LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 129

Led

EN SAVOIR PLUS SUR L'ELECTRONIQUE

DE L'INFRA-ROUGE : COURS N° 3

EN SAVOIR PLUS SUR LE TUBE :

COURS N° 2 - LA TRIODE

PREAMPLIS HI-FI A TRIODE ECC83

MICRO-EMETTEUR FM DISCRET

LE GRAND RETOUR DES TUBES EN AUDIO

M 1226 - 129 - 28,00 F

NSUEL AVRIL 1995/BELGIQUE 204 F.B./CANADA $4,95

RADIO ROCHE

200 Av. d'Argenteuil
92600 ASNIERES
Tél. 47.99.35.25 & 47.98.94.13
Fax. 47.99.04.78

VOTRE PARTENAIRE EFFICACE DEPUIS 1959

MAGASIN OUVERT du MARDI au VENDREDI
DE 9 h 30 à 12 h 30 & de 14 h 15 à 19 h.
Le SAMEDI SANS INTERRUPTION de 10 h à 18 h.
Le LUNDI (du 15/9 au 31/5) de 14 h à 18 h 30

+ DE 370 KITS

dont 200 EXPOSÉS EN MAGASIN
+ CONSEILS ET GARANTIS 1 AN.
Notre sélection des plus vendus :

— A —

CH 81 Acupuncture électronique. Al 9 V / 30 mA 190
CH 1 Alarme auto par détection de consommation. Al.12 V 140
CH 27 Alarme volumétrique à infrarouges. Al. 12 V. / 7 mA 350
CH 29 Alarme volumétrique à infrasons. Al. 12 V / 45 mA 350
CH 8 Alarme-antivol ou Radar à hyperfréquence. Al. 12 V. 400
RT 3 Alarme. Centrale 5 zones, 3 sorties/relais. Al. 220/12 V 850
PL 57 Antivol auto ultrasons+contact pour coffre. S/ Relais 3A. 150
PL 10 Antivol de maison temporisé .Sortie sur relais 3A/250V 100
PL 78 Antivol de villa. 3 entrées, alarme réglable, S/relais 160
PL 47 Antivol pour auto. 2 entrées+temp. S/relais 3A./250V 110
OK154 Antivol pour moto. Contact de chocs. Sensibi. réglable. 127
CH101 Antivol moto o/chocs avec télécommande 250MHz 350
OK140 Antivol. Centrale 3 zones. Sortie sur relais 3A./250V 348
PL 8 Alimentation de 3 à 12 V. 300 mA. Livré avec transfo. 100
PL 66 Alimentation digitale 3 à 24 V / 2 A. Avec transfo 260
OK149 Alimentation réglable de 3 à 24V./2 amp. Complète. 292
OK147 Alimentation réglable de 3 à 30V./3 amp. Complète. 564
OK 51 Alimentation 9 volts / 100 mA. avec transfo/fusible 69
PL 98 Alimentation 2 x 40 V pour les kits PL (sans transfo) 140
CH 78 Alimentation haute tension pour cloture électrique. 3000 V 200
CH 17 Ampli - correcteur Vidéo. Al. 9 / 15 mA. 190
PL 16 Ampli BF 2 Watts Effic. / 8 ohms. + réglages Al. 9/20 V. 50
PL 52 Ampli 2x15W.Stéréo ou 30WMono. 8ohms.30Hz/25KHz 143
OK 31 Ampli BF 10 W. efficaces. S : 4/8ohms. BP :20h/20KHz. 99
PL 97 Ampli BF 80 Watts. BP 30Hz/30KHz. E: 100mV/47Kr 259
PL 99 Ampli guitare 80 Watts. E: 3mV/47Kr. Al. 2 x 40 V. 348
CH 71 Ampli HI-FI 2 x 100 W scus 8 ohms. BP : 20Hz/50KHz. 490
PL 63 Ampli d'antenne TV 1/1000 MHz. Gain 20 dB. Al. 12v. 110
CH 57 Ampli d'antenne TV 80/900MHz gain 22dB Al. 220 V 230
OK115 Amplificateur téléphonique avec capteur et H-P. Al. 9 V. 84
CH 52 Anémomètre digital, 3 afficheurs + coupelles. Al. 12 V. 290
CH 36 Anti-cafards. Portée 100 m2. Al. 220 V 190
OK 23 Anti-moustiques. Portée efficace 6-8 m. Al. 9 volts 88
PL 6 Anti-moustiques. Ultrasons 20 / 22Khz. Portée 6 à 8 M. 70
OK173 Anti-rats. par Ultrasons de 15 à 20 KHz. Puiss. 10 Watts. 127
CH 34 Anti-taupes. Portée : 300 m2. Al. 6 V / 20 mA. 150
CH 89 Arrêt/marche progressifs pour trains miniatures. Al 16v. 250
CH100 Automate séquentiel programmable 8 sorties, 4/relais. 300

— B —

CH 70 Baromètre digital 4 afficheurs avec capteur de pression. 550
PL100 Batterie électron. 2 caisses 17 rythmes. Al. 9 V / 20 mA. 150
OK 77 Bloc système pour train électrique. Al. 12 à 16 volts. 84

— C —

OK 46 Cadenceur réglable pour essuie-glaces. S/relais. Al. 12 v. 75
PL 61 Capacimètre digital 1pf à 9999Mf / 3 afficheurs. Al. 9v. 220
CH 39 Carte à 16 entrées pour micro ordinateur. Al. 5/12 V. 220
CH 43 Carte à 8 sorties pour micro. S/ 8 relais 3A/250V. 290
CH 41 Carte d'acquisition analogique 8 entrées pour micro. 220
RT 2 Chambre d'écho digitale mono 256 K mémoire. Al. 220 v 770
CH104 Chargeur automatiq. de batterie/plomb 10à15V/500mA 220
CH 83 Chasse oiseaux électronique à synthèse vocale. Al 12v. 350
CH 37 Cherillard 16 voies. 16 x 1000 W. Vérif/leds. Al. 220 V 260
PL 13 Cherillard 4 voies. Animation lumineuse. 1500 W. / voie 120
CH 53 Cherillard digital 8 voix, 2048 séquences. 8 x 1000 W. 450
CH 24 Chien de garde à synthèse vocale. 2 aboiements. Al. 12 v 290
PL 30 Clap interrupteur. Sensib. réglable. Sortie/relais 3A./250V 90
CH 3 Clap-télécommande réglable en 220 V. P : 1000 W. 140
CH 18 Commande d'enregistrement téléphonique automatique. 150
CH 23 Comptidécompt/tempo/program digital 1/9999s. S/ relais. 270
CH 59 Compteur Geiger-Muller livré avec son tube. Al. 9 V. 690
OK134 Convertisseur 144 Mhz à 100Mhz. Sur récepteur FM. 119
PL 17 Convertisseur 27 Mhz / P.O. Pour la bande C.B. Al. 9V. 100
OK 39 Convertisseur de 12 à 4,5/9 V / 300 mA. al 12v ca/cc. 69
PL 40 Convertisseur de 12 à 220V. 50Hz. 40 W. (sans transfo) 100
CH 64 Convertisseur de 12 à 220 V 50Hz, 150 W (sans transfo) 250
OK 27 Correcteur de tonalité mono, réglages graves/aigus 59
OK 28 Correcteur de tonalité stéréo, réglages graves/aigus 104
CH 95 Contrôleur de niveau liquides à leds. S/relais 3A/250V 160

— D —

OK 43 Déclencheur ou détecteur photo-électrique. s/relais 3a/250v. 94
OK181 Décodeur de B.L.U.& C.W. Alim. 12 à 13,5 V. 127
CH 14 Détartreur électronique très efficace. Al. 220 V. 190
PL 27 Détecteur de gaz. Sortie sur relais. Coupure 3A./250V. 100
CH 40 Détecteur de passage à infrarouges. S/relais 3A/250V. 220
PL 18 Détecteur universel. 5 fonct. Capteurs livrés. Sortie / relais. 100
CH103 Détecteur de touche pour pêche à la ligne buzzer/led 200

— E —

OK 61 Mini émetteur FM 88/108MHz. P. 100 mW. Al. 9 V 59
PL 35 Emetteur en FM 3 Watts. 88/108Mhz. Portée théor. 20Km. 140
CH 4 Emetteur en FM de 90 à 104Mhz. 5 W. Al. 12 V. / 1 A. 250
CH 61 Emetteur en FM 88/108 MHz. P : 7 Watts. Al. 12 V. 350
CH 88 Emetteur Vidéo sans fil. PAL. Al. 12 à 20 V / 30 mA 290
CH 33 Etoile lumineuse 64 leds, 2048 séquences programmées. 450

— F —

CH 86 Fréquencemètre digital 10Hz à 99Hz. 3 affich. Al 220v 290
OK 86 Fréquencemètre digital 20Hz/1MHz. 4 gam/3 Afficheurs 247
PL 82 Fréquencemètre digital 30Hz/50MHz, 4 gam/6 afficheurs 450
RT 1 Fréquencemètre digital 30Hz/1Ghz. 2 gam/8afficheurs 850
CH 96 Fréquencemètre digital spécial C-B, 27 MHz. 5 afficheurs 350

— G —

PL 33 Générateur 9 tons pour C.B. Personnalisation de l'appel. 90
OK123 Générateur BF 1H/400KHz. 5 gam/3 signaux. avec alim. 276
CH 93 Générateur de bruits pour trains. Klaxon diésel. P: 2 W. 200
CH 50 Girouette électronique à infrarouges et 8 leds. Al. 12 V. 200
PL 48 Gradateur à touche control+mémoire. De 0 à 100%. 1200W. 120
CH 10 Gradateur de lumière à télécommande. 1000 W. E+R. 290
PL 11 Gradateur de lumière.1500 W. Al. 220V. 40

— H —

CH 30 Horloge géante 4 x 15 leds. Chiff 4,5 cm + mém. 220 V 500
CH 75 Horloge/Minuterie/chrono 24 H. eu 1/100è Al. 220/12 V 350
CH 76 Hygromètre digital 3 afficheurs 0-99,9 % Al. 9-12 V. 690

— I —

CH 80 Interface imprimante PC pour minitel. Mémoire 8 K. 450
OK 84 Interphone 2 postes à fil. Avec HP et micros. Max 20 m. 94
PL 32 Interphone auto ou moto Par fil. Micro+HP livrés. Al.9/12V. 160
PL 55 Interrupteur crépusculaire. Seuil réglable. 1200W. maxi. 100
CH 12 Ionisateur électronique pour 30 m2. Al 200 V. 220

— J —

CH 77 Journal lumineux 256 leds, 123 caractères + mém. 220 V 490

— L —

CH 58 Laser de démonstration. 3/mW. Rouge. Al. 12 V 1200
RT 7 Laser de spectacle 3/5 mW, +moteurs/miroirs. Al.220 V 1800
CH 90 Luxmètre digital de 0 à 99 % sur 2 afficheurs, Al 12 V. 250
CH102 Lecteur-copieur autonome pour 68705P3S. Al. 220V 490

— M —

OK171 Magnétiseur anti-douleurs. Géné BF 1Hz/15Hz. + capteur. 127
CH 20 Magnétophone numérique 5 à 20 secondes. Al 9 V. 350
PL 2 Métronome réglable de 40 à 200 tops/Mn. Av. HP. Al. 9V 50
OK 61 Mini emetteur FM. réglable 88/108 MHz. P. 100 mW. 59
OK105 Mini récepteur FM 88/108 MHz sur écouteur. Al. 12 V. 59
OK 81 Mini récepteur PO-GO. Sortie sur écouteur. Al. 4,5/9 v. 59
PL 90 Minuterie réglable 30 s / 30 mn. 1000 W. Al. 220 V 150
OK 1 Minuterie réglable de 10s à 5 mn. 1000 w. Al. 220 v. 84
CH 54 Mire TV N&B 525 lignes + modulateur UHF. Al. 12 V. 450
PL 5 Modulateur 3 voies + Préampli. 1500 W / voie. 100
PL 7 Modulateur 3 voies + inverse 1500 W/voie 100
PL 9 Modulateur 3 voies avec Micro, 1500 W./ voie. 120
PL 60 Modulateur 3 voies à leds. pour HP autoradio. AL. 12V. 100
CH 49 Modulateur 3 voies à micro en 12 volts. P : 3 x 1 A. 100
PL 37 Modulateur + cherillard. Mini régie lumière. 4 voies/x1200W. 180
OK130 Modulateur U.H.F. Image ou son sur bande IV. AL. 9 V. 80

— N —

CH 65 Nettoyeur haute-fréquence par ultrasons. Al. 220 V. 250

— O —

CH 91 Oiseaux à synthèse vocale. 2 chants. P : 15 W. Al 12v 290

— P —

CH 94 Pluviomètre digital sur 2 afficheurs. Al 9 à 12 V. 250
OK137 Préampli correcteur stéréo. BP : 10/25KHz. 137
PL 14 Préampli d'antenne 27 Mhz. Pour C.B. Alim. 9 V. 80
PL 31 Préampli pour guitare. Alim. 9V. Consomm. 1mA. 50
OK121 Préampli pour micro 300 ohms. Gain 20 dB. Al. 9/30 V. 40
OK 99 Préampli pour micro 47 Kilohms. Gain 20 dB. Al 9/20 V. 40
OK 93 Préampli d'antenne PO-GO-OC-FM. Al. 12 volts. 42
PL 84 Préécoute pour casque. Complément du PL 68. 108
CH 62 Programmateur de 68705p3s à partir de 27'6/2732. 250
RT 5 Programmateur de cherillard 10 voies/1000 w. 1024 effets. 700
CH 67 Programmateur digital journalier. 30 M/A. 4S/relais. 390
CH 79 Programmateur digital universel 21 M/A. 4S/relais. 450
RT 4 Programmateur-copieur d'eprom manuel. Al. 220 V 850
RT 6 Programmateur-copieur d'eprom sur micro-PC. Al. 220 V 700

— R —

CH 98 Récepteur C-B, canal 19. P : 10 W. Al. 12 V/230mA. 200
OK165 Récepteur chalutier 1,5/2,8 MHz. + coffret + Ampli+HP. 258
PL 50 Récepteur FM + Ampli. 88/108Mhz. Livré avec H.P. 143
OK153 Récepteur aviation 110/130 MHz. + coffret +Ampli+HP 258
OK159 Récepteur marine 135/170 MHz. + coffret +Ampli-HP 258
OK179 Récepteur ondes courtes 1/20 MHz. + coffret+Ampli+HP. 258
OK177 Récepteur police 66 à 88 MHz. + coffret +Ampli+HP. 258
OK122 Récepteur VHF 50H/200 MHz sur écouteur. Al. 9/12 V. 137
OK105 Mini récepteur FM 88/108 MHz sur écouteur. Al. 12 V. 59
OK 81 Mini récepteur PO-GO. Sortie sur écouteur. Al. 4,5/9 v. 59
CH 87 Roulette de casino à 36 leds avec bruitage. Al. 9 V. 250

— S —

PL 20 Serrure codée 4 ch/fres. Sortie/relais. P/C : 3A./250V. 120
CH 73 Serrure codée digitale, 2 afficheurs, s/relais 3A/250V. 390
OK 53 Sifflet à vapeur pour trains miniatures. 2 sons. AL: 9 à16 V. 124
OK 52 Sifflet automatique pour trains miniatures. Al : 9 à16 V. 75
OK138 Signal tracer + Générateur de signaux carrés à 1KHz. 177
CH 47 Simulateur de présence crépusculaire 2 circuits. Al. 220 V. 250
CH 85 Sirène de bruitage pour bateaux, 4 modules. P : 4 W. 200
PL 80 Sirène américaine. Kojac, 10 W. Al. 9/15 V. 100
OK199 Sonomètre électronique. Mesures de -8 à +130 dB. 127
PL 15 Stroboscope 4Q joules. 220V. 10 à 20 éclats / minute 120
CH 13 Stroboscope 150 Joules avec tube. Vitesse réglable. 160
OK157 Stroboscope 300 joules. Vitesse 1à 4 éclats / seconde 227
CH 99 Stroboscope 40 joules en 12 volts avec son tube. 200
PL 92 Stroboscope de réglage auto-moto. avec tube. Al. 12 V. 140

— T —

PL 68 Table de mixage stéréo à 5 entrées. BP: 20Hz/20KHz. 232
CH 9 Tachymètre digital 100/9900 T/m, 2 afficheurs. Al 12 V. 220
PL 72 Télécommande à ultrasons. E+R. P: 5-8 m. 160
PL 67 Télécommande codée 27 MHz. E+R. P : 50 m. S/relais. 320
PL 67b Emetteur supplémentaire pour PL.67. 180
CH 46 Télécommande codée par téléphone. 2 circuits. 300
CH 55 Télécommande HF/250MHz codée, alarme/voiture. 390
CH 84 Télécommande HF 224Mhz codée 4 canaux 4S/relais 690
PL 85 Télécommande infrarouges E+R. P: 6-8 m, S/relais. 200
CH 16 Télécommande infrarouges codée 1 canal. E+R+S/relais. 300
CH 26 Télécommande infrarouges 4 canaux. 4 S/relais. Al 12 v 390
CH 97 Télécommande infrarouges 12 canaux. 12S/relais. 790
PL 22 Télécommande secteur. Al. 220 V. S/relais 3A./250V. 170
PL 54 Temporisateur réglable 1 sec./3mn.S/relais 3A./250V. 100
PL 94 Temporisateur digital 1/999 s. 3 affich. S/relais Al. 220 V. 250
OK 57 Testeur de semi-conducteurs à leds. Al. 4,5 volts. 55
OK 64 Thermomètre digital 0 à 99,9°C. 3 afficheurs. AL. 9/12 V. 193
CH 44 Thermomètre digital 0-99°C. 2 affich. de 24 leds. Al. 9 V. 250
PL 43 Thermomètre digital. De 0 à 99°C sur 2 affich. Al 9/12v 180
PL 29 Thermostat réglable 0 / 99 C°. S/relais 3A./250V. 90
PL 45 Thermostat digital.0 à 99° sur 2 aff. 2 circuits. S/relais 210
CH 5 Thermostat digital 0-99,9°C. 3 affich/4 mémoir/ S/relais. 260
OK129 Traceur de courbes pour oscillo en Y= f(X). 4 réseaux. 193
CH 22 Transmetteur sons à infrarouges. Al. 9 V / 20 mA. 200
CH 15 Transmetteur TEL (espion) sur bande FM. Al. sur ligne. 150
PL 59 Tuqueur de voix. Déformation du timbre réglable. AL.12V. 100
CH 74 Truqueur de voix robot. Timbre métallique. Al. 9 V. 150
CH 31 Truqueur de voix réglable, 2 entrées. Al. 220 V. 220
RT 8 Truqueur de voix professionnel haut de gamme. Al. 220 V. 650
CH 92 Truqueur de voix spécial pour C-B. Al. 9 à 12 V. 290

— V —

OK100 V.F.O. pour 27 MHz. Remplace le quartz. 94
PL 75 Variateur de vitesse 220 V sans perte de couple. 100
PL 42 Variateur de vitesse 6V./12V. Maximum 1 Amp. 100
OK155 Variateur de vitesse pour train. Départ/arrêt progressif 127
PL 56 Voltmètre digital. 0 à 999 V. 3 affich / 3 gam. Al 9/12v. 180
PL 62 Vu-mètre stéréo 2 x 6 leds. Al 12V / 200 mA. 100

EXPEDITION DU MATERIEL DISPONIBLE SOUS 2 JOURS OUVRABLES

Frais de port PTT à ajouter à votre commande :

Modes :	PTT ORDINAIRE	COLISSIMO ou RECOMMANDÉ	CONTRE REMBOURSEMENT
jusqu'à 2 kg	30 F	43 F	56 F
de 2 à 5 kg	42 F	57 F	70 F
de 5 à 10 kg	50 F	72 F	94 F

Contre-remboursement : uniquement en France métropolitaine.
DOM-TOM et étranger :
Veuillez nous consulter au préalable pour une estimation des frais réels de port.

LIBRAIRIE TECHNIQUE + DE 120 TITRES DISPONIBLES

CARACTERISTIQUES ET EQUIVALENCES :

LV.1C Répertoire mondial des ampli OP. Touret. 160 pages 137
LV.2C Répertoire mondial des transistors à effet de champs 132
LV.3C Répertoire mondial des CI numériques. Touret, 240 pages 197
LV.4C Radio-Tubes. Aisberg/Gaudillat/Deschepper. 160 pages 72
LV.5C Télé-Tuoes. Caractéristiques/schémas. Deschepper 184p 72
LV.6C Equivalences transistors. + de 53.000 Feletou, 576 p. T.1 187
LV.7C Equivalences transistors. 25.000 nouveaux. Feletou T.2 177
LV.8C Equivalences des circuits intégrés. + de 45.000, 866 pages 297
LV.9C Guide mondial des semi-conducteurs. Schreiber. 240 pages 177
LV.10C Répertoire mondial des transistors. Lilen/Touret. 448 pages 237
LV.11C Equivalence des diodes et zeners, +45000. Feletou 512 p 177
LV.12C Equivalence Thyristors, Triacs, Opto, +24000. 320 p. Feletou 177
LV.13C Les 50 principaux circuits intégrés. Knoerr. 210 pages 152
LV.14C Guide des CI TTL/MOS/LINEAIRES. Publitronic 242 pages 161
LV.20C Les circuits intégrés TV et vidéo. Schreiber. Tome 1 117
LV.21C Les circuits intégrés TV et vidéo. Schreiber. Tome 2 117
LV.22C Les circuits intégrés TV et vidéo. Schreiber. Tome 3 117
LV.23C Les circuits intégrés TV et vidéo. Schreiber. Tome 4 117
LV.24C Les circuits intégrés TV et vidéo. Schreiber. Tome 5 117
LV.25C Les circuits intégrés TV et vidéo. Schreiber. Tome 6 117
LV.26C Les circuits intégrés TV et vidéo. Schreiber. Tome 7 117

TELEVISION - ANTENNES - DEPANNAGES :

LV.1T Cours de télévision moderne, principes et normes. 400 p 197
LV.2T Cours fondamental de télévision. Emission/réception. 542 p. 247
LV.3T Réglage et dépannage des TV couleurs. Dartevelle, 160 p. 142
LV.4T Les TV à transistors. Réglage/dépannage. Dartevelle 288 p. 132
LV.5T La pratique des antennes. TV et FM. 7è édition Guilbert 142
LV.6T Antennes et réception pour la TV. Dartevelle. 220 pages 177
LV.7T Le dépannage TV ... rien de plus simple. Six, 192 pages 97
LV.8T Les pannes TV, 405 cas réels N&B/couleurs. Sorokine 142
LV.9T Le dépannage des radio-récepteurs. Sorokine, 352 pages 162
LV.10T Réception TV par satellite. Installation/développement. 168p. 122
LV.11T La télévision haute définition. Systèmes/évolution. Besson 152
LV.12T Les antennes. 12è édition. Brault et Piat. 448 pages 242
LV.13T Le dépannage des téléviseurs. Raffin, 426 pages 197
LV.14T Les magnétoscope VHS. Fonctionnt/maintenance. 482 p 197
LV.15T La vidéo grand-public, tous les supports. Besson, 224 pages. 177
LV.16T La télévision couleurs. PAL/SECAM. Principes. 345 p. T.1 182
LV.17T La télévision couleurs. Maintenance. Herben, 448 p. T.2 197
LV.18T La télévision couleurs. Techniques d'aujourd'hui. 316p. T.3 182

INITIATION ET FORMATION :

LV.1F La radio et la télé.. mais c'est très simple. Aisberg 272 p 150
LV.2F Cours fondamental des microprocesseurs. Lilen, 336 pages 237
LV.3F Emploi rationnel des transistors. Oehmichen. 416 pages 167
LV.4F Emploi rationnel des circuits intégrés. Oehmichen. 514 p. 167
LV.5F La pratique des oscillo. +350 oscillogrammes. 368 pages 197
LV.6F Oscilloscopes. Fonctionnement et utilisation. 256 pages 187
LV.7F L'électronique des semi-conducteurs en 15 leçons. 328 p. 92
LV.8F Les alimentations. Théorie et pratique. Damaye 482 pages 257
LV.9F Le calcul pratique des alimentations. Fantou, 160 pages 132
LV.10F Pratique de la C.B. Utilisation et réglementation. 126 pages 97
LV.11F Manuel pratique de la C.B. Matériel, performances. 110 p. 97
LV.12F Pratiquez l'électronique en 15 leçons + 55 montages. 320 p 137
LV.13F L'électronique à la portée de tous. Isabel, 192 p. Tome 1 117
LV.14F Les composants électroniques programmables. Gueulle 176p 142
LV.15F Initiation à l'électricité et à l'électronique. Huré, 160 pages 107
LV.16F L'émission et la réception d'ameteur. Raffin (F3AV) 656 p 262
LV.17F Les circuits imprimés Traditionnels et par photo de A à Z. 137
LV.19F Electronique, Laboratoire et mesures. Besson, 160 p. T.2 132
LV.20F Mes premiers pas en électronique. Rateau. 192 pages 117
LV.21F Pour s'initier à l'électronique avec des montages simples 112
LV.22F Manuel pratique du candidat radio-amateur. 144 pages 122
LV.23F Les circuits logiques programmables. Tavernier, 208 pages 167
LV.24F Un microprocesseur pas à pas. Villard et Miaux. 360 pages 142
LV.32F Guide pratique de la prise de sons. Haidant, 112 pages 97
LV.33F Guide pratique de la CB. Pour obtenir le meilleur. 112 pages .. 97
LV.34F C-B services. Technique et maintenance. Georges, 112 p. 117
LV.35F C-B antennes. Choix et réglages, fixes/mobiles. 112 pages 97

SCHEMAS ET MONTAGES :

LV.1M 20 postes de radio à réaliser. Schreiber, 160 pages 77
LV.3M 400 Schémas audio, hi-fi, sono, BF. Schreiber 192 pages 192
LV.4M 350 schémas HF de 1Khz à 1 GHz. Schreiber 320 pages 192
LV.5M 1500 schémas et circuits électroniques. Bourgeron 560 p 242
LV.6M Alarme et surveillance à distance. 25 montages, 160 p 132
LV.7M Montages simples pour téléphone. 12 montages, 160 p 132
LV.8M Electronique et modélisme ferroviaire. 12 montages. 176 p 127
LV.9M Electronique, jeux et gadgets. 24 montages, 160 pages 132
LV.10M Protection et alarme. 13 montages, 160 pages 132
LV.11M Electronique, labo et mesures. 22 montages, 176 pages 132
LV.12M Electronique, maison et confort. 21 montages, 160 pages 132
LV.13M Electronique, auto et moto. 25 montages, 160 pages 132
LV.17M Jeux de lumière et effets sonores pour guitare. 128 p 77
LV.18M Interphones et téléphones 30 montages. 192 pages 142
LV.19M Télécommandes. Fil/radio/ultrasons/infrarouges. 50 mont. 147
LV.20M 75 montages à leds. Schreiber 208 pages 97
LV.21M Les infrarouges. 30 montages. Schreiber 224 pages 132
LV.22M Répondeurs téléphoniques. 20 montages. 168 pages 142
LV.24M Récepteurs ondes courtes. 10 montages. 145 pages 127
LV.25M Faites parler vos montages. Tavernier. 192 pages 127
LV.26M PC et robotique. 20 montages pratiques. 192 pages 232
LV.27M Montage autour d'une EPROM. 13 montages 192 pages 117
LV.28M Le livre des gagets électronique + transfert. 130 pages 137
LV.29M Construire ses capteurs météo. Isabel, 160 pages 112
LV.30M Montages autour du minitel. Tavernier, 160pages 127
LV.31M Alimentations à piles et à accus. Gueulle, 152 pages 127
LV.36M Réussir ses récepteurs toutes gammes. Bajrak, 224 p 147

RAYON COMPOSANTS

Des milliers de références en stocks
de la résistance au microprocesseur, choix - qualité - prix

OUTILLAGE & MESURE UN TRÈS GRAND CHOIX EN MAGASIN

Les MULTIMETRES :

M.582 Digital 3.1/2 digits, 5 gam. + Hfe. PM : 2% 119,60
DT 830B Digital 3.1/2 digits, 5 gam. + Hfe. PM : 1,5% 139,20
K 9301 Digital 3.1/2 d. 17 mm, 5 g. + Hfe + Sacoche 295,60
DMT 2045 3/3/4 d. 7 gammes automatiques + bargraph 599,60
DMT 2035 31/2 d. +transist +capa +Fréq 20MHz +Mém. 993,00
DMT 2075 31/2 d. +trans +capa +Fréq. +20 A. LCD 19 mm 962,00
DMT 2CC Sacoche de transport 105 x 190 x 36 mm 45,00

OSCILLOSCOPES BECKMAN :

9012.E 2 x 20 MHz + test de composants + 2 sondes 3795,00
9302.E 2 x 20 MHz + mémoire numérique + 2 sondes 7550,00
T.95 Sonde complète 1-0-10, 100MHz/500Vdc 224,00

ALIMENTATIONS FIXES :

AL.344 Fixe 13,8 V - 3 A. Coffret métal. 1,8 Kg 249,40
AF.131 Fixe 13,8 V - 10 A. Coffret métal. 5,2 Kg 550,00
AF.132 Fixe 13,8 V - 20 A. Coffret métal. 5,2 Kg 750,00
AF.133 Fixe 13,8 V - 30 A. Coffret métal. 5,2 Kg 1150,00

ALIMENTATIONS VARIABLES :

AL.344S Variable de 3 à 15 Volts sous 3 Ampères
Coffret métal + voltemètre, poids 1,050 Kg 357,80
AR.154 Variable de 1 à 15 V et de 0 à 4 A, p : 3,4 Kg.
Coffret métal + voltemètre et ampèremètre 690,00
AR.304 Variable de 1 à 30 V et de 0 à 4 A, p : 4,9 Kg
Coffret métal + voltemètre et ampèremètre 750,00
AR.305 Digitale et variable de 1 à 30 V et de 0 à 5 A.
Coffret métal, affichage digital A & V. p : 5,3 Kg 1650,00
AR.310 Digitale et variable de 1 à 30 V et de 0 à 10 A.
Coffret métal, affichage digital A & V. p : 7,7 Kg 2250,00
AR.325 Double sorties et double affichage digital.
2 réglables de 1 à 30 V et 0 à 5 A. p : 8,4 Kg 2850,00

CONVERTISSEURS :

CE 212 Convertisseur 12 Vcc à 220 Vac 50 Hz 200 VA.
technologie VMOS. 200 VA permanent. (6Kg) 790,00
CE.412 Convertisseur 12 Vcc à 220 Vac 50 Hz 400 VA.
technologie VMOS. 200 VA permanent. (10Kg) 1190,00
CE.224 Convertisseur 24 Vcc à 220 Vac 50 Hz 200 VA.
technologie VMOS. 200 VA permanent. (6Kg) 790,00

Les PERCEUSES :

AP 20000 Al 9 à 16 V. P : 42 W. 18.000Tr/mn. 140 Gr 127,30
AP 50100 Al. 12 à 18 V. P : 83 W. 18.000Tr/mn. 170 Gr 319,20
AP 20100 Coffret perceuse AP20000 + 12 outils 225,10
AP 50301 Coffret AP.50100 + Alimentation + 14 outils 732,50
AP 20400 Support vertical en plastique pour AP20000 107,00
AP 50700 Support vertical en métal pour AP.50100 341,30
FORETS HSS à queue renforcée. Diamètre au choix :
0,5-0,6-0,8-1-1,2-1,5-1,8-2-2,2-2,5-2,8-3 pièce 6,00

MACHINES à INSOLER (en métal) :

MA 20 30 W / 2 tubes. Format utile 220 x 400 mm. 5 Kg 795,00
MA 40 60 W / 4 tubes. Format utile 280 x 400 mm. 7 Kg 1195,00

MACHINES à GRAVER :

BB.1 Verticale à air pulsé. F.U. 180 x 200 mm. 3 Kg 358,20
BB 4 Verticale à air pulsé. F.U. 220 x 300 mm. 5 Kg 1594,30

EFFACEUR D'EPROM :

EF 1 Appareil PRO à tiroir, tube germicide 4 W. Minuterie 5 à 35 mn. Max 15 eprom à la fois. 2Kg 490,00

FERS à SOUDER - SOUDURE - DESSOUDER :

F.E30W Fer ECO, 220 V / 30 W, 360°C. panne cuivre 37,80
F.E40W Fer ECO, 220 V / 40 W, 400°C. panne cuivre 35,20
F.SUP Support de fer ECO en métal + éponge 35,90
FST 40 Fer PRO 220 V / 40 W + panne longue durée 89,60
JBC 14 220 V / 14 W, 340°C. + panne longue durée 168,00
JBC 30 220 V / 30 W, 380°C. + panne longue durée 155,00
JBC 40 220 V / 40 W, 410°C. + panne longue durée 155,00
JBC 65 220 V / 65 W, 440°C. + panne longue durée 183,40
SL 2020 JBC, 220 V / 100 W réglable 250 à 400°C. 372,80
FG.60GU Fer à Gaz (= 60 W) réglable 200 à 350°C 194,60
SFS 200 Station 220 V contrôle par leds 160 à 480°C 564,00
SFS 300 Station 220 V contr. par 3 affich. 160 à 480°C 790,00
SOUD100 Soudure 100 g. 60% 8/10 ou 10/10ème 20,00
SOUD500 Soudure 500 g. 60% 8/10 ou 10/10ème 90,00
O.PDR Pompe à dessouder en métal, 200 mm 42,90
O.PDO Pompe à désoud. antistatique, métal 220 mm 89,70

OUTILLAGE à MAIN :

PC.10 Pince coupante en diagonale + rappel 41,90
PC.11 Pince coupant en tenaille + ressort de rappel 44,60
PC.20 Pince coupante PRO à ras + ressort de rappel 46,40
PP.30 Pince plate à becs longs + ressort de rappel 47,60
PP.31 Pince plate à becs 1/2 ronds + res. de rappel 41,90
PP.32 Pince plate à becs 1/2 ronds coudés. + r. de r. 47,60
3M 3ème main en acier chromé, pied en fonte 39,20
3M+L 3ème main en acier chromé + LOUPE 47,00

PINCES à DENUDER :

DENUD.1 Pince à dénuder en bout de 1 à 3,2 mm 53,30
DENUD.3 Pince à dénuder latérale, PRO, de 0,5 à 2 mm 115,40
DENUD.2 Pince à dénuder automatique de 0,5 à 6 mm² 36,30

PINCES à SERTIR :

PS.1 Pour cables plats : HE.10 et SUB-D 123,30
PS.24 Pour Tél. MODULAR 4 contacts 129,90
PS.26 Pour Tél. MODULAR 6 contacts 141,40
PS.28 Pour Tél. MODULAR 8 contacts 141,40
PS.3 Pour connecteurs BNC, TNC, F, N 272,70

«promo » DISQUETTES informatiques
DI.10 - SCL. 3.1/2 FORMATEE 1,44M, 2HD, 135TPI, embal individuel, 100% sans erreur.
Les 10 : 69 F

Nouveau catalogue 1995 - N°11

Au sommaire : Composants, outillage, circuits imprimés, mesure, connecteurs et cables, librairie, kits, accastillage, haut-parleurs, habillage et finitions des montagnes ... etc

754 nouveaux articles en stocks

dont : résistances 1 % transistors japonais, cordons audio-vidéo ... etc

548 dessins et schémas

7885 prix

Catalogue gratuit au magasin.
Joint gracieusement à toute commande.
Franco chez vous contre 6 timbres à 2,80 F.

VENTES AUX PARTICULIERS, ADMINISTRATIONS, COLLEGES & INDUSTRIES
Prix indicatifs TTC en francs français au 1er octobre 1994

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI
N°129
Led

4
L'ELECTRONIQUE DE L'INFRA-ROUGE (COURS N°3)
Nous allons porter notre attention sur les photorécepteurs, dispositifs photosensibles dont la conductibilité électrique varie selon l'éclairement auquel ils sont soumis. Nous verrons comment ils se comportent sous rayonnement infra-rouge.

12
LES TUBES ELECTRONIQUES (COURS N° 2 : LA TRIODE)
Le tube triode est un tube diode chez lequel est interposée, entre la cathode et l'anode, une troisième électrode appelée grille, en raison de sa structure. La grille est en effet constituée d'une petite grille métallique, avec des mailles. Le rôle de la grille dans la triode est des plus importants : elle gouverne le débit des électrons émis par la cathode, qui doivent franchir ses mailles pour atteindre l'anode.

20
PREAMPLIFICATEUR A TUBES ECC83
La triode ECC83 est probablement le tube le plus utilisé dans la réalisation de préamplificateurs. Aujourd'hui encore on la trouve chez de nombreux revendeurs de composants, d'autant plus facilement que le tube semble ressusciter et que l'on redécouvre (ou découvre simplement, pour les jeunes) ses grandes qualités dans le domaine de l'audio.
Nous allons donc en faire le tour en vous proposant la réalisation d'un préamplificateur pour cellule magnétique (le vinyl non plus n'est pas mort), un préamplificateur pour microphone (micro pour la voix ou micro de guitare électrique), un adaptateur cathode follower permettant de disposer d'une modulation à basse impédance.

29
SERVICE FILMS POSITIFS ET CIRCUITS IMPRIMES
Pour vous aider dans la gravure de vos circuits imprimés, Led vous propose le film positif des implantations publiées dans ce n° 129.
Ce service permet aux lecteurs de Led d'obtenir les circuits imprimés gravés, percés ou non.
Tous les circuits imprimés proposés dans nos précédents numéros sont toujours disponibles.

30
MICRO-EMETTEUR A MODULATION DE FREQUENCE
Petit et discret, l'appareil que nous vous proposons s'alimente soit sur une pile 6F22 de 9 volts, soit sur une batterie cadmium-nickel équivalente. Avec un récepteur portatif à transistors et sans antenne à l'émission, la portée se limite à quelques mètres (d'une pièce à l'autre par exemple). On peut l'augmenter jusqu'à **plusieurs dizaines de mètres** en utilisant comme antenne un simple fil de 70 cm de longueur.

34
REALISEZ UN NANOAMPEREMETRE
L'adaptateur que nous vous présentons étend avantageusement les possibilités de votre multimètre. Il le rend utilisable à la mesure de très faibles intensités continues, par exemple celles des courants de fuite chez les semi-conducteurs sous alimentation inverse.

38
COMMANDE DE FEUX TRICOLORES POUR MODELISTES
Ce montage assure la simulation du fonctionnement des feux tricolores situés au niveau d'un carrefour. La visualisation est assurée par des diodes électroluminescentes, afin d'obtenir les conditions de miniaturisation requises dans le domaine du modélisme.

42
ECHANTILLONNEUR AUDIO 8 BITS POUR ATARI ET PC (2e PARTIE)
Dans un premier temps, nous présenterons quelques techniques de calcul numérique communes au PC et à l'Atari, qui permettent d'assurer des fonctions de base telles que l'amplification et l'écho. Ensuite, nous passerons en revue le programme dédié à l'Atari, puis celui qui est destiné aux ordinateurs de type ''PC''.

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
1, bd Ney, 75018 Paris

SARL au capital de 51 000 F
Directeur de la publication :
Bernard Duval

LED
Mensuel : 28 F
Commission paritaire : 64949
Locataire-gérant des
Editions Fréquences
Tous droits de reproduction réservés textes et photos pour tous pays
LED est une marque déposée
ISSN 0753-7409
Services **Rédaction-Abonnements :**
(1) 44.65.80.88 poste 7314
1 bd Ney, 75018 Paris
(Ouvert de 9 h à 12 h 30
et de 13 h 30 à 18 h
Vendredi : 17 h)

Rédaction
Ont collaboré à ce numéro :
Georges Matoré,
Bernard Duval
Bernard Dalstein

Abonnements
10 numéros par an
France : 210 F
Etranger : 290 F
(voir encart au centre de la revue)

Petites annonces gratuites
Les petites annonces sont publiées sous la responsabilité de l'annonceur et ne peuvent se référer qu'aux cas suivants :
- offres et demandes d'emplois
- offres, demandes et échanges de matériels uniquement d'occasion
- offres de service

Composition
Edi'Systèmes
Photogravure
Sociétés PRS - Paris
Impression
Berger-Levrault - Toul
Photo de couverture
Jean Hiraga

DROITS D'AUTEUR
Les circuits, dessins, procédés et techniques publiés par les auteurs dans Led sont et restent leur propriété. L'exploitation commerciale ou industrielle de tout ou partie de ceux-ci, la reproduction des circuits ou la formation de kits partiels ou complets, voire de produits montés, nécessitent leur accord écrit et sont soumis aux droits d'auteur. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

en savoir plus sur...

L'électronique de l'infra- rouge

Nous allons porter notre attention sur les photorécepteurs, dispositifs photosensibles dont la conductibilité électrique varie selon l'éclairement auquel ils sont soumis. Nous verrons comment ils se comportent sous rayonnement infrarouge. Il est tout naturel que nous commencions par le capteur photosensible le plus simple...

PHOTORESISTANCE

Elle est une résistance dont la valeur résistive varie avec le flux lumineux qu'elle reçoit.

Dans la littérature technique, elle est souvent désignée par LDR, pour Light Dependent Resistor, résistance dépendant de la lumière, ou encore Light Decreasing Resistor, résistance diminuant avec la lumière.

Sur un substrat isolant en céramique, ou en verre, est couchée une ''piste'' d'un matériau semi-conducteur très particulier, au dopage soigneusement dosé.

Le sulfure de cadmium, CdS, le séléniure de cadmium CdSe, ou encore la combinaison des deux, le sulfoséléniure de cadmium CdSSe, sont les corps de base utilisés à l'élaboration des photorésistances.

Les électrodes d'accès sont les extrémités de la photorésistance, laquelle est encapsulée dans un boîtier transparent en matière plastique, ou en verre (figure 1).

La courbe de réponse des photorésistances n'est malheureusement pas linéaire, leur valeur résistive décroît avec l'éclairement reçu, mais non pas d'une façon rigoureusement proportionnelle.

Ajoutons à cela que l'intensité du courant traversant les photorésistances ne suit pas forcément la loi d'Ohm (U = R.I), la résistivité des photorésistances varie généralement avec la tension développée à leurs bornes, ce qui ne facilite pas l'utilisation !

Le type bien connu, très souvent rencontré, MPY 54 C, présente dans l'obscurité une résistance (d'obscurité) d'une dizaine de mégohms, qui chute aux alentours de 8 kiloohms sous un éclairement de 50 lux, équivalent à celui provenant d'une lampe à incandescence ordinaire, de puissance 25 watts, située à une distance de 75 centimètres...

Les photorésistances sont des capteurs photosensibles rustiques, peu chers, utilisés par exemple chez les dispositifs mettant en service l'éclairage extérieur à la tombée de la nuit.

La figure 2 nous présente le schéma de principe d'un tel dispositif.

La photorésistance fait partie d'un pont diviseur résistif alimentant la base du transistor T1. Cette base est l'électrode de commande, la gâchette d'un basculeur à seuils, un trigger, qui change d'état brutalement, sans transition et se maintient verrouillé dans la position prise, dans l'attente du changement d'état suivant, provoqué par une intervention extérieure.

Lorsque l'éclairement diminue, la valeur résistive de la photorésistance augmente et la tension de base de T1 croît.

Arrive le moment où le transistor T1, lequel occupait l'état bloqué, entre en conduction.

Sa tension de collecteur décroît, celle de la base de T2 également avec, pour effet, de rendre T2 moins conducteur qu'il ne l'était, ce qui se traduit par une élévation de sa tension de collecteur.

Cette augmentation de la tension de collecteur de T2 est répercutée sur la base de T1.

Les effets sont cumulatifs et le montage se verrouille dans l'état ''T1 conducteur, T2 bloqué''.

En résultante de tout cela, la tension

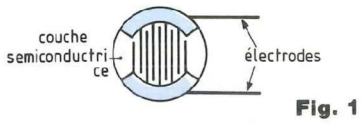


Fig. 1

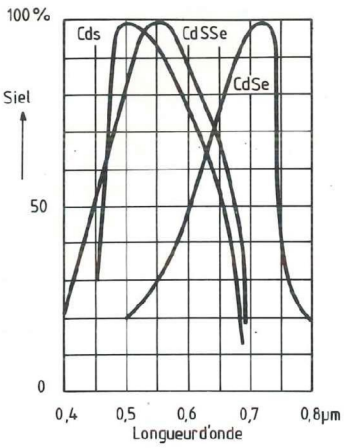


Fig. 3

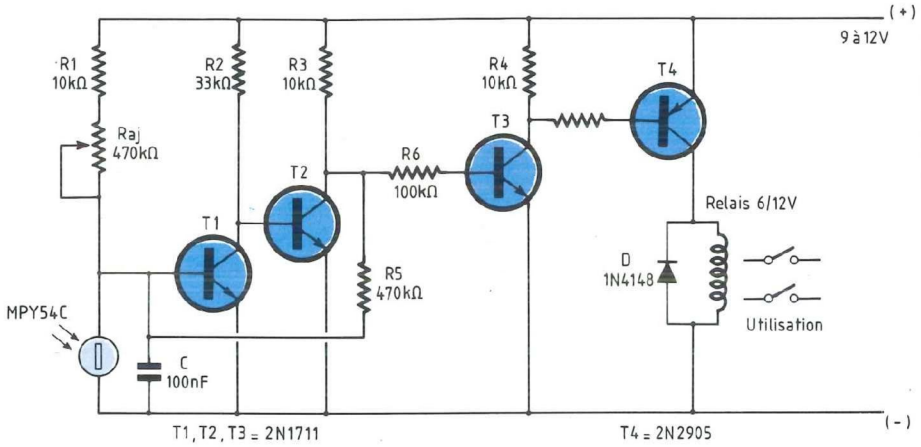


Fig. 2

appliquée sur la base de T3 se tient élevée, forçant T3 à la conduction, donc également T4, le relais est alors excité, qui "monte", mettant en service l'éclairage extérieur à la tombée de la nuit...

Le condensateur C contribue à la stabilisation de la tension appliquée à la base de T1, qui est, rappelons-le, l'électrode de commande du basculeur à seuils.

Le basculement a lieu en sens inverse lorsque l'éclairement, par voie montante, repasse au-dessus du seuil de déclenchement...

Le réglage du dispositif s'effectue en intervenant sur la position du curseur de la résistance ajustable Raj incluse dans le pont diviseur de base, en série avec la photorésistance.

N'oublions pas d'installer dans le montage la résistance R1, elle limite l'intensité du courant de base de T1, nous savons qu'un transistor constitue un excellent fusible et qu'une résistance coûte moins cher qu'un transistor, propos jamais démenti dans la pratique !

REPONSE AUX IR

Considérons maintenant le comportement des photorésistances sous rayonnement infrarouge.

A la figure 3, nous avons reproduit les courbes de sensibilité relative des trois types de photorésistances, CdS, CdSe et CdSSe.

Il s'agit, nous insistons, de sensibilité relative, les grandeurs maximales, figurées par les sommets des courbes, ne sont pas égales en grandeur absolue, dans la réalité des choses !

Les photorésistances au CdSe sembleraient les plus aptes au fonctionnement sous IR, mais la sensibilité spécifique réelle de ces photorésistances est plus faible que celle des autres.

Finalement, aucun type de photorésistance n'est à préférer véritablement...

Un autre pénomène dont il convient de ne pas négliger l'existence est la lenteur de réponse des photorésistances, dont la valeur résistive ne prend pas instantanément sa nouvelle grandeur en cas de variation de l'éclairement.

Le "retard" n'est pas sensible (quelques millisecondes) sous un éclairement intense (soleil), mais il peut atteindre plusieurs secondes sous un éclairement de quelques lux, comme c'est le cas sur le plateau d'un agrandisseur, en laboratoire photographique.

Une variation de flux lumineux intense est donc accusée plus rapidement qu'une variation de flux faible, cependant qu'une variation importante de flux lumineux (faible ou fort) est toujours traduite avec retard par une photorésistance.

Sachons que pour "récupérer" leur résistance d'obscurité, la plupart des photorésistances demandent plus d'une minute...

Voilà un inconvénient qui limite les possibilités d'utilisation de ces photorécepteurs.

Jetons maintenant un coup d'œil sur la figure 4.

Les deux courbes de tolérance maximale délimitent l'espace dans lequel se tient la valeur résistive d'une pho-

L'électronique de l'infra-rouge

torésistance, en fonction de son éclairement.
Pour en terminer avec ces photorécepteurs, nous mentionnerons l'existence de photorésistances "spéciales infrarouge", au sulfure de plomb PbS, sensibles à l'infrarouge moyen (3 micromètres).
Ces dispositifs réagissent en fait beaucoup mieux au rayonnement d'un fer à souder (vers les 270°) qu'à la lumière du jour et connaissent de ce fait des applications particulières.
Elles sont les seules à présenter une (très) grande rapidité de réponse, elles peuvent traiter des signaux de fréquence atteignant 3 mégahertz...

PHOTODIODE

Toute jonction P-N, toute diode soumise à la polarisation inverse est traversée par un courant (inverse) de fuite dont l'intensité, très faible, ne peut être mesurée qu'à l'aide d'un nanoampèremètre.
Malgré son intensité si faible, nous devons cependant compter avec le courant inverse, il nous faut veiller à limiter son intensité au-dessous d'un seuil dangereux pour la jonction, car nous savons fort bien en effet que le claquage inverse non maîtrisé conduit rapidement et irrémédiablement à sa destruction !
La jonction P-N peut être rendue accessible à la lumière, par construction d'origine et si nous la soumettons aux effets d'un éclairement progressif, un courant supplémentaire inverse, que nous appelons courant photovoltaïque, grandissant en intensité avec l'éclairement, vient su superposer au courant d'obscurité initial.
Faisons l'expérience que voici !
Nous savons (notre dernier entretien) que la diode électroluminescente est une diode à jonction encapsulée dans un boîtier laissant passer la lumière, transparent (type cristal), ou pour le moins translucide (type diffus).
Branchons une DEL aux bornes de notre multimètre en fonction voltmètre (0-200 mV), plaçons la DEL sous une lampe électrique à incandescence (allumée, cela va de soi !), à défaut de soleil et voyons ce qui se passe...
Le voltmètre accuse le passage d'un courant dans sa résistance d'entrée, courant photoélectrique produit par la DEL génératrice, c'est ainsi que nous mettons en évidence ce phénomène essentiel appelé effet photovoltaïque, ou encore effet photopile.
Faisons varier l'éclairement de la photodiode en éloignant plus ou moins la lampe...
L'intensité du courant photovoltaïque est directement liée à l'éclairement, elle varie linéairement avec lui, ce qui nous change du tout au tout avec les photorésistances !
Les chercheurs (ne manquons pas de les complimenter au passage !) ont remarquablement développé les performances des photodiodes, des PHD, c'est par ce sigle que nous désignons ces photorécepteurs, leur conférant une courbe de réponse, linéaire, nous le répétons, couvrant l'espace s'étendant de 0 à 100 000 lux...
Nous allons voir comment s'utilise la photodiode, en nous intéressant à son fonctionnement en générateur de courant, en photopile...
Préalablement, il peut s'avérer utile, sinon nécessaire, d'identifier les électrodes inconnues d'une photodiode et, pour ce faire, le testeur de semiconducteurs est alors très apprécié.
Sinon, une banale pile plate 4,5 volts, à défaut d'une alimentation stabilisée de laboratoire délivrant la tension de 5 volts, une résistance de protection R_P de valeur résistive 390 ohms conditionnant le passage dans le circuit d'un courant d'une intensité de quelque 5 milliampères, voilà

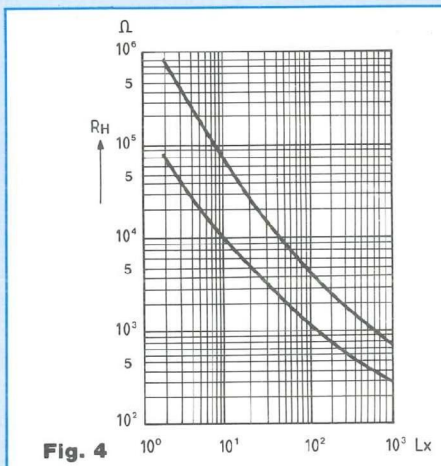


Fig. 4

qui fait parfaitement l'affaire (figure 5)...
Si la PHD est polarisée directement, son anode orientée vers le (+) et sa cathode vers le (−) de la source d'alimentation, la diode électroluminescente de contrôle s'illumine, elle demeure éteinte dans le cas contraire, tout simplement...
Revenons sur le phénomène photovoltaïque !
Toute jonction P-N et plus particulièrement la photodiode polarisée en inverse, soumise à éclairement, se comporte en générateur de courant, voilà qui nous fait penser immédiatement aux batteries solaires.
Visualisons le phénomène, transposant sur notre boîte à connexions le montage dont la figure 6 nous présente le schéma.
Nous y retrouvons un amplificateur opérationnelle CA 3140, alimenté sous la tension de 9 volts, entre les entrées duquel est disposée la photodiode, par exemple une BPW 34.
Nous choisissons ce type d'ampli op parce qu'il se satisfait d'une alimentation simple et non pas double, symétrique, avantage que nous exploitons souvent.
Lorsque la photodiode est éclairée, elle devient productrice de courant

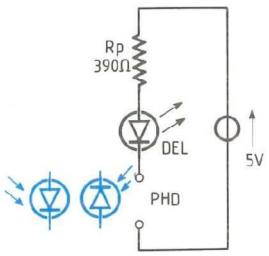
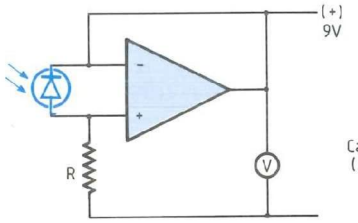


Fig. 5



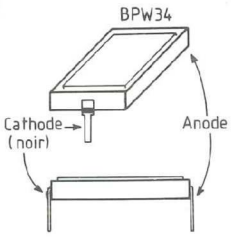


Fig. 6

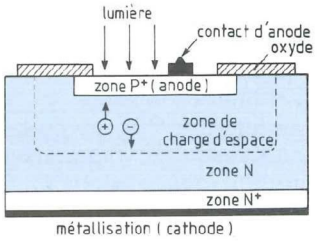


Fig. 7

photovoltaïque, lequel doit traverser la résistance de charge Rc (8,2 kilo-ohms) pour atteindre la masse.
En sortie de l'ampli op nous retrouvons la tension développée aux bornes de la résistance de charge, cette tension est l'expression de la grandeur de l'éclairement de la photodiode...
L'amplificateur opérationnel, très entêté, ramène toujours ses entrées au même potentiel, la tension aux bornes de la photodiode est par conséquent nulle.
Dans la réalité des choses, la photodiode ainsi disposée est soumise à la tension de décalage d'entrée de l'ampli op, grandeur tension qui n'excède par 2 à 3 millivolts et c'est suffisant pour que l'effet photopile se produise...
Notons que ce montage minimise avantageusement les effets de courant d'obscurité.

PRECISION

Nous alimentons notre montage expérimental sous la tension de 9 volts, pile 6F 22 ou alimentation stabilisée délivrant la tension de 9 volts, car l'intensité du courant d'obscurité de la PHD est de l'ordre du nanoampère, alors que celle du courant inverse dû à l'effet voltaïque peut monter allègrement à 1 milliampère !
Nous indiquerons ici, à l'intention de ceux qui désireraient construire un luxmètre d'excellente facture, qu'il existe sur le marché un photogénérateur spécialement développé pour cette fonction.
Ce petit ''panneau solaire'', aux dimensions de 12 × 64 × 48 mm, présente un courant photovoltaïque d'intensité 100 microampères sous un éclairement (naturel) de 1 000 lux, 1 milliampère sous 10 000 lux, 10 milliampères sous 100 000 lux...
Il s'alimente sous une tension inverse n'excédant pas 5 volts...
Reportons-nous maintenant, si vous le voulez bien, à la figure 7, laquelle nous montre le schéma structurel d'une PHD.
Ne soyons pas surpris d'y retrouver une zone P et une zone N, ne sommes-nous pas en présence d'une diode ?
Sous alimentation inverse, une zone non conductrice, appelée charge d'espace, apparaît entre les zones P et N, qui sépare, isole ces deux zones l'une de l'autre.
Pénétrant dans le système semiconducteur, la lumière fait apparaître en son sein des charges élémentaires d'électricité de type P et de type N.
Comme la diode se trouve sous polarisation inverse (son anode est polarisée négativement) et comme les charges de signe opposé s'attirent, les charges (+) se dirigent vers la cathode (−) et les charges négatives vers l'anode (+).
Les conditions sont par conséquent remplies pour qu'un courant prenne naissance.
La lumière libère des charges élémentaires dans le dispositif et même si le dispositif n'est pas polarisé volontairement, artificiellement, par l'extérieur, avec le concours d'une source d'alimentation, il devient le siège d'échanges de charges entre les électrodes, une tension se développe aux bornes de la... photopile.
Voilà le principe des piles solaires...
Devant le peu d'énergie produite, nous déduirons immédiatement que la surface des piles solaires devra être très grande et l'ensoleillement particulièrement généreux, pour que l'électricité solaire soit compétitive avec celle d'autres origines.
Quant au problème de stockage de cette énergie, c'est là tout un programme !

L'électronique de l'infra-rouge

PHD EN IR

La technologie d'aujourd'hui met à notre disposition des photodiodes dont la sensibilité maximale se situe dans l'espace s'étendant de 880 à... 980 nanomètres.

Le spectre des PHD correspond donc à celui des DIR, diodes émettrices dans l'infrarouge, dont la sensibilité maximale se tient vers 950 nanomètres.

La photodiode BPW 50 (930 nanomètres) est complémentaire de l'émetteur (DIR) CQY 89 A2 (930 nm), c'est un exemple d'association que nous exploiterons dans nos réalisations...

PHOTOTRANSISTOR

Eclairons la pastille semiconductrice qui constitue un transistor bipolaire NPN.

La jonction collecteur-base du transistor (figure 8) est soumise à l'alimentation inverse et le dispositif fonctionne en photorécepteur de grande sensibilité.

Si vous êtes très habiles à l'établi, ce dont nous sommes profondément persuadés, enlevez donc par sciage le couvercle d'un transistor 2N 3055 et vous serez en possession d'un... phototransistor.

Sinon, c'est moins acrobatique et beaucoup plus simple, tout en étant moins cher, procurez-vous donc un BPX 95 C, de chez RTC, partout disponible.

Ce phototransistor a les dimensions d'une diode électroluminescente standard, de diamètre 5 mm, le méplat de son embase signale sa "cathode" (son collecteur), à disposer côté (+) de la source d'alimentation.

Installez-le sur votre boîte à connexions, conformément au schéma opératoire présenté par la figure 9.

Le courant délivré par la cathode du phototransistor est injecté dans la base d'un transistor NPN bien connu, 2N 1711, dont le collecteur est chargé par une diode électroluminescente de votre couleur préférée (sans incidence sur le fonctionnement !).

La résistance R_p, de grandeur 39 ohms, entre DEL et collecteur du NPN, protège tout à la fois la DEL et le transistor contre un courant d'intensité dangereuse pour eux.

La résistance R, de valeur résistive 10 kiloohms, disposée entre l'anode du BPX 95 C et la base du 2N 1711 a pour rôle de limiter l'intensité du courant issu de la cathode du phototransistor en cas d'éblouissement, comme nous disons, de "surcharge lumineuse" du phototransistor, cependant qu'elle protège également la base du transistor contre un courant d'activation (le même courant !) d'intensité excessive.

L'alimentation de notre montage expérimental s'effectue sous les 5 volts d'une alimentation stabilisée, mais une banale pile plate 4,5 volts fait l'affaire...

Sous un éclairement ambiant atténué, la diode électroluminescente est éteinte, ou faiblement éclairée, mais elle brille d'un vif éclat si vous soumettez le phototransistor au flux d'une lampe à incandescence (allumée, évidemment !).

La manipulation est très amusante, vous verrez !

Au passage, nous attirerons l'attention sur une réalité dont il faut se méfier, à savoir que le flux reçu d'une banale lampe de 3,5 volts-0,15 ampère, équipant les lampes de poche, à la distance de 1 centimètre, est équivalent au flux nous arrivant directement du soleil !

Ce n'est pas prétentieux de mettre en garde un œil curieux d'y aller voir de près, la rétine serait brûlée...

Nous avons schématisé, par la figure 10, la structure d'un phototransistor.

La lumière, nous le savons maintenant, libère des charges élémentaires d'électricité de signe (+) au sein de la base, laquelle est de type P et le courant de base naissant subit l'effet transistor, il est amplifié, tout comme chez un transistor...

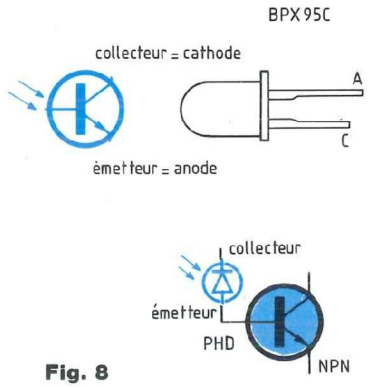


Fig. 8

Vous conviendrez avec nous qu'un quelconque transistor est un phototransistor qui s'ignore, car son boîtier métallique, ou plastique opaque, le met à l'abri de la lumière incidente et le fait travailler en vrai transistor, dont le rôle ne nous est pas forcément obscur...

Le phototransistor est encapsulé, à la fabrication, dans le boîtier adéquat, doté de la lentille frontale qui va concentrer, focaliser le flux reçu sur sa pastille semiconductrice, au bénéfice de la sensibilité, de l'efficacité, se traduisant par un gain de distance dans la liaison invisible entre émetteur et récepteur.

Nous devons savoir, nous changeons de sujet, que le fonctionnement des diodes et des transistors est entaché par la présence de capacités parasites dont la technologie ne pourra jamais nous débarrasser.

Ces capacités parasites sont certes faibles, en grandeur absolue, de l'ordre de quelques picofarads tout au plus, mais aux fréquences élevées elles deviennent des courts-circuits vis-à-vis des signaux à traiter.

Le transistor a pour vocation

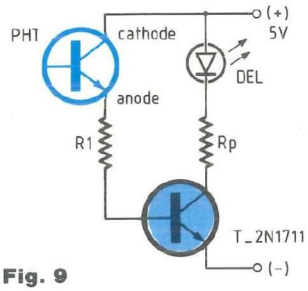


Fig. 9

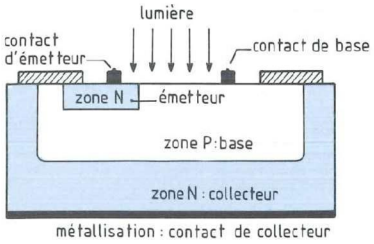


Fig. 10

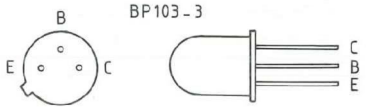


Fig. 11

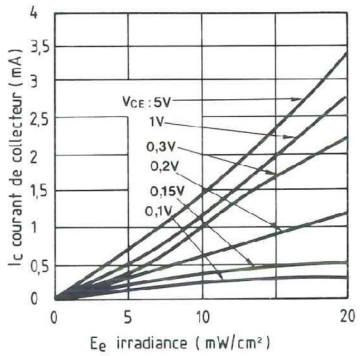


Fig. 12

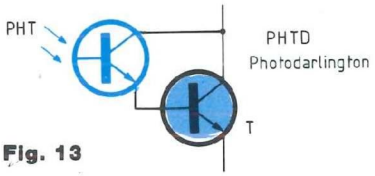


Fig. 13

d'amplifier, il amplifie également les capacités parasites, c'est l'effet Miller, que nous avons découvert en nous intéressant aux quadripôles sélectifs.

C'est pour cette raison qu'il est possible de traiter, avec des photodiodes, des signaux de fréquence "montant" à plusieurs mégahertz, alors que l'utilisation des phototransistors se limitera aux signaux dont la fréquence ne dépassera guère la centaine de kilohertz...

ACCES A LA BASE

Chez le phototransistor BPX 95 C, qui vient de participer à notre dernier spectacle, l'accès électrique à la base n'est pas prévu à la fabrication, le BPX 95 C n'a pas de "patte" de base.

Par contre le BP 103-3 (figure 11) est pourvu de cette troisième électrode, ce qui permet de polariser à volonté son collecteur, son émetteur et sa base.

Dans la pratique le fil d'accès à la base est rarement utilisé, il est généralement laissé "en l'air".

Porter la base d'un phototransistor à un potentiel défini se traduit toujours par une baisse de la sensibilité du photorécepteur.

Cependant l'accès à la base nous laisse la possibilité de forcer le phototransistor à la saturation, en injectant dans sa base le courant de... juste saturation.

Cette particularité est exploitée chez un dispositif de régulation, elle constitue un excellent moyen d'inhiber à volonté le dispositif.

CARACTERISTIQUES

La courbe de réponse de la photodiode, nous l'avons vu, est linéaire, l'intensité de son courant photovoltaïque varie de façon directement proportionnelle avec l'éclairement reçu.

Le phototransistor, il est un transistor, n'effectue pas linéairement la conversion lumière-intensité.

Le fabricant nous procure les caractéristiques de ses produits, la figure 12 en est un exemple, elle est la courbe représentative des variations de l'intensité du courant de collecteur (donc d'émetteur !) pour diverses grandeurs de la tension de collecteur-émetteur, en fonction de l'éclairement.

PHOTODARLINGTON

Le courant issu de l'émetteur d'un phototransistor peut se voir injecter dans la base d'un transistor amplificateur, l'association est un photodarlington (figure 13).

Notre montage de la figure 9 était réalisé autour d'un photodarlington.

Le photodarlington peut fort bien être encapsulé dans un boîtier unique, le BPX 99 de Telefunken en est un exemple.

Ce photodarlington délivre un courant d'émetteur de grandeur 30 milliampères sous un éclairement de 100 lux, ce qui est pour le moins considérable !

Pour la comparaison, disons que la BPW 34 de notre manipulation de tout à l'heure ne donne que 5 nanoampères sous le même éclairement, c'est-à-dire 6 millions de fois moins...

TENSION INVERSE

La mise en œuvre d'un photorécepteur, quel que soit son type, exige une précaution essentielle, déterminante, à savoir ne jamais soumettre le composant à une tension inverse dangereuse pour lui.

La figure 14 nous présente le schéma de montage d'une photodiode recevant le flux modulé d'une diode émettrice.

La photodiode délivre un courant dont l'intensité varie au rythme du

L'électronique de l'infra-rouge

signal modulant à l'émission et ce courant transite par la résistance de charge Rc, dans laquelle débite la photodiode.
La tension variable développée aux bornes de la résistance Rc est donc la réplique du signal transmis par liaison invisible IR entre l'émetteur et le récepteur.
Le signal disponible aux bornes de la résistance de charge sera d'autant plus fort, donc plus facilement exploitable, que la valeur résistive de la résistance de charge sera grande, ce qui implique une tension d'alimentation de valeur élevée...
Cela exprime la nécessité, pour le meilleur résultat, de soumettre l'élément photosensible à une tension inverse importante, il faut savoir que les photodiodes courantes ''tiennent'' sous une tension inverse d'une trentaine de volts.
Certains modèles acceptent une tension inverse atteignant la centaine de volts et même davantage.
La capacité parasite de la photodiode croît avec la tension inverse à laquelle est soumise le photorécepteur (figure 15), notre intérêt est par conséquent de faire travailler la photodiode sous une tension (inverse) d'une grandeur de 9 à 12 volts, c'est ainsi que nous opérerons...
N'oublions jamais que la résistance de charge du photorécepteur doit être choisie de valeur suffisante pour éviter toute ''surcharge'', limitant l'intensité du courant inverse transitant par lui au-dessous du seuil dangereux, en cas d'éclairement intense, d'éblouissement.

RAYONNEMENT INCIDENT

A l'émission nous utilisons, c'est un exemple, une DIR de type CQY 89, laquelle développe, aux dires de la notice de son fabricant, un flux de 10 mW/m², dix milliwatts par mètre carré, par stéradian (sr) s'entend !
A la distance de 1 mètre de la source émissive est reçu une irradiance, une intensité d'irradiation de 10 milliwatts par mètre carré.
Ramenée au centimètre carré l'irradiance est de 1 microwatt par centimètre carré, 1 μW/cm².
A la distance de 2 mètres l'irradiance est quatre fois moins importante (qu'à 1 mètre !), elle est seulement de 250 nanowatts par centimètre carré, 250 nW/cm².
A la distance de 10 mètres, elle n'est plus que de 10 nW/cm², 10 nanowatt par centimètre carré...
A l'aide de lentilles appropriées, lentilles de Fresnel réalisées en un matériau spécifiquement adapté au traitement du rayonnement infrarouge et non pas à celui de la lumière ''visible'', comme le verre optique pour lunettes, nous concentrons, c'est la focalisation, le flux parvenant sur une surface beaucoup plus grande que le millimètre carré de la pastille semi-conductrice du photorécepteur IR.
Il est ainsi possible de donner artificiellement à la photodiode une sensibilité relative 100 fois plus développée, ce qui se traduit par l'obtention des mêmes résultats à une distance dix fois plus grande, l'intensité décroît selon le carré de la distance, ne l'oublions pas...

CAPTEURS PYROELECTRIQUES

Une porte s'ouvre automatiquement devant vous lorsque vous vous en approchez...
Vous entrez dans un local et l'éclairage se met en service, pour s'éteindre après que vous en êtes sorti...
Vous avancez les mains sous le robinet du lavabo et ce robinet se met à débiter (de l'eau !)...
Vous placez les mains sous le sèche-mains électrique et l'appareil vous souffle dessus de l'air chaud...
Un dispositif d'alarme avertit de l'entrée d'un intrus dans un espace surveillé, il dirige un projecteur sur ce visiteur importun, il déclenche un avertisseur, une caméra, etc.

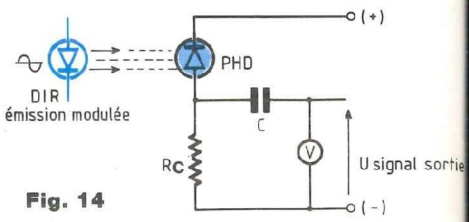


Fig. 14

Double capteur pyroélectrique en boitier unique

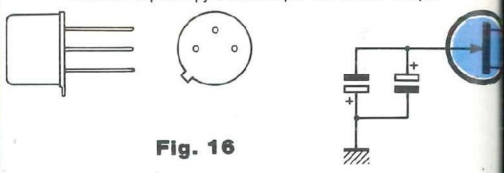


Fig. 16

Une machine tournante s'arrête de fonctionner si une main imprudente (danger !) s'approche trop près d'une pièce en mouvement...
Voilà des exemples désormais classiques d'exploitation des propriétés particulièrement intéressantes des capteurs pyroélectriques, lesquels réagissent à des variations du rayonnement infrarouge qu'ils reçoivent.
Il est des applications plus discrètes, comme l'observation du gibier (jumelles à infrarouge), surveillance par satellites, sans parler des équipements et matériels développés à des fins militaires.
Les fabricants sont vraiment peu loquaces quant aux produits dont ils se servent dans l'élaboration des capteurs pyroélectriques qu'ils nous offrent sur le marché (civil !).
Ce que nous pouvons en dire tout au plus c'est qu'il est question de titane, de tantale, d'antimoniure d'indium et que des filtres optiques très spéciaux limitent la plage d'utilisation des capteurs dans le spectre du vaste domaine de l'infrarouge.
Les capteurs pyroélectriques se comportent en condensateurs se

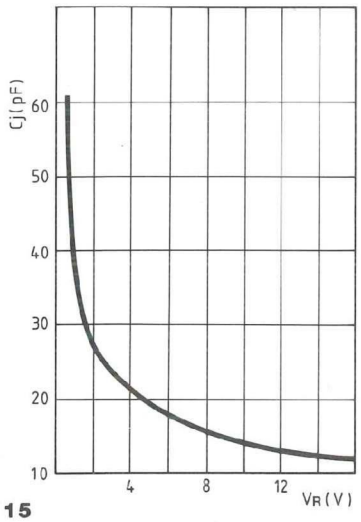


Fig. 15

chargeant lorsque leur température varie sous les effets du rayonnement IR incident.
Ils ne réagissent pas instantanément, ce en quoi ils nous rappellent les photorésistances, il leur faut en effet presque une seconde pour atteindre leur tension maximale de charge, après variation de l'irradiance IR qui les active.
Mais ces capteurs sont des condensateurs, qui se déchargent à travers leur diélectrique, très rapidement, leur charge ne ''tient'' que quelques secondes...
Les capteurs décèlent les effets d'un échauffement, mais également d'un refroidissement, résultant par exemple d'une baisse de l'éclairement due au passage d'un nuage devant le soleil, ou résultant d'une averse venant battre les vitres, ou encore un simple courant d'air, ne serait-ce que la mise en service d'un ventilateur, ou seulement le mouvement d'une porte !
Pour pallier ces inconvénients, deux capteurs sont disposés côte à côte dans un boîtier unique. Devant la fenêtre de ce boîtier est placé un système optique qui leur fait ''voir'' chacun une portion du même espace, observant donc deux zones se trouvant à la même température.
Une personne passant dans le champ d'un des deux capteurs, à une distance d'une dizaine de mètres du dispositif (!), engendre le déséquilibre de leurs tensions de charge, déséquilibre qui va être amplifié par un... amplificateur de différence, lequel va délivrer en sa sortie le signal qui est l'expression de la perturbation thermique.
Le signal sera traité comme il convient, pour l'activation des systèmes de surveillance disposés en aval.
Le boîtier aux deux capteurs doit être installé géométriquement, optiquement, mécaniquement, au foyer commun de deux lentilles de Fresnel (figure 16), une réalisation qui n'est pas à la portée de l'amateur.
Mais les constructeurs mettent aujourd'hui à notre disposition sur le marché des modules de détection par effet pyroélectrique, de petits ensembles très performants qui peuvent être incorporés sans difficulté dans des réalisations personnelles.
Nous devons toutefois attirer l'attention sur le fait que le prix au détail de ces modules est aujourd'hui aussi élevé que celui d'appareils tout construits, également disponibles sur le marché, capables de détecter la présence d'un visiteur (attendu ou non !), de vous avertir discrètement, ou bien de mettre en service l'éclairage à son arrivée, etc.

ET MAINTENANT ?

Après ce tour d'horizon des principaux capteurs photosensibles, nous vous invitons à nous retrouver ici le mois prochain, nous étudierons et construirons deux testeurs de boîtiers de télécommande (par IR) de récepteurs de télévision.
Ces réalisations nous conduiront directement à un projet plus développé, celui d'un ensemble de télécommande...

Georges Matoré

FORMATION de TECHNICIENS SUPERIEURS en RADIOFREQUENCES

PUBLIC CONCERNE	Etudiants titulaires d'un B.T.S. ou d'un D.U.T. d'électronique. Candidats ayant des compétences marquées ou un goût personnel pour l'électronique analogique et les radiocommunications.
DUREE DE LA FORMATION	1 an - De septembre 1995 à juin 1996
CONTENU DE LA FORMATION	L'électronique appliquée aux radiofréquences en HF, VHF, UHF, SHF. Conception, maintenance, mesures.
DEROULEMENT DE LA FORMATION	50 % de la formation en entreprise. 50 % de la formation en lycée.
RECRUTEMENT	National Entretien de sélection Commission d'affectation mixte Lycée - Entreprises réunie fin juin.
ACCUEIL	Régime étudiant Accès possible au restaurant du lycée.
LIEU DE FORMATION	Lycée Charles de Gaulle.
DOSSIER DE CANDIDATURE	A retirer au Lycée Charles de Gaulle B.P. 113 - 31604 Muret Joindre une enveloppe 26x 33, libellée à votre adresse et affranchie à 4 F 40.
DATE LIMITE DE DEPOT	15 juin 1995.
CERTIFICAT	Une attestation de compétences sera délivrée à l'issue de la formation.

Lycée Charles de Gaulle - 24, avenue Charles de Gaulle
31604 MURET Cedex - Tél. : 61.51.84.84 - Fax : 61.51.84.77

en savoir plus sur...

Les tubes électroniques

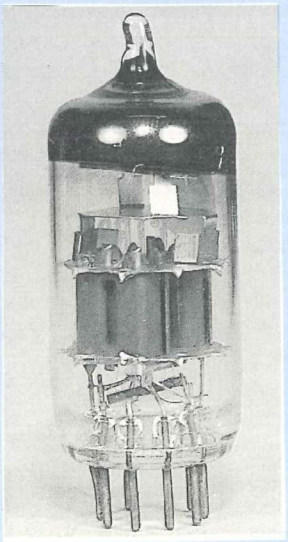
La diode à vide, le plus simple des tubes électroniques, ne comporte que deux électrodes, la cathode, laquelle émet des électrons et l'anode, qui les attire et les capte. Nous allons faire la connaissance de la triode, tube électronique possédant trois électrodes.

Le tube triode est un tube diode chez lequel est interposée, entre la cathode et l'anode, une troisième électrode appelée grille, en raison de sa structure.
La grille est en effet constituée d'une petite grille métallique avec des mailles, elle est accessible de l'extérieur du tube par un fil de connexion traversant la paroi de l'ampoule de verre (figure 1).
L'anode de la triode est polarisée positivement par rapport à sa cathode, comme chez la diode, comme chez n'importe quel tube électronique...
La grille de la triode peut être polarisée positivement, ou négativement, par rapport à sa cathode, selon le potentiel qui lui est appliqué, supérieur ou inférieur à celui de la cathode.
Réfléchissons !
La grille se tient à proximité de la cathode, elle est disposée entre la cathode et l'anode.
Si elle est polarisée positivement, par rapport à la cathode, elle attire et capte les électrons, corpuscules élémentaires d'électricité négative émis par la cathode et qui doivent, logiquement, aller rejoindre l'anode.
La grille se comporte alors comme une anode et la triode, en l'occurrence, n'est pas autre chose qu'une simple diode à vide...
Etes-vous bien d'accord avec nous ?
La polarisation positive de la grille de la triode n'offre par conséquent pas grand intérêt et c'est pourquoi la grille d'une triode est, normalement, polarisée négativement par rapport à la cathode...

La grille est disposée entre la cathode et l'anode.

Lorsqu'elle est polarisée negativement, par rapport à la cathode, elle a tendance à repousser les électrons, corpuscules négatifs émis par la cathode, qui cherchent à atteindre l'anode, l'électrode positive qui les attire.
Or la grille, comme son nom l'indique, n'est pas constituée d'une plaque métallique, elle est une... grille, elle présente entre la cathode et l'anode une sorte de trame.
Les électrons, issus de la cathode, doivent obligatoirement passer au travers des mailles de la grille pour atteindre l'anode désireuse de les accueillir.
Si la grille est polarisée négativement (par rapport à la cathode, excusez-nous de le répéter !), les électrons, négatifs, subissent une force de répulsion de la part de cette électrode (elle est polarisée négativement !) et ils ne parviennent à rejoindre l'anode que s'ils sont suffisamment fortement attirés par cette dernière électrode, positive !
En d'autres termes, nous dirons que si l'attraction exercée sur les électrons par l'anode est supérieure à la force de répulsion de la part de la grille envers les mêmes électrons, ces derniers parviennent à l'anode...
Il est donc aisé de concevoir que le rôle de la grille, dans la triode, est des plus importants, que la grille gouverne le débit des électrons émis par la cathode, qui doivent franchir ses mailles pour atteindre l'anode...
Réfléchissons !
Si la grille est suffisamment négative pour que tous les électrons soient repoussés vers la cathode, aucun de ces derniers n'atteint l'anode, nous disons alors que la diode est polarisée au **cut-off**.
Aucun électron ne parvenant à

Triode ECC83, l'une des plus utilisées en préamplification.



l'anode, il n'y a donc pas d'échange de charges élémentaires d'électricité entre la cathode et l'anode, la cathode fournissant des électrons se dirigeant vers l'anode et l'anode fournissant en contrepartie autant de lacunes (positives) se rendant à la cathode.
Un tel transit de charge constitue un courant électrique allant de l'anode à la cathode, au sein de la triode...

Lorsque la grille est polarisée au cut-off, il ne peut y avoir d'échange de charges d'électricité entre la cathode et l'anode de la triode, aucun courant électrique ne passe au sein de la triode.

Mais si la grille est moins énergiquement polarisée (négativement), par rapport à la cathode, elle ne repousse alors plus tous les électrons issus de la cathode, certains de ces derniers franchissent les mailles de la grille et parviennent à atteindre l'anode, électrode positive qui les attire.
Donc, si la grille est polarisée au-dessus du cut-off, c'est-à-dire moins négativement qu'à la tension de cut-off, l'échange de charges d'électricité se produit entre la cathode, fournisseuse d'électrons et l'anode, fournisseuse de lacunes, un courant électrique s'établit au sein de la triode, allant de l'anode à la cathode...
Ce courant est appelé **courant anodique**, d'intensité désignée par le symbole **Ia**.
Ces considérations nous amènent à conclure que la tension de polarisation, négative, de la grille commande bel et bien le débit des charges élémentaires d'électricité, électrons et lacunes, à l'intérieur de la triode, donc l'intensité du courant (anodique) passant dans la triode.

La tension de polarisation de la grille gouverne l'intensité du courant anodique passant dans la triode, de l'anode vers la cathode.

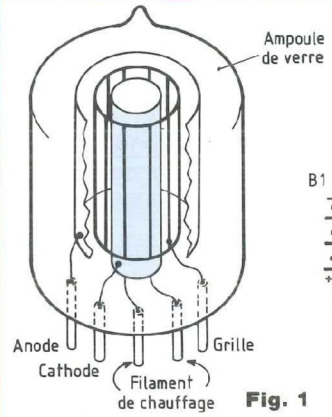


Fig. 1

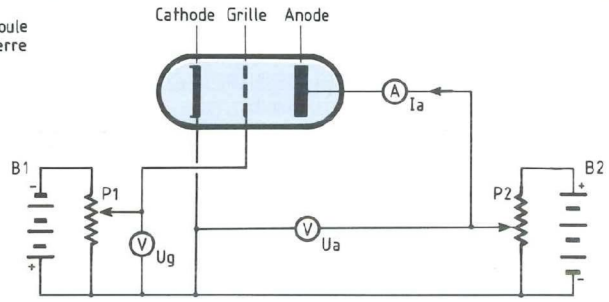


Fig. 2

C'est pour cette raison que la grille est appelée, le plus souvent, la grille de commande de la triode...

PARAMETRES ET CARACTERISTIQUES STATIQUES DE LA TRIODE

Les caractéristiques statiques de la triode sont les courbes représentatives des variations des paramètres tensions et intensités chez la triode, en l'absence de charge anodique.
Explicitons !
Aucune charge, aucune résistance pure, ou impédance n'étant intercalée dans le circuit de l'anode, entre le pôle (+) de la source d'alimentation et l'anode de la triode, nous relevons les caractéristiques (courbes représentatives) des variations de deux paramètres, tout en maintenant constante la grandeur du troisième.
Les paramètres en question sont :
— I_a, intensité du courant anodique dans la triode, courant se rendant de l'anode à la cathode.
— U_a, tension anodique, développée entre anode et cathode de la triode.
— U_g, tension de polarisation de la grille de la triode, par rapport à la cathode.
Pour relever les caractéristiques, nous mettons en œuvre le montage dont la figure 2 nous présente le schéma opératoire.
Le circuit de chauffage (indirect !) de la cathode n'est pas représenté, comme convenu lors de notre précédent entretien, consacré à la diode !
L'alimentation de la triode s'effectue avec le concours de deux sources d'alimentation, désignées B1 et B2.
La source B1 assure la polarisation de la grille, voyons comment !
Le potentiel de la cathode est celui du pôle (+) de la source B1, auquel l'électrode est directement reliée.
Le potentiomètre P1 est connecté avec les bornes de la source d'alimentation B1, il permet, par son curseur, de conditionner à volonté la grandeur de la tension de polarisation de la grille.
Cette tension de polarisation, appliquée à la grille, est moins positive que celle appliquée à la cathode, la grille est donc bien polarisée négativement par rapport à la cathode !
Etes-vous d'accord avec nous ?
La tension de polarisation (U_g) de la grille est lue par le voltmètre désigné V_g.
La grandeur de la tension de polarisation de la grille s'énoncera par exemple : $U_g = -3$ volts, ou bien : $-U_g = 3$ volts, cette expression signifiant que la grille est polarisée négativement par rapport à la cathode !

en savoir plus sur...

Les tubes électroniques

Voyons maintenant comment s'effectue l'alimentation anodique de la triode !
Le potentiomètre P2 est connecté, par ses extrémités, avec les bornes de la source B2, dont le pôle (−) est directement relié à la cathode du tube.
Le curseur du potentiomètre P2 permet d'appliquer à l'anode une tension positive par rapport à celle de la cathode.
La grandeur de la tension anodique (U_a), tension développée entre anode et cathode de la triode, est conditionnée à volonté, en positionnant le curseur du potentiomètre P2. Sa valeur est lue par le voltmètre désigné V_a.
Etes-vous bien d'accord avec nous ?

Nous relèverons deux réseaux de caractéristiques statiques :
— le réseau $I_a = f(U_a)$, à U_g constante ;

Le réseau $I_a = f(U_a)$, à U_g constante est l'ensemble, la famille des courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a, en fonction des différentes valeurs données à la tension anodique U_a, pour des valeurs différentes, mais constantes, données à la tension U_g de polarisation de la grille.

Le réseau $I_a = f(U_g)$, à U_a constante est l'ensemble, la famille des courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a, en fonction des valeurs différentes données à la tension U_g de polarisation de la grille, pour des valeurs différentes, mais constantes, données à la tension anodique U_a.

CARACTERISTIQUES $I_a = f(U_a)$, A U_g CONSTANTE

Commençons par nous intéresser à ces courbes caractéristiques !
Elles sont reproduites par la figure 3.
En remarquant leur parallélisme et leur linéarité, nous constaterons que toutes ces courbes résultent de la translation, vers la droite, de la courbe $I_a = f(U_a)$, pour $U_g = 0$ volt.
Cette courbe correspond précisément à une tension de polarisation de la grille nulle ($U_g = 0$ volt), c'est-à-dire lorsque la grille est soumise au même potentiel que la cathode, condition réalisée lorsque le curseur du potentiomètre P1 est positionné en butée, du côté du pôle (+) de la source d'alimentation B1.
Nous remarquerons que pour maintenir une intensité donnée du courant anodique I_a, plus la tension de polarisation de la grille U_g est poussée, plus il faut augmenter la tension anodique U_a !
Dans l'exemple présenté (réseau reproduit par la figure 3), pour maintenir l'intensité du courant anodique I_a à la valeur de 10 milliampères, il convient que la tension anodique U_a soit de 150 volts, si la tension de polarisation de la grille U_g est de −1 volt.
Mais il faut pousser la tension anodique U_a à 300 volts si la tension de polarisation de la grille est de −3 volts...
Voilà qui s'explique fort bien, comme vous allez le voir !
Le courant anodique est constitué d'électrons se rendant de la cathode à l'anode, l'intensité du courant anodique est par conséquent d'autant plus grande que le nombre de ces électrons est important !
Cela est absolument évident, non ?
Plus la grille est polarisée négativement (−3 volts au lieu de −1 volt), plus elle repousse énergiquement les électrons, en direction de la cathode, dont ils proviennent...
Nous avons vu que pour que les électrons échappent à l'action répulsive de la grille, il convient que l'anode exerce sur eux des forces d'attraction leur permettant de vaincre l'opposition montrée à leur passage, par la grille négative, alors qu'ils se rendent vers l'anode.
Plus le potentiel positif de l'anode est élevé, plus l'anode attire les électrons, plus le courant anodique est important, en intensité.
Mais plus la grille est polarisée négativement, plus elle repousse les électrons...
Aussi il est nécessaire d'augmenter la tension anodique U_a pour maintenir constant le débit d'électrons, en d'autres termes pour maintenir constante l'intensité du courant anodique I_a, si nous poussons la polarisation de la grille, si nous rendons plus négative la tension U_g de la polarisation de la grille de commande...

RESISTANCE INTERNE DE LA TRIODE

Tout comme dans le cas de la diode (notre précédent entretien), nous pouvons définir une résistance interne de la triode, paramètre désigné par ϱ.

La résistance interne ϱ de la triode est définie, pour une tension de polarisation U_g de la grille donnée, par le rapport d'une variation ΔU_a, de la tension anodique, à la variation correspondante ΔI_a, de l'intensité du courant anodique.

$$\varrho = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}, \text{ pour } U_g \text{ donnée}$$

Prenons un exemple de relevés !

$U_g = -5$ volts, $U_a = 150$ volts, $I_a = 5$ milliampères

$U_g = -5$ volts, $U_a = 160$ volts, $I_a = 10$ milliampères

Lorsque, pour une tension grille U_g de grandeur −5 volts, la tension anodique U_a passe de 150 à 160 V, soit un ΔU_a de $160 - 150 = 10$ volts, l'intensité du courant anodique I_a passe de 5 à 10 mA, soit 0,005 ampère.
Dans les conditions de l'exemple, le rapport $\frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$ a pour valeur $\frac{10\ V}{0{,}005\ A}$

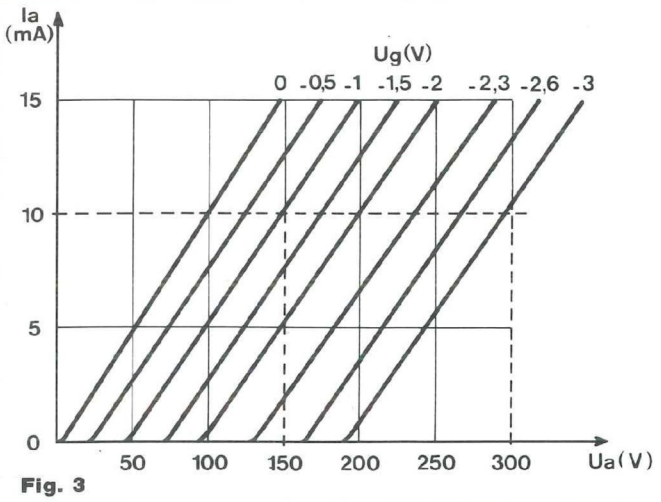


Fig. 3

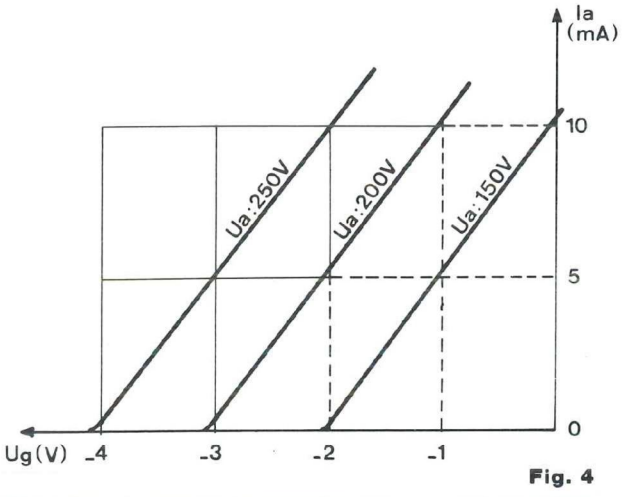


Fig. 4

= 2 000 ohms.
Le rapport d'une tension, grandeur exprimée en volts, à une intensité, grandeur exprimée en ampères, a bien le caractère d'une résistance, grandeur exprimée en ohms...
La triode de l'exemple offre une résistance interne ϱ de grandeur 2 000 ohms, pour une tension de polarisation de grille U_g de valeur – 5 volts, condition à ne pas oublier de préciser !

CARACTERISTIQUES
$I_a = f(U_g)$, A U_a CONSTANTE

Nous considérons maintenant le second réseau de courbes caractéristiques.
Le montage opératoire que nous venons d'utiliser, conforme au schéma que nous présente la figure 2, sert également au relevé de ces caractéristiques, lesquelles sont la traduction graphique, nous le répétons, des variations de l'intensité I_a du courant anodique, en fonction des variations correspondantes de la tension de polarisation de la grille U_g, pour des valeurs différentes, mais constantes, données à la tension anodique U_a.

Reportons-nous ensemble à la figure 4, qui reproduit ces courbes représentatives !
Nous remarquons tout de suite le parallélisme et la linéarité de ces courbes $I_a = f(U_g)$, à U_a constante.
Mais leur examen nous révèle que de faibles variations du potentiel de la grille engendrent des variations importantes de la grandeur de l'intensité du courant anodique !

Par exemple, pour une tension anodique (U_a) tension développée entre anode et cathode, de grandeur 200 volts, nous voyons que, lorsque le potentiel de la grille passe de – 2 volts à – 1 volt, l'intensité I_a du courant anodique passe à 5 à 10 milliampères...
Une telle constatation est très importante à nos yeux, il nous apparaît ici que la triode possède des propriétés amplificatrices !
Il nous suffit de faire varier le potentiel de sa grille pour provoquer des variations importantes, mais proportionnelles (!), de l'intensité de son courant anodique.
La triode est donc capable d'amplifier un signal injecté dans sa grille !
Intéressant, non ?
Nous étudierons (c'est promis, ayez la patience !) cette remarquable propriété lorsque nous en serons à la mise en œuvre de la triode, comme nous l'avons pratiqué avec nos transistors.
Les importantes variations de l'intensité du courant anodique engendreront dans la résistance (ou impédance) de charge que nous intercalerons dans le circuit d'anode, résistance parcourue par le courant anodique, des variations de chute de tension qui sont la réplique, amplifiée, des variations du potentiel de grille !

A l'examen des caractéristiques $I_a = f(U_g)$, à U_a constante (figure 4), nous remarquons encore que, pour une tension anodique U_a donnée, le courant anodique ne prend naissance au sein de la triode que lorsque le potentiel de la grille atteint et franchit une certaine grandeur, qui est la tension de cut-off, tension particulière que nous avons définie précédemment.
Sur le réseau de caractéristiques (même figure 4) nous voyons que le potentiel de la grille doit être supérieur à – 3 volts pour qu'apparaisse un courant anodique au sein de la triode.

Les tubes électroniques

La tension de cut-off est donc de – 3 volts, pour la triode de l'exemple, lorsque sa tension anodique est de **200 volts**, condition à ne pas oublier de préciser !
Toutes ces choses ne devraient pas vous sembler compliquées, leur compréhension ne demande en fait qu'un peu d'attention.
Il nous arrive souvent de nous répéter et nous craignons parfois de vous lasser...
Nous cherchons en réalité à soulager votre concentration d'esprit et nous n'avons pas trouvé d'autre moyen, nous espérons que vous voudrez bien nous en excuser...

RESEAU COMPLET DES CARACTERISTIQUES

Il est aussi commode qu'avantageux de réunir, en un seul et même graphique, le réseau des caractéristiques $I_a = f(U_a)$, à U_g constante et le réseau des caractéristiques $I_a = f(U_g)$, à U_a constante, comme nous le montre la figure 5.
Dans la partie de gauche du graphique nous retrouvons le réseau $I_a = f(U_g$, à U_a constante, cependant que le réseau $I_a = f(U_a)$, à U_g constante occupe la partie de droite de la même figure 5.
Sur ce dernier réseau (à droite) a été tracée l'**hyperbole de dissipation de puissance maximale**.
Il est bien évident que la triode est le siège du développement d'une certaine puissance, n'allons surtout pas croire que l'effet Joule oublierait ici de se manifester, ce serait vraiment naïf de notre part !
La puissance développée chez la triode a pour valeur le produit de la tension anodique U_a par l'intensité du courant anodique I_a.
Cette puissance développée est appelée **puissance anodique**, expression qui ne devrait pas vous surprendre...
Elle est désignée par le symbole P_a.

$$P_a = U_a \cdot I_a$$

Elle est exprimée en watts, si la tension anodique V_a est exprimée en volts et si l'intensité du courant anodique I_a est exprimée en ampères.
Pour chaque tube électronique proposé sur le marché (comme pour chaque transistor d'ailleurs !), le fabricant indique, dans la note technique d'accompagnement, une puissance anodique maximale admissible.
Il convient absolument de limiter la puissance anodique développée chez tout tube électronique s'entend, au-dessous de cette valeur maximale indiquée, sous peine d'endommager le tube, voire de lui faire connaître une fin prématurée !
Les anciens qui, par maladresse, ont ''surchauffé'' leurs ''lampes'', sont toujours restés très discrets quant à de tels exploits, ne vous moquez donc pas !

CONSTRUCTION D'UN RESEAU COMPLET A PARTIR DE L'UN DES DEUX RESEAUX

Disposant de l'un des deux réseaux de caractéristiques statiques, par exemple du réseau $I_a = f(U_a)$, à U_g constante, dessiné dans la partie de droite de la figure 5, il est bien facile de tracer l'autre réseau, celui des caractéristiques $I_a = f(U_g)$, à U_a constante, représenté dans la partie de gauche de la même figure 5...
Partant, dans la partie de droite du graphique, du point figuratif 150 volts, sur l'échelle horizontale (abscisse) des tensions anodiques U_a, nous ''montons'' verticalement jusqu'au point A, où cette verticale rencontre la courbe $I_a = f(U_a)$, pour $U_g = -2{,}5$ volts.
Le graphique nous dit que, lorsque la tension anodique U_a est de 150 volts, si la tension grille est de – 2,5 volts, l'intensité du courant anodique est alors de 10 milliampères.
Cette grandeur se lit sur l'échelle verticale (ordonnée) des intensités anodiques I_a, au point d'intersection de la droite horizontale passant par le point A avec l'échelle verticale des intensités I_a.
Prolongeons, vers la gauche, cette horizontale passant par le point A, jusqu'au point A', où elle rencontre, dans la partie de gauche du graphique, la verticale issue du point $U_g = -2{,}5$ volts, figuré sur l'échelle horizontale (abscisse) des grandeurs U_g.
Le point figuratif A' correspond à une valeur $I_a = 10$ mA, pour une grandeur $U_a = 150$ V, avec $U_g = -2{,}5$ V.
Est-ce vu?
Le point figuratif A' est situé sur la caractéristique $I_a = f(U_g)$, pour $U_a = 150$ V, lorsque la valeur de U_g est de – 2,5 V.
Le point A' est donc un point de la caractéristique $I_a = f(U_g)$, pour $U_a = 150$ V...
A partir du point $U_a = 150$ volts, situé sur l'échelle des tensions anodiques U_a, du réseau $I_a = f(U_a)$, à U_g constante, dans la partie de droite du graphique de la figure 5, nous déterminerons les autres points B, C, etc., correspondant aux valeurs des tensions de grille de – 5 V, – 7,5 V, etc., et nous pourrons, par le même procédé de construction graphique, déterminer les points B', C', etc., qui sont tous situés sur la caractéristique $I_a = f(U_g)$, pour $U_a = 150$ V, dans la partie de gauche du graphique de la figure 5.
C'est par ce moyen que nous tracerons, que nous obtiendrons la caractéristique $I_a = f(U_g)$, pour différentes valeurs prises par la tension grille U_g, cela pour une tension anodique U_a de grandeur, constante, de 150 V...
En recommençant les mêmes constructions graphiques, à partir de différents points situés sur l'échelle U_a du réseau $I_a = f(U_a)$, à U_g constante, nous tracerions les différentes courbes représentatives du réseau $I_a = f(U_g)$, à U_a constante, cela pour cha-

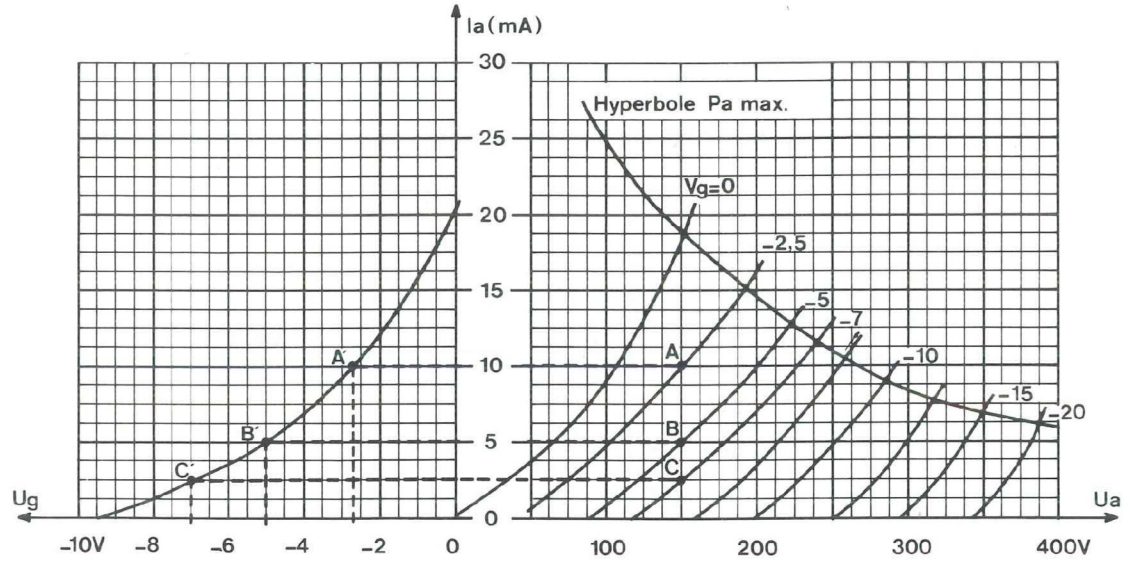


Fig. 5

cune des valeurs choisies sur l'échelle U_g.
Nous disposerions alors du réseau $I_a = f(U_g)$, pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique U_a, qui est le réseau dessiné dans la partie de gauche du graphique complet...
Il est bien évident que, par le même procédé, dans le sens inverse de construction graphique, nous pourrions tout aussi bien, à partir du réseau $I_a = f(U_g)$, à U_a constante, de la partie de gauche du graphique, que nous posséderions, tracer le réseau $I_a = f(U_a)$, à U_g constante, dans la partie de droite du graphique complet...

PENTE DE LA TRIODE

Nous allons maintenant introduire dans notre raisonnement un nouveau paramètre, celui de la pente s de la triode...

La pente s d'une triode est exprimée par le rapport de l'accroissement ΔI_a de l'intensité du courant anodique à l'accroissement ΔU_g du potentiel de polarisation de la grille qui en est la cause, la tension anodique ne variant pas.

$$s = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \text{ pour } U_a \text{ donnée.}$$

La pente est donc le rapport d'une grandeur intensité, normalement exprimée en ampères, à une grandeur tension, normalement exprimée en volts.
Cependant, pour la commodité, pour ''travailler'' avec des nombres comportant peu de décimales, il est convenu d'exprimer la pente en milliampères par volt, ce langage étant tellement plus pratique !
Si, pour une valeur donnée de la tension anodique U_a, une variation de 2 volts du potentiel U_g de grille provoque une variation de 10 mA du courant anodique I_a, la pente s de la triode considérée, pour la valeur particulière de la tension anodique donnée, a pour valeur :

$$s = \frac{10 \text{ mA}}{2 \text{ V}} = \frac{5 \text{ mA}}{1 \text{ V}}$$

5 milliampères par volt.

Si nous prenions l'ampère comme base d'expression, la grandeur de la pente de la triode de l'exemple s'énoncerait :

s = 0,005 ampère par volt.

Nous vous laisserons juges de la commodité du langage !

COEFFICIENT D'AMPLIFICATION DE LA TRIODE

Précédemment, nous avons découvert qu'une variation ΔU_g du potentiel de la grille engendre une variation importante ΔI_a de l'intensité du courant anodique, au sein de la triode.
Nous apprendrons ensemble à exploiter cette propriété, en étudiant l'amplification.

Réfléchissons !
Un signal injecté entre la grille et la cathode modifie le potentiel de la grille, dont il résulte une variation de l'intensité du courant anodique.
Ces variations d'intensité anodique

Les tubes électroniques

LA TRIODE (1ère PARTIE)

engendrent, dans une résistance (ou impédance) de charge intercalée entre le pôle (+) de la source d'alimentation et l'anode, des chutes de tension variant à l'image du signal injecté.

Nous avons étudié, avec les transistors (ouvrage "A la recherche de l'Electronique", tome II, éditions Fréquences), la fonction amplificatrice, nous verrons que les méthodes mises en œuvre avec la triode sont identiques...

Nous savons qu'une variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique peut, également, être engendrée par une variation ΔU_a de la tension anodique, rappelons-nous ce que nous avons vu à propos de la résistance interne ϱ.

Nous pouvons donc comparer une variation ΔU_a de la tension anodique, qui correspondrait à une variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique, à la variation ΔU_g de la tension de polarisation de la grille, qui provoquerait la même variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique.

Un tel rapport, de deux variations de grandeurs tensions, est un nombre "sans dimension".

Le nombre qui traduit de combien de fois la variation ΔU_a de la tension anodique est plus importante que la variation correspondante ΔU_g de la tension de polarisation de la grille est le paramètre appelé coefficient d'amplification de la triode, désigné par K.

$$K = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}, \text{ pour } \Delta I_a \text{ donnée.}$$

EQUATION FONDAMENTALE DE LA TRIODE

Formons le produit $\varrho \times s$, produit de la résistance interne ϱ, de valeur $\frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$, par la pente s, de valeur $\frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$.

$$\varrho . s = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} . \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$$

Les termes ΔI_a disparaissent et il nous reste :

$$\varrho . s = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$$

Comme nous savons que le coefficient d'amplification K est exprimé par le rapport $\frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$, nous avons donc :

$$K = \varrho . s$$

Cette intéressante formule permet d'évaluer le coefficient d'amplification d'une triode, connaissant sa résistance interne ϱ et sa pente s, paramètres qui sont toujours indiqués par le fabricant !

Si nous produisons simultanément un accroissement ΔU_a de la tension anodique et un accroissement ΔU_g de la tension grille, le courant anodique la subit un accroissement qui a pour grandeur la somme des accroissements élémentaires provoqués par chacune des causes considérée seule, mais si, mais si !

Appelons ΔI_a la variation totale de l'intensité du courant anodique.

Cette variation ΔI_a est la somme de la variation élémentaire ΔI_{a1} (du courant anodique) due à l'accroissement ΔU_a de la tension anodique et de la variation élémentaire ΔI_{a2} (du courant anodique) due à l'accroissement ΔU_g de la tension grille.

$$\Delta I_a = \Delta I_{a1} + \Delta I_{a2}$$

Par définition de la résistance interne ϱ de la triode :

$$\varrho = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a},$$

lorsque la tension anodique croît, seule, de ΔU_a, l'accroissement de l'intensité du courant anodique a alors pour valeur ΔI_{a1}.

Nous écrirons :

$$\varrho = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_{a1}},$$

ce qui nous donne :

$$\Delta I_{a1} = \frac{\Delta U_a}{\varrho}$$

Par définition de la pente s de la triode, $s = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$, lorsque la tension de grille croît, seule, de ΔU_g, l'accroissement de l'intensité du courant anodique est alors de ΔI_{a2}.

Nous écrirons :

$$s = \frac{\Delta I_{a2}}{\Delta U_g},$$

ce qui nous donne :

$$\Delta I_{a2} = s . \Delta U_g$$

En cas de variations simultanées ΔU_a, de la tension anodique et ΔU_g, de la tension grille, la variation ΔI_a de l'intensité du courant anodique a pour valeur la somme des variations élémentaires

$$\Delta I_{a1} + \Delta I_{a2}$$

Nous avons donc :

$$\Delta I_a = \Delta I_{a1} + \Delta I_{a2},$$

avec $\Delta I_{a1} = \frac{\Delta U_a}{\varrho}$

et $\Delta I_{a2} = s . \Delta U_g$

Donc

$$\Delta I_a = (\frac{\Delta U_a}{\varrho}) + (s . \Delta U_g)$$

Multiplions tous les termes par ϱ, nous avons :

$$\varrho \Delta I_a = \varrho \frac{\Delta U_a}{\varrho} + (\varrho . s . \Delta U_g)$$

Comme nous savons que $K = \varrho . s$, nous obtenons :

$$\varrho . \Delta I_a = \Delta U_a + (K . \Delta U_g)$$

Cette relation est l'équation fondamentale de la triode.

Nous venons d'étudier les caractéristiques statiques de la triode, nous avons défini ses paramètres, nous avons établi son équation fondamentale.

Nous pouvons maintenant, comme promis, passer à l'exploitation de ses propriétés amplificatrices, ce qui devrait vivement vous intéresser !

à suivre...

Georges Matoré

INITIATION AUX AMPLIS À TUBES

de Jean Hiraga

Mieux qu'une simple initiation aurait pu le faire, cet ouvrage tant attendu évoque bien une encyclopédie didactique de l'amplification à tubes menée sous la plume alerte et à la curiosité pertinente du maître français en la matière : Jean Hiraga. Il récidive avec un sujet qu'il connaît et traite avec le même brio que "les haut-parleurs" où historique , théorie, illustrations nombreuses et inédites voisinent en parfaite harmonie. Pour tout savoir sur les tubes audio, pour saisir leur actualité encore bien chaude, il est désormais un ouvrage consacré à cette seule science. Qu'on se le dise !

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles
Bon de commande à retourner à

EMPPS

DÉPARTEMENT EDITIONS FRÉQUENCES,
1 Bd Ney 75018 Paris

Je désire recevoir Initiation aux Amplis à tubes au prix de 182 F (170 F + 12 F de port)
ci-joint mon réglement par chèque bancaire ou CCP

NOM : .....

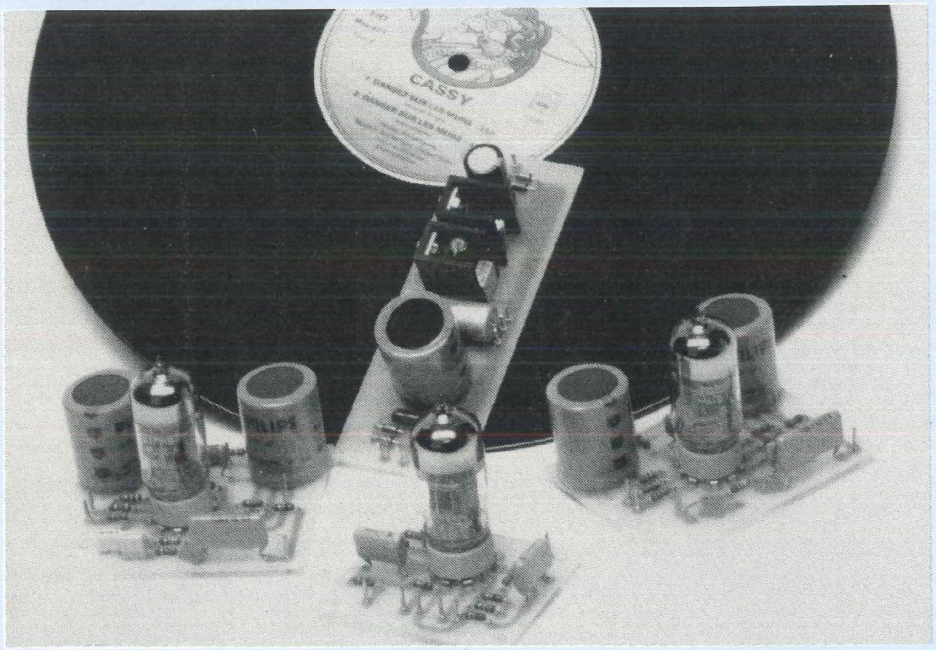
PRÉNOM : .....

ADRESSE : .....

CODE POSTAL : .....

VILLE : .....

PREAMPLIFICATEURS A TUBES AVEC TRIODES ECC 83



Comme nous le mentionnions dans notre n° 126, les préamplificateurs à tubes sont devenus de plus en plus rares sur le marché international de la haute-fidélité. Ce sont des maillons de haut de gamme dont le prix atteint et dépasse même parfois les 10 000 F. La conception et la réalisation d'un préamplificateur à tubes sont beaucoup moins difficiles que l'on pourrait croire. Le câblage est plus aéré que dans un montage transistorisé, une double triode ECC 83 par exemple occupant en effet une surface d'implantation sur le circuit imprimé beaucoup plus importante qu'un double transistor encapsulé dans un boîtier TO5. Si l'on s'en tient à l'usage de tubes de standard Noval encore disponibles aujourd'hui chez bon nombre de revendeurs de pièces détachées, la réalisation pratique d'un préamplificateur ne doit pas poser de problèmes, d'autant moins d'ailleurs que le tube resurgit ces derniers temps en force dans le domaine de la haute-fidélité à notre grande satisfaction. Les lecteurs qui ont eu l'occasion de se rendre au salon Hi-Fi 95 au Palais des Congrès de Paris au mois de mars auront pu le constater.

On a trop tendance à croire que l'évolution des techniques est toujours positive et que les nouveaux produits mis à notre disposition doivent inévitablement détrôner et enterrer ceux existants, puisque plus performants... Si c'est vrai avec les transistors et les circuits intégrés dans le domaine de l'électronique en général et de l'informatique en particulier, il n'en est rien dans celui qui nous intéresse, la Hi-Fi, l'audio, le son.

Citons également le cas des CD qui remplacent depuis une bonne dizaine d'années les disques vinyls et qui n'ont de vraiment positif que le fait qu'ils n'aspirent pas la poussière et qu'il ne faille pas les retourner. Laissons de côté l'aspect commercial qui est, lui, très positif ! Du point de vue purement musical, nous n'écoutons plus que de la musique synthétique, artificielle, de la musique sans vie, froide, certes parfois spectaculaire à fort niveau mais manquant cruellement d'informations, de micro-informations à faible niveau.

Comme le soulignait M. Matoré dans notre précédent numéro, à juste titre, en abordant son cours sur les tubes électroniques : ''si les transistors avaient été inventés d'abord, au lieu des ''lampes'', l'apparition des tubes eût été accueillie à grands bravos...''

Pendant des dizaines d'années on a parlé de nostalgie, les ''tubes à papa'', sans prendre le temps d'écouter (ou de pouvoir écouter) les différences flagrantes de restitution d'une quelconque œuvre musicale au travers d'un ampli à transistors puis d'un ampli à lampes.

Beaucoup de musiciens professionnels ont su, eux, faire la différence de tout temps et préfèrent toujours jouer sur des amplis ''à lampes'', le ''son tubes'', disent-ils.

Pour vous donner l'occasion d'apprécier vous aussi les qualités des tubes, nous allons vous proposer quelques montages, de quoi

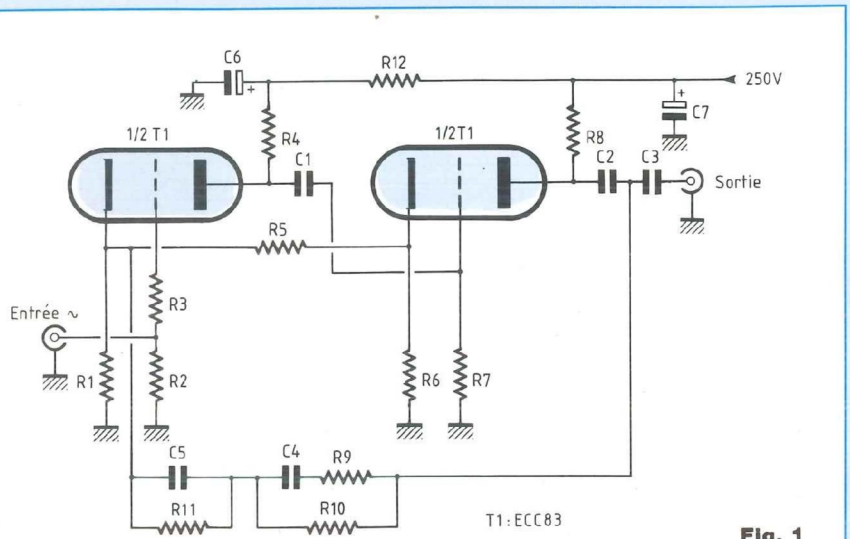


Fig. 1

vous équiper sans vous ruiner et vous permettre de comparer : tubes ou transistors... Pour nous, le choix est fait !

LE TUBE ECC83 EN PREAMPLIFICATION

• CORRECTEUR RIAA POUR CELLULE MAGNETIQUE

Cet étage amplificateur en tension est équipé d'un tube ECC83, une double triode comme l'indique la figure 1. Le signal de faible amplitude est appliqué sur la grille du premier étage comme il se doit, celle-ci est polarisée par les résistances R2 et R3. La résistance de charge est de 47 kΩ (R2), valeur typique pour une cellule magnétique.

La cathode est polarisée par R1, une résistance de 2,2 kΩ tandis que l'anode est chargée par R4 de valeur 220 kΩ.

Une cellule de filtrage R12/C6 permet d'obtenir une haute tension de 270 V.

L'anode (ou plaque) étant donc polarisée à un potentiel élevé, le condensateur C1 permet de prélever le signal alternatif amplifié afin de l'appliquer sur la grille de l'autre demi-ECC83 tout en bloquant la tension continue. Cette deuxième grille est polarisée par une résistance de valeur beaucoup plus élevée, R7 - 1 MΩ.

La résistance de cathode R6 descend à 1,2 kΩ et celle d'anode R8 à 100 kΩ.

La haute tension est ici de 280 V.

Les condensateurs de filtrage C6 et C7 permettent d'obtenir de ce préamplificateur un excellent rapport signal/bruit et une excellente stabilité.

Les condensateurs C2 et C3, tout comme le fait C1, permettent de stopper le continu. Ils laissent travailler correctement la contre-réaction sélective composée des deux cellules R-C dont le rôle, rappelons-le, est d'amplifier les basses fréquences et d'atténuer les fréquences élevées selon un standard R.I.A.A.

Les fréquences d'interventions sont situées à 50 Hz, 500 Hz et 2 120 Hz.

Les cathodes sont couplées entre elles par la résistance R5 - 120 kΩ qui assure une réaction positive.

Les faibles signaux alternatifs fournis par la cellule magnétique (de l'ordre de 5 mV) sont appliqués aux bornes de la résistance R2. Ils vont modifier le potentiel de cette grille. Il en résulte une variation du courant anodique et donc inévitablement une variation de la tension anodique, tension aux bornes de la résistance de charge R4. Le deuxième étage est identique, le signal alternatif amplifié une première fois est appliqué aux bornes de la résistance de polarisation de la grille de l'autre demi-triode ECC83. La valeur de cette résistance R7 est 20 fois plus élevée que pour le premier étage, puisque portée à 1 MΩ.

Les variations ΔUg vont se répercuter aux bornes de la résistance de plaque R8 et engendrer une tension ΔUa qui est prélevée par les condensateurs C2 et C3. Disons plutôt que ces condensateurs se laissent traverser par le signal alternatif et qu'ils bloquent la tension continue présente sur l'anode.

A peu de choses près, cet étage est identique à celui que nous vous avions proposé dans notre n°126, section R.I.A.A. du préamplificateur Dynaco PAS. Bien que simple, ce circuit donne d'excellentes performances.

• CORRECTION LINEAIRE POUR MICROPHONE

Ce même étage peut également servir à l'amplification de signaux issus d'un microphone (guitare électrique par exemple).

Dans ce cas, il n'y a pas lieu de modifier l'amplification du signal en fonction de la fréquence, comme c'est le cas pour la lecture d'un disque vinyl. Il faut donc supprimer les condensateurs C4 et C5. La contre-réaction devant être de 39 kΩ, il suffit simplement de garder la résistance R10, remplacer R11 par un strap et ôter les éléments C5, C4, R9.

• REALISATION DU MODULE PREAMPLIFICATEUR

— Le circuit imprimé

Celui-ci vous est proposé à la figure 2 à l'échelle 1, donc directement reproductible. Comme nous l'avons mentionné en début d'article, le tube permet des implantations aérées, nous le constatons ici. Les pistes sont larges et cette implantation ne pose aucun problème de gravure.

Le circuit est prévu pour un étage de

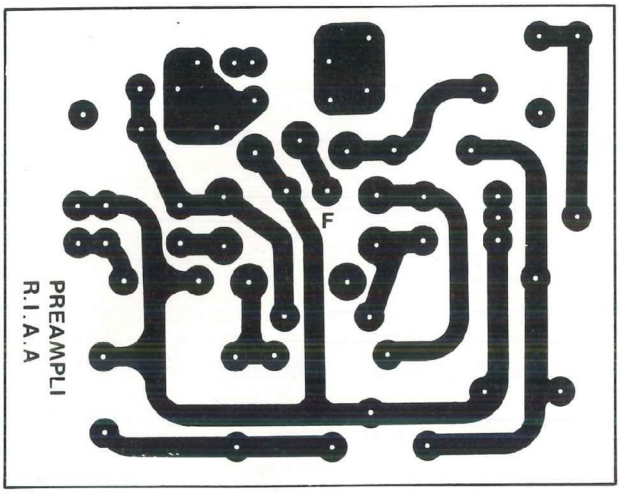


Fig. 2

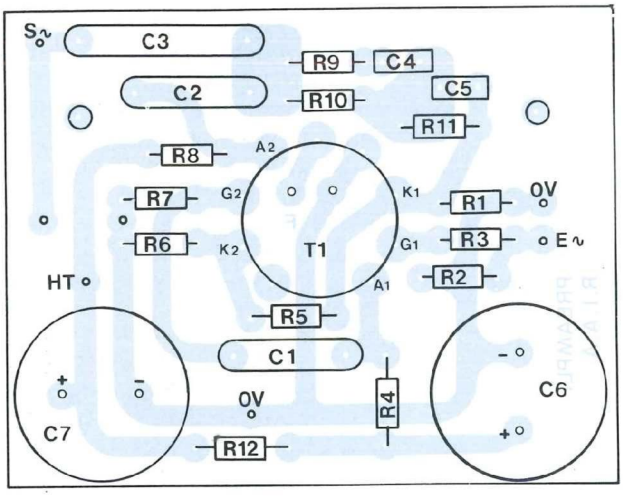


Fig. 3

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

PREAMPLIFICATEUR

Pour une version stéréophonique, prévoir en double exemplaire.

- **Résistances à couche métallique ± 5% - 1/2 W ou 1 W**

R1 - 2,2 kΩ
R2 - 47 kΩ
R3 - 4,7 kΩ
R4 - 220 kΩ
R5 - 120 kΩ
R6 - 1,2 kΩ
R7 - 1 MΩ
R8 - 100 kΩ
R9 - 1,5 kΩ
R10 - 39 kΩ
R11 - 620 kΩ
R12 - 22 kΩ

- **Condensateurs**

C1 - 47 nF/400 V
C2 - 47 nF/400 V
C3 - 220 nF/400 V
C4 - 1,5 nF/63 V
C5 - 4,7 nF/63 V
C6, C7 - 100 µF/385 V

- **Tube électronique**

T1 - ECC83 avec support Noval pour C.I.

ADAPTATEUR

- **Résistances à couche métallique ± 5% - 1/2 W ou 1 W**

R1 - 680 Ω
R2 - 27 kΩ
R3 - 1 MΩ
R4 - 1 MΩ
R5 - 1 kΩ

- **Condensateur**

C1 - 1 µF/100 V

- **Tube électronique**

T2 - ECC83 avec support Noval pour C.I.

préamplification (une seule triode ECC83). Pour une utilisation avec une cellule magnétique, donc en stéréophonie, la gravure de deux plaquettes est nécessaire. Par contre, en linéaire pour un microphone, un C.I. suffit dans le cas d'une guitare électrique.

— Câblage du module

Le plan de câblage de la figure 3 permet d'insérer les composants aux bons endroits. Attention à l'orientation des condensateurs chimiques C6 et C7.

Le support du tube de type Noval 9 broches possède un détrompeur (absence de la 10e broche), il ne peut y avoir d'erreur d'orientation.

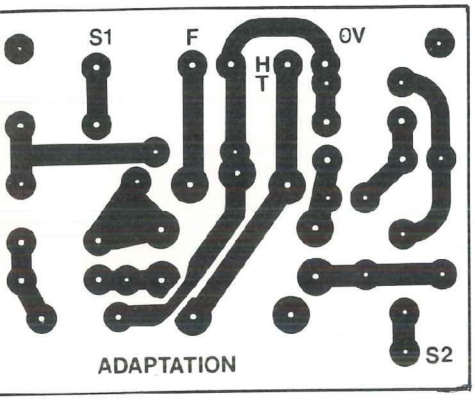


Fig. 5

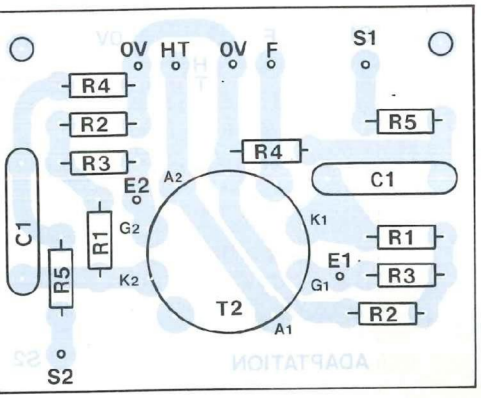


Fig. 6

Nota : Pour la réalisation d'un préamplificateur micro, les composants R9, R11, C4 et C5 sont à supprimer. Ne pas oublier de mettre un strap à la place de R11.

Pour optimiser les performances de cette réalisation, il est préférable de n'utiliser que des résistances à couche métallique, si possible le modèle 1 watt. Elles sont disponibles à Paris chez Saint Quentin Radio.

Le module câblé et vérifié (bonnes valeurs en fonction de la nomenclature), dissoudre la résine au trichloréthylène et pulvériser une couche de vernis.

L'ECC83 EN CATHODE FOLLOWEUR

Le circuit amplificateur en tension proposé précédemment présente inévitablement une impédance de sortie élevée peu souvent compatible avec les étages suivants à piloter. La solution très simple est de raccorder notre première étude à un "suiveur cathodique". Le schéma vous est proposé à la figure 4. Il s'agit d'un "plaque à la masse" comparable à un collecteur commun chez le transistor. Ici pas de résistance de plaque, l'anode est directement reliée à la haute tension. C'est un amplificateur à résistance négative de tension (RNT), série pour lequel le gain en tension β est égal à 1. La résistance négative est donc totale.

L'impédance de sortie résulte de l'association parallèle de ϱ et de la résistance de charge Rk :

$$Zs = \frac{\varrho Rk}{\varrho + Rk(1+K)}$$

avec :

ϱ : résistance interne du tube ;

K : coefficient d'amplification égal à $\varrho.S$.

Le montage présente donc une impédance d'entrée très grande et une impédance de sortie très faible, ce que nous recherchons.

Ce schéma a été utilisé entre autres par Marantz.

- **REALISATION DU MODULE**

— **Le circuit imprimé**

Il vous est proposé en figure 5. Comme le tube ECC83 est une double triode, ce montage a été étudié pour une version stéréophonique.

Peu de composants sont nécessaires au bon fonctionnement de cet étage adaptateur, la surface du C.I. est donc réduite.

— **Le câblage**

Le plan de câblage de la figure 6 doit

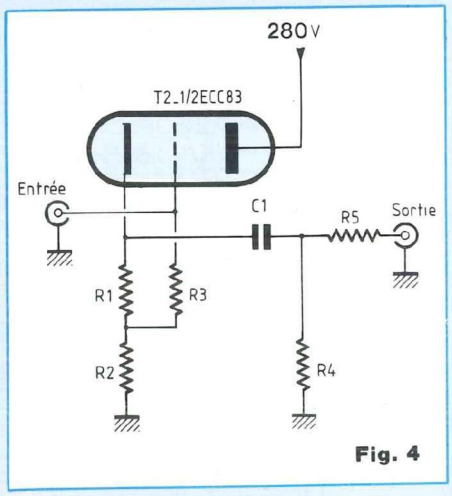


Fig. 4

vous permettre de mettre en place et de souder tous les composants sans erreur.

Comme le module est stéréophonique, nous retrouvons deux fois les mêmes repères mais évidemment une seule fois dans la nomenclature. Ici encore, utilisez des composants de qualité même si ce module n'a pas de vocation amplificatrice.

L'ALIMENTATION HAUTE ET BASSE TENSION

Les tubes électroniques nécessitent deux tensions d'alimentation, dont l'une, la basse tension, est réservée au chauffage des filaments des ECC83.

Nous avons vu dans notre n° 126 que le chauffage des filaments est un point important à ne pas négliger et que les meilleurs résultats sont obtenus en leur appliquant une tension continue plutôt qu'alternative.

Le brochage de cette double triode vous est rappelé en figure 7. Trois broches permettent d'accéder aux filaments dont une mentionnée PM ne sert que pour le chauffage en 6,3 V. Une tension de 12 V est, elle, directement applicable aux broches F, c'est cette solution que nous avons choisie pour nos modules.

Le schéma de notre alimentation vous est proposé en figure 8. La stabilisation est identique pour la haute

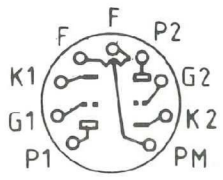


Fig. 7

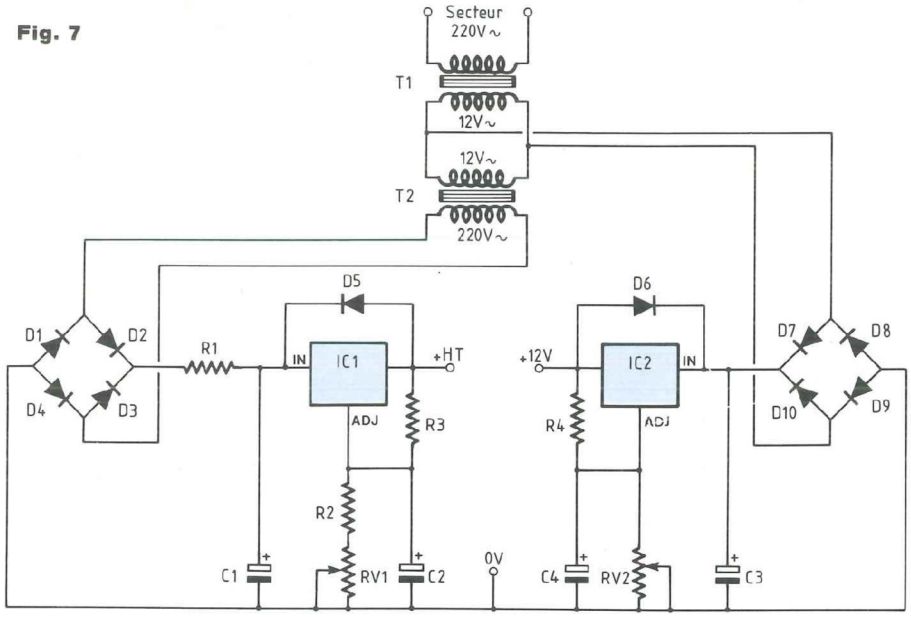


Fig. 8

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIMENTATION

• Résistances

R1 - 150 Ω/3 W bob.
R2 - 22 kΩ/3 ou 7 W bob.
R3 - 100 Ω/0,5 W
R4 - 120 Ω/0,5 W

• Ajustables multitours

RV1 - 10 kΩ
RV2 - 5 kΩ

• Condensateurs

C1 - 100 µF/385 V
C2 - 10 µF/450 V
C3 - 2 200 µF/16 V
C4 - 10 µF/35 V

• Semiconducteurs

IC1, IC2 - LM317T
D1, D2, D3, D4 - 1N4007
D5 - Zener 39 V/1,3 W
D6 - Zener 39 V/1,3 W
D7, D8, D9, D10 - 1N4007

• Divers

2 dissipateurs pour TO220
T1, T2 - transformateurs 220 V/12 V/18 ou 25 VA
Visserie de 3 mm
Picots à souder

et la basse tension. Chacune utilise un régulateur LM317T.
Une astuce a été utilisée pour la haute tension, nous avons mis à profit la réversibilité d'un transformateur. Un premier élément T1 est relié classiquement au réseau EDF/220 V et fournit ainsi une tension alternative au secondaire de 12 V. T2, quant à lui (identique à T1) a son secondaire de 12 V relié à celui de T1, il fournit de ce fait une tension de 220 V~ et sert donc d'élévateur de tension, notre haute tension H.T.
La haute tension est redressée par un pont de diodes D1 à D4 de type 1N 4007. Elle est filtrée énergiquement par le condensateur C1 d'une valeur de 100 µF/385 V.
La résistance R1 sert de limiteur de courant et permet au condensateur C1 de se charger avec une constante de temps $\theta = R1.C1$, soit :

$$150 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 0{,}015 \text{ s.}$$

On évite ainsi d'appliquer brutalement la haute tension au régulateur IC1 qui est ici de

$$220 \text{ V } \sqrt{2} = 310 \text{ V.}$$

Nous savons que la différence de tension IN-OUT que peut supporter un régulateur LM317T est de 40 V, la HT régulée ne doit donc pas descendre au-dessous de 270 V. Une résistance tampon R2 évite une possible destruction de IC1 à la première mise sous tension si le curseur de RV1 est en position haute (court-circuit).

Une valeur de 22 kΩ permet d'avoir une haute tension minimale de :

$$U_{HT} = 1{,}25\left(1 + \frac{R2}{R3}\right)$$

soit avec R3 = 100 Ω

$$U_{HT} = 1{,}25\left(1 + \frac{22\,000}{100}\right) \# 276 \text{ V}$$

L'ajustable RV1 permet ensuite de porter cette haute tension à 280 V.
Le condensateur C2 sert de découplage et élimine tout risque de bruit thermique qui pourrait se manifester, une sorte de souffle.
La basse tension est traitée comme précédemment, le 12 V est redressé par le pont de diodes D7 à D10 puis filtré par C3, une forte capacité de 2 200 µF/16 V. A vide, elle est chargée à $12\sqrt{2}$ volts soit # 16,95 V.

• REALISATION DU MODULE

— Le circuit imprimé

Il fait l'objet de la figure 9. L'implantation est prévue pour recevoir tous les composants à l'exception des transformateurs bien entendu.

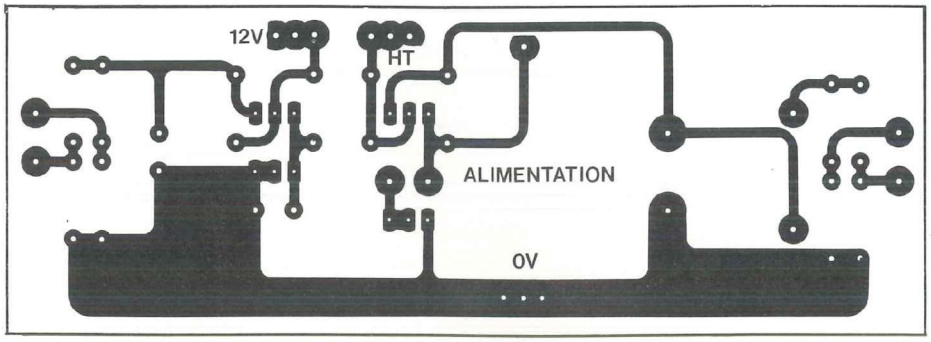


Fig. 9

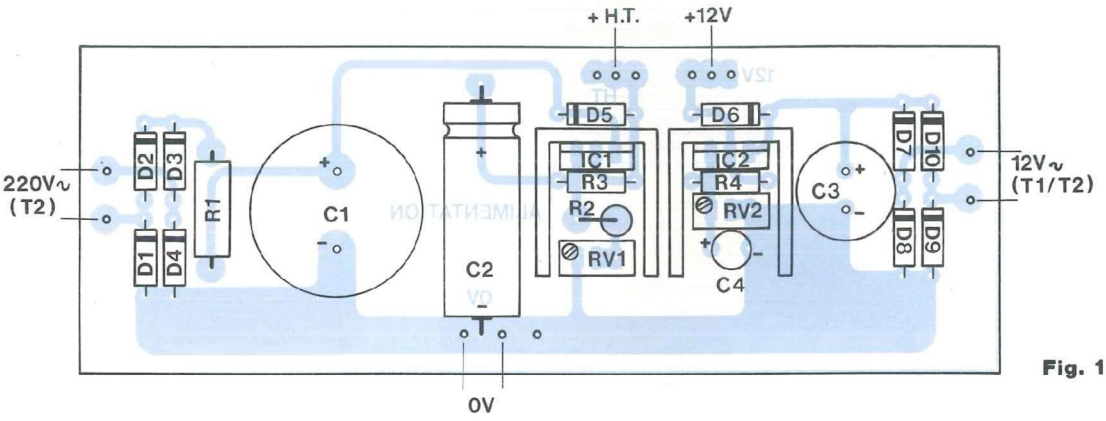


Fig. 10

Comme les autres circuits, il est simple à reproduire, quel que soit le procédé de gravure mis en œuvre. Un seul exemplaire suffit.
Quelques pastilles ont une surface plus importante, certaines permettent d'y souder des picots d'interconnexions (ou des fils de fort diamètre), d'autres des queues de composants au diamètre de 1,5 mm.

— Le câblage

La mise en place des divers composants sur le C.I. est indiquée en figure 10. Veiller à une bonne orientation des 10 diodes.
La résistance bobinée R2 est soudée debout. Elle peut être de type 3 ou 7 watts.
Les régulateurs LM317T sont munis de dissipateurs (résistance thermique # 15°C/W).
Attention, le condensateur C2 doit être isolé à 450 V (350 V minimum).

— Mise sous tension

Les deux transformateurs d'alimentation étant reliés entre eux, comme l'indique le schéma de principe de la figure 8, il ne reste plus qu'à appliquer le 220 V~ de T2 au pont de diodes D1 à D4 et le 12 V~ au pont de diodes D7 à D10.
Raccorder ensuite le primaire de T1 au réseau EDF et effectuer les deux réglages, la H.T. de 280 V au moyen de RV1 et le 12 V destiné au chauffage des filaments avec RV2.

ESSAIS

• LE PREAMPLIFICATEUR POUR VINYLS

Raccorder celui-ci au module alimentation au niveau de la haute tension (picot HT) et la masse (picot 0 V).
Ne pas oublier le chauffage filaments, les pastilles se trouvant sous le tube ECC83. La pastille marquée F reçoit le fil + 12 V, l'autre pastille, comme l'indique le tracé des pistes cuivrées, est reliée à la masse (0 V). C'est cette mise à la masse qui, lors de nos premiers essais, nous a donné les meilleurs résultats tant pour le bruit que pour la stabilité du préamplificateur.
Mettre l'alimentation sous tension et vérifier les potentiels HT et + 12 V. Attention aux doigts qui traînent, la haute tension est de 280 volts !
Sur la maquette, nous avons relevé 275 V et 262 V pour la première demi-triode après la résistance de 22 kΩ.
Les tensions de cathode sont de 1,2 volt pour l'étage d'entrée (tension aux bornes de 2,2 kΩ) et de

PREAMPLIFICATEURS A TUBE TRIODE ECC83

1,17 volt pour le deuxième étage.
En appliquant un signal de 11 mV à l'entrée du préamplificateur (minimum de notre générateur) à une fréquence de 1 kHz, nous retrouvons en sortie une amplitude de 215 mV, soit un gain de 20.
L'oscillogramme A nous montre les signaux obtenus (en haut signal d'entrée).

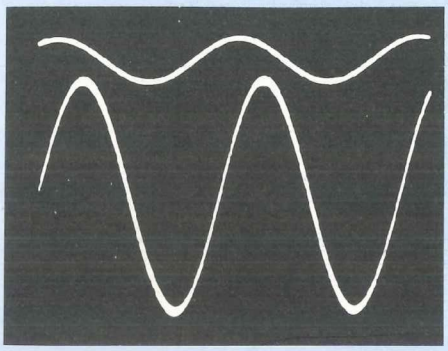
En injectant un signal sinusoïdal de 11 mV à la fréquence de 50 Hz, celui de sortie a une amplitude de 1,54 V, soit un gain de 140. La saturation de cette entrée à 50 Hz n'intervient qu'à partir d'un signal de 210 mV !

• LE PREAMPLIFICATEUR POUR MICROPHONE

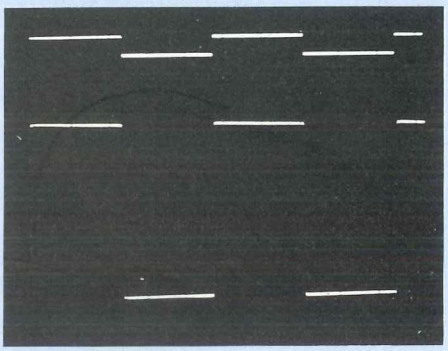
Le module est identique à celui testé précédemment, excepté que la contre-réaction est linéaire (résistive), donc sans influence avec la fréquence du signal d'entrée injecté. A 1 kHz et pour un signal d'entrée sinusoïdal de 11 mV, celui en sortie est amplifié à 152 mV, soit un gain voisin de 14.
L'oscillogramme B nous montre un signal carré à cette même fréquence de 1 kHz. Le fait d'utiliser une double triode nous permet de prélever le signal amplifié en sortie en phase avec celui d'entrée.
La saturation intervient pour un signal d'entrée (à 1 kHz) de 1,08 V.

Bernard Duval

Ocillogramme A.



Oscillogramme B.

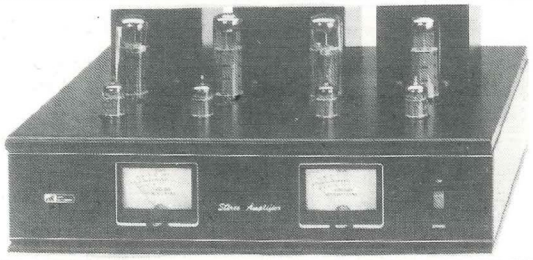


COMELEC s.a.r.l.

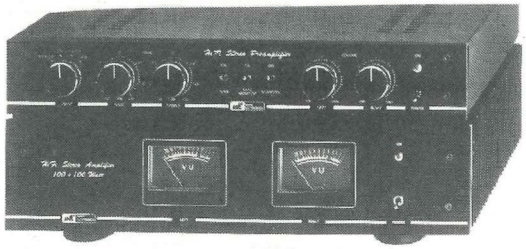
Capital : 50.000 Frs
B.P. 1241 - Z.I. des PALUDS - 13783 AUBAGNE Cedex
Tel: 42.82.96.38 - Fax: 42.82.96.51

OFFRE EXEPTIONNELLE

KIT COMPLET AMPLI HI-FI à LAMPES EL34 - 2X55W Musicaux - 3100 Frs
KIT COMPLET AMPLI HI-FI à LAMPES KT88 - 2X80W Musicaux - 3700 Frs
KIT COMPLET PREAMPLIFICATEUR à LAMPES - 1990 Frs



KIT COMPLET AMPLIFICATEUR HI-FI à TRANSISTORS IGBT 2X100W RMS sur 8 Ohms - 1700 Frs ou 1820 Frs avec ANTI - BUMP
KIT COMPLET PREAMPLIFICATEUR à TRANSISTORS FET - 1250 Frs



Tous les kits sont complet avec circuits imp. Etamés, connectique, coffret percé et gravé, boutons, visserie, notice de montage etc.
Expédition dans toute la France, chèque à la commande port 150.00 Frs en C.R. 180.00 Fr.
Nous disposons de nombreux autres kits, demandez notre catalogue général contre 3 timbres au tarif lettre.

BON DE COMMANDE

Pour compléter votre collection de LED

à adresser aux EDITIONS PERIODES
service abonnements
1, boulevard Ney 75018 PARIS

30 F le numéro (frais de port compris)

Je désire : .... n° 65 ☐ .... n° 79 ☐ .... n° 81 ☐
... n° 92 ☐ ... n° 96 ☐ ... n° 101 ☐ ... n° 102 ☐
... n° 104 ☐ ... n° 106 ☐ ... n° 107 ☐ ... n° 109 ☐
... n° 110 ☐ ... n° 112 ☐ ... n° 113 ☐ ... n° 115 ☐
... n° 116 ☐ ... n° 117 ☐ ... n° 118 ☐ ... n° 119 ☐
... n° 120 ☐ ... n° 121 ☐ ... n° 122 ☐ ... n° 123 ☐
... n° 124 ☐ ... n° 125 ☐ ... n° 126 ☐ ... n° 127 ☐
... n° 128 ☐

Les numéros non mentionnés sont épuisés.
(Indiquer la quantité et cocher les cases correspondantes au numéros désirés).

Je vous fais parvenir ci-joint le montant
de..... F par CCP ☐ par chèque bancaire ☐ par mandat ☐

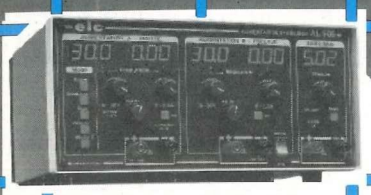
Mon nom :.....
Mon adresse :.....
.....

(Ecrire en CAPITALES, S.V.P.)

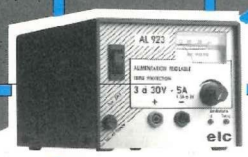
elc

CONSTRUCTION ÉLECTRONIQUE

PRIX TTC

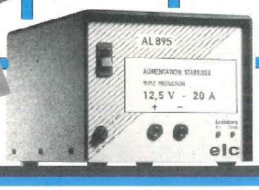


2 x 0 - 30V 2,5A ou 0 - 60V 2,5
ou 0 - 30V 5A 3500 F
et 5V 2,5A ou 1 - 15V 1A



3 - 30V 5A 930 F

1Hz - 1MHz 1632 F



1Hz - 200KHz 1650 F

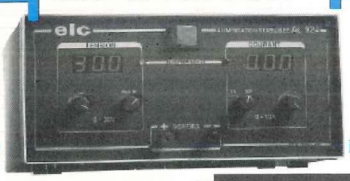
2 X 0 - 30 V 5A 3400 F

NOUVEAU AL 941

1à 15 V 0 à 3A
et chargeur de batteries 850 F

11MHz 3000 F

3 - 12V 1A 250 F



0 - 30V 10A 27

12,5V 3A 355 F
12,5V 5A 445 F

0,02Hz - 2MHz 3150 F

12V 2A
300 F

Ajust. de 10 à 15V

NOUVEAU AL 942

1à 30 V 0 à 2A
et chargeur de batteries 890 F

0 - 30V 5A

IX SYNTH. 11850 F

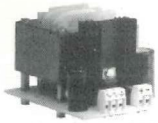
12V 1A 237 F

Cordons sili.
de 59 à 64 F

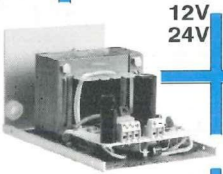
Sondes
1/1 et 1/10 168 F

3 - 15V 4A 500 F

1Hz - 600MHz - 8Dig. 1890 F



12V 1A 185 F
24V 1A 200 F

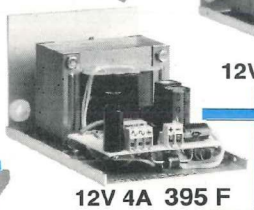


12V 2,5A 330 F

NUMERIQUES 3 1/2 digits
Config. calibre et tension
DV932 310 F DA933 320 F

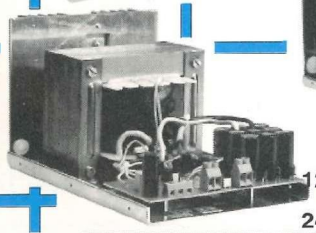
Pinces

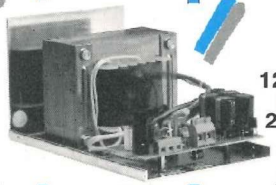
VHF - UHF 4950 F



12V 4A 395 F

Analogiques





12V 10A 650 F
24V 5A 650 F

12V 20A 1175 F
24V 10A 1150 F

LCD 3d.1/2 220 F

Je souhaite recevoir une documentation sur :
☐ **Alim. Rég.** ☐ **Alim. Fixes** ☐ **Générat.** ☐ **Sondes**
Autres produits à préciser .....
Nom .....
Adresse .....
Ville .....

Ecrire à :
elc service 104
59 avenue des Romains
74000 ANNECY
☎ 50.57.30.46 - Fax 50.57.45.19

☐ Catalogue général (Joindre 5 timbres à 2,80 F)

la qualité au sommet

En vente chez votre fournisseur de composants électroniques ou les spécialistes en appareils de mesure

Les prix sont donnés à titre indicatif

St Quentin Radio

6 rue de St Quentin, 75010 PARIS
Tél (1) 40 37 70 74 – Fax (1) 40 37 70 91

MC 68705P3S . 45F pièce / 39Fpièce par 13

BUK455/60 ..... 15F	LT1028 ..... 59F	MPSA 92 ..... 2,50F	TDA 7250 ..... 44F
IRF 150 ..... 80F	LM3886 ..... 60F	NE 5532AN 12F	2N3055 ..... 9F
IRF 530 ..... 11F	MJ15001 ..... 21F	NE 5534AN 10F	2N3440 ..... 5F
IRF 540 ..... 20F	MJ15002 ..... 26F	SSM 2013 ..... 45F	2N3819 ..... 4,50F
IRF 840 ..... 18F	MJ15003 ..... 22F	SSM2017 ..... 30F	2N3866 ..... 16F
IRF 9530 ..... 16F	MJ15004 ..... 23F	SSM2018 ..... 60F	2N3904 ..... 2F
LF 356N 9F	MJ15024 ..... 33F	SSM2120P 70F	2N3906 ..... 2F
LM317T 7F	MJ15025 ..... 46F	SSM2139 ..... 30F	2N5401 ..... 3F
LM 317K 20F	MJE 340 ..... 5F	SSM2141 ..... 30F	2N5416 ..... 6,5F
LM 317HVK 62F	MJE 350 ..... 5F	SSM2142 ..... 50F	2N5551 ..... 3F
LM 337T 12F	MPSA 06 ..... 2F	SSM2210 ..... 35F	Prix par 10 et 25 pièces (même référence)
LM 395T 27F	MPSA 56 ..... 2F	SSM 2220 ..... 40F	
LM 675T 55F	MPSA 42 ..... 2,5F	TDA 1520B 22F	

TUBES ÉLECTRONIQUES

ECC 83 ..... 60F	Support de tube et transformateur : prix sur demande
ECC82 ..... 60F	
EL34 ..... 110F	
EF86 ..... 60F	

RADIATEUR CO1161P/ PR208

150mm 93F
200mm 139F

FICHES XLR AUDIO NEUTRIK

	par 1	par 10
3 br. mâle	30F	27F
3 br. femelle	35F	31F
3 br. chassis mâle	30F	27F
3 br. chassis fem.	35F	31F

JACK PROFES. NEUTRIK

	par 1	par 10
MONO 6,35mm	22F	19F
STETREO 6,35mm	30F	27F

CONDENSATEURS

C039 SIC SAFCO
4700µF/63V 92F
4700µF/100V 165F
10000µF/63V 155F
10000µF/100V 295F
22000µF/63V 295F
22000µF/100V 595F
(18A/100Hz à 85°C)

FELSIC 85 /SIC SAFCO
22000µF/100V 270F
(13,9A/100Hz à 85°C)

FAIBLE RÉSISTANCE SÉRIE VISHEY
22000µF/100V 595F
(24A/100Hz à temp. <40°C)
dim 76x114mm

POTENTIOMETRE SFERNICE P11V

Potentiomètre piste CERMET 1WATT/70°C, axe de 6mm – Long. 50mm pour circuits imprimés.

LINÉAIRE SIMPLE : 470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M **29F**

LOGARYTHMIQUE SIMPLE : 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K,100K, 220K, 470K, 1M **34F**

DOUBLE LINEAIRE : 2x2K2 , 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K **48F**

DOUBLE LOGARYTHMIQUE : 2x2K2 , 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K **58F**

CÂBLE AUDIO PROFESSIONNEL

GOTHAM
GAC 1 : 1 cd blindé 5,3mm rouge ou noir ..... 12F le m
GAC 2 : 2 cds blindés 5,4mm ..... 12F le m

MOGAMI
2534 : 4 cds blindés (symétrique) 6mm ..... 20F le m
2592 : 2 cds blindés 6mm ext ..... 12F le m

CÂBLE NEGLEX POUR HP
2972 : 4cds de 2mm² diam 10mm ..... 46F le m
2921 : 4cds de 2,5² diam 11,5mm ..... 46F le m
3082 : 2cds de 2mm² pour XLR d=6,5mm ..... 20F le m

Résist. 1% de 10ohms à 475Kohms (*) même valeurs
2F/1p 1F20/10p* 0,60F/100p*

CATALOGUE COMPOSANTS : 15F au comptoir/ 30Fpar correspondance
Mini CATALOGUE/TARIF 68 pages – GRATUIT sur demande
EXPEDITION : mini 50F : jusqu'à 3Kg : 28F ordinaire/ 38F colissimo. De 3 à 7Kg : 45F ordinaire/ 49F colissimo. Au delà de 7Kg port SNCF.
Paiement : chèque, mandat, carte bleue.

FICHE DOREE et/ou TEFLON

DORÉ
CINCH mâle pour diam 6mm 12F
CINCH mâle pour diam 8mm 12F
CINCH femelle pour diam 6mm 12F

TÉFLON
CINCH mâle pour diam 6mm 25F
CINCH mâle pour diam 8mm 28F
CINCH femelle pour diam 6mm 28F

DORÉ
JACK 6,35 mâle mono 10F
JACK 6,35 mâle stéréo 14F
JACK 6,35 femelle mono 10F
JACK 6,35 femelle stéréo 15F

JACK 3,5mm mâle mono 10F
JACK 3,5mm mâle stéréo 12F
JACK 3,5mm femelle mono 11F
JACK 3,5mm femelle stéréo 14F

ABONNEZ-VOUS A Led

Je désire m'abonner à **LED** (10 n^{os} par an). Je profite ainsi de la remise permanente de 25% sur mes commandes de circuits imprimés et j'économise 70,00 F sur l'achat de mes numéros.

(Ecrire en CAPITALES, S.V.P.) **FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 210 F AUTRES* : 290 F**

NOM . . . . . .

PRENOM . . . . . .

N° . . . . . RUE . . . . . .

CODE POSTAL . . . . . VILLE . . . . . .

* Pour les expéditions « par avion » à l'étranger, ajoutez 80 F au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire ☐ C.C.P. ☐ mandat ☐

Le premier numéro que je désire recevoir est : N° . . . . . .

A retourner accompagné de votre règlement à :
Service Abonnements, EDITIONS PERIODES 1, boulevard Ney 75018 PARIS - Tél. : 44.65.80.88 poste 7315

EDITIONS PERIODES

VOTRE SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Réalisation de vos prototypes en 48H00 sur plaques époxy
*** à partir de vos films positifs**
(gravure, découpe, étamage)

	Non percé	Percé
le simple face :	40F le dm²	65F le dm²
le double face :	62F le dm²	100F le dm²

Professionnels, consultez-nous : prix par quantités

Plaques présensibilisées positives
Epoxy FR4 16/10e - cuivre 35 microns

Format	1 ou 2 faces cuivrées	Qté	Prix
100 × 150	10,00 F		
150 × 200	20,00 F		
200 × 300	40,00 F		

Frais de port et emballage ..... 10 F

Total à payer ..... F

DORENAVANT POUR TOUTE COMMANDE DE CIRCUITS IMPRIMES OU DE FILMS POSITIFS LIBELLEZ VOTRE CHEQUE A L'ORDRE DES EDITIONS PERIODES ET NON PLUS T.S.C.

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
• Préamplificateur à tubes				
- RIAA/microphone		20,50 F	33,00 F	
- Cathode follower		13,50 F	21,50 F	
- Alimentation		21,50 F	35,00 F	
• Micro-émetteur FM		12,00 F	19,50 F	
• Nanoampèremètre		14,50 F	23,50 F	
• Commande de feux tricolores		24,50 F	40,00 F	

NUMERO D'ABONNE : Remise consentie 25 % : $\left[\frac{\text{Total TTC} \times 3}{4}\right]$

Frais de port et emballage ..... 10 F

Total à payer ..... F

FILM POSITIF AGFA DLD510p

Pour la gravure de vos C.I.

Les films AGFA sont disponibles depuis le n° 86

N° 86 ☐ N° 87 ☐ N° 88 ☐ N° 89 ☐ N° 90 ☐
N° 91 ☐ N° 92 ☐ N° 93 ☐ N° 94 ☐ N° 95 ☐
N° 96 ☐ N° 97 ☐ N° 98 ☐ N° 99 ☐ N° 100 ☐
N° 101 ☐ N° 102 ☐ N° 103 ☐ N° 104 ☐ N° 105 ☐
N° 106 ☐ N° 107 ☐ N° 108 ☐ N° 109 ☐ N° 110 ☐
N° 111 ☐ N° 112 ☐ ampli 400 W N° 112 ☐ gainmètre
N° 113 ☐ N° 114 ☐ N° 115 ☐ N° 116 ☐
N° 117 ☐ Programmateur N° 117 ☐ Sans programmateur
N° 118 ☐ N° 119 ☐ N° 120 ☐ N° 121 ☐
N° 122 ☐ N° 123 ☐ N° 124 ☐ N° 125 ☐
N° 126 ☐ N° 127 ☐ N° 128 ☐ N° 129 ☐

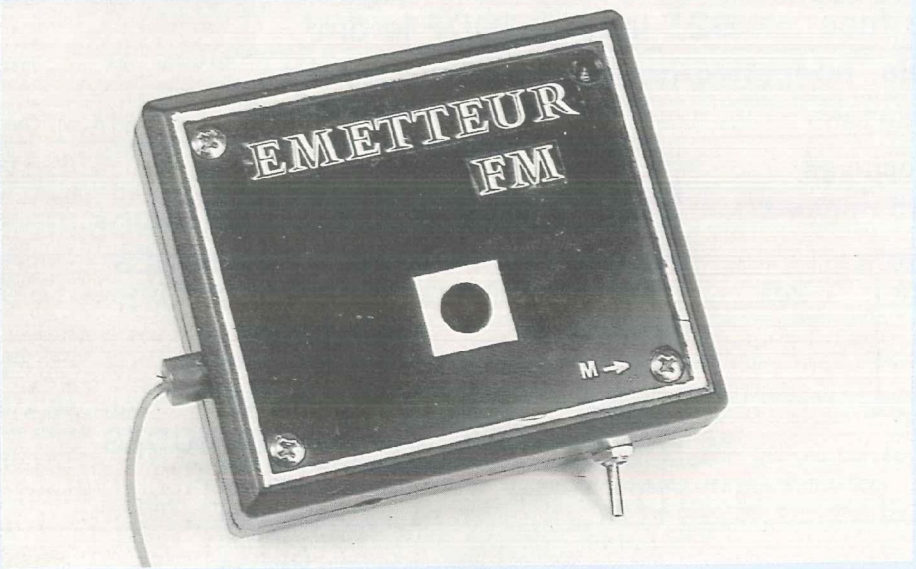
Prix unitaire : 32 F

Total à payer (port compris) ..... F

NOM .....
PRENOM .....
N° ..... RUE .....
CODE POSTAL .....
VILLE .....

Paiement par C.C.P. ☐ par chèque bancaire ☐ ou par mandat ☐
libellé à l'ordre de
EDITIONS PERIODES
1, boulevard Ney, 75018 Paris
Tél. 44.65.80.88 poste 7315

MICRO – EMETTEUR
A MODULATION DE FREQUENCE



Les micro-émetteurs travaillant dans la gamme commerciale FM, fort prisés de tous ceux qu'atteint le virus de l'espionnite, peuvent aussi trouver des applications plus avouables et plus raisonnables : la surveillance d'une chambre de bébé en constitue un excellent exemple. Petit et discret, l'appareil que nous proposons s'alimente, soit sur une pile 6F22 de 9 volts (alcaline de préférence), soit sur une batterie cadmium-nickel équivalente...

Avec un récepteur portatif à transistors et sans antenne à l'émission, la portée se limite à quelques mètres (d'une pièce à l'autre, par exemple). On peut l'augmenter jusqu'à plusieurs dizaines de mètres en utilisant, comme antenne, un simple fil de 70 cm de longueur.

LES CONDITIONS D'UTILISATION

Théoriquement, la législation réprime l'émission dans la gamme des 88 à 108 MHz. En pratique, les autorités font preuve d'une large tolérance, sous certaines conditions que dictent d'ailleurs le bon sens et le respect d'autrui.

La puissance émise et la portée par voie de conséquence, doivent demeurer très réduites. On pourrait facilement augmenter celles de notre appareil, en modifiant la tension d'alimentation ou la polarisation de l'étage oscillateur. Nous déconseillons évidemment de tels bricolages, dont l'auteur ne se tiendrait pas pour responsable.

Le choix de la fréquence centrale a aussi son importance. Bien que la bande FM se trouve maintenant fort encombrée, on dispose de quelques plages relativement tranquilles. C'est le cas pour la région parisienne, entre 106 et 108 MHz. D'autres régions nécessiteront peut-être un choix différent : nous y reviendrons en traitant de la procédure de réglage.

MODULATION DE FREQUENCE ET DIODES VARICAP

En haute fréquence, les oscillateurs mettent en jeu des circuits accordés à self et capacité (LC). Ainsi, le circuit résonnant parallèle de la figure 1 offre son maximum d'impédance, entre les points A et B, pour la fréquence :

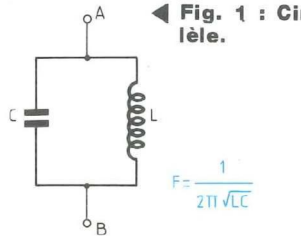
$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Pour accorder, après construction, ce circuit sur une fréquence donnée, on peut agir, soit sur la valeur de l'inductance L (noyau réglable, ou déformation des spires), soit sur celle de la capacité C (condensateur ajustable). C'est la première méthode, avec déformation des spires, que nous utiliserons pour le calage de la fréquence centrale d'émission.

Mais qui dit "modulation de fréquence", dit variations autour de la haute fréquence centrale, au rythme de la BF à transmettre. Dans la plage qui nous intéresse, les capacités d'accord se situent aux alentours de la dizaine de picofarads et des variations de l'ordre du picofarad suffisent à balayer quelques dizaines de kilohertz.

Il devient alors possible d'employer, soit pour l'accord, soit pour la modulation, des diodes à capacité variable, ou varicaps.

Lorsqu'on polarise une diode en inverse, comme dans la figure 2, le champ électrique interne écarte les porteurs de la jonction, créant ainsi une zone



◀ **Fig. 1 : Circuit résonnant parallèle.**

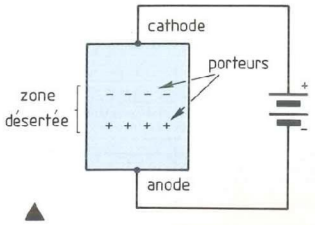


Fig. 2 : Les porteurs s'accumulent de part et d'autre d'une zone désertée, formant l'équivalent d'un condensateur.

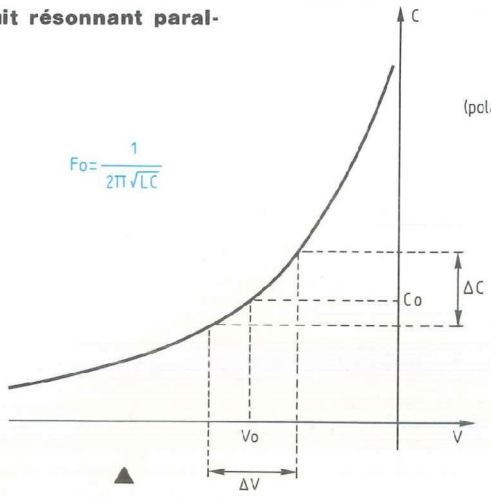


Fig. 4 : Variations de la capacité d'une diode varicap avec la tension inverse appliquée sur la jonction.

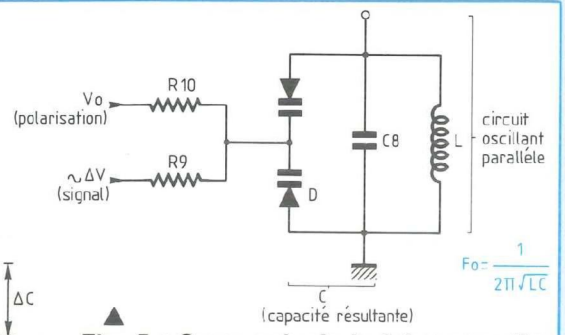
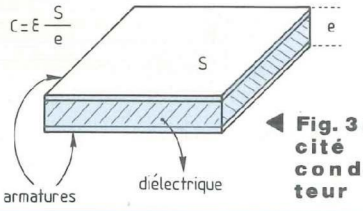


Fig. 5 : Commande de la fréquence d'un circuit oscillant par diodes varicap.



◀ **Fig. 3 : Capacité d'un condensateur plan.**

désertée, entre deux couches chargées d'électricité respectivement positive et négative. L'ensemble se comporte alors comme un condensateur, dont la zone désertée serait le diélectrique, encadré par des armatures conductrices.

Dans un condensateur plan (figure 3), la capacité C est liée à la surface S de chaque armature et à la distance e qui les sépare, par l'égalité :

$$C = \frac{\varepsilon S}{e}$$

où ε est la permitivité du diélectrique. Cette capacité est donc inversement proportionnelle à e. Si on se reporte à la figure 2, on voit qu'une tension inverse V_2 supérieure (en valeur absolue) à V_1, entraîne un écartement e plus grand des porteurs, donc une diminution de la capacité.

Ces considérations valent pour toutes les diodes à jonctions.

Dans le cas de matériaux P et N très fortement dopés, qui conduisent à une jonction abrupte, on sait réaliser des capacités importantes, variant de quelques picofarads à 20 ou 30 picofarads parfois, en fonction de la tension inverse V, selon une loi dont la figure 4 illustre un exemple. Une fois choisie une polarisation, c'est-à-dire une tension inverse de repos V_o correspondant à la capacité C_o, on peut faire varier cette capacité d'une quantité ΔC par des variations de potentiel ΔV autour de V_o.

Cette propriété est directement mise en oeuvre dans le circuit oscillant de la figure 5, où les notations sont, par commodité, celles du schéma définitif de l'émetteur. En continu, les anodes de la varicap double D rejoignent la masse (l'une d'entre elles, à travers la self L). Sur les cathodes, réunies, on applique :

- d'une part, la tension continue de polarisation, V_o, qui détermine la capacité de repos C_o.
- d'autre part, la tension alternative ΔV, image du signal modulateur et qui provoque les variations ΔC.

SCHEMA THEORIQUE DU MICRO-EMETTEUR

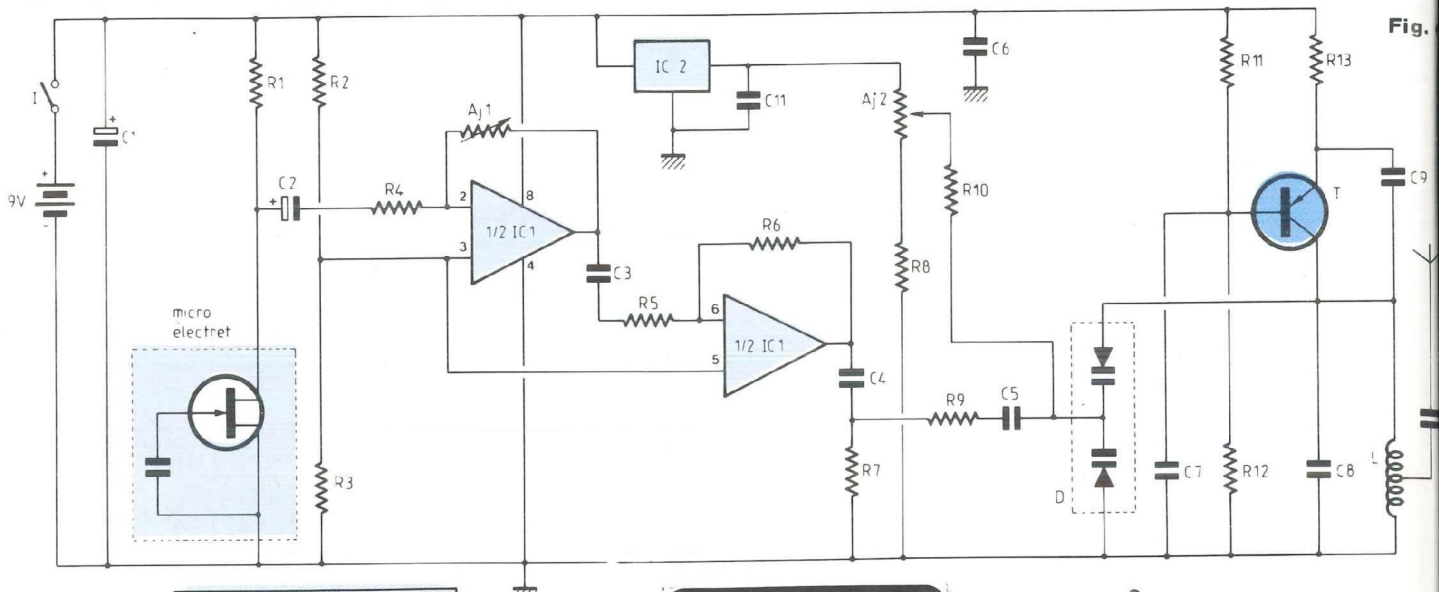
On le trouvera en figure 6. L'appareil s'alimente sous 9 volts, à travers l'interrupteur général I et deux condensateurs découplent la pile : l'électrolytique C1, pour les basses fréquences essentiellement ; le condensateur à film plastique C6, qui rattrape la composante selfique de C1 et agit principalement sur les fréquences élevées.

Ceci justifie, d'ailleurs, son emplacement sur le circuit imprimé, au voisinage de l'étage oscillateur.

Commençons par l'étude de ce dernier, construit autour du transistor T, de type PNP. Celui-ci, polarisé par le pont R11 / R12, associé à la résistance d'émetteur R13, travaille en base commune. En effet, aux fréquences d'oscillation, voisines de 100 MHz, C7 constitue un court-circuit pratiquement parfait.

Le circuit oscillant constitué par la diode varicap double D (équivalente, rappelons-le, à un condensateur), le condensateur fixe C8 et la self L, imposent la fréquence, tandis que le condensateur C9 assure la réaction positive entre collecteur et émetteur.

Comme nous l'avons vu précédemment, la diode varicap D doit recevoir à la fois la tension continue de polarisa-



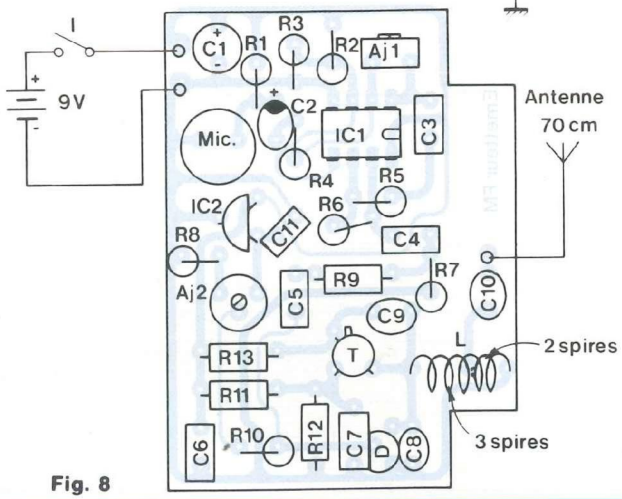


Fig. 8

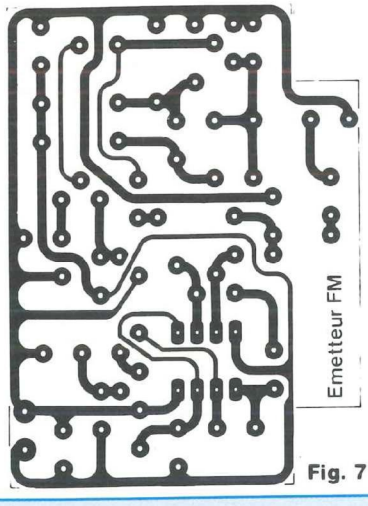
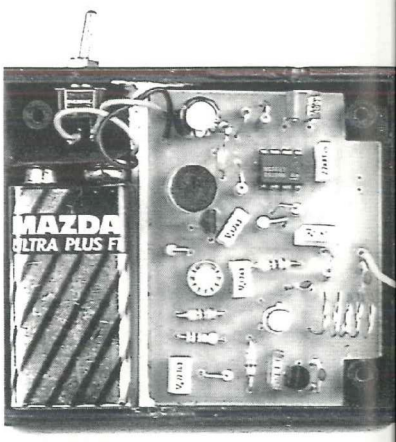


Fig. 7



tion, qui déterminera la fréquence d'accord et la tension alternative BF de modulation. De la stabilité de la première, dépend, évidemment, celle de l'émission. Il ne saurait donc être question de l'élaborer directement à partir de la pile et une régulation s'impose. Elle fait appel, ici, au circuit intégré CI2, régulateur à trois pattes miniature de type 78 L 05 (boîtier TO 92) qui délivre 5 volts, avec un nouveau filtrage par C11. Associé à R8, l'ajustable AJ2 prélève une fraction réglable de cette tension et, à travers la forte résistance R10 (il convient de ne pas amortir le circuit oscillant), la transmet aux cathodes de la varicap. D'une extrémité à l'autre de la course de AJ2, on couvre environ 2 MHz, par exemple, de 106 à 108 MHz.

Hors la prise pour une éventuelle antenne, à travers C10, tout le reste du schéma de la figure 6 concerne la section BF du montage. Celle-ci commence par le micro électret, chargé sur son drain par la résistance R1. La forte amplification nécessaire se répartit sur deux étages, articulés autour des deux amplificateurs du circuit CI1, de type LF 353 (amplificateur BIFET à faible bruit et grande impédance d'entrée). Sur le premier étage, la résistance AJ1 permet d'ajuster le gain, donc la sensibilité. En sortie, on bloque la composante continue par C4, puis par C5, alors que R9, de forte valeur comme R10, évite un amortissement sensible du circuit oscillant.

LA REALISATION PRATIQUE

Tous les composants de l'émetteur prennent place sur le petit circuit imprimé de la figure 7, conformément aux indications de la figure 8. La découpe

chéma complet du micro-émetteur FM.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances 0,25 W à ± 5 %
R1 – 4,7 kΩ
R2 – R3 – 33 kΩ
R4 – 4,7 kΩ
R5 – 10 kΩ
R6 – 82 kΩ
R7 – 1,8 kΩ
R8 – 5,6 kΩ
R9 – 4,7 MΩ
R10 – 1,5 MΩ
R11 – 1 kΩ
R12 – 4,7 kΩ
R13 – 100 Ω

• Condensateurs électrolytiques
C1 – 100 µF (16 V)
C2 – 0,1 µF (tantale goutte)

• Condensateurs à film plastique (Thomson Milfeuil)
C3 – 22 nF
C4 – 100 nF
C5 – 100 nF
C6 – 220 nF
C11 – 100 nF

• Condensateur à film plastique (Siemens MKH)
C7 – 10 nF

• Condensateurs céramiques plaquettes
C8 – 22 pF
C9 – 10 pF
C10 – 22 pF

• Résistances ajustables Sfernice
AJ1 – 100 kΩ
AJ2 – 10 kΩ

• Semiconducteurs
CI1 – LF 353
CI2 – 78 L 05
D – BB 204 (varicap double)
T – 2N 2907

• Divers
Micro électret
Interrupteur subminiature
Connecteur pour pile 9 V type 6F 22
Douille 2,5 mm

de deux angles est indispensable pour l'installation du montage dans le boîtier de référence choisi pour le prototype, afin de ménager l'emplacement des colonnettes recevant les vis de fermeture. Notons au passage, d'ailleurs, que l'une de ces colonnettes doit être supprimée, pour que la pile tienne dans le boîtier : seules trois vis restent alors pour assembler le coffret, ce qui suffit largement (voir nos photographies).
Réalisée à l'aide de fil de cuivre de 0,5 ou 0,6 mm de diamètre, la self L comporte au total 5 spires, avec prise à 2 spires du côté de la masse, pour le raccordement à l'antenne. On effectue le bobinage sur un foret de 7 mm de diamètre, ce qui donnera finalement des spires de 7,5 à 8 mm, à cause de l'élasticité du cuivre. Les spires sont ensuite écartées de 2 mm les unes par rapport aux autres, avant de souder l'ensemble sur le circuit imprimé.
Les deux résistances ajustables (Sfernice miniature, à piste cermet) doivent rester accessibles, boîtier fermé. Pour AJ2, implantée normalement (position horizontale), on perce un trou dans le couvercle du boîtier, à côté de celui qui fait face au micro. AJ1, dont on aura coupé une patte d'extrémité de la piste (conserver l'autre et la patte centrale reliée au curseur), est positionnée verticalement et accessible par un trou percé sur le côté du coffret. Celui-ci reçoit, en outre, l'interrupteur subminiature I et une douille de 2,5 mm pour la sortie d'antenne. Une cloison réalisée à l'aide d'une chute d'époxy non cuivré et collée verticalement, bloque la pile dans son logement.

MISE AU POINT ET REGLAGE

On travaillera d'abord, boîtier ouvert, car il est nécessaire d'accéder à la self pour un premier réglage de fréquence. A cette fin, placer à mi-course les curseurs de AJ1 et AJ2 ; ne pas connecter d'antenne.

On place l'émetteur à proximité (environ 1 mètre) d'un récepteur calé sur la fréquence choisie comme centre de la plage à couvrir, par exemple 107 MHz pour la région parisienne (voir plus haut) et sur laquelle, bien sûr, on ne reçoit aucune émission. En jouant précautionneusement sur l'écartement des spires de la self, un violent accrochage, déclenché par effet Larsen, montre que l'émetteur travaille sur la même fréquence.

La deuxième étape consiste à vérifier l'action de l'ajustable AJ2 : d'un bout à l'autre de sa course, la variation de fréquence est voisine de ± 1 MHz, de part et d'autre de la fréquence centrale.

Après fermeture du coffret et si on utilise une antenne, il faut peaufiner l'ajustage de la fréquence par AJ2. En effet, directement connectée sur l'étage oscillateur, cette antenne **fait partie du circuit oscillant** et modifie légèrement ses caractéristiques.

René Rateau

NANOAMPEREMETRE

L'adaptateur que voici étend avantageusement les possibilités de votre multimètre. Il le rend utilisable à la mesure de très faibles intensités continues, par exemple celles des courants de fuite chez les semi-conducteurs sous alimentation inverse.

Le premier calibre de l'habituel multimètre, à affichage numérique "2.000 points", en fonction ampèremètre, couvre l'espace compris entre 0 et 199,9 μA.
La précision dans la mesure est classiquement de 1,2%.
Cela signifie que le résultat nous est connu à $\pm$ 1,2% près, mais à $\pm$ 1 unité du dernier chiffre significatif, de droite.
Très souvent, dans les pages de la revue, nous nous sommes entretenus de cette incontournable particularité, qu'il convient de ne jamais perdre de vue !
Mentionnons que la meilleure sensibilité, chez les multimètres analogiques à aiguille, est comparable à celle des convertisseurs analogiques-numériques, elle est typiquement de 50 μA, pour une déviation totale de l'aiguille, à fond de cadran, avec une précision de $\pm$ 2,5%.
Dans la pratique, nos multimètres couvrent les besoins classiques en mesure d'intensités, mais dès l'instant où nous entrons dans le domaine de la technologie MOS et CMOS, nous nous trouvons en présence de courants dont les intensités sont très inférieures au μA...
L'incapacité à évaluer de telles grandeurs demande remède, nous vous proposons de réaliser un petit adaptateur qui viendra développer les possibilités de votre multimètre.

U = R.I

Nous vous invitons à réfléchir ensemble (une fois de plus !) sur ce problème essentiel de la mesure !
Il est absolument incontestable que la mesure d'une grandeur tension est celle qui offre la plus grande précision, dans la fiabilité.
Si nous pouvions, en toute certitude, convertir une grandeur quelconque de masse, de longueur... en une tension qui lui soit parfaitement homologue, nous atteindrions cette précision espérée depuis fort longtemps !
Pour mesurer l'intensité I d'un courant transitant par un conducteur, il convient d'interposer une résistance de valeur connue R dans ce conducteur et de mesurer la tension U développée entre les extrémités de cette résistance (figure 1).
Connaissant U et R, nous déduisons

$$I = \frac{U}{R}.$$

Ne souriez pas, le propos n'est pas banal, il est l'expression de la loi fondamentale de l'électricité, la loi d'Ohm : U = R.I

La résistance R de la mesure peut faire partie intégrante de l'instrument, faisant du voltmètre un multimètre pouvant fonctionner à la fois en voltmètre et en ampèremètre...
Voilà qui simplifie grandement la manipulation et l'instrument effectue les calculs à notre place, bravo et merci !
La mesure d'une intensité est une opération que nous qualifions de dynamique, car le courant inconnu dont nous désirons mesurer l'intensité est obligé de transiter, dynamiquement, par la résistance R.
Comme la mesure ne doit pas perturber le fonctionnement du montage sur lequel nous opérons, il nous faut donner à la résistance R la grandeur résistive la plus petite possible, pour introduire une chute de tension "nulle" dans le circuit.
Au besoin, amplifions la faible tension engendrée par la résistance R (figure 2).
En sortie d'un amplificateur opérationnel fonctionnant en montage amplificateur non-inverseur, de coefficient d'amplification A, nous recueillons une tension qui est A fois plus importante que la tension U apparue entre les bornes de R.

$$U_{sortie} = A \cdot U = A[R \cdot I]$$

Simple, non ?

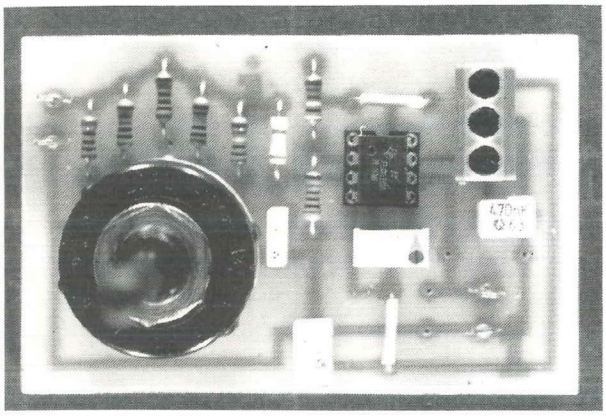
AMPLIFICATION

Il va nous falloir faire un choix !
Nous sommes en effet placés devant un dilemme :
— Amplifier au maximum, pour recueillir en sortie de l'ampli op la tension A . U la plus grande possible, qui est à présenter aux bornes du voltmètre.
— Amplifier au minimum pour éviter la dérive, l'instabilité dans l'amplification.
Explicitons !
Le coefficient d'amplification A est conditionné par les valeurs résistives des résistances R1 et R2 de la boucle de rétroaction :

$$A = \frac{[R1 + R2]}{R1}$$

Toute dérive de la tension entrée U subit l'amplification A, l'erreur dans la mesure croît avec la valeur de A... Il nous faut donc amplifier modérément, nous allons faire A = 10.
Cette multiplication par 10 de la grandeur U ne complique pas, bien au contraire, l'interprétation du résultat écrit par l'afficheur du voltmètre et elle nous assure la stabilité que ne saurait nous procurer un coefficient A de 100.
Le premier calibre "Voltmètre" du multimètre couvre l'espace tension 0-200 mV, voilà qui nous gouverne une chute de tension U, dans la résistance R, de grandeur $\frac{200}{A}$, soit $\frac{200}{10} = 20$ mV.
A vrai dire, ce n'est que dans des cas très rares qu'une telle chute de ten-

20nA A 200µA EN 5 GAMMES



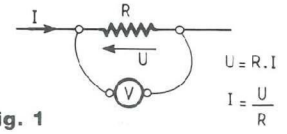


Fig. 1

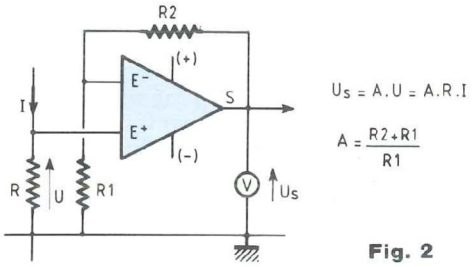


Fig. 2

sion introduite dans un circuit risque de perturber le fonctionnement d'un montage...

CALIBRES

Nous "avons droit" à 20 mv de chute de tension dans la résistance R.
En donnant à R la valeur de 100 Ω, nous pouvons mesurer des courants continus d'intensité allant jusqu'à 20 mV/100 Ω, soit 200 µA.
De telles intensités sont donc directement lisibles, écrites par l'afficheur, 1 mV→1 µA.
Ce calibre 0-200 µA a de fortes chances de faire double emploi avec le premier calibre "authentique" du multimètre en fonction ampèremètre, mais voyons la suite !
Donnons à R la valeur de 1 kΩ.
Nous créons le calibre 0-19,99 µA, nous lisons le résultat à ± 10 nA (à ± 1 unité du chiffre du dernier rang, de droite).
Mais la chute de tension introduite par la résistance R a toujours la valeur maximale de 20 mV !
Poursuivons...
Une R de 10 kΩ nous procure le calibre 0 à 1,999 µA, résultat exprimé à ± 1 unité du chiffre du dernier rang, de droite).
Une R de 100 kΩ nous procure le calibre de 0 à 199,9 nA, à ± 100 pA, etc.
Une R de 1 MΩ nous procure le calibre 0 à 19,99 nA, à ± 10 pA, etc.
Nous pouvons mesurer l'intensité du courant transitant par une diode 1N 4148 sous alimentation inverse, celle du courant de grille d'un transistor à effet de champ...
Voilà qui devrait vous satisfaire !

RESISTANCES

Il va sans dire que les résistances R sont prises dans la série E 96, de précision 1% (nous faisons de la mesure !), à moins que vous vous contentiez de celles de la série E 12, lesquelles confèreraient au dispositif leur précision de 5%.
Mais il est absolument indispensable que les résistances mises en œuvre soient de type à couche métallique, car le coefficient de température (stabilité) de ces résistances est la meilleure garantie de tenue dans le temps.
Quant aux résistances R1 et R2 qui constituent la boucle de rétroaction associée à l'amplificateur opérationnel (figure 2), elles seront également à couche métallique, pour les mêmes et excellentes raisons...
Nous devons choisir les valeurs résistives de ces dernières résistances pour conditionner le coefficient A, d'amplification de tension, de grandeur 10 (figure 2).

$$A = \frac{[R2 + R1]}{R1} = 10$$

Si nous décidons d'utiliser, pour R1 et R2, des résistances de la série E 12 (précision 5%), nous avons une élégante solution en prenant R1 = 10 kΩ et en composant R2 en associant en série une résistance de valeur résistive 68 kΩ avec une autre, de valeur 22 kΩ.

$$A = \frac{[R2 + R1]}{R1} = \frac{[22 + 68 + 10]}{10} = 10$$

Amusant, non ?
— Cette solution est assurément la moins onéreuse, pour qui se contente de la précision de ± 5%.
Si, par contre, vous désirez la précision de ± 1%, dans l'amplification, en complément logique du choix de résistances de précision 1% en entrée, vous prenez, dans la série E 96

R1 = 10 kΩ, R2 = 90,9 kΩ.

Le circuit imprimé a été dessiné pour accueillir deux résistances "R2", il suffit de poser un élément de liaison (strap) à la place laissée libre, non occupée par une résistance.

AMPLI OP

Pour des raisons d'une évidente simplicité dans la réalisation, la première idée qui vient à l'esprit est de mettre en œuvre un ampli op CA 3140, lequel se contente d'une alimentation simple, unique et non pas double, symétrique.

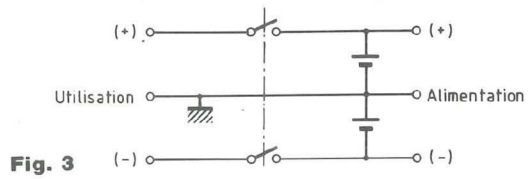


Fig. 3

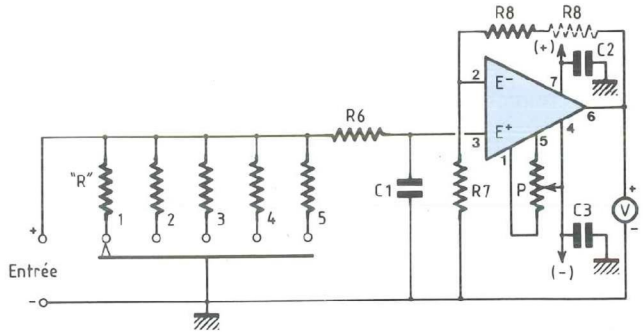
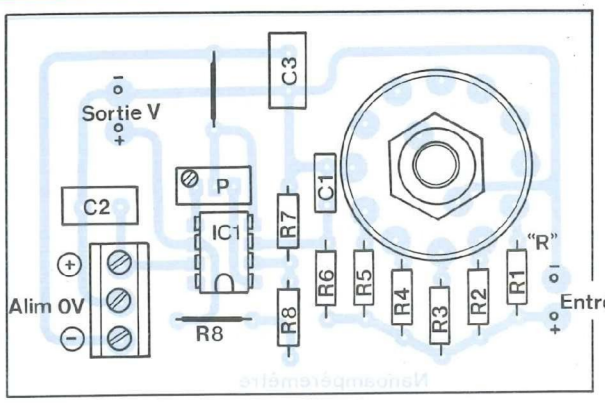


Fig. 4



Ce choix ne sera pas retenu, car nous ne pourrons ''effacer'' parfaitement la tension de décalage d'entrée qui affecte cet ampli op, au demeurant tout indiqué chez bien d'autres applications !

Nous ne parviendrons pas en effet à nous débarrasser d'une tension résiduelle de grandeur 1 à 2,2 mV (selon les échantillons) en sortie du 3140, lorsque les entrées de cet ampli op sont court-circuitées au (−) de la source d'alimentation unique.

Il nous faut donc nous tourner vers une alimentation double...

Utilisant une alimentation secteur double nous pouvons rencontrer des problèmes de masse lors de l'insertion de l'instrument de mesure dans une ligne d'alimentation positive ou négative, il est donc préférable de se servir de piles.

L'alimentation peut très bien être assurée par deux piles 9 V 6F22, voire deux piles standard, plates, 4,5 V, disposées en série comme indiqué par le schéma reproduit par la figure 3.

Il est impératif d'installer un double interrupteur, il faut en effet ''couper'' les deux alimentations à la fois.

Mais vous pouvez fort bien vous servir du petit convertisseur continu-symétrique que nous vous avons présenté dans le n° 120 de la revue, qui avait été étudié et réalisé dans l'intention d'alimenter des montages et appareils à amplis op du type du présent adaptateur.

REALISATION

Elle est toute simple, conforme au schéma de principe qui est reproduit à la figure 4.

La sélection du calibre, 0-200 μA, 0-20 μA, 0-2 μA, 0-200 nA, 0-20 nA, s'effectue commodément à l'aide d'un commutateur rotatif 1 circuit - 12 positions, ou 2 circuits - 6 positions, un seul des deux circuits étant alors utilisé.

La butée du commutateur bloque la rotation de l'axe du curseur, pour l'utilisation des 5 positions seulement.

Pardonnez-nous de répéter que nous avons tout à l'heure considéré les critères qui guident le choix des 5 résistances d'entrée quant à la précision désirée.

Nous avons vu que les mêmes raisons interviennent pour ce qui est des résistances constituant la boucle de rétroaction, chez le montage amplificateur non-inverseur du dispositif.

La résistance R6 du schéma de la figure 4 n'a pas besoin d'être de précision.

Elle a pour rôle de limiter au-dessous d'un seuil dangereux pour l'ampli op l'intensité du courant entrant par l'une ou l'autre de ses deux entrées.

Nous avons pourvu l'adaptateur de ce dispositif de protection dans le cas où il serait utilisé sur un montage équipé de tubes électroniques (lampes), montage chez lequel se rencontrent couramment des tensions atteignant plusieurs centaines de volts !

L'expérience a confirmé nos prévisions...

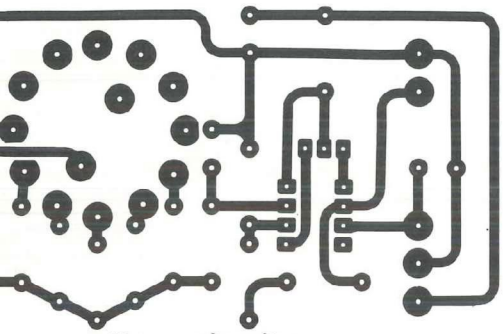
Le condensateur C1, de capacité 0,1 μF, draine vers la masse toute composante alternative résiduelle qui entacherait la mesure.

Nous avons installé, entre chacune des deux lignes, (+) et (−) et la ligne de masse de la source d'alimentation double, un condensateur de découplage, de 470 nF.

MISE EN SERVICE

L'adaptateur est mis sous tension

20nA A 200µA EN 5 GAMMES



Nanoampèremètre

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances à couche métallique ± 1% - 0,5 W
R1 -100 Ω
R2 - 1 kΩ
R3 - 10 kΩ
R4 - 100 kΩ
R5 - 1 MΩ

R8 - 90,9 kΩ R7 - 10 kΩ
Ces résistances peuvent être prises dans la série E 12, R7 - 10 kΩ, R8 - 68 kΩ + 22 kΩ, pour une précision de 5% seulement, elles seront obligatoirement de type à couche métallique.

• Résistance ± 5% - 1/2 W
R6 - 390 kΩ

• Potentiomètre "multitours"
P - 100 kΩ, type vertical à 3 "pattes" en ligne

• Condensateurs
C1 - 100 nF
C2, C3 - 470 nF

• Semiconducteur
1 ampli op TL 081, ou LF 351 avec son support

• Divers
1 contacteur rotatif pour C.I., à 1 circuit, 12 positions ou à 2 circuits, 6 positions
1 bornier à 3 entrées, pour l'alimentation
Cosses pour raccordement
1 circuit imprimé

pendant une dizaine de minutes, pour prise de régime (température), avant de procéder à son tarage.
Ses bornes d'entrée sont court-circuitées et le curseur du potentiomètre P est amené (délicatement, merci !) sur la position donnant une tension nulle, lue sur l'afficheur du voltmètre branché aux bornes de sortie.
La mise sous tension est maintenue durant quelques minutes et le tarage est retouché, si nécessaire.
L'appareil est maintenant prêt pour l'utilisation...
Il sera toujours mis sous tension quelques minutes avant d'effectuer une mesure.
Vous apprécierez, à n'en pas douter, l'intérêt de la source d'alimentation symétrique, car si l'adaptateur est branché "à l'envers" dans le circuit transitant le courant d'intensité inconnue, objet de la mesure, l'ampli op délivrera, en sa sortie, une tension négative que le multimètre traitera sans problème, vous avertissant de l'inversion de polarité.
L'utilisation sous alimentation simple exigerait l'inversion, le "croisement" des cordons de liaison.
Nous aimons le confort, pas vous ?

Georges Matoré

SERVICE PHOTOCOPIES
Uniquement pour les numéros épuisés.

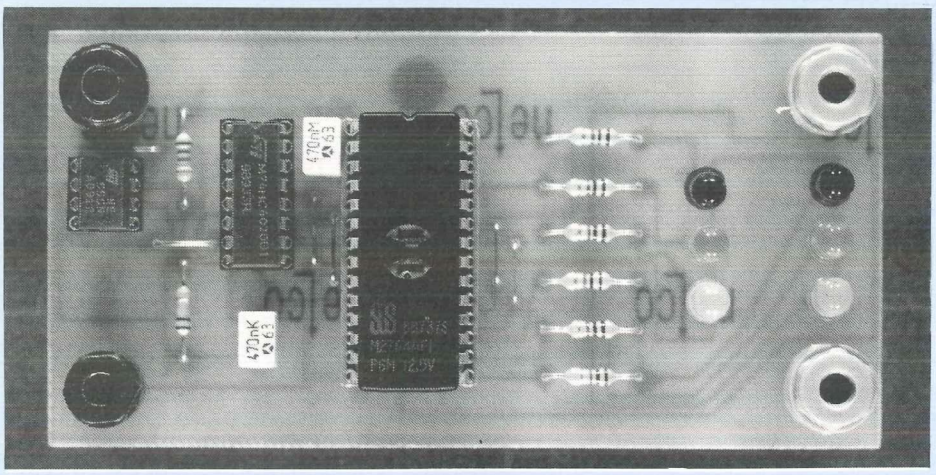
Sur votre commande, précisez bien :
— Le nom exact de l'article dans le numéro épuisé ;
— votre nom et votre adresse complète ;
— joindre un chèque libellé à Editions Périodes
Forfait : **35 F** (port inclus) par article.

PETITES ANNONCES GRATUITES

Vds divers amplis à tubes : blocs mono Lcak TL50 (KT88), Quad II + préampli 22 ; Audiom 300B tubes neufs et Welleman K4000 2 × 90 W, double PP EL34 avec tubes de rechange. Comp-limiteur et BBE de studio. Tél.60.96.67.03.

Je recherche les livres d'utilisation et de maintenance des appareils suivants : générateur L.E.A. GMW 40, distorsiomètre L.E.A. 30 b, tiroirs Tektronix types E, G, H, K, Z et tiroirs de calibration. Je recherche également un transformateur de sortie pour amplificateur à tubes de type Millerioux AH 13 B. Tél. heures des repas 22.91.88.97.

A PARTIR D'UNE EPROM 2764 : COMMANDE DE FEUX TRICOLORES ROUTIERS, POUR MODELISME



Cette réalisation s'adresse surtout au possesseur d'un programmateur d'EPROM (notamment PROGEMA 6456) dont le principal souci est de démarrer en douceur une réalisation basée sur la 2764. Ce montage assure donc la simulation du fonctionnement des feux tricolores situés au niveau d'un carrefour. La visualisation est assurée par des diodes électroluminescentes, afin d'obtenir les conditions de miniaturisation requises dans le domaine du modélisme.

Le plan d'implantation de la figure 1 présente l'organisation matérielle telle qu'elle a été prévue : sur les quatre feux du carrefour, chacun des feux d'une même voie est identique. Il suffit donc de générer trois signaux distincts pour le feu 1 (R1, O1 et V1) et le feu 2 (R2, O2 et V2) : notre montage comportera 6 sorties au total, chaque sortie devant piloter un groupe de 2 LED identiques dans la configuration complète. En ce qui concerne l'électronique de commande, le schéma fonctionnel de la figure 2 dévoile une structure très dépouillée : un circuit d'horloge, un compteur binaire et une EPROM assurant le décodage des feux.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un cycle d'allumage complet des feux a été décomposé en 16 phases successives de durées identiques (figure 3), numérotées de 0 à F (en hexadécimal !). Chaque feu est maintenu au rouge pendant 9 phases, puis au vert pendant 6 phases, et enfin à l'orange pendant une seule phase. La durée totale du feu rouge est évidemment plus longue que celle du feu vert afin d'éviter tout risque de collision entre deux automobilistes trop pressés. Un compteur binaire (CD 4020) assure la différenciation de ces phases, en délivrant une information logique croissante sur 4 bits, de 0000 à 1111 (4 bits assurent 2^4 combinaisons, soit 16 combinaisons). La durée de chacune des 16 phases est déterminée par un circuit d'horloge intégré, le NE 555. A partir de la mise sous tension du montage, ce circuit délivre des impulsions en permanence : lorsque la dernière phase d'un cycle sera atteinte, les sorties du compteur vont automatiquement repasser à zéro et recommencer un nouveau cycle.

ENCODAGE LOGIQUE DU DISPOSITIF

La table de vérité de la figure 4 permet de faire apparaître la configuration d'allumage des 6 LED en fonction du code binaire sur 4 bits délivré chronologiquement par le compteur. On fait correspondre à chaque voyant un bit de sortie de l'EPROM (nous avons choisi D0 pour le feu rouge, D1 pour O1, D2 pour V1, etc.). A partir de ce tableau, il devient facile de transposer la séquence de fonctionnement souhaitée dans une EPROM. En effet, puisque les sorties du compteur sont reliées aux adresses A3, A2, A1 et A0 de l'EPROM, il suffit de programmer aux adresses correspondantes ($0000 à $000F) la donnée sur 8 bits formée par la configuration d'allumage désirée. La partie droite du tableau indique les adresses de l'EPROM à programmer en hexadécimal, ainsi que les données hexadécimales qui lui sont destinées. Précisons que la transposition du code binaire (désigné généralement par le symbole %, et qui précise l'état de chacun des bits de sortie D0 à D7) en code hexadécimal (désigné par le symbole $) se fait par blocs de 4 bits :

%0000 donne $0,
%0001 donne $1,
%0010 donne $2,
... et ainsi de suite jusqu'à %1111 qui correspond à $F.

Par extension, on peut en déduire que le mot binaire de 8 bits %00100110 se décompose en

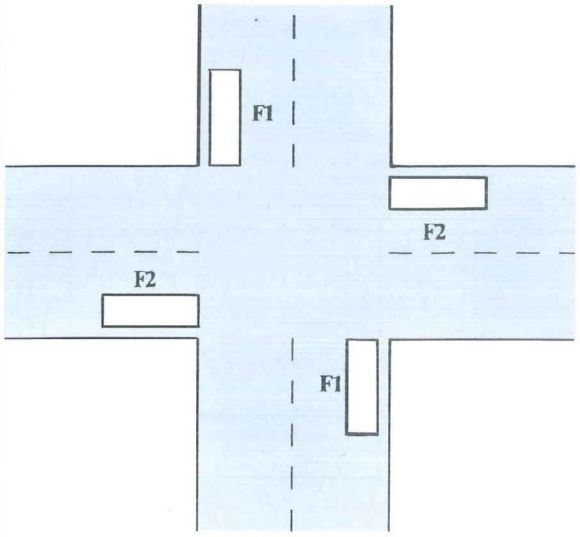


Fig. 1 : Implantation des feux sur le site.

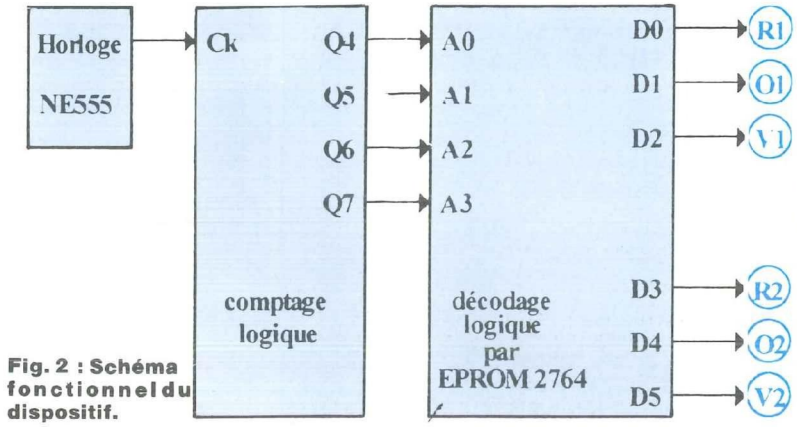


Fig. 2 : Schéma fonctionnel du dispositif.

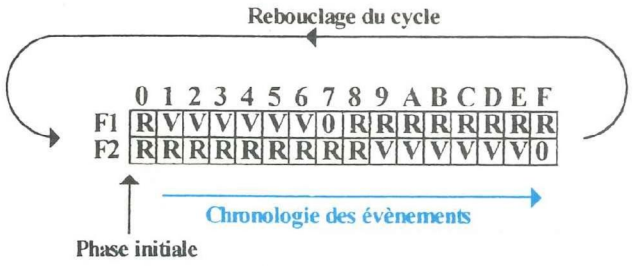


Fig. 3 : Analyse du cycle d'allumage des feux.

Fig. 4 : Table de vérité du cycle d'allumage des feux et contenu de l'EPROM pour les adresses $0000 à $000F.

Progression chronologique

Adresses Eprom/compt				configuration d'allumage des feux								Zone EPROM à programmer	
A3	A2	A1	A0 / Q7 Q6 Q5 Q4	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0 V2 O2 R2 V1 O1 R1	Adresse Hexa	Data Hexa
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0000	$09
0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0001	$0C
0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0002	$0C
0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0003	$0C
0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0004	$0C
0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0005	$0C
0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0006	$0C
0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0007	$0A
1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0008	$09
1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0009	$21
1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	000A	$21
1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	000B	$21
1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	000C	$21
1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	000D	$21
1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	000E	$21
1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	000F	$11

deux parties 0010 - 0110, soit $26 !!
Il n'y a bien sûr que 16 octets à programmer dans l'EPROM. Tous les bits d'adresse non utilisés dans l'EPROM doivent être reliés à la masse.

LE SCHEMA STRUCTUREL

Indiqué en figure 5, il colle de tres près au schéma fonctionnel. L'horloge nécessite trois composants externes pour déterminer la fréquence du signal de sortie. La durée d'une impulsion de sortie est calculée à partir de la relation suivante :

$$T(s) = 0{,}69(R7 + 2.R8).C1$$

La fréquence correspond à l'inverse de la période, soit :

$$F(Hz) = \frac{1}{0{,}69(R7 + 2.R8).C1}$$

Prenons par exemple une phase de 1 seconde (soit un cycle complet de 16 secondes). On notera auparavant que la première sortie utilisée sur le compteur est la sortie Q4, qui change d'état toutes les 16 impulsions d'horloge. La durée réelle d'une phase correspondra donc à la période d'horloge multipliée par 16. Ainsi, il est nécessaire de diviser la période de sortie du NE555 par cette valeur pour obtenir une phase de durée adéquate èn sortie du compteur !

Revenons à notre exemple de 1 seconde : la période de sortie du

NE 555 devra donc être de 1/16e de seconde, soit 62 ms environ. On choisit arbitrairement R7 à 10 kΩ et R8 à 100 kΩ pour notre calcul, ce qui nous permet d'en déduire la valeur de C1 :

$$C1 = \frac{\text{durée}/16}{0{,}69(R7 + 2.R8)} = \frac{62.10^{-3}}{0{,}69(10.10^{3} + 200.10^{3}} = 430 \text{ nF}$$

(Soit 470 nF en valeur normalisée !). Chaque sortie de l'EPROM est limitée en courant par une résistance de 220 Ω avant d'attaquer les diodes rouges, oranges et vertes des feux. La broche Reset du compteur est rendue inactive en la reliant à la masse. Les entrées $\overline{OE}$ et $\overline{CE}$ de l'EPROM sont à la masse pour valider les sorties, tandis que les broches $\overline{PGM}$ et VPP doivent être connectées à l'alimentation positive en mode lecture.

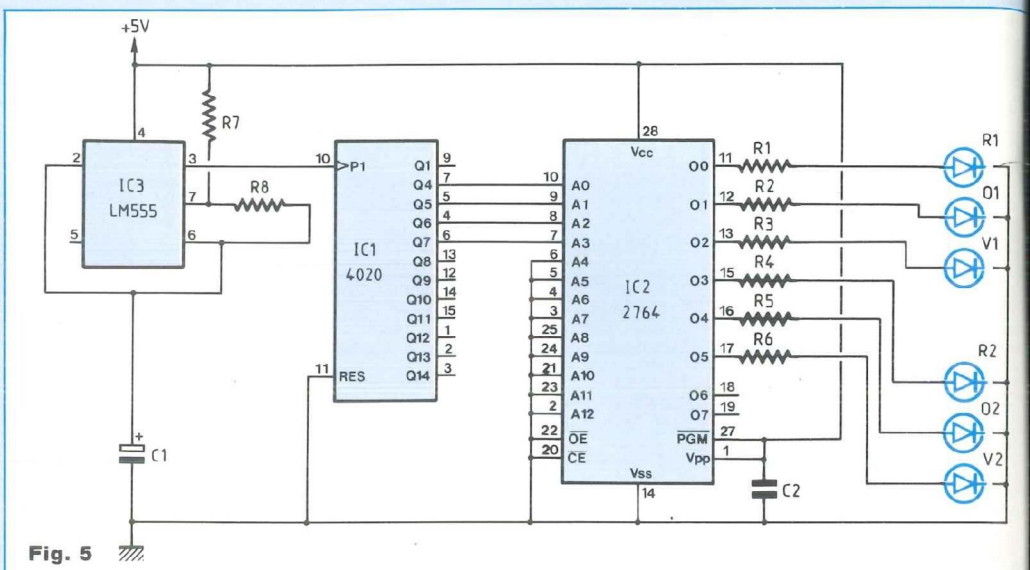


Fig. 5

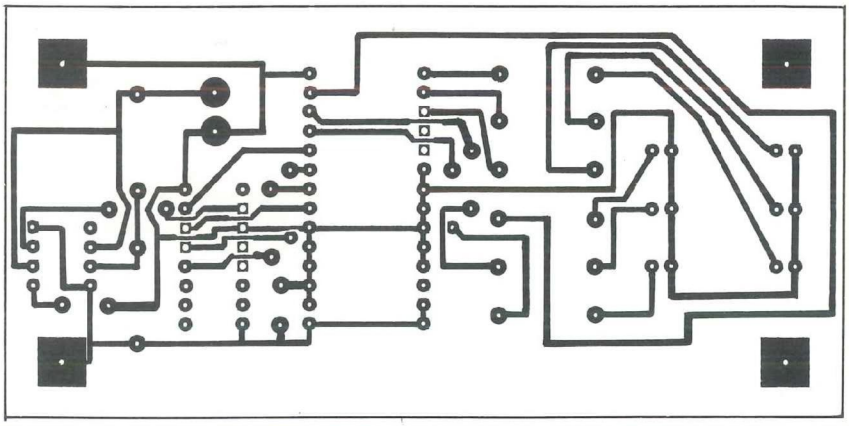


Fig. 6

REALISATION PRATIQUE

Le tracé des pistes est indiqué en figure 6, l'implantation des composants en figure 7. On notera la présence de 6 straps qui évitent la réalisation d'un circuit imprimé en double face. Sur l'implantation, C1 est présenté sous la forme d'un condensateur chimique : si vous désirez augmenter la durée d'un cycle, l'utilisation d'un condensateur de valeur supérieure au µF passe nécessairement par la mise en œuvre d'un condensateur chimique qui est polarisé : dans ce cas, vous savez à l'avance dans quel sens il doit être monté sur le circuit imprimé. Notez que les diodes sont également polarisées : sur les modèles de 5 mm de diamètre, un méplat indique la cathode qui est la borne la plus négative. Les versions de 3 mm de diamètre ont leur cathode repérée par la broche la plus courte.

PROGRAMMATION DE A A Z DE L'EPROM 2764

Une petite précision : ce paragraphe est valable aussi bien pour la 2716 que pour la 2764 ou tout autre EPROM du type 27 XXX. Il suffit de modifier légèrement le circuit imprimé en fonction de l'EPROM utilisée. Considérant que vous possédez tous les brochages des EPROM que vous utilisez couramment, nous n'en dirons pas plus. D'ailleurs, les caractéristiques de la 2716 à la 27256 ont été détaillées lors de la description des programmateurs autonomes PROGEMA-1632 (pour les 2716 et 2732) et PROGEMA-6456 (programmation des 2764, 27128 et 27256).

Considérons que vous avez sous la main notre programmateur de 2764 :

1. Sélectionnez le menu "sélection EPROM", puis validez la 2764.
2. Sélectionnez le menu "sélection de Vpp", puis validez la tension adé-

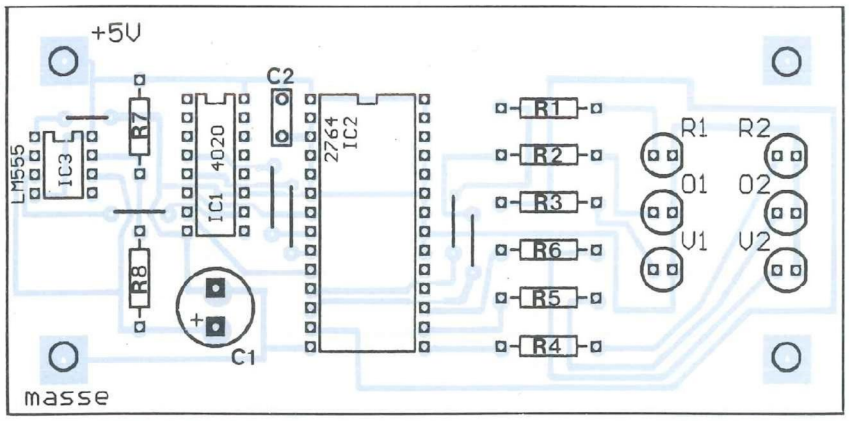
NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résistances ± 5% - 1/2 W
R1 à R6 - 220 Ω
R7 - 10 kΩ
R8 - 100 kΩ à 1 MΩ (voir texte)

• Condensateurs
C1 - 470 nF
C2 - 470 nF

• Semiconducteurs
IC1 - 4020 (CD4020, 74HCT4020, 74HC4020)
IC3 - LM555, NE555
IC2 - 2764
R1, R2 - LED rouge
O1, O2 - LED orange
V1, V2 - LED verte

Fig. 7



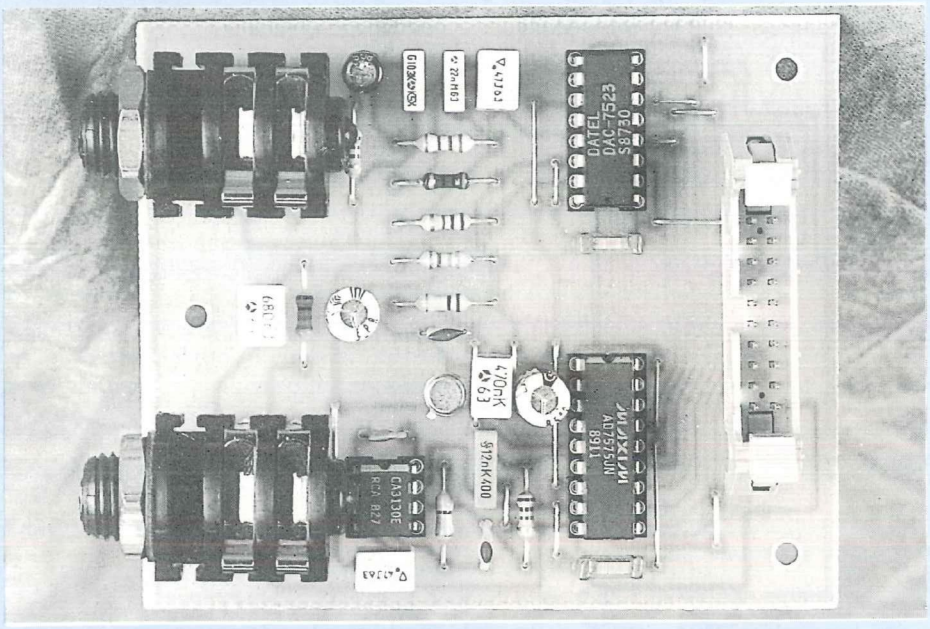
quate (dans le doute, commencez par une tension de 12,5 V).
3. Effectuez un test de virginité de l'EPROM à programmer, à partir du menu ''Test virginité''. N'implantez le composant sur son support que lorsque le voyant d'alimentation de PROGEMA-6456 est éteint !
4. Si le test est positif (l'afficheur indique ''EPROM vierge''), vous pouvez appeler le micro-éditeur. Sinon, il faut changer d'EPROM ou effacer son contenu par une séance de bronzage forcée (aux ultra-violets, bien sûr. N'essayez pas le jus de carotte, ça ne marche que sur les humains !).
5. Tout s'est bien passé et vous voilà dans le micro-éditeur intégré de PROGEMA (bon, rassurez-vous, c'est une image : vous êtes confortablement assis dans votre fauteuil, devant votre bureau et une goutte de sueur — témoin de l'anxiété grandissante — commence à perler sur votre front). L'afficheur indique l'adresse de base 0000 ainsi que la donnée présente dans la RAM à cette adresse (par exemple FF). Le curseur est placé sur l'adresse de poids fort : appuyez 4 fois sur la touche ''0'' pour valider l'adresse $0000 et placez le curseur sur la zone de données.
6. Inscrivez la donnée correspondante (09) et validez par une action sur la touche la plus à droite des touches de fonction. L'adresse s'incrémente automatiquement, permettant d'inscrire directement la donnée suivante. N'oubliez pas de valider à chaque donnée, même la dernière (11) située à l'adresse $000F. Quittez le micro-éditeur lorsque cette procédure est terminée.
7. Sélectionnez le menu ''Programmer EPROM''. A la demande de l'afficheur, placez l'EPROM sur son support, puis validez. Indiquez l'adresse de base à programmer (0000), puis l'adresse finale (000F). La programmation commence...
Si tout s'est bien passé, l'afficheur indique ''2764 programmée''.
Dans le cas contraire, l'afficheur indique l'adresse à laquelle la programmation a échoué. Gardez votre calme et dites-vous qu'il doit y avoir une explication rationnelle à ce fâcheux contretemps. Tentez un nouvel essai avec une autre EPROM.

CONCLUSION

Il ne reste plus qu'à implanter l'EPROM programmée dans le montage qui doit être alimenté sous 5 V uniquement. Si vous envisagez d'utiliser deux feux en parallèle sur chaque sortie, il faut rajouter pour chaque diode supplémentaire une résistance de 220 Ω depuis les broches de sortie de l'EPROM. Encore une suggestion : ce montage, associé à une fréquence d'horloge plus élevée, pourrait servir de base à un jeu de lumière programmable (chenillard !!!).

Bernard Dalstein

ECHANTILLONNEUR AUDIO 8 BITS POUR ATARI ET PC



2ème partie

PROGRAMMES DE GESTION

D'abord, nous présenterons quelques techniques de calcul numérique communes au PC et à l'Atari, qui permettent d'obtenir des fonctions de base telles que l'amplification et l'écho. Ensuite, nous passerons en revue le programme dédié à l'Atari, puis celui qui est destiné aux ordinateurs de type "PC". Un format de sauvegarde commun (et un grand standard sur PC) a été utilisé afin d'assurer un passage entre ces deux machines.

Rappelons que les programmes sont disponibles auprès de Chelles Electronique 77 et sont regroupés sur une seule disquette de 720 ko, qui est compatible aussi bien avec l'Atari-ST que le PC. Vous y trouverez aussi bien les sources que les exécutables, cela afin de satisfaire le plus grand nombre d'utilisateurs potentiels de ces outils.

REGLES DE BASE EN CALCUL NUMERIQUE

En traitement numérique, il ne suffit pas d'appliquer un coefficient sur chacun des échantillons pour obtenir une amplification en bonne et due forme, loin s'en faut ! Le calcul ne peut se faire que sur des signaux (ou séquences) dont la composante continue est nulle (c'est-à-dire que le signal doit évoluer entre une valeur négative et une valeur positive selon certaines conditions). Or, il faut se rappeler que les valeurs issues d'un convertisseur 8 bits évoluent entre 0 et 255. La première opération consiste donc à soustraire à chaque échantillon la valeur 128, l'échantillon évoluant alors entre +127 et −128. Cette correction peut être pressentie à l'entrée de la chaîne de traitement numérique, parce que l'absence d'un signal (le niveau 0 du son !) se traduit par un niveau continu à l'entrée du convertisseur égal à la moitié de sa plage de conversion. Le CAN délivre alors en sortie le code 128 ! Ainsi, le fait de soustraire 128 au résultat de conversion permet donc de rétablir (en logique signée) les tendances initiales d'un message audio sans composante continue.

Autre problème : l'application d'un coefficient sur un échantillon risque de lui faire dépasser l'intervalle [+127/−128] et d'entraîner des erreurs lors de la conversion numérique/analogique (le convertisseur 8 bits ne peut traiter que 255 intervalles). Il faut donc créer une saturation numérique en limitant l'excursion du résultat à +127 pour les nombres positifs et −128 pour les nombres négatifs, juste après le dernier calcul sur l'échantillon en cours.

Enfin, le traitement terminé, on rajoutera 128 au résultat final afin de délivrer une valeur comprise entre 0 et 255 au convertisseur numérique/analogique. En définitive, l'algorithme de traitement d'un fichier de "n" échantillons prendra la forme ci-dessous :

```
début fonction:
..pour i de 1 à n faire
.....lire l'échantillon de rang i, éch(i)
.....éch(i)<==éch(i) - 128
.....[exemple:] résult(i)<==éch(i) x 1,5
.....si résult(i)>+127, alors résult(i)=+127
.....si résult(i)<-128, alors résult(i)=-128
.....résult(i)<==résult(i)+128
.....remplacer l'échantillon de rang i par résult(i)
..fin pour
fin fonction
```

Cette procédure devra s'appliquer à toute forme de calcul sur les échantillons, faute de quoi le résultat risquerait de surprendre désagréablement. A travers l'algorithme précédent, nous avons traité le cas de l'amplification par 1,5, qui se fait alors très simplement dans le noyau actif de la fonction. La procédure utilisée dans le programme Digison pour Atari est indiquée en figure 1. Elle présente une structure légèrement plus complexe en raison de la présence de deux boucles imbriquées qui permettent l'affichage clignotant du message "calcul en cours", ainsi que du pourcentage de calcul effectué. Etant donné les temps de calculs, cette variante s'avère indispensable. Voyons maintenant comment simuler l'écho ou la réverbération.

```
Rem ------------------------------
Rem ---  effet amplification  ---
Rem ------------------------------
Procedure Gain
 Gosub Effacement
 Gosub Affichage
 Color 1
 Q=0
 Bu%=Varptr(Buff%(0))
 Ca$="calcul en cours"
 Da$="                    %"
 Ea$="calcul en cours             "
 Text 22,30,Ea$
 For J%=0 To 99  !boucle %
  Jj%=J%
  Mul Jj%,(Taille Div 100)
  For I%=1 To (Taille Div 100)
   Echantillon%=Peek(Bu%-1+I%+Jj%)-128
   Mul Echantillon%,1.5
   If Echantillon%>127 Then
    Echantillon%=127
   Endif
   If Echantillon%<-128 Then
    Echantillon%=-128
   Endif
   Poke Bu%-1+I%+Jj%,Echantillon%+128
  Next I%
  Text 22,30,C$
  Text 220,30,J%
  If Q=0 Then
   Text 22,30,D$
   Text 220,30,J%
  Endif
  Q=Not Q
 Next J%
 Gosub Affichage
Return
```

Fig. 1

L'ECHO ET LA REVERBERATION

Physiquement, l'écho correspond à la répétition d'un son par réflexion sur des parois éloignées, principalement en milieu extérieur. Ces réflexions peuvent toutefois être multiples, ce qui implique la répétition successive du son atténué jusqu'à l'extinction totale.
La réverbération apporte au son un effet de traînage enrichi d'harmoniques. Le phénomène naturel est issu de réflexions successives et désordonnées sur les obstacles environnants d'un milieu clos (grande pièce vide, piscine couverte).
La simulation de la réverbération est plus délicate que l'écho. Il est envisageable de simuler la réverbération naturelle en associant au moins deux lignes à retard dont les durées sont différentes, avec des filtres de formant. Pour reproduire la réverbération d'ambiance, on fait appel à une gamme de retards compris entre 20 et 40 ms, avec un taux de réinjection assez élevé (60 à 90%). L'écho requiert des retards plus conséquents, de 80 à 900 ms, mais avec un taux de réinjection plus faible (20 à 60%).

Le taux de réinjection correspond à la proportion de mélange entre le son direct présent à un moment donné (conservé à 100%) et le son retardé précédemment, qui doit être atténué par rapport au premier (entre 20% et 80% de sa valeur initiale). Dans les trois effets proposés en standard (réverb., écho1 et écho2), l'algorithme utilisé est rigoureusement le même et les seuls paramètres qui sont modifiés sont la durée du retard et le taux de réinjection.

ALGORITHME DE TRAITEMENT DE L'ECHO PAR PROGRAMMATION

On respectera les règles évoquées précédemment quant à la préparation des échantillons. Le noyau du traitement opèrera comme suit : on rajoute à l'échantillon de rang "i", un certain pourcentage de l'échantillon placé "r" adresses en arrière. (Par exemple prof = 0,6 pour 60%, "r" représentant le retard déterminé par la distance en nombre d'octets qui sépare les deux échantillons.) On a appelé "prof" le taux de réinjection, par analogie avec la profondeur de l'effet obtenu à l'écoute. Le calcul ne débutera qu'à partir du "r"ième échantillon, puisque aucun traitement ne peut être effectué sur les "r" premiers échantillons.
L'algorithme de traitement de l'écho sur un fichier de "n" échantillons prendra la forme ci-dessous :

```
début fonction écho:
..pour i de r à n faire
.....lire l'échantillon de rang i, éch(i)
.....éch(i)<==éch(i) - 128
.....lire l'échantillon de rang i-r, éch(i-r)
.....éch(i-r)<==éch(i-r) - 128
.....résult(i)<==éch(i) + éch(i-r) x 0,6
.....si résult(i)>+127, alors résult(i)=+127
.....si résult(i)<-128, alors résult(i)=-128
.....résult(i)<==résult(i)+128
.....remplacer l'échantillon de rang i par résult(i)
..fin pour
fin fonction écho
```

Ici encore, le noyau actif de la fonction tient sur une seule ligne ! La procédure de calcul utilisée dans Digison est indiquée en figure 2. Elle présente également une structure utilisant les deux boucles imbriquées qui assurent à l'utilisateur le suivi du calcul en cours. Le nombre de passages dans chaque boucle dépend des paramètres "durée" et "delay" initialisés lors de la sélection d'un effet. Le produit de ces deux paramètres doit correspondre exactement au nombre d'octets de la séquence, moins une fois le nombre "delay" puisque le calcul n'est effectué qu'à partir du "delay"ème échantillon ! La première ligne de la procédure Echo permet donc d'effectuer cet ajustement.

```
Rem ------------------------------------------
Rem ------     gestion des Echos     --------
Rem ------------------------------------------
Procedure Retards
 S1$=" sélection d'un retard:|"
 S2$=" réverbération ou écho?"
 S$=S1$+S2$
 Alert 2,S$,0,"REVERB.|ECHO1|ECHO2",S
 If S=1 Then
  Delay=400   ! retard = 27ms
  Prof=0.8    ! décroissance lente
  Gosub Echo
 Else
  If S=2 Then
   Delay=1000  ! retard = 65ms
   Prof=0.6    ! décroissance moyenne
   Gosub Echo
  Else
   If S=3 Then
    Delay=2000   ! retard = 130ms
    Prof=0.5     ! décroissance rapide
    Gosub Echo
   Endif
  Endif
 Endif
Return
Rem ------------------------------------------
Rem --  effet de réverbération ou écho  --
Rem --   algorithme de calcul de l'effet  --
Rem  pour 30K,100K,300K échantillons
Rem ------------------------------------------
Procedure Echo
 Duree=(Taille-Delay)/Delay
 Rem  ! duree ==> correspond au nombre de
 Rem  ! boucles à effectuer pour calculer
 Rem  ! l'écho sur la totalité du buffer.
 Rem
 Coeff=(100/Duree) !  incrémentation des %
 Rem !coeff indique la progression du calcul
 Gosub Effacement
 Gosub Affichage
 Color 1
 Q=0
 Bu%=Varptr(Buff%(0))
 C$="calcul en cours"
 D$="                    %"
 Text 22,30,"calcul en cours          "
 Rem  !calcul à partir du 'delay'ème èch.
 Rem
 For J%=1 To Duree
  For I%=1 To Delay   ! boucle de retard
   Ech_t1%=Peek(Bu%-1+I%+...
                        ...Delay*J%)-128
   Ech_t2%=Peek(Bu%-1+I%+...
                        ...Delay*(J%-1))-128
   Echantillon%=(Ech_t1%+...
                        ...Ech_t2%*Prof)
   If Echantillon%>127 Then
    Echantillon%=127
   Endif
   If Echantillon%<-128 Then
    Echantillon%=-128
   Endif
   Poke Bu%-1+I%+Delay*J%,...
                        ...Echantillon%+128
  Next I%
  Text 22,30,C$
  Text 220,30,Trunc(J%*Coeff)
  If Q=0 Then
   Text 22,30,D$
   Text 220,30,Trunc(J%*Coeff)
  Endif
  Q=Not Q
 Next J%
 Gosub Affichage
Return
```

Fig. 2

```
;*********************************
;*  numériser une séquence audio  *
;*********************************

; appel du mode superviseur:
; --------------------------
      clr.l -(sp)
      move.w #$20,-(sp)
      trap  #1
      addq.l #6,sp

; masquer les interruptions!
; --------------------------
      move.w #$2700,sr
      and.b  #$FC,$484

; récupération des variables
; --------------------------

  ;adresse de base du buffer
      move.l 4(SP),A1
  ;adresse finale du buffer
      move.l 4(SP),A2
       add.l 8(SP),A2
  ;fréquence d'échantillonnage
      clr.l  D4
      move.w 12(SP),D4

  ;front descendant sur RD\
retour  move.b $FB0080,D2
  ;lecture CAN --> D1
      move.b $FA0001,D1
  ;front montant sur RD\
      move.b $FB0081,D2
  ;stockage data --> buff(n)
      move.b D1,(A1)
      bsr   tempo
;incr. pointeur d'échantillon
;et comparer avec adr. finale
      add   #1,A1
      cmpa.l A2,A1
      bne   retour
      bra   suite
```

PRESENTATION DE ''DIGISON''

LE LOGICIEL DESTINE A L'ATARI-ST

L'ensemble des routines de présentation (menus, graphismes) ont été réalisées en Basic-GFA, étant donné que c'est un langage assez puissant, agréable d'emploi et largement diffusé auprès des amateurs (il n'est malheureusement plus disponible à la vente actuellement !). Un autre avantage non négligeable de ce Basic est la possibilité de faire appel aux fonctions du BIOS et de Gem-DOS, et surtout d'inclure dans nos programmes des routines Assembleur qui sont plus rapides à l'exécution.

Dans le cas de notre échantillonneur, il n'est d'ailleurs pas possible d'effectuer une acquisition à plus de 2 kHz environ à partir du Basic, qui est bien trop lent même compilé. Le seul moyen d'exploiter toutes les possibilités de la carte sonore est de passer par l'assembleur du 68000. Rassurez-vous, les noyaux ''Assembleur'' de notre application sont fournis sur la disquette : après une présentation de ces routines, nous

```
empo  move.w d4,d3
oucle sub  #1,d3
      bne  boucle
      nop  ;(+1us de
      nop  ; retard)
      rts

autoriser les interruptions
---------------------------
uite  move.w #$2300,sr
      or.b  #1,$484

 appel du mode utilisateur
---------------------------
      move.l  D0,-(sp)
      move.w #$20,-(sp)
      trap   #1
      addq.l  #6,sp

      rts  ; good bye !
      end
```

Fig. 3 : Programme "RECORD1.B".

allons voir comment les appeler à partir du Basic-GFA.

RECORD1.B ET PLAY1.B

DEUX ROUTINES COMPLEMENTAIRES EN ASSEMBLEUR

Comme leur nom l'indique, la première est destinée à la numérisation et la seconde à la lecture (ou restitution) d'une séquence sonore sous 8 bits.Le listing de RECORD1.B est indiqué en figure 3 sous le titre "numériser une séquence audio". La première partie du programme est consacrée à l'appel du mode superviseur (qui est un mode "protégé" du 68000) et au masquage des interruptions du 68000. En effet, pour effectuer une acquisition audio dans de bonnes conditions, il est nécessaire d'interdire toutes les interruptions systèmes de l'Atari (timer, souris, etc.). Sinon, il y aurait perte d'une partie des échantillons du signal pendant l'exécution de ces routines d'interruption et il n'y a que dans le mode "superviseur" du 68000 qu'on a accès aux registres internes qui en assurent le masquage. Le timer interne de l'Atari n'a pas été utilisé pour séquencer les opérations d'échantillonnage afin de simplifier la programmation des routines assembleur.

Ensuite, on effectue la récupération des paramètres transmis à ces routines depuis le Basif-GFA. En effet, pour rester souple à l'utilisation, le programme assembleur a besoin des trois paramètres suivants :

— l'adresse de base du buffer réservé par le Basic-GFA pour la séquence audio à numériser, sur 4 octets (c'est un mot long : par exemple $F800) ;

— la taille de la séquence à numériser, sur 4 octets également (par exemple 100000 octets) ;

— la fréquence d'échantillonnage sur 2 octets (mot de 16 bits, 29 pour 11 kHz).

Vous remarquerez que ces informations sont transmises par l'intermédiaire de la pile utilisateur du 68000, à partir de son adresse de base + 4 octets. Le dernier paramètre appelle une légère précision : ce n'est pas la fréquence d'échantillonnage en clair qui est à transmettre mais la valeur à placer dans une temporisation logicielle qui déterminera la durée séparant deux échantillons. La correspondance entre cette valeur et la fréquence obtenue est indiquée ci-après.

01 : 54 kHz	13 : 20 kHz
03 : 44 kHz	19 : 15 kHz
05 : 35 kHz	26 : 12 kHz
07 : 30 kHz	29 : 11 kHz
10 : 24 kHz	32 : 10 kHz
11 : 22 kHz	42 : 8 kHz

Les valeurs intermédiaires sont sans intérêt et il est déconseillé de descendre au-dessous de la valeur 42 (8 kHz), la qualité du son se dégradant très vite. La durée d'une séquence correspondra au rapport entre la taille du buffer et la fréquence d'échantillonnage. Par exemple, avec un buffer de 100 000 octets et un taux d'échantillonnage de 11 kHz, la durée de la séquence sera de $\frac{100\,000}{11\,000}$, soit 9,1 secondes environ. Un Atari doté de 1 Moctet de mémoire peut utiliser un buffer de 720 000 octets environ, ce qui assure 65 secondes d'enregistrement à 11 kHz, 1 mn 30 s à 8 kHz et 33 s à 22 kHz. Le 520ST non gonflé permet de stocker environ 300 koctets, ce qui donne environ 27 secondes à 11 kHz. Comme le programme assembleur ne gère pas les disques durs, la capacité maximale de stockage dépendra de la quantité de RAM de votre Atari (un Atari gonflé à 4 Moctets assure plus de 5 minutes d'enregistrement continu !).

Ensuite, l'acquisition de chacun des échantillons d'une séquence est effectuée comme suit :

- Application d'un front descendant sur la broche $\overline{RD}$ du convertisseur (en appliquant l'adresse $FB0080 sur le port cartouche). Les sorties du convertisseur sont alors validées et présentent sur le port d'entrée un nouvel échantillon.
- Lecture de l'échantillon à l'adresse $FA0001. Le contenu est placé à l'adresse courante du buffer prévu à cet effet.
- Inhibition (c'est-à-dire mise au repos) des sorties du convertisseur (en appliquant l'adresse $FB0081 sur le port cartouche). Cette action est nécessaire pour déclencher une nouvelle conversion analogique/numérique sur IC2.

```
;*********************************
;*    lecture d'une séquence audio    *
;*********************************

; 1. appel du mode superviseur
; ----------------------------------
      clr.l  -(sp)
      move.w #$20,-(sp)
      trap   #1
      addq.l #6,sp

;  masquer les interruptions:
; ----------------------------------
      move.w #$2700,sr
      and.b  #$FC,$484

;  récupération des variables:
; ----------------------------------

  ;adresse de base du buffer
      move.l 4(SP),A3
  ;adresse finale du buffer
      move.l 4(SP),A2
      add.l  8(SP),A2
  ;fréquence d'échantillonnage
      clr.l  D4
      move.w 12(SP),D4
  ;adresse du port de sortie
      move.l #$FB0000,D5
      bra    suite

tempo  move.w d4,d3
boucle sub    #1,d3
      bne    boucle
      nop    ;(+ 1us de
      nop    ;  retard)
      rts

; lecture de la séquence:
; ----------------------------

  ;lecture factice
suite  move.b $FA0001,D2

  ;associer buff(n) à D5
      move.b (A3),D5
      move.l  D5 ,A0
    ;sortie sur le CNA
      move.b (A0),D2
      bsr    tempo
;incr. pointeur d'échantillon
;et comparer avec adr. finale
      add    #1,A3
      cmpa.l A2,A3
      bne    suite

; autoriser les interruptions!
; ----------------------------------
      move.w #$2300,sr
      or.b   #1,$484

; retour au mode utilisateur:
; ----------------------------------
      move.l  d0,-(sp)
      move.w #$20,-(sp)
      trap    #1
      addq.l  #6,sp

      rts  ; good bye !
      end
```

Fig. 4 : Programme "PLAY1.B".

```
Rem
Rem ***********************************************
Rem * Programme de NUMERISATION et de LECTURE  *
Rem *        d'une séquence audio au format  8 bits        *
Rem ***********************************************
Rem
Taille=100000          !    taille du buffer de la séquence
Frequ=19               !  fréqu. d'échantillonnage: 15KHz
Dim Buff%(Taille Div 4)  !    1 mot long = 4 octets!
A$=" | on y va? "        !    message boite d'alerte
Tab1$=Space$(120)        !    réservation d'une zone
Tab2$=Space$(120)        ! RAM pour le code 68000
Adr1%=Varptr(Tab1$)      !          pointeurs sur la
Adr2%=Varptr(Tab2$)      !      zone RAM réservée.
Bload "record1.b",Adr1%  !      chargement du code
Bload "play1.b",Adr2%    !        assembleur 68000.
Alert 1,A$,0,"oui",S
Void C:Adr1%(L:Varptr(Buff%(0)),L:Taille,W:Frequ)
Alert 1,A$,0,"oui",S
Void C:Adr2%(L:Varptr(Buff%(0)),L:Taille,W:Frequ)
Rem
End
```

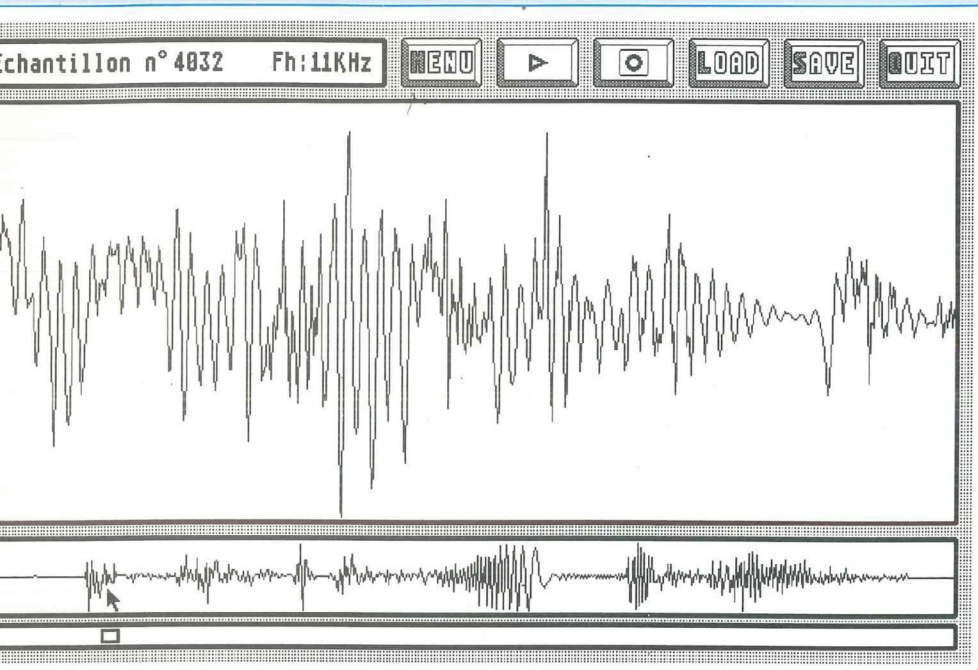
Fig. 5

Fig. 6 ▶

Lorsqu'on a entièrement rempli le buffer, on ré-autorise les interruptions avant de quitter le mode superviseur du 68000. Puisque l'appel de la routine "RECORD1.B" est effectué au même titre qu'un sous-programme du Basic (Gosub), il est nécessaire de terminer le programme par un RTS (Return To Subroutine) qui correspond à l'instruction "Return" du Basic-GFA.
Le listing du PLAY1.B est indiqué en figure 4, sous le titre "lecture d'une séquence audio". Les informations concernant le mode superviseur, les interruptions et la saisie des paramètres sont identiques et nous n'y reviendrons pas. La zone consacrée à la lecture d'un échantillon commence par une lecture factice (move.b $FA0001,D2) afin d'ajuster la durée de cette séquence avec la durée des instructions du programme précédent. Si on ne prenait pas cette précaution, la lecture se ferait à une vitesse imperceptiblement plus élevée qu'à l'enregistrement. Ensuite, on place en sortie l'échantillon pointé dans le buffer par l'intermédiaire du bus d'adresse à partir de l'adresse $FB0000 (on effectue la somme entre cette valeur et la donnée à placer en sortie), l'octet de poids faible de cette adresse (située entre $FB0000 et $FB00FF) étant directement dirigé sur le convertisseur numérique/analogique.

UN EXEMPLE D'INTERFACE SIMPLE ENTRE LE BASIC-GFA ET LES ROUTINES EN ASSEMBLEUR

Un programme de démonstration, surtout destiné aux bidouilleurs qui voudraient créer leur propre application, est indiqué en figure 5. Il assure uniquement l'enregistrement suivi de la lecture d'une séquence audio numérisée sous 8 bits : ni sauvegarde, ni traitement !
On définit d'abord la taille maximale de notre séquence audio (par exemple taille = 100 koctets), la fréquence d'échantillonnage (ici Frequ = 19 pour 15 kHz) et on demande au GFA la réservation d'un buffer



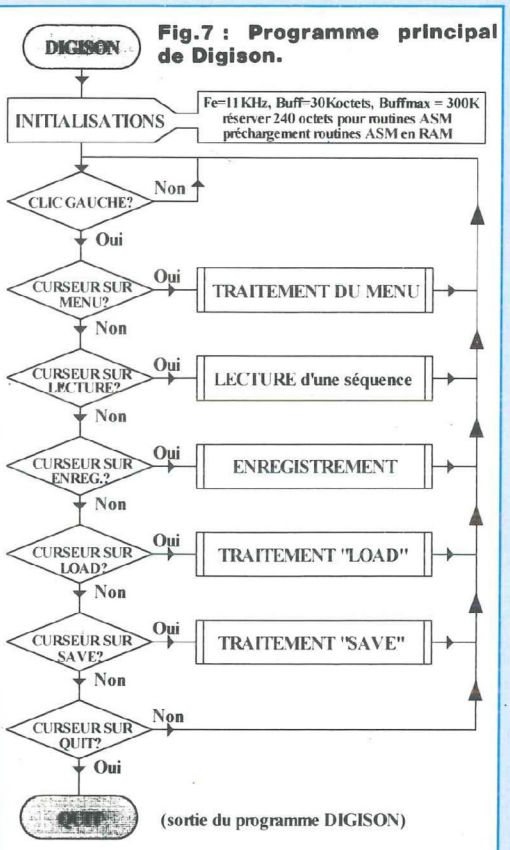


Fig.7 : Programme principal de Digison.

(Buff%) composé d'entiers : comme un entier vaut 4 octets, sa capacité vaudra ''taille'' divisé par 4. Ensuite, on réserve deux tables de 120 octets (Tab1$ et Tab2$) pour chacune des routines en assembleur Adr1% et Adr2% pointent les adresses de base de ces tables. Il ne reste plus qu'à charger les programmes en langage machine avec l'instruction BLOAD, en indiquant le fichier à charger et l'emplacement qui lui est réservé (par exemple Bload ''Record1.B'',Adr1%).

Enfin, le lancement de chacune des routines en assembleur est obtenu à partir de la fonction ''C:'', qui permet d'ailleurs de récupérer des paramètres en retour le cas échéant. La syntaxe est la suivante :

Void C:
<Adr>(L:<B>,L:<C>,W:<F>)

<Adr> représente l'adresse de base de la routine, située ici en Adr1%.
<B> représente l'adresse de base du buffer, indiqué par Varptr(Buff%).
<C> représente la capacité du buffer en octets, et <F> la fréquence d'échantillonnage.

DIGISON : L'ENVIRONNEMENT GRAPHIQUE DU SEQUENCEUR 8 BITS

Pour fixer rapidement les idées, l'illustration de la figure 6 présente l'écran de travail de Digison, qui est assez complet mais évidemment perfectible. Quatre zones horizontales sont différenciables de haut en bas :

— la barre des menus, dotée d'une fenêtre alphanumérique et des boutons d'accès aux fonctions principales ;
— la représentation ''zoomée'' d'une partie de la séquence sonore chargée en RAM ;
— la représentation comprimée de la séquence complète (tout en bas) ;
— la barre du curseur précisant la région de la séquence qui a été zoomée.

La fenêtre alphanumérique renseigne l'utilisateur sur certains paramètres qui dépendent de la fonction activée. Sur l'exemple de la figure 6, elle indique le numéro de l'échantillon pointé par la souris dans la zone comprimée et la fréquence d'échantillonnage sélectionnée. Les fonctions accessibles directement sont la lecture, l'enregistrement, le chargement et la sauvegarde d'une séquence audio avec, bien sûr, la possibilité de quitter le programme. La fonction ''menu'', qui n'est pas très explicite, donne accès à une multitude de menus intermédiaires que vous pourriez compléter ultérieurement.

Digison est composé d'un programme principal très dépouillé, dont la fonction consiste essentiellement à effectuer toutes les initialisations d'usage, gérer la barre des menus et appeler les procédures demandées par l'utilisateur. Le diagramme de la figure 7 présente l'organisation du programme principal ainsi que la hiérarchie de recherche d'une fonction dès qu'un clic a

été détecté sur le bouton gauche de la souris. L'écran de base a été réalisé à partir d'un dessin au format Degas (extension *.PI3). C'est une technique qui permet de concevoir rapidement (et agréablement !) un panneau de contrôle sophistiqué.

LES FONCTIONS DIRECTES DE L'ECRAN DE TRAVAIL

Un clic sur la fonction "lecture" assure le passage des paramètres actifs à la routine assembleur "Play1.B" qui est lancée directement.
Un clic sur la fonction enregistrement déclenche préalablement l'effacement des fenêtres d'affichage de la séquence précédente, avant d'appeler la routine assembleur "Record1.B". A la fin de l'échantillonnage, la nouvelle séquence est affichée à l'écran.
La fonction "chargement" assure la lecture sur disque d'une séquence sonore au format SPL, sous réserve qu'elle fasse au maximum 300 k-octets. La fonction "sauvegarde", par contre, permet de sauver sur disque soit l'écran de travail en cours au format Degas, soit la séquence audio sur une durée déterminée dans l'une des fonctions du "menu". Un format de sauvegarde compatible avec le PC est proposé (le format "VOC", créé par Creative Labs pour sa carte "Sound-Blaster"). Cependant, il est prévu uniquement pour la sauvegarde des échantillons séquencés à 11 kHz, dont l'en-tête et le format sont reconnus par toutes les générations de cartes compatibles avec la Sound-Blaster.

LE FORMAT DEGAS 640 × 400

L'enregistrement au format Degas est présenté en figure 8, sous la forme d'un programme réalisé en Basic-GFA. Le fichier à créer, placé temporairement dans la chaîne de caractère D$, comporte quatre zones :

— une en-tête précisant le mode graphique, sur **deux octets** (cette information peut être récupérée dans un mot de 16 bits (word) à l'adresse $FF8260 sur l'Atari-ST). Seuls les deux bits D0 et D1 renseignent sur le mode graphique en cours :
[00] pour le mode 320 × 200, [00] pour sa correspondance héxadécimale ;
[01] pour le mode 640 × 200, [01] pour sa correspondance hexadécimale ;
[10] pour le mode 640 × 400, [02] pour sa correspondance hexadécimale ;
— une en-tête précisant la palette des couleurs utilisées, l'information étant recueillie sur **32 octets** à partir de l'adresse $FF8240. En fait, l'écran monochrome n'utilise que le bit D0 du premier registre de palette, qui définit la couleur du fond, mais le format Degas prévoit une sauvegarde de la palette complète ;
— suivent les **32 000 octets** de l'écran actif, dont l'adresse de base est fournie par la fonction 2 du BIOS étendue de l'Atari-ST ;
— enfin, une séquence de **32 octets** conclut le fichier dont l'extension doit porter la mention "PI3".
Le fichier final comporte donc **32 066 octets au total**, son nom pouvant être modifié à partir d'une boîte de sélection de fichier du Basic-GFA.

LA FONCTION "MENU" DE L'ECRAN DE TRAVAIL

Elle permet d'accéder au paramétrage de l'environnement de travail (fréquence déchantillonnage, durée d'une séquence) et au traitement numérique des échantillons (amplification et écho). L'organigramme de la figure 9 met en évidence l'arborescence des chemins d'accès aux différentes fonctions du menu, avec les deux branches principales précisées plus haut (paramètres à gauche et effets à droite), qui constituent le sous-menu de niveau 1. Deux autres niveaux sont utilisés pour accéder à toutes les fonctions proposées en standard dans Digison.

```
Procedure Sauve_ecran
  Data 0,0,0,1,0,2,0,3
  Data 0,0,0,1,0,2,0,3
  Data 0,1,0,1,0,1,0,1
  Data 0,&h80,0,0,&h54,0,&h2A,0,0
  D$=Chr$(0)+Chr$(2)
  For J=0 To 31
    D$=D$+Chr$(Peek(&HFF8240+J))
  Next J
  D$=D$+Space$(32000)
  Bmove Xbios(2),Varptr(D$)+34,32000
  For J=0 To 31
    Read A%
    D$=D$+Chr$(A%)
  Next J
  Restore
  Fileselect "A:\*.pi3","IMG1.PI3",I$
  If I$<>"" Then
    Bsave I$,Varptr(D$),32066
  Endif
Return
```

Fig. 8

MENU DE NIVEAU II "FREQUENCE/DUREE"

Il donne accès aux menus de niveau III "fréquence d'échantillonnage" et "taille du buffer", qui conditionnent tous les deux la durée d'une séquence sonore. Le premier initialise le paramètre de temporisation à transmettre à la routine assembleur lors d'une lecture ou d'un enregistrement parmi trois valeurs prédéfinies. Le second propose trois tailles de buffer, paramètre qui sera lui aussi transmis en temps utile à l'une des routines assembleur. La branche de paramétrage est traitée très rapidement puisqu'il ne s'agit ici que de modifier la valeur d'une variable du Basic-GFA. Seuls l'effacement et le rafraîchissement des fenêtres graphiques prennent quelques secondes. Il n'en est pas de même pour la deuxième branche principale qui est assignée aux effets numériques.

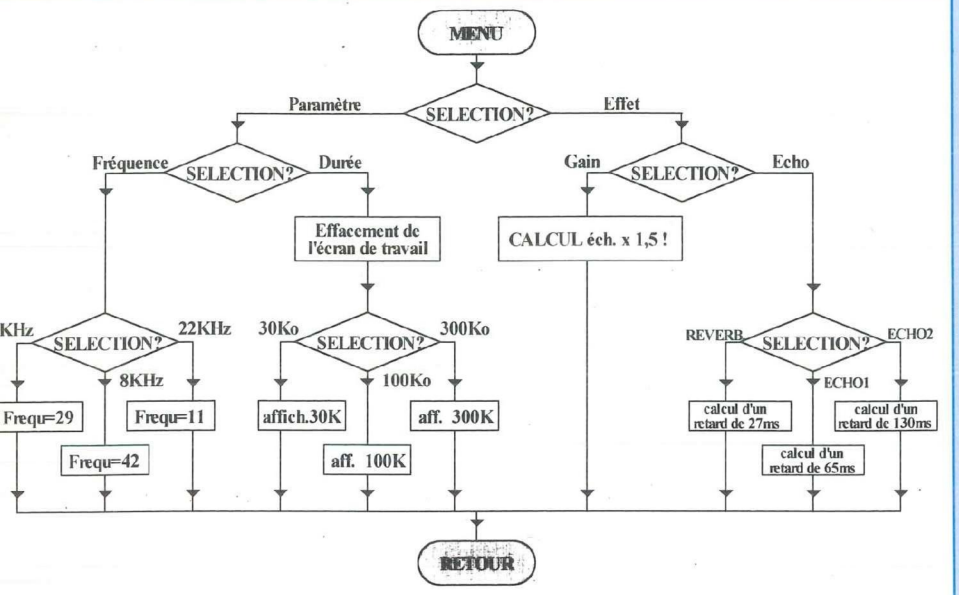


Fig. 9 : Organigramme de traitement des sous-menus.

MENU DE NIVEAU II "GAIN/ECHO"

Il donne accès à deux traitements particuliers : l'amplification du signal par un coefficient de 1,5 (on peut obtenir plus en utilisant plusieurs fois cette option !) et l'écho, qui simule le passage du signal dans une ligne à retard. Cet effet, assez spectaculaire, est décliné en trois versions bien que ce soit exactement le même principe qui est appliqué pour chacune d'elles :

— réverbération (simulation d'une grande salle, appelée aussi "effet cathédrale"). On utilise un retard de 37 ms (Fe = 11 kHz) pour obtenir le son caractéristique d'une réverbération ;
— écho 1 (retard de 88 ms avec Fe = 11 kHz) ;
— écho 2 (retard de 177 ms avec Fe = 11 kHz) ;
la durée des retards dépend de la fréquence d'échantillonnage et on obtient par exemple une réverbération de 27 ms avec Fe = 15 kHz.

C'EST TOUT POUR AUJOURD'HUI !

On fait une pause et on se retrouve dans un mois pour la description d'un programme destiné au PC (à partir des 386DX40, 486SX25... 33... 40, 486DX, etc.). Les 80286 sont trop lents pour assurer la gestion des cartes VGA dans de bonnes conditions, sans parler de l'acquisition qui n'est possible qu'en dessous de 5 kHz en passant par le port imprimante !! Mis à part ce détail, épineux pour certains, la version "PC" du logiciel n'a rien à envier à la version Atari : les calculs sont au moins dix fois plus rapides, la gestion de l'écran graphique est fluide à partir des 80486 (surtout grâce à la présence du bus local !) et les sauvegardes sont assurées dans les formats Voc et Wave.

Bernard Dalstein

PETITES ANNONCES GRATUITES

Vds ou éch. ampli sono Redson 2 × 50 watts/8 ohms + ampli sono 2 × 200 watts/4 ohms : 3 000 F ou contre préampli Hi-Fi avec télécommande si possible ; ou contre 1 paire HP Audax PR 330 MO. Tél. : 22.88.00.85

Vds Led nos 15, 18, 27, 29, 30, 31, 33, 43 à 51, 62, 63, 65, 73, 83 à 86, 89 à 107, 114 à 128 : 12 F le numéro + frais d'envoi. Vds livres "Faites de l'argent avec votre micro", "Le hardsoft ou la pratique des microprocesseurs" (Editions ETSF), "Technologie des circuits imprimés" (Editions Radio), Data Books CI linéaires, TTL, HCMOS, microprocesseurs, mémoires, opto. Liste complète sur demande à P. Gelineau : 15, rue des Bleuets 49120 St Georges-des-Gardes. Tél. : 41.62.76.32

Accessible à tous

à la recherche de l'électronique de Georges Matoré

Pour assimiler facilement les bases de l'électronique

Voici quatre tomes indispensables à tous ceux qui désirent avoir une connaissance approfondie de l'électronique, cette technologie qui nous envahit chaque jour davantage. Sans la moindre base en la matière, l'enchaînement des chapitres vous donnera un niveau d'instruction très honorable allié à un savoir-faire enviable. La première partie vous fera découvrir les phénomènes essentiels reproductibles ainsi que les lois qui les gouvernent. La seconde vous éclairera sur la dynamique du transistor, composant né en 1947 dans les laboratoires de la Bell Company. La troisième vous amènera au pays de composants, de circuits spéciaux et la quatrième dans l'exploitation de la connaissance en vous livrant à la conduite de projets.

Ces quatre tomes pour tout savoir sur l'électronique sont édités par le département Editions Fréquences d'EMPPS et diffusés par Eyrolles, 61, Bd Saint-Germain, 75240 Paris Cedex 05.

BON DE COMMANDE

Bon de commande à retourner à EMPPS département Editions Fréquences, 1, boulevard Ney, 75018 Paris.

☐ Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 1 au prix de **162 F**, port compris

☐ Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 2 au prix de **162 F**, port compris

☐ Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 3 au prix de **177 F**, port compris

☐ Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 4 au prix de **220 F**, port compris

☐ Je désire recevoir « A LA RECHERCHE DE L'ELECTRONIQUE » TOME 1, TOME 2, TOME 3 et TOME 4 au prix de **720 F**, port compris

NOM _____ PRENOM _____

ADRESSE _____

CODE POSTAL _____ VILLE _____

Ci-joint mon règlement par : ☐ C.C.P. ☐ Chèque bancaire

CHELLES ELECTRONIQUES 77

20 , av. du Maréchal Foch 77500 Chelles
Tél. : 64 26 38 07 / Télécopieur : 60 08 00 33

Nous acceptons les bons de l'Administration - Conditions spéciales aux écoles, centres de formation, clubs d'électronique, etc. - **PAS DE CATALOGUE**

NOUVELLE GAMME AUDAX

TWEETER LINE (A)

Réf.	PU TTC
TW010E1	48 F
TW010F1	45 F
TW010I1	85 F
TW010P1-4*	55 F
AW010E1	70 F
TW014B5-4*	85 F
TW014F1	70 F
TW014G1	75 F
TW014H1	85 F
TW014R1	120 F
AW014G1	100 F
AW014R1	130 F
TW025A0	160 F
TW025A1	165 F
TW025M0	170 F
TW025M1	175 F
TW025M3	230 F
TW025V2-4*	195 F
AW025S1	310 F
AW025S3	285 F
TW034X0	285 F
TW037Y0	295 F
TW056A1	40 F
TW110F1	250 F
TW110T1	275 F

PRESTIGE SERIES (B)

HM100X0	375 F
HM100X2	375 F
HM130X0	435 F
HM170X0	520 F
HM210X0	630 F
HM130Z0	495 F
HM170Z0	580 F
HM210Z0	685 F

REFERENCE SERIES (B)

HM100G0	285 F
HM130G0	330 F
HM170G0	390 F
HM210G0	495 F
HM100C0	380 F
HM130C0	415 F
HM170C0	510 F
HM210C0	615 F

CLASSIC SERIES (A)

HT080M0	135 F
AT080M0	150 F
HT100M0	175 F
AT100M0	185 F
HT130M0	195 F
HT170M0	210 F
HT210M0	235 F
HT210M2	290 F
HT240M0	330 F
HT100F0	215 F
HT130F0	295 F
HT170F0	330 F
HT210F0	365 F
VE100F0-4*	190 F
VE130F4-4*	225 F
VE170F8-4*	275 F
HT100K0	255 F
HT130K0	335 F
HT170K0	370 F
HT210K0	415 F

INDUSTRIAL SERIES (A)

HC100A1	85 F
VE100A0	95 F
VE100A2-50*	115 F
VE100A4-4*	100 F
HT130A0	160 F
HT170A0	165 F
HT170A2	180 F
HT210A0	195 F
HT210A2	235 F
HT240A0	305 F
VE4X6A2-4*	130 F
AE4X6A0	140 F
HT5X7A0	155 F
HC064A1	70 F
CS070V0-50*	85 F

PROFESSIONAL LINE (B)

PR120I1	430 F
PR130I1	710 F
PR170M0	555 F
PR170X0	595 F
PR240M0	640 F
PR240T0-4*	640 F
PR300M0	680 F
PR300T0-4*	680 F
PR300T2-4*	695 F
PR300T4	705 F
PR 330M0	1 480 F
PR330T0	1 480 F
PR330T2-4*	1 530 F
PR330T4	1 765 F
PR380M0	1 650 F
PR380M2	2 015 F
PR380T0	1 650 F
PR380T2-4*	1 685 F
PR380T4	2 015 F
PR380T6-4*	2 050 F

EMINENCE

LOUDSPEAKER MADE IN USA

TARIF TTC

ME série : châssis acier 8 Ω

8 MR 100 - médium 21 cm	380 F
ME 8-75 - 21 cm - 120 W	520 F
ME 10-100 - 26 cm - 160 W	590 F
ME 12-100 LE - 31 cm - 160 W	600 F
ME 15-200 - 38 cm - 300 W	880 F

FIABILITE ABSOLUE - Watts RMS

GAMME AUTOMOBILE 4 Ω

21 cm - 300 W max	615 F
26 cm - 400 W max	700 F
31 cm - 600 W max	760 F

EFFICACITE EXCEPTIONNELLE

KITS AUDIO AUDAX

HTP 817	1 100 F
HTP 170	640 F
HTP 210	580 F
HTP 420	925 F
HTK 170	1 270 F
HMP 1000	1 600 F
HMC 1700	1 810 F
HMP 2100	1 370 F
HMX 2100	2 490 F
PRO 3814	1 790 F
PRO 3817	2 240 F

HP ARDAN (8 Ω)

AR 2035 : Ø210 - RMS 60 W	240 F
AR 2550 : Ø260 - RMS 90 W	280 F
AR 3050 : Ø305 - RMS 150 W	380 F
AR 3850 : Ø385 - RMS 200 W	490 F
H 3908 médium corne	160 F

CHANGEMENT D'ADRESSE

Depuis le 3 janvier 1995

Chelles Electroniques vous invite
à vous rendre au 20, avenue du Maréchal Foch
pour l'achat de vos composants électroniques.

UNE NOUVEAUTE !

LES KITS DECRITS DANS LED
(composants et circuit imprimé percé)

- Overdrive Led n° 102 complet ..... 150 F
  Coffrets + boutons ..... 66 F
- Trémolo Led n° 103 complet ..... 168 F
  Coffret + boutons ..... 66 F
- Flanger Led n° 107, complet ..... 330 F
  (coffret + 3 boutons) ..... 66 F
- Kit équaliseur 10 voies Led n° 109
  avec pot standard carbone ..... 355 F
  Supplément pour pot Cermet P11 ..... 220 F
  Alimentation pour égaliseur avec transfo ..... 220 F
- Ampli 400 Weff Led n° 111
  Bloc ampli 1 canal (avec radiateur et ventilateur ..... 1 690 F
  Alim. filtrage électronique ..... 125 F
  Transfo torique 300 VA ..... 335 F
  Transfo torique 500 VA ..... 495 F
  22 000 µF/100 V, l'unité ..... 490 F
- Filtre actif triphonique Led n° 113 ..... 88 F
  Régulation ± 15 V ..... 45 F
  Transformateur 2 × 15 V/30 VA ..... 120 F
- Pédale Jazz-Wah ..... 185 F
  Coffret + bouton ..... 66 F
- Pédale Fuzz-Octaver Led n° 118 ..... 150 F
  Coffret + bouton ..... 66 F
- Diapason 442 Hz Led n° 119 ..... 160 F
  - Coffret + boutons ..... 66 F
- Filtre actif universel Led n° 119
  - Filtre 12 dB/oct. ..... 170 F
  - Alimentation avec transfo ..... 220 F
  - Chorus ..... 370 F
  - Coffret + boutons ..... 66 F
- Préampli classe A Led n° 121
  - Préampli haut niveau (stéréo) ..... 495 F
  - Préampli RIAA avec commutation et sortie casque ..... 510 F
  - VU-mètre stéréo ..... 230 F
  - Sélecteur d'entrées ..... 40 F
  - Alimentation ± 15 V ..... 250 F
  - Transformateur torique 50 VA 2 × 15 V ..... 160 F
  - Coffret PR330 ..... 195 F
- Programmateur Progema
  - Carte mère (afficheur/clavier) ..... 550 F
  - Carte 2716/2732 (avec support à insertion nulle et alim.) ..... 380 F
  - Carte 2764/27128/27256 (avec support et alim.) ..... 450 F
- Module ampli stéréo LM 3886 Led n° 124 (sans dissipateur) ..... 220 F
- Dissipateur ..... 180 F
- Interface Atari ..... 100 F
- Kit égaliseur 5 voies ..... 195 F
  coffret + boutons ..... 84 F
- Echantillonneur Atari-PC
  avec disquette programme ..... 320 F

Qté	Référence	P.U. TTC	Total TTC

Port et emballage : 50 F

Net à payer TTC : _____

Conditions de vente : minimum d'envoi 100 F. ***Pas d'expédition hors C.E.E.***
Par correspondance : règlement à la commande par chèque ou mandat-lettre, ajouter le forfait de port et d'emballage : 50 F.
Contre-remboursement : 80 F. Au-dessus de 3 kg (oscilloscope, alimentation), expédition par la SERNAM : 110 F.

NOM _____

ADRESSE _____

CODE _____ **VILLE** _____

POUR LES PASSIONNÉS DE RÉALISATIONS ÉLECTRONIQUES, UNE SÉLECTION DE 17 MONTAGES SIMPLES ET ORIGINAUX

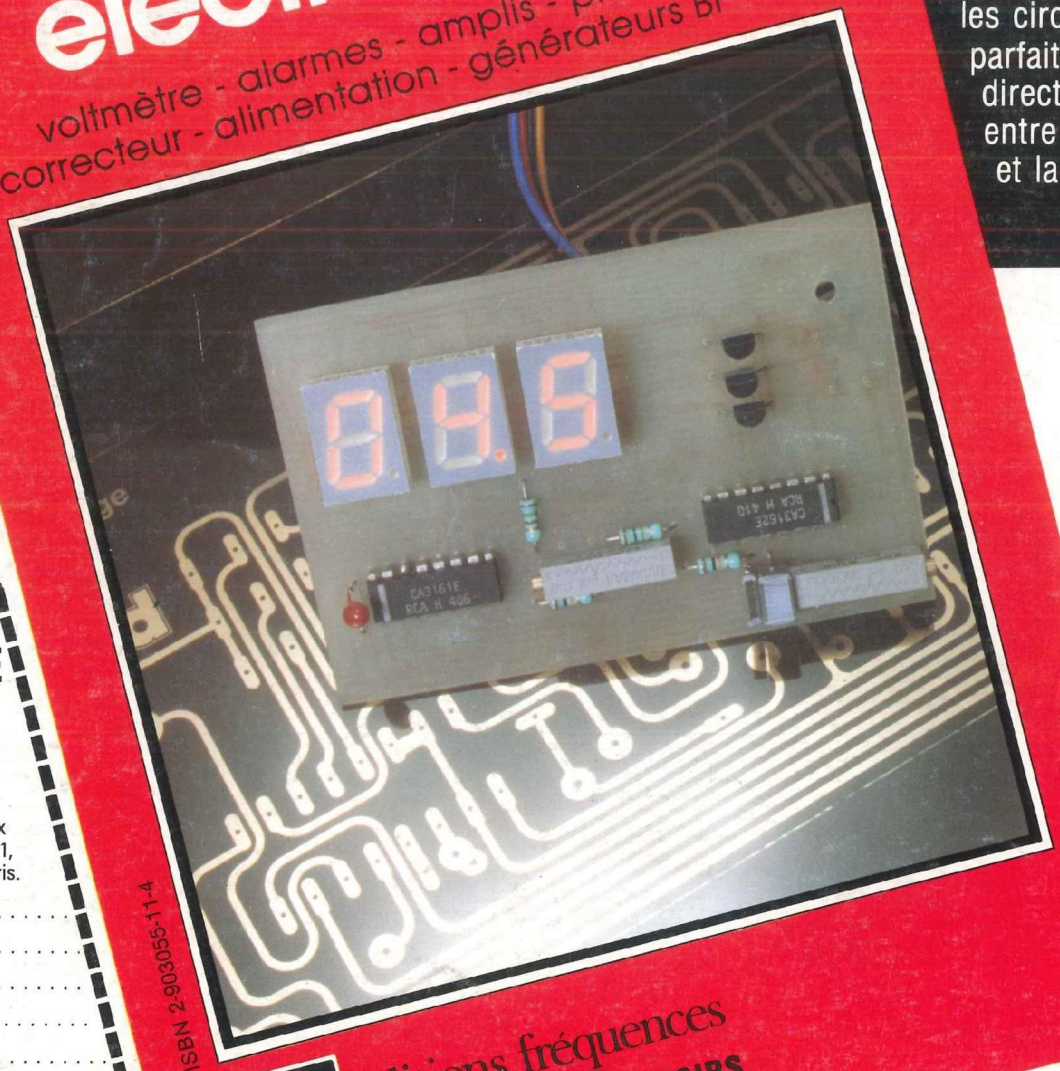
Tous mis au point et testés afin de vous garantir un parfait fonctionnement des modules à la première mise sous tension, que vous soyez électronicien chevronné ou débutant.

17 études comprenant pour chacune d'elles le schéma de principe, le circuit imprimé à l'échelle 1 et son plan de câblage clair et précis.

BERNARD DUVAL

17 montages électroniques

voltmètre - alarmes - amplis - préamplis - correcteur - alimentation - générateurs BF - etc.



17 implantations imprimées à l'envers et regroupées aux dernières pages de ce livre vous permettent de graver les circuits avec une parfaite définition (contact direct lors de l'insolation entre le circuit imprimé et la photocopie).

128 pages
PRIX : 95 F

ISBN 2-903055-11-4

éditions fréquences
COLLECTION Led LOISIRS

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Éditions Eyrolles.

BON DE COMMANDE

Je désire recevoir le livre « 17 montages électroniques simples », au prix de **107 F** (95 F + 12 F de port).

Adresser ce bon aux EDITIONS FREQUENCES 1, boulevard Ney, 75018 Paris.

Nom .....
Prénom .....
Adresse .....
.....
Code postal .....

Règlement effectué
☐ par CCP ☐ Par chèque bancaire
☐ par mandat