intégré (enable) est reliée, par l'intermédiaire d'une résistance, au contact de mise en marche du véhicule. La sortie de commande

de verrouillage (lock-control) pilote un relais par l'intermédiaire d'un transistor, relais dont le contact de commutation est pris dans la ligne allant au rupteur. Un clavier à 12 touches permet d'entrer le code secret. Comment cela fonctionne-t-il? Le conducteur entre dans sa voiture, tourne la clé de contact; cette action active la serrure électronique par l'intermédiaire de l'entrée de validation. La sortie de commande de verrouillage reste à l'état logique bas ("0"), ce qui empêche la mise en route du véhicule. Si le conducteur actionne successivement, dans l'ordre convenable, les touches correspondant aux entrées I1, I2, I3 et I4, le relais est activé par l'intermédiaire du transistor T1 et le moteur peut être lancé. La LED rouge qui, en période normale, indique un verrouillage lorsqu'elle est allumée, s'éteint à condition que le code fourni soit correct et que le relais soit activé. Cette LED est allumée en position verrouillée, si l'entrée validation est au niveau logique haut. Si l'on a actionné les touches dans

un ordre erroné, ou que l'on a appuyé sur l'une des touches connectées à l'entrée de remise à zéro (reset), le relais n'est pas activé; il faut alors entrer à nouveau le code complet à partir de la première erreur. Lorsque l'on extrait la clé de contact de la serrure (ce qui a pour effet de couper le moteur, par coupure du contact), le relais décolle après 10 secondes environ. A partir de cet instant, il est impossible de redémarrer le véhicule si l'on ne connaît pas le code secret (et si l'on ne possède pas la clé). Le clavier comporte deux touches supplémentaires ayant des fonctions spéciales. La touche sauvegarde (save) permet de garder en mémoire le code que l'on vient d'entrer. Supposons que l'on veuille s'arrêter quelque part et quitter le véhicule; on peut alors actionner la touche de sauvegarde (S12) et couper le moteur ensuite. Le circuit intégré garde en mémoire le code chiffré et la LED verte D2 (save) s'allume. Lorsque l'on remonte dans le véhicule, on peut immédiatement relancer le moteur sans avoir à entrer le code. On annule l'état de sauvegarde par action sur la touche de verrouillage (S11). La temporisation que comporte le montage n'est pas seulement pratique, elle est indispensable. Elle permet en effet de redémarrer le moteur à plusieurs reprises si nécessaire (si l'on cale en plein milieu d'une intersection, par exemple). On dispose ainsi de 10 secondes après chaque rotation de la clé à fond à gauche (après chaque tentative de démarrage donc), avant que la serrure n'entre en action. La durée de la temporisation dépend de la valeur de C1. Le clavier peut être constitué de pièces et de morceaux si on le veut, mais un clavier préfabriqué fait sans aucun doute plus joli et plus pratique. On détermine le code en connectant les 4 touches qui le constituent, dans l'ordre des chiffres, aux quatre broches 3...7 du circuit intégré. Deux touches supplémentaires sont reliées aux entrées de sauvegarde et de verrouillage, les touches restantes sont connectées à l'entrée de remise à zéro. Le relais utilisé doit être costaud (≈ 5 A), car son contact de commutation est pris dans la ligne reliant la bobine au rupteur.



45

# générateur de sons en 1E80

du son immédiat pour l'ordinateur pour jeux TV

Certains jeux de l'ordinateur pour jeux TV (O.J.TV) utilisent l'emplacement mémoire 1E80 pour la production de sons. Cela est dû au fait que les ordinateurs de jeux grand-public utilisent (eux aussi) le plus souvent cette adresse pour la production de sons. Le montage que nous allons décrire ici va mettre l'O.J.TV d'Elektor au goût du jour et lui donner les mêmes possibilités.

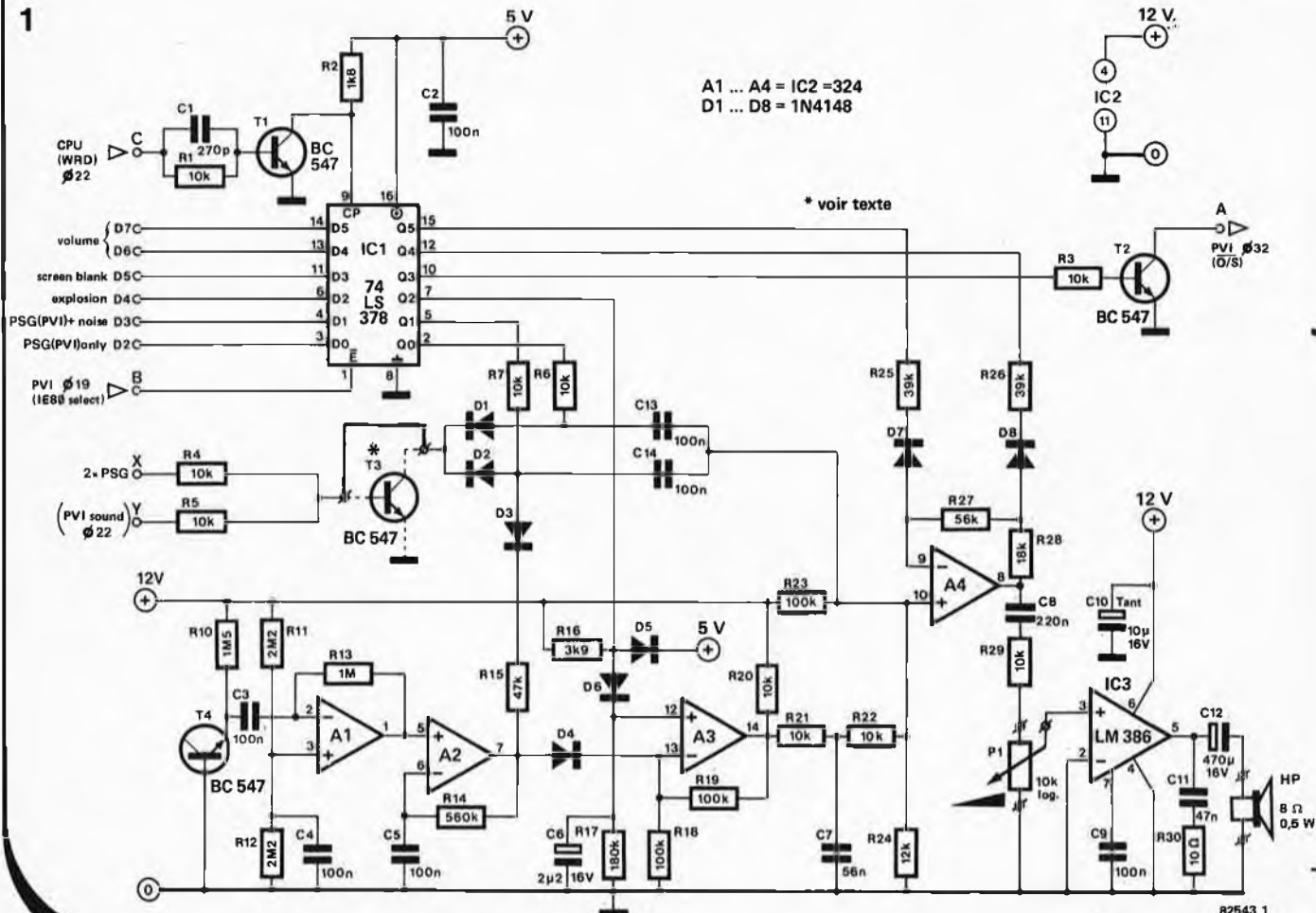
Vous trouvez à gauche du schéma l'énumération des points qui sont à relier au circuit imprimé de l'O.J. TV (sans oublier le point A situé à droite du schéma). Les lignes de données D2... D7 entrent par l'intermédiaire de bascules D contenues par IC1. Les données qui se trouvent sur les entrées sont transférées aux sorties lors de l'arrivée du flanc négatif de l'impulsion d'horloge, à condition que le circuit intégré ait reçu un ordre de validation (enable)

par l'intermédiaire de la broche 1 reliée au point B. Cette validation se fait par l'intermédiaire de l'adresse 1E80. Suivant la donnée qui se trouve alors à cette adresse, le reste du montage va produire un son déterminé en fonction des éléments disponibles sur les entrées de données.

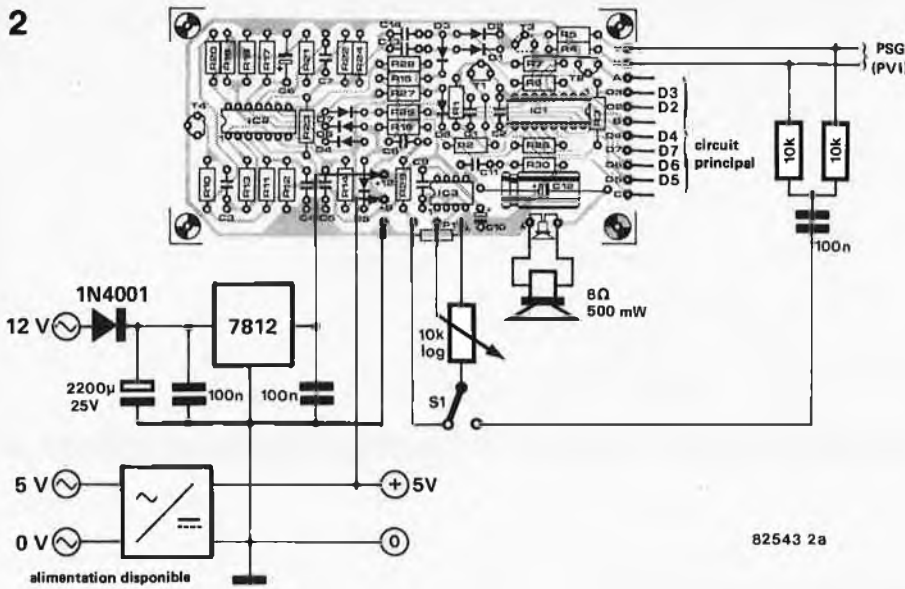
T4, monté en source de bruit, constitue le cœur du générateur de bruit. A1 et A2 amplifient fortement ce bruit, ce qui fait que l'on dispose à la sortie de A2 d'un signal de bruit disposant d'une bonne amplitude. A3 prend à son compte la production du bruit d'une explosion. En présence d'un niveau logique haut ("1") sur la ligne de données D4, A3 laisse passer le son brusquement. Si très peu de temps après, D4 passe à un niveau logique bas ("0"), le bruit va mourir lentement, parce que C6 doit encore se décharger au travers de R17. Après avoir traversé un filtre passe-bas simple constitué par R21 et C7, le

bruit arrive à l'amplificateur programmable A4, amplificateur dont le gain peut être commandé à l'aide des lignes de données D6 et D7. Les rapports de volume dont on dispose sont de 1, 1½, 3 et 4: le volume le plus puissant est obtenu lorsque la donnée est 00. On trouve ensuite le potentiomètre de volume P1, suivi d'un petit amplificateur intégré (IC3) qui commande directement un haut-parleur. Il est possible de connecter les sorties des GSP (Générateur de Sons Programmable, en anglais PSG), de la version agrandie de l'ordinateur pour jeux TV, aux points X et Y. On pourra alors combiner le GSP et le générateur de bruit pour obtenir des effets sonores encore plus complexes. Si l'on dispose d'un ordinateur pour jeux TV standard (sans extension), on connecte la broche 22 du PVI aux

1

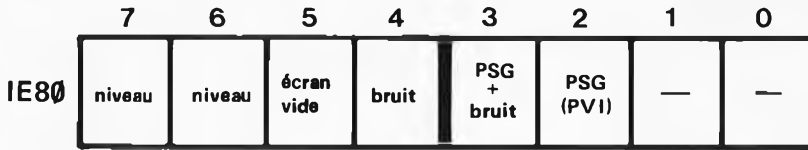


2



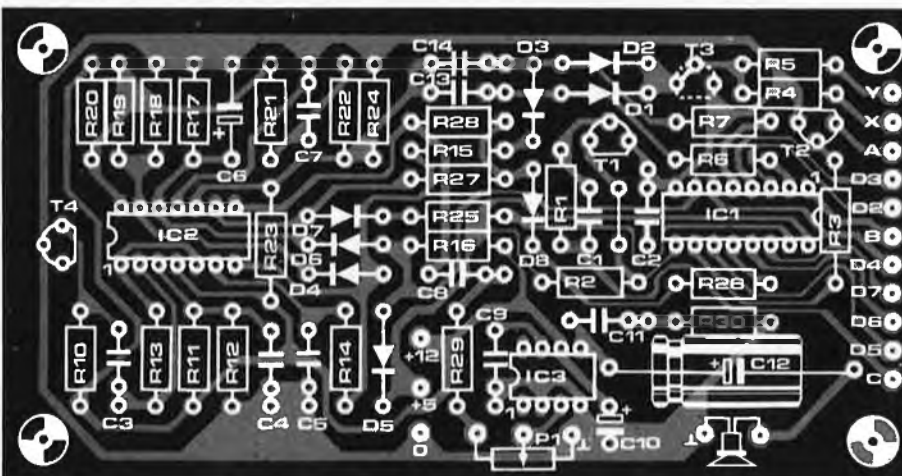
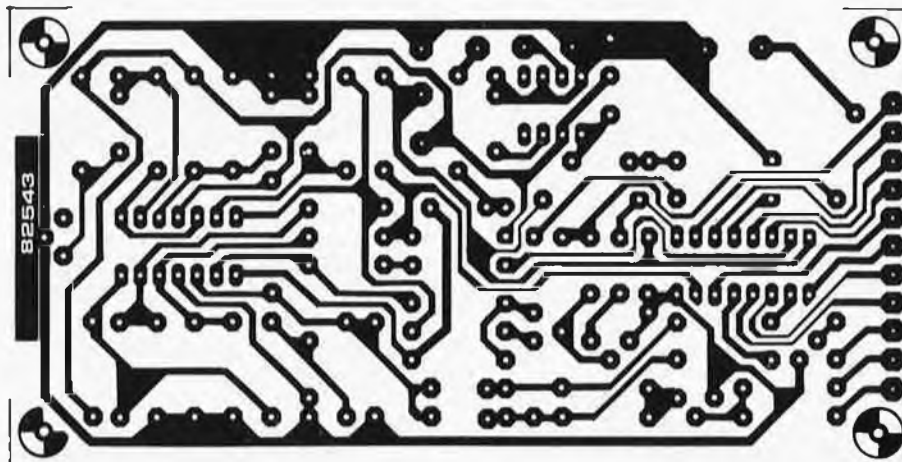
82543 2a

3



82543-2b

4



points X et Y.

L'ordinateur pour jeux TV version Elektor peut se passer du transistor T3. La plupart des liaisons destinées à l'ordinateur pour jeux doivent être connectées au circuit imprimé de base. Si l'on a construit la version étendue, il sera plus facile de relier par souder les lignes de données au connecteur situé sur la carte d'extension.

Le générateur de sons requiert une tension d'alimentation de 12 V qui n'existe pas sur l'ordinateur pour jeux TV. Si, par hasard, le transformateur de l'alimentation de l'ordinateur dispose d'une prise intermédiaire de 12 V, il suffit d'ajouter une diode, un condensateur de filtrage et un régulateur intégré du type 7812 pour se construire une alimentation tout ce qu'il y a de plus simple (voir à ce sujet la figure 2). La consommation de ce montage est de 15 mA en 5 V et de 150 mA en 12 V (si le volume est réglé au maximum).

Un inverseur (S1) permet de mettre le générateur de sons hors-service pour les programmes qui n'utilisent pas ses possibilités. On ajoute une résistance supplémentaire de 10 k

Liste des composants

Résistances:

- R1,R3 ... R7,R20 ... R22,
- R29 = 10 k
- R2 = 1k8
- R8 et R9 n'existent pas
- R10 = 1M5
- R11,R12 = 2M2
- R13 = 1 M
- R14 = 560 k
- R15 = 47 k
- R16 = 3k9
- R17 = 180 k
- R18,R19,R23 = 100 k
- R24 = 12 k
- R25,R26 = 39 k
- R27 = 56 k
- R28 = 18 k
- R30 = 10 Ω
- P1 = 10 k pot. log.

Condensateurs:

- C1 = 270 p
- C2 ... C5,C9,C13,C14 = 100 n
- C6 = 2µ2/16 V
- C7 = 56 n
- C8 = 220 n
- C10 = 10 µ/16 V tantale
- C11 = 47 n
- C12 = 470 µ/16 V

Semiconducteurs:

- D1 ... D8 = 1N4148
- T1,T2,T4 = BC547
- T3 = BC 547
- (supprimé dans la version Elektor)
- IC1 = 74LS378
- IC2 = 324
- IC3 = LM386 (fabricant: National Semiconductor)

Divers:

- HP = haut-parleur 8Ω/0,5 W

Tableau 1	0900	7620
	2	0C1E89
	5	9A7B
	7	04FF
	9	CC1FC7
	C	0410
	E	CC1E80
	11	12
	2	9A7D
	4	20
	5	C8F8 (1E80)
	7	09EA (1E89)
	9	1A7C
	B	C8ED (1FC7)
	D	1B63

à chaque sortie de GSP. Ces résistances sont reliées l'une à l'autre et leur point de connexion est relié à l'inverseur par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 n. Le contact milieu de l'inverseur est relié à un côté de P1, l'un des contacts extérieurs est connecté au condensateur de 100 n, l'autre contact extérieur est soudé à la connexion de R29 qui était initialement reliée à P1. Il est de cette manière très facile de passer des GSP au générateur de sons, le niveau restant pratiquement

égal dans les deux configurations. La figure 2b récapitule les fonctions des divers bits. Pour vous permettre de vous faire une petite idée des possibilités du montage, nous vous donnons en tableau 1 un petit programme de démonstration: une action sur la touche WCAS produit une explosion; si le générateur de sons est mis hors-fonction, l'explosion est remplacée par un ronflement.

46

## télécommande infra-rouge

L'émetteur

Un système de télécommande pour 20 canaux, avec quelques fonctions analogiques, ne saurait être réalisé de nos jours sans l'un de ces circuits intégrés spécialisés, comme ceux que propose le fabricant Plessey. Nous en avons choisi trois, sur la large palette du catalogue de cette firme, pour en faire un système de télécommande à infra-rouge aussi universel que possible. Il permet la transmission de 32 ordres à un récepteur décrit dans un autre article. L'émetteur comporte un clavier, un circuit intégré (IC1), le circuit d'émission proprement dit, autour de la diode et une pile compacte. Comme on peut s'y attendre, le clavier est organisé en matrice de touches (4 x 8). Il faut noter que si l'on actionne deux touches simultanément, le circuit intégré ne réagit ni à l'une, ni à l'autre. Nous n'entrerons pas dans

le détail du codage/décodage des informations fournies par le clavier; contentons nous de dire qu'il s'agit d'un code binaire à 5 bits. Ce code est transmis par l'émetteur, après modulation des diodes infra-rouges D1 et D2: il s'agit d'une modulation particulière de largeur d'impulsion, puisque ce sont les intervalles séparant deux impulsions que l'on module en durée (ou longueur). L'émetteur fournit une séquence de 6 impulsions de même longueur, dont les intervalles contiennent l'information relative au code binaire; un intervalle long équivaut à un bit de niveau logique bas, tandis qu'un intervalle court équivaut à un bit de niveau logique haut.

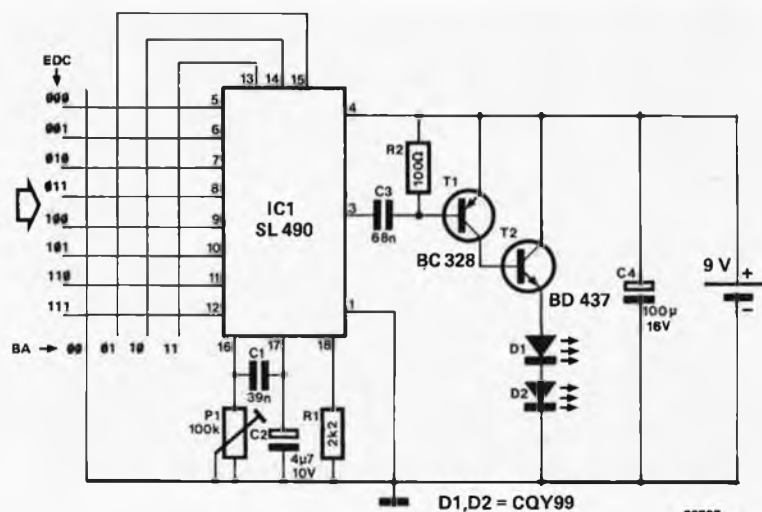
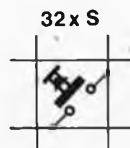
La longueur de l'impulsion et celle de l'intervalle peuvent être ajustées à l'aide de P1. Le rapport

entre le niveau logique bas et le niveau logique haut est d'environ 1,5. La pause entre les codes-instructions est de 54 ms environ, tandis que la durée d'une impulsion est de 3 ms. L'émetteur n'émet de la lumière infra-rouge que lorsque la broche 3 d'IC1 est au niveau logique haut. Alors seulement, les diodes et le transistor T2 sont traversés par un courant impulsionnel pendant 15  $\mu$ s environ, dont la valeur peut atteindre 8 A (!).

Le circuit intégré comporte un interrupteur de la tension d'alimentation qui assure la quasi-coupure de cette dernière en dehors des périodes d'émission: de sorte que dans ces moments précis, la consommation n'est que de 6  $\mu$ A.

Source: Remote Control Data, Plessey Semiconductors

code SL 490 = EDCBA



D1, D2 = CQY99

82667

# 47

# télécommande infra-rouge

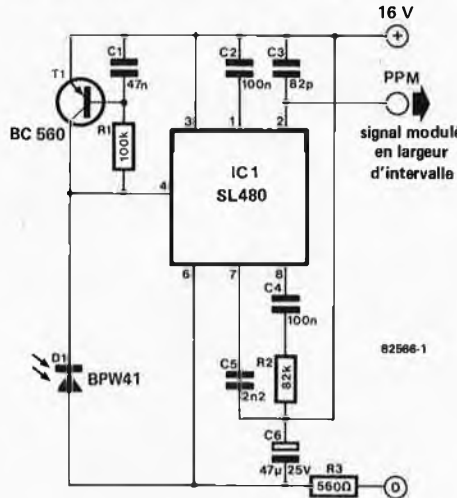
## Le récepteur

Nous venons de voir l'émetteur de la télécommande à infra-rouge, construit autour du circuit intégré spécial SL 490; voici le récepteur associé, comportant les circuits SL480 et ML920.

Le transistor d'entrée de IC1 voit sa base polarisée par le transistor discret T1. La diode de réception est polarisée de la même façon. L'étage d'entrée d'IC1 est suivi de trois amplificateurs différentiels et à la sortie (broche 2), on retrouve le signal modulé (modulation des intervalles entre les impulsions, ne l'oublions pas!). Peut-on imaginer quelque chose d'encore plus simple?

IC2 décode le signal modulé pour en tirer les informations numériques et analogiques destinées à la sortie de la télécommande. On se doutera qu'un tel circuit a été conçu pour les télécommandes de téléviseurs (couleur), ce qui n'empêche absolument pas un détournement vers des applications différentes et si possible, plus originales.

Le circuit intégré ML920 ne se contente pas d'une conversion en signaux tout-ou-rien; en effet, ses 13 sorties peuvent être réparties en trois groupes, selon leur fonction. Ainsi, nous aurons A1...A3 qui sont des sorties analogiques, tandis que D1...D5 sont des sorties numériques et enfin C1...C5 qui sont des sorties de commutation. Ces cinq dernières sorties ont été destinées à la commutation des "chaînes" sur le téléviseur; on en a



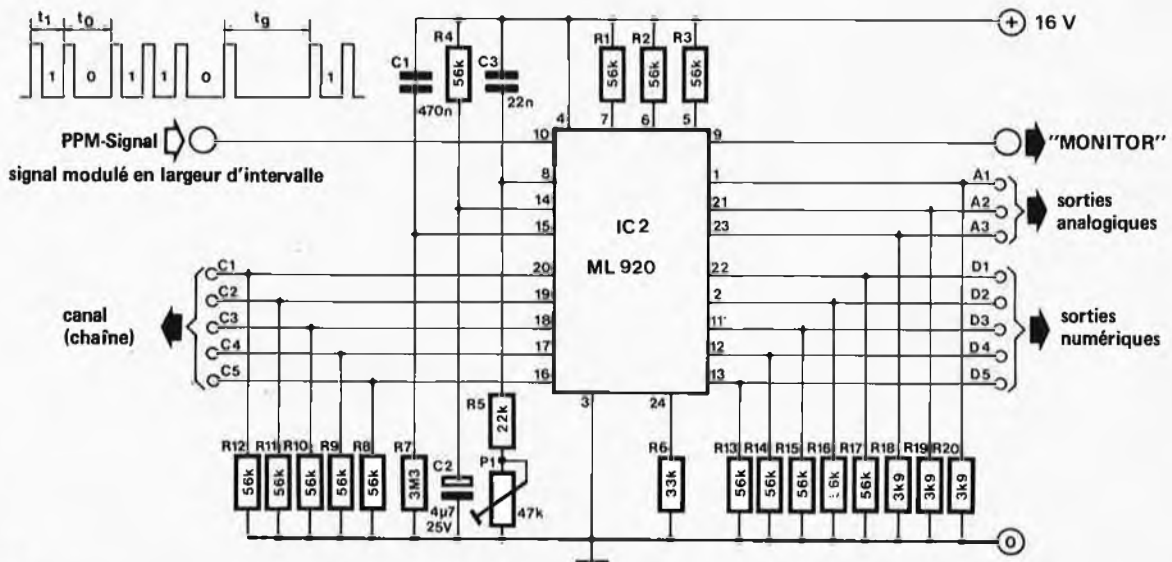
prévu un maximum de 20. Le numéro du canal choisi côté émetteur (1...20) apparaît en code binaire (EDCBA: 00000...10011) aux sorties C1...C5, sur lesquelles il reste présent tant qu'il n'apparaît pas de nouveau code-canal. A chaque changement de canal, la sortie D4 délivre une brève impulsion. Si l'on sélectionne un canal de numéro plus élevé que 20, les sorties C1...C5 ne changent pas d'état. D4 n'émet pas d'impulsion non plus dans ce cas-là. Il est également possible de parcourir les 20 canaux à la file. Si l'on introduit le code "110101", on déclenche la scrutation des 20 canaux à la file. Le code "111011" provoque l'inversion du sens de scrutation.

Si l'on veut disposer de l'information-canal non pas sous forme d'un code binaire, mais sous une forme décodée, il suffit d'utiliser un circuit intégré du type CMOS 4514; il faut toutefois tenir compte du fait que le circuit intégré ML920 fonctionne en logique négative; le niveau logique bas est donné lorsque la tension d'alimentation (ou un peu moins) est présente sur une broche de sortie numérique; tandis que lorsque la même broche est à la masse (ou un peu plus), il s'agira d'un niveau logique haut. Ici, la logique a ses raisons que l'analogique n'a pas...

Les sorties analogiques d'IC2 ont été conçues, à l'origine, pour la commande des réglages du téléviseur télécommandé (volume, luminosité, couleur). Elles fournissent des tensions évoluant du minimum au maximum, en 16 paliers successifs (ascendants ou descendants), lorsque les codes correspondants sont émis et reçus.

La sortie D2 ne passe au niveau logique bas que lorsque la sortie analogique est elle-même à zéro (absence de couleur). Lorsque le volume est au minimum, c'est la sortie D1 qui passe au niveau logique bas. Si le réglage de volume revient au minimum une seconde fois, cette sortie D1 repasse au niveau logique haut.

L'instruction "NORMAL" met les trois sorties analogiques à un potentiel qui équivaut au tiers de la



valeur maximale. La sortie D3 fournit l'information de commutation marche/arrêt du téléviseur (il faut noter que le récepteur devra être doté d'une alimentation indépendante de celle de l'appareil télécommandé, à défaut de quoi il se mettrait

hors-service lui-même). Le circuit de réception n'est doté que d'un seul organe de réglage (P1). Celui-ci devra être ajusté de telle sorte que la sortie "MONITOR" (broche 9) fournisse un signal rectangulaire dont le rapport

cyclique soit équivalent à 5 % de la durée d'un niveau logique bas du signal modulé en largeur d'intervalle.

Source: *Remote Control Data*, Plessey Semiconductors

48

## bio-interface pour $\mu P$

Branchez-vous sur votre système à microprocesseur!

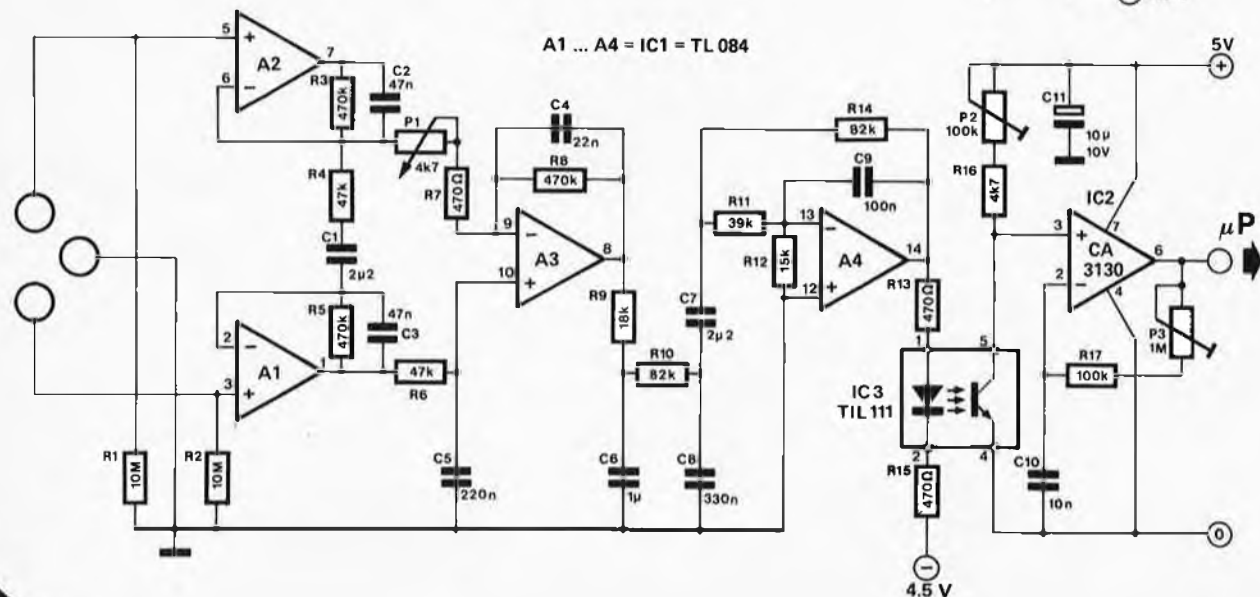
ECG, EMG, EEG... les bio-électroniciens voient sans doute de quoi il s'agit; pour les autres, précisons que l'ECG est l'électrocardiogramme, l'EMG l'électromyogramme et l'EEG l'électro-encéphalogramme, permettant l'enregistrement de l'activité cardiaque et des phénomènes électriques lors du fonctionnement des muscles ou du cerveau. Les signaux de plus forte amplitude sont délivrés "par le cœur", tandis que ceux du cerveau sont les plus faibles.

Nombreux sont les amateurs de microprocesseurs avides d'applications nouvelles et intéressantes. En voici une qui devrait rencontrer beaucoup de succès, à condition que nos lecteurs daignent faire l'effort de mettre au point leur propre logiciel de gestion de cette bio-interface.

Les électrodes consistent en plaquettes de cuivre, reliées à l'entrée du circuit par du câble blindé (type BF). On reconnaît la structure

caractéristique de l'amplificateur différentiel, ou amplificateur d'instrumentation, construit autour d'A1... A3; ses entrées présentent une impédance très élevée. Le signal de sortie de cet amplificateur est appliqué au filtre passe-bas, construit autour de A4, pour parvenir enfin à la diode "d'émission" dans l'opto-coupleur. Remarque importante: les tensions d'alimentation d'IC1 devraient être prélevées sur deux piles plates de 4,5 V; c'est là le seul moyen sérieux d'obtenir une isolation galvanique parfaite entre le réseau d'instrumentation et l'alimentation du microprocesseur, elle-même reliée au secteur. Il est absolument interdit d'utiliser une alimentation sur secteur pour le circuit d'IC1; à défaut de quoi, vous vous exposeriez à ne jamais obtenir que des lignes d'une régularité... mortelle en guise d'EEG ou ECG, après toutefois un soubresaut irrémédiablement définitif! Le transistor récepteur (dans

l'optocoupleur) achemine le signal vers IC2, qui en assure la conversion en modulant la largeur d'impulsion du signal appliqué au microprocesseur. L'ajustable P2 permet de régler le rapport cyclique du signal de sortie à 50 % lorsque l'entrée de l'amplificateur différentiel est court-circuitée. P3 permet d'ajuster la fréquence du signal de sortie, tandis que P1 détermine le facteur d'amplification de l'étage d'entrée. Comme nous le disions au début de cet article, l'initiative du logiciel est laissée à nos lecteurs, qui pourront éventuellement se référer à la littérature spécialisée s'ils ne se sentent pas en mesure de jeter les bases d'un programme d'interprétation du signal fourni par la bio-interface pour  $\mu P$ .



49

# indicateur de fumée

à détection optique

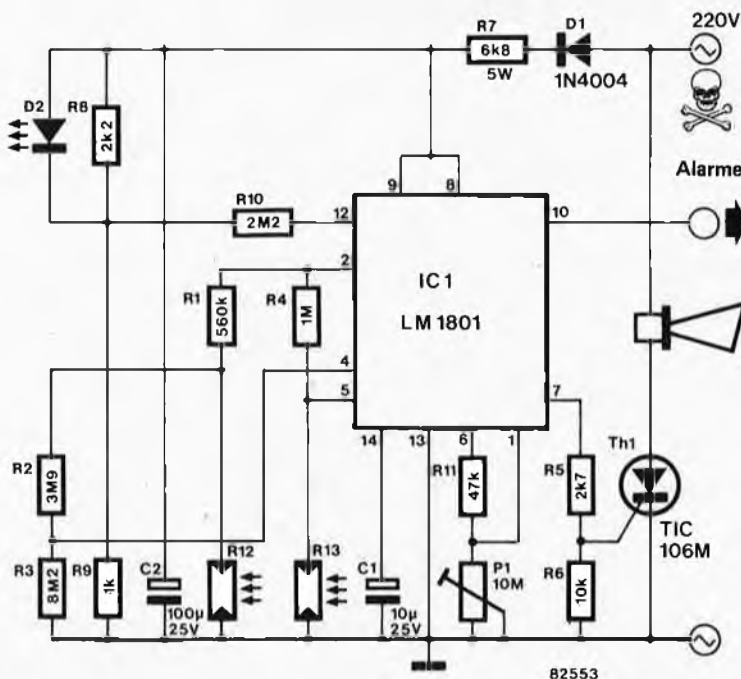
Les détecteurs de fumée font partie des enfants chéris des fabricants d'installations d'alarme. Un certain nombre de bricoleurs, qui voudraient en construire un, reculent devant la construction de tels systèmes, car la majorité des détecteurs de gaz possèdent une petite chambre d'ionisation et un minuscule noyau de matériau radio-actif. Le principe de fonctionnement de ce montage est totalement différent, car il n'est pas basé sur un détecteur de gaz de ce type, mais sur deux photorésistances (LDR) illuminées par une LED. Un circuit intégré spécialisé, le LM1801, permet de réduire de façon étonnante le nombre de composants nécessaires. Il s'agit en effet d'un circuit intégré pour détecteur de fumée, comprenant entre autres un comparateur et un transistor de commande intégrés; il est capable de fournir deux tensions de référence. Le montage est relié directement au secteur, comme le montre le schéma. La tension d'alimentation est obtenue par redressement mono-alternance, par l'intermédiaire de D1. Le condensateur C2 se charge du filtrage. La tension d'alimentation est maintenue à une valeur constante grâce à une diode zener qui se trouve à l'intérieur du circuit intégré

lui-même. Les résistances R1 et R4, associées aux deux LDR R12 et R13, forment un montage en pont (de Wheatstone), dont l'un des points nodaux (celui reliant R4 et R13) est connecté à l'une des entrées du comparateur et dont l'autre point nodal (R1 et R12) est connecté à un diviseur de tension, R2/R3. Le point nodal reliant R2 à R3 est connecté à l'autre entrée du comparateur. Les deux LDR sont illuminées par la LED D2. Lorsque l'équilibre entre les deux branches du pont est rompu (en présence de fumée), le comparateur bascule et le thyristor Th1 est activé par l'intermédiaire du transistor de commande incorporé. Ce dernier met en route la sirène, ou tout autre système acoustique ou lumineux destiné à attirer l'attention. N'oubliez pas que le thyristor n'est passant que la moitié du temps; il faut de ce fait que la sirène utilisée soit conçue en conséquence. Le potentiomètre P1 permet d'ajuster la sensibilité du montage. On peut éventuellement agir sur la valeur de la résistance R1. Quelques indications sur la façon de concevoir le boîtier contenant les LDR et la LED: on divisera le boîtier en deux parties. La première moitié



du boîtier doit être étanche à la lumière, mais conçue de façon à laisser circuler l'air entre la LED et l'une des LDR. La deuxième moitié du boîtier doit être étanche elle aussi mais à l'air cette fois (l'air qu'elle contient servant de référence), elle doit cependant permettre l'illumination de la deuxième LDR par l'unique LED.

(Application National Semiconductor)



82553

# 50

## circuit de mesure du rapport cyclique

... en % sur le voltmètre

Le rapport cyclique d'un signal rectangulaire peut être mesuré de bien des manières; celle que nous proposons ici consiste à commander alternativement deux FET-VMOS et de faire un relevé de la tension continue au voltmètre. Le réseau R2/C2 fournit la valeur moyenne du signal alternatif qui lui est appliqué:  $U_M = T/\tau \cdot U_B$ .

Cette tension continue peut faire l'objet d'interprétations différentes. D'une part, le voltmètre indique le rapport cyclique directement en pourcentage (strap A); d'autre part, on peut en déduire la symétrie du signal, soit un rapport cyclique de 50 % (strap B). Dans ce cas précis, un instrument de mesure doté d'un zéro en point milieu est souhaitable. Un voltmètre numérique convient également.

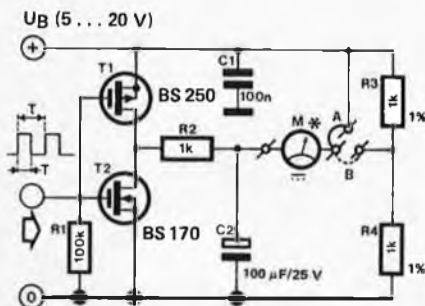
Si le rapport cyclique est de 50 %, la tension continue sera exactement égale à la moitié de la tension d'alimentation. Comme l'autre pôle de l'instrument est également relié à l'alimentation via R3/R4, il n'est traversé par aucun courant.

Si l'on choisit le premier mode d'interprétation mentionné, on pourra lire le rapport cyclique exprimé directement en %. Si l'échelle est graduée de 0 à 10 V (pour  $U_B = 10$  V), il suffit de rajouter un 0 à la valeur lue sur le cadran de l'instrument, pour obtenir le pourcentage correspondant au rapport cyclique. Si le cadran est gradué différemment, il faudra

convertir la valeur relevée en fonction de la valeur la plus élevée de l'échelle (qui correspond bien sûr à 100 %, si elle est égale à  $U_B$ ). On peut également confectionner une nouvelle échelle.

Les FET-VMOS se prêtent particulièrement bien à cette application du fait de leur très faible résistance interne: environ 3 ohms pour le BS170 et 9 ohms pour le BS250. Il faut toutefois veiller à respecter les spécifications suivantes: le niveau logique haut du signal rectangulaire devra être de  $U_B - 0,8$  V ( $U_{Bmin} = 5$  V), tandis que le niveau bas ne devra pas être plus élevé que 0,8 V. A défaut de quoi, les deux FET sont conducteurs simultanément et l'alimentation est mise en court-circuit. Cette dernière doit rester dans les limites spécifiées sur le schéma.

A propos du voltmètre, précisons encore que la valeur maximale de l'échelle doit correspondre à la valeur de la tension d'alimentation; la résistance interne de l'instrument doit être d'au moins 100 k.



\* voir texte

82568

# 51

## indicateur de rotation des phases

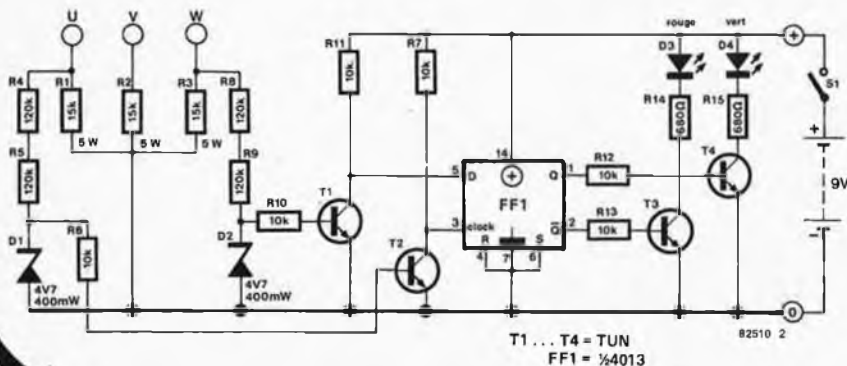
F. op 't Eynde

pour installations triphasées

Lorsque l'on veut connecter un moteur triphasé au secteur, il est très important de connecter les phases dans l'ordre correct car si

tel n'est pas le cas, le moteur tourne dans le mauvais sens. L'indicateur que nous allons décrire dans cet article montre si l'ordre

choisi est le bon ou non. Un moteur triphasé comporte trois connexions que l'on dénommera ici U, V, W. Les trois phases du secteur, que nous appellerons dans notre exemple R, S, T, doivent être connectées au moteur dans l'ordre de succession correct. Ce qui est important dans ce montage n'est pas de savoir quelle phase arrive à quelle connexion, mais que l'ordre lui soit le bon (ainsi, si l'on connecte respectivement R, S, T à U, V et W, il n'y a pas de problème; ce qui est également le cas si l'on effectue les connexions suivantes: R, S, T à V, W et U respectivement). Notre indicateur d'ordre possède,



T1 ... T4 = TUN  
FF1 = ¼4013

82510 2

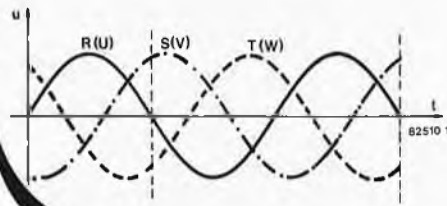


lui aussi, trois fiches de connexion (U, V et W). Si les trois phases sont connectées correctement, on verra s'allumer la LED verte; si au contraire l'ordre est faux, ce sera la LED rouge que l'on verra s'illuminer.

Le graphique montre l'évolution dans le temps, par rapport au neutre, des trois tensions déphasées. On voit grâce à lui que lors du passage par zéro de l'une des phases, la seconde est positive et la troisième négative.

Le montage utilise cette caractéristique pour vérifier le branchement correct des différentes phases.

Lorsque les trois phases du secteur sont connectées aux bornes U, V et W, on observe sur le point nodal de R1, R2 et R3 (étoile artificielle) une tension égale au potentiel du neutre. L'indicateur



mesure les tensions de phase par rapport à ce point nodal. La bascule (FF1) vérifie la polarisation de la borne W lors du passage par zéro négatif de la tension appliquée à la borne U (c'est ce qu'indique la ligne verticale en pointillés ajoutée au graphique). Si les connexions des phases R, S et T sont effectuées dans l'ordre correct, on devrait observer à ce moment précis une tension négative sur la borne W. Dans ce cas, T1 ne conduit pas et on trouve un niveau logique haut ("1") à l'entrée de donnée (D) de FF1. Lors du passage par zéro négatif sur la borne U, le transistor T2 devient conducteur, ce qui fait apparaître un flanc ascendant sur l'entrée d'horloge de FF1: le niveau logique haut se trouvant sur l'entrée D est alors transmis à la sortie Q. T4 devient conducteur à son tour et la LED verte (D4) s'allume pour signaler un branchement correct des différentes phases.

Si deux phases sont interverties, on devrait trouver un niveau logique bas à l'entrée D lorsque la bascule FF1 reçoit le

signal d'horloge positif, ce qui a pour effet de faire passer à l'état logique bas la sortie Q et au niveau logique haut la sortie  $\bar{Q}$ . C'est au tour de la LED rouge (D3) de s'illuminer. Il suffit dans ce cas d'invertir deux des phases (peu importe lesquelles), pour obtenir un branchement correct. Les diodes zener D1 et D2 ont pour but de protéger les transistors soit contre un courant de base trop important, soit contre une tension négative appliquée sur leur base. Comme toujours en pareil cas, nous travaillons ici avec la tension du secteur; nous ne pouvons que conseiller, pour des raisons de sécurité évidentes, de monter l'indicateur de phase dans un boîtier en plastique. Veillez également à ce que l'interrupteur soit bien isolé. L'alimentation du montage se fera à l'aide d'une pile de 9 V car dans ce cas précis, l'alimentation par le secteur n'est vraiment pas pratique. Remarque: si l'une des phases n'est pas connectée, l'indication fournie par l'indicateur est totalement aléatoire.

# 52

## thermomètre ultra-simple

un degré par LED

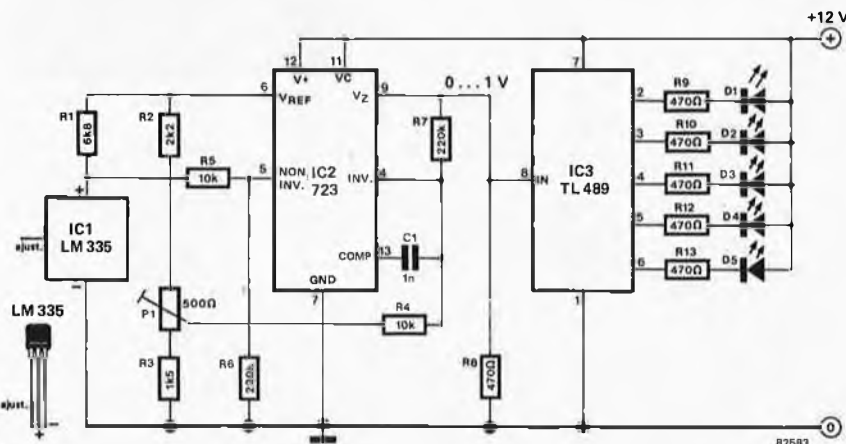
Ce thermomètre électronique peut être divisé en trois sous-ensembles: un capteur de température constitué par le LM335, un amplificateur construit autour du 723 et un détecteur de niveau analogique à 5 "étages", du type TL489.

Le capteur de température (IC1) reçoit un courant (pratiquement)

constant, fourni par la sortie de référence du 723. Il est possible ainsi d'effectuer un réglage stable du point zéro et de s'attendre à obtenir une mesure et de ce fait, une indication de température relativement précise. Le 723 est monté en amplificateur de gain 20. De façon à pouvoir commander

jusqu'à zéro volt la sortie de ce circuit intégré, on utilise la sortie zener (broche 9) et on applique aux entrées inverseuse (broche 4) et non-inverseuse (broche 5) un niveau de tension continue. La sortie de IC2 est connectée au détecteur de niveau analogique (IC3). Suivant le niveau de la tension appliquée à l'entrée de ce circuit intégré, on verra s'illuminer une ou plusieurs LED. Lorsque l'on sait que la sensibilité du capteur est de  $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , que le gain du 723 est de 20 et que le TL489 a besoin de 220 mV par LED, on en déduit immédiatement que l'on obtient l'allumage d'une LED par degré Celsius.

L'étalonnage est d'une simplicité enfantine. Le potentiomètre P1 permet de positionner le domaine de mesure ( $5^\circ\text{C}$ ), entre  $18$  et  $23^\circ\text{C}$  par exemple. Si l'on veut étendre le domaine de mesure de température, il faut changer les valeurs des résistances R6 et R7. Ainsi, en prenant  $R6 = R7 = 100 \text{ k}$ , on travaille à deux degrés par LED.



53

# temporisateur mono-circuit avec commande de triac

Les circuits temporisateurs sont nombreux. En voici un nouveau, fabriqué par Valvo: sa référence est UAA 3000 et ses caractéristiques sont remarquables:

- branchement direct au secteur;
- commande directe d'un triac en sortie;
- détection du passage par zéro intégrée: tout système d'anti-parasitage devient superflu;
- la temporisation n'est pas perturbée même par une interruption relativement longue de l'alimentation par le réseau (quelques secondes);
- compact et facile à mettre en œuvre;

Face à un tel catalogue d'avantages, le seul inconvénient ne pèse plus bien lourd: la temporisation ne peut se faire que soit de minute en minute, d'une à quinze minutes; soit d'heure en heure, de une à quinze heures.

En tous cas, le circuit de la figure 1 est un exemple de simplicité. Le circuit intégré est alimenté directement à partir du réseau. Il fonctionne d'ailleurs avec une alimentation négative et un signal d'horloge négatif lui aussi. Ceci explique la polarisation particulière de C1 dont le pôle positif est relié à la masse. C'est ce condensateur qui, en tant que tampon, permet à la temporisation de persister en cas d'interruption brève de l'alimentation.

Avant de passer au choix de la durée de la temporisation, il faut déterminer s'il s'agit d'heures ou de minutes.

Pour le rythme horaire, on n'effectue pas la liaison J5 qui est, par contre, indispensable pour le mode "minutes". La programmation de la temporisation proprement dite est

réalisée en code BCD à l'aide des liaisons J1...J4. On trouvera toutes les précisions utiles dans le tableau. Si l'on effectue les liaisons au moyen d'interrupteurs, on rend la programmation d'autant plus aisée.

Une fois que la durée a été programmée, il suffit d'une pression sur le poussoir S1 pour déclencher le temporisateur. Aussitôt une impulsion de gâchette négative amorce le triac. La valeur de la résistance R4 détermine le courant de gâchette: pour  $R4 = \infty$ , celui-ci sera de 6,5 mA; pour  $R4 = 0\Omega$ , le courant de gâchette passe à 40 mA. Avec la valeur de 5k6 que nous avons retenue ici, le courant sera de 15 mA environ. C'est là une valeur tout à fait convenable pour le type de triac spécifié. Le détecteur de passage par zéro de l'onde secteur est relié au

réseau par R3; grâce à lui, l'amorçage du triac est fait de telle manière qu'aucune impulsion de haute fréquence ne vienne perturber le réseau herzien au voisinage du circuit.

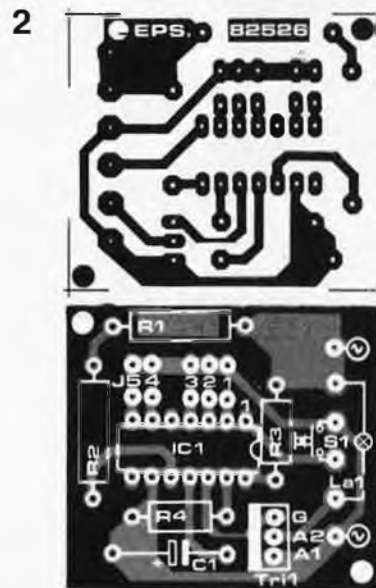
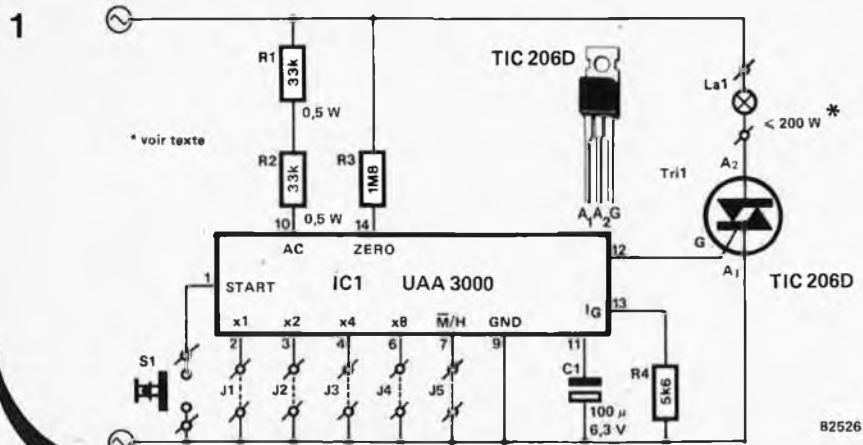
Avec le triac utilisé dans le schéma et sans refroidissement, on peut commander des charges inférieures ou égales à 200 W. On peut espérer commander des charges bien supérieures (jusqu'à 800 W) à condition de prévoir un refroidissement conséquent pour le triac.

La figure 2 propose le dessin d'un circuit imprimé qui facilitera la réalisation du temporisateur. Ses dimensions sont assez réduites pour qu'on puisse le monter à même le bouton poussoir dans un boîtier à encaster.

Il y a bien sûr d'autres applications possibles pour ce circuit de temporisation d'un type nouveau.

	Minutes	Heures
1	J1, J5	J1
2	J2, J5	J2
3	J1, J2, J5	J1, J2
4	J3, J5	J3
5	J1, J3, J5	J1, J3
6	J2, J3, J5	J2, J3
7	J1, J2, J3, J5	J1, J2, J3
8	J4, J5	J4
9	J1, J4, J5	J1, J4
10	J2, J4, J5	J2, J4
11	J1, J2, J4, J5	J1, J2, J4
12	J3, J4, J5	J3, J4
13	J1, J3, J4, J5	J1, J3, J4
14	J2, J3, J4, J5	J2, J3, J4
15	J1, J2, J3, J4, J5	J1, J2, J3, J4

Tableau. Liaisons à effectuer pour la programmation des minutes ou des heures (le panachage n'est pas possible).



## Liste des composants

Résistances:  
R1, R2 = 33 k/0,5 W  
R3 = 1M8  
R4 = 5k6

Condensateurs:  
C1 = 100  $\mu$ /6,3 V

Semiconducteurs:  
IC1 = UAA3000 (Valvo)  
Tri1 = TIC206D

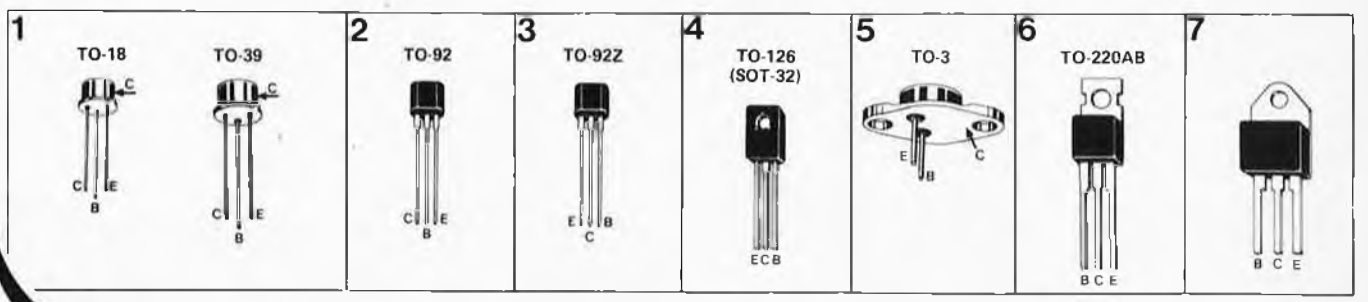
Divers:  
S1 = poussoir unipolaire

Caractéristiques des transistors: BF et universels

type	PNP NPN	UCEO max. (V)	IC max. (mA)	P <sub>max</sub> (mW)	hFE	IC mA	compl.	boît.
BC 107	N	45					BC 177	1
BC 108	N		100	300	>110	2	BC 178	1
BC 109	N	20					BC 179	1
BC 140	N	40					BC 160	1
BC 141	N	60	1000	3700	>40	100	BC 161	1
BC 160	P	40					BC 140	1
BC 161	P	60					BC 141	1
BC 177	P	45			>70		BC 107	1
BC 178	P	25	100		>110		BC 108	1
BC 179	P	20					BC 109	1
BC 182	N	50					BC 212	2
BC 183	N				>100		BC 213	2
BC 184	N	30					BC 214	2
BC 212	P	50	200		>60	2	BC 182	2
BC 213	P			300	>80		BC 183	2
BC 214	P	30			>140		BC 184	2
BC 237	N	45					BC 307	2
BC 238	N		100		>110		BC 308	2
BC 239	N	20					BC 309	2
BC 307	P	45					BC 237	2
BC 308	P	25	100		>70		BC 238	2
BC 309	P	20					BC 239	2
BC 327	P	45					BC 337	2
BC 328	P	25	500	800	>100	100	BC 338	2
BC 337	N	45					BC 327	2
BC 338	N	25					BC 328	2
BC 414	N				>100	2	-	2
BC 416	P	50	100	300	>120		-	2
BC 516	P	30	400	625	>30.000	20	BC 517	2
BC 517	N						BC 516	2
BC 546	N	65					BC 556	2
BC 547	N	45			>110		BC 557	2
BC 548	N						BC 558	2
BC 549	N	30			>200		-	2
BC 550	N	45	100	500		2	-	2
BC 556	P	65					BC 546	2
BC 557	P	45			>75		BC 547	2
BC 558	P	30					BC 548	2
BC 559	P				>125		-	2
BC 560	P	45					-	2
BC 639	N	80	1000	1000	>40	150	BC 640	3
BC 640	P						BC 639	3

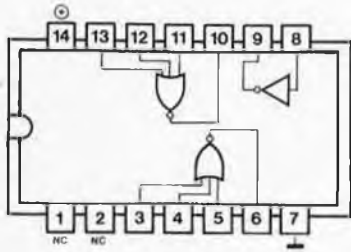
Nota  
 1) Darlington  
 2) U<sub>CEO</sub> max.:  
 .... A = 60 V  
 .... B = 80 V  
 .... C = 100 V

type	PNP NPN	UCEO max. (V)	IC max. (A)	P <sub>max</sub> (W)	hFE	IC	compl.	boît.
BD 131	N		3	15			BD 132	4
BD 132	P					0,5 A	BD 131	4
BD 135	N	45					BD 136	4
BD 136	P						BD 135	4
BD 137	N	60	1	8	>40	0,15 A	BD 138	4
BD 138	P						BD 137	4
BD 139	N						BD 140	4
BD 140	P						BD 139	4
BD 169	N	80	1,5	20			BD 170	4
BD 170	P						BD 169	4
BD 183	N		15	117	>20	3 A	-	5
BD 233	N						BD 234	4
BD 234	P	45					BD 233	4
BD 235	N	60	2	25		0,15 A	BD 236	4
BD 236	P						BD 235	4
BD 237	N	80			40		BD 238	4
BD 238	P						BD 237	4
BD 239	N		2	30		0,2 A	BD 240	6
BD 240	P						BD 239	6
BD 241	N		3	40	>25	1 A	BD 242	6
BD 242	P						BD 241	6
BD 243	N	45	6	65	>30	0,3 A	BD 244	6
BD 244	P						BD 243	6
BD 245	N		10	80	>40	1 A	BD 246	7
BD 246	P						BD 245	7
BD 249	N		25	125	>25	1,5 A	BD 250	7
BD 250	P						BD 249	7
BD 435	N	32					BD 436	4
BD 436	P				>85		BD 435	4
BD 437	N	45				0,5 A	BD 438	4
BD 438	P		4	36			BD 437	4
BD 439	N	60			>40		BD 440	4
BD 440	P						BD 439	4
BD 441	N	80					BD 442	4
BD 442	P						BD 441	4
BD 643	N	45					BD 644	7
BD 644	P		8	62,5		3 A	BD 643	7
BD 645	N	60					BD 646	7
BD 646	P				>750		BD 645	7
BD 675	N	45					BD 676	4
BD 676	P						BD 675	4
BD 677	N	60	4	40		1,5 A	BD 678	4
BD 678	P						BD 677	4
BD 679	N	80					BD 680	4
BD 680	P						BD 679	4
TIP 31	N		3	40			TIP 32	6
TIP 32	P				>20	0,5 A	TIP 31	6
TIP 33	N		10	80			TIP 34	7
TIP 34	P	40					TIP 33	7
TIP 35	N		25	125	>25	1 A	TIP 36	7
TIP 36	P						TIP 35	7
TIP 41	N		6		>20		TIP 42	6
TIP 42	P			65		0,5 A	TIP 41	6
TIP 122	N		8				TIP 127	6
TIP 127	P	100			>1000		TIP 122	6
TIP 142	N		15	125		5 A	TIP 147	7
TIP 147	P						TIP 142	7
TIP 2955	P			100			TIP 3055	7
TIP 3055	N	70	15		>20	4 A	TIP 2955	7
2N3055	N			115			MJ 2955	5
MJ 2955	P						2N3055	5
2N2955	P	25	100 m	0,3	>20	10 mA	-	1



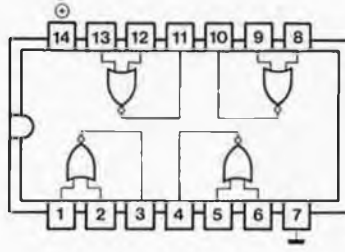
DUAL 3 INPUT NOR GATE PLUS INVERTER

4000



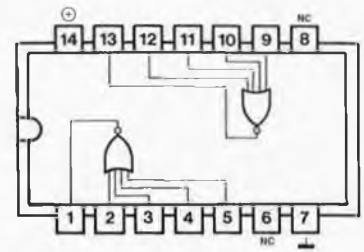
QUADRUPLE 2-INPUT NOR GATE

4001



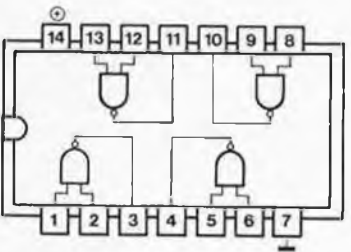
DUAL 4-INPUT NOR GATE

4002



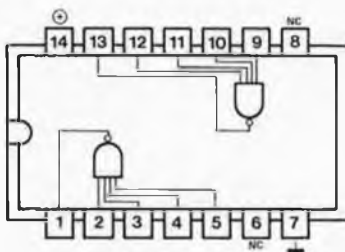
QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE

4011



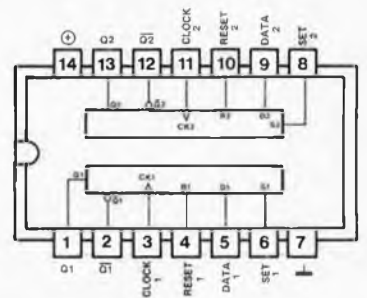
DUAL 4-INPUT NAND GATE

4012



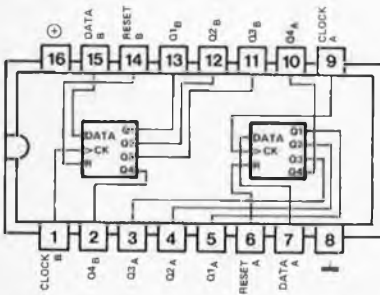
DUAL D-FLIP-FLOP

4013



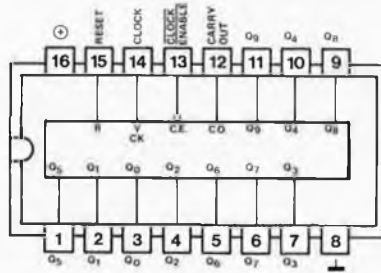
DUAL 4 BIT STATIC SHIFT REGISTER

4016



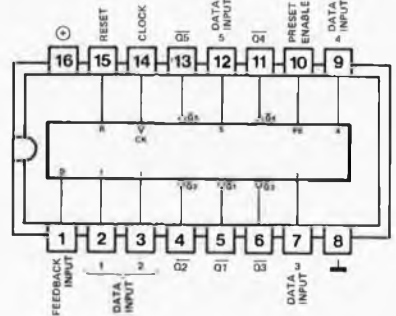
DECADE COUNTER/DIVIDER

4017



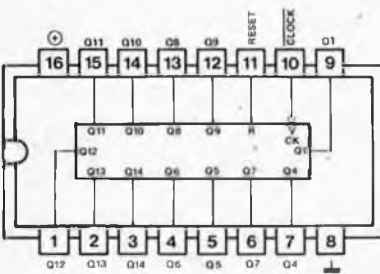
SYNCHRONOUS PRESETTABLE DIVIDE BY 'N' COUNTER

4018



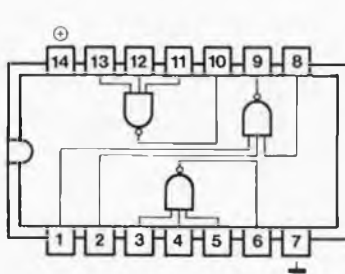
14 BIT BINARY RIPPLE COUNTER

4020



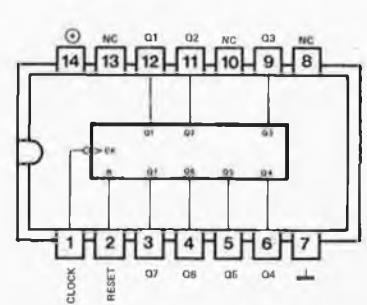
TRIPLE 3-INPUT NAND GATE

4023



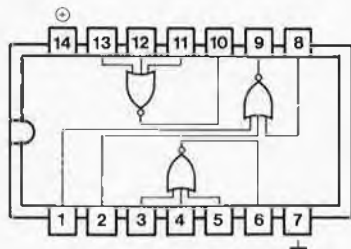
7 STAGE BINARY RIPPLE COUNTER

4024



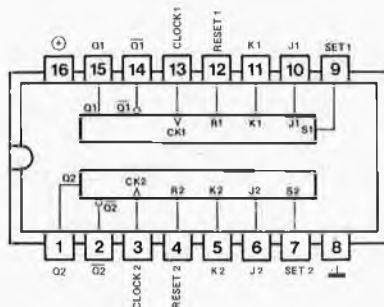
TRIPLE 3 INPUT NOR-GATE

4025



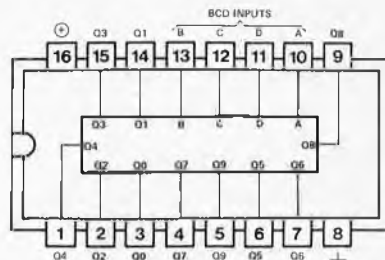
DUAL JK-FLIP-FLOP

4027



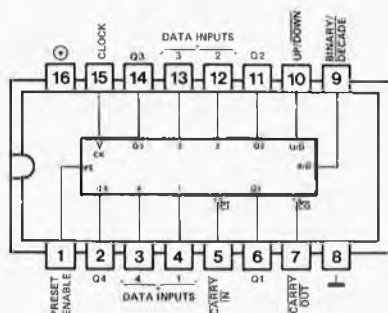
BCD-TO-DECIMAL DECODER

4028



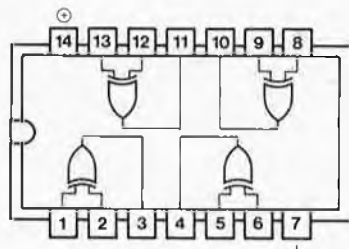
SYNCHRONOUS PRESETTABLE BINARY/DECADE UP/DOWN COUNTER

4029



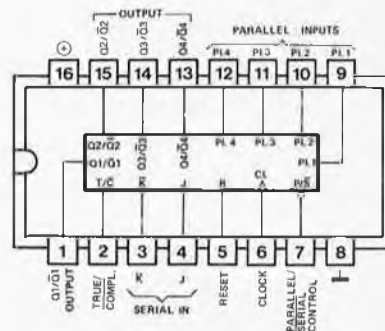
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR-GATE

4030  
4070 low power TTL compatible (fan out = 2)



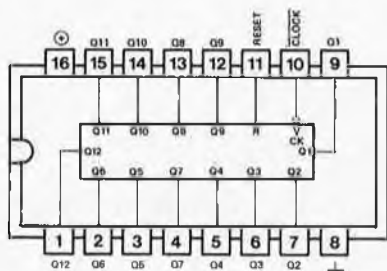
4-BIT PARALLEL-IN/PARALLEL-OUT SHIFT REGISTER

4035



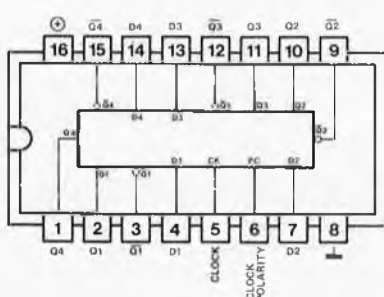
12-BIT BINARY RIPPLE COUNTER

4040



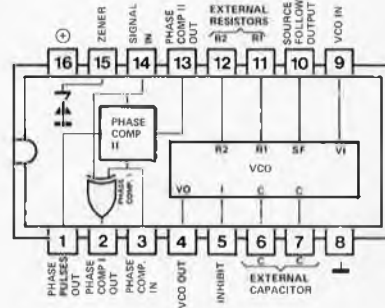
QUAD CLOCKED "D" LATCH

4042



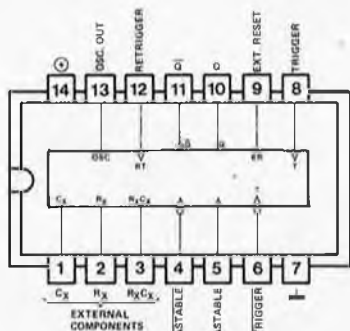
MICROPOWER PLL

4046



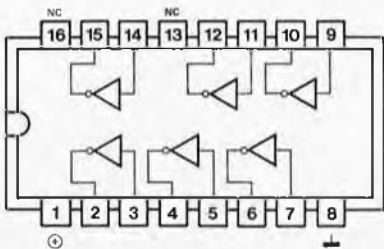
MONOSTABLE/ASTABLE MULTIVIBRATOR

4047



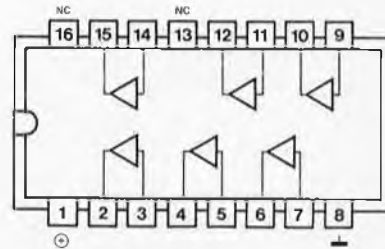
HEX INVERTING BUFFER

4049



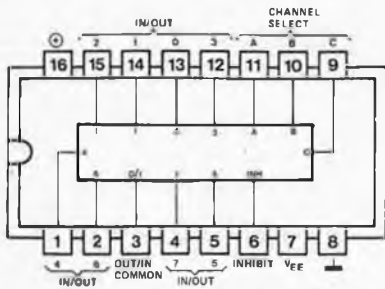
HEX BUFFER

4050



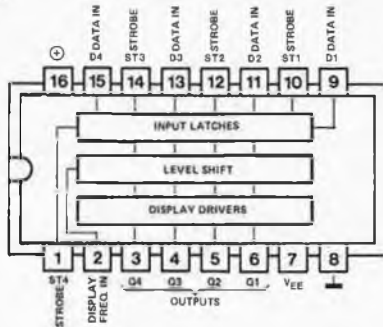
8 CHANNEL ANALOG MULTIPLEXER/DMULTIPLEXER

4061



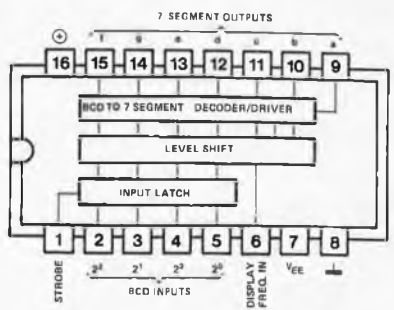
4 SEGMENT LCD DRIVER

4054



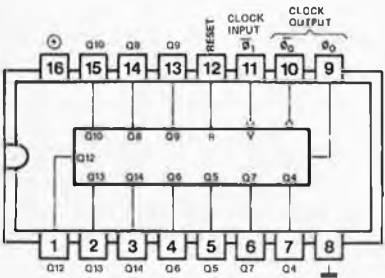
BCD TO 7 SEGMENT DECODER/LCD DRIVER

4056



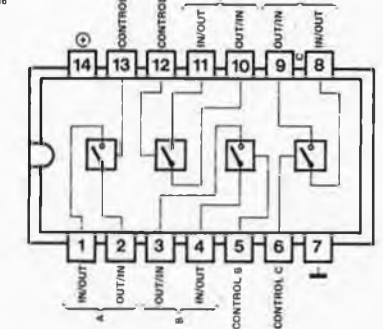
14 STAGE BINARY RIPPLE COUNTER AND OSCILLATOR

4060



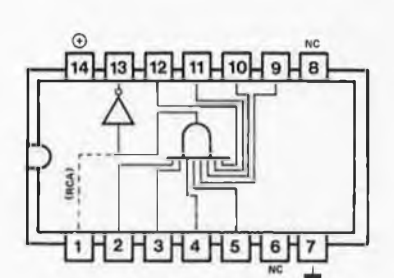
QUAD BILATERAL SWITCH

4016  
4066



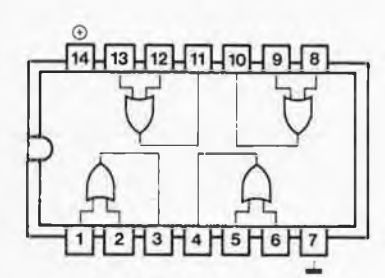
8 INPUT AND/NAND GATE

4068



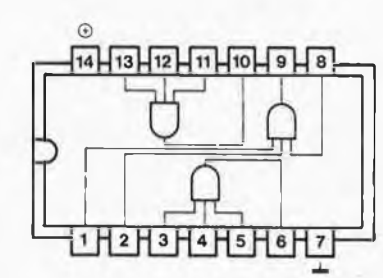
QUADRUPLE 2 INPUT OR GATE

4071



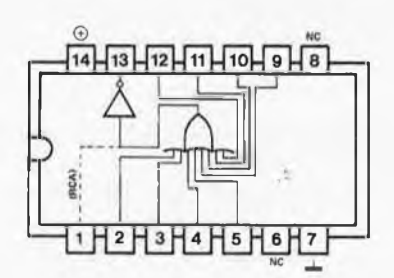
TRIPLE 3-INPUT AND GATE

4073



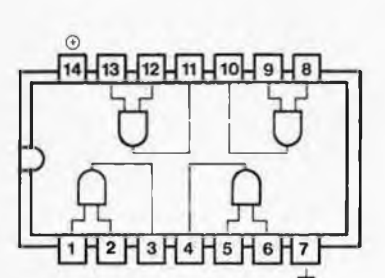
8 INPUT OR/NOR GATE

4078



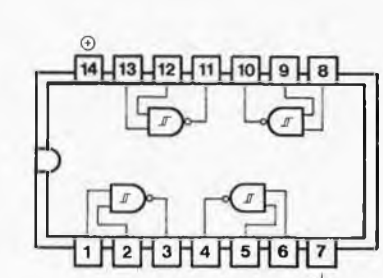
QUADRUPLE 2-INPUT AND GATE

4081



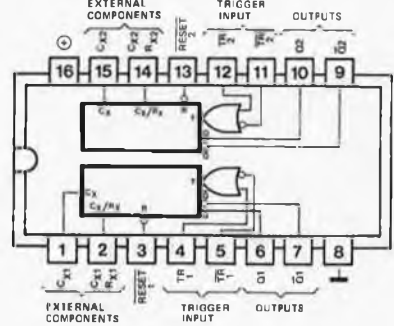
QUADRUPLE 2-INPUT NAND SCHMITT TRIGGER

4083



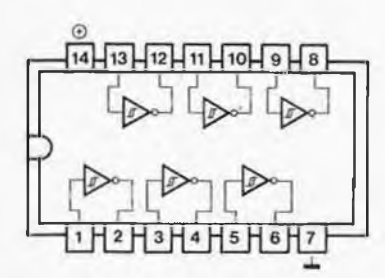
DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATOR

4098  
4628



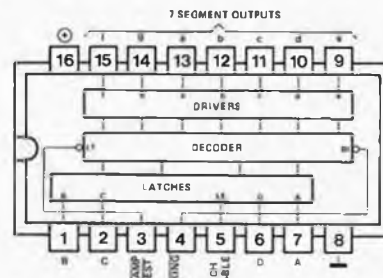
HEX SCHMITT TRIGGER

40106



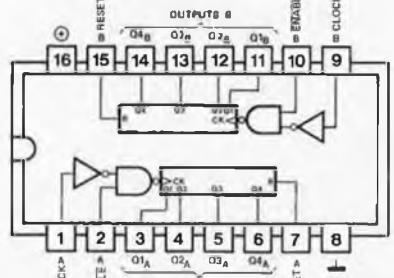
BCD TO 7-SEGMENT LATCH/DECODER/DRIVER

4511



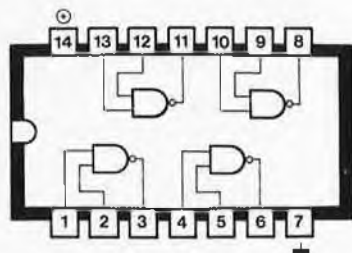
DUAL 4-BIT SYNCHRONOUS UP-COUNTERS

4518 BCD  
4620 Binary



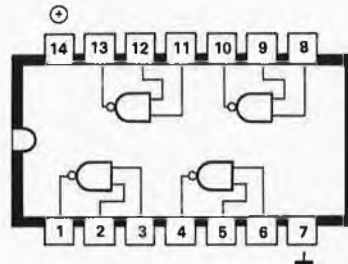
QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE

7400  
7403 open collector outputs  
7427 power driver (fan out = 30)



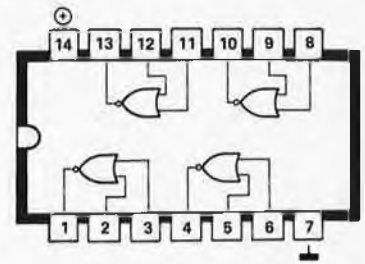
QUADRUPLE 2-INPUT NAND GATE WITH OPEN COLLECTOR OUTPUT

7401



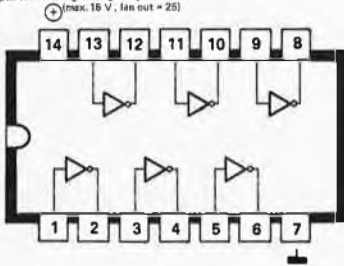
QUADRUPLE 2 INPUT NOR GATE

7402  
7428 power driver (fan out = 30)



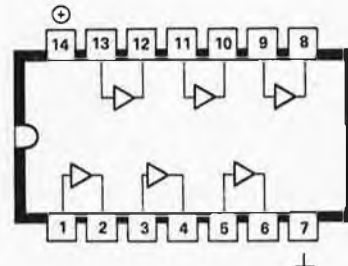
HEX INVERTER

7404  
7405 open collector outputs  
7406 open collector high voltage outputs (max. 30 V, fan out = 25)  
7418 open collector high voltage outputs (max. 16 V, fan out = 25)



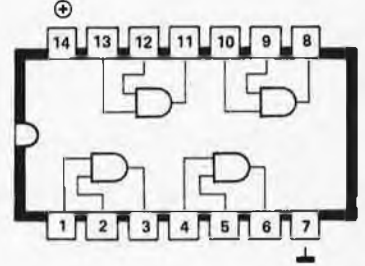
HEX BUFFER/DRIVER WITH OPEN-COLLECTOR HIGH VOLTAGE OUTPUTS (max. 30 V, fan out = 25)

7407



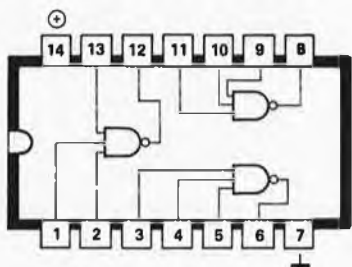
QUADRUPLE 2-INPUT AND GATE

7408  
7409 open collector outputs



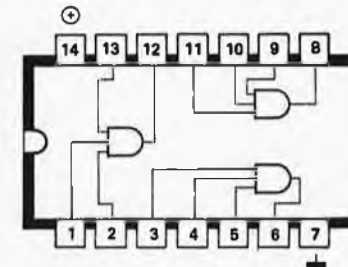
TRIPLE 3-INPUT NAND GATE

7410  
7412 open collector outputs



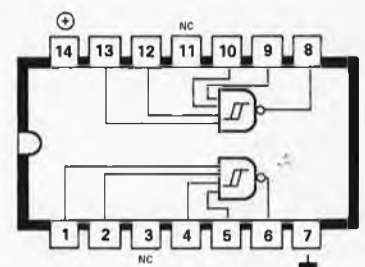
TRIPLE 3-INPUT AND GATE

7411



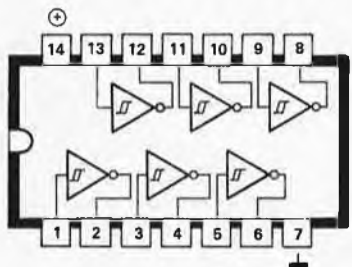
DUAL 4-INPUT NAND SCHMITT TRIGGER

7413



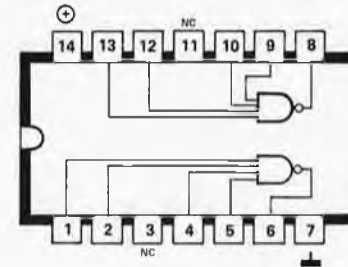
HEX SCHMITT TRIGGER INVERTER

7414



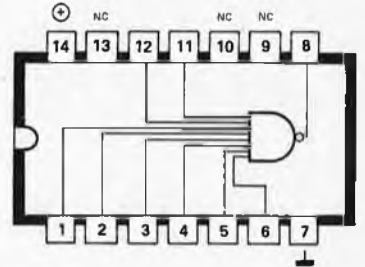
DUAL 4-INPUT NAND GATE

7420  
7440 power driver (fan out = 30)



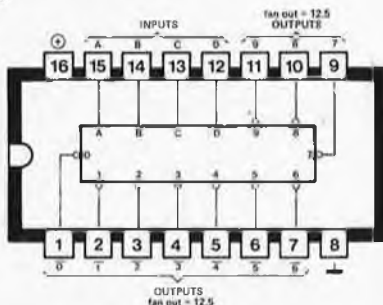
8-INPUT NAND GATE

7430



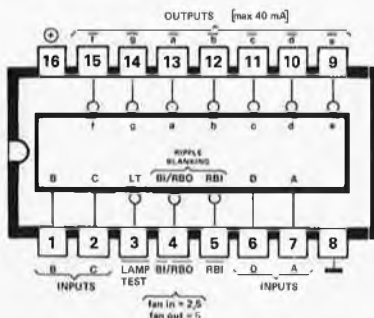
BCD-TO-DECIMAL DECODER/DRIVER WITH OPEN COLLECTOR OUTPUTS (max. 30 V)

7445



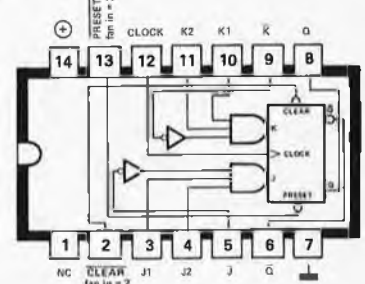
BCD TO 7 SEGMENT DECODER/DRIVER WITH OPEN COLLECTOR OUTPUTS

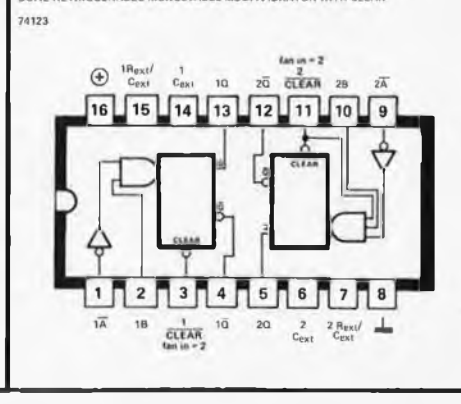
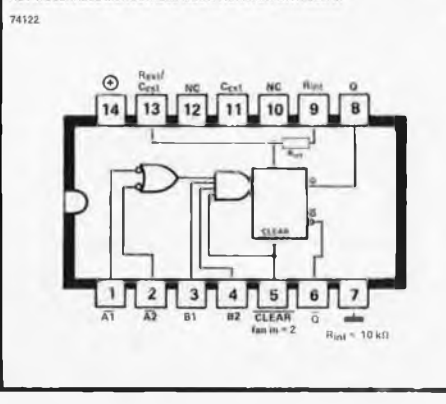
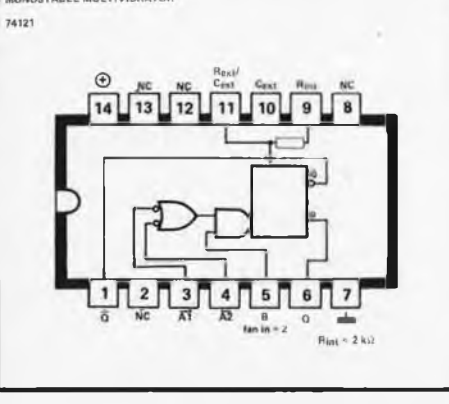
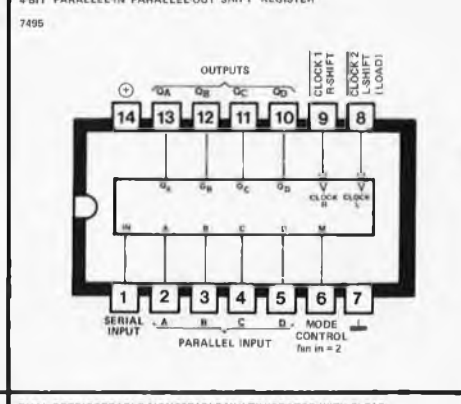
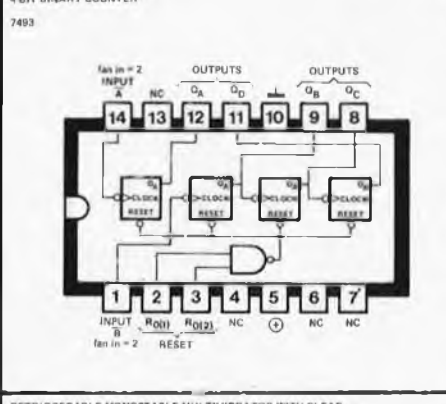
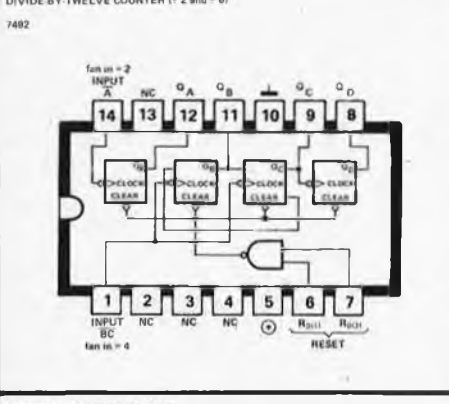
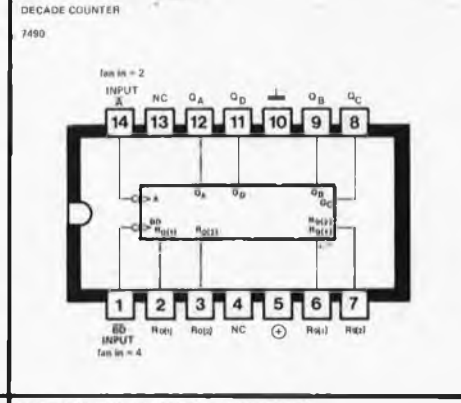
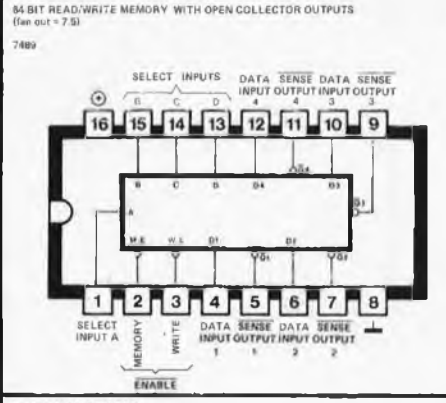
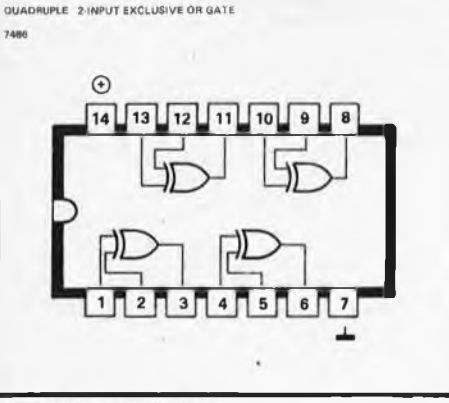
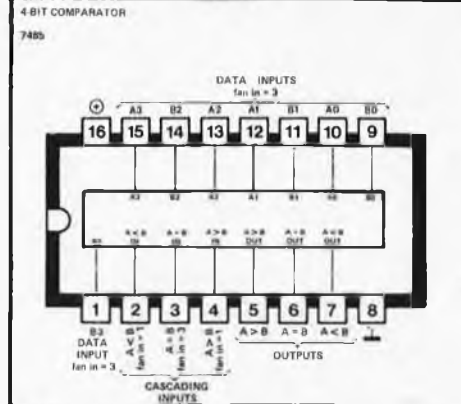
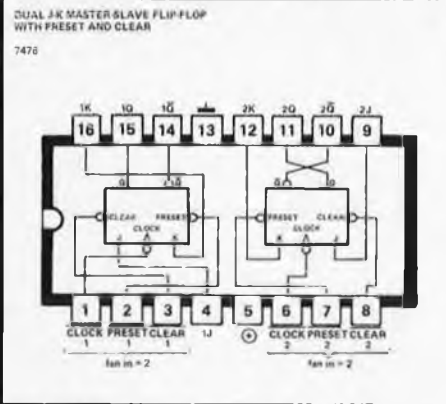
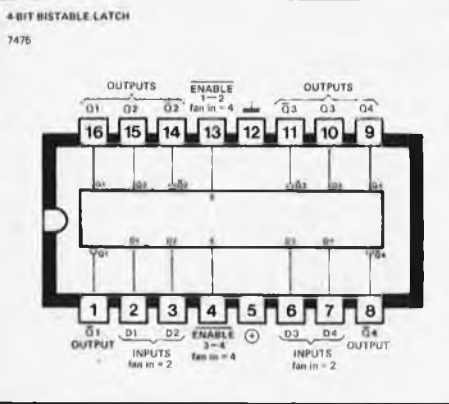
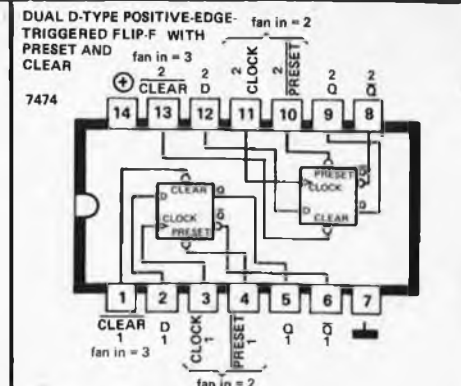
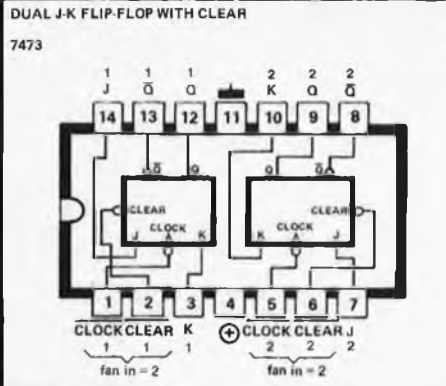
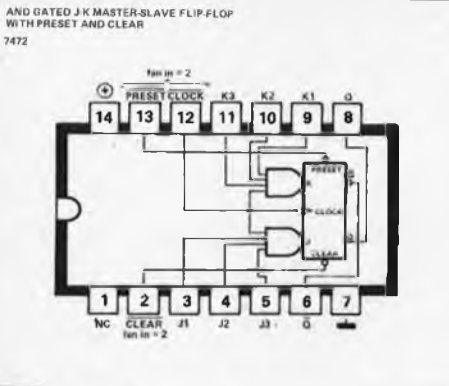
7447



AND GATED J-K POSITIVE EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOP WITH PRESET AND CLEAR

7470

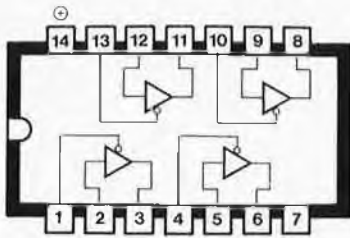






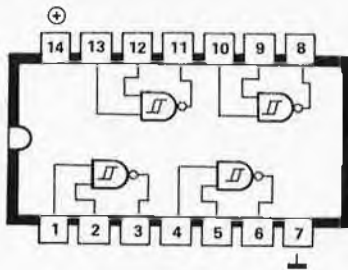
QUAD BUFFER (3 STATE)

74126



QUADRUPLE 2 INPUT NAND SCHMITT TRIGGER

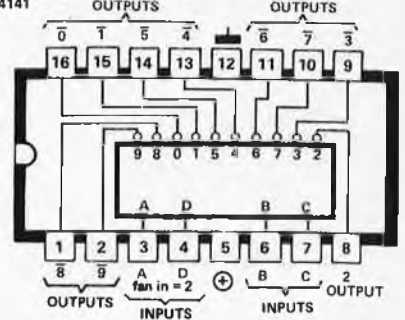
74132



BCD-TO-DECIMAL DECODER/DRIVER WITH OPEN COLLECTOR OUTPUTS

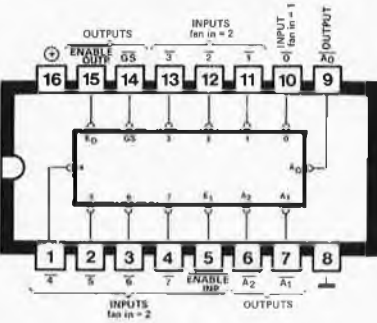
(outputs max. 60 V, max. 7 mA)

74141



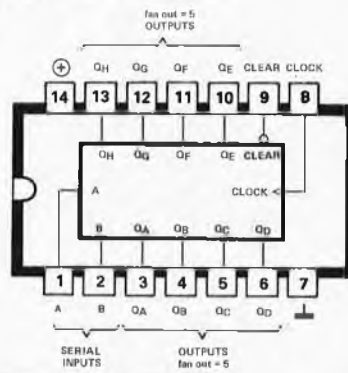
PRIORITY ENCODER

74140



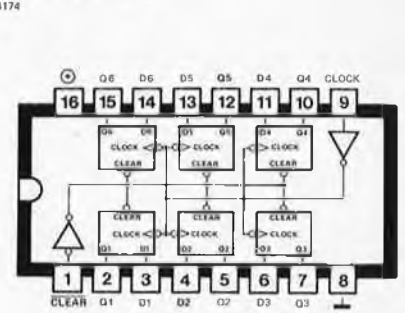
8 BIT SERIAL-IN PARALLEL-OUT SHIFT REGISTER

74164



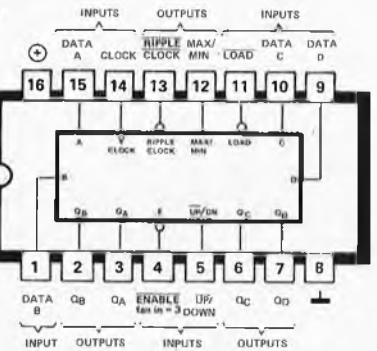
HEX D FLIP-FLOP WITH CLEAR

74174



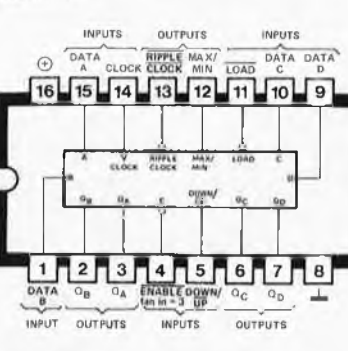
SYNCHRONOUS BCD UP/DOWN COUNTER WITH MODE CONTROL

74190



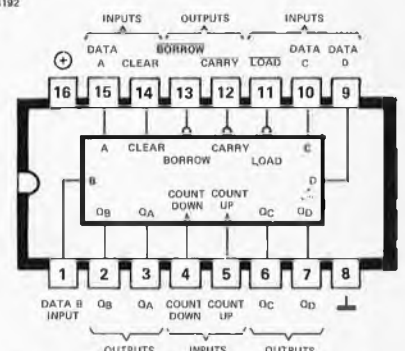
SYNCHRONOUS 4 BIT BINARY UP/DOWN COUNTER WITH MODE CONTROL

74191



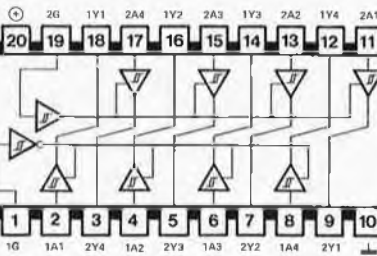
SYNCHRONOUS UP/DOWN DECADE COUNTER

74192



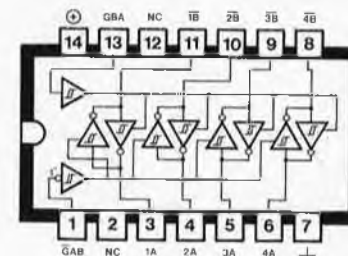
OCTAL BUFFER AND LINE DRIVER (3 STATE)

74LS241



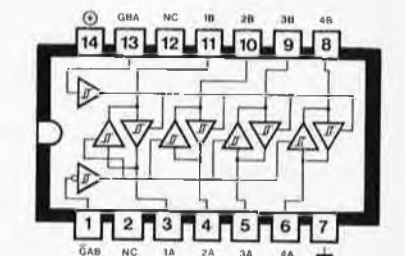
QUADRUPLE BUS TRANSCEIVER (3 STATE)

74LS242



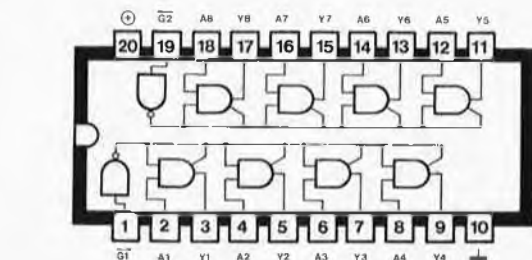
QUADRUPLE BUS TRANSCEIVER (3 STATE)

74LS243



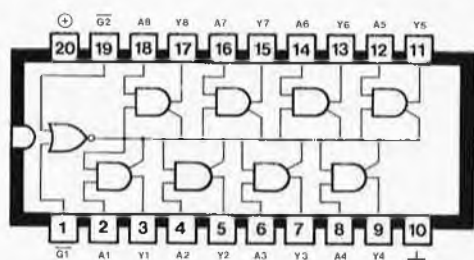
OCTAL BUFFER (3 STATE)

81LS97

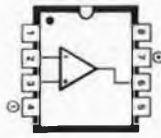


OCTAL BUFFER (3 STATE)

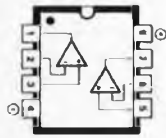
81LS96



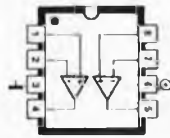
### Circuits intégrés linéaires



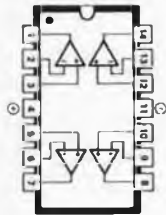
301  
318  
709  
741  
CA 3130  
CA 3140  
LF 355/356/357  
TL 071/081



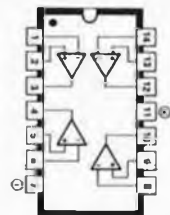
1458  
4558



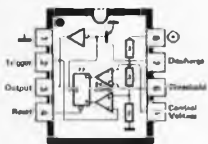
LM 387  
NE 542



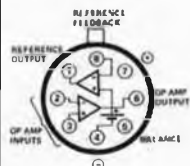
LM 324  
TL 074  
TL 084



RC 4136

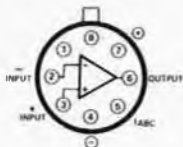


555

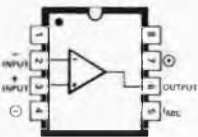
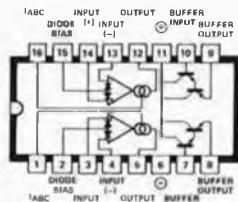


LM 10C

CA 3080



LM 13600



Entrée

Sortie

Tous les boîtiers sont vus du dessus

### Régulateurs de tension



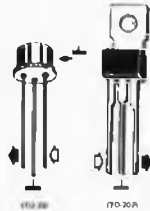
7805  
7806  
7808  
7812  
7815  
7818  
7824

$I_{out} = 1 \text{ A}$



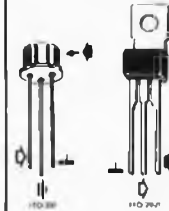
7905  
7906  
7908  
7912  
7915  
7918  
7924

$I_{out} = -1 \text{ A}$



78M05  
78M06  
78M08  
78M12  
78M15  
78M18  
78M24

$I_{out} = 500 \text{ mA}$



79M05  
79M06  
79M08  
79M12  
79M15  
79M18  
79M24

$I_{out} = -500 \text{ mA}$



78L05  
78L06  
78L08  
78L12  
78L15  
78L18  
78L24

$I_{out} = 100 \text{ mA}$



79L05  
79L06  
79L08  
79L12  
79L15  
79L18  
79L24

$I_{out} = -100 \text{ mA}$



$U_{out} = 5 \text{ V}$

LM 309K  
 $I_{out} = 1 \text{ A}$   
LM 323K  
 $I_{out} = 3 \text{ A}$



$U_{out} = -5 \text{ V}$

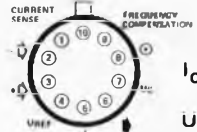
$I_{out} = -3 \text{ A}$

$U_{out} = 1,2 \text{ V} \dots 37 \text{ V}$



LM 317K  
 $I_{out} = 1,5 \text{ A}$

LM 723



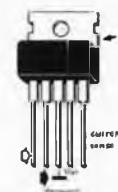
$I_{out} = 200 \text{ mA}$

$U_{out} = \dots 37 \text{ V max.}$

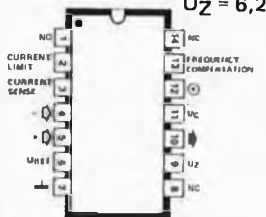
$U_{ref} = 7,15 \text{ V}$

$U_Z = 6,2 \text{ V}$

$U_{out} = 2,85 \text{ V} \dots 40 \text{ V}$



L 200  
 $I_{out} = 2 \text{ A}$



Gamme des tensions d'entrée

7805 = 8 V ... 35 V  
7806 = 9 V ... 35 V  
7808 = 11 V ... 35 V  
7812 = 15 V ... 35 V  
7815 = 18 V ... 35 V  
7818 = 21 V ... 35 V  
7824 = 27 V ... 40 V

7905 = -8 V ... -35 V  
7906 = -9 V ... -35 V  
7908 = -11 V ... -35 V  
7912 = -15 V ... -35 V  
7915 = -18 V ... -35 V  
7918 = -21 V ... -35 V  
7924 = -27 V ... -40 V

# 54

# récepteur mi-fi.....

... gue, mi-raisin Go & Po

Certaines parmi les stations les plus écoutées le sont en grandes ondes, telles Europe 1, Radio Monte-Carlo ou Radio-Luxembourg, sans oublier France-Inter. La qualité de la réception de ce type d'émetteur se situe le plus souvent au niveau "moyenne fidélité". Quels que puissent être les efforts techniques développés, il est impossible de prétendre à la Hi-Fi en raison de l'étroitesse de la largeur de bande. Il est cependant relativement facile d'atteindre un niveau de fidélité moyenne, que nous avons appelé mi-fi, en n'utilisant que des composants standards; l'amélioration de l'écoute par rapport à ce que l'on a l'habitude d'entendre en AM est sensible.

Le principe qui a régi la conception de ce récepteur mi-fi en est l'une des caractéristiques les plus frappantes, car il n'est pas très conventionnel. La partie permettant l'accord du récepteur sert également d'antenne active; on la disposera à un endroit où la réception est favorable, cette manœuvre étant grandement facilitée par le fait qu'elle est séparée du reste du montage. Le restant comporte le démodulateur et fournit le signal de sortie BF. Cet ensemble est facile à caser dans un petit boîtier qui prendra place auprès de l'amplificateur de la chaîne Hi-Fi et sera connecté à une entrée (aux-) libre de celui-ci. L'antenne active est reliée au démodulateur par l'intermédiaire d'un câble coaxial. Ce câble assure le transfert du signal HF reçu et celui de la tension d'accord qui sert aussi de tension d'alimentation pour

l'antenne active.

Le boîtier de l'antenne (en plastique!!!) contient un circuit d'entrée accordé, constitué par un petit barreau de ferrite sur lequel est embobiné du fil de cuivre (L1) et une diode capacitive double. T1, monté en émetteur-suiveur, découple à haute impédance le signal produit par le circuit d'entrée de manière à permettre une sélectivité suffisante. C'est la source de courant construite autour de T2 qui sert de résistance d'émetteur pour T1. Le signal reçu ne subit pas d'amplification dans l'étage situé autour de l'antenne active; cette fonction est assurée par la partie amplification du TBA 120 qui se trouve, elle, dans le boîtier du démodulateur. La bobine L2 est destinée à fournir une composante inductive à l'impédance d'émetteur de T1 et ceci avant la source de courant. La bobine L3 découple la tension d'alimentation qui sert aussi de tension de sortie HF de l'antenne active. L4 assure une fonction identique du côté démodulateur.

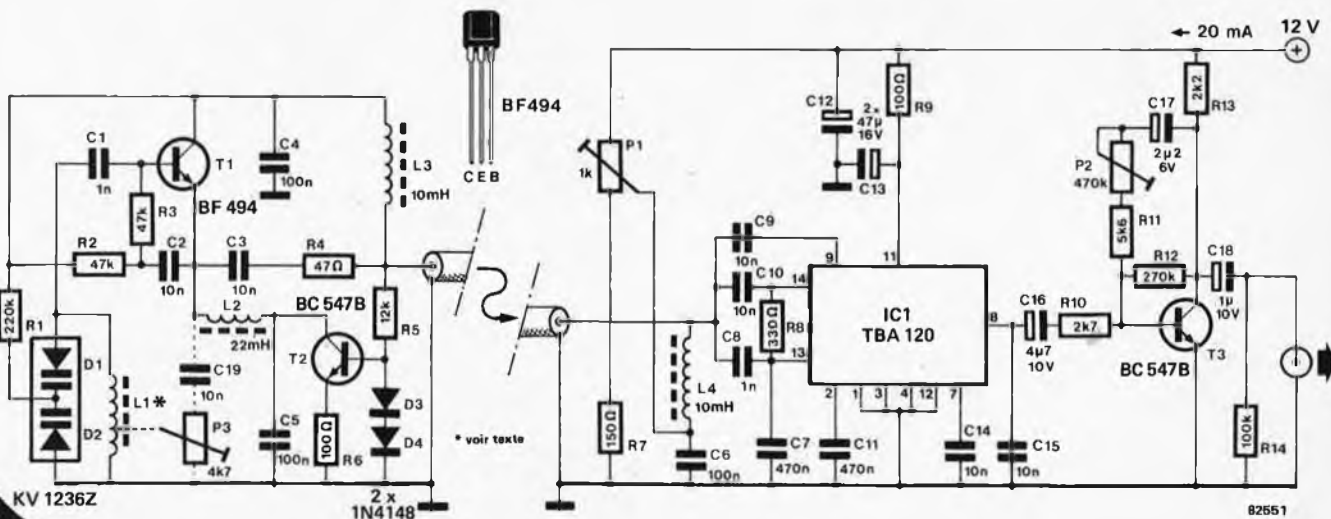
L'accord est obtenu par l'intermédiaire de P1 qui sera, soit un potentiomètre ajustable si l'on désire ne recevoir qu'un seul émetteur, soit un potentiomètre multitours si l'on désire garder la possibilité "d'accrocher" différentes stations.

Le circuit intégré TBA 120 fait office d'amplificateur et de démodulateur quasi-synchrone pour le signal fourni par l'antenne active. Etant donné le mode de démodulation particulier mis en œuvre, mode responsable pour une

bonne part de l'amélioration des caractéristiques de la sonorité, nous nous trouvons en présence d'un récepteur fonctionnant suivant le principe d'amplification directe; par rapport au superhétérodyne, ce mode de fonctionnement se différencie par le fait qu'il ne connaît pas les bruits parasites dus aux produits de mélange. Cet avantage se paie par une sélectivité et une sensibilité plus limitées; il ne faut pas pour cette raison attendre monts et merveilles de ce récepteur le soir, ou lorsqu'il s'agit de recevoir une station éloignée.

La qualité de la réception d'émetteurs proches est satisfaisante. P2 permet d'agir sur le facteur d'amplification du transistor de sortie T3 et d'ajuster ainsi le niveau de sortie à celui de l'entrée de l'amplificateur. Il est possible, si nécessaire, d'augmenter légèrement la sélectivité en ajoutant la réaction positive dessinée en pointillés dans la partie antenne active.

Toutes les bobines ont une inductance bien précise, à l'exception de L1. Elle est constituée par un barreau de ferrite de 10 mm de diamètre et de 20 cm de long sur lequel sont enroulées 250 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de diamètre pour les grandes ondes, 80 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de diamètre pour les petites ondes (ondes moyennes, OM). La prise intermédiaire destinée à la réaction positive (voir le schéma) se fait au quart du nombre total de spires compté à partir de la base (le côté relié à la masse).



55

## 5V:l'usine

Power to the Micro-People

Si les régulateurs tripodes intégrés ont été à l'origine d'une remarquable (r)évolution dans le domaine des alimentations, notamment pour les amateurs en cours d'initiation aux systèmes à microprocesseur, il n'en est pas moins qu'aujourd'hui bon nombre de ces apprentis sont passés maîtres et leurs systèmes ne se contentent plus de courants d'un ampère maximum, tels que sont capables de les fournir les 78XX ordinaires. Il existe bien des régulateurs intégrés fournissant jusqu'à 10 A, mais ceux-là sont hors de prix.

C'est pourquoi l'on revient à l'idée des transistors de puissance montés en parallèle et commandés par un banal 723 (dont les caractéristiques techniques n'ont d'ailleurs rien à envier à celles des régulateurs tripodes!). Le circuit standard proposé ici fournit une tension réglable entre 2 et 7 V. La tension non régulée provient d'un redressement, puis d'un doublement

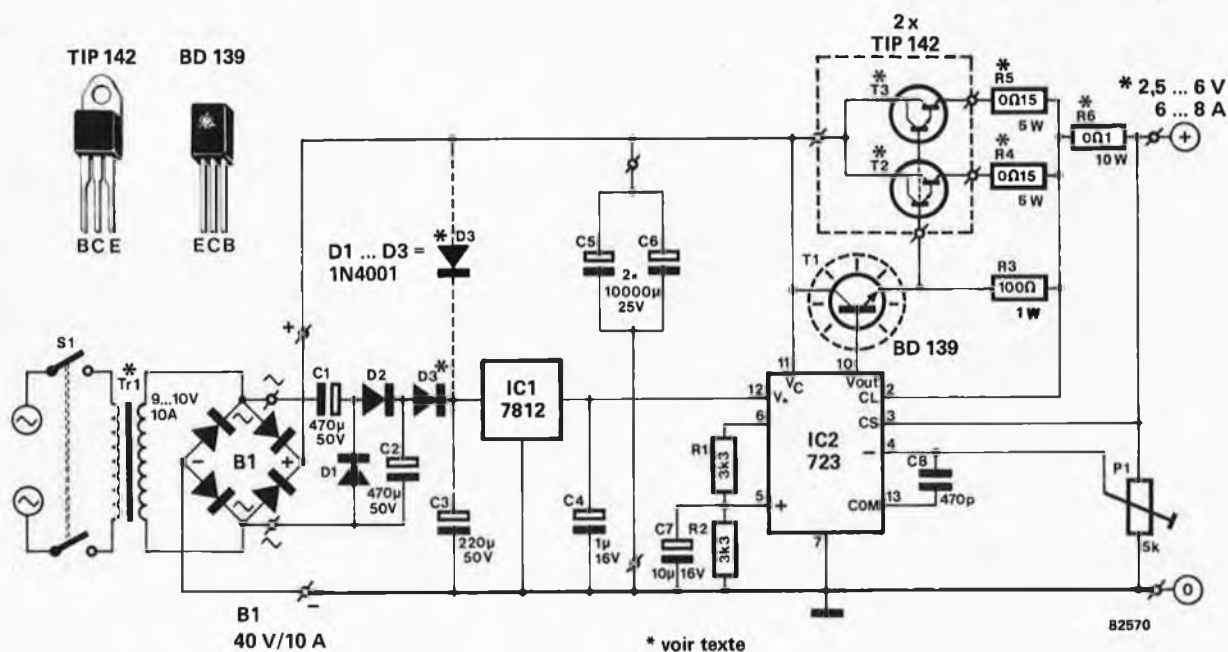
à partir de la tension alternative d'un transformateur et traverse un régulateur intégré... tripode (il n'est là que comme auxiliaire). Pourquoi cela? La réponse est qu'il faut maintenir la tension au secondaire du transfo aussi faible que possible, afin de limiter au strict minimum la dissipation de puissance au niveau de l'étage de sortie T1... T3. Puisque nous en sommes à parler de dissipation de puissance, signalons que le refroidissement de T2 et T3 devra être conséquent. Une résistance thermique de 2°C/W n'est pas un luxe! De même, la valeur spécifiée pour les résistances R4... R6 sera obtenue de préférence par mise en parallèle de plusieurs résistances. Pour R4 et R5, deux fois 0,33 ohms/5 W en parallèle et pour R6 et un courant de sortie de 6 A, deux fois 0,22 ohms/5 W, ou trois fois 0,22 ohms/5 W pour un courant de sortie de 8 A. Ces résistances seront soudées de telle manière qu'il subsiste un peu d'espace entre elles et le

circuit imprimé...

La tension de sortie pourra être élevée jusqu'à 14 V, à condition d'adapter R1, R2, C5, C6 et le transformateur. Le circuit doubleur de tension pourra être omis dans ce cas: C1, C2, D1 et D2 ne sont pas utilisés et D3 voit son anode reliée au potentiel redressé et filtré. En plus, notre usine sait faire beaucoup de choses!

Nous allons oublier l'essentiel: une petite visite guidée du côté de notre tableau de chasse; les performances du circuit valent le déplacement. Notre prototype fournissant une tension nominale de 5,5 V hors charge est capable de soutenir 5,32 V avec une résistance de charge de 0,68 ohms, soit un courant de 7,8 A; en d'autres termes, la chute de potentiel n'est que de 3,3 % avec cette charge pourtant imposante. D'ailleurs, la visualisation d'une chute aussi minime est aisée; elle se matérialise en effet par l'apparition d'une tension d'ondulation de 25 mV<sub>eff</sub>... seulement.

1



## Liste des composants

## Résistances:

R1, R2 = 3k3  
R3 = 100Ω/1 W  
R4, R5 = 0,15 Ω/5 W  
R6 = 0,1 Ω/10 W  
P1 = 5 k ajustable

## Condensateurs:

C1, C2 = 470 μ/50 V  
C3 = 220 μ/50 V  
C4 = 1 μ/16 V  
C5, C6 = 10 000 μ/25 V  
C7 = 10 μ/16 V  
C8 = 470 p

## Semiconducteurs:

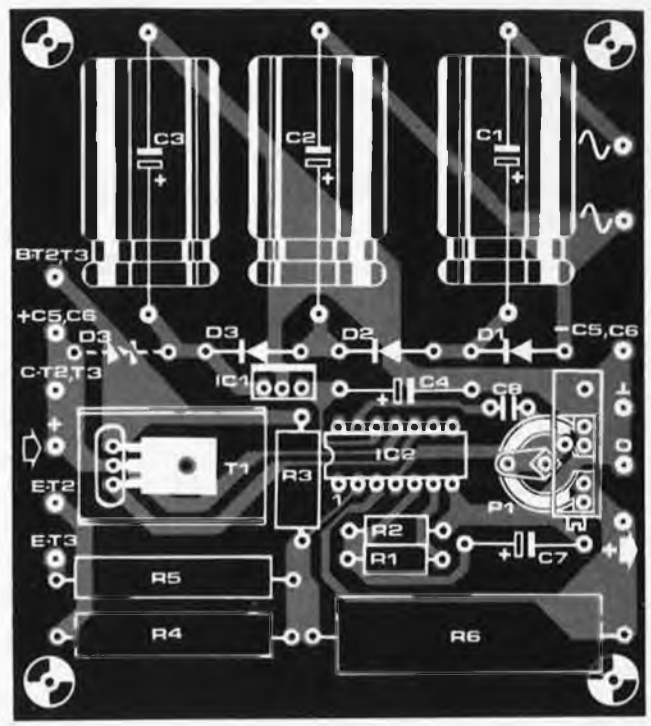
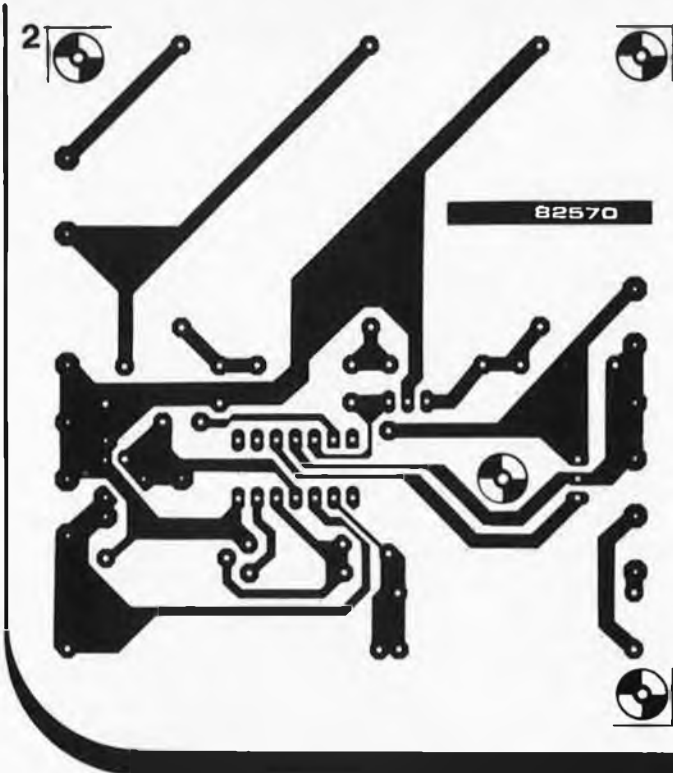
D1... D3 = 1N4001  
T1 = BD139  
T2, T3 = TIP 142  
B1 = pont redresseur 10 A/40 V  
(N.B.: pas le modèle pour circuit imprimé)  
IC1 = 7812  
IC2 = 723

## Divers:

Tr = transfo secteur  
9... 10 V/10 A (torique)  
S1 = interrupteur secteur bipolaire

\* voir texte

82570

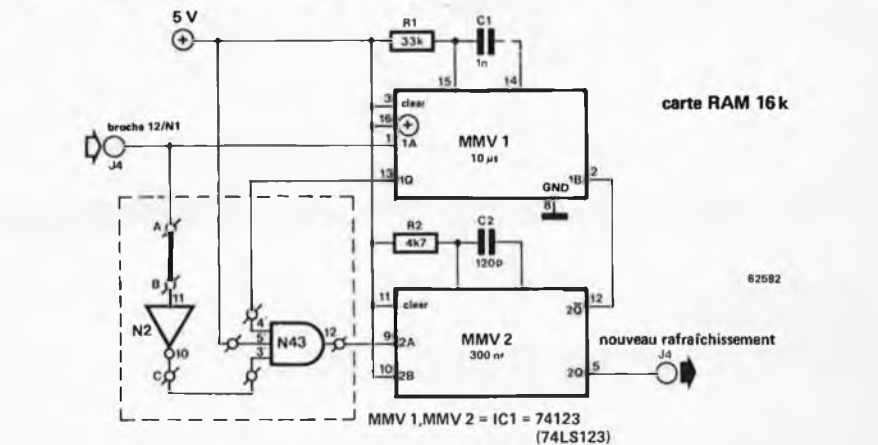


# 56 carte RAM dynamique pour SC/MP

D. Paulsen

Le rafraîchissement au bar(bus) du SC/MP

La carte RAM dynamique publiée en avril 1982 (Elektor n° 46) a déjà fait "son trou" auprès des microphiles; parmi eux, les utilisateurs du système SC/MP pour lequel la carte n'était pas conçue. Frustrés? Pas du tout! La preuve en est cette contribution d'un lecteur qui s'est penché sur le problème, avec pour conséquence la publication de ce court article (et son petit circuit) qui permettra à tous les SC/MP d'ouvrir leur bus à la mémoire dynamique. Dans un système SC/MP, il y a un signal de retard qui vient interrompre le signal de rafraîchissement. C'est lui qui gêne l'implantation d'une carte 16 K RAM dynamique telle qu'elle est actuellement; cependant, il suffira d'un circuit intégré, de deux résistances et d'un condensateur pour aplanir cet obstacle; on complètera l'adaptation de la carte à l'aide des straps tels qu'ils sont mentionnés dans le tableau. Il s'agit d'un monostable redéclenchable dont la durée de basculement est d'environ 10 µs (MMV1). Tant que les impulsions NADS se suivent sans interruption, la sortie 1Q reste au niveau logique haut. Pour chaque instruction NADS,



on trouve à la sortie 2Q une impulsion de rafraîchissement d'une durée de 300 ns. Si l'interruption des signaux NADS dure 10 µs ou plus, la sortie 1Q passe au niveau logique bas, ce qui provoque le déclenchement du deuxième monostable via N43. Le signal de rafraîchissement parvient également à MMV1 via la sortie 2Q et redéclenche le monostable. La sortie 1Q passe au niveau logique haut durant 10 µs. Conséquence: la mémoire est rafraîchie toutes les 10 µs x 128 = 1,28 ms. Le circuit se prête également à d'autres

**Tableau**

- Straps sur la carte RAM 16 K dynamique: 1-1', 2-2', A-B, J2, J3, J5, J6 et J9
- IC22 est omis!
- Liaisons sur la carte RAM: 5' au + 5 V, 3' à C
- Liaisons entre l'interface et la carte RAM: broche 13/MMV1 à 4', broche 9/MMV2 à broche 12/N43, broche 1/MMV1 à J4-A-broche 12/N1, broche 5/MMV2 à J4-J3-J5, broches 3, 11, 10, 16, R1 et R2 au + 5 V, broche 8 à la masse

applications avec des systèmes à initialisation ("reset") manuelle.

57

## porte EX(N)OR avec un ampli op

Il peut arriver que dans un montage analogique, on ait besoin une fois ou l'autre d'un peu de logique. Il ne sera pas toujours nécessaire de faire appel à des circuits intégrés de logique car les amplificateurs opérationnels permettent, eux aussi, l'obtention de fonctions logiques.

Les fonctions NON, ET, NAND, OU et NOR sont de temps en temps réalisées à l'aide d'amplificateurs opérationnels analogiques; il est extrêmement rare, par contre, de voir une porte EXOR (ou exclusif) ou EXNOR (non - ou exclusif) obtenue à l'aide d'amplificateurs opérationnels.

Il est très facile de construire ces fonctions à l'aide d'amplificateurs opérationnels du type LM324 ou

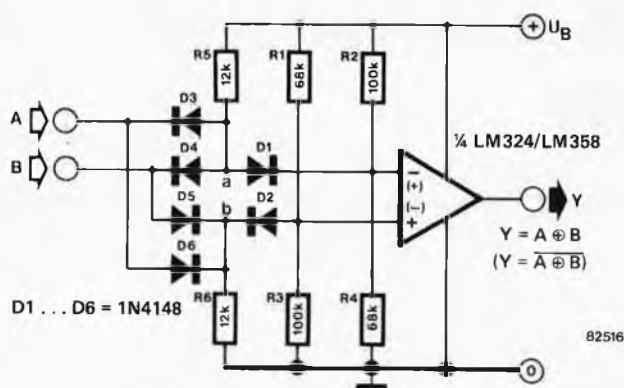
LM358. Cette catégorie de circuits intégrés a l'agréable caractéristique de permettre la commande de la sortie à zéro volt pratiquement, sans exiger pour autant l'application d'une tension d'alimentation négative.

Le schéma montre comment réaliser une fonction EXOR à l'aide d'un amplificateur opérationnel. Supposons que les entrées A et B soient à la masse (niveau logique bas, "0"); on trouve alors au point A un niveau logique bas. Cela enlève à R5 toute influence sur le réglage de l'entrée négative de l'amplificateur opérationnel. Mais au contraire, R2 a bien (au travers de D2) une influence sur l'entrée positive. La conséquence de cet état de choses est que la tension sur l'entrée

positive est plus faible que celle existant à l'entrée négative, ce qui fait que la sortie se trouve au niveau logique bas. Si maintenant nous mettons les deux entrées au niveau logique haut (à la tension d'alimentation, "1"), le point B passe également au niveau logique haut par l'intermédiaire de D5 et de D6. Les conditions s'inversent; ce n'est plus R6, mais bien R5 qui influe sur le réglage de l'amplificateur opérationnel. L'entrée négative est maintenant plus positive que l'entrée positive elle-même, ce qui fait que la sortie sera à encore au niveau logique bas. Si l'une des deux entrées est au niveau logique haut (l'autre sera alors au niveau logique bas), le point A est au niveau logique bas; le point B étant quant à lui au niveau logique haut.

Ni R5, ni R6 n'ont dans ce cas d'influence sur le réglage de l'amplificateur opérationnel. Les résistances R1 à R4 ont des valeurs telles que la sortie se trouve dans ce cas au niveau logique haut. Nous sommes en présence d'une véritable porte EXOR.

Si vous avez besoin d'une porte EXNOR, rien de plus simple: intervertissez les entrées positive et négative. La sortie de l'amplificateur opérationnel sera au niveau logique bas lorsque les deux entrées sont à des niveaux logiques différents.



58

## metteur en chaîne

améliore la lisibilité de certains signaux sur l'oscilloscope

Lorsque l'on envoie sur l'écran d'un oscilloscope des signaux analogiques convertis en signaux numériques, il arrive la plupart du temps que la qualité de l'image ne soit pas celle que l'on voudrait. Cela tient au fait que l'image est en réalité composée par la superposition d'un nombre important de lignes horizontales.

Relier ces lignes l'une à l'autre permet de bâtir une image

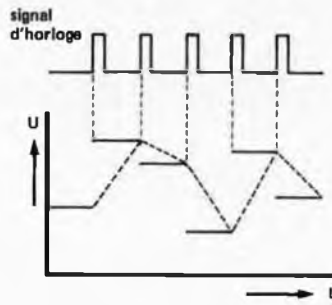
à l'autre permet de bâtir une image beaucoup plus agréable.

Le montage que nous allons décrire est capable d'accomplir ce miracle: on voit apparaître sur l'écran une ligne brisée, très anguleuse il est vrai, mais qui améliore sensiblement l'interprétation de l'image.

Pour obtenir ce résultat, il nous faut un signal d'horloge qui passe au niveau logique haut ("1") à

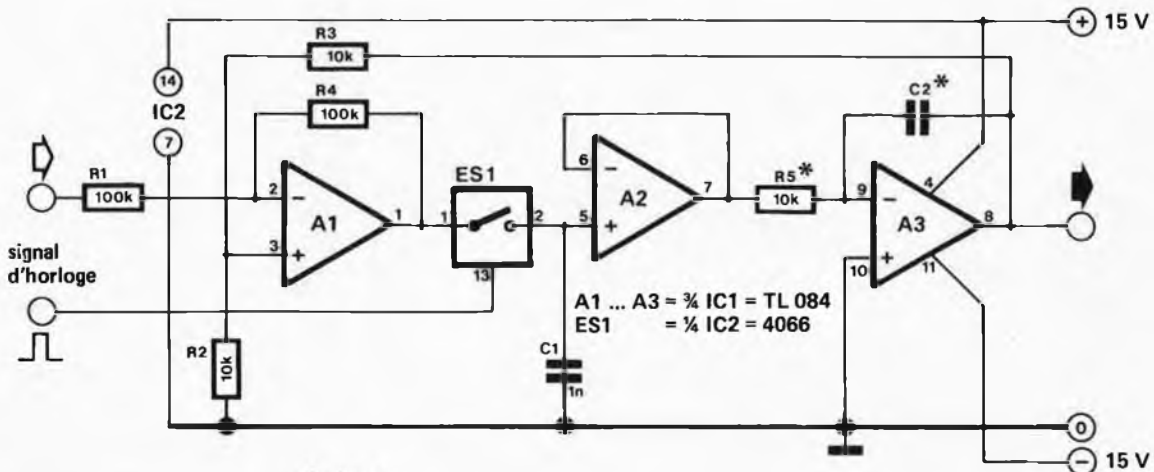
l'instant précis où la donnée prend une nouvelle valeur. Ce signal est extrait du montage existant par l'intermédiaire d'un oscillateur monostable. Comme nombre de bonnes idées le sont, le principe de fonctionnement du montage est tout simple. L'amplificateur opérationnel A3 agit en intégrateur, tout en ayant une fonction accessoire de mémorisation.

Supposons que la nouvelle tension d'entrée ne corresponde pas à la tension disponible à la sortie de A3; on voit alors A1 fournir à sa sortie la *différence* entre ces deux tensions. La différence recueillie aura une grandeur proportionnelle à l'écart existant entre les valeurs de la nouvelle tension appliquée et celle qui existait précédemment. Comme l'intégrateur A3 est commandé par cette différence, il changera sa tension de sortie suivant la grandeur de cette différence, c'est-à-dire qu'une grande différence entraîne une variation rapide de la tension à sa sortie. Si la paire R5/C2 est choisie intelligemment, nous devrions avoir à la fin de chaque cycle une différence



entre les tensions d'entrée et de sortie égale à zéro. A2 n'est qu'un suiveur de tension haute impédance qui se charge de faire en sorte que la tension aux

bornes de C1 varie le moins possible entre deux impulsions d'horloge. L'interrupteur électronique ES1 n'est pas strictement indispensable. En l'absence d'ES1, le signal de sortie sera relativement carré, ce qui est assez inhabituel. Comme nous le mentionnons quelques lignes plus haut, il faut que la durée RC de l'intégrateur corresponde à la fréquence à laquelle les données changent de valeur. Une formule approximative permet de calculer les valeurs des composants:  $f = 1/RC$ . L'adjonction d'un potentiomètre ajustable en série avec R5 s'avèrera sans aucun doute indispensable, de façon à pouvoir procéder à un réglage fin.



\* voir texte

82535

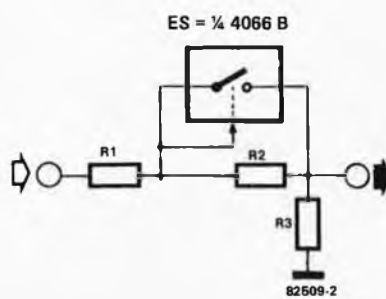
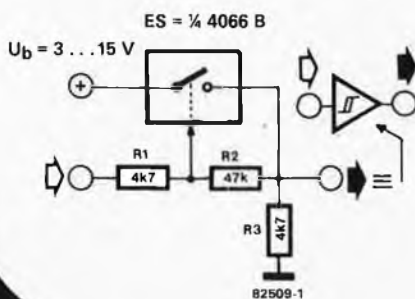
# 59

## trigger à interrupteur analogique CMOS

Les interrupteurs analogiques CMOS du type 4066 ont bien d'autres possibilités que de servir uniquement en tant que version électronique du commutateur du signal. Si lors d'un montage qui utilise un circuit intégré de ce type, il restait un interrupteur analogique disponible,

on peut très bien s'en servir pour autre chose (pour constituer un trigger de Schmitt par exemple). Le schéma de trigger donné en figure 1 demande les rapports approximatifs suivants: Seuil de commutation  $0/1$   $U_b \cdot (1 + R1/R2)$

Seuil de commutation  $1/0$   $U_b \cdot (1 - R1/R2)$   
La figure 2 illustre une variante fort intéressante de ce trigger. Pour ce schéma, le trigger est combiné à un diviseur de tension de manière à le rendre variable. Cette fonction est particulièrement utile lorsque l'on veut construire un montage de limitation ou obtenir un changement de gamme automatique. La tension d'entrée ne doit cependant pas être trop faible, car pour un fonctionnement correct de l'interrupteur CMOS, il faut qu'il soit alimenté par une tension minimale de 3 V.



82509-1

82509-2

60

# scie à polystyrène expansé

découpez le polystyrène à vos mesures

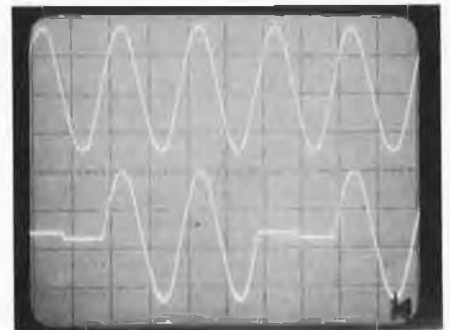
Tout le monde sait qu'il est d'une simplicité enfantine de découper le polystyrène expansé à l'aide d'un filament métallique chauffant. Si l'on met ce filament à la place occupée à l'origine par la fine lame d'une scie pour contreplaqué, on a construit, de façon très artistique et efficace, une scie pour polystyrène expansé identique à celle illustrée sur le dessin. Le seul problème qu'il reste à résoudre est celui du maintien du filament à la

bonne température. C'est la fonction assurée par le montage que nous décrivons ici. Pour des raisons de sécurité évidentes, l'alimentation du fil se fait par une tension peu élevée fournie par un transformateur. Il suffit maintenant de disposer d'un moyen permettant de contrôler le courant traversant le fil, pour avoir la température bien en mains. De manière à limiter au maximum les pertes d'énergie, le principe utilisé

est celui de la régulation par période: ce processus consiste à bloquer temporairement le courant, ce qui permet de contrôler la puissance développée et de ce fait la température, sans perte d'énergie importante. Un triac (Tri1) "pilote" l'établissement des périodes de passage du courant. Le fil ( $R_L$ ) est alimenté par l'intermédiaire de l'enroulement secondaire d'un transformateur 12 V. La tension fournie par le transformateur est transformée en tension rectangulaire à l'aide des portes N1 et N2. Les valeurs des résistances R2 et R3 ont été choisies de façon à ce que le signal rectangulaire disponible à la sortie de N2 soit presque exactement en phase avec la tension sinusoïdale provenant du transformateur. La tension rectangulaire est différenciée en courtes impulsions positives par la paire C2/R4 (les impulsions négatives sont éliminées par l'intermédiaire de la diode de pincement —clamping diode— intégrée dans la porte N3). Autour de N3, est construit un temporisateur qui détermine le rapport entre les durées de conduction et de blocage du triac. Le composant responsable de la détermination de cette durée est C3. Ce condensateur se charge au travers de P1 et se décharge à travers la sortie de N3, par l'intermédiaire de R5 et de D3. Le processus de charge et de décharge a lieu entre les seuils de déclenchement inférieur et supérieur du trigger de Schmitt N3. La tension appliquée aux bornes de C3 varie de ce fait entre un niveau logique haut et un niveau logique bas ("1" et "0" logiques). En cas de présence d'un niveau logique haut, N3 réagit à l'impulsion positive fournie par N2. On trouve de ce fait à la sortie de N3 des impulsions négatives courtes, qui font passer le triac en conduction par l'intermédiaire de N4 et de T1, toujours en début d'une période. Le réseau RC R6/C4 fait en sorte que le triac reste conducteur pendant une période complète.

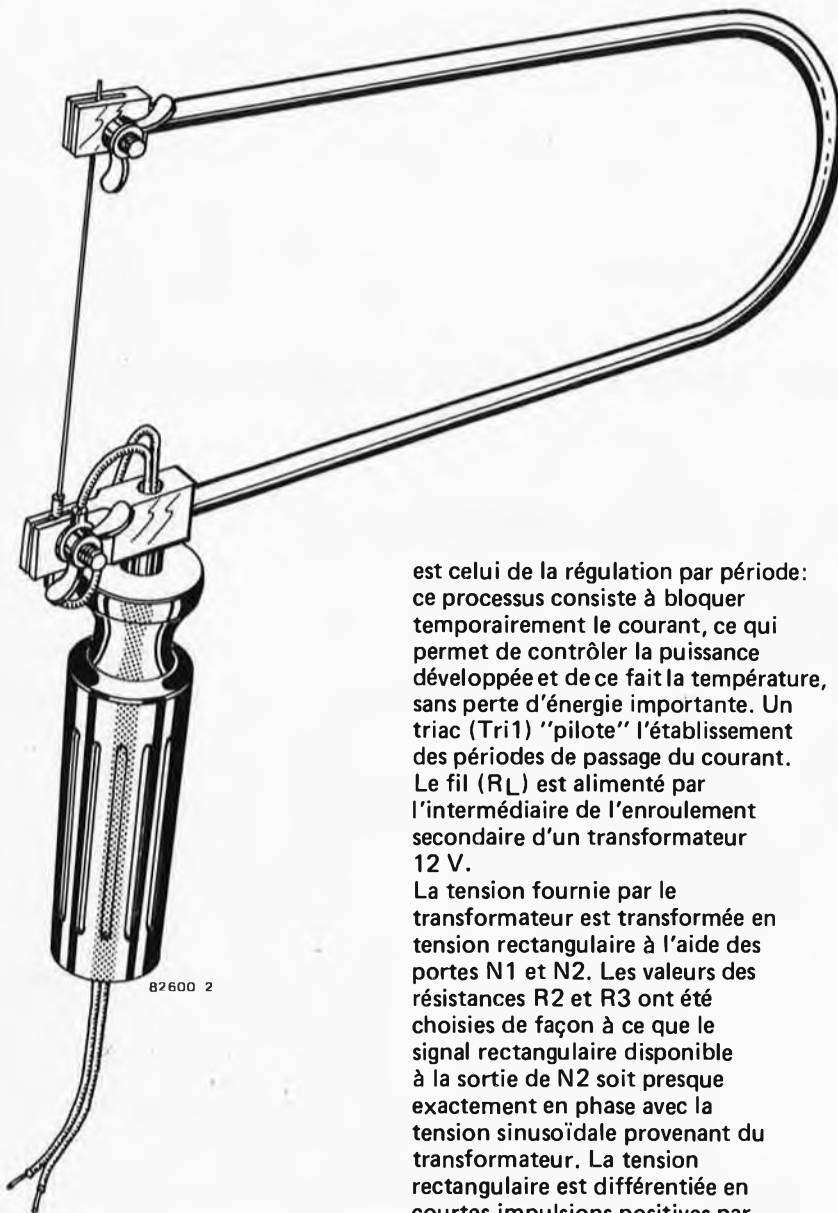
est celui de la régulation par période: ce processus consiste à bloquer temporairement le courant, ce qui permet de contrôler la puissance développée et de ce fait la température, sans perte d'énergie importante. Un triac (Tri1) "pilote" l'établissement des périodes de passage du courant. Le fil ( $R_L$ ) est alimenté par l'intermédiaire de l'enroulement secondaire d'un transformateur 12 V.

La tension fournie par le transformateur est transformée en tension rectangulaire à l'aide des portes N1 et N2. Les valeurs des résistances R2 et R3 ont été choisies de façon à ce que le signal rectangulaire disponible à la sortie de N2 soit presque exactement en phase avec la tension sinusoïdale provenant du transformateur. La tension rectangulaire est différenciée en courtes impulsions positives par la paire C2/R4 (les impulsions



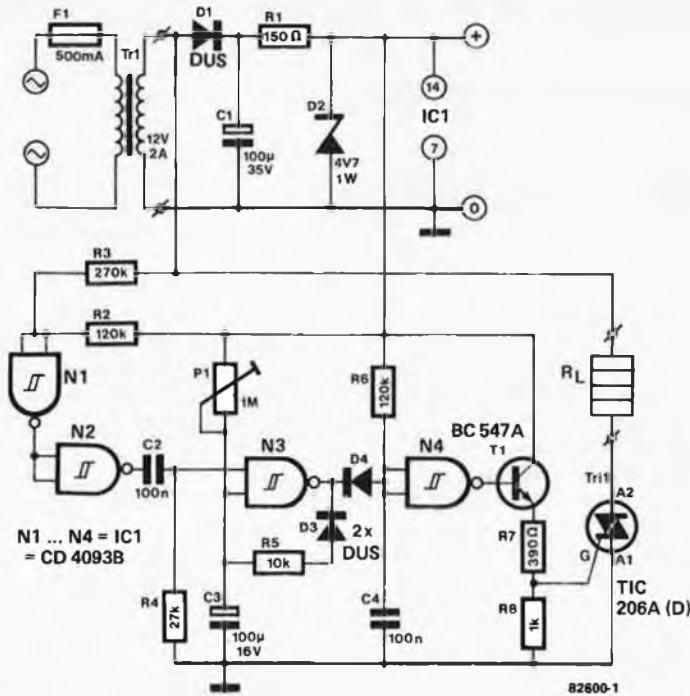
Les impulsions négatives disponibles à la sortie de N3 font en sorte qu'au bout d'un certain temps (qui dépend de la position de P1), la tension aux bornes de C3 est descendue jusqu'au seuil de déclenchement inférieur; à partir de cet instant, la porte N3 ne réagit plus aux impulsions en provenance de N2 et sa sortie reste au niveau logique haut. Le triac n'est plus conducteur et simultanément, C3 ne subit plus de décharge par l'intermédiaire de R5 et de D3. Au bout d'un certain temps (qui dépend de la position

1





2



de P1), la tension régnant sur C3 repasse au niveau logique haut et le processus redémarre. On peut ainsi, par action sur P1, régler le rapport entre les durées de conduction et de blocage du triac et de cette manière, commander la puissance moyenne développée par le filament (voir la photographie).  
 Comme nous l'avons déjà souligné plus haut, la combinaison R6 + C4 se charge de faire en sorte que le triac soit passant pendant des périodes entières. Cette façon de procéder a l'avantage de charger le transformateur symétriquement et de ne pas exiger de ce fait la production de courants continus élevés. Une charge asymétrique du transformateur peut l'amener en régime de saturation. Le filament de coupe utilisé peut être un morceau de fil résistif (que l'on dépouille de son revêtement isolant si nécessaire). La résistance totale du fil doit se situer aux environs de 5 Ω.

61

## pile ou face

l'électronique pour seul juge

Nous n'allons pas vous faire l'injure de vous remémorer les règles qui président au choix du camp lors d'un match de football: l'arbitre jette une pièce de monnaie en l'air et, suivant le côté qui apparaît sur sa main ou sur le sol, donne le choix à l'un ou l'autre adversaire.

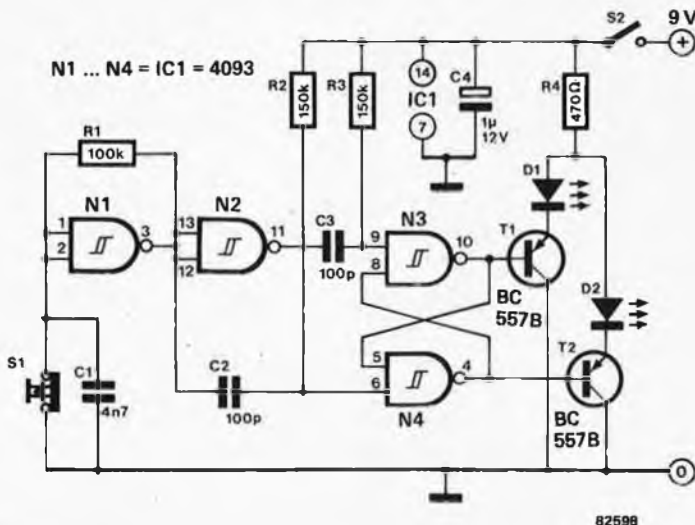
Nous voudrions éviter, primo: que monsieur l'arbitre ne se retrouve avec un dos de main droite enflé (accident du travail???) et secundo: une perte

de temps à la recherche d'une piécette facétieuse; c'est la raison pour laquelle nous lui proposons ce pile ou face électronique. Si un arbitre ou l'autre ne se sent pas à tu et à toi avec cette science exacte qu'est l'électronique, nous sommes tout disposés, bien sûr, à lui prodiguer nos conseils pour lui garantir la réussite de ce grand-œuvre. L'adjonction d'un petit montage additionnel permettant d'équilibrer les chances entre notre équipe

favorite et un arbitre quelque peu sévère est tout à fait envisageable. Il vaut mieux que monsieur Tout le Monde ne soit pas au courant. Affaire d'honneur bien sûr.

Le montage lui-même ne nécessite pas de long discours. Un circuit intégré CMOS, quelques résistances et condensateurs, deux LED, un bouton-poussoir: c'est tout ce qu'il nous faut, sans oublier la pile de 9V indispensable!!! La porte N1 associée à C1 et à R1 constitue un générateur de signaux rectangulaires qui attaque, par l'intermédiaire de N2, le flip-flop bâti à l'aide des portes N3/N4. Une action sur le bouton-poussoir fait démarrer le générateur, les LED s'illuminent au rythme de la fréquence-pilote. Lorsque l'on relâche le bouton-poussoir, l'une des LED reste illuminée. C'est le hasard qui détermine, plus ou moins, quelle sera la LED qui restera allumée. Il n'est pas question de donner un coup de pouce à la chance!!!

La mise au point d'un module additionnel vous intéresserait, me dites-vous?? Je crois bien que nous en avons déjà évoqué la possibilité un peu plus haut. Non???



82598

62

# amplificateur pour lecteur de cassettes

Performances  
remarquables

Nombreux sont les possesseurs de lecteurs de cassettes insatisfaits: ils disposent de mécaniques souvent bonnes, mais la partie "reproduction" de l'engin laisse à désirer, quand elle n'est pas totalement défectueuse, voire inexistante!

C'est pourquoi il nous a semblé judicieux de proposer un amplificateur de reproduction de bonne qualité, réalisé autour d'un circuit récent, mais bon marché, de National Semiconductor, lui-même spécialement conçu pour cet usage. Est-il besoin d'énumérer des caractéristiques qui sont de toutes façons remarquables: ne citons que le facteur de distorsion qui n'est que de 0,1 % pour  $f = 20 \text{ Hz} \dots 20 \text{ kHz}$  et un signal de  $1 \text{ V}_{\text{eff}}$ . Le circuit imprimé est très petit, ce qui devrait faciliter le montage. Quant à l'alimentation, "no problem" puisqu'il ne faut que 10 mA pour une tension comprise entre 10 et 16 V qu'on pourra prélever sur l'appareil à équiper. Pour la réduction du bruit, Elektor

a publié récemment quelques bons schémas dont la réputation n'est plus à faire.

Le circuit intégré est "stéréophonique", c'est-à-dire qu'il est doté d'un amplificateur par canal. On constatera l'absence du traditionnel condensateur de découplage à l'entrée; ce qui nous autorise à espérer qu'il n'y aura pas de pop-cloc lors de la mise sous tension. De surcroît, la reproduction des basses devrait être idéale...

Les résistances et condensateurs externes constituent un réseau déterminant à la fois l'amplification et la courbe de réponse: avec les valeurs indiquées ici, le facteur d'amplification est de 200 à 1 kHz, avec un signal de  $100 \text{ mV}_{\text{eff}}$  comme le fournissent la plupart des lecteurs de cassettes (niveau 0 dB). La constante de temps de désaccentuation est de 3180 et  $120 \mu\text{s}$  pour la reproduction de cassettes "normales" (oxyde de fer). Pour toutes les autres cassettes, elle devra être de 3180

et  $70 \mu\text{s}$ . Rien de plus facile: il suffit de changer R4 et R4' qui de 33 k passent à 56 k (pour  $70 \mu\text{s}$ ). S1 permet de mettre l'amplificateur hors-circuit. Au cas où l'on ne souhaite pas garder cette possibilité, on supprime S1 et R7/R7'.

La connexion de la tête de lecture devra être faite en câble blindé, dont le blindage ne sera relié à la masse que sur le circuit imprimé! La longueur du câble n'est heureusement pas trop critique et pourra atteindre 10 à 20 cm. Il faudra bien sûr relier la masse du circuit imprimé au châssis du lecteur de cassettes, à défaut de quoi le blindage des têtes de lecture serait inopérant.

Une tension d'alimentation non stabilisée, mais soigneusement filtrée, de 10 à 16 V conviendra parfaitement. Cette tension pourra éventuellement être prélevée sur l'accu de la voiture dans laquelle on utilisera l'amplificateur. Si l'on ne dispose pas du potentiel requis, on pourra mettre en œuvre un régulateur

## Liste des composants

### Résistances:

R1,R1',R2,R2',R6,R6' = 10 k  
R3,R3' = 1M5  
R4,R4' = 56 k (ou 33 k; voir texte)  
R5,R5' = 1M2  
R7,R7' = 270 k

### Condensateurs:

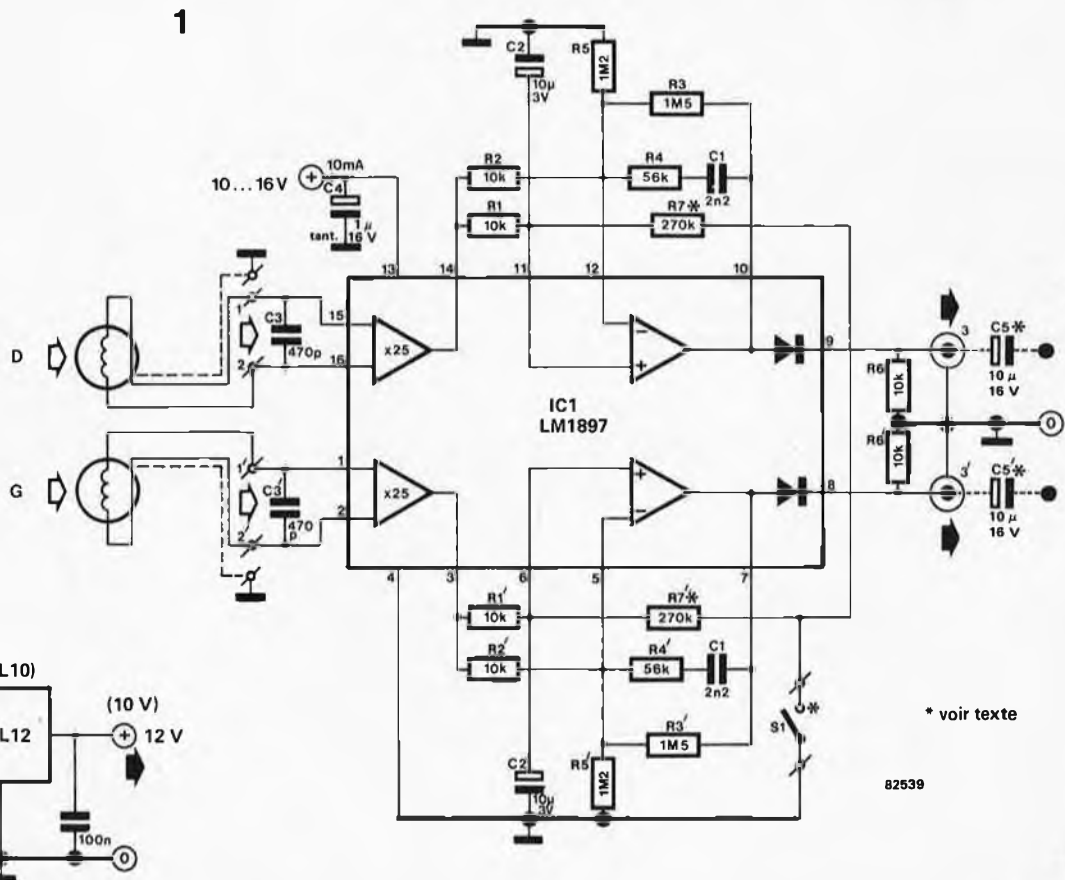
C1,C1' = 2n2  
C2,C2' = 10  $\mu\text{F}/3 \text{ V}$   
C3,C3' = 470 p  
C4 = 1  $\mu\text{F}/16 \text{ V}$  tantale  
C5,C5' = 10  $\mu\text{F}/16 \text{ V}$

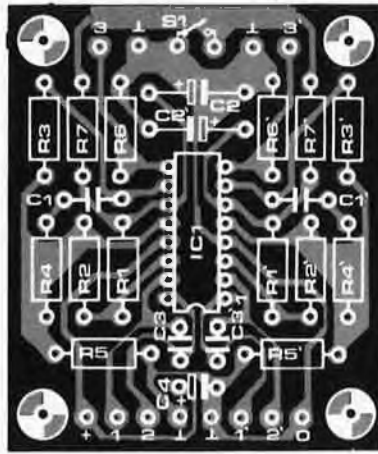
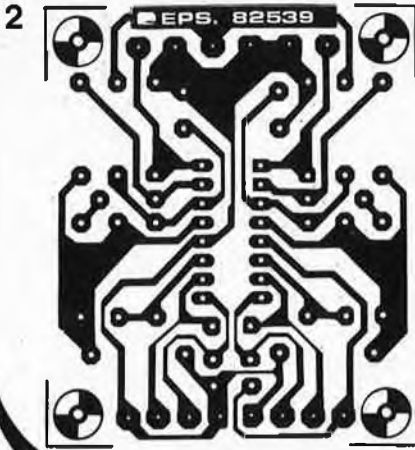
### Semiconducteur:

IC1 = LM 1897 (fabricant: National Semiconductor)

### Divers:

S1 = interrupteur bipolaire





"tripode" du type de celui de la figure 2.  
 La sortie de l'amplificateur n'est pas découplée, du fait que l'on suppose que l'étage de sortie est de toute façon muni d'un condensateur d'entrée. En cas de doute (ou d'absence dûment constatée), on implantera C5 et C5' tels qu'ils sont représentés en pointillés sur le schéma. La sortie présente une faible impédance, mais l'entrée de l'étage final devrait avoir une impédance d'au moins 1 k.

E. Kytzia

63

# mono-cycle pour le J.C.

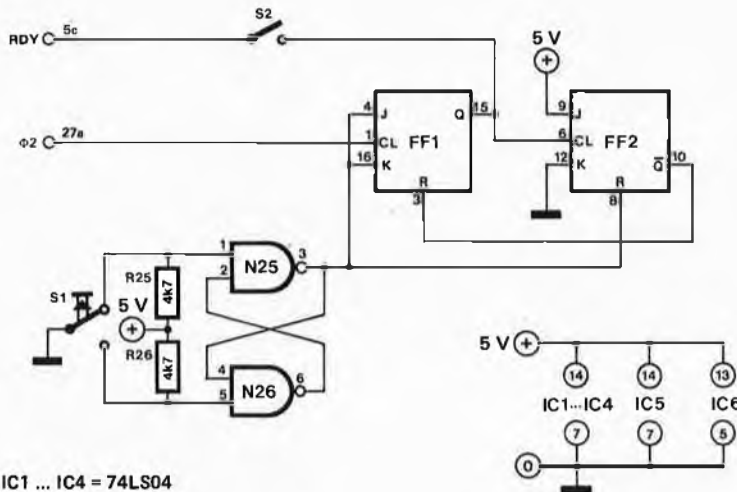
Analyse logique pour deux fois rien

Ce montage complémentaire permet de faire fonctionner le Junior Computer en mode mono-cycle. Contrairement à ce qui se passe en mode pas à pas ("step by step")

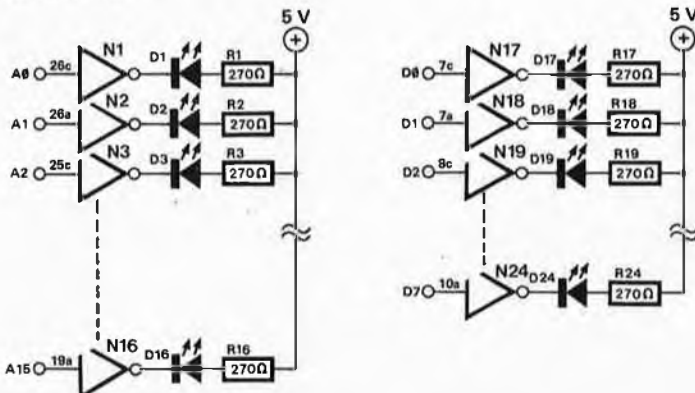
où l'on travaille instruction par instruction, en mode mono-cycle l'ordinateur travaille cycle d'horloge par cycle d'horloge, d'où le titre de mono-cycle. Cette façon de procéder

permet une analyse idéale des niveaux logiques présents sur le bus. Pour cette application, il a été prévu l'adjonction d'un montage de visualisation.

Ces deux montages, l'extension mono-cycle et l'adjonction de visualisation du bus, sont des aides précieuses lors de la recherche de problèmes logiciels ou matériels. Ce sont des outils d'analyse logique particulièrement utiles en cas de problème apparaissant lors de la première mise en route. Après une action sur la touche Reset, qui envoie un signal d'initialisation, l'unité centrale (CPU) se trouve dans un état bien défini. L'envoi d'impulsions uniques à l'aide de S1 met en route un processus, au cours duquel l'unité centrale procède au cycle d'initialisation (8 cycles); à l'issue de ces huit cycles, les deux vecteurs d'initialisation RESL (FFFC) et RESH (FFFD) se trouvent sur le bus d'adresses; le programme est lancé à partir de ces adresses. Certains livres peuvent vous donner des informations sur la manière dont sont exécutées les différentes instructions. Il est important de veiller à ce que l'unité centrale ne s'arrête pas au cours d'une instruction d'écriture.



N1 ... N24 = IC1 ... IC4 = 74LS04  
 N25, N26 = 1/2 IC5 = 74LS00  
 FF1, FF2 = IC6 = 74LS76



82546

*Littérature*  
 MCS 6500 Micro-computer Family  
 Hardware Manual (MOS Technology)  
 Hardware Book for the 6500 Family  
 (Rockwell)

C'est pas du jaja!

JA 82, c'est le bel été que nous sommes en train de vivre; Juillet-Août 82, une référence qui fait date ou plutôt une date qui fait référence... puisque voici une alimentation *spécialement* conçue pour ce numéro *spécial*.

Que peut-il encore y avoir de bien *spécial* à proposer en matière d'alimentation? La rédaction d'Elektor n'est pas à cours de recettes! Jugez-en plutôt:

- une tension de sortie réglable à partir de zéro, avec un transformateur à un seul enroulement secondaire;
- selon la plage de tensions à couvrir, on utilise soit le célèbre 723, soit le non moins célèbre L146 (hautes tensions);
- la limitation du courant de sortie est réglable de façon continue;
- tout a été prévu (tableaux) pour trois versions différentes (30, 40 et 60 V).

Le schéma donne la version 40 V/0,8 A avec un circuit intégré du type L146 en raison de la tension de sortie élevée. Normalement, ce circuit intégré (ainsi que le 723) ne permet pas d'obtenir des potentiels inférieurs à 2 V. Et pourtant, une petite astuce nous

permet d'y arriver. On utilise pour cela deux paires de résistances: R3/R6 et R4/R5. De sorte qu'avec P2 on couvre une plage allant de pratiquement 0 V à 45 V. Nous reviendrons ultérieurement sur la possibilité d'obtenir des potentiels plus élevés. Les deux paires de résistances veillent à ce que les broches 4 et 5 du 723 (L146) reçoivent une tension de quelques volts, de sorte que le circuit intégré opère toujours dans les limites de tolérance de la tension d'entrée, même lorsque la tension de sortie chute sous le seuil de 2 V. On remarquera également le circuit de commande particulier du transistor de sortie T3; en effet, lorsque la tension de sortie devient (trop) faible, le potentiel de la broche 4 est moins élevé que celui de la broche 5. Le 723 essaie de corriger cela en augmentant la tension fournie par la broche 9. En vain, parce que cette broche est reliée à la masse via R7 et D2. Toutefois, si le potentiel ne peut pas augmenter à cet endroit, rien n'empêche le courant de le faire!... et il le fait (jusqu'à 6 mA environ, en raison de la limitation provoquée par R7). Ce courant passe par la broche 11 et retourne dans le circuit intégré d'où il ressort par la broche 9, provoquant une chute de

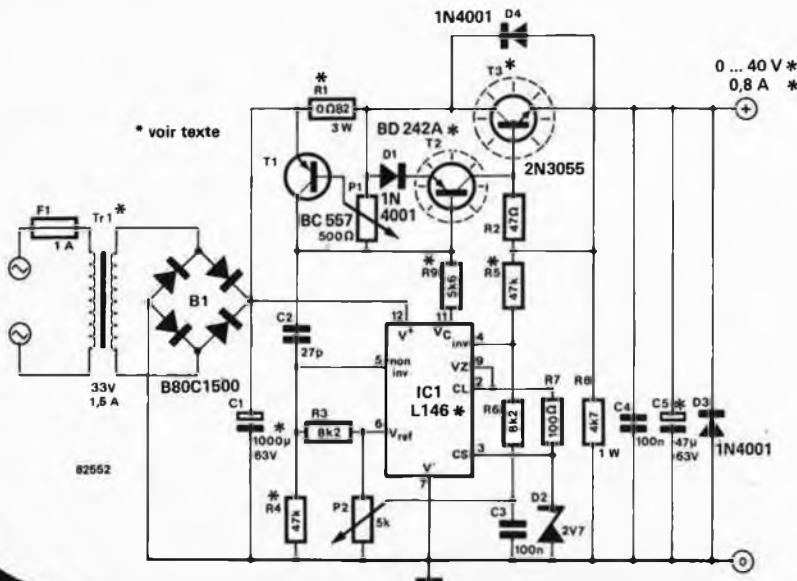
tension sur P1, laquelle commande l'ouverture du transistor-série T3 (via T2) et la tension de sortie augmente! Le curseur de P1 est relié à T1 qui veille à la limitation de courant. Dès que la chute de tension sur R1 dépasse 0,6 V, P1 est court-circuité par T1 et de ce fait, le transistor-série T3 se bloque. En fonctionnement normal (sans intervention de la limitation de courant), la chute de tension constante sur P1 est de 1,2 V, soit la tension directe de D1 et  $U_{BE}$  de T2. Une partie de cette tension peut servir à commander T1 avant que ne soit atteint le seuil du 0,6 V sur R1. La tension de base de T1 se compose de la chute de tension sur R1 et de la tension au curseur de P1. Et c'est ainsi qu'il est possible de faire intervenir la limitation de courant à n'importe quelle valeur comprise entre zéro et la valeur maximale du courant de sortie.

Quelques précisions encore: le circuit intégré 723 "passe" jusqu'à 36 V; par conséquent, dès que l'enroulement secondaire du transformateur délivre plus de 24 V, il faut utiliser un L146 qui supporte jusqu'à 80 V (c'est-à-dire une tension de 48 V au secondaire du transformateur). Dans ce dernier cas de figure, il faut également dimensionner condensateurs et transformateurs en conséquence. Nos "forçats" du type 2N3055 ne supportent que 60 V; pour une tension devant atteindre 80 V, il faut prévoir des 40411 ou 2N3442 pour ne citer que ceux-là...

Le tableau 1 donne toutes les précisions nécessaires pour les trois versions. Afin d'éviter que la dissipation de puissance de T3 ne "s'envole" au-delà de 40 W, il faut limiter le courant de sortie en conséquence (pour la version 40 V, à 0,8 A). Mais rien n'empêche de monter deux 2N3055 (avec des résistances d'émetteur en parallèle, de façon à doubler le courant de sortie. Dans ce cas, il faudra prévoir un transformateur de 2 A au moins. Le brochage indiqué pour IC1 est celui de la version DIL et n'est pas du tout compatible avec celui de la version TO (boîtier rond); non seulement le brochage est différent, mais cette version est de toute façon incompatible avec notre circuit puisqu'il lui manque la connexion  $V_Z$ , indispensable ici!

Tableau 1

$U_e$	$I_s$	R1	R4,R5	R9	Transfo	Cond.	IC1	T2	T3
0-25 ... 30 V	1,3 A	0,47 $\Omega$	33 k	2k7	24 V/2 A	40 V	723	BD 242	2N3055
0-40 V	0,8 A	0,82 $\Omega$	47 k	5k6	33 V/1,5 A	63 V	L 146	BD 242A	2N3055
0-60 V	0,6 A	1,2 $\Omega$	68 k	10 k	48 V/1 A	80 V	L 146	BD 242B	2N3442



\* voir texte

82552

65

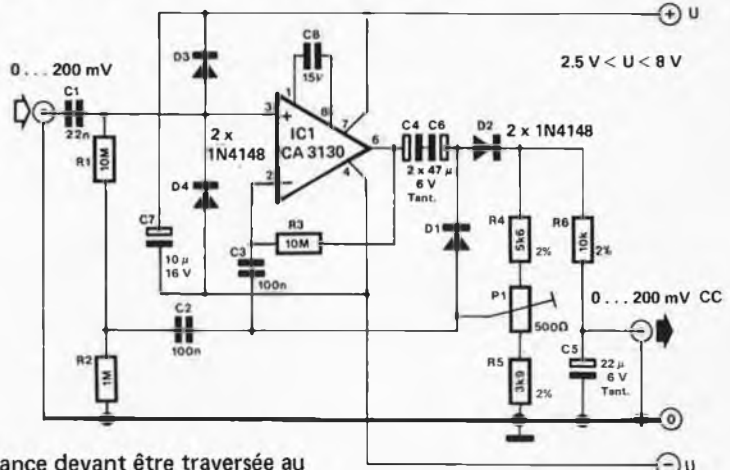
# convertisseur CA/CC

accroître les possibilités des voltmètres continus

Le convertisseur CA/CC dont nous allons parler ici se charge de "traduire" la valeur d'une tension alternative en valeur de tension continue correspondante. Ce montage permet de mesurer des tensions alternatives à l'aide d'un voltmètre (continu) à haute impédance.

Le schéma nous montre un redresseur actif construit autour d'un CA 3130, schéma qui comporte quelques astuces lui permettant d'approcher autant que faire se peut la valeur exacte lors d'une mesure de valeur efficace. Le signal à mesurer est envoyé à l'entrée non-inverseuse (positive) de IC1, par l'intermédiaire du condensateur d'entrée C1. Les diodes D3 et D4 protègent l'entrée contre des tensions trop élevées. Les condensateurs C4/C6 et C2 font en sorte que la sortie et la contre-réaction ne soient couplées qu'en alternatif, de manière à ce que l'existence éventuelle d'une tension de compensation de IC1 n'ait pas la moindre influence sur l'exactitude du résultat mesuré. La résistance R3 se charge de l'amplification en continu (gain = 1) de l'amplificateur opérationnel.

R1 et R2 servent à régler la tension continue destinée au circuit intégré. Grâce à C2, on obtient une forte élévation artificielle de l'impédance d'entrée du circuit (bootstrapping). Au cours de la partie positive du signal d'entrée, la diode D2 devient passante; le gain de l'amplificateur opérationnel est alors déterminé par le rapport entre les résistances R4, R5 et la position choisie pour le potentiomètre P1. Le condensateur C5 est alors mis en charge au travers de la résistance R6. Pendant la partie négative du signal d'entrée, c'est au tour de la diode D1 de conduire. C5 se décharge en partie pendant ce court instant. Il ne se décharge que partiellement parce que le gain de l'amplificateur opérationnel n'est unitaire que pendant la durée de conduction de D1 et que la résistance au travers de laquelle se décharge le condensateur a une valeur plus élevée que



la résistance devant être traversée au cours de la charge. Le rapport a été choisi de manière à ce que la tension continue régnant aux bornes du condensateur soit égale à la valeur efficace du signal d'entrée. Nous sommes en fait en présence d'une mesure de la valeur moyenne corrigée de façon à donner une valeur efficace.

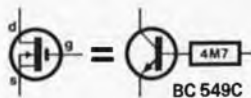
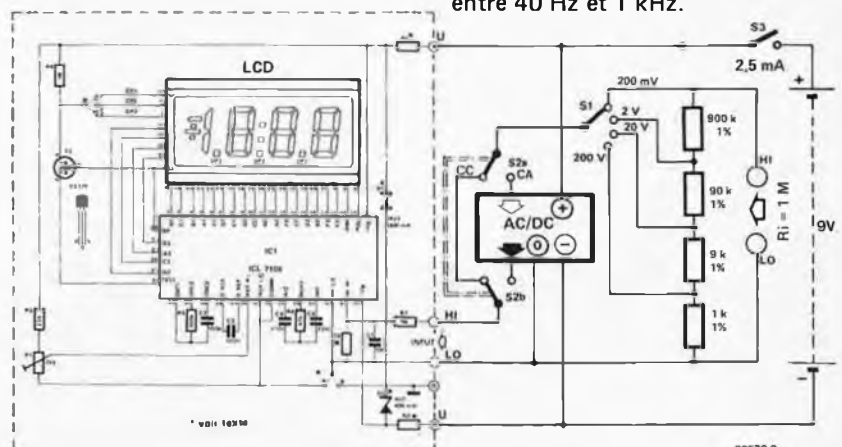
Le montage nécessite une alimentation symétrique: c'est-à-dire qu'il lui faut deux tensions que l'on peut choisir entre  $\pm 2,5$  et  $\pm 8$  V. La consommation de courant est très légèrement supérieure à 1 mA.

La figure 2 permet de voir comment connecter ce convertisseur à l'entrée d'un voltmètre (l'exemple que nous avons choisi est extrait du numéro d'octobre 1981. R1, R2 sont des ponts; R8, D1, D2 sont supprimées, mettre en place le pont A). Le diviseur de tension décrit sert tant pour les tensions alternatives que pour les tensions continues. Si l'on ajoute un circuit supplémentaire au commutateur S1, on se donne la

possibilité de déplacer le point décimal de l'affichage. Sachant que le voltmètre se charge lui-même de fabriquer un zéro artificiel, l'alimentation du convertisseur peut se borner à une seule pile de 9 V. Si l'on utilise un voltmètre différent de celui donné en exemple, on pourra agir de la même façon, à condition que l'impédance d'entrée du voltmètre choisi soit égale ou supérieure à 10 M $\Omega$ .

Avant de procéder au réglage du convertisseur CA/CC, il faut effectuer l'étalonnage du voltmètre à cristaux liquides (gamme 200 mV), S2a en position CC (courant continu). On règle ensuite le convertisseur par action sur P1, en appliquant au montage une tension alternative de 150 mV<sub>eff</sub> et de fréquence 100 Hz et en comparant la valeur affichée avec celle fournie par un multimètre numérique précis.

La précision du convertisseur est de  $\pm 1\%$  pour les fréquences comprises entre 40 Hz et 1 kHz.



BS 170

BC 549C

\* voir texte

82673-2

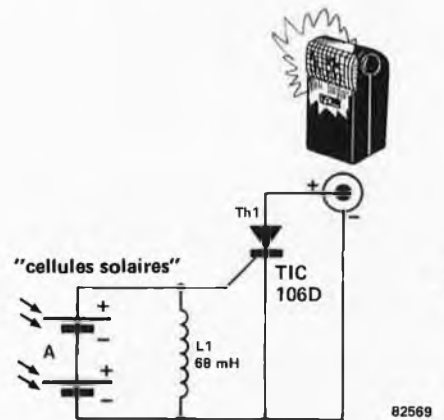
66

## déclenchement photo-voltaïque pour flash esclave

La fonction d'un système de déclenchement de flash esclave n'est vraiment efficace que ... dans les meilleurs délais! On trouve bon nombre de circuits vendus dans le commerce ou encore des propositions de schémas publiés ici et là dans des livres plus ou moins spécialisés ou des magazines d'électronique (tout à fait spécialisés, comme celui que vous lisez en ce moment même). Le plus souvent, il leur faut une alimentation par piles pour une circuiterie électronique relativement complexe. Avec le système par déclenchement photo-voltaïque, non seulement le nombre de composants est ridicule, mais il n'est besoin d'aucune source d'énergie... si ce n'est la lumière émise par le flash "maître", ou principal si l'on préfère. Le déclenchement proprement dit est assuré par un thyristor sensible de

faible puissance et une tension de blocage de 400 V au moins. Un TIC 106 D fait parfaitement l'affaire. Deux cellules solaires d'environ 100 mm<sup>2</sup> sont connectées en série et transforment l'éclair du flash principal en une impulsion d'amorçage pour le triac. Une inductance de 68 mH (self ordinaire, genre TOKO) assure au montage une bonne immunité contre les parasites lumineux de tous ordres. L'auteur de ce circuit a obtenu de bons résultats avec un flash moyen normal placé à une cinquantaine de mètres des cellules photo-voltaïques. En utilisant des cellules de plus grande surface, il est sans doute possible d'augmenter la distance entre le flash principal et le système de déclenchement de flash esclave.

G. Kleinnibbelink



Et pourquoi ne pas doter ce dernier d'une lentille afin d'en augmenter la sensibilité et éventuellement la sélectivité?...

67

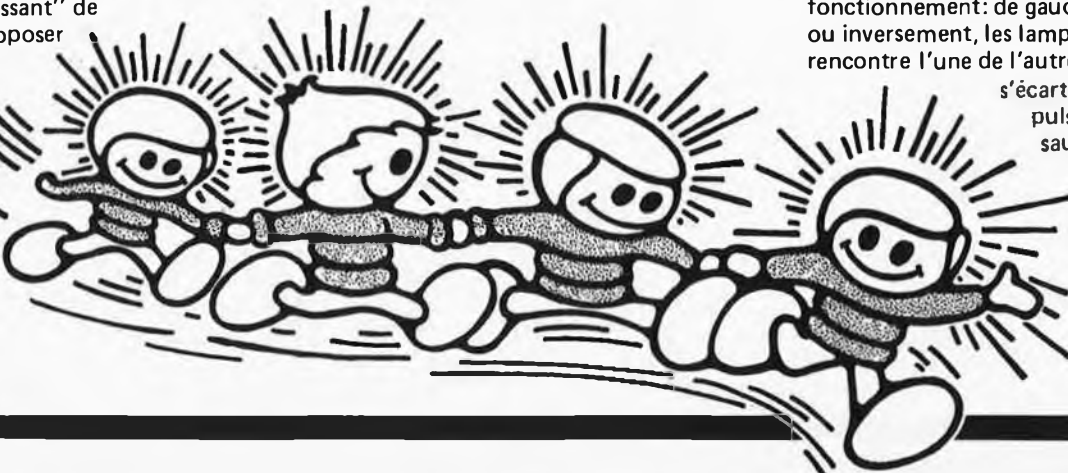
## chenillard à facettes multiples

Nous n'avons pas, chez Elektor, de statistiques qui nous permettent de savoir quel est le nombre de chenillards que nous avons déjà pu décrire dans nos colonnes. C'est la raison de l'absence d'adjectif numéral dans le titre, tel que 85ème ou 127ème. Quoiqu'il en soit, il est toujours possible et "intéressant" de proposer

une version nouvelle d'un montage de ce genre. Quel est l'électronicien amateur qui n'ait pas encore construit ou qui n'ait pas envie de construire, au cours de sa carrière, un montage de ce genre qu'il a pu ou pourra présenter aux yeux émerveillés des membres de son entourage. Où cela? La plupart du

temps, dans son "dancing personnel". Ce chenillard à 10 canaux se distingue par le nombre important de possibilités de réglage qu'il possède. Il est en effet possible de relier chacune des sorties du compteur IC1 à l'un des 10 drivers de sortie, par action sur des commutateurs à 10 positions. On choisit de cette manière le mode de fonctionnement: de gauche à droite ou inversement, les lampes allant à la rencontre l'une de l'autre ou

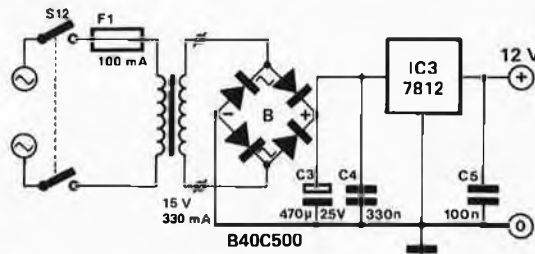
s'écartant, lumière pulsée, en flash, sautillante ou clignotante. Il existe sans aucun doute d'autres possibilités que nous n'avons pas découvertes.



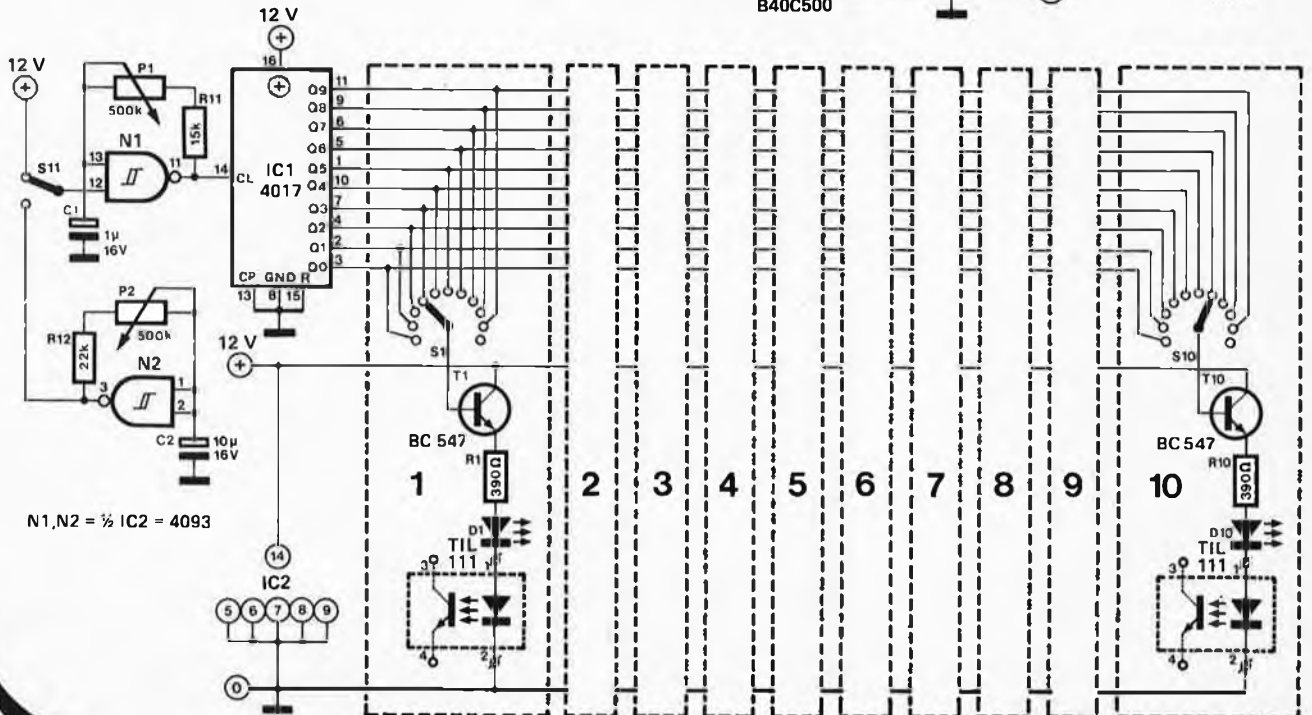
L'interrupteur S11 permet le choix entre un (N1) ou deux oscillateurs qui déterminent la vitesse de défilement; dans le deuxième cas, le premier (N1) est commandé par le second (N2). On obtient de cette manière un effet de lumière très particulier que l'on pourrait appeler "sautillant". Si l'on désire faire un montage ne comportant que des LED pour obtenir un chenillard à LED, on mettra les cathodes des LED D1...D10 à la masse. Le schéma du circuit offre une option plus riche

en lumière puisqu'il permet la commande d'ampoules à incandescence par l'intermédiaire d'opto-coupleurs.

Nous avons déjà publié dans nos colonnes un montage fort ressemblant sous le titre de "mégalo-vumètre": c'était en février 1981. Prenez du bon temps avec votre chenillard à la sauce Elektor!



82518

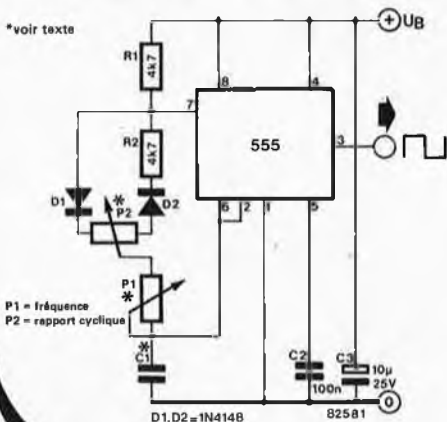


N1, N2 = 1/2 IC2 = 4093

# 68 générateur de signaux carrés

P.C.M. Verhoosel

... à rapport cyclique variable



Les circuits de vacances se suivent, se ressemblent parfois... et s'améliorent d'autres fois. Page 7-68 du numéro de vacances de l'année dernière, on trouve un générateur de signaux carrés à rapport cyclique fixe de 50 %, construit autour d'un 555. On retrouve ici le schéma presque identique, à ceci près que cette fois le rapport cyclique est variable. Contrairement à ce que l'on fait d'habitude (voir infocarte n° 19), la résistance entre les broches 7 et 6 consiste ici en un réseau comportant P1, P2, D1 et D2. Ces deux dernières définissent la durée de charge et de

décharge du condensateur C1; de sorte que sans P2, on obtient le rapport cyclique symétrique (50 %). Le réglage de la fréquence à l'aide de P1 diffère toutefois de ce qui a été annoncé dans l'article de Juillet-Août 1981.

Le rapport cyclique  $\eta$  dépend de P1 et P2:  $\eta = 1 + P2/P1$ . Si à présent P2 = 0 ( $\eta = 100\%$ ), la fréquence devra être calculée d'après la formule suivante:

$$f = \frac{0,69}{(2 \cdot P1 + P2 + 4,7 k) \cdot C1}$$

69

## SUPRA

préamplificateur  
pour cellule MD/MC à bruit extrêmement faible

Les préamplificateurs pour cellules magnétiques souffrent tous du même défaut: leur bruit propre.

Ce bruit supplémentaire est principalement dû au principe sur lequel ils reposent, principe qui exige une circulation de courant irrégulière à travers la jonction PN du transistor d'entrée. On a vu apparaître sur le marché des transistors de construction japonaise principalement, au bruit extrêmement faible, destinés tout spécialement à ce type d'application; mais leur prix et leur disponibilité restent un gros problème.

Le principe de ce montage est basé sur une constatation: les tensions de sources de bruit branchées en parallèle et non corrélées entre elles s'additionnent géométriquement, ce qui diminue le bruit total du montage parallèle. Dans le cas du SUPRA, en ce qui concerne son comportement en alternatif, on trouve 8 transistors montés en parallèle, ce qui permet de diminuer le bruit dans un rapport égal à  $\sqrt{8}$ , c'est-à-dire 2, 82 ou 9 dB. La totale symétrie du montage et le fonctionnement en classe A des

transistors finaux T17 et T18 permettent l'obtention d'un taux de distorsion de loin inférieur à ce que l'on pourrait atteindre à l'aide de circuits intégrés. Autre caractéristique de construction remarquable de ce montage: le circuit symétrique d'amplification différentielle. Cette façon de réaliser cet étage a de nombreux avantages, dont le plus important est sans doute l'atténuation minimale de 50 dB des signaux parasites produits par la tension d'alimentation (tels que ronflement et souffle). On obtient une atténuation totale des signaux parasites de plus de 150 dB par la jonction de deux processus favorables: le montage en "gyrateur" des transistors T19 et T20 et l'utilisation des régulateurs de tension IC1 et IC2. Nous attirons votre attention sur un point que l'on a trop souvent tendance à perdre de vue: lorsque l'on veut atteindre le rapport signal/bruit le plus élevé possible, les mesures "préventives" sont aussi importantes que les techniques visant à réduire le bruit propre de l'étage

d'amplification.

Le SUPRA ne comporte pas de condensateur de découplage en entrée. En mettre un à cet endroit n'engendrerait que plus de bruit.

## Caractéristiques techniques

Sensibilité d'entrée	
(sortie: 200 mV):	2,5 mV/1 kHz
Impédance d'entrée:	49 k/280 p
Tension d'entrée max. (à 1 kHz):	110 mV
Taux de distorsion	
(sortie: 200 mV):	100 Hz: < 0,001 %
	1 kHz: < 0,001 %
	20 kHz: < 0,001 %
Taux de distorsion en surmodulation	
de +32 dB (sortie: 8,4 V):	100 Hz: < 0,016 %
	1 kHz: < 0,01 %
	20 kHz: < 0,01 %

Respect de la courbe RIAA

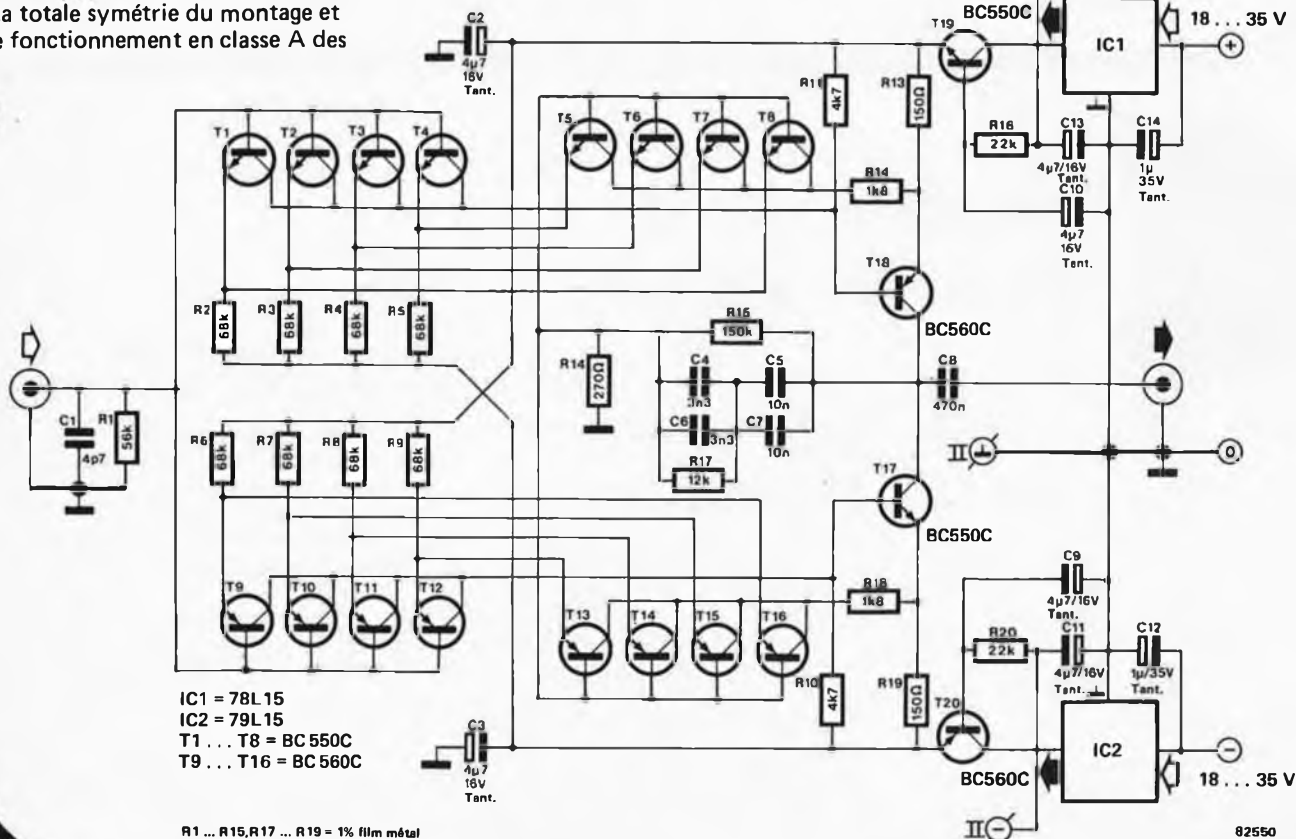
si C4 ... C7 ont une tolérance de 5%:  $\leq \pm 0,55$  dB

si C4 ... C7 ont une tolérance de 2%:  $\leq \pm 0,25$  dB

Réponse en fréquence (avec C4 ... C7 à tolérance de 5%): 0 Hz ... 40 kHz  $\pm 0,55$  dB

Rapport signal/bruit avec entrée fermée:  $> 86$  dB

1





Liste des composants

Résistances:  
R1 = 56 k/1 %  
R2 ' ' ' R9

Résistances:  
R1 = 56 k/1 %  
R2 . . . R9 = 68 k/1 %  
R10,R11 = 4k7/1 %  
R12,R18 = 1k8/1 %  
R13,R19 = 150/1 %  
R14 = 270/1 %  
R15 = 150 k/1 %  
R16,R20 = 22 k/5 %  
R17 = 12 k/1 %

Toutes résistances de tolérance 1 %, à film métallique

Condensateurs:

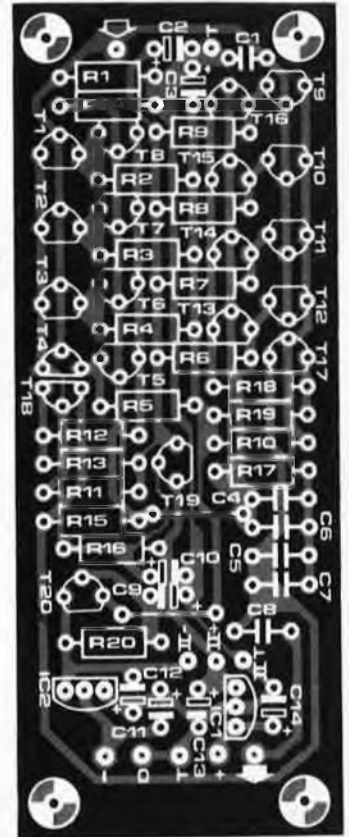
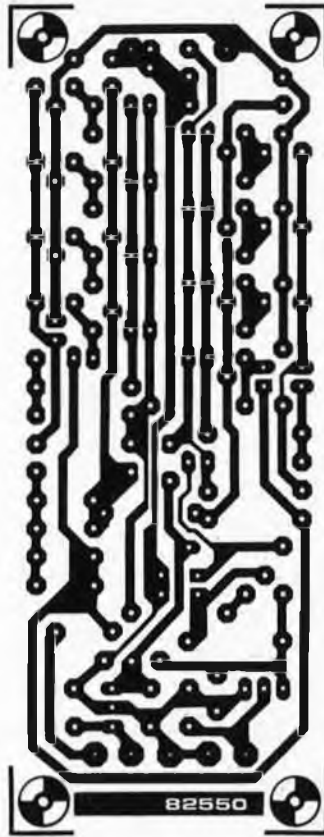
C1 = 4p7 (voir texte)  
C2,C3,C9 . . . C11,C13 = 4µ7/16 V tantale  
C4,C6 = 3n3/2 %  
(voir caractéristiques techniques)  
C5,C7 = 10 n/2 %  
(voir caractéristiques techniques)  
C8 = 470 n, feuille  
C12,C14 = 1 µ/35 V, tantale

Semiconducteurs:

T1 . . . T8,T17,T19 = BC550C,BC414C  
T9 . . . T16,T18,T20 = BC560C, BC416C  
IC1 = 78 L 15  
IC2 = 79 L 15

La plage de transfert démarre ainsi dès le courant continu (DC). Le nombre important de transistors utilisés peut vous effrayer à première vue, mais l'utilisation d'un circuit imprimé, tiré du dessin joint, facilite grandement la construction; un tel circuit imprimé permet également de se mettre à l'abri des problèmes typiques du "bricoleur semiprofessionnel", tels qu'entrée en auto-oscillation et autres... Le prix de revient de l'ensemble reste dans des limites fort acceptables lorsque l'on prend en compte le résultat final et la qualité du produit construit.

2



Vingt transistors de ce type achetés en une seule fois ne devraient guère vous coûter beaucoup plus de 30 francs. Les régulateurs de tension intégrés ne sont utilisés qu'en un seul exemplaire. Si vous voulez construire une version à deux volets (stéréo), vous pouvez éliminer la deuxième voie, les composants suivants: C11 . . . C14, IC1 et IC2. Les points de connexions marqués II +, II ⊥ et II - sur les circuits imprimés sont reliés deux par deux. Le transformateur nécessaire à l'alimentation aura les caractéristiques suivantes: secondaire de 2 x 15 V . . . 24 V/50 mA. Le

condensateur de charge doit avoir une capacité minimale de 470 µF. On pourra adapter l'impédance d'entrée du SUPRA à n'importe quel système phonocapteur, en modifiant en conséquence les valeurs de R1 et de C1. Le gain de l'ensemble est déterminé par R14. Si l'on choisit une résistance de 100 Ω pour R1 et de 27 Ω pour R14, le SUPRA se transforme en préamplificateur pour bobine mobile qui fournit, contrairement à la majorité des préamplis pour BM, un signal corrigé, (de la distorsion), que l'on peut transmettre directement à l'entrée AUX de l'amplificateur.

70

**CAG sans façons**

"low-fi", mais extrêmement pratique

Le montage que nous allons décrire est capable de fournir une tension de sortie de  $U_{V_{crête}}$  à crête relativement constante, même lorsque la tension d'entrée passe et repasse de quelques millivolts à plusieurs volts. Ce montage ne répond pas aux normes de la Hi-Fi, car la distorsion est perceptible. Cette caractéristique n'enlève pas toute son

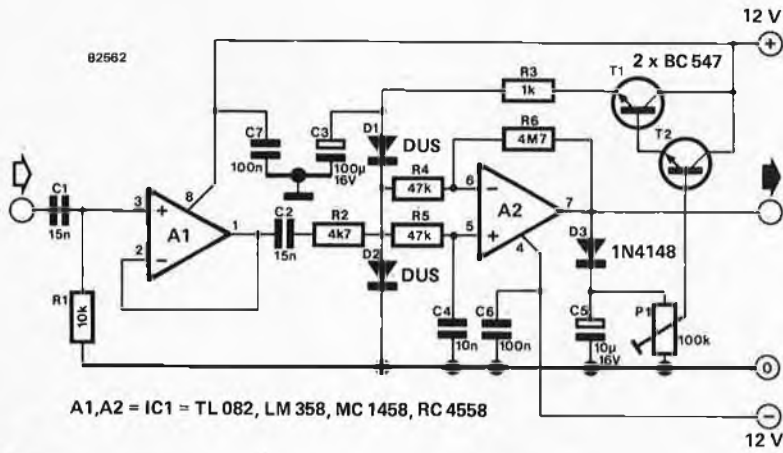
utilité au montage. Cette Commande Automatique de Gain est particulièrement adaptée à l'enregistrement de programmes pour ordinateur individuel. La distorsion n'a, pour ce type d'enregistrement, que fort peu d'importance; il est nécessaire au contraire que l'amplitude reste constante.

A1 se charge de faire en sorte que la résistance de sortie soit suffisamment faible pour pouvoir commander l'atténuateur proprement dit, D1 et D2. Si nous faisons abstraction de ces deux diodes, A2 travaille en amplificateur standard de gain 100, mais sa réaction au courant continu est étrange car ce courant

provient du signal d'entrée moyenné (par l'intermédiaire de R5 et de C4). Cette façon de procéder permet de faire en sorte que la tension continue appliquée à l'entrée (nous allons y revenir) ne puisse jamais subir un facteur d'amplification supérieur à 100. Cela a

malheureusement pour corollaire l'amplification maximale de la tension de compensation (d'offset) de A2; mais comme cette tension est relativement constante, cela n'a pas de conséquences négatives. Le signal amplifié, disponible à la sortie, est appliqué à un détecteur de

crête constitué par D3 et C5. Une partie de cette tension de crête (ajustable à l'aide de P1) arrive aux diodes de commande D1 et D2 après avoir traversé les transistors T1 et T2. Le courant qui passe au travers des diodes est proportionnel au niveau de la tension. Il est à noter que ces diodes ont une caractéristique non linéaire, car leur résistance diminue lorsque le courant augmente. C'est de cette manière que le signal d'entrée est plus ou moins "détourné" vers la masse. On peut traduire ce phénomène différemment en disant que ces diodes constituent un atténuateur dont le facteur d'atténuation est proportionnel au courant qui traverse les diodes. La tension continue appliquée à D2 suit également les variations du courant qui traverse la diode, mais cela n'a heureusement aucune conséquence désastreuse car A2 n'amplifie pas les tensions continues.



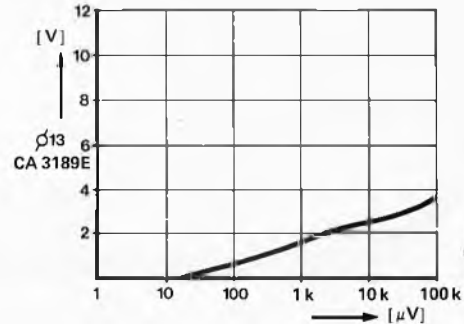
# 71 vu-mètre à LED

## Indicateur d'accord lumineux

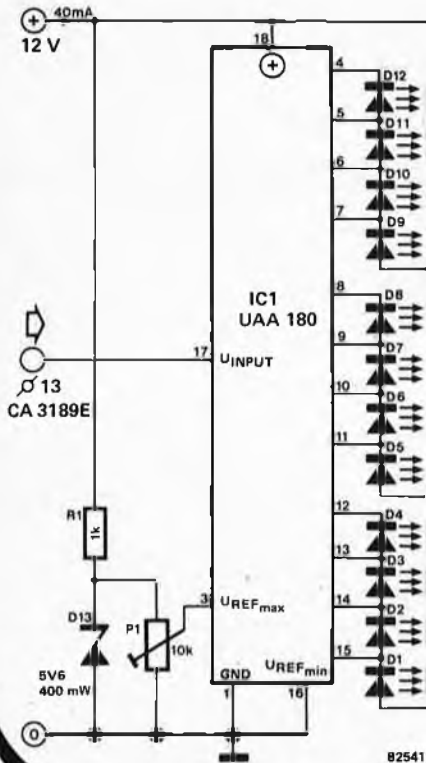
Cet indicateur de puissance de champ à LED trouvera facilement une place dans tout poste radio ou

tuner utilisant un CA 3189E comme circuit intégré amplificateur de fréquence intermédiaire (la platine FI pour tuner FM décrite dans le numéro de septembre 1979 en est un bon exemple).

L'adjonction d'un célèbre UAA 180 permet la création d'un affichage "en barre" comprenant 12 LED. La sensibilité du montage est déterminée à l'aide du potentiomètre ajustable P1. La tension appliquée aux pattes de P1 est maintenue à 5,6 V par l'intermédiaire de R1 et de D13. L'entrée de l'UAA 180 est connectée à la broche 13 du CA 3189E. La courbe caractéristique jointe montre la forme de la tension de sortie recueillie en ce point, suivant le niveau du signal d'entrée. On voit immédiatement qu'il s'agit d'un comportement logarithmique. On ajustera P1 de façon à ce que toutes les LED soient allumées lors de la réception de la station la plus puissante. Le montage peut être utilisé avec un autre circuit intégré de fréquence intermédiaire que le CA 3189E, à condition qu'il possède une broche sur laquelle soit disponible une tension continue de quelques volts proportionnelle au



signal d'entrée appliqué. Dans la plupart des cas, cette broche est connectée à l'indicateur d'accord incorporé. En cas d'utilisation de l'indicateur d'accord lumineux, on pourra déconnecter cet instrument. La consommation est faible. Elle atteint 40 mA environ lorsque toutes les LED sont allumées. Il est possible de remplacer les LED D1 et D2 par un strap, sachant que de toutes façons le bruit de fond suffit pour qu'elles s'allument. Cette amputation nous laisse en présence 10 LED, ce qui permet d'utiliser une échelle miniature comme nous les aimons (rappelez-vous le chronoprocasseur universel).



72

# filtre passe-bande commandé en tension

VCF à commutation de condensateurs

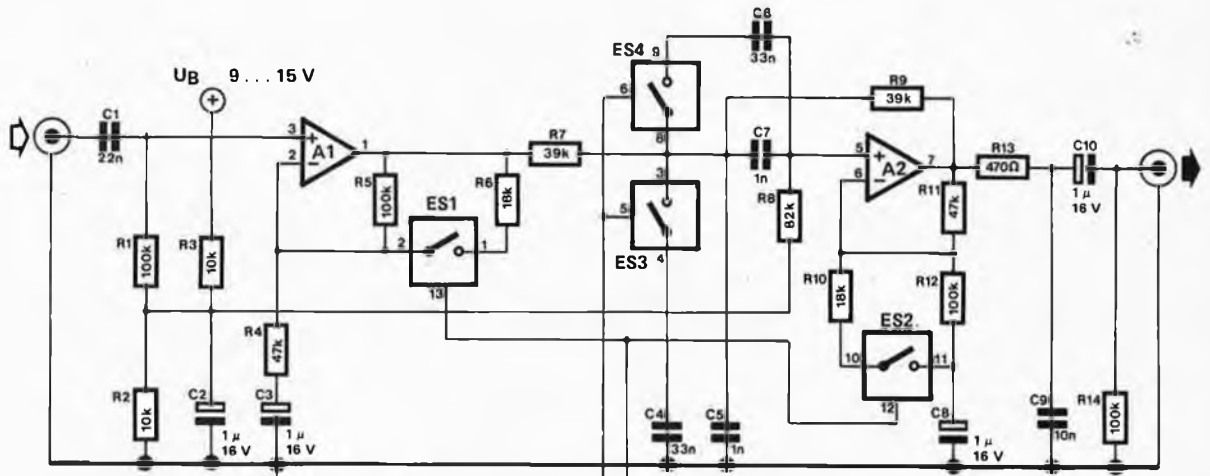
Le concept "VCF" (Voltage Controlled Filter), filtre commandé en tension, apparaît le plus souvent lorsque l'on se met à parler de synthétiseurs. Un VCF est un filtre dont il est possible, comme le souligne le sigle, de faire varier les caractéristiques à l'aide de tensions. Le montage auquel nous nous intéressons est un filtre de bande audio commandé en tension, dont il est possible de modifier la fréquence centrale ainsi que la largeur de bande. Le filtre de bande actif construit autour de A2 constitue le cœur du montage. Des condensateurs de 33n sont branchés en parallèle, par l'intermédiaire des interrupteurs électroniques ES3 et ES4, sur les condensateurs de 1n qui, eux, déterminent la fréquence de ce filtre actif. Ces interrupteurs électroniques sont commandés par une fréquence élevée à rapport cyclique variable. La mise en série d'un interrupteur

se comporte, si on la considère sur une courte durée, comme un condensateur variable. C'est ainsi qu'il est possible de régler la fréquence centrale du filtre. ES2 influe de la même manière sur le gain de A2, c'est-à-dire sur la largeur de bande, plus exactement sur le facteur de qualité du filtre. Comme malheureusement, pour ce type de filtre, une diminution de la largeur de bande va de pair avec une augmentation du gain en sens direct et que cet effet limite sérieusement les applications envisageables pour un filtre de ce type, ES1 com-

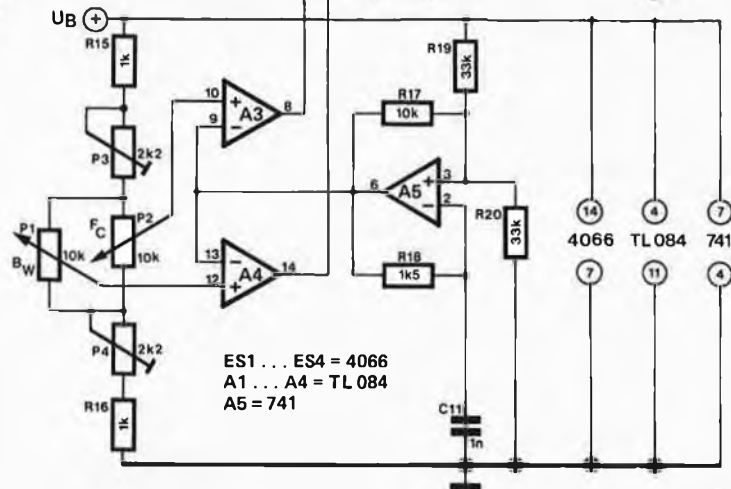
pense, par l'intermédiaire de A1, ce phénomène en réglant en sens inverse le gain à l'entrée. Il nous reste à savoir maintenant comment est produite la fréquence de commande des interrupteurs électroniques. A5 est une configuration standard d'amplificateur opérationnel monté en multivibrateur astable. Attention cependant! Ce multivibrateur astable, contrairement à ce à quoi on pourrait s'attendre, ne produit pas un signal rectangulaire, mais un signal triangulaire! La solution de cette énigme est fort simple: A5 est un 741 qui, comme tout le monde le sait, est incapable, à une fréquence aussi élevée, de fournir un signal rectangulaire car il est beaucoup trop lent; c'est pour cette raison que le 741 nous fournit un signal triangulaire.

Cette tension est transmise aux amplificateurs opérationnels A3 et

A4, montés en comparateurs. Les comparateurs comparent les tensions triangulaires avec les tensions qu'ils reçoivent par l'intermédiaire des potentiomètres et qui, elles, sont ajustables. Le résultat de tout ceci est l'apparition, à la sortie, d'une tension rectangulaire dont la fréquence est constante, mais dont le rapport cyclique peut être modifié par la tension appliquée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Comme ni l'amplitude, ni la fréquence du signal triangulaire ne peuvent être calculées exactement a priori, il est possible grâce aux ajustables d'adapter le montage au signal fourni par le 741. Les applications auxquelles pourrait servir ce VCF sont principalement audio, en raison de la possibilité de choisir une fréquence centrale comprise entre 100 Hz et 3 kHz. Il est possible de faire varier la largeur de bande du filtre entre 0,5 et 3 kHz.



électronique et d'un condensateur se comporte, si on la considère sur une courte durée, comme un condensateur variable. C'est ainsi qu'il est possible de régler la fréquence centrale du filtre. ES2 influe de la même manière sur le gain de A2, c'est-à-dire sur la largeur de bande, plus exactement sur le facteur de qualité du filtre. Comme malheureusement, pour ce type de filtre, une diminution de la largeur de bande va de pair avec une augmentation du gain en sens direct et que cet effet limite sérieusement les applications envisageables pour un filtre de ce type, ES1 com-



ES1 ... ES4 = 4066  
A1 ... A4 = TL 084  
A5 = 741

73

## chargeur rapide pour accus Cd-Ni

La charge rapide des accumulateurs au Cd-Ni est un thème que nous avons abordé en long et en large dans notre numéro de février 1980; nous l'avons illustré de deux schémas de montages. La figure 1 nous montre ce qui se passe au cours de la charge rapide d'un accu au Cd-Ni.

Si l'on prend "l'état de charge 0%", la tension commence par monter rapidement tout d'abord; on voit ainsi qu'au point "état de charge 25%", la tension a déjà atteint 1,42 V. La tension augmente ensuite plus lentement. On constate également une courte montée brusque juste avant d'atteindre la pleine charge; cette caractéristique a été utilisée dans l'un des schémas de montage décrits dans l'article de février, en tant que paramètre de surveillance de l'évolution de la charge. Les deux montages proposés prennent une certaine augmentation de la tension comme critère d'interruption de la charge. Dans le cas du deuxième montage, l'accu est en condition de légère surcharge (20%), ce qui ne devrait pas lui causer le moindre dégât d'après les données des constructeurs. Autre élément important que l'on peut déduire de la courbe donnée en figure 1: la pression et la température à l'intérieur de l'accu augmentent très rapidement dès que la charge atteint 75% environ.

C'est pour cette raison que nous avons pensé utiliser une application fournie par National Semiconductor, application qui utilise la relation existant entre l'évolution de la

température et celle de la charge.

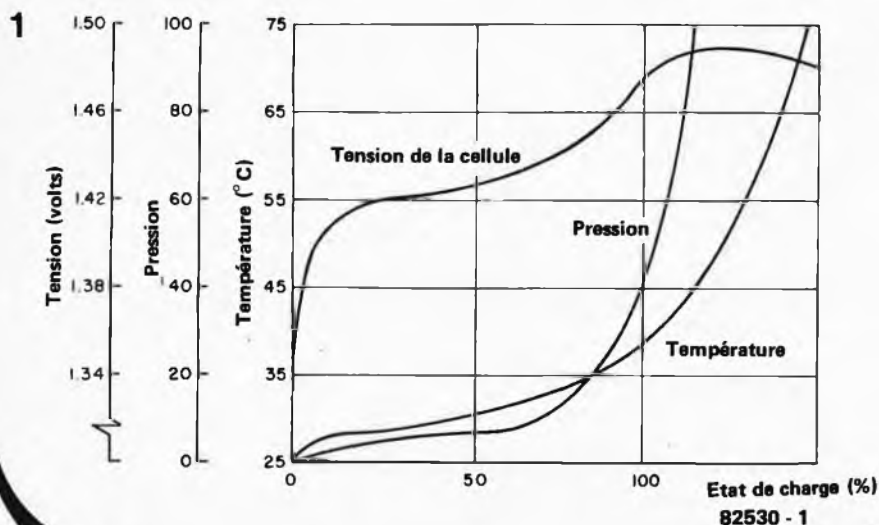
Lorsque la température de l'accu a augmenté de 5 K (anciennement °C), par exemple, le courant de charge sera coupé.

Ce procédé intéressant existe, mais ne se laisse construire qu'à un coût relativement élevé car il exige l'utilisation de deux circuits intégrés spéciaux qui sont des capteurs de température.

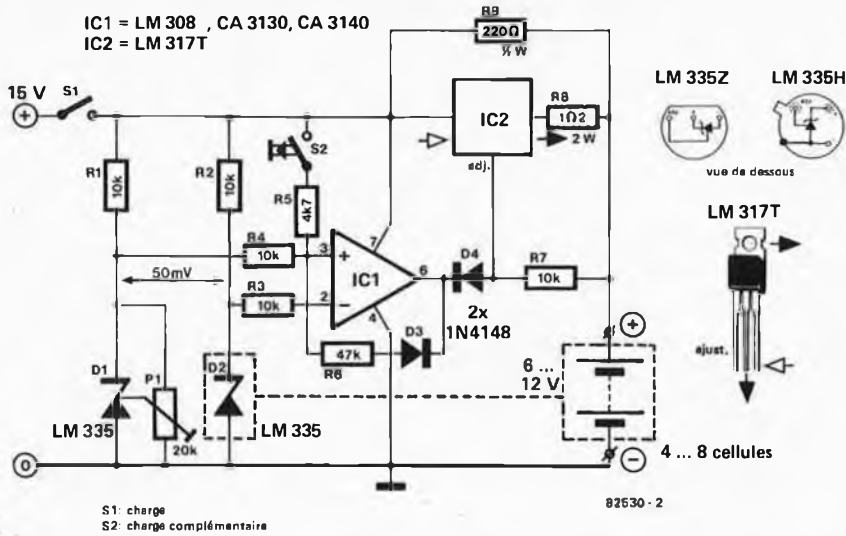
La figure 2 donne le schéma de principe de ce montage. Il s'agit en fait d'un thermostat différentiel tel qu'il parut dans le numéro de vacances 1981 (n° 32). L'amplificateur opérationnel monté en comparateur, IC1, fait passer la sortie à "0" lorsque la tension à son entrée inverseuse (négative) est exactement la même que celle existant à son entrée non inverseuse (positive). On règle le potentiel à l'entrée non inverseuse de façon à ce qu'il soit supérieur de 50 mV à celui de l'entrée inverseuse. Lorsque l'on effectue ce réglage, il faudra penser à laisser le montage sous tension pendant quelques minutes (sans accu!!!) de manière à laisser aux capteurs D1 et D2 le temps d'atteindre une même température. La tension de l'entrée inverseuse augmente en fonction de la température de D2 (10 mV/K). D2 se trouvant positionnée directement sur l'accu Cd-Ni (il est conseillé de l'y maintenir à l'aide d'un élastique), l'augmentation de température entraîne la coupure du courant de charge.

Rien n'empêche bien sûr de choisir une autre tension de réglage pour

l'entrée non-inverseuse. La figure 1 montre en effet, qu'en partant de l'état de charge 0%, si la température ambiante, (25°C), a augmenté de 5 K, l'accu n'a atteint en fait qu'une charge de 50%. La courbe caractéristique en fonction de la température se modifie cependant avec des courants de charge importants, et elle est relativement variable d'un constructeur à l'autre. Si l'on ne connaît pas la caractéristique de l'accu, on testera soi-même son comportement en fonction de la température, et l'on positionnera P1 de manière à ce que le processus de charge soit interrompu lorsque l'accu a fait le plein d'énergie, (lorsqu'il a atteint une charge de 100%). Pour ce faire, on charge "normalement" l'accu *vide* pendant la durée prescrite grâce au courant fourni par la source de courant IC2. Cet accu sert alors de référence pour le positionnement de P1. Ce potentiomètre est ajusté de manière à ce que le chargeur rapide interrompe le processus de charge lorsque cette dernière a atteint 100%. On reste dans un domaine sûr, lorsque l'on ajuste le potentiel à l'entrée positive, (non-inverseuse) à une valeur supérieure de 50 mV seulement au potentiel régnant à l'entrée négative, (inverseuse). Le montage met en charge l'accu sous un courant de 1 A environ, après fermeture de S1 et action sur S2, (START). Ce courant est fourni par le circuit intégré régulateur de tension variable LM317T, monté en source de courant constant. Si la sortie du comparateur est à "1", les diodes D3 et D4 sont bloquées. Dans ce cas la tension de référence interne de IC2, tension de 1,25 V, se retrouve aux bornes de R8, ce qui permet à un courant de 1A de circuler dans les accus. Si au contraire la sortie du comparateur est à "0", les cathodes de D3 et de D4 se retrouvent pratiquement à la masse. La source de courant constant est interrompue. Il n'y a plus qu'un tout petit courant "d'entretien" qui traverse R9, courant qui peut varier entre 10 et 15 mA, (suivant la tension des accus). Le processus de charge rapide doit se faire à un courant ayant une valeur comprise entre le simple et le double de la capacité de l'accu, (pile bâton de 0,5 Ah en ½ une demi-heure environ, accus plus gros de 1 Ah en une heure). On voit ainsi que le



2



montage est dimensionné pour 4 à 8 piles bâton R6. Rien n'empêche de charger des accus plus gros, (½ torche R14, 1,8 Ah, ou torche R20, 4 Ah), à condition de monter en parallèle sur IC2, R7 et R8, une deuxième source de courant de mêmes dimensions. On pourra charger une pile de 9 V après avoir augmenté la valeur de R8 et l'avoir portée à 6,3 Ω (1,2 + 5,1). Dernier conseil: si l'on ne veut pas causer de tort à ses accus, il est recommandé de n'utiliser en charge rapide que des accus spécifiquement définis comme tels par le constructeur. Il faut, dans ce cas de charge rapide ajuster la valeur du courant de charge en redimensionnant correctement R8.

(application National Semiconductor)

# 74

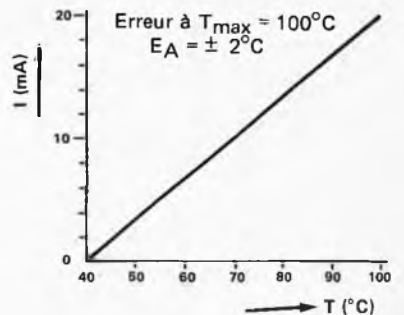
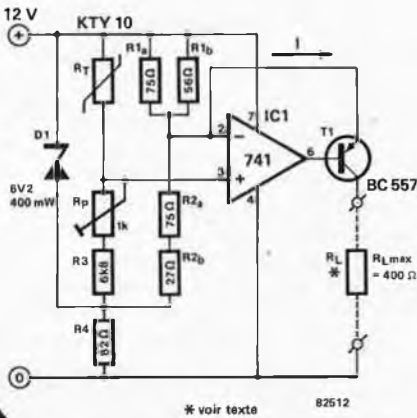
## mesure de température à l'aide d'un multimètre

La gamme dans laquelle se situe la plupart des mesures de température va en gros de 40 à 100°C. Siemens propose une application de son capteur de température, le KTY-10, englobant exactement la gamme de températures que nous venons de définir. Le montage produit un courant proportionnel à la température, courant pouvant atteindre 20 mA au maximum. Ainsi, si l'on met un multimètre en gamme 20 mA, on lira immédiatement la température, sans avoir à faire de "douloureux" calculs mentaux. On peut ainsi mesurer facilement la température d'un bain "chaud", celle de l'huile de sa "monture de feu" préférée, ou celle de tout autre liquide relativement "chaud". Il suffit de jeter un coup d'œil sur

le schéma du montage illustré en figure 1 pour voir que l'on se trouve en présence d'un pont célèbre qui n'est ni celui de Vézazano (New-York), ni le Golden Gate Bridge (San Francisco), mais un montage en pont. Dans l'une des branches du pont, on trouve le capteur de température  $R_T$  et la résistance  $R_3$ ; dans l'autre, les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . La tension appliquée au pont est stabilisée par l'intermédiaire de la diode Zener  $D_1$ . L'amplificateur opérationnel  $IC_1$  se trouve dans la diagonale du pont. Une différence de tension sur les entrées est amplifiée et commande ainsi l'ouverture du transistor  $T_1$ . Cela permet au courant de traverser la résistance de charge  $R_L$ . Ce type de conversion température/courant a d'autre part l'avantage de permettre, en principe, l'utilisation de liaisons vers  $R_L$  aussi longues qu'on le désire. Cette résistance de charge  $R_L$  symbolise le montage permettant l'affichage de la valeur, montage qui sera connecté à cet endroit. On pourra connecter à ces bornes un appareil (ou montage) capable de convertir un courant en un affichage proportionnel de la température. Prenons l'exemple du multimètre auquel nous avons déjà fait allusion, un multimètre numérique faisant également parfaitement l'affaire, (en gamme 2 V, au travers d'une  $R_L$  de 50 Ω par exemple). On règle le montage à l'aide de  $R_p$ ,

de manière à ce que la température de 40°C soit exactement le point où il ne passe plus de courant à travers l'instrument. Il existe un appareil de comparaison très simple: un thermomètre médical. Il suffit de s'en servir. Il est bien sûr possible de choisir une gamme de température différente: il faut dans ce cas modifier en conséquence les valeurs de  $R_1$  et de  $R_2$ . On obtient une gamme de températures plus "basse" en choisissant une valeur plus faible pour  $R_1$  et plus élevée pour  $R_2$ . Il faudra d'autre part diminuer la valeur de  $R_3$  à raison de 1 k chaque fois que la gamme de température choisie est décalée de 25°C (1 k/25°C de décalage). Dernière remarque: toutes les résistances et la diode  $D_1$  doivent avoir une tolérance maximale de 1 %.

(Applications Siemens 80/81)



75

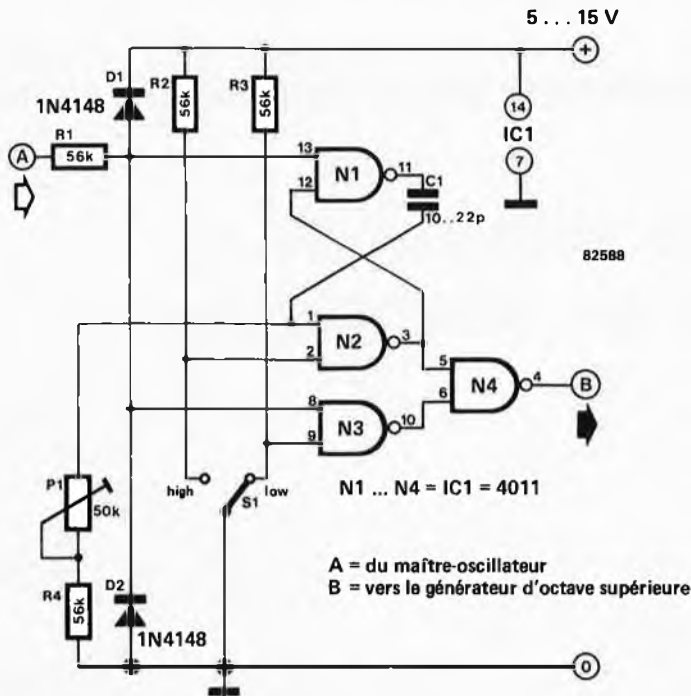
## transposeur d'octave

une bascule pour descendre d'une octave

Grâce à ce montage tout simple, le registre limité de la plupart des pianos électroniques et orgues de même nom (5 octaves en général) peut être étendu d'une octave vers le bas. Le montage est intercalé entre le maître-oscillateur (connexion au

point A) et le générateur de l'octave supérieure (connexion au point B). Un multivibrateur monostable est construit à l'aide de la porte N1 et des composants associés C1, P1 et R4; on en règle la durée par action sur P1, de manière à ce qu'il

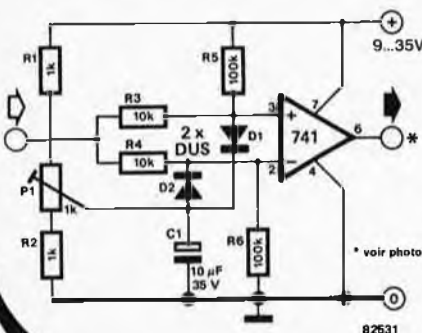
divise exactement par deux la fréquence du maître-oscillateur. La partie comprenant N2, N3, N4 et l'inverseur S1 permet de passer de la gamme d'origine (position de S1 sur "high") à la gamme décalée d'une octave vers le bas (position de S1 sur "low"). Les diodes D1 et D2 ont pour mission de protéger l'entrée contre des signaux d'entrée qui seraient, soit trop puissants, soit négatifs. La valeur à donner au condensateur C1 dépend de la fréquence du maître-oscillateur, mais quelques expérimentations permettent de la déterminer relativement facilement. En effet, lorsque l'on fait passer le potentiomètre P1 de sa valeur minimale à sa valeur maximale, la fréquence de l'orgue ou du piano doit descendre d'une octave; si tel n'est pas le cas, il faut augmenter la valeur de C1. Lorsque l'on a trouvé la bonne valeur de C1, on peut procéder au réglage. On appuie sur une touche puis on augmente la valeur de la résistance par rotation de P1, jusqu'à ce que l'on observe une chute brutale de cette note d'une octave. On poursuit très légèrement la rotation de P1: le réglage est terminé. La tension d'entrée appliquée au point A doit être égale à 60 % au moins de la tension d'alimentation.



76

## simplifier le comparateur à fenêtre

Un seul amplificateur opérationnel suffit



Un comparateur à fenêtre, dénommé également discriminateur à fenêtre, permet de savoir si une tension donnée se trouve dans le domaine (fenêtre) défini par deux tensions de comparaison préalablement fixées. Un tel discriminateur peut servir à toutes sortes d'applications dans des domaines aussi divers que ceux de la commande, de la surveillance, ou du réglage. Prenons un exemple simple: nous voudrions surveiller la température d'huile d'un moteur.

Lorsque l'on a converti l'information de température en une tension continue, il est possible de savoir instantanément, à l'aide d'un comparateur à fenêtre, si la température se situe dans le domaine autorisé ou non, c'est-à-dire si elle est trop forte ou trop faible. En règle générale, lorsque l'on veut construire un comparateur à fenêtre, on utilise deux comparateurs plus une fonction logique ET, c'est-à-dire que l'on a besoin de deux amplificateurs

opérationnels au moins. Le circuit que nous vous proposons atteint le même résultat avec un seul amplificateur opérationnel. Comment cela est-il possible?

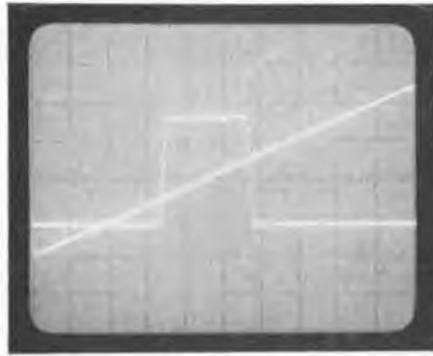
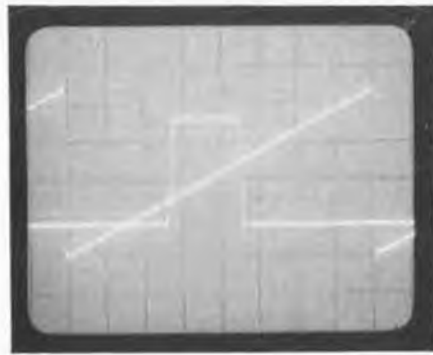
Principalement grâce à la présence des deux diodes aux entrées de l'amplificateur opérationnel.

Le potentiomètre ajustable P1 permet de définir une tension de comparaison.

Aussi longtemps que la tension d'entrée reste inférieure à cette tension de référence, la diode D2 conduit, D1 reste bloquée.

La tension à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel est plus positive que celle régnant à l'entrée non-inverseuse, nous allons de ce fait trouver un "0" à la sortie du comparateur. Si la tension d'entrée atteint maintenant la valeur de la tension de référence, D2 bloque; la tension régnant à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel devient plus positive que celle appliquée à l'entrée inverseuse, ce qui fait passer la tension de sortie d'un "niveau logique bas", à un potentiel positif ("1"). Dès que la

tension d'entrée dépasse la tension de référence de 0,6 V, la diode D1 devient passante. De cette façon,



la tension à l'entrée non-inverseuse ne peut plus augmenter, ce qui n'est pas le cas de la tension appliquée à

l'entrée inverseuse. Si, à l'entrée, la tension continue à augmenter, l'entrée inverseuse devient alors plus positive et le comparateur repasse à "0"; la fenêtre est refermée.

En respectant les valeurs données dans le schéma, la "largeur de la fenêtre" est de 2,5 V environ. P1 permet de décaler le seuil de commutation. Si la tension d'alimentation est de 9 V, le seuil de commutation inférieur peut être choisi entre 1,5 et 5 V; le seuil de commutation supérieur est, quant à lui, plus élevé de 2,5 V, c'est-à-dire de la largeur de la fenêtre.

La photographie de l'écran nous montre deux signaux: le premier, en dents de scie, est le signal d'entrée; il évolue entre 0 et 9 V. Le second est le signal de sortie du comparateur. On y constate également que le 741 est incapable à sa sortie de descendre jusqu'à 0 V, ou de monter à +  $U_B$ , lors de la commutation. Si la tension d'alimentation ( $U_B$ ) est de 9 V, la tension de sortie à "l'état logique bas" ("0"), est de 1,9 V environ, alors qu'elle est de 8,5 V approximativement à "l'état logique haut" ("1").

R. Storn

77

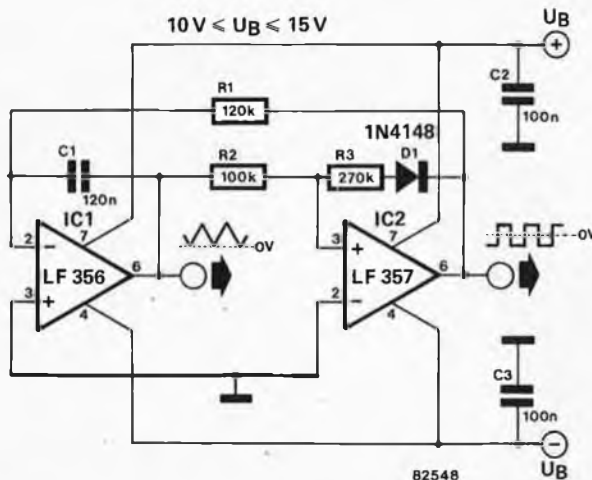
## générateur de tension triangulaire positive

S'il compare ce montage aux circuits habituels de "générateurs de signaux rectangulaires et triangulaires à deux amplificateurs opérationnels", notre lecteur constatera une petite différence: la présence d'une diode dans la

boucle de contre-réaction de IC2. C'est cette diode qui est responsable du comportement étrange de l'oscillateur; on trouve en effet, à la sortie de IC1, une tension triangulaire qui reste toujours positive. La version standard,

c'est-à-dire sans diode, fournit, elle, une véritable tension alternative symétrique par rapport au zéro. Sachant qu'un certain nombre d'appareils, tels que traceurs de courbes et autres, sont incapables de restituer la partie négative de la courbe, il peut s'avérer judicieux, dans certains cas, d'ajouter cette diode.

Jetons un coup d'œil sur le principe de fonctionnement du montage: supposons que la sortie de IC2 soit légèrement négative, la diode devient passante et l'on trouve à la broche 3, par l'intermédiaire du diviseur de tension R2/R3, une tension plus négative que celle régnant à la broche 2, car cette broche 2 se trouve au potentiel 0. De ce fait, la broche 6 reste négative. Cette tension est appliquée, au travers de R1, à l'entrée inverseuse de IC1. IC1 tente de rendre aussi faible que possible la différence de tension



B2548

existant entre les deux entrées; de ce fait, par suite des variations de tension à sa sortie, il charge le condensateur C1 avec un courant tel que la broche 2 se trouve tout juste à 0 V. Cette charge du condensateur par un courant constant fait apparaître à la sortie de IC1 le flanc ascendant de la tension triangulaire.

Si la tension atteint alors la valeur qui fait que, par l'intermédiaire de R2/R3, la tension à la broche 3 devient tout juste positive, IC2 bascule et sa sortie devient brutalement positive. Le processus

de charge de C1 s'interrompt tout aussi brutalement: C1 se décharge. La diode est bloquée et l'entrée non-inverseuse de IC2 reçoit, par l'intermédiaire de R2, toute la tension présente à la sortie de IC1. Si maintenant le flanc descendant de la tension triangulaire commence à passer légèrement en dessous du niveau 0, la sortie de IC2 redevient négative et tout le processus précédent recommence.

La tension de crête du signal triangulaire peut être calculée à l'aide de la formule suivante:

$$\hat{U} = -U_B - 2 \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

On extrait la fréquence de la formule suivante:

$$f = \frac{1}{2 \cdot R_1 \cdot C_1} \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

à condition que R3 soit supérieure à R2.

En respectant les valeurs données dans le schéma et si  $U_B = 15 \text{ V}$ , on obtient une fréquence de 100 Hz et une tension de crête de 5 V.

78

## contrôle du feu AB/AR\*

\* anti-brouillard arrière

Remplacer une indication par un test

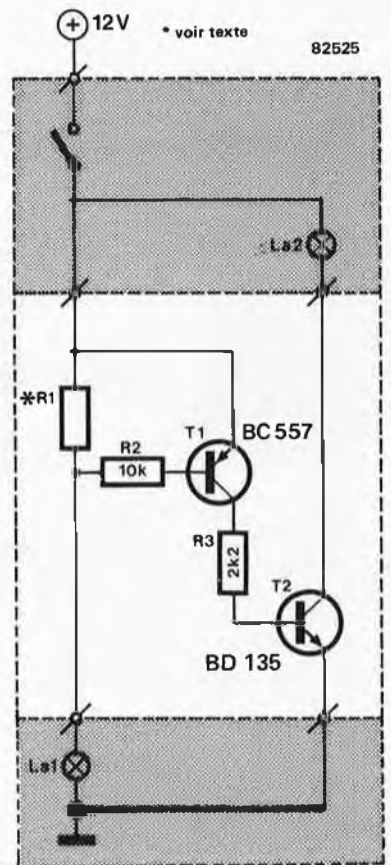
Les tableaux de bord de nos voitures ressemblent de plus en plus à des arbres de Noël, avec leurs nombreux voyants et LED multicolores. Malheureusement, un certain nombre d'entre eux est totalement superflu, car à quoi sert d'indiquer la position d'un interrupteur si on ne contrôle pas simultanément le bon fonctionnement de l'appareil que l'interrupteur est sensé mettre en fonction?

A l'exemple de nos voisins d'outre-Rhin, nous voyons fleurir sur nos véhicules les jolis feux anti-brouillard rouges; à quoi cela peut-il bien servir que l'ampoule indiquant qu'il est en fonction soit allumée, si l'ampoule du feu elle-même à rendu l'âme depuis longtemps. Car quel que soit l'état de l'ampoule arrière, le voyant de l'interrupteur continue, lui, à briller "tranquillement".

Il suffit de prendre 5 composants et

de les monter après-coup, pour construire une fonction de surveillance telle celle que nous évoquions. Pour ce faire, on commence par couper la liaison entre l'ampoule de signalisation (si elle existe) et la masse, ainsi que la liaison entre l'interrupteur et le feu anti-brouillard, puis on intercale le montage décrit sur le schéma. Toute la partie électronique peut trouver place aux environs de l'interrupteur.

On retire l'interrupteur de son socle et on branche le montage de la manière indiquée ci-dessus. Le fonctionnement est tout ce qu'il y a de plus simple: si tout est en ordre, le courant de charge va à la masse en traversant R1 et l'ampoule du feu arrière, La1. Dans ce cas de figure, la tension aux bornes de R1 est tout juste suffisante pour permettre à T1 de conduire. L'ampoule de l'interrupteur s'allume. Si la circulation du courant est interrompue par un défaut de



La1 (rupture du filament par exemple), T1 ne reçoit plus un courant de base suffisant, il bloque. Le transistor T2 bloque lui aussi, l'ampoule de l'interrupteur s'éteint. La valeur de R1 peut être déterminée facilement à l'aide de la formule suivante:

$$R_1 = \frac{\text{Tension batterie (V)}}{\text{Puissance ampoule (W)}} \cdot 0,6 (\Omega)$$



# flash-esclave

G. König

Si vous n'êtes pas encore convaincu de la quasi-symbiose de l'électronique et de la photographie, munissez-vous d'un micro-tournevis et démontez le capot de votre 24 x 36 reflex (qu'il ait les lentilles bridées ou pas)... Zieutez, vous n'y verrez que du feu. Si la démonstration n'est pas convaincante, faites-en autant avec votre flash électronique! En photo, il reste pourtant des domaines à investir, comme par exemple le déclenchement d'un flash-esclave. Nous proposons ici l'un des circuits principaux de ce numéro de vacances, en espérant que pour tous nos lecteurs photographes ce sera... le flash!

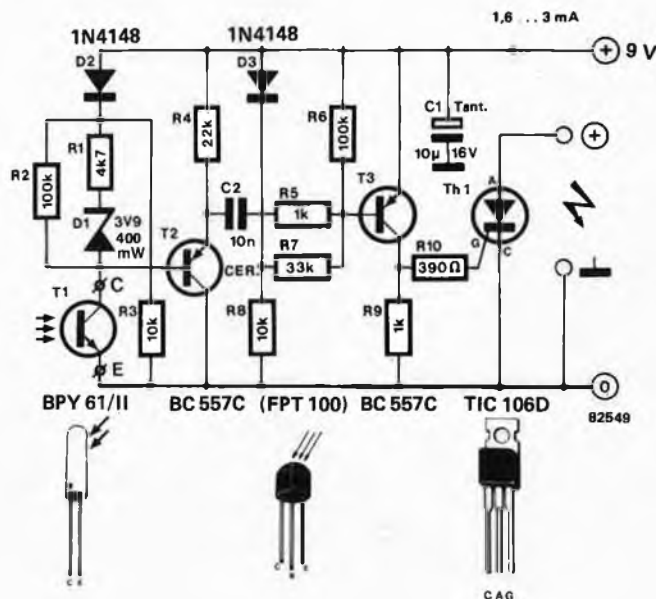
Super-sensible, super-insensible (mais si, mais si!), super-rapide... bref il a tout pour éblouir. Et l'apparente contradiction entre "super-sensible" et "super-insensible" ne devrait aveugler personne. Super-insensible, c'est parce que le circuit est remarquablement bien protégé contre les déclenchements intempestifs provoqués par une lumière parasite. Super-sensible, c'est parce que dès que le flash principal lui fait de l'œil, il lui répond... quelques 10 μs plus tard (selon l'intensité du premier éclair). Si l'on dispose d'un flash principal contrôlé par microprocesseur, cela signifie que pour une durée d'éclair d'une milliseconde, 99 % de la lumière émise sera pris en compte dans le calcul effectué par le processeur.

La plage de fonctionnement du flash esclave se situe dans une zone de sensibilité maximale (lorsque la lumière ambiante est moyenne ou faible) grâce au réglage du seuil de déclenchement de T1 à l'aide de R1, R2 et D1. En principe, il est donc inutile de prévoir un dispositif de protection contre la lumière ambiante. On considère toutefois que dans un milieu fortement ensoleillé (où l'on attend par exemple d'un flash-esclave qu'il compense

les zones d'ombre trop contrastées), certaines mesures préventives peuvent devoir être prises. Dans un environnement normal, l'allumage d'une ampoule tout aussi normale laissera le flash-esclave tout à fait indifférent.

Le circuit lui-même reste simple. L'éclair lumineux reçu par le phototransistor T1 apparaît sous forme d'impulsion sur la base de T2, qui l'amplifie et la fournit à T3, qui l'achemine à son tour vers la gâchette du thyristor; celui-ci est amorcé et aussitôt les contacts du flash esclave sont court-circuités. Le circuit est alimenté par une pile compacte de 9 V.

On remarquera que le dessin du circuit imprimé exige le montage vertical des résistances (comme sous le capot de votre 24 x 36), de sorte que l'ensemble ne s'étend que sur 40 x 32 mm (nos pastilles à nous ne sont pas bridées, mais nationalement hexagonales, ce qui ne nous empêche pas de miniaturiser pour autant).



**Liste des composants**

**Résistances:**

- R1 = 4k7
- R2, R6 = 100 k
- R3, R8 = 10 k
- R4 = 22 k
- R5, R9 = 1 k
- R7 = 33 k
- R10 = 390 Ω

**Condensateurs:**

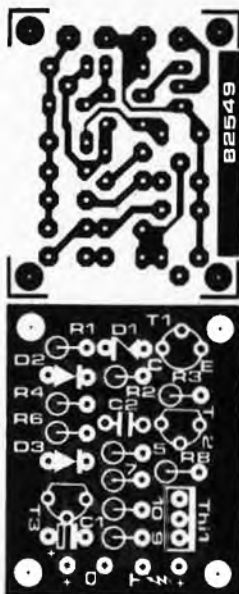
- C1 = 10 μ/16 V tantale
- C2 = 10 n céramique

**Semiconducteurs:**

- D1 = diode Zener 3V9/400 mW
- D2, D3 = 1N4148
- T1 = BPI 61/II (SPT 100)
- T2, T3 = BC 557C
- Th1 = TIC 106D

**Divers:**

- Pile 9 V avec cosse



80

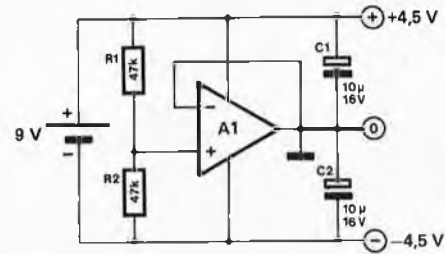
## alimentation symétrique à ampli op

Voici un montage fort simple et très connu: il s'agit d'une alimentation symétrique pour amplificateur opérationnel construite autour d'un amplificateur opérationnel: on reste entre gens du beau monde! Ce montage fera également parfaitement l'affaire pour les nombreux petits circuits qui ont besoin d'une tension d'alimentation double, négative et positive. Ces deux tensions sont fournies par une simple pile. Les résistances R1 et R2 forment un diviseur de tension haute impédance, ce qui est synonyme d'économie d'énergie. L'amplificateur opérationnel se charge de maintenir le potentiel de masse artificiel au même potentiel que le point nodal R1/R2. Le rapport entre R1 et R2 détermine le rapport entre les tensions d'alimentation; si R1 et R2 ont la même valeur, on obtient des

tensions d'alimentation identiques (symétriques). Nous mettons là le point sur l'une des qualités de ce montage: le rapport entre les deux tensions fournies est totalement indépendant de la tension de la pile. Autre caractéristique appréciable: la présence de ce diviseur de tension actif qui, contrairement à un diviseur de tension construit uniquement à l'aide de résistances, s'adapte aux courants que la masse doit recevoir ou fournir (dans le cas d'une alimentation asymétrique), ce qui permet de diminuer au maximum la charge pour la pile.

Divers types d'amplificateurs opérationnels peuvent entrer en ligne de compte. Les amplis op du type 3140 et 324 font partie de ceux qui fonctionnent parfaitement, même si la tension fournie par la pile n'atteint que 4,5 V. Ne perdez pas de vue que la

J. Wallaert



A1 = CA 3140, LF 356, ¼ TL 084, ¼ 324, 741

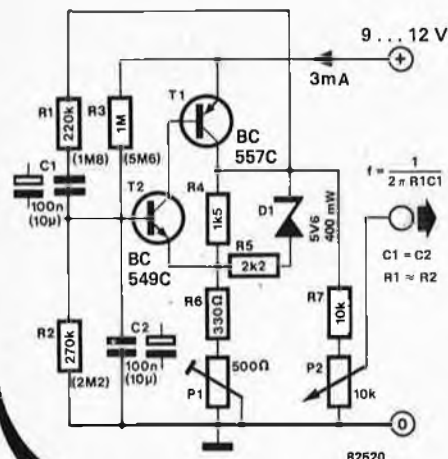
B2522

charge maximale admissible par la masse artificielle dépend du type d'amplificateur opérationnel utilisé (elle se situe en général aux environs de 20 mA).

81

## oscillateur RC-BF

On utilise souvent une résistance CTN (à coefficient de température négatif) ou une ampoule à



B2520

incandescence en tant que stabilisateurs d'amplitude pour un oscillateur.

La résistance de ces composants est en effet fonction de leur température et donc également de la tension effective qui est appliquée à leurs bornes. La courbe caractéristique de résistance qui est une fonction de la température fait en sorte que le signal sinusoïdal produit par l'oscillateur soit stabilisé à une valeur pour laquelle la distorsion reste acceptable.

Les réactions relativement lentes d'une CTN ou d'une ampoule aux variations rapides de tension font que la courbe de résistance non linéaire ne produit pratiquement pas de distorsion (non-linéaire) du signal sinusoïdal.

Tel n'est plus le cas lorsque cette inertie thermique n'est plus suffisamment grande comparée à la durée du cycle du signal. Cela est

particulièrement vrai pour les oscillateurs dont la fréquence est inférieure à 10 Hz environ (pour le vibrato d'un orgue électronique par exemple). Pour de telles applications, il faudra avoir recours à une autre technique.

Le circuit illustré par le schéma utilise la caractéristique de limitation de tension d'une diode zener. Un pont de Wien, construit à l'aide de R1, R2, C1 et C2 constitue le réseau qui détermine la fréquence de l'oscillateur. L'étage que forment les transistors T1 et T2 fournit le facteur d'amplification en boucle nécessaire pour obtenir la mise en oscillation. Si l'amplitude augmente, la diode zener va se mettre à conduire, ce qui va faire diminuer le facteur d'amplification (le gain). On limite de cette manière l'amplitude.

On met une résistance (R5) en série avec la diode pour faire en sorte que la diode zener ne limite pas trop brutalement la tension sinusoïdale, ce qui entraînerait une distorsion trop importante. L'ensemble est branché en parallèle sur la résistance R4. Lorsque la tension zener est atteinte, la résistance de ce petit réseau diminue insensiblement; on obtient de cette façon une limitation, c'est-à-dire une stabilisation du signal sinusoïdal, caractérisée par une faible distorsion. Il est à noter que la limitation n'agit que sur la moitié positive du signal sinusoïdal, mais la durée de la partie négative n'est pas suffisamment longue pour que l'amplitude puisse augmenter de façon notable. Il faudra positionner le potentiomètre P1 de façon à ce que le signal de sortie "n'accroche pas". La partie négative du signal sinusoïdal est très nette, la partie positive étant quant à elle quelque peu déformée (à cause

du processus de limitation). La crête positive est en effet décalée de 15° par rapport à sa position normale. Cela n'a aucune sorte d'importance pour de nombreuses applications (telles que le vibrato). L'oscillateur produit un signal de sortie de 0 à 4 V crête à crête (ajustable par l'intermédiaire de P2) et ayant une fréquence de 6,5 Hz. Les valeurs mises entre parenthèses sont celles qui permettent d'atteindre une fréquence de 0,01 Hz. Rien n'empêche l'obtention d'autres fréquences. La relation existant entre la fréquence et la valeur des composants est donnée par la formule suivante:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R_{1,2} \cdot C_{1,2}}$$

$$(R1 \approx R2; C1 = C2)$$

Il faut partir d'une valeur de plusieurs centaines de kΩ pour les résistances

R1 et R2; des valeurs trop faibles peuvent surcharger l'étage d'amplification, des valeurs trop importantes risquent de mettre en cause l'impédance d'entrée de l'étage amplificateur. Lorsque l'on travaille à fréquence très basse, il est fort probable que l'on se trouve en présence de phénomènes d'accrochage dus à la moitié négative du signal sinusoïdal et l'on se verra contraint d'accepter une distorsion relativement importante. Le signal de sortie comporte une composante continue que l'on pourra facilement éliminer (filtrer) à l'aide d'un condensateur électrochimique de taille conséquente.

(application ITT)

# 82

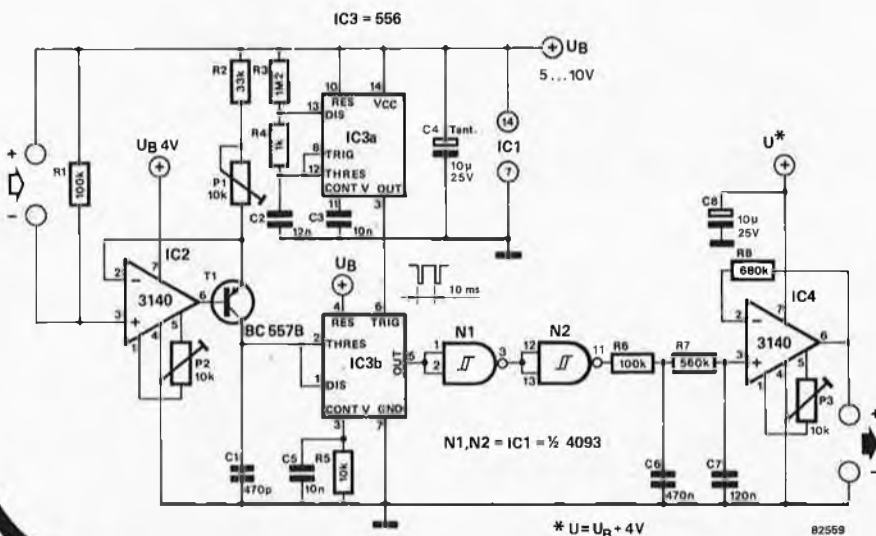
## amplificateur réciproque pour tensions continues

Rien de plus facile que de prendre une calculette, d'introduire un nombre quelconque, d'actionner la touche 1/x... et de lire le résultat sur l'affichage. Obtenir le même résultat avec une tension continue, pour le traiter ensuite dans un circuit de mesure, est une toute autre affaire. Toutefois, quatre circuits standard suffisent pour réaliser facilement un amplificateur réciproque. IC2 et IC4 sont des tampons, respectivement

d'entrée et de sortie. IC3a n'est qu'un générateur d'horloge pour le modulateur IC3b. N1 et N2 font du signal délivré par IC3b un magnifique signal carré. Le circuit fonctionne en fait selon le principe de la modulation de largeur d'impulsion. Un signal carré est modulé en largeur d'impulsion par la tension appliquée à l'entrée du modulateur. La fréquence ne change pas! C'est ainsi

que si la tension d'entrée est élevée, la largeur de l'impulsion du signal (devenu) rectangulaire est minimale. Ce signal est transformé en une tension continue par les réseaux de lissage R6/C6 et R7/C7. On trouve à la sortie une tension plus faible qu'à l'entrée.

Mais pour une tension d'entrée de 10 mV, on n'aura pas 100 V en sortie (1/10 mV). Ne serait-ce que parce que le montage n'est alimenté que par 14 V. De surcroît, 1/10 mV n'est pas égal à 100 V... et pour cause! C'est pourquoi, on introduit un facteur de correction K qui, par le réglage de P1, est de  $20 \cdot 10^{-3} V^2$  (P1 minimal). La plage des tensions de sortie admissibles, pour une tension d'entrée comprise entre 10 mV et 1 V, s'étend donc de 2 V à 20 mV. Le réglage est simple: appliquer une tension continue de 20 mV à l'entrée et ajuster P2 de telle sorte que l'on puisse relever précisément 20 mV entre l'émetteur de T1 et U<sub>B</sub>. Comme on l'a déjà vu, c'est avec P1 que l'on détermine le facteur K tandis que P3 permet une éventuelle compensation d'offset d'IC4. Remarque importante: la tension d'alimentation U<sub>B</sub> doit être parfaitement stable!



83

## dégivreur de serrure de voiture

va-t-elle enfin s'ouvrir ?

Il fait froid et vous êtes pressé. Comme par hasard, il est impossible d'ouvrir cette misérable portière... A combien d'automobilistes cette mésaventure n'est-elle pas arrivée au cours de l'hiver rigoureux que nous avons connu? Un homme prévenu en vaut deux direz-vous et pour le prouver

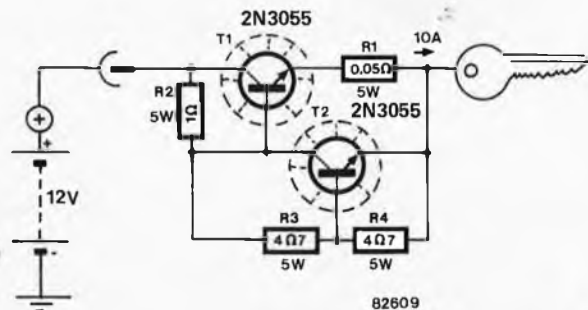
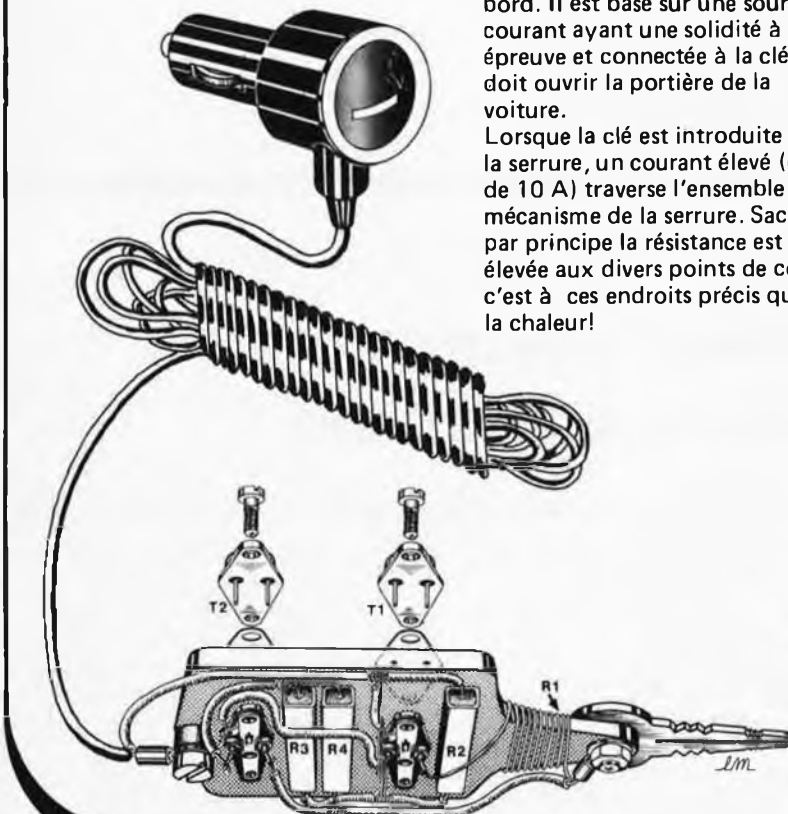
vous vous êtes équipé d'une bombe de fluide "spécial" qui, comme nous le prouve notre expérience, sera vide le jour J.

Voici une solution 100 % électronique. Le montage se termine par une fiche spéciale que l'on enfonce dans la prise de l'allume-cigare du tableau de bord. Il est basé sur une source de courant ayant une solidité à toute épreuve et connectée à la clé qui doit ouvrir la portière de la voiture.

Lorsque la clé est introduite dans la serrure, un courant élevé (de l'ordre de 10 A) traverse l'ensemble du mécanisme de la serrure. Sachant que par principe la résistance est plus élevée aux divers points de contact, c'est à ces endroits précis que naît la chaleur!

Donnons au passage quelques conseils pratiques. Il est important d'utiliser du câble de forte section pour toutes les liaisons (2,5 mm de  $\varnothing$  est un minimum); les transistors de puissance doivent être équipés d'un refroidisseur conséquent. Si l'on veut améliorer leur stabilité thermique, on pourra les monter l'un en contact de l'autre (penser à les séparer par une pellicule de mica cependant!!!); cette façon de procéder permet de faire chuter le courant qui traverse l'ensemble, lorsque le transistor principal atteint une température trop élevée. Si vous le voulez, rien ne vous empêche de mettre les transistors et les résistances dans un même boîtier, relié à la clé. Cela vous permet de vous réchauffer les mains lors de l'utilisation du système!

(Basé sur une idée de "Radio Electronics", avril 1982)



84

## une troisième main

M.A. Prins

facilite (oh combien!)  
les mesures

Quel est l'électronicien amateur à qui il n'est pas arrivé un jour ou l'autre, au cours d'une mesure sur un montage ou lors d'un test d'un circuit, de souhaiter la présence d'une troisième, voire d'une quatrième main? Combien de fois ne nous est-il pas arrivé, lors de mesures sur un circuit sous tension,

d'être sur le bord de l'infarctus pour avoir fait déraiper l'une des deux pointes de touche et occasionné un court-circuit de toute beauté qui heureusement resta sans suite (fâcheuse!!). Avez-vous déjà tenté de suivre le comportement d'un composant au cours de manœuvres

répétées de mises en marche et d'arrêts? Vous deviez tenir les deux pointes de touche d'une main (celle de gauche dans la plupart des cas) et actionner l'interrupteur de la main droite. Voici la fin de vos soucis. Le montage décrit ci-dessous met un certain temps avant de permettre

l'application de la tension du secteur à l'appareil ou au montage qui lui est connecté. Cette temporisation est suffisamment longue pour vous permettre de mettre en place solidement et en toute quiétude les pointes de touche aux endroits que vous avez choisis.

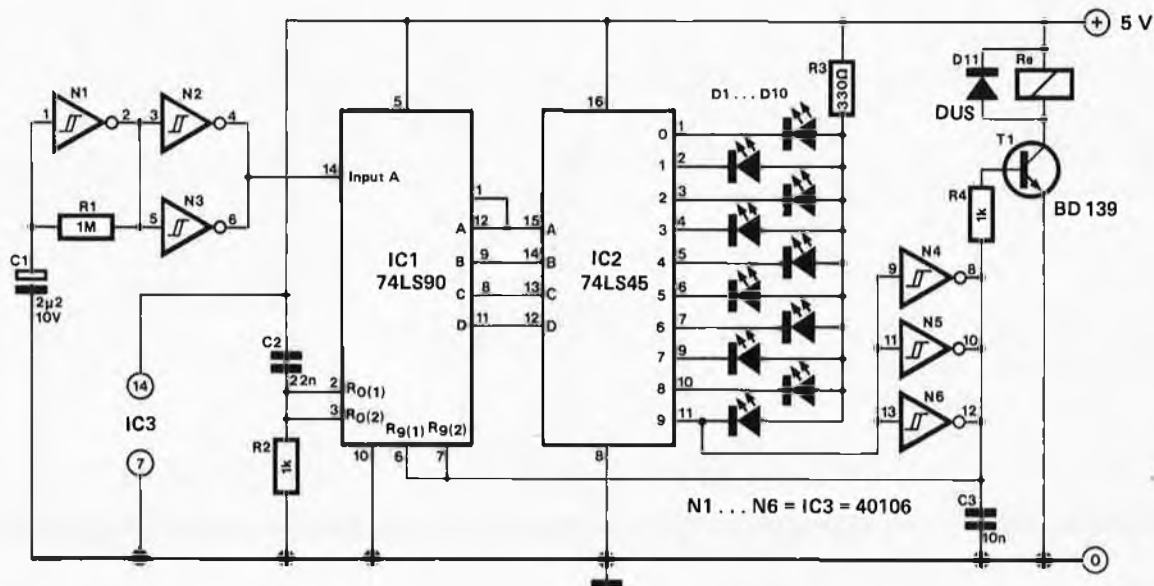
Le trigger de Schmitt N1 est le cœur d'un multivibrateur astable de fréquence 0,5 Hz environ. Le signal de l'oscillateur est transmis à l'entrée du compteur par dix, IC1, par l'intermédiaire des portes N2 et N3 (montées en parallèle de manière à pouvoir fournir un courant suffisant). Lors de l'arrivée de la tension d'alimentation, IC1 commence par être initialisé (par l'intermédiaire de la paire C2/R2), il se met ensuite à

compter. Le contenu du compteur est utilisé par le décodeur BCD-décimal, IC2, pour commander les LED D1 . . . D10. Au départ, toutes les LED sont éteintes; après deux secondes, la première LED s'illumine; deux secondes plus tard la seconde, puis la suivante et ainsi de suite...

Lorsqu'enfin s'allume la dixième et dernière LED, le transistor T1 est mis en circuit par l'intermédiaire des portes montées en parallèle, (N4, N5 et N6) ce qui entraîne l'excitation du relais. L'appareil à tester est connecté au contact de commutation du relais. L'appareil mis sous tension, nous pouvons effectuer toutes les mesures que nous voulons, puisque nous avons eu

vingt secondes pour figurer les préparatifs. Le relais reste collé tant que le montage "auxiliaire" est maintenu sous tension, parce que le circuit est prévu garder le dernier état, ceci en raison des liaisons établies entre les portes N4 . . . N6 et entre les broches 6 et 7 de IC1.

Si vingt secondes vous semblent une durée ou trop courte, ou trop longue, il vous est laissé le loisir de choisir la durée qui vous convient en modifiant la valeur de R1. Si l'on veut garantir un fonctionnement correct du montage, lors de la mise sous tension, il faut intercaler l'interrupteur marche/arrêt entre l'alimentation stabilisée utilisée et le montage lui-même.



82606

# 85

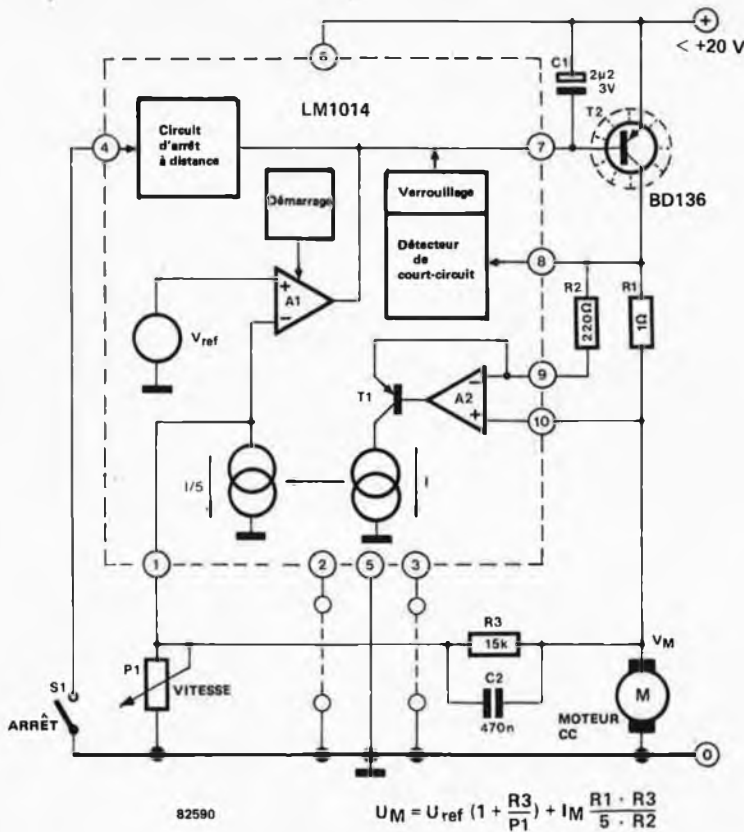
## régulateur de vitesse de rotation

pour petits moteurs à courant continu

Le LM1014 a été conçu de manière à permettre aux petits moteurs à courant continu de garder une vitesse de rotation constante. Pour obtenir ce résultat, on a utilisé un petit subterfuge qui a déjà fait ses preuves: à savoir, augmenter la tension appliquée au moteur lorsque le courant augmente. Lorsque la vitesse de rotation du moteur chute quelque peu, la force contre-électromotrice (FCEM) tombe elle aussi et le courant traversant le moteur a tendance à augmenter. L'augmentation de la

tension doit permettre au moteur de "regagner" ses tours. Il est théoriquement possible, de cette façon, de maintenir absolument constante la vitesse de rotation d'un moteur; mais en pratique, ce système se montre instable (il s'emballe), il faut donc tolérer une légère variation de la vitesse de rotation (quelques pourcents). L'un des inconvénients du montage est qu'il est impossible de déterminer au premier abord la valeur des composants. Il faut donc procéder

par tâtonnements. On commence par donner à R1, R2 et R3 des valeurs telles qu'elles répondent à la formule suivante:  $X = R1 \cdot R3 / 5 \cdot R2$ , formule dans laquelle la valeur de X représente la résistance dynamique du moteur. La meilleure façon de se lancer dans le bain consiste à mesurer la résistance du moteur à l'aide d'un multimètre universel et de baser ses calculs sur cette première mesure. Prendre pour R1 une valeur un peu faible et vérifier qu'il est encore possible d'ajuster la



Tableau

V <sub>ref</sub> (V)	ΔV <sub>ref</sub> /ΔT (mV/°C)	Branchement
0,95	- 1,0	2/3 en l'air
1,15	- 0,3	2 à la masse, 3 en l'air
1,35	+ 0,3	2 en l'air, 3 à la masse
1,55	+ 1,0	2/3 à la masse

cette raison l'une des valeurs au hasard. La valeur de P1 n'est pas très critique, mais il est important de savoir que P1 = 0 Ω donne dans tous les cas la tension de sortie maximale et que choisir une valeur trop faible pour ce potentiomètre ne permet pas au moteur de descendre à des vitesses de rotation lentes.

La valeur choisie pour R1 détermine non seulement pour une grande part le comportement dynamique du montage, mais également la valeur maximale que peut atteindre le courant qui traverse le moteur. Pour une valeur de 1 Ω, ce courant est de 1,4 ampère. Les valeurs que nous avons données aux composants du schéma concernent un moteur ayant les caractéristiques suivantes: résistance dynamique: 16,3 Ω, force contre-électromotrice: 3,25 V à 2000 tours/mn et à un couple de 5,9 mA/mNm.

(Application National Semiconductor)

vitesse du moteur. Tant que le moteur ne s'emballe pas (qu'il se met à tourner trouve la formule permettant de calculer la tension de sortie. Avant de pouvoir vous lancer dans les calculs, il faut choisir une tension de référence en connectant (ou pas)

les broches 2 et 3 du circuit intégré (voir le tableau à ce sujet). Chaque valeur de référence est caractérisée par un coefficient de température différent. Le coefficient de température du moteur ne sera que très rarement connu, on choisira pour

$$U_M = U_{ref} \left(1 + \frac{R_3}{P_1}\right) + I_M \frac{R_1 \cdot R_3}{5 \cdot R_2}$$

# 86

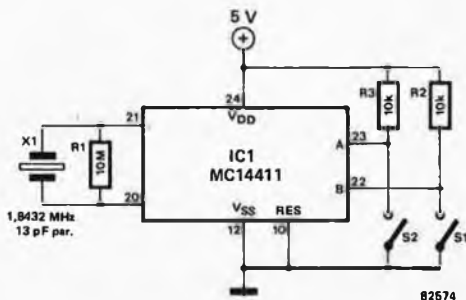
## générateur de fréquences

... de transmission

Un circuit intégré, un quartz, trois résistances, deux interrupteurs, voici la liste des ingrédients qui permet de mijoter un plat de choix: avoir à sa disposition 16 (!) fréquences différentes. Il est difficile de trouver plus universel pour un prix de revient moindre.

Le circuit intégré MC14411 que produit Motorola est décrit par son fabricant comme un "Bit Rate Generator", c'est-à-dire un générateur de vitesse de transmission, appelée taux de transmission en langage courant. Les applications que suggère le constructeur sont extrêmement

variées, puisqu'elles vont du télétype à l'imprimante en passant par les terminaux vidéo et les systèmes à microprocesseurs. Un oscillateur piloté par quartz fournit la fréquence-mère. On retrouve le signal tamponné de l'oscillateur à la broche 19. Ce signal est également transmis à un diviseur qui fournit en sortie 5 signaux différents: le signal résultant de la division par 2 est disponible en permanence à la broche 18. A la suite de divisions par 1, 4, 8, 64, on obtient quatre signaux qui pourront, si on le désire, être envoyés à un diviseur à 14 étages. On trouve ainsi, en fonction de la position des deux interrupteurs S1 et S2, tout d'abord 4 signaux que l'on ne



82574

peut pas recueillir, puis 14 + 2 signaux qui eux sont simultanément accessibles. Le tableau 2 fait l'inventaire des différentes possibilités que donnent les diverses combinaisons.

Suggestion additionnelle: le circuit intégré accepte également un signal d'horloge externe (à mettre sur la broche 21), ceci permet d'obtenir d'autres fréquences en sortie, en utilisant les nombreux facteurs de division disponibles.

Les 16 broches fournissant les signaux de sortie ne sont pas dessinées sur le schéma, mais il est facile de les imaginer car on les retrouve décrites avec leurs caractéristiques sur le tableau 1.

Tableau 1:

broche Nr.	sortie Nr.	fréquence de sortie (Hz)			
		X64	X16	X8	X1
1	F1	614.4 k	153.6 k	76.8 k	9600
17	F2	460.8 k	115.2 k	57.6 k	7200
2	F3	307.2 k	76.8 k	38.4 k	4800
16	F4	230.4 k	57.6 k	28.8 k	3600
3	F5	153.6 k	38.4 k	19.2 k	2400
15	F6	115.2 k	28.8 k	14.4 k	1800
4	F7	76.8 k	19.2 k	9600	1200
5	F8	38.4 k	9600	4800	600
7	F9	19.2 k	4800	2400	300
6	F10	12.8 k	3200	1600	200
8	F11	9600	2400	1200	150
14	F12	8613.2	2153.3	1076.6	134.5
13	F13	7035.5	1758.8	879.4	109.9
9	F14	4800	1200	600	75
18	F15	921.6 k	921.6 k	921.6 k	921.6 k
19	F16*	1.843 M	1.843 M	1.843 M	1.843 M

F16\* est la sortie tamponnée de l'oscillateur

Tableau 2:

B	A	facteur
0	0	X1
0	1	X8
1	0	X16
1	1	X64

W. Wehl

# 87

## marche arrêt automatique et enceintes asservies

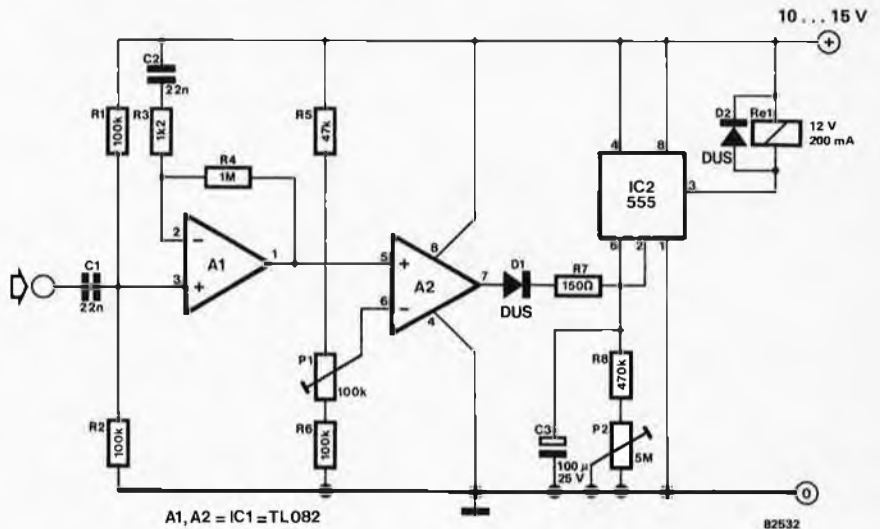
Les passionnés de haute-fidélité se demandent parfois comment ils pourraient assurer la commande de leur étage de puissance ou de leurs enceintes asservies, directement à partir de la source. La plupart des constructeurs considèrent ceci comme un luxe qu'ils jugent inutile. Et pourtant, cette commodité nous paraît amplement justifiée dans bien des cas.

Si on en croit le schéma, un tel système n'est d'ailleurs pas très onéreux. Le circuit consiste pour l'essentiel en un double amplificateur opérationnel, un circuit intégré temporisateur et un relais (pour la tension d'alimentation).

A1 est un amplificateur non-inverseur pour le signal BF alternatif; il a ceci de particulier que son entrée inverseuse est reliée au potentiel positif de l'alimentation via R3/C2, afin d'éviter que le relais ne se mette à travailler lors de la mise sous tension du système.

Le facteur d'amplification de cet étage est suffisamment élevé pour que le relais reste actif, même en présence de signaux faibles.

Le deuxième amplificateur opérationnel (A2) fonctionne en comparateur. P1 permet de régler le seuil du signal BF à environ 2,5 mV<sub>eff</sub>. Dès que le



signal de sortie de A1 dépasse ce seuil, la sortie de A2 passe au potentiel "haut": la charge de C3 a lieu à travers D1 et R7. Dès que celui-ci est chargé aux deux tiers de la tension d'alimentation, le circuit temporisateur bascule au niveau bas et le relais est activé: l'appareil branché aux bornes du relais est alors mis en service. Lorsque le signal BF est interrompu à l'entrée du circuit, C3 se décharge

à travers R8/P2 en l'espace d'une à cinq minutes et le relais revient en position de repos.

La tension d'alimentation de notre circuit pourra être obtenue à l'aide d'un régulateur intégré de 12 ou 15 V précédé d'un ensemble transfo-redresseur-condensateur, le tout relié directement au secteur. **Attention!** les bornes du relais sont reliées directement au 220 V! La plus grande prudence est de mise...

# interrupteur photosensible

Les applications d'un interrupteur photosensible sont innombrables: éclairage de cage d'escalier, éclairage d'extérieur, ouverture automatique de porte ou portail, circuit d'alarme, et caetera.

Tout bricoleur électronique a bien tenté l'expérience du transistor NPN utilisé en interrupteur une fois au moins dans sa carrière (il n'est jamais trop tard pour le faire!): la résistance de base reliée à la masse, l'ampoule ou la LED dans le circuit du collecteur est éteinte; puis on met la résistance de base au "+" et le transistor conduit, l'ampoule ou la LED s'allume. S'il s'agit d'un PNP, c'est exactement l'inverse. Fort de cet enrichissement, on aura sans doute compliqué un peu les choses... pour aboutir tôt ou tard aux circuits "digitaux" ou numériques qui, somme toute, fonctionnent aussi selon le principe marche/arrêt, ou oui/non.

Plus tard, on se sera peut-être frotté au pont d'impédances, dont on sait probablement que lorsque les quatre impédances sont bien dimensionnées, la diagonale ne laisse passer aucun courant. On dit d'un tel pont qu'il est équilibré.

Et qui n'a pas au cours de ses tribulations électroniques, goûté à la saveur piquante d'une giclée de 50 Hz dans le bout des doigts? Un chatouillis peut en cacher un autre et l'on ne saurait être trop prudent avec ce genre de "plaisirs"... une solution: laissez vos mains dans vos poches! Mais qu'en est-il de notre circuit?

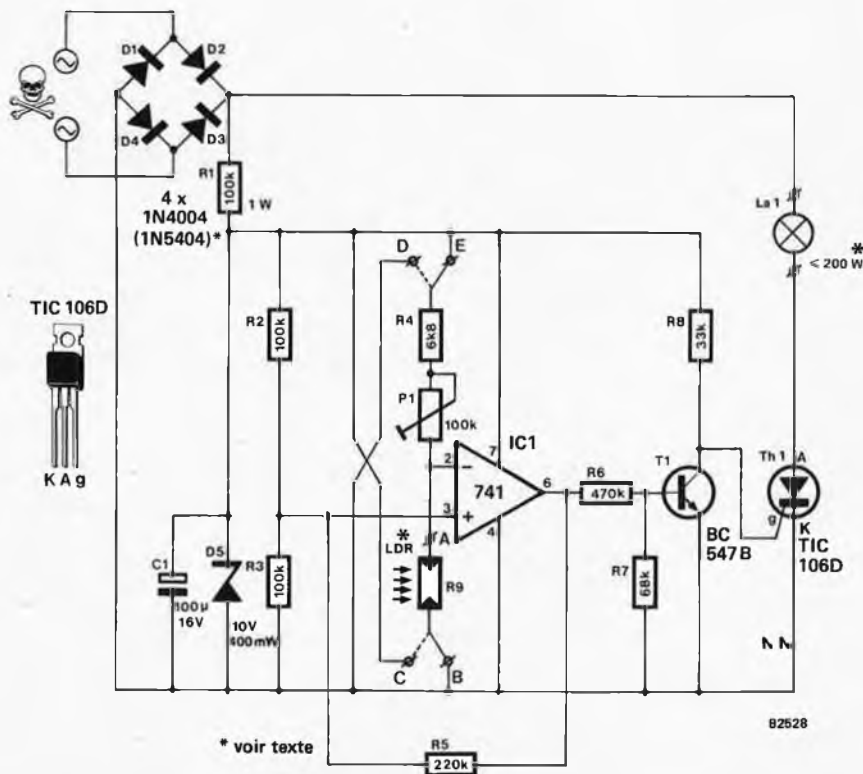
Et bien, il s'agit tout bêtement d'une résistance photosensible, ou LDR, montée dans un pont, avec un comparateur comme "indicateur-de-l'équilibre-du-pont"! Et par dessus le marché, on trouve aussi un transistor de commutation commandant la gâchette d'un thyristor, lui-même relié à une ampoule d'éclairage. Il n'a pas été prévu de séparation galvanique entre notre circuit photosensible et le secteur... alors, laissez vos mains dans vos poches, s'il vous plaît!

Le boîtier dans lequel on montera le circuit ne devra en aucun cas être métallique.

Le fonctionnement du circuit nous ramène à nos évocations du début de cet article. D1... D4 forment un redresseur auquel on applique la tension du secteur. R1, C1 et D5 ramènent la tension pulsée délivrée

par le redresseur à 10 V, qui n'est rien d'autre que la tension d'alimentation du pont R2... R4, P1 et de la LDR, ainsi que celle de l'amplificateur opérationnel IC1 et du transistor T1. Nous évoquons ci-dessus le montage en comparateur d'IC1; sa tension de sortie passe à environ 1,8 V lorsque le potentiel présent sur l'entrée inverseuse est supérieur à celui de l'entrée non inverseuse. Avec R5, on obtient une hystérésis de commutation d'environ 1 V. De sorte que T1 et Th1 commutent toujours en tout ou rien; à défaut de quoi, la lampe commandée par le circuit accuserait un clignotement crépusculaire assez gênant pour l'utilisateur. P1 permet de déterminer le point de commutation du comparateur. Lorsque sa résistance est minimale, la lampe s'allume dès que l'éclairage de la LDR faiblit. Si elle ne devait s'allumer que dans l'obscurité totale, il faudrait porter la valeur de P1 à 1 M $\Omega$ . On peut aussi intervertir la LDR et P1/R4: L'interrupteur photosensible réagira de façon inverse; c'est-à-dire que la lampe s'allumera lorsque la LDR est éclairée et s'éteindra lorsqu'elle

1





Liste des composants

Résistances:

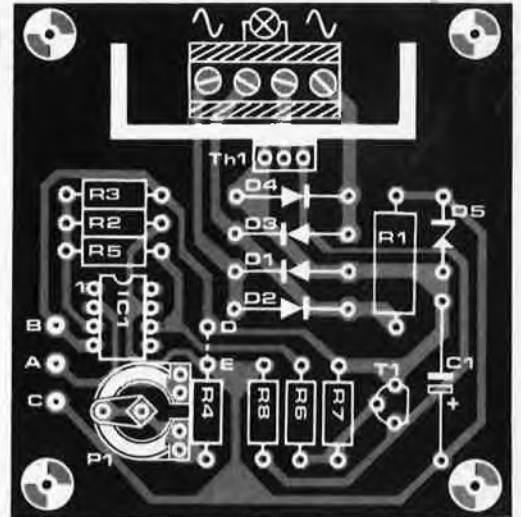
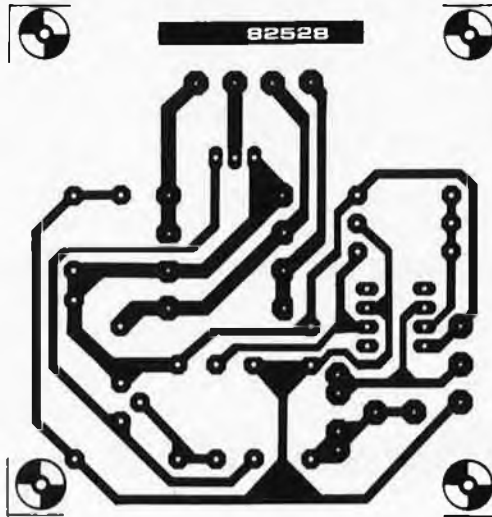
- R1 = 100 k/1 W
- R2,R3 = 100 k
- R4 = 6k8
- R5 = 220 k
- R6 = 470 k
- R7 = 68 k
- R8 = 33 k
- R9 = LDR type LDR 03, 05, 07
- P1 = 100 k ajustable

Condensateur:

- C1 = 100 µ/16 V

Semiconducteurs:

- D1 ... D4 = 1N4004
- D5 = Zener 10 V, 400 mW
- T1 = BC 547 B
- IC1 = 741
- Tri1 = TIC 106D



ne le sera plus.

Trois petits conseils pratiques: des lampes plus puissantes pourront être utilisées à condition d'utiliser des diodes plus puissantes aussi (1N5404 par exemple) et

d'équiper le thyristor d'un radiateur. Un courant de 3 A est admissible dans ces conditions. Le courant de gâchette de Th1 n'excèdera pas 250 µA; il faut donc un type à sensibilité accrue, du genre de celui que nous avons prévu.

La LDR ne pose aucun problème particulier. On pourra aussi bien utiliser une LDR 03 qu'une LDR 05 ou une LDR 07. Il nous reste à vous souhaiter que la lumière soit!

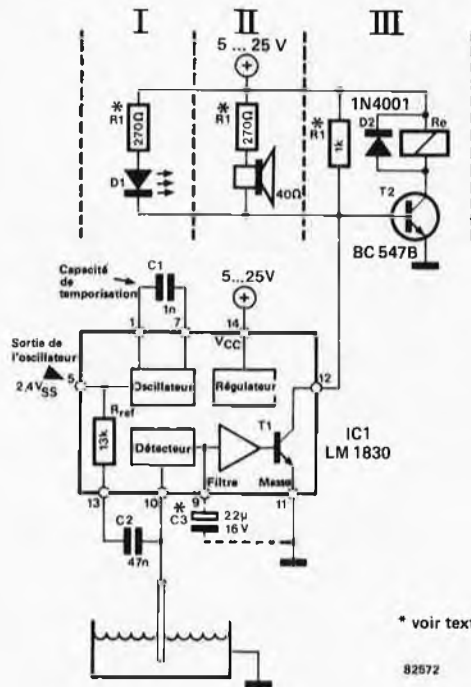
# 89

## détecteur de liquide

contrôleur de niveau

Le titre donné à ce montage n'est pas exact à 100 %, car seuls les liquides *conducteurs* peuvent être détectés par le LM 1830 de National Semiconductor. Le nombre des applications n'est limité que par l'imagination du concepteur. Donnons-en quelques exemples d'utilisation courante: surveillance d'un niveau en hydroculture, contrôle des flux et reflux des marées de votre aquarium d'eau de mer, alarme de fuite-sous-la-machine-à-laver-la-vaisselle-dans-la-cuisine.

Le circuit intégré contient un oscillateur oscillant à une fréquence d'environ 6 kHz, lorsque l'on choisit pour C1 la valeur indiquée sur le schéma; l'amplitude de l'oscillation est d'environ 2,4 V. Ce signal est transmis à la sonde par l'intermédiaire d'une résistance de 13 k et d'un condensateur. Si la sonde n'est pas plongée dans un liquide conducteur, on retrouve cette amplitude de 2,4 V à la broche 10; cette valeur est largement suffisante pour activer le détecteur (car une tension de



liquide conducteur, l'amplitude sera bien évidemment inférieure à 0,6 V. Dès que l'amplitude tombe en dessous de cette valeur-seuil, le transistor interne du détecteur T1 devient conducteur. La LED, le haut-parleur, ou le relais est mis en fonction.

On trouve sur la sonde une tension alternative, car l'oscillateur est découplé à l'aide d'un condensateur C2. Ceci a l'avantage important d'amener à zéro le courant *moyen* qui traverse la sonde; il n'y a de ce fait aucune polarisation de la sonde: une assurance de longue vie pour cette dernière. L'amplitude de la tension sur la sonde se situe entre - 1,2 et + 1,2 V. T1 conduit pendant la demi-période positive du signal de 6 kHz. Le haut-parleur produit alors un son ayant une fréquence de 6 kHz. On pourra diminuer la fréquence de ce signal en augmentant la valeur de C1. La LED est allumée et éteinte à une fréquence de 6 kHz, mais il est impossible de le décèler à l'œil nu. Il n'est pas bon pour un relais de subir un tel traitement, d'où la

0,6 V suffit à le faire réagir). Si le signal transmis à la sonde est envoyé à la masse au travers du

\* voir texte  
82672

présence d'un condensateur de lissage supplémentaire, C3.  
 Le type d'indication choisi (I, II ou III) dépend du goût de chacun et de l'application à laquelle est destiné le montage. Quoiqu'il en soit, le courant maximal que l'on puisse faire transiter par T1 est de 20 mA. Un courant supérieur entraîne la

destruction inévitable du transistor à court ou moyen terme. Trouver un haut-parleur de 400 Ω n'est pas une sinécure; il est possible d'utiliser un haut-parleur d'impédance plus faible, mais cela diminue la puissance du son produit. La valeur de la résistance-série, 270Ω, s'entend pour la tension

d'alimentation minimale, 5 V. Si la tension d'alimentation est plus élevée, on augmentera en conséquence la valeur de cette résistance, de manière à limiter le courant à la valeur préconisée ci-dessus.

(Application National Semiconductor)

# 90

## convertisseur RMS

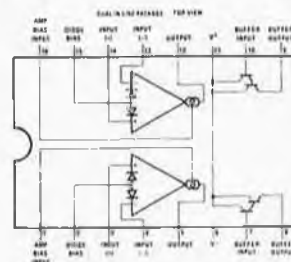
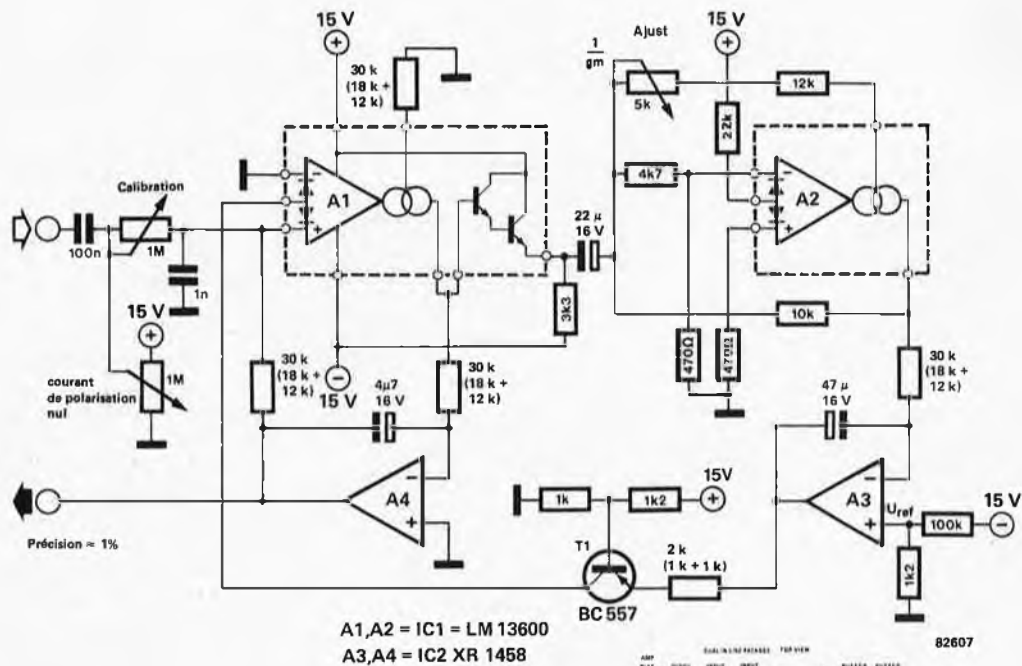
de l'alternatif  
 au continu efficace

Ce montage convertit une tension alternative aléatoire en une tension continue correspondant à la valeur efficace (RMS en anglais, pour Root Mean Square; il ne s'agit pas d'un quelconque petit jardin public, mais de la moyenne quadratique permettant de mesurer une valeur efficace). Ce convertisseur RMS est en fait un amplificateur ajusté qui règle son gain de façon à ce que la puissance alternative fournie par A1 reste constante. La puissance est élevée au carré par A2, moyennée ensuite

par A3 (intégration), puis comparée à une tension de référence ( $U_{ref}$ ). A3 fournit un courant de polarisation (BIAS current) pour les diodes de l'OTA A1; ce courant détermine l'atténuation subie par le signal d'entrée. Comme la puissance de sortie de A1 est maintenue constante par comparaison avec une valeur de référence, la valeur efficace est elle aussi constante et l'atténuation est directement proportionnelle à la valeur de la moyenne quadratique (RMS) de la tension d'entrée; elle

est également proportionnelle au courant de polarisation des diodes. L'amplificateur A4 se charge de maintenir constant le rapport entre les courants traversant les diodes de A1. La tension de sortie de A4 est alors proportionnelle à la valeur efficace de la tension d'entrée. Le potentiomètre "calibration" permet de régler la tension de sortie de manière à ce que cette dernière corresponde exactement à la valeur de la moyenne quadratique (RMS).

(Application Exar)



91

# amplificateur à circuit intégré avec réglage de tonalité actif

On a de la peine à le croire: les amplificateurs de puissance intégrés se multiplient comme des petits lapins; il existe de plus au moins un circuit intégré qui permet la construction d'un amplificateur complet à lui (presque!!) tout seul. Le système obtenu ne peut pas être qualifié de système super Hi-Fi. Il fait cependant parfaitement l'affaire pour un 3ème, 4ème ou Xème amplificateur.

Le LM 389 n'est plus un inconnu pour tous ceux qui ont épluché le numéro de vacances de l'année passée, car il avait servi à construire une sirène (page 7-32). Le lien de parenté entre une sirène et un amplificateur (autre générateur de bruit) ne doit pas vous échapper. Pourquoi alors ne pas essayer de transformer une sirène en amplificateur?

Dans le boîtier du LM 389, on trouve un petit étage d'amplification de puissance et trois transistors additionnels. Nous n'avons, de ce fait, nul besoin d'un quelconque composant actif supplémentaire.

Le facteur d'amplification de l'étage de puissance, IC1, peut être changé en modifiant les valeurs d'un condensateur et/ou d'une résistance. Nous avons choisi un gain de 20 (26 dB) pour notre montage. C'est pourquoi, les broches 4 et 12 ne sont pas connectées. Si l'on met un

condensateur de 10  $\mu\text{F}$  entre ces deux broches, le gain obtenu est de 200 (soit 46 dB). Pour un gain de 50, on mettra en série un condensateur de 10  $\mu\text{F}$  et une résistance de 1k2 entre ces mêmes broches 4 et 12. Pour ce montage, T1 fonctionne en émetteur-suiveur (résistance d'entrée élevée, résistance de sortie plus faible). La résistance d'entrée du montage est ainsi de l'ordre de 50 k $\Omega$ . Le réseau comprenant les résistances R5 . . . R8, les condensateurs C4 . . . C7 et les potentiomètres P1 et P2 permet de construire un réglage de tonalité du type Baxandall. Le signal atténué par ce dernier étage est amplifié par l'étage T2/T3 et aboutit au potentiomètre de volume P3. Nous ne sommes pas entrés dans les arcanes de l'étage de puissance que nous avons tout simplement représenté sous la forme du symbole IC1.

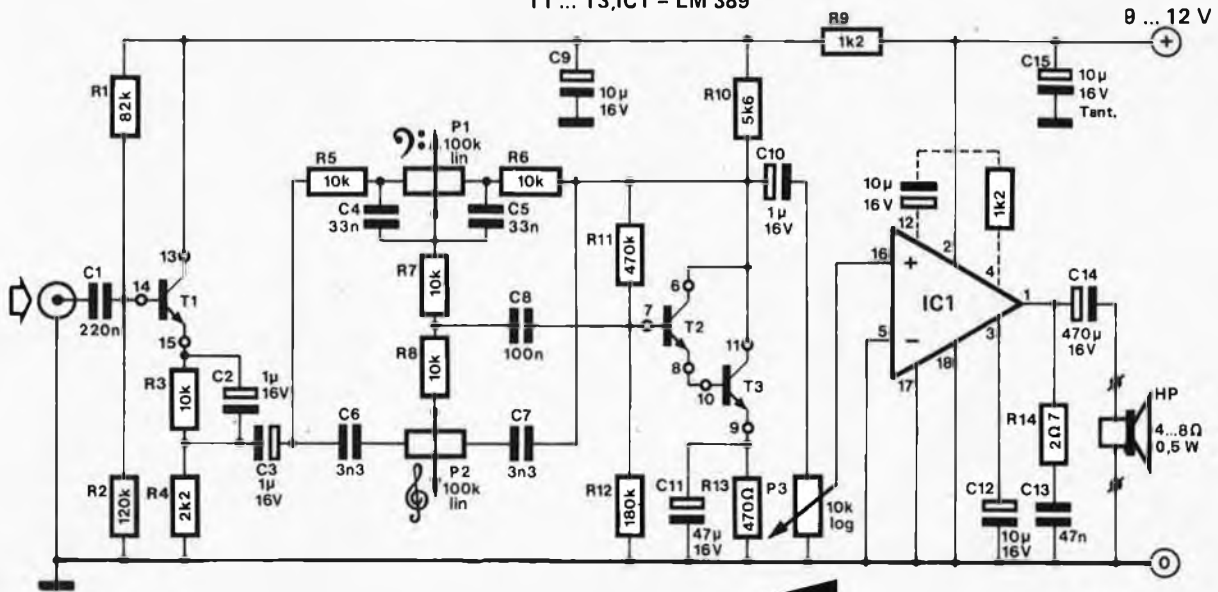
Lorsque la résistance de charge (constituée par le haut-parleur) est de 4 $\Omega$ , la puissance de sortie maximale est d'environ 300 mW et le taux de distorsion de 10 %. Si la charge est de 8 $\Omega$ , on obtient 600 mW environ, à un taux de distorsion identique.

Lorsque l'on veut faire fonctionner le montage de façon continue à la puissance maximale et à une tension d'alimentation de 12 V, il est absolument nécessaire de refroidir IC1 à l'aide d'un radiateur. Si vous

attachez de l'importance à un taux de distorsion faible, il est possible de vous satisfaire si vous n'abusez pas du volume. Ainsi, lorsque P = 125 mW, le taux de distorsion reste à un niveau fort modeste: 0,2 %. La tension d'entrée minimale, pour obtenir la modulation maximale, est de 100 mV environ si R<sub>C</sub> = 4 $\Omega$  et de 150 mV lorsque R<sub>C</sub> = 8 $\Omega$ . La modification du gain permet de multiplier la sensibilité d'entrée par un facteur 10 au maximum. Lors de la construction du montage, il faut veiller tout particulièrement à ce que la broche 18 du circuit intégré soit directement (!) reliée au point de masse central du montage, c'est-à-dire au négatif de l'alimentation. La connexion de masse du haut-parleur est elle aussi reliée au même point.

(Application: National Semiconductor)

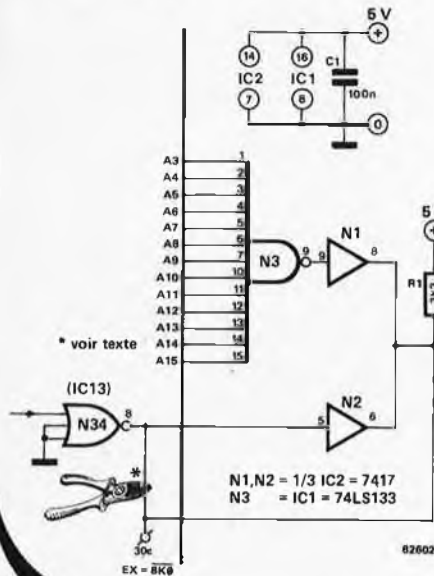
T1 ... T3, IC1 = LM 389



92

## saisir les vecteurs du J.C.

une alternative!



Si vous avez épluché la littérature spécialisée concernant le Junior Computer (articles et livres), vous savez que dès que l'on adresse de la mémoire via la carte de bus, il faut qu'en page FF figure de l'EPROM contenant aux adresses FFFA... FFFF toutes les données vectorielles indispensables au CPU. Or, il se peut bien que l'utilisateur ne soit intéressé que par de la RAM ou que, pour une raison ou une autre, il trouve trop onéreuse la solution de consacrer une EPROM entière à six octets de données.

Nous avons alors proposé deux solutions à ce cruel problème. Le montage décrit ci-dessous est une alternative à la solution numéro "un" (la porte N102 du montage précédent doit dans ce cas être remplacée par un strap).

On commence par mettre en place les ponts suivants: R-S sur la carte d'interface et D-EX sur la carte de base. On sort IC13 de son support (sur la carte d'interface), on plie vers le haut sa broche 8 (sortie N34); on remet ensuite le circuit intégré en place. Cette "opération" a pour conséquence de couper la liaison interne avec le point EX = 8K0. Dans cette nouvelle configuration, cette connexion est obtenue par l'intermédiaire des sorties à collecteur-ouvert des portes N1 et N2. Comme seules 13 entrées de IC1, c'est-à-dire 13 lignes d'adresses, sont connectées, cela ne coûte en fait que 8 cases-mémoire: les adresses \$FFF8... \$FFFF.

93

## régulateur de tension économe

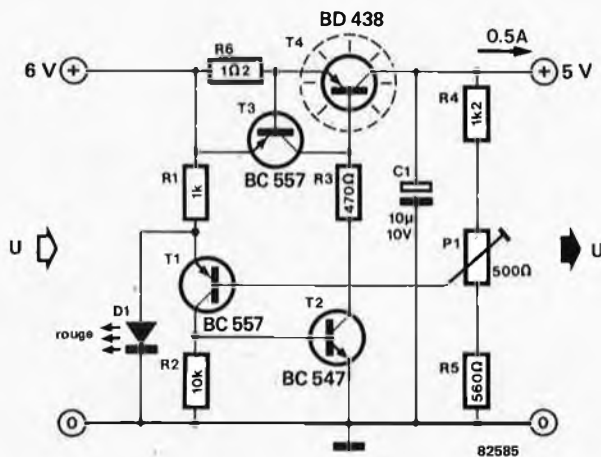
Alimentation à très faible chute de tension: 1 V

Les alimentations ont en général une caractéristique commune: il faut leur fournir beaucoup plus de volts qu'elles n'en restituent. En contrepartie, la part congrue que l'on en retire est bien régulée. Si l'on ne possède qu'une

tension non-stabilisée à peine supérieure à la tension régulée que l'on voudrait avoir en sortie, il n'est pas question d'utiliser un régulateur de tension intégré standard.

Un bon conseil ne coûte jamais très cher. Nous vous proposons ici un montage de régulation discret très performant, puisqu'il est capable de fournir une tension de sortie régulée de 5 V, même lorsque la tension d'entrée est tombée à 6 V. C'est l'idéal pour des appareils alimentés par batterie.

Quelques instants de réflexion doivent vous suffire pour découvrir le "smilblic" qui caractérise ce montage: la charge se trouve dans la ligne de collecteur du transistor de régulation, T4. Il est possible de cette façon, lorsqu'il est totalement conducteur, de l'amener à saturation; ce qui fait que la seule chute de potentiel que l'on enregistre entre l'émetteur et le collecteur est celle due à cette petite tension de saturation qui dépend, elle, du courant et du type de transistor. Dans le cas illustré ici,



lorsque le courant atteint un maximum de 0,5 A, cette chute de tension ne dépasse pas 0,2 V. Il faut ajouter la chute de tension observée aux bornes de R6, chute que l'on ne peut pas éviter car elle est indispensable pour permettre la fonction de limitation de courant de T3. Une chute de tension de 0,5 V sur R6 fait passer T3 en conduction; la mise en court-circuit du trajet base-émetteur du transistor de sortie T4 limite alors le courant de sortie.

Une diode électroluminescente rouge, aux bornes de laquelle on observe une chute de tension de l'ordre de 1,5 à 1,6 V, sert de tension de référence lors de la régulation. Cette tension est appliquée à l'émetteur de T1. Sur sa base, on trouve la tension abaissée par le pont diviseur constitué par R4, P1 et R5. En fonction de la différence existant entre les tensions de référence et de sortie, T1 sera plus ou moins passant; cela est également le cas de

T2 qui laisse alors passer plus ou moins de courant de base pour T4. La boucle de régulation se referme sur elle-même. Le condensateur C1 prend en charge le filtrage et le découplage de la tension de sortie. Si vous ne disposez pas d'un BD 438, vous pouvez tout simplement le remplacer par un BD 136, par un BD 138 ou par un BD 140, sachant cependant que cette substitution se paie par une tension de saturation légèrement plus élevée.

J. Ritchie

94

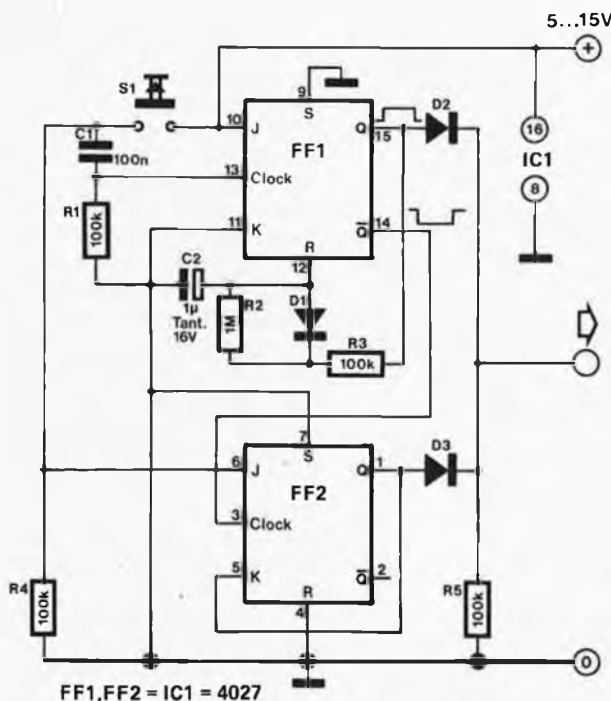
# peaufineur d'impulsion pour bouton-poussoir

à fonction double: d'anti-rebond et de mémorisation

Ce montage élargit la fonction normalement dévolue à un bouton-poussoir standard; celui-ci peut alors être utilisé soit en fonction mono-impulsion, soit en verrou de fonction marche/arrêt. R1 et C1 assurent l'anti-rebond du bouton-poussoir S1. Lors d'une action sur ce poussoir, une impulsion de déclenchement positive est transmise à la bascule FF1, par l'intermédiaire de ce réseau. La

sortie Q de ce flip-flop passe alors à un niveau logique haut et la sortie Q passe, elle, à un niveau logique bas; ces états sont maintenus pendant une durée qui dépend des valeurs des résistances R2, R3 et du condensateur C2. L'impulsion positive disponible à la sortie Q est transmise à la sortie du montage, par l'intermédiaire de la porte OU constituée par D2, D3 et R5. L'impulsion négative

(disponible à la sortie Q) sert à déclencher la bascule FF2. Ce flip-flop réagit à un flanc positif appliqué à son entrée d'horloge et de ce fait, au flanc arrière du signal provenant de la sortie Q. Au repos, FF2 se trouve en état d'initialisation (reset); la sortie Q est à ce moment-là basse; quant à la sortie Q, elle est haute. Dans ces conditions, lors d'une action brève sur S1, les entrées J et K sont au niveau logique bas lorsqu'arrive le flanc positif du signal Q dont nous avons parlé un peu plus haut; résultat: il ne se passe rien. Si maintenant l'action sur le bouton-poussoir dure suffisamment longtemps pour que la durée de déclenchement soit dépassée, on trouve alors l'entrée J au niveau logique haut, tandis que l'entrée K se trouve, elle, au niveau logique bas lorsqu'arrive l'impulsion d'horloge sur l'entrée de FF2 (clock) prévue à cet effet. La sortie Q devient haute (la sortie de la porte OU D2/ D3/ R5 pour cette raison également); comme d'autre part Q et K sont reliées, l'entrée K passe elle aussi à un niveau logique haut. Si, dans les conditions que nous venons de définir (c'est-à-dire K haut, J bas), FF2 est à nouveau déclenché, ce flip-flop revient à l'état d'initialisation. Maintenir la pression sur S1 n'a aucun effet, étant donné que lorsque J et K sont toutes deux au niveau logique haut, le flip-flop changera d'état, quoi qu'il arrive, lors de l'arrivée du prochain flanc négatif sur l'entrée horloge.



FF1, FF2 = IC1 = 4027

95

# mono-flop avec un ampli op

Discrétion analogique

Le domaine du multivibrateur monostable, que l'on retrouve souvent sous la dénomination de monoflop (MMV), était réservé jusqu'à présent aux circuits numériques. A y regarder de plus près, on voit qu'il est possible de construire un circuit de ce type en se servant d'éléments analogiques. Dans ce cas, l'amplificateur opérationnel n'est pas utilisé en amplificateur, mais en comparateur. Nous avons utilisé

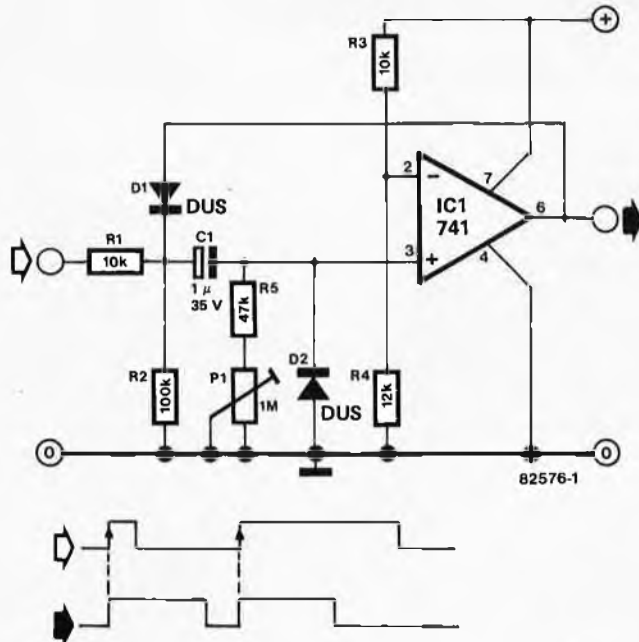
le 741 dans les deux schémas, mais pratiquement n'importe quel autre amplificateur opérationnel fera l'affaire dans ce montage. Ce type de circuit tire avantage du fait qu'en technologie intégrée actuelle, les amplificateurs opérationnels se retrouvent la plupart du temps à quatre dans le même boîtier. Il arrive souvent, primo, qu'il y ait un amplificateur opérationnel inutilisé et secundo, que l'on ait besoin

d'un circuit intégré digital supplémentaire pour réaliser une fonction de temporisation précise.

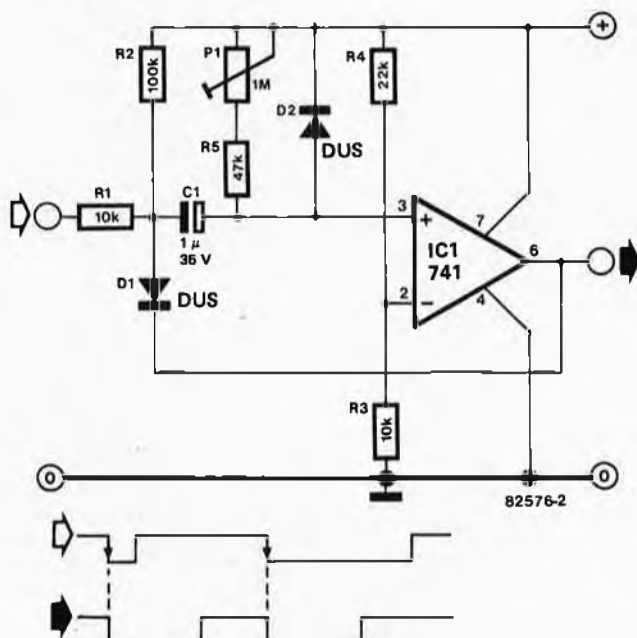
Un monoflop avec un ampli op permet de se passer de ce circuit supplémentaire.

Le principe de fonctionnement est relativement simple. L'entrée inverseuse se trouve à un niveau stable, légèrement supérieur à la moitié de la tension d'alimentation. L'entrée non-inverseuse se trouve, elle, à la masse par l'intermédiaire de R5 et de P1. La sortie est de ce fait au potentiel de la masse et D1 ne conduit pas. Une impulsion positive appliquée à l'entrée arrive à l'entrée non-inverseuse par l'intermédiaire du condensateur C1. Momentanément, cette entrée se trouve à un potentiel supérieur à celui de l'entrée inverseuse, ce qui fait passer la sortie de l'amplificateur opérationnel à la tension d'alimentation positive. D1 devient conductrice et fait en sorte que le point A reste positif, même lorsque l'impulsion à l'entrée disparaît. Cette situation se maintient jusqu'à ce que C1 ait atteint, au travers de R5 et de P1, une charge telle que la broche 3 retombe à un potentiel inférieur à celui de la broche 2. L'amplificateur opérationnel rebascule et sa sortie se retrouve à la masse. Les montages qui réagissent à des impulsions négatives suivent le même processus. Comme le montrent les figures, le signal d'entrée n'a pas une longueur critique, car il peut être ou plus long ou plus court que l'impulsion de sortie désirée. La "durée" de l'impulsion du monostable se situe aux environs de  $0,5 \cdot (R5 + P1) \cdot C1$ . Le potentiomètre P1 permet de peaufiner la valeur exacte. La valeur de la durée dépend en effet des tensions de saturation à la sortie de l'amplificateur opérationnel et il est de ce fait difficile de la donner avec précision. Il faut cependant veiller à ce que l'amplitude du signal d'entrée soit toujours légèrement plus faible que la variation d'amplitude sur la broche 6. On constate en effet que lorsque les longueurs de l'impulsion d'entrée et de celle de sortie sont très proches, il peut arriver qu'elles s'influencent mutuellement.

1



2



96

# commande de moteur électrique

du type monophasé asynchrone  
à cage (d'écoreuil)

Ce montage permet de régler la vitesse de rotation d'un moteur monophasé asynchrone à cage (d'écoreuil). Cela ne veut pas dire qu'il va vous être donné de faire tourner n'importe quel moteur à n'importe quelle vitesse; mais dans la plupart des cas, il vous sera possible de faire varier la vitesse du simple au double (dans un rapport 1:2). Il peut vous sembler que ce rapport n'est pas extraordinaire, mais il est largement suffisant dès qu'il s'agit d'un moteur de pompe, de ventilateur, etc. Il permet en effet de diminuer la consommation et/ou le bruit.

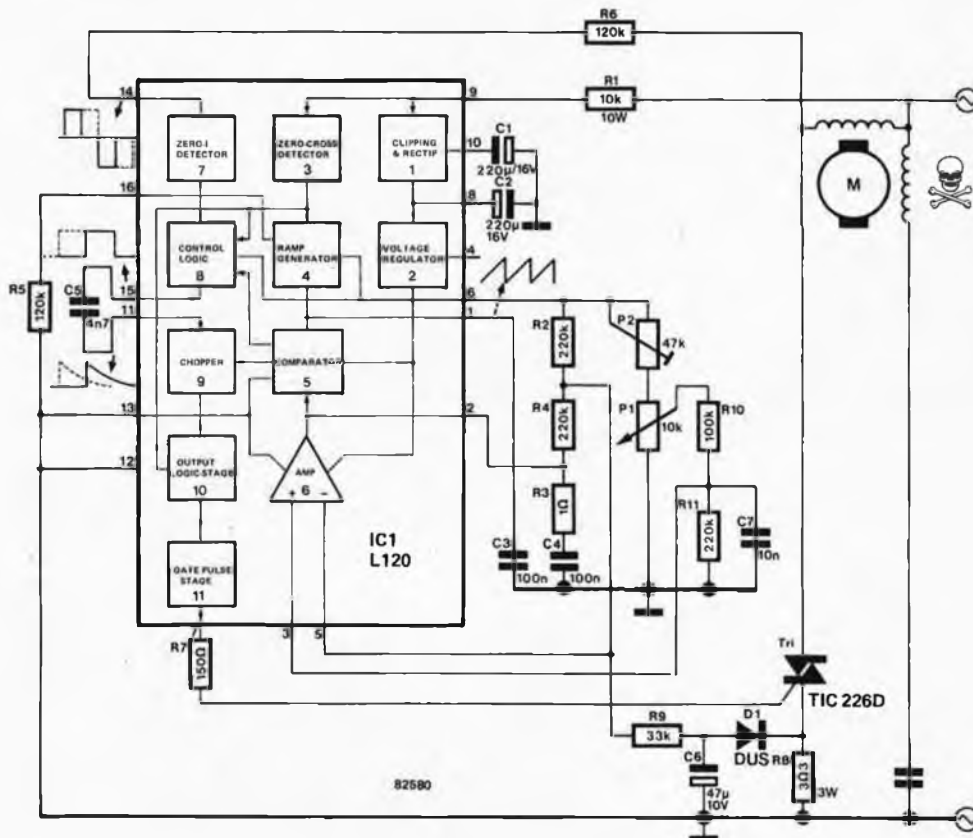
Ce montage utilise un circuit intégré spécialement conçu par Sgs-Ates pour le découpage de phase. Un moteur asynchrone monophasé à cage d'écoreuil comporte deux enroulements qui sont décalés de 90° l'un par rapport à l'autre: l'un des enroulements est relié directement au secteur; l'autre est également relié au secteur, mais par l'intermédiaire d'un condensateur. Ce condensateur entraîne un décalage entre les courants qui traversent les deux enroulements

et créé de ce fait un champ tournant permettant la rotation du moteur. Seul l'enroulement relié directement au secteur est commandé par un découpage de phase à triac (tout ordinaire). Il y a deux particularités à noter; primo, lors de la mise sous tension du montage, le moteur tourne à plein régime de façon à assurer un démarrage correct; secundo, on mesure le courant traversant le moteur à l'aide de la résistance R8. La tension appliquée aux bornes de cette résistance est maintenue constante par le L120 (dans certaines limites), ce qui permet de garder une vitesse de rotation relativement stable (à charge constante s'entend!). Le montage ne convient pas de ce fait à un moteur subissant des variations de charge importantes. P2 permet d'ajuster la vitesse de rotation minimale. P1 permet de faire tourner le moteur de cette vitesse de rotation minimale (1800 t/mn par exemple) à la vitesse de rotation maximale (3000 t/mn par exemple). Les valeurs des composants ont été choisies pour permettre l'utilisation

du montage avec un moteur ayant une puissance de 90 W. Si la puissance du moteur auquel vous destinez le montage est différente, il faudra commencer par adapter la valeur de la résistance R8.

Ajoutons quelques remarques concernant le circuit intégré: le sous-ensemble 1 reçoit du secteur, par l'intermédiaire de R1, une tension d'alimentation tant positive que négative (11,5 V); cette tension est filtrée par C1 et C2 respectivement. La tension positive stabilisée disponible sur la broche 6 atteint 9 V environ. A chaque passage par zéro de la tension du secteur, l'oscillateur en dents de scie (sous-ensemble 4) démarre. Le comparateur compare ce signal en dents de scie à la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel (bloc 6). La tension de l'amplificateur opérationnel dépend, elle, de la position du curseur de P1 et de la tension (négative!) appliquée aux bornes de R8. Cette tension est en rapport avec le courant qui traverse le moteur.

(Application SGS-ATES)



82590

# 97

## mini-éprogrammateur

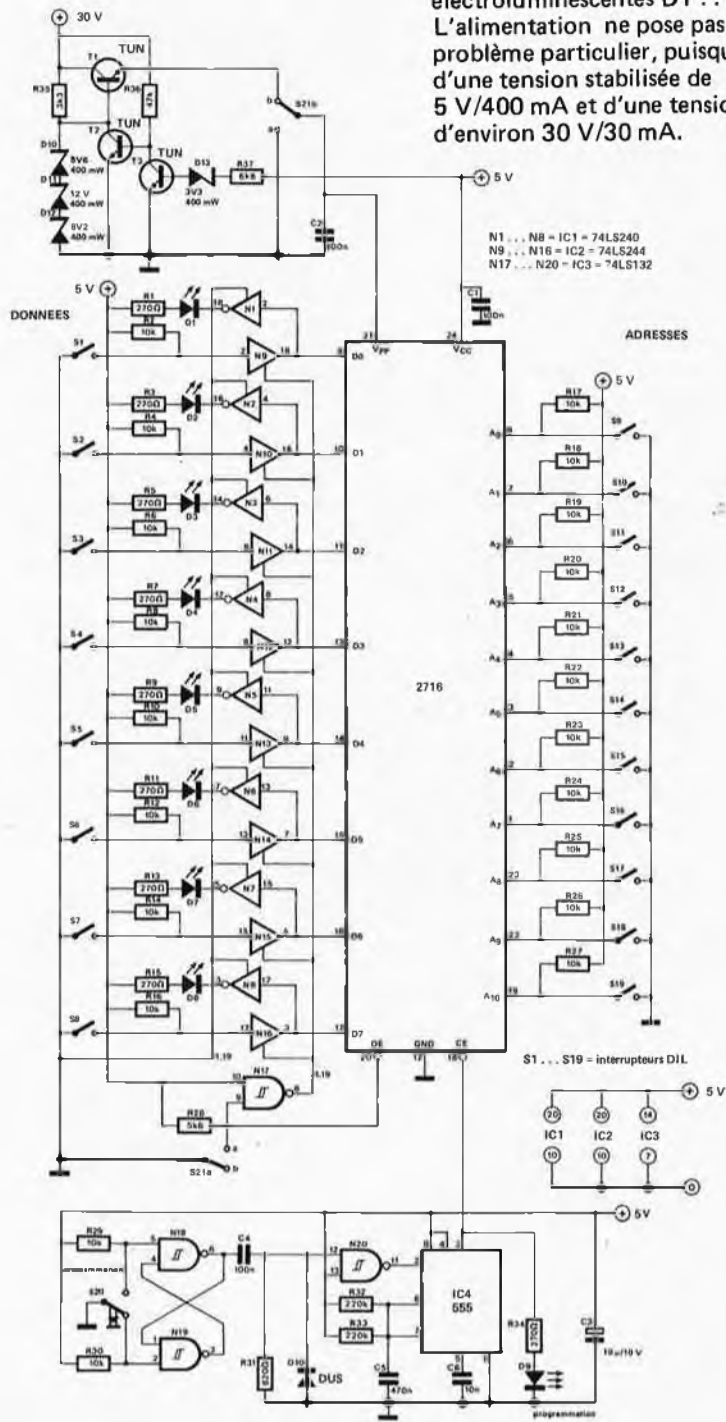
Programmez les 2716  
"à la main"!

La banalisation des mémoires mortes programmables-z-et effaçables est un bonheur pour tous les forçats des portes et bascules logiques qu'elles peuvent remplacer avantageusement dans bon nombre d'applications plus ou moins sophistiquées. L'EPROM du type 2716 est dotée de 11 entrées (les lignes d'adresses A0... A10) et de 8 lignes de données (D0... D7) qui, lors de la programmation, sont des entrées et ne fonctionnent qu'en sorties en dehors de cette situation particulière. Nous invoquons l'intérêt des EPROM pour remplacer des combinaisons de portes logiques complexes, comme par exemple dans un circuit de conversion de code. Pour ce genre d'utilisation, un programmeur performant est superflu, étant donné que son utilisation ne serait que très sporadique. C'est pourquoi nous avons réalisé un programmeur simple, mieux adapté à ces besoins particuliers; comme on peut s'y attendre, il s'agit d'une programmation en mode pas-à-pas.

Une caractéristique particulière aux EPROM est leur temps d'accès qui doit répondre à certaines spécifications et dont dépend la "rapidité" de tout le circuit dans lequel elles sont utilisées. Si une EPROM se révélait trop lente pour une application donnée, il faut malheureusement y renoncer et se rabattre sur la solution traditionnelle des portes et bascules logiques. La programmation à présent: pour commencer, l'inverseur S21 doit être en position "b", de sorte que la broche 21 de l'EPROM reçoive la tension de programmation et que les lignes D0... D7 fonctionnent comme entrées. C'est à l'aide des interrupteurs DIL S1... S8 que l'on applique les données à programmer bit par bit. Un interrupteur ouvert équivaut à une donnée de niveau logique haut. Les interrupteurs S9... S19 permettent d'appliquer l'adresse convenable; là aussi, on obtient un niveau logique haut en laissant l'interrupteur correspondant ouvert. Une fois que la donnée à programmer (8 bits) et l'adresse correspondante (11 bits) ont été spécifiées, il suffit d'actionner

S20 pour que se fasse la programmation, au cours de laquelle la LED D9 s'allume brièvement. Une fois que toute l'EPROM a été programmée, il faut bien sûr vérifier si toutes les données sont

correctes. On met l'inverseur S21 en position "a" et l'on voit apparaître le niveau logique des bits programmés aux adresses spécifiées par les interrupteurs S9... S19: la visualisation est effectuée à l'aide des diodes électroluminescentes D1... D9. L'alimentation ne pose pas de problème particulier, puisqu'il suffit d'une tension stabilisée de 5 V/400 mA et d'une tension continue d'environ 30 V/30 mA.





98

# limiteur de dissipation

petit truc pour économiser de l'énergie

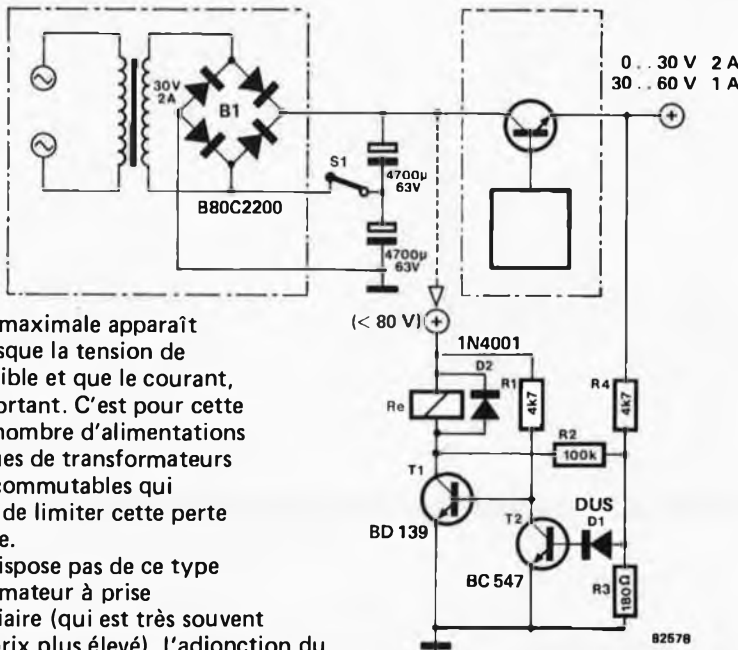
Les diverses exigences que l'on pose lors de la construction d'une alimentation ne sont pas toujours facilement conciliables: elle doit pouvoir fournir une tension de sortie aussi élevée que possible et un courant de quelques ampères au minimum. Celui qui a déjà tenté de concevoir une alimentation répondant aux spécifications données ci-dessus sait que la dissipation (= perte de puissance) dans le transistor de régulation atteint rapidement une valeur astronomique. Ce problème peut être contourné à l'aide d'un petit subterfuge. La

montage décrit ici permet de résoudre le problème. Grâce à un interrupteur (que l'on pourra actionner soit manuellement, soit automatiquement), on peut obtenir une tension double pour un courant dont l'intensité diminue de moitié. Le prix qu'il faut payer pour ceci est celui d'une paire de condensateurs de filtrage de capacité deux fois plus importante qu'à l'origine. Sur le schéma, l'alimentation d'origine est recouverte de hachures. S1 est l'interrupteur permettant de sélectionner soit un redressement double alternance ordinaire

(S1 ouvert), soit un doublement de la tension. Les valeurs choisies pour la tension fournie par le transformateur ne sont qu'un exemple. Le montage fonctionne parfaitement à d'autres tensions, à condition que les transistors et que les condensateurs aient des caractéristiques appropriées (correspondant à ce qu'on exige d'eux).

Le circuit comprenant T1, T2 et les composants connexes, ainsi que le relais, permet d'obtenir une commutation automatique. Ainsi, dès que la tension de sortie délivrée par l'étage de stabilisation dépasse 30 V (valeur ajustable en modifiant R3), T2 commute et le relais décolle. L'interrupteur S1 (contact de fermeture) se ferme alors, ce qui met en œuvre le processus de doublement de la tension.

Le montage additionnel comportant les transistors T1 et T2 peut être alimenté indépendamment; on choisira de préférence une tension identique à la tension de fonctionnement normale de la bobine du relais. Rien n'empêche d'extraire cette tension d'alimentation de la tension régnant aux bornes des deux condensateurs de filtrage. Il faut, dans ce cas, veiller à ce que T1 et la bobine du relais soient capables de supporter une tension au moins équivalente à cette dernière et que T2 soit capable, lui, "d'encaisser" au minimum la moitié de cette valeur.



dissipation maximale apparaît en effet lorsque la tension de sortie est faible et que le courant, lui, est important. C'est pour cette raison que nombre d'alimentations sont pourvues de transformateurs à tensions commutables qui permettent de limiter cette perte de puissance.

Si l'on ne dispose pas de ce type de transformateur à prise intermédiaire (qui est très souvent d'un prix plus élevé), l'adjonction du

99

# émetteur FM de test

Ne doit pas quitter le laboratoire!!!

Un émetteur de test sert de source de signaux lors du réglage ou du dépannage d'un récepteur FM.

Ce montage de test comprend un amplificateur pour microphone équipé d'une CAG, Commande

Automatique de Gain. Un oscillateur commandé en tension fait fonction de modulateur FM; un étage de puissance à MOSFET et le filtre passe-bas qui le suit donnent à l'émetteur une puissance de sortie

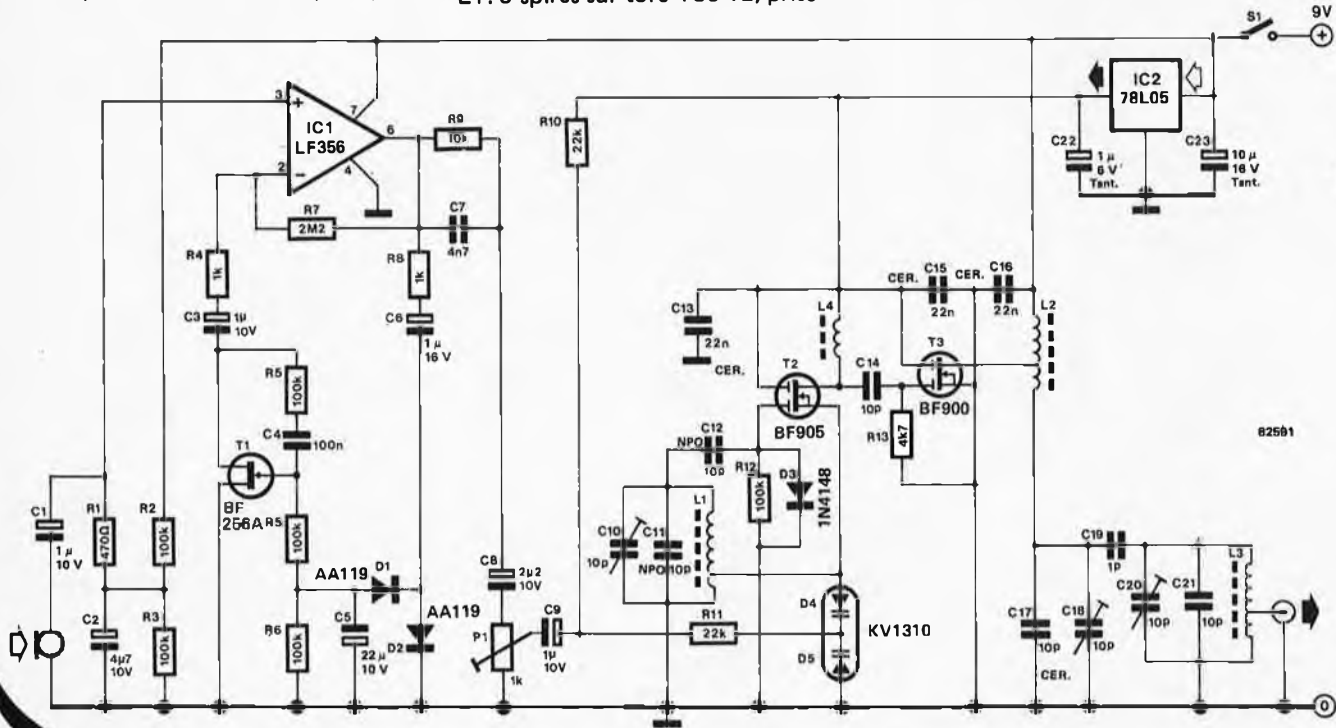
comprise entre 10 et 50 mW. On retrouve aisément ces différents étages dans le schéma. IC1 fait office de préampli pour le microphone. Du signal de sortie qu'il fournit, on extrait une tension

de commande négative destinée au FET T1. Ce FET est monté en résistance variable entre l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel et la masse. Une variation de résistance entraîne alors une variation du gain de cet étage. L'amplitude du signal amplifié du microphone peut être ajustée par action sur P1. Ce signal est appliqué à une diode à capacité variable double (D4/D5) et produit une variation de la capacité fonction de sa puissance, variation qui affecte le circuit oscillant déterminant la fréquence construit autour de T2, à l'aide des composants connexes (L1, C10,

C11). On retrouve ainsi, au drain de T2, le signal modulé en fréquence. T3 se charge d'amplifier ce signal et le transmet à un filtre passe-bas construit à l'aide de L2 et des condensateurs C17 et C18. On trouve, pour finir, l'étage de sortie qu'il est possible d'adapter à l'antenne verticale que l'on choisit d'y brancher. Remarque concernant l'étage haute-fréquence du montage: il est important de veiller à ce que les connexions reliant les divers composants soient aussi courtes que possible. Il ne faut pas avoir peur d'élaguer. Voici comment construire les bobines:  
L1: 6 spires sur tore T50-12; prise

intermédiaire à 2 spires, côté masse. L2, L3: 6 spires sur tore T50-12; prise intermédiaire, Drain à 3 spires, côté  $\oplus$ ; Sortie 1 spire, côté masse. L4: 4 spires sur perle de ferrite Fil de cuivre émaillé 0,8 mm de  $\varnothing$  On peut relier directement à C8 un générateur BF en tant que source de modulation.

**Règle importante à respecter:** le branchement du montage sur l'appareil à tester doit être fait de façon à ne pas envoyer de signaux parasites dans l'éther. Il faut donc effectuer la liaison entre la sortie du testeur et l'entrée du récepteur en câble coaxial.



# 100 convertisseur O.C.

pour récepteur BLU en bande des 20 mètres

Nous avons ouvert l'appétit d'un certain nombre de nos lecteurs en leur proposant le mois dernier deux articles concernant la BLU: le premier était théorique, le second permettait la construction de son propre récepteur BLU. Nous n'avons, à la rédaction de cet article, aucun élément nous permettant de savoir si cette opération "portes ouvertes" de l'éther est un succès. Nous avons, dans le second article, attiré l'attention du lecteur sur la possibilité offerte à

tout amateur de passer à l'écoute d'une autre bande, celle des 20 mètres, par adjonction d'un convertisseur. Il faut, pour ce faire, mélanger la fréquence recueillie à un signal

produit par un oscillateur, de manière à pouvoir, "en final", s'accorder dans la gamme allant de 14 à 14,35 MHz. Le tableau joint permet de déterminer

Bande	Fréquence (MHz)	Quartz (MHz)	L1/L2 ( $\mu$ H)	C1 (nF)	C2/C4 (pF)	C3 (pF)
VLF	10... $\approx$ 140kHz	14,0	—	—	—	—
160 m	1,8	15,8	2,7	3,3	180	33
80 m	3,5	17,5	8,2	3,3	180	15
40 m	7	21,0	2,2	2,2	180	10
30 m	10	24,1	1	1,5	150	6,8

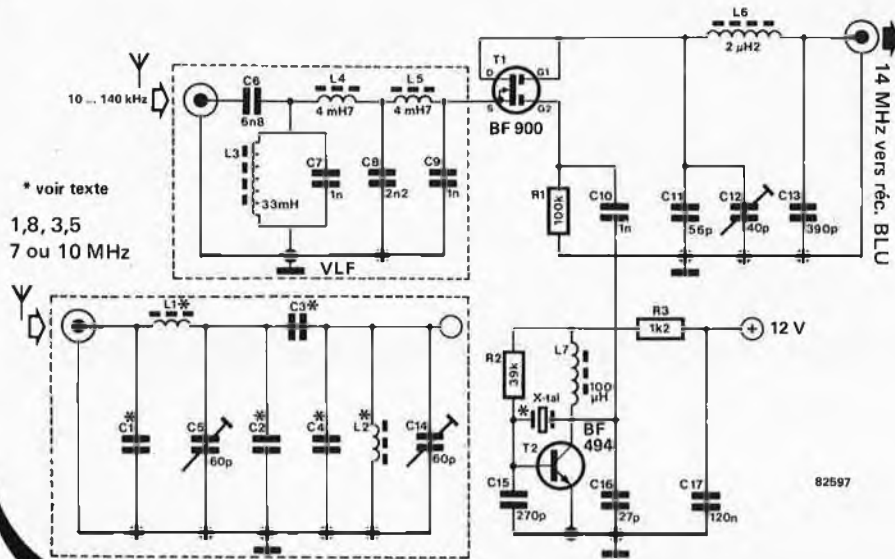
la correspondance entre la fréquence de l'oscillateur (quartz) et les valeurs

à donner à certains des composants, en fonction de la bande que l'on désire

recevoir.

Le montage peut être divisé en trois sous-ensembles: on reconnaît le circuit d'entrée (soit dénommé VLF, soit entouré de traits pointillés en cas de choix d'une autre bande), l'oscillateur construit autour de T2, et pour finir, l'étage de mélange comportant le MOSFET double grille T1. Les composants C11... C13 et L6 constituent un filtre passe-bas qui permet d'adapter "proprement" le signal du mélangeur au récepteur des 20 mètres.

La construction du montage doit suivre les règles valables en HF. Qu'est-ce à dire? Raccourcir au maximum les liaisons entre les différents composants et blinder le convertisseur contre les parasites, tant ceux provenant de l'extérieur que ceux générés par interaction de ses différents étages à lui.



\* voir texte  
1,8, 3,5  
7 ou 10 MHz

J. Bartels

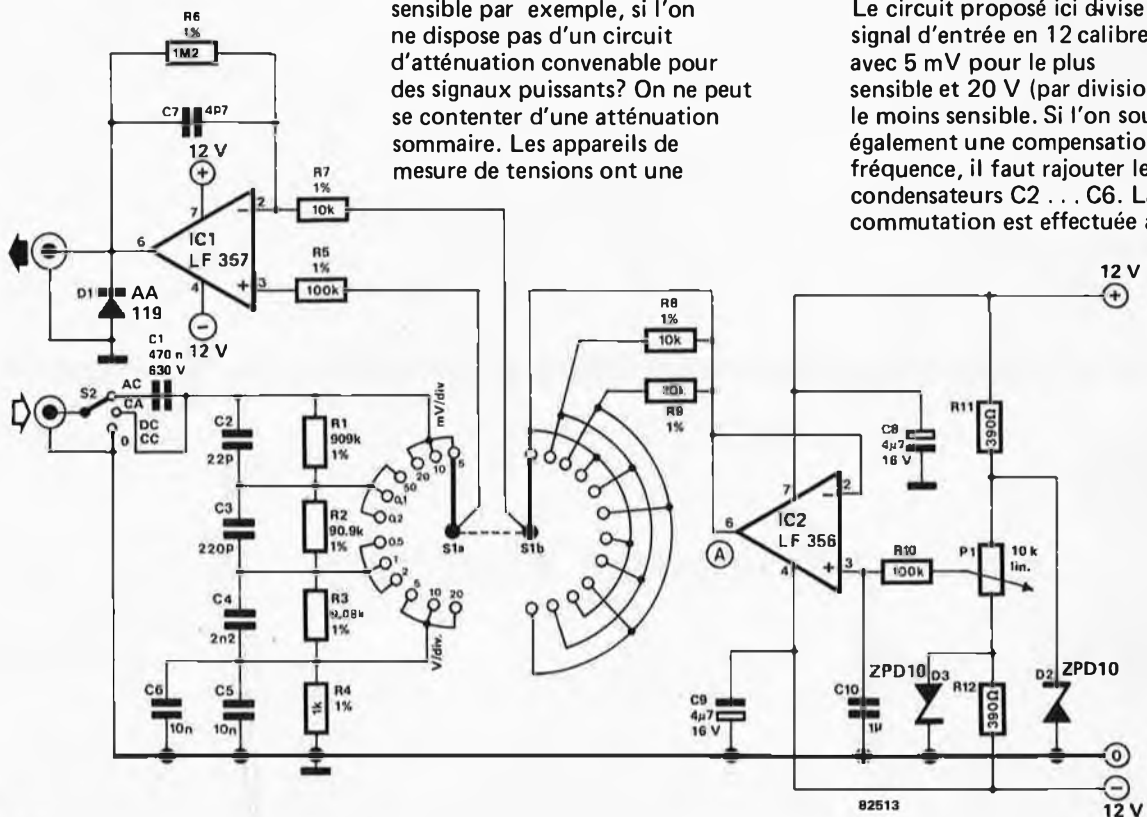
101

# atténuateur d'entrée et préamplificateur

Les circuits de mesure publiés dans Elektor ne sont plus à compter (qui s'amuserait d'ailleurs à tenir un registre de nos trouvailles?). Mais

tous les problèmes n'ont pas été résolus pour autant: que fait-on en effet d'un excellent amplificateur de mesure, très sensible par exemple, si l'on ne dispose pas d'un circuit d'atténuation convenable pour des signaux puissants? On ne peut se contenter d'une atténuation sommaire. Les appareils de mesure de tensions ont une

caractéristique d'entrée généralement bien définie, à savoir 1 MΩ/20 pF. En outre, l'atténuation se fait souvent selon le rapport 1-2-5. Le circuit proposé ici divise le signal d'entrée en 12 calibres, avec 5 mV pour le plus sensible et 20 V (par division) pour le moins sensible. Si l'on souhaite également une compensation de fréquence, il faut rajouter les condensateurs C2... C6. La commutation est effectuée à l'aide



82513

d'un commutateur à 12 positions et deux circuits. Le signal d'entrée parvient à l'entrée de l'amplificateur IC1 via le contact commun S1a. En sortie de ce tampon, on retrouve le signal à mesurer que l'on peut appliquer directement à l'amplificateur de mesure. Jusqu'ici, rien de neuf, en fait! Mais n'oublions pas le deuxième circuit du commutateur...: via IC2 et le potentiomètre P1: on peut appliquer une tension d'offset continue à l'amplificateur. Pour

éviter de brusques changements de niveau lors de la commutation, le deuxième circuit du commutateur fait également varier le facteur d'amplification d'IC1. C'est de cette manière, au demeurant fort simple, que l'on obtient un très précieux accessoire pour les appareils de mesure du labo d'électronique. Le circuit se prête à de multiples usages, notamment avec l'oscilloscope. Il faudra veiller, lors de la réalisation, à prévoir un blindage de séparation

des deux circuits du commutateur (entre eux et par rapport à leur environnement), à défaut de quoi les signaux très faibles ne pourraient plus être distingués du bruit environnant.

Il n'y a aucun réglage à effectuer et l'on peut même aller jusqu'à omettre le circuit de correction d'offset. Dans ce cas, on reliera le point A à la masse et tout le circuit autour de P1/IC2 pourra être omis.

102

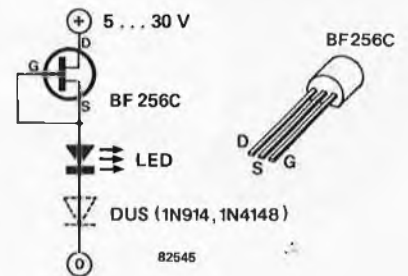
## une LED passe-partout

... et "omni-volt"

La mise en œuvre d'une LED ordinaire est relativement simple: elle ne "marche" qu'alimentée par une tension continue, polarisée correctement et si elle est "protégée" par une résistance qui dompte son appétit et le ramène à une valeur plus acceptable de 10...30 mA. Cette manière de procéder a des inconvénients, car la valeur de la

résistance dépend de la tension d'alimentation; il faut la déterminer pour chaque tension différente. Les variations de la tension d'alimentation ne peuvent être "digérées" que dans une plage limitée.

Le remplacement de la résistance standard par un transistor à effet de champ (FET) comporte un certain nombre d'avantages. Lorsque l'on relie sa grille et sa source, il constitue, à lui seul, une source de courant. Le transistor que nous préconisons fournit un courant constant compris entre 11...15 mA et cela, quelle que soit la tension d'alimentation, à condition qu'elle soit comprise dans une plage allant de 5 à 30 V. L'adjonction d'une diode universelle au silicium (DUS en jargon elektorien), 1N4148 par exemple, en série avec la LED, permet de se prémunir contre une inversion de polarité accidentelle, ce qui fait que notre LED "mange-tout" est



capable maintenant de s'alimenter à partir d'une tension alternative comprise entre 5 et 20 V (soit 7...30 V<sub>CC</sub>). La fréquence de 50 Hz du courant auquel nous sommes habitués n'induit qu'un clignotement pratiquement invisible et la luminosité de la LED est légèrement plus faible que pour une tension continue de valeur identique, cela en relation avec le redressement mono-alternance mis en œuvre.



R. van den Brink

103

## convertisseur simple

ou comment utiliser le TBA 120 différemment

Au cours des "âges", le TBA 120 est devenu l'un des circuits intégrés les plus utilisés en technique

haute-fréquence (HF). En effet, bien qu'au départ le TBA 120 ait été conçu comme amplificateur

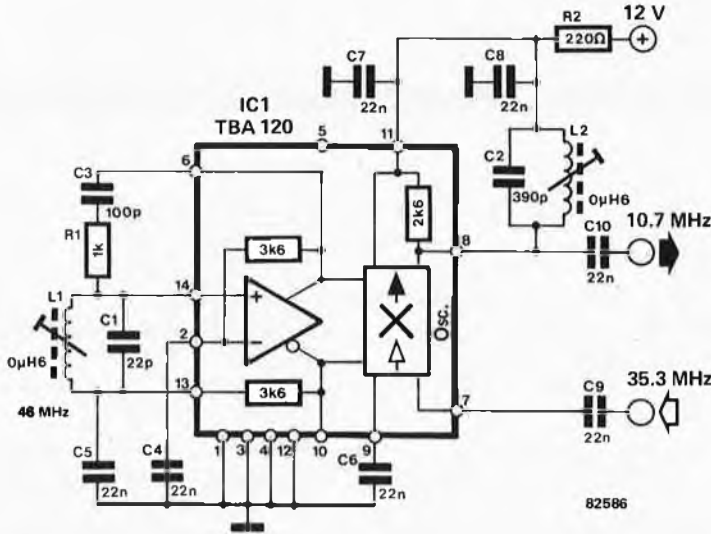
MF/démodulateur FM, il s'avère fort bien capable d'être accommodé à d'autres sauces. Le convertisseur

que nous allons décrire est l'une de celles-ci!

Lorsque l'on veut fabriquer un convertisseur, il faut disposer d'un étage de mélange et d'un oscillateur. Dans le cas qui nous intéresse, nous commençons par isoler le multiplicateur présent dans le circuit intégré. On réalise ensuite l'oscillateur en couplant sélectivement, par l'intermédiaire d'un circuit résonnant (L1/C1), le sous-ensemble

amplification du TBA 120. Si l'on respecte les valeurs données aux composants sur le schéma, l'oscillateur "tourne" à 46 MHz. On obtient ainsi un convertisseur qui transforme un signal de 35,3 MHz en un signal de 10,7 MHz ( $46 - 35,3 = 10,7$ ). Tel qu'il est étudié ici, ce convertisseur peut servir à convertir le signal MF d'un tuner TV en un signal de fréquence intermédiaire destiné à un récepteur

FM. Il est possible d'utiliser le montage à d'autres fréquences, à condition bien sûr d'adapter le circuit résonnant (L1/C1) et le filtre de sortie, L2/C2. Si vous décidez de diminuer la fréquence de l'oscillateur bien en deçà de 46 MHz, il faut modifier non seulement les valeurs de L1 et de C1, mais encore celles de C3 et de R1. Il faut augmenter quelque peu les valeurs de ces deux composants; les valeurs finales ne sont pas extrêmement critiques et sont à déterminer expérimentalement. La construction de ce convertisseur est d'une simplicité remarquable. Le nombre de composants qui entourent le circuit intégré lui-même est restreint, ce qui fait que très peu de choses peuvent tourner mal. Il ne faut cependant pas perdre de vue les règles de l'art élémentaires en vigueur lorsque l'on travaille en HF. Si vous faites votre circuit imprimé vous-même, laissez lui la surface de cuivre la plus étendue possible: elle servira de masse. Gardez les pistes cuivrées les plus courtes possibles et veillez surtout à ce que les condensateurs de découplage C4 . . . C8 fassent la liaison la plus courte possible entre le point à découpler et la masse.



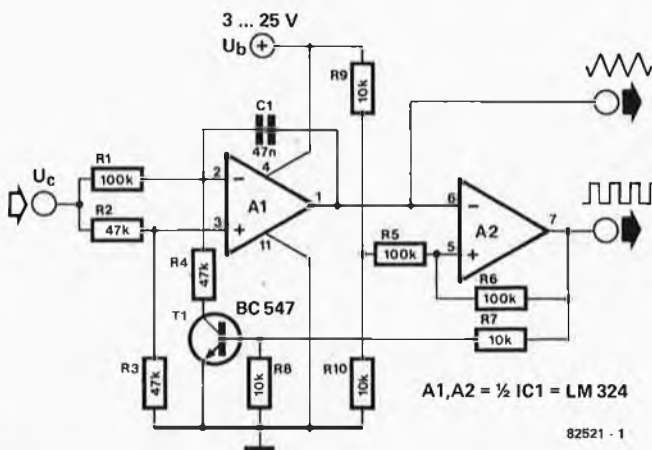
# 104

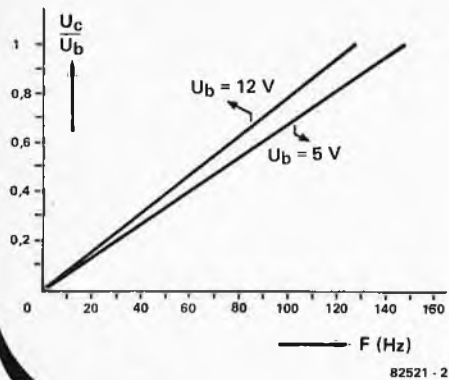
## VCO générateur de signaux rectangulaires et triangulaires

Ce VCO (Voltage Controlled Oscillator = oscillateur commandé en tension) fournit des signaux rectangulaires et triangulaires. Comme tout VCO qui se respecte, il donne un signal de sortie dont la fréquence dépend d'une

tension de commande ( $U_c$ ). L'originalité réside dans la largeur inusitée de la plage de commande. Ce domaine va en effet de 0 V à la tension d'alimentation du VCO, elle même comprise entre 3 et 25 V.

C'est principalement aux tensions d'alimentation faibles qu'il faut tenir compte du fait que la tension de sortie maximale est toujours inférieure de 1,5 V à la tension d'alimentation. Le montage repose sur le principe de l'intégration-comparaison. Le condensateur C1 qui fait partie de l'intégrateur (construit autour de A1) est chargé par un courant constant qui dépend de la tension de commande  $U_c$ . Ceci entraîne une diminution linéaire de la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel A1. Lorsque le seuil de commutation bas du comparateur construit autour de A2 est atteint, le comparateur bascule et T1 devient conducteur. Le condensateur C1 est alors déchargé par un courant constant, ce qui entraîne une augmentation linéaire de la tension de sortie de A1. Lorsqu'est atteint le seuil de commutation haut du comparateur, T1 se bloque et le processus





recommence.

Lorsque l'on prend des valeurs telles que  $R_2 = R_3$  et  $R_1 = 2 \times R_4$ , on se trouve en présence d'un signal de sortie ayant un rapport cyclique de 50 %. Le rapport entre  $R_9$  et  $R_{10}$  détermine le niveau de courant continu de la tension triangulaire (égal à  $\frac{1}{2} U_b$ , avec les valeurs précédemment indiquées), la tension crête à crête étant égale à  $R_5/R_5 + R_6 \times U_b$  (égale, elle aussi à  $\frac{1}{2} U_b$ , dans les conditions précédentes).

La figure 2 illustre la courbe

caractéristique du VCO à deux tensions usuelles. La fréquence maximale que l'on peut atteindre (lorsque  $U_c = U_b$ ) peut être augmentée ou diminuée en agissant en sens inverse sur la valeur de  $C_1$ . Lorsque l'on arrive dans les hautes fréquences, la raideur du flanc de la tension rectangulaire aura tendance à diminuer en raison du temps de montée ou de descente (slew rate) du type d'amplificateur utilisé.

## Junior Paperware

bonnes nouvelles pour  
les possesseurs du Junior Computer et pour les autres!  
(pour tous nos lecteurs en fait)

Les divers articles relatifs au Junior Computer, auxquels il faut ajouter la littérature spécialisée, permettent de rendre le système totalement indépendant.

Mais qu'est-ce que l'autonomie a donc de si intéressant? Quelques liens par-ci, quelques attaches par-là sont bien agréables. Il y a encore bien des choses à raconter au sujet du J.C., qu'elles soient matérielles ou logicielles. Nous allons y revenir. Le problème devant lequel nous nous trouvons n'est pas tant de savoir ce que nous allons publier mais comment allons nous devoir nous y prendre pour le faire.

Les vidages hexadécimaux, (hex-dumps), et les listings source sont extrêmement voraces en espace occupé, quant à leur beauté graphique, elle est nulle. Elektor se doit de rester attractif pour ceux de ses lecteurs qui n'ont pas construit le Junior Computer, et ils sont sans aucun doute (trop) nombreux. La publication d'un livre est une alternative coûteuse tant du point de vue finances que de celui du temps nécessaire à le concevoir et à l'écrire.

Que faire? Plutôt que de nous lancer dans un marathon, nous allons procéder par petits bonds. Pas de livre

donc, mais une série d'articles de revue accompagnés par ce que nous avons appelé les documents "Junior Paperware": une sorte de copie-service à l'échelle internationale, se présentant sous la forme de quelques dizaines de feuillets de format A4. Cette façon de procéder allie rapidité et faible prix de revient, pour nous et pour vous.

La première mouture, Junior Paperware 1, est disponible dès maintenant. Ces documents comportent des informations complémentaires concernant le désassembleur pour le J.C., la programmation des EPROM ainsi que la mise en place des vecteurs, informations auxquelles il faut ajouter les vidages hexadécimaux ainsi que les listings source. Nous parlons également de l'art et de la manière d'améliorer et de développer le logiciel PM/PME. Pour plus de renseignements, jetez un coup d'oeil du côté annonces.

Nous disposons de suffisamment de réserves de matériel pouvant servir pour nos publications "Paperware". Prenons quelques exemples: améliorations du Basic pour le Junior, comment transformer un éditeur/assembleur de texte, de nombreux petits articles sur le modèle de "lire le Junior", (avril 1981). Sans oublier la fine fleur extraite des nombreux "kilos", non pas de farine, mais de logiciel que nous avons reçu de la part de nombre de nos lecteurs.

En conclusion: les constructeurs du Junior Computer peuvent dormir tranquilles sur leurs deux oreilles, dans les mois à venir, ils auront de quoi satisfaire leur soif de connaissances et de nouveautés.

(contre 25 FF pour frais de reproduction, de port et de conditionnement)

Junior  
paperware 1

# elekture

## A Bibliography of Computer Music Sandra L. Tjepkma

Il y a les livres que nous recevons en service de presse, et il y a ceux que nous ne recevons pas si nous ne les demandons: en voici un exemple parfait. Cet ouvrage remarquable n'est certes pas susceptible d'intéresser la majorité de nos lecteurs, mais il méritait une mention particulière dans cette rubrique "elekture", à l'intention notamment de nos lecteurs de plus en plus nombreux parmi les musiciens-informaticiens (qu'ils en soient aux premiers balbutiements numériques ou qu'ils soient déjà des virtuoses en la matière).

Publié en octobre 1981, il rassemble sur 294 pages un matériau bibliographique impressionnant, efficacement commenté, de source américaine (en langue anglaise) et européenne (le français est prédominant); ces dernières références sont pour la plupart facilement disponibles. L'auteur propose également une liste de fabricants, avec leurs produits et leur adresse, et, surtout, un index de thèmes fort utile. Nous aurions aimé trouver un répertoire des principaux éditeurs (avec leurs adresses), dont l'absence reste malheureusement l'obstacle principal entre le lecteur curieux et une littérature somme toute assez intimiste.

Reste le prix (17,50 dollars), qui malgré le taux de change peu avantageux, n'est pas élevé pour ce livre solidement relié d'une présentation irréprochable. Avis aux amateurs convaincus!

University of Iowa Press,  
Iowa City, Iowa 52242  
USA

## REUSSIR SES CIRCUITS IMPRIMES et simplifier ses montages

par Joel Goldberg

Traduction et adaptation de  
Jean-Claude Fantou

Il ne viendrait plus à l'idée d'un électronicien actuel de concevoir un ensemble électronique qui ne serait pas câblé par un circuit imprimé. Et pourtant, il n'en a pas toujours été ainsi! L'époque n'est pas si lointaine où réaliser son propre circuit imprimé tenait à la fois de l'aventure et de l'exploit car aucune méthode formelle n'existait alors et les résultats obtenus n'étaient guère encourageants.

Depuis, les progrès accomplis dans ce domaine se concrétisent par des méthodes de fabrication bien au point, dont certaines sont désormais à la portée de l'amateur. Plusieurs chapitres de "REUSSIR SES CIRCUITS IMPRIMES" sont consacrés à la description détaillée de ces méthodes allant de la simple gravure directe qui ne permet de réaliser qu'un seul circuit imprimé aux procédés photographiques à employer pour la fabrication de petites séries.

"REUSSIR SES CIRCUITS IMPRIMES" ne se limite toutefois pas à la seule réalisation matérielle du circuit imprimé. La partie



conceptuelle est analysée, avec ce qu'elle comporte de règles à observer et de casse-têtes à résoudre. Pour faciliter cette approche, l'auteur traite d'un exemple concret d'application qui consiste en une alimentation de laboratoire, stabilisée en tension. Grâce à cet exemple pratique, le lecteur peut suivre pas à pas les différentes étapes de réalisation d'un circuit imprimé et, fort de cette expérience, il peut oser tenter l'aventure lui-même avec la quasi-certitude qu'au bout du chemin son circuit imprimé sera effectivement réussi.

Collection "Pratiquide électronique",  
DUNOD, 1982, 128 pages, format 13 x 22 cm,  
broché, 54,00 F  
30 Rue Saint Sulpice  
75006 Paris

## Le petit livre du ZX 81 par Trevor Toms

Le ZX 81 a succédé très rapidement au ZX 80, l'un des ordinateurs domestiques les plus vendus. Quelles ont été les causes déterminantes d'un tel succès? Son prix très abordable d'une part et sa simplicité d'emploi d'autre part: une combinaison unique!

Le nouvel ordinateur ZX 81, commercialisé par la firme Sinclair depuis mars 1981, présente un certain nombre d'améliorations par rapport à son prédécesseur: un langage Basic plus évolué, une meilleure finition et un prix plus avantageux.

Dans ces conditions, pourquoi ne rencontrerait-il pas le même succès que le ZX 80? La plupart des revues spécialisées ont fourni des commentaires enthousiastes sur ses possibilités. Il convient particulièrement à tous les débutants désireux de s'initier à la programmation.

Le contenu de ce livre se présente très différemment de celui du ZX 80 Pocket Book; tout en essayant de conserver la qualité de celui-ci, nous avons adopté un style plus concret et une présentation moins rigoureuse (le fruit de l'expérience...).

Si vous êtes déjà possesseur d'un ZX 80, procurez-vous sans délai l'extension mémoire ROM 8K avant de vous plonger dans la lecture

de ce livre! Tous les programmes sont écrits avec les instructions Basic du ZX 81 et sont incompatibles avec la version ZX 80 initiale: il ne s'agit pas d'un ouvrage sur le ZX 80 dont la couverture a été rapidement rebaptisée "ZX 81" pour l'occasion. Cette précision est importante dans la mesure où les deux modèles sont très différents.

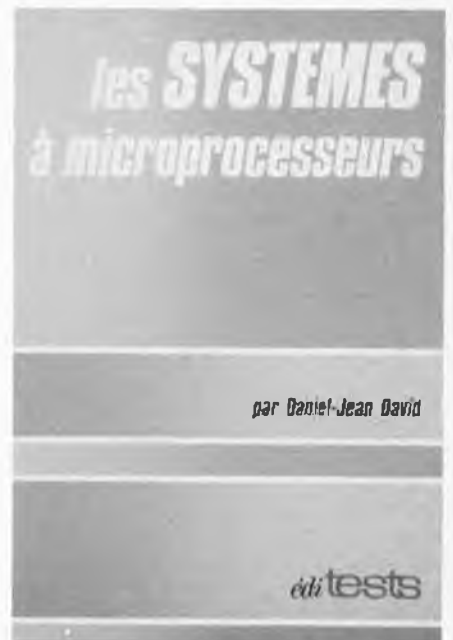


La majorité des ZX 81 étant vendue sans l'extension mémoire 16K RAM, une bonne part des programmes présentés dans ce livre nécessite seulement une capacité mémoire de 1K.

Format 21 x 14 cm  
Prix public 65,00 F  
Editions du P.S.I.  
B.P. 86  
77400 Lagny/Marne

## Les systèmes à microprocesseurs Par Daniel-Jean David

Ce livre vous initiera aux conditions techniques de révolution micro-informatique. Les différents circuits intégrés: "Microproces-



seurs, mémoires, boîtiers d'entrées-sorties sont décrits et on montre comment les assembler pour former un système. Les phases du traitement d'une application et du développement d'un système à microprocesseur sont décrites, notamment du point de vue du logiciel (programmation en assembleur) et des choix à effectuer.

Format 14,5 x 21 cm, 128 pages  
 Prix public: 75,00 F  
 Editions du P.S.I.  
 41-51 Rue Jacquard  
 B.P. 86  
 77400 Lagny/Marne

## Modèles pratiques de décision

Par Jean-Pierre Blanger

Décider! Savez-vous décider? Pensez un instant aux décisions importantes que vous avez prises, n'ont-elles pas considérablement orienté votre vie? N'avez-vous pas souvent décidé sur un "coup de tête"? Comment ne pas décider à la légère?



Ces questions doivent trouver une réponse dans cet ouvrage qui vise l'automatisation du processus de la prise de décision. On y trouve des techniques qui font l'objet d'un exposé, d'un exemple et d'un programme structuré qui doivent permettre au lecteur une rapide maîtrise des modèles présentés et leur intégration à de nombreuses applications (simulation, gestion, organisation, intelligence artificielle...)

Format 24,5 x 17 cm  
 Prix public 75,00 F  
 Editions du P.S.I.  
 41-51 Rue Jacquard  
 B.P. 86  
 77400 Lagny/Marne

## La découverte d'Applesoft

Tome 2

Par Frédéric Lévy

Ce livre est destiné à tous ceux qui connaissent les instructions Basic de l'Applesoft (voir "La découverte de l'Applesoft - tome 1") et qui ne maîtrisent pas encore la programmation. Ce recueil d'exercices est une invitation



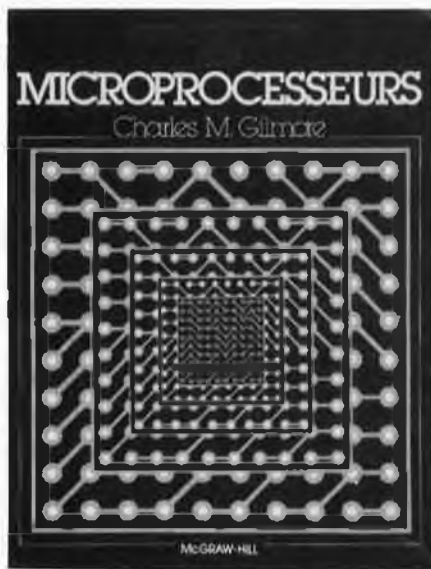
à l'analyse et à la programmation de problèmes simples et fréquemment rencontrés (calculs, tris, traitement de texte...). L'énoncé de chaque exercice est suivi de son analyse; une ou deux solutions commentées sont proposées.

Format: 21 x 14,5 cm, 120 pages  
 Prix public 75,00 F  
 Editions du P.S.I.  
 B.P. 86  
 77400 Lagny/Marne

## Introduction aux microprocesseurs

Par Charles M. Gilmore

Cette introduction aux microprocesseurs est un texte d'initiation aux microprocesseurs et microordinateurs. Il est écrit pour un public relativement neuf dans le domaine de l'électronique. Les connaissances demandées au préalable sont peu importantes. Il faut avoir une culture élémentaire en électronique des circuits intégrés, des circuits numériques, et



en mathématiques. Dans la plupart des cas, les bases de l'algèbre seront suffisantes; des connaissances plus approfondies en électronique des circuits intégrés et numériques permettront au lecteur d'être plus autonome. Cet ouvrage aborde les microprocesseurs avec

une approche double: les microprogrammes d'une part, et le matériel, c'est-à-dire les composants électriques et mécaniques, d'autre part. De nombreuses pages sont consacrées aux parties fondamentales de l'instruction. Cependant, un certain nombre de chapitres traitent de questions importantes d'ordre technologique telles que RAM, ROM, émetteur-récepteur asynchrone universel, unités d'entrées/sorties, et quelques autres. De plus, chaque fois que possible, les concepts sont étayés par des exemples réels. En général, ces exemples prennent la forme de courts programmes, tels que le tri de fichier, l'horloge, et ainsi de suite.

Format 27 x 21 cm, 344 pages  
 Mc Graw-Hill  
 28 Rue Beaunier  
 75014 Paris

## La découverte du VIC

Par Daniel-Jean David

Le VIC est un ordinateur individuel qui permet à la fois les applications sérieuses et les jeux. Ce livre d'initiation couvre les deux aspects. Il ne nécessite pas de connaissances préalables. Après une introduction formée de rappels généraux sur l'informatique, il com-



prend essentiellement une présentation progressive du langage Basic. La découverte du langage est conduite en bâtissant des programmes par améliorations successives au cours desquelles les notions nouvelles s'introduisent naturellement. On aborde spécialement les points forts du VIC: graphiques, sons, couleurs.

Format 21 x 14,5 cm  
 Prix public 75,00 F  
 Editions du P.S.I.  
 B.P. 86  
 77400 Lagny/Marne





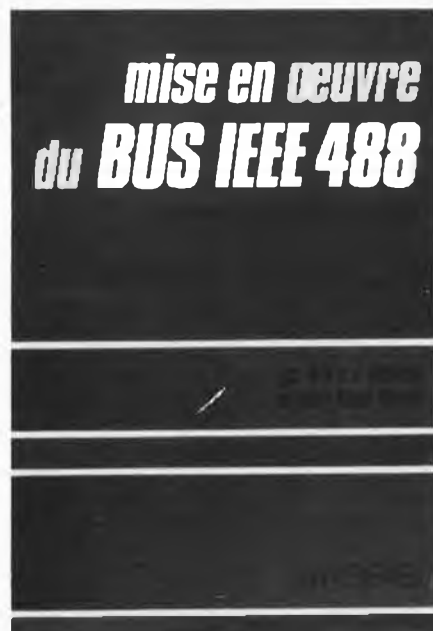
# elekture

## Mise en oeuvre du bus IEEE 488 Utilisation et réalisation d'appareils

Par Gérard Bastide et Jean-René Vellas

"Plus de mille appareils sont équipés en IEEE 488".

Avec une seule interface votre ordinateur peut dialoguer avec quatorze d'entre eux pouvant constituer jusqu'à 434 sous-ensem-



bles particuliers. Ce livre vous apprendra comment mettre en oeuvre toutes les possibilités de votre installation, vous y trouverez la description et les syntaxes sur des calculateurs différents de toutes les commandes unilignes ou multilignes, universelles ou adressées et la réponse à toutes sortes de questions: comment connaître au premier coup d'oeil les capacités d'un périphérique?

Deux appareils peuvent-ils communiquer sans requérir l'intervention ou même la présence du ordinateur? Comment le contrôleur identifie-t-il un appareil en détresse? Comment échanger des informations entre ordinateurs de marques différentes? etc. Enfin deux chapitres sont consacrés à la réalisation par vous-mêmes de vos propres dispositifs programmables et à l'interfaçage d'appareils déjà en votre possession.

Format 14,5 x 21 cm, 128 pages

Prix public: 75,00 F

Editions du P.S.I.

41-51 Rue Jacquard

B.P. 86

77400 Lagny/Seine

## Formules et programmes usuels

### Basic

par Eddie Adams

Formules et programmes usuels Basic réunit

plus de cent programmes d'application pratique, classés par ordre alphabétique dans deux index complémentaires, couvrant les domaines les plus divers tels que l'arithmétique, la comptabilité, les finances, la gestion, les jeux, etc.

Ecrits en un Basic compatible, ces programmes ne comportent aucune instruction particulière à un système quelconque, sauf une seule, CHR\$ (147) qui, placée en début de programme, sert à effacer l'écran avant l'affichage de toute exécution. Cette instruction pourra être remplacée par l'instruction équivalente de votre système: CLEAR, CLS, CALL CLEAR, etc. De plus les risques d'erreur ont été éliminés du fait que, après vérification, les programmes ont été sortis sur imprimante pour être cliqués directement. Ils peuvent donc être reproduits et utilisés tels quels.

A partir de ces programmes, toutefois, il sera facile d'en créer de nouveaux, plus élaborés ou plus sophistiqués dans la structuration.

Cette modification éventuelle ne posera aucun problème: les lignes d'instruction ont



été numérotées de 10 en 10 pour permettre les insertions complémentaires et une liste de variables utilisées précédant chaque programme.

Format 21 x 15 cm, 236 pages

Mc Graw-Hill

28 Rue Beaunier

74014 Paris

## Electronique

### Formulaire de poche

Th. Krist

Comme le dit l'introduction, ce formulaire se veut à la fois outil de contrôle des connaissances, mémento, et fil conducteur pour ceux qui poursuivent leurs études. Les domaines qu'il aborde sont extrêmement variés. Le livre va de l'électrotechnique à l'électronique en passant par l'électroacoustique, les mesures électriques, les vibrations, la haute fréquence, la radio & la télévision, les courants faibles, les symboles de montage, les matériaux et les unités physiques.

Grâce à un certain nombre de tableaux fournis mais clairs, de diagrammes explicites, il manipule avec dextérité, les formules les plus compliquées.

Cet ouvrage s'adresse à un large éventail de

# ELECTRONIQUE



lecteurs: étudiants en technologie, en électricité industrielle, en électronique, élèves-ingénieurs, techniciens radio & TV, et même électroniciens amateurs.

En dépit de quelques imperfections de traduction et de quelques imprécisions de termes, (qui ne manqueront pas d'être corrigées lors de la prochaine édition), ce formulaire est un ouvrage de référence pour tout amateur d'électronique qu'il soit lecteur d'Elektor ou non.

Format 15 x 10,5 mm, 222 pages

Prix indiqué: 65,00 F

Mc Graw-Hill

28 Rue Beaunier

75014 Paris

# PETITES ANNONCES GRATUITES\*

A PARTIR DE SEPTEMBRE  
(\* pour les particuliers.

Cherche collaborations à projets traitements sonores en particulier, digitaux.

Emmanuel Chuillon - Paris

tel. 272.88.07

Vends tous programmes Elektor sur EPROM 2716: 80 F + port Nesme - 7, av. Wilson - 94230 Cachan

Prix exceptionnels: plus de 200 appareils en Hi-Fi, sono, mesure, jeux, utilitaire. Liste détaillée contre 2 timbres. Leyx E, 2, rue des Bouleaux, 63100 Clermont-Ferrand

# le tort d'elektort

## carte RAM/EPROM pour système à Z80 Elektor n° 47, mai 1982, page 5-39

1. Sur le schéma, N3 est représentée comme étant une porte NAND, alors qu'en fait, c'est une porte AND, comme le dit la légende N1...N4 = ICB = 74LS08, circuit qui ne contient que 4 portes AND. Les différentes modifications proposées restent correctes et ne nécessitent pas de changement.

2. Les modifications proposées ne tiennent pas compte d'éventuelles erreurs de programmation. Si l'on tente d'écrire dans les (EP) ROM, la carte n'est pas protégée contre ce genre d'abus. Il suffit d'un petit pont pour éliminer tout risque de ce genre: relier l'entrée 2C de IC7, (broche 15), à la ligne  $\overline{RD}$ .



## moulin à paroles Elektor n° 42, décembre 1981, page 12-26

Nous avons constaté, que lors de l'utilisation du moulin à paroles avec des systèmes disposant d'un PIA dont la tension de sortie est inférieure à 5 V, (la tension d'alimentation du circuit imprimé), il faut ajouter une petite modification; en effet lorsque les signaux C0 et C1 passent au niveau logique haut, (+5 V), il faut que les broches 27, 20 et 23 du TMS 5100 soient à une tension de -5 V. L'entrée est envoyée aux bases de T1, T2 et T3 par l'intermédiaire d'une résistance de 4k7 à laquelle s'ajoute une résistance de forçage au niveau logique haut. Si maintenant la tension d'entrée n'est pas de +5 V, mais de +4 V par exemple, on trouvera sur la base de ces transistors 4,5 V, et sur leur émetteur +5 V, ce qui fait que ces transistors restent partiellement passants. La tension appliquée aux broches 27, 20 et 23 du TMS 5100 se trouve être alors aux environs de 1,5 V, tension batarde qui donne un niveau logique aléatoire se promenant entre "1" et "0". Le processeur de parole, le TMS 5100 ne reçoit pas d'ordre et pour cette raison il ne fonctionne pas.

La solution à ce problème est de mettre une diode 1N4001, entre le +5 V et la liaison vers les émetteurs de T1, T2 et T3, cathode vers les transistors.



## circuit de sortie et logiciel "keysoft" Elektor n° 48, juin 1982, page 6-65 et 6-67

Le texte et le schéma de l'alimentation modifiée du Formant donnent une valeur de 680  $\Omega$  aux résistances R7 et R8. Si l'on veut éviter tout risque et rendre l'alimentation capable de supporter la crête de mise sous tension, il faut augmenter la valeur de ces deux résistances à 1k5.

## fréquence-mètre 150 MHz Elektor n° 44, février 1982, page 2-50

Nous publions ci-dessous un tableau "de programmation" complémentaire, qui fournit les valeurs de compensation en grandeurs réelles, avec indication kHz/MHz; la dernière colonne du tableau 2 de l'article de février 82 ne donnait que les valeurs telles qu'elles apparaîtraient sur les afficheurs si l'on mesurait une fréquence de 0 Hz (fictif!). On pourra découper ce tableau et le coller au dos de l'appareil...

Mode	Calibre	Compensation	S5	S4	S3	S2	S1
150	0	—	0	0	0	0	0
40	1	—	0	0	0	0	1
4	2	—	0	0	0	1	0
4	3	—	0	0	0	1	1
4	4	-455 kHz	0	0	1	0	0
4	5	-260 kHz	0	0	1	0	1
4	6	-450 kHz	0	0	1	1	0
4	7	-261 kHz	0	0	1	1	1
4	8	-468 kHz	0	1	0	0	0
4	9	-470 kHz	0	1	0	0	1
40	10	-455 kHz	0	1	0	1	0
40	11	-468 kHz	0	1	0	1	1
40	12	-2 MHz	0	1	1	0	0
40	13	-10,7 MHz	0	1	1	0	1
150	14	+10,7 MHz	0	1	1	1	0
150	15	+10,63 MHz	0	1	1	1	1
150	16	-10,7 MHz	1	0	0	0	0
150	17	+10,66 MHz	1	0	0	0	1
150	18	+10,74 MHz	1	0	0	1	0
150	19	+10,77 MHz	1	0	0	1	1
150	20	-10,63 MHz	1	0	1	0	0
150	21	-10,65 MHz	1	0	1	0	1
150	22	-10,66 MHz	1	0	1	1	0
150	23	-10,67 MHz	1	0	1	1	1
150	24	-10,68 MHz	1	1	0	0	0
150	25	-10,71 MHz	1	1	0	0	1
150	26	-10,74 MHz	1	1	0	1	0
150	27	-10,75 MHz	1	1	0	1	1
150	28	-10,77 MHz	1	1	1	0	0
150	29	-10,78 MHz	1	1	1	0	1

(0 = inter. ouvert)  
(1 = inter fermé)



## recette d'alimentation Elektor n° 37/38, juillet/août 1981, page 7-64

Sachant que le courant que doit pouvoir supporter T1 peut monter jusqu'à 5 ampères, le type de transistor à utiliser est un MJ 2955 et non pas un 2N2955.

# marché musique

## Disponible sur Goupil: le langage LSE

Poursuivant son effort dans le domaine de l'Enseignement Assisté par Ordinateur pour lequel de nombreux logiciels ont été développés à ce jour sur son micro-ordinateur, SMT annonce désormais la disponibilité du LSE sur Goupil.

Le LSE, Langage Simple d'Enseignement, a été réalisé par l'Ecole Normale Supérieure de la rue d'Ulm par le Professeur Arsac avec l'assistance du service de Développement de la société SMT. Il correspond aux normes indiquées par le ministère de l'Education Nationale.

Ce langage présente de nombreux avantages dont le principal est de posséder des instructions en français. Il rend l'accès à la programmation particulièrement aisé même pour les débutants et dépasse de ce fait son objectif initial de langage destiné à l'enseignement.

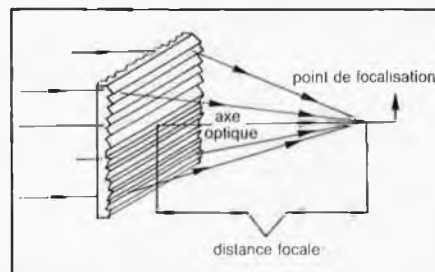
SMT,  
22, rue St Amand,  
75015 Paris

M2385

## Les lentilles de Fresnel linéaires 3M pour condenser, orienter et grossir

A partir de la technologie des lentilles de Fresnel, 3M propose des lentilles linéaires croisées, CLLF, en plastique et de faible coût.

Ces lentilles qui ont une excellente qualité optique servent de condenseurs pour les lecteurs, les lecteurs reproducteurs de microfilms, les projecteurs de diapositives et autres appareils audio-visuels.



3M propose également des lentilles croisées linéaires utilisées comme loupes pour grossir, concentrer ou comme collimateur.

Ces condenseurs et ces loupes sont disponibles en des dimensions standardisées mais peuvent être réalisées sur demande par 3M pour des focales particulières. Les lentilles 3M en Acéto butyrate de cellulose (CAB) ont un volume réduit, un faible poids et sont usinables. Leur indice de réfraction est de 1,48 + 0,01.

3M France  
Bd de l'Oise,  
95006 Cergy Pontoise Cedex

M2393

# marché musique

## Affichage de texte par cristaux liquides

Le nouvel afficheur à cristaux liquides LCM 1012 de Siemens permet la juxtaposition de 80 caractères. Sa surface active a une hauteur de 24,4 mm pour une longueur de 320 mm. Avec ce répertoire de caractères, il est possible de visualiser une ligne de texte dactylographié de 60 à 70 frappes. C'est pour ce type d'applications que cet afficheur



à cristaux liquides a été spécialement conçu. Le texte tapé peut être contrôlé et corrigé, si nécessaire, avant son impression. La faible consommation des cristaux liquides leur ouvre de nombreux débouchés dans les appareils portatifs, postes de saisie de données ou terminaux.

Chacun des 80 caractères se compose de 35 lignes superposées, chacune d'entre elles étant à son tour subdivisée dans sa longueur en cinq points activables individuellement. Ces points ont une surface de 0,56 x 0,6 mm et sont espacés de 0,10 mm. La surface active ainsi obtenue mesure 24,4 mm de haut et 320 mm de long. Sur les 35 lignes, 16 peuvent être déplacées vers le haut ou vers le bas. Il est possible de produire des caractères supérieurs, soulignés et surlignés. Ils apparaissent en foncé sur un fond clair.

L'afficheur à cristaux liquides, électronique de commande et éclairage intérieur compris, est logé dans une réglette (400 x 40 mm) encastrable dans 21 mm. L'attaque de l'afficheur est assurée par 10 pilotes du type SM 804 K. L'utilisateur peut, avec un potentiomètre, adapter le contraste du caractère affiché avec sa position.

Siemens  
39-47, bd Ornano,  
93200 Saint-Denis

M2147

## DPI 220: indicateur de pression à affichage numérique pour usage avec transmetteurs de pression

Paramètres a le plaisir de présenter le DPI 220, indicateur de pression à affichage numérique fabriqué par Druck et destiné à être utilisé avec les transmetteurs de pression à deux fils.

L'instrument peut marcher sur 110/240 V 50-400 Hz ou peut être fourni en version continue 12 V; il donne l'excitation continue

nécessaire pour alimenter le transmetteur et offre des options telles que sorties analogiques ou BCD.

Druck fabrique également une gamme complète de transmetteurs pour les mesures des pressions relatives, absolues et différentielles, avec étendues de mesure de 0-75 mbar à 0-700 bars.

L'instrument peut alimenter les transmetteurs sur de très longues distances; ceux-ci gardent constamment leurs qualités de haute précision, typiques chez Druck:  $\pm 0,1\%$ .

Paramètres  
45, av. Marceau,  
92400 Courbevoie  
Tel: (1) 334.86.08

M2413

## L'ordinateur améliore les photos prises par satellite

De plus en plus d'ordinateurs sont mis au travail dans les services météorologiques afin de pouvoir traiter le nombre sans cesse croissant de données dont il faut tenir compte dans la prévision du temps.

Les satellites météorologiques européens METEOSAT I et II communiquent, en plus de la photo des nuages (en arrière plan sur notre photo) que vous pouvez voir au bulletin météo à la télévision, une multitude de don-

nées météorologiques. Afin de pouvoir mieux exploiter cette masse de données par ordinateur, le centre des opérations de l'Organisation Européenne pour la Recherche Spatiale à Darmstadt s'est équipé d'une installation Siemens (notre photo). Cette installation permet aux savants de calculer, entre autres, les directions et vitesses des vents, la température à la surface des océans et la répartition des masses de vapeur d'eau dans la troposphère supérieure. Dans un proche avenir, les photos venant des satellites et qu'on présente au bulletin météo de la T.V. seront améliorées dans leur présentation et leur qualité, grâce précisément à leur préparation avec l'aide des ordinateurs.

En plus de cela, l'informatique sera utilisée pour le montage de petits films accélérés, constitués d'une série d'images isolées et donnant au téléspectateur une bien meilleure idée de ce que peuvent être les mouvements des masses nuageuses.

Les images et les données, après leur exploitation par les services météorologiques européens, sont mises à la disposition d'autres instituts scientifiques et des organisations internationales.

Siemens  
39-47, bd Ornano,  
93200 St Denis

M2395





# ÉLECTROME

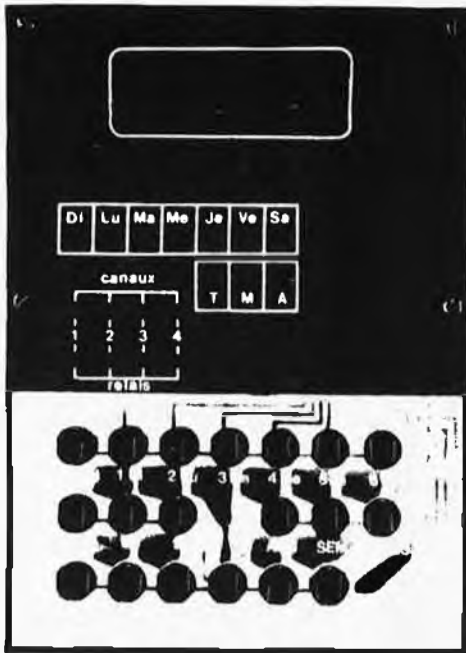
## BORDEAUX TOULOUSE MONT-DE-MARSAN

17, rue Fondaudège  
33 000 BORDEAUX  
Tel. (56) 52.14.18

10.12, rue du Pt Montaudran  
31000 TOULOUSE  
Tel. (61) 62.10.39

5, place J. Pancaut  
40 000 MONT-DE-MARSAN  
Tel. (58) 75.99.25

Pour toutes commandes 15F de port et emballage. Contre remboursement joindre 20% d'arrhes + frais



## Kit ELCO

Le Kit au service de vos hobbies

**ELCO 142 : MICRO TIMER PROGRAMMABLE. LE MICROPROCESSEUR RENTRE A LA MAISON.**  
Base sur l'emploi du TMS 1000, affichage digital de l'heure (heure-minute), du jour

On le programme grâce à un clavier de 20 touches. Il possède 4 sorties (4 relais 3 A) et est alimenté en 9 V 1 A (transfo non fourni). Visualisation des sorties en service par 4 leds

**Exemples d'application :**

- Contrôle du chauffage sur la sortie 1. Mise en route du chauffage à 5 h du matin, arrêt à 9 h, remise en route à 17 h, arrêt à 23 h, et cela tous les jours ouvrables de la semaine (du lundi au vendredi) le samedi et le dimanche, le chauffage reste toute la journée, donc mise en route à 5 h du matin, arrêt à 23 h

- Sur sortie 2, commande d'un buzzer pour le reveil du lundi au vendredi de 7 h jusqu'à 7 h 10, pas de réveil le samedi et le dimanche

- Sortie 3, commande de la radio de 7 h 20 à 8 h 20, du lundi au vendredi

- Sur sortie 4, commande de la cafetière électrique du lundi au vendredi de 7 h 10 à 8 h 10, le samedi et le dimanche de 9 h 30 à 10 h 30

Nombreuses autres possibilités : pendule d'atelier, contrôle du four électrique, arrosage automatique, enregistrement d'émissions radio ou sur magnétophone, contrôle d'aquarium, etc

450.00F

**ELCO 201**

FREQUENCEMETRE DIGITAL 50MHZ

(6 afficheurs 13 mm) 0 à 50 MHz  
Piloté par quartz, idéal pour cibiste, labo, etc....

375.00F

**ELCO 202**

THERMOSTAT DIGITAL de 0 à 99°

(afficheurs 13 mm). Permet la mise en mémoire d'une température de déclenchement du chauffage et une température d'arrêt. Sortie sur relais 5 A, témoin de fonctionnement, affichage des températures et des mémoires. Garde les mémoires même en cas de coupure de secteur. Idéal pour chauffage aquarium, air conditionné, voiture photo, etc....

225.00 F

### C. MOS

CD 000	2,50	CD 60	12,00
01	2,00	66	9,00
02	2,50	68	2,50
04	7,00	69	2,50
07	2,50	70	2,50
08	10,00	71	2,50
09	5,50	72	2,50
10	5,50	73	2,50
11	2,00	75	2,50
12	2,50	76	8,50
13	4,50	77	2,50
14	9,50	78	2,50
15	7,00		
16	5,00	81	2,50
17	8,00	82	2,50
18	11,00	85	6,00
19	4,50	86	5,00
20	12,00	93	6,00
21	8,00	95	9,50
22	8,00	96	9,50
23	4,50	98	9,50
24	8,50	99	15,00
25	3,00	100	12,00
26	10,00	106	6,00
27	4,00	107	7,00
28	8,50	147	15,00
29	13,00	192	13,00
30	3,00	193	13,00
31	15,00		
32	9,00		
33	11,00		
35	10,00		
40	9,00		
42	7,00		
43	9,00		
44	10,00		
46	11,00		
47	11,00		
48	4,50		
49	4,50		
50	4,50		
51	10,00		
52	11,00		
53	11,00		
55	13,00		
56	13,00		

### CIRCUITS INTEGRES

LF 556 N	9,00
357 N	9,00
LM 301 AN	3,70
306 N	8,00
317 T	14,00
324	6,00
339	6,00
377 N	15,00
378 N	22,00
360 N	9,00
381 N	15,00
383 T	12,00
386 K	8,00
387 N	8,00
391 (80)	14,00
NE 555	3,50
556	8,00
565	14,00
567	11,00
LM 3900	6,00
TMS 3874	19,00
TMS 3860	21,00
TMS 1122	85,00
ULN 2003	9,00
XR 2206	35,00

### MEMOIRES

2114 (low power)	28,00
2708	44,00
2716 (monotension)	55,00
4116 (300nS)	24,00

### TRANSISTORS

BC 140	3,50
141	3,50
177, 178	2,00
237 ARC	1,00
238 APC	1,00
239 ABC	1,00
308 C	1,00
547	1,00
557	1,00
BD 135	3,00
136	3,00
137	3,50
138	3,50
RF 245	3,00
2N 2646	6,00
2N 3053	3,00
2N 3055 H	8,00
2N 3819	3,00

### LEDS 3 et 5 mm

Led rouge Ø 3 ou Ø 5	1,00
Verte ou jaune	1,30

### AFFICHEURS

TIL 312 rouge 8 mm AC	6,50
TIL 327 rouge 8 mm AC 2 l	6,50
TIL 316 jaune 8 mm AC	8,50
TIL 702 rouge 13 mm KC	6,50
TIL 807 rouge 8 mm AC double	10,00
TIL 808 rouge 8 mm KC double	10,00
DIS 370 bloc 4 afficheurs KC	29,00
DIS 631 bloc 4 afficheurs KC	15,00

### REGULATEURS

Régulateur positif 5, 12, 15 V 7,50  
Régulateur négatif 5, 12, 15 V 9,00

### SPECIAL MICRO

Bloc 11 afficheurs KCom 25,00

### FILTRES CERAMIQUES

Jeux 455 10x10 (jaune, noir, blanc)	10,00
Filtre 10,7 MHz	9,00

Veuillez m'expédier le catalogue ELECTROME.

Ci-joint 15 F  en timbres  par chèque

NOM \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

A RETOURNER A : ELECTROME 17 rue Fondaudège - 33000 BORDEAUX

# Personne n'a construit un meilleur multimètre . . . jusqu'à présent.



Nos multimètres de la série 8020 ne sont pas devenus les plus connus dans le monde seulement pour leurs caractéristiques.

D'autres points ont établi leur réputation:

- meilleures précisions et fiabilité
- meilleur rapport performance — qualité/prix.
- meilleure technologie, toujours de pointe.
- souci constant d'améliorer les performances.

Ce sont ces raisons qui expliquent que FLUKE est le leader dans ce domaine.

Un titre que nous conserverons avec nos quatre nouveaux multimètres de la série 8020B.

Pour ce faire, nous avons sur le plan mécanique:

- redessiné la face avant pour une meilleure commodité d'emploi.
  - ajouté des pieds antidérapants.
  - augmenté la résistance aux chocs de notre boîtier.
  - modifié la béquille qui se trouve verrouillée en position „travail”.
- A l'intérieur du boîtier, des nouveautés importantes:
- double protection dans les mesures d'intensité en cas de surcharge accidentelle.
  - maintenant notre gamme vous propose trois modèles comportant la mesure de continuité grâce à un signal sonore, dont le temps de réponse (50  $\mu$ S) est tel qu'il vous permet de capter le temps de fermeture des contacts des relais électromécaniques les plus rapides.

Tous nos modèles sont couverts par une garantie de deux ans — De plus, les spécifications techniques sont garanties pour deux ans.

En conclusion, vous obtenez:

- les meilleures qualités, inégalées.
- la supériorité grâce aux fonctions et aux caractéristiques.

Le meilleur multimètre.  
ET TOUJOURS . . . A UN MEILLEUR PRIX.  
IL FAUT TOUT CELA POUR ETRE LEADER.



Fluke (Belgium) SA NV

6, rue de Genève  
1140 - Bruxelles  
Tél.: 02-216 40 90  
Tlx. 26312



*Afin de mieux vous protéger, vous et votre appareil, en cas de surcharge accidentelle, nous avons utilisé plus de composants (varistors, diodes, thermistors, résistances) que dans n'importe quel autre multimètre du marché dans cette gamme de prix. — un exemple vous est donné sur la gauche, qui vous montre le système de protection du circuit „intensité”*



*Un signal sonore pour la mesure de continuité caractérise maintenant trois de nos multimètres: les modèles 8020B - 8021B - 8024B. Grâce à la rapidité de réponse de ce circuit, vous ne serez plus ralenti dans vos contrôles de continuité.*

# Selectronic

## vous propose les KITS VELLEMAN



Une gamme variée, d'un haut niveau de qualité. Ils sont présentés en boîtier plastique cristal pour la plupart. Ces kits sont fournis avec circuit imprimé, sérigraphiés en 2 couleurs, les supports de circuits intégrés et une notice très détaillée.

**Quelques exemples :**



- **K 1682** : "MICROPROCESSEUR TIMER" en kit. Le best-seller de VELLEMAN.  
— Horloge 24 H. - 4 circuits de commutation sur une période d'une semaine - 21 programmes à sélectionner par clavier. Livré avec face avant mais sans coffret.  
Le kit K 1682 (notre photo) sans coffret ..... 657.00
- **K 2545** Complément du K 1682. Base de temps 50 Hz pilotée par quartz.  
Elle permet d'assurer le fonctionnement des horloges secteur pendant les pannes de courant.  
Le kit K 2545 ..... 127.00
- **K 2032** Voltmètre digital 1.000 points. Très simple à assembler malgré son faible encombrement.  
Sensibilité 1 mV - Alimentation 5 V.  
Le kit K 2032 ..... 186.00

**VELLEMAN est également le spécialiste de l'émission-réception Infra-Rouge :**

- **K 2547** Émetteur I.R. - 4 canaux pour télécommande - Maxi, 20 m - Livré avec coffret.  
Le kit K 2547 ..... 208.00
- **K 2548** Récepteur I.R. - 4 canaux - Courant de sortie 50 mA.  
Le kit K 2548 ..... 285.00
- **K 2549 + K 2550** Détection de passage par coupure de faisceau I.R. pour alarme par exemple. Ces kits sont fournis avec leur boîtier spécial équipé d'un filtre optique. Portée d'environ 10 m.  
Émetteur K 2549 ..... 134.00  
Récepteur K 2550 ..... 161.00

**De nombreux autres kits sont disponibles :**

- Programmeur d'EPROM
- Tuner FM digital
- Thermomètre digital, etc.

Demandez le catalogue VELLEMAN gratuit ou consultez notre catalogue général 82.

Vente par correspondance : voir notre publicité annexe.

**OFFRE SPÉCIALE : Jusqu'au 31 Août 1982, remise 10% sur toute la gamme VELLEMAN.**

# REPERTOIRE DES ANNONCEURS

A.C.E. ....	8-32	IRCO .....	8-32
Acer .....	8-36 à 8-40	Magnetic-France .....	7-12, 7-13
Albion .....	7-07 à 7-09	Micropross .....	7-06
Beltrec .....	8-33	Namal .....	7-15
Beric .....	7-02, 7-04, 7-05	Pentasonic .....	7-17
Cirque Radio .....	7-07 à 7-09	Publitronic .....	7-10, 7-16, 8-31, 8-34, encart
Dynax .....	8-35	Relay A Quip .....	8-32
Elak .....	8-30	Selectronic .....	8-27 à 8-29
Elektrome .....	8-25	Sté Nlle Radio Prim .....	7-07 à 7-09
Elektor .....	7-06, 8-32, encart	Trialco .....	7-11
E.S.M. ....	7-15	Petites Annonces .....	8-21
Fluke .....	8-26		
Halelectronics .....	7-14		

# Salelectron

## VENTE PAR CORRESPONDANCE

— PAIEMENT A LA COMMANDE :  
Ajouter 20 F pour frais de port et  
emballage. FRANCO à partir de 500 F.  
— CONTRE-REMBOURSEMENT :  
Frais d'emballage et de port en sus.

11, RUE DE LA CLEF  
59800 LILLE

Magasin de vente ouvert de 9h30 à  
12h30 et de 14h à 19h, du mardi  
matin au samedi soir. Le lundi  
après-midi de 15h à 19h.  
Tél.: (20) 55.98.98 Télex: 820939F

## TARIF au 01/07/82

Nos kits comprennent le circuit imprimé EPS et tous les composants nécessaires à la réalisation, composants de qualité professionnelle, résistances COGECO, condensateurs MKH SIEMENS, etc... selon la liste publiée dans l'article d'ELEKTOR, ainsi que la face avant et le transformateur d'alimentation si mentionnés.



vue de dessous

## CLAVIERS KIMBER-ALLEN

Les instruments de musique électroniques exigent, pour un fonctionnement sans défaillance, des claviers à contacts "plaqués OR", les seuls garantissant une fiabilité à long terme.

LES CLAVIERS PROFESSIONNELS KIMBER ALLEN VOUS APPORTENT CETTE SECURITE ET SONT RECOMMANDÉS PAR ELEKTOR.

Ces claviers peuvent être combinés pour augmenter le nombre d'octaves à volonté.

<b>CLAVIERS NUS</b>	<b>BLOCS DE CONTACTS K.A.</b>
3 octaves (37 notes) 440.00	1 inverseur (piano) 6.60
4 octaves (49 notes) 545.00	2 contacts "Travail" 7.60
5 octaves (61 notes) 670.00	(Formant)

REVENDEURS : Nous consulter.

<b>CLAVIERS COMPLETS AVEC LEUR JEU DE CONTACTS</b>	
Clavier "FORMANT" 3 octaves	700.00 FRANCO
Clavier "PIANO" 5 octaves	1050.00 FRANCO

## LE VOCODEUR d'ELEKTOR

(ELEKTOR n° 20 et 21)

Premier "Vocodeur" 10 voies en kit complet

Très utilisé par les animateurs de radio, il permet tous les trucages de la voix ou de tout autre signal de modulation, pour un prix sans concurrence.

**LE KIT "VOCODEUR" COMPLET 1860F**

(sans coffret) comprenant :

- 1 x 80068-1
- 1 x 80068-2
- 10 x 80068-3
- 1 x 80068-4
- 1 x 80068-5

suivant la liste ELEKTOR  
(Livré avec le numéro d'ELEKTOR correspondant).



## KITS "LE SON"

Nous consulter

9368/69 PRECO	235.00
9874 ELEKTORNADO 2x50W avec radiateurs	200.00
9832 Égaliseur graphiq. 1 voie	210.00
9932 Analyseur audio	180.00
9395 Compres. dynam.	290.00
9407 Phasing et Vibrato	

### ÉQUALISEUR paramétrique

9897-1 Cellule filtrage	95.00
9897-2 Correct. Baxendall	90.00

## SYNTHÉSEUR A CIRCUITS CURTIS



- COMPACT, PORTABLE, FACILE A UTILISER ET EXTENSIBLE.
- POLYPHONIQUE ET PROGRAMMABLE !!!

9729-1a : COM. (version CURTIS)	avec connecteur	135.00
82078 : ALIMENTATION	avec connecteur	195.00
82027 : VCO (CEM 3340)	avec connecteur	345.00
82031 : VCF + VCA (CEM 3320)	avec connecteur	260.00
82032 : DUAL - ADSR (CEM 3310)	avec connecteur	319.00
82033 : LFO + NOISE + FM DELAY		

	avec connecteur	153.00
82079 : Carte BUS universelle (quadruple) av. connecteurs		95.00

**CLAVIER CONSEILLÉ : KIMBER-ALLEN type "FORMANT" + INTERFACE 9721-1 (voir ci-dessus).**



## FORMANT Synthétiseur modulaire

en kit. Nos kits comprennent EPS + face avant + boutons professionnels + connecteurs, etc... suivant la liste ELEKTOR.

VCO (9723-1)	520.00
VCF (9724-1)	240.00
Interface clavier (9721-1)	179.00
ADSR (9725)	160.00
DUAL-VCA (9726)	220.00
LFO (9727)	210.00
NOISE (9728)	155.00
COM (9729)	150.00
ALIM (9721-3)	375.00
Récepteur d'interface (9721-2)	40.00
Circuit de clavier (9721-4) avec 100 Ω / 1%	25.00

**KIT COMPLET "FORMANT" avec 3xVCO + 2 ADSR + 1 kit de chaque autre module + 1 clavier KIMBER-ALLEN 3 octaves avec contacts, 1x9721-2 + 3x9721-4** 3800.00

### EN OPTION :

- RFM (9951)	290.00
- 24 dB VCF (9953)	369.00
- Modulateur en anneau (79040)	85.00

## PIANO ELEKTOR

PIANO ÉLECTRONIQUE de classe professionnelle  
(décrit dans l'ELEKTOR n° 31)

• Générateur de notes (9915)	350.00	<b>KIT COMPLET "PIANO" comprenant :</b>	
• Filtrés - Prémpli (9981)	390.00	1x9915 - 1x9981 - 5x9914 - 1x9979	
• Circuit 1 octave (9914)	300.00	et clavier 5 octaves profession. KIMBER-ALLEN avec contacts dorés	3300.00
• Alimentation (9979)	200.00		

## ORGUE JUNIOR

ORGUE JUNIOR avec alim. et EPS 82020 (sans clavier) - PRIX PROMO	325.00
ORGUE JUNIOR le kit avec clavier KIMBER-ALLEN - 5 octaves contacts dorés	1220.00 FRANCO
PRIX PROMO	130.00
SAA 1900 seul	

## CLAVIER POLYPHONIQUE 5 OCTAVES :

— Le clavier 5 octaves avec ses contacts KIMBER-ALLEN dorés et circuits anti-rebonds(8x82106)	1500.00
— Interface (82107) avec connecteurs	410.00
— Circuit d'accord (82108) avec connecteur	140.00
— Carte CPU (82105) avec connecteur et mémoire programmée	550.00
— Circuit BUS (POLY-BUS) (82110) avec connecteurs (sans guide-carte)	70.00
— Circuit BUS de sortie (82111) avec connecteur	120.00
— Convertisseur digital-analogique (82112)	270.00
— Circuit BUS pour µP 80024 (sans connecteur)	70.00
— Connecteur DIN 41612 64 pts mâle coudé	36.00
— Connecteur DIN 41612 64 pts femelle droit	53.00



# Selectronic

## CLAVIER ASCII :

ENCORE UNE NOUVEAUTÉ SÉLECTRONIC !

Nous vous proposons un nouveau clavier en kit équipé de touches professionnelles avec capuchon gravé 2 couleurs, avec tous les symboles, ainsi qu'une vraie SPACE-BAR (60 touches + 1 espace).

UN PRIX INCHANGE POUR UNE QUALITÉ SUPÉRIEURE  
LE KIT COMPLET AVEC CIRCUIT IMPRIMÉ EPOXY ET NOTICE :

**545 F 00**

### Les COMPLÈMENTS de votre JUNIOR !

(Ces kits sont fournis avec le n° d'ELEKTOR CORRESPONDANT)

**ELEKTERMINAL** transforme votre téléviseur en console de visualisation (EPS 9966)  
Le kit complet ..... **905 F 00**

**CLAVIER ASCII**  
VOIR CI-DESSUS

**CARTE 8K RAM + EPROM** fournie avec supports connecteurs mais sans EPROM (EPROM en sus) ..... **595 F 00**

**MODULATEUR UHF - VHF** (EPS 9967)  
Le kit avec quartz ..... **70 F 00**

### OLDIES BUT GOLDIES !!!

Les kits ci-dessous sont livrés avec le n° d'Elektor correspondant

Generateur de fonctions (9453) complet av. face avant - Coffret special et accessoires	375F
Chrososynth (80060) Mini synthetiseur complet	730F
Chambre de reverberation analogique (9973) livree avec les 2 x SAD 1024	495F
RAM 4K (9885) Prix Promo	849F
Alimentation de laboratoire 5A (79034) avec galva cadre mobile et transfo	470F
Ioniseur (9823) Prix Promo	99F
Compteur Geiger (80035)	680F
Gradateur sensitif (78065)	83F
Imitateur 81112 - Preciser fonction	90F
Allumage electronique (80084)	235F
Allimentation de precision (80514) avec transfo	535F

### DIGIT 1

DIGIT 1 - Le livre avec EPS	65F
KIT de COMPOSANTS avec alimentation	100F
LE KIT COMPLET "Digit 1" av. le livre	160F

### CHRONOPROCESSEUR

LA PRECISION DE L'HORLOGE PARLANTE CHEZ SOI !!  
CHRONOPROCESSEUR UNIVERSEL (81170) ..... **695F**

### RECEPTEUR DE SIGNAUX FRANCE-INTER

complément indispensable de votre chronoprocresseur  
LE KIT COMPLET avec circuits imprimés et notice de montage ..... **290F**

(Nouvelle version mise au point par SELECTRONIC)

### ELEKTORSCOPE

Se reporter à notre publicité parue dans les Elektor précédents

### DERNIERS EN DATE...

ELEKTOR n° 42	
- Amplificateur téléphonique (82009)	77F
ELEKTOR n° 43	
- ARPEGGIO - GONG (82046)	139F50
- Module capacimètre (82040)	124F00
- EPROGRAMMATEUR (82010) avec connecteurs	324F00
ELEKTOR n° 44	
- CHARGEUR UNIVERSEL avec alimentation	129F50
ELEKTOR n° 45	
- EOLICON (82066)	60F
- AUTOCHARGEUR 12V - 3A (82081)	250F
- SQUELCH AUDIO (82077)	73F
ELEKTOR n° 46	
- CARTE MINI-EPROM (82093)	125F
- CARTE 16K RAM DYNAMIQUE (82017)	450F
- TESTEUR DE 2114 (avec pile) (82090)	94F
- AMPLI 2x100W avec alimentation et transfo torique (2x82089-1 - 2x82089-2)	910F
ELEKTOR n° 47	
- ARTIST (sans unité de reverb.) (82014)	525F
- DOCATIMER PROGRAMMABLE (82048)	535F
- TACHYMÈTRE pour avion (82116)	150F
ELEKTOR n° 49/50	
- Interrupteur photosensible (82528)	45F
- Flash esclave (82549)	52F
- SUPER ALIM (82570)	Nous consulter

N.B. Cette publicité n'étant pas limitative, se référer à notre CATALOGUE 82 pour la liste complète des kits que nous distribuons. Les prix indiqués sont valables au jour de la remise à l'imprimeur et sont donc susceptibles de variations.



Votre initiation à la programmation sur un système monocarte extensible

## JUNIOR COMPUTER

NOTRE BEST SELLER : 875 F

LE KIT COMPLET AVEC ALIMENTATION, TRANSFO. D'ALIMENTATION, MÉMOIRE PROGRAMMÉE, CONNECTEURS ET ELEKTOR n° 22.

EN VARIANTE : CE MEME KIT FOURNI AVEC LES LIVRES "JUNIOR COMPUTER" TOMES 1 - 2 - 3 et 4.  
LE TOUT : 1.050 F

## METTEZ UN BASIC DANS VOTRE JUNIOR !

SELECTRONIC a étudié un BASIC SPECIAL JUNIOR COMPUTER : 9 chiffres significatifs, virgule flottante, fonctions mathématiques, encombrement mémoire 8768 octets.

Le BASIC vous est fourni sur cassette avec mode d'emploi et quelques explications concernant les fonctions spéciales :

**450 F 00**

### KIT D'INTERFACE JUNIOR

LE COMPLÈMENT INDISPENSABLE DE VOTRE "JUNIOR COMPUTER".  
● Il permet la liaison avec un terminal vidéo et une imprimante (SEIKOSHA GP 80 par ex.).  
● Il sert - d'interface K7 - d'interface d'extension mémoire.  
LE KIT COMPLET (suivant liste ELEKTOR) avec ses deux 2716 programmées (TM et PM) et la kit de modification d'alimentation de votre junior ..... **1.150 F**

### HIGH COM.

Compresseur expansion hi-fi et reduceur de bruit pour magnétophone à cassettes - Efficacité remarquable ! Le kit proposé en version stéréo avec alim. et face avant ..... **775 F**  
Voltmètre de crête (9860) associé au vu-mètre à leds plates (9817) - L'ensemble ..... **167 F**  
Le HIGH-COM. avec vu-mètre en stéréo ..... **900 F**

### ANALYSEUR LOGIQUE

Le premier analyseur de signaux logiques à un prix aussi abordable (81094).  
Le kit complet avec alim., transfo, etc..... **1.000 F**  
Le jeu de connecteurs ..... **65F**  
Extension mémoire (81141) ..... **385F**

## CATALOGUE SELECTRONIC 82

### UN VÉRITABLE OUVRAGE DE RÉFÉRENCE !

IL EST DISPONIBLE ET NE COUTE QUE 8 F. (Frais de port inclus).

Retournez le coupon ci-dessous avec 8 F. en timbres-poste à :

**SELECTRONIC - 11, rue de la Clef 59800 LILLE**

Je désire recevoir le catalogue 82 SELECTRONIC

Nom .....

Prénom .....

Adresse .....

Code postal ..... Ville .....

Ci-joint 8 F en timbres-poste.





**RESI & TRANSI®**

**ECHEC AUX**

**MYSTERES**

**de l'électronique**

*Yvon Doffagne et Yves Caussin*

UN SPLENDE ALBUM EN COULEUR

RESI & TRANSI font échec aux Mystères de l'électronique avec un testeur de continuité, un manipulateur de morse et un amplificateur, à construire soi-même. Cet album comporte un circuit imprimé et un Résimètre, véritable boussole du débutant.



ou chez les revendeurs (consultez la liste)

PRIX: 60 FF (+ 10 F frais de port)  
chez Publitronic sarl - BP 55  
59930 La Chapelle d'Armentières

£21-50

**COFFRET 19 POUCES**

- accès facile par dessus, dessous ou arrière, démontables - face-avant en aluminium de 3 mm - construction par vis (incluses) - face-avant en aluminium brossé, garnie de poignées chromées - châssis de rack avec plaque pré-perforée et possibilité de 4 positions de montage - finition anti-errafure du coffret - possibilité de montage empilé ou individuel.

Face-avant 480 x 150 mm

Coffret : 425 x 250 x 140 mm

GROSSISTES - INDUSTRIELS EXPORT

Prix départ	
Grande Bretagne	
25	- 20%
50	- 25%
100	- 33%
500	- 40%

Par Avion + 20%



Demander notre catalogue GRATUIT.

RELAY-A-QUIP, Moat Lodge, Stock Chase, Maldon, Essex. U.K. CM9 7AA.  
 telephone - 0621-57242. telex 995801G10TLX-G Ref R7

**a.c.e.**

aux composants électroniques

WILDER MUTH

12, rue de l'Abbé Friesenhauser  
 88000 EPINAL



(29) 82-18-64

KITS - MESURES ANTENNES - H.P.  
 REVUES D'ELECTRONIQUES

**du composant aux micro-ordinateurs l'électronique est notre spécialité !**



PLAINE DE PLAINPALAIS



**ELECTRONIC SHOP IRCO**  
 3, RUE JEAN VIOLETTE 1211 GENEVE 4 TEL 20 33 06

**elektor**  
 copie service

En voie de disparition: certains magazines ELEKTOR.

Déjà, nos numéros 16, 17, 18 et 19 sont EPUISÉS.

C'est pourquoi, nous vous proposons un service de photocopies d'articles publiés dans le(s) numéro(s) épuisé(s).

Le forfait est de 6 Frs par article (port inclus).

Précisez bien sur votre commande:

- le nom de l'article dans le n° épuisé,
  - votre nom et adresse complète (en lettres capitales S.V.P.)
- et joignez un chèque à l'ordre d'Elektor.

**elektor**  
 copie service

# INCROYABLE MAIS...VRAI!

## Boules à Facettes avec Vrai Miroirs de 10 mm et Moteur 220/240 Volts



B.L. 1	12,5 cm .....	55 Frs
B.L. 2	20 cm avec moteur .....	225 Frs
B.L. 3	30 cm avec moteur .....	350 Frs
B.L. 4	40 cm avec moteur .....	395 Frs
B.L. 5	50 cm avec moteur .....	719 Frs
		etc...

## Jeux de Lumières Beltrec



L.M. 3000 - 3 canaux x 600 Watts Bass, Medium, Treble, Micro .....	159 Frs
L.M. 3000 S - 3 canaux x 800 Watts Bass, Medium, Treble avec micro incorp. et fuse ext. ....	159 Frs
R.L. 8000 16 SP - Chenillards Programmés 16 progr. pouvant choisir son progr. moyennant le stop 8 canaux x 700 Watts .....	558 Frs
S.L. 6000 - mod. chenillard Dimmer 3 possibilités de Jeux 6 canaux x 700 Watts .....	558 Frs

## Table de Mixage Stéréo avec V.U.



Type SAT 9/SM 500 - 5 entrées + phones 2 phonos + 2 tape/aux. + micro pré-écoute et vumètres de contrôle .....	410 Frs
--	---------

## Spots 10 Coloris

(envoi minimum de 120 unités) .....	6,50 Frs
-------------------------------------	----------

## Walkman



Mini stéréo cassette player avec casque type R.S. 2 .....	340 Frs
type SS 202 cassette + cassette FM radio séparée .....	730 Frs
type MC S 33 cassette et radio incorp. ....	433 Frs

## Radio Bande

CB. TV. FM. PB. WB. ....	290 Frs
--------------------------	---------

## Téléphones sans Fil

portée de 200 à 300 m .....	1 427 Frs
-----------------------------	-----------

## Alarmes pour portes et fenêtres (antivol)

3 instantanées + 4 pos. ....	139 Frs
------------------------------	---------

## Téléphones sans fil

portée de 1,5 km à 3 km type V. 3000 (mémorisation) intercom, etc... .....	3 090 Frs
--	-----------

## S.P.R.L. Beltrec P.V.B.A.

Import - Export  
Manufacture  
CH. Valet Maquet, 5  
7480 Horrues (Belgique)  
Telex: 57.974 B  
Tel: 067/33.22.49  
Banque: 192.1023391.83

### Expédition:

Franco au dessus de 225 Frs

### Conditions:

Nos prix indiqués sont en F.F.  
40 % à la commande par mandat postal  
ou chèque et le solde à la livraison  
contre remboursement.  
Livraison immédiate.

**Nous recherchons revendeurs pour toute la France**

# LIVRES PUBLITRONIC

## LE FORMANT



### Tome 1 -

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 un "montage de circuits électroniques" dont on ne sait pas se servir. **PRIX: 75 F avec cassette.**

CIRCUIT IMPRIMES EPS			FACES AVANT EPS (métal laquées noir mat)		
	référence	prix		référence	prix
interface clavier . . . . .	9721-1	40,00	interface . . . . .	9721-F	19,00
récepteur d'interface . . . . .	9721-2	17,00			
alimentation . . . . .	9721-3	65,50			
circuit de clavier . . . . .	9721-4	16,00			
VCO . . . . .	9723-1	118,00	VCO . . . . .	9723-F	19,00
VCF . . . . .	9724-1	51,50	VCF . . . . .	9724-F	19,00
ADSR . . . . .	9725	50,00	ADSR . . . . .	9725-F	19,00
DUAL-VCA . . . . .	9726	51,50	DUAL-VCA . . . . .	9726-F	19,00
LFO . . . . .	9727	53,50	LFO . . . . .	9727-F	19,00
NOISE . . . . .	9728	47,50	NOISE . . . . .	9728-F	19,00
COM . . . . .	9729	48,00	COM . . . . .	9729-F	19,00
RFM . . . . .	9951	53,00	RFM . . . . .	9951-F	19,00
VCF 24 dB . . . . .	9953	49,00	VCF 24 dB . . . . .	9953-F	19,00

### Tome 2 -

Avis à tous ceux que le Formant ne satisfaisait plus, voici de quoi élargir la palette sonore de leur synthétiseur: extensions du clavier, du VCF; module LF-VCO, VC-LFO; réalisation d'un diapason électronique. Dernier détail: le tracé des faces avant proposées dans ce livre est analogue à celui des faces avant existantes. **PRIX: 55 F.**



## LE SON

Afin de faciliter la réalisation de la plupart des montages décrits dans le livre **Le SON**, PUBLITRONIC propose les circuits imprimés EPS. Gravés et percés, ces circuits imprimés de qualité supérieure sont prêts à l'emploi. L'expérience a montré que la mise en pratique des différents schémas par le constructeur amateur était grandement facilitée et que le taux d'erreur était considérablement réduit.

préco:		FF compresseur dynamique haute fidélité	
préamplificateur	9398 32,50	phasing et vibrato	9407 50,00
amplificateur-correcteur	9399 22,00	générateur de rythmes à circuits intégrés:	
elektornado	9874 42,50	générateur de tonalité	9344-1 14,50
equaliser graphique	9832 55,00	circuit principal	9344-2 34,00
equaliser paramétrique:		générateur de rythme avec M252	9110 20,50
cellule de filtrage	9897-1 19,50	générateur de rythme avec M253	9344-3 21,00
filtre Baxandall	9897-2 19,50	régénérateur de playback	9941 17,50
analyseur audio	9932 45,00	filtre actif pour haut-parleurs	9786 29,50



### Le Junior Computer

Le Junior Computer est un micro-ordinateur moncarte basé sur le microprocesseur 6502 de Rockwell. Nos lecteurs qui désirent se familiariser avec les (micro) ordinateurs découvriront un monde fascinant  
Tome 1 - 2 - 3 - 4

au prix de 50 F le tome.

### L'Ordinateur pour jeux TV

Voilà une manière agréable de pénétrer dans l'univers fascinant des  $\mu P$ ! Derrière le 2650 de Philips se cache un jeu vidéo sophistiqué qui génère toutes sortes de couleurs, de graphismes et de sons. Ce livre vous apprendra à réaliser cet ordinateur pour jeux TV, mais aussi à établir vos propres programmes de jeux.

prix: 65 F



Disponible: — chez les revendeurs Publitronec  
— chez Publitronec, B.P. 55, 59930 La Chapelle d'Armentières (+ 10 F frais de port)

**UTILISEZ LE BON DE COMMANDE EN ENCART**











# MAJOR 20 K

PANTEC

DIVISION  
CARLO GAVAZZI



## LA THEORIE & LA PRATIQUE

### MAJOR 20 K UN OUTIL INDISPENSABLE

Cet appareil conçu selon les technologies les plus récentes, soumis aux tests basés sur des normes très sévères (VDE), présenté dans un boîtier pratique et robuste, est en réalité le premier outil indispensable à tous, ceci grâce à ses caractéristiques :

Sensibilité : 20 K $\Omega$ /volt.  
Courant CC 50  $\mu$ A à 2,5 A. AC 2,5 mA à 12,5 A.  
Tension VCC de 0,15 à 1500 V VAC de 7,5 à 1500 V  
Ohms de 2 K $\Omega$  à 2 M $\Omega$ .

Les qualités mécaniques remarquables et sa finition sont exemplaires : triple protection contre les surcharges, commutateurs souples à contacts dorés n'acceptant pas de position intermédiaire. Il est en plus équipé de fiches de 4 mm.

EN VENTE CHEZ :

**acer composants**  
**reuilly composants**  
**montparnasse composants**

GUIDE PRATIQUE  
DE LA MESURE  
ELECTRICITE - ELECTRONIQUE

### LE GUIDE PRATIQUE DE LA MESURE

Cet ouvrage clair et précis, détaille et décortique le MAJOR 20 K. Il contient une somme considérable de renseignements techniques et pratiques. Cependant, il n'est pas destiné uniquement aux débutants, auxquels il donnera néanmoins tous les accès à la mesure, mais également à l'utilisateur averti en lui indiquant des applications spécifiques ou des remises en mémoire.

LE MAJOR 20 K ET LE GUIDE DE LA MESURE ..... 359<sup>F</sup> FRANCO

### TRANSISTOR TESTEUR



Contrôleur de diodes, transistors et FET tous types NPN, PNP.  
3 gammes de mesure, 6 callbres.  
Galvanomètre : 50  $\mu$ A, 3000  $\Omega$ , classe 1,5.  
I.c.e.o. : 50  $\mu$ A, 500  $\mu$ A, 5 mA  
I.d.s.s. : 15 mA,  $\beta$  : 100 et 1000.  
Mesures pouvant être effectuées sans démonter le transistor

Prix ..... 329<sup>F</sup> TTC (+ port 21 F)

# TECHNOLOGIES DE POINTE



## CAPACIMETRE NUMERIQUE PORTATIF "820"

- Mesure la capacité entre 0,1 pF et 1 Farad.
- Résolution allant jusqu'à 0.1 pF.
- 10 gammes pour une meilleure résolution et une plus grande précision.
- Précision de 0,5%.
- Jacks pour fils spéciaux ou jacks banane.
- Protégé par fusible.
- Utilise des accumulateurs ou des piles.
- Indication du surpassement.

**Gamme :** choix de 10 gammes avec valeur à pleine échelle de 999.9 picofarads à 999.9 millifarads (lit de 0.1 pF à 999.9 millifarads). **Temps de lecture :** 0,3 s à 1000  $\mu$ F, augmente jusqu'à 35 s à 1 Farad. **Affichage :** DEL à 4 chiffres. **Commandes du panneau avant :** commutateur de gammes (10 positions), réglage du zéro, interrupteur E.C./H.C. **Alimentation :** 4 piles de type «C» 4,4 à 6 volts.

Prix **1390 F** (+ frais de port 21 F).

## "BK 3010" GENERATEUR DE FONCTIONS A FAIBLE DISTORSION

- Signaux sinusoïdaux, carrés, triangulaires.
- Sortie à amplitude variable.
- Sortie fixe carré TTL.
- Fréquence de 0,1 à 1 MHz.
- Distorsion sinusoïdale inférieure à 1% de 0,1 Hz à 100 kHz.
- Tension de décalage variable.
- Entrée VCO permettant la vobulation.
- Fréquences : 0,1 Hz à 1 MHz en 6 gammes. (Le rapport de fréquence dans une gamme est supérieur à 100 : 1).
- Précision : 5% de pleine échelle sur toutes les gammes. (Etalonné pleine échelle).
- Stabilité : 0,05% (après 15 minutes)
- Fonctions : Sinusoïdale, triangulaire, carré, carré TTL
- Alimentation : 220 V, 50 Hz, 8 W

Prix **1940 F** (+ frais de port 35 F)

CRÉDIT POSSIBLE SUR DEMANDE

**acer  
composants**

42, rue de Chabrol, 75010 PARIS

Tel.: 770.28.31

**reully  
composants**

79, bd Diderot, 75012 PARIS

Tél.: 372.70.17

**montparnasse  
composants**

3, rue du Maine, 75014 PARIS

Tel.: 320.37.10

**BLANC-MECA**  
Division électronique

**BK PRECISION**