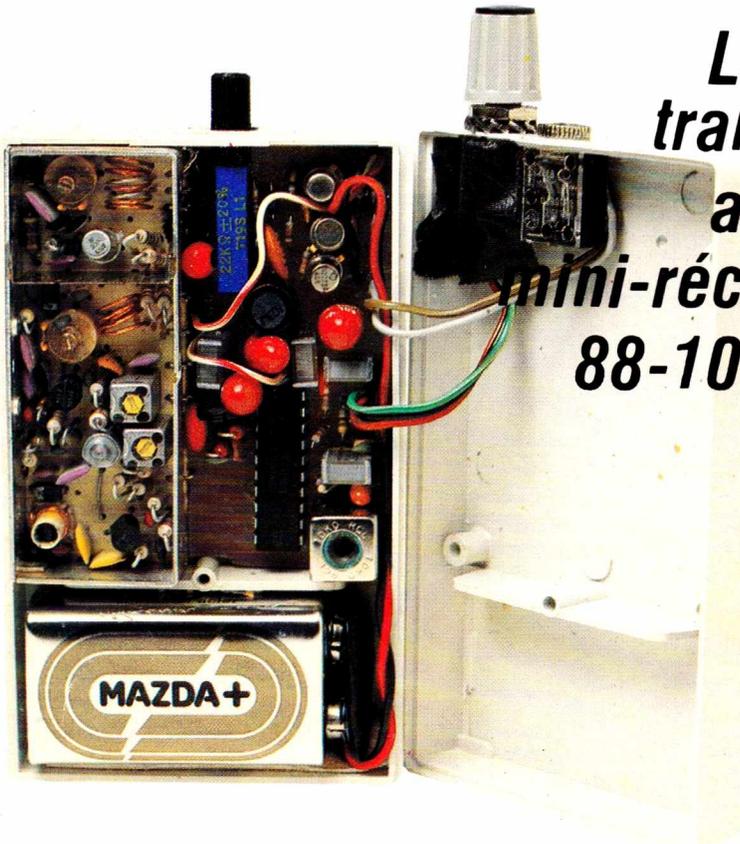


Tout sur les diodes **LED**



*La F.M.
tranquille
avec ce
mini-récepteur
88-108 MHz*

Un interphone moto



Vobulateur

Marqueur

Salves

Système d'appel sélectif sur secteur

Le GF 2

Générateur
de fonctions





HBN VOUS PRESENTE:

LARGES FACILITES DE PAIEMENT AVEC LE CREDIT CREG

OSCILLOSCOPE 1820 F
HM 307/3
HAMEG
Amplificateur vertical
Bande passante 0,15 MHz à -3 dB
Sensibilité max 5 mV/cm
Dim 212x114x265 mm
Livré avec câble de mesure HZ 32

CONTROLEUR 680 R «ICE»
399 F

PRIX VALABLES du 1 au 31 Oct. 82

ROTOR et APPAREIL DE COMMANDE
pour l'orientation
d'antennes
FM et TV
585 F

nécessaire pour circuits imprimés
TOUS LES PRODUITS MECANORMA de la série «EVA»

- NECESSAIRE - ACCESSOIRES**
- ARGENTURE A FROID 96 00
 - 1/2 LITRE 42 00
 - ETAIN A FROID 1/2 LITRE 30 00
 - PERCHLORURE ET FIXATEUR 4 50
 - POUR MYLAR 27 00
 - SACHET REVELEATEUR 14 00
 - POUR MYLAR 2 00
 - MYLAR PHOTO PERCHLO 2 00
 - 12 000 CUVETTE PERCHLO 28 00
 - 45 00 FEUILLE AU PAS DE 2 54
 - 40 00 FEUTRE STABLO 49 00
 - 51 00 LAMPE SUPERUHOT
 - 72 00 TUBE ACTINIQUE TLD 90 00
 - 110 00 6W
 - REGLETTE 15W POUR TUBE 32 00

- EPOXY Présensibilisé positif**
- 200 x 100 1 face 6 00
 - 200 x 300 1 face 18 00
 - 250 x 300 1 face 42 00
 - 250 x 300 2 faces 7 50
 - 500 x 300 2 faces 13 00
 - 500 x 300 1 face 24 00
- EPOXY Présensibilisé positif**
- 75 x 100 1 face 6 00
 - 150 x 100 1 face 18 00
 - 150 x 200 1 face 42 00
 - 150 x 200 2 faces 7 50
 - 200 x 300 1 face 13 00
 - 300 x 600 1 face 24 00

MULTIMETRE DIGITAL
29 calibres
7 fonctions
V=0 à 1000 V
V~0 à 750 V
A=et ~
0 à 10 A
Ω 0 à 20 MΩ
T 100
620 F

SM 500 - Table de mixage avec 3 canaux stéréo avec pré-écoute
Alim: 220V/50 60 Hz
Dimensions 316 x 210 x 67 mm
550 F

MICRO CRAVATE EX 279
187 F

MINI RECEPTEUR FM EN KIT
HBN 80
Tension d'alim. 9-12 V continu
consommation 4 à 5 mA
Gamme de fréquence 80 à 104 MHz
61 F

EX 300
160 F

TR 440 DETECTEUR DE METAUX
SCOPE
1149 F

MINILOR 1 - Mini de puissance 14500 T - 20 Watts
99 F

LAM AL 1 - Modèle C B - 3,5 A
Alimentation fixe 13 V pré réglée
Décl. certifié tension peut être ajustée à votre choix à l'aide d'une résistance ajustable
Tension secteur 220V 1 phase 50 Hz
258 F

PARDI DES MILLIERS DE COMPOSANTS

AC 180 K	5.80	Pont de diodes 1,5A	4.00
AC 181 K	5.80	600 V	17.00
BC 107 A.B	2.00	Pont de diodes 3A 600V	18.00
BC 108 A.B.C	2.00	Photocoupleur simple	12.00
BC 109 A.B.C	2.00	Quartz 27 MHz	14.00
BC 177 A.B	2.40	Régulateur positif 5-6-8-12-15-18-24 V	12.00
BC 178	2.40	TAA 611 CX1	19.00
BC 179	2.40	TDA 2002	19.00
BC 212	1.50	SN 7400 + LS	3.00
BC 237 A.B	1.00	SN 7490 + LS	4.00
BC 238 A.B.C	1.00	Thyristor 0,5A 200V	3.50
BC 239 B.C	1.00	Transistor HF MRF 475	42.00
BC 547 A.B	1.50	Transistor HF MRF 476	24.00
BC 548 A.B	1.50	Triac 6A 400V	4.00
BD 135	3.00	Triac 8A 400V	4.50
BD 137	3.50	Zener 3 V à 62V	1.20
BD 237	5.50	2N 1711	3.00
BF 245	3.50	2N 2222A	2.50
Cellule solaire	18.50	2N 2646	6.00
0,140 A 0,45 V	2.50	2N 2904	3.00
Diode BB 105	1.00	2N 2905	3.00
Diode led Ø 3 Ø 5 rouge	0.30	2N 2907	2.20
Clip pour led Ø 3 Ø 5	3.00	Mos 4001	3.00
Diode led plate	0.60	Mos 4011	3.00
Diode 1N 4004	0.60	Mos 4017	11.00
Diode 1N 4007	0.60	Mos 4049	8.00
Diode 1N 4148	0.60	741 B r	3.00
Diode 1N 3911 30A	30.00	Choix important de tubes radio-TV	
200V			
NE 555	3.00		

PLUS DE 50 MAGASINS EN FRANCE !!

AMIENS 19 rue Gresset Tel: (22)91 25 69	CLERMONT FD 1 rue des Salins Resid Isabelle Tel: (73)93 62 10	LILLE 61 rue de Paris Tel: (20)06 85 52	NANTES 4 rue J J Rousseau Tel: (40) 8 76 57	ST DIZIER Gal March Place d armes Tel: (25)05 72 57
ANNECY 11 Bd St B de Menthon Tel: (50)45 27 43	COLMAR 15 rue St Guidon Tel: (89)23 51 89	LIMOGES 4 rue des Charreix Tel: (55)33 29 33	NANTES 2 Pl de la République Tel: (40)89 33 40	ST ETIENNE 30 rue Gambetta Tel: (77)21 45 61
BAYONNE 3 rue du Tour de Sault Tel: (59)59 14 25	COMPIEGNE 9 Place du Change Tel: (4)423 33 85	LYON 2ème 9 rue Grenette Tel: (7)842 05 06	NEVERS 10 rue du Commerce Tel: (86)61 15 03	ST LO Bd de la Dollee Tel: (33)57 75 64
BESANCON 69 rue des Granges Tel: (8)182 21 73	DIJON 2 rue Ch de Vergennes Tel: (80)73 13 48	MEAUX C C du Connet de Riche mont Tel: (6)009 39 58	ORLEANS 61 rue des Carmes Tel: (38)54 33 71	TOULOUSE 2, Bd Carnot
BREST 1 rue Malakoff Tel: (98)80 24 95	DUNKERQUE 45 rue H Terquem Tel: (28)66 12 57	METZ 60 Passage Serpénoise Tel: (8)774 45 29	PARIS 3ème 48 rue Charlot Tel: (1)277 51 37	STRASBOURG 4 rue du Travail Tel: (88)32 86 98
BORDEAUX 10 Rue du Mal Joffre	DUNKERQUE 14 rue ML French Tel: (28)66 38 65	MONTBELIARD 27 rue des Febvres Tel: (81)96 79 62	POITIERS 8 Place Palais de Justice Tel: (49)88 04 90	TROYES 6 rue de Preize Tel: (25)81 49 29
CAEN 14 rue du Tour de Terre Tel: (31)86 37 53	GRENOBLE 18 Place Ste Claire Tel: (76)54 28 77	MONTPELLIER 10 Bd Leclau Rollin Tel: (81)92 33 86	QUIMPER 33 rue des Régaires Tel: (98)95 23 48	VALENCE 7 rue des Alpes Tel: (75)42 51 40
CANNES 167 Bd de la République Tel: (93)38 00 74	LE HAVRE Place des Halles centrales Tel: (35)42 60 92	MORLAIX 16 rue Gambetta Tel: (98)88 60 53	REIMS 10 rue Gambetta Tel: (26)88 47 55	VALENCIENNES 57 rue de Paris Tel: (17)46 44 23
CHALONS/M 2 rue Chamorin (CHV) Tel: (26)64 28 82	LE MANS 16 rue H Lecorue Tel: (43)128 38 63	MULHOUSE Centre Europe Bd de l'Eu rope Tel: (89)46 46 24	REIMS 33 rue Jean Guéhanno Tel: (26)88 47 55	WANNES 35 rue de la Fontaine Tel: (97)47 46 35
CHARLEVILLE 1 Av Jean Jaurès Tel: (24)33 00 84	LENS 43 rue de la Gare Tel: (21)28 60 49	NANCY 116 rue St Dizier Tel: (8)335 27 32	RENNES 10 rue du Commerce Tel: (99)30 85 26	VICHY 7 rue Grangier Tel: (70)31 59 96
CHOLET 6 rue Nantaise Tel: (41)58 63 64			ROUEN 19 rue Gal Giraud Tel: (35)88 59 43	VIROFLAY 48 rue de Jouy Tel: (3)024 17 17



Siège social :
90, rue Charlier
51100 REIMS
S.A.E. au capital de 1000.000 F
RCS REIMS B 324 774 017
Tél. (26) 89 01 06
Télex 830526 F

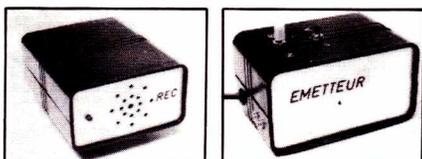
nouveau!..
HBN à ANGOULEME
ESPACE SAINT-MARTIAL

En cas de rupture de stock, HBN s'engage à fournir le matériel manquant au prix en vigueur le jour du bon de commande.

SOMMAIRE

N° 419
OCTOBRE 1982

REALISATIONS



29 Mini récepteur FM

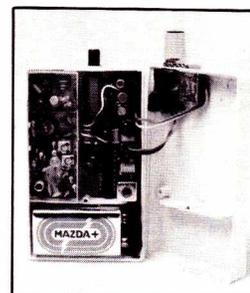
35 Système d'appel sur secteur

43 Interphone moto

45 GF2: générateur BF (carte génération de salves)

83 Détecteur de gaz

87 Système de commande de ventilation pour cheminée



TECHNIQUE

Ce numéro comporte deux encarts numérotés:

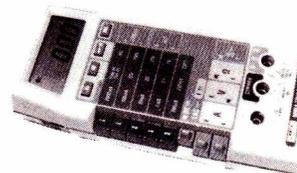
19 - Eurelec
20 - Micro dip
105 - Compo kit
106 - Eurelec
61-62 - Fiches «idées»
63-64 - Fiches «composants»

71 Les diodes LED

75 Mesures en BF

79 Les diodes en commutation

91 Le transistor à jonctions



DIVERS

82 Service circuits imprimés

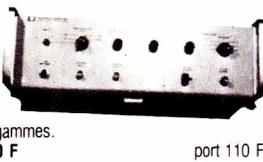
96 Infos nouveautés

Ont participé à ce numéro:
P. Basso, M. Bilbille, J. Cec-
caldi, F. De Dieuleveult, P.
Gueulle, P. Patenay, J. Sa-
bourin, R. Rateau.

APPAREILS DE MESURE ayant tourné, en parfait état de fonctionnement
QUANTITÉ LIMITÉE JUSQU'À ÉPUISEMENT DES STOCKS
Port du tarif S.N.C.F.

**GÉNÉRATEURS
HEWLETT PACKARD**

- 500 B** Prix TTC 500 F
- 202 A BF** de 1 cycle à 100 KC en 5 gammes. Signal sinusoïdal carré et triangulaire. Prix TTC 600 F
- 692 D 2** à 4 GHz Prix TTC 600 F
- 693 B 4** à 8 GHz Prix TTC 600 F
- D'impulsion, type 620 B** de 7 à 11,5 GHz. Prix TTC 1 000 F
- 618 B** de 3,8 à 7,8 GHz. Prix TTC 1 000 F
- 628 A** de 15 à 21 GHz. Prix TTC 1 000 F
- 620 A 0** à 7 GHz. Prix TTC 1 000 F
- 614 A 0** à 8 MHz. Prix TTC 1 000 F
- 617 A 0** à 1,8 GHz. Prix TTC 1 000 F
- 618 B 3,8** GHz à 7,6 GHz. Prix TTC 1 000 F
- Contrôleur calorimétrique, type 434 A** Prix TTC 500 F
- Ratio-Meter** Prix TTC 500 F



216 A.
De 1 à 100 Mega cycle en 3 gammes, de 5 à 100 Mega cycle en 2 gammes. Prix TTC 500 F

port 110 F

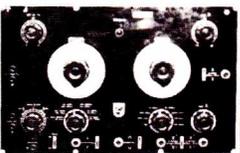
Générateur d'impulsion FERISOL P 102 Prix TTC 500 F
Ampli d'impulsion CA02 Prix TTC 400 F

OSCILLATEUR FERISOL

- GH 300 1** à 2 GHz. Prix TTC 400 F
- OS 501 4** GHz à 7 GHz. Prix TTC 500 F
- Ondemètre** de 60 Kcs à 52 Mcs en 8 gammes. Prix TTC 300 F

GENERATEURS DIVERS

De signaux carrés Philips 23-14. 1,5 à 8 KHz à 125 ns, 375 à 2 000 Hz, 2,6 à 0,5 ns. Prix TTC 800 F



port 110 F.

Pont d'impédance Alcatel type 2160 de 1 à 15 Mcs. Prix TTC 1 000 F
Amplificateur Alcatel de 5 à 15 000 Hz. Prix TTC 500 F

Filtre de source Alcatel de 0 à 40 MHz. Prix TTC 400 F

Générateur d'impulsion Solartron 60 1005 Prix TTC 1 500 F

Voltmètre ohmmètre Solartron 2 M 1440 Prix TTC 800 F
1 M 1867 Prix TTC 800 F

Pont de capacité Sprague USA 0,01 PF à 1 000 PF. Prix TTC 300 F

Convertisseur Rochar type A 729. Bateau-ment 10 KHz à 102 MHz. Prix TTC 500 F
Compteur de choc Mesco Prix TTC 400 F

Générateur 0 GHz à 10 GHz AM FM Prix TTC 1 000 F

Générateur BF Thomson de 25 à 10 000 Hz en 4 bandes. Prix TTC 400 F

Synchroniseur Sage USA de 1 GHz à 8 GHz. Prix TTC 1 000 F

Générateur d'impulsion Data Pulse n° 102 Prix TTC 1 000 F
n° 110 Prix TTC 1 000 F

Pont de capacité Boonton de 10 PF à 1 MF. Prix TTC 1 000 F

Pont universel Wayne Kerr B 221 - 10 PF à 9 MF et de 0,1 Ω à 9 MΩ en 7 bandes. Prix TTC 1 000 F

Générateur d'impulsion Radio Meter Copenhagen Prix TTC 1 000 F

Générateur BC 221 US Army 125 à 20 000 Kcs. Prix TTC 400 F

Q Mètre Marconi TF 1313 5 Ω à 5 MΩ 5 PF à 5 MF en 8 gammes. Prix TTC 1 000 F

Pont de mesure Metrix 620 B Q mètre. Prix TTC 400 F

Générateur BF étalon Orion de 30 C à 30 Kcs. Prix TTC 600 F

Phasemètre YU USA type 205 Prix TTC 800 F

Pont de capacité pour Condo électrochimique Quentin de 1 MF à 10 000 MF. Prix TTC 2 000 F

Testeur de circuits intégrés Redcor 990 en tension. Générateur incorporé. Prix TTC 2 500 F

Impédancemètre. Electronique appliquée. Prix TTC 500 F

Indicateur de TOS Ferisol AG 101 de 0 à 60 dB. Prix TTC 400 F

Bolometer Hewlett Packard -10 à +10 dBm de 0,10 à 10 MV et de 0,6 à 10 MA. Prix TTC 400 F

Multimètreur Lemouzy à lampe 100 Mg -2000V et 2 000 μA en 6 gammes. Prix TTC 500 F

Atténuateur Rhode Schwartz 0 -100 dB 0-300 MHz. Prix TTC 700 F

Capacimètre Rhode Schwartz de 0 PF à 10 MF en 6 gammes. Prix TTC 500 F

Analyseur de fréquences LEA 2759 BF de 30 Hz à 15 000 Hz en 3 gammes. Prix TTC 600 F

Diaphonomètre CSF Générat. de bruits blancs. ensemb. émett. et récept. Emetteur canaux 60, 120, 240, 480, 60 KHz. Comp. lampes : 1 OC 3 - 1 GZ 32 - 2 R 120 - 3 12 AT7 - 7 6AM 6 - 1 V 205 - 1 63 EV3 - 1 V 105 - 1 0B2. Quartz : 1 3 630 KHz - 1 6 270KHz - 1 1 152 KHz 1 2 192 KHz - 1 2 715 KHz. Récepteur canaux 50, 60, 120, 240, 480, 600 KHz. Comp. : lampes : 15 x 36 B - 1 R 120 - 3 12 AT 1 - 4 6 AV 6 - 10 AS 6 - 1 B0 2 - 1 C 201. Quartz : 1 3 630 KHz - 1 6 270 KHz - 1 1 152 KHz - 1 2 1715 KHz. Dimensions de 2 appareils 32x63x35. Tension 100V/125V/145V 220V/245V. L'émetteur Prix TTC 250 F, (même pas le prix du rack) Le récepteur Prix TTC 250 F.

Générateur Général Radio 250 à 920 Mcs. Prix TTC 600 F

Générateur Général Radio 9 Kc à 30 MHz en 7 gammes. Prix TTC 500 F

Capacimètre SFR de 1 PF à 0,1 MF en 5 gammes. Prix TTC 300 F

Filtre de fréquences CIT de 80 KHz à 22 MHz. Prix TTC 400 F

Générateur CIT de 300 Kc à 10 Mc. Prix TTC 500 F

Tête de lecture Infranor neuve destinée à l'origine au comptage numérique équipée des têtes de lecture avec entraînement des bandes par 2 moteurs PFAFF 110V 220V 14W, inversion de marche. Alim. régulée et stabilisée. Tendeur de bandes automatique. Vendue pour le prix du matériel. Prix TTC 450 F

Générateur Siemens Relevés de fréquences de 10 KHz à 17 MHz à niveau constant pour câbles coaxiaux de 60 à 90 canaux pilote à quartz. Matériel professionnel en parfait état. Dim. 54x38x22. Prix TTC 500 F

Quartz Electronique - 26. Régulée filtrée. PRI transos. 220V -, sec transfo. 10V - 15A, ± 5V 15A. Transos. séparés : ± 24V=6A, 2 x ± 15V=2A, 2 x ± 12V=3A, ± 7V=6A. Prix TTC 890 F

27. PRI 220V -, sec 5V 20A, +12V 2A, -12V 2A. Bloc de batteries rechargeable incorporé. Prix TTC 590 F

28. Régulée filtrée. PRI 220V, sec 50V 15A. Sorties intermédiaires : ± 25V, ± 8V avec réglage fin. Prix TTC 690 F

Alimentation de secours avec relai, 35. compr. 4 diodes Semikran. accus cadmium Nickel 2 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 15V6 0.60A, 1 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 10V8 0.60A, 1 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 9V6 3A. Prix TTC 190 F

Dominit - 36. Régulée stabilisée. PRI 220V, sec 3V 8A avec dissipateur de chaleur. Prix TTC 150 F

IBM - 37. PRI 220V, sec 12V 15A, 6V 30A, ventilateur 12 coudos de filtrage. Prix TTC 490 F

Voltram - 38. Régulée filtrée. PRI 220V, sec transfo. 2 x 7V=25A, 5V=20A. Prix TTC 490 F

Ertei - 39. Régulée filtrée. PRI 220/230V, sec 12V 10A. Prix TTC 390 F

Auxilec - 40. Filtrée. PRI 220V -, sec 32V=5A. Prix TTC 290 F

Andard - 41. PRI 220V, sec ± 12V 15A, ± 24V 15A, ± 5V 30A. Prix TTC 690 F

42. Régulée filtrée. PRI 220V, sec 6V 10A, 12V 10A, 24V 10A avec ventilation. Prix TTC 490 F

43. Bloc d'alimentation et de répartition de tension. Tension 30V-20A compr. : 4 diodes Silec KU902 - 6 diodes Silec 1N3911, 6 diodes Silec 1N2908, 3 diodes Silec 1N29708, 1 diode Silec 1N705, 20 transistors BDY 58, + cond. 4700 MF 180V, 1 self OMH 5 20A, 1 ventilateur ETRI, sans transfo. Dim. 54x49x28. Poids 16 kg. Prix TTC 650 F

45. PRI 220/380V, sec 6V 20A. Prix TTC 490 F

46. Alimentation régulée filtrée. PRI 220/380V, sec 3 x - 24V 16A. Prix TTC 490 F

47. Alimentation stabilisée pour Klystran Ferisol SFC 200. 0-300V 60 MA. Prix TTC 300 F

48. Alimentation BULL régulée filtrée 30V 1A5 en 3 gammes 1 à 15V, 15V à 25V, 25 à 30V. Réglages grosset fin. Disjoncteur. Prix TTC 300 F

49. Alimentation 4000V 1A CSF. Prix TTC 400 F

50. Alimentation CSF 10V 5A 4000V 70 MA. Prix TTC 500 F

51. Alimentation ALP 5000V 1A en 5 gammes entièrement transistorisée. Prix TTC 800 F

52. Alimentation Fontaine ALS 3020 0-30V 2A en 3 gammes. Prix TTC 450 F

53. Générateur d'appel SECAS vendu pour son alimentation et ses composants. transfo. circuit C, self de filtrage PRI 220V, - sortie régulée filtrée 48V 10A, - 2 transfo. de sortie PRI 220V, sec 1V5, - 6 relais, - 2 transistors 2N 3055. Prix TTC 250 F

Redresseur d'alimentation sage - 54. Régulé filtré. PRI 220V, sec 48V 0 à 10A. Prix TTC 790 F

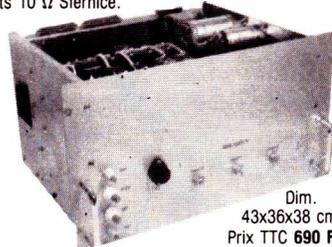
55. PRI 220V, sec ± 24V 30A, ± 12V 30A. Disjoncteur incorporé. Prix TTC 590 F

ALIMENTATIONS EN AFFAIRE ET EN TOUS GENRES

Port du tarif S.N.C.F.

FONTAINE - 1. PRI 220V -, Sec 10V 25 A avant redressement. Prix TTC 690 F

2. Régulée filtrée, PRI transfo. 220V -, sec transfo. 2x10V - 35A - 5V 35 A - Branchement de 4 capteurs ± 4x7V 2A5. Réglables par 4 réostats 10 Ω Sternice. Prix TTC 690 F



Dim. 43x36x38 cm
Prix TTC 690 F

3. Régulée filtrée, PRI transfo. 220 V -, sec transfo. 24V - 10A, 10V - 20A, 24V 6A, ± 15V 3A, 3x±12V 4A, 3x±7V 2A, ± 5V 15A. Dim. 48x26x35. Prix TTC 690 F

4. Régulée filtrée, PRI transfo. 220V -, sec transfo. 24V - 10A, ± 24V 7A, ± 15V 4A, 4x±12V 4A. Dim. 48x18x38. Prix TTC 590 F

6. Régulée filtrée, PRI 220V, sec 12V 20A, 4 x ± -12V 2A, 10V 10A, ± 10V 2A, 4 ± 5V 5A. Dim. 48x18x55. Prix TTC 590 F

ECOBLOC FONTAINE

7. Ecobloc PRI 110V, 220V -, sec 15V=0A5. Ajustage de tension ± Dim. 12x12x7. Prix TTC 240 F



9. Régulée filtrée. 6 x 12V 2A, +24V 25A, +5V 20A. Prix TTC 690 F

MCB -10. PRI 220V ~ 50 Hz 60 Hz, sec ± 5V 30A. Dim. 17,5x17,5x34. Prix TTC 590 F

11. PRI 220V 50 ou 60 Hz, sect-24V=3A. Dim. 17,5x17,5x30. Prix TTC 590 F

12. PRI 220V 50 ou 60 H2, sec ± 5V 30A. Prix TTC 590 F

SODILEC - 13. Régulée filtrée. PRI 110V 220V, sec 5V 8A. Dim. 14,5x12x24. Prix TTC 190 F

17. PRI 220V 380V, sec 2,4V 100A. Dim. 13x48,5x56. Prix TTC 590 F

Keppo - 18. Régulée filtrée. PRI 220V, sec 6V 12A, 5V. Utilisation. Prix TTC 390 F

20. Neuve filtrée 104-115, 208-230V. Sortie 5V-20A. 1 cond. - 2 diodes 1240166 - 2 cond. 140/7000 MF. Dim. 12x18x38 - Poids 10kg. Prix TTC 490 F

Professionnelle Weston - 21. Régulée filtrée. PRI 115V, sec ± 12V 10A, ± 6V 20A, ± 4V8 10A, ± 2V 10A. Prix TTC 490 F

22. Régulée filtrée. PRI 115V, sec 12V 20A. Prix TTC 490 F

LFE - 24. PRI transfo. 220V -, sec transfo. 24V - 10A. Tension= 4 x ± 12V 4A, ± 15V 4A. Prix TTC 690 F

25. PRI 127/220V -, sec 6V 3A. Prix TTC 150 F

26. Régulée filtrée. PRI transos. 220V -, sec transfo. 10V - 15A, ± 5V 15A. Transos. séparés : ± 24V=6A, 2 x ± 15V=2A, 2 x ± 12V=3A, ± 7V=6A. Prix TTC 890 F

27. PRI 220V -, sec 5V 20A, +12V 2A, -12V 2A. Bloc de batteries rechargeable incorporé. Prix TTC 590 F

28. Régulée filtrée. PRI 220V, sec 50V 15A. Sorties intermédiaires : ± 25V, ± 8V avec réglage fin. Prix TTC 690 F

Alimentation de secours avec relai, 35. compr. 4 diodes Semikran. accus cadmium Nickel 2 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 15V6 0.60A, 1 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 10V8 0.60A, 1 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 9V6 3A. Prix TTC 190 F

Dominit - 36. Régulée stabilisée. PRI 220V, sec 3V 8A avec dissipateur de chaleur. Prix TTC 150 F

IBM - 37. PRI 220V, sec 12V 15A, 6V 30A, ventilateur 12 coudos de filtrage. Prix TTC 490 F

Voltram - 38. Régulée filtrée. PRI 220V, sec transfo. 2 x 7V=25A, 5V=20A. Prix TTC 490 F

Ertei - 39. Régulée filtrée. PRI 220/230V, sec 12V 10A. Prix TTC 390 F

Auxilec - 40. Filtrée. PRI 220V -, sec 32V=5A. Prix TTC 290 F

Andard - 41. PRI 220V, sec ± 12V 15A, ± 24V 15A, ± 5V 30A. Prix TTC 690 F

42. Régulée filtrée. PRI 220V, sec 6V 10A, 12V 10A, 24V 10A avec ventilation. Prix TTC 490 F

43. Bloc d'alimentation et de répartition de tension. Tension 30V-20A compr. : 4 diodes Silec KU902 - 6 diodes Silec 1N3911, 6 diodes Silec 1N2908, 3 diodes Silec 1N29708, 1 diode Silec 1N705, 20 transistors BDY 58, + cond. 4700 MF 180V, 1 self OMH 5 20A, 1 ventilateur ETRI, sans transfo. Dim. 54x49x28. Poids 16 kg. Prix TTC 650 F

45. PRI 220/380V, sec 6V 20A. Prix TTC 490 F

46. Alimentation régulée filtrée. PRI 220/380V, sec 3 x - 24V 16A. Prix TTC 490 F

47. Alimentation stabilisée pour Klystran Ferisol SFC 200. 0-300V 60 MA. Prix TTC 300 F

48. Alimentation BULL régulée filtrée 30V 1A5 en 3 gammes 1 à 15V, 15V à 25V, 25 à 30V. Réglages grosset fin. Disjoncteur. Prix TTC 300 F

49. Alimentation 4000V 1A CSF. Prix TTC 400 F

50. Alimentation CSF 10V 5A 4000V 70 MA. Prix TTC 500 F

51. Alimentation ALP 5000V 1A en 5 gammes entièrement transistorisée. Prix TTC 800 F

52. Alimentation Fontaine ALS 3020 0-30V 2A en 3 gammes. Prix TTC 450 F

53. Générateur d'appel SECAS vendu pour son alimentation et ses composants. transfo. circuit C, self de filtrage PRI 220V, - sortie régulée filtrée 48V 10A, - 2 transfo. de sortie PRI 220V, sec 1V5, - 6 relais, - 2 transistors 2N 3055. Prix TTC 250 F

Redresseur d'alimentation sage - 54. Régulé filtré. PRI 220V, sec 48V 0 à 10A. Prix TTC 790 F

55. PRI 220V, sec ± 24V 30A, ± 12V 30A. Disjoncteur incorporé. Prix TTC 590 F

CAE - 28. Régulée filtrée. PRI 220V, sec 50V 15A. Sorties intermédiaires : ± 25V, ± 8V avec réglage fin. Prix TTC 690 F

Alimentation de secours avec relai, 35. compr. 4 diodes Semikran. accus cadmium Nickel 2 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 15V6 0.60A, 1 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 10V8 0.60A, 1 voltabloc saft (accus cadmium Nickel) 9V6 3A. Prix TTC 190 F



Dominit - 36. Régulée stabilisée. PRI 220V, sec 3V 8A avec dissipateur de chaleur. Prix TTC 150 F

IBM - 37. PRI 220V, sec 12V 15A, 6V 30A, ventilateur 12 coudos de filtrage. Prix TTC 490 F

Voltram - 38. Régulée filtrée. PRI 220V, sec transfo. 2 x 7V=25A, 5V=20A. Prix TTC 490 F



Ertei - 39. Régulée filtrée. PRI 220/230V, sec 12V 10A. Prix TTC 390 F

Auxilec - 40. Filtrée. PRI 220V -, sec 32V=5A. Prix TTC 290 F



Andard - 41. PRI 220V, sec ± 12V 15A, ± 24V 15A, ± 5V 30A. Prix TTC 690 F

42. Régulée filtrée. PRI 220V, sec 6V 10A, 12V 10A, 24V 10A avec ventilation. Prix TTC 490 F

43. Bloc d'alimentation et de répartition de tension. Tension 30V-20A compr. : 4 diodes Silec KU902 - 6 diodes Silec 1N3911, 6 diodes Silec 1N2908, 3 diodes Silec 1N29708, 1 diode Silec 1N705, 20 transistors BDY 58, + cond. 4700 MF 180V, 1 self OMH 5 20A, 1 ventilateur ETRI, sans transfo. Dim. 54x49x28. Poids 16 kg. Prix TTC 650 F

45. PRI 220/380V, sec 6V 20A. Prix TTC 490 F

46. Alimentation régul

CATALOGUE ST QUENTIN RADIO

presque aussi
indispensable que
votre fer a souder

Format 15x21 et 128 pages,
pleines de bonnes choses
pour vous électricien!

15f au comptoir
20f par correspondance

ST QUENTIN RADIO
6, rue de St Quentin
75010 PARIS

A. ROANNE

Tout Pour l'Electronique

Composants
Kits-Coffrets

HP-Hi-Fi - Outillage

Jeux de lumière
Appareils de Mesures
Revue Techniques
Emission-Réception

Etc.

8, rue Jean-Puy - Tél. (77) 68.58.75

Station Electronique du Centre



LEXTRONIC

33-39, avenue des Pinsons, 93370 MONTFERMEIL
Tél.: 388.11.00 (lignes groupées) C.C.P. La Source 30.576.22

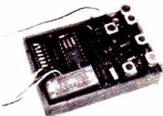
s.a.r.l. Ouvert du mardi au samedi de 9 à 12 h et de 13 h 30 à 18 h 30. Fermé dimanche et lundi
CRÉDIT CETELEM • EXPORTATION : DÉTAXE SUR LES PRIX INDICQUÉS

3 ENSEMBLES E/R DE RADIOCOMMANDE PCM

Ces ensembles de RC permettent la commande à distance d'un ou de plusieurs relais. Le mode de transmission se fait en PCM par comparaison d'un codage programmé sous forme de mémoire à l'émission et à la réception afin d'être pratiquement imbrouillable par les talkies-walkies, radiocommandes digitales, etc. Les portées sont fonction des appareils utilisés, elles sont indiquées ci-dessous, à titre indicatif, sans obstacle et à vue. Les prix sont donnés sans quartz ni alimentation. Ces appareils existent en version 27 ou 72 MHz. Pour tous autres renseignements, nous consulter.

ENSEMBLE MONOCANAL A CODAGE PROGRAMMABLE

(Portée supérieure à 1 km).

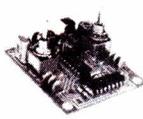


Platine-émetteur EM/PROG.
(alimentation 12 V).

En kit 260 F Monté 394,90 F

Récepteur RE/PROG. (alimentation 4,8 V) sortie sur
relais étanche 1RT-5A (1000 VA).....

En kit 285 F Monté 420 F



ENSEMBLE 4 CANAUX

(portée 300 m environ)

Emetteur E/4 cx avec boîtier
(92 x 57 x 22 mm) (alimentation 9 V)

En kit 199 F Monté 278,30 F

Récepteur R/4 cx avec boîtier (72 x 50 x 24 mm)
(alim. 4,8 V), sortie sur 4 relais 1 RT-2A.....

En kit 314 F Monté 447,70 F

ENSEMBLE 14 CANAUX (portée supérieure à 1 km)

possibilité d'obtenir 7 commandes en mémoire.

Emetteur E/14 cx avec boîtier

(128 x 93 x 35) (alim. 12 V)..... En kit 478,50 F Monté 659,50 F



Récepteur R/14 cx, en version 2 canaux (extensible en 14 cx) sortie sur relais
étanches.

2 RT-5A (1000 VA)..... En kit 328 F Monté 448 F

Extension pour 2 canaux supplémentaires.....

En kit 128 F Monté 148 F

Veuillez m'adresser votre dernier CATALOGUE (ci-joint 30 F en chèque)

Nom Prénom.....

Adresse.....

R.P.

QUARTZ POUR RADIOCOMMANDE (HC25/U)

Quartz émission ou réception, bande AM 27 MHz (partiel 3).....	La pièce	16 F
Quartz émission FM 27 MHz (partiel 2) (Fréquence exacte, nous consulter.).....	La pièce	57 F
Quartz émission, bande AM 41 MHz (partiel 3).....	La pièce	60 F
Fréquences disponibles : 41,020 - 41,040 - 41,060 - 41,080 - 41,100 - 41,120 - 41,140 - 41,160 - 41,180 MHz.		
Quartz émission, bande FM 41 MHz (partiel 2) Mêmes fréquences qu'en AM.....	La pièce	60 F
Quartz réception, bande 41 MHz (partiel 3).....	La pièce	60 F
40,565 - 40,585 - 40,605 - 40,625 - 40,645 - 40,665 - 40,685 - 40,705 - 40,725 MHz.		
Quartz émission, bande AM 72 MHz (partiel 5).....	La pièce	58 F
72,080 - 72,125 - 72,160 - 72,200 - 72,240 - 72,325 - 72,375 - 72,450 MHz.		
Quartz émission, bande FM 72 MHz (partiel 3) Mêmes fréquences qu'en AM.....	La pièce	78 F
Quartz réception, bande 72 MHz (partiel 3).....	La pièce	60 F
35,8125 - 35,835 - 35,8525 - 35,8725 - 35,8925 - 35,935 - 35,960 - 35,9975 MHz.		
Quartz pour double changement de fréquence (fondamental) 10,245 MHz.....	La pièce	48 F

COMPAREZ NOS PRIX : BATTERIES au PLOMB et au CADMIUM-NICKEL

Batteries au cadmium-nickel (charge normale au 1/10 de la capacité en 14 h)

600 mA H	6 V : 133,75	8,4 V : 166,50	9,6 V : 181,75	12 V : 227,20 F
----------	--------------	----------------	----------------	-----------------

Modèles spéciaux (charge rapide ou normale) 1,2 V

500 mA H	14,00 F	2 AH : 38,40 F	7 AH : 102,80 F
1,2 AH	22,50 F	4 AH : 64,25 F	10 AH : 211,60 F

EXCEPTIONNEL

BATTERIES ITT Cadmium-nickel (charge normale au 1/10 de la capacité en 14 h). 1,2 V - 1,2 AH (diam. 22 mm, long. 42 mm). Attention! quantité limitée.
Prix unitaire : 15 F - Par 10 : 12 F - Par 100 : 8 F

POWER-PACK SPECIAUX (à charge rapide ou normale).

Pour ensembles de télécommande. LEXTRONIC.

Livrés avec cordon et prise 3 broches

4,8 V - 500 mA H..... En kit 80,00 F Monté 91,90 F

(livré également pour autres marques, nous consulter).

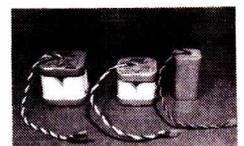
4,8 V - 1200 mA H..... Monté 149,00 F

4,8 V - 2 AH..... Monté 209,00 F

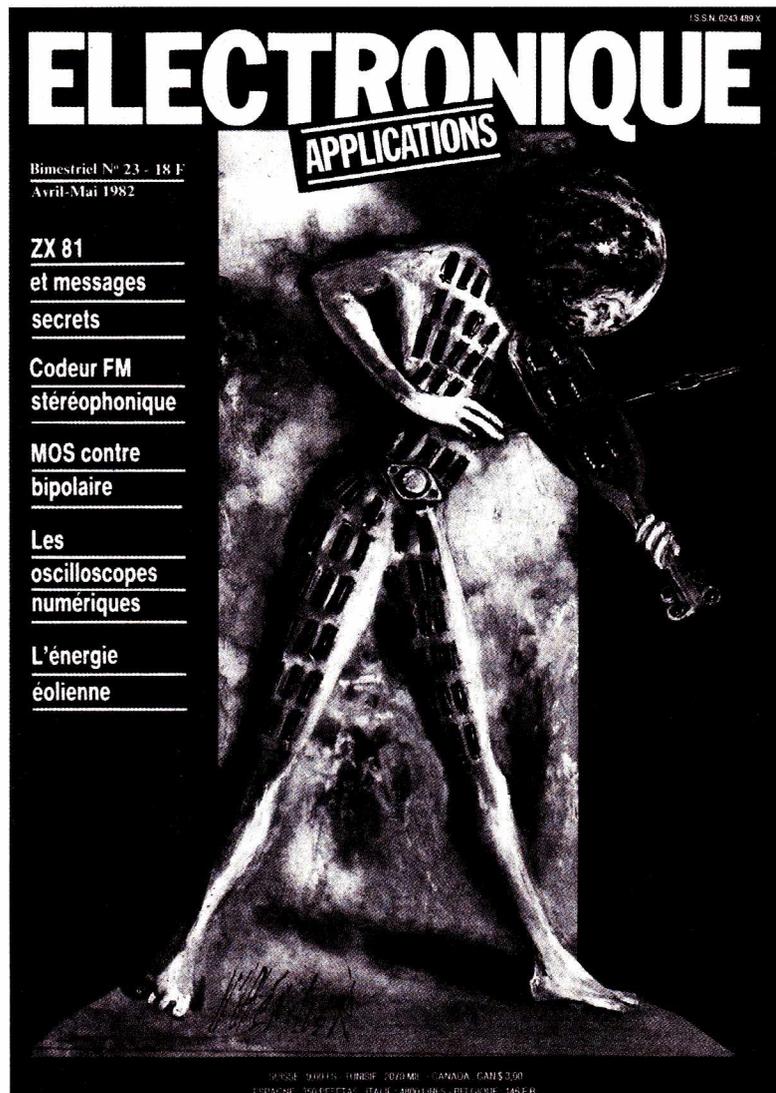
ACCUMULATEURS AU PLOMB-CALCIUM, entièrement étanche

2 V, 4 AH, 60 x 45 x 34.....	44,50 F	6 V, 8 AH, 90 x 116 x 50.....	176,00 F
2 V, 8 AH, 90 x 40 x 50.....	64,80 F	6 V, 10 AH, 90 x 151 x 50.....	210,00 F
2 V, 10 AH, 90 x 52 x 50.....	76,30 F	12 V, 7 AH, 150 x 64 x 90.....	271,00 F
6 V, 4 AH, 60 x 134 x 34.....	122,00 F		

CHARGEURS POUR CES BATTERIES à partir de..... 75,90 F



AMATEURS
 DE CIRCUITS INTÉGRÉS,
 VOICI VOTRE
 « MARCHÉ AUX PUCES » »



140 pages d'idées et d'applications réalistes
 pour tous les techniciens de l'électronique

Bimestriel – 18 F – Chez votre marchand de journaux

TUBES

ABL1	32.	EF184	10,80	UBF89	11.	17.	
AK1	46.	EF800TEL	148.	UBL21	21,80	78.	
A21	49.	EFL200	24,50	UCB2	12,10	32.	
A241	19.	EL3 (N)	37.	UCC85	26.	24,80	
CB1	47.	EL32	18,30	UCH42	29.	31.	
CB18	36.	EL33	59.	UCH81	18,50	32.	
CF7	32,50	EL34	34.	UCY5	14,50	33.	
CV2	26,50	EL36	21,80	UF41	30,50	34.	
DAF96	41,80	EL41	32.	UF42	25.	35.	
DF96	14,50	EL81	19.	UF80	15.	36.	
DK92	18.	EL83	15,50	UF85	13,50	37.	
DL67	18,50	EL82	31.	UF89	11.	38.	
DL92	15,50	EL84	19,50	UL11	34.	39.	
DL96	15,50	EL86	27.	UL41P	35.	40.	
DM70	14.	EL96	18.	UL84	23,50	41.	
DM71S	25.	EL300	49,50	UY41	27.	42.	
DV51	15.	EL500	24,20	UY42	26.	43.	
DV86	16.	EL503	194.	UY85	19.	44.	
DV87	16.	EL504	21,20	UY92	28,30	45.	
DV802	12,50	EL508	59.	VT4C	140.	46.	
EB3CCS1	63.	EL509	85.	VT26A	80.	47.	
EB4LS1	124.	EL519SY	95.	VT52	139.	48.	
EB8C	76.	EL802	32.	VT82	139.	49.	
EB1CCS1	99.	EL805	47,50	VT85	139.	50.	
EB8CCTEL	76.	EL806	47,50	VT85SYL	38.	51.	
E92CC	37.	EM4	43.	OA3	24,10	52.	
EAA91MAZ	16.	EM34	69.	OB2	24,90	53.	
EABCB	18,50	EM80	33.	OAZWA	38.	54.	
EAF42	20,50	EM81	18,15	OB3	17.	55.	
EAF801	38.	EM82	17,30	OD3	41,20	56.	
EB4	14.	EM85	38.	OZ3	39.	57.	
EB841	21.	EM85	38.	OZ4	39.	58.	
EB8C1	14,20	EM85	38.	OA3	24,10	59.	
EBF2	26,50	EM85	38.	OB2	24,90	60.	
EBF80	19.	EM85	38.	OB3	17.	61.	
EBF83	16.	EM85	38.	OD3	41,20	62.	
EBF89	19,90	EM85	38.	OZ3	39.	63.	
EBF89SY	21.	EM85	38.	OA3	24,10	64.	
EBL1	39.	EM85	38.	OB2	24,90	65.	
EC86	24.	EM85	38.	OB3	17.	66.	
EC88	17.	EM85	38.	OD3	41,20	67.	
EC92	13,70	EM85	38.	OZ3	39.	68.	
EC900	19.	EM85	38.	OA3	24,10	69.	
ECC40	39,50	EM85	38.	OB2	24,90	70.	
ECC81	11.	EM85	38.	OB3	17.	71.	
ECC82	24.	EM85	38.	OD3	41,20	72.	
ECC83	24.	EM85	38.	OZ3	39.	73.	
ECC84	24.	EM85	38.	OA3	24,10	74.	
ECC85	11,50	EM85	38.	OB2	24,90	75.	
ECC85M	21.	EM85	38.	OB3	17.	76.	
ECC86	38.	EM85	38.	OD3	41,20	77.	
ECC88	22.	EM85	38.	OZ3	39.	78.	
ECC91	11,80	EM85	38.	OA3	24,10	79.	
ECC9189	19,50	EM85	38.	OB2	24,90	80.	
ECC901S	86.	EM85	38.	OB3	17.	81.	
ECC802TEL	105.	EM85	38.	OD3	41,20	82.	
ECC803TEL	123.	EM85	38.	OZ3	39.	83.	
ECC808	26.	EM85	38.	OA3	24,10	84.	
ECC808TEL	123.	EM85	38.	OB2	24,90	85.	
ELC812	52.	EM85	38.	OB3	17.	86.	
ECF1	29,20	EM85	38.	OD3	41,20	87.	
ECF82	11,50	EM85	38.	OZ3	39.	88.	
ECF86	19,90	EM85	38.	OA3	24,10	89.	
ECF200	31,50	EM85	38.	OB2	24,90	90.	
ECF201	22.	EM85	38.	OB3	17.	91.	
ECF202	22.	EM85	38.	OD3	41,20	92.	
ECF203	22.	EM85	38.	OZ3	39.	93.	
ECF204	22.	EM85	38.	OA3	24,10	94.	
ECF205	22.	EM85	38.	OB2	24,90	95.	
ECF206	22.	EM85	38.	OB3	17.	96.	
ECF207	22.	EM85	38.	OD3	41,20	97.	
ECF208	22.	EM85	38.	OZ3	39.	98.	
ECF209	22.	EM85	38.	OA3	24,10	99.	
ECF210	22.	EM85	38.	OB2	24,90	100.	
ECF211	22.	EM85	38.	OB3	17.	101.	
ECF212	22.	EM85	38.	OD3	41,20	102.	
ECF213	22.	EM85	38.	OZ3	39.	103.	
ECF214	22.	EM85	38.	OA3	24,10	104.	
ECF215	22.	EM85	38.	OB2	24,90	105.	
ECF216	22.	EM85	38.	OB3	17.	106.	
ECF217	22.	EM85	38.	OD3	41,20	107.	
ECF218	22.	EM85	38.	OZ3	39.	108.	
ECF219	22.	EM85	38.	OA3	24,10	109.	
ECF220	22.	EM85	38.	OB2	24,90	110.	
ECF221	22.	EM85	38.	OB3	17.	111.	
ECF222	22.	EM85	38.	OD3	41,20	112.	
ECF223	22.	EM85	38.	OZ3	39.	113.	
ECF224	22.	EM85	38.	OA3	24,10	114.	
ECF225	22.	EM85	38.	OB2	24,90	115.	
ECF226	22.	EM85	38.	OB3	17.	116.	
ECF227	22.	EM85	38.	OD3	41,20	117.	
ECF228	22.	EM85	38.	OZ3	39.	118.	
ECF229	22.	EM85	38.	OA3	24,10	119.	
ECF230	22.	EM85	38.	OB2	24,90	120.	
ECF231	22.	EM85	38.	OB3	17.	121.	
ECF232	22.	EM85	38.	OD3	41,20	122.	
ECF233	22.	EM85	38.	OZ3	39.	123.	
ECF234	22.	EM85	38.	OA3	24,10	124.	
ECF235	22.	EM85	38.	OB2	24,90	125.	
ECF236	22.	EM85	38.	OB3	17.	126.	
ECF237	22.	EM85	38.	OD3	41,20	127.	
ECF238	22.	EM85	38.	OZ3	39.	128.	
ECF239	22.	EM85	38.	OA3	24,10	129.	
ECF240	22.	EM85	38.	OB2	24,90	130.	
ECF241	22.	EM85	38.	OB3	17.	131.	
ECF242	22.	EM85	38.	OD3	41,20	132.	
ECF243	22.	EM85	38.	OZ3	39.	133.	
ECF244	22.	EM85	38.	OA3	24,10	134.	
ECF245	22.	EM85	38.	OB2	24,90	135.	
ECF246	22.	EM85	38.	OB3	17.	136.	
ECF247	22.	EM85	38.	OD3	41,20	137.	
ECF248	22.	EM85	38.	OZ3	39.	138.	
ECF249	22.	EM85	38.	OA3	24,10	139.	
ECF250	22.	EM85	38.	OB2	24,90	140.	
ECF251	22.	EM85	38.	OB3	17.	141.	
ECF252	22.	EM85	38.	OD3	41,20	142.	
ECF253	22.	EM85	38.	OZ3	39.	143.	
ECF254	22.	EM85	38.	OA3	24,10	144.	
ECF255	22.	EM85	38.	OB2	24,90	145.	
ECF256	22.	EM85	38.	OB3	17.	146.	
ECF257	22.	EM85	38.	OD3	41,20	147.	
ECF258	22.	EM85	38.	OZ3	39.	148.	
ECF259	22.	EM85	38.	OA3	24,10	149.	
ECF260	22.	EM85	38.	OB2	24,90	150.	

PROMOTION MOTEUR MKL 15 179,00 F

Construisez vous même votre platine
 Hi-Fi à entraînement direct
 MKL 15 - MOTEUR pour platine à entraînement direct 18 V continu - 2 vitesses réglables durables - 63 db (pondéré) pleurage 0,05 % livré avec schéma d'utilisation... 179,00 F
 PLATEAU 309 8 MM repères stroboscopiques 33 T et 45 tours minute 50 Hz - poids 1,4 Kg. 199,00 F
 COUVRE PLATEAU..... 36,50 F
 KIT ACCESSOIRES Transfo bouton etc..... 90,00 F
 CELLULE MAGNETIQUE
 SHURE M 91 ED..... 319,00 F
 ADC GLM 36..... 240,00 F
 COMPTEUR HORAIRE (1 usure de votre diamant)115,00 F

ALARME DE POCHE ANTI AGRESSION

Grand comme une boîte d'allumettes
 Fonctionne avec 2 piles de 1,5 V 42,00 F



QUARTZ EN STOCK

Quartz d'horloge 32768 KHz	39,00	27,070	27,365			
Quartz d'horloge 3,2768 KHz	46,00	27,075	27,375			
9,8275	51,00	26,890	27,085			
9,940	51,00	26,700*	27,295			
10,240	51,00	26,710	27,105			
10,245	62,00	26,715	27,115			
10,2775	59,00	26,720	27,120			
11,325	62,00	26,730	27,125			
11,475	62,00	26,740	27,135			
19,555	46,00	26,745*	27,140			
19,655	46,00	26,750	27,145			
19,880	46,00	26,760	27,155*			
20,105	46,00	26,765	27,165			
20,255	62,00	26,770	27,170			
20,330	46,00	26,775	27,175			
20,555	46,00	26,780	27,185			
20,625	46,00	26,790	27,195			
20,705	59,00	26,795*	27,200*			
20,755	46,00	26,800	27,205			
20,775	46,00	26,810	27,215			
20,820	46,00	26,820	27,220			
20,830	26,825	19,00	27,225			
20,840	26,830*		27,235			
20,880	26,835	15,00	27,245			
20,890	26,840	19,00	27,250			
20,900	46,00	26,845	27,255			
21,320*	26,850	27,260	31,640			
21,330*	26,860	27,265	31,650			
21,340*	26,865*	27,275	31,660			
21,380*	26,870	19,00	31,670			
21,390*	26,875*	27,285	31,680			
21,400*	26,880	27,290	31,690			
23,200	28,00	26,885*	31,700			
26,000	40,00	26,890	31,710			
26,485	48,00	26,895	31,720			
26,510	26,900	27,315	31,730			
26,520	26,905	27,320*	31,770			
26,530	26,910	27,325	31,820			
26,535	26,915	27,330	31,845			
26,540	26,920	27,335	31,870			
26,545	26,925*	27,340*	32,200			
26,550	26,930	27,345	32,250			
26,560	26,935*	27,350	32,300			
26,565	26,940	27,355	32,350			
26,570	26,945*	27,360	32,350			
26,580	26,950	100 KHz	98,00			
26,590	26,955	48,00	445 KHz	98,00		
26,600	26,965	3,58 MHz	52,00	455 KHz	98,00	
26,610*	26,975	4 MHz	39,00	460 KHz	98,00	
26,615	26,985	4,94504 MHz	63,00	472 KHz	98,00	
26,620	26,995	10 MHz	38,00	480 KHz	98,00	
26,630	26,995	100 MHz	46,00	26,888 MHz	18,00	
26,640	27,000	31 MHz	44,00	27,000 MHz	18,00	
26,650	27,005	38,888MHz (MC25)	78,00	SUPPORT DE QUARTZ		
26,660	27,015	72,000 MHz	50,00	100 G	10 W	78,00
26,670	27,025			20 G	20 W	157,00
26,685*	27,035			30 G	30 W	198,00
26,680	27,055			50 G	50 W	275,00
26,685	27,065					

SUPER AFFAIRE!!.. 399,00 F LA PAIRE
 ENCEINTES VOITURE
 - 3 Hauts parleurs
 - 30 watts - 4 Ω
 - 60 à 17 000 Hz
 (quantité limitée)



CIRCUITS INTEGRÉS

TAA	600	15,00
241	610	15,00
310	750	45,00
500	830	16,00
550B	900	15,00
550C	910	15,00
611A12	940	5,00
611B12	940E	24,00
611X1	965	24,00
611C11	3089	24,00
611C12		
621AX1	440	25,00
621A11	470	28,00
661B	1008	38,00
790	1022	77,00
861	1024	15,00
4761	1028	35,00
120B	1034AN	24,00
	1034BN	29,00
TBA	1037	17,00
221	1046	30,00
231	1051	30,00
331	1054	28,00
435AX5	1051	30,00
625AX5	1150	30,00
625BX5	1170	33,00
625CX5	1200	24,00
641B11	1405	13,00
641B12	1410	24,00
651	1412	13,00
790	1415	13,00
800	1420	24,00
810S	1510	80,00
810AS	1905	35,00
820M	2002	25,00
820	2003	20,00
940	2004	45,00
950	2010	34,00
	2020	37,00
	2030	30,00
TCA	2310	18,00
150KB	345	21,00
240	3000	35,00
350	3310	25,00
440		
510		
	2870	28,00

CIRCUITS INTEGRÉS

74LS00	02-03-04-08-09-10-11-15-21-22-30-51-54-55-133-266-4,00	74LS	47-48-49-193-245	13,00
74LS05	20-26-27-28-32-33-37-38-48-73-74-76-78-109	74LS	83-173-194-393	14,00
74LS10	13-86-90-92-107-125-136	74LS	157-249-251	15,00
74LS14	122-123-139-221-290-365-367	74LS	85-161-295	16,00
74LS32	113-126-137-138-139-155-158-163-174-257	74LS	156	17,00
74LS32	164-165-175	74LS	124	19,00
74LS	93-95	74LS	190-191	20,00
74LS	151-153-192-195-240-248-258-260	74LS	145-160-162-324	22,00
		74LS	197	24,00
		74LS	181-390	25,00
		74LS	168-241-374	27,00
		74LS	169	30,00
		74LS	243	35,00
		74LS	244	44,00
		74LS	170	52,00

CIRCUITS INTEGRÉS C MOS

4000	01-02-07-23-25-71-72	4008	15-20-24-29-40-51-60-106	11,00
4009	10-13-19-69-77-11	4015	43-46	13,00
4027	30-50-73	4017	47	14,70
4009	12-16-49	4098		18,00
4066		4076		20,00
4014	28-44-52-53-81	40103		33,00
		4067		35,00
		4093		12,00

CIRCUITS INTEGRÉS TTL

7400	01-02-03-50-60	7490	91-96-107-123	9,00
7404	05-25-26-27-30-32-40	7483	492	10,00
7408	09-10-11-16-17-51-53-72-73-74-76	7445	46-47-48-85-175-196	14,00
7406	07-13-20-22-37-38-78-95	74120	247	15,00
74151		74150		21,00
7475	92	74185		24,00
74165	7442-74122	74181		25,00
		7489		30,00

Digitast 14,00 Digitast avec Led 20,00

TRANSFO «TOKO» - Filtrés céramiques
113 CN2 8,00 • SFJ 10,7 23,00 • SFE 10,7 8,00

QUARTZ (en MHz)
10 32 F • 10,240 80 F • 50 80 F

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL
ENVOI : Franco 30 F en T.P. Au magasin 20 F

NOM :
ADRESSE :

R. PLANS, KITS COMPLETS

Liste des réalisations disponibles contre enveloppe timbrée portant nom, adresse

EL 402 A	Micro-emetteur HF	240 F	EL 414 B	Préampli R.I.A.A. 2310	130 F
EL 402 B	Micro HF Hi-Fi	78 F	EL 414 C	Préampli R.I.A.A. FET	70 F
EL 403 A-403 B	The musical box	300 F	EL 414 D	Adaptateur 772	80 F
EL 403 C-403 D	Ampli turbo 2 x 25 W complet avec châssis (automobile) ou (train)	1 900 F	EL 414 E	Adaptateur 2310	45 F
EL 404 B ou C	Thermostat électronique	220 F	EL 414 F	Alimentation +	65 F
	Capacimètre	520 F	EL 414 G	Alimentation -	55 F
EL 406 A	Feux de bois electron	310 F	EL 414 H	Préampli TURBO complet série 2310 avec châssis percé sérigraphié, prises boutons visserie	1200 F
	Alimentation Citizen Band 5 A 540 F		EL 414 I	Géné. de fonction (platine)	420 F
	Alimentation Citizen Band 10 A 700 F		EL 415 A	Géné. de fonction (alim.)	210 F
EL 406 B - C - D	Egaliseur 10 fréquences	890 F	EL 415 E	Capacimètre 3 digits	108 F
	Analyseur de spectre B F	860 F	EL 415 C	Géné d'impulsions	300 F
EL 407 C	Stimulateur 40 V	270 F	EL 415 B	Correcteur 772	106 F
EL 408	Récepteur FM complet	270 F	EL 415 D	Inverseur	55 F
EL 409 A - B	Voltmètre digital 999 points	214 F	EL 415 E	Ampli de sortie	65 F
EL 410	Micro emetteur HF	485 F	EL 416 A	Alimentation complète	950 F
	Récepteur VHF 27 MHz	280 F	EL 416 D	Afficheur de polarité	65 F
EL 412 A et B	Micro ordi. domestique	1420 F	EL 416 E	Récepteur FM 88/108 synthétisé. Tout le matériel disponible y compris les circuits imprimés.	
EL 412 C-D-E	Chrozoom	660 F	EL 416	<i>Nous consulter.</i>	
EL 412 F	Alimentation CB	220 F	EL 417 A	Break Beep	145 F
EL 413 A	Base de temps	120 F	EL 417 B	Allumage électronique	790 F
EL 413 B	Millivoltmètre	200 F	EL 417 C	Tête d'ampli	260 F
EL 413 C	Modulateur	400 F	EL 418 A-B-C	Télécom. et affich. Tuner	900 F
EL 413	Super manip. + boîte connexions s/dem	590 F	EL 418 D	Gf2 universel	550 F
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	100 F	EL 418 E	Ampli RPG 50	980 F

C.I. SPECIAUX POUR MONTAGES «RP»

7038-7209	45,00	9368	23,00	BF 905	16,00	120FSE	65,00
7205	165,00	µA 758	29,00	AY3 2270	150,00	BDV64B	25,00
7217	150,00	µA 771	8,00	AY5 1013	75,00	BDV65B	23,00
7555 µ	13,00	µA 796	15,00	AY 1350	130,00	BDW51C-52C	21,00
8038	65,00	µA 431	6,00	SO 41P	25,00	HEF 4750	200,00
8063	67,00	BDX 87C, 88C	22,00	SO 42P	17,00	HEF 4751	200,00
SAB0600	40,00	BDX 64	28,00	SO 258	36,00	HEF 4754	00,00
TMS 1122	110,00	BDX 65	26,00	MC 145151	128,00	TSM1000	100,00
76477	44,00	S 89	180,00	M 253	140,00	MCS 2400	22,00

CA	3045-46	48,00	LM	311	8,70	MM	200	36,00
	3060	24,00		317 K-LM 394	42,00		14082	3,60
	3084	38,00		322	44,00		14433	120,00
	3089	25,00		323	78,00		1508 L8	133,00
	3130	17,00		324	10,60		74C	8,00
	3161	20,00		326-339	24,00		922	42,00
	3189	56,00		349	17,00		923	80,00
	3080	9,00		358	9,40		925	60,00
	3086	9,00		377	32,00		926	86,00
	3094-14017-			378	28,00		928	72,00
	14029	18,00		381	25,00		78S40PC	35,00
	3140-XR 2203	20,00		382	14,00		78P05	160,00
	3162	70,00		387	19,00		78HG	104,00
	E			391 N 60 - LM 310	6532		78H05	85,00
	420	30,00		LM 2907	22,00		80C-97	9,80
	L			LM 310	22,00		81LS95	25,00
	120	27,00		LM 310 80 319	25,00		82S23	36,00
	123	14,00		389	26,00		75492	19,00
	129	13,00		555	6,00		LM10C	70,00
	146	17,00		556-LM 386	10,00		PBW 34	25,00
	200	18,00		564-565	14,00		M 85 10 K	85,00
	LF			567	18,00		XR-2206	48,00
	351	7,00		579	66,00		2207	40,00
	356	14,00		383	28,00		8216	319,00
	357 B, rond	19,00		387-318	19,00		AY-10212	115,00
	LM - 193 A	42,00		723	8,00		1/1320	135,00
	301-LM 305	9,00		741	3,50		SAJ	34,00
	307-393-3401	7,60		747	14,00		180/25002	34,00
	308	10,00		748	8,00		110/SA4 1004	34,00
	309 K	25,00		566	27,00		S 576 B	45,00
							MU	60,00
							µA739	19,00

CLAVECIN ORGUE PIANO 5 OCTAVES «MF 50»



COMPLET, EN KIT : 3 300 F

MODULES SEPARES

Ensemble oscillateur/diviseur		Boîte de timbres piano avec clés	250 F
Alimentation 1 A	980 F	• Valise gainée	560 F
Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquette percuss., piano	1 800 F		

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts
1 oct.	145 F	290 F
2 oct.	225 F	340 F
3 oct.	290 F	470 F
4 oct.	380 F	600 F
5 oct.	490 F	780 F
7 1/2 oct.	890 F	1 350 F

Vibrato	90 F	Repeat	100 F
Percussion	150 F		
Sustain avec clés	480 F		
Boîte de timbres	310 F		
1 octave	PEDALIERS	535 F	
1 1/2 octave	670 F	2 oct. 1/2 bois	1950 F
Tirette d'harmonie	8 F		
Cle double inverseur	9 F		

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

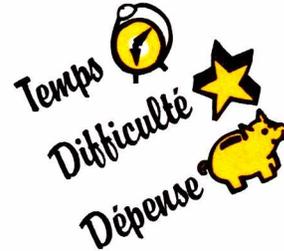
Nous consulter
Métro : NATION R.E.R.
Sortie : Taillebourg
FERMÉ LE LUNDI

EXPEDITIONS : 20 % à la commande. le solde contre remboursement
PRIX AU 1-9-82 DONNES SOUS RESERVE

DEPOSITAIRE :
Motorola, RCA, Siemens, RTC-Texas
Exar, Fairchild, GE, Hewlett-Packard, IR Interstil, ITT, Mostek, National, S.G.S. Siliconix. Tous les transistors et C.I. des réalisations parues dans Radio Plans et Electronique Pratique

• DIODES •	203*11,00	266 Bv
AA 119	1,50	204*12,00
AA 143	5,20	226 7,00
BA 157	2,00	230* 8,80
BA 158	2,20	

Un récepteur FM de poche



Il existe de nombreux micros HF fonctionnant dans la bande FM réservée à la radiodiffusion 88 - 108 MHz. Associé à un récepteur classique on établit ainsi une liaison jusqu'à quelques dizaines de mètres. Si le récepteur est fixe l'émetteur ne peut se déplacer que dans une circonférence dont le rayon maximal est égal à la portée maximale. Avec ce mini récepteur alimenté par une pile de 9 V traditionnelle le champ d'action s'élargit, autorisant ainsi des enregistrements de foule, ou la sonorisation de films sans avoir recours à de longues perches et câbles de liaison encombrants.

Bien entendu ce récepteur peut tout simplement être employé pour profiter des nombreuses émissions encombrant la bande FM. En effet, bien que dix-huit fréquences aient été attribuées officiellement à certains radio privées, toutes continuent leurs émissions et l'on compte toujours sur la bande une cinquantaine d'émissions plus ou moins audibles, ce récepteur sera le complément du maintenant traditionnel walkman, avec les mêmes écouteurs.

Le schéma synoptique du récepteur est représenté à la figure 1. Les signaux HF sont reçus par l'antenne et appliqués à l'entrée correspondante du sélecteur HF. Ce sélecteur est un module RTC portant la référence PL 570 probablement destiné aux autoradios. La sensibilité est excellente, voisine du microvolt, mais limitée par l'antenne que nous avons adoptée : un brin conducteur de quelques dizaines de centimètres.

Ajoutons que ce module de très faibles dimensions 65x25x12 (mm) associé à une implantation des composants, du discriminateur et de l'amplificateur BF dense, permet d'obtenir un récepteur de dimensions très réduites. Les signaux HF sont donc recueillis par l'antenne et amplifiés par l'amplificateur RF avant d'être appliqués au mélangeur qui reçoit en outre le signal provenant de l'oscillateur local.

La fréquence de l'oscillateur local est plus élevée que la fréquence à recevoir, ce qui donne :

$$f_{OL} = f_{REC} + f$$

f représente la fréquence intermédiaire valant 10,7 MHz.

Le signal à fréquence intermédiaire, résultant du mélange des signaux reçu et du signal d'oscillateur local sort du mélangeur pour être amplifié de manière sélective. Il ne reste alors qu'à connecter un discriminateur de fréquence et un amplificateur basse fréquence pour disposer du signal audio. Ce rôle a été confié à un circuit intégré assumant la triple fonction : discriminateur, démodulateur AM et amplificateur BF, le LM 1868 N National Semicon-

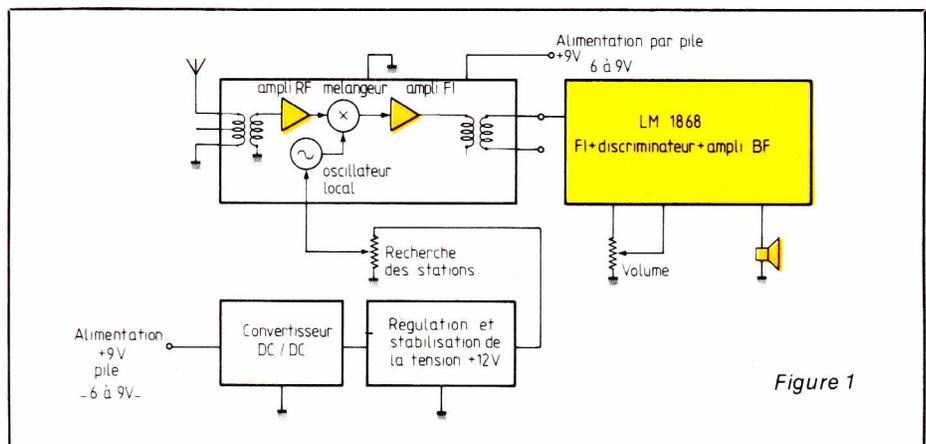


Figure 1

ducteur. Les circuits destinés à la modulation d'amplitude ne seront donc pas utilisés.

Remarquons que le sélecteur RTC PL 570 doit être alimenté par une source de tension de 12 V et qu'à priori cela semble incompatible avec la tension d'alimentation de 9 V non stabilisée que délivre une pile.

Le fonctionnement reste pratiquement inchangé en ce qui concerne les étages amplificateurs et mélangeurs mais la fréquence du signal de sortie de l'oscillateur local étant fonction de la tension appliquée à l'entrée de commande et donc aux diodes Varicap, il est impératif de disposer de 12 V si l'on veut balayer toute la gamme FM.

Il est relativement aisé de calculer la limitation de la fréquence reçue avec les grosses approximations que nous avons adoptées. Supposons que pour une tension de commande de 0 V la fréquence reçue vaille 88 MHz, que pour 12 V elle vaille



108 MHz et que la fonction soit parfaitement linéaire. Si la tension de commande est limitée à 9 V il sera impossible de recevoir les stations dont la porteuse est supérieure à 103 MHz.

Le nombre de stations à recevoir entre 103 et 108 MHz étant faible on peut penser simplifier le récepteur et se limiter à 9 V donc 103 MHz. Cette solution peut être adoptée mais elle est mauvaise car la tension issue de la pile est en perpétuelle évolution, et le réglage, donc l'accord sur une station devra être corrigé à chaque fois que la tension délivrée par la pile changera d'une manière notable.

Dans ce cas, il faut stabiliser la tension à environ 6 V et la plage d'accord n'est plus 88-103 mais 88-98.

Nous avons donc opté pour une solution qui est certainement un peu plus complexe techniquement mais qui n'amène aucune limitation : un convertisseur fournissant 12 volts stabilisés.

Ce convertisseur doit comporter le plus faible nombre possible de composants, avoir une consommation minimale et pouvoir débiter les quelques micro-ampères nécessaires à la polarisation des diodes Vari-caps.

Le circuit LM 1868 N National Semiconducteur

Bien que les circuits internes destinés à la réception des signaux modulés en amplitude ne soient pas utilisés, nous les décrivons tout de même. Cette description permettra aux lecteurs intéressés d'adapter ce circuit à leurs besoins ; il est d'autre part nécessaire de connaître le fonctionnement de ces circuits, même s'ils ne sont pas utilisés, car certaines entrées ne peuvent pas rester en l'air sans entraver le fonctionnement global.

Le schéma synoptique du circuit intégré est représenté à la figure 2.

La section modulation d'amplitude

Cette section comporte : un étage mélangeur, un oscillateur local, un amplificateur de fréquence intermédiaire, un démodulateur-détecteur d'enveloppe, les circuits de contrôle automatique de gain commandant le gain du mélangeur et le circuit de

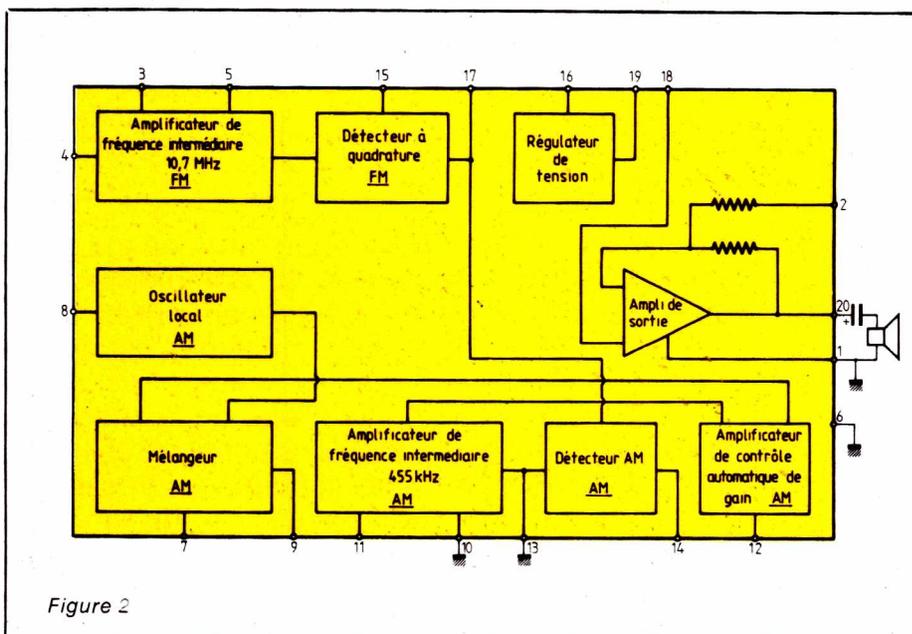


Figure 2

commutation qui invalide les circuits AM en position FM. Les signaux en provenance de l'antenne sont envoyés, par l'intermédiaire d'un condensateur, sur la broche 7 : entrée du mélangeur. Cet étage est un amplificateur à transistor monté en émetteur commun qui commande un étage différentiel recevant en outre les signaux issus de l'oscillateur local.

En absence de commande automatique de gain le courant traversant le mélangeur vaut $330 \mu\text{A}$. Dès que la commande automatique de gain est appliquée le courant décroît et le gain suit la même loi ; en outre l'impédance d'entrée diminue et les signaux sont réduits dès leur apparition sur l'entrée.

Le différentiel, dont une sortie est à la broche 8, est chargé par un circuit LC et génère le signal d'oscillateur local. Les résistances de polarisation sont fixées par le constructeur de manière à ce que l'impédance vue de la broche 8 soit négative.

La fréquence d'oscillation est alors déterminée par les caractéristiques du circuit LC. L'amplitude crête à crête du signal d'oscillateur local V exprimée en millivolts se calcule en appliquant la relation :

$$V = 300 \cdot \frac{R \times 8,2}{R + 8,2}$$

où R représente la valeur ohmique de l'impédance connectée à la broche 8, exprimée en $k\Omega$.

Le signal de fréquence intermédiaire traverse le filtre céramique et est ensuite appliqué à l'entrée de l'amplificateur. Le signal présent à la broche 11 est donc amplifié par

deux étages à transistors montés en émetteur commun dont le gain est automatiquement contrôlé. Le signal traverse l'étage de sortie et est disponible à la broche 13.

La polarisation est faite de manière à ce que le courant dans les deux premiers étages soit donné par la différence entre une source de courant de référence de $250 \mu\text{A}$ et la tension appliquée à la broche 12. Lorsque la tension de seuil de la CAG est atteinte, le transistor darlington devient passant et le courant dans les deux premiers étages diminue, réduisant ainsi le gain dans les étages amplificateurs. Le courant d'alimentation est donc commandé par les circuits de CAG. Lorsque le courant atteint $30 \mu\text{A}$, ce qui correspond à une réduction du gain de 30 dB, le courant dans la ligne d'alimentation du mélangeur commence à diminuer. L'impédance d'entrée décroît alors avec le courant d'alimentation.

Le signal de fréquence intermédiaire est démodulé par un condensateur qui n'est chargé que par un transistor. Le transistor n'absorbe que le courant de base, la consommation du détecteur est excessivement faible. La sortie du démodulateur AM est sommée avec la sortie du discriminateur à la broche 17. Les signaux BF seront filtrés et amplifiés avant d'être appliqués au haut-parleur ou à l'écouteur. Bien que la commutation AM/FM soit automatique, il est nécessaire de connecter les broches 10 et 13 du circuit intégré à la masse. Si ces broches restent en l'air le circuit accro-

che et la consommation avoisine 100 mA. En fonctionnement normal la consommation ne dépasse pas 30 mA.

La section modulation de fréquence

La section FM est composée d'un amplificateur de fréquence intermédiaire regroupant lui-même six étages amplificateurs pilotant le discriminateur : détecteur à quadrature. Quatre des amplificateurs sont identiques, du 2^e au 5^e, le premier étage fonctionne avec un courant plus élevé de manière à réduire le bruit (1,75 mA dans le premier différentiel et 300 μ A dans les 2^e, 3^e, 4^e, et 5^e étage). Le dernier étage dont l'alimentation peut être commutée lorsque l'on choisit la modulation d'amplitude, fonctionne lui aussi avec un courant de polarisation plus élevé.

Le potentiel des collecteurs du détecteur à quadrature est décalé de

manière à ce que la charge qui leur est connectée reçoive une tension provenant d'une alimentation stabilisée interne.

Le régulateur interne, du type série, procure les tensions de polarisation aux divers circuits. Grâce à l'emploi d'un transistor PNP, la chute de tension aux bornes du régulateur ne dépasse pas quelques centaines de millivolts, ceci sans entraver le fonctionnement de la régulation.

L'amplificateur audio

Le gain en tension de cet amplificateur vaut 120 et est fixé par deux résistances internes. La bande passante est réduite dès que l'on fonctionne en modulation d'amplitude de manière à limiter le bruit. La réduction de la bande passante est automatique dès que l'on sélectionne la modulation d'amplitude et s'opère par réduction du courant dans les étages d'entrée.

Réalisation du récepteur

Le schéma électrique du mini-récepteur FM est donné à la figure 3. La borne 1 du sélecteur HF, commande automatique de fréquence est reliée à la masse, le circuit NS LM 1868 N ne délivrant aucune information permettant un asservissement de la fréquence de l'oscillateur local. La fréquence intermédiaire à 10,7 MHz est disponible sous forme symétrique — sortie de transformateur — entre les bornes 2 et 3. Le signal est transmis au filtre céramique CSFE puis appliqué à l'entrée de l'amplificateur limiteur : broche 4. Le détecteur à quadrature fonctionne avec un transformateur TOKO connecté entre les broches 15 et 16 du circuit. Le signal basse fréquence disponible à la broche 17 est appliqué au potentiomètre de volume, puis à l'amplificateur et finalement à l'écouteur.

Avec une alimentation de 9 V, et un écouteur ou haut-parleur de 8 Ω la

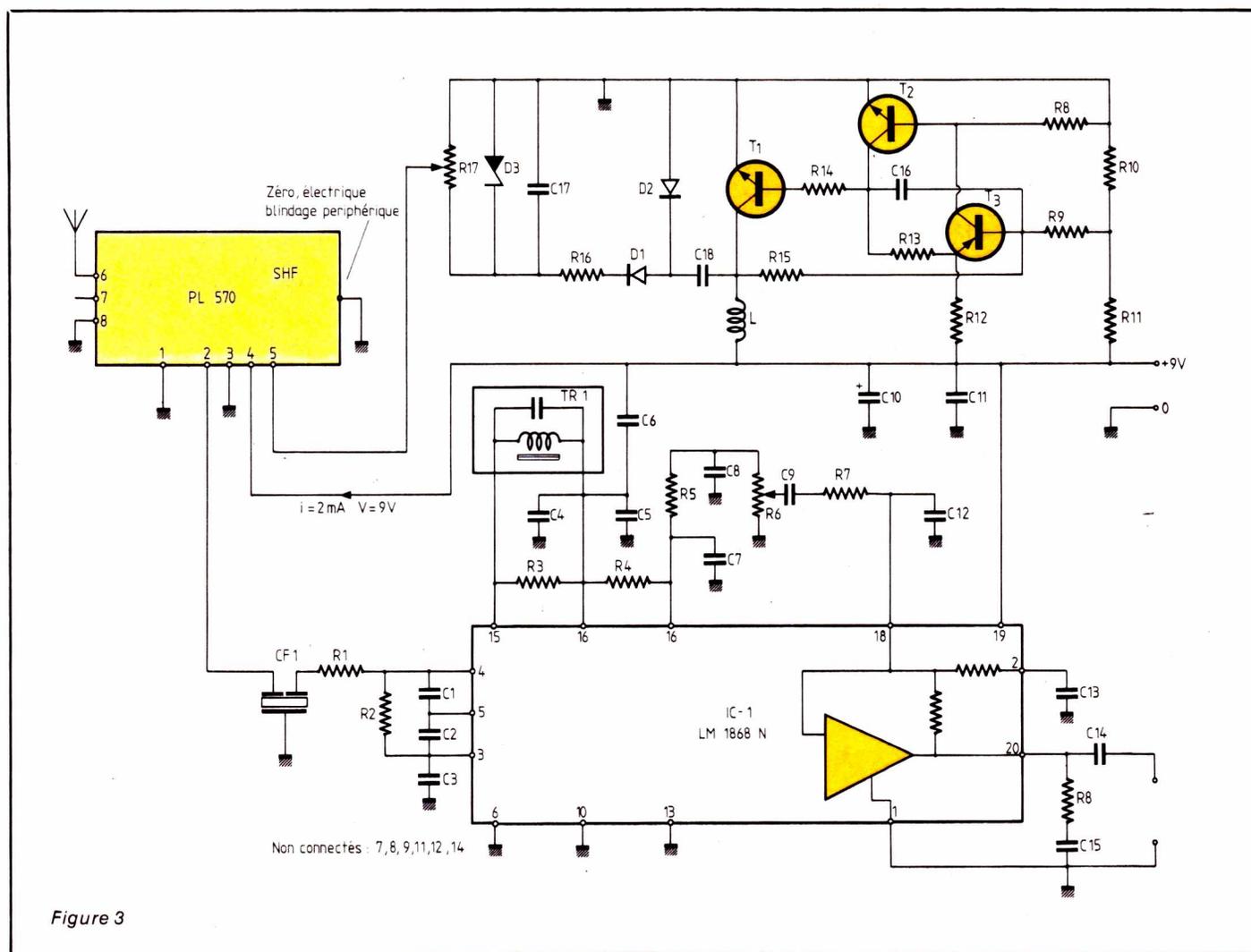


Figure 3

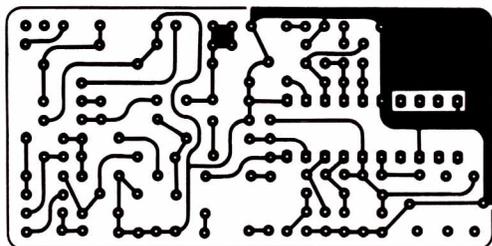


Figure 4

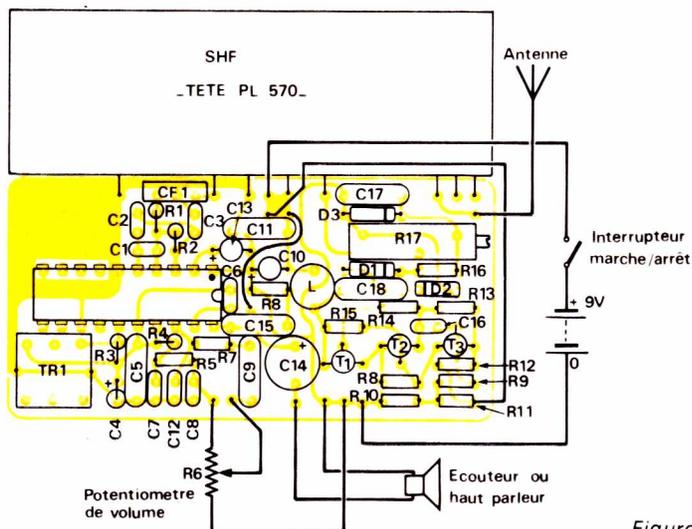


Figure 5

puissance maximale vaut 700 mW pour 10 % de distorsion.

Ce taux de distorsion redescend à 0,2 % à 50 mW.

Dans ces conditions, on ne peut parler de caractéristiques Hi-Fi mais ce n'est pas précisément le but recherché. Malgré cela la bande passante est honorable : 22 kHz pour une puissance de sortie de 50 mW. Les circuits amplificateurs RF et FI et le mélangeur sont alimentés par la tension provenant de la pile appliquée à la broche 4 du sélecteur PL 570. La broche 4 reçoit une fraction de la tension stabilisée obtenue par le convertisseur. Le potentiomètre R 18 permet de doser cette fraction et constitue l'élément d'accord.

Le convertisseur est constitué d'un oscillateur : T₁, T₂, T₃, l'énergie emmagasinée dans la self L est restituée à travers les diodes D₁, D₂, au circuit R₁₆, D₃, R₁₈, C₁₇.

La tension stabilisée aux bornes de D₃ vaut 12 V.

Le circuit imprimé dont le tracé des pistes est représenté à la figure 4 et l'implantation des composants à la figure 5 a été dessiné de manière à ce qu'il n'y ait aucun accrochage. En effet la masse du condensateur C₃ doit impérativement retourner à la

masse signal : broche 3 du sélecteur HF, les condensateurs C₆ et C₁₀ doivent être reliés par des connexions aussi courtes que possible. Le transformateur ou plutôt enroulement du transformateur — utilisé par le détecteur à quadrature et les circuits d'entrée doivent être séparés les uns des autres autant que possible.

Pour la sortie basse fréquence, il n'y a pratiquement pas de problème si les masses du potentiomètre de volume et le pôle négatif du condensateur C₁₃ reviennent au même point.

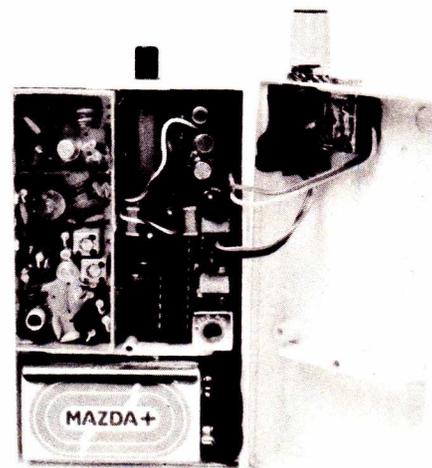
Le réseau R₈, C₁₅ sera placé le plus près possible du circuit intégré. De manière à miniaturiser le récepteur et le loger dans un boîtier plastique de marque : Strapu, ayant un compartiment réservé pour une pile plate 9 V standard, certaines résistances sont montées debout et l'on utilise des condensateurs au tantale ou à l'aluminium solide, mais bien sûr, aucun condensateur chimique. Le circuit imprimé est de très faibles dimensions 65×32 mm et se place à côté du sélecteur HF, les sorties de celui-ci étant connectées au circuit directement sur le bord.

Pour alimenter le sélecteur, il sera nécessaire de relier sa masse méca-

nique au zéro électrique présent sur le circuit imprimé.

L'enroulement d'antenne étant symétrique, la broche 8 sera reliée au zéro et l'antenne à la broche 6.

Le schéma d'entrée d'antenne est représenté à la figure 6 et le repérage des sorties du sélecteur à la figure 7.



Essais et réglage

On connectera, pendant la période d'essai, le récepteur à une source d'alimentation stabilisée. Cette manipulation évite les doutes — la pile-est-elle encore bonne ? — en période de mesure ou de réglage. Sur une pile « fatiguée » dont la résistance interne augmente, on note des accrochages normaux de la BF.

On vérifiera le fonctionnement du convertisseur et on mesurera la tension aux bornes du potentiomètre de

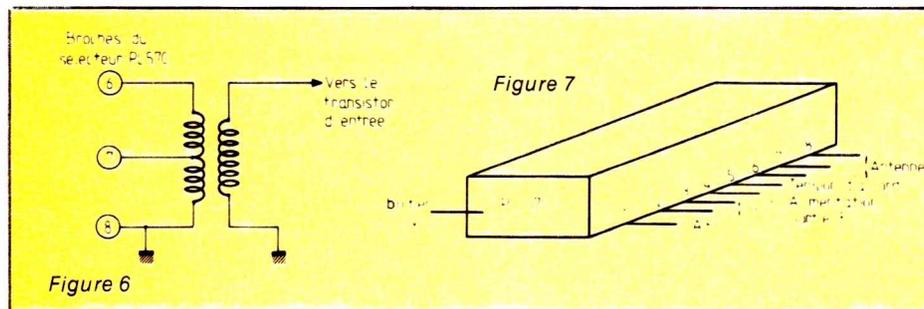


Figure 6

Figure 7

réglage R 17. Si cette tension est satisfaisante, on recherchera l'accord sur une station et « à l'oreille » on ajustera le noyau de TR₁.

Le trimmer multitours pourra être remplacé par un potentiomètre dont l'axe, solidaire d'un bouton, dépasse à l'extérieur, à condition que celui-ci soit miniature et multitours. L'accord est quasiment impossible avec un potentiomètre courant.

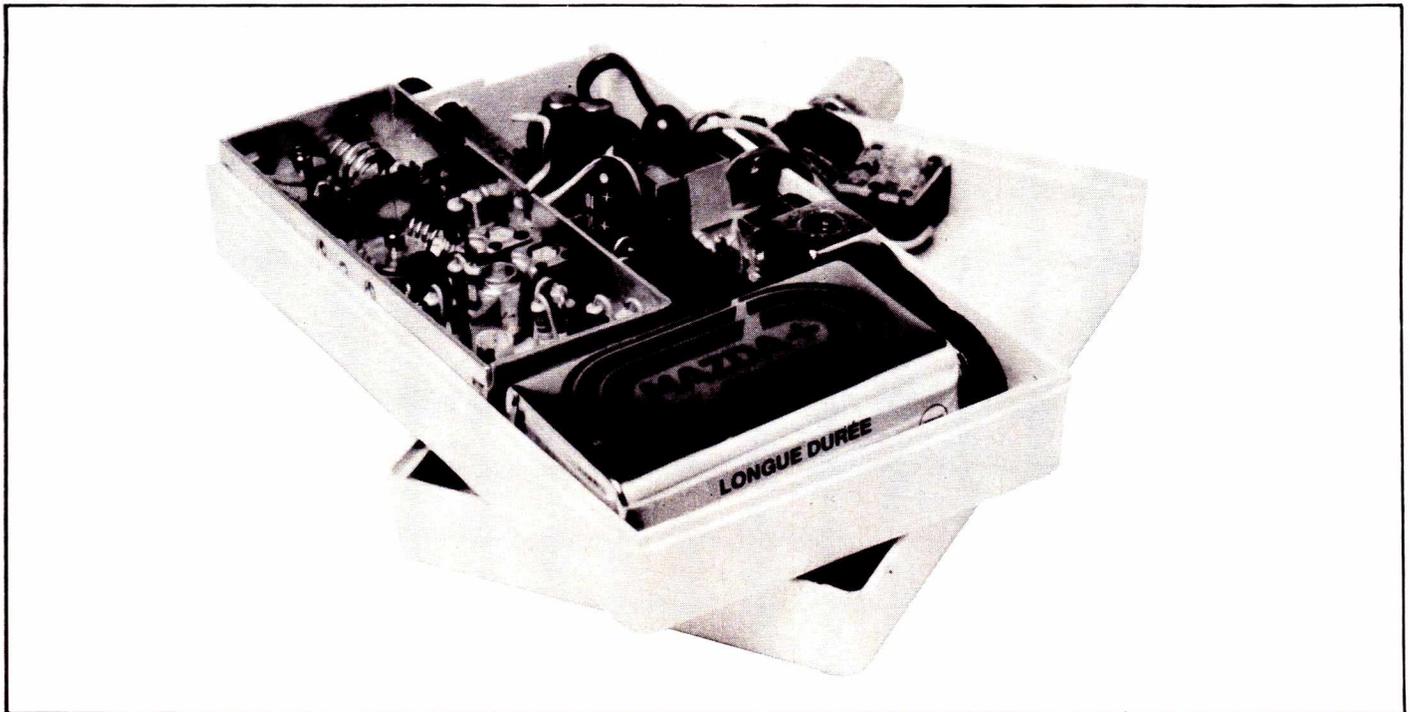
La maquette est équipée d'un pot TOKO de référence KACS 6186 PPF mais le transformateur 34 342 TOKO, beaucoup plus courant, convient parfaitement pour cette application.

Pour ces deux types de transformateur, l'enroulement comportant le plus grand nombre de spires est accordé par un condensateur interne, et c'est cet enroulement qui devra être relié aux broches 15 et 16 du circuit LM 1868 N NS.

Conclusion

Nous espérons que ce récepteur miniature vous rendra les plus grands services, associé à un des émetteurs déjà décrits, pour vos prises de son Super 8 ou vidéo. Sinon, il trouvera, nous en sommes sûrs, la place dans votre poche en tant que suppléant de votre walkman.

F. DE DIEULEVEULT



Nomenclature

Résistances 1/8 W 5 %

R₁ : 150Ω
 R₂ : 150Ω
 R₃ : 6,8 kΩ
 R₄ : 10 kΩ
 R₅ : 1 kΩ
 R₆ : 47 kΩ potentiomètre
 R₇ : 3,3 kΩ
 R₈ : 4,7 Ω
 R₉ : 6,8 kΩ
 R₁₀ : 33 kΩ
 R₁₁ : 15 kΩ
 R₁₂ : 390Ω
 R₁₃ : 390Ω
 R₁₄ : 1,8 kΩ
 R₁₅ : 15 kΩ
 R₁₆, R₁₇ : 22 kΩ 10 tours

Condensateurs

C₁ : 100 pF céramique
 C₂ : 10 nF céramique
 C₃ : 10 nF céramique
 C₄ : 10 μF/10 V tantale goutte
 C₅ : 0,1 μF MKH mylar
 C₆ : 22 nF MKH mylar
 C₇ : 4,7 nF céramique
 C₈ : 4,7 nF céramique
 C₉ : 0,1 μF MKH mylar
 C₁₀ : 100 μF/10 V tantale goutte
 C₁₁ : 0,1 μF MKH mylar
 C₁₂ : 1 nF céramique
 C₁₃ : 100 μF/10 V tantale goutte
 C₁₄ : 100 μF/10 V tantale goutte
 C₁₅ : 0,1 μF MKH mylar
 C₁₆ : 1 nF céramique

Semi-conducteurs

T₁ : 2 N 2222
 T₂ : 2 N 2222
 T₃ : BC 179 B
 D₁, D₂ : 1 N 4148
 D₃ : Zener 12 V/400 mW

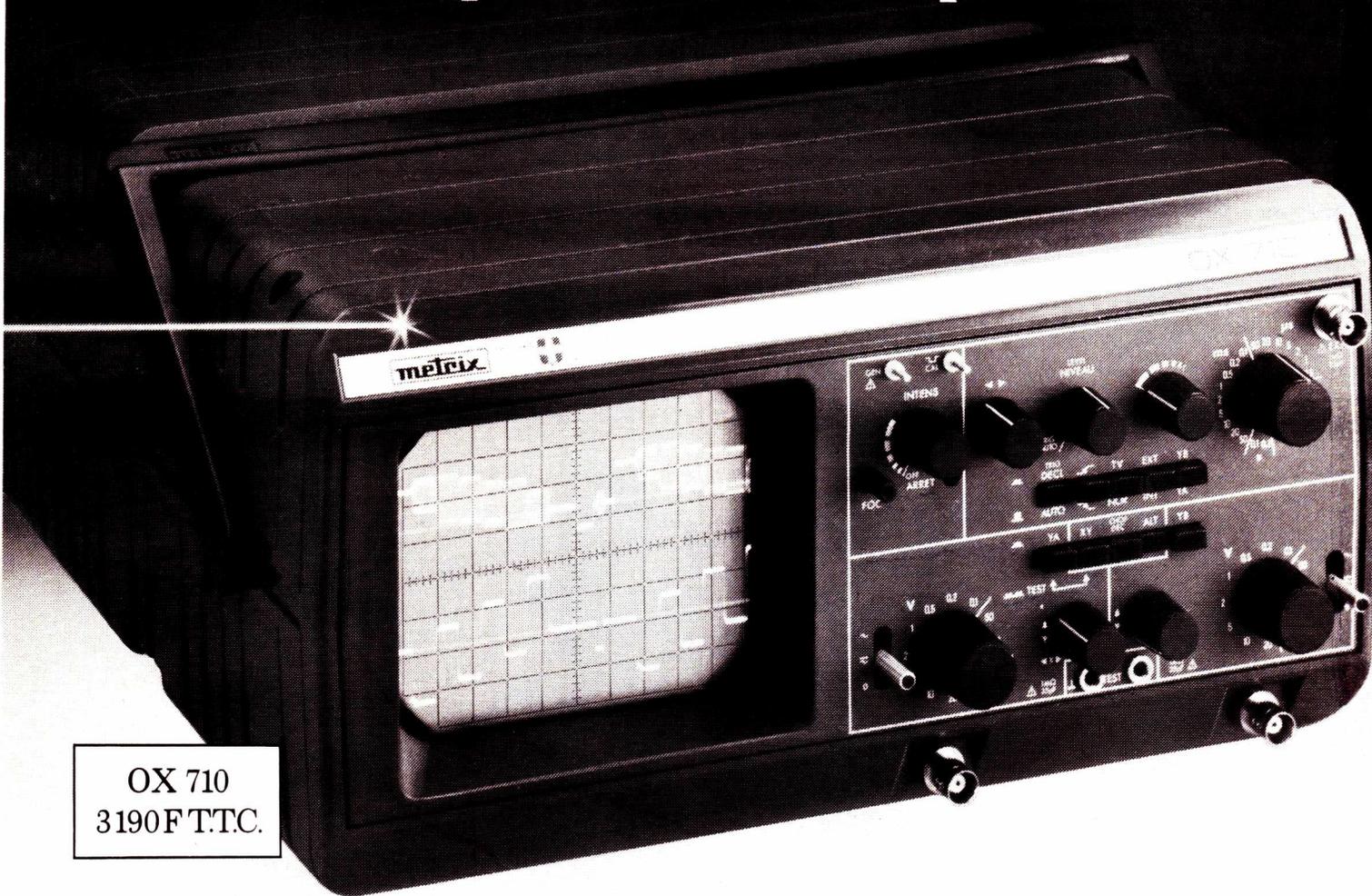
Circuit intégré

IC₁ : LM 1868 N

Divers

Sélecteur HF RTC : PL 570
 CF₁ : Filtre céramique 10,7 MHz
 TOKO CSFE
 TR₁ : KACS 6186 PPF TOKO ou 34342 TOKO
 L : 10 mH TOKO
 Coffret Strapu
 Embase jack 3,5.

L'oscilloscope sans complexe. Metrix



OX 710
3190 F TTC.

La question est souvent posée : peut-on envisager un oscilloscope d'un certain niveau de performances sans mettre en péril son portefeuille ?

Metrix en fait une démonstration avec le OX 710.

D'abord c'est un "Metrix" dans lequel on retrouve toute l'expérience d'une marque habituée, dans tous ses appareils, à la précision, à la qualité et à la fiabilité.

De plus, son équipement et ses fonctions sont au-dessus de ce qu'on peut trouver habituellement dans cette

gamme de prix :

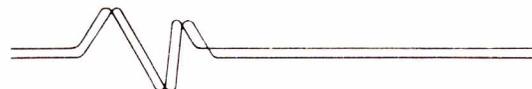
- tube de 12 cm de diamètre,
- 2 voies passant plus de 15 MHz,
- sensibilité de 5 mV/cm à 20 V/cm,
- balayage jusqu'à 0,2 μ s/cm.

L'oscilloscope OX 710 a toutes les qualités des appareils professionnels, en particulier la stabilité de sa synchronisation et un testeur de composants incorporé.

Mais toutes ces performances, parmi les meilleures de sa catégorie, il ne les fait pas payer trop cher.

metrix

la puissance industrielle et la mesure.

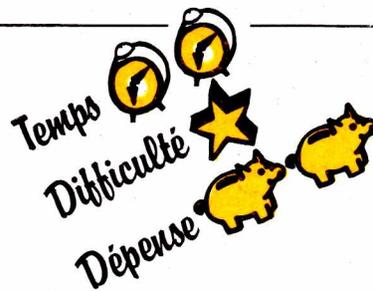


ITT Composants et Instruments

Division Instruments Metrix
Chemin de la Croix-Rouge
BP 30 F 74010 Annecy Cedex
Tél. (50) 52.81.02 Télex : 385 131.

Agence de Paris :
157, rue des Blains
BP 124 F 92220 Bagneux Cedex
Tél. 664.84.00 - Télex : 202 702.

Systeme d'appel sonore à liaison secteur



Ceux d'entre vous qui habitent un pavillon se sont peut-être déjà trouvés devant des problèmes de communication entre certaines pièces éloignées, un premier étage et une cave ou un petit local isolé de l'habitation principale. A la condition que ces pièces soient reliées à votre installation électrique, le petit montage que nous vous proposons ici est susceptible de vous rendre d'appréciables services. Sans être un interphone secteur, ce qui en aurait compliqué le schéma et n'était pas notre but, cette réalisation permet d'envoyer une information à 100 kHz superposée au 50 Hz par l'intermédiaire d'un émetteur simple, qu'un récepteur mobile convertit en signal sonore. Une réalisation complémentaire présentée également dans cet article, permet de capter les sonneries d'un téléphone et de les retransmettre jusqu'à l'endroit où est branché votre récepteur.

Ce montage est simple, économique et de mise en œuvre aisée, il vous sera facile de l'adapter à vos besoins particuliers.

Principe utilisé

Pour piloter un multivibrateur à distance grâce au secteur, il faut superposer à celui-ci une tension HF, qui seule déclenchera le dispositif. On dispose donc d'un émetteur, poste maître, qui envoie au moyen d'un bouton poussoir du 100 kHz sur le secteur.

A la réception nous avons un ampli HF, suivi d'un voyant, puis un

oscillateur qui pilote un haut parleur via un transistor. Il est évident que le montage doit être insensible aux parasites, et vous verrez qu'ils sont nombreux !

L'émetteur

Son schéma est visible à la figure 1. Il peut se scinder en deux parties : l'oscillateur et la partie « Puissance ».

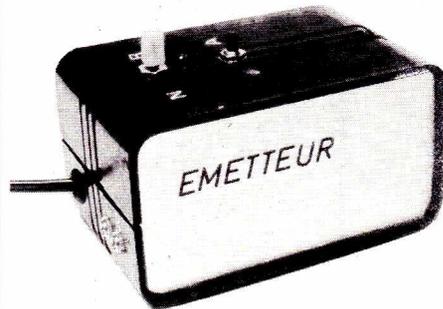
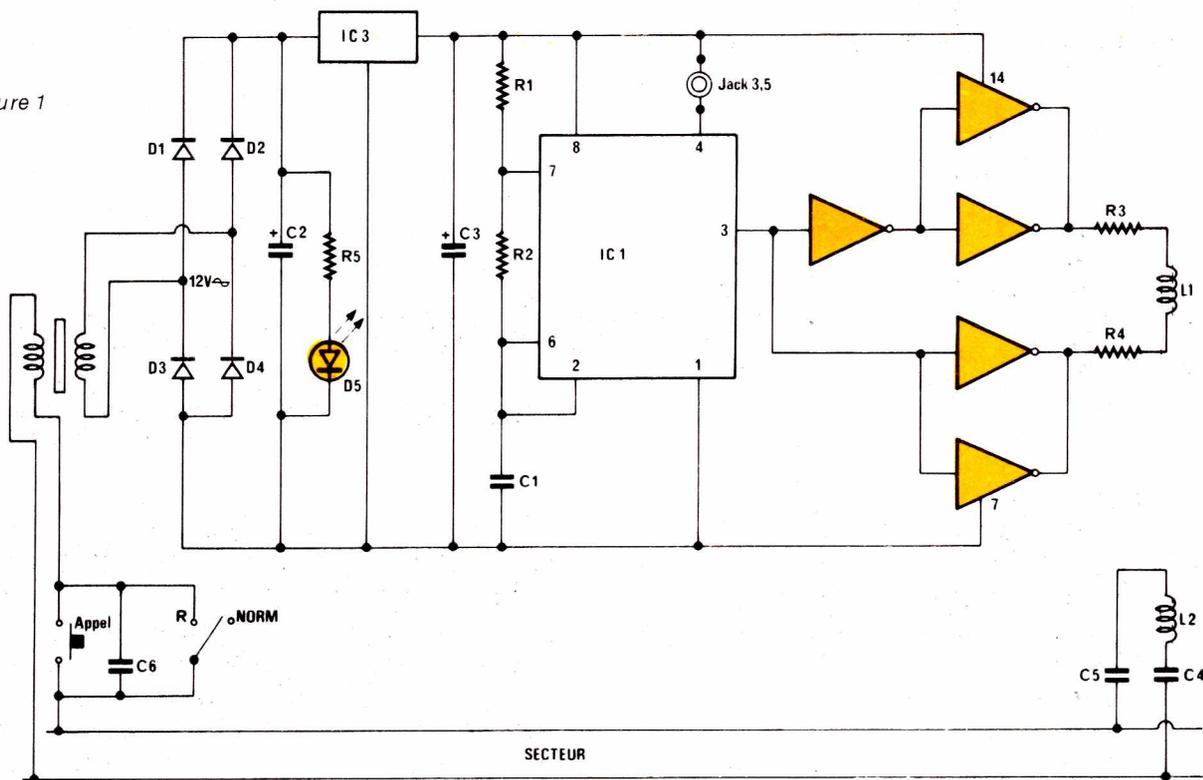


Figure 1



Pour plus de simplicité, l'oscillateur sera réalisé autour d'un NE 555. Nous ne reviendrons pas sur son fonctionnement qui a fait l'objet de maintes descriptions dans cette revue. Nous nous limiterons à rappeler que $T = 0,693 (R_A + 2 R_B)$. Ici, nous travaillons aux alentours de 100 kHz.

La partie puissance utilise un circuit intégré MOS, contenant 6 buffers, le CD 4069B. Nous attaquons la bobine avec des crénaux en opposition de phase pour obtenir une puissance supérieure.

La sortie du NE 555 (broche 3) est inversée, puis alimente deux tampons montés en parallèle. De même pour l'autre moitié du circuit qui prélève directement 6 signaux en 3. Nous avons bien des signaux en opposition de phase. En sortie, nous trouvons deux résistances de 82Ω qui limitent le courant de sortie à une valeur raisonnable (6,8 mA max.). La bobine est de réalisation aisée

comme pourront en témoigner les lignes qui suivent. Les capacités C_4 Et C_5 stroppent le 50 Hz et laissent passer le 100 kHz. Leur impédance à 100 kHz est de :

$$Z = \frac{1}{2\pi F C} \cong 159\Omega$$

alors qu'elle est de 320 k Ω à 50 Hz.

Réalisation de la self

Qu'elle soit réalisée pour l'émetteur ou pour le récepteur, elle doit présenter des caractéristiques similaires. Nous savons que les bobines sont les « bêtes noires » des amateurs. Cependant, notre self a été conçue pour être de fabrication simple et à la portée de n'importe quel amateur. Cette self a été bobinée sur un mandrin Lipa de diamètre 8 mm en procédant de la façon suivante :

— se munir de fil de cuivre isolé de diamètre 0,4 mm, environ (l'auteur a

réalisé la sienne avec du fil de transformateur...);

— bien gratter l'émail au début du fil de cuivre. Puis, immobiliser ce fil avec du ruban adhésif, en le laissant dépasser de 3 cm du mandrin. Ensuite, bobiner 30 spires en vrac sur une longueur de 1 cm en répétant le sens de bobinage. A la trentième spire, sortir 3 cm de fil et le bloquer comme précédemment. Torsader les deux fils obtenus. N'omettez pas de gratter l'émail de ce fil. Recommencer de manière similaire pour le deuxième bobinage (le même sens) en prenant soin d'isoler le second enroulement du premier par une couche de papier. Voilà, ce n'est pas très complexe. Pour plus de renseignements, on se rapportera à l'article paru dans notre numéro 413 qui traite de la réalisation et du calcul des bobines. Cependant, pour plus de clarté, nous avons représenté les étapes du bobinage en figure 2.

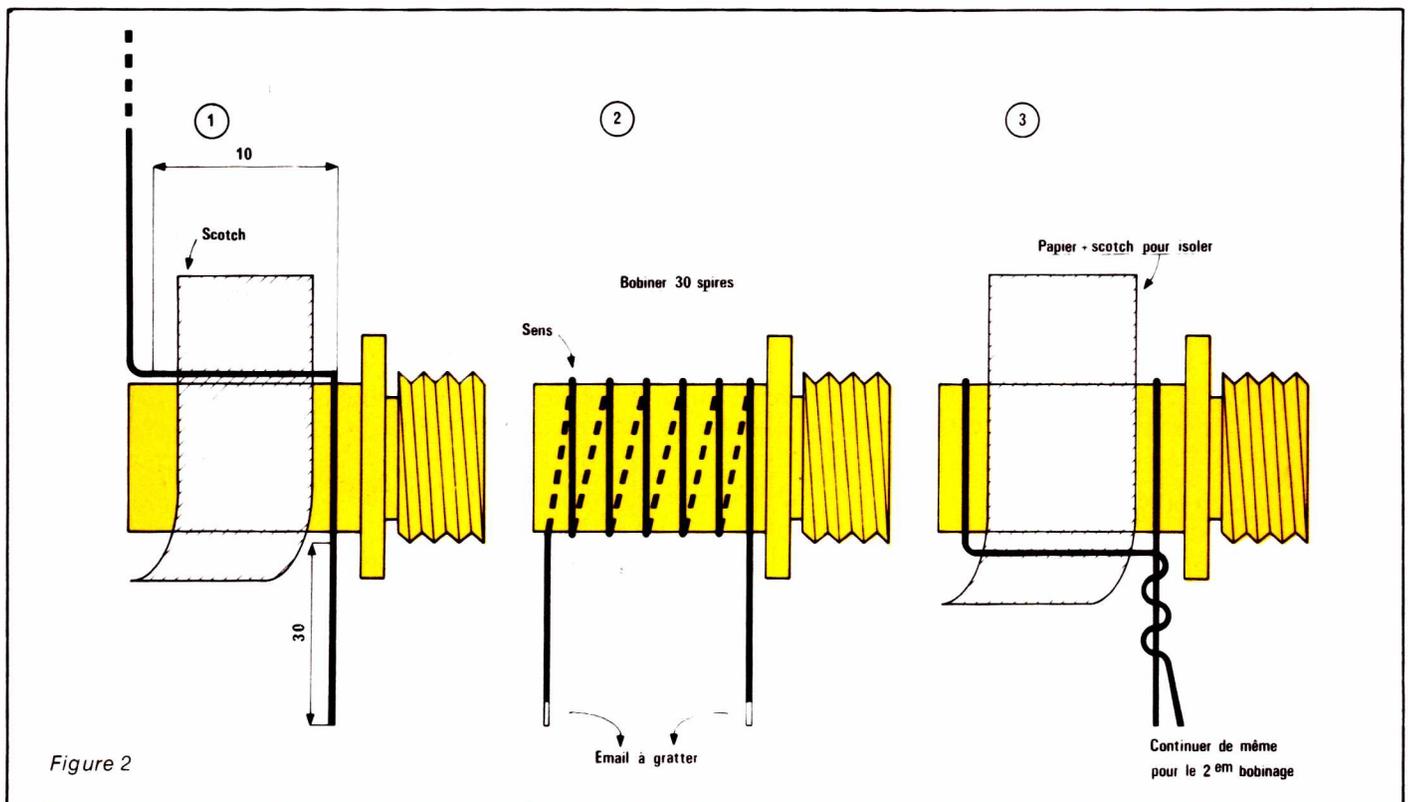


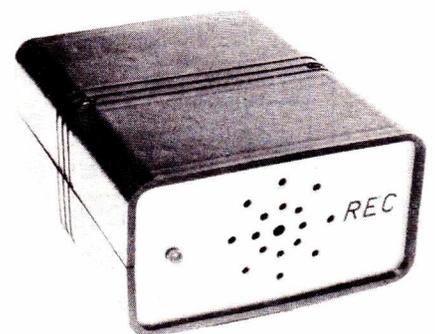
Figure 2

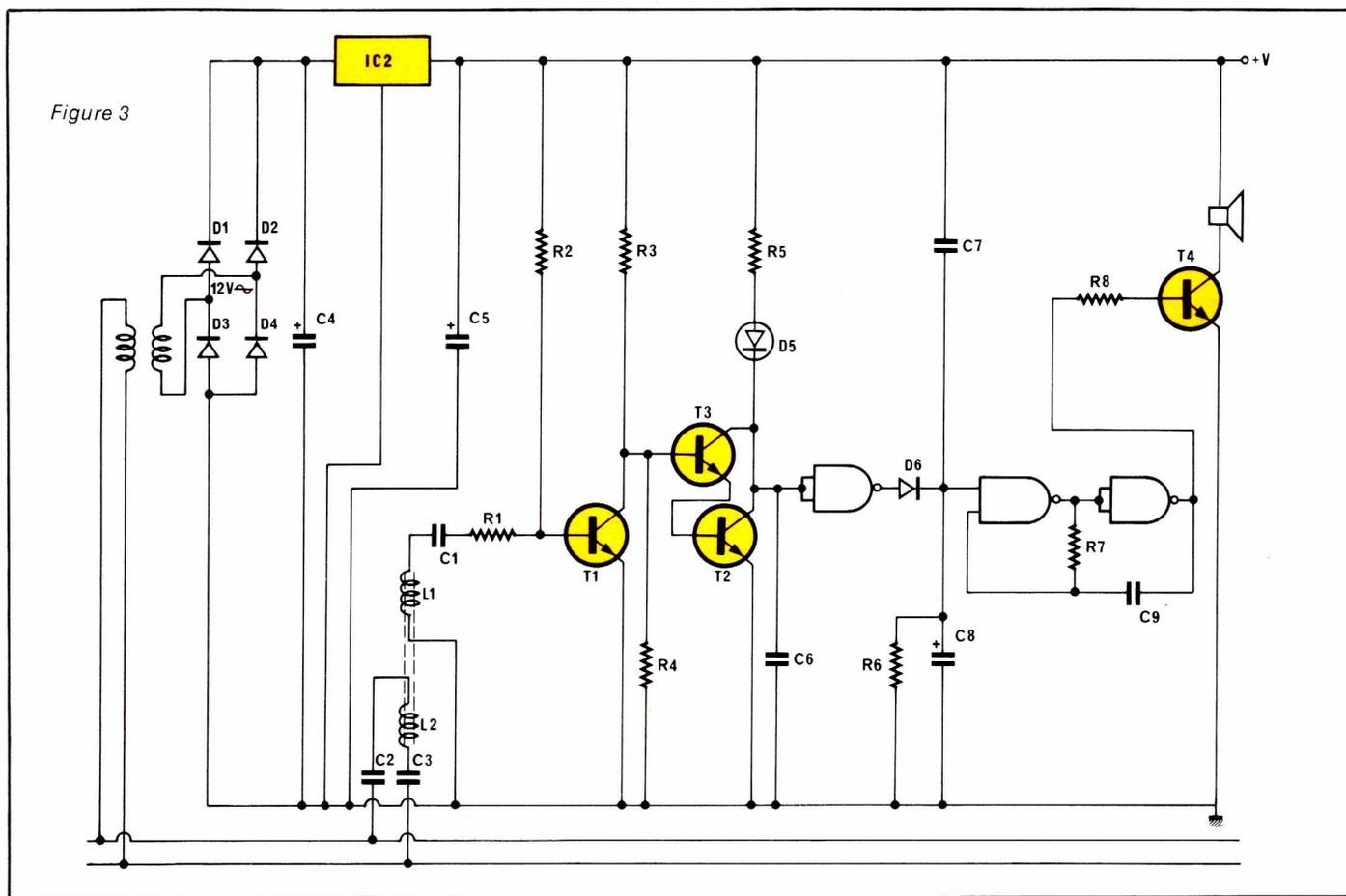
Le récepteur

Son schéma est donné en figure 3. Nous trouvons, comme pour l'émetteur, deux condensateurs de 10 nF-400 V. La self isole le montage du secteur. Le courant HF qui est recueilli aux bornes du « secondaire » est faible, il faut donc l'amplifier. C'est le rôle du premier transistor T_1 , protégé par R_1 , contre les parasites trop violents. Derrière, nous avons

un darlington qui commande une LED. Cette LED indiquera la présence du 100 kHz et aussi des parasites et vous remarquerez qu'elle sera souvent allumée ! D'ailleurs, on pourra la court-circuiter.

Ensuite, nous trouvons un condensateur C_6 destiné à filtrer le 0 logique présent à l'entrée du Nand. Pourquoi un Nand ? Pour deux raisons : d'une part, il faut inverser le 1 logique présent au collecteur de T_2





(Composante continue) qui autoriserait l'oscillateur à fonctionner.

La deuxième fonction de ce Nand est de constituer une cellule de filtrage, jusqu'à la sortie on doit avoir deux états : 0 ou 1. Donc, en série nous trouverons une diode D_2 qui redresse le reste de la composante HF. Pour éliminer toute trace de 100 kHz, et retrouver un beau « 1 » logique, on dérive cette fréquence grâce à C_7 et on filtre complètement ce signal grâce au chimique C_8 . Quel est le rôle de la résistance R_8 ? Prenons le problème à l'envers : que se passerait-il si elle n'était pas connectée ? D'une part, l'oscillateur serait constamment alimenté (pas de 0 de blocage) et d'autre part, si il arrivait une salve de parasites violents qui parvenait à passer les filtres, C_8 se chargerait à une valeur moyenne assimilable à un « 1 », d'où la nécessité de décharger cette capacité grâce à R_8 .

L'oscillateur, quant à lui, reste classique et sera réalisé autour d'un CD 4011.

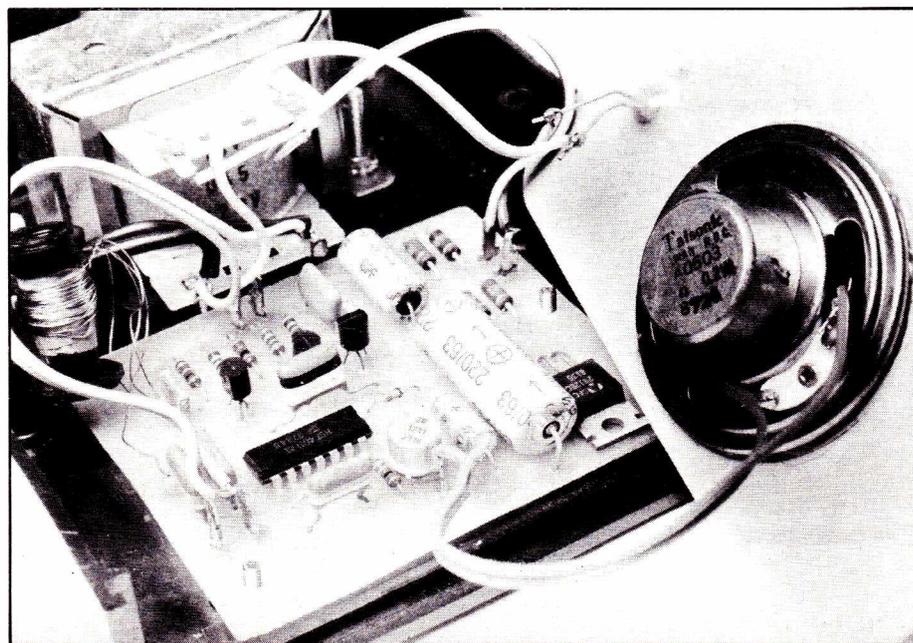
L'alimentation

Elle est identique pour les deux

montages. D_1 à D_4 , redressent la tension alternative présente aux bornes du secondaire. Le filtrage est confié à une capacité de $470 \mu\text{F}$, puis notre tension est stabilisée à 12 V. Une Led placée en parallèle sur le premier chimique fait office de voyant de mise en marche de l'émetteur.

Réalisation pratique

Les dessins concernant la gravure du stratifié sont donnés en figure 4 et 5. Les deux tracés n'appellent aucun commentaire. Leurs implantations sont dessinées en figures 6 et 7.



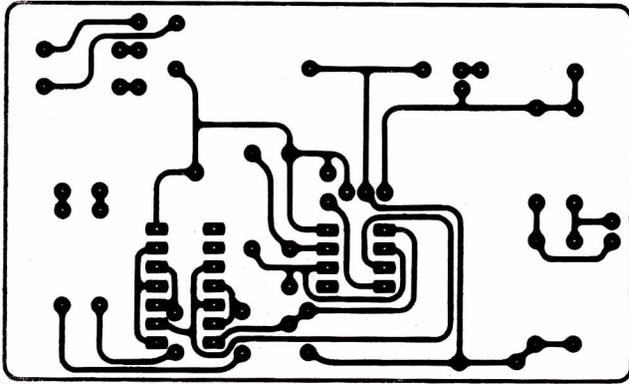


Figure 4

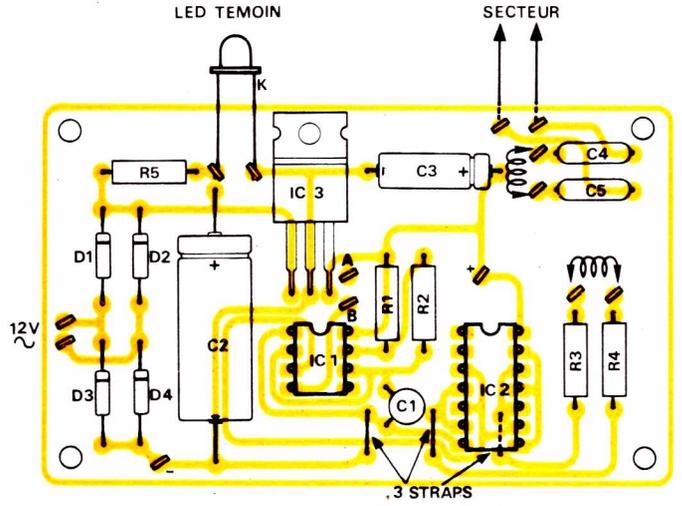


Figure 5

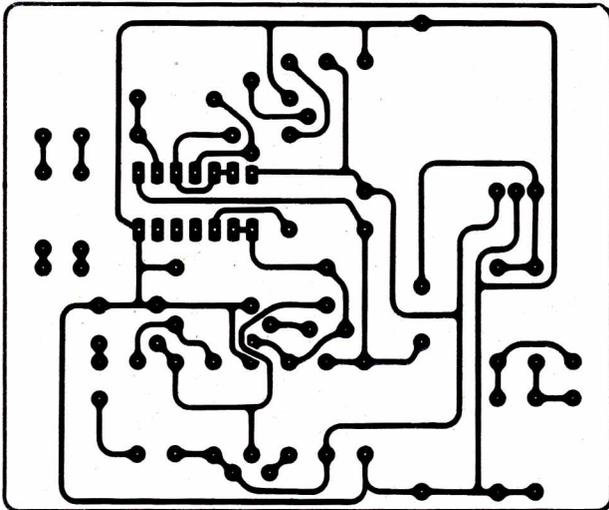


Figure 6

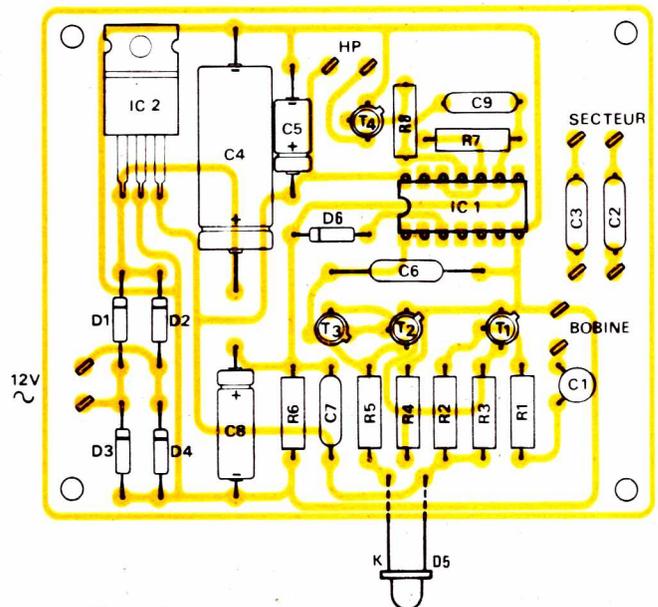


Figure 7

Remarque

On pourra noter la présence de deux prises jack 3,5 mm. Celles-ci sont prévues pour le raccordement du répéteur de sonnerie téléphonique dont la description est donnée par la suite. C'est pour cette raison que l'on trouve un interver en parallèle sur le bouton poussoir.

Mise en coffret et câblage final

Les plaquettes sont logées dans des coffrets de marque MMP, largement diffusés, ce sont les références 110 et 115 qui ont été retenues. On s'inspirera des photos pour effectuer le perçage des coffrets.

L'émetteur sera placé dans le coffret de référence 110, ce qui confèrera à l'ensemble une grande capacité. Le récepteur sera logé dans le 115.

Mise au point

Elle est inexistante, le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension. Au cas où l'on constaterait un vrombissement parasite dans le HP, lors d'un appel, il faudrait inverser les fils secteurs du récepteur (peu probable).

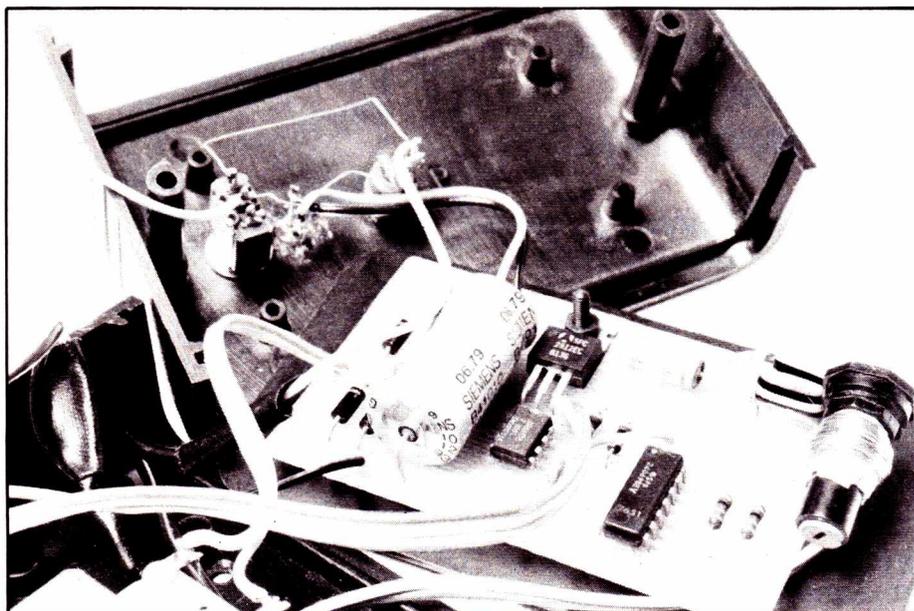
Conclusion

Un petit montage simple et utile. Imaginons une personne malade, alitée, par conséquent ne pouvant se déplacer. Pour appeler, que faire ? Placer, tout simplement, l'émetteur à proximité du lit du malade et disposer le récepteur à côté d'une personne compétante.

Voilà, il existe de nombreuses autres applications et nous faisons confiance à l'ingéniosité de nos lecteurs pour les découvrir.

Précisons tout de même, que la liaison ne peut s'effectuer qu'au sein d'une même installation électrique. Ne comptez donc pas appeler votre voisin avec ce système.

C. BASSO



Nomenclature

Emetteur

Résistances

R₁ : 10 kΩ
R₂ : 10 kΩ
R₃ : 82Ω
R₄ : 82Ω
R₅ : 330Ω

Condensateurs

C₁ : 470 pF
C₂ : 470 μF/16 V
C₃ : 10 μF/16 V
C₄ : 10 nF/250 V
C₅ : 10 nF/250 V
C₆ : 1 nF/250 V

Circuits intégrés

IC₁ : NE 555
IC₂ : CD 4069 B
IC₃ : μA 7812

Autres semiconducteurs

D₁, D₂, D₃, D₄ : 1 N 4007 (série 4000)
D₅ : diode LED rouge ou verte Ø 5

Divers

2 Jacks (socle) 3,5 mm
1 mandrin Lipa 8 mm
Fil de cuivre isolé Ø 0,4 mm
Coffret MMP 110
Passe fil
L₁, L₂, voir texte
1 transformateur 220/12 V 3 VA

Récepteur

Résistances

R₁ : 100Ω
R₂ : 1 MΩ

R₃ : 18 kΩ
R₄ : 12 kΩ
R₅ : 220Ω
R₆ : 820Ω
R₇ : 47 kΩ
R₈ : 1,8 kΩ

Condensateurs

C₁ : 2,7 nF
C₂ : 10 nF/250 V
C₃ : 10 nF/250 V
C₄ : 470 μF/16 V
C₅ : 10 μF/16 V
C₆ : 100 nF
C₇ : 22 nF
C₈ : 100 μF/16 V
C₉ : 22 nF

Circuits intégrés

IC₁ : CD 4011 B
IC₂ : μA 7812

Transistors

T₁, T₂, T₃ : BC 237, BC 238
T₄ : 2 N 1711

Autres semiconducteurs

D₁ : D₂, D₃, D₄ : 1 N 4001 (série 4000)
D₅ : Led rouge Ø 5
D₆ : 1 N 4148

Divers

1 mandrin Lipa Ø 8 mm
Fil de cuivre isolé Ø 0,4 mm
1 coffret MMP 115
1 HP, Z ≥ 8Ω
1 passe fil, etc.
L₁, L₂, voir texte
1 transformateur 220/12 V 8 VA

Répétiteur de sonnerie téléphonique

Après vous avoir présenté un « Transmetteur d'appel sur secteur » nous vous proposons un petit appareil destiné à répéter la sonnerie de votre téléphone. Exemple, votre récepteur téléphonique se trouve dans une pièce, vous souhaitez réaliser un montage décrit dans votre revue favorite « Radio Plans - Electronique Loisirs » cependant, l'endroit réservé à vos expériences est situé à une distance telle qu'on ne peut percevoir le son du bruiteur téléphonique. Que faire ? Tout d'abord placer le « répétiteur » à côté du récepteur téléphonique, puis le relier au transmetteur. Dans votre labo, brancher le récepteur HF. Voilà, à chaque sonnerie de téléphone, vous entendrez, au même rythme, un joli signal à 1 kHz dans le haut-parleur du récepteur.

Schéma de principe

Celui-ci est visible en figure 1. Comme on le constate, il ne fait appel qu'à des composants classiques. Commençons par la gauche du

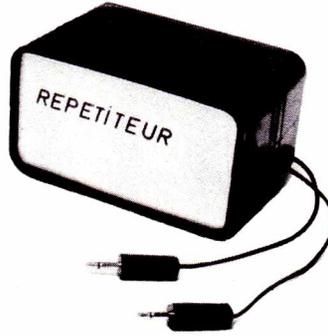


schéma. Nous utilisons un micro électret pour sa miniaturisation et son extrême sensibilité. On pourra le récupérer sur un magnéto cassette, comme l'a fait l'auteur ou l'acheter chez un revendeur, le prix en étant relativement modique. R_1 alimente le transistor FET, inclû dans le boîtier de l'électret. Il est possible de rencontrer des microphones, dans lesquels sont inclus FET et résistance d'alimentation. Ces électrets possèdent alors trois broches. Il suffira de retirer R_1 du circuit imprimé. C_1 coupe la

sensibilité du montage. Puis nous trouvons un classique μA 741 qui amplifie le signal de sortie du micro.

Nous devons donc traduire le 1 d'une crête de modulation en 1 logique franc, disponible à la sortie du montage. C'est le rôle des transistors T_1 à T_3 . Au repos, donc sans sonnerie, nous avons R_{10} qui met à zéro la base de T_1 , soit zéro en sortie. Puis, quand on applique un signal alternatif sur la base de T_1 , nous retrouvons ce signal amplifié sur son collecteur, puis après filtrage par C_3 , il commande le darlington, constitué par T_2 , T_3 . Quel est le rôle de R_9 ? A la première sonnerie C_3 se charge, mais il reste chargé jusqu'à la deuxième : le courant de base de I_2 étant trop faible pour le décharger. En conséquence, nous aurions constamment un niveau haut de sortie. Il faut donc dériver le courant de cette capacité à la masse. C'est le rôle de R_9 . Le niveau 1 sera appliqué à la broche 4 du NE 555, le 4 étant l'électrode de commande de ce circuit intégré.

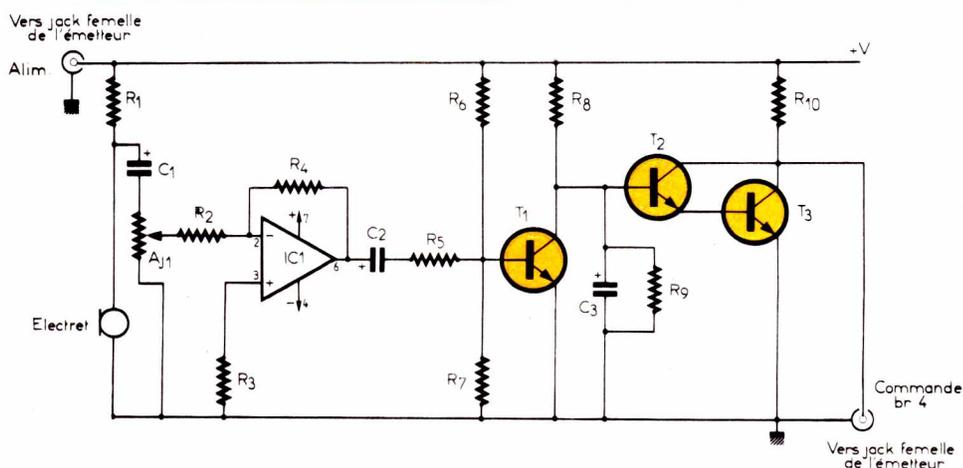
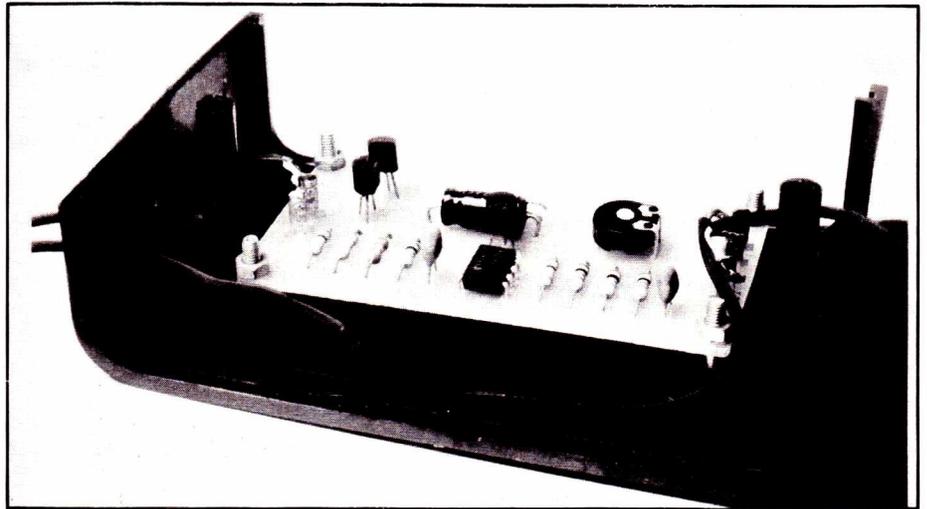


Figure 1

Réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2** son implantation en **figure 3**. La mise en coffret s'effectuera dans un boîtier MMP de référence 110. On s'inspirera ici aussi des photos pour le perçage. L'alimentation du montage sera prélevée sur l'émetteur HF, grâce aux prises Jack. Des prises similaires seront utilisées pour la commande du NE 555.

Mise au point

La mise au point consiste en un réglage de la sensibilité du mon-

tage. Pour cela, prépositionner A_{11} de telle sorte que des claquements de mains déclenchent le montage, puis demander à un ami qu'il vous appelle au téléphone. Placer alors le micro électret près du récepteur puis ajuster A_{11} pour que l'appel s'effectue à chaque sonnerie. Bien sûr on ne décrochera le combiné que lorsque le montage sera réglé !

Conclusion

Un petit montage facile à construire qui rendra un grand service aux personnes difficiles qui le réaliseront !

Christophe BASSO

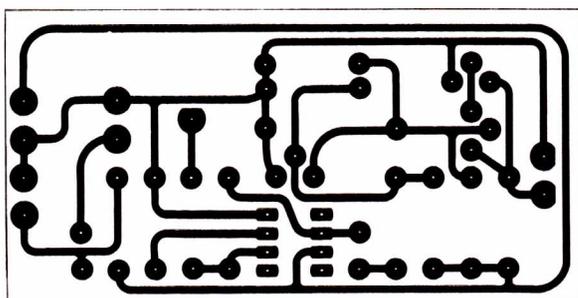


Figure 2

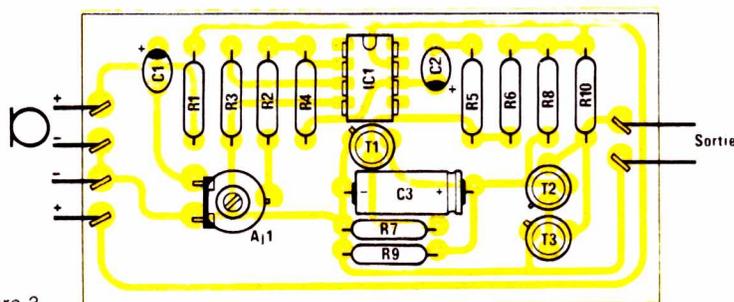


Figure 3

Nomenclature

Résistances

R₁ : 1 kΩ
R₂ : 1 kΩ
R₃ : 1 kΩ
R₄ : 10 kΩ
R₅ : 1 kΩ
R₆ : 180 kΩ
R₇ : 6,8 kΩ
R₈ : 18 kΩ
R₉ : 3,3 kΩ
R₁₀ : 10 kΩ

Condensateurs

C₁ : 0,22 μF / 16 V tantale

C₂ : 0,22 μF / 16 V tantale
C₃ : 22 μF / 16 V

Circuit intégré

IC₁ : μA 741

Transistors

T₁, T₂, T₃ : BC 237, BC 238

Ajustable

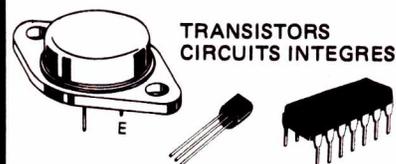
A₁₁ : ajustable 10 kΩ

Divers

1 microélectret
1 MMP 110 (coffret)
2 jack mâles
2 passe fils

SONEREL

33, rue de la Colonie
75013 PARIS
580.10.21

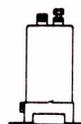


TRANSISTORS
CIRCUITS INTEGRÉS

RESISTANCES METAL



POTENTIOMETRES
PISTE CERMET



CONDENSATEURS
PROFESSIONNELS

RELAIS
NATIONAL

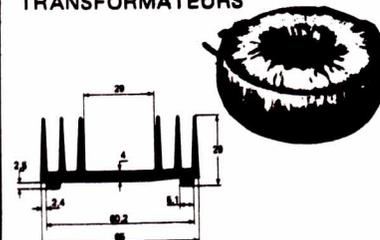


ADHESIVE
AND
GRAPHICS
CHEMISTRY



MATERIEL DE DESSIN
POUR CIRCUITS IMPRIMES

TRANSFORMATEURS



POTENTIOMETRES RECTILIGNES
ACCESSOIRES DE CABLAGE
INTERRUPTEURS
REFROIDISSEURS

DEMANDE DE
CATALOGUE GRATUIT
ET TARIF

Nom :

Adresse :

Code postal :

ELECTROME**TOULOUSE**

10.12, rue du P^t Montaudran
31000 TOULOUSE
Tel. (61) 62.10.39

BORDEAUX

17, rue Fondaudège
33 000 BORDEAUX
Tel. (56) 52.14.18

M^T.de-MARSAN

5, place J. Pancaut
40 000 MONT-DE-MARSAN
Tel. (58) 75.99.25

ELCO**23 CHENILLARD 8 CANAUX**

MULTIPROGRAMME 512 FONCTIONS
QUI SE DEROULENT AUTOMATIQUEMENT
2 VITESSES DE DEFILEMENT REGLABLES
QUI S ENCHAINENT APRES 256 CYCLES
SORTIE SUR TRIACS 8A ALIM 220V

390,00f

40 STROBOSCOPE 150 JOULES

FOURNI AVEC SON TUBE A ECLATS
VITESSE DES ECLATS REGLABLES
ALIM 220V

150,00f

106 GENERATEUR 9 RYTHMES

AVEC UN AMPLI CONTROL SELECTION
DES RYTHMES PAR TOUCH-CONTROL
REGLAGES TEMPO ET VOLUME

225,00 f

135 TRUCAGE ELECTRONIQUE

PERMET D'IMITER DES BRUITS DE SIRENE
D'EXPLOSION DE DETONATION
D'ACCELERATION MOTO,

230,00f

**142 MICRO TIMER PROGRAMMABLE
A MICRO PROCESSEUR**

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 9V 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 diman-
che, 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 réveil du
lundi au vendredi à 7 h jusqu'à 7 h 10, pas de réveil le sa-
medi 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 di-
manche 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 magnéto-
scope, contrôle d'aquarium, etc.

490,00 f

ELCO**160 TABLE DE MIXAGE STEREO**

A 6 ENTREES
2 PLATINES MAGNETIQUES
2 MICRO 2 AUXILIAIRES

220,00f

201 FREQUENCEMETRE DIGITAL

50 MHZ
IDEAL POUR GIBISTES
PILOTE PAR QUARTZ
6 AFFICHEURS 13 MM 0-50 MHZ

375,00f

ELCO**202 THERMOSTAT DIGITAL DE 0 - 99**

PERMET LA MISE EN MEMOIRE D'UNE
TEMPERATURE DE DECLANAGEMENT
DU CHAUFFAGE ET UNE TEMPERATURE
D'ARRET IDEAL POUR CHAUFFAGE
AQUARIUM, AIR CONDITIONNE

225,00 f

203 IDEM 202

MAIS AVEC 2 CYCLES D'HYSTERESIS

260,00 f

204 VOLTMETRE DIGITAL A MEMOIRE

-3 GAMMES- PERMET DE COMMUTER
UN RELAIS LORSQUE L'ON ATTEINT LA
VALEUR DE LA TENSION EN MEMOIRE

195,00 f

205 ALIMENTATION STABILISEE

-0 à 24V-1.5A- AVEC AFFICHAGE DIGITAL
DE LA TENSION, DU COURANT
-3 GAMMES DE TENSION-

250,00 f

206 THERMOMETRE DIGITAL A MEMOIRE

-0 99- ENCLENCHE UN RELAIS LORSQUE
LA TEMPERATURE MEMOIRE EST ATTEINTE

190,00 f

207 REVERBERATION LOGIQUE

SANS RESSORT. S'ADAPTE SUR MICRO CB
MICRO NORMAL, TABLE MIXAGE, ETC.
VOLUME REGLABLE
RETARD REGLABLE DE 0.1 A 2 SECONDES

195,00 f

TOUS LES COMPOSANTS
AUX
MEILLEURS PRIX

PROMOTION DU MOIS
DES PRIX
INCROYABLES !

contre une enveloppe
timbrée

GOLDPOWER

SONO
GUITARE

MODULES préreçlés,
testés, garantis

SPECIAL GUITARE

Mixage 3 guitares 2 micros 1 auxiliaire
Correcteur de tonalité
Volume général. Réglage de sensibilité
Un à chaque entrée. Avec ampli

ALIMENTATION

80W	495,00F	Alim 80W	150,00F
120W	570,00F	Alim 120W	195,00F
160W	750,00F	Alim 160W	275,00F

AMPLI

protégé courts circuits
Distorsion inférieure 0,1 %

80 Weficaces	295,00F
120 Weficaces	370,00F
160 Weficaces	550,00F

Pour toutes commandes
20F de port et emballage.
Contre remboursement joindre
20% d'arrhes + frais

- Je désire recevoir promotion du mois
- Je désire recevoir documentation sur Kit ELCO.
Ci-joint 3 F en timbres.
- Je désire commander le kit ELCO. Ci-joint _____ F
 en chèque mandat en C.R.
(+ 20F de port, et frais en vigueur si C.R.)

Cocher ou compléter la case correspondante.

A RETOURNER A ELECTROME

17 RUE FONDAUDÈGE 33000 BORDEAUX TEL 56. 52.14.18

Veuillez m'expédier le catalogue ELECTROME.

Ci-joint 15 F en timbres par chèque.

NOM _____

Adresse _____

Un interphone pour moto



Les pilotes et passagers des engins exigeant le port du casque (surtout les motos, mais aussi les voitures de rallye), ressentent invariablement le besoin d'un système d'intercommunication leur permettant de ne pas avoir à élever exagérément la voix.

Un procédé raisonnablement simple consiste à équiper chaque casque d'une paire d'écouteurs (ou de petits hauts-parleur), et d'une capsule microphonique.

L'étude qui va suivre décrit la réalisation du boîtier électronique nécessaire à l'établissement de la liaison « duplex » entre les deux casques ainsi transformés.

Le schéma de principe :

La figure 1 ne reproduit que le schéma d'une des deux voies d'amplification, car, tout comme en stéréo, elles sont rigoureusement identiques. Seul le premier condensateur de découplage d'alimentation (C_{10}) est commun aux deux canaux.

L'amplification de puissance est confiée à un TAA 611, circuit intégré de marque SGS-Atès qui peut si nécessaire être remplacé par les diverses variantes du TBA 790 de Sescossem (Thomson).

Le gain en tension disponible (fixé par R_4) ne permettant pas l'attaque

directe par un micro, il a fallu prévoir un étage préamplificateur à transistors.

Il s'agit d'un étage **base commune**, puisque l'entrée se fait sur l'émetteur, la base étant découplée à la masse par C_2 . Les avantages bien connus de ce type d'étage sont les suivants :

- grand gain
 - faible impédance d'entrée
 - impédance de sortie moyenne
- auxquels il convient d'ajouter, ce qui est fort appréciable, le fait que l'on peut indifféremment utiliser des micros dynamiques (200 à 600 Ω) ou les récentes capsules à électret (condensateur) à deux fils. Le courant continu d'alimentation est alors fourni par la liaison directe avec l'émetteur de T_1 .

Cet artifice de montage ne s'applique évidemment pas aux capsules électret à 3 fils !

Le gain de l'ensemble T_1/IC_1 s'avérant plus que confortable, il est prévu un potentiomètre ajustable P_1 permettant de caler une fois pour toutes le niveau sonore à une valeur confortable.

Réalisation pratique :

Les deux voies du montage ont été regroupées sur un même circuit imprimé, dont le tracé apparaît sur la figure 2. On notera que la proximité de deux amplificateurs à gain élevé impose un respect strict des règles habituelles concernant les masses et le blindage des connexions, surtout sur un véhicule à moteur. De sévères accrochages seraient au rendez-vous en cas de libertés prises à ces niveaux.

Le câblage selon la figure 3 n'appelle pas de commentaire particulier, si ce n'est la recommandation de bien veiller à l'orientation de nombreux condensateurs chimiques.

On testera et réglera chaque canal séparément, avant de procéder aux dernières vérifications dans les conditions définitives d'emploi.

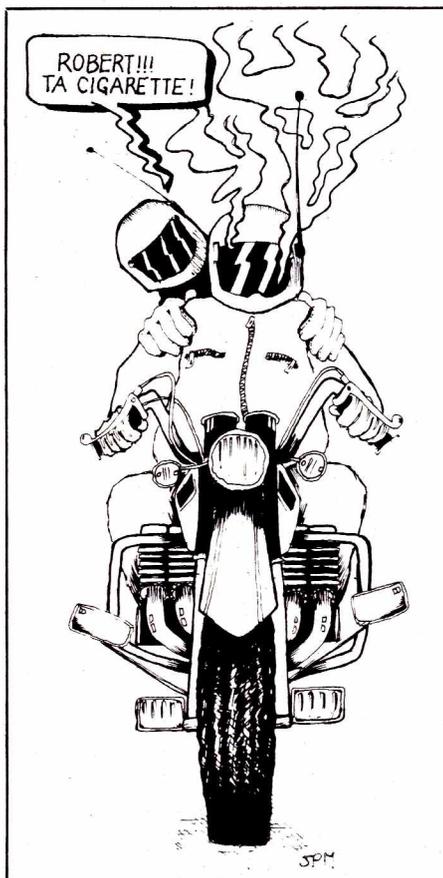
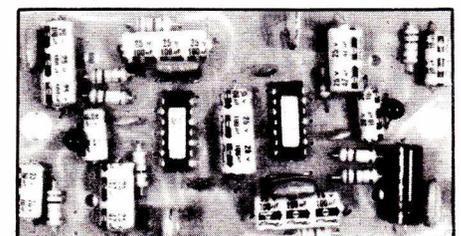
En cas d'alimentation sur la batterie de bord, on vérifiera **impérativement** la présence d'un fusible sur la ligne utilisée, et on soignera particulièrement l'isolement du circuit imprimé (boîtier plastique 110 PP de MMP pour lequel les trous nécessaires sont prévus dans le circuit imprimé, et qui offre une sécurité totale).

On ne rappellera en effet jamais assez le danger des court-circuits sur une batterie de véhicule !

Si le moindre doute subsistait sur ce plan de la sécurité, il faudrait se rabattre sur une alimentation par piles (9 V environ).

Conclusion

Correctement réalisé et installé, ce montage simple et peu coûteux peut apporter un confort certain aux passagers d'un véhicule tel qu'une moto ou une voiture rapide. Signalons d'ailleurs que bien d'autres applications peuvent être trouvées en matière d'intercommunication, quitte à utiliser des réglages différents et une autre disposition des micros et



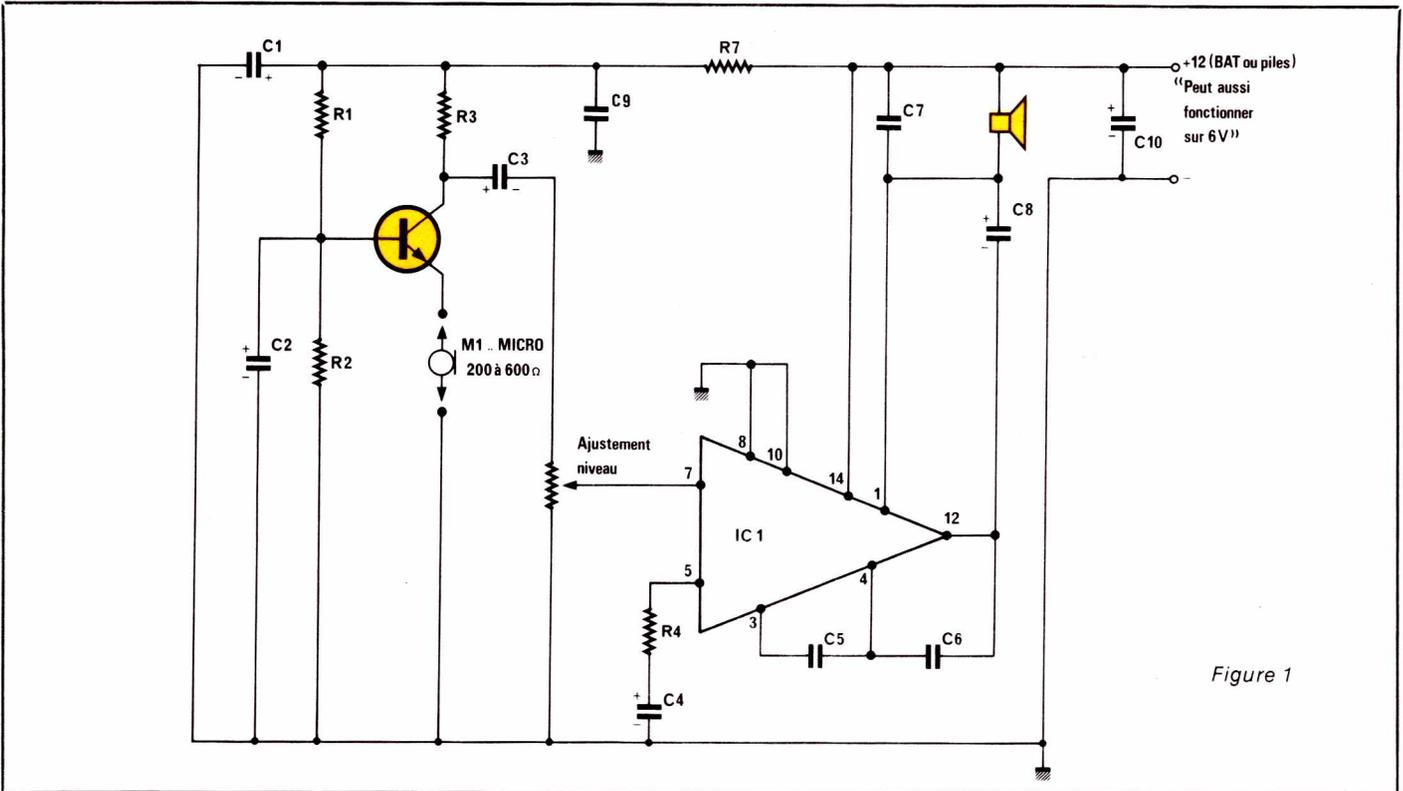


Figure 1

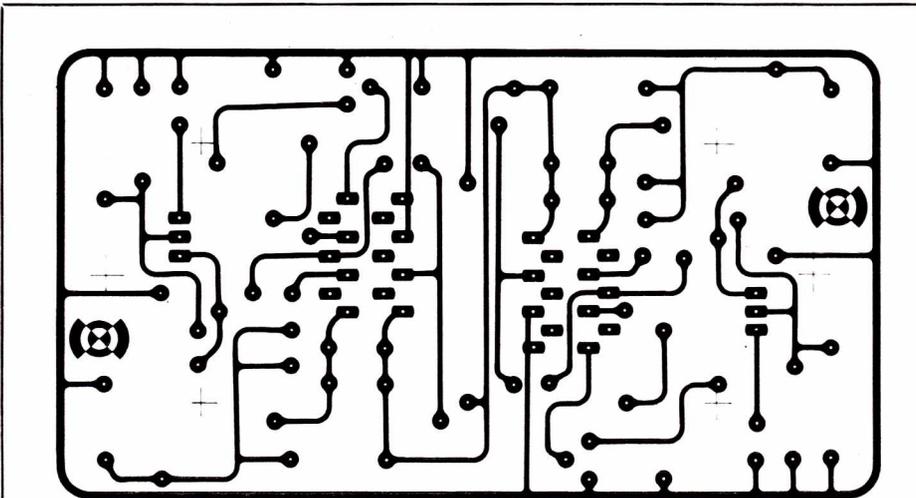


Figure 2

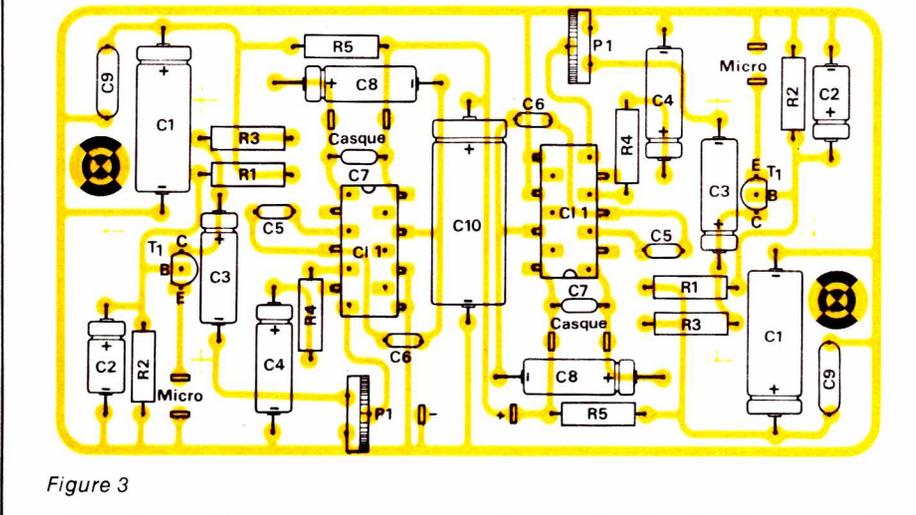


Figure 3

haut-parleurs ou écouteurs. On appréciera alors l'absence de toute commutation parole-écoute !

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Composants à acheter en double, à l'exception de C10

Résistances 1/4 W 5 %

- R1 : 100 kΩ
- R2 : 10 kΩ
- R3 : 10 kΩ
- R4 : 33Ω
- R5 : 270Ω

Condensateurs

- C1 : 100 μF 25 V
- C2 : 10 μF 25 V
- C3 : 10 μF 25 V
- C4 : 47 μF 25 V
- C5 : 100 pF céramique
- C6 : 470 pF céramique
- C7 : 0,1 μF mylar
- C8 : 100 μF 25 V
- C9 : 0,1 μF mylar
- C10 : 100 μF 25 V

Transistor

- T1 : BC 237 ou équivalent

Circuits intégrés

- CI1 : TAA 611 B 12 SGS ou TBA 790 Secosem

Divers

- P1 : potentiomètre ajustable 22 kΩ
- HP1 : haut-parleur 8Ω 5 cm ou écouteur 4 à 25Ω
- M1 : micro dynamique 200 à 600Ω ou capsule électret 2 fils
- 1 boîtier 110 PP marque MMP

Le GF 2 : un générateur de fonctions universel



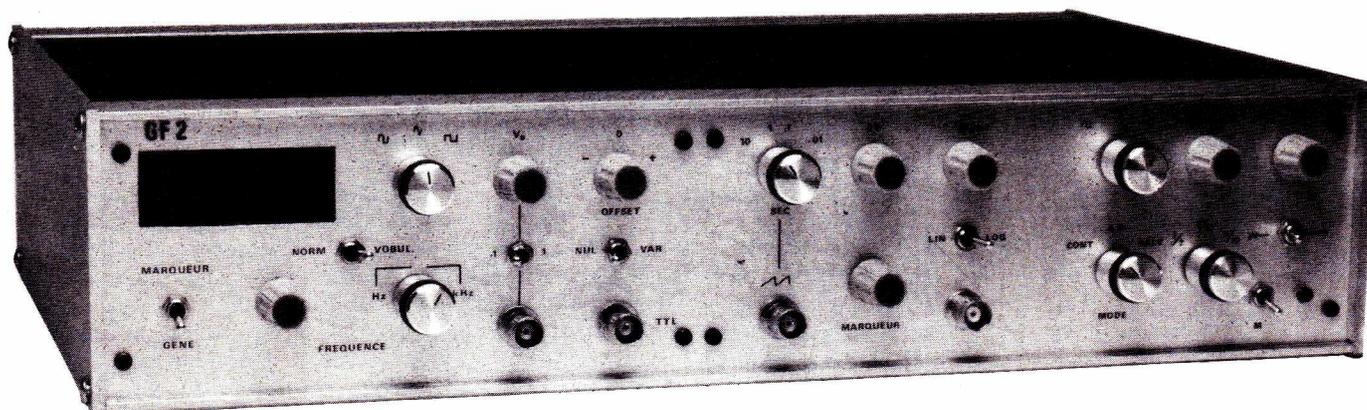
Après description, dans notre numéro 414, de la carte centrale de ce montage (l'oscillateur principal qui, à lui seul, constituait la version simplifiée GF 1 du générateur modulaire), nous avons proposé, dans le numéro 418, l'étude des circuits de vobulation et de marquage.

Voici, aujourd'hui, celle de la modulation d'amplitude, et de la génération des salves de signaux. Comme précédemment annoncé, nous y ajoutons, en option, un affichage digital des fréquences d'oscillation ou de marquage.

L'ensemble le plus complet constitue la version GF 2, illustrée en couverture. Nous détaillons, pour elle, les problèmes d'interconnexion des différentes cartes.

L'étude finale a été conduite pour le coffret choisi pour le prototype. Ce matériel, très soigné, confère à l'ensemble une facture professionnelle indiscutable, et nous nous permettons de le recommander à nos lecteurs.

Il va sans dire que le caractère modulaire de la réalisation laisse, à chacun, la possibilité de compléter un matériel déjà existant par la seule carte de vobulation par exemple, ou par la carte de modulation d'amplitude et de salves de signaux.



Caractéristiques principales

Signaux de base

Formes d'ondes : sinusoïdes, triangles, rectangles.
Fréquence : de 0,05 Hz à 500 kHz en 6 gammes.
Impédance de sortie : 50 Ω.
Tension de sortie à vide : 10 Vcc.
Offset nul ou réglable (± 10 V à vide).
Sortie TTL.

Vobulateur

Vobulation interne linéaire ou logarithmique.
Rapport maximum : 1000.
Période de vobulation : de 10 s à 10 ms.
Sortie de la rampe linéaire.

Sortie de synchronisation.
Signal de marquage en fréquence.

Modulation d'amplitude

Fréquence : de 50 Hz à 5 kHz.
Ondes triangulaires, sinusoïdales ou rectangulaires.
Taux réglable de 0 à 100 %.

Générateur de salves

Salves de 1, 2 ou 4 périodes.
Extinction totale ou rapport 1/10 entre deux salves.

Lecture des fréquences

Affichage sur 3 digits.
Lecture de la fréquence d'oscillation ou de la fréquence du marqueur.

A. La modulation d'amplitude

La carte 3 du générateur GF 2, rassemble deux types de circuits : ceux qui assurent la modulation d'amplitude, et ceux qui délivrent des salves de signaux. Nous traiterons séparément ces deux cas.

Quelques rappels sur la modulation d'amplitude

Elle consiste à faire varier l'amplitude d'un signal de fréquence élevée, dit « porteuse », au rythme du signal modulateur à fréquence généralement beaucoup plus basse.

Si t désigne le temps, nous appellerons $v_m(t)$ la tension, supposée sinusoïdale, du signal modulateur, et $v_p(t)$ celle de la porteuse :

$$v_m(t) = V_m \sin \omega_m t$$

$$v_p(t) = V_p \sin \omega_p t$$

en admettant que soient nulles les phases φ_m et φ_p à l'origine.

La valeur instantanée de la tension modulée est alors :

$$v = (V_p + V_m \sin \omega_m t) \sin \omega_p t$$

ou

$$v = V_p \left(1 + \frac{V_m}{V_p} \sin \omega_m t \right) \sin \omega_p t$$

le rapport :

$$k = \frac{V_m}{V_p}$$

s'appelle le **taux de modulation**. On utilise aussi souvent le pourcentage de modulation m :

$$m = 100 k$$

Modulation d'amplitude par circuit multiplicateur

Il existe de nombreuses méthodes pour moduler une tension en amplitude. Celle que nous avons retenue offre deux avantages décisifs :

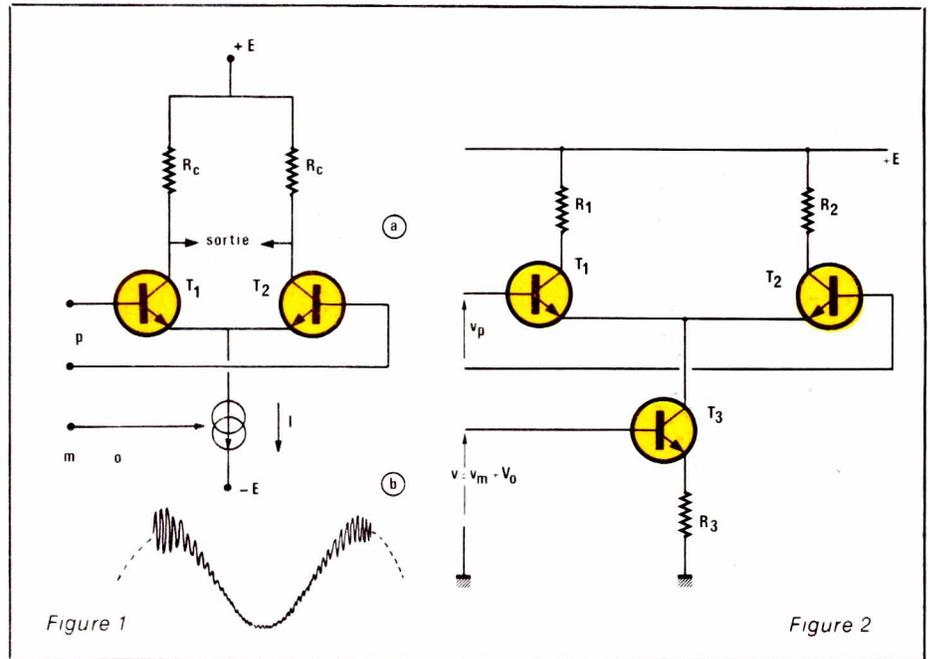
- Elle permet d'atteindre un taux de près de 100 %, sans apparition de distorsion sensible.
- Elle s'applique même aux porteuses de faibles fréquences, sans que subsiste d'ondulation parasite.

La compréhension du fonctionnement d'un circuit multiplicateur passe par la connaissance de quelques propriétés de l'amplificateur différentiel à deux transistors,

comme celui de la figure 1. Grâce à des calculs que nous épargnerons ici à nos lecteurs, on peut montrer que le gain d'un tel amplificateur est proportionnel à l'intensité I du courant commun aux deux émetteurs.

la différence de potentiel V_{BE} de T_3 , on a :

$$I = \frac{v}{R_3}$$

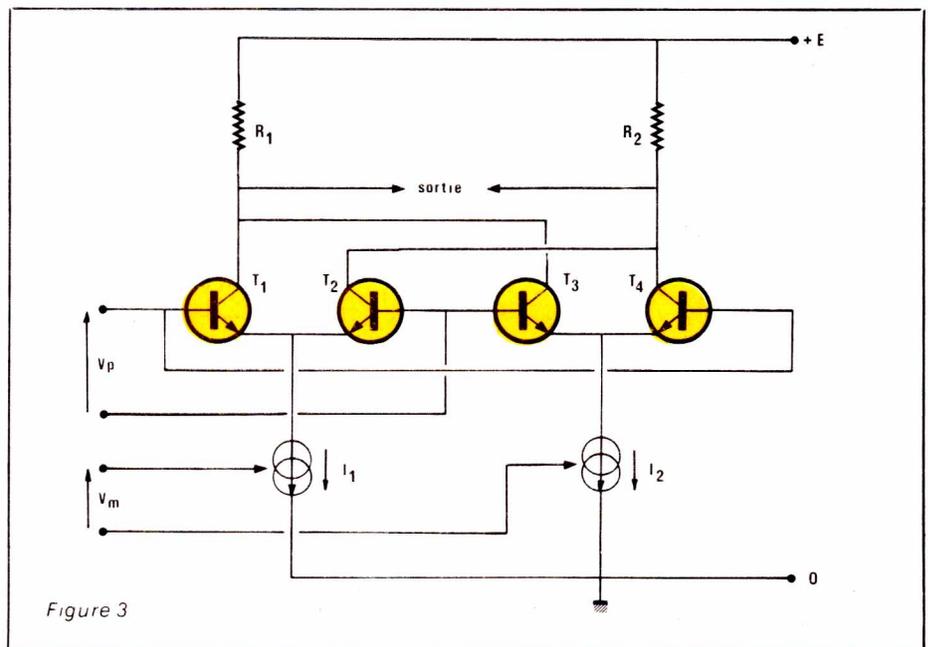


Dans ces conditions, on peut, en appliquant une sinusoïde d'amplitude constante entre les bases de T_1 et de T_2 , moduler l'amplitude recueillie entre les deux collecteurs, si on commande I au rythme de la tension modulatrice.

Une solution simple est proposée à la figure 2, où l'intensité I est celle qui pénètre par le collecteur de T_3 . Une fois choisie R_3 , I est proportionnelle à la tension appliquée entre la masse et la base de T_3 . En négligeant

On appliquera donc la porteuse v_p entre les bases de T_1 et de T_2 , et la modulation v_m , augmentée d'une tension continue de polarisation V_0 , sur la base de T_3 .

Malheureusement, si les variations de I commandent proportionnellement l'amplitude du signal de sortie, elles introduisent aussi un décalage simultané de la tension moyenne (polarisation) sur les deux collecteurs, puisqu'elles modifient de la même façon les courants tra-



versant R_1 et R_2 . A la modulation d'amplitude s'ajoute alors une ondulation, au rythme de la BF : c'est ce que montre l'oscillogramme A, que nous avons relevé à l'aide du montage de la figure 2.

Un remède possible, et fort élégant, apparaît avec le montage de la figure 3, faisant appel au double amplificateur différentiel T_1 , T_2 et T_3 , T_4 . T_1 et T_4 d'une part, T_2 et T_3 de l'autre, reçoivent les mêmes tensions (porteuse v_p). Les générateurs de courants I_1 et I_2 , dont nous n'avons pas ici détaillé la structure, sont attaqués différemment par le signal modulateur v_m . Tout accroissement ΔI_1 de I_1 , s'accompagne d'une diminution ΔI_2 de I_2 , égale à ΔI_1 . La tension modulatrice agit donc toujours sur le gain, mais sans changer les courants de polarisation qui traversent R_1 et R_2 , puisque chacune de ces résistances est alimentée à la fois par T_1 et T_3 , ou par T_2 et T_4 .

Le circuit $\mu A 796$

Différents fabricants de semiconducteurs proposent des circuits intégrés multiplicateurs, c'est-à-dire dans lesquels la tension de sortie est, à chaque instant, le produit des tensions appliquées sur les entrées : l'ensemble se comporte donc comme le montage de la figure 3, et peut servir de modulateur.

Nous avons sélectionné le modèle $\mu A 796$ (Fairchild, Motorola), parce que à la lecture des annonceurs, il nous est apparu comme le mieux distribué pour les amateurs. La figure 4 donne son schéma interne : on y reconnaîtra le dispositif de la figure 3.

Dans ses conseils d'utilisation, Fairchild propose, pour l'exploita-

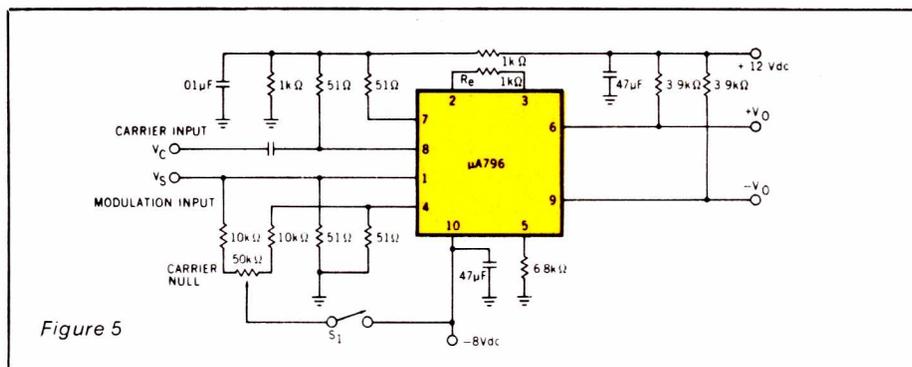


Figure 5

tion en modulateur, le schéma de la figure 5. On remarquera, d'abord, la dissymétrie de l'alimentation, qui demande des tensions de + 12 volts et de - 9 volts.

Le gain, qui dépend du couplage entre les émetteurs de T_5 et de T_6 , se trouve déterminé par la valeur de la résistance qui réunit ces deux électrodes.

La porteuse, qui pourrait s'appliquer différemment entre les bases de T_1 et T_4 , d'une part, T_2 et T_3 de l'autre, commande ici, à travers un condensateur, le seul ensemble T_2 T_3 , tandis que l'autre reçoit une tension continue de polarisation, sans composante alternative. Il en est de même pour l'entrée de modulation, elle aussi excitée dissymétriquement.

La tension de polarisation des différentes entrées, s'obtient à partir d'un diviseur établi entre le + 12 volts et la masse.

Schéma complet des circuits de modulation

On le trouvera à la figure 6. Le modulateur doit évidemment recevoir deux signaux : la porteuse, qui

vient de la carte 1 du GF 2 ; les tensions modulatrices, élaborées dans un oscillateur qui fait partie de la carte 3.

Pour ce dernier oscillateur, nous avons réutilisé un circuit intégré ICL 8038, mais dans une configuration nettement plus simple que précédemment. Dans la pratique, en effet, il n'est guère nécessaire de disposer d'une vaste plage de fréquences modulatrices, et nous avons jugé suffisant de nous limiter de 50 ou 60 Hz à 5 kHz environ.

Compte tenu des possibilités du 8038, ceci est possible sur une seule gamme, sans précautions particulières. Dans la figure 6, on ne trouvera donc qu'un seul condensateur de temporisation C_1 (borne 10 de CI_1). La fréquence d'oscillation est alors commandée manuellement par le potentiomètre P_7 , dont les résistances ajustables AJ_2 et AJ_3 , associées à R_3 , limitent l'excursion. Les performances recherchées vers les très basses fréquences devenant beaucoup plus modestes que dans le cas de l'oscillateur principal, nous avons pu supprimer la compensation de courant sur la borne 5.

Pour le reste, on retrouve les réglages déjà connus : AJ_1 permet d'obtenir des signaux symétriques,

EQUIVALENT CIRCUIT

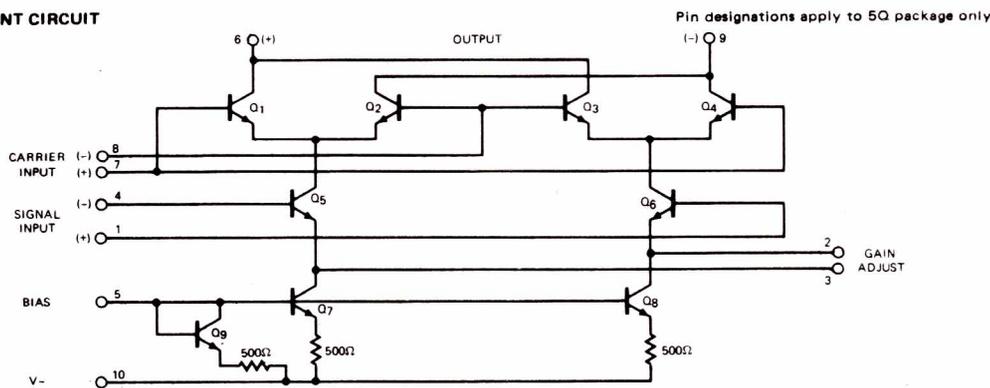


Figure 4

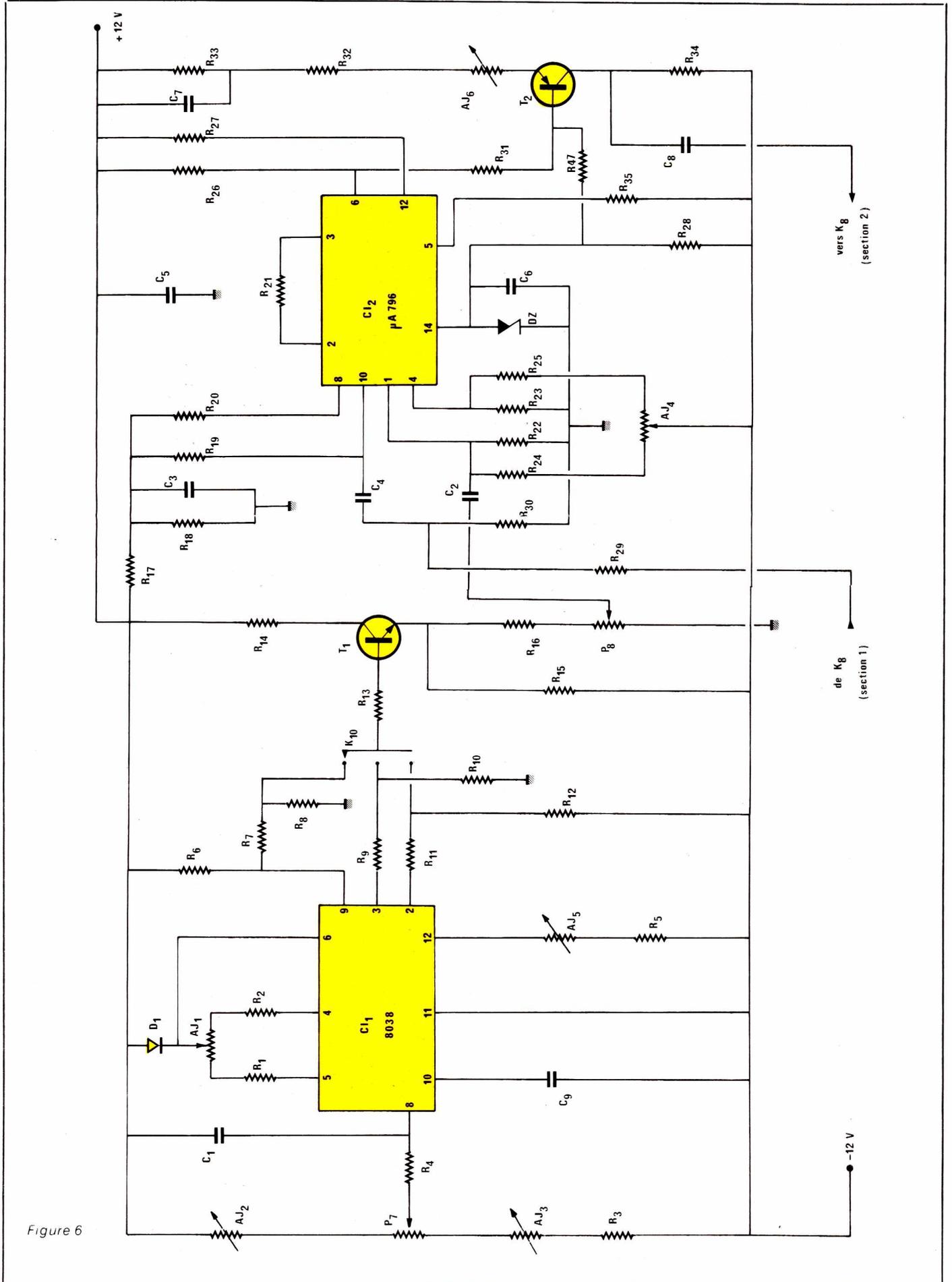


Figure 6

et A_1 autorise une optimisation de la distorsion sur les sinusoides.

Les trois formes d'ondes sont exploitées pour la modulation. Mais contrairement à l'oscillateur principal, comme on n'accède pas aux fréquences élevées, les atténuateurs qui égalisent les amplitudes sur les trois sorties, ne comportent plus de condensateurs de compensation. De même, on s'est contenté d'une égalisation plus approximative, ce qui supprime quelques ajustables dans les diviseurs.

Le commutateur K_{10} , à trois positions, sélectionne les sinusoides, les triangles ou les rectangles, pour les appliquer, à travers R_{13} , à l'étage adaptateur d'impédances, maintenant constitué du seul transistor T_1 utilisé en collecteur commun. Il n'est pas prévu, sur T_1 , de réglage de la polarisation continue, puisque la liaison s'effectue, vers le modulateur, par voie capacitive. Le niveau de sortie, donc le taux de modulation, est commandé par le potentiomètre P_8 .

On pourra s'étonner de la présence de la résistance R_{15} , qui semble doubler inutilement l'ensemble R_{15} et P_8 . En fait, elle permet de faire consommer un courant suffisant par T_1 (afin que son gain β ne devienne pas trop faible), sans imposer une intensité continue excessive dans P_8 , qui n'apprécierait guère ce traitement. À cet effet, R_{15} est reliée au - 12 volts de l'alimentation.

Dans la deuxième partie du schéma de la figure 6, on retrouve la configuration du modulateur analysé en figure 5. La tension modulatrice parvient sur l'entrée 1 à travers le condensateur d'isolement C_2 , tandis que les résistances R_2 et R_{23} assurent la polarisation en continu des entrées 1 et 4. Un équilibrage se révèle d'ailleurs indispensable : c'est le rôle des résistances R_{24} et R_{25} , associées à l'ajustable AJ_4 .

L'entrée de la porteuse, en provenance de la carte 1 par la résistance R_{29} (on en atténue le niveau grâce au diviseur R_{29} et R_{30}), parvient sur l'entrée 10 à travers C_4 . En continu, les entrées 8 et 10 se trouvent polarisée à + 6 volts à partir du diviseur R_{17} R_{18} , et à travers les résistances R_{19} et R_{20} .

On recueille le signal de sortie modulé, sur la borne 6, pour l'envoyer sur l'étage final construit autour du PNP T_2 , dont le gain est réglable à l'aide de l'ajustable AJ_6 , fixant le taux de réaction négative.

Enfin, le signal modulé, maintenant ramené au niveau compatible

avec les exigences des étages de sortie de la carte 1, y retourne à travers C_8 , et la deuxième section du commutateur K_8 .

B. Le générateur de salves

Les salves se composent de périodes, en nombre entier mais variable du signal principal, séparées soit par des zones de silence, soit par des zones d'amplitude atténuée (un dixième de celle des salves).

Chaque train d'ondes doit obligatoirement, pour les applications habituelles des tone-burst, commencer et finir au passage par zéro : nous y parviendrons grâce à une mise en forme dans un comparateur.

La division, qualifiée de « programmable » parce que le commutateur K_9 permet le choix du nombre de périodes de chaque salves, repose sur l'emploi d'une décade SN 7490, dont nous rappellerons d'abord quelques propriétés.

La décade SN 7490

Sans pénétrer les détails de sa structure interne, indiquons, par référence au brochage de la figure 7, et au tableau de vérité de la figure 8, la succession de l'état des sorties, dans les conditions où nous employons ce circuit.

Ces conditions impliquent le maintien à la masse, c'est-à-dire au niveau logique 0, des entrées R_1 et R_2

de remise à zéro, et des entrées S_1 et S_2 de remise à 9. La sortie A de la première bascule commande l'entrée BD de la deuxième, et les impulsions d'horloge, mises sous forme de créneaux logiques aux normes TTL, attaquent l'entrée E. Le tableau de vérité et les diagrammes de la figure 9, montrent alors la succession des états sur les quatre sorties.

Le principe du découpage

Il est illustré par la figure 10. Le signal principal (nous avons choisi les triangles dans la figure 10, mais le raisonnement s'applique aux deux autres formes d'ondes), attaque l'entrée e_1 d'un comparateur, dont on maintient l'autre entrée e_2 au niveau de la masse. Comme nous prélevons les tensions de l'entrée e_1 en un point de la carte 1 du générateur (revoir le synoptique du numéro 414) où ils sont centrés sur zéro, on dispose, en sortie du comparateur, de créneaux à rapport cyclique unitaire, dont les transitions montantes et descendantes coïncident avec les passages par zéro du signal principal, avec inversion de phase (l'entrée active du comparateur étant son entrée inverseuse).

Des circuits de mise en forme, ramènent ces créneaux aux normes TTL, en leur faisant subir une inversion de phase. Sur leur sortie, on dispose donc maintenant des créneaux de la ligne c de la figure 10 : ils servent à commander l'entrée de la décade SN 7490.

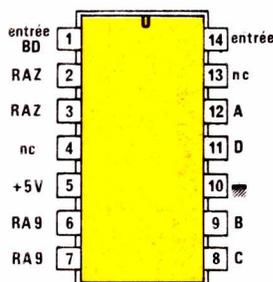


Figure 7

Figure 8

n	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

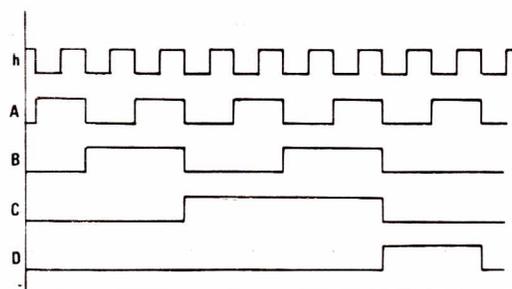


Figure 9

Cet amplificateur, monté en inverseur avec un gain légèrement supérieur à deux grâce aux résistances R_{41} et R_{43} , pilote la base du transistor découpeur T_4 , à travers R_{44} .

Depuis la sortie de la carte principale (résistance R_{45} sur la figure 10 du numéro 414), parviennent les signaux à découper. Grâce au commutateur K_{11} , on peut obtenir soit des salves séparées par des zones de silence total, soit des alternances de signaux dans des rapports d'amplitude de 1 à 10.

C. Câblage de la carte 3

Nous ne pouvons que répéter la mise en garde effectuée dans notre précédent numéro, à propos de la carte de vobulation : il serait dangereux de passer à cette étape du travail, sans avoir totalement étudié l'exposé théorique.

La figure 12 donne, à l'échelle 1, et vu par la face cuivrée du substrat, le dessin du circuit imprimé. Pour l'implantation des composants, on se reportera à la figure 13, et à la photographie de la figure 14.

Là encore, les circuits intégrés (à l'exception bien sûr, du régulateur à trois pattes CI_6), seront montés sur supports. On ne les mettra en place qu'après avoir soudé ces derniers, et en veillant au respect de l'orientation.

D. Préréglage de la carte 3

Ici, comme pour la carte 2, un préréglage, effectué sur table, facilitera la mise au point finale. Il permettra aussi de déceler d'éventuelles erreurs de câblage, faciles à corriger à ce stade de la construction, mais qui poseraient des problèmes plus graves après la mise en place dans le coffret.

Sur table, on réalisera donc les opérations suivantes :

- relier provisoirement, par des fils courts, les potentiomètres P_7 et P_8 , ainsi que le commutateur K_{10} ;
- placer toutes les résistances ajustables à mi-course ;
- ne placer provisoirement, sur la carte 3, que le circuit intégré CI_1 (le régulateur CI_6 est déjà soudé, ce qui n'est pas gênant) ;
- brancher les alimentations (0, + 12 volts et - 12 volts) en faisant très attention aux polarités.

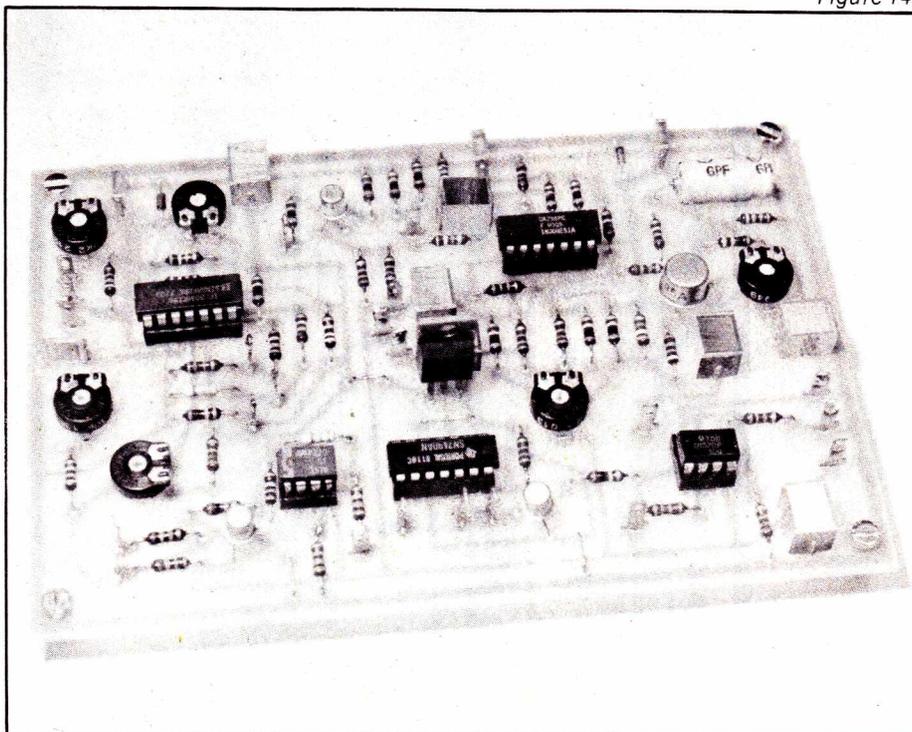


Figure 14

Réglage de l'oscillateur CI_1

Celui-ci, rappelons-le, fonctionne ici sur une seule gamme, dans une plage de fréquences approximativement comprise entre 50 et 60 Hz, et 10 kHz. On procédera à la mise au point dans l'ordre indiqué ci-dessous.

Symétrie des signaux de sortie

A l'aide du potentiomètre P_7 , régler la fréquence sur 1 à 2 kHz environ. Placer la sonde de l'oscilloscope sur la sortie « triangles » (borne 3 du circuit 8038). Régler la symétrie en agissant sur l'ajustable AJ_1 .

Limites de l'excursion en fréquence

Il s'agit de régler la fréquence maximale et la fréquence minimale de l'unique gamme d'oscillations, par les résistances ajustables AJ_2 et AJ_3 . Pour cela :

- tourner P_7 à fond vers les fréquences les plus élevées, et régler AJ_3 à la limite des déformations. Ce réglage a été explicité dans notre numéro 414, ou nous avons publié un oscillogramme montrant les phénomènes observés lorsque le potentiel descend trop bas sur la borne 8 du 8038 ;

- tourner P_7 à fond vers les fréquences basses. Là encore, nous avons montré les défauts à éviter, ce qui s'obtient par AJ_2 . On ne cherchera pas à dépasser les fréquences pour lesquelles une nouvelle dissymétrie prendrait naissance : il importe peu, pour la modulation, d'obtenir un rapport 1000, et une valeur de 100 suffit très largement.

Distorsion des sinusoïdes

On placera maintenant la sonde de l'oscilloscope sur la sortie sinusoïdale, c'est-à-dire sur la borne 2 du circuit 8038, et on reviendra à une fréquence de 1 à 2 kHz. La distorsion minimale s'obtient en réglant AJ_5 .

Egalité des amplitudes

Il s'agit d'un simple contrôle, puisqu'aucun réglage n'est prévu. En plaçant la sonde sur le point commun du commutateur K_{10} , on vérifiera que l'amplitude est bien à peu près la même (environ 2 volts crête à crête) pour les trois signaux. Un écart important résulterait d'une erreur dans le choix des résistances R_7 et R_{12} .

En plaçant maintenant la sonde sur le curseur du potentiomètre P_8 , on vérifiera que, pour les trois signaux, l'amplitude varie, lorsqu'on manœuvre ce potentiomètre, de 0 à 600 millivolts crête à crête environ.

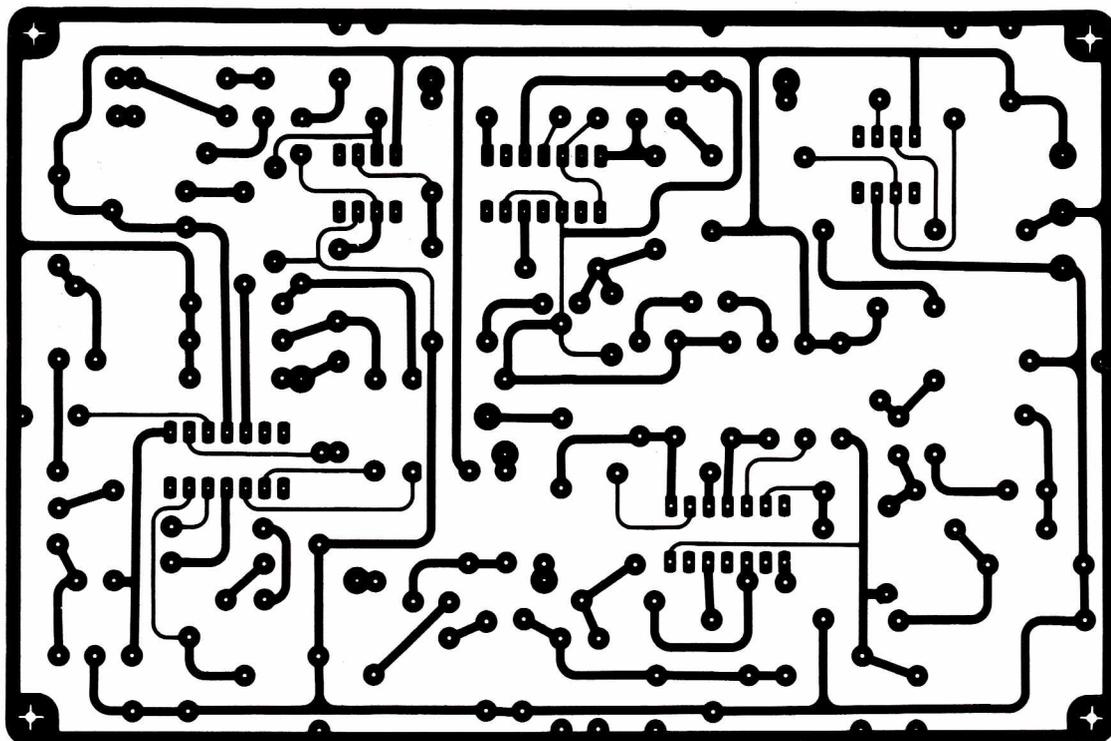


Figure 12

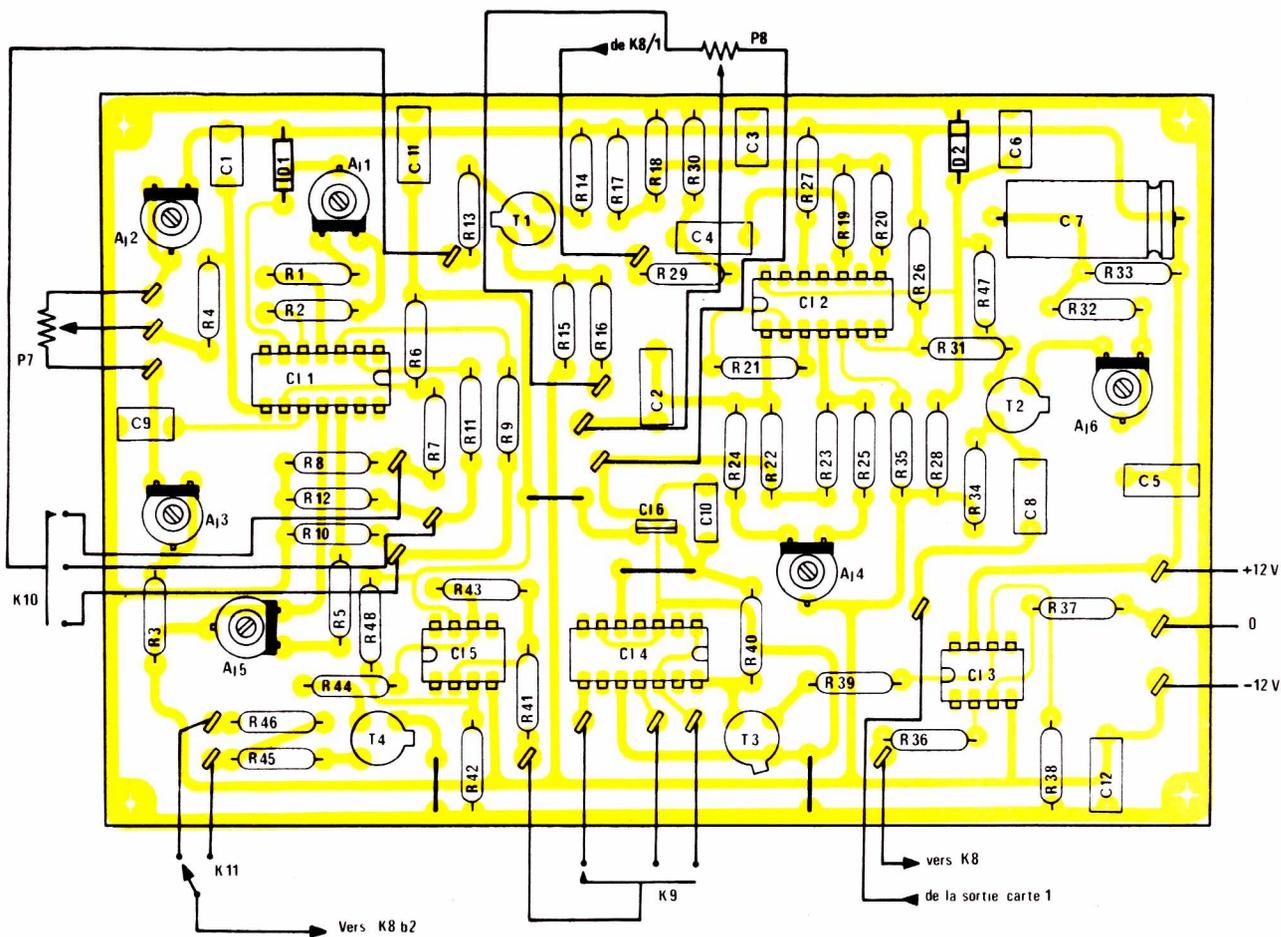


Figure 13

Réglage du modulateur Cl2

Ce circuit reçoit les tensions de modulation, dont nous venons d'effectuer la mise au point, et la porteuse. Il convient donc d'appliquer cette dernière, en provenance du point C de la carte 1, à la sortie de l'adaptateur d'impédances (voir le synoptique, figure 1 du numéro 414). Provisoirement, on se passera du commutateur K_8 , et on reliera directement cette sortie C, par un fil, sur la résistance R_{23} du modulateur (voir figure 6 du présent article).

Les opérations à effectuer sont alors les suivantes :

- régler la porteuse (signal de la carte 1) en sinusoides, sur une fréquence de 50 à 100 kHz
- régler le signal de modulation (carte 3) en sinusoides également, sur une fréquence de 500 à 1 000 Hz
- observer la tension de modulation, prise au point chaud du potentiomètre P_8 (point commun avec R_{16} de la carte 3), sur la voie A de l'oscilloscope. Déclencher la base de temps sur cette voie (dans le cas de l'utilisation d'un oscilloscope monocourbe, utiliser la tension modulatrice pour un déclenchement externe)
- observer la tension modulée (borne 6 du circuit intégré Cl2) sur la voie B de l'oscilloscope
- en retouchant le potentiomètre P_8 , plusieurs fois si nécessaire, pour maintenir un taux de modulation de 100 %, régler AJ_4 afin qu'il ne subsiste, sur l'onde modulée, ni écrêtage des sommets comme il en apparaît sur l'oscillogramme B, ni contre-modulation, comme dans l'oscillogramme C. On doit, finalement, obtenir les résultats qu'illustre l'oscillogramme D. Il ne faut plus, alors, retoucher à AJ_4
- vérifier que, par le potentiomètre P_8 , on peut faire varier le taux de modulation de 0 à 100 %, et même un peu plus. Si on n'atteignait pas 100 %, il faudrait diminuer légèrement R_{16}
- prélever maintenant le signal modulé (voie B de l'oscilloscope) sur le collecteur du transistor T_2 , après le condensateur C_3 . Régler P_8 pour une modulation atteignant juste 100 %, donc sans surmodulation. Régler ensuite AJ_6 pour que l'amplitude du signal modulé soit la même que celle de la porteuse prélevée au point C de la carte 1, et observée sur la voie A de l'oscilloscope. Ceci entraîne une désynchronisation de la base de

temps, à moins de déclencher cette dernière en externe, par la tension modulatrice.

Les opérations décrites pour le réglage du modulateur sont illustrées par les oscillogrammes B, C et D dont on consultera les légendes.

Réglage du générateur de salves

Il ne s'agit pas en fait d'un réglage, mais d'un simple contrôle destiné à déceler d'éventuelles erreurs de câblage. On mettra maintenant en place tous les circuits intégrés de la carte, et on procédera aux opérations suivantes :

- raccorder la sortie « triangles » de la carte principale (prélevée sur le commutateur K_2 , figure 10 et synoptique du numéro 414), sur la résistance R_{36} de la carte 3.
- connecter provisoirement le commutateur K_9 , à l'aide de fils courts.
- brancher la voie A de l'oscilloscope sur les triangles de la carte 1.
- choisir pour l'oscillateur principal, une fréquence de quelques kilohertz.
- brancher la voie B de l'oscilloscope à la sortie de Cl3 (carte 3), et vérifier que les crêteaux, synchrones des triangles, ont les caractéristiques indiquées par l'oscillogramme E.
- brancher ensuite la voie B au collecteur de T_3 , et vérifier les signaux TTL (oscillogramme F)
- vérifier successivement les sorties A, C et D de la décade SN 7490, en y branchant la voie B de l'oscilloscope. Celle-ci servira à déclencher la base de temps. Les signaux qu'on doit observer sont ceux des oscillogrammes G, H et I.
- brancher la sortie de la carte principale sur la résistance R_{46} de la carte 3, et vérifier, dans les trois positions de K_9 , les signaux en salves, pris au collecteur de T_4 , puis au point de jonction entre R_{46} et R_{45} . On trouvera les oscillogrammes correspondants, en fin de notre article.

E. L'affichage digital des fréquences

Un affichage classique sur un cadran solidaire du potentiomètre de réglage de la fréquence, tel celui que nous avons adopté dans le

GF1, reste évidemment possible. Toutefois, l'affichage digital, s'il ne donne pas la précision d'un véritable fréquencemètre, se montre d'un emploi plus commode. D'autre part, en mode « vobulation », lui seul permet une détermination rapide de la fréquence du marqueur.

Lire une tension pour connaître une fréquence

On sait que, pour chaque gamme, donc pour chaque valeur du condensateur de temporisation, le circuit ICL 8038 délivre une fréquence déterminée par la tension qu'on applique sur sa borne 8. Après étalonnage, il suffit donc, pour lire la fréquence, de disposer d'un voltmètre indiquant cette tension. Comme un voltmètre digital, dans une configuration simple, coûte aujourd'hui moins cher qu'un galvanomètre à aiguille de bonne qualité, nous choisirons donc cette solution.

Une difficulté apparaît toutefois, en raison de la loi qui lie les variations de tension à celles de la fréquence. On sait que, sur chaque gamme, l'oscillateur de la carte 1 du GF2 délivre une fréquence qui varie du minimum à un maximum multiple de 5 (de 5 Hz à 500 kHz). On utilisera donc tout naturellement un voltmètre affichant de 0 à 500 (il s'agit d'un modèle à trois digits), en se débrouillant pour positionner convenablement le point décimal, et en précisant s'il s'agit de hertz ou de kilohertz.

Or, avec les tensions d'alimentation que nous avons choisies, le circuit ICL 8038 couvre ces plages lorsque sa borne 8 passe approximativement de + 12 volts (fréquences basses) à + 6 volts (fréquences élevées). Il nous faut donc un étage d'adaptation pour assurer cette conversion. Synoptiquement, le « fréquencemètre » du GF2 prend donc la configuration de la figure 15.

A l'entrée, le commutateur K_{12} (nous continuons à numéroter les commandes de façade dans l'ordre du synoptique, alors que les composants propres à chaque carte sont référencés à l'intérieur de celle-ci) prélève la tension d'entrée soit sur la borne 8 du circuit ICL 8038 de l'oscillateur principal, soit sur le potentiel de référence du marqueur (point milieu du potentiomètre P_6). Cette tension attaque l'étage d'adaptation qui, sur sa sortie, délivre un potentiel

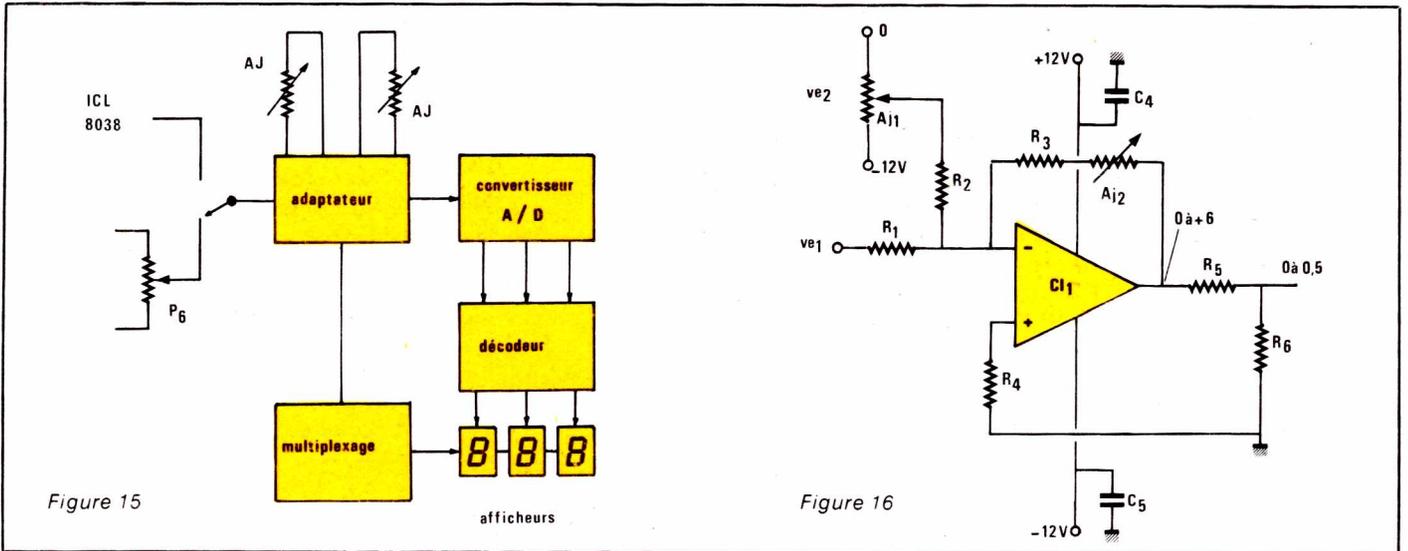


Figure 15

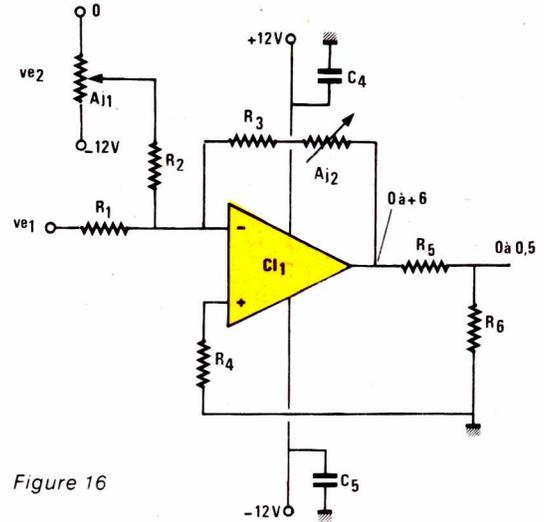


Figure 16

variant de 0 à + 0,5 volt, lorsque l'entrée passe de + 12 volts à + 6 volts. Pour obtenir ce résultat, deux réglages sont nécessaires: un décalage continu, commandé par l'ajustable AJ₁; le facteur d'échelle, réglé grâce à AJ₂.

La sortie de l'adaptateur commande le convertisseur analogique/digital du voltmètre, dont les sorties logiques BCD pilotent à leur tour un décodeur BCD-7 segments. Le résultat de chaque mesure apparaît sur trois afficheurs, multiplexés à la fois pour une simplification du câblage, et pour une réduction de la consommation.

Schéma de l'étage adaptateur

On le trouvera à la figure 16. Toutes les fonctions demandées sont remplies par l'amplificateur opérationnel de type 741, utilisé en sommateur inverseur.

En effet, avec la disposition adoptée dans la figure 16, et si nous baptisons:

- v_{e1} la tension d'entrée, variable de + 12 volts à + 6 volts.
- v_{e2} la tension sur le curseur de l'ajustable AJ₁, réglable de 0 à - 12 volts.
- v_s la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel.
- R la résistance somme de R₃ et de AJ₂, on trouve:

$$v_s = - R \left(\frac{v_{e1}}{R_1} + \frac{v_{e2}}{R_2} \right)$$

Compte tenu de cette relation, et des ordres de grandeurs des différentes tensions et composants, on

peut faire varier le potentiel de sortie de 0 à + 6 volts environ. Ces variations sont ramenées de 0 à + 0,5 volt par le diviseur R₅, R₆.

Le fréquencesmètre à trois digits

Sa conception s'inspire, dans ses grandes lignes, d'une réalisation déjà décrite dans la revue (RP.EL n° 409 de décembre 1981, sous la signature de J.-M. Higel). Ayant choisi des afficheurs à cathode commune, nous avons dû cependant apporter quelques modifications, dans le choix du circuit décodeur, et dans la polarité des transistors de multiplexage.

Comme dans l'exemple cité, le convertisseur analogique/digital est un circuit CA 3162 (CI₂ dans la figure 17). Nous ne reviendrons pas sur sa structure interne, puisqu'elle a déjà été décrite. L'ensemble est ali-

menté sous une tension de 5 volts, fournie par le régulateur intégré CI₄, à partir du + 12 volts de l'alimentation générale.

L'entrée, qui s'effectue à travers R₇, est découplée par le condensateur C₁. La résistance ajustable AJ₃ fixe le zéro, tandis que AJ₄ détermine le facteur d'échelle; il s'agit, dans les deux cas, de modèles à 10 tours.

Les sorties BCD du circuit CI₂, commandent les entrées correspondantes du décodeur CI₃. Comme nous l'annonçons plus haut, et compte tenu du choix d'afficheurs à cathode commune, il s'agit d'un CD 4511, et non plus d'un CA 3161. Les sorties a à g sont appliquées aux segments correspondants des trois afficheurs, ce qui exige un multiplexage.

On obtient ce dernier en alimentant, par trois transistors NPN T₁, T₂ et T₃, les cathodes des trois afficheurs. Des créneaux séquentiels, prélevés sur le convertisseur CI₂, comman-

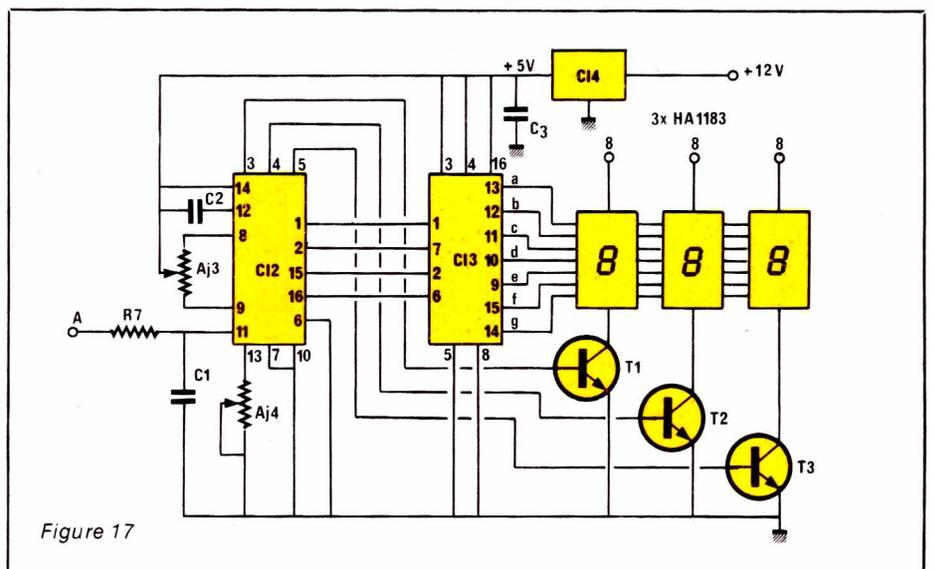


Figure 17

dent tour à tour les bases de ces transistors.

Les cartes du fréquencesmètre

On pourra s'étonner du pluriel utilisé dans le titre de ce paragraphe. L'implantation, sur deux cartes, des circuits décrits dans les figures 16 et 17, résulte de la disposition mécanique de la contrefaçade du GF 2, qui reçoit tous les potentiomètres, tous les commutateurs rotatifs, et... les afficheurs du fréquencesmètre.

En fait, la carte principale de ce dernier est celle dont la figure 18 donne, à l'échelle 1, le dessin du circuit imprimé. Elle reçoit donc tous les composants, à l'exception des afficheurs eux-mêmes. Pour l'implantation, on se reportera au dessin de la figure 19, ainsi qu'à la photographie de la figure 20.

Figure 20

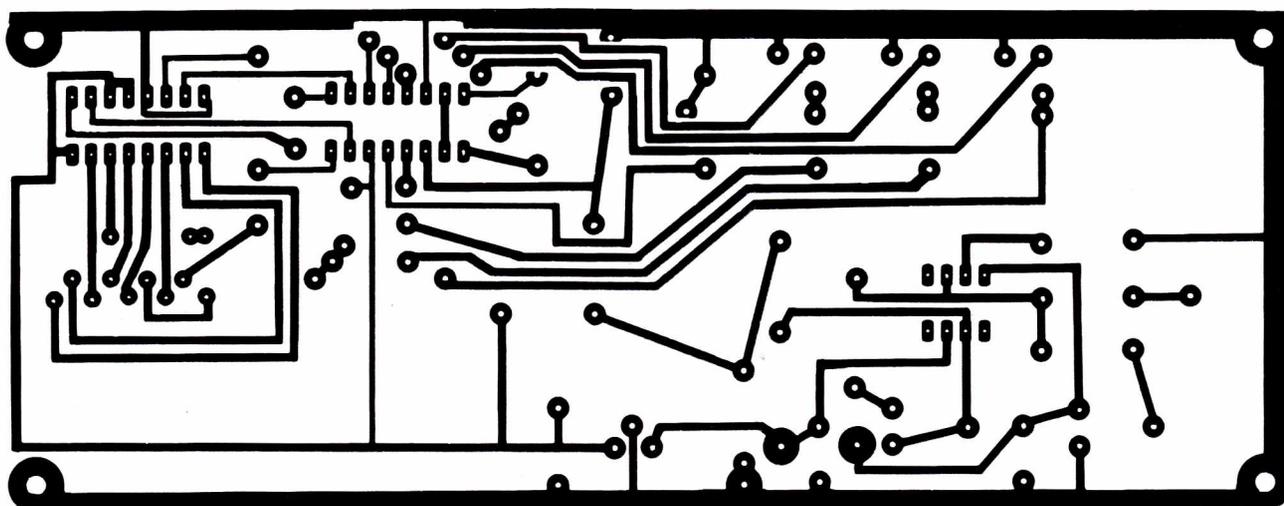
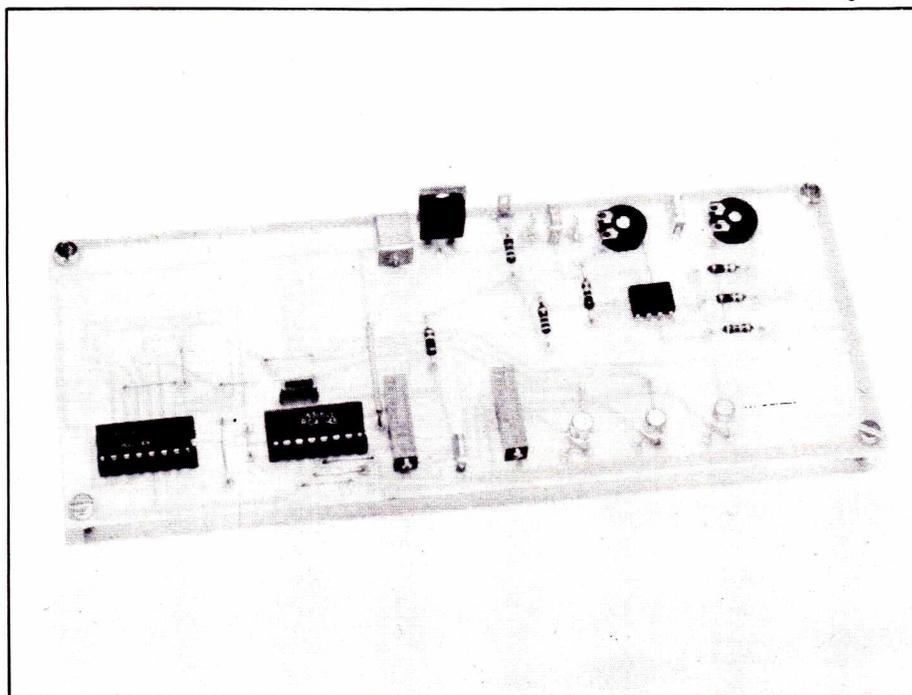


Figure 18

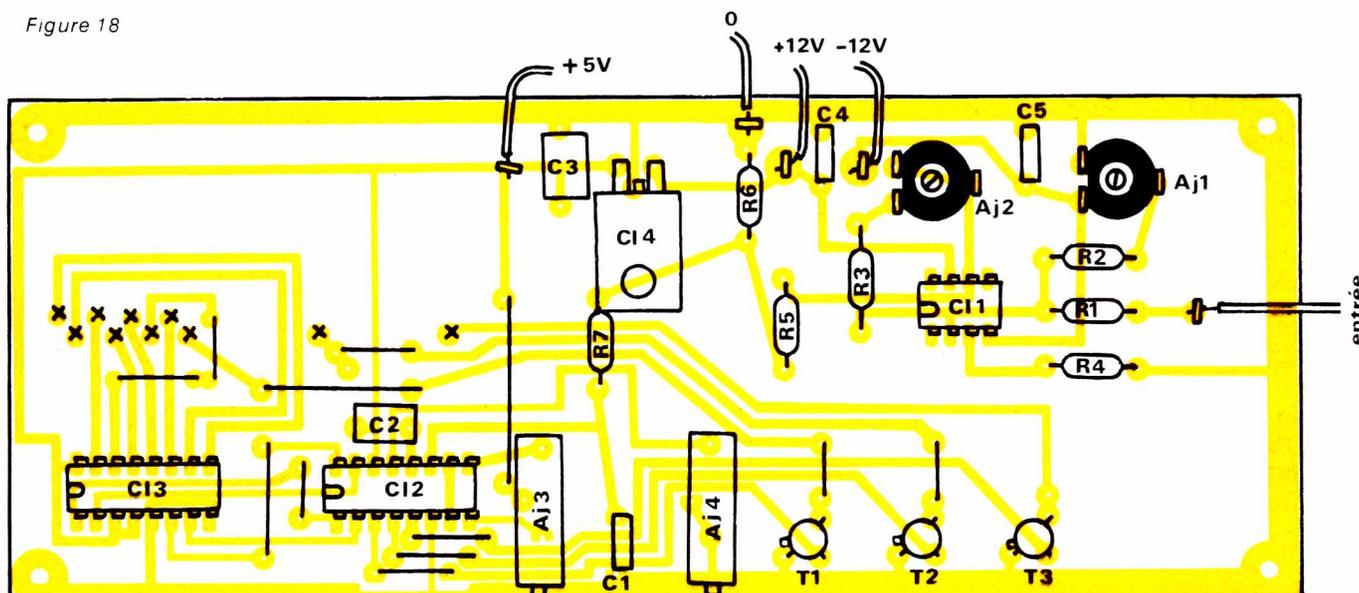


Figure 19

Dans la moitié supérieure gauche de la figure 19, apparaissent de nombreux trous apparemment inutilisés, et quelques straps assez mystérieux. Les premiers servent aux liaisons vers les afficheurs. Les deuxièmes réunissent entre eux quelques segments (tous les segments identiques sont reliés, à cause du multiplexage): on allège ainsi, un peu, le câblage de la contrefaçade.

Nous décrirons, lors du montage final, la carte qui reçoit les afficheurs, et sert en même temps de contrefaçade.

Le problème du point décimal

Le commutateur de gammes de l'oscillateur de la carte 1, donc celui qui sélectionne l'un des condensateurs de temporisation, comporte six positions. Sur la façade, nous ne les avons pas détaillées une à une, mais regroupées en deux plages: les hertz (trois premières positions) et les kilohertz (trois positions suivantes).

Dans tous les cas, les afficheurs du fréquencemètre marquent, en fonction du réglage du potentiomètre P_1 , un nombre compris entre zéro (ou du moins une valeur très faible) et 500. Le problème consiste donc à placer le point décimal pour une lecture directe de la fréquence, sur chaque gamme. On aura ainsi:

- première gamme (de 0 à 5 Hz): point décimal à droite du premier afficheur (8.88). Lecture en hertz;
- deuxième gamme (de 0 à 50 Hz): point décimal à droite du deuxième afficheur (88.8). Lecture en hertz;
- troisième gamme (de 0 à 500 Hz): pas de point décimal (888). Lecture en hertz;
- quatrième gamme (de 0 à 5 kHz): point décimal à droite du premier afficheur (8.88). Lecture en kilohertz;
- cinquième gamme (de 0 à 50 kHz): point décimal à droite du deuxième afficheur (88.8). Lecture en kilohertz;
- sixième gamme (de 0 à 500 kHz): pas de point décimal (888). Lecture en kilohertz.

Pratiquement, le commutateur K_1 comporte alors deux sections, à six positions chacune, et son branchement est donné par la figure 21. A travers la résistance R_8 , reliée au + 5 V, le point commun de la section K_{1b} alimente soit le point décimal de l'afficheur n° 1 (PD_1), soit celui de l'afficheur n° 2 (PD_2), soit... rien.

Câblage de la contrefaçade et du fréquencemètre

Les figures 18 à 20 nous ont indiqué, déjà, le câblage du fréquencemètre proprement dit. La figure 22 donne le dessin, côté cuivre, de la

moitié gauche de la contrefaçade, où prennent place notamment les trois afficheurs. Le dessin de la figure 23, et les photographies des figures 24 et 25, fournissent toutes les indications nécessaires pour la mise en place des composants.

Comme nous voulions éviter l'emploi d'un support double face, il a

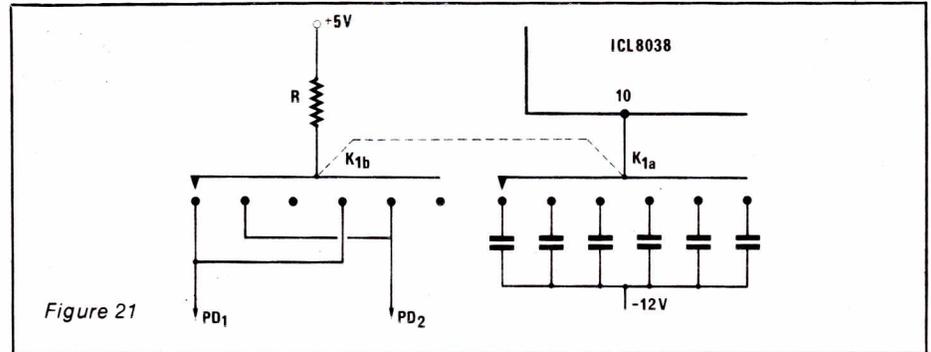


Figure 21

Figure 24

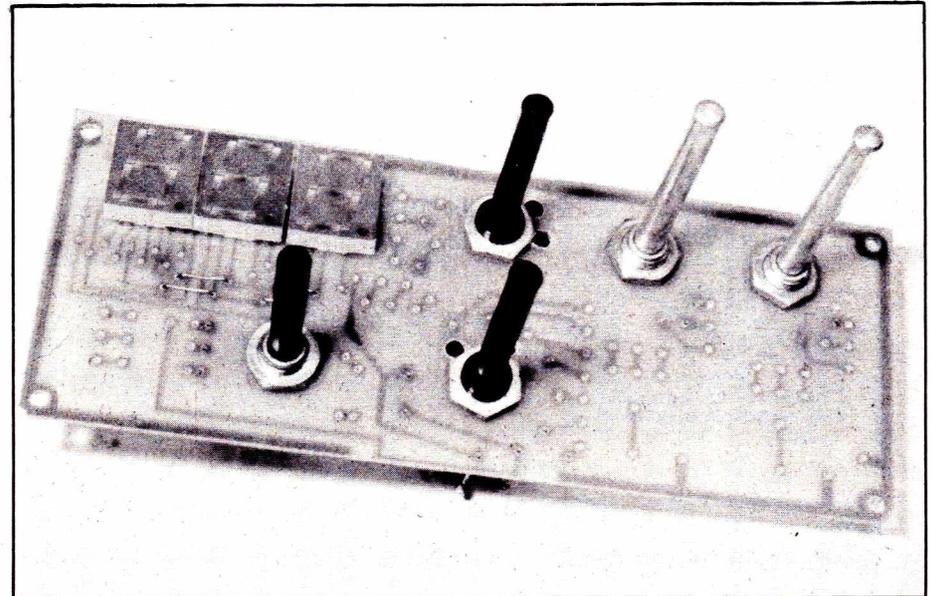
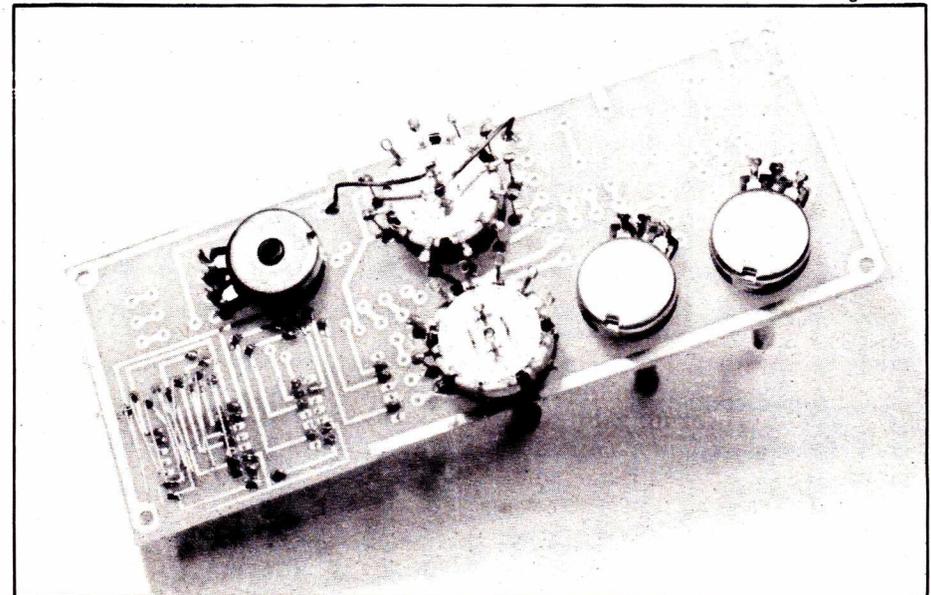


Figure 25



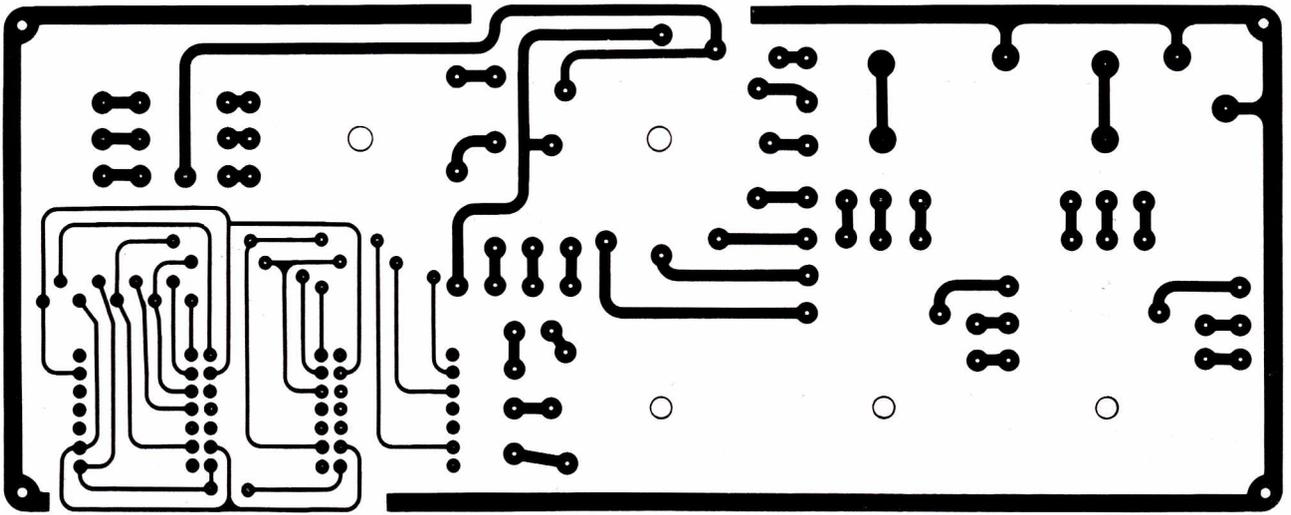


Figure 22

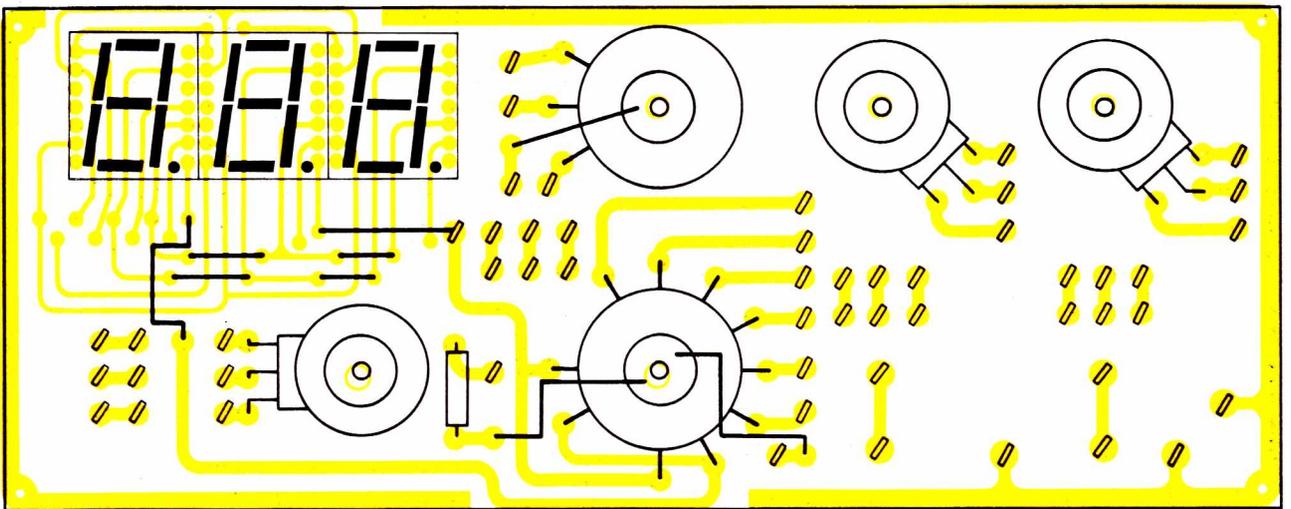


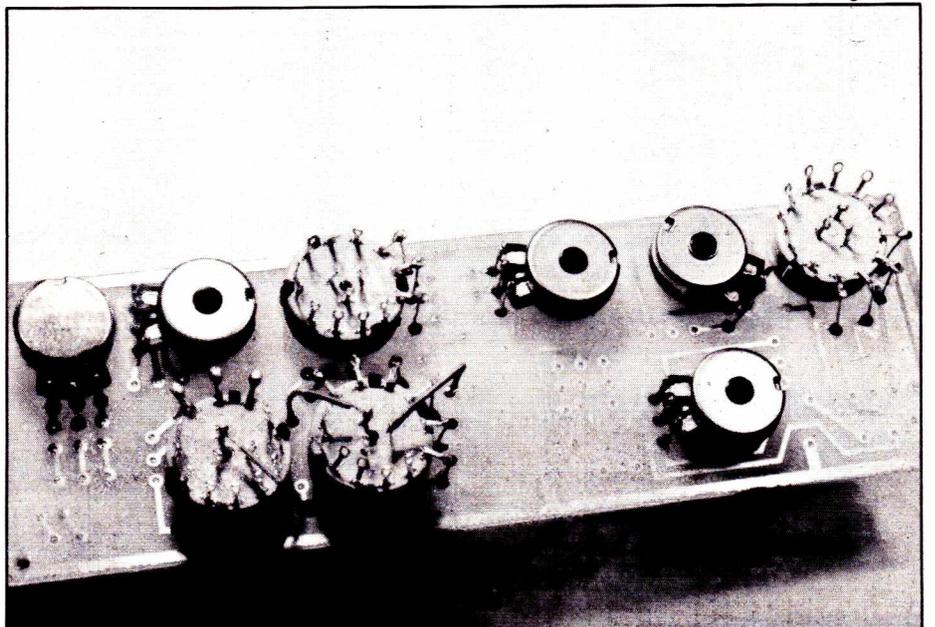
Figure 23

fallu recourir non seulement à l'utilisation de straps disposés de façon habituelle (c'est-à-dire sur le côté isolant du support), mais aussi de quelques fils de liaisons qui, du côté cuivré, réunissent les segments homologues de différents afficheurs. Ces liaisons sont les suivantes:

- un fil entre le segment **d** de l'afficheur central (**d₂**) et le segment **d** de l'afficheur de droite (**d₃**);
- un fil entre le segment **g** de l'afficheur de gauche (**g₁**) et celui de l'afficheur central (**g₂**), puis un fil entre celui-ci et le segment **g** de l'afficheur de droite (**g₃**).

Enfin, pour la demi-façade de droite, on trouvera le dessin du circuit en **figure 26**, l'implantation des « composants » (potentiomètres et commutateurs) en **figure 27**, et des indications plus imagées dans les photographies des **figures 28 et 29**.

Figure 28



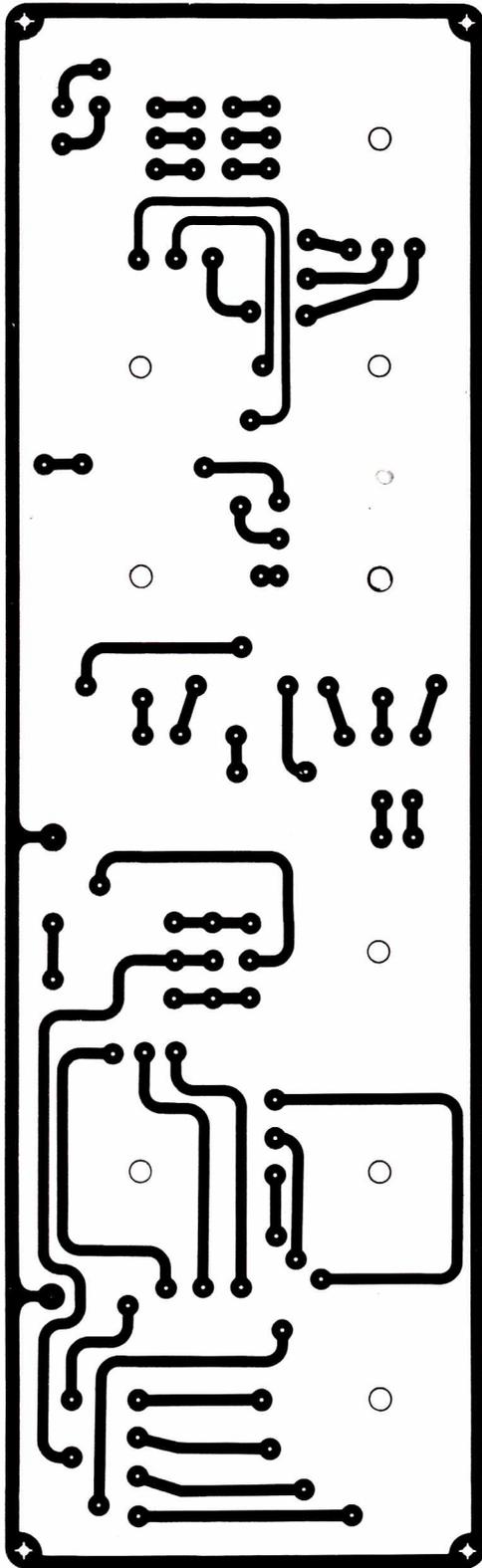


Figure 26

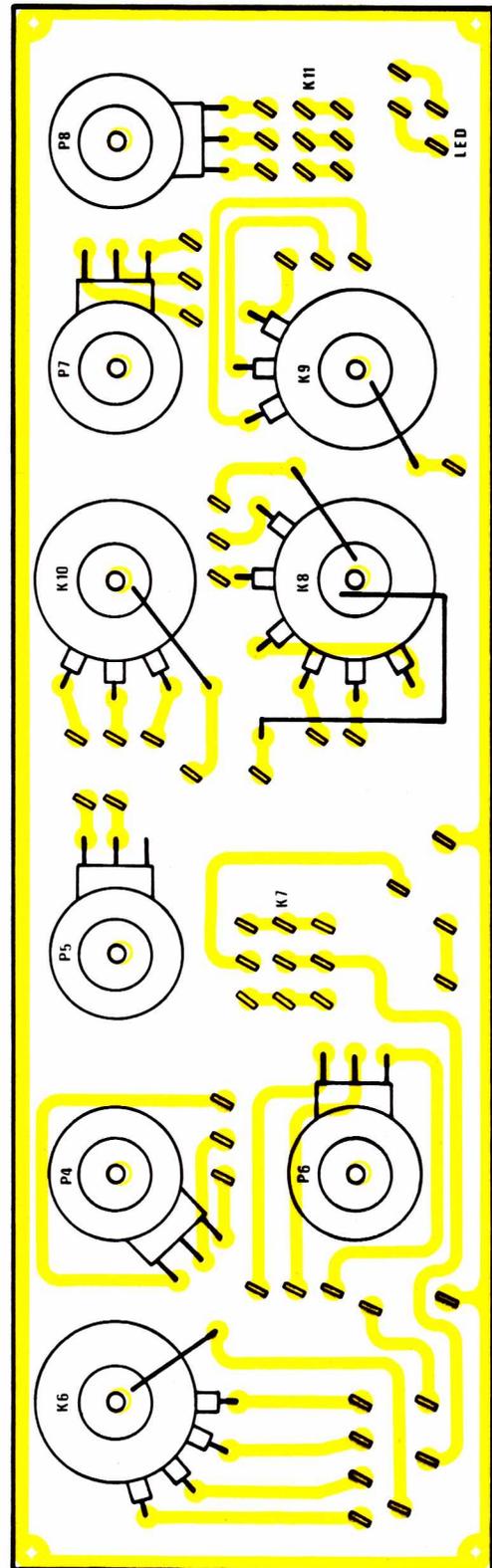


Figure 27

Réglage de la carte « fréquencesmètre »

Le premier réglage s'effectuera sur table, en enlevant les circuits intégrés CA 3162 et CD 4511. On alimente la carte en + 12 volts et - 12 volts, et on applique, sur l'entrée (résistance R₁), une tension ré-

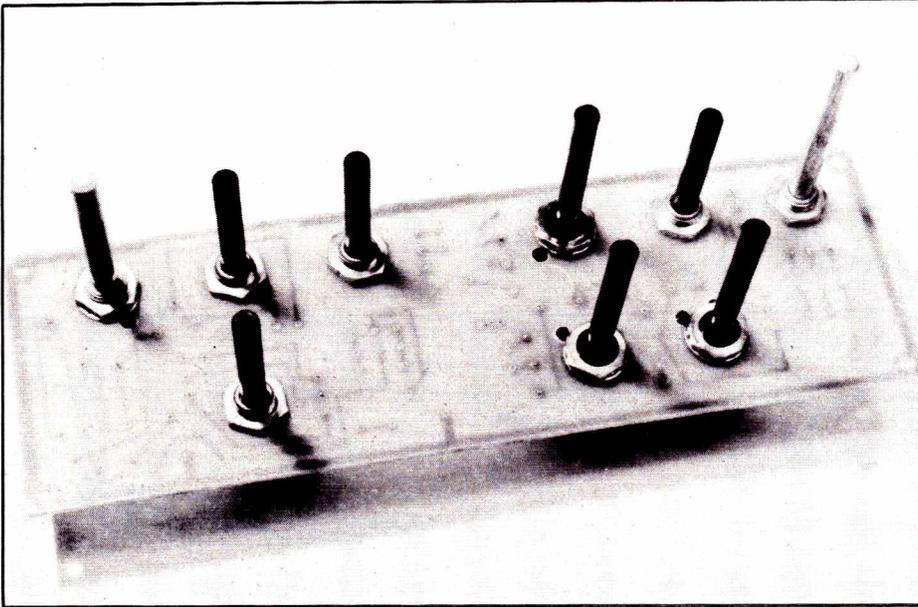
glable entre + 6 volts et + 12 volts, fournie par une alimentation stabilisée. Après avoir placé à mi-course les ajustables AJ₁ et AJ₂, on opérera dans l'ordre suivant:

- entrer une tension de + 12 volts, et régler AJ₁ pour obtenir, sur la sortie de l'amplificateur opérationnel, une tension nulle;

- entrer une tension de + 6 volts, et régler AJ₂ pour obtenir, toujours sur la sortie de l'amplificateur opérationnel une tension de + 5 volts;
- recommencer deux ou trois fois ces réglages, qui sont légèrement interdépendants.

Lorsqu'on aura câblé la façade du générateur (mise en place des deux

Figure 29



à positionner le transformateur de façon à ce qu'il ne vienne toucher aucun composant de la carte 3.

Le fond du coffret

Cette tôle reçoit les trois cartes principales du générateur, comme le montre la photographie de la figure 31. On disposera ces cartes aussi loin que possible vers l'arrière de l'appareil, afin qu'elles ne viennent pas toucher les composants de la façade.

A ce stade, ne pas oublier, comme nous l'indiquions précédemment, de percer deux trous à l'aplomb des ajustables du fréquencemètre.

contrefaçades et de la carte fréquencemètre), percer, dans le fond du coffret, deux trous qui permettront d'accéder aux vis de réglage des résistances ajustables AJ₃ et AJ₄. Le reste de la mise au point s'effectuera après le câblage final.

F. Câblage final du GF2

Il s'agit de l'étape ultime, mais aussi, malheureusement, de la partie la plus ingrate du travail. Nous ne saurions la détailler fil par fil, ce qui demanderait des pages. Il appartient à chacun de procéder rationnellement, c'est-à-dire en conjuguant l'action du fer à souder et du crayon : ce dernier pour cocher, point par point, à la fois sur les schémas théoriques et sur les divers plans de câblage, les étapes successives. On utilisera de préférence du fil en nappes, dont les nombreuses couleurs facilitent les repérages.

La plaque arrière du coffret

Elle reçoit le transformateur, et la carte d'alimentation. Celle-ci, par rapport aux dimensions indiquées dans le numéro 414 (description du GF 1) devra être légèrement retailée, pour passer entre les rebords de la tôle. La photographie de la figure 30 montre la disposition des composants. On veillera, en effectuant des mises en place provisoires,

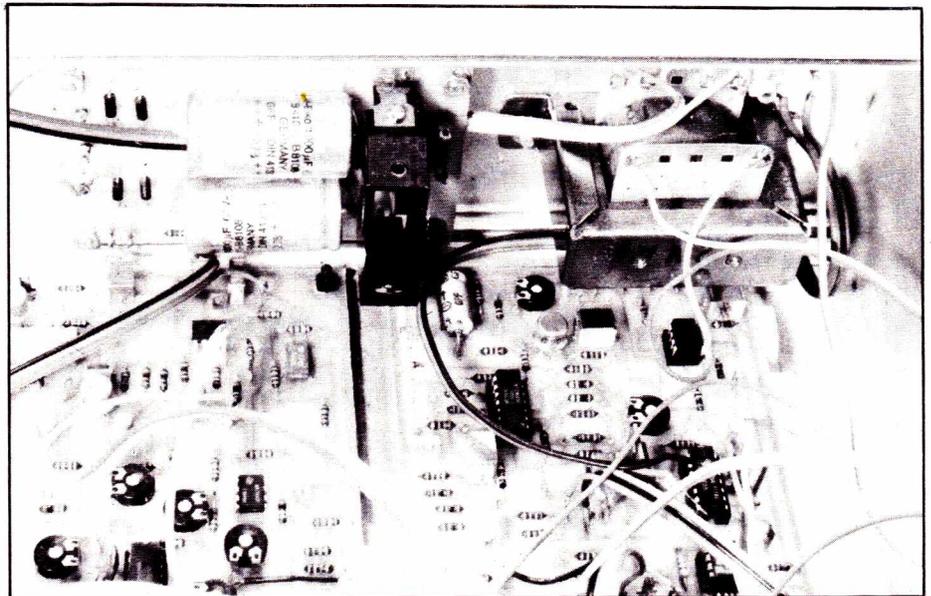
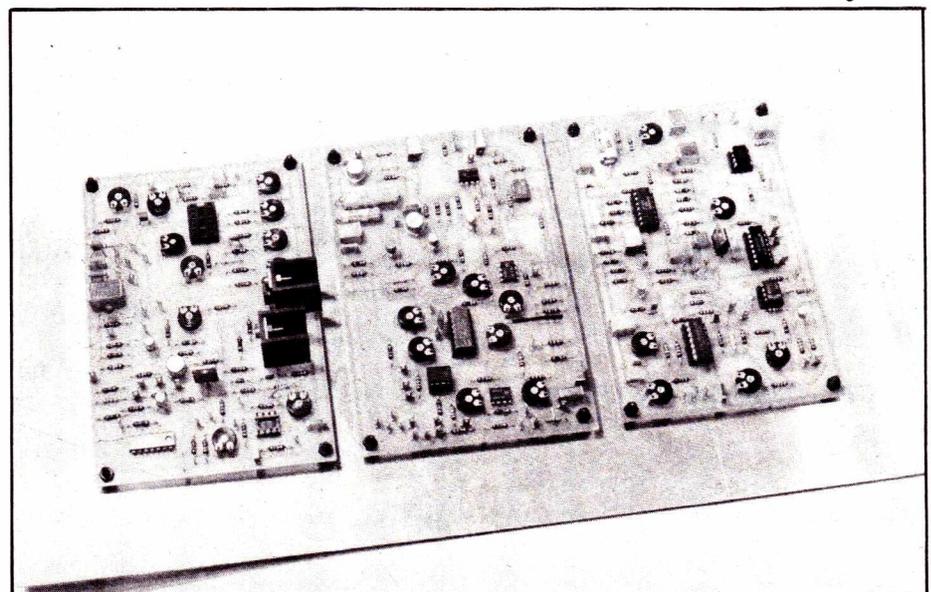
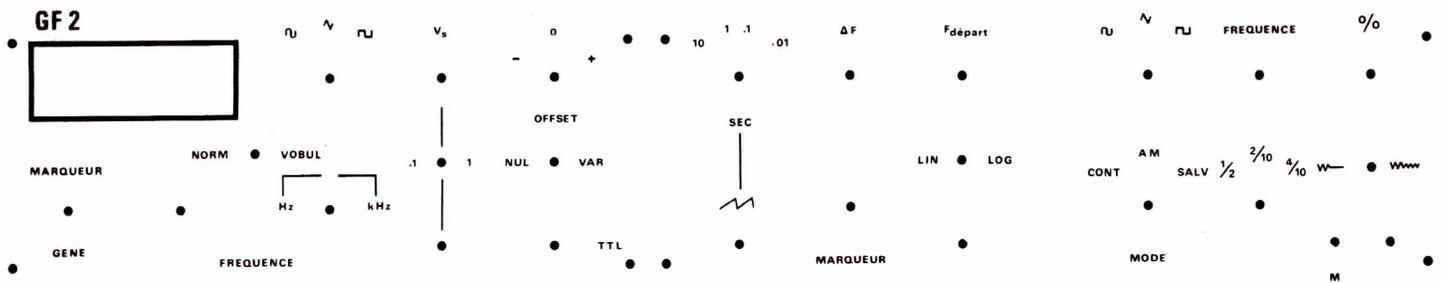


Figure 31





▲ Figure 32 ▼

La façade

Après perçage selon les indications de la **figure 32**, que, pour des raisons évidentes d'encombrement dans le journal, nous avons dû publier à l'échelle 1/2, on mettra en place les composants mécaniques qui ne viennent pas sur les contrefaçades, c'est-à-dire :

- les prises BNC,
- tous les commutateurs miniatures à deux positions.

La photographie de la **figure 32** illustre cette étape. Pour ne pas encombrer une façade déjà très chargée, nous avons préféré reporter sur la face arrière la sortie de synchronisation, dont l'usage n'est pas fréquent.

On placera ensuite tous les fils destinés à assurer la liaison entre les composants de façade et ceux des contrefaçades, en prévoyant une longueur suffisante pour la mise en place mécanique de ces dernières, sur les huit grandes vis de fixation.

Les contrefaçades, une fois installées, recevront tous les fils de liaison vers les autres cartes du générateur, puis on mettra en place la carte «fréquence». Par dix fils rigides nus, celle-ci sera reliée à la carte qui porte les afficheurs. Les photographies des **figures 33 à 35** illustrent ce travail.

Le câblage final

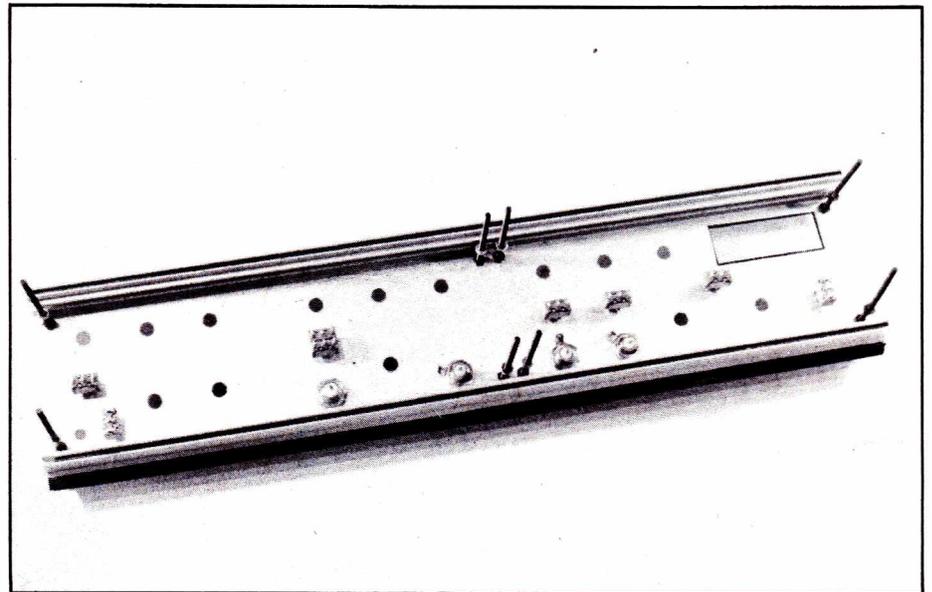
Il consiste à trier la forêt de fils, et à la distribuer vers les différentes cartes. Ici intervient, comme nous l'avons dit, la nécessité de cocher soigneusement chaque opération.

La photographie de la **figure 36** montre le travail en voie d'achèvement.

Les dernières mises au point

On peut classer les ultimes réglages en deux catégories :

- ceux qui ont déjà été faits séparément sur table, pour chacune des cartes, et qu'il ne reste donc plus



qu'à figoler. On reprendra donc toutes les opérations précédemment décrites, en veillant à ne pas tout dérégler à tort et à travers ;

- ceux qui concernent le fréquencemètre, et que nous explicitons ci-dessous.

Le générateur fonctionnant sur une gamme moyenne (par exemple de 0 à 5 kHz), on se place sur la fréquence la plus basse de la gamme (environ 5 Hz dans l'exemple cité).

Cette fréquence étant mesurée par un procédé quelconque (oscilloscope, fréquencemètre interne), on réglera AJ₄ pour qu'elle s'affiche sur le GF2. Toujours dans l'exemple cité, et puisqu'on ne dispose que de trois digits, la lecture sera comprise entre 0,00 et 0,01 (0 Hz ou 10 Hz). Il faut donc régler AJ₄ à la charnière de ces deux valeurs, ce qui revient à un pseudo réglage du zéro.

Ensuite, on passe sur la fréquence

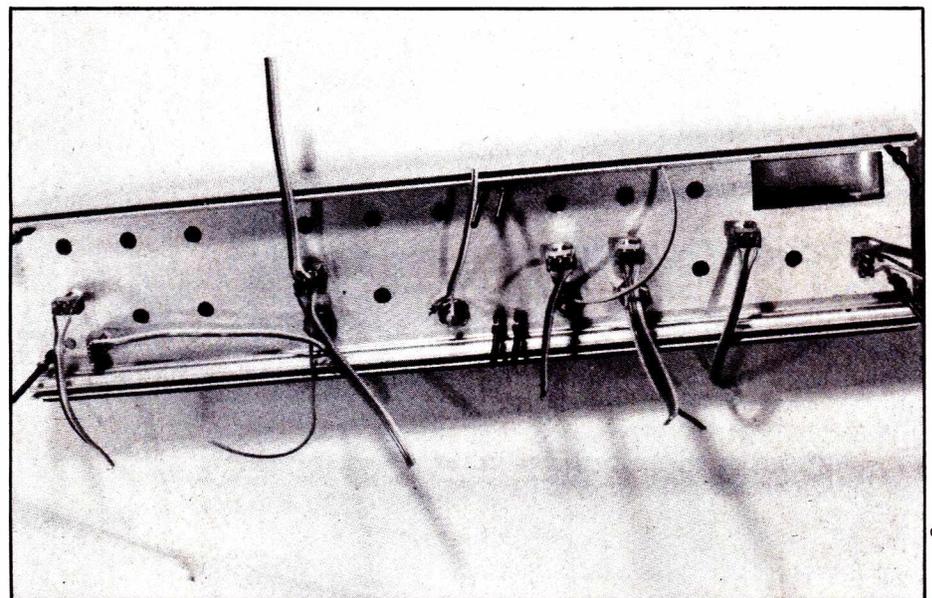


Figure 33

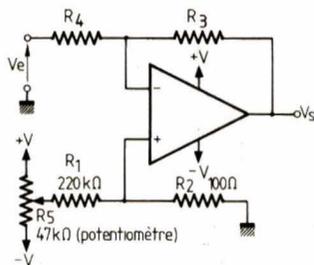
IDEE SCHEMA N° 37

RPEL

Différents types de compensation d'offset

Ces circuits sont valables quel que soit l'ampli opérationnel utilisé. Néanmoins, leur intérêt se trouve accru pour les amplificateurs opérationnels non munis de broches de compensation (balance).

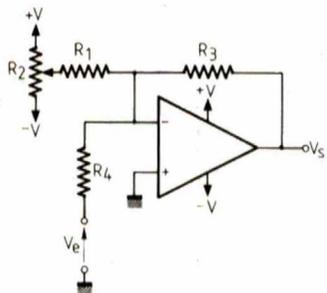
Les techniques de compensation diffèrent suivant le type de montage, pour ne pas influencer sur les autres caractéristiques du circuit.



Circuit (a) : amplificateur inverseur.

La plage de compensation est :

$$\pm V \frac{R_2}{R_1}$$



Circuit (b) : amplificateur inverseur avec une impédance de source inférieure à $10 \text{ k} \Omega$.

Plage de compensation :

$$\pm V \frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4) R_1}$$

si :

$$1) R_1 = 2000 \left(\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

$$2) \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \leq 10 \text{ k} \Omega$$

IDEE SCHEMA N° 39

RPEL

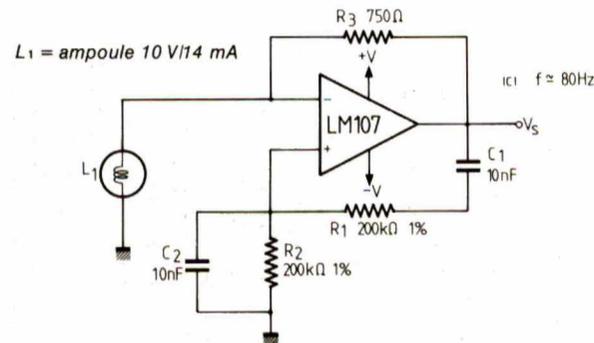
Oscillateur à pont de Wien simple

Parmi les oscillateurs harmoniques, le pont de Wien est un de ceux qui donnent la forme d'onde la plus pure, c'est-à-dire exempte de distorsion.

Son inconvénient réside dans la difficulté de stabiliser l'amplitude du signal en sortie, c'est-à-dire de maintenir l'oscillateur à la limite de la divergence. On utilise en général un élément non linéaire dont la résistance augmente lorsque la tension augmente.

Pour $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, la fréquence de fonctionnement vaut :

$$f = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$



IDEE SCHEMA N° 41

RPEL

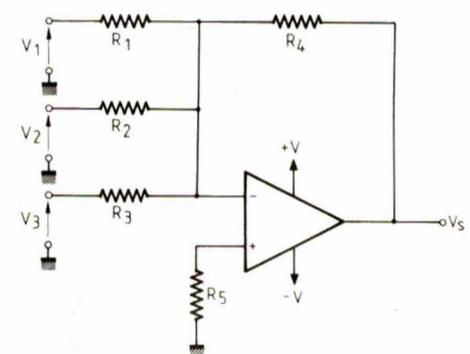
Amplificateur sommateur

Ce montage justifie pleinement la dénomination d'amplificateur opérationnel donnée à l'élément actif. A l'origine l'AOP fut conçu pour le calcul analogique. Ce circuit réalise la somme algébrique des différentes tensions présentes en entrée (ici au nombre de trois, ce qui n'est nullement impératif).

$$V_s = -R_4 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right)$$

On peut obtenir des gains en tension différents pour les différentes tensions d'entrée (fonction de R_1, R_2, R_3, \dots). La présence de R_5 se justifie pour minimiser la tension de décalage due aux courants de polarisation de la paire différentielle d'entrée. On la choisit telle que :

$$\frac{1}{R_5} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$$



IDEE SCHEMA N° 42

RPEL

Amplificateur différentiel

Pour réaliser la différence de deux tensions, on utilise le montage suivant, qui, pour obtenir une différence exacte, nécessite l'appariement des résistances avec les conditions :

$$R_1 = R_3 \text{ et } R_2 = R_4 ;$$

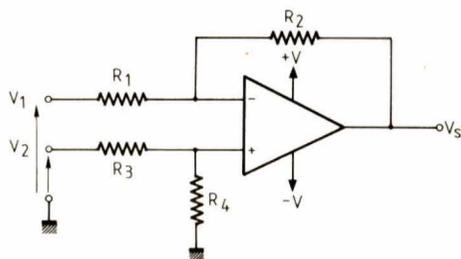
dans ce cas

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

Toujours pour minimiser l'offset dû aux courants de polarisation, on choisit les résistances de façon à ce que :

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$

Condition réalisée avec la première relation.



IDEE SCHEMA N° 40

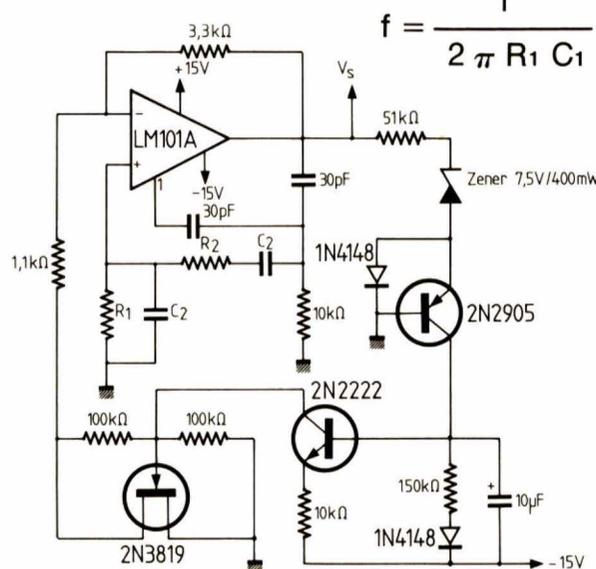
RPEL

Oscillateur à pont de Wien à stabilisation par FET

L'élément régulateur utilisé, ici, est un transistor à effet de champ dont la résistance R_{DS} varie suivant l'amplitude de la tension de grille qui lui est appliquée. L'emploi de la source de courant (2N2905) conjointement à un ampli-op de précision à faible dérive, garantit les performances de l'oscillateur dans une large plage de température.

La fréquence d'oscillation pour $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$ est toujours déterminée par :

$$f = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$

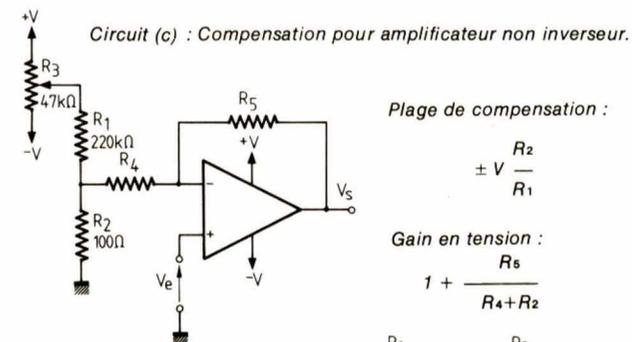


IDEE SCHEMA N° 38

RPEL

Différents types de compensation d'offset

Précisons que pour la grosse majorité des amplificateurs opérationnels disponibles actuellement, la tension de décalage ramenée à l'entrée n'excède jamais ± 10 mV. Dans certains cas, il faut tenir compte de la dérive de cette tension en fonction de la température, surtout lorsque la plage de température de fonctionnement est grande.



Circuit (d) : Compensation pour amplificateur différentiel.

Plage de compensation :

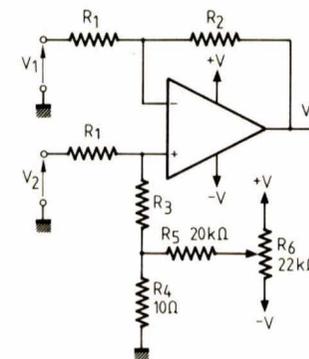
$$\pm V \cdot \left(\frac{R_5}{R_4} \right) \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_3} \right)$$

si $R_2 = R_3 + R_4$

Gain en tension :

$$G_v = \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$



FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEURS FIXES POSITIFS

SERIE 78 XX

La série de régulateurs positifs fixes à trois broches 78 XX est devenue un produit standard de l'industrie des composants électroniques. A ce titre, on la trouve en de multiples versions chez la majorité des constructeurs. Cinq versions de boîtiers et trois versions de tensions chez National semiconductor et trois versions de boîtiers et huit versions de tensions chez Thomson sous la désignation 28 XX, etc. Afin de ne pas se perdre dans ce dédale de possibilités, nous ne donnerons que les caractéristiques relatives au boîtier TO 220, le plus couramment utilisé, et ce pour les tensions standard 5, 12 et 15 V.

Les caractéristiques générales variant très peu d'un boîtier à l'autre ou d'une tension à l'autre, hormis le courant maximum disponible, l'extrapolation reste facile pour les autres cas.

Cette série se caractérise par la possibilité d'ajuster la tension de sortie bien que prévue initialement pour une utilisation en tension fixe. Les régulateurs de cette famille sont tous protégés contre les surcharges thermiques, et possèdent un circuit de limitation de courant interne ainsi qu'une protection du ballast (SOA).

Valeurs limites absolues

Paramètre (Modèles 5, 12, 15 V)	Valeur
Tension d'entrée maximum V_{imax}	35 V
Température maximum de jonction T_{jmax}	125 °C
Courant de sortie maximum (avant limitation)	1 A

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur maximum		
		5V	12V	15V
• Coeff. de régulation amont ($I_o \leq 1A$ et $T_j = 25^\circ C$)	KVI	1 %	1 %	1 %
• Coeff. de régulation aval ($5 \leq I_o \leq 1A$, $0 \leq T_j \leq 125^\circ C$)	KVO	1 %	1 %	1 %
• Courant de repos	IQ	8,5mA	8,5mA	8,5mA
• Taux de réjection de l'ondulation d'entrée (valeur typique pour $I_o \leq 1A$ et $T_j \leq 125^\circ C$)	Rvf	80dB	72dB	70dB
• Résistance de sortie	Ro	8mΩ	18mΩ	19mΩ
• Tension différentielle minimum (pour assurer la régulation)	($V_I - V_o$) _{min}	2,3V	2,6V	2,7V
• Tension de bruit de sortie (10 Hz $\leq f \leq 100$ kHz)	VNO	40μV	75μV	90μV

FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEURS FIXES NEGATIFS

SERIE 79 XX

Les remarques générales faites à propos de la série 78 XX s'appliquent à la série 79 XX. Il s'agit de régulateurs négatifs trois broches dont les capacités en courant de sortie par rapport au modèle correspondant en 78 XX sont tout de même légèrement supérieures. Par exemple, la version boîtier TO 220 en 79 XX peut débiter jusqu'à 1,5 A en continu au lieu de 1A pour le 78 XX. Par ailleurs, le brochage pour un même boîtier est différent, cause de beaucoup de dégâts...

A l'instar de ce qui a été fait pour les 78 XX, les caractéristiques présentées ci-dessous ne concernent que la version TO 220 pour les tensions - 5, - 12 V et - 15 V.

Valeurs limites absolues

Paramètre (modèles 5, 12, 15 V)	Valeur
Tension d'entrée maximum V_{imax} (Version - 5 V)	- 35 V
Tension d'entrée maximum V_{imax} (Version - 12 et - 15V)	- 40 V
Température de jonction	0°, +125 °C

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur maximum		
		-5V	-12V	-15V
• Coeff. de régulation amont ($T_j = 25^\circ C$)	KVI	1%	0,7%	0,7%
• Coeff. de régulation aval ($T_j = 25^\circ C$, $I_o \leq 1,5A$)	KVO	2%	1,6%	1,3%
• Courant de repos	IQ	2mA	3mA	3mA
• Taux de réjection de l'ondulation d'entrée (valeur typique)	Rvf	66dB	70dB	70dB
• Tension différentielle minimum	($V_I - V_o$) _{min}	1,1V	1,1V	1,1V
• Tension de bruit en sortie	VNO	125 μV	300 μV	375 μV

FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEUR DE TENSION FIXE 5 V

LM 109

Le LM 109 national semiconductor qui existe aussi sous les références SFC 2109 chez Thomson et μA 109 chez Fairchild, est un régulateur de tension fixe 5 V (à trois broches) disponible en boîtier TO3 et en boîtier TO 5 ou TO 39. Les dénominations 209 et 309 se différencient par la gamme de température de fonctionnement plus restreinte. Ces régulateurs sont particulièrement bien adaptés à la régulation locale sur des cartes de logique par exemple. Ils sont protégés contre les surcharges thermiques et disposent d'une limitation de courant interne.

Valeurs limites absolues

Paramètre	Valeur
Tension d'entrée maximum V_I	35 V
Température ambiante de fonctionnement TO 3 version 309 (la moins performante)	0 à + 125 °C
TO 5 version 309 (la moins performante)	0 à + 125 °C

Caractéristiques générales

Paramètre et conditions de mesure	Symbole	Valeur	
		Typique	Maximum
• Domaine de tension de sortie pour $7 < V_I < 25V$ et $I_o \leq 200mA$ et $P = 2W(TO5)$ $I_o \leq 1A$ (TO3) et $P = 20W(TO3)$	V_O	5,05 V	5,3 V
• Coeff. de régulation amont ($T_j = 25^\circ C$ et $7V \leq V_I \leq 25V$)	KVI	0,08 %	1 %
• Coeff. de régulation aval ($T_j = 25^\circ C$ $I_o < 0,5A$ (TO5) $I_o < 1,5A$ (TO3))	KVO	0,4 %	1 %
• Tension de bruit en sortie	VNO	40μV _{eff}	
• Courant de repos		5,2 mA	10 mA
• Stabilité dans le temps	KVH	10 mV	20 mV

FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEUR DE TENSION FIXE 5 V

LM 109

BROCHAGES

TO-39 (CB-7)
BOITIER METAL



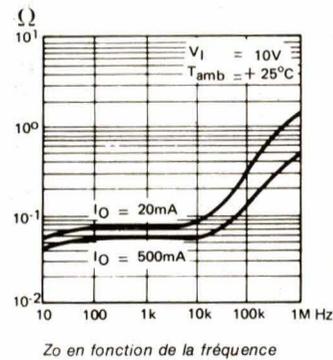
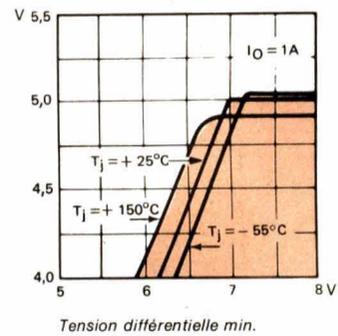
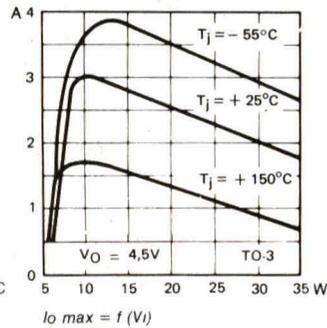
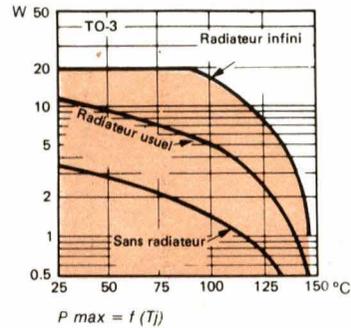
- 1 Entrée non régulée
- 2 Sortie régulée
- 3 Masse

TO-3 (CB-19)
BOITIER METAL

Vues de dessous



La masse est reliée au boîtier

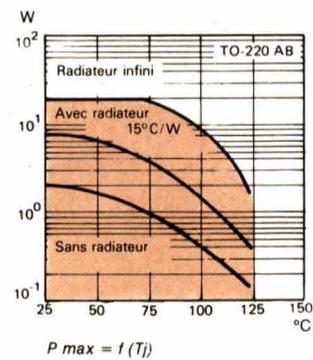
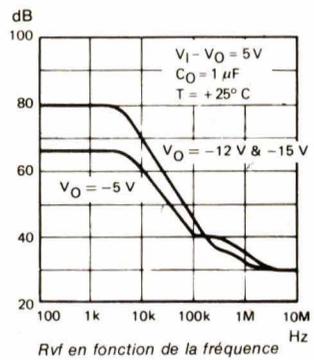
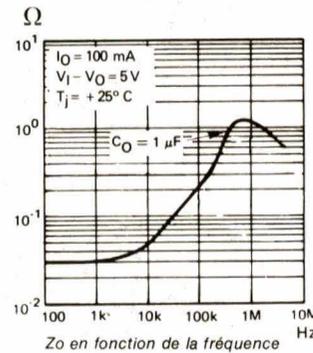
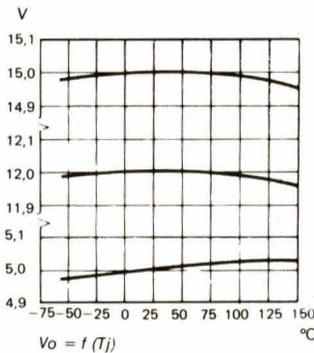
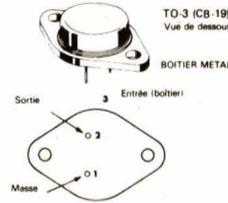
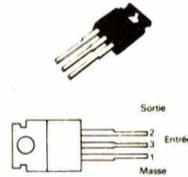


FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEURS FIXES NEGATIFS

SERIE 79 XX



FICHE COMPOSANT

RPEL

REGULATEURS FIXES POSITIFS

SERIE 78 XX

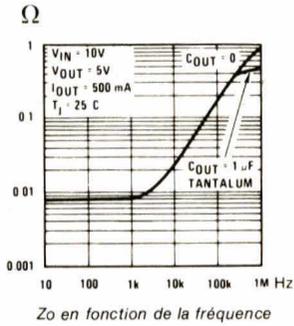
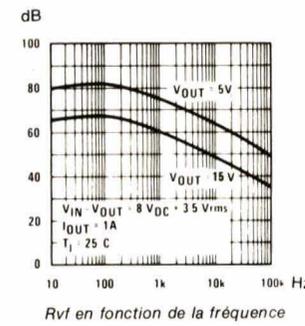
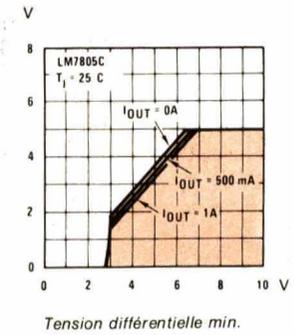
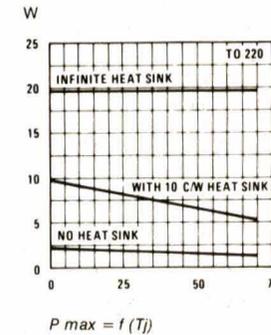
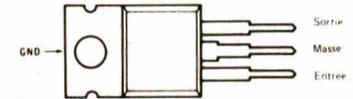
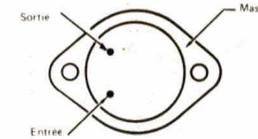
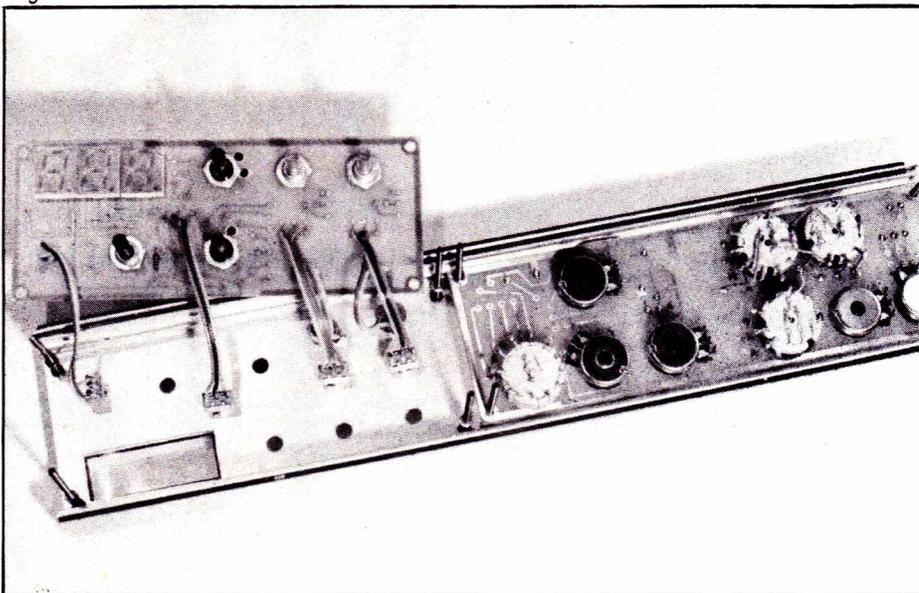


Figure 34



la plus élevée de la gamme, soit 5 kHz théoriquement (la mesurer), et on règle l'ajustable AJ₃ pour obtenir l'affichage correspondant.

Et pour conclure?

Sous ce titre, se dissimule, d'abord, la satisfaction (presque le soulagement!) de l'auteur: voici, pour lui, le terme d'une longue entreprise, qui a connu ses heures d'exaltation, mais aussi ses périodes de découragement.

Exhortons le lecteur à la même patience, et souhaitons lui, bien évidemment, de s'en trouver récompensé. Les oscillogrammes déjà publiés, et ceux que nous ajoutons pour terminer, lui prouveront que le GF2 peut rendre maints services.

R. RATEAU

Nomenclature des composants

Résistances

1/4 watt à $\pm 5\%$

R₁ : 3,9 k Ω

R₂ : 3,9 k Ω

R₃ : 33 k Ω

R₄ : 470 Ω

R₅ : 68 k Ω

R₆ : 10 k Ω

R₇ : 22 k Ω

R₈ : 2,2 k Ω

R₉ : 39 k Ω

R₁₀ : 10 k Ω

R₁₁ : 68 k Ω

R₁₂ : 47 k Ω

R₁₃ : 1 k Ω

R₁₄ : 100 Ω

R₁₅ : 6,8 k Ω

R₁₆ : 3,3 k Ω

R₁₇ : 1 k Ω

R₁₈ : 1 k Ω

R₁₉ : 1 k Ω

R₂₀ : 1 k Ω

R₂₁ : 2,2 k Ω

R₂₂ : 2,2 k Ω

R₂₃ : 2,2 k Ω

R₂₄ : 10 k Ω

R₂₅ : 10 k Ω

R₂₆ : 5,6 k Ω

R₂₇ : 5,6 k Ω

R₂₈ : 390 Ω

R₂₉ : 3,9 k Ω

R₃₀ : 470 Ω

R₃₁ : 680 Ω

R₃₂ : 27 Ω

R₃₃ : 470 Ω

R₃₄ : 4,7 k Ω

R₃₅ : 10 k Ω

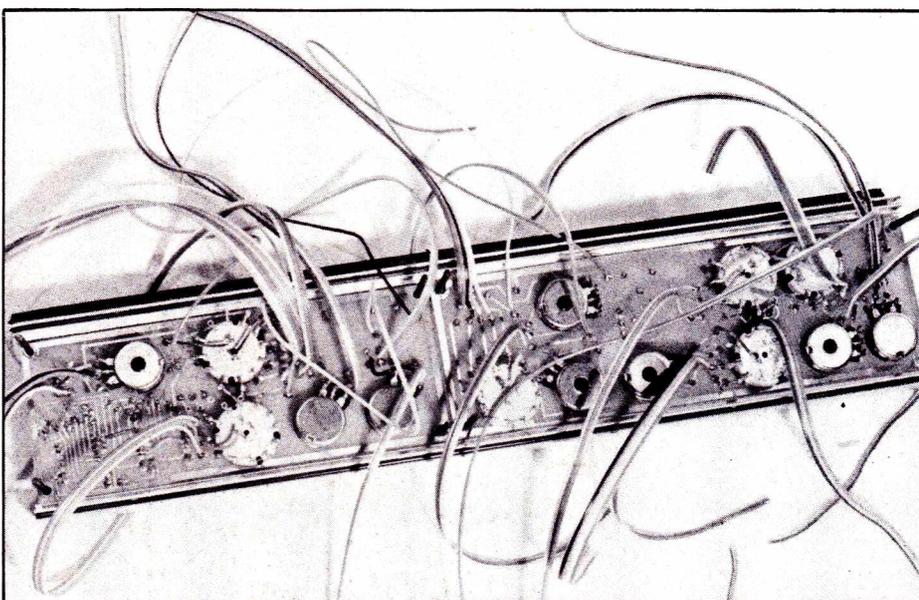


Figure 35

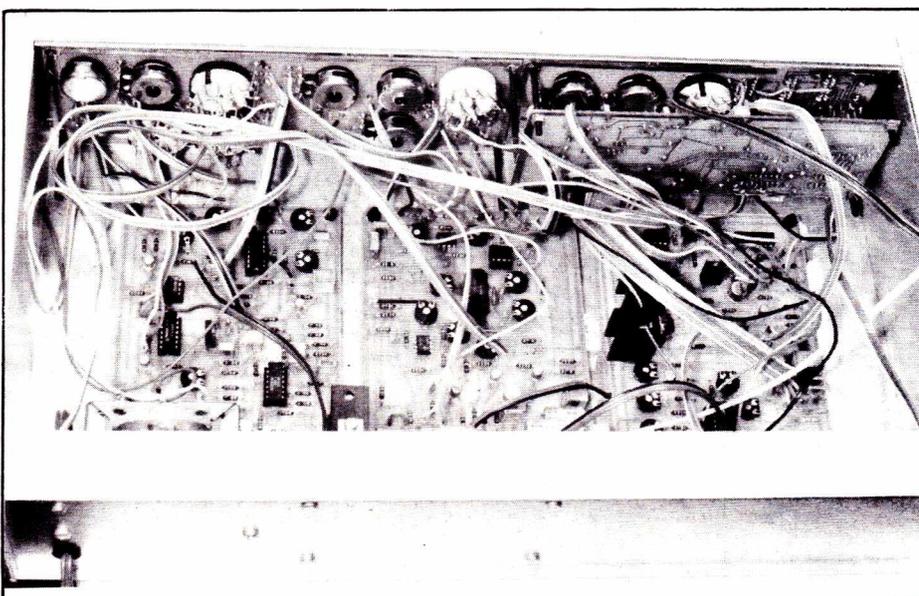


Figure 36

R₃₆ : 2,2 kΩ
 R₃₇ : 2,2 kΩ
 R₃₈ : 6,8 kΩ
 R₃₉ : 10 kΩ
 R₄₀ : 2,2 kΩ
 R₄₁ : 22 kΩ
 R₄₂ : 22 kΩ
 R₄₃ : 47 kΩ
 R₄₄ : 1 kΩ
 R₄₅ : 680Ω
 R₄₆ : 6,8 kΩ
 R₄₇ : 68 kΩ
 R₄₈ : 220 kΩ

Résistances ajustables Piher horizontales

AJ₁ : 2,2 kΩ
 AJ₂ : 4,7 kΩ
 AJ₃ : 4,7 kΩ
 AJ₄ : 47 kΩ
 AJ₅ : 47 kΩ
 AJ₆ : 470Ω

Potentiomètres (linéaires)

P₇ : 10 kΩ
 P₈ : 2,2 kΩ

Condensateurs

C₁ : 10 nF (100 V)
 C₂ : 1 μF (100 V)
 C₃ : 100 nF (100 V)
 C₄ : 1 μF (100 V)
 C₅ : 1 μF (100 V)
 C₆ : 10 nF (100 V)
 C₇ : 22 μF (25 V)

C₈ : 1 μF (100 V)
 C₉ : 4,7 nF (100 V)
 C₁₀ : 330 nF (100 V)
 C₁₁ : 1 μF (100 V)
 C₁₂ : 1 μF (100 V)

Diodes

D₁ : 1 N 4148
 D₂ : Zéner 9,1 V (400 mW)

Transistors

T₁ : 2 N 2369
 T₂ : 2 N 2905
 T₃ : 2 N 2369
 T₄ : 2 N 2369

Circuits intégrés

IC₁ : ICL 8038
 IC₂ : μ A 796
 IC₃ : TDB 357
 IC₄ : SN 7490
 IC₅ : TDB 357
 IC₆ : 7805

Commutateurs

K₉ et K₁₀ : 1 circuit 3 positions
 K₁₁ : inverseur 1 circuit, 2 positions stables.

Nomenclature de la carte fréquencesmètre

Résistances

1/4 watt à ± 5 %

R₁ : 10 kΩ
 R₂ : 10 kΩ
 R₃ : 6,8 kΩ
 R₄ : 4,7 kΩ
 R₅ : 3,3 kΩ
 R₆ : 330Ω
 R₇ : 10 kΩ
 R₈ : 470Ω (sur contre-façade)

Résistances ajustables Piher horizontales

AJ₁ : 2,2 kΩ
 AJ₂ : 10 kΩ

Résistances ajustables 10 tours Trimpot

AJ₃ : 50 kΩ
 AJ₄ : 10 kΩ

Condensateurs

C₁ : 10 nF
 C₂ : 220 nF

Transistors

T₁, T₂, T₃ : 2 N 2222 ou 2 N 2369

Circuits intégrés

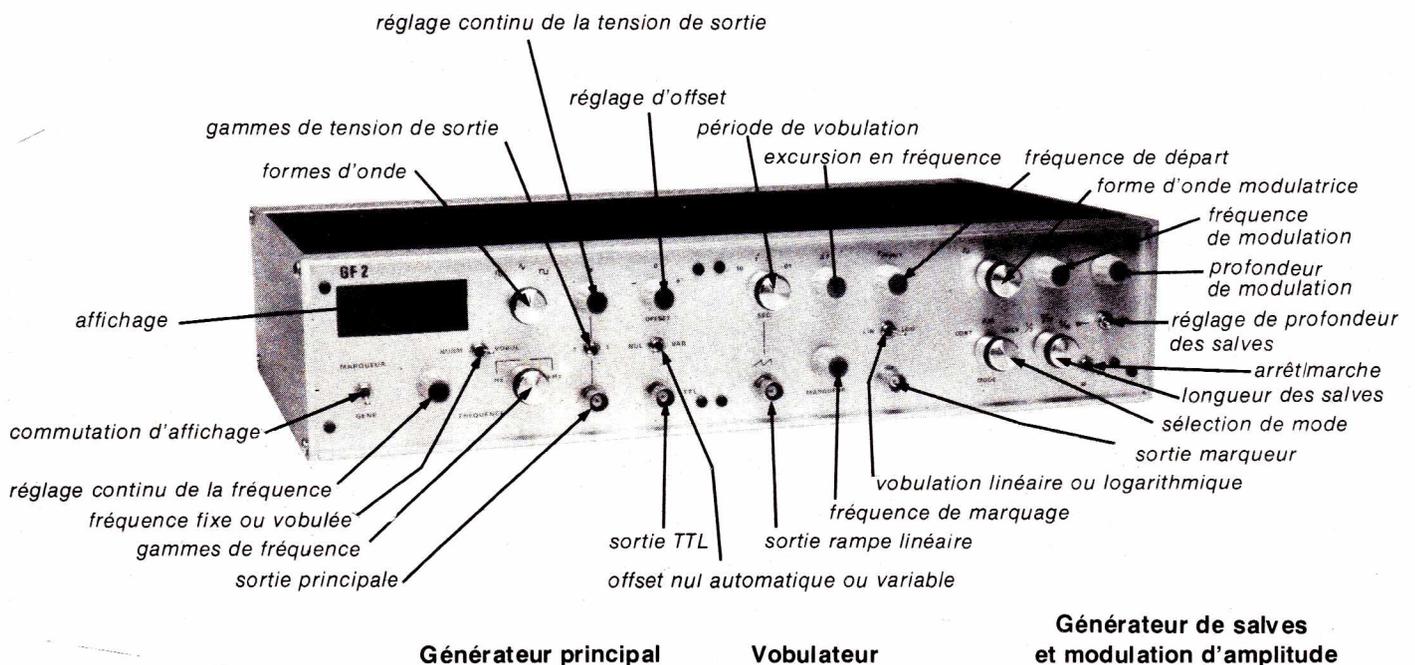
IC₁ : 741
 IC₂ : CA 3162
 IC₃ : CD 4511
 IC₄ : 7805

Afficheurs

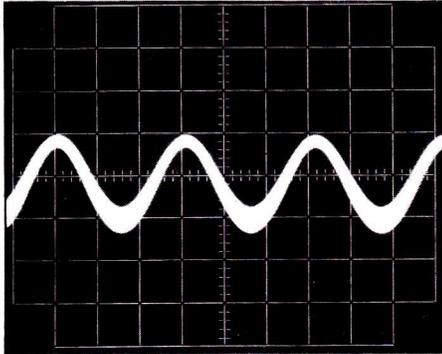
Siemens HA 1183.

Divers

Coffret Retex OCTO BOX, réf. 7786 (sans poignées); réf. 7762 (avec poignées).

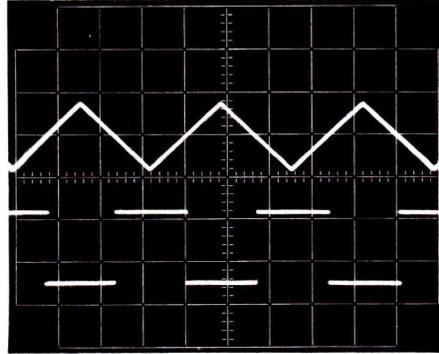


Oscillogramme A



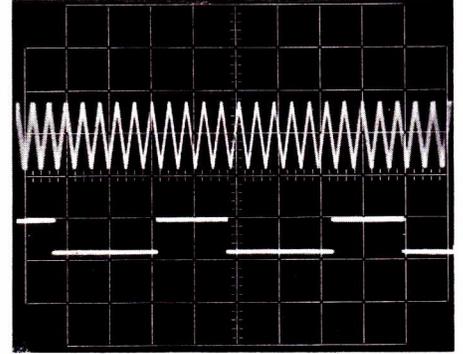
Dans un modulateur non équilibré, la variation d'amplitude de la porteuse s'accompagne d'une variation du niveau moyen, au rythme de la BF.

Oscillogramme E



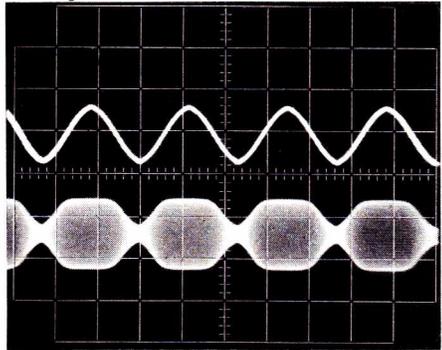
Attaqué par les triangles issus de l'oscillateur principal, le comparateur C13 de la carte 3 donne, sur sa sortie, des créneaux symétriques évoluant entre + 12 volts et - 12 volts.

Oscillogramme I



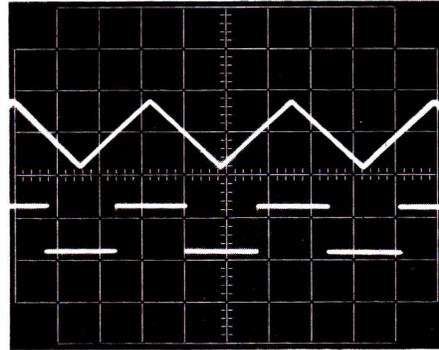
Enfin, sur la sortie D de la décade, se succèdent des paliers hauts d'une durée de quatre périodes, et des paliers bas s'étendent sur six périodes.

Oscillogramme B



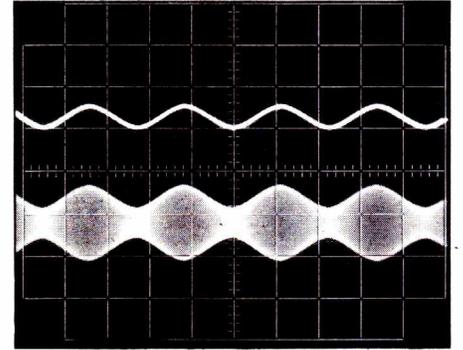
Un réglage incorrect de la résistance ajustable AJ4 conduit à un écrêtage de la porteuse, dans les points de modulation.

Oscillogramme F



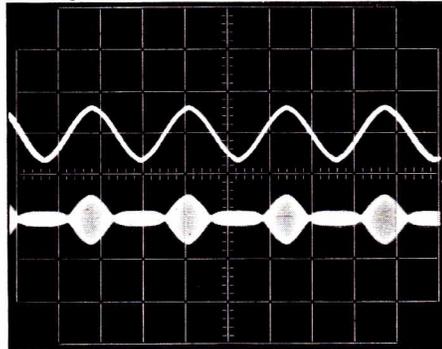
Sur le collecteur du transistor T3, les créneaux n'évoluent plus qu'entre zéro et + 5 volts. D'autre part, ils sont en opposition de phase avec ceux de la sortie de IC3 (Comparer à la phase des triangles).

Oscillogramme J



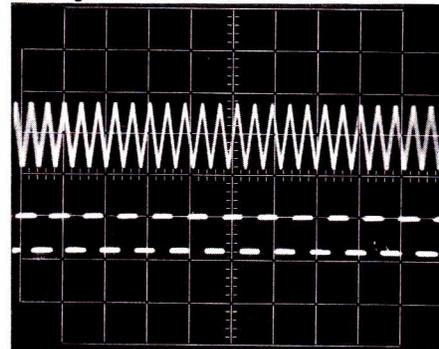
Grâce au potentiomètre P8, le taux de modulation peut être réglé de 0 à plus de 100 %. On constate ici, l'excellente qualité d'une modulation à 60 % environ.

Oscillogramme C



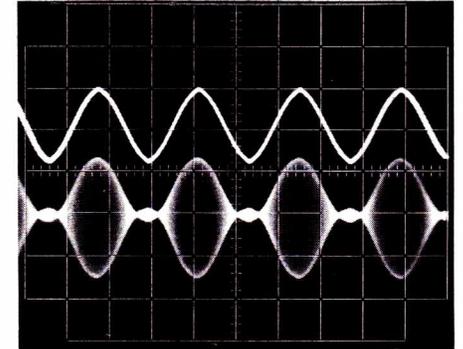
Pour un autre mauvais réglage de AJ4, mais en sens opposé, on observe une modulation inversée, pour les pointes négatives du signal modulateur.

Oscillogramme G



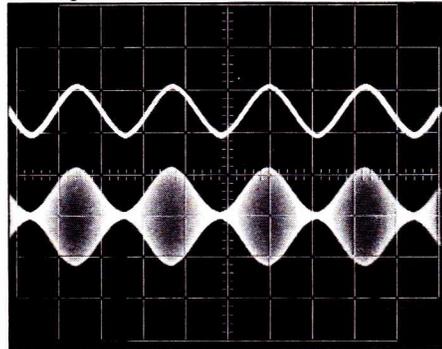
La trace supérieure montre les triangles issus de l'oscillateur principal, et celle du bas, les créneaux prélevés sur la sortie A de la décade SN 7490.

Oscillogramme K



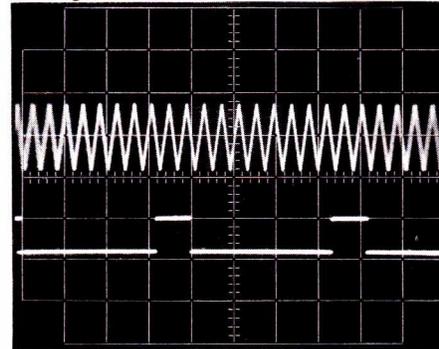
Lorsque le signal BF, pris au curseur de P8, atteint une amplitude suffisante, on dépasse un taux de 100 %, et une surmodulation apparaît.

Oscillogramme D



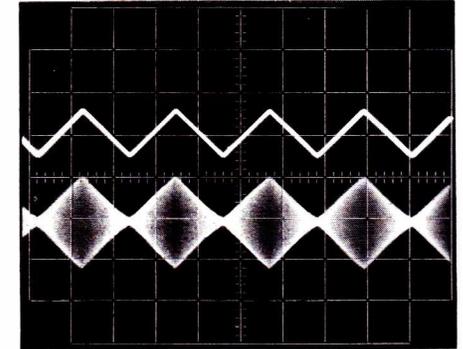
Le réglage correct doit permettre une modulation à 100 %, sans aucun des défauts illustrés par les oscillogrammes précédents.

Oscillogramme H



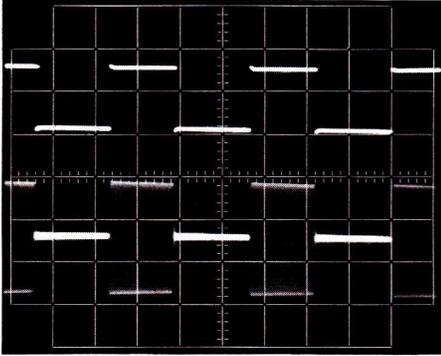
Sur la sortie C de cette même décade, les paliers supérieurs correspondent à deux périodes des triangles, et les paliers inférieurs, à huit périodes complètes.

Oscillogramme L



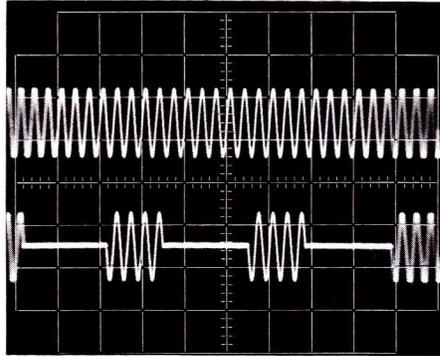
Le commutateur K9 permet de sélectionner les trois formes du signal BF. On observe ici, une modulation à près de 100 % par les triangles. Notons qu'une mauvaise linéarité de l'enveloppe indiquerait un réglage incorrect de AJ4.

Oscillogramme M



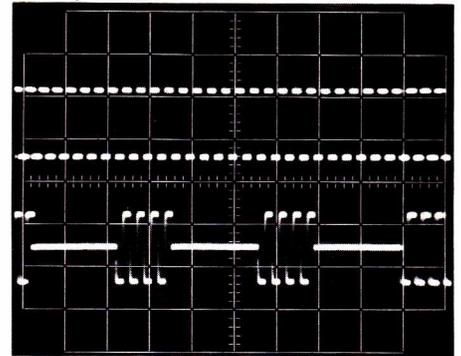
Pour des fréquences moyennes d'une tension modulatrice rectangulaire (au-delà de quelques centaines de hertz), l'enveloppe de la porteuse reproduit bien les créneaux.

Oscillogramme Q



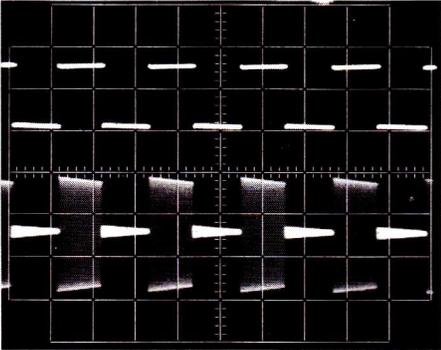
Toujours en signaux sinusoïdaux, et avec extinction complète entre deux salves, on obtient ici des trains de quatre périodes (rapport 4/10).

Oscillogramme U



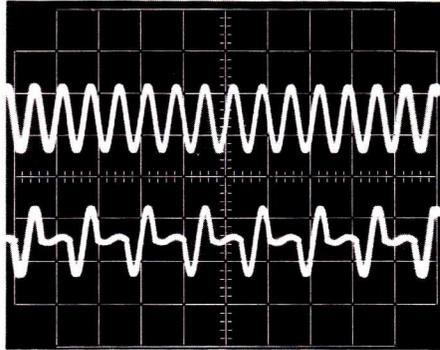
Dans ce dernier exemple, et toujours pour un rapport 4/10, on observe le découpage d'un signal rectangulaire.

Oscillogramme N



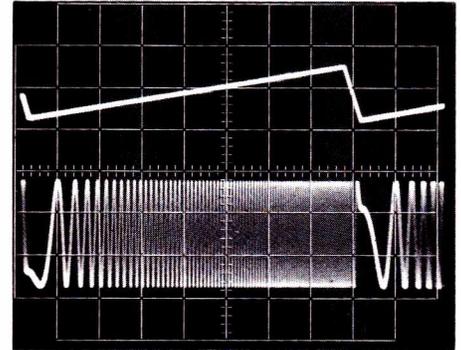
Par contre, vers les plus basses fréquences les paliers de l'enveloppe s'inclinent. Ce phénomène, normal, résulte des liaisons capacitives, qui suppriment la composante continue.

Oscillogramme R



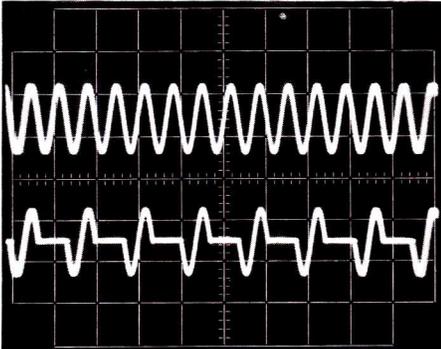
Par le jeu de l'inverseur K11, on peut remplacer les zones de silence par un signal atténué dans le rapport 10. Ce phénomène est ici montré pour le rapport 1/2.

Oscillogramme V



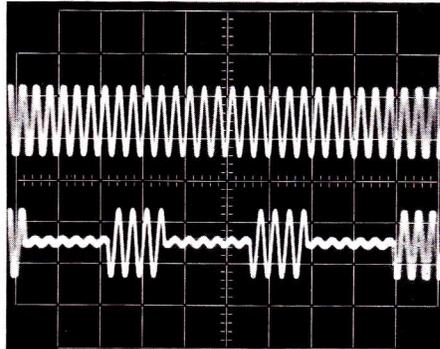
La trace supérieure montre la rampe destinée à commander les déviations horizontales de l'oscilloscope. Les sinusoïdes de la trace inférieure, sont balayées logarithmiquement en fréquence.

Oscillogramme O



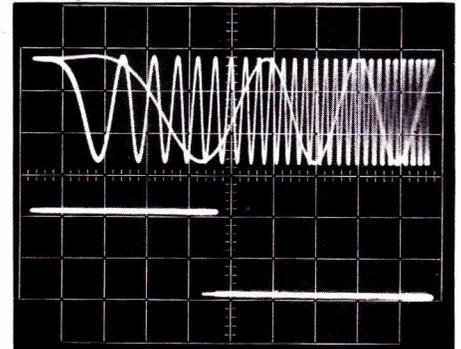
En haut, le signal pilote. En bas, les salves obtenues dans le rapport 1/2, avec extinction complète entre deux salves.

Oscillogramme S



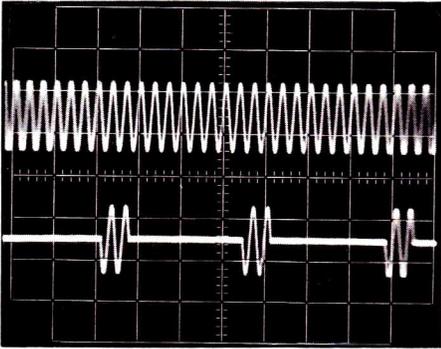
Il est évidemment applicable aux autres rapports de découpage, comme ici, dans le cas des salves de quatre périodes.

Oscillogramme W



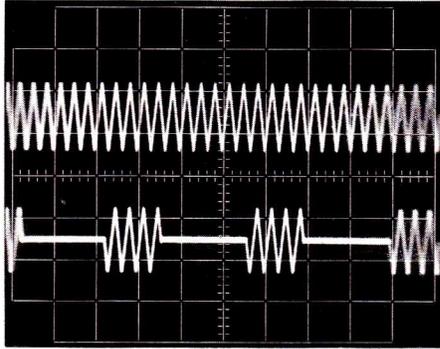
Les déviations horizontales de l'oscilloscope sont maintenant commandées par les rampes que délivre le GF 2, et chaque cycle de volution occupe toute la largeur de l'écran (trace supérieure). La trace inférieure montre le signal de marquage.

Oscillogramme P



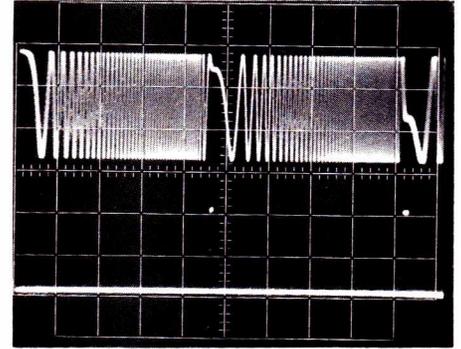
Mêmes conditions que précédemment, mais avec un découpage dans le rapport 2/10 (trains de deux périodes).

Oscillogramme T



Naturellement, le générateur de salves accepte toutes les formes de signaux de pilotage. Ici, les triangles sont découpés dans le rapport 4/10.

Oscillogramme X



Correspondance entre les tensions vobulées logarithmiquement (trace supérieure) et les créneaux de la sortie de synchronisation.

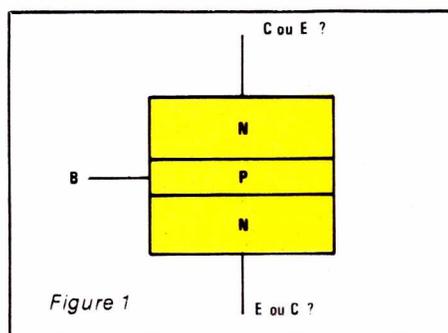
Utilisation des transistors en interrupteurs

Limitons nos explications au cas des transistors NPN, que nous utilisons dans le générateur de salves du GF 2 : la généralisation aux PNP n'exigerait que l'inversion de toutes les polarités.

Tout électronicien considère comme truisme la possibilité d'utiliser un transistor en commutation, c'est-à-dire uniquement dans les états bloqué et saturé. Ceci, bien compréhensible pour des tensions continues, le devient moins en alternatif.

I. Où le collecteur se transforme en émetteur...

... et réciproquement. Un transistor résulte de la succession, au sein d'un cristal semiconducteur, de trois zones alternativement dopées N ou P (figure 1). Très mince (quelques micromètres), la zone P constitue la base. Les deux autres prennent les noms de collecteur et d'émetteur.



Les deux autres, mais... lesquelles ? Rien, dans la figure 1, ne distingue a priori l'émetteur du collecteur. Dans la pratique, seules des considérations techniques, visant à accroître le gain en courant, conduisent à donner, à la jonction de collecteur, une surface plus grande qu'à celle d'émetteur. Nous traitons de ce problème, d'ailleurs, dans nos pages d'initiation (dans ce même numéro).

Retenons simplement, pour l'instant, que l'électrode normalement baptisée « collecteur » peut devenir l'émetteur, et inversement. Il en résultera une seule différence, due à la géométrie du dispositif : le gain en

courant β_1 , dans le premier cas, est beaucoup plus grand que le gain β_2 dans le deuxième cas (environ 10 fois plus, pour les transistors de petite puissance).

II. Les états bloqué et saturé

Rappelons (figure 2) l'allure du réseau des caractéristiques $I_c = f(V_{CE})$: Chacune d'elles correspond à une intensité du courant de base I_b . Lorsqu'on charge le transistor par une résistance de collecteur R_c (figure 3), le courant I_c y crée une chute de tension :

$$V = R_c I_c$$

On peut donc écrire la relation :

$$E = R_c I_c + V_{CE}$$

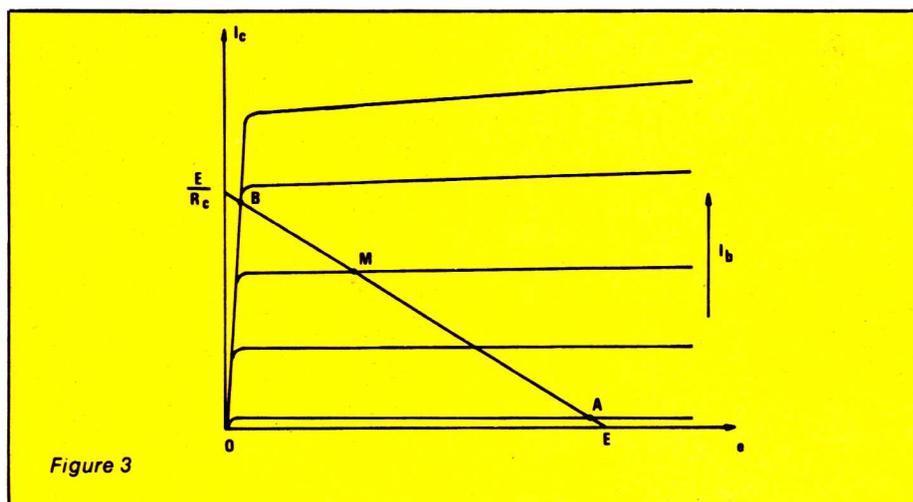
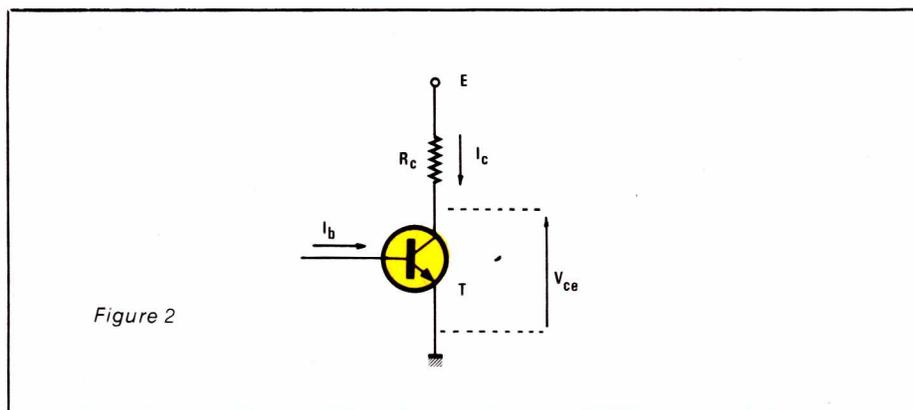
qui, dans le réseau, est l'équation d'une droite Δ , dite **droite de charge**.

Elle coupe l'axe horizontal au point d'abscisse E , et l'axe vertical au point d'ordonnée E/R_c .

A chaque valeur de I_b correspond un point de fonctionnement M sur la droite de charge. Deux d'entre eux nous intéressent particulièrement ici :

- le premier, A, se trouve sur la caractéristique pour laquelle $I_b = 0$. Le courant de collecteur I_c est alors pratiquement nul, et la tension V_{CE} très voisine de E . En première approximation, tout se passe comme si le transistor T , qu'on dit alors **bloqué**, avait été remplacé par un interrupteur ouvert.

- le deuxième, B, correspond à une tension V_{CE} voisine de zéro, et à un courant I_c presque égal à E/R_c . Tout se passe maintenant comme si le transistor T , qu'on dit **saturé**, avait été remplacé par un interrupteur fermé.



III. Découpage d'une tension alternative

Considérons le circuit de la figure 4, où nous noterons V_e les tensions d'entrée (appliquées entre la masse et l'extrémité libre de R_c), V_s les tensions de sortie (prises entre le collecteur de T et la masse) et V_b les tensions appliquées entre la masse et l'extrémité libre de la résistance de base R_b .

La tension V_e est, maintenant, un signal alternatif centré sur le potentiel 0, et évoluant entre les limites $-e$ et $+e$. Les crêteaux V_b , qui commandent la base, passent du palier supérieur $+v_1$ au palier inférieur $-v_2$. Si on compte positivement toutes les tensions avec l'orientation que précisent les flèches de la figure 4, on s'aperçoit qu'il y a quatre cas possibles :

- 1^{er} cas : $V_e > 0$ et $V_b = v_1 > 0$
- 2^e cas : $V_e < 0$ et $V_b = v_1 > 0$
- 3^e cas : $V_e > 0$ et $V_b = -v_2 < 0$
- 4^e cas : $V_e < 0$ et $V_b = -v_2 < 0$

Etudions successivement ces différentes possibilités.

Cas $V_e > 0$ et $V_b > 0$

Le transistor fonctionne normalement. Si on néglige la chute de tension émetteur-base, le courant de base a pour intensité :

$$I_b = \frac{v_1}{R_b}$$

Il y aura saturation si R_b et v_1 sont choisis tels que :

$$\beta_1 \frac{v_1}{R_b} > \frac{V_e}{R_c}$$

en désignant toujours par β_1 le gain en courant pour le branchement normal du transistor. A la sortie, on a alors :

$$V_s = 0$$

Cas $V_e < 0$ et $V_b > 0$

Puisque V_e est négatif, le transistor fonctionne à l'envers : son émetteur devient son collecteur, et réciproquement. Le gain en courant, β_2 , est maintenant très inférieur à β_1 .

Par rapport au nouveau collecteur, la base se trouve portée à un potentiel v_1 positif : elle est donc positive, à fortiori, par rapport au nouvel émetteur. Le transistor, conducteur, sera saturé si :

$$\beta_2 \frac{v_1}{R_b} > \frac{v_1}{R_c}$$

Il se comporte alors comme un inter-

rupteur fermé, et la tension de sortie V_s est nulle.

Cas $V_e > 0$ et $V_b < 0$

Le courant de base I_b devenant nul, le transistor se bloque, et se comporte comme un interrupteur ouvert. La tension de sortie V_s reproduit la tension d'entrée V_e .

Cas $V_e < 0$ et $V_b < 0$

Puisque V_e est négatif, le transistor fonctionne avec inversion du collecteur et de l'émetteur. La tension :

$$V_b = -v_2$$

appliquée sur la résistance de base R_b est plus négative que v_1 . Aucun courant ne circule. Le transistor T, bloqué, équivaut à un interrupteur

ouvert, et on retrouve intégralement V_s sur la sortie du montage.

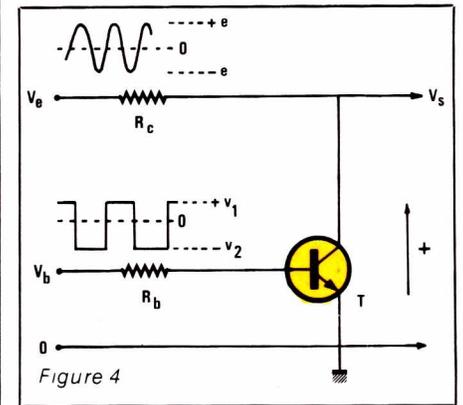


Figure 4

Nous avons utilisé le circuit $\mu A 796$ en boîtier DIL, dont le brochage est indiqué ci-dessus. Dans les schémas théoriques des figures 4 et 5, repris sur un data book, les brochages sont ceux du boîtier rond. On ne s'étonne donc pas des différences de numérotation.

ORDER INFORMATION		(TOP VIEW)
TYPE	PART NO.	PACKAGE OUTLINE 9A
$\mu A 796C$	$\mu A 796PC$	PACKAGE CODE P

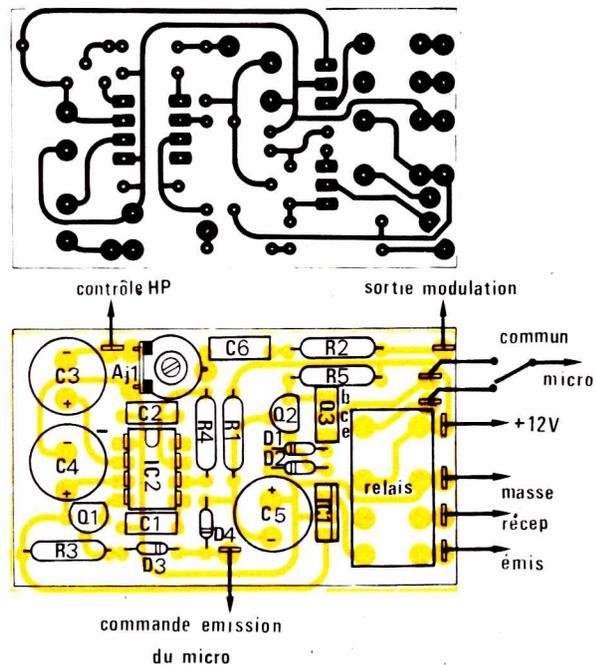
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS	
Internal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30 V
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	± 5.0 V
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm (5 + I_5 R_E)$ V
Input Signal ($V_2 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0 V
Bias Current (I_5)	12 mA
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 60 s)	300°C

Pin	Function
1	+ SIGNAL IN
2	GAIN ADJUST
3	GAIN ADJUST
4	- SIGNAL IN
5	BIAS
6	+ OUT
7	NC
8	- CARRIER IN
9	NC
10	- CARRIER IN
11	- OUT
12	NC
13	NC
14	V-

ERRATUM

Cet erratum concerne l'article Beep-Break paru dans notre numéro 417 d'août 82.

Le circuit imprimé et l'implantation des composants figure 3 et figure 4 ont été donnés vus par transparence et non pas vus comme nous le faisons habituellement, côté cuivre et côté composants. Nous redonnons ici ces deux figures vues dans le sens conventionnel.



Tout sur les diodes LED

Le mot «LED», devenu très courant dans le langage des électroniciens professionnels ou amateurs, est une abréviation de l'expression anglaise **Light Emitting Diode**.

Il serait donc plus judicieux pour nous, afin de respecter la langue française, de dire «DEL», contraction de Diode Electro Luminescente. Mais là encore, comme cela se produit souvent dans le jargon technique, c'est le terme anglo-saxon qui est resté dans le langage courant.

Ce type de composant, maintenant très répandu, remplace avantageusement les lampes à incandescence dans les applications de signalisation ou d'affichage à faible puissance.

Pour les premières, la consommation en courant et le prix sont plus élevés, avec une durée de vie plus faible.

La diode électroluminescente, émetteur de lumière rouge, orange, jaune, verte, bleue et maintenant multicolore, est un composant fiable et facile à implanter sur un circuit imprimé ou une face avant d'appareil; c'est une des grandes «stars» de l'électronique moderne. Toutefois, sa structure et son fonctionnement sont souvent méconnus: nous avons voulu, dans cet article, venir à LED de nos lecteurs désireux d'en savoir plus.

La diode: une vie de lux

On a pu constater que n'importe quelle jonction au silicium ou au germanium, émet un rayonnement (en faible quantité bien sûr) lorsqu'un courant la traverse dans le sens direct. En effet, la tension de seuil de 0,6 à 1 volt que possède la diode fait qu'une dissipation de puissance se produit à l'endroit de la jonction PN lors du passage d'un courant; cette perte d'énergie se traduit bien entendu en chaleur mais aussi par émission de photons lumineux (en faible quantité) que l'on ne peut voir car ils se situent dans la gamme infra-rouge.

Aussi a-t-on pensé, il y a déjà bien longtemps, à mettre en valeur cette propriété photo-émissive des jonctions; le silicium et le germanium étant de piètres générateurs de lumière, on a tenté et réussi la fabrication de diodes émettrices utilisant comme matériau de base d'autres semi-conducteurs.

Éclairons notre lanterne

Sans entrer dans des détails mathématiques fastidieux, nous pouvons dire que la fréquence des radiations lumineuses émises par une jonction est directement liée à la largeur de la «bande interdite» du semi-conducteur utilisé, laquelle détermine aussi la tension de coude

dans le sens direct de ladite jonction. Plus cette tension de coude est élevée, plus la fréquence de la lumière émise est également élevée.

D'autre part, dans la plage d'utilisation des diodes photo-émissives, la puissance lumineuse croît avec le courant traversant la jonction et ce, d'une manière presque linéaire. C'est ce que montre la figure 1, qui représente les variations de la puissance optique, en fonction de l'intensité directe I_c .

Les matériaux de base doivent donc être capables de former une jonction dont la «bande interdite» soit assez large de façon à émettre une lumière visible aux infra-rouges pour certaines applications.

Actuellement, le matériau le plus utilisé est un alliage d'arséniure de

gallium (Ga As) et de phosphure de gallium (Ga P); suivent le Ga P dopé au zinc et l'alliage de Ga As et d'arséniure d'aluminium (Al As).

Ce sont le Ga P et le Ga As P qui sont les plus utilisés pour fournir une lumière visible dont la couleur varie avec la structure atomique du matériau.

La LED bat l'ampoule par K.O.

Voici les nombreux avantages que possède la LED sur la lampe à incandescence:

- durée de vie exceptionnellement longue,
- temps de réponse très court à l'allumage et à l'extinction (en général moins d'une microseconde contre plusieurs dizaines de millisecondes pour la lampe),

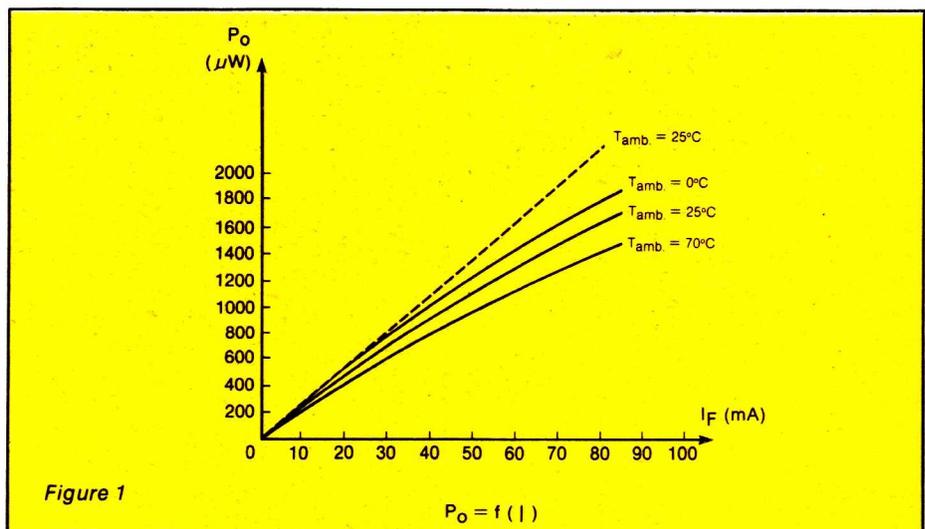


Figure 1

$$P_o = f(I)$$

- fonctionnement sous des tensions d'alimentation très faibles (1,5 à 3 volts),

- facilité de montage sur une face avant, soit par collage, soit à l'aide de supports,

- faible prix.

Mais, tout comme la lampe, la LED possède quelques défauts et nécessite certaines précautions :

- respect de la polarité car les LED, comme toutes les diodes, ont un sens de branchement,

- obligation d'alimenter la LED à travers une résistance qui limite l'intensité (sinon, risque de destruction immédiate),

- lumière émise plus faible en général que celle d'une lampe et surtout surface lumineuse plus petite.

Envoyez les couleurs

En dehors de toutes considérations physiques de taille ou de forme, on peut classer les LED par la couleur de la radiation qu'elles émettent.

Infra-rouge

Elles sont généralement encapsulées dans un boîtier transparent ou gris foncé. Le rayonnement infra-rouge étant invisible à l'œil humain, ces diodes ne sont donc pas utilisées en signalisation lumineuse mais sont réservées à des applications spécifiques: la barrière photo-électrique pour système d'alarme, télécommande pour téléviseur, comptage de pièces, transmission d'informations à faible distance.

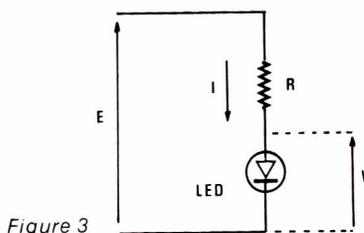
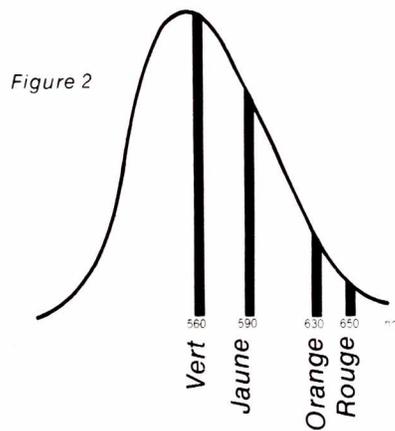
Il existe à cet effet chez plusieurs fabricants des LED munies d'une lentille destinée à focaliser la lumière afin d'accroître la portée.

La tension de seuil directe avoisine 1,4 V pour ce type de diodes.

Rouge

Ce sont les plus répandues et les moins chères. Outre ces deux qualités, leur rendement lumineux est supérieur aux autres modèles et leur temps de réponse à l'allumage et à l'extinction n'est que de 5 nanosecondes, ce qui en fait également les plus rapides.

La tension de seuil avoisine 1,6 V.



Vert et jaune

Moins répandues que les précédentes, leur prix (quoique ayant bien baissé) est supérieur à celui des LED rouges.

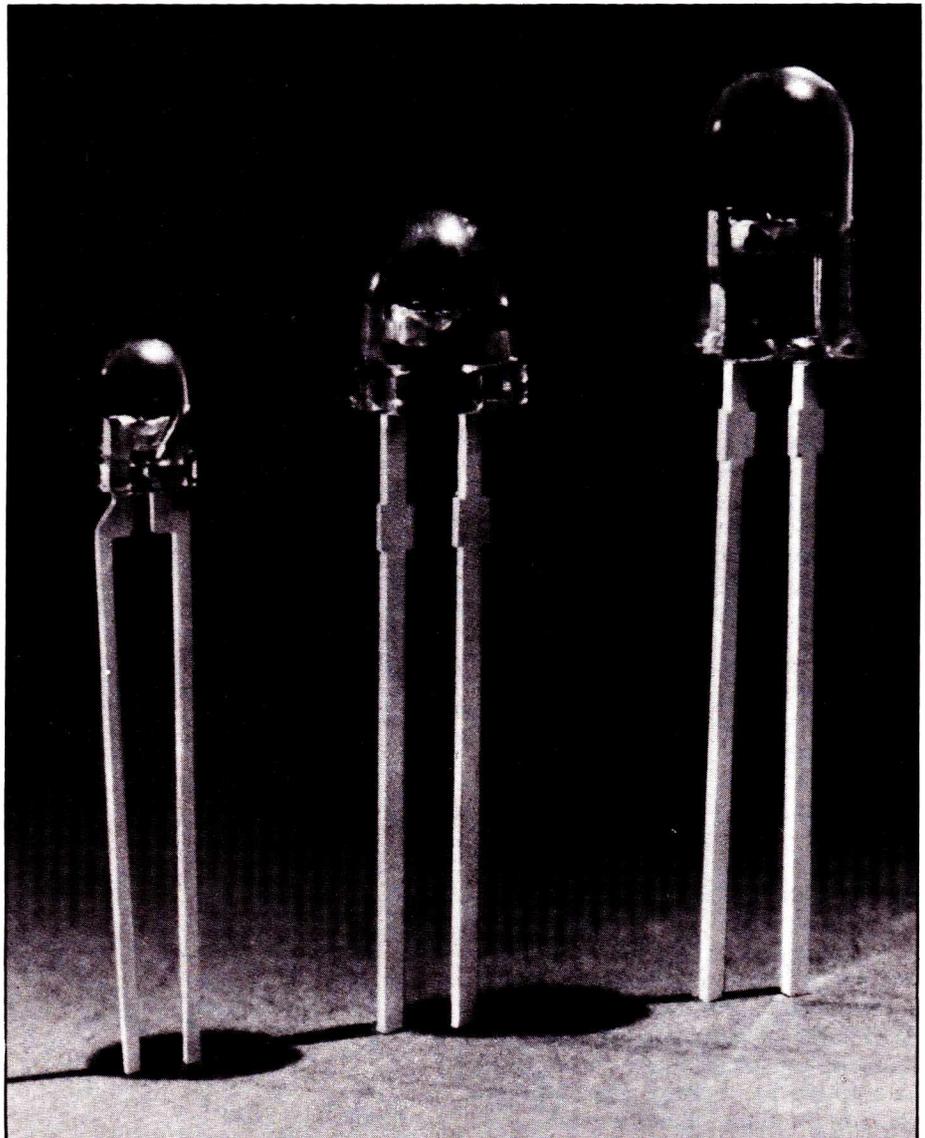
La tension de seuil directe est plus importante également puisqu'elle se situe entre 2 et 2,5 V.

Bleu

Cette couleur étant très difficile à obtenir (longueur d'onde très faible, donc largeur de bande interdite élevée et tension de seuil directe supérieure à 3 volts) les LED bleues sont encore peu répandues sur le marché, leur prix étant par ailleurs beaucoup plus élevé que pour les autres types.

La figure 2 donne en fonction de la courbe de réponse de l'œil la longueur d'onde des diodes émettant

Figure 4



dans le vert, le jaune et le rouge. (Document RTC).

Les autres

Nous avons passé sous silence la LED orange qui ne présente aucune originalité par rapport à celles précédemment décrites; nous ne citerons également que pour mémoire les LED ultra-violet, très rares et réservées à des applications spécifiques.

En revanche, nous devons signaler l'existence de LED clignotantes dans lesquelles sont incorporées des puces faisant la fonction de multivibrateur à une fréquence basse (2 à 4 Hz).

Il existe aussi maintenant des LED bicolors et même tricolors (donc à 3 ou 4 « pattes »).

Nous avons déjà utilisé ces composants dans certains de nos montages (bataille de chars et chronozoom) et ils sont appelés à être utilisés de manière plus fréquente.

L'alimentation des LED

La solution la plus simple, pour imposer l'intensité du courant direct qui traverse une diode électroluminescente, consiste à la polariser à travers une résistance R, à partir d'une tension continue E (figure 3). Si V est la chute de tension dans la jonction, et si on désire faire circuler une intensité I, on choisit:

$$R = \frac{E - V}{I}$$

L'expérience montre qu'on obtient une même sensation visuelle, en appliquant à la diode une succession d'impulsions de courant, avec une intensité moyenne inférieure à l'intensité continue précédemment imposée. Cette possibilité, parfois exploitée pour de simples raisons d'économie d'énergie (par exemple dans les appareils alimentés sur piles), se révèle surtout intéressante pour les techniques de multiplexage des afficheurs à sept segments. Dans ces derniers, chaque segment est constitué d'une LED. Le multiplexage consiste, sur plusieurs afficheurs, à commander séquentiellement l'allumage de segments homologues, ce qui simplifie énormément les problèmes de câblage.

La présentation des LED

Pour des raisons d'esthétique (la LED peut être belle) ou de commodité (réalisation de « bar-graph » de

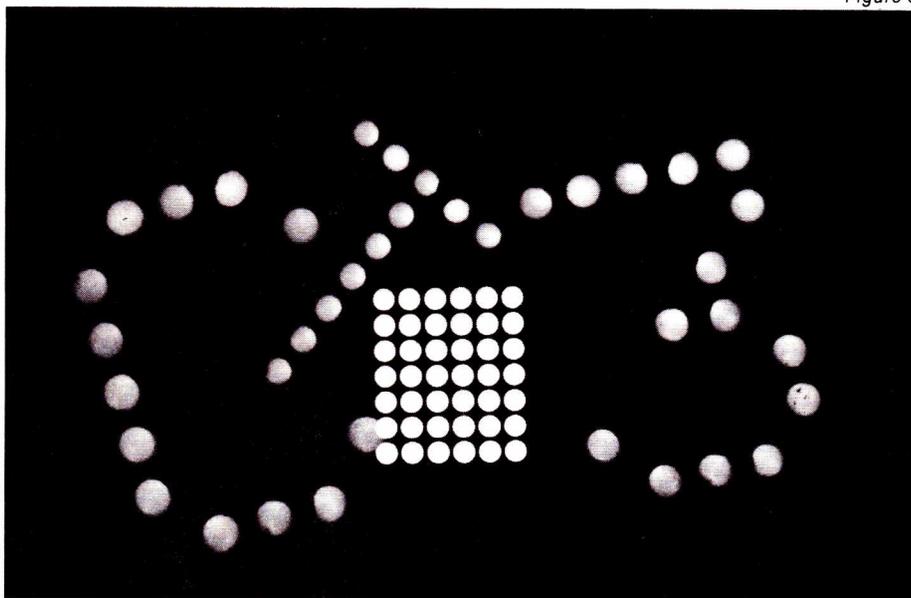


Figure 5

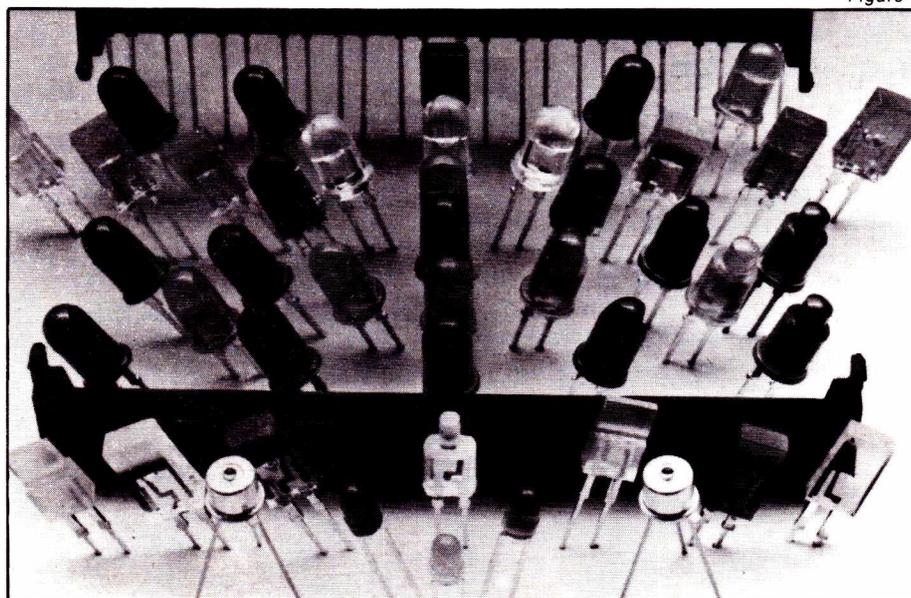


Figure 6

faible encombrement, par exemple), les constructeurs proposent diverses formes de boîtiers pour encapsuler les LED.

La présentation la plus courante, et la plus ancienne aussi, est celle d'un cylindre terminé par une calotte hémisphérique: des échantillons en sont présentés sur la photographie de la figure 4.

Ces diodes à section circulaire, se prêtent bien à un assemblage comme celui de la figure 5, pour constituer des matrices destinées à l'affichage graphique ou alphanumérique.

Il existe également des boîtiers à section triangulaire, ou à section rectangulaire. Ces derniers se prêtent bien à un assemblage en rangées compactes. La photographie de la figure 6 montre quelques exemples de réalisations.

Nous donnons enfin, en figure 7, les caractéristiques géométriques de quelques LED fabriquées par RTC. On y remarquera, entre autres, les croix et les barres permettant de constituer des signes plus ou moins. Comme le montre cette figure 7, carrés, triangles ou croix s'inscrivent légèrement dans un cercle.

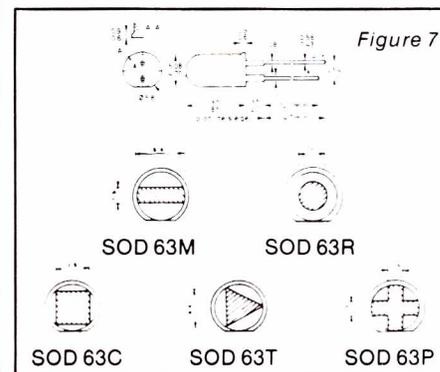


Figure 7

Quelques procédés de commande et quelques applications des LED

L'intensité lumineuse qu'émet une diode électroluminescente de type donné, dépend quasi proportionnellement, en régime permanent, de l'intensité qui la traverse. Nous avons vu, précédemment, qu'on pouvait imposer celle-ci par le choix de la résistance de polarisation.

Mais d'autres procédés de commande peuvent être utilisés: le courant est alors, plus ou moins directement, fourni par un transistor, un circuit intégré linéaire, un circuit logique. Nous en proposons quelques exemples ci-dessous, soit pour visualiser la présence d'une tension, soit pour caractériser un état logique.

I - Visualisation d'un courant ou d'une tension

Mettant en œuvre un transistor de type NPN, le circuit de la figure 1 allume la LED lorsqu'on applique un niveau logique 1 sur son entrée. Le transistor travaillant alors à la saturation, le courant de son collecteur est essentiellement déterminé par R_c . Si V_F désigne la chute de tension dans la LED, $V_{CE sat}$ le potentiel de saturation du transistor, et V_{CC} la tension d'alimentation, on aura:

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_F - V_{CE sat}}{R_c}$$

Le diviseur R_b , R_c doit être calculé pour saturer le transistor:

$$R_b \leq \frac{V_e - V_{BE}}{I_c} \beta$$

Dans des conditions analogues, le circuit de la figure 2 allume sa LED quand il reçoit, sur son entrée, un niveau logique 0. Ceci implique l'emploi d'un transistor de type PNP.

II - Visualisation d'un état logique en TTL

Considérons le schéma de la figure 3, où une porte (buffer) sert d'interface entre le circuit logique et la diode LED, dont la résistance de 180Ω limite le courant direct. La LED s'allume alors lorsque le niveau 1 sort en \bar{A} , ce qui peut symboliquement s'écrire:

$$E = A.$$

On peut facilement réaliser la fonction complémentaire, soit:

$$E = \bar{A}$$

à l'aide du circuit de la figure 4.

III - Visualisation d'un état logique en CMOS

Les problèmes de sortance conduisent à choisir un interfaçage par transistor: on rejoint, pour la détermination des composants, les problèmes évoqués au début de cette page, et nous proposons l'exemple de la figure 5 (visualisation avec allumage pour le niveau logique 1) sans commentaire.

L'emploi d'un transistor PNP permettrait d'allumer la LED en présence d'un niveau logique 0 (voir figure 2).

IV - Indicateur d'états sur les sorties multiples

Il est souvent commode, en régime statique ou à variations suffisamment lentes pour rester perceptibles à l'œil humain, de matérialiser globalement les états des sorties d'un circuit complexe: décades, décodeur BCD, etc.

La figure 6 propose un exemple d'application avec allumage des LED lors du passage des sorties à l'état logique 1. Les commandes BCD y sont interfacées par des buffers non inverseurs, et, pour une alimentation sous 5 volts, des résistances de 180Ω limitent l'intensité de chaque LED à 15 mA environ.

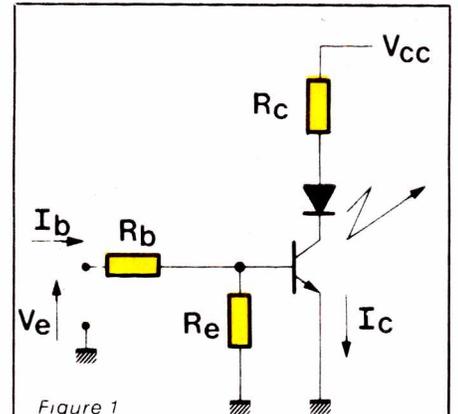


Figure 1

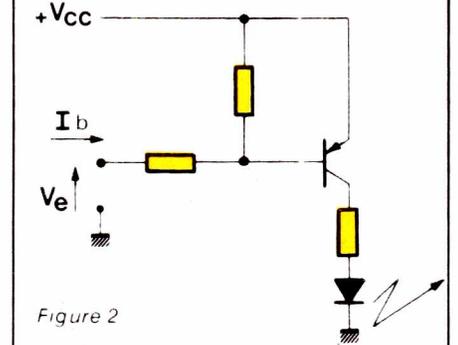


Figure 2

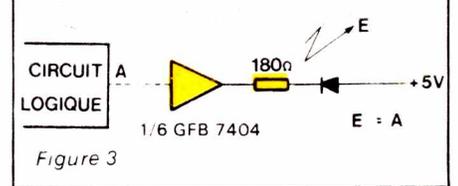


Figure 3

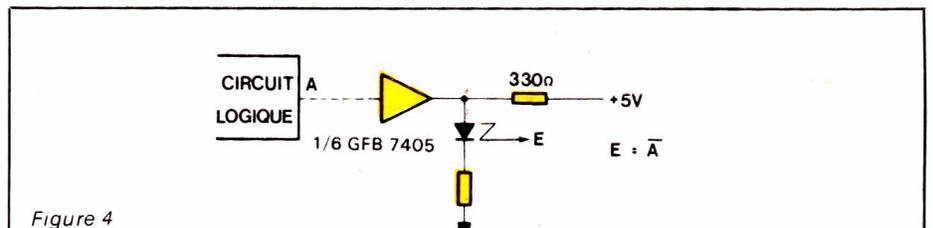


Figure 4

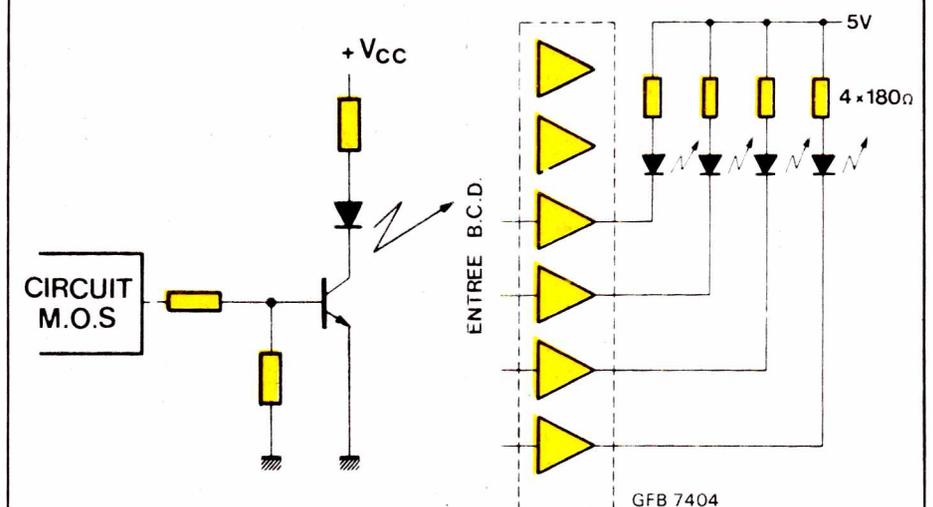


Figure 5

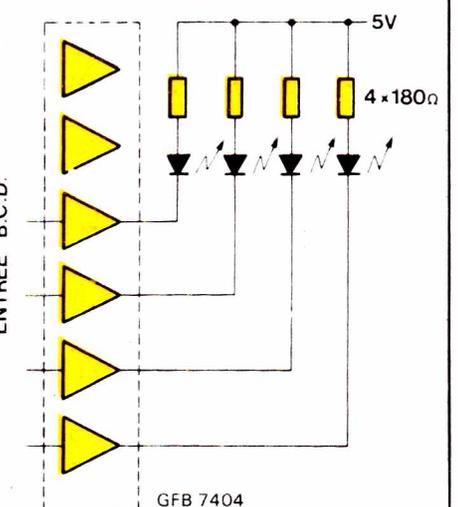


Figure 6

Relevé de courbes de réponse en BF

Le but de cet article est double, d'une part, nous souhaitons qu'il constituera une bonne introduction sur les manipulations et relevés de caractéristiques qu'il est possible d'effectuer sur un amplificateur basse fréquence et d'autre part de vous présenter un appareil de mesure digne d'intérêt et particulièrement adapté à ce genre de mesures, le 8060 A de FLUKE.

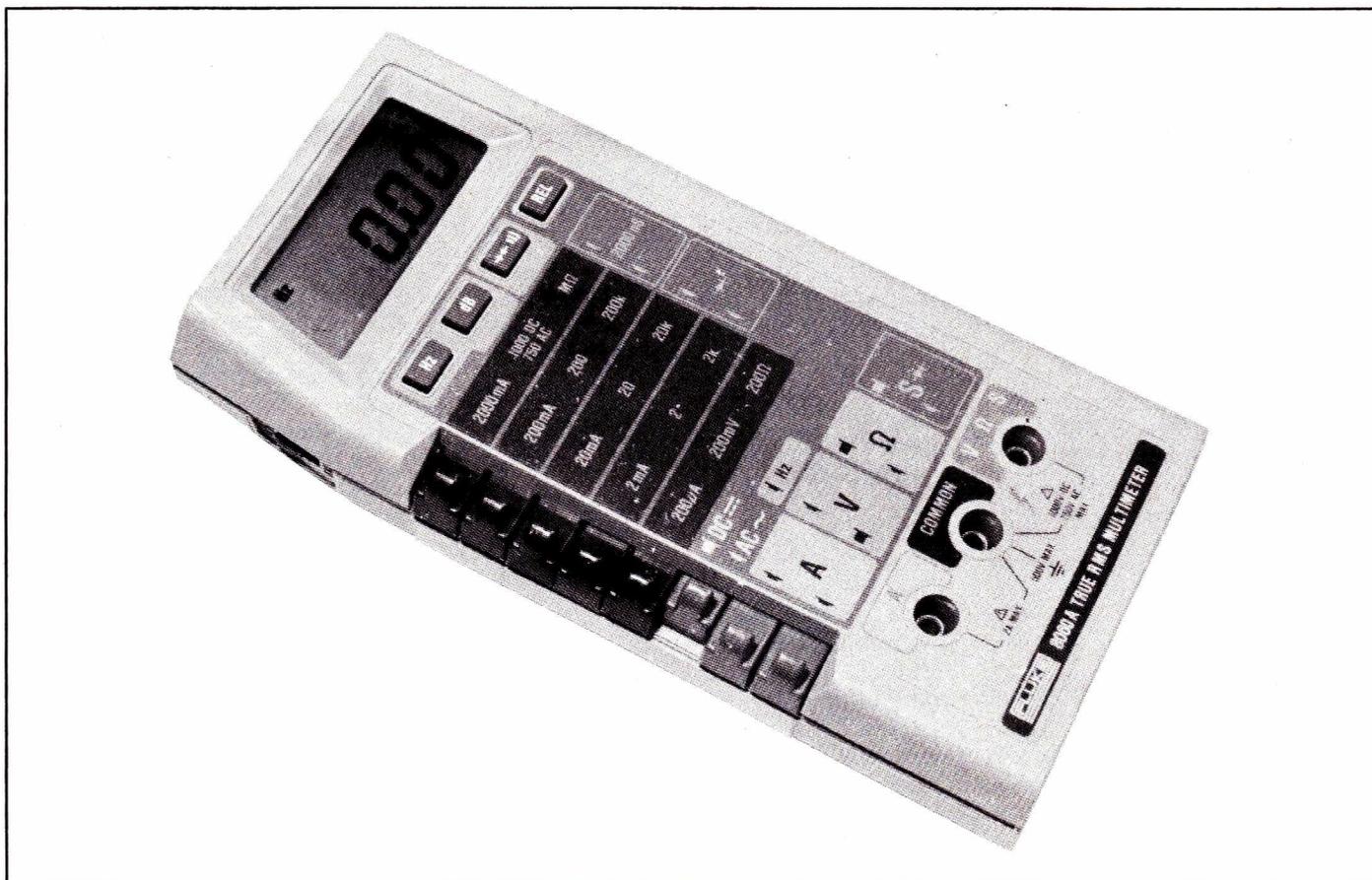
Son air de famille ne laisse aucun doute : ce multimètre appartient à la gamme des appareils de poche construits par Fluke. Il s'agit, cependant, d'une réelle nouveauté, car le Fluke 8060 A ajoute, aux agréments de la mesure digitale sur 4 1/2 digits, des possibilités encore jamais rencontrées dans cette catégorie de matériel.

Géré par microprocesseur, il incorpore un fréquencemètre montant à 200 kHz, et fonctionnant en fréquencemètre réciproque, affichant le centième de hertz en une seconde. Les tensions peuvent être mesurées en dB, aussi bien sur une référence de 600 Ω que sur d'autres impédances.

Cette dernière possibilité découle d'une autre caractéristique fort importante : le 8060 A peut mettre en mémoire (pour n'importe quelle fonction) toute mesure, et effectuer, ensuite, des mesures relatives par rapport à celle qui a été enregistrée.

Le bref résumé des caractéristiques offertes par le multimètre Fluke 8060 A, montre combien il est remarquablement adapté aux mesures sur les amplificateurs et préamplificateurs BF. En effet, la combinaison du fréquencemètre et du décibelmètre, permet le relevé très rapide des courbes de réponse, et avec une haute précision.

Pour illustrer cet emploi du 8060 A, nous proposons ensuite quelques mesures sur une réalisation récemment décrite dans la revue : il s'agit de l'amplificateur pour guitare RPG 50. Nous étudierons, successivement, la réponse du préamplificateur (avec son correcteur de tonalité), et celle de l'amplificateur de puissance.



Présentation du multimètre Fluke 8060 A

Les caractéristiques principales

Nous nous limiterons à un résumé des caractéristiques, dont l'énoncé complet occuperait trop de place.

Mesure des tensions continues

En 5 gammes, de 200 mV à 1 000 V à pleine échelle, avec une résolution de $\pm 0,04 \% \pm 2$ digits. L'impédance d'entrée ($100 \text{ M}\Omega // 100 \text{ pF}$) peut être portée à $10\,000 \text{ M}\Omega$ sur les gammes 200 mV et 2 V.

En décibels, la dynamique atteint 99,79 dB pour une résolution de 0,01 dB.

Mesure des tensions alternatives

En 5 gammes, de 200 mV à 750 V, pour des fréquences de 20 Hz à 100 kHz. La résolution, qui dépend des plages de fréquence, peut atteindre $\pm 0,2 \% \pm 10$ digits.

En décibels, la dynamique atteint 97,30 dB.

Mesure des fréquences

Elle s'effectue en quatre gammes, de 200 Hz à 200 kHz à pleine échelle, avec une résolution de $\pm 0,05 \% \pm 1$ digit. Les tensions minimales d'entrée, pour des signaux sinusoïdaux, croissent de 20 mV jusqu'à 20 kHz, pour atteindre environ 100 mV à 200 kHz.

Mesure des résistances

En 8 gammes (automatiquement sélectionnées pour les $\text{M}\Omega$) de 200Ω à $300 \text{ M}\Omega$, avec une résolution maximale de $\pm 0,07 \% \pm 2$ digits. Le Fluke 8060 A mesure aussi directe-

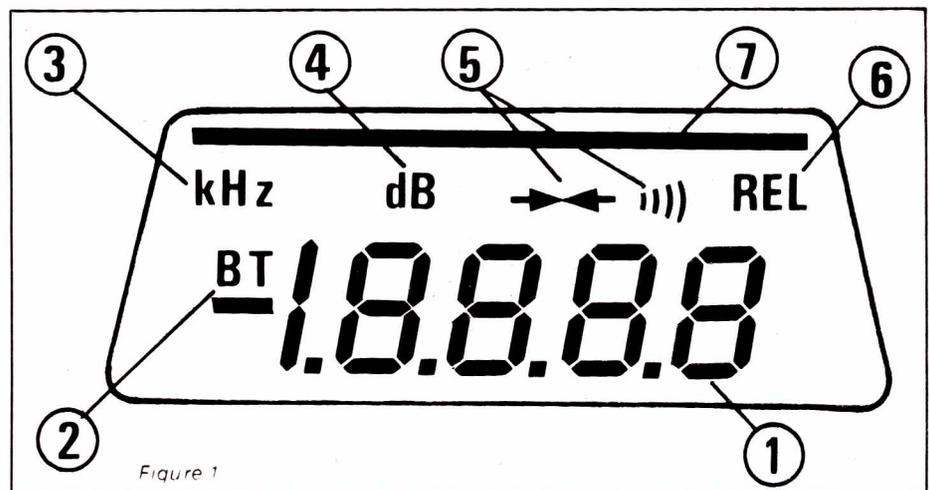


Figure 1

ment des conductances, jusqu'à 2 000 nS.

Fonctions diverses

Le 8060 A effectue des tests de continuité. Celle-ci peut être signalée, au choix, par un affichage visuel, ou par une indication sonore.

On dispose aussi d'un testeur de diodes (lecture de la tension), avec un courant d'essai de 1 mA.

Les mesures relatives :

Nous n'en parlerons pas dans ce résumé des caractéristiques, puisqu'elles sont abondamment évoquées dans l'essai de l'amplificateur RPG 50, couplé à cette étude.

Le fonctionnement du 8060 A

Le principe de la conversion analogique-digital à double rampe est maintenant trop connu pour que nous en exposions la technique à nos lecteurs. Nous nous limiterons à une analyse de la structure générale du 8060 A.

Deux composants essentiels constituent le dispositif de mesure : un microprocesseur CMOS à 4 bits, et un autre circuit intégré CMOS, baptisé « MAC » par le constructeur (Measurement Acquisition Chip).

Microprocesseur et MAC communiquent par l'intermédiaire d'un bus bidirectionnel à quatre voies, et de quatre lignes de contrôle (LC).

Le microprocesseur capte l'état des commutateurs de fonctions et de gammes, par lecture de l'état des registres du MAC et, après traitement de l'information ainsi acquise, sélectionne la configuration du MAC pour la mesure demandée, grâce aux données de sa mémoire. Le programme, alors, se déroule en quatre étapes :

- lecture des fonctions, des gammes et du mode opératoire (mesure relative, mesure en dB, ...) et choix de l'utilisation du convertisseur A/D ou du fréquencemètre ;
- mise en route du cycle de conversion ou du compteur ;
- traitement des données acquises pendant le cycle de mesure, et, éventuellement, calculs nécessaires pour les exprimer en valeurs relatives, en dB, et pour le choix automatique des gammes dans les fonctions mégohm-mètre et fréquencemètre ;
- transcription des résultats sur les afficheurs LCD.

Test automatique à l'allumage

À la mise sous tension, le 8060 A effectue automatiquement un « auto-essai », afin de contrôler, et d'indiquer à l'utilisateur, que ses af-

ficheurs et que son microprocesseur, fonctionnent correctement.

A cet effet, toutes les indications de l'affichage, que rassemble le schéma de la **figure 1**, doivent s'allumer simultanément, pendant une durée de 1,6 seconde au moins. On y retrouve :

(1) — Les 5 digits, précédés du signe moins, et les 4 points décimaux.

(2) — L'indication « BT », signalatrice, en temps normal, de l'épuisement des piles.

(3) — L'abréviation Hz ou kHz, pour le fonctionnement en fréquence-mètre.

(4) — La notation « dB ».

(5) — Les deux flèches matérialisant la mise en service de l'indicateur visuel de continuité, et le gra-

phisme repérant l'indicateur sonore. (6) — L'abréviation « REL » pour les mesures relatives.

(7) — La barre d'indication visuelle de continuité (dans cette fonction, elle s'allume si la résistance entre les pointes de touche ne dépasse pas 10 % de la gamme de résistances sélectionnée).

Relevé des caractéristiques du RPG 50

I. Le préamplificateur correcteur

Rappelons qu'il a été décrit dans le numéro 417 de RP-EL. L'une de ses originalités, comparativement aux correcteurs des chaînes Hi-Fi, tient à la dissymétrie d'action du Baxendall : pour les guitaristes, en effet, l'atténuation des fréquences extrêmes (sonorités graves ou aiguës) n'offre aucun intérêt. Au contraire, les instrumentistes exigent souvent un renforcement léger des basses, et une grande amplification des aiguës, aux alentours de 5 kHz.

Nous avons testé séparément le préamplificateur du RPG 50 en le chargeant (assez arbitrairement d'ailleurs) par une résistance de 600Ω . Dans le schéma de la **figure 2 a** du numéro 417, cette résistance est donc branchée entre la sortie X_4 et la masse.

férence (0 dB), le niveau de sortie à 20 Hz.

Un premier contrôle à l'oscilloscope, avec les aiguës réglés au maximum de gain, permettra, en se plaçant vers 5 kHz, de déterminer la tension d'entrée maximale qu'on peut injecter sans saturation. Cette tension ne sera plus modifiée par la suite.

A 20 Hz, (fréquence contrôlée sur le 8060 A), on enfonce le poussoir « dB », puis le poussoir « REL ». Ce dernier met en service les mesures relatives, et entraîne donc l'affichage « 0 ». Ensuite, en augmentant progressivement la fréquence, on pourra lire directement les niveaux de sortie, en dB, par rapport à la référence choisie. Le tableau ci-dessous donne les résultats que nous avons obtenus, en réglant au maximum les deux potentiomètres de graves et d'aigus.

le minimum à 380 Hz (8,03 dB), et le dernier maximum à 7,3 kHz (21,57 dB).

Il s'agit là, naturellement, de mesures effectuées sur le prototype confié à la rédaction. Compte tenu de la dispersion sur les valeurs des composants, un autre exemplaire pourrait présenter des écarts non négligeables.

II. L'amplificateur de puissance

Le montage de mesure reste le même, en remplaçant, évidemment, le préamplificateur par l'amplificateur de puissance. Celui-ci est chargé par une résistance de 8Ω (attention à la puissance : il faut une résistance de 100 watts, par exemple un modèle bobiné sur céramique et avec entrées par colliers), sur laquelle on connecte le multimètre.

La charge n'étant plus 600Ω mais 8Ω , il convient de modifier le niveau de référence 0 dB, qui correspond maintenant à 2,828 volts (voir le tableau fourni par ailleurs). On connecte alors le 8060 A en décibel-mètre alternatif, sur la gamme 20 volts. En consultant le tableau déjà cité, on s'aperçoit que le niveau qui correspondrait à 0 dB sur 600Ω , est maintenant + 11,26 dB. On applique alors, sur le multimètre, une tension alternative telle que cette valeur s'affiche, et on enfonce le poussoir « REL », pour afficher 0.

L'appareil est prêt, maintenant, pour les mesures directes en dB sur 8Ω . Nous ne publions pas le tableau, assez fastidieux, de nos résultats. Les fréquences de coupure, à - 3 dB, se situent respectivement à 49 Hz, et à 38,2 kHz. Cette dernière valeur résulte de la limitation volontaire de bande passante, introduite par le condensateur C shuntant R_{14} (voir RP-EL n° 418).

R. RATEAU

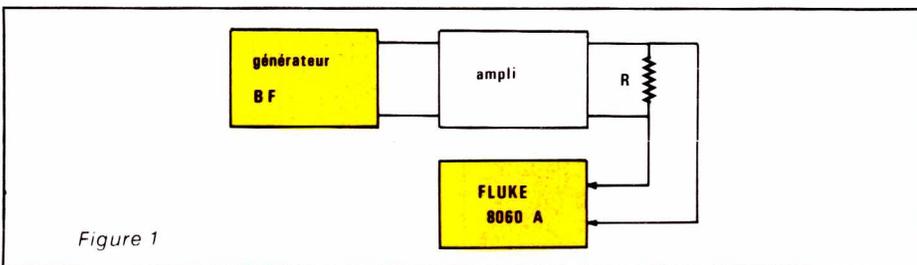


Figure 1

Le montage de mesure, très classique, est celui de la **figure 1** donnée ci-contre. Un générateur BF, à sortie sinusoïdale, attaque l'entrée du préamplificateur, qui débite sur sa charge R de 600Ω . Le multimètre 8060 A est connecté aux bornes de cette dernière.

Pour chaque point, deux grandeurs doivent être déterminées : la fréquence, et le niveau de sortie, qu'on lira ici directement en décibels. Compte-tenu de l'allure des courbes de réponse, qui ne présentent pas le point charnière habituel à 1 kHz, nous avons choisi, comme ré-

20 Hz	0 dB
50 Hz	9,12 dB
100 Hz	11,31 dB
200 Hz	9,84 dB
500 Hz	8,45 dB
1 kHz	12,20 dB
2 kHz	16,98 dB
5 kHz	21,32 dB
10 kHz	21,27 dB
20 kHz	17,53 dB

Il est intéressant, également, de situer avec précision les deux maxima et le minimum de la courbe de réponse. Nous avons obtenu le premier maximum à 110 Hz (11,45 dB),

LES MESURES EN DECIBELS

Couramment utilisée dans les domaines de l'acoustique et de l'électronique, la notion de décibel n'est pas toujours précisément comprise. Nous en rappelons ci-dessous la définition, et les avantages.

Gain en puissance

Considérons le quadripôle de la **figure 1**, supposé fermé sur une impédance de charge R_s purement résistive, et qu'on attaque, sur son entrée, par une tension sinusoïdale V_s . I_e et I_s désignent, respectivement, les intensités des courants d'entrée et de sortie.

Pour une charge résistive, l'impédance d'entrée est souvent résistive elle aussi. Nous nous placerons dans cette hypothèse, et la noterons R_e . Exprimons alors les puissances consommée par l'entrée et délivrée par la sortie. La première, P_e , a pour expression :

$$P_e = R_e I_e^2 = \frac{V_e^2}{R_e}$$

La deuxième, P_s , devient :

$$P_s = R_s I_s^2 = \frac{V_s^2}{R_s}$$

On peut alors, exprimer de deux façons le gain en puissance G_p du quadripôle, c'est-à-dire le rapport de la puissance de sortie P_s à la puissance d'entrée P_e :

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_s}{R_e} \left[\frac{I_s}{I_e} \right]^2$$

ou

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_e}{R_s} \left[\frac{V_s}{V_e} \right]^2$$

Lorsque plusieurs étages tels que celui de la figure 1 sont connectés en cascade, le gain de la chaîne égale le produit des gains des étages successifs :

$$G_p = G_{p1} \times G_{p2} \times \dots \times G_{pn}$$

Or, il est toujours plus facile, par le calcul et plus encore dans le cas d'une représentation graphique, d'effectuer des sommes que des multiplications. Ceci revient à prendre, dans l'expression ci-dessus, le logarithme, en base 10 par exemple, de chacun des termes :

$$\log G_p = \log G_{p1} + \dots + \log G_{pn}$$

Ce qui nous conduit à l'expression de la puissance en **bels** :

$$G_p \text{ (bels)} = \log_{10} G_p$$

Dans la pratique, le bel apparaît comme une unité beaucoup trop grande, et on utilise son sous multiple le **décibel**, noté **dB**. Le gain, en décibels, pour les puissances, devient alors :

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log_{10} G_p$$

Explicitons cette relation par quelques exemples numériques.

Si $G_p = 1$ (il n'y a ni gain ni atténuation), alors :

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log 1 = 0 \text{ dB}$$

Si $G_p = 2$, on trouve :

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log 2 = 3 \text{ dB}$$

Si $G_p = 100$,

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log 100 = 20 \text{ dB}$$

si $G_p = 0,1$ (cas d'une atténuation dans un rapport 10),

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log 0,1 = -10 \text{ dB}$$

Gain en tension

Reprenons le quadripôle de la figure 1. Par définition, on appelle gain en tension G_v le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée, soit :

$$G_v = \frac{V_s}{V_e}$$

Or, en dB, le gain en puissance est :

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log \frac{R_e}{R_s} \left[\frac{V_s}{V_e} \right]^2$$

C'est-à-dire :

$$G_p \text{ (dB)} = 10 \log \frac{R_e}{R_s} + 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Dans le cas où le quadripôle est fermé sur son impédance caractéristique R_c , l'impédance d'entrée devient aussi R_c , et le premier terme s'annule. Il reste alors :

$$G_p \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Pour que le gain en tension, exprimé en décibels, s'exprime par le même nombre que le gain en puissance, on décide de poser :

$$G_v \text{ (dB)} = 20 \log \frac{V_s}{V_e}$$

Gain en intensité

Par définition, c'est le rapport G_i de l'intensité de sortie à l'intensité d'entrée, c'est-à-dire :

$$G_i = \frac{I_s}{I_e}$$

Or, toujours dans le cas d'une charge par l'impédance caractéristique, on a :

$$G_p \text{ (dB)} = 20 \log \frac{I_s}{I_e}$$

Pour exprimer le gain en intensité par le même nombre de décibels que le gain en puissance, on pose :

$$G_i \text{ (dB)} = 20 \log \frac{I_s}{I_e}$$

Niveau de référence

On ne peut exprimer, en décibels, qu'un rapport entre deux puissances, deux tensions, ou deux intensités, et non directement une puissance, une tension ou une intensité. Or, il serait commode d'y parvenir. On décide pour cela, de prendre **arbitrairement** un niveau de référence. Pour les puissances, par exemple, le niveau 0 dB est le plus souvent défini comme celui d'une puissance de 1 mW dans une résistance de 600Ω, ce qui correspond, toujours dans 600Ω, à une tension de 0,775 volt. On mesure donc en fait un rapport, mais dont le dénominateur égale l'unité, puisque :

$$0 \text{ dB} = 10 \log 1$$

Il reste possible, évidemment, de se référer à d'autres impédances que 600Ω. Les niveaux de tension, pour 0 dB, s'en trouvent modifiés : le tableau ci-dessous indique leurs valeurs pour les impédances les plus courantes.

Impédance Ω	Tension pour 0 dB (V)	
50	0,2236	} tensions
75	0,2739	
600	0,7746	
4	2,000	} puissances
8	2,828	
16	4,000	

Les diodes en commutation

Conductrice lorsqu'on la polarise dans le sens direct (anode positive par rapport à la cathode), la diode s'oppose au passage du courant lors d'une polarisation inverse. Cette propriété fondamentale, qui la destine naturellement au redressement des tensions alternatives, et à la détection, peut être mise à profit, aussi, dans des circuits de commutation.

Dans cette application, les phénomènes transitoires prennent, surtout aux vitesses élevées de fonctionnement, une importance considérable: nous commencerons par en dire quelques mots. Dans une deuxième partie, nous proposerons d'expérimenter des circuits pratiques de commutation.

I - Phénomènes transitoires dans une jonction PN

Nous avons précédemment défini la caractéristique d'une diode, et proposé des méthodes expérimentales pour la relever (RP-EL n° 417). Si, dans la relation qui établit la correspondance entre l'intensité I qui traverse la diode, et la tension V appliquée entre anode et cathode, on considère V comme variable avec le temps t , cette relation devient:

$$I(t) = I_s \exp \frac{e V(t)}{k T} - 1$$

En régime de variation lente, la jonction obéit parfaitement à cette loi. Par contre, si on augmente la vitesse de variation de la tension, le changement d'état de la jonction s'effectue avec un certain retard, surtout sensible lorsqu'on passe brusquement de l'état conducteur à l'état bloqué.

Le phénomène étant fort complexe, nous nous contenterons d'en fournir une explication qualitative approchée.

En polarisation directe, les porteurs, électrons et trous, traversent la jonction. Il se produit alors, dans celle-ci, une accumulation des porteurs minoritaires, à cause de l'effet de freinage dû aux ions du réseau cristallin. La densité de porteurs minoritaires devient donc plus importante dans la jonction que dans le reste du cristal.

Si on inverse brusquement la polarité de la tension appliquée entre anode et cathode (figure 1, a), les porteurs minoritaires vont mettre un certain délai pour s'éliminer: c'est le temps de stockage t_s de la figure 1,

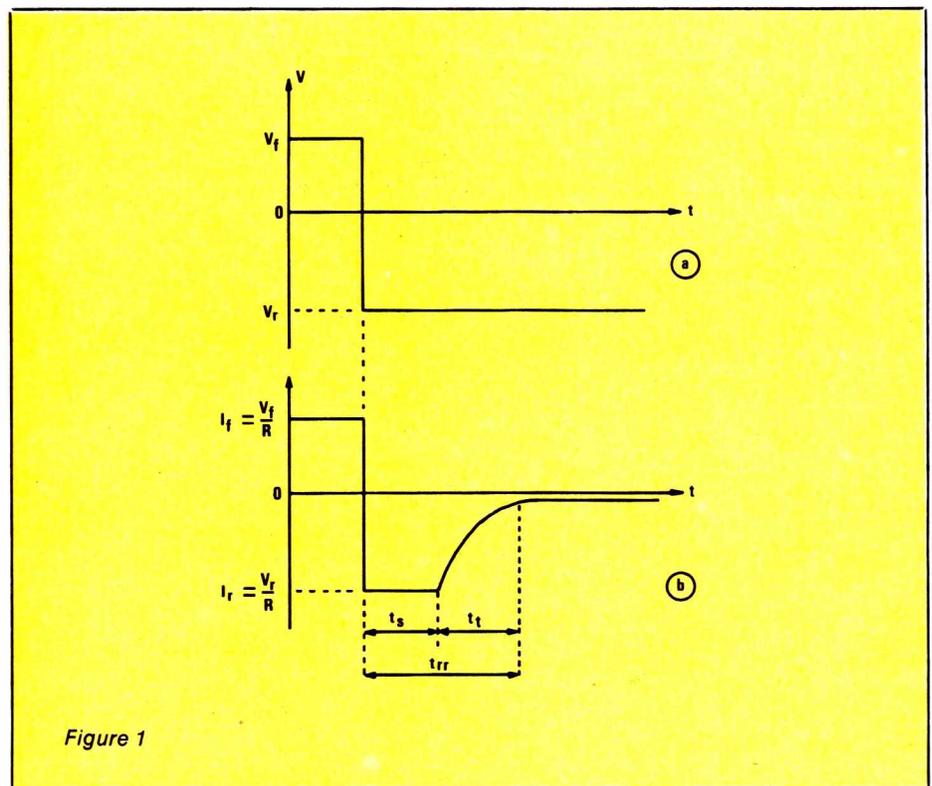


Figure 1

b. Pendant cet intervalle t_s l'intensité inverse est largement supérieure à sa valeur I_s en régime permanent. Elle dépend de la tension inverse appliquée V_R , et de la résistance de charge R .

$$I_R = \frac{V_R}{R}$$

Lorsque le nombre des porteurs accumulés devient insuffisant pour maintenir I_R , l'intensité inverse diminue exponentiellement, et rejoint I_s avec une constante de temps liée à la capacité de la jonction. Le délai correspondant est le temps de transi-

tion t_t (figure 1, b). La somme de ces deux délais constitue le **temps de recouvrement inverse**, noté t_{rr} à cause de sa dénomination anglaise (reverse recovery time).

$$t_{rr} = t_s + t_t$$

Le temps de recouvrement inverse, qui peut atteindre plusieurs microsecondes dans les diodes de redressement de puissance, descend à quelques nanosecondes pour les diodes spécialement fabriquées en vue de leur utilisation en commutation rapide.

II - Utilisation des diodes en commutation

Considérons le circuit de la figure 2 où, sur l'anode de la diode D, on applique une tension alternative, à laquelle se superpose une tension continue V de quelques volts. D est conductrice, et le courant qui la traverse passe aussi dans R. Aux bornes de cette résistance, on retrouve donc la tension d'entrée, diminuée de 0,6 volts (cas d'une diode au silicium). Notons que, pour que ce montage fonctionne correctement, il faut que la tension alternative offre une amplitude inférieure à V. Dans le cas contraire, les pointes inférieures du signal, bloquant la diode, se trouveraient écrêtées. Par ailleurs, une forte amplitude de la composante alternative, entraînant un déplacement important du point de fonctionnement sur la caractéristique directe, se traduit par une distorsion du signal de sortie.

Examinons maintenant le circuit de la figure 3, alimenté sous une tension + E, de 12 volts par exemple. Il est attaqué par un signal alternatif C, à travers le condensateur d'isolement C, dont l'extrémité droite est maintenue au potentiel moyen + 6 volts, grâce au pont des résistances R₁ et R₂.

Sur la cathode de la diode D₁, on applique un signal de découpage (cette appellation sera justifiée par l'analyse qui suit) rectangulaire, évoluant entre 0 et 12 volts.

Lorsque la tension de découpage se situe au palier + 12 volts, la diode D₁, polarisée en inverse, se trouve bloquée: tout se passe comme si elle n'existait pas. Sur la sortie, aux bornes de R₄, on retrouve la tension d'entrée, décalée de 0,6 volt, et atténuée dans le rapport:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

dû au diviseur résistif R₃, R₄.

Lorsque la tension de découpage se situe au niveau 0, la diode D₁ devient conductrice: sur son anode, on trouve une tension de 0,6 volt, et D₂ se trouve alors pratiquement bloquée. Il suffirait d'ailleurs, pour obtenir un blocage parfait, d'ajouter une résistance R₅ telle que, avec R₄, elle porte la cathode de D₂ à + 0,6 volt. Dans ces conditions, la tension alternative d'entrée ne peut plus traverser D₂, et on trouve, en sortie, le potentiel de la masse.

Les correspondances entre les tensions d'entrée, de découpage et de sortie, sont résumées dans le diagramme de la figure 4.

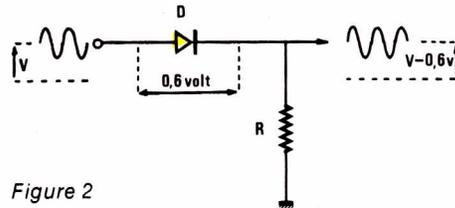


Figure 2

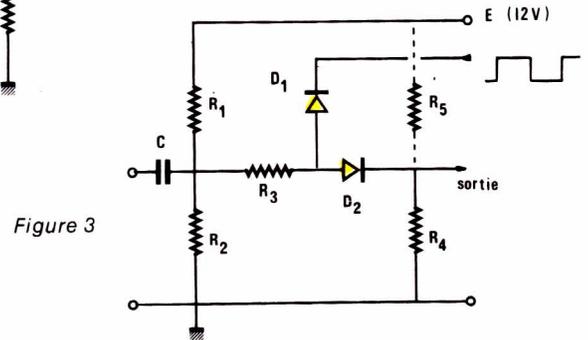


Figure 3

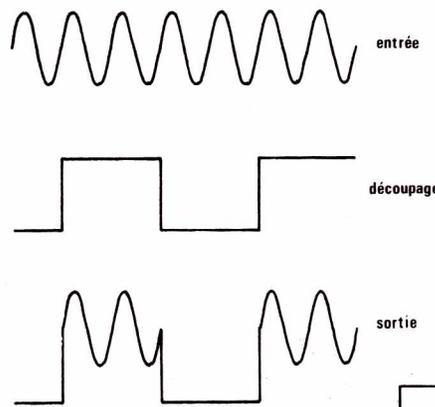


Figure 4

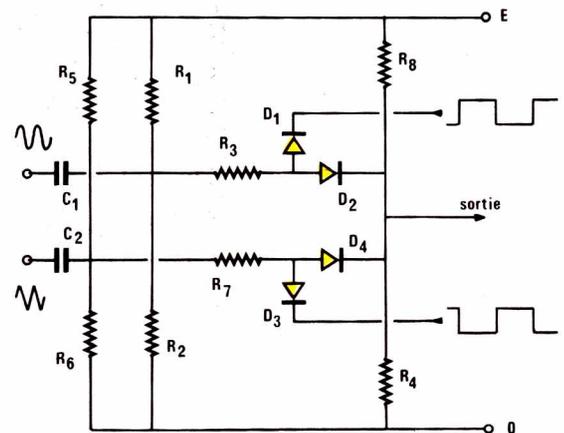


Figure 5

III - Un commutateur électronique à diodes

Le dispositif de la figure 3 est à la base des commutateurs à diodes utilisés dans la plupart des oscilloscopes bicourbes, et dont nous proposons maintenant une étude expérimentale, en nous référant au schéma de la figure 5.

On reconnaît, dans ce dernier circuit, celui de la figure 3, deux fois répété. Deux signaux d'entrée distincts parviennent simultanément sur les entrées e₁ et e₂, et traversent les condensateurs C₁ et C₂. Les résistances R₁ et R₂ d'une part, R₅ et R₆ d'autre part, sont choisies de façon à

donner, en leurs points communs, des composantes continues différentes, + 8 volts et + 4 volts par exemple.

L'ensemble D₁, D₂ joue le même rôle que précédemment, pour le signal de l'entrée e₁. L'ensemble D₃, D₄ remplit une fonction analogue pour le signal de l'entrée e₂. Mais les cathodes de D₁ et de D₃ reçoivent des tensions de découpage en opposition de phase, comme le montrent les diagrammes de la figure 6 (lignes c et d).

Finalement, sur la sortie, on dispose alternativement des signaux e₁ et e₂, avec des composantes continues différentes.

IV - Manipulations proposées

On pourra expérimenter, successivement, les circuits des figures 3 et 5, en les montant par exemple sur des boîtes de câblage rapide. Les signaux de découpage peuvent être pris sur la sortie 3 du 555 (signal unique) ou sur elle, et le collecteur de T (signaux en opposition de phase) du circuit de la figure 7, qui oscille à une fréquence voisine de 50 Hz. Pour les tensions d'entrée, on choisira une fréquence de quelques centaines à quelques milliers de Hz.

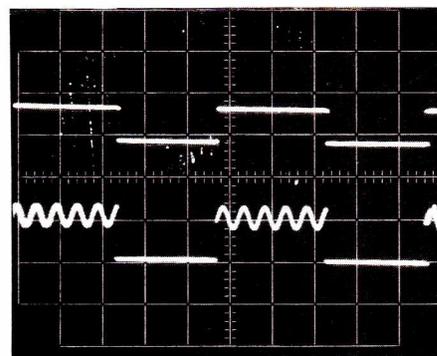
L'oscillogramme A montre les résultats obtenus avec le montage de la figure 3, l'oscilloscope étant synchronisé par les créneaux de découpage. Les sinusoïdes ne peuvent alors être immobilisées sur l'écran,

que si leur fréquence est un multiple exact de celle des rectangles (régler délicatement la commande de fréquence du générateur). On peut choisir, pour les différents composants, les valeurs indiquées ci-dessous :

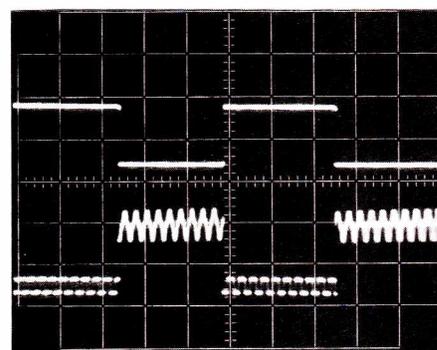
$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = 10 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega \\ R_5 &= 100 \text{ k}\Omega \\ C &= 1 \mu\text{F} \\ D_1 &= D_2 = 1\text{N } 4148 \end{aligned}$$

L'oscillogramme B montre la tension de sortie pour le montage de la figure 6, attaqué par les sorties « sinus » et « rectangles » d'un même générateur. Là encore, l'oscilloscope est déclenché par les rectangles de découpage. Enfin, dans l'oscillogramme C, on a déclenché l'oscil-

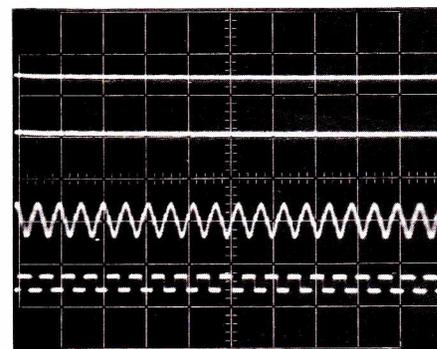
loscope sur l'un des signaux des entrées e_1 et e_2 , en augmentant la vitesse de balayage. Les créneaux (en haut) n'apparaissent plus que par leurs paliers inférieurs et supérieurs, non discernables car non synchronisés. Sur la voie inférieure, on trouve les deux tensions d'entrée: nous avons bien réalisé un commutateur...



Oscillogramme A



Oscillogramme B



Oscillogramme C

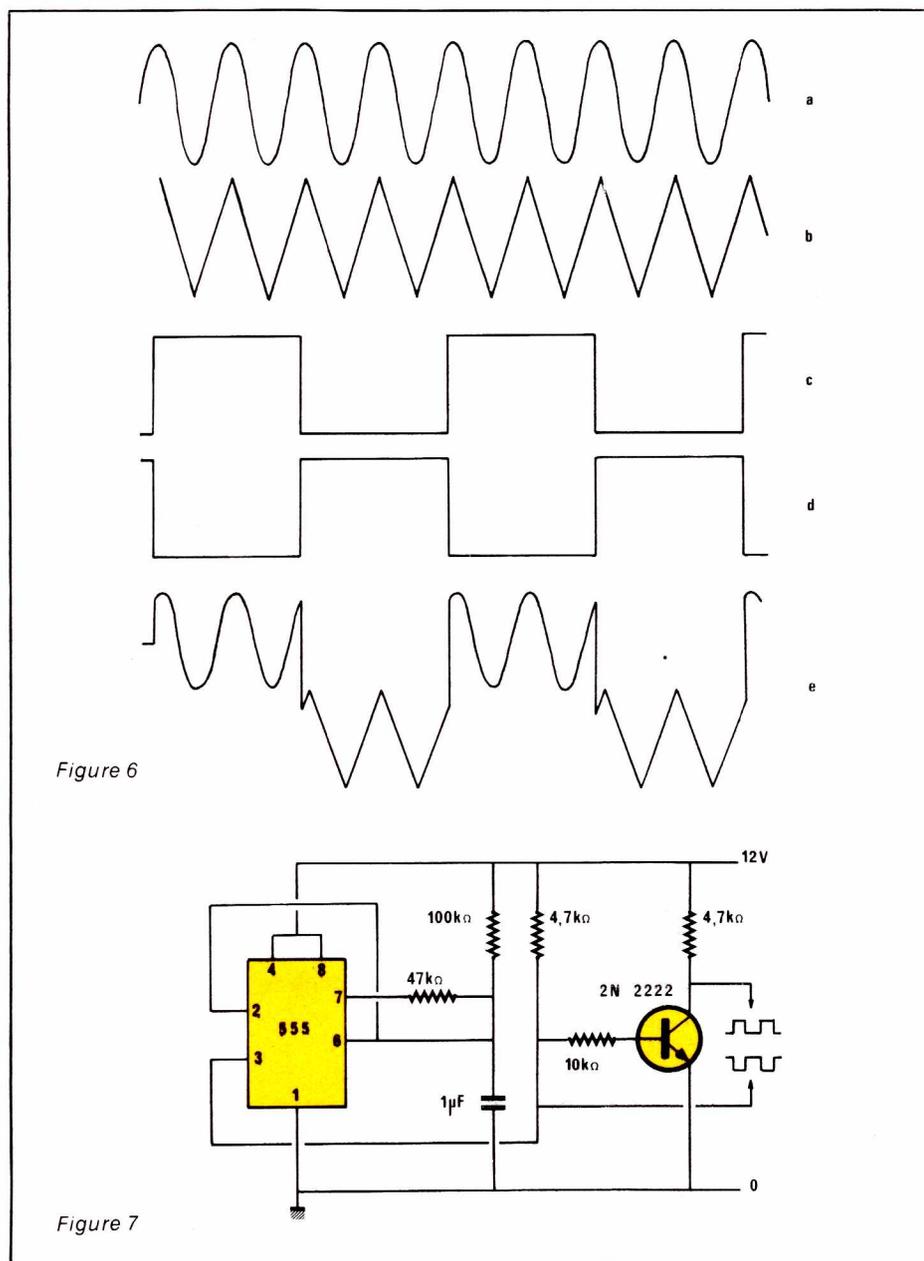


Figure 6

Figure 7

Pour le montage de la figure 6, on pourra prendre les valeurs des composants indiquées ci-dessous :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_6 = 3,3 \text{ k}\Omega \\ R_2 &= R_5 = 6,8 \text{ k}\Omega \\ R_3 &= R_7 = R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega \\ R_8 &= 100 \text{ k}\Omega \\ C_1 &= C_2 = 1 \mu\text{F} \\ D_1, D_2, D_3, D_4 &= 1\text{N } 4148. \end{aligned}$$

R. RATEAU

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Nous vous rappelons que seuls les professionnels mentionnés dans la liste du réseau de distribution sont habilités à vendre les circuits imprimés Radio Plans-Electronique Loisirs, cette liste est remise à jour chaque mois.

Ces circuits imprimés portent depuis le numéro 410 la mention Copyright © SPE 1982 gravée sur la face cuivrée et sont désormais munis d'une étiquette autocollante authentifiant la provenance du produit.

Références	Article	Prix estimatif
EL 419 H	Mini récepteur FM	18 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 419 E	Interphone moto	30 F
EL 419 F	G F2: générateur de salves	68 F

Nous vous rappelons ci-dessous les circuits disponibles des précédents numéros :

Réf.	Article	Prix estimatif
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	20 F
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	24 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	20 F
EL 415 E	Générateur d'impulsions	64 F
EL 416 A	Carte régulation	18 F
EL 416 B	Carte voltmètre	18 F
EL 416 C	Carte interconnexion	20 F
EL 416 D	Afficheur de polarité	16 F
EL 417 A	Préampli guitare	86 F
EL 417 B	Allumage électronique	68 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 B	Emetteur IR pour tuner	20 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R.	12 F
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	56 F
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	46 F

Bien que certaines références aient disparu de notre liste, les circuits imprimés correspondants sont encore disponibles en petite quantité et peuvent être commandés directement à notre rédaction (Frais de port : 8 F par colis, et non par circuit.)

Ces références sont les suivantes :

EL 403 C	} Ampli 225 TURBO	52 F
EL 403 D		16 F
EL 404 B	Bruiteur course auto	16 F
EL 404 C	Bruiteur train à vapeur	20 F
EL 404 D	Temporisateur photo	30 F
EL 406 A	Carillon 3 notes à SAB 600	8 F
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	26 F
EL 407 D	Stimulateur musculaire 60 V	30 F

Réseau de distribution

Liste des professionnels distribuant les circuits imprimés

- 21000 - **Electronic 21**, 4 bis, rue de Serrigny, Dijon
 24100 - **Pommarel Electronic**, 14, place Doublet, Bergerac
 25000 - **Reboul**, 34, rue d'Arènes, Besançon
 30000 - **Lumispot**, 9, rue de l'Horloge, Nîmes.
 31000 - **Cibot**, 25, rue Bayard, Toulouse
 42000 - **St-Étienne Composants**, 2, rue de Terre-Noire, St-Étienne
 44600 - **Électronique Service**, 19, rue A.-De-Mun, St-Nazaire.
 59300 - **Laze**, 70, av. de Verdun, Valenciennes.
 69006 - **Ets Gelain**, 22, avenue de Saxe
 75010 - **Acer**, 42, rue de Chabrol
 75010 - **Mabel**, 35-37, rue d'Alsace, Paris.
 75012 - **Cibot**, 1, rue de Reully
 75012 - **Magnétic France**, 11, place de la Nation
 75012 - **Reully Composants**, 79, bd Diderot
 75014 - **Montparnasse Composants**, 3, rue du Maine
 80100 - **Electro 2000**, 191, chaussée Marcadi, Abbeville
 90000 - **Electronic Center**, 1, rue Keller, Belfort
 92220 - **BH Electronique**, 164, av. Aristide-Briand, Bagneux
 94100 - **Dixma**, 47, bd Rabelais, St-Maur.

EL 409 A	Volmètre digital (affichage)	10 F
EL 409 B	Volmètre digital (convertisseur A/D)	10 F
EL 409 C	Sonde démodulatrice	10 F
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	22 F
EL 411 B	Anti-douleur expérimental	9 F
EL 412 A	μP2 carte principale	66 F
EL 412 B	μP2 carte affichage	88 F
EL 412 C	Chronozoom carte principale	44 F
EL 412 D	Chronozoom carte affichage	14 F
EL 412 E	Chronozoom carte matrice à diodes	8 F
EL 412 F	Alimentation C.B.	22 F
EL 413 A	Base de temps	16 F
EL 413 B	Millivoltmètre	36 F
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	14 F
EL 414 B	RIAA 2310	28 F
EL 414 C	RIAA FET	20 F
EL 414 D	Adaptateur 2310	20 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation +	18 F
EL 414 G	Alimentation -	18 F
EL 414 H	Géné de fonctions (platine 8038)	58 F
EL 414 I	Géné de fonctions (alim.)	26 F
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	16 F

Prévenez les accidents dus au gaz, réalisez ce détecteur ultra-simple

Temps 
 Difficulté 
 Dépense 

Le gaz est un combustible très propre et très pratique mais, il faut bien le reconnaître, relativement dangereux. Toxique et explosif mélangé à l'air, le gaz domestique doit absolument être maintenu confiné dans les tuyauteries qui lui sont dévolues, ou brûlé.

Le petit appareil décrit ici, bien que très simple, est capable de déceler la présence de gaz combustibles dans l'air ambiant, en concentrations notablement inférieures aux seuils de danger, à condition qu'un certain soin soit apporté à son réglage.



Principe de fonctionnement

Le schéma de la figure 1 montre que le cœur du montage est en réalité une pièce bien peu coûteuse, puisqu'il s'agit d'une tête d'allumegaz à piles, disponible pour quelques francs chez n'importe quel droguiste ou quincailler de quartier.

Cette pièce contient pourtant un élément très difficile à se procurer autrement, un très mince filament de platine, ou tout au moins d'un métal présentant les mêmes propriétés.

Les filaments chauffants sont largement utilisés dans l'industrie chimique pour toutes sortes d'analyses très précises sur les gaz, en accord avec le principe suivant.

Un filament chauffant alimenté à courant constant atteint une température d'équilibre qui est fonction des possibilités d'évacuation thermique du milieu environnant, donc en fait, de la nature physico-chimique de l'atmosphère dans laquelle il est plongé.

Or, la présence de gaz combustible dans l'air, modifie considérable-

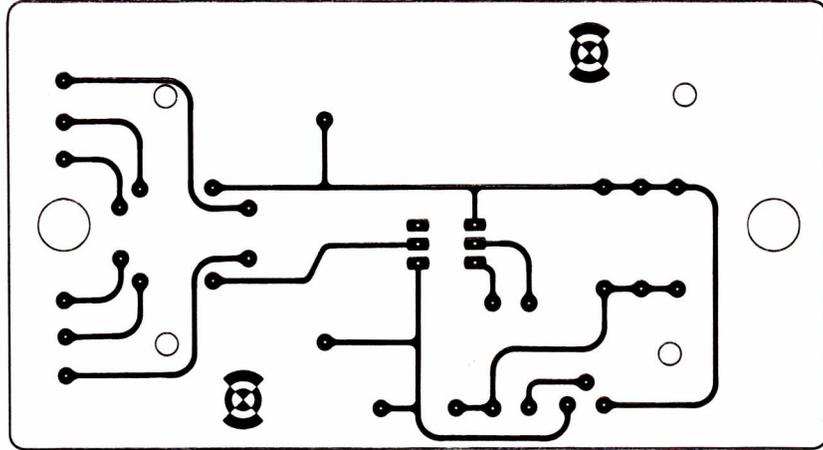


Figure 2

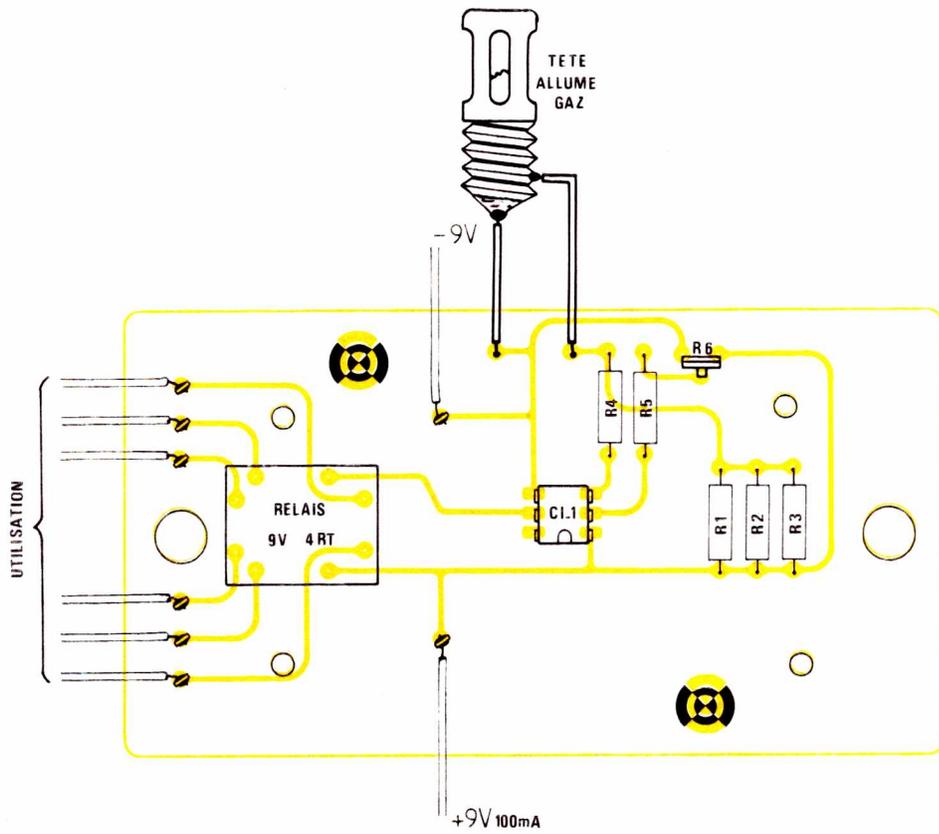


Figure 3

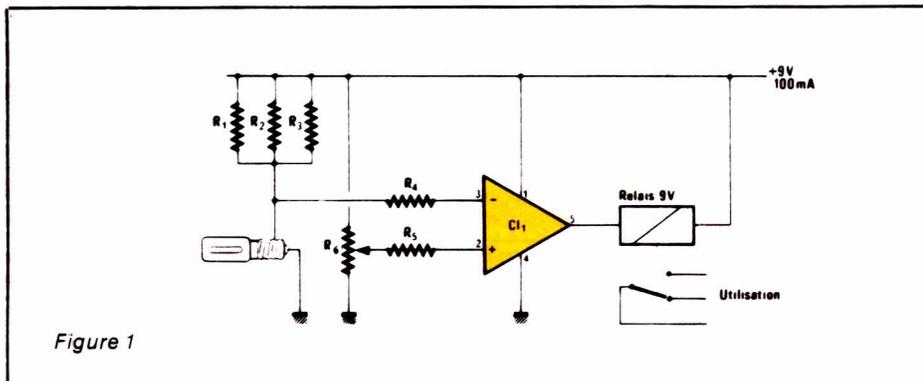


Figure 1

ment les conditions dans lesquelles le filament peut évacuer sa chaleur.

Dans notre cas, le filament est alimenté à partir d'une tension constante de 9 V, à travers une résistance dont la valeur est très forte, devant celle du filament lui-même. On peut donc considérer que le filament est parcouru par un courant sensiblement constant.

Dès lors, si l'évacuation thermique devient moins bonne, la température du filament va augmenter, et sa résistance également (les résistances métalliques sont des CTP).

Sous courant constant, une augmentation de résistance se traduit par une augmentation de tension, que l'ampli opérationnel TCA 335 A, monté en comparateur, peut exploiter pour faire coller le relais.

Ce collage peut être mis à profit de bien des façons: déclenchement d'une alarme sonore, mise en service d'une ventilation mécanique, transmission à une centrale d'alarme, fermeture d'une électrovanne, etc.

Il faut prévoir une alimentation secteur, puisque le montage

consomme près de 100 mA sous 9 V en permanence.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la figure 2, après câblage selon la figure 3, pourra être logé dans un boîtier 110 PP de la marque MMP. Il faudra ménager dans l'un de ses panneaux amovibles (voire dans les deux) des orifices de ventilation, ou mieux, placer la tête détectrice à l'extérieur du coffret, dans une douille pour ampoule de lampe de poche ou de cadran de récepteur radios. On pourra également utiliser un voyant standard dont le cabochon aura été démonté.

Il reste assez de place dans le coffret pour y loger toute l'alimentation secteur courante. On pourra éventuellement se passer de transformateur, en prélevant de l'alternatif sur le circuit de sonnerie de l'appartement, ce qui présente de très bonnes garanties de sécurité.

Pour le réglage (dont la précision déterminera directement les perfor-

mances de l'appareil), on commencera par choisir le nombre de résistances de 47Ω (R_1 , R_2 , R_3) entre 1 et 3 de façon à amener le filament juste au-dessous de son point de rougeoiment. Il doit être tout juste possible de le deviner dans l'obscurité totale.

On notera qu'il existe de très larges dispersions d'un échantillon de tête à un autre, et que le réglage sera à refaire en cas de remplacement de l'élément sensible.

Le second réglage consiste tout simplement à agir sur R_6 afin de placer le relais à la limite du collage. C'est à ce niveau que la sensibilité peut être rendue plus ou moins forte. A titre d'exemple, la maquette de l'auteur, réglée au maximum de sensibilité, déclenchait chaque fois qu'un briquet à gaz était utilisé dans un rayon de 3 mètres autour du détecteur.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R_1 à R_3 : 47Ω 0,5 W, voir texte.

R_4 : $100 \text{ k}\Omega$

R_5 : $100 \text{ k}\Omega$

R_6 : $22 \text{ k}\Omega$ pot ajustable

Circuits intégrés

CI1 : TCA 335 A Siemens

Divers

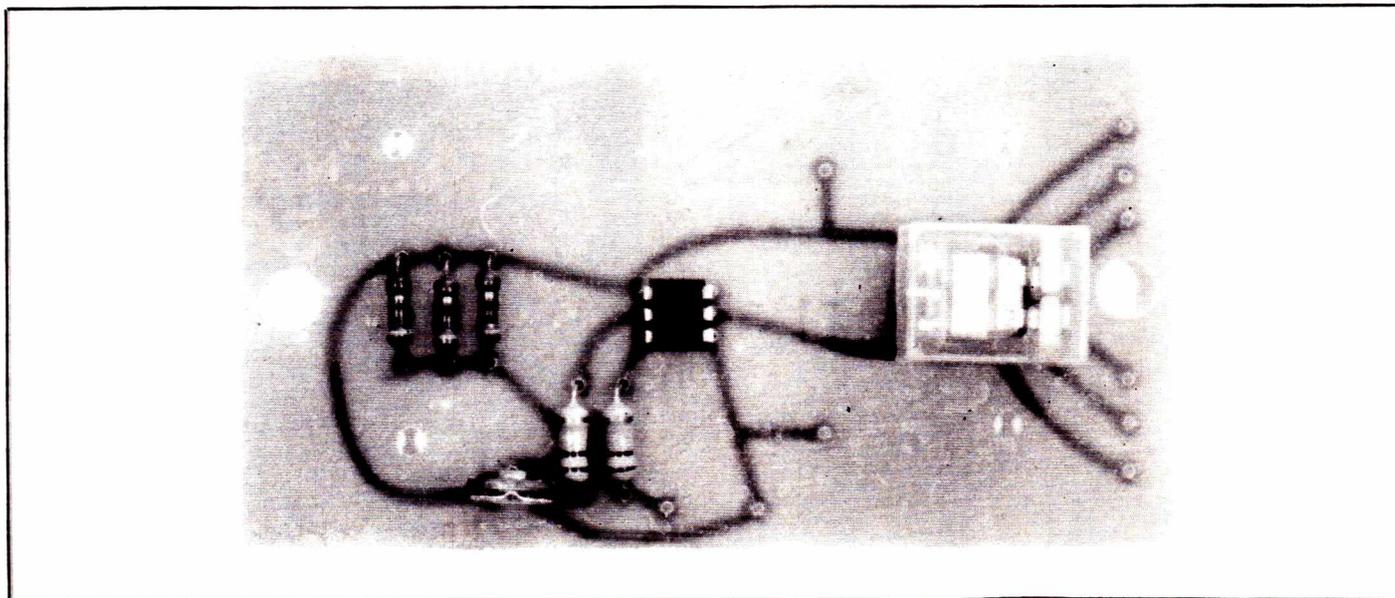
1 tête d'allume gaz à piles.

1 boîtier 110 PP MMP

1 alimentation 9 V 100 mA

1 relais 9 V 2 RT

1 douille à vis



ROCHE

200, avenue d'Argenteuil
92600 ASNIERES Tél.: 799.35.25

Ouvert du mardi au vendredi de 9h à 12h et de 14h15 à 19h
le samedi sans interruption de 9h à 19h

SPECIALISTE DE LA VENTE PAR CORRESPONDANCE DEPUIS 7 ANS

EXPEDITIONS RAPIDES (P et T) sous 2 jours ouvrables du matériel disponible en stock. Commande minimum : 40 F + port. Frais de port et d'emballage : PTT ordinaire : 20 F. PTT URGENT : 26 F. Envoi en recommandé : 35 F pour toutes les commandes supérieures à 200 F. Contre-remboursement (France métropolitaine uniquement) : recommandé + taxe : 38 F. DOM-TOM et étranger : règlement joint à la commande + port Rdé : (sauf en recommandé : les marchandises voyagent toujours à vos risques et périls).

Commandez par
téléphone :
799.35.25 ou 798.94.13
et gagnez du temps.

+ de 195 KITS EXPOSES EN MAGASIN et GARANTIS 1 AN. Notice de montage détaillée jointe. Légende LC: Kit Livré complet avec boîtier, boutons, etc.

- KITS «EMISSION-RECEPTION et CB»**
- 005. Emetteur FM de 60 à 145 MHz. P: 300 mW. Portée 8 km. Alm. de 4,5 à 40 V. **46 F**
 - HF 65. Emetteur FM de 60 à 145 MHz. Porte à plusieurs km. Alm. de 4,5 à 40 V. **40 F**
 - OK 61. Emetteur FM. Réglable, portée de 300-500 m. Avec micro pastille. **57,80 F**
 - Micro pastille. **23 F**. Micro électret **16 F**
 - Antenne télescopique pour émetteurs FM. **23 F**
 - Kn 46. Mini récepteur FM pour émetteurs. **56 F**
 - JK 04. Tuner FM avec boîte. **154 F**
 - HF 310. Tuner FM «pro» sensibilité 5 µV. **219 F**
 - HF 330. Décodeur stéréo. **95 F**
 - HF 305. Convertisseur VHF/144 MHz. **183 F**
 - Kn 9. Convertisseur AM/VHF. 118-130 MHz. **38 F**
 - Kn 10. Convertisseur FM/VHF. 150-170 MHz. **42 F**
 - Kn 20. Convertisseur 27 MHz, réception CB. **53 F**
 - OK 122. Récepteur 50 à 200 MHz. 5 gammes. **125 F**
 - Kn 17. Oscillateur code morse. **40 F**
 - Kn 17. Bis. Manipulateur code morse. **28 F**
 - OK 100. VFO pour 27 MHz, remplace les quartz **93,10 F**
 - OK 167. Récepteur 27 MHz. 4 canaux. LC. **255 F**
 - OK 159. Récepteur MARINE. FM 144 MHz. LC. **255 F**
 - OK 179. Récepteur bande Police. FM. LC. **255 F**
 - OK 163. Récepteur AM. bande AVIATION. LC. **255 F**
 - OK 181. Décodeur de BLU ou CW. **125 F**
 - OK 81. Récepteur PO-GO, sortie sur écouteur. **57,90 F**
 - OK 165. Récepteur bande CHALUTIERS. LC. **255 F**
 - P 34. Générateur 6 tons, réglables par appel CB. **80 F**
 - EL 201. Fréquence digitale de 0 à 50 MHz. **375 F**
 - PLUS 14. Préampli d'antenne pour 27 MHz. **60 F**
 - JK 12. Préampli antenne et wattmètre à LEDS. **168 F**
 - JK 105. Scanner pour 144-146 MHz. **520 F**
 - JKS. FM. Option FM 88-107 MHz pour JK 105. **48 F**

- KITS «AMPLI-PREAMPLI-CORRECTEURS»**
- Plus 14. Préampli d'antenne pour 27 MHz. **60 F**
 - JK 12. Préampli d'antenne et wattmètre 27 MHz. **168 F**
 - HF 385. Ampli TV. UHF/VHF gain 12 à 21 dB. **84 F**
 - HF 395. Ampli PO-GO-OC-FM, gain 5 à 30 dB. **25 F**
 - Kn 13. Préampli mono cellule magnétique. **42 F**
 - Kn 14. Correcteur de tonalités mono. **43 F**
 - JK 02. Préampli micro. Di: 0,2 %. LC. **86 F**
 - 2029. Correcteur de tonalités stéréo. **102 F**
 - 2022. Préampli stéréo à 3 entrées. **244 F**
 - 2021. Fondu enchaîné pour 2 platines stéréo. **105 F**
 - Kn 12. Ampli BF. 4,5 W, Z: 8 ohms. **58 F**
 - AF 380. Ampli BF. 2,5 W efficaces 4/8 ohms. **51,20 F**
 - 2017. Ampli mono 50 W efficace/8 Ω. **220 F**
 - 2018. Alimentation complète pour 2017. **260 F**
- KITS «SECURITE-SIRENES»**
- Kn 6. Déclencheur/déclencheur photo-électrique. **86 F**
 - Kn 19. Sirène américaine avec HP. 0,5 W. **54 F**
 - Kn 40. Sirène américaine réglable 15 W. **98 F**
 - Plus 10. Antivol maison, ent./sortie temporisées. **90 F**
 - Plus 18. Déclencheur universel, avec sondes. **75 F**
 - Plus 20. Serrure codée à 4 chiffres. **100 F**
 - JK 09. Sirène pour maquette. LC. **85 F**
 - JK 101. Antivol sophistiqué entrée et sortie temporisées, commutation 4A. LC. **189 F**
 - OK 78. Antivol temporisé. **112,70 F**
 - OK 80. Antivol, alarme temporisée. **87,20 F**
 - OK 140. Centrale antivol, 6 avec tempo. **345 F**
 - OK 154. Antivol moto, avec détecteur de choc. **125 F**
 - OK 160. Antivol voiture à ultra-sons. LC. **255 F**

- KITS «ATELIER-MESURE»**
- Kn 5. Injecteur de signal. **38 F**
 - Plus 8. Alimentation 3 à 12 V/0,3 A. **80 F**
 - NT 415. Alimentation stabilisée et protégée 0 à 40 V/1,2 A (livré sans tranfo). **127 F**
 - NT 400. Alimentation de laboratoire 0-36 V/2A ou 0-18 V/4 A (ss tranfo). **324 F**
 - 2033. Alimentation protégée 5 V/1 A. **138 F**
 - 2034. Alimentation protégée 5 V/4,5 A. **250 F**
 - 2056. Convertisseur de 12 à 220 V/25 W. **190 F**
 - UK 220. Signal traceur complet LC. **103,80 F**
 - UK 562. Contrôleur de transistors et diodes. Paramètre mesuré: Béta. LC. **293,90 F**
 - UK 564. Sonde logique complète. LC. **172,50 F**
 - OK 57. Testeur de semi-conducteurs. **53,90 F**
 - OK 86. Fréquence digitale de 0 à 1 MHz. **244 F**
 - OK 123. Génér. BF 1 Hz à 400 KHz en 4 gammes, 3 signaux: rectangl. triangl. sinusoidal. **273,40 F**
 - OK 127. Pont de mesure R/C en 6 gammes 10 Ω à 1 MΩ et 10 pF à 1 µF. **136,20 F**
 - EL 49. Alimentation réglable 3 à 24 V/1,5 A. **140 F**
 - EL 104. Capacimètre digital, 100 pF à 10.000 µF. **210 F**
 - EL 201. Fréquence digitale de 0 à 50 MHz. **375 F**

- KITS «PHOTOGRAPHIE»**
- Kn 15. Temporisateur réglable. **86 F**
 - Plus 19. Fondu enchaîné pour diapositives. **90 F**
 - JK 10. Compte-pose de 2 à 60 secondes LC. **131 F**
 - OK 96. Automatismes de passe-vues pour diapos. **93,10 F**
 - OK 98. Synchronisateur pour diapositives. **116,60 F**

- KITS «CONFORT et UTILITAIRE»**
- Kn 2. Interphone 2 postes (P: 25 m par fil). **68 F**
 - Kn 3. Amplificateur téléphonique à C.I. **70 F**
 - Kn 15. Temporisateur réglable. **86 F**
 - Kn 23. Horloge digitale, h et mn, 220 V. **149 F**
 - Kn 23bis. Réveil avec buzzer pour Kn 23. **39 F**
 - Kn 23ter. Coffret métal percé pour Kn 23. **39 F**
 - Kn 26. Carillon de porte 2 tons. AL: 220 V. **66 F**
 - Kn 4. Mini-détecteur de métaux. **37 F**
 - Kn 36. Variateur de vitesse pour perceuse, antiparasité, 1200 W maxi, sans perte de couple. **89 F**
 - Plus 12. Horloge numérique, h et mn, AL: 220 V. **140 F**
 - Kn 47. Anti-moustiques électronique. **67 F**
 - JK 08. Interrupteur crépusculaire (maxi 400 W). **114 F**
 - NT 305. Convertisseur de 12 V à 6-9 volts/1 A. **90 F**
 - 2056. Convertisseur de 12 V à 220 V/25 W. **190 F**
 - KS 490. Chargeur accus Cd. 1,2 V à 15 V. **179,20 F**
 - KS 150. Temporisateur réglable 40 s à 90 mn. **177,70 F**
 - OK 1. Minuterie réglable P: 1600 W, 220 V. **83,30 F**
 - OK 5. Inter à touche control A/M sur 220 V. **83,30 F**
 - OK 23. Anti-moustique électronique P: 8-10 m. **87,20 F**
 - OK 41. Unité de comptage digitale 2 chiffres. **122,50 F**
 - OK 62. Vox control, commande sonore. **93,10 F**
 - OK 64. Thermomètre digital de 0 à 99°. **191,10 F**
 - OK 104. Thermostat électronique de 0 à 100°. **112,70 F**
 - OK 141. Chronomètre digital de 0 à 99 sec. **195 F**
 - OK 166. Carillon 9 tons/0,5 W avec HP. **125 F**
 - OK 169. Alarme congélateur, sonore + lum. **125 F**
 - OK 171. Magnétiseur anti-douleurs. **125 F**
 - Kn 9. Clap control, A/M sonore. **75 F**
 - Plus 18. Déclencheur universel, avec sondes. **75 F**
 - EL 123. Sablier électronique, alarme buzzer. **70 F**
 - EL 142. Programmate universel sur 8 jours, 4 fonctions à programmer. S/Relais. **490 F**
 - EL 202. Thermostat digital 0 à 99°. **225 F**
 - KS 285. Truqueur de voix réglable. **125,80 F**

- KITS «JEUX DE LUMIERE»**
- Kn 11. Modulateur 3 voies, 3 x 1200 W. **129 F**
 - Kn 21. Clignoteur électronique sur secteur. **72,50 F**
 - Kn 30. Modulateur 3 voies 3 x 1200 W MICRO. **125 F**
 - Kn 33. Stroboscope réglable 40 joulles. **115 F**
 - Kn 33bis. Déflecteur en métal pour Kn33. **49 F**
 - Kn 34. Chenillard 4 voies réglable 4 x 1200 W. **120 F**
 - Kn 35. Gradateur de lumière 1200 W. **45 F**
 - Kn 52. Piano lumineux avec clavier. **285 F**
 - Plus 5. Modulateur 3 voies avec préampli. **90 F**
 - Plus 15. Stroboscope 40 joulles. **100 F**
 - 2013. Stroboscope réglable 300 joulles. **232 F**
 - 2014. Stroboscope à bascule, 2 x 300 joulles. **337 F**
 - Kn 49. Chenillard 6 voies réglable, 6 x 1200 W. **249 F**
 - OK 26. Modulateur 1 voie de 1200 W. **48 F**
 - OK 126. Adaptateur micro pour jeux de lumière. **77,40 F**
 - OK 192. Modulateur chenillard 4 voies 1200 W. **225 F**
 - EL 11. Voie négative pour jeux de lumière. **26 F**
 - EL 132. Filtre anti-parasite pour triacs. **42 F**

- KITS «TELECOMMANDE»**
- JK 06. Emetteur 1 voie, 27 MHz, 27 mW. LC. **137 F**
 - JK 05. Récepteur 1 voie pour JK 06. LC. **151 F**
 - JK 16. Emetteur infrarouge, P: 6 m, LC. **102 F**
 - JK 15. Récepteur infrarouge, S: 0,3 mV, LC. **148 F**
 - JK 17. Emetteur 9 canaux en 27 MHz. Piloté par quartz, P: 50 mW, LC (3 voies proportionnelles). **200 F**
 - JK 18. Récepteur 9 canaux, pour JK 17. LC. **183 F**
 - JK Servo-moteur complet pour JK 18. **132 F**
 - OK 106. Emetteur ultra-sons. Portée 15-20 m. **83,30 F**
 - OK 108. Récepteur ultra-sons. Sortie, relais. **93,10 F**
 - OK 168. Emetteur infrarouges, P: 6-8 m. **125 F**
 - OK 170. Récepteur infrarouges. Sortie relais. **155 F**

- KITS «JEUX ELECTRONIQUES»**
- OK 9. Roulette électronique à 16 LEDS. **126,40 F**
 - OK 10. Dé électronique à LEDS. **57,90 F**
 - OK 11. Pile ou face électronique à LEDS. **38,20 F**
 - OK 16. 421 digital avec 3 afficheurs. **171,50 F**
 - OK 22. Labyrinthe électronique digital. **87,20 F**
 - OK 48. 421 électronique à LEDS (7x3). **171,50 F**

- KITS «AUTOMOBILE»**
- 2009. Compte-tours auto-moto à 12 LEDS. **126 F**
 - 2057. Booster 2x30 W, alm. 12 volts. **198 F**
 - KS 242. Modulateur voiture à LEDS. **261 F**
 - UK 877. Allumage électronique à décharge capacitive. Complet avec boîtier. **399 F**
 - OK 46. Cadenceur pour essuie-glace, réglable. **73,50 F**
 - OK 162. Booster 2 x 10 W, alm. 12 volts. **195 F**
 - EL 128. Horloge digitale, heure et minute. AL: 12 V. **124 F**

- KITS «MUSIQUE»**
- Kn 16. Metronome réglable 40 à 150 Tops/mn. **42 F**
 - Plus 4. Instrument de musique 7 notes. **60 F**
 - OK 76. Table de mixage stéréo à 4 entrées, 2 entrées RIAA + 2 AUX, avec potentiomètres. **240,10 F**
 - OK 88. Trémolo électronique réglable. **97 F**
 - OK 143. Générateur réglable 5 rythmes. **279 F**
 - EL 65. VU-mètres stéréo (maxi 100 W). **89 F**
 - EL 135. Bruiteur électronique réglable. **230 F**
 - EL 148. Equalizer stéréo 6 voies. **198 F**

53 SUPER-LOTS

QUALITE et PRIX IMBATTABLES. UN SUCCES CONSACRE

Tous nos super-lots sont exposés en magasin pour votre contrôle de la qualité et des prix FINI LES MONTAGES INACHEVES ET LES COURSES BREDOUILLES

- N 1 RESISTANCES: 1/2 W. 5%. Les 25 principales valeurs de 10Ω à 1 MΩ. 10 pièces par valeur. Les 250. **40 F** (0,16 F p.)
- N° 2 CONDENSATEURS: Céramiques 80 volts. Les 10 principales valeurs de 10 pF à 820 pF. 10 pièces par valeur. Les 100 condens. **36 F**
- N° 21 CONDENSATEUR MYLAR 250 volts. Les 7 principales valeurs de 1 nF à 0,1 µF. 1 nF-2,2-4,7-10-22-47 nF et 0,1 µF. 10 pièces par type. Les 40 condensateurs. **63 F** (0,90 F p.)
- N° 22 CONDENSATEURS MYLAR 250 volts. 0,1 µF. Les 20. **24 F** (1,20 F p.)
- N° 23 CONDENSATEURS MYLAR 250 volts. 0,22 µF. Les 10. **16,50 F** (65 F p.)
- N° 3 CONDENSATEURS: Chimiques, 25 volts. 1 µF-2,2-4,7-10-22-47-100 µF. 10 pièces par valeur. Les 70. **59,50 F** (0,85 F p.)
- N° 24 CONDENSATEURS CHIMIQUES 25 volts. 220 µF x 4-4,70 µF x 4-1000 µF x 2. Les 10. **25 F** (2,50 F p.)
- N° 4 DIODES DE REDRESSEMENTS: 1 N 4004 (1 A-400 V). La diode la plus utilisée. Les 20. **14 F** (0,70 F p.)
- N° 44 DIODES DE REDRESSEMENT: BY 253-3 A-600 V. Diode de puissance très utilisée. Les 10 diodes. **23 F** (2,30 F p.)
- N° 5 DIODES DE COMMUTATION: 1 N 4148. La diode la plus utilisée. Les 20. **9 F**.
- N° 32 POINT DE DIODES. 1 A/50 volts. Les 4 points. **16 F** (4 F p.)
- N° 25 DIODES ZENERS 400 mW 4,7 V-6 V-7,5 V-9 V-12 V, 4 de chaque, les 20 zeners. **26 F** (1,30 F p.)
- N° 6 TRIACS: 6 A/400 volts. Grande sensibilité. Les 5. **29,50 F** (5,90 F p.)
- N° 7 LEDS: 5 mm. 1^{re} qualité. 10 rouges + 10 vertes. Les 20 leds. **27 F** (1,35 F p.)
- N° 39 LEDS: 5 mm. Rouges 1^{re} qualité. Les 25 pièces. **33 F** (1,32 F p.)
- N° 40 LEDS: 5 mm. Vertes, 1^{re} qualité. Les 25 pièces. **36,20 F** (1,44 p.)
- N° 9 TRANSISTORS BC 107-BC 108-BC 109. Les 3 BC les plus vendus. 5 de chaque type. Les 15. **34,50 F** (2,30 F p.)
- N° 10 TRANSISTORS: 2 N 1711 et 2 N 2222. 5 de chaque type. Les 10. **26 F** (2,60 F p.)
- N° 41 TRANSISTORS: 2 N 3055. Le plus vendu. Les 4. **32,40 F** (8,10 F p.)
- N° 42 TRANSISTORS: 2 N 2646. L'U.J.T. le plus vendu. Les 5. **30 F** (6 F p.)
- N° 43 TRANSISTORS: 2 N 3819. le F.E.T. le plus vendu. Les 5. **30 F** (6 F p.)
- N° 11 CIRCUIT INTEGRE: µA 741 (Ampli OP). Les 5 pièces. **22,50 F** (4,50 F p.)
- N° 12 CIRCUIT INTEGRE: NE 555 (timer). Les 5 pièces. **24,50 F** (4,90 F p.)
- N° 13 SUPPORTS DE CIRCUITS INTEGRÉS. 10 de 8 broches + 10 de 14 broches. Les 20. **28 F** (1,40 F p.)
- N° 45 CIRCUIT INTEGRE µA 723 (14 pattes). Les 3. **25,20 F** (8,40 F p.)
- N° 46 REGULATEUR 12 V positif, 1A. Boîtier TO220. Les 3. **25,20 F** (8,40 F p.)
- N° 47 REGULATEURS 5 V positif 1 A, boîtier TO 220. Les 3. **25,20 F** (8,40 F p.)
- N° 48 REGULATEURS 12 V négatif 1 A, boîtier TO 220. Les 3. **27 F** (9,00 F p.)
- N° 49 REGULATEURS 5 V négatif 1 A boîtier TO 220. Les 3. **27 F** (9 F p.)
- N° 26 FUSIBLES. Verre 5 x 20 mm. Rapides 0,1 A-0,5 A-1 A-2 A-3 A. 10 de chaque. Les 50 fusibles: **30 F** (0,60 F p.)
- N° 21 SUPPORTS DE FUSIBLE pour circuit imprimé. Les 10. **14,50 F** (1,45 F p.)
- N° 28 POTENTIOMETRES AJUSTABLES MINIATURES. 1 K-2,2 K-4,7 K-10 K-22 K-47 K. 100 Kx4 par valeur. Les 28. **35 F** (1,25 F p.)
- N° 29 POUSSOIRS-MARCHE miniature. 4 rouges + 4 noirs. Les 8. **24,80 F** (3,10 F p.)
- N° 33 INTER ou INVERSEUR UNIPOLAIRE miniature, levier métal. Les 2. **16 F**.
- N° 34 INTER ou INVERSEUR bipolaire miniature levier métal. Les 2. **25 F**.
- N° 35 INTERRUPTEUR unipolaire 6 A/250 volts. Les 3 noirs. Les 18. **18 F** (6 F p.)
- N° 36 INVERSEUR ou INTERRUPTEUR bipolaire. 6 A/250 volts. Les 3. **24 F** (8 F p.)
- N° 30 BOUTONS PLASTIQUES NOIRS Ø 21 mm. Les 5 boutons. **11 F** (2,20 F p.)
- N° 31 BOUTONS PLASTIQUES NOIRS Ø 28 mm. Les 5 boutons. **12,50 F** (2,50 F p.)
- N° 38 Cosses. Poignard pour C.I. Ø 2,8 mm 20 mâles + 20 femelles: **6 F**
- N° 8 PRESSION POUR PILES 9 volts. Les 10. **10 F** (1 F p.)
- N° 14 JACKS Ø 3,5 mm, 6 mâles + 4 châssis + 2 femelles. Les 12. **21,60 F** (1,80 F p.)
- N° 16 RCA ou CINCH. 8 mâles + 4 châssis. Les 12. **24 F** (2 F p.)
- N° 17 FICHES D.I.N. 5 broches, 4 mâles + 2 châssis + 2 femelles. Les 8. **20 F**.
- N° 18 FICHES HAUT-PARLEUR. 4 mâles + 2 châssis + 2 femelles. Les 8. **11,20 F**
- N° 37 PINCES CROCODILES ISOLEES. Les 4 pièces: **6 F** (1,50 F p.)
- N° 71 ENTRETOISES. h: 10 mm avec vis et écrous. Les 10. **8 F** (0,80 F p.)
- N° 52 ENTRETOISES h: 4 mm avec vis et écrous. Les 10. **7 F** (0,70 F p.)
- N° 53 DIAC 32 volts/10 ampères. Les 5. **15 F** (3 F p.)
- N° 54 CLIPS et anneaux pour la fixation des LEDS Ø 5 mm. Les 10. **5 F** (0,50 F p.)
- N° 58 BANANES «PRO» Ø 2 mm. 4 mâles + 2 châssis. Les 6. **18,60 F**
- N° 68 PASSE-FILS. Caoutchouc Ø int. 4 mm. Les 10. **5 F** (0,50 F p.)
- N° 19 Vous débutez... «Réalisez vos circuits imprimés». Nous vous proposons un matériel de première qualité et une notice explicative très détaillée. 1 fer à souder 30 W + 3 m de soudure + 1 perceuse 9-12 V. 10000tr/mmn + accessoires + 1 stylo-marqueur pour CI + 3 bandes de signes transfert + 3 dm² de circuit cuivre + 1 litre de perchloreure de fer en poudre + notice détaillée. **219 F**
- N° 20 LOT CIRCUIT IMPRIME PAR PHOTO. Avec notice très détaillée. 1 film format 210x300 + 1 sachet de révélateur pour film + 1 révélateur pour plaque + 1 plaque présensibilisée 75x100 mm + 1 lampe UV 250 W + 1 douille pour lampe + notice. **119 F**

NOUVEAU ENFIN PARU NOUVEAU

CATALOGUE 80 PAGES

grand format

2800 ARTICLES

700 Photos & schémas

GENERAL

ROCHE

Prix en magasin : 20 f.
Franco chez vous : 25 f.

Vous y trouverez facilement: COMPOSANTS ACTIFS ET PASSIFS, FERS A SOUDER ET OUTILLAGE, MATERIEL POUR LES CIRCUITS IMPRIMES, HAUT PARLEURS, SUPER LOTS, APPAREILS DE MESURE ET ALIMENTATIONS, TOUT L'HABILLEMENT DE VOS MONTAGES, SIRENES ET LIBRAIRIE, JEUX DE LUMIERE, FICHES ET CORDONS, UN CHOIX CONSIDERABLE DE KITS, ... etc AINSI QU'UNE MINE DE RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES.

L'OUTIL INDISPENSABLE...
VOTRE PARTENAIRE EFFICACE

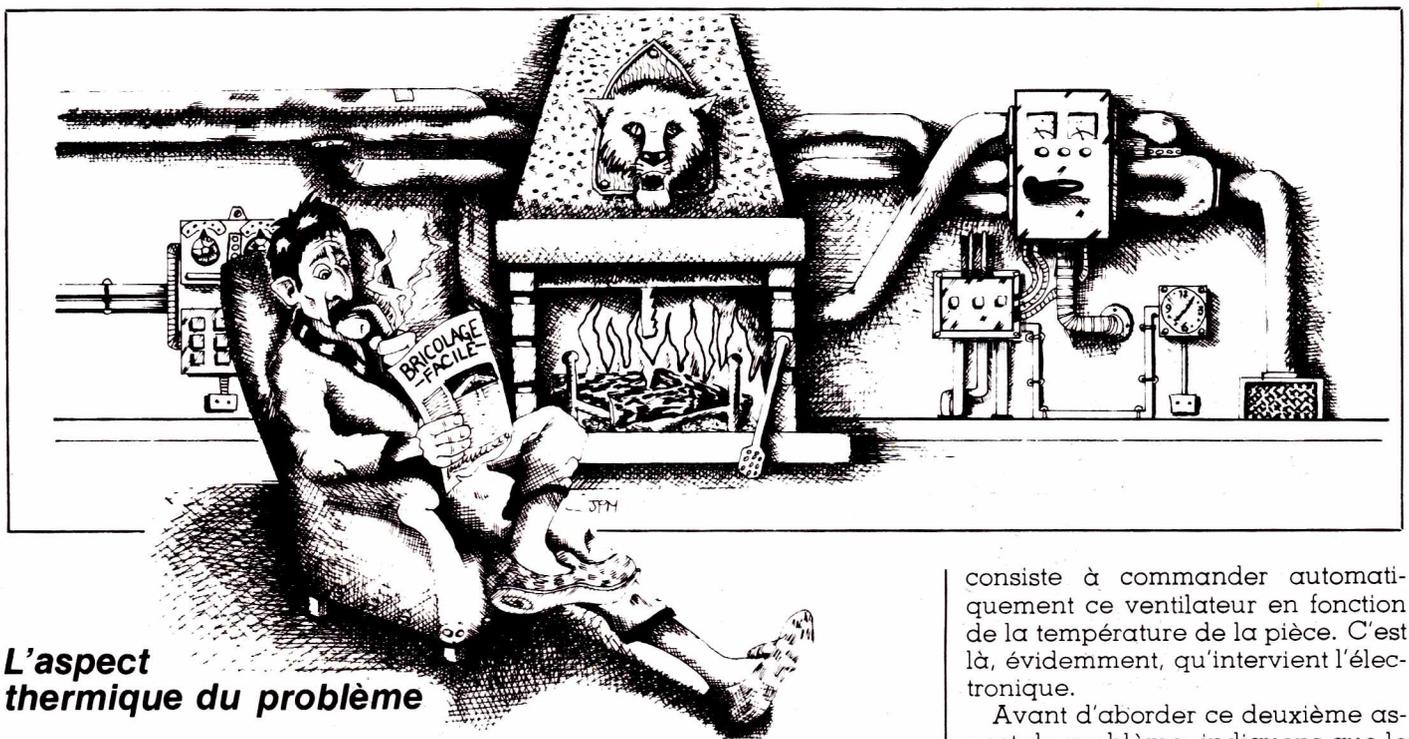
Cette annonce annule et remplace les précédentes. Prix TTC au 1.6.82. TVA 18.60 % non répercutée.

Commande automatique d'un ventilateur pour régulation de température

Temps 
 Difficulté 
 Dépense 

Le montage décrit a été conçu, à l'origine, pour réguler la température dans un séjour de résidence secondaire chauffé par une cheminée à bois.

S'il est évidemment plus sympathique que des radiateurs électriques ou qu'une installation à fuel ou à gaz, un tel mode de chauffage n'autorise pas un réglage facile de la température. La solution — indirecte — consiste à agir sur le flux d'une masse d'air chaud, commandé par un ventilateur électrique.



L'aspect thermique du problème

Une cheminée campagnarde, telle que nous avons tenté d'illustrer à la **figure 1**, souffre d'un rendement fort médiocre. Si une partie des calories produites par la combustion du bois chauffe la pièce par rayonnement, une autre partie, de loin la plus grande, se perd par convection dans le conduit d'évacuation des fumées: elle ne sert qu'à chauffer l'air extérieur, au-dessus du toit de la maison.

Divers dispositifs permettent cependant d'améliorer cet état de chose. La **figure 1** montre l'un d'eux, aisément réalisable par un amateur. Derrière le manteau de la cheminée, passent quelques tubes métalliques (par exemple des tuyaux de chauffage central) qui, par leurs deux extrémités, débouchent dans la pièce.

Situés au-dessus du foyer, ces tubes s'échauffent fortement: on peut

donc récupérer de la chaleur, en y imposant une circulation forcée d'air, à l'aide d'un ventilateur. Le raffinement que nous proposons,

consiste à commander automatiquement ce ventilateur en fonction de la température de la pièce. C'est là, évidemment, qu'intervient l'électronique.

Avant d'aborder ce deuxième aspect du problème, indiquons que le silence de fonctionnement conditionne l'agrément d'emploi. Il faudra choisir une soufflerie à rotation lente (un faible débit suffit), et l'enfermer

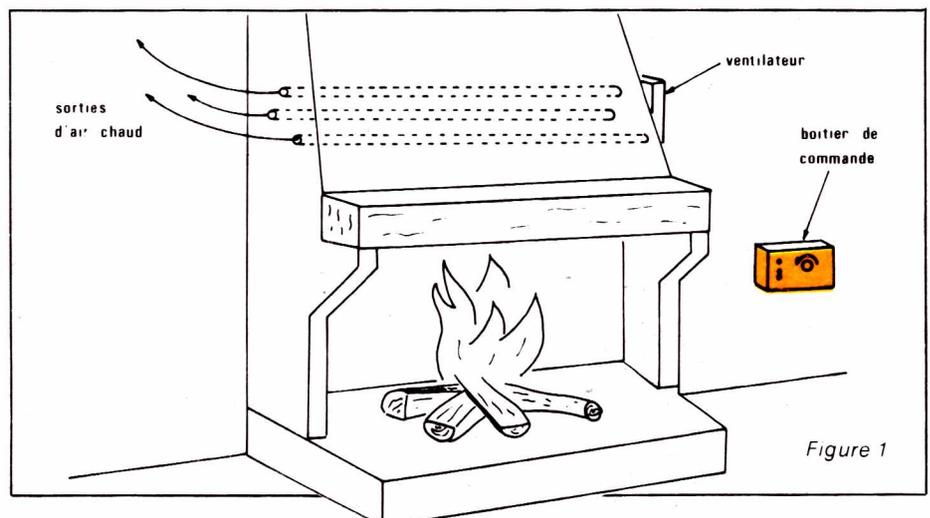


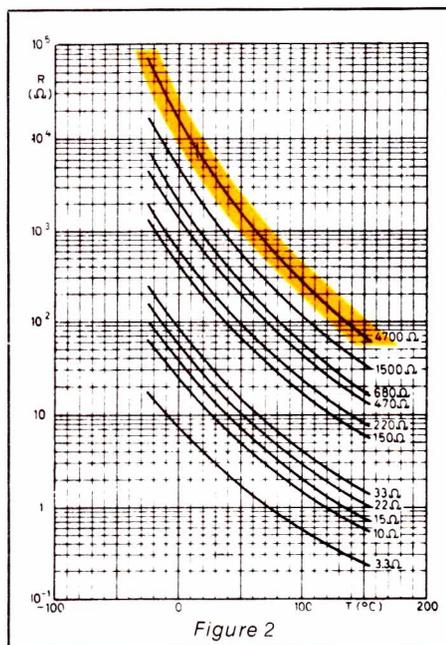
Figure 1

éventuellement dans un coffrage faisant office de silencieux.

Emploi d'une thermistance

Les thermistances, ou résistances CTN (coefficient de Température Négatif), sont des dispositifs semi-conducteurs généralement constitués d'oxydes métalliques (par exemple oxyde de nickel NiO et oxyde de manganèse MnO₃).

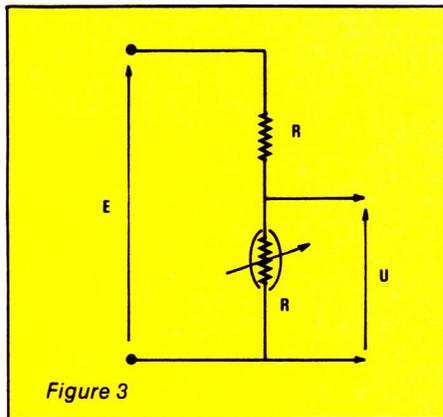
Comme pour tous les semiconducteurs, leur résistance diminue lorsque la température croît. Cette affirmation est quantitativement précisée par le diagramme de la figure 2,



qui donne les variations, en fonction de la température t de la résistance R d'une thermistance offrant une résistance de $4\,700\,\Omega$ à $25\,^{\circ}\text{C}$. On voit que celle-ci atteint $6\,\text{k}\Omega$ à $20\,^{\circ}\text{C}$, $7,5\,\text{k}\Omega$ à $15\,^{\circ}\text{C}$, mais quelle n'est que de $3,8\,\text{k}\Omega$ à $30\,^{\circ}\text{C}$.

On peut facilement transformer les variations de résistance en variation de tension, grâce au diviseur de la figure 3 où R_1 est montée en série avec la thermistance R . Pour la thermistance déjà citée précédemment, en choisissant $R_1 = 6,8\,\text{k}\Omega$ et $E = 12\,\text{volts}$, nous avons relevé les variations de la tension U en fonction de la température. Les résultats sont consignés dans le diagramme de la figure 4.

Pour appliquer les propriétés d'une thermistance à la mise en route ou à l'arrêt d'un ventilateur en fonction de la température, on peut



utiliser le montage schématisé illustré par la figure 5. La tension U prise sur le diviseur R_1 R de la figure 3, attaque l'entrée inverseuse d'un amplificateur opérationnel CI, dont l'entrée non inverseuse reçoit une fonction fixe V de la tension d'alimentation E , par l'intermédiaire de R_2 et R_3 .

Lorsque la température est élevée, la valeur de U passe au-dessous de celle de V ; la sortie de l'amplificateur opérationnel se trouve donc au potentiel $+E$, et aucun courant ne traverse la bobine du relais. Le moteur

tionnel bascule au potentiel de la mesure, ce qui alimente la bobine du relais, et met en route le ventilateur, par l'intermédiaire des contacts K .

Schéma complet du régulateur

On le trouvera à la figure 6, qui ajoute quelques perfectionnements au schéma trop simple de la figure 5.

Le diviseur fixe R_2 R_3 , a été remplacé ici par l'ensemble R_2 R_3 et P . Ce dernier potentiomètre permet un réglage de la tension V , donc du point de consigne. Nous avons choisi une plage de 15 à $25\,^{\circ}\text{C}$, qui encadre la valeur $19\,^{\circ}\text{C}$, actuellement recommandée.

Compte tenu d'une assez large dispersion des caractéristiques, la résistance à $20\,^{\circ}\text{C}$ de la thermistance R n'est guère connue qu'à $\pm 20\%$ près. Pour compenser cette dispersion, nous avons monté, en série avec R_1 , une résistance ajustable AJ. Au moment de la mise au point,

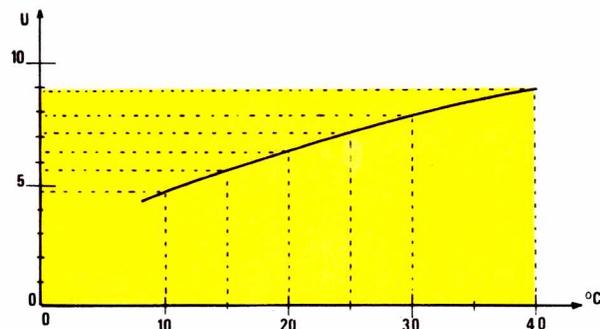


Figure 4

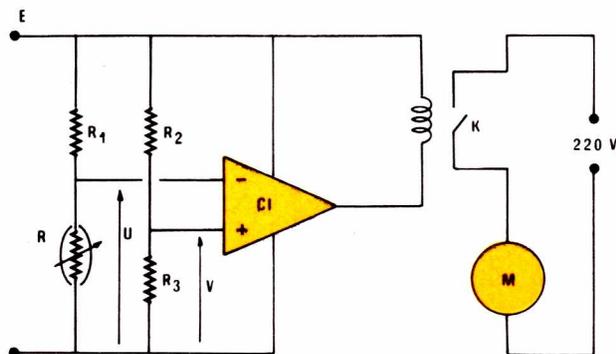


Figure 5

M du ventilateur n'est donc pas alimenté. Au contraire, si la température baisse au-dessous du point de consigne déterminé par le choix de R , R_1 , R_2 et R_3 U devient supérieur à V . La sortie de l'amplificateur opéra-

tionnel permet de placer, à mi-course du potentiomètre P , le point $20\,^{\circ}\text{C}$.

Un inconvénient du schéma de la figure 5, réside dans son absence d'hystérésis. Au voisinage du point

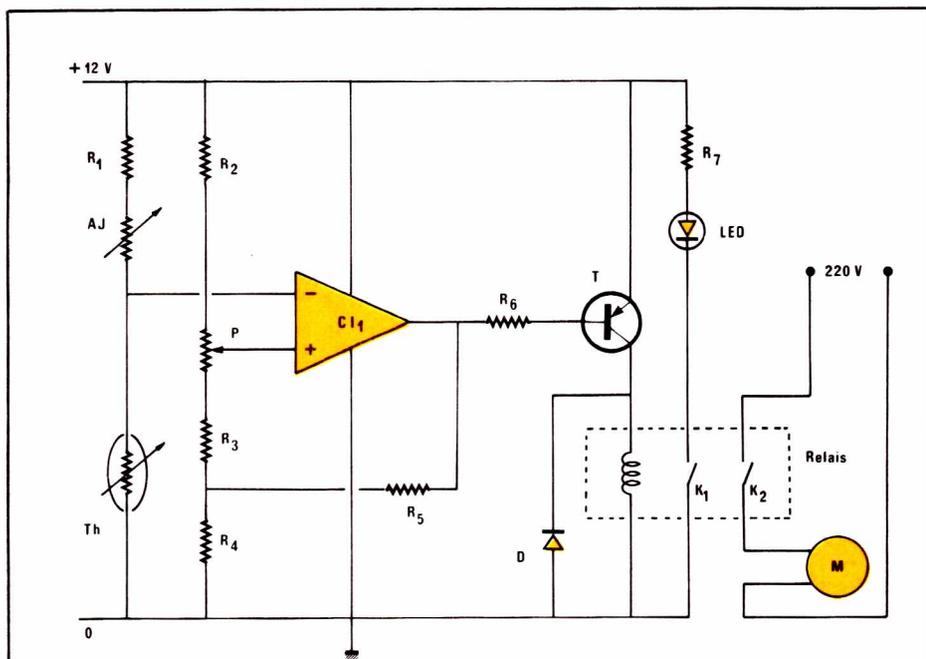


Figure 6

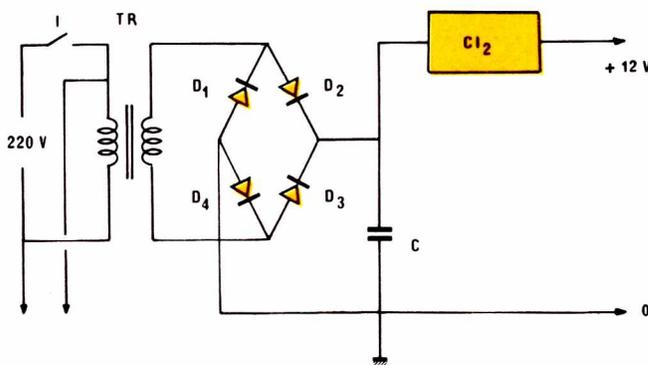


Figure 7

de consigne, les moindres fluctuations de température font passer la sortie de l'amplificateur opérationnel de 0 à 12 volts. Il en résulte une succession rapide de mises sous tension et d'arrêt du ventilateur, ce qui est désagréable, et engendre une usure prématurée du matériel.

Pour pallier ce défaut, nous avons introduit une réaction positive entre la sortie de l'amplificateur opérationnel et son entrée non inverseuse, grâce à R_4 et R_5 . L'ensemble prend alors les caractéristiques d'un trigger de Schmitt, avec deux seuils de basculement. Les valeurs choisies donnent une hystérésis d'environ 1°C . Cela signifie que, pour une température de consigne de 19°C par exemple, le ventilateur se met en route à $18,5^\circ\text{C}$, et s'arrête à $19,5^\circ\text{C}$.

Enfin, la volonté d'employer un amplificateur très courant (il s'agit

d'un classique 741) ne permettait pas la commande directe d'un relais. Pour obtenir l'intensité nécessaire, nous avons interposé le transistor T, de type PNP. La bobine du relais se trouve donc placée entre collecteur et masse. Elle est doublée par la diode D_5 , qui protège le transistor contre les surtensions inverses, à chaque coupure du courant. D'autre part, une diode électroluminescente, polarisée à travers R_7 lors de l'excitation du relais, signale les mises en marche du ventilateur.

L'alimentation

Une alimentation par piles n'est pas concevable pour un tel appareil, destiné à fonctionner des journées entières. Il fallait donc une alimentation secteur, dont la figure 7 donne le schéma.

L'interrupteur I assure la mise sous tension. À la sortie du secondaire du transformateur, le redressement s'effectue à double alternance grâce à un pont de diodes, et C se charge du filtrage. Enfin, la régulation est confiée à un circuit intégré à trois pattes de type 7812.

Le circuit imprimé et son câblage

La quasi-totalité des composants du régulateur et de son alimentation est regroupée sur un circuit imprimé unique, dont la figure 8 donne le dessin. Pour l'implantation des composants, on se reportera au schéma de la figure 9, et à la photographie de la figure 10.

Le relais (voir figure 11) est conçu pour une implantation directe sur circuit imprimé. Ses contacts supportent, en alternatif, une tension de 250 volts, et une intensité de 1 ampère. Ils suffisent donc largement à l'alimentation d'un ventilateur de puissance moyenne.

La mise en coffret

Elle n'offre aucun aspect critique. Pour notre maquette, nous avons sélectionné un boîtier MMP, de référence Pupicoffre 20 M dont la couleur «sable» s'harmonise agréablement avec tous les intérieurs.

La façade reçoit l'interrupteur de mise sous tension, la diode témoin, et le potentiomètre de réglage de la température de consigne.

Sur un côté du coffret, sortent: les fils d'alimentation secteur, les fils de liaison au ventilateur, et ceux qui servent à brancher la thermistance, par l'intermédiaire d'un jack miniature. On peut ainsi choisir la meilleure place pour le capteur, afin qu'il prélève une température moyenne (ne le mette ni trop près du sol, ni trop haut), à l'abri des courants d'air (éviter le flux sortant de la cheminée, le voisinage d'une fenêtre ou d'une porte).

La mise au point

Elle porte simplement sur le réglage de la résistance ajustable AJ, afin que le point 20°C du potentiomètre corresponde bien à cette température. Pour cela, et la thermistance étant bien à 20°C (la plonger

Figure 8

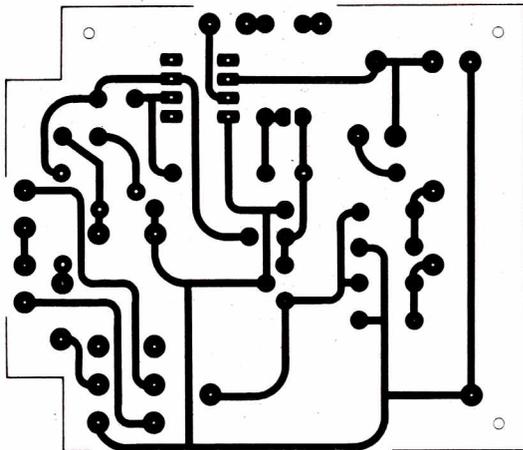


Figure 9

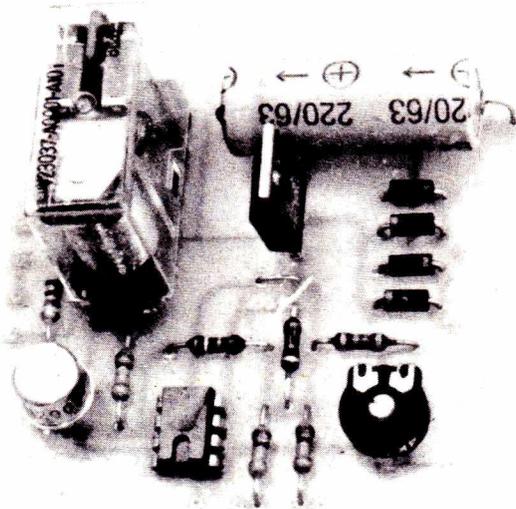
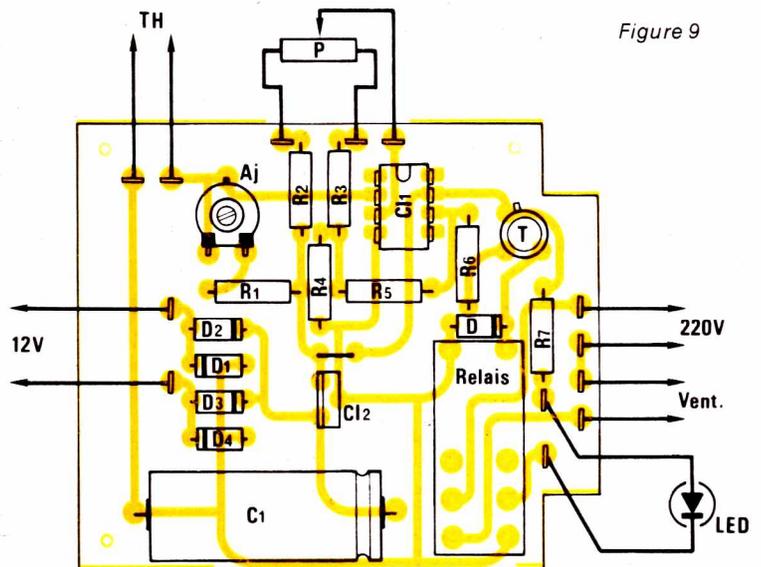


Figure 10

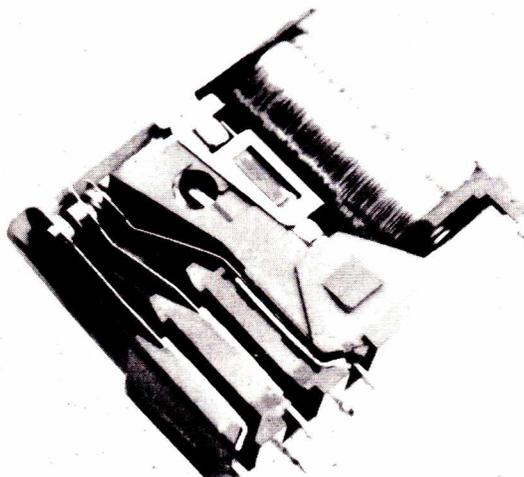


Figure 11

par exemple dans de l'eau à cette température, en l'isolant à l'aide d'un petit sac de plastique), placer le potentiomètre à mi-course. Régler alors AJ pour obtenir la même tension sur les entrées + et - de l'amplificateur opérationnel (c'est-à-dire sur le curseur de P, et sur le point commun à AJ et à la thermistance).

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 watt à $\pm 5\%$

R₁: 3,9 k Ω ; R₂: 10 k Ω ; R₄: 100 Ω ; R₅: 180 k Ω ; R₆: 10 k Ω ; R₇: 1 k Ω .

R₃ : 10 k Ω

Résistance ajustable

AJ: 4,7 k Ω Piher (à plat).

Potentiomètre

P: 2,2 k Ω , linéaire.

Condensateur

C: 220 μ F (25 volts).

Diodes D₁ à D₅

1 N 4002. Diode LED rouge.

Ampli opérationnel

741 (dual in line à 8 broches).

Régulateur

7812

Transistor

2 N 2905.

Transformateur

Secondaire 12 volts (5 VA).

Relais

Siemens référence V 23037 - A 001 - A 101.

Divers

1 interrupteur; 1 jack miniature.

Coffret

MMP pupicoffre 20 M

Le transistor à jonctions

L'apparition des premiers transistors date de 1948. Elle a très vite entraîné une révolution de l'électronique par rapport aux tubes, le transistor apportait en effet des avantages considérables : un faible encombrement, une consommation réduite sous des tensions de quelques volts seulement, une très grande robustesse et une longue durée de vie, etc.

Les premiers transistors étaient des modèles à pointes. Ils ont entièrement laissé la place aux transistors à jonctions, dont nous parlerons uniquement.

Ce premier article sera consacré à la structure du dispositif, et aux fondements de son fonctionnement, c'est-à-dire à l'effet transistor.

Deux jonctions très voisines dans un même cristal

Il existe différentes configurations de transistors, liées à diverses techniques de fabrication. Fondamentalement, toutes peuvent se ramener à la structure qu'illustre la figure 1.

Dans un petit monocristal de germanium ou de silicium, on réalise trois zones de type P et N alternés. Ceci conduit à deux possibilités, qui aboutissent aux transistors NPN (figure 1, a) ou PNP (figure 1, b). On crée ainsi deux jonctions très voisines l'une de l'autre : elles sont séparées d'environ $1 \mu\text{m}$.

Comme on le constate sur la figure 1, une dissymétrie apparaît, à cause des dimensions différentes des deux jonctions : nous justifierons ultérieurement cette différence.

La zone centrale s'appelle la base, les zones extrêmes constituent, respectivement, le collecteur et l'émetteur. Symboliquement, on représente les transistors NPN et PNP par

les dessins de la figure 2, que tous nos lecteurs connaissent : NPN en figure 2 a, et PNP en 2 b.

Le transistor en circuit ouvert

Un transistor comporte deux jonctions PN en circuit ouvert : on retrouvera donc, dans son étude, des phénomènes déjà rencontrés lors de celle de la diode. Prenons, pour appuyer nos raisonnements, le cas d'un transistor NPN ; il suffirait d'inverser tous les signes pour un PNP.

Dans la figure 3, la partie supérieure illustre la distribution des charges dans le cristal. Sur la jonction collecteur-base, les électrons, porteurs majoritaires du collecteur (semiconducteur N), diffusent vers la base, où ils se recombinent avec les trous. Inversement les trous, porteurs majoritaires de la base (semiconducteur P), diffusent vers le collecteur, où ils se recombinent avec les électrons. Il apparaît donc une double charge spatiale, de part

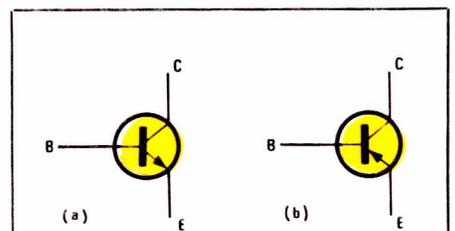


Figure 2

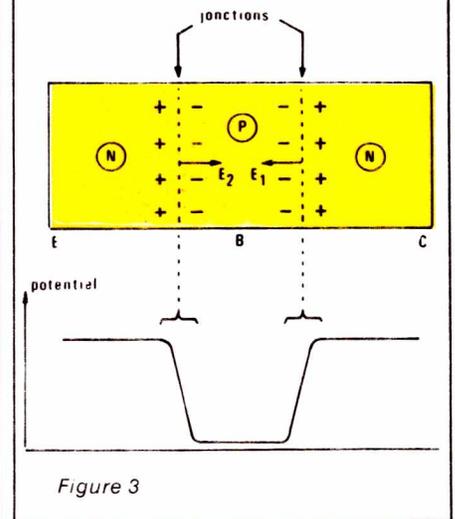


Figure 3

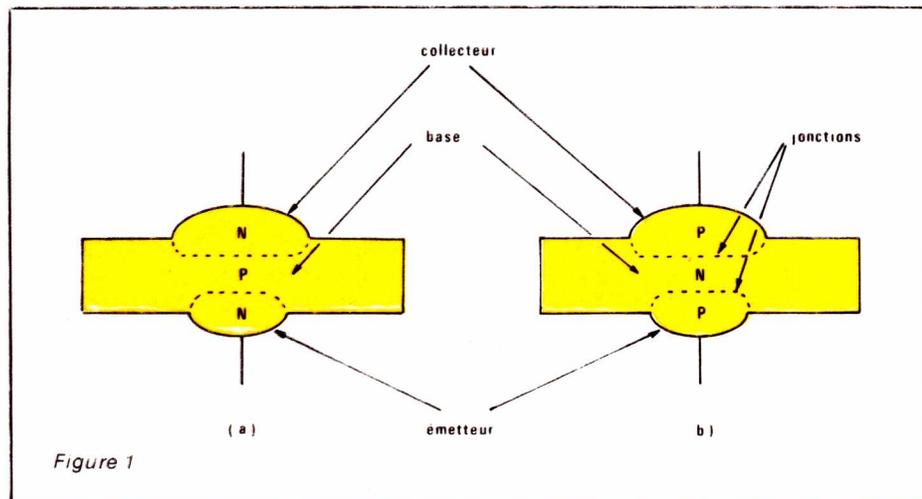


Figure 1

et d'autre de la jonction, à cause de la neutralisation de porteurs libres.

Cette charge spatiale entraîne la naissance d'un champ électrique E_1 , donc d'une barrière de potentiel. Celle-ci apparaît sur la courbe de la partie inférieure de la figure 3.

Les mêmes phénomènes s'appliquent à la jonction émetteur-base. La double charge spatiale, symétriquement orientée par rapport à la précédente, entraîne l'apparition du champ électrique E_2 . Il lui correspond également une barrière de potentiel, comme on le voit dans la courbe inférieure. Celle-ci, finalement, décrit les variations du potentiel, le long du cristal.

Les courants résiduels dans un transistor

Réalisons, toujours avec un transistor NPN, le montage de la figure 4, où l'émetteur reste « en l'air ». La jonction collecteur-base (CB) se trouve polarisée en inverse par la source continue E : elle est donc bloquée. Il y circule cependant un faible courant inverse, pratiquement indépendant de E, et dont l'étude de la diode nous a appris qu'il était dû aux porteurs minoritaires créés par agitation thermique.

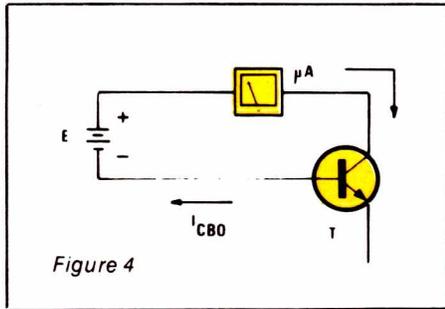


Figure 4

C'est le courant résiduel de collecteur, à émetteur ouvert. On le note I_{CBO} (O, pour « ouvert »).

Le montage de la figure 5 permet maintenant d'expérimenter sur la jonction émetteur-base, avec collecteur ouvert (en l'air). Le courant inverse qui circule cette fois, est le courant résiduel d'émetteur, à collecteur ouvert. On le note I_{EBO} .

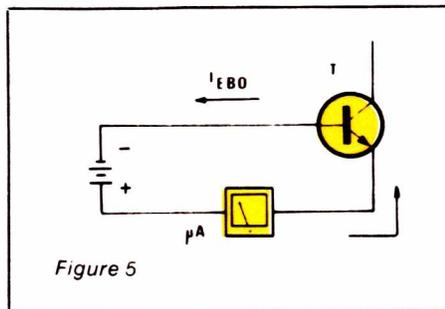


Figure 5

Examinons enfin le cas de la figure 6. Compte-tenu de la polarité de la source, on voit que, maintenant, la diode émetteur-base conduit, mais que la diode collecteur-base est bloquée. On pourrait s'attendre, alors à ce que le courant résiduel soit I_{CBO} . Or, l'expérience montre qu'on trouve un courant résiduel, noté I_{CEO} (Base ouverte) très supérieur :

$$I_{CEO} \gg I_{CBO}$$

c'est le courant résiduel de collecteur, avec la base ouverte.

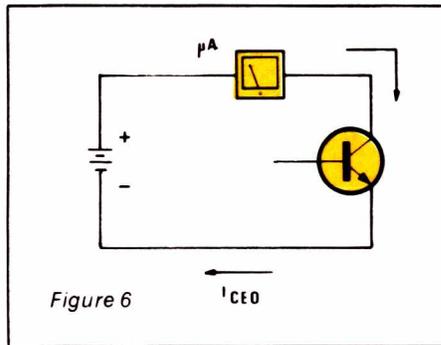


Figure 6

Cette différence montre qu'on ne peut pas assimiler un transistor au simple montage de deux diodes en opposition : la distinction résulte de l'effet transistor, que nous analyserons ci-dessous.

Observation expérimentale de l'effet transistor

Réalisons le montage de la figure 7, autour du transistor T de type NPN.

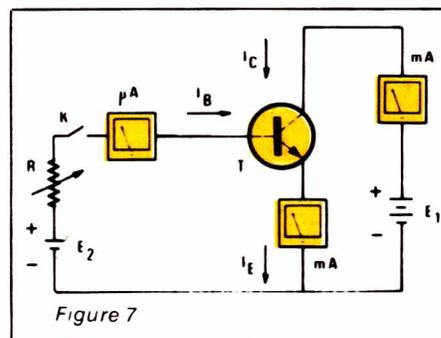


Figure 7

Dans un premier temps, l'interrupteur K reste ouvert : la base est alors en l'air, et on retrouve les conditions de la figure 6. Le courant de collecteur est le courant résiduel, ou courant de fuite, I_{CEO} .

Si, maintenant, on ferme K, on constate :

- le passage d'un courant d'émetteur I_E important (son intensité dépend de E_2 et de R), ce qui est normal. En effet, la jonction émetteur-base se trouve polarisée en direct et est conductrice.
- Simultanément, le passage d'un courant de collecteur I_C , dont l'intensité est sensiblement voisine de I_E , alors que la jonction collecteur-base est toujours polarisée en inverse. C'est ce phénomène qui constitue l'effet transistor.

Si on regarde les choses de plus près, on s'aperçoit que, seul, un faible courant I_B pénètre dans la base et que :

$$I_E = I_C + I_B$$

Cette dernière relation traduit d'ailleurs la conservation des quantités d'électricité : la somme des courants qui **pénètrent** dans le transistor ne peut qu'être nulle.

Faisons ensuite varier R, ce qui entraîne des variations de l'intensité I_B . On constate que I_C varie lui aussi, et sensiblement proportionnellement à I_B .

Interprétation physique de l'effet transistor

Nous raisonnons, comme précédemment, sur le cas d'un transistor de type NPN.

Dans l'émetteur comme dans le collecteur, régions de type N, les électrons sont les porteurs majoritaires. Dans la base, région de type P, ils deviennent minoritaires, tandis que les trous sont alors les porteurs majoritaires.

En circuit ouvert, comme le montre la figure 3, les barrières de potentiel qui prennent naissance au niveau des jonctions, s'opposent à la circulation des porteurs majoritaires.

Par contre, lorsque, par la source de tension E_2 de la figure 7, on applique une polarisation directe à la jonction émetteur-base, la hauteur de la barrière de potentiel correspondante diminue, et les porteurs majoritaires peuvent traverser cette jonction. Il s'établit un courant I_E , dû essentiellement au passage d'électrons de l'émetteur vers la base.

Une fois injectés dans la base, les électrons se trouvent très proches de la jonction de collecteur (on se rappelle que l'épaisseur de la base est de l'ordre du micromètre). Ils sont donc soumis à l'action du champ électrique E_1 (Voir figure 3), qui exerce sur eux une force dirigée **vers le collecteur**. Les électrons envoyés (émis) par l'émetteur, sont donc captés (collectés) par le collecteur, ce qui donne naissance au courant I_C .

Nous avons pourtant constaté que I_C restait légèrement inférieur à I_E , et qu'il apparaissait un faible courant de base I_B . Ceci est dû au fait qu'une partie des électrons envoyés par l'émetteur, se recombinent avec les trous de la base : tous n'arrivent donc pas sur le collecteur. I_E , donc, comporte un faible courant de trous, I_B , provenant de la base. Celle-ci, pour rétablir son équilibre électrique, puise ce courant dans la source E_2 de la figure 7.

Justification de la dissymétrie collecteur-émetteur

Pour des raisons qui apparaîtront plus loin, il est nécessaire de réduire autant que possible le courant de base, pour un courant d'émetteur donné. On y parvient par trois moyens qui se complètent :

- d'abord, en diminuant l'épaisseur de la base. Ainsi, on diminue les chances de recombinaison des électrons avec des trous, et on permet aux électrons d'atteindre plus vite la jonction de collecteur
- ensuite, en diminuant la densité des trous dans la base. Cette zone du cristal, de type P dans le cas considéré, sera donc faiblement dopée
- enfin, en donnant, à la jonction de collecteur, une surface sensiblement

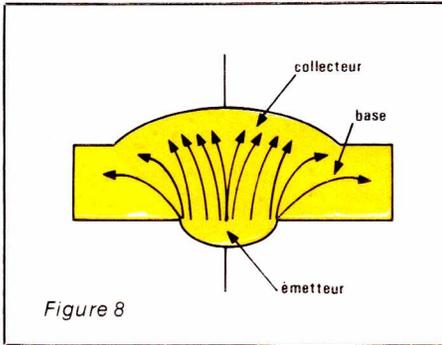


Figure 8

supérieure (deux ou trois fois) à celle de la jonction d'émetteur. La figure 8 montre alors que même les électrons qui auraient tendance à diverger à partir de l'émetteur, sont captés par le collecteur.

Intérêt pratique de l'effet transistor

Reportons-nous, encore une fois, au schéma de la figure 7, en précisant des ordres de grandeur vraisemblables :

- l'intensité de base atteint $100 \mu\text{A}$; on sait, d'autre part, que la jonction émetteur-base, polarisée en direct, fonctionne sous une différence de potentiel voisine de 0,6 volt (cas du silicium). La puissance absorbée par le transistor, dans son circuit de base, est donc :

$$P_B = I_B \cdot V_{BE}$$

$$P_B = 10^{-4} \times 0,6 = 6 \cdot 10^{-5} \text{ watt}$$

- l'intensité de collecteur, dans ces conditions de travail, sera supposée

atteindre 20 mA. Si la source E_2 délivre une tension continue de 10 volts, la puissance commandée par le circuit de collecteur est :

$$P_C = I_C \cdot E_2$$

$$P_C = 2 \cdot 10^{-2} \times 10 = 0,2 \text{ watt}$$

Si on effectue le rapport de ces deux puissances, on trouve :

$$\frac{P_C}{P_B} = \frac{0,2}{6 \times 10^{-5}} = 3\,300$$

La puissance commandée est donc 3 300 fois supérieure à la puissance de commande. Il s'agit là d'un résultat absolument général : l'effet transistor permet de commander des puissances importantes, en ne dépensant qu'une faible puissance de commande.

Remarque importante

Il n'y a évidemment pas, dans le phénomène que nous venons d'analyser, création d'énergie. Celle qu'on retrouve en sortie doit provenir de quelque part : elle est fournie par les sources qui alimentent le montage. Ce bilan énergétique est souvent mal perçu des électroniciens débutants : nous aurons, dans d'autres articles de cette série, l'occasion d'y revenir en détail.

Techniques de fabrication des transistors

Nous terminerons cette étude par l'examen rapide des principales méthodes de fabrication des transistors à jonctions. Certaines d'entre elles, qui ont marqué les débuts de ces techniques, ne présentent plus qu'un intérêt historique.

La méthode par alliage

Elle était, autrefois, très employée pour la fabrication des transistors basse fréquence, et notamment des PNP au germanium. Après avoir purifié celui-ci, on lui ajoutait, à la température de fusion, une quantité connue d'impureté pentavalente, pour former du germanium N.

Par tirage d'un barreau se solidifiant au sortir de la phase liquide, on fabriquait alors un monocristal, découpé ensuite en plaquettes très minces (quelques micromètres d'épaisseur).

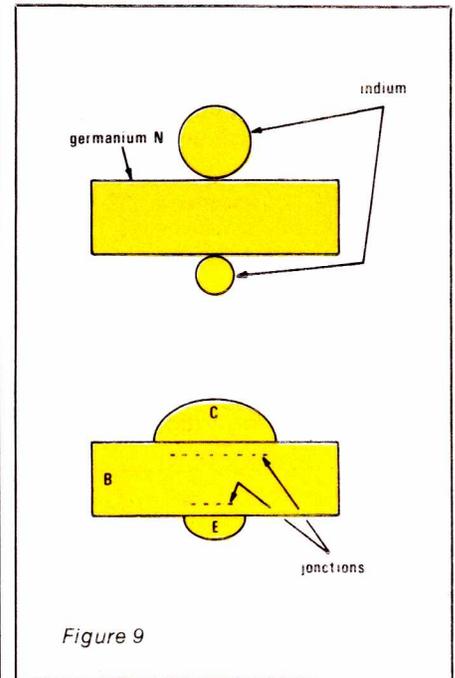


Figure 9

Pour réaliser les jonctions de collecteur et d'émetteur, on disposait, sur les deux faces de la plaquette, deux billes d'indium de tailles différentes (figure 9, a) qu'on faisait fondre. L'indium fondu se sature de germanium. Au refroidissement, celui-ci recristallise mais, contaminé par l'indium, il offre une conductibilité de type P (figure 9, b).

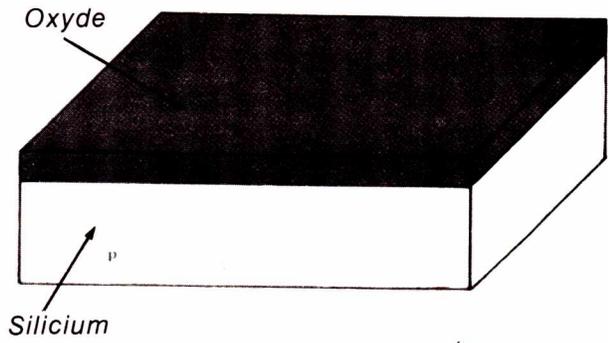
La diffusion gazeuse

Elle consiste à chauffer un semiconducteur, de type P par exemple, dans une atmosphère gazeuse contenant des impuretés pentavalentes. Celles-ci diffusent vers l'intérieur du semiconducteur, y créant une couche N.

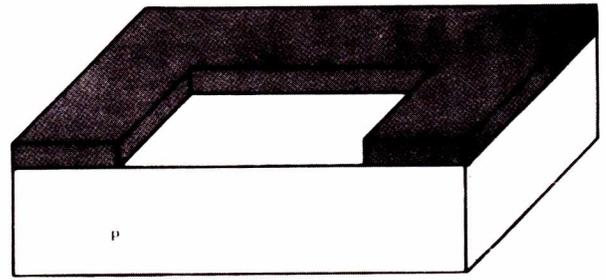
Les méthodes par photogravure

Ce sont actuellement, les plus employés, tant pour les transistors que pour les circuits intégrés. Elles permettent, en particulier, la fabrication des transistors planar, fournissent des bases très minces autorisant l'utilisation aux fréquences élevées, ainsi que des jonctions planes et de grande surface, permettant la dissipation de fortes puissances. Nous détaillons les étapes successives de cette méthode, dans la figure 10.

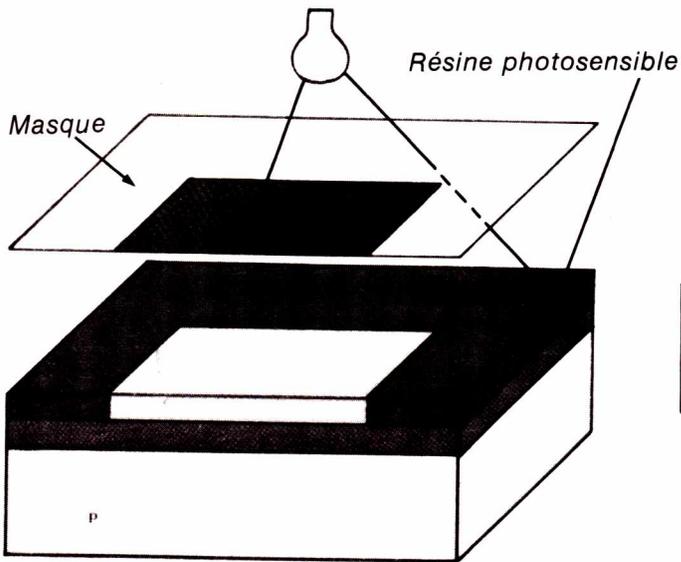
Le substrat de silicium, légèrement dopé en impuretés de type P, est oxydé à 1200°C par de l'oxygène pur. Il se forme, sur toute sa surface, une couche de silice SiO_2 (Figure 10, a).



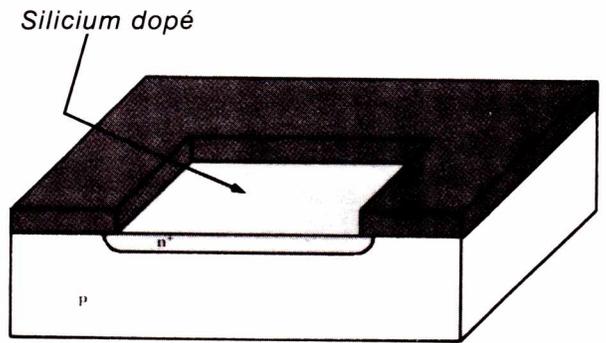
(a)



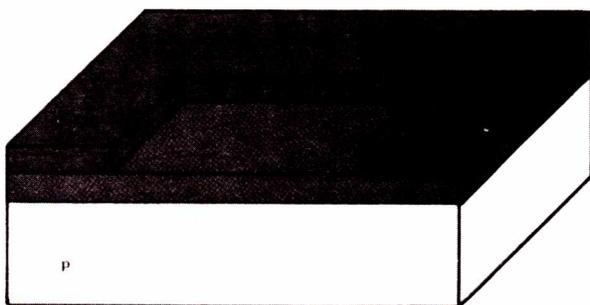
(d) Couche d'oxyde après gravure chimique.



(b)

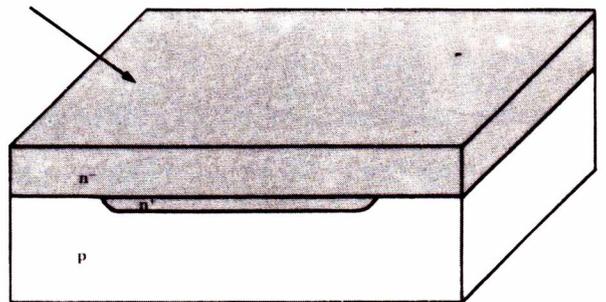


(e)



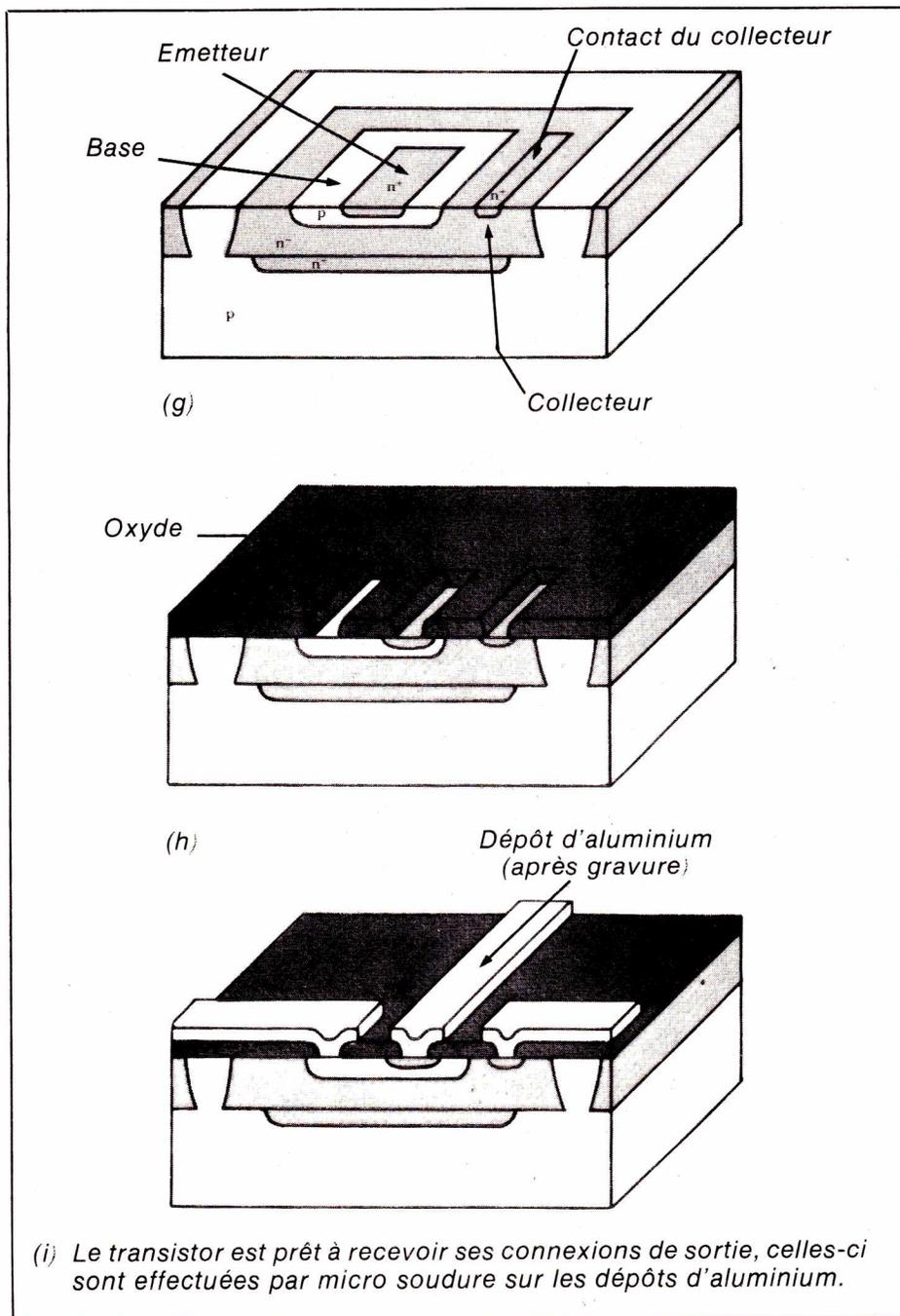
(c) Résine révélée

Couche N déposée par épitaxie



(f)

Figure 10



Après avoir recouvert cette silice d'un film photosensible, on pratique l'insolation à travers un masque (figure 10, b). Après passage dans un révélateur, la partie non exposée est dissoute, alors que l'autre subsiste (figure 10, c). On procède, alors, à l'attaque chimique de la silice non protégée, puis on élimine le film sensible, ce qui conduit au résultat de la figure 10, d.

Le support, alors, est traité dans un four, en présence d'impuretés gazeuses de type N (phosphore, arsenic ou anti-moine). Les atomes dopants pénètrent dans le silicium P non protégé, et forment une couche N fortement dopée (N^+), comme le montre la figure 10, e. Cette couche N^+ , très conductrice, servira de connexion pour le collecteur.

La silice restante étant éliminée, on dépose maintenant, par épitaxie, une couche N faiblement dopée (couche N^-), ce qui conduit au résultat de la figure 10, f. Les étapes suivantes consistent en une succession de dépôts de résine photosensible, d'expositions aux ultra-violets et de développements, dont nous n'illustrerons pas tous les détails, nous contentant d'en montrer les résultats. On fabrique ainsi, successivement, une zone P qui formera la base, puis des zones N^+ qui serviront de contacts pour le collecteur et pour l'émetteur (figure 10, g).

Une nouvelle couche de silice, dans laquelle on ménage des fenêtres par photogravure et attaque chimique, est alors déposée sur l'ensemble (figure 10, h), puis recouverte d'aluminium, par évaporation sous vide. Après attaque chimique, on ne garde que trois zones aluminées, destinées à recevoir, par microsoudure, les fils d'émetteur, de base, et de collecteur (figure 10, i). Pratiquement terminé, le transistor ne demande plus qu'à recevoir un boîtier.

La figure 11 montre l'allure d'un transistor de puissance, vu en transparence dans un boîtier TO3. On y distingue : la base (1) ; la liaison métallique (2) et la broche de sortie de la base (3) ; l'émetteur (4), avec sa liaison (5), et sa borne de sortie (6) ; le collecteur (7), qui sort directement par le boîtier (8) ; enfin, le capot protecteur (9).

R. RATEAU

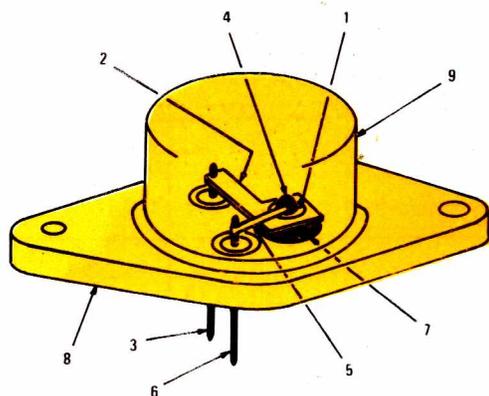


Figure 11

INFOS

● Nouveautés composants ●

● Nouveautés composants ●

Nouveaux transistors MOS/FET économiques parmi les composants de puissance RCA

Pour satisfaire la demande croissante du marché, la Division Solid State de RCA vient d'étoffer sa gamme de transistors de puissance MOS à effet de champ à haute vitesse de commutation. Ces composants hautement rentables de type canal N à mode enrichi admettent des courants de 1 à 18 A et des tensions de 80 à 450 V.

Les MOS/FET de puissance de RCA offrent une haute impédance d'entrée avec des courants d'entrée de l'ordre du pA et des gains de l'ordre de 10^{12} à 10^{13} . Leur conception assure une bonne résistance à l'avalanche thermique, des vitesses de commutation élevées et des capacités de contrôle de puissance comparables à celles de transistors bipolaires, mais avec la faible puissance d'entrée caractéristique des MOS.

Parmi les nombreux avantages qu'offrent les MOS par rapport aux composants bipolaires, il convient de relever l'amélioration des interfaces avec les circuits intégrés de technologie CMOS, TTL, PMOS et NMOS.

Quintuplement du marché en vue

La gamme des transistors de puissance MOS/FET RCA a été introduite pour rencontrer les besoins d'un marché qui, selon les estimations, devraient quintupler durant les quatre prochaines années. Le besoin de réduire les coûts et d'assurer une interface directe avec les circuits intégrés les font préférer à leurs homologues bipolaires.

La part européenne du marché des transistors de puissance MOS-FET est estimée à 30 % au moins des ventes mondiales. Pour les autres circuits linéaires à composants discrets, le marché européen ne représente généralement que 20 à 25 %. La coopération technologique entre Europe et Etats-Unis est beaucoup plus étroite dans le domaine des

transistors de puissance MOS/FET que dans d'autres secteurs.

Ce sont les télécommunications qui, selon toute vraisemblance, devraient devenir l'utilisateur numéro un de ces nouveaux composants.

Géométries verticale et horizontale

La combinaison de géométries verticale et horizontale dans les MOS/FET de puissance RCA permet d'obtenir un haut niveau de performances. Parmi plusieurs conceptions concurrentes, c'est la conduction verticale avec une source hexagonale qui est apparue comme étant la méthode offrant le maximum de fiabilité et de reproductibilité au moindre coût.

Les canaux sont créés par une double diffusion de matériaux P et N dans la couche épitaxiale supérieure du substrat. A la pellicule d'oxyde qui couvre ces régions

s'ajoute un dépôt de silicium polycristallin. Cette couche constitue en fait la grille créant un champ électrique dans le canal.

La connexion source est formée par une couche de métallisation simple qui interconnecte toutes les cellules sources. Le dos du substrat est métallisé, constituant ainsi le drain. La mise en conduction du composant est assurée par l'application sur la grille d'une tension qui crée un champ électrique dans la région du canal P.

Ce champ convertit le canal d'un matériau P en un matériau N, ce qui permet au courant de circuler entre le drain et la source. Le courant circule, verticalement, depuis le drain au travers de la puce, puis horizontalement, au travers du canal vers la région source.

Bon nombre des transistors MOS-FET de puissance RCA sont déjà en production :

TYPE	Tension de claquage $V_{(BR) DSS}$ (Volts)	Résistance drain source en saturation		BOITIER
		$I_{DS (on)}$ max (ohms)	ID (Amps)	
RCA 9196 A	100	2.5	1	TO-39
RCA 9196 B	150	2.5	1	TO-39
RCA 9213 A	100	2.5	1	TO-220
RCA 9213 B	150	2.5	1	TO-220
RCA 9192 A	100	0.3	5	TO-3
RCA 9192 B	150	0.3	5	TO-3
RCA 9212 A	100	0.3	5	TO-220
RCA 9212 B	150	0.3	5	TO-220
RCA 9195 A	100	0.15	10	TO-3
RCA 9195 B	150	0.15	10	TO-3
RCA 9230 A	100	0.15	10	TO-220
RCA 9230 B	150	0.15	10	TO-220
RCA 9193 A	450	2.0	2.0	TO-3
RCA 9193 B	500	2.0	2.0	TO-3
RCA 9232 A	450	2.0	2.0	TO-220
RCA 9232 B	500	2.0	2.0	TO-220

INFOS

● Nouveautés matériel ● Nouveautés matériel ● Nouveautés matériel ●

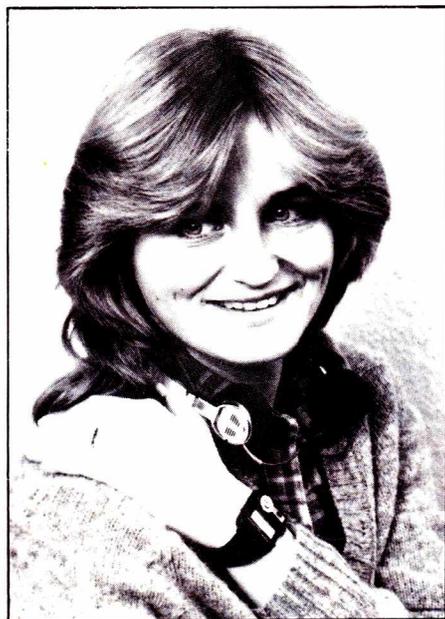
Une montre pas comme les autres La Piratron P 2298

La société Pira-France commercialise une montre pas comme les autres, en ce sens qu'un petit récepteur radio PO complète la fonction montre au sein d'un même boîtier.

On avait déjà vu les montres calculatrices, voici maintenant les montres « walk-man ».

L'affichage de l'heure, minutes et secondes ainsi que la date, mois, jour de la semaine est confié à un affichage à cristaux liquides de grand format. L'utilisateur dispose de plus d'une alarme réveil automatique réglable sur 24 h.

La partie radio dont l'alimentation est séparée (deuxième pile), dispose d'un bouton de recherche des stations, et d'un réglage de volume. L'écoute se fait sur des écouteurs du type casque relié au boîtier montre par l'intermédiaire d'un cordon terminé par un jack.



Cette montre est disponible depuis la fin juin chez les horlogers-bijoutiers pour un prix d'environ 300 F, écouteur compris.



Un nouveau poste à souder chez ANTEX

La firme britannique ANTEX, représentée en France par les établissements KLIATCHKO, propose un nouveau poste de soudure, le TCSU 1, qui devrait remédier aux problèmes posés par le soudage des circuits et composants fragiles et onéreux.

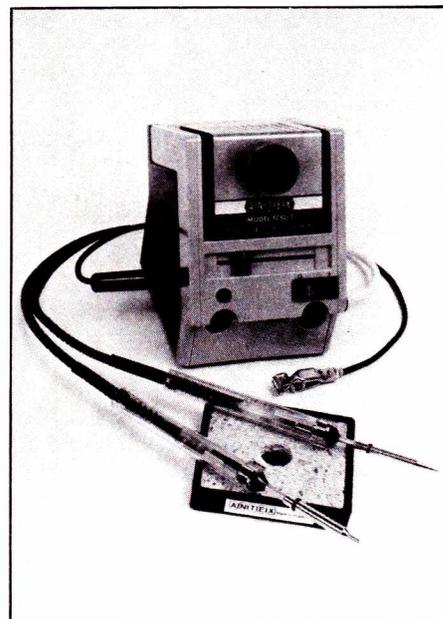
Il s'agit d'un modèle à température contrôlée, avec prise de température par thermocouple inséré dans le fer.

La température est réglable entre 65 et 450 °C et maintenue avec une précision de 2 % dans toute la gamme.

Ergonomique et compact, le poste ne pèse que 1,5 kg et ses dimensions sont les suivantes: L: 145 mm × 1: 104 mm × H: 142 mm.

Deux nouveaux types de fers à souder à thermocouple incorporé, les CSTC (30 W) et XJT (40 W) sont prévus pour fonctionner avec le TCSU 1. Leur alimentation se fait sous 24 V (du poste). Originalité: les manches des fers sont transparents. Chacun d'eux est livré avec trois pannes de type de longue durée.

Le poste est aussi équipé d'un câble de mise à la terre doté d'un jack (commande de poste) et d'une pince crocodile côté circuit.



Pour de plus amples informations, contacter les Éts KLIATCHKO, 6 bis, rue A.-Vitu, 75015 Paris.

Nouveautés « Systèmes »

La numérisation des signaux sonores améliore la qualité de restitution et multiplie les possibilités de traitement

Le Laboratoire de Recherche Philips à Eindhoven (Pays-Bas) a aménagé un studio d'écoute dans lequel une évaluation rapide des effets dus aux opérations de traitement sur les signaux sonores est possible grâce à des programmes informatiques spéciaux simulant toute modification apportée aux circuits électroniques. Des tests d'écoute permettent de déterminer le projet le plus satisfaisant. On réduit ainsi considérablement la période d'étude et de mise au point



de circuits électroniques nouveaux pour le traitement des signaux. Le coût de ces opérations est en même temps réduit. Cette simulation a été rendue possible par la numérisation des signaux sonores. En plus d'une amélioration importante de la qualité du son restitué, les essais de nouvelles techniques de traitement de signaux sont facilités. On trouvera ci-dessous un aperçu de ces techniques.

La transmission et la restitution des signaux sonores ont une longue histoire. En un peu plus d'un siècle, les améliorations apportées à la restitution de la musique et de la parole ont été immenses. Cependant, quelles que soient ces modifications, les signaux transmis de l'émetteur au récepteur sont toujours analogiques, ce qui signifie qu'ils sont représentés par une onde continue. Des traitements de ce signal analogique permettraient d'en améliorer encore la qualité, mais le problème reste la mémorisation. Il est par exemple impossible d'améliorer le rapport « signal/bruit ».

Cependant, des techniques entièrement nouvelles vont permettre de nouveaux progrès. Ces techniques

utilisent la numérisation du signal sonore. Ce signal est discret dans le temps et en amplitude, ce qui en permet le codage binaire ainsi que l'enregistrement et la lecture, et ce avec moins d'erreurs que dans le cas d'une représentation analogique. La conversion du signal analogique en un signal discret se fait en deux étapes. Des échantillons du signal sont d'abord prélevés à des intervalles de temps de 20 à 25 microsecondes, puis leur valeur est déterminée sur la base d'une norme qui leur attribue un mot en code binaire (constitué d'une combinaison de chiffres 0 ou 1). La précision des instants d'échantillonnage successifs et de la valeur des échantillons détermine la fidélité avec laquelle le signal analogique continu est converti en un signal numérique discret. La numérisation permet une meilleure protection du signal et une mémorisation plus efficace.

Numériser les signaux sonores présente de nombreux avantages. On obtient une dynamique du signal plus grande (jusqu'à 90 dB). Les opérations de transmission, d'enregistrement, de copie et de reproduction n'affectent pratiquement pas la qualité. En même temps, le rapport « signal/bruit » est bien meilleur que dans les équipements audio classiques, d'où la conservation des variations ultra-rapides sur toute la dynamique, ce qui améliore grandement la qualité de la restitution sonore. L'intérêt de la numérisation se trouve encore accru par le fait que, pour la mémorisation, on peut utiliser des composants et des systèmes tels que ceux qui existent pour les techniques d'enregistrement optique (le disque compact). La protec-

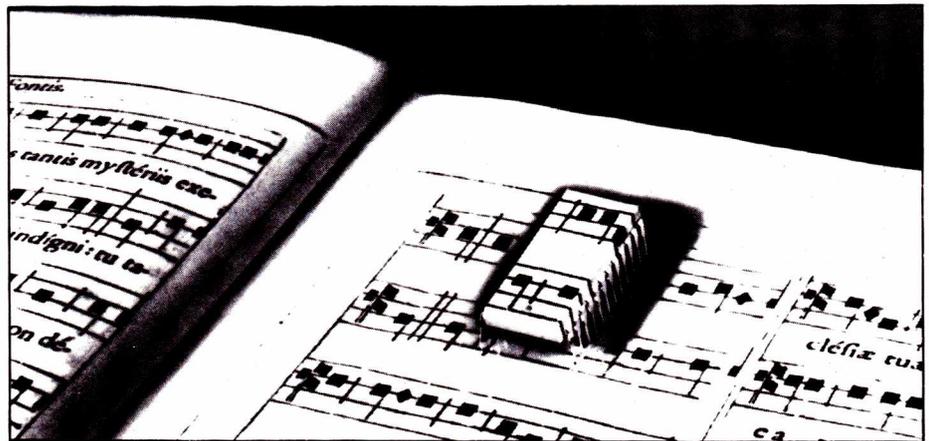
Nouveautés « Systèmes »

tion contre les erreurs reste cependant un problème. A l'aide d'un codage avec redondance, on peut éliminer, au niveau de la conversion, les effets supplémentaires dus au support d'enregistrement.

Conversion

A l'avenir, il sera de plus en plus courant que le signal audio soit numérisé, sauf bien entendu dans l'étape finale du trajet, c'est-à-dire du haut-parleur vers l'oreille. A cet effet, un convertisseur est nécessaire sur le trajet « émetteur-récepteur ». Ce convertisseur doit être capable de transformer un signal analogique en un signal numérique et vice-versa, ce qui donne lieu à un certain nombre de problèmes. En ce qui concerne le convertisseur analogique/numérique (A/N), ce sont la limitation de la bande de fréquence du signal d'entrée, l'échantillonnage périodique et le codage. Le rétablissement du signal d'origine nécessite un filtre de reconstruction à la suite du convertisseur N/A. Pour ces opérations de traitement, des circuits intégrés seront disponibles dans un avenir très proche.

Les convertisseurs de la génération actuelle sont généralement très coûteux. Les efforts portent maintenant sur la recherche de solutions qui n'exigeraient pas une précision analogique aussi grande. Ces nouveaux convertisseurs fonctionnent essentiellement selon la technique de suréchantillonnage, il en résulte des exigences moins sévères concernant les filtres analogiques, mais évidemment le traitement des signaux numériques est plus compliqué. Ce problème peut toutefois



INFOS

être surmonté par l'emploi des techniques d'intégration les plus récentes.

Structure du système

Les opérations de traitement des signaux dans un système audio à caractère numérique relèvent de trois catégories. La première englobe les opérations concernant le fonctionnement du système pris dans sa totalité. C'est par exemple le multiplexage des signaux audio en vue d'une reproduction stéréophonique qui pourrait être combiné avec l'affichage d'informations spéciales permettant l'identification, soit de la station écoutée sur laquelle le récepteur est accordé, soit du programme en cours d'écoute ainsi que la commande du réglage, par exemple, de la tonalité ou du volume. En exemple de ces technologies, un panneau de ces différentes fonctions a été réalisé par le Laboratoire de Recherche Philips en collaboration avec la « Nederlandse Omroep Stichting » (l'Office néerlandais de radiodiffusion et de télévision). Ce panneau répond à un code diffusé en même temps que le signal FM et caractéristique de la station sur laquelle le récepteur est accordé. Cette première catégorie de traitements des signaux inclut également le traitement des signaux de commande et de signalisation, ainsi que les opérations indispensables pour la connexion des différentes parties du système.

La seconde catégorie regroupe les opérations de traitement de signal concernant l'adaptation des signaux audio numériques aux caractéristiques spécifiques du support utilisé pour l'enregistrement ou pour la transmission. La modulation et la démodulation assurent l'adaptation de la position du spectre des fréquences du signal audio numérique à la caractéristique en fréquence du support utilisé.

La troisième catégorie groupe les traitements pour le réglage de la tonalité, du volume ou du contour. Les traitements qui concernent une modification de la perception spatiale relèvent également de cette catégorie. Ces traitements se justifient par exemple lorsqu'il est nécessaire de compenser les caractéristiques défavorables de la pièce d'écoute.

Evaluation des effets obtenus

Il est possible d'évaluer la qualité

de ces traitements de signaux à l'aide de certaines caractéristiques : le rapport signal/bruit, le degré de distorsion harmonique, la gamme, la dynamique et la largeur de bande. Il subsiste toutefois un problème : ce ne sont pas seulement ces critères objectifs qui comptent dans les spécifications d'un nouveau circuit, des normes subjectives jouent également un rôle important dans l'appréciation des effets produits par les divers traitements. C'est pourquoi, des tests d'écoute doivent permettre de déterminer quels circuits donnent les meilleurs résultats.

Philips a mis au point une méthode remarquable et simple permettant de changer rapidement les paramètres d'un circuit de façon à comparer facilement les différentes options. Un ordinateur simule les effets des traitements des signaux sur le signal audible. Le grand avantage est de ne plus avoir à réaliser tous les circuits et que l'effet des modifications est immédiatement perceptible. Le système est interactif. Un moniteur permet une appréciation visuelle des signaux avant et après traitement, ceci en ce qui concerne la plage des fréquences et l'évolution dans le temps, ce qui permet d'établir certaines corrélations.

Afin de pouvoir prendre en compte cette appréciation subjective pour la conception des nouveaux circuits, le Laboratoire de Recherche Philips a construit un studio d'écoute. Une évaluation rapide, à l'aide de l'ordinateur, des paramètres du système, selon la méthode précédemment décrite, est ainsi possible. Dès les premières étapes de la conception, on procède à une évaluation critique de l'audibilité minimale, du bruit, des phénomènes de distorsion ainsi que des autres effets de seuil inhérents aux traitements subis par les signaux. Plus généralement, il s'agit de connaître les limites techniques. C'est pourquoi les spécifications de ce studio d'écoute sont particulières. Le niveau du bruit de fond est extrêmement bas (18 dBA). Par ailleurs, il est fondamental que seuls soient écoutés les sons provenant directement des hauts-parleurs ; la réflexion du son doit donc être minimale, ce qui entraîne une réverbération de faible durée (0,2 - 0,3 s). (Voir n° de septembre 1981).

Applications

Dans un proche avenir, les techniques numériques joueront un rôle important pour la restitution de la musique et de la parole. Cette observation s'applique à la radiodiffusion, mais aussi aux installations audio dont on dispose chez soi. La numérisation de la radiodiffusion exige toutefois de nombreuses adaptations qui sont coûteuses : il sera indispensable d'adapter l'équipement des studios et la transmission se fera dans des conditions différentes. La largeur de bande des canaux FM est insuffisante pour les signaux numériques. En effet, le canal audio numérique doit avoir une largeur de bande de 2 MHz et la transmission ne peut se faire correctement que par un réseau câblé ou directement à partir d'un satellite de radiodiffusion et de télévision. Les réseaux câblés se développent fortement, ce qui résout une part des problèmes. En ce qui concerne les satellites, il est envisagé, après la mise en orbite du satellite expérimental L-Sat, de l'utiliser pour la diffusion, non seulement des émissions de télévision, mais aussi des émissions radio transmises en numérique. Les signaux pourraient être captés par les antennes des stations centrales de télédistribution par câble. De là, ils seraient transmis aux installations de réception privées. Une autre possibilité serait de réaliser des récepteurs privés capables de capter les signaux audio, à l'instar de ce qui est envisagé pour les signaux vidéo.

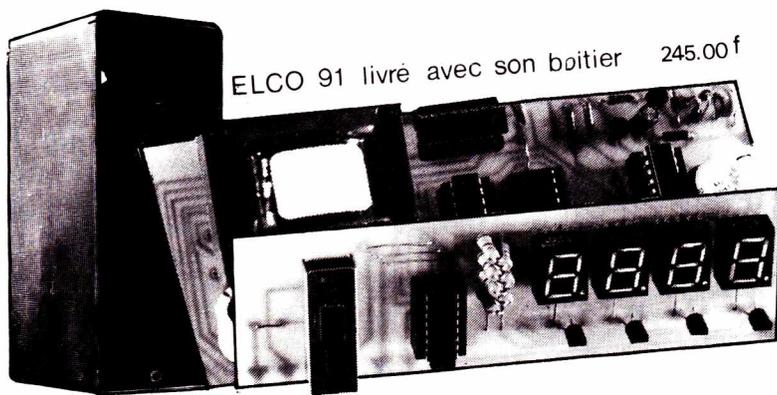
Un autre champ d'application des signaux audio numériques est celui de l'équipement audio du secteur privé. Il y a quelques années, Philips a mis au point un système nouveau de lecture basé sur les techniques audio numériques les plus avancées.

Avec ce système « Compact Disc Digital Audio », l'information audio enregistrée sur disque n'est plus lue à l'aide d'une aiguille, mais d'un faisceau lumineux. Cela a permis d'augmenter la largeur de bande et la dynamique, d'où, la distorsion étant minimale, une amélioration considérable de la qualité sonore. Ce système a été adopté comme standard par les entreprises les plus importantes. Il est prévu que ce système audio numérique soit lancé par Philips vers la fin de 1982.

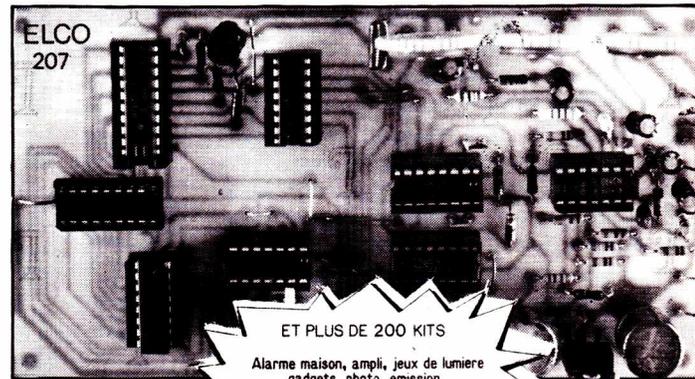


- 37 ALARME ULTRA-SON
PAR EFFET DOPPLER SORTIE SUR RELAIS 230.00 f
- 49 ALIMENTATION STABILISEE
3 A 24 V 1.5 A -AVEC TRANSFO- 140.00 f
- 91 FREQUENCOMETRE DIGITAL 10HZ A 5MHZ
PERMET LA MESURE DE FREQUENCES COMPRISES
ENTRE 10HZ ET 5MHZ, AVEC LA PRECISION DU
SECTEUR .10⁻⁴. L'AFFICHAGE EST REALISE A
L'AIDE DE 4 AFFICHEURS 7 SEGMENTS UN COMMU
TATEUR PERMET DE CHOISIR 3 GAMMES DE MESURES
HZ x 10 HZ x 100 HZ x 1000. 245.00 f
- 104 CAPACIMETRE DIGITAL PAR 3 AFFICHEURS
7 SEGMENTS DE 100 PF A 10 000µF 210.00 f
- 106 GENERATEUR 9 RYTHMES
5 INSTRUMENTS AVEC UN AMPLI CONTROL SELECTION
DES RYTHMES PAR TOUCH-CONTROL
REGLAGES TEMPO ET VOLUME 225.00 f
- 107 AMPLI 80 W EFFICACES 260.00 f
- 135 TRUCAGE ELECTRONIQUE
PERMET D'IMITER DES BRUITS DE SIRÈNE D'EXPLOSION
DE DETONATION D'ACCELERATION MOTO, VOITURE ETC.. 230.00 f
- 142 MICRO TIMER PROGRAMMABLE
A MICRO PROCESSEUR 490.00 f
- 148 EQUALIZER STEREO
REGLAGE PAR POTENTIOMETRES RECTILIGNES 6 VOIES 198.00 f
- 151 MIXAGE GUITARE POUR 5 ENTREES
GUITARE OU MICRO 1 ENTREE ORGUE OU AUTRE
CORRECTEUR DE TONALITE GRAVE AIGU NIVEAU
D'ENTREE REGLABLE SUR CHAQUE ENTREE 190.00 f
- 160 TABLE DE MIXAGE STEREO A 6 ENTREES
2 PLATINES MAGNETIQUES 2 MICRO 2 AUXILIAIRES 220.00 f

- 201 FREQUENCOMETRE DIGITAL 50 MHZ
6 AFFICHEURS 13 MM 0-50 MHZ PILOTE PAR QUARTZ
IDEAL POUR CIBISTES 375.00 f
- 202 THERMOSTAT DIGITAL DE 0 - 99°
PERMET LA MISE EN MEMOIRE D'UNE TEMPERATURE
DE DECLANAGEMENT DU CHAUFFAGE ET UNE
TEMPERATURE D'ARRÊT IDEAL POUR CHAUFFAGE
AQUARIUM, AIR CONDITIONNE, VOITURE, ETC... 225.00 f
- 203 IDEM 202 MAIS AVEC 2 CYCLES D'HYSTERESIS 260.00 f
- 204 VOLTMETRE DIGITAL A MEMOIRE -3 GAMMES-
PERMET DE COMMUTER UN RELAIS LORSQUE
L'ON ATTEINT LA VALEUR DE LA TENSION EN MEMOIRE 195.00 f
- 205 ALIMENTATION STABILISEE -0 à 24V-1.5A-
AVEC AFFICHAGE DIGITAL DE LA TENSION, DU COURANT
-3 GAMMES DE TENSION-
INDISPENSABLE AU LABO OU A L'AMATEUR 250.00 f
- 206 THERMOMETRE DIGITAL A MEMOIRE -0 99-
ENCLENCHE UN RELAIS LORSQUE LA TEMPERATURE
MEMOIRE EST ATTEINTE 190.00 f
- 207 REVERBERATION LOGIQUE
SANS RESSORT, S'ADAPTE SUR MICRO CB, MICRO
NORMAL, TABLE MIXAGE, ETC. VOLUME REGLABLE
RETARD REGLABLE DE 0.1 A 2 SECONDES 195.00 f
- 208 AMPLI STEREO 2 X 70W MUSIQUE 35W EFF
AVEC CORRECTEUR TONALITE BALANCE VOLUME
PREAMPLI RIAA COMMUTATEUR POUR LA
SELECTION DES ENTREES 390.00 f



ELCO 91 livré avec son boîtier 245.00 f



ET PLUS DE 200 KITS
Alarme maison, ampli, jeux de lumière
gadgets, photo, émission.
documentation contre 3f en timbres

DISPONIBLE CHEZ

- 1 ELBO 46 RUE DE LA REPUBLIQUE BOURG EN BRESSE
- 2 DIFFUSELEC 27 29 RUE DE LA GUISE ST QUENTIN
AVEC 33 BOULEVARD GAMBETTA TERGNIER
- 6 RADIO PRIX 30 RUE ALBERTI NICE
HIFI DIFFUSION GEAMCO 19 RUE TONDUTI DE L'ESCARPENE NICE
- 7 COSI FRERES 8 RUE AIME DUMAINE TOURNON
REGIS ARNAUD LES PREAS VERNOSC ANNONAY
- 9 ETS FONOUERNE 11 ESPLANADE DE LA CONCORDE LAVELANET
- 11 BRICOL AZUR 55 RUE DE LA REPUBLIQUE MARSEILLE
- RADIO DISTRIBUTION ANSELME 8 RUE D'ITALE MARSEILLE
- EPIC ELEC 49 RUE AUGUSTE HOUTIN RALON DE PROVENCE
- DEMIROUTE 5 RUE SIMIAN JAUFFREY MIRAMAS
C.T.S 7 RUE DES ABELLES MARSEILLE
- OM ELECTRONIQUE 25 RUE D'ISLY MARSEILLE
- 16 ELECTRONIC LABO 84 ROUTE ROYAN ANGOULEME
- 17 COMPTONS ROCHELAIS 2 RUE DES FRERES PACHEURS LA ROCHELLE
LOISIRS TYPANICS 5 RUE DES COUTERS LA ROCHELLE
- CLAUDE TV 6 BD DE SEVIGNE ST BRIEUC
ELECTRONIQUE SERVICE 11 RUE J DARC LANNON
- 24 ELECTRONIC 24 B COURS FEMENEL PERIGUEUX
- 25 ETS REBOUL 34 RUE DES ARENES BESANCON
- 26 ETS PRINTEMPS 80 RUE PIERRE JULIEN MONTELMAR
- 28 ECOUL 27 RUE DU PETIT CHANGE CHARTRES
- 29 DEOBEL 3 AVENUE DE LA GARE CONCARNEAU
- 30 OM RADIO TELECOM PASSAGE QUERIN NIMES
ETS ROUX 8 BIS RUE FLORION ALES
LUMSPOT 9 RUE DE L'HORLOGE NIMES
- 31 ELECTROME 10 12 RUE DE MONTALDRAN TOULOUSE
- 33 ELECTROME 17 RUE FONDAUDEGE BORDEAUX
- 34 S N D E 9 RUE DU GRAND ST JEAN MONTPELLIER
TOUTE ELECTRONIQUE 12 RUE CASTILLON MONTPELLIER
ALPHA GALAXY 61 BD L BLANC LUNEL
- 36 R E R 30 RUE DES TRENTES RENNES
HOUTIN 76 BD ROCHEBONNE ST MALO
ELECTRONIQUE SYSTEME 166 RUE DE NANTES RENNES
- 37 B G ELECTRONIQUE 10 RUE DESTOUCHES TOURS
RADIO SON 31 RUE DESTOUCHES TOURS
- 38 ELECTRON BAYARD 11 BIS RUE CORNELIE GEMOND GRENOBLE
VIDEO 13 13 RUE DU COLLEGE VIENNE
- 40 ELECTROME 5 PLACE PANGAUT MONT DE MARSAN
- 42 RADIO SIM 29 RUE PAUL BERT ST ETIENNE
- 44 SILICONE VALLEE 87 QUAI DE LA FOSSE NANTES
ELECTRONIQUE SERVICE 19 RUE ALBERT MUN ST NAZAIRE
ELECTRONIQUE SERVICE 30 COURS DE LA LIBERATION MONTAUBAN
- 49 B G M 9 RUE PINEAU CHOLET
SILICONE VALLEE 49 27 RUE BOISNET ANGERS
ELECTRONICS LOISIRS 39 RUE DU BLAU REPAIR ANGERS
- 51 ELECTRO SERVICE 26 BIS RUE GAMBLITA CHALONS
- 53 RADIO TELF LAVAL 1 RUE STE CATHERINE LAVAL
- 54 COMEFC 66 RUE DE MEI RUE DU MONT DESEHT NANCY
- C S E 5 RUE CLOVIS METZ
- 57 TELF SERVICE 35 RUE SAINTE CROIX FORBACH
ELECTRONIC CENTER 16 RUE DE L'ANCIEN HOPITAL THIONVILLE
ETIS TAUHOT 5 BD R SENOT METZ
- 58 CORATEL 12 RUE BELLAUX NERVES
- 59 STACHEL 21 AVENUE PASTEUR SOMAIN

----- BON A DECOUPER ----- A RETOURNER A -----

ELECTROME 17 RUE FONDAUDEGE 33000 BORDEAUX TEL .56. 52.14.18

JE DESIRE RECEVOIR UNE DOCUMENTATION SUR LES 200 KITS
CI-JOINT 3' EN TIMBRES

Cocher ou completer la case correspondante

JE DESIRE RECEVOIR LE KIT n° CI-JOINT _____

EN CHEQUE EN MANDAT EN C.R

(+20f DE PORT ET FRAIS EN VIGUEUR SI C.R)

REVENDEURS RECHERCHES

Radio-Relais

CONNECTEURS

JAEGER

de 3 à 52 contacts
séries standard et
rapide en stock



CATALOGUE
GÉNÉRAL
SUR DEMANDE

18, RUE CROZATIER, 75012 PARIS ☎ 344.44.50

LORSQUE VOUS
VOUS ADRESSEZ
A NOS
ANNONCEURS
RECOMMANDEZ-
VOUS DE

RADIO-PLANS

*Vous n'en serez
que mieux servis*

DESORMAIS

des fiches techniques
et une schematèque à classer

DECouvrez L'ELECTRONIQUE par la PRATIQUE

Ce cours moderne donne à tous ceux qui le veulent une compréhension exacte de l'électronique en faisant «voir et pratiquer». Sans aucune connaissance préliminaire, pas de mathématiques et fort peu de théorie.

Vous vous familiarisez d'abord avec tous les composants électroniques, puis vous apprenez par la pratique en étapes faciles (construction d'un oscilloscope et expériences) à assimiler l'essentiel de l'électronique, que ce soit pour votre plaisir ou pour préparer ou élargir une activité professionnelle. ● Vous pouvez étudier tranquillement chez vous et à votre rythme. Un professeur est toujours à votre disposition pour corriger vos devoirs et vous prodiguer ses conseils. A la fin de ce cours vous aurez :

- L'oscilloscope construit par vous et qui sera votre propriété.
- Vous connaîtrez les composants électroniques, vous lirez, vous tracerez et vous comprendrez les schémas.
- Vous ferez plus de 40 expériences avec l'oscilloscope.
- Vous pourrez envisager le dépannage des appareils qui ne vous seront plus mystérieux.

TRAVAIL ou DETENTE !
C'est maintenant l'électronique

GRATUIT! Pour recevoir sans engagement
notre brochure couleur 32 pages
ELECTRONIQUE, remplissez (ou recopiez) ce bon et envoyez
le à : **DINARD TECHNIQUE ELECTRONIQUE**
35800 DINARD (France)

NOM (majuscules S.V.P.) _____

ADRESSE _____

R.P. 10-82

Enseignement privé par correspondance

devenez un radio-amateur et écoutez vivre le monde

Notre cours fera de vous
un émetteur radio passionné et qualifié.

Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT! Pour recevoir sans engagement
notre brochure RADIO-AMATEUR
remplissez (ou recopiez) ce bon et
envoyez-le à :

le à : **DINARD TECHNIQUE ELECTRONIQUE**
BP 42 35800 DINARD (France)

NOM (majuscules S.V.P.) _____

ADRESSE _____

RPA 10-82

S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à "RADIO PLANS"

C'est ● plus simple,
● plus pratique,
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de RADIO PLANS

C'est plus pratique

● chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,
● sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

● en la retournant à:
RADIO PLANS
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

● ou en la remettant à votre marchand de journaux habituel.

Mettre une **X** dans les cases ci-dessous et ci-contre correspondantes :

Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de

Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de Frs par :

chèque postal, sans n° de CCP

chèque bancaire,

mandat-lettre

à l'ordre de: RADIO PLANS

COMBIEN?

RADIO PLANS (12 numéros)

1 an 95,00 F France

1 an 135,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France : TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger : exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention : prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

RADIO PLANS

