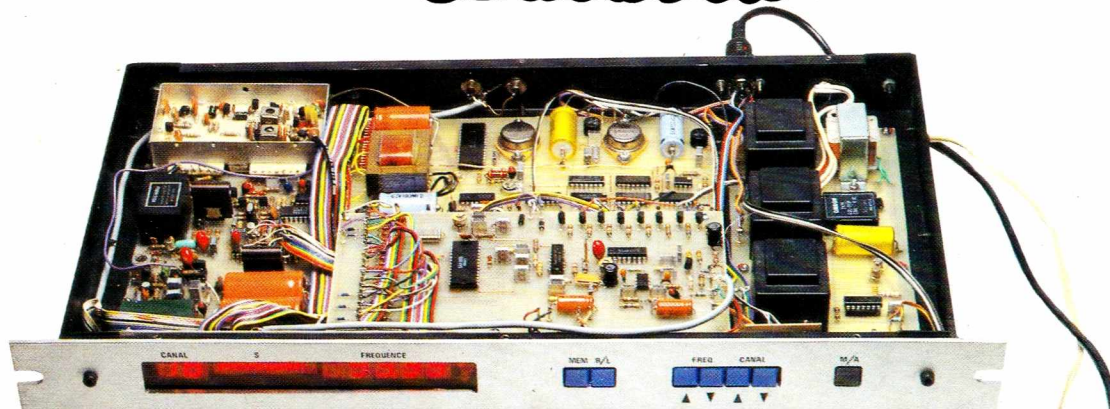


Pour votre
tuner FM à mémoire :

un affichage de fréquence et une télécommande I.R.



LE RPG50 :
ampli préampli guitare
à étage de sortie HEXFET



Réalisez vous-même un détecteur de température et six autres circuits électroniques avec ce coffret

* Un micro et un haut-parleur pour réaliser un émetteur-radio et un antivol avec sirène.

* Un fer à souder et plus de soudure qu'il ne vous en faut!

* Une pince plate d'une excellente qualité.

* 7 circuits imprimés, prêts à cabler.

* 9 diodes, 4 potentiomètres, 1 photorésistance.

* 1 thermistance, 1 self, 2 interrupteurs, du fil de cablage.

* 31 résistances, 11 condensateurs, 11 transistors.

Un guide pratique vous indique la marche à suivre. Vous trouverez dans votre coffret un ouvrage de 165 pages, rempli de schémas et de dessins. Toutes les notions qu'il vous communique débouchent sur des expériences pratiques. Exemple: vous apprenez qu'une diode ne laisse passer le courant que dans un sens. Vous le vérifiez tout de suite en réalisant une expérience avec les kits de votre coffret. Vous branchez, soudez, connectez, et, très vite, vous avez dans les mains votre premier circuit électronique. A quoi va-t-il vous servir?

Tout ce que vous pouvez construire vous-même. Un émetteur-radio, un déclencheur photoélectrique pour allumer les lampes dès que la lumière baisse, un relais-commande 220 volts pour faire marcher à distance vos appareils électriques. Un détecteur de température pour les économies de chauffage pour détecter un début d'incendie, pour détecter le gel. Une minuterie, un antivol avec sirène... Vous imaginerez vous-même bien d'autres transformations qui étonneront vos amis et vous simplifieront la vie. Pourquoi pas un radio-réveil?... Enfin, les possibilités sont si nombreuses que vous en trouverez toujours de nouvelles!

Avec votre coffret, un CADEAU

Un poster couleur que vous pourrez afficher et consulter souvent, car c'est un tableau de reconnaissance des composants de l'électronique et de déchiffrement de leur valeur.

Vos garanties. Dès réception de votre bon, votre coffret sera expédié avec votre cadeau. Si après 15 jours, vous nous retournez votre coffret, vous serez intégralement remboursé, mais vous garderez votre cadeau. La qualité des éléments contenus dans votre coffret est entièrement garantie. Si, par hasard, l'un des éléments était défectueux, il serait immédiatement remplacé. De plus, vous entrez dans notre club qui vous permet l'acquisition de nouveaux éléments et de nouveaux kits.

UNIFORMATION MÉTHODE
"Créer pour comprendre"

Vous vous demandez: l'électronique, comment ça marche? Vous allez le savoir!

Apprenez l'électronique de la meilleure façon: en la pratiquant... en vous amusant! Même si vous n'êtes pas un crack en maths, même si vous savez juste assez d'électricité pour exécuter vous-même quelques réparations faciles, vous réaliserez de vos mains des circuits électroniques qui transformeront votre vie quotidienne. Demandez ce coffret pour un examen gratuit sans aucun engagement.



Bénéficiez de cet examen GRATUIT!

Demandez vite le coffret "Pratique de l'électronique". Si vous n'êtes pas totalement convaincu, vous nous le retournerez après 15 jours et serez entièrement remboursé. Commandez-le dès aujourd'hui! Pour votre règlement, vous ne paierez que 70F de caution, et vous bénéficierez de conditions pratiques et avantageuses.

170F par mois. Après l'examen gratuit, vous réglerez le coffret en une ou plusieurs fois pour le même prix. Après la caution de 70F, vous réglerez 3 mensualités de 170F ou au comptant 510F. Soit un total de 580F.

UNIFORMATION MÉTHODE, route de Neufchâtel, 3000 X 76025 ROUEN CEDEX.

Bon d'examen GRATUIT à retourner à:

Uniformation méthode, route de Neufchâtel, 3000 X 76025 ROUEN CEDEX.

OUI, envoyez-moi pour un examen gratuit de 15 jours, votre coffret complet "Pratique de l'électronique" et mon cadeau.

Avec le bon, je joins un règlement de 70F de caution. Si, au terme des 15 jours, je n'étais pas entièrement satisfait, je vous renverrais le coffret complet, mais je garderais le cadeau et je serais remboursé. Si, par contre, je souhaite garder la méthode, je paierai le solde comme suit:

☐ soit au comptant 510F (prix total: 510F + 70F caution = 580F),
☐ soit en 3 mensualités de 170F (soit 3 x 170F = 510F + 70F caution = 580F).

*Cocher la mention choisie.

NOM PRÉNOM

PROFESSION AGE Tél.
(facultatif) (facultatif) (facultatif)

ADRESSE

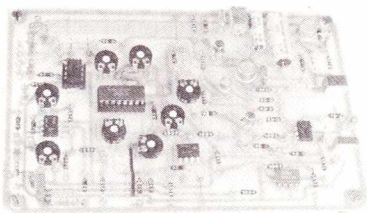
..... CODE POSTAL

VILLE SIGNATURE

SOMMAIRE

N° 418
SEPTEMBRE 1982

REALISATIONS



27

Télécommande IR
et affichage de
fréquence
pour tuner

47

Platine vobulation
du GF 2

67

Ampli guitare RPG 50

85

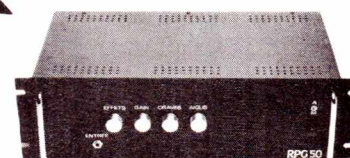
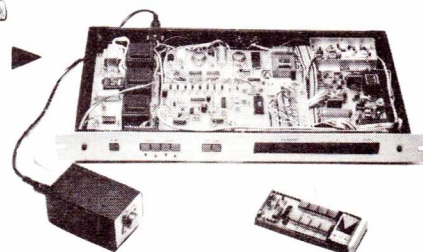
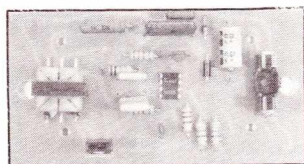
Adaptateur
thermométrique
pour voltmètre digital

89

Indicateur d'égalité

105

Gradateur
à effleurement



TECHNIQUE

Ce numéro comporte deux encarts numérotés :
59-60 -Fiches «idées»
61-62 Eurelec
63-64
65-66 -Fiches «composants»

77

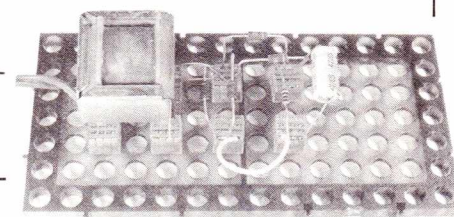
Les diodes
semi-conductrices

91

Manipulations
sur les diodes

99

Les PLL de la CB



DIVERS

Ont participé à ce numéro : B. Bencic, H. Bilbille, J. Ceccaldi, C. Couillec, F. de Dieuleveult, G. Ginter, P. Gueulle, Mlle Hugout, D. Jacovopoulos, F. Jongbloët, P. Patenay, R. Rateau, J. Sabourin.

58

Service circuits
imprimés

83

Infos nouveautés

102

Micro expo 82



B.H. ELECTRONIQUE

164, av. Aristide-Briand, 92220 BAGNEUX
664.21.59 (sur RN 20). Métro Port-Royal Bagneux



LOISITEK

58, rue Hallé, 75014 PARIS
327.77.21 Métro Mouton-Duvernay



RADIO CHAMPERRET

12, place de la Porte Champerret, 75017 PARIS
380.64.59 Métro Porte Champerret

COMPOSANTS ELECTRONIQUES

LIBRE SERVICE - PIECES DETACHEES - Dépositaire SESCO, TEXAS, EXAR, MOTOROLA, SGS, RTC, RCA, ITT...

Ouvert du lundi au samedi de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h - Vente sur place et par correspondance

EXTRAITS DES KITS ELECTRONIQUES

Ampli C.I. 5 watts eff. 9 à 24 V	68,50
Chambre de réverbération avec RE 21	149,00
Ampli B.F. 16 W eff. (12 à 24 V 200 mV/47 K)	79,00
Ampli 30 W. (15 à 50 V — 500 mV/47 K)	109,00
Ampli 82 W eff. (± 30 V) + radiateur	225,00
Ampli 2 x 15 W. eff. entrée FET	139,00
Ampli 2 x 35 W. eff. entrée FET	189,00
Ampli téléphonique avec son capteur	64,00
Booster 20 W pour auto-radio (bateau + voiture)	98,00
Module deux préampli RIAA	89,00
Module deux préampli linéaire	59,00
Correcteur de tonalité universel 12 à 24 V	59,00
Correcteur Baxandall Stéréo - Entrée FET ± 20 dB	89,00
Préampli correcteur 24 V	98,00
Ampli antenne T.V. (20 dB 12 V)	98,00
Préampli antenne FM + AM (jusqu'à 250 MHz)	25,00
Récepteur F.M. Varicap 9 à 12 V	58,50
Récepteur VHF + son ampli 2 W 60 MHz + HP	149,00
Module Tuner FM Fet à Varicap professionnel	225,00
Emetteur F.M. 9 à 24 V + micro	79,00
Décodeur F.M. Stéréo à LED	98,00
Adaptateur micro universel pour Mod + Alim. secur	78,00
Module 1 V à micro incorporé 1500 W	98,00
Module 1 V à micro incorporé 3000 W	120,00
Module 2 V à micro incorporé 3000 W	110,00
Module 2 V à micro incorporé 4500 W	150,00
Module 3 V à micro incorporé 4500 W	140,00
Module 3 V à micro incorporé 6000 W	199,00
Mod. Psychédélique séquent. + chenil. 4 voies	220,00
Module BHE 1 Voie 1500 W	58,00
Module BHE 1 voie + I N 3000 W	78,00
Module BHE 2 voies 3000 W	85,00
Module BHE 2 voies + I N 4500 W	135,00
Module BHE 3 voies + I N 6000 W	178,00

Stroboscope 60 joules 1 Hz à 50 Hz réglable	129,00
Stroboscope 300 joules 0,1 à 50 Hz secteur 220 V	195,00
Claplight Kit d'interrupteur Sonor	115,00
Gradateur à touch-control 220 V (1300 W)	115,00
Gradateur de lumière 220 V (1300 W)	39,00
Variateur de vitesse 220 V (1300 W)	49,00
Chenillard 10 voies (direct sur secteur)	220,00
Clignoteur 2 voies (2 fois 1500 W)	69,00
Allumage électronique pour voiture	160,00
Temporisateur pour essuie-glace	59,00
Compte-tours à 16 LED universel (Dia. 83 mm)	149,00
Antivol alarme pour voiture 6 ou 12 V	98,00
Alarme d'appartement 12 V	139,00
Alarme universelle temporisée 12 V	120,00
Kit anti-moustiques	59,50
Capacimètre 4 gammes de 1 à 100 000 pF/4,5 V	98,00
Alimentation disjonctable 1 à 30 V/5A/2 mV	149,00
Alimentation pour ampli 82 W	110,00
Ping-pong électronique (4 jeux + son)	179,00
Module pour jeux TV	39,50
Relais temporisé (alim. 6 à 12 V)	79,00
Sirene de police 110 dB à 1 m — 6 à 12 V (sans HP)	78,00
Sirene police américaine (12 V) max. 15 V sans HP	59,50

Chimiques	25 V	50 63 V
de 1 µF à 10 µF	1,80	2,00
de 15 µF à 100 µF	2,50	3,00
de 150 µF à 470 µF	3,50	4,50
1000 µF	6,50	10,00
2200 µF	10,00	15,00
3300 µF	15,00	25,00
4700 µF	25,00	35,00

Condensateurs cérami-	EL/PL 504	36,50
ques, de 1 pF à	EL/PL 509	98,00
0,1 µF	0,60 F	98,50
Mylar de 1 µF à	EY/PY88	25,00
0,1 µF	EZ 80	25,00
0,12 µF	EZ 81	25,00
0,47 µF	6AL 5	20,00
de 0,68 µF à	TV 6,5	11,50
1 µF	TV 18	11,50
1 µF à 2,2 µF	3,50 F	129,00

Matériel pour O.M.	
Quartz 27 MHz	33,00
Antenne 27 MHz	33,50
PL 258/259	33,50
Cable 50Ω	32,00
Tos mètre	32,00
Watt-mètre	
Alim 12V 2 — 3 ou 4A	
Préampli par micro en kit	
THT : Orega, RTC	
VIDEON, etc.	

Résistances 1/2 W de		
1 Ω à 2,2 MΩ à l'unité		
0,25 F les 10 de même		
valeur 2,00 F		

Extraits de nos tubes	
neufs 1 ^{er} choix	
DY 802	25,00
EY 802	25,00
GY 802	25,00
EB 91	20,00
EBF 91	25,00
EC/PC 86	39,00
EC/PC 88	39,50
ECC 81	24,50
ECC 83	24,50
ECC/PC 189	39,00
ECF/PCF 80	24,00
ECF/PCF 801	26,00
ECF/PCF 802	26,00
ECH 81	29,00
ECL/PC 82	28,00
ECL/PC 85	29,00
ECL/PC 805	29,00
ED/PC 500	69,00
EL 183	20,00
EL 184	22,00
EL 34	69,00
EL/PL 36	58,00
EL/PL 84	25,00
EL/PL 86	29,00
EL/PL 95	25,00
EL 183	89,00

Bouton pour id ^e	2,50
Pot piste moulée	10,00
Filtres céramiques	
455 kHz simple	8,50
double	12,80
468 kHz/480 kHz	6,50
10,7 MHz	12,80
Toko	
Le jeu 455 kHz 7 x	12,00
Le jeu 455 kHz 10	15,00
30 W	90,00
40 W	90,00
65 W	105,00
Support pour fer	69,00
Elément dessoudeur	185,00
à poire	75,00
Dessoudeur C.I.	25,00
dél	25,00
Tresse à	12,00
dessouder	25,00
Panne Inox	25,00

Relais Télécommande	
2 RT 10 x 12 x 5 25,00	
2 RT 10 x 10 x 10	25,00
en 6/12/24 V	25,00

Relais Siemens	
2 RT 6/12/24 V	25,00
4 RT 6/12/24 V	30,00
6 RT 6/12/24 V	35,00
Support de relais	8,00
Mandrin Lipa	
6 mm	2,50
Commuteurs rotatifs	
1 C 12P	12,00
2 C 6 P	12,00
3 C 4 P	12,00
4 C 3 P	12,00
Voyants	
Bleu, vert, jaune, rouge,	75,00
220 V	10,00
Bleu, vert, jaune, rouge,	18,00
6-12-24 V	8,80

Supports de C.I.	
8 pattes	2,00
14 pattes	2,00
16 pattes	2,00
18 pattes	4,50
24 pattes	6,00
40 pattes - 28 pattes	9,50
Self de choc	
Type HF	2,50
Robine PD ou GO	4,80
Ferrite Ø 10 mm long 10	4,00
cm	4,00
Ø 8 mm, long. 10	4,00

Supports de C.I.	
8 pattes	2,00
14 pattes	2,00
16 pattes	2,00
18 pattes	4,50
24 pattes	6,00
40 pattes - 28 pattes	9,50

Inters inverseurs	
Subminiature simple	9,00
Subminiature double	16,00
Simple à point milieu	29,00
Double à point milieu	39,00
Simple fufitif	35,00
Double fufitif	49,00

Matériel pour réalisation de circuit imprimé	
Epoxy simple face le dm ²	5,00
Epoxy double face le dm ²	7,00
Epoxy Présensibilisé simple face le dm ²	15,00
Stylo C.I.	15,00
Bombe résine positive PM	30,00
Bombe résine Positive GM	75,00
Alfalc la feuille 150 pastilles	6,50
Alfalc le blister 5 feuilles	30,00
Mécanorma la feuille	11,20
Rouleau de bande 04 à 2,5 mm	15,00
Tube actinique 15 W, comptoir univ.	45,00
Ballast pour 2 tubes	59,00
Perceuse avec 10 outils	129,00
Perceuse avec 30 outils	170,00
Support, pour id ^e	45,00
Flexible pour id ^e	49,00
Transfo pour perceuse	78,00
Perceuse super puissante	170,00
Support grande perceuse	170,00
Alimentation réglable	170,00
Forêts tous Ø	4,00
Jeu de mandrins	15,00
Bidon d'étamage 1/2 l.	68,00
Outils à wrapper-déwrapper	89,00

Accus cadmium-nikel	
Type rondes R6	10,50
Type rondes R 14	29,00
Type rondes R 20	78,00
Type 9 V P.M.	89,00
Chargeur pour 4 R6	59,00
Chargeur pour 9 V	89,00
Chargeur universel	139,00

Soudure	
P.M.	8,00
G.M.	16,00
en bobine	109,00

Fiches	
Jack Ø 2,5 Ø 3,5 E, M ou F	3,00
Mono Ø 6,35 mm E, M ou F	4,00
Stereo Ø 6,35 mm E, M ou F	6,50
Din HPE M ou F	2,50
Din 3/5 broches E, MF	3,00
RCA E, MF	3,00
Banane Ø 4 mm E, MF	2,50
Jack Ø 3,5 Stereo	11,80

Circuits intégrés					2204	59,00	TD4
CA					2300	23,00	470
3005	36,00	MA			2305	23,00	1005
3012	22,00	1022	149,00		2361	24,00	1026
3018	24,00				5861	9,80	1034
3059	33,00	MC			50		1042
3075	21,00	512 P	22,50		51 P		1045
3084	30,00	114			42 P		1054
3086	30,00	835 L			100	19,80	2030
3089	32,00	1303	24,50		300		3310
3130	15,00	1410	24,00		310	10,30	1033
		1312	29,80		120	11,00	1046-47
L		1339	18,50		135		1023
120	39,00	1357	37,50		125		11L
121	35,00	1405 L	145,20		611 CX	23,00	32
123	9,00	1435 P	167,10		621 A 11	28,00	78
24,50	200	1437	29,80		561	28,00	336
		1456	38,60		790	29,80	370
LD		1458	9,00		865	9,80	081
111	92,40	1472			2761	19,80	082
114	129,80	14016	8,30		840	29,80	084
LF							TL
356	15,00	MCT			865	9,80	081
357	19,80	6	11,50		2761	19,80	082
			23,50				084
LM		MM			TBA		
101	43,10	2101	54,50		220 S	13,00	TMS
200	7,50	2102	54,50		231	23,80	3874
401	20,10				240 B	23,80	3899
405	7,50				400	19,80	UAA
406	24,10	MVA			425	23,10	170
407	7,50	728	7,90		641 B 1	24,50	50
408	29,30	711	7,90		641 B X 1	24,50	XR
409	14,20	716	26,50		68C	32,40	205
410	36,90	723	8,50		790	32,40	2207
411	30,40	Q 723	12,50		790 LC	21,00	240
412	32,00	Q 739	29,80		790 NSC	13,00	4212
413	32,4	Q 741	5,90				REGULA
414	13,9	Q 753	17,80		810	18,00	
415	34,9	Q 758	37,50				TO 220
416	35,0				820	18,00	TO 3
417	11,7	NE	24,00		820	32,00	TO 3
418	37,8	1840			105	23,70	20
419	38,0	543 K	26,00		950	32,00	BRY
420	38,1	555	5,50		YCA		39
421	38,2	1180	15,00		105 B	23,70	55
422	38,3	560 B	59,00		125	23,70	BT
423	38,4	565	22,50		240 A	22,00	00
424	38,5	570	54,00		280 A	23,10	09
425	38,6	571	54,00		335		19,80
426	38,7	572	19,80		511	32,50	BT 500
427	38,8	555 B	42,00		610	15,00	27 500
428	38,9	SAS	29,50		610	15,00	27 600
429	39,0				750	43,50	BTX 60
430	39,1	SAS	27,00		750	22,00	BTY 80
431	39,2	470	27,00		130	22,00	AA
432	39,3				150	22,00	113
433	39,4				150	22,00	114
434	39,5				410	15,00	BA
435	39,6	SFC			420	24,80	002
436	39,7	806 B	26,00		450 A	27,00	42
437	39,8				450 A	27,00	42
438	39,9						
439	40,0						
440	11,00						
441	15,00						
442	15,80						
M							
252	195,00	SFC					
253	195,00	806 B	26,00				

ELECTROME**TOULOUSE**

10.12, rue du Pt Montaudran
31000 TOULOUSE
Tel. (61) 62.10.39

BORDEAUX

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

M^T.de-MARSAN

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

ELCO**23 CHENILLARD 8 CANAUX**

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

390,00f

40 STROBOSCOPE 150 JOULES

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

150,00f

106 GENERATEUR 9 RYTHMES

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

225,00f

135 TRUCAGE ELECTRONIQUE

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

230,00f

142 MICRO TIMER PROGRAMMABLE

A MICRO PROCESSEUR

Base sur l'emploi du TMS 1000, affichage digital de
l'heure (heure-minute), du jour.
On le programme grâce à un clavier de 20 touches. Il
possède 4 sorties (4 relais 3 A) et est alimenté en 9V 1 A
(transfo non fourni). Visualisation des sorties en servi-
ce par 4 leds.

Exemples d'application :

- Contrôle du chauffage sur la sortie 1. Mise en route
du chauffage à 5 h du matin, arrêt à 9 h, remise en route
à 17 h, arrêt à 23 h, et cela tous les jours ouvrables de la
semaine (du lundi au vendredi) le samedi et le diman-
che, le chauffage reste toute la journée, donc mise en
route à 5 h du matin, arrêt à 23 h.

- Sur sortie 2, commande d'un buzzer pour le réveil du
lundi au vendredi à 7 h jusqu'à 7 h 10, pas de réveil le sa-
medi et le dimanche.

- Sortie 3, commande de la radio de 7 h 20 à 8 h 20, du
lundi au vendredi.

- Sur sortie 4, commande de la cafetière électrique du
lundi au vendredi de 7 h 10 à 8 h 10, le samedi et le di-
manche de 9 h 30 à 10 h 30.

Nombreuses autres possibilités : pendule d'atelier,
contrôle du four électrique, arrosage automatique,
enregistrement d'émissions radio ou sur magnéto-
scope, contrôle d'aquarium, etc.

490,00f

ELCO**160 TABLE DE MIXAGE STEREO**

A 6 ENTREES
2 PLATINES MAGNETIQUES
2 MICRO 2 AUXILIAIRES

220,00f

201 FREQUENCEMETRE DIGITAL

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

375,00f

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

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

225,00f

203 IDEM 202

MAIS AVEC 2 CYCLES D'HYSTERESIS

260,00f

204 VOLTMETRE DIGITAL A MEMOIRE

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

195,00f

205 ALIMENTATION STABILISEE

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

-3 GAMMES DE TENSION-

250,00f

206 THERMOMETRE DIGITAL A MEMOIRE

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

190,00f

207 REVERBERATION LOGIQUE

SANS RESSORT. S'ADAPTE SUR MICRO CB
MICRO NORMAL, TABLE MIXAGE, ETC.

VOLUME REGLABLE

RETARD REGLABLE DE 0.1 A 2 SECONDES

195,00f

TOUS LES COMPOSANTS
AUX
MEILLEURS PRIX

PROMOTION DU MOIS
DES PRIX
INCROYABLES!

contre une enveloppe
timbrée

GOLDPOWER

SONO
GUITARE

MODULES préreçlés,
testés, garantis

SPECIAL GUITARE

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

80 W **495,00F**
120 W **570,00F**
160 W **750,00F**

Alim 80 W **150,00F**
Alim 120 W **195,00F**
Alim 160 W **275,00F**

ALIMENTATION**AMPLI**

protège courts circuits
Distorsion inférieure 0,1 %

80 W efficaces **295,00F**
120 W efficaces **370,00F**
160 W efficaces **550,00F**

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

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

Cocher ou compléter la case correspondante

A RETOURNER A ELECTROME

17 RUE FONDAUDEGE 33000 BORDEAUX TEL 56. 52.14.18

☐ Veuillez m'expédier le catalogue ELECTROME.

Ci-joint 15 F ☐ en timbres ☐ par chèque.

NOM _____

Adresse _____

Montbel

ELECTRONIQUE

Division
COMPOSANTS

35-37, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél.: 607.88.25/83.21
Métro : Gares du Nord (RER ligne B)
et de l'Est
OUVERT
de 9 h à 19 h sans interruption
Fermé le dimanche

Pour la Rentrée «SUPER PROMOTIONS»

SUPER PROMOTION

LAMPES et SEMI
CONDUCTEURS

LAMPES NEUVES
Grandes marques

ECF8015 F	PCF8015 F
ECF80214 F	PCF80214 F
EL50419 F	PCL8616 F
EY8815 F	PCL80516 F
EY50025 F	PL50422 F
GY80214 F	PY8815 F
AC187K3 F	BC3070,50 F
AC188K3 F	BC2080,50 F
BU20812 F	2N22221,50 F
(800 V)10 F	UA7235,00 F

Zener par 10 pièces
4,3 - 5,6 - 15 - 20 - 22 - 33 -
38 - 180 volts .La pièce 0,60 F

LOT N° 1

1 fer à souder
1 pompe à désouder
1 pince coupante
2 tourne-vis

SUPER PROMO120 F

LOT N° 2

1 contrôleur 2 kΩ/V
1 fer à souder
1 pince coupante
1 pince demi-ronde
1 pochette de tournevis

SUPER PROMO199 F

LOT N° 3

1 sachet de perchlo
3 plaques CI
1 feutre CI
1 bac

SUPER PROMO55 F

LOT N° 4

1 ALIMENTATION
STABILISEE
EN KIT. Complète
avec boîtier, galva
de 0 à 24 V - 2 A

1 CONTRÔLEUR

20 kΩ/V

SUPER PROMO

396 F

à la «rentrée»
PRIX SPECIAUX
SUR
TOUS LES
KITS
Nous consulter

SUPER PROMO

Minicasque	10,00
Kit souplisso	22,50
2 micro K7	25,00
Tweeter 30 W	59,00
Tournevis HF en plastique	17,00
Casque walkman	82,00
Fer à souder	50,00
Pompe à dessouder	50,00
Contrôleur 20 kΩ/V	184,00

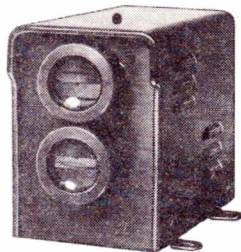
AMPLI TELEPHONE
68,90 F
INTERPHONE A FIL
88,00 F

RESISTANCES
DE PRECISION
1/2 WATT 2,40 F
12000 pièces en stock

DISTRIBUTEUR

BST - ESM - CIF - Monaco - JBC - Visaton - Kobalson - Appligraph - Daher - S.I.C. - Varta - Omenex - NTC - Office du kit - Amtron - Asso - Josty - IMD - Kit pack - Elcokit + Kurluskit - Saditek - Pantec, etc.

PENSEZ A VOUS PROTEGER CONTRE LE VOL



CREDIT POSSIBLE

PRIX : 443,90

LIBRAIRIE
Sécurité alarme électronique45 F
30 montages électroniques d'alarme29 F

Barrière infra rouge. Rayon invisible, portée 8 m. Alim.: 220 V déclenche une sirène 12 volts.

Alarme Amtron en coffret, complète en ordre de marche	906,00 F
Alarme d'appartement en kit	345,00 F
Alarme pour résidence en kit	90,00 F
Transmetteur téléphonique d'alarme en kit	225,00 F
Sirène à moteur	80,90 F
Sirène électronique	198,00 F
Contact de choc	28,50 F
Contact ILS	22,50 F

Appareils de mesures
EN KITS



- KE 01
Oscilloscope 2 MHz sans tube ni boîtier
Prix : 440 F
 - KE 02
Générateur BF de 10 Hz à 1 MHz sans boîtier.
Prix : 220 F
 - KE 03
Signal tracer HF BF faibles et fortes sans boîtier.
Prix : 190 F
 - KE 01 B
Option boîtier pour KE 01 : 300 F
 - Tube DG732. Prix : 360 F
 - KE 02 B
Option boîtier pour KE 02
Prix : 210 F
 - KE 03 B
Option boîtier pour KE 03
Prix : 210 F
- Nos kits sont livrés avec une super notice complète

MICRO FM

WEM 35	137,20
32	276,60
15	242,80
61	285,00

PANTEC

Micro FM pour surveillance. Se branche sur une prise de courant155 F

LIBRAIRIE

Plus de 280 titres en stock
• ETSF • ELEKTOR • DUNOD • EDITIONS RADIO.
Prix tarif — Port gratuit
TARIF CONTRE ENVELOPPE TIMBREE

COMMUT. A TOUCHES

Jean Renaud
De 1 à 10 touches
Composition «à la carte»

MATERIELS POUR CIRCUITS IMPRIMES

Tube actinique	Support starter
Prix37,00 F	Prix2,40 F
Douille pour tube	Starter5,00 F
Prix4,80 F	Balast45,00 F

MODUL. AMPLI B.S.T.

MA 155170 F	MA505220 F
PAS35 F	PBS35 F

Expédition : FRANCO DE PORT METROPOLE
pour toute commande supérieure à 100 F
(sauf les « SUPER PROMO »)

*POINTS CADEAUX

Vous seront remis par tranche de **50 F** d'achat
(liste des cadeaux remis sur demande).

*Sauf la province et les prix promo.

CRÉDIT POSSIBLE
A partir de 2000 F d'ACHAT
CARTE BLEUE (minimum 50 F)

ENEZ, PAR LE RER Ligne B,
(gare du Nord) nous rendre visite.

Mithel

ELECTRONIQUE

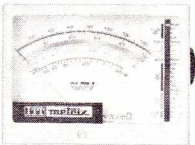
METRIX «MX 462»



Continu de.....1,5 à 1000 V
100 μ A à 5 A
Alternatif de.....3 à 1000 V
1 mA à 5 A
Ohmmètre de.....de 5 à 10 M Ω
Résist. d'entrée.....20.000 Ω VAC

Prix 644 F

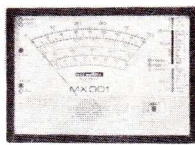
METRIX «202 C»



Continu de.....50 mV à 1000 V
de 25 μ A à 5 A
Alternatif de.....15 à 1000 V
de 50 mA à 5 A
Ohmmètre de.....10 Ω à 2 M Ω
Décibel.....0 à 55 dB
Résist. d'entrée.....40.000 Ω VAC

Prix 811 F

METRIX «MX 001»

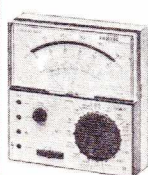


Continu de.....0,1 V à 1600 V
de 50 μ A à 5 A
Alternatif de.....5 à 5 A
de 160 μ A à 1,6 A
Ohmmètre de.....2 Ω à 5 M Ω
Résist. d'entrée.....20.000 Ω VAC

Prix 346 F

METRIX «MX 453» Prix585 F

PANTEC «MAJOR 20K»



20 K Ω V

39 cal

Prix

347 F

MAJOR 50 k Ω V

Prix 427 F

PAN 3003

1 M Ω = et Δ

Prix 713 F

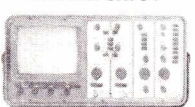
ELECTRO ISC

Prix 498 F

TRANSISTORMETRE

Prix 375 F

METRIX 0X734



Double trace 2 x 40 MHz 60 MHz à 6 dB. Temps de montée 8,75 nS sur 10 mV/Div. 310 x 180 x 470 mm. Poids 10,2 kg. Sans accessoire.

Prix TTC 7600 F

CAPACIMETRE BK 820



Affichage digital. Fréquences de 0,1 pF à 1 F en 10 grammes. Précision 0,5%. Alim. 6 V.

Prix 1650 F

BK 510



Très grande précision. Contrôle des semi-conduct. en/et hors-circuit. Indication du collecteur-émetteur, base.

Prix 1407 F

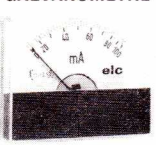
GENERATEURS DE FONCTIONS BK 3010



Signaux sinus, carrés, triangulaires. Fréquence 0,1 à 1 MHz. Temps de montée < 100 nS. Tension de calage réglable. Entrée VCO permettant la volubation.

Prix 2153 F

GALVANOMETRE



1 - 3 - 6 - 10 - 15 - 30 A
10 - 15 - 30 - 60 - 250 V

Prix 4400 F

ELC ALIMENTATION



AL 784.....13,8 V - 3 A

Prix 199,90 F

AL 785.....13,8 V - 5 A

Prix 294 F

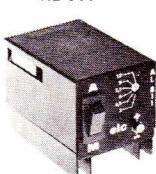
AL 813.....13,8 V - 10 A

Prix 705 F

AL 786.....5 V - 3 A

Prix 199,90 F

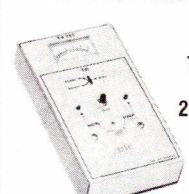
AL 811



3 - 4,5 - 5 - 6 - 7,5 - 9 - 12 V - 1 A

Prix 172 F

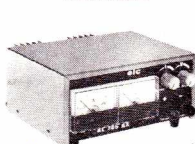
TESTEURS SEMI CONDUCTEURS



TE 748

Prix 223 F

ALIMENTATION VARIABLE



AL 745.....AX. 0 à 15 V

Prix 446,90 F

AL 812.....0 à 30 V - 2 A

Prix 588 F

AL 781.....0 à 30 V - 5 A

Prix 1234,80 F

MONACOR GENERATEUR DE FREQUENCES SG 1000



Fréquences.....100 kHz-100 MHz
6 calibres
Sortie.....0,1 V réglable
Dimensions.....250 x 130 x 150 mm
Oscillateur à quartz

Prix 1044 F

GENE BF AG 1000



Fréquences.....10 Hz-1 MHz
Sortie..... $\geq$ 5 V eff. sinus
 $\geq$ 10 V cc carré
Dimensions.....250 x 130 x 150 mm

Prix 1187 F

GENE BF



1 Hz à 1 MHz

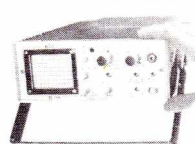
Prix 882 F

SONDE «LOGIC» TTL/MOS



Prix 340 F

OSCILLOSCOPE



0 à 12 MHz

Prix 1881,60 F

SONDE UNIVERSELLE



1/1 .115 F

1/10.117 F

1/100234 F

1/1-1/1

Prix ...210 F

TESTEUR THT



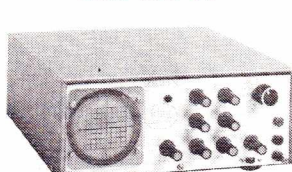
N et B

COULEUR

Prix

174 F

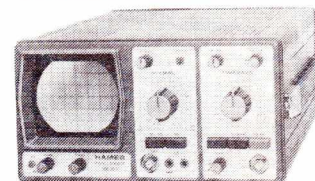
KE 20 X



Du continu à 2 MHz; BT relaxée de 10 Hz à 200 kHz.

En kit1000F

OSCILLOS HAMEG

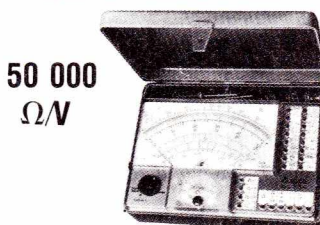


HM 307.....1820 F

HM 203..3059 F • HM 412..4174 F

GRATUIT (au choix) : une sonde ou un livret d'utilisation + 1 cadeau surprise.

CONTROLEUR «ERREPI» 52 CALIBRES



50 000 Ω V

PRIX...399F

MULTIMETRE «ETU 5000»



50 k Ω V

0,25 à 1000 V/—

0 à 1000 Volts continu

De 50 μ A à 10 ampères

De 0 à 20 M Ω

Prix étudiant245F

SIGNAL TRACER TS 35



• Sensibilité : 1 mV.
• Entrée commutable : B.F. faible, B.F. forte, HF. Sortie générée : 1 kHz environ.
Puissance de sortie : 2 W.
Dim. : 210 x 95 x 140.

PRIX en kit365F

GENERATEUR B.F. NX 203



10 Hz à 1 MHz
Sinus carré en kit460F

Groupé avec le TS35
Les 2 appareils en kit720F

DISTRIBUTEUR

Bekman
Tlue-King
Moni-CDA
Centrad VOC
Errepi
Monacor, etc.

BON A
DECOUPER

Je désire recevoir gratuitement

☐ Votre documentation «Mesure»

LA LISTE DES LIVRES TECHNIQUES

dam's N°2 ...vient d'ouvrir!

H.P. grande marque, mais... DÉMARQUÉS!
...pour en tomber les prix.



ST 621 - H.P. encastrable, 16 cm, membrane renforcée à suspension souple, avec cône d'aigues, réponse en fréq. 60 à 18 000 Hz, puissance max. admissible **20 WATTS** music., impéd. 4 ohms, profondeur d'encastr. 51 mm, grille décor amovible, cordons 4 m.
La paire 120,00 + port et embal. 25,00

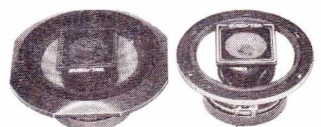


ST 622 - H.P. deux voies, boomer 16 cm, membrane renforcée à suspension souple, tweeter axial 3,5 cm réponse 60 à 19 000 Hz, puissance max. admissible **20 WATTS** music., impéd. 4 ohms, profondeur d'encastr. 51 mm, grille décor amovible, cordons 4 m.
La paire 195,00 + port et embal. 25,00



ST 624 - H.P. deux voies, boomer 16 cm, membrane renforcée à suspension souple, tweeter axial 4,5 cm réponse 50 à 19 000 Hz, puissance max. admissible **40 WATTS** music., impéd. 4 ohms, profondeur d'encastr. 65 mm, grille décor amovible, cordons 4 m.
La paire 265,00 + port et embal. 25,00

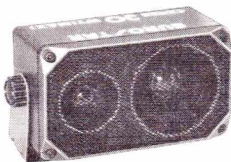
HAUT-PARLEURS COMBINÉS 2 VOIES HI-FI « EUROSTAR CX 550 »



Équipement: 1 boomer 158 mm à membrane renforcée, suspension souple, 1 tweeter coaxial 50 mm, avec filtre capacitif, réponse 50 à 16 000 Hz, puissance max. admissible **120 WATTS**, impéd. 4 ohms, grille décor 180 x 180 mm, profondeur d'encastr. 65 mm.
La paire 320,00 + port et embal. 25,00

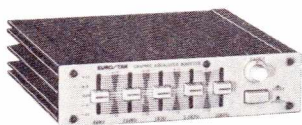
EUROSTAR CX 570 - H.P. combinés 3 voies (semblables à modèle CX 550), médium et tweeter coaxiaux, rép. 50 à 16 000 Hz, puissance max. admissible **120 WATTS**, 4 ohms - **La paire** 410,00 + port 25,00

MINI-ENCEINTE ACOUSTIQUE 2 VOIES « EUROSTAR CX-425 »



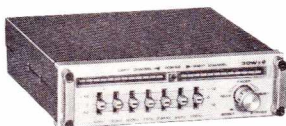
Composée de 1 boomer 80 mm, 1 tweeter 50 mm, filtre capacitif, réponse en fréquence 80 à 19 000 Hz, puissance max. admissible **30 WATTS** music., impédance 4 ohms, boîtier gris métallisé, 160 x 95 x 80 mm, orientable sur son étrier, ce qui permet un réglage de la projection sonore arrière.
La paire 295,00 + port et embal. 20,00

BOOSTER EQUALIZER « EUROSTAR ES-1281 »



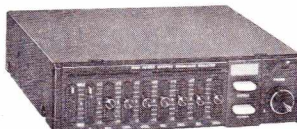
Puissance tot. **60 WATTS** music. (2 x 30 W), réponse en fréq. 30 à 30 000 Hz, rapport S/B > 58 dB, égalizer 5 bandes (60 - 250 Hz - 1 - 3,5 - 10 KHz), réglage ± 12 dB sur chaque bande, commutateur (by-pass) pour écoute avec ou sans égalizer, 4 sorties H.P. 4 à 8 ohms, balance avant/arrière, alim. 12 volts (— à la masse), L. 157, H. 41, P. 155 mm.
Prix 320,00 + port et embal. 20,00

BOOSTER EQUALIZER « EUROSTAR ES-1480 »



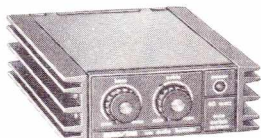
Puissance tot. **60 WATTS** music. (2 x 30 W), réponse en fréq. 20 à 20 000 Hz, rapport S/B > 55 dB, égalizer 7 bandes (60 - 150 - 400 Hz - 1 - 2,4 - 6 - 15 KHz), réglage ± 12 dB sur chaque bande, contrôle lumineux de puissance et relief sonore sur 2 rampes à LEDS multicolores, commutateur (by-pass) pour écoute avec ou sans égalizer, 4 sorties H.P. 4 à 8 ohms, balance avant/arrière, alim. 12 volts (— à la masse), L. 140, H. 39, P. 140 mm.
Prix 430,00 + port et embal. 20,00

SUPER-BOOSTER EQUALIZER « EUROSTAR ES-1790 »



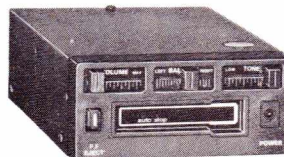
Puissance tot. **120 WATTS** music. (2 x 60 W), réponse 20 à 20 000 Hz, rapport S/B > 65 dB, égalizer commutable 7 bandes (60 - 150 - 400 Hz - 1 - 2,4 - 6 - 15 KHz), 4 sorties H.P., impéd. 4 à 8 ohms, commande volume sur ch. canal, balance Avant/Arrière. Ce booster est doté d'une entrée classique à relier aux prises H.P. de tout autoradio/lecteur, alim. 12 V, L. 180, H. 47, P. 185 mm.
Prix 590,00 + port et embal. 25,00

BOOSTER « ES-1600 »



Puissance tot. **60 WATTS** music. (2 x 30 W), réponse en fréquence 15 à 15 000 Hz, rapport signal/bruit 70 dB, contrôle de tonalité Gr. et Aig. séparé, impéd. H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 volts (— à la masse), L. 115, H. 40, P. 153 mm, livré avec accessoires de montage.
Prix 195,00 + port et embal. 20,00

LECTEUR DE CASSETTES STEREO « EUROSTAR ES-2055 »



Peut recevoir tous types de cassettes (support magnétique Fe ou Cr), réponse 50 à 12 000 Hz, pleurage < 0,3 %, puissance tot. **12 WATTS** music. (2 x 6 W), touche combinée AVANCE rapide/EJECTION cassette, auto-stop fin de bande, contrôle de volume, tonalité, balance stéréo, 2 sorties H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 Volts (— à la masse), L. 113, H. 51, P. 165 mm.
Prix 185,00 + port et embal. 20,00

LECTEUR A BOOSTER INCORPORE « EUROSTAR ES-2390 »

reliable à autoradio

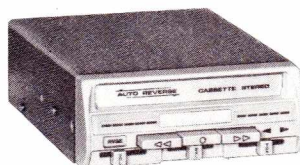


Peut recevoir tous types de cassettes (support magnétique Fe ou Cr), réponse 50 à 12 000 Hz, pleurage < 0,3 %, puissance tot. **44 WATTS** music. (2 x 22 W), touche combinée AVANCE rapide/EJECTION cassette, auto-stop fin de bande, réglage du volume avec contrôle lumineux sur 2 rampes à LEDS multicolores, tonalité (Gr. et Aig. séparés), filtre « Loudness », balance stéréo, 2 sorties H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 Volts (— à la masse), L. 125, H. 46, P. 170 mm.
Prix 335,00 + port et embal. 20,00

Lecteur « AUTO-REVERSE » un progrès considérable!

Booster incorporé

« EUROSTAR ES-2370 »



Permet d'écouter en suivant les 2 enregistrements d'une cassette sans avoir à éjecter ni retourner la cassette, sélecteur de pistes (1 - 3 ou 2 - 4) avec 2 voyants témoins du sens de lecture, touches AVANCE et RETOUR rapide (blocable) de la bande, EJECTION cassette, volume, tonalité, balance stéréo, puissance totale **40 WATTS** music. (2 x 20 W), sorties H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 V (— à la masse), L. 120, H. 48, P. 150 mm.
Prix 450,00 + port et embal. 20,00

LECTEUR DE CASSETTES A BOOSTER EQUALIZER INCORPORE

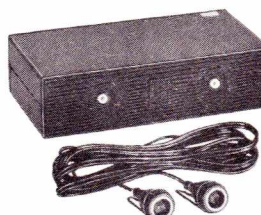
« EUROSTAR ES-1850 »

reliable à un autoradio



L'appareil peut être utilisé seul ou en liaison avec autoradio ou autre source musicale: un commutateur permet alors: lecteur + booster égalizer ou radio + booster égalizer - Lecteur toutes cassettes (Fe ou Cr), AVANCE rapide, EJECT, cassette, auto-stop fin de bande avec retour automat. son radio (si liaison) Booster puissance tot. **50 WATTS** rms (2 x 25 W), rép. 60 à 20 000 Hz, rapport S/B > 70 dB - Equalizer 5 bandes (60 - 250 Hz - 1 - 4 - 12 KHz), contrôle puissance et relief sonore sur 2 rampes à LEDS multicolores, 4 sorties H.P. 4 à 8 ohms, balance stéréo, fader, alim. 12 V (— à la masse), L. 148, H. 46, P. 152 mm.
Prix 580,00 + port et embal. 20,00

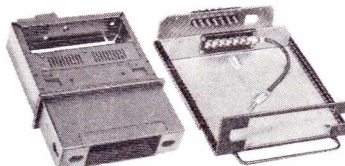
ALARME ANTI-VOL VOITURE « AVUS » STANDARD



Protection volumétrique par système à ULTRASONS, se compose d'une centrale (160 x 42 x 90 mm), de 2 cellules (émettrice et réceptrice) des signaux ultrasons, interrupteur M/A pour alim. sur 12 volts batterie, + accessoires. Réglages prévus: sensibilité de détection, et temporisation d'entrée et sortie du véhicule. Possibilité de brancher à la centrale une protection complémentaire pour coffre et capot moteur, en installant des contacts d'ouverture. La centrale d'alarme peut être reliée au klaxon du véhicule ou (au choix) à une sirène rotative, sirène électronique, ou sirène auto-alimentée et auto-protégée. (Voir mode-les ci-dessous)
Prix 306,00 + port et embal. 15,00

AVUS BE-166 - Même principe et types de protections que ci-dessus, mais doté d'une clef à code électronique pour marche/arrêt de l'alarme à la place de l'interrupteur (discret) du modèle AVUS STANDARD - Fourni avec jeu de 2 clefs électr. 440,00 + port et embal. 15,00

SUPPORTS ANTIVOLS EXTRACTIBLES POUR AUTORADIOS



Ref. 229

Ref. 7705

Ref. 229 - Support antivol extractible aux normes PIONEER, ou autres modèles aux cotes max. L. 180, H. 50, P. 160 mm - **Prix** 75,00 + port et embal. 14,00
Ref. 7705 - Pour tous les appareils hors normes DIN et à installer sous le tableau de bord.
Prix 70,00 + port et embal. 14,00

Normes DIN: L. 180, H. 44, P. 155 mm.

Ref. 262 - Support antivol extractible aux normes PIONEER, ou autres modèles aux cotes max. L. 180, H. 50, P. 160 mm - **Prix** 75,00 + port et embal. 14,00
DISPONIBLE également, ANTIVOLS BOOSTERS ou LECTEURS 70,00 + port et embal. 14,00

dam's N°1
dam's N°2

14, Place Léon Deubel, 75016 Paris
métro: Porte de Saint-Cloud, tél. 651.19.26 +
59, Boulevard Sérurier, 75019 Paris
métro: Porte des Lilas, tél. 239.06.30

Les magasins sont ouverts du lundi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et 14 h à 19 h 15

pour être le mieux servi
adrezsez-vous
plus particulièrement

..... Equipez-vous chez **dam's**

3 formules s'offrent à vous...

- 1 Vous achetez votre matériel chez DAM'S, vous le montez vous-même, vous réussissez, **bravo !**... vous avez réalisé une installation au moindre prix.
- 2 Vous achetez votre matériel chez DAM'S, **vous le montez vous-même**, des complications surgissent, l'installation ne marche pas comme vous l'auriez souhaité, DAM'S mettra au point votre installation moyennant 50 % du forfait de montage prévu pour ce type d'installation... Vous êtes sécurisé !
- 3 Vous achetez et faites monter directement votre matériel chez DAM'S selon forfait d'installation prévu ; DAM'S se fait fort d'être **comparativement** le moins cher des installateurs autoradio.

FORFAITS DE POSE PAR ÉLÉMENT

Antenne gouttière	25,00	Booster ou Equalizer	150,00
Antenne d'aile	31,00	Une paire de HP	120,00
Antenne de toit	62,00	Mélangeur 4 HP	150,00
Antenne électrique	80,00	Antiparasitage, fournit. et pose	60,00
Autoradio mono ou stéréo	135,00	Alarme complète	150,00
Lecteur de cassettes	120,00	Filtre d'alimentation	30,00
Combiné autoradio/lecteur	135,00	Autoradio sur tiroir antivol	50,00

FORFAITS D'INSTALLATION COMPLÈTE

Autoradio mono + antenne + 1 HP	160,00
Autoradio stéréo + antenne + 2 HP	235,00
Lecteur de cassettes stéréo + 2 HP	205,00
Autoradio/lect. stéréo + antenne + 2 HP	235,00
Lecteur stéréo + booster + 2 HP	300,00
Autoradio/lect. + ant. + booster + 2 HP	350,00
Rack hi-fi : Ant./tuner/lect./booster/2 HP	470,00

AUTORADIO ET LECTEUR DE CASSETTES « EUROSTAR ES-3300 »

1^{er} au rapport qualité/prix !

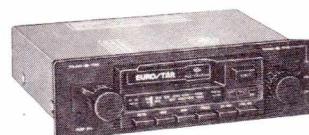


Récepteur **GO - PO - FM** mono et stéréo (MPX) avec C.A.F., sélecteur DX ou LOCAL (permet la meilleure réception selon éloignement ou proximité émetteur). Lecteur toutes cassettes stéréo (Fe ou Cr), touche combinée **AVANCE** rapide/EJECTION cassette, auto-stop fin de bande, commandes : volume, tonalité, balance stéréo, audition mono/stéréo. Puissance tot. **14 WATTS** (2 x 7 W), impéd. H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 V (— à la masse), L. 178, H. 42, P. 135 mm.

Prix **550,00** + port et embal. 25,00

AUTORADIO et LECTEUR de CASSETTES à SYSTÈME AUTO-REVERSE

« EUROSTAR ES-4105 »

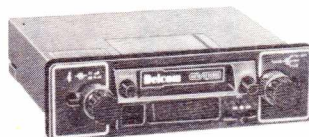


Récepteur **GO - PO - FM** mono et stéréo, avec C.A.F., sélecteur DX ou LOCAL (permet une meilleure réception selon éloign. ou proximité émetteur), dispositif **MUTING** de suppression du souffle inter-stations en FM - Lecteur stéréo type « auto-reverse », permet le passage automat. du 1^{er} au 2^e enregist. d'une cassette sans avoir à éjecter ni retourner la cassette. **AVANCE** et **RETOUR** rapide (blocable) de la bande, **EJECT.** cassette, commandes : volume, tonalité, balance stéréo, puissance tot. **14 WATTS** music. (2 x 7 W), sorties H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 volts (— à la masse), L. 178, H. 45, P. 150 mm.

Prix **820,00** + port et embal. 25,00

AUTORADIO et LECTEUR de CASSETTES à SYSTÈME AUTO-REVERSE

« DCS-860 FLR »

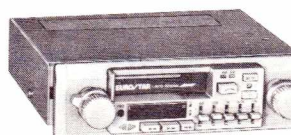


Récepteur **GO - PO - FM** mono et stéréo (MPX) avec C.A.F., voyant indic. d'émissions stéréo - Lecteur stéréo du type auto-reverse, c'est-à-dire permettant d'auditionner automatiquement et en chaîne les 2 enregist. d'une cassette sans avoir à éjecter ni retourner la cassette, sélecteur de programme (piste 1-3 ou 2-4), touche (blocable) d'**AVANCE** et **RETOUR** rapide de la bande, touche **EJECTION** cassette, contrôle de volume et tonalité balance stéréo, puissance totale **12 WATTS** (2 x 6 W), sorties H.P. impéd. 4 à 8 ohms, alim. 12 volts (— à la masse), L. 180, H. 45, P. 155 mm.

Prix **620,00** + port et embal. 25,00

AUTORADIO ET LECTEUR A BOOSTER EQUALIZER INCORPORE avec horloge digitale incorporée, affichage permanent

« EUROSTAR ES-5500 »



Récepteur **GO - PO - FM** mono et stéréo avec C.A.F., affichage digital de la fréquence (des manœuvres de recherche radio), témoins lumineux si AM ou FM (mono ou stéréo) - Lecteur stéréo type **AUTO-REVERSE**, sélecteur de bandes (Fe ou Cr), avance/retour rapide auto-blocable, sélecteur de pistes (sens droit ou gauche) - **Booster** incorporé **2 x 20 WATTS** music. - **Equalizer** 5 bandes (60 - 250 Hz - 1 - 3,5 - 10 KHz), contrôle de volume, balance stéréo, 2 sorties H.P. impéd. 4 à 8 ohms, alim. 12 V (— à la masse) - L. 180, H. 44, P. 160 mm.

Prix **1 895,00** + port et embal. 25,00

AUTORADIO ET LECTEUR DE CASSETTES « DELCOM DCS-18 »

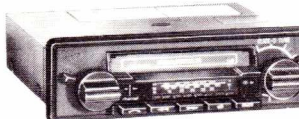


Récepteur **GO - PO - FM** mono et stéréo (MPX) avec C.A.F., voyant d'émissions stéréo - Lecteur toutes cassettes stéréo (bandes Fe ou Cr), touche combinée **AVANCE** rapide de la bande et **EJECTION** cassette, auto-stop fin de bande avec retour automat. du son radio, commandes : volume, tonalité, balance stéréo, Puiss. tot. **12 WATTS** (2 x 6 W), impéd. H.P. 4 à 8 ohms alim. 12 V (— à la masse), L. 180, H. 44, P. 140 mm.

Prix **490,00** + port et embal. 20,00

AUTORADIO ET LECTEUR DE CASSETTES « ROADSTAR 2941 »

8 stations pré-réglables
lecteur auto-reverse

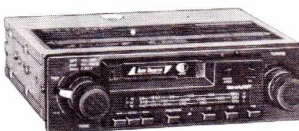


Récepteur **GO - PO - FM** mono et stéréo (MPX) avec C.A.F., dispositif **MUTING** (suppression du souffle) inter-station en FM), présélection à 8 rappels lumineux - Lecteur stéréo type auto-reverse (permet d'auditionner en suivant les 2 enregist. d'une cassette sans avoir à éjecter ni retourner la cassette), **AVANCE** et **RETOUR** rapide (blocable) de la bande, touche **EJECT.**, commandes : volume, tonalité, balance st. Puissance tot. **8 WATTS** (2 x 4 W), impédance H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 V (— à la masse), L. 178, H. 42, P. 145 mm.

Prix **1 290,00** + port et embal. 25,00

LE TOUT NOUVEL... AUTORADIO/LECTEUR SHARP RG 7050 E

une merveille
de technique !

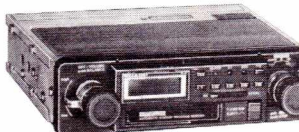


Récepteur **GO - PO - FM** mono et stéréo avec contrôle autom. de fréq. et système **ASTS** de passage de la réception stéréo à mono dans les zones à champ faible, et retour à stéréo en champ fort, un dispositif **ANSS** élimine bon nombre de parasites atmosphériques et d'interférences - Lecteur stéréo type auto-reverse avec touche **APSS** de retour automat. (avant ou arrière) sur le blanc ou intervalle qui précède l'enregistrement désiré, **AVANCE** et **RETOUR** rapide (blocable) de la bande, touche **EJECT.**, commandes : volume, tonalité, balance stéréo, Puiss. tot. **16 WATTS** music. (2 x 8 W), impéd. H.P. 4 ohms, alim. 12 V (— à la masse), L. 178, H. 45, P. 160 mm.

Prix **1 220,00** + port et embal. 25,00

AUTORADIO ET LECTEUR DE CASSETTES « SHARP RG-6600 »

avec horloge digitale
affichage de l'heure...
ou fréquence radio



Récepteur **GO - PO - FM** mono et stéréo, dispositifs C.A.F., **ASTS** et **ANSS** idem au SHARP 7050 ci-dessus, sélecteur DX ou LOCAL qui permet la meilleure réception selon éloignement ou proximité émetteurs, 5 stations pré-réglables sur chaque bande, et en mémoire électronique, recherche automatique des stations, ou par impulsion manuelle avant ou arrière. Lecteur stéréo classique, **AVANCE** rapide/EJECTION cassette, auto-stop fin de bande, commandes : volume, tonalité, balance stéréo, remise à l'heure de l'horloge, puissance tot. **16 WATTS** mus. (2 x 8 W) impéd. H.P. 4 à 8 ohms, alim. 12 V (— à la masse), L. 178, H. 45, P. 150 mm.

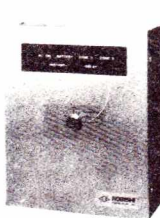
Prix **1 315,00** + port et embal. 25,00

- Au choix, chez DAM'S N° 1 ou DAM'S N° 2, pour toute installation voiture, et vente directe en magasin.
 - Uniquement chez DAM'S N° 1, pour toute commande par correspondance, et pour le service après-vente.
- Les commandes sont honorées après réception du mandat ou chèque (bancaire ou postal) joint à la commande — Contre remboursement si 1/3 du prix à la commande.
- Nos appareils sont garantis 6 mois, pièces et main-d'œuvre + 6 mois supplémentaires pour toutes pièces jugées défectueuses - Le service après-vente et les réparations sont effectuées dans les ateliers DAM'S, délais réduits.

REMISE AUX
PROFESSIONNELS

822.24.50

KIT ALARME

CENTRALE D'ALARME
PNS 011 200 F
Port 35 F

Armoire autoprotégée 2 fois : à l'arrachement et à l'ouverture

4 diodes de contrôle d'installation :
1. témoin de mise en service. 2. défaut batterie.
3. état des boucles immédiates. 4. état des boucles temporisées.

Chargeur pour batterie au plomb

Entrée 220 V protégée par fusible.
Sortie 11 à 15 Vcc protégée contre les courts-circuits et inversions de polarité. Tension continue régulée.

Circuits d'entrée : Protégés contre les erreurs de câblage. 1 entrée normalement fermée immédiate. 1 entrée normalement fermée temporisée réglable (entrée et sortie jusqu'à 10 mn). 1 entrée normalement ouverte immédiate (tapis contacts). 1 entrée pour bouton anti-panique ou pédale d'alarme. Permet de recevoir en série contacts d'auto-protection et boucles anti-sabotage.

Sorties d'alimentation : pour radars hyperfréquences, infrarouge, ultra sons, etc.
Dimension : 260 x 210 x 85

SIRENES



SS51

Sonorité : Police américaine

• 110 dB - 12 V

• 0.75 A

165 F - port 15 F

SE 21

d'intérieur

type haut-parleur

• 110 dB

• 0.75 A

180 F - port 15 F

SONORA

à turbine

électromécanique

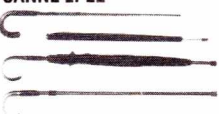
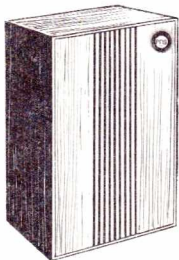
• 108 dB

• 1 A - Ø 70

75 F - port 10 F

Autres SIRENES

nous consulter

ELECTRO STICK 7 000 VOLTS,
réassemble à un parapluie mais c'est un
baton électrique rechargeant 7 000 voltsdonc très dissuasif mais ne blesse pas
fonctionne avec piles de 1.5 V. Utilisation
continue entre 1 et 2 heures
Prix (sans piles) 850 F (port 20 F)Ces parapluies (réels) se
transforment, en dégainant, en
CANNE EPEECANNE FUSIL 990 F
PARAPLUIE FUSIL 1 290 F
PARAPLUIE EPEE 800 F
(port 20 F pour chaque)ACCESSOIRES
(nous consulter)Radars hyperfréquences portés 8 m et plus
Déflecteur infrarouge 10 m à 50 m
Barrière infrarouge extérieure
Ultra-son contre les rats
Déflecteur de fumée
CONTACTS de : fumée, de choc, encastré,
d'ouverture
Bouton anti-panique
Pédale alarme anti-agression
COMMANDE A DISTANCE
à clé, à code, longue portée, électronique
CENTRALE PNS 01, 02, 03, 04, 05, 06, 07
Platine chargeur
Déflecteur inertiel
Sirene 130 dB très puissante
Sirene autoalimentée, autoprotégée
Gyrophare - Flash
Portier villa avec combiné téléphonique
et piqueur de rue
Tapis contact
Serrure 3 et 5 points
Batterie 6 et 12 V
Coffre-fort
Télévision circuit fermé
Verrou téléphonique
Déflecteur ultra-sonique PNS 600, etc.
CATALOGUE ALARME contre 20 FSANS INSTALLATION
DETECTEUR AUTONOME PNS 007

GARANTIE 3 ANS (sauf batterie) 3 950 F

RECHERCHONS REVENDEURS
dans toute la France
stock 20 000 F HT minimumCREDIT LONGUE DUREE
sur demandeCENTRALE CU 12 M
PROMOTION 1 350 F

avec 7 contacts détecteurs + 2 sirènes + 10 m de câble sirène + 20 m de câble

- CONTRÔLE AUTOMATIQUE DE L'ÉTAT DE L'INSTALLATION, CÂBLAGE COMPRIS, A CHAQUE MISE EN SERVICE.
- FAIBLE CONSOMMATION : 80 micro Amperes.
- 2 SORTIES SIRENES AUTOPROTEGEES MUTUELLEMENT CONTRE LES COUPURES.
- NOMBREUSES OPTIONS : DETECTEURS DE CHOC, DE TEMPERATURE, etc.
- HAUTE FIABILITE.

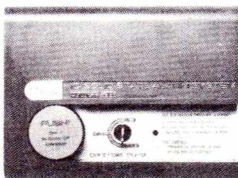
Dimensions : 175 x 225 x 87 mm.

Alimentation : Batterie 12 VCC

Consommation en veille : 80 micro Amperes environ

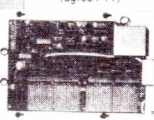
Sorties sirènes : 2 circuits indépendants autoprotégés mutuellement. Sorties
par relais indépendants modules. Puissance de coupure maxi par sortie : 90 W

Temporisée à 3 mn environ

Entrées détection : 1 entrée immédiate normalement fermée. 1 entrée tempori-
sée normalement fermée. Résistance de ligne admissible : 50 kΩ. Valeur des
temporisations : départ 30 secondes ± 20 %, retour 30 secondes ± 20 %, alarme : 2 à 3 minutesVisualisation : 1 voyant LED à 3 fonctions. A la mise en service le voyant clignote
dans les cas suivants : câble coupé, issue protégée restée ouverte, sirène
débranchée, détecteur détecteur ou en alarme, dérangement de la centrale.

TRANSMETTEUR D'ALARME APTEL 300

(agrée PTT)

Le transmetteur APTEL 300 est un transmetteur d'alarmes capable d'appeler 4
abonnés, par l'intermédiaire du réseau téléphonique général.Les 4 numéros d'appels sont programmés par l'utilisateur, grâce à une matrice à vis.
Il signale la présence d'une alarme parmi 4, la distinction des alarmes
est réalisée par l'émission de signaux sonores caractéristiques, diffé-
rents.En option, un magnétophone peut être raccordé pour envoyer
1 message parlé.

GARANTIE 3 ANS

3 850 F (port inclus)

PARIS-NORD-SECURITE

22, bd Carnot 93200 SAINT-DENIS
METRO : BASILIQUEAUCUNE EXPEDITION CONTRE REM-
BOURSEMENT. Règlement à la com-
mande par chèque UNIQUEMENT.DECOUVREZ
L'ELECTRONIQUE
par la PRATIQUECe cours moderne donne à tous ceux qui le veulent une compré-
hension exacte de l'électronique en faisant «voir et pratiquer». Sans aucune connaissance préliminaire, pas de mathématiques et fort peu de théorie.Vous vous familiarisez d'abord avec tous les composants élec-
troniques, puis vous apprenez par la pratique en étapes faciles
(construction d'un oscilloscope et expériences) à assimiler
l'essentiel de l'électronique, que ce soit pour votre plaisir ou pour
préparer ou élargir une activité professionnelle. ● Vous pouvez
étudier tranquillement chez vous et à votre rythme. Un professeur
est toujours à votre disposition pour corriger vos devoirs et vous
prodiguer ses conseils. A la fin de ce cours vous aurez :

- L'oscilloscope construit par vous et qui sera votre propriété.
- Vous connaîtrez les composants électroniques, vous lirez, vous tracerez et vous comprendrez les schémas.
- Vous ferez plus de 40 expériences avec l'oscilloscope.
- Vous pourrez envisager le dépannage des appareils qui ne vous seront plus mystérieux.

TRAVAIL ou DETENTE !
C'est maintenant l'électroniqueGRATUIT! Pour recevoir sans engagement
notre brochure couleur 32 pages
ELECTRONIQUE, remplissez (ou recopiez) ce bon et envoyez
le à : DINARD TECHNIQUE ELECTRONIQUE
35800 DINARD (France)

NOM (majuscules S.V.P.)

ADRESSE

Enseignement privé par correspondance

devenez un
radio-amateur
et écoutez vivre le mondeNotre cours fera de vous
un émetteur radio passionné et qualifié.
Préparation à l'examen des P.T.T.

GRATUIT!

Pour recevoir sans engagement
notre brochure RADIO-AMATEUR
remplissez (ou recopiez) ce bon et
envoyez-le à :le à : DINARD TECHNIQUE ELECTRONIQUE
BP 42 35800 DINARD (France)

NOM (majuscules S.V.P.)

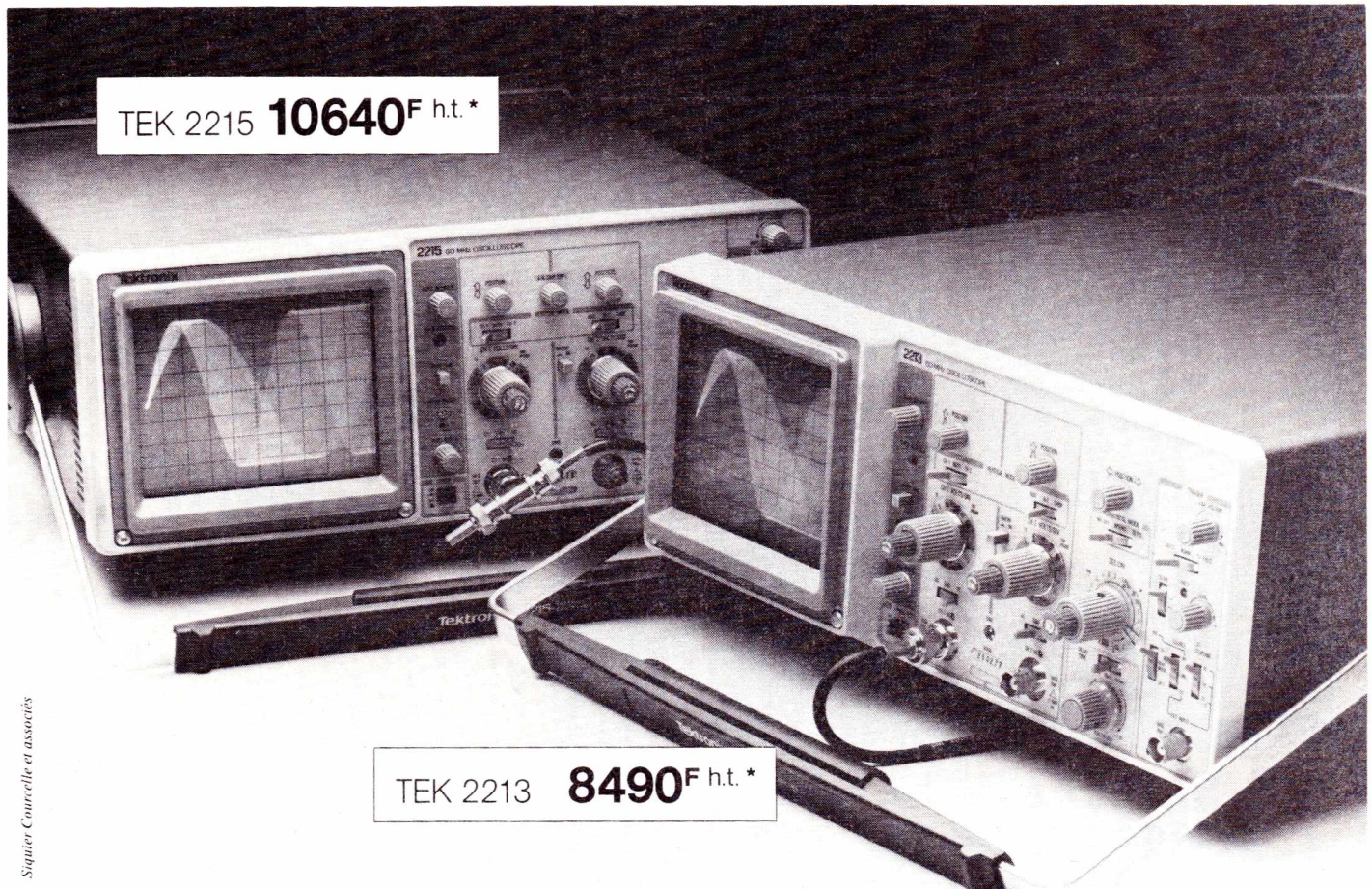
ADRESSE

RP-9-82

RPA-9-82

TEK 2200 OSCILLOSCOPES PORTABLES
POLYVALENTS

LA REFERENCE
PERFORMANCES-PRIX



Siquier Courcelle et associés

Pour 8490^F h.t., emportez un 60 "Mégas" Tektronix. Haute technologie comprise.

Légèreté, fiabilité et simplicité d'utilisation.

Les Tektronix 2213 et 2215 ne pèsent que 7,6 kg avec leurs accessoires : de vrais portables! Leur vitesse de balayage atteint 5 ns avec réglages automatiques de la luminosité et de la focalisation : de vrais professionnels! Autre performance spectaculaire de ces oscilloscopes : leur prix. Les 2213 et 2215 sont actuellement en stock. Interrogez-nous le plus vite possible.

POUR EN SAVOIR D'AVANTAGE,
APPELEZ DOMINIQUE AU (6) 907 78.27 POSTE 2213,
OU RENVOYEZ-NOUS CE COUPON.

Nom

Fonction

Société

Adresse

Tél.

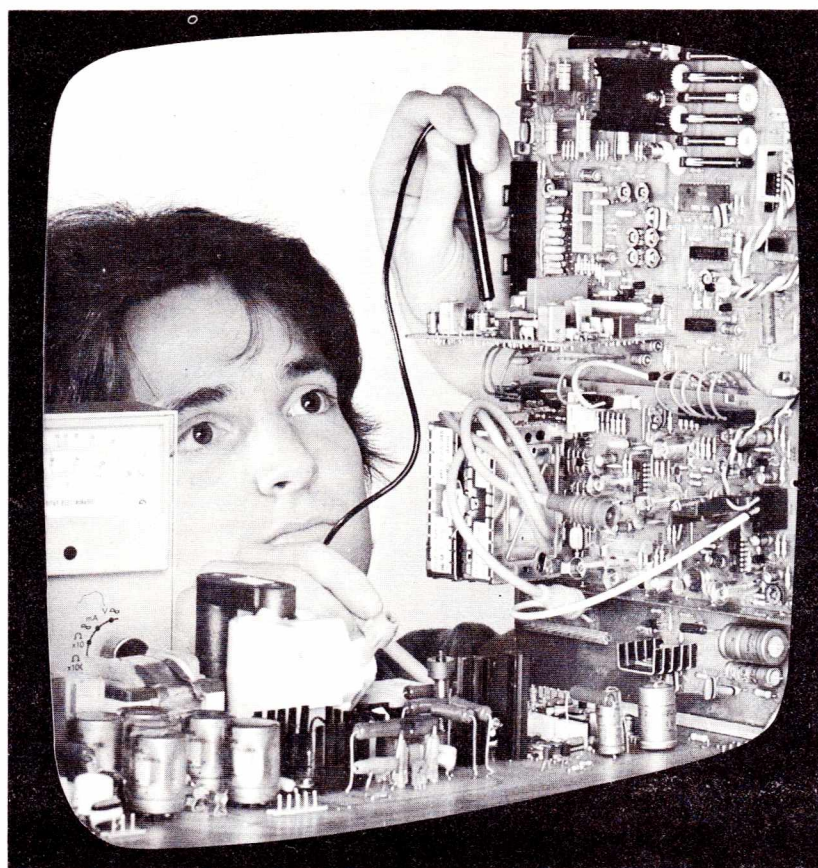
souhaite recevoir une information complète sur le 2213
(simple base de temps) et le 2215 (double base de temps).

RP

*Prix hors taxe deux sondes comprises. Tarif du 5.7.82, susceptible de modifications.

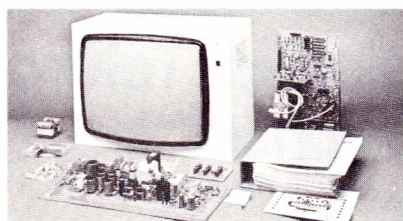
Tektronix - SPV Mesure
ZAC de Courtabœuf - Avenue du Canada
BP 13 - 91941 LES ULIS Cedex
Tél.: (6) 907.78.27. Télex: 690 332

Tektronix®



*Partez
gagnant
avec
un métier
d'avenir.*

SUIVEZ LES COURS PAR CORRESPONDANCE **INSTITUT ELECTRORADIO**



Apprenez la théorie et la pratique, chez vous, avec du matériel ultra-moderne.

Pionnier de la Méthode Progressive, l'Institut Electroradio vous offre des cours très clairs, bien gradués, pleins de schémas et d'illustrations. Il vous offre en plus tous les composants vous permettant de monter vous-même vos propres appareils de mesure, et des matériels de qualité qui restent ensuite votre propriété.



Un vrai laboratoire chez vous, sur votre table de travail.

L'électronique, la Hi-Fi, la télé, ça s'apprend avec un fer à souder. C'est parce qu'ils combinent harmonieusement les leçons théoriques et les travaux pratiques que les cours de l'Institut Electroradio permettent des progrès rapides, à votre rythme personnel. Et nos professeurs (tous ingénieurs) sont là pour corriger votre travail, vous aider de leurs conseils.

Parmi nos formations par correspondance, choisissez celle qui répond à vos ambitions.

Demandez notre documentation gratuite et vous recevrez notre brochure générale avec le plan détaillé du cours qui vous intéresse :

- Electronique générale
- Micro-électronique
- Electro Technique
- Hi-Fi, Stéréo, Sonorisation
- Oscilloscope
- TV noir et couleur

Sans aucune obligation, vous découvrirez tous les appareils que vous monterez chez vous, grâce à nos composants de type professionnel. Et vous pourrez commencer à songer aux carrières passionnantes et bien payées qui sont prêtes à vous accueillir demain !

INSTITUT ELECTRORADIO

(Enseignement privé par correspondance)

Décidez de réussir votre carrière!

Pour recevoir notre documentation gratuite en couleurs remplissez ce bon et renvoyez-le à l'Institut Electroradio 26 rue Boileau, 75016 Paris



Nom _____ Age _____

Adresse _____

_____ Code postal [] [] [] [] Ville _____

désire recevoir gratuitement et sans engagement le programme détaillé du cours qui m'intéresse .

☐ Electronique générale ☐ Electrotechnique ☐ TV noir et couleur ☐ Micro-électronique ☐ Hi-Fi, stéréo ☐ Oscilloscope



Télécommande par infrarouges et affichage de fréquence pour le tuner à mémoire



Cet article est le dernier de la série consacrée à la réalisation d'un tuner performant: synthèse de fréquence, mémoire, télécommande par infrarouges, affichage de fréquence. Rappelons que le premier article était consacré uniquement au tuner proprement dit et au synthétiseur de fréquence, numéro 413 de Radio Plans, le second aux commandes digitales: recherche, mémorisation, numéro 416 de Radio Plans et que dans ce numéro nous ne traiterons que la télécommande et l'affichage de fréquence.

Les cartes tuner et l'alimentation sont les deux cartes de base indispensables. Mémoires, télécommande, affichage peuvent être considérées comme des options. Ces options sont indépendantes les unes des autres et bien évidemment on peut en choisir une, deux, trois ou aucune parmi les trois proposées.

La version la plus complète de l'appareil met en jeu un grand nombre de composants représentant un investissement relativement important. Il nous semble donc souhaitable de progresser par étapes: alimentation, tuner, etc. La solution de précipitation qui consiste à présenter à un revendeur la nomenclature des composants et à se jeter à corps perdu dans une copie est à bannir. Il est **essentiel** de lire toutes les explications et autant que possible de les comprendre.

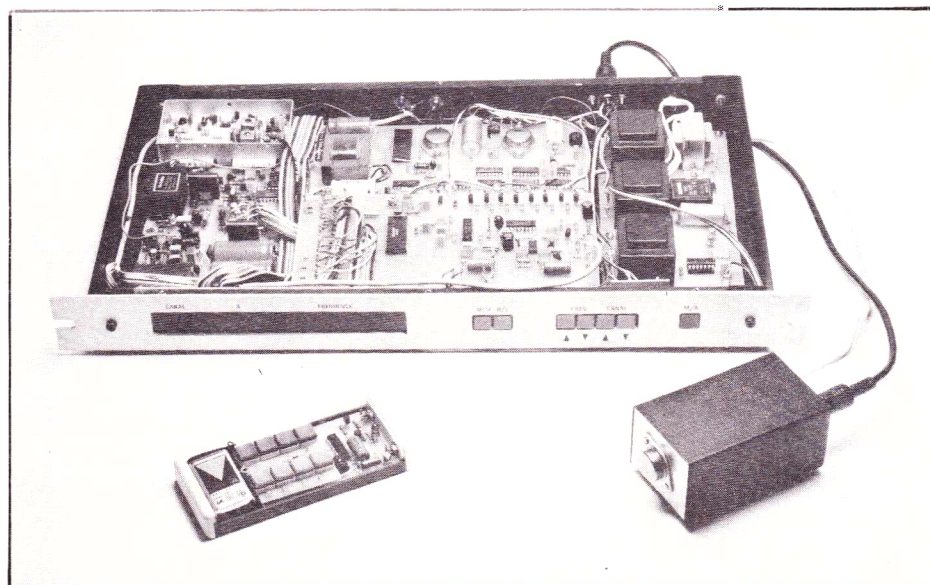
Les systèmes de télécommande seront certainement de plus en plus employés dans l'électronique grand public. On peut utiliser, comme support, un faisceau d'infrarouges ou une liaison par ultrasons. Il y a quelques années, les systèmes multicanaux mettaient en jeu autant de fréquences que de canaux et chaque fréquence associée à un canal.

Dans le cas classique de l'environnement d'un récepteur de télévision, la gamme de fréquences utilisable est limitée par les harmoniques de la fréquence de déviation horizontale utilisée dans les téléviseurs. En définitive, la plage utilisable couvre 11 KHz et est bornée par 33 et 44 KHz. Même si les oscillateurs sont stabilisés par quartz, le nombre

de canaux est alors limité à 30 et, dans ce cas, l'espacement entre canaux vaut 360 Hz.

Comme le montre le tableau de la figure 1, il existe cinq types de systèmes de transmission courants. Nous venons de le voir, le premier présente de nombreux inconvénients. Le second système n'utilise qu'un nombre de fréquences beaucoup plus restreint. L'émission est alors une combinaison des fréquences, à laquelle correspond un mot binaire, de forme séquentielle et cyclique. Contrairement au système précédent, celui-ci fonctionne parfaitement avec un réseau oscillateur L, C et un espacement entre canaux de 2 KHz; on a alors cinq fréquences différentes et 32 canaux.

Les deux premières solutions peuvent être mises en œuvre avec des émetteurs à ultrasons ou des émetteurs à infrarouges. Le système à codage de fréquence est bien supérieur au système à émission continue, en regard de la plus faible charge sur la batterie de l'émetteur. En effet, dans le système de bandes de fréquences, le signal reçu doit être reconnu pendant au moins 100 ms. Ce phénomène se traduit



Système		Nombre de fréquences utilisées	Aspect fréquentiel	Aspect temporel	Observations
Systèmes à fréquences multiples	Système de bandes de fréquences	15 à 30			A chaque fréquence on assigne un canal. Le nombre de canaux est égal aux nombres de fréquences utilisées.
	Système à codage de fréquence	4 à 6			La combinaison des fréquences transmises pendant un cycle caractérise l'information.
Systèmes à fréquence unique	Système de codage par deux impulsions	1			L'espacement des impulsions représente le numéro du canal sélectionné.
	Système de codage par intervalle entre deux impulsions	1			Le mot transmis en série est déterminé par les intervalles consécutifs entre les impulsions Intervalle court → 0 Intervalle long → 1
	Système de codage par modulation de position d'impulsion	1			Le mot transmis en série est fonction de la position des impulsions dans l'intervalle assigné à 1 bit, code NRZ.

Figure 1: Tableau illustrant les différentes solutions pour la transmission de l'information

par un débit important dans l'étage de sortie: diode infrarouge ou transducteur d'ultrasons.

Avec le système de codage par fréquence, la consommation est diminuée de moitié puisque les fréquences indésirées — correspondant au 0 dans un mot — ne donnent aucune émission et qu'il n'y a donc aucun courant traversant l'étage de sortie.

Ultrasons ou infrarouges?

Le système à infrarouges a plusieurs avantages sur le système à ultrasons.

— La vitesse de propagation

des signaux infrarouges est de 300 000 km/s et celle des ultrasons de 333 m/s. Dans le cas des liaisons courtes, quasiment toujours inférieures à 10 m, ce point n'est pas crucial.

— Par contre, les problèmes dus à la faible vitesse de propagation des ultrasons: interférences, réflexions et effet Doppler n'existent pas avec les infrarouges.

— La plage de fréquence allouée pour les ultrasons est, nous l'avons vu, limitée par les fréquences de balayage employées en télévision; le nombre de canaux est alors limité à 30 environ et l'on doit prendre d'énormes précautions — surtout en ce qui concerne les problèmes d'intermodulation — pour éviter la transmission d'erreurs.

— Avec les signaux infrarouges, la vitesse de transmission des informations peut être plus rapide.

— On peut employer un système à porteuse fixe qui peut prendre quasiment n'importe quelle valeur choisie par le concepteur.

— Les émetteurs infrarouge sont insensibles à l'humidité et aux vibrations.

— L'amplificateur de réception sera à bande étroite, donc à faible bruit et fort gain, diminuant ainsi les risques d'erreur.

— Par divers procédés optiques, on peut focaliser le signal de manière à favoriser la propagation dans une direction donnée.

— Les émetteurs peuvent travailler en impulsions, on peut alors avoir des courants crête très élevés, de

l'ordre de 700 mA; le courant moyen débité par la pile est alors de 5 mA auquel il faut ajouter le courant traversant les circuits électroniques de l'émetteur: environ 3 mA.

De manière à pourvoir les appels de courant de l'étage de sortie, on place un parallèle sur la batterie un condensateur d'environ 1000 μF qui fait office de réservoir. L'ondulation aux bornes de la source continue est alors inférieure à 0,6 V. Le circuit Siemens SAB 3210, que nous utiliserons comme circuit émetteur, fonctionne correctement jusqu'à ce que la tension batterie tombe en dessous de 5 V.

Une pile de 9 V classique a une charge d'environ 200 mA/h. Avec les chiffres précédemment cités, l'émetteur fonctionne pendant environ 25 heures. Sachant que pour transmettre une instruction, l'émetteur fonctionne pendant 0,5 s, on peut transmettre 180 000 instructions avant de changer la pile. Et en transposant ces chiffres: une seule pile suffit pour 250 instructions par jour pendant 2 ans.

On a alors tout intérêt à employer une pile de bonne qualité, pile alcaline, capable de maintenir la charge pendant ce laps de temps.

Le circuit émetteur infrarouge SAB 3210 Siemens

Le composant émetteur SAB 3210 transforme les instructions introduites par la matrice en un code binaire à 6 bits. Avec ce code, on peut transmettre par l'intermédiaire d'un étage d'émission à infrarouges, 60 instructions au maximum à une unité de réception à infrarouges comportant le récepteur SAB 3209, ou mieux, le SAB 3271.

Particularités du circuit:

- 32 instructions peuvent être transmises sans disposition particulière. Un élargissement vers 60 instructions étant possible grâce à un câblage de diodes ou de contacts jumelés supplémentaires.

- Faible consommation de courant: 3 mA. Un transistor NPN externe, commandé par le composant émetteur, coupe la pile en cas de non

fonctionnement, le courant de repos vaut alors 10 μA , et augmente ainsi considérablement la durée de vie de la pile.

- Un bit, programmable par masque, avant chaque instruction rend possible une différenciation supplémentaire pour le récepteur. On peut donc utiliser dans une pièce deux systèmes de télécommande indépendants l'un de l'autre: l'un pour le tuner et l'autre pour la télévision par exemple.

Le schéma synoptique de l'émetteur SAB 3210 est représenté à la figure 2. La tension d'alimentation

$V_{SS}-V_{DD}$ comprise entre 5 et 16 V n'est pas appliquée directement au circuit mais entre la broche 1: V_{SS} et l'émetteur du transistor NPN externe.

Si aucune touche n'est enfoncée, le transistor est bloqué, et le circuit ne consomme que 10 μA ; si on enfonce une touche, la broche 7 passe au niveau logique 1, le transistor est saturé et le circuit reçoit la tension d'alimentation, au V_{CE} sat. près.

Le clavier d'introduction

L'émetteur possède une matrice d'introduction de 8 lignes L_1 à L_8 et

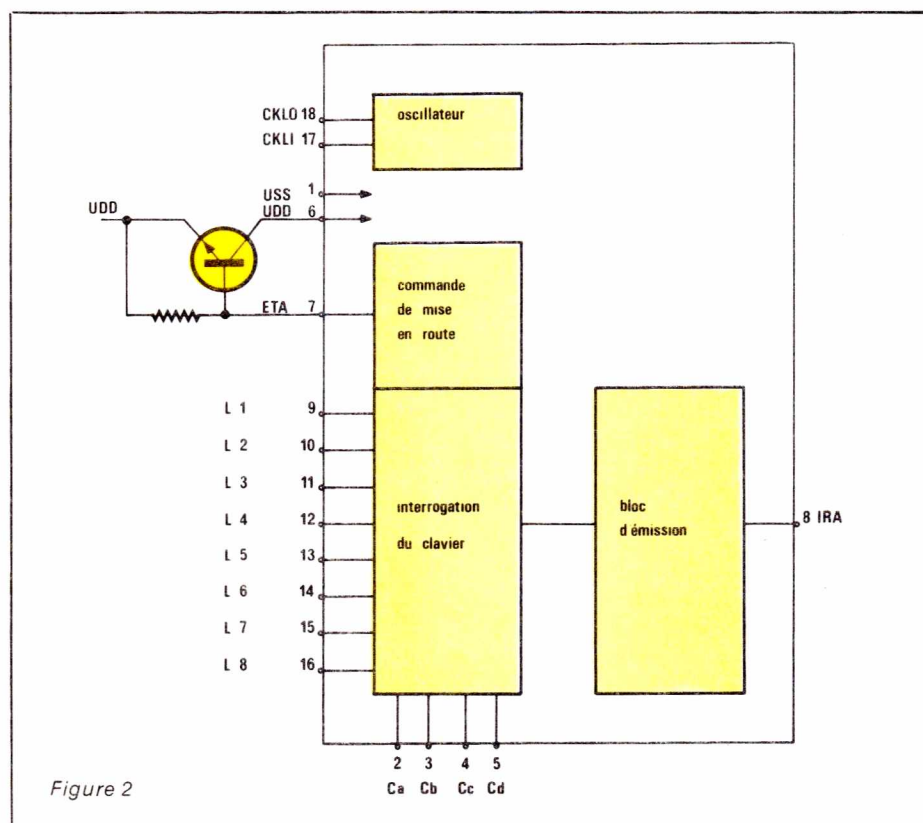
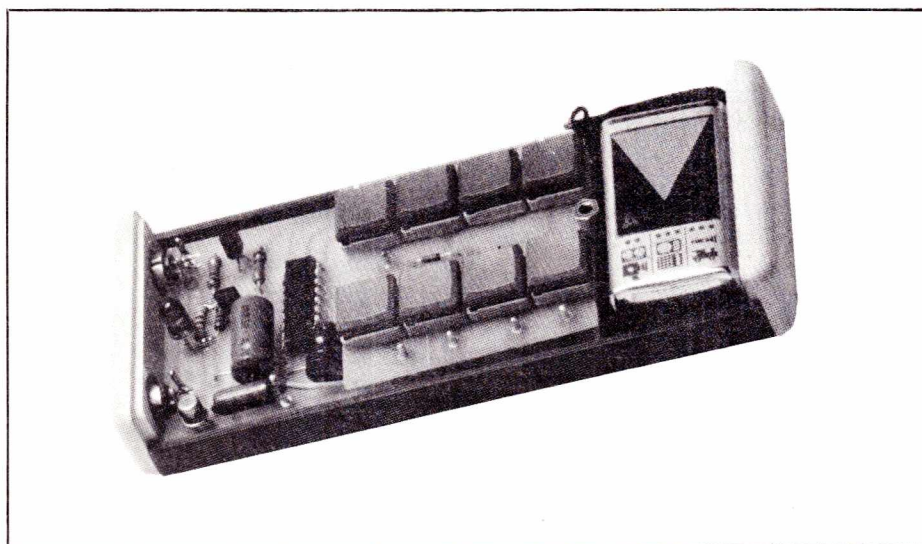


Figure 2

4 colonnes C_a à C_d , offrant $8 \times 4 = 32$ instructions différentes. Pour qu'une instruction apparaisse à la sortie IRA broche 8, il suffit d'établir un contact entre une colonne et une ligne.

Le nombre d'instructions peut être élargi à 60 grâce à des diodes supplémentaires. Deux diodes sont alors nécessaires pour quatre nouvelles instructions. Chaque nouvelle ligne créée découle alors de la combinaison de la ligne 8 avec une des 7 autres. Ce qui donne 7 nouvelles lignes et un nombre d'instruction: $(8 + 7) \times 4 = 60$.

Le circuit émetteur SAB 3210 est équipé d'un verrouillage des colonnes, de manière à ne pas transmettre d'information erronée si deux touches, appartenant à des colonnes différentes, sont enfoncées simultanément. Il n'est pas possible de munir le circuit d'un verrouillage sur les lignes puisque cette circonstance est utilisée pour élargir le nombre d'instructions.

Les nouvelles lignes créées seront appelées L_{81} , L_{82} ,... L_{87} rappelant ainsi les combinaisons entre les anciennes lignes: 8 et n.

Le signal de sortie

L'aspect du signal de sortie est représenté à la figure 3. L'émetteur transforme l'instruction introduite en code binaire: ABCDEF. Un bit de départ est émis avant les 6 bits d'information. C'est ce bit, programmable par masque qui permet au récepteur de faire une différence supplémentaire.

Le bit est fixé à 1 et peut par programmation devenir 0. Le signal de sortie est cadencé avec la demi-fréquence d'horloge. Ce signal attaque l'amplificateur chargé par les diodes infrarouge. En position de repos, la sortie IRA est au niveau bas à haute impédance.

Les figures 4 et 5 représentent les diagrammes des temps exacts depuis le moment où une touche est enfoncée jusqu'à l'instant où la touche est relâchée. Le diagramme de la figure 4 représente l'évolution des tensions dès qu'une touche est enfoncée, la sortie ETA passe au 1 logique et le circuit, par l'intermédiaire du transistor NPN externe est aussitôt alimenté; l'oscillateur démarre au même moment. L'interrogation du clavier ne commence qu'après une période d'attente de 20 ms permettant à tous les régimes de s'établir

normalement. A cet instant on émet un présignal présent sur la sortie IRA; le bit de départ est émis juste à la fin du cycle de scrutation du clavier. Viennent ensuite les données proprement dites: le mot de 6 bits A, B, C, D, E, F. Si la touche n'est pas relâchée, le cycle recommence après 128 ms.

Si la touche est relâchée on se trouve dans la configuration du diagramme de la figure 5. La sortie ETA ne repasse pas immédiatement à zéro et le circuit reste toujours alimenté. Comme précédemment, un cycle d'interrogation du clavier commence; aucune touche n'étant enfoncée, le circuit transmet automatiquement l'instruction de fin: ABCDEF = 011111 qui indique au récepteur que la touche a été relâchée. Les 60 instructions utilisables sont récapitulées dans la liste de la figure 6. A chaque numéro d'instruction correspond un mot binaire codé sur 8 bits et la touche correspondante: numéro de la ligne et numéro de la colonne.

Dans ce tableau on remarque 8 instructions particulièrement intéressantes: les instructions numéro 1, 2, 4, 8, 16, 32, 34 et 35. Pour les 6 premières, l'intérêt est évident: il n'y a qu'un seul bit qui passe à 1; pour les instructions 34 et 35 c'est le récepteur qui présente un avantage.

En effet le récepteur décode les six sorties ABCDEF et automatiquement les mots 100010 et 100011. C'est dire que pour ces huit instructions nous n'aurons besoin d'aucun autre circuit que le récepteur Siemens SAB 3271. Le schéma électrique de l'émetteur infrarouge complet est donné à la figure 7. La matrice d'introduction des données est limitée aux huit instructions précédemment citées. Le signal de sortie disponible à la broche 8 du circuit intégré est amplifié par les transistors T2 et T3 avant de piloter les émetteurs infra-

rouge: deux diodes Siemens LD 271.

Pendant l'émission, la diode électroluminescente clignote, permettant ainsi le contrôle rapide du fonctionnement et de l'état de la pile.

L'oscillateur fonctionne à 62,5 KHz et les valeurs des éléments du filtre en PI déterminent la fréquence d'oscillation. Les bobinages TOKO dont on peut faire varier la self sont parfaitement adaptés; mais hélas, mal approvisionnés. On utilisera une self de valeur fixe 10 mH de fabrication TOKO, la fréquence étant ajustée en modifiant le ou les condensateurs C_2 et C_3 .

L'oscillateur fonctionne parfaitement pour des valeurs de self très supérieures. Avec 10 mH, les condensateurs valent théoriquement 1,5 nF et avec 100 mH, 330 pF.

Dans le cas d'un oscillateur externe, la sortie 18 est inutilisée et la sortie de l'oscillateur est directement reliée à l'entrée 17.

Réalisation pratique

La dimension des cartes imprimées est déterminée par le boîtier choisi, pour une bonne préhension et une esthétique agréable. L'encombrement d'une pile plate de 9 V standard fixe la largeur du boîtier ainsi que son épaisseur. La longueur du boîtier est surtout fonction du nombre de touches — nombre de canaux —.

L'épaisseur des touches Jeanrenaud K_1 à K_8 est incompatible avec l'épaisseur des autres composants: self, condensateur chimique, circuit intégré, on est donc conduit à imprimer deux circuits qui viendront en superposition.

Les tracés des pistes sont représentés aux figures 8 et 9. Figure 8 pour ce qui concerne l'électronique et figure 9 en ce qui concerne la mécanique: contacteurs K_1 à K_8 . La self L_1

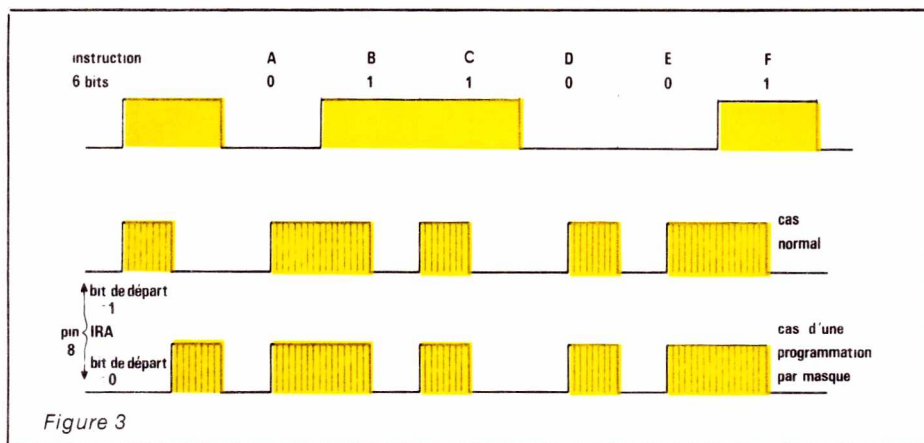


Figure 3

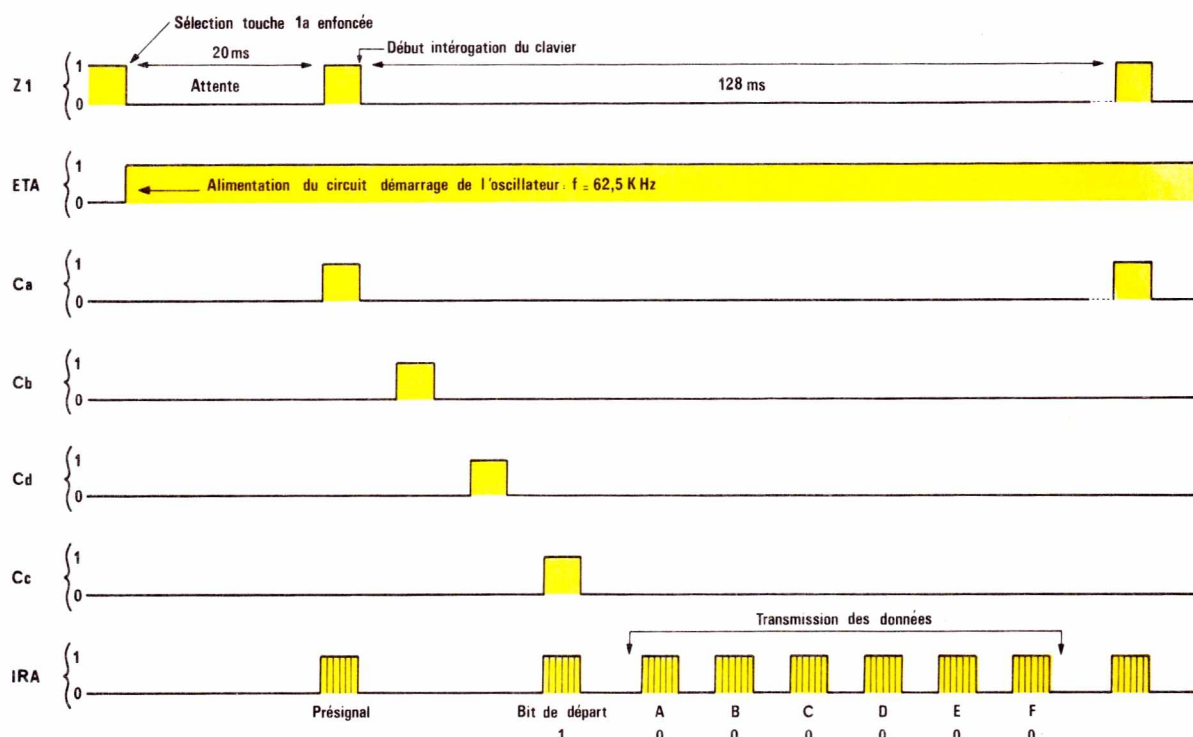


Figure 4

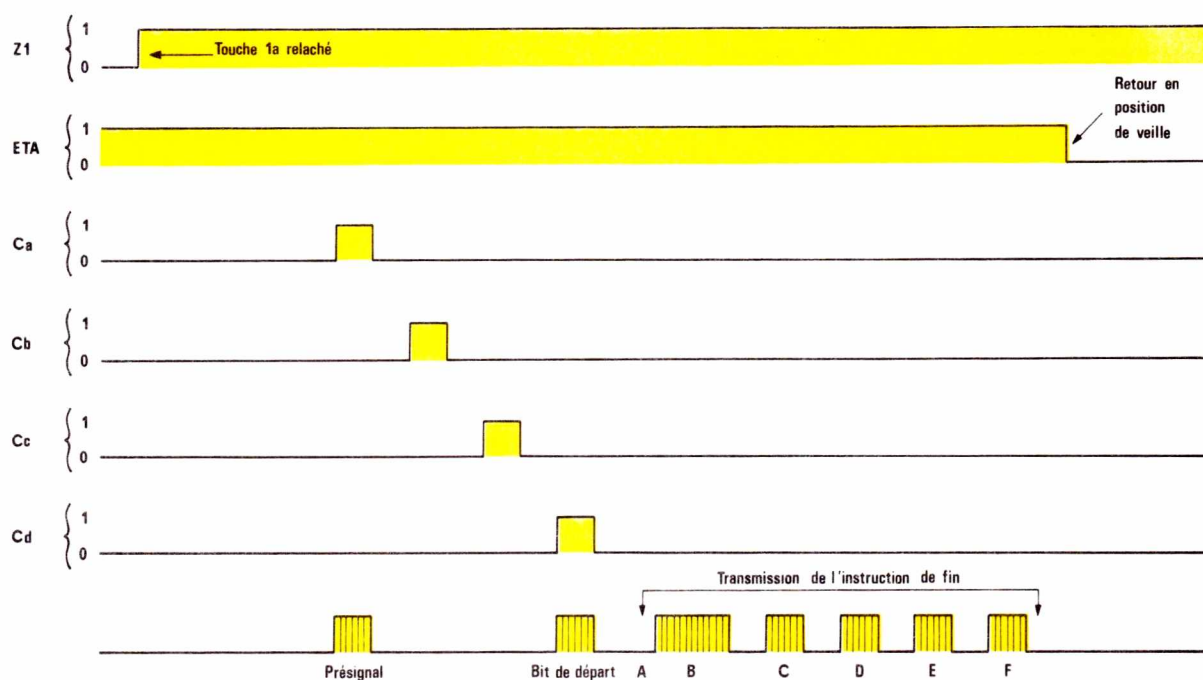


Figure 5

sera montée couchée le plus près possible du circuit intégré de manière à ne pas gêner la deuxième carte. Les implantations correspondantes sont représentées aux figures 10 et 11. Les deux circuits sont mécaniquement et électriquement reliés par des picots cylindriques de

1,3 mm de diamètre aux points A, B, C, D, X, 9, 10, 11, 13. L'espacement entre les deux circuits est de 4 mm.

Les diodes infrarouge D3 et D4 sont équipées de réflecteurs et ne seront raccordées au circuit qu'après l'installation de celui-ci dans le boîtier.

Le récepteur infrarouge

Grâce à deux circuits spécialisés Siemens, le schéma électrique du récepteur infrarouge représenté à la figure 12 est très simple. Le TDA 4050 : IC2 est le préamplificateur et le SAB 3271 : IC3, le décodeur.

Le TDA 4050

Pour un signal d'entrée inférieur à 1 volt crête à crête, la régulation doit agir sur une plage de tension supérieure à 80 dB. La régulation est alors une commande automatique de gain qui doit agir aussi vite que

* Instructions de fin interdites à cause de significations multiples en code binaire.

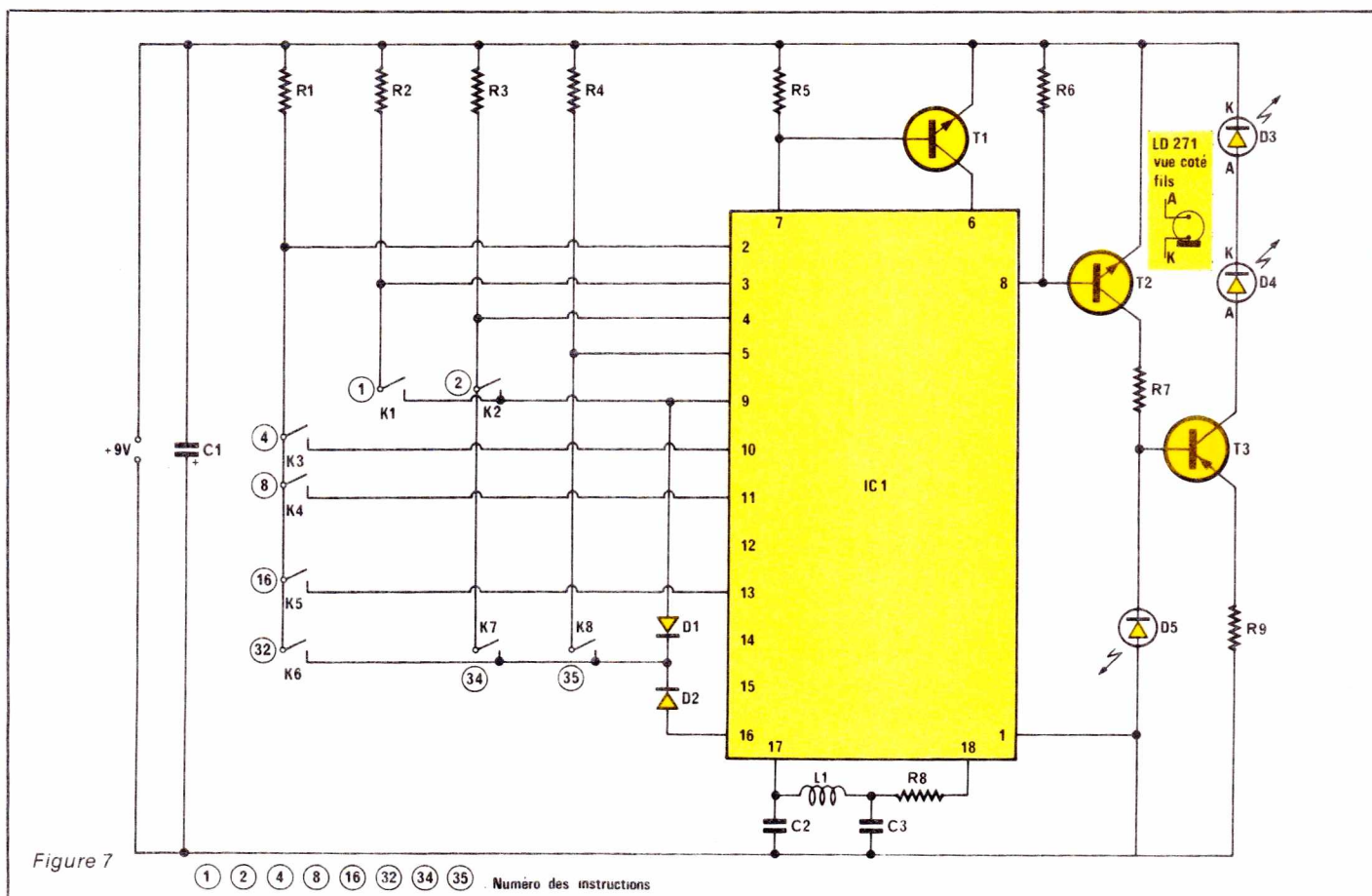


Figure 8

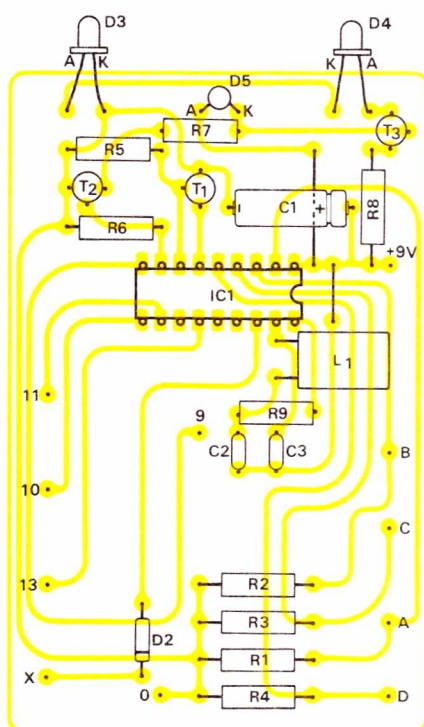
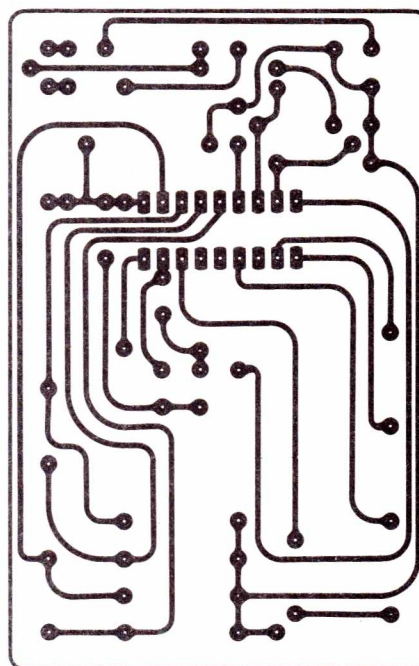


Figure 9



EL 418 B

EL 418 C

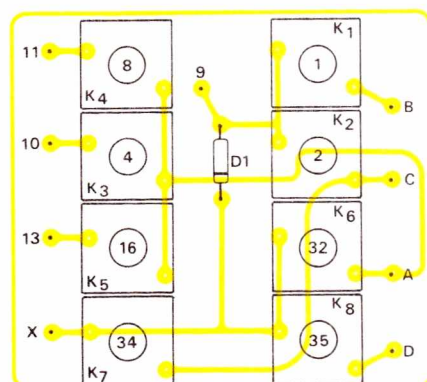


Figure 10

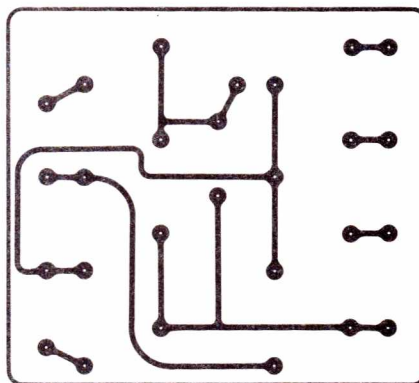
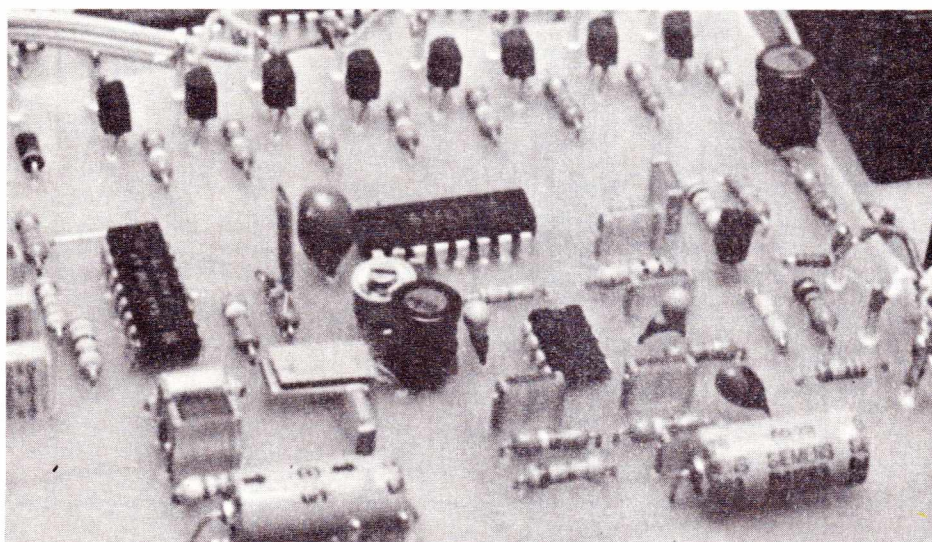


Figure 11



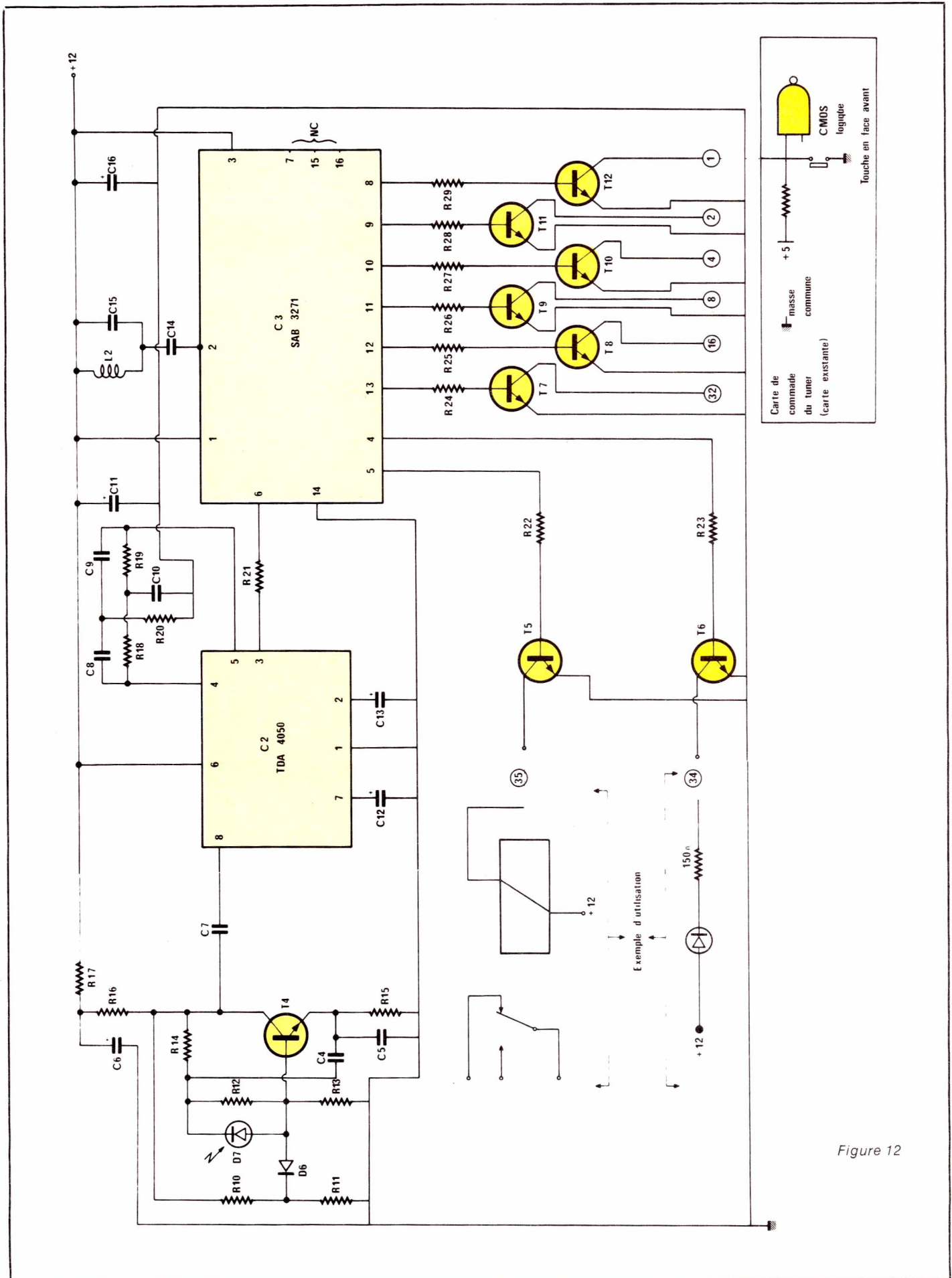


Figure 12

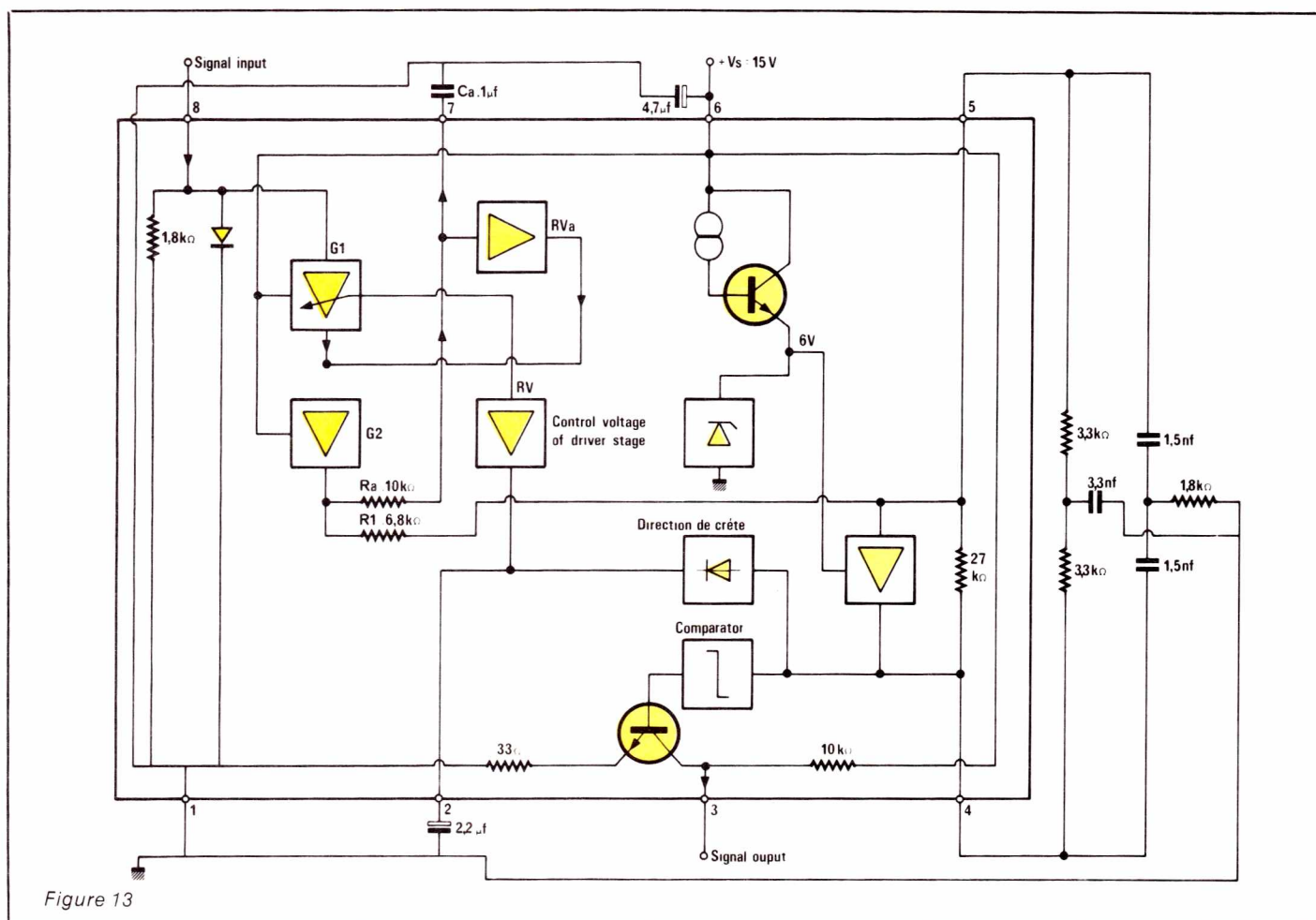


Figure 13

possible pour que le premier bit soit transmis. Cette caractéristique est particulièrement importante dans le cas de la transmission d'une instruction unique puisque dans le cas d'instructions répétées, on peut admettre que le niveau correct est atteint au début de la seconde émission de l'instruction. Pour alléger les caractéristiques de l'amplificateur à contrôle de gain, le présignal émis avant le mot de 6 bits est utilisé pour caler l'amplificateur. C'est donc sur ce signal test que le préamplificateur ajuste son gain.

Le temps d'établissement de la commande de gain a été fixé à 10 ms et les 6 bits du message sont tous bien interprétés.

La sensibilité du circuit intégré associé à un préamplificateur à transistor et à étage d'entrée accordé est telle que la liaison ainsi constituée atteint environ 20 m avec une intensité émise de 1 mW par mm².

Si le récepteur est dans un environnement éclairé — éclairage de 700 lux — la liaison est réduite de moitié. 700 lux correspondent à un éclairage délivré par une lampe à incandescence de 60 W placée à 50 cm de la diode réceptrice, avec

un angle d'incidence de 45°. Avec un éclairage de 2000 lux, le circuit fonctionne toujours, la portée est réduite mais des valeurs supérieures d'éclairage ne bloquent pas le fonctionnement du circuit.

Les signaux supérieurs à 1 volt crête à crête sont écrêtés par la diode placée à l'entrée du circuit, ce qui confère au circuit une dynamique de 100 dB. Si l'on place l'émetteur et le récepteur à proximité, le signal d'entrée est écrêté et le message est reconnu et parfaitement décodé. La porteuse du signal infrarouge vaut 31,25 KHz soit la demi-fréquence d'horloge: 62,5 KHz. Avec un rapport cyclique 1/4, on obtient un bon compromis pour un maximum de fondamental et une consommation minimale. Le préamplificateur a une largeur de bande d'environ 4 KHz qui réduit les interférences et les distorsions du signal infrarouge en limitant les harmoniques.

Description du circuit intégré

Comme le montre le schéma synoptique de la figure 13, le signal infrarouge issu du préamplificateur est appliqué à l'entrée — broche 8 —

reliée au premier amplificateur, G₁, dont le gain vaut 30 dB. Les deux étages, G₁ et G₂, couvrent une plage totale de 80 dB. La diode en parallèle sur la résistance d'entrée limite la tension en écrétant le signal pour des amplitudes supérieures à 1 V crête à crête. Le deuxième amplificateur G₂ a un gain fixe de 25 dB. Le signal issu de G₂ est filtré par le réseau R_a, C_a de manière à ce que la valeur moyenne du signal détermine le point de fonctionnement de l'amplificateur de régulation: R_{Va}.

De la sortie du deuxième amplificateur, le signal attaque, à travers une résistance R₁, l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel broche 5 du circuit intégré. Cet amplificateur a un gain réduit par une résistance de contre-réaction interne. Le gain vaut donc dans ces conditions, $G = R_1/R_i = 12$ dB. La sortie et l'entrée inverseuse de l'ampli opérationnel sont accessibles aux broches 4 et 5. On peut dans ces conditions connecter un réseau d'impédances dépendant de la fréquence: un réseau en double T permet par exemple d'obtenir un filtre actif. Le signal présent à la broche 4 est appliqué au comparateur

qui est activé lorsque l'amplitude atteint la moitié de la tension régulée. Ce même signal après une détection de crête est comparé par un étage différentiel à une valeur de référence. Un condensateur de filtrage sera connecté entre la broche 2 et la masse de manière à assurer le filtrage de la détection. La broche 2 correspond donc à l'entrée de l'amplificateur de régulation qui commande le gain des deux étages d'entrée.

Pour une portée maximale, on utilisera le schéma du préamplificateur représenté à la **figure 14**, le schéma que nous avons utilisé est moins performant: préamplificateur large bande caractérisé donc par l'absence de circuit accordé, donc plus facilement reproductible. Il n'existe d'autre part que très peu de vendeurs stockant les selfs miniatures TOKO 100 mH.

Le circuit L1, C1 en série avec la diode infrarouge est accordé à 31,25 KHz et est amorti par une résistance d'environ 150 k Ω . Cette résistance résulte de la mise en parallèle de la résistance R1 et de l'impédance d'entrée du transistor T1. Le couplage entre le collecteur de T1 et l'entrée signal du TDA 4050 est capacitif. De manière à avoir une amplification très importante et aucun risque d'oscillation, on connecte un réseau en double T entre les broches 4 et 5 du circuit. L'alimentation de l'étage d'entrée est filtrée par le réseau R3, C3. Avec ce schéma, il n'y a aucun risque d'oscillation et si l'émetteur infrarouge est équipé de deux diodes

LD 271, la distance maximale entre émetteur et récepteur atteint 20 m. Dans ces conditions, la focalisation du faisceau infrarouge du côté de l'émetteur et du récepteur est inutile.

Avec le schéma — moins performant — du préamplificateur employé à la **figure 12**, nous avons préféré utiliser des réflecteurs.

Les résistances R_{10} et R_{11} et la diode D_6 améliorent le comportement du préamplificateur exposé à une forte lumière ambiante. La polarisation du transistor T_4 varie malgré tout avec l'éclairement et la tension entre le collecteur et la masse peut être traitée de manière à agir sur le courant par les diodes électroluminescentes des afficheurs sept segments. C'est une solution élégante pour combiner contrôle de luminosité en fonction de la lumière ambiante et préamplificateur de signaux infrarouges.

Le décodeur SAB 3271

Le décodeur teste les signaux infrarouge: 1 présignal, 1 bit de départ et les 6 bits d'information transmis dans le code biphase. Le récepteur peut être adapté à un bit de départ valant 0 ou 1 en connectant l'entrée Q1SU au niveau correspondant. Le codage à 0 de l'émetteur ne se faisant qu'en usine l'entrée Q1SU devra être au 1 logique.

L'entrée infrarouge est invalidée entre le présignal et le bit de départ et pendant le décodage des 6 bits; on ne peut donc pas avoir de phé-

nomènes erratiques pendant cette période d'interruption.

Les sorties

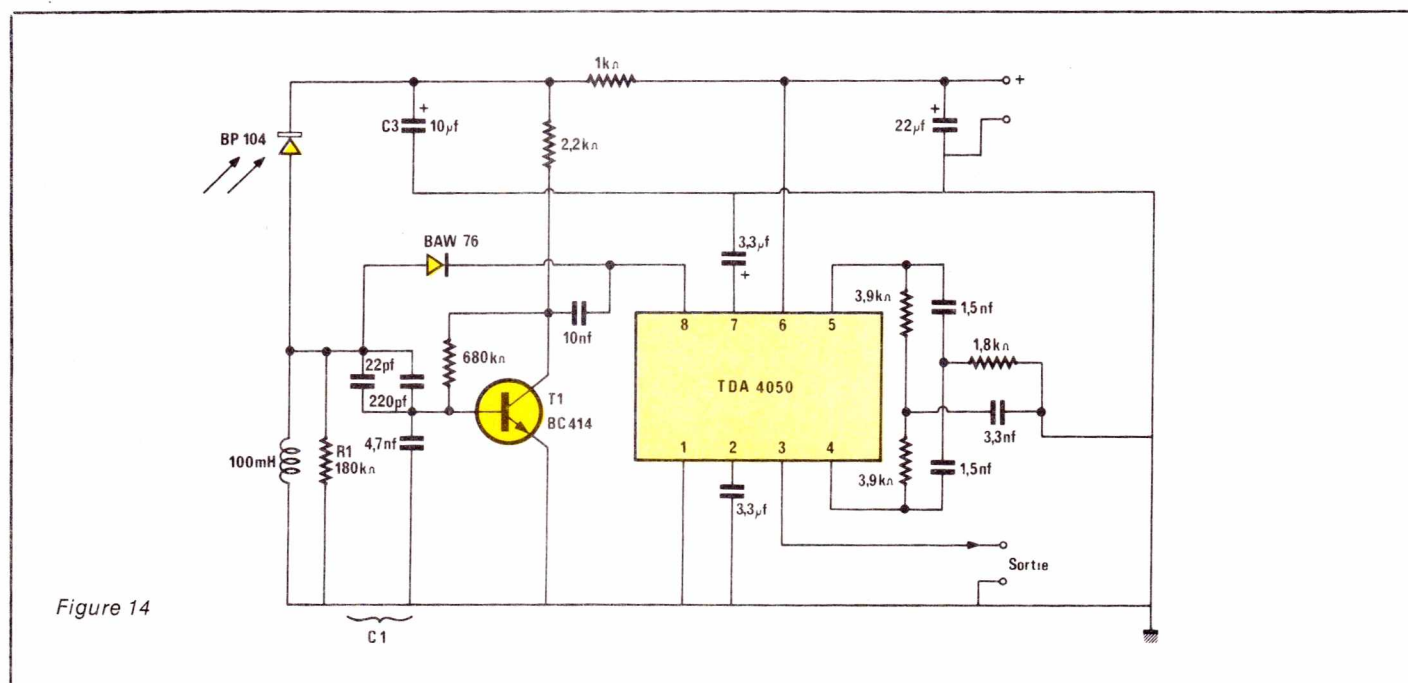
Dans un premier temps, le mot codé reçu est appliqué aux sorties parallèles. Les informations sont ensuite sérialisées et envoyées sur le bus I. Pendant la première sortie des informations sur le bus I, durant environ $230 \mu s$, les sorties DLER et DLES passent au niveau haut. La sortie DLES — S pour Single — passe à l'état haut au début de la première instruction et repasse à l'état bas sans attendre l'instruction de fin. La sortie DLER — R pour Repeat — passe au niveau haut à chaque début d'instruction et repasse à l'état bas à la fin de l'instruction.

Sur la sortie DATA, l'information est présente de manière cyclique tant que la touche de l'émetteur est enfoncée. L'intervalle de répétition valant approximativement 125 ms. Dès que la touche est relâchée, l'instruction de fin apparaît.

Les sorties parallèles

Dès que le mot est décodé, les informations sont transmises aux sorties parallèles Q_A à Q_F avec 1 = niveau haut et 0 = niveau bas. Les sorties restent dans l'état aussi longtemps que la clé est appuyée. Toutes les sorties repassent à zéro dès que la clé de l'émetteur est relâchée.

Les sorties Q_2 et Q_3 changent d'état à chaque fois que la clé correspondante de l'émetteur est sélectionnée.



La nouvelle situation est conservée jusqu'à ce que la clé soit de nouveau pressée. Les sorties peuvent être aussi directement prépositionnées au niveau haut ou bas en connectant provisoirement une résistance de faible valeur entre le niveau choisi, V_{SS} ou V_{DD} et la sortie considérée. Le niveau obtenu est stable et changera dès la prochaine impulsion sur la touche émettrice.

Lorsque les sorties sont connectées, à V_{SS} ou V_{DD} , par exemple en insérant une jonction base-émetteur d'un transistor PNP pour le niveau haut et une jonction B-E d'un transistor NPN pour un niveau bas, des impulsions de courant d'environ 1,3 ms apparaissent à la sortie si l'on presse la clé correspondante au même instant. La fréquence de répétition est alors la même que celle des émissions des informations.

La broche 3, Q1SU, est une entrée-sortie. Entrée pour changer la valeur du bit de départ par 1, Q1SU = 1 et 0, Q1SU = 0. Dans la situation sortie correspondant à l'instruction 33, cette broche ne doit bien évidemment pas être connectée à V_{SS} ou à V_{DD} mais peut l'être par l'intermédiaire d'une jonction BE d'un transistor de polarité convenable, voir sorties Q₂ et Q₃.

De la même manière que les sorties Q₂ et Q₃, la sortie Q1SU, dans ce cas, délivre des impulsions de courant.

Utilisation comme récepteur infrarouge

Nous avons vu dans la table d'instructions que pour 6 instructions particulières, il n'y avait qu'un bit de valeur 1. Ces bits n'activent donc qu'une seule des six sorties parallèles. Ces 6 sorties associées aux sorties Q₂, Q₃ et Q1SU suffisent donc pour réaliser un récepteur 9 canaux. Les sorties parallèles Q_A à Q_F peuvent alors fonctionner de deux manières différentes :

- si la sortie DATA n'est pas ou peu chargée — cas normal, — chacune des 6 sorties parallèles passent à l'état haut aussi longtemps que la clé correspondante est appuyée ;
- pour que les sorties parallèles fonctionnent comme des bascules, la sortie DATA doit être forcée à l'état haut par la jonction base-émetteur d'un transistor PNP par exemple si l'on ne veut pas perdre les informations série présente sur le bus. Le

fonctionnement des sorties Q_A à Q_F est alors identique à celui des sorties Q₂ et Q₃.

Notons que si la tension d'alimentation augmente, les sorties parallèles et les sorties équipées de bascules repassent au niveau zéro.

L'oscillateur

La fréquence d'oscillation est de 62,5 KHz, déterminée par le réseau L₂, C₁₅. Comme pour l'émetteur, la self est fixe: 10 mH; la fréquence est ajustée en jouant sur C₁₅ constitué par deux condensateurs fixes de 330 pF céramique montés en parallèle sur un condensateur ajustable 4-47 pF.

Les sorties Q₂ et Q₃ peuvent, par l'intermédiaire des transistors T₅ et T₆, commander un relais alimentant d'autres appareils: amplificateur de puissance ou préamplificateur de la chaîne.

Les transistors T₇ à T₁₂ constituent l'interface entre le décodeur infrarouge et la carte de commande. L'espace collecteur-émetteur vient directement en parallèle sur le contact. Méthode classique, on réalise ainsi un « OU câblé ».

Réalisation pratique

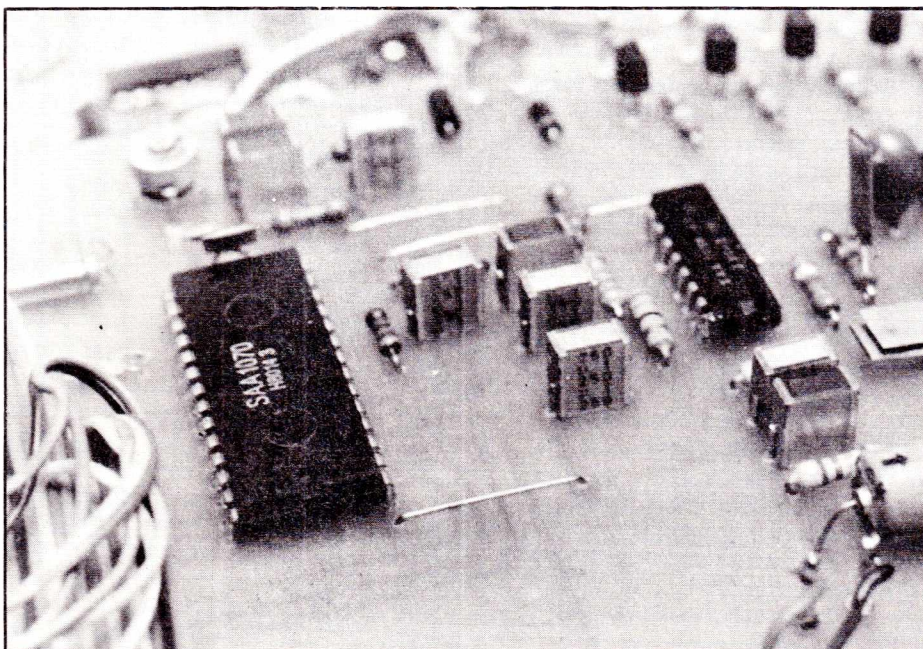
Le récepteur infrarouge et le circuit d'affichage étant réalisés sur la même carte, nous passerons d'abord à la description des circuits RTC SAA 1058 et SAA 1070 gérant l'affichage de fréquence.

L'affichage de fréquence

Le schéma synoptique du système d'affichage de fréquence est représenté à la figure 15. Les principaux composants de ce système sont: un circuit intégré prédiviseur SAA 1058, un circuit d'affichage et fréquence-mètre SAA 1070, un quartz 4,000 MHz et un afficheur LED 7 segments de 4 1/2 digits.

Le prédiviseur est constitué d'un préamplificateur pouvant recevoir sur deux entrées les signaux des oscillateurs locaux AM et FM, un diviseur de fréquence et deux étages de sortie capables de commander des circuits ECL ou MOS.

La haute sensibilité de ce circuit: 5 mV en AM et 10 mV en FM permet de connecter directement le système aux oscillateurs locaux d'un récepteur radio, sans interface supplémentaire. Ce prédiviseur divise la fréquence de l'oscillateur local par 32 et fournit au circuit fréquence-mètre un signal carré. La fréquence est alors mesurée par comptage du nombre de fronts négatifs pendant une période définie par un générateur d'impulsions piloté par quartz. Le même générateur positionne le diviseur au départ de chaque période de comptage afin de diminuer les incertitudes de comptage et de réduire ainsi le papillotement de l'affichage. Neuf des quinze bornes de sortie du SAA 1070 sont également utilisées pour programmer le système aux fréquences intermédiaires appropriées au récepteur AM et FM. La sélection de la gamme

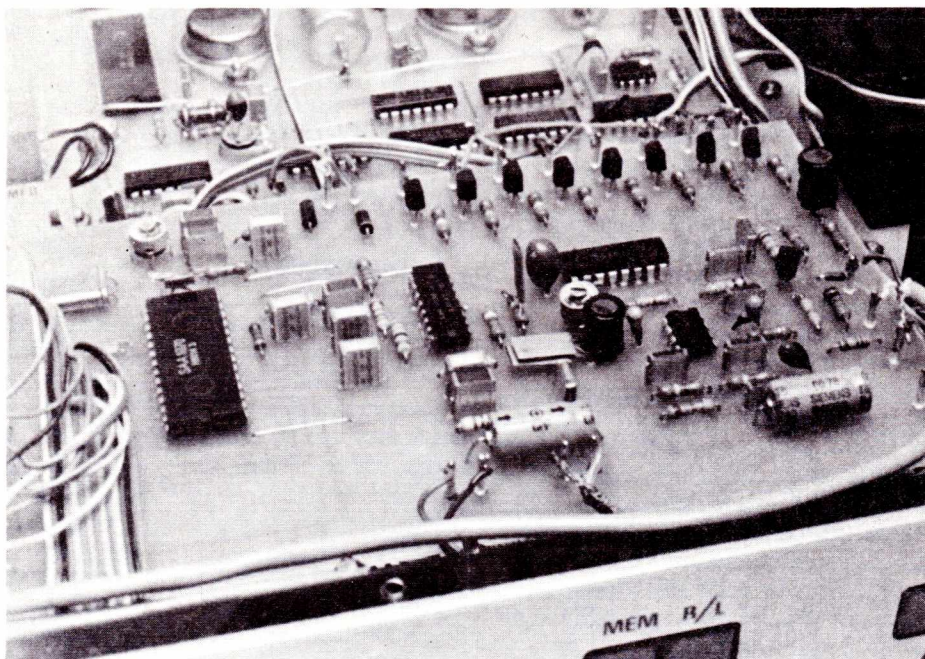


d'onde et du mode d'affichage (fréquence - canal - test - extinction de l'affichage) est effectuée par simple connection à la masse de 4 bornes d'entrée du SAA 1070. A l'entrée DUP est appliquée une tension secteur redressée — demi-sinusoïde — pour minimiser les rayonnements parasites, la commutation des segments des afficheurs est synchronisée avec le passage à zéro de la tension de commande de ces derniers. Le circuit est capable de commander directement les segments des afficheurs LED sans recourir à des interfaces de commande à éléments discrets.

Le diviseur programmable SAA 1058

Ce diviseur par 32 ou 33 est prévu pour les systèmes de synthèse de fréquence où les deux rapports de division sont nécessaires. Dans le système d'affichage de fréquence, le rapport de division de 32 est le seul utilisé. La figure 16 montre de façon simplifiée le schéma fonctionnel du circuit. Le préamplificateur d'entrée assure une haute sensibilité et les signaux en provenance des oscillateurs locaux peuvent être transmis au circuit par simple couplage passif. Le circuit diviseur comprend deux étages préamplificateur symétriques dont chacun commande des étages de sortie complémentaires différents. Les sorties sont compatibles avec des entrées de circuits ECL ou MOS. Chacun des quatre blocs fonctionnels de ce circuit possède une borne d'alimentation propre: borne 3 pour V_{CC1} — alimentation du préamplificateur d'entrée, borne 14 pour V_{CC2} — alimentation de l'étage de synchronisation — borne 12 pour V_{CC3} — alimentation de l'étage diviseur — et la borne 10 pour V_{CC4} — alimentation des étages de sortie.

La figure 17 donne le diagramme des temps relatif au fonctionnement du circuit SAA 1058. Lorsque l'entrée CM 33 est à l'état bas, le rapport de division est positionné sur 32. S'il y a un décalage de phase entre la période de mesure et les transistors à la sortie du prédiviseur, le digit le moins significatif de l'affichage doit papilloter. Pour pallier cet inconvénient, la première transition doit être présente en sortie après 17 périodes de la fréquence d'entrée prises en compte après le départ de chaque



période de comptage. Cette synchronisation se fait en appliquant à l'entrée SET du prédiviseur une transition négative, représentant le départ de la période de comptage.

Fréquence-mètre et interface d'affichage

Le circuit intégré SAA 1070, fréquence-mètre, est essentiellement destiné à la mesure de la fréquence à laquelle un récepteur radio AM-FM est accordé et à la commande de

l'affichage de celle-ci sur des afficheurs LED sept segments.

Le schéma synoptique simplifié du circuit est donné à la figure 18. Les caractéristiques principales du circuit sont:

- Des étages de sortie capables de commander directement un affichage LED. Les éléments d'affichage sont reportés en deux groupes, chacun d'eux étant alimenté par une demi-onde sinusoïdale en mode duplex. La commande de ces groupes d'afficheurs est synchronisée avec la tension d'alimentation et commutée

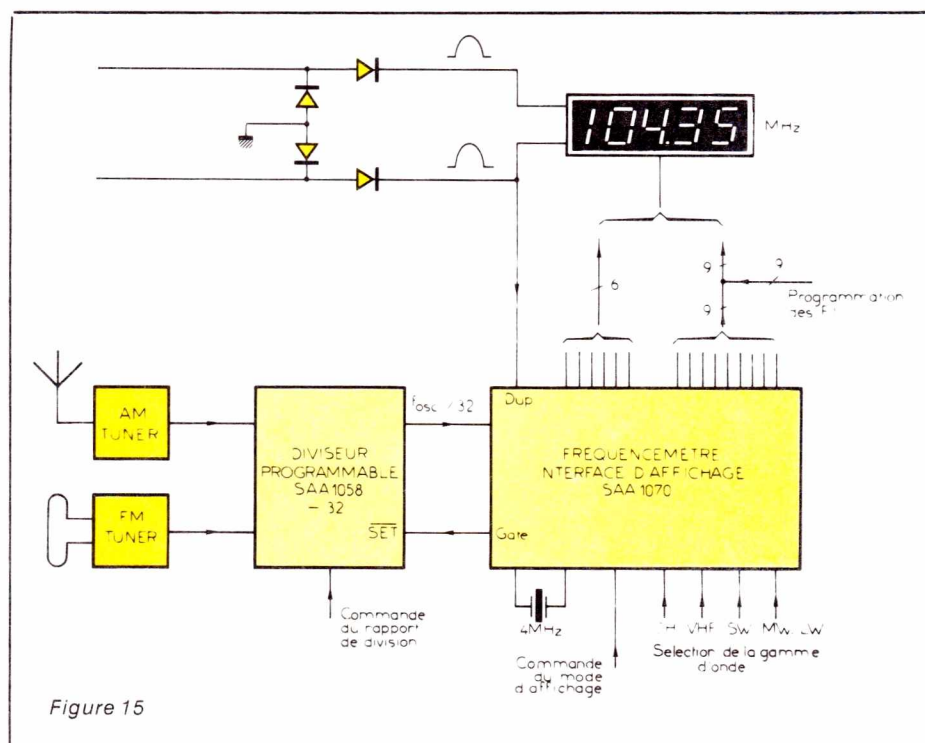


Figure 15

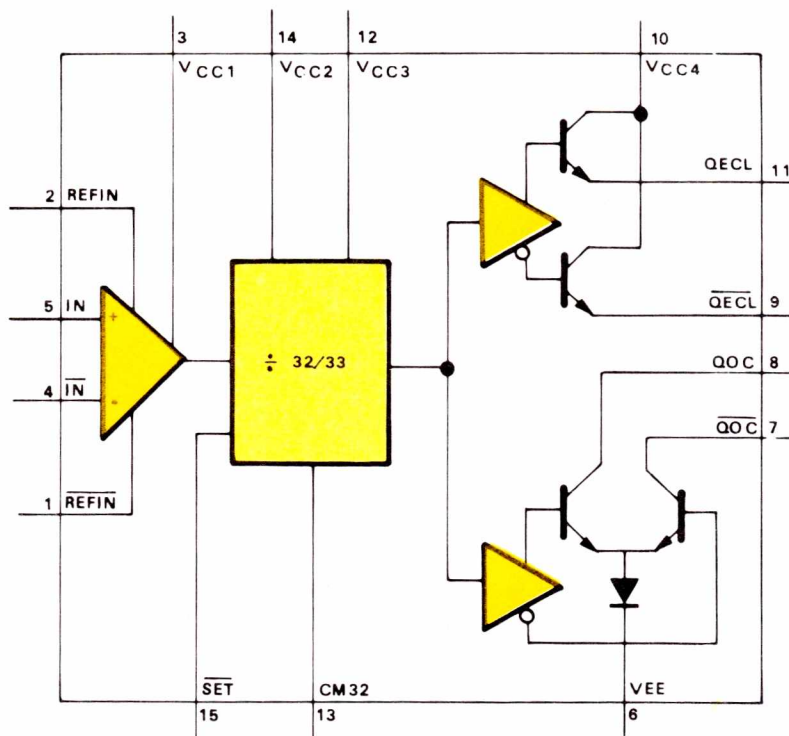


Figure 16

au passage à zéro de celle-ci. 15 bornes de sortie peuvent ainsi commander 30 segments différents. Ce mode de fonctionnement permet de réduire les rayonnements parasites et d'utiliser en même temps les sorties du circuit intégré de façon optimale.

— Un compteur de fréquence 18 bits qui peut être sélectionné dans une gamme de 15 à 24 fréquences intermédiaires programmables de l'extérieur pour la FM, les ondes courtes et les petites et grandes ondes. Bien sûr, nous n'utiliserons que la gamme FM.

— Un comparateur 16 bits comparant la fréquence mesurée et la fréquence affichée, renouvelant un registre d'affichage 16 bits, s'il y a

une divergence sur trois périodes de mesures successives. Cette technique évite un papillotement des afficheurs dû aux légers décalages de l'oscillateur local du récepteur.

— Un décodeur et multiplexeur sept segments, commandant les étages de sortie.

— Une base de temps interne contrôlée par un quartz à 4 MHz.

— Un système permettant de mémoriser un affichage ou de tester les afficheurs.

• Les différentes fonctions de ce circuit fréquencemètre sont expliquées à l'aide du schéma synoptique de la figure 18. Le signal issu de l'oscillateur local, après avoir été divisé par 32 via le prédiviseur, sera transmis à l'entrée F_{IN} — broche 12 —. Le comp-

teur détermine alors le nombre d'impulsions présentes pendant une période de mesure, définie par le générateur d'impulsions contrôlé par le quartz à 4 MHz connecté entre les bornes 17 et 18. Avant le départ de chaque cycle de comptage, le compteur est remis en position de départ sur un nombre correspondant à la fréquence intermédiaire utilisée dans le récepteur; l'impulsion de comptage est proportionnelle à la fréquence sur laquelle le récepteur radio est accordé. Le résultat de ce compteur est comparé avec la valeur affichée; si il y a une différence sur trois cycles de mesure successifs, le registre d'affichage est remis à jour dès l'apparition d'une nouvelle impulsion de synchronisation — DUP broche 16 —.

Sélection de la longueur d'onde et décalage de fréquence intermédiaire

Avant que le SAA 1070 soit prêt pour une opération, il doit être positionné pour être utilisé en concordance avec les conditions d'opération du récepteur et de l'affichage. Les bornes 8, 9, 10 et 11 doivent être programmées suivant la table de vérité de la figure 19. Cette programmation détermine également la résolution de l'affichage; tel qu'il est montré à la même figure 19, en positionnant la base de temps déterminant la durée d'un cycle de mesure, nous avons:

- FM/canal : 256 μs
= 1024 cycles de 4 MHz
- OC : 2,56 ms
= 10240 cycles de 4 MHz
- PO/GO : 3,2 ms
= 12800 cycles de 4 MHz

Le choix de la longueur d'onde adresse également la ROM contenant les décalages de FI pour positionner le compteur de fréquence sur une FI de 10,7 MHz en FM et 460 KHz en AM. Si la fréquence intermédiaire choisie par l'utilisateur diffère de ces valeurs, le générateur de décalages des FI doit être positionné par les entrées/sorties — broches 20 à 28 — programmables suivant les états logiques montrés aux figures 20 et 21. Ces broches passent de la fonction sortie de commande des segments à la fonction entrée de décalage des FI pendant un temps très bref, qui correspond à la coïncidence avec le front descendant de

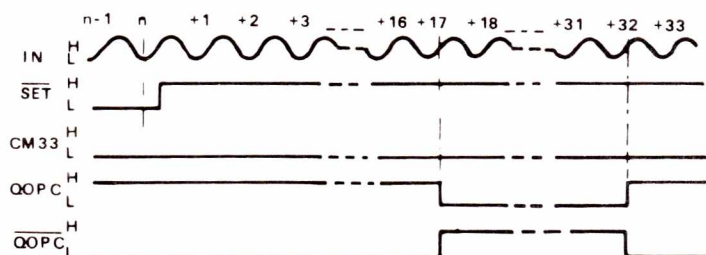


Figure 17

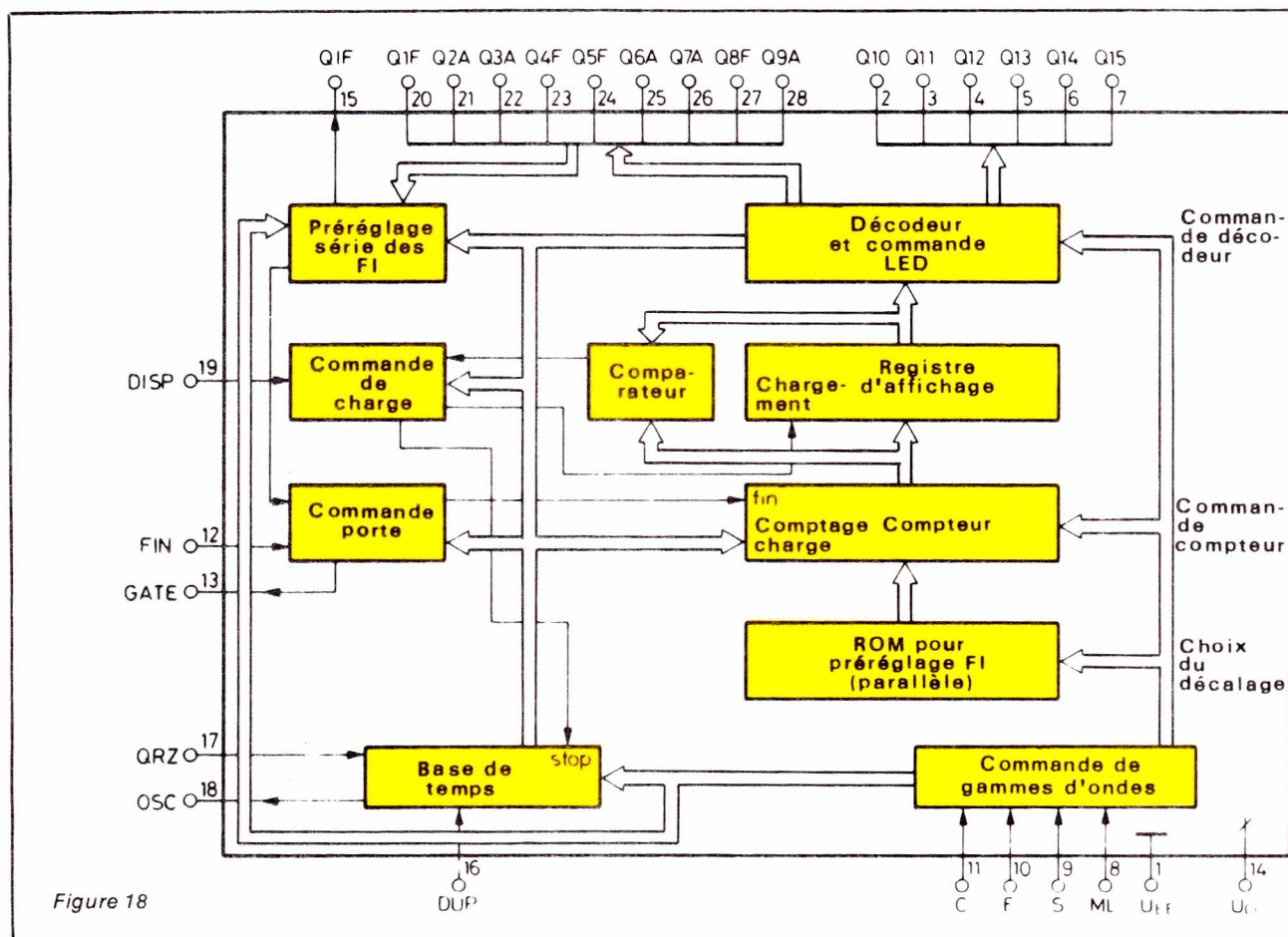


Figure 18

l'impulsion de synchronisation appliquée à l'entrée DUP.

Test et effacement de l'affichage

Les broches 8, 9, 10 et 11 peuvent être également programmées sui-

vant le tableau de la figure 19 pour l'extinction totale de l'affichage ou encore pour l'allumage complet de l'affichage, pour tester les segments.

Impulsion de synchronisation

Le départ de la mesure de fréquence et de la séquence de commu-

tation de l'affichage est synchronisé avec le front descendant de l'impulsion appliquée sur l'entrée DUP. Si les demi-sinusoïdes en opposition de phase, dérivées du secondaire du transformateur d'alimentation sont employées pour alimenter les afficheurs, il est intéressant d'utiliser également l'une de ces demi-sinusoïdes comme impulsion de synchronisation. En effectuant une commutation des sorties de décodage segment à l'instant où la tension secteur passe par zéro, on peut assurer une réduction des rayonnements parasites.

Séquençage du comptage

Pour clarifier le séquençage du système de mesure de fréquence et d'affichage, chacun des 20 interval-

0 $\equiv$ 0 V (Masse)
1 $\equiv$ +5 V
X $\equiv$ 0 ou 1

Figure 19

Mode de fonctionnement		Entrées gamme d'onde			
		F	C	S	ML
		10	11	9	8
FM	(F)	0	1	1	1
Canal (FM)	(C)	X	0	1	1
OC	(S)	1	X	0	1
PO/GO	(ML)	1	X	1	0
Test		0	0	1	0
		0	X	0	X
		1	X	0	0
		0	1	1	0
Extinction		1	1	1	1

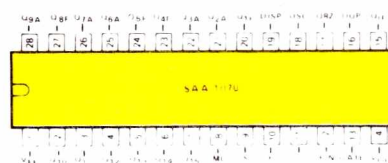


Figure 20

SAA 1070 Bornes				FM Fréq. interméd. * MHz
20	23	24	27	
0	0	0	0	10,70
1	0	0	0	10,60
0	1	0	0	10,6125
1	1	0	0	10,625
0	0	1	0	10,6375
1	0	1	0	10,65
0	1	1	0	10,6625
1	1	1	0	10,675
0	0	0	1	10,6875
1	0	0	1	10,70
0	1	0	1	10,7125
1	1	0	1	10,725
0	0	1	1	10,7375
1	0	1	1	10,75
0	1	1	1	10,7625
1	1	1	1	10,775

Figure 21

les qui le composent seront décrits à l'aide du tableau de la figure 22. Chaque intervalle dure une période déterminée par un nombre de cycles de 4 MHz lors de la programmation des entrées de contrôle de longueur d'onde du SAA 1070. La durée de chaque intervalle est donnée à la figure 22. La séquence démarre sur un front descendant de l'impulsion de synchronisation :

1) Les bornes 20 à 28 du SAA 1070 sont considérées comme entrées de décalage des FI et les adresses désirées sont emmagasinées dans le circuit de correction et décalage.

2) Le contenu de la ROM de décalage de FI adressée par le circuit de sélection de longueur d'onde est chargée dans le compteur de fréquence.

3) Le nombre d'impulsions de compensation des FI requis est chargé dans le compteur de fréquence. Les broches 20 à 28 du SAA 1070 sont commutées à nouveau à leur fonction de commande de segments d'affichage.

4) La base de temps programmée par le circuit de sélection de gamme

d'onde fournit une période de mesure de durée appropriée.

5) A la fin de l'intervalle 4, la sortie GATE du SAA 1070 passe à l'état haut, rendant active l'entrée SET du prédiviseur et initialisant le train d'impulsions en sortie. Le train d'impulsions entre sur la borne 12 du circuit SAA 1070. Ces impulsions passent alors par une porte fixant la période de mesure et sont chargées par le compteur de fréquence. A la fin du quatorzième intervalle, la base de temps inhibe les impulsions de comptage à venir, en refermant la porte. Les intervalles 15 et 19 ne sont pas utilisés donc libres.

16) Les seize bits du compteur de fréquence 18 bits sont comparés avec le contenu du registre d'affichage 16 bits. Si les deux membres diffèrent, un compteur 2 bits est incrémenté de 1. Si le contenu de ce compteur est plus petit que 3, la séquence passe à travers les intervalles 17, 18, 19 sans aucune action. Si les contenus du compteur de fréquence et du registre d'affichage sont les mêmes, le compteur 2 bits est remis à zéro avant le passage de la séquence aux intervalles 17, 18, 19 sans aucune action. Si après incrémentation le compteur atteint 3, la base de temps est stoppée avant le passage de la séquence à l'intervalle 17.

17) Si le compteur 2 bits a atteint 3, le système attend le flanc descendant de la demi-sinusoïde suivante qui apparaît sur l'entrée de synchronisation DUP. La base de temps repart et la séquence passe à l'intervalle suivant.

18) Si la base de temps a été redémarrée à l'intervalle 17, les contenus du compteur de fréquence sont chargés dans le registre d'affichage et celui-ci prend alors la nouvelle valeur pendant le passage à zéro de la tension de commande.

20) La base de temps est stoppée et le système attend le flanc descendant de la demi-sinusoïde de synchronisation suivante sur l'entrée DUP du SAA 1070. La base de temps redémarre et la séquence repart pour un nouveau cycle à l'intervalle 1.

Entrée DISP, broche 19 du circuit

Si la broche 19 est réunie à la masse, la séquence est stoppée à l'intervalle 16 par inhibition de la base de temps, la sortie GATE du SAA 1070 est continuellement à l'état bas. L'affichage est alors maintenu à la dernière valeur de fréquence mesurée.

Si la broche 19 est connectée à la tension d'alimentation positive, la fréquence affichée est changée chaque fois qu'une différence existe entre les compteurs et le registre d'affichage durant l'intervalle 16. Ce mode de fonctionnement réduit le temps de réponse entre mesure et affichage et la réduction du clignotement du dernier afficheur est alors hors fonctionnement. La diminution du papillotement ne s'opère que si la broche 19 n'est pas connectée.

Le schéma électrique complet du système de mesure de fréquence avec un affichage à LED à anodes communes est représenté à la figure 23. Les signaux issus de l'oscillateur local FM sont dirigés vers l'entrée 4 du diviseur à travers le condensateur C₁₇. L'entrée 5 destinée à un oscillateur local AM est inutilisée. Les résistances R₃₀ à R₃₃ adaptent l'entrée du circuit : Z_e = 75 Ω. Le point de fonctionnement du préamplificateur est déterminé par les résistances R₃₀ et R₃₂. La résistance R₃₄ et le condensateur C₁₈ servent au filtrage de la tension d'alimentation du

Figure 22

Durée de chaque intervalle dans le cycle de commande

Intervalle	Gamme d'onde utilisée				Unité
	FM	Canal	OC	PO/GO	
1 à 3, 15 à 20	256	256	256	320	μs/intervalle
5 à 14	256	256	2560	3200	μs/intervalle
Période de mesure (GATE = 1)	2,56	2,56	25,6	32,0	ms

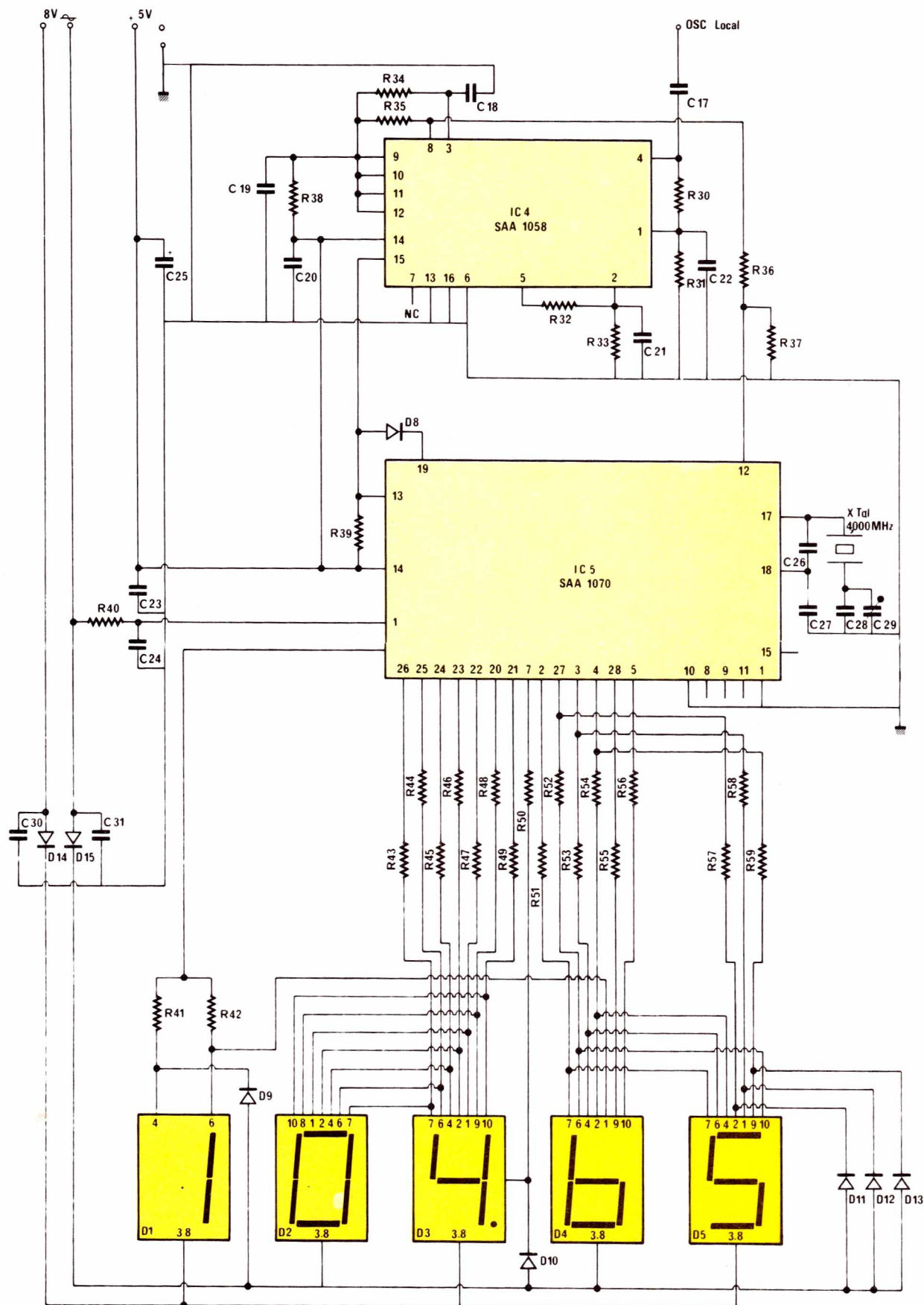


Figure 23

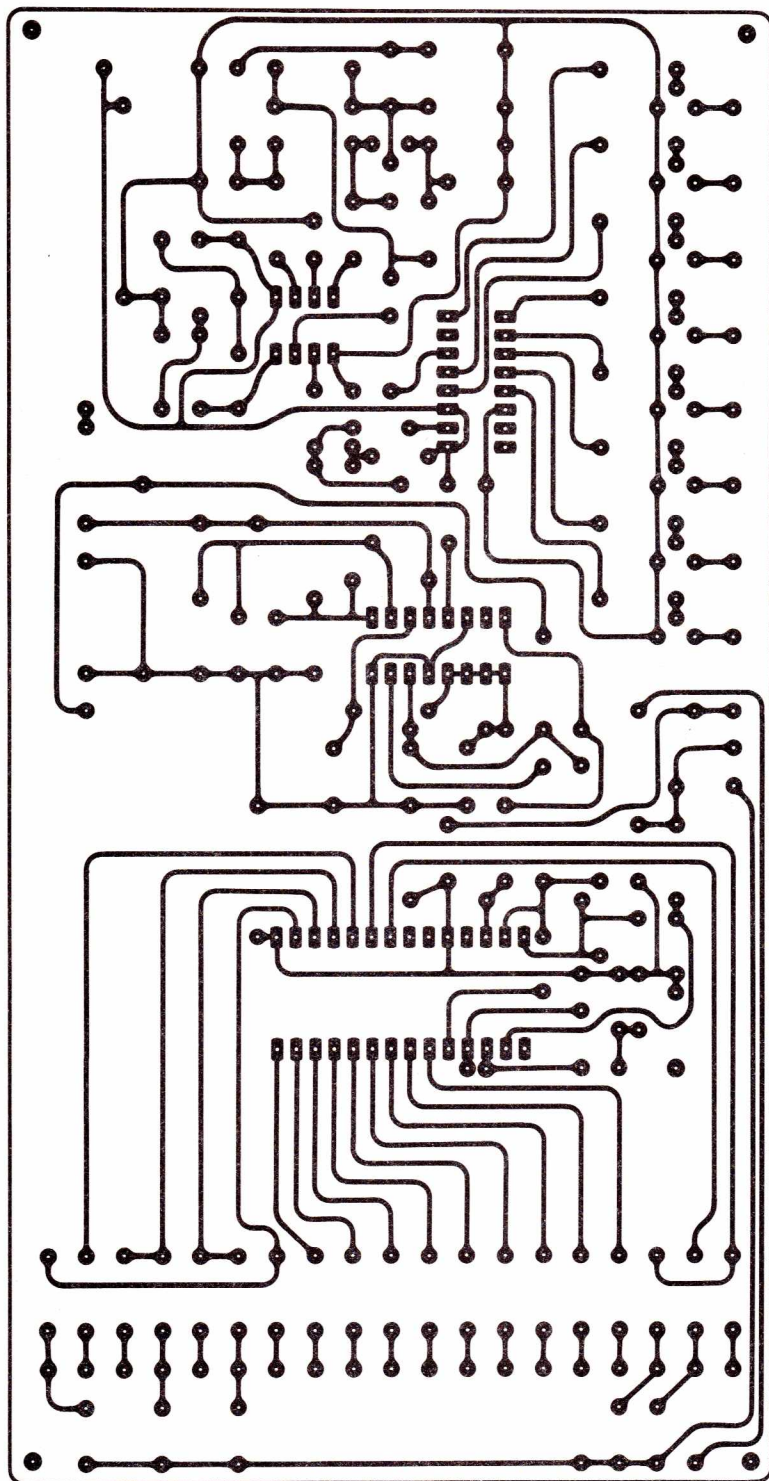


Figure 24

préamplificateur d'entrée. Dans ces conditions, la sensibilité d'entrée en FM vaut 10 mV.

Lorsque le niveau sur la borne 13 est haut, le circuit divise par 33 et lorsqu'il est bas, par 32. Le rapport de division nécessaire étant 32, la broche 13 est reliée à la masse.

L'étage de sortie étant à collecteur ouvert, on dispose une charge R_{35} entre la sortie et la tension d'alimentation. Le niveau du signal de sortie est ajusté par un pont diviseur constitué par R_{36} et R_{37} avant d'attaquer le circuit SAA 1070 à la broche 12.

Les afficheurs D_1 , D_3 et D_5 forment un groupe DUP = 0, les afficheurs D_2 et D_4 forment le second groupe DUP = 1. Sur le schéma de la figure 13, les diodes D_9 à D_{13} évitent aux afficheurs d'être chargés exagérément en sens inverse.

Les anodes des LED, dans chaque groupe, sont échantillonnées par les demi-périodes alternatives de 9 volts efficaces. Les cathodes des LED sont connectées via les résistances R_{41} à R_{59} aux sorties appropriées du SAA 1070. Le courant moyen consommé par un segment est fonction de la tension efficace d'alimentation et de la valeur des résistances de limitation. Avec 9 V eff. et $R = 270 \Omega$, $I_{moyen} = 11$ mA environ.

Réalisation pratique

La platine affichage de fréquence et récepteur infrarouge est de faible dimension, 100×200 mm et se superpose au-dessus de la carte mémoire à l'intérieur du rack 1 unité ESM.

Le tracé des pistes de cette carte est représenté à la figure 24 et l'implantation des composants à la figure 25.

La liaison entre l'oscillateur local et l'entrée de mesure du fréquence-mètre est à réaliser en câble blindé. On placera entre la broche 12 et l'entrée OL une résistance de 100Ω le plus près possible de la tête Astec. Le niveau de l'oscillateur local est tout juste suffisant pour le prédiviseur du synthétiseur et le prédiviseur du fréquence-mètre, et si le système tend à accrocher — affichage erroné — on peut placer en parallèle sur R_{32} un condensateur céramique de 100 à 300 pF.

La place disponible à l'intérieur du rack se réduisant au fur et à mesure de l'introduction de nouvelles cartes, il a été impossible de loger le trans-

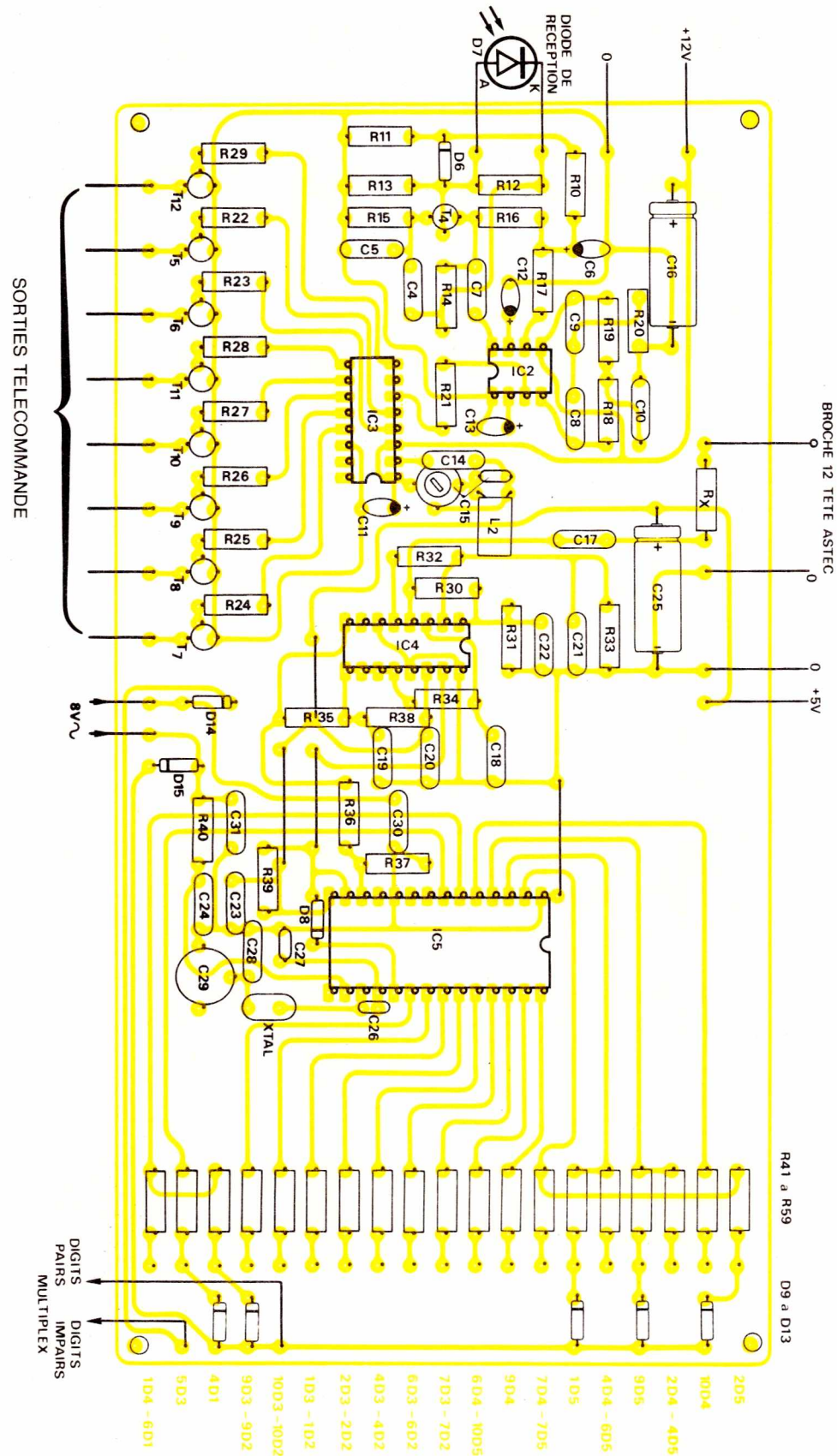


Figure 25

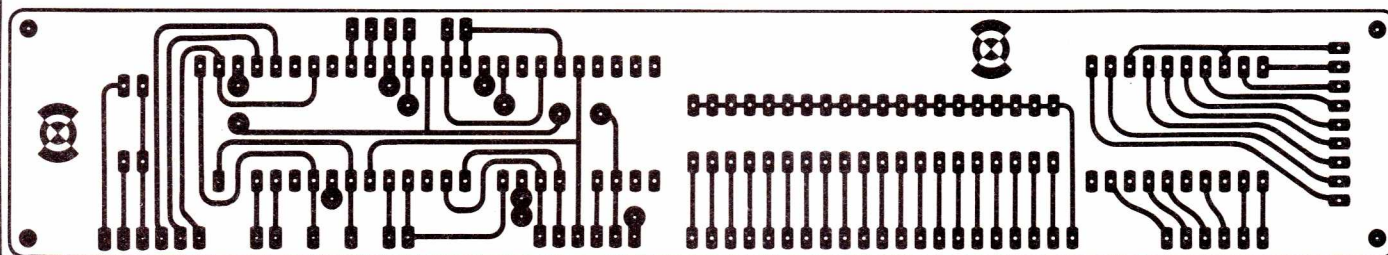


Figure 26

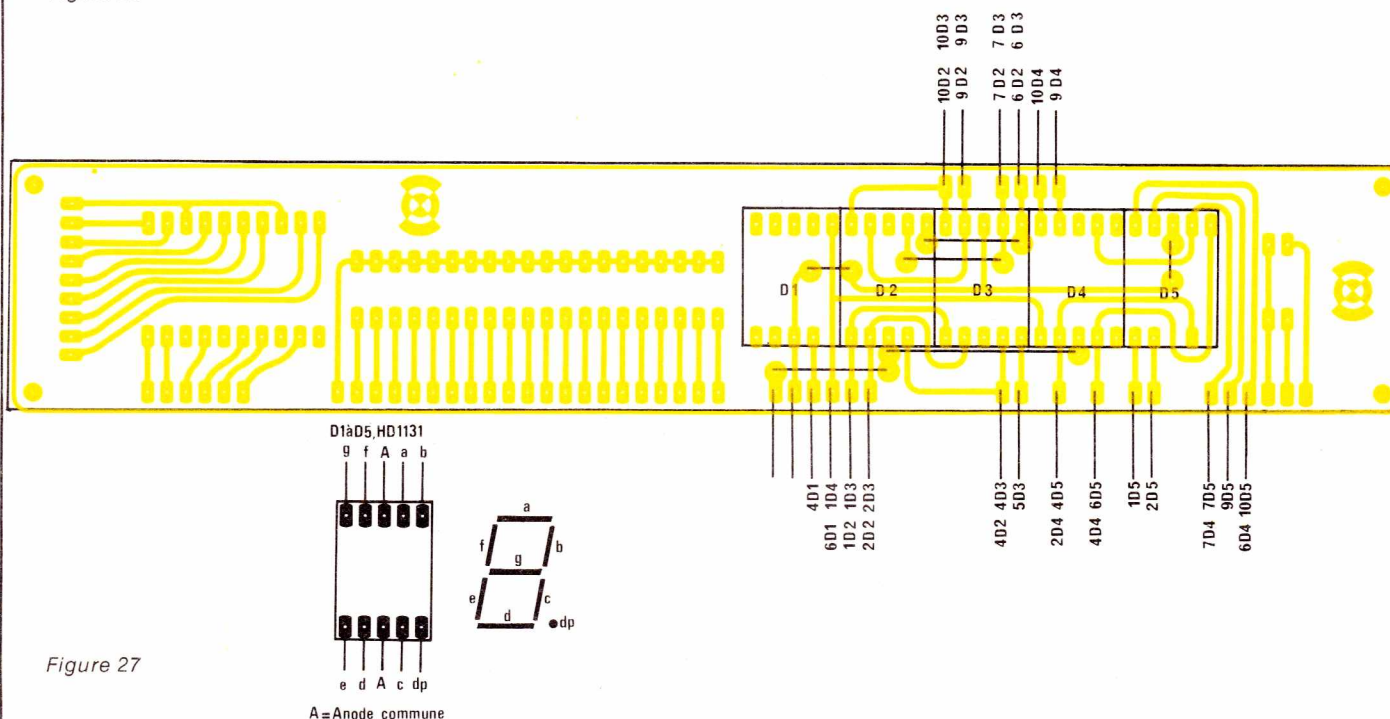


Figure 27

A = Anode commune

formateur d'alimentation 9 V, 8 VA, même en remodelant l'implantation de la carte d'alimentation pour y ajouter ce nouveau transformateur, la hauteur intérieure utilisable: 30 mm est insuffisante.

30 VA sont nécessaires au fonctionnement de l'appareil et on pourrait envisager un transformateur unique.

L'implantation des composants du récepteur infrarouge n'appelle aucun commentaire, l'alimentation + 12 V provient du régulateur alimentant le circuit RTC HEF 4754. La diode de réception infrarouge Siemens BP 104 sera reliée au circuit par l'intermédiaire d'un câble blindé à deux conducteurs: un câble pour l'anode, l'autre pour la cathode et le blindage au zéro électrique.

Les cinq afficheurs à anodes communes HD 1131 R Siemens ainsi que la diode infrarouge sont placés sur la carte affichage. Dans le nu-

méro précédent le tracé des pistes pour cet affichage de fréquence n'avait pas été représenté, on se reportera donc au schéma de la figure 26 pour le tracé des pistes et au schéma de la figure 27 pour l'implantation des composants.

L'emplacement de la photodiode n'est pas forcément bien choisi, à proximité des afficheurs LED, et sur-

tout des afficheurs du bargraph multiplexés à environ 1 KHz. Bien que le système fonctionne, la proximité de la diode et du bargraph réduit la portée et il est préférable, soit d'utiliser le préamplificateur accordé à 32 KHz représenté à la figure 14, ou plus simplement de placer la diode entre les touches montée et descente et la touche Arrêt-Marche.

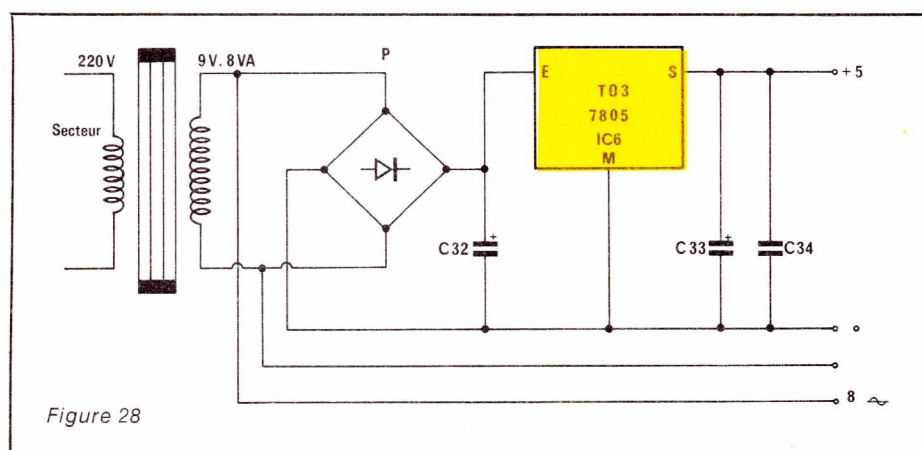


Figure 28

Le schéma de l'alimentation utilisée pour les afficheurs de fréquence est représenté à la figure 28. Cette alimentation a été placée dans un boîtier annexe, il n'est pas donné de circuit imprimé ou d'implantation, ces éléments pouvant être tous soudés en l'air.

Conclusion

Cet appareil n'est pas plus compliqué, mais certainement plus long à réaliser qu'un autre. Il faudra vous armer de patience et être soigneux. Si par malheur une fonction ne donnait pas satisfaction, on cherchera où la copie fait défaut, cette détection de panne est quand même beaucoup plus simple que les divers ennuis que l'on peut rencontrer lors de la mise au point d'un appareil.

F. DE DIEULEVEULT

Nomenclature

Résistances

R₁: 39 k Ω 0,5 W
R₂: 39 k Ω , 0,5 W
R₃: 39 k Ω , 0,5 W
R₄: 39 k Ω , 0,5 W
R₅: 22 k Ω , 0,5 W
R₆: 22 k Ω , 0,5 W
R₇: 120 Ω , 0,5 W
R₈: 47 k Ω , 0,5 W
R₉: 0,47 Ω , 0,5 W
R₁₀: 8,2 k Ω
R₁₁: 2,7 k Ω
R₁₂: 1 M Ω
R₁₃: 330 k Ω
R₁₄: 10 k Ω
R₁₅: 10 k Ω
R₁₆: 3,3 k Ω
R₁₇: 1,5 k Ω
R₁₈: 3,9 k Ω
R₁₉: 3,9 k Ω
R₂₀: 1,8 k Ω
R₂₁: 680 Ω
R₂₂: 6,8 k Ω
R₂₃: 6,8 k Ω
R₂₄: 3,9 k Ω
R₂₅: 3,9 k Ω
R₂₆: 3,9 k Ω
R₂₇: 3,9 k Ω
R₂₈: 3,9 k Ω
R₂₉: 3,9 k Ω
R₃₀: 3,3 k Ω
R₃₁: 56 k Ω
R₃₂: 3,3 k Ω

R₃₃: 56 k Ω
R₃₄: 27 Ω
R₃₅: 180 Ω
R₃₆: 910 Ω
R₃₇: 820 Ω
R₃₈: 2,2 Ω
R₃₉: 1 k Ω
R₄₀: 2,2 k Ω
R₄₁: 270 Ω
R₄₂: 270 Ω
R₄₃: 270 Ω
R₄₄: 270 Ω
R₄₅: 270 Ω
R₄₆: 270 Ω
R₄₇: 270 Ω
R₄₈: 270 Ω
R₄₉: 270 Ω
R₅₀: 270 Ω
R₅₁: 270 Ω
R₅₂: 270 Ω
R₅₃: 270 Ω
R₅₄: 270 Ω
R₅₅: 270 Ω
R₅₆: 270 Ω
R₅₇: 270 Ω
R₅₈: 270 Ω
R₅₉: 270 Ω

Condensateurs

C₁: 220 μ F, 16 V chimique
C₂: 1 nF, céramique
C₃: 2 $\times$ 1 nF, céramique
C₄: 10 nF, MKH
C₅: 10 nF, MKH
C₆: 10 μ F, 16 V, tantale goutte
C₇: 2,2 nF MKH
C₈: 1,5 nF, MKH
C₉: 1,5 nF, MKH
C₁₀: 3,3 nF, MKH
C₁₁: 10 μ F, 16 V, tantale goutte
C₁₂: 3,3 μ F, 16 V, tantale goutte
C₁₃: 3,3 μ F, 16 V, tantale goutte
C₁₄: 33 nF, MKH
C₁₅: 680 pF, voir texte
C₁₆: 100 μ F, 25 V, chimique
C₁₇: 10 nF, MKH
C₁₈: 0,1 μ F, MKH
C₁₉: 0,1 μ F, MKH
C₂₀: 0,1 μ F MKH
C₂₁: 0,1 μ F, MKH
C₂₂: 0,1 μ F, MKH
C₂₃: 0,1 μ F, MKH
C₂₄: 0,1 μ F, MKH
C₂₅: 100 μ F 25 V, chimique
C₂₆: 120 pF, céramique
C₂₇: 68 pF, céramique
C₂₈: 47 pF, céramique
C₂₉: 47 pF, ajustable
C₃₀: 0,1 μ F, MKH
C₃₁: 0,1 μ F, MKH

C₃₂: 2200 μ F, 16 V, chimique
C₃₃: 220 μ F, 6 V, chimique
C₃₄: 0,1 μ F, MKH

Circuits Intégrés

IC₁: SAB 3210
IC₂: TDA 4050
IC₃: SAB 3271
IC₄: SAA 1058
IC₅: SAA 1070
IC₆: LM 309 K

Semiconducteurs

TR₁: MPSA 18
TR₂: MPSA 18
TR₃: BC 179 B
TR₄: MPSA 18
TR₅: MPSA 18
TR₆: MPSA 18
TR₇: MPSA 18
TR₈: MPSA 18
TR₉: MPSA 18
TR₁₀: MPSA 18
TR₁₁: MPSA 18
TR₁₂: MPSA 18
D₁: 1 N 4148
D₂: 1 N 4148
D₃: LD 271
D₄: LD 271
D₅: LED rouge
D₆: 1 N 4148
D₇: BP 104
D₈: 1 N 4148
D₉: 1 N 4148
D₁₀: 1 N 4148
D₁₁: 1 N 4148
D₁₂: 1 N 4148
D₁₃: 1 N 4148
D₁₄: 1 N 4007
D₁₅: 1 N 4007

Divers

K₁ à K₈: Touches ITT Jeanrenaud
L₁: Toko 10 mH
L₂: Toko 10 mH
XTAL: 4,000 MHz
D₁₁, D₁₂, D₁₃, D₁₄, D₁₅: HA 1131 R Siemens
P: pont 100 V, 1 A

Le GF 2 : un générateur de fonctions universel



Dans notre numéro 414 de mai dernier, nous proposons une étude d'ensemble préliminaire de ce générateur, conçu sous forme modulaire : on se reportera à l'article cité, pour le synoptique de l'appareil dans son intégralité.

Rappelons que la première réalisation, baptisée GF 1, constituait à elle seule un générateur de fonctions complet, mais démuné des perfectionnements que rassemble le GF 2 : modulation de fréquence ou vobulation, modulation d'amplitude, et signaux tone-burst.

Depuis mai, le GF 2, longuement testé par son auteur, a fait l'objet de quelques modifications de détail par rapport au synoptique précédemment publié. Elles n'affectent cependant pas la carte n° 1 formant le GF 1, et qui pourra donc être réutilisée dans le GF 2, par ceux de nos lecteurs qui le souhaiteraient.

Au rang des modifications intervenues, on peut essentiellement citer l'adjonction (facultative) d'un affichage digital des fréquences, utilisable soit à fréquence fixe (commande manuelle), soit en vobulation. Dans ce dernier cas, la fréquence affichée est celle du top de marquage.

La présente étude ne pouvait qu'être longue. Pour qu'elle demeure claire, nous la scinderons en quatre grands sous-ensembles : les circuits de vobulation et de marquage ; la modulation d'amplitude et le générateur de salves ; l'affichage digital des fréquences ; enfin, le câblage final en coffret, et la mise au point. Seule la première partie est ici traitée ; le reste fera l'objet du dernier article de la série dans le n° 419. Pour terminer, nous proposerons quelques exemples pratiques d'utilisation, qui laisseront entrevoir la simplicité des services qu'on peut attendre de cet appareil.

Les circuits de vobulation et de marquage

Leur apparente complexité, manifeste à l'examen du schéma complet de la **figure 7**, résulte en fait de l'assemblage de nombreux circuits élémentaires, dont chacun résout l'un des problèmes posés. Nous commencerons par analyser ceux-ci, donc par dresser le cahier des charges : l'architecture adoptée en découlera logiquement.

La vobulation, et son exploitation oscilloscopique

La vobulation, ou la modulation de fréquence (ces deux termes ont été définis dans l'article du numéro 414), servent à l'examen oscilloscopique de la courbe de réponse, en fréquence, de circuits divers.

À cet effet, on réalise le montage de la **figure 1**. Du générateur — nous l'appellerons désormais GF 2, puisqu'ainsi fut baptisé l'enfant au terme d'une gestation douloureuse — sortent trois signaux :

— celui de la sortie S₁. C'est une rampe linéairement croissante d'amplitude V₁ invariable, mais dont la période T peut prendre quatre valeurs distinctes (nous expliquerons ultérieurement pourquoi), le diagramme de la **figure 2, a** montre le signal, en fonction du temps. Il est utilisé pour commander les déviations horizontales de l'oscilloscope, par son entrée X.

— Celui de la sortie S₂. Il garde, après réglage du GF 2, une valeur crête à crête V₂ constante. Par contre, sur la période T précédemment fixée, sa fréquence croît, entre deux limites F₁ et F₂ que déterminent les potentiomètres correspondants du GF 2. Ainsi, à chaque tension instantanée v de la dent de scie de balayage horizontal, donc à chaque abscisse sur l'écran de l'oscilloscope, correspond une fréquence F_v.

— Celui de la sortie S₃. C'est une transition raide intervenant, après réglage du potentiomètre F_M, sur un niveau prédéterminé de la rampe (non représentée en **figure 2**) qui

commande les variations de fréquence de l'oscillateur principal (celui qui constituait le GF 1, et que schématise la carte 1, dans le synoptique du numéro 414). On l'applique sur l'entrée verticale Y₂ de l'oscilloscope. Cette transition, dite « signal de marquage », repère telle ou telle fréquence du signal de la voie Y₁, et permet sa mesure sur l'afficheur du GF 2.

Le circuit à tester (amplificateur, filtre, etc.) est attaqué par la sortie S₂ du générateur, et le signal qui en ressort commande les déviations verticales dans la voie Y₁ de l'oscilloscope. L'enveloppe de la trace ainsi produite, donne directement la réponse en fréquence du circuit, entre les limites F₁ et F₂.

Les exigences du circuit ICL 8038

C'est, on se le rappelle, le circuit intégré Intersil qui forme l'oscillateur

de la carte 1. On sait (figures 8 et 10 du numéro 414) que, pour une capacité donnée du condensateur de temporisation C relié à la borne 10, la fréquence dépend de la tension appliquée à la borne 8.

Précisons la loi qui régit cette dépendance, dans le cas d'une alimentation par les tensions symétriques + 12 volts et - 12 volts. Les fréquences les plus basses correspondent à une tension, sur la borne 8, très voisine de + 12 volts. Les fréquences les plus élevées (on peut atteindre un rapport 1 000 sur une même gamme) s'obtiennent pour une tension voisine de + 6 volts. Il faut donc, pour explorer une plage de fréquences croissantes, commander la borne 8 par une rampe décroissante :

— dont on pourra choisir la tension de départ V_1 , pour fixer la fréquence basse F_1 .

— dont on pourra choisir aussi l'amplitude, donc la tension d'arrivée V_2 , qui fixe la fréquence haute F_2 .

Le balayage pouvant s'effectuer soit linéairement, soit logarithmiquement, les deux cas possibles sont ceux des figures 3 et 4. Dans la figure 3, les seuils V_1 et V_2 , donc les fréquences limites F_1 et F_2 , sont toutes deux réglables. Par contre, elles restent fixes dans le cas d'un balayage logarithmique. Celui-ci, en effet, n'offre aucun intérêt pour une bande étroite de fréquence. À vrai dire, son utilité quasi-unique se ramène à l'étude des matériels de sonorisation, donc à la gamme des 20 Hz à 20 kHz.

Une sortie de synchronisation : pourquoi ?

L'exploration automatique d'une large plage de fréquences commençant à quelques hertz, et même quelques dizaines de hertz, implique l'adoption de durées de balayage longues ; dans le cas contraire, la fréquence varie à l'intérieur même des premières périodes du signal, ce qui entraîne une distorsion inacceptable. Ainsi, dans le GF 2, chaque balayage dure, sur la première gamme, dix secondes, soit une fréquence de récurrence de 0,1 Hz.

C'est alors une rampe de cette fréquence qui, dans le montage de la figure 1, commande, par l'entrée X,

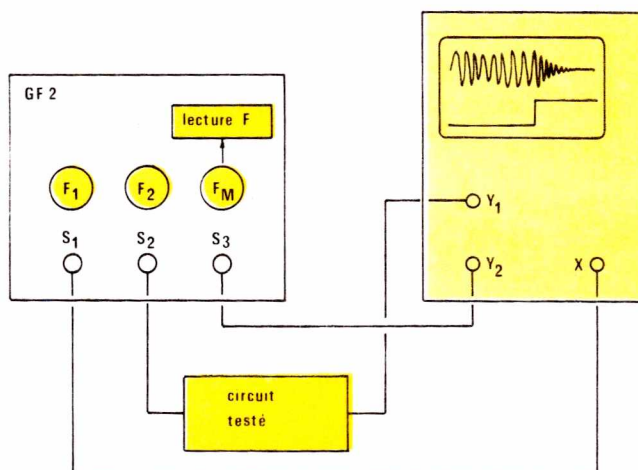


Figure 1

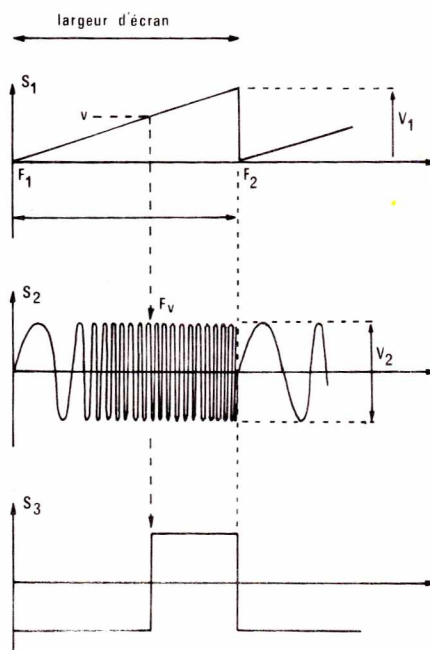


Figure 2

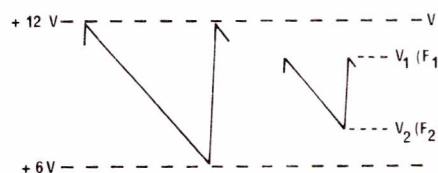


Figure 3

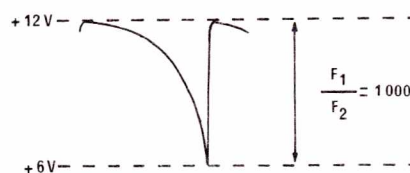


Figure 4

les déviations horizontales de l'oscilloscope. Or, beaucoup d'oscilloscopes (pour des raisons qui, d'ailleurs, nous échappent) ne laissent pas passer la composante continue en entrée horizontale : souvent, leur bande passante ne commence alors qu'à quelques hertz, ce qui rend le montage de la **figure 1** totalement inutilisable.

Dans ce cas, on pourra sauver la situation en utilisant la base de temps, sous réserve, bien entendu, qu'elle offre des vitesses très lentes. Le problème devient celui du déclenchement, afin de garantir le synchronisme des rampes internes de modulation, et de celle de la base de temps. À cet effet, le GF 2, sur sa sortie de synchronisation, délivre une impulsion positive (amplitude voisine de 12 volts), à chaque retour de la dent de scie interne.

La conversion linéaire - logarithmique

Bien qu'assez touffue par le nombre des réglages, donc des circuits mis en œuvre, l'élaboration de rampes linéaires, aux normes que nous exposons précédemment, ne pose que des problèmes aux solutions facilement compréhensibles. Il en va différemment pour la production des rampes logarithmiques, obtenues à partir des précédentes par des circuits de mise en forme.

Différentes techniques peuvent s'appliquer et, notamment, l'association d'un amplificateur opéra-

tionnel avec une diode (ou un transistor) montée en réaction entre la sortie et l'entrée. Les difficultés de mise au point, et les piètres résultats auxquels nous sommes finalement parvenus après de longs essais (il est délicat d'explorer plus de deux décades, alors que le relevé d'une bande passante de 20 Hz à 20 kHz en exige trois), nous ont conduit à l'emploi d'un circuit intégré spécifique. Il s'agit du modèle ICL 8048, lui aussi fabriqué par Intersil.

La **figure 5** en donne, sous forme très simplifiée, la structure interne, qui réunit essentiellement deux transistors, et deux amplificateurs opérationnels. Pour comprendre le fonctionnement de cet ensemble, il faut se rappeler la relation entre le courant de collecteur I_C , la tension émetteur-base V_{BE} , et le courant inverse I_S de la diode émetteur-base, dans un transistor :

$$I_C = I_S \left[\exp. \frac{eV_{BE}}{kT} - 1 \right] \quad (1)$$

ou e est la charge de l'électron, k la constante de Boltzmann, et T la température absolue.

Pour les températures habituelles du travail (T voisin de 300 °K), et dès que V_{BE} dépasse une centaine de millivolts, le terme exponentiel dépasse largement l'unité, et on peut écrire l'équation précédente sous la forme approchée :

$$I_C = I_S \left[\exp \frac{eV_{BE}}{kT} \right] \quad (2)$$

À partir de là, il devient possible de montrer que, pour deux transistors identiques parcourus par des courants de collecteurs I_{C1} et I_{C2} différents, les V_{BE} diffèrent d'une quantité ΔV_{BE} : (3)

$$\Delta V_{BE} = - 2,3 \frac{kT}{e} \log_{10} \left[\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right]$$

En se reportant à la **figure 5**, on voit que :

- Le potentiel du collecteur du transistor T_1 est celui de la masse, puisqu'il est relié à l'une des entrées de l'amplificateur A_1 , dont l'autre se trouve au potentiel zéro.
- Le potentiel du collecteur de T_2 , utilisé en diode (collecteur relié à la base) est donc V_{BE} .
- Le courant I_{C1} est le courant d'entrée I_e appliqué sur la borne 2 du circuit intégré.
- Le courant I_{C2} est le courant de référence I_{ref} pénétrant par la borne 16 du circuit.

Compte tenu du fait que le gain en tension du deuxième amplificateur opérationnel est :

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

on peut exprimer la tension de sortie, V_s en fonction du courant d'entrée I_e :

$$V_s = - 2,3 \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{kT}{e} \log_{10} \left[\frac{I_e}{I_{ref}} \right] \quad (4)$$

On peut naturellement, attaquer l'entrée du circuit par une tension V_e , au lieu d'un courant I_e ; il suffit, comme le montre la **figure 5**, d'utiliser une résistance R_e , qui donnera :

$$I_e = \frac{V_e}{R_e}$$

Dans un montage comme celui de la **figure 5**, l'offset ne peut être corrigé sur les entrées, puisque le logarithme de zéro est l'infini (avec le signe moins). On dispose donc d'entrées spéciales pour cette correction : 4 et 5 pour l'amplificateur A_1 , 12 et 13 pour l'amplificateur A_2 .

Quelques caractéristiques du circuit ICL 8048

Nous compléterons l'analyse du fonctionnement de ce convertisseur

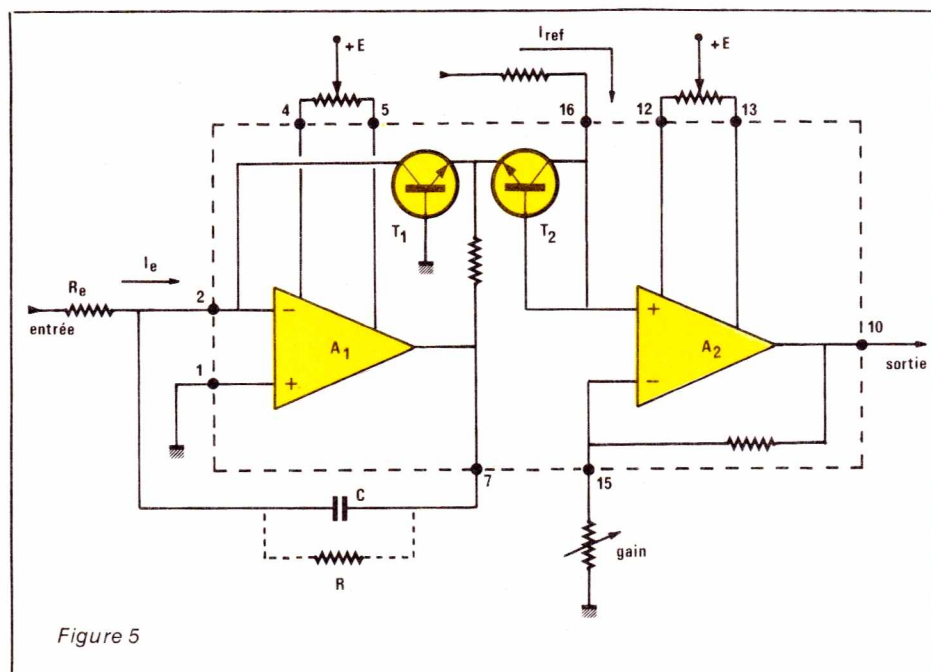


Figure 5

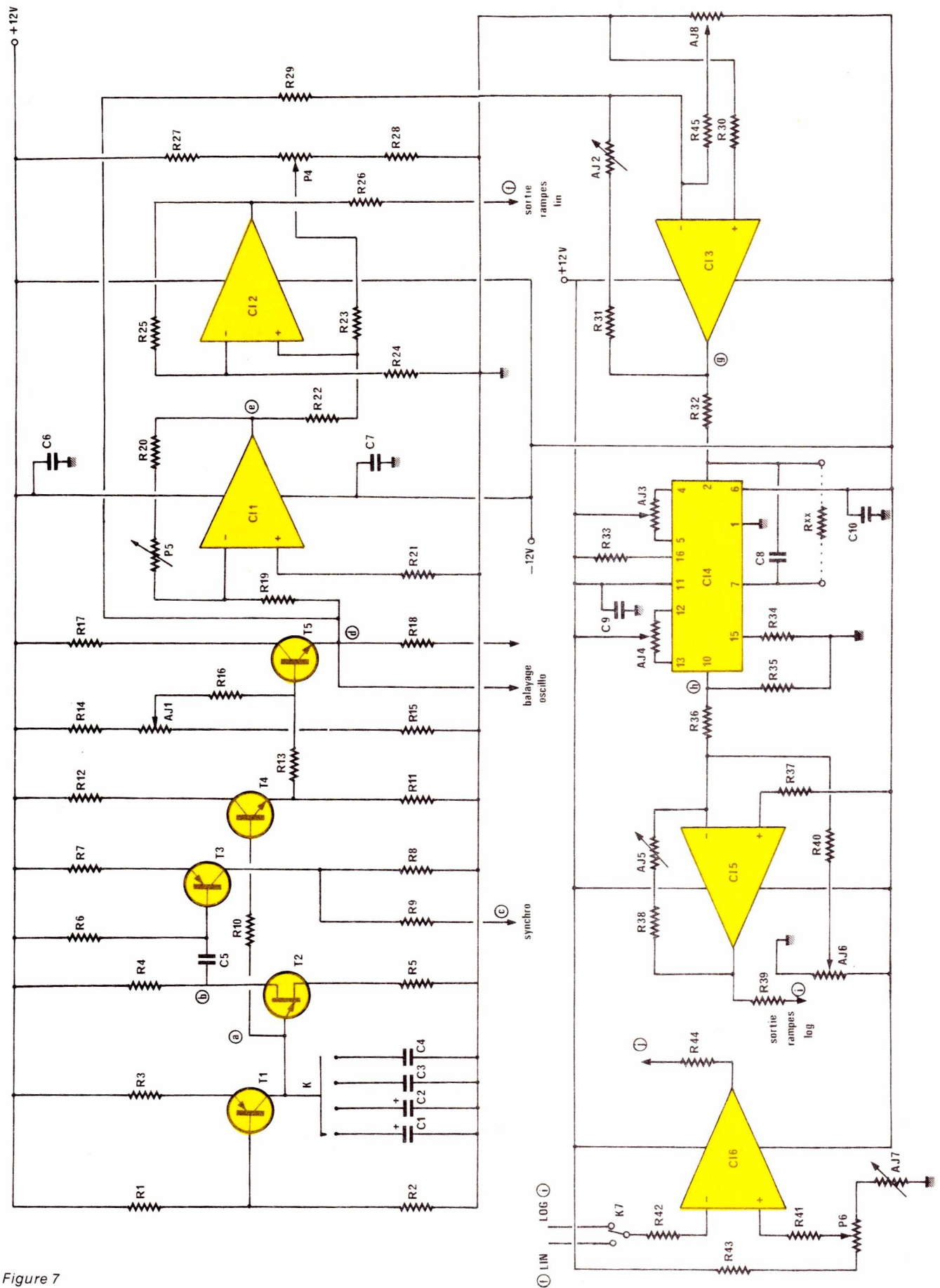


Figure 7

linéaire-logarithmique, par quelques données numériques illustrant ses performances, et précisant ses conditions d'emploi.

Le circuit s'alimente sous des tensions symétriques qui ne doivent pas dépasser ± 18 volts, et consomme environ 5 mA. Une compensation interne vis-à-vis des variations de température, lui permet de travailler de 0 °C à 70 °C avec une dérive qui, sur la sortie, n'excède pas 0,8 mV par degré Celsius.

Pour une attaque en tension (par l'intermédiaire de la résistance placée sur la borne 2), la dynamique dépasse 60 dB. En fait, elle atteint presque 80 dB sur la majorité des échantillons, ce qui autorise, avec $R = 10\text{ k}\Omega$, une conversion pour toutes les tensions comprises entre 1 mV et 10 volts. L'erreur, à 25 °C, n'excède pas 0,2 %.

La figure 6 donne, pour une résistance d'entrée de 10 k Ω , et différentes valeurs de l'intensité de référence I_{ref} , l'allure de la fonction de transfert entre la tension d'entrée et celle de sortie (l'échelle est logarithmique en abscisse). Ces courbes, d'ailleurs, ne font que traduire l'équation (4).

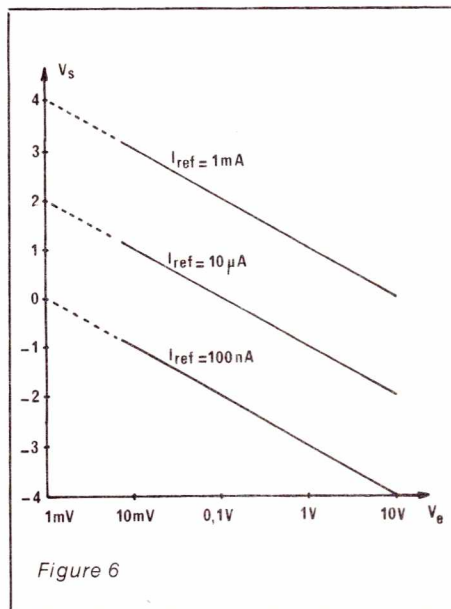


Figure 6

Schéma complet de la carte « vobulation »

Il s'agit, rappelons-le, de la carte 2 du synoptique publié dans le numéro 414 de la revue. Nous en donnons le schéma complet en figure 7 de cet article. Pour permettre de bien suivre la progression adoptée dans la génération et le traitement des signaux, nous effectuerons l'exposé

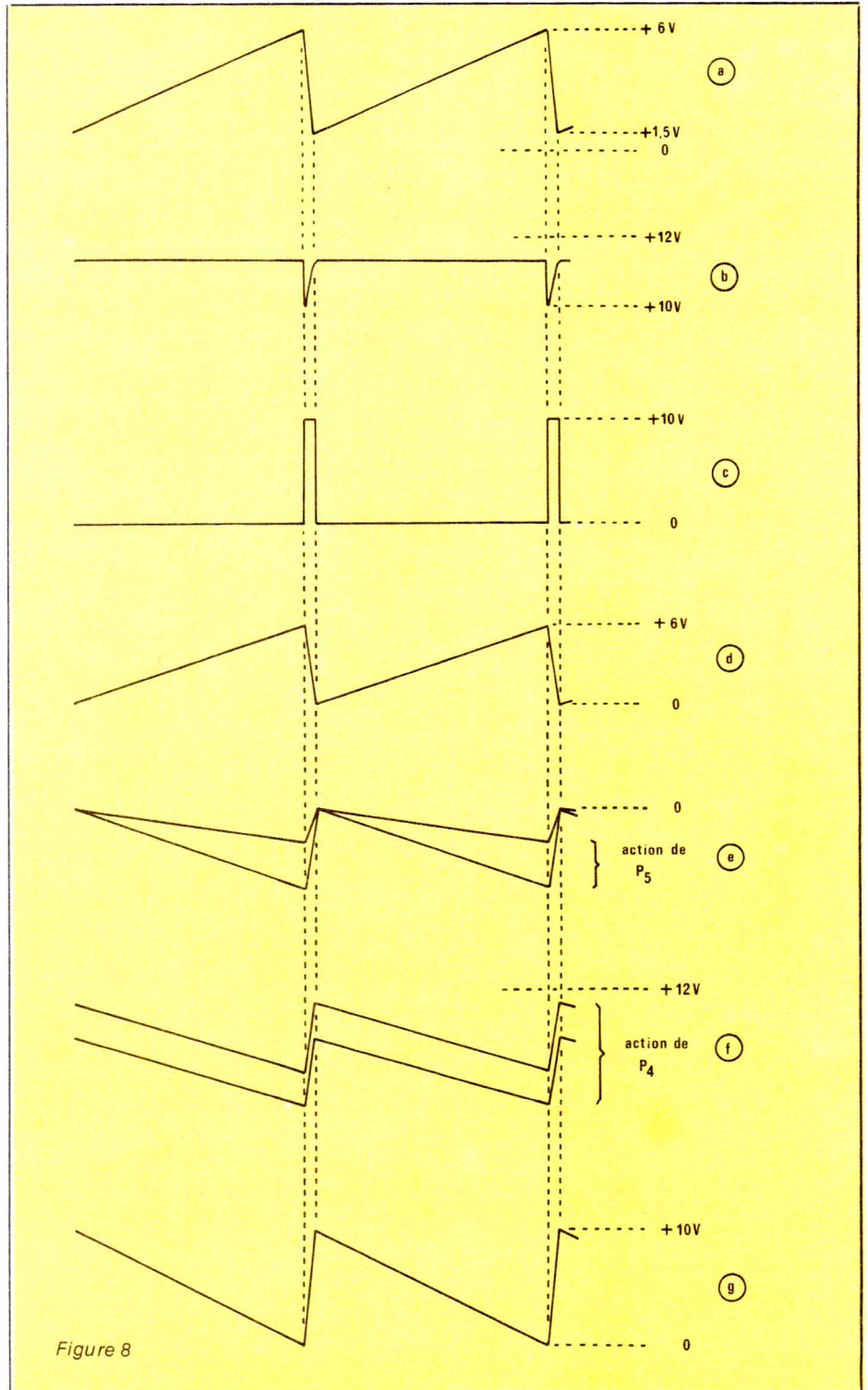


Figure 8

étage par étage, en isolant les groupes de composants associés à chaque fonction. On se reportera, en même temps, aux diagrammes de la figure 8.

Les transistors T_1 et T_2

On reconnaîtra, en T_2 , un transistor unijonction, ici de type 2 N 2646. Ce composant s'utilise traditionnellement pour engendrer des tensions en dents de scie, et nous avons

d'ailleurs proposé quelques schémas d'applications dans le numéro 415 de la revue.

Dans un tel montage, les points haut et bas de chaque dent de scie sont déterminés par la tension de pic et la tension de vallée, dans la caractéristique de l'UJT. Ces limites, pour une alimentation sous 12 volts, peuvent varier légèrement d'un échantillon à l'autre, mais la courbe α de la figure 8 donne leur ordre de grandeur.

La période des oscillations dépend de la capacité d'émetteur, et de l'intensité du courant qui la charge. Pour obtenir des dents de scie linéaires, nous effectuons une charge à courant constant, grâce au transistor T_1 . Dans celui-ci, en effet, le courant de collecteur reste indépendant des variations de tension sur cette électrode. Il ne dépend que de la résistance d'émetteur R_3 , et de la polarisation de base, fixée par le pont R_1 , R_2 .

Grâce au commutateur K_5 (Pour toutes les commandes, la numérotation de référence reste celle du synoptique général du numéro 414), on peut mettre en service quatre condensateurs différents, qui donnent des périodes de 10 s, 1 s, 100 ms, et 10 ms.

Le transistor T_3

Nous avons signalé l'utilité d'impulsions synchrones des dents de scie, pour le déclenchement éventuel de la base de temps d'un oscilloscope.

A chaque décharge du condensateur de temporisation du transistor unijonction, on observe une surintensité dans l'espace interbases, donc dans les résistances R_4 et R_5 . Dans R_4 , il en résulte une brève impulsion négative de tension (figure 8, courbe b), transmise à la base de T_3 à travers C_5 .

Normalement bloqué par R_6 qui maintient sa base au + 12 volts de l'alimentation, T_3 devient alors conducteur, et atteint même la saturation. Sur son collecteur, on dispose alors d'une impulsion courte, et parfaitement calibrée à 10 ou 11 volts (figure 8, courbe c). La résistance R_9 conduit cette impulsion vers la sortie de synchronisation du générateur.

Les transistors T_4 et T_5

A l'émetteur de l'unijonction, les dents de scie sortent avec deux défauts dont nous ne saurions nous satisfaire :

- l'impédance de sortie est élevée, à cause du très faible courant de charge des condensateurs (environ 50 μA).
- Le seuil bas ne correspond pas au potentiel de la masse, mais atteint 1 volt ou plus, or le convertisseur linéaire - logarithmique ne fonctionne que pour des tensions partant de

quelques millivolts, si on veut utiliser toute sa dynamique.

Le double étage construit autour de T_4 et T_5 , répond alors à deux impératifs : abaisser l'impédance, et introduire un décalage de la composante continue. Le premier objectif est évidemment obtenu, puisqu'il s'agit de deux étages en collecteur commun, montés en cascade. Pour satisfaire au deuxième, et compte tenu du fait que les deux jonctions émetteur-base procurent déjà une chute de tension voisine de 1,5 volt, on ajoute, sur la base de T_5 , et à travers R_{16} , un potentiel continu réglable par la résistance ajustable AJ_1 .

Finalement, les dents de scie disponibles sur l'émetteur de T_5 partent bien du zéro (figure 8, courbe d). Leur amplitude est voisine de 6 volts. On les utilise pour la commande des étages suivants, en même temps qu'on les dirige vers la « sortie rampes », pour les déviations horizontales de l'oscilloscope.

L'amplificateur opérationnel Cl_1

Ainsi qu'annoncé plus haut (« Les exigences du circuit ICL 8038 »), les rampes de vobulation ou de modulation en fréquence doivent décroître d'une tension V_1 qui détermine la fréquence basse F_1 , vers une tension V_2 qui fixe la fréquence haute F_2 . Or, ces rampes croissent, sur l'émetteur de T_5 : il faut donc en inverser la pente.

D'autre part, la plage des fréquences couvertes dépend de l'amplitude des dents de scie : on doit pouvoir ajuster celle-ci.

L'étage construit autour de Cl_1 , amplificateur opérationnel de type 741, remplit ces deux conditions. Attaqué sur son entrée « moins », il procure une inversion de phase. En outre son gain, lié au taux de réaction négative, est réglable par le potentiomètre P_5 (on retrouvera celui-ci avec la même référence, dans le synoptique du numéro 414).

On remarquera que, puisque l'entrée non inverseuse se trouve reliée à la masse à travers R_{21} , le niveau zéro de l'entrée reste respecté en sortie. Au point D du montage de la figure 8, on dispose donc de rampes décroissantes, partant du niveau zéro, et d'amplitude réglable : c'est ce qu'illustre la courbe e de la figure 8.

L'amplificateur opérationnel Cl_2

Le dernier problème à résoudre pour les rampes linéaires de vobulation, est celui du réglage de leur point de départ, donc de la fréquence basse. On y parvient grâce à l'amplificateur opérationnel Cl_2 , lui aussi de type 741, et qui fonctionne en sommateur non inverseur.

A cet effet, son entrée non inverseuse reçoit deux tensions :

- à travers la résistance R_{22} , les dents de scie, entièrement en polarité négative, prises à la sortie de Cl_1 ;
- à travers la résistance R_{23} , une tension continue positive, réglable par le potentiomètre P_4 .

Le choix des résistances R_{22} , R_{23} , R_{24} et R_{25} conférant à cet amplificateur un gain unitaire, on dispose donc, sur sa sortie, des rampes décroissantes dont l'amplitude a déjà été réglée par P_5 , mais dont la composante continue dépend de l'action de P_4 . La courbe f, de la figure 8, illustre cette dernière incidence.

L'amplificateur opérationnel Cl_3

Les courbes de la figure 6, établissant la fonction de transfert en tension du convertisseur ICL 8048, montrent que, dans les conditions d'utilisation choisies, une exploitation complète de la dynamique exige des tensions d'entrée variant de quelques millivolts à 10 volts. Nous n'en disposons pas encore, puisque celles du point C de la figure 7 (émetteur de T_5) n'atteignent que 6 volts.

D'ailleurs, un réglage de l'amplitude de commande s'est révélé indispensable lors de nos essais. C'est à quoi répond l'amplificateur opérationnel Cl_3 , lui encore de type 741.

Attaqué sur son entrée non inverseuse, à travers R_{29} , par la rampe croissante prélevée sur l'émetteur de T_5 , il reçoit sur cette même entrée, et à travers R_{45} , une tension continue négative réglable par AJ_8 . L'ensemble constitue donc un sommateur inverseur.

A sa sortie, on dispose d'une rampe linéaire décroissante, dont le seuil de départ s'ajuste par AJ_8 , et l'amplitude par AJ_2 . Ces dents de scie devront prendre l'allure indiquée par la courbe g de la figure 8, pour satisfaire aux besoins de la commande du convertisseur linéaire logarithmique.

Le convertisseur ICL 8048

Il a déjà fait l'objet d'amples explications, et son montage ne nécessite que quelques brefs compléments.

Le condensateur C_3 , connecté entre l'entrée et la borne 7, c'est-à-dire la sortie du premier amplificateur opérationnel (voir la figure 5), assure la compensation en fréquence, indispensable pour éviter les oscillations. Sa valeur doit être impérativement respectée, aux tolérances près sur ce genre de composants.

La résistance notée simplement R , disparaît dans le montage final. Elle est nécessaire, par contre, pour les opérations de mise au point : nous y reviendrons.

Dans les schémas d'applications du circuit ICL 8048, on prévoit toujours de relier la borne 15 à la masse par une résistance ajustable, afin de régler le facteur d'échelle (elle agit sur le gain du deuxième amplificateur, comme le montre aisément la figure 5). Cet accessoire est inutile dans notre réalisation, dont le dernier étage, décrit ci-dessous, comporte lui-même un ajustage de gain.

L'amplificateur opérationnel Cl_5

Il constitue la dernière étape de l'ensemble de vobulation. Pour le balayage logarithmique, comme pour le balayage linéaire, les rampes qui attaquent l'oscillateur ICL 8038 de la carte 1 doivent apparaître en lancée négative. D'autre part, leurs seuils V_1 et V_2 , destinés à couvrir les trois décades que veut bien engendrer le 8038 sur une même gamme de fréquences, doivent être réglés avec précision, conformément aux indications déjà discutées (voir plus haut : « Les exigences du 8038 »).

L'amplificateur opérationnel Cl_5 (Mais oui, encore un brave et économique 741 !) assume ces tâches avec bonne volonté. Attaqué sur son entrée inverseuse par les rampes logarithmiques croissantes de la sortie Cl_4 , il les transforme en rampes décroissantes, d'amplitude réglable à l'aide de la résistance ajustable AJ_5 . Il travaille aussi en sommateur, recevant, sur la même entrée, et à travers R_{40} , un tension continue négative, réglable par AJ_6 . L'ensemble permet de satisfaire aux conditions demandées (amplitude et seuils des rampes logarithmiques).

Les courbes de la figure 9 illustrent

les transformations du signal, depuis l'attaque du convertisseur ICL 8048 (sortie de Cl_3), jusqu'aux rampes logarithmiques disponibles sur R_{33} .

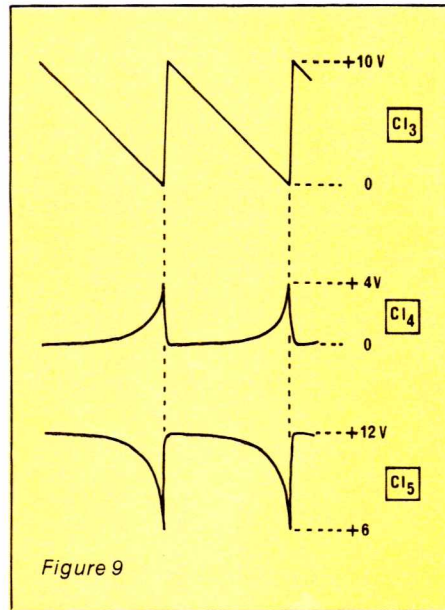


Figure 9

Le marqueur Cl_6

Bien que n'appartenant pas directement aux circuits de vobulation, il prend également place sur la carte 2 du GF 2. Nous avons déjà expliqué son rôle, et sa conception en découle directement.

À l'intérieur de chaque gamme déterminée par le choix du condensateur de temporisation de l'oscillateur (condensateurs référencés C_{71} à C_{76} dans notre précédent article), il existe une correspondance biunivoque entre la tension de commande V et la fréquence F_v : C'est ce que rappelle la figure 2.

Lors des vobulations, le passage par une fréquence F_v sera donc repéré par le passage de la tension de commande à travers le seuil V . Sur son entrée non inverseuse, l'amplificateur opérationnel Cl_6 reçoit alors cette référence V , réglable par le potentiomètre P_6 , dont les limites d'excursion auront été ajustées par AJ_7 .

Simultanément, sur son entrée inverseuse, il reçoit la rampe de balayage. L'une des sections du commutateur K_7 , qui assure l'inversion linéaire-logarithmique, dirige l'un ou l'autre de ces signaux vers Cl_6 .

Comme les rampes de balayage décroissent lors de la croissance des fréquences, le passage par le seuil V se traduit, en sortie du marqueur, par un créneau positif, évoluant de - 12 volts à + 12 volts. Il était nécessaire de matérialiser cette transition

par un flanc très raide, ce qui, cette fois, nous a interdit l'emploi d'un 741, affecté d'un slew-rate médiocre. Nous avons eu recours à la famille des amplificateurs opérationnels J-FET rapides (157, 357, etc.).

La carte 2 sur circuit imprimé

Voici que sonne l'heure d'agiter le perchlore (les moins courageux pourront se procurer le circuit imprimé chez nos distributeurs agréés), et de brancher le fer à souder. Nous connaissons l'impatience de certains lecteurs, qui sautent volontiers l'étape théorique pour aborder celle-ci.

Que notre mise en garde soit claire : l'électronique à trois étoiles (celles du titre) ne parvient aux mains qu'en passant par la tête. Le mépris de cette loi ne saurait conduire qu'aux cafouillages les plus coûteux, (rajoutez quelques cochons), les plus durables (alignez une rangée de réveil) et finalement, les plus improductifs.

Le dessin du circuit imprimé, à l'échelle 1 et vu par sa face cuivrée, apparaît en figure 10. La figure 11, et la photographie de la figure 12, guideront l'implantation des composants.

Les circuits intégrés relativement coûteux ou fragiles (Cl_4 et Cl_5) seront utilement montés sur supports. Ce luxe, par contre, nous semble inutile pour les 741. Toute erreur d'orientation — faut-il le dire ? — conduirait à une cascade de catastrophes.

On notera la présence d'un certain nombre de points de test, équipés de cosses poignard : ils faciliteront l'insertion des sondes de l'oscilloscope, pendant la mise au point. Pour l'instant, on ne mettra pas en place la résistance R_{32} .

Pré-réglage de la carte 2

Un dernier réglage, conduisant à la perfection espérée, s'imposera après le câblage final du GF 2, dans son coffret. Il sera grandement facilité par cette première mise au point sur table, qui permettra de contrôler le bon fonctionnement de la carte.

Pour cela, il faut (sur table, donc) réaliser les branchements suivants :
• relier (petit strap) l'un des condensateurs C_1 à C_4 au collecteur de T_1 .

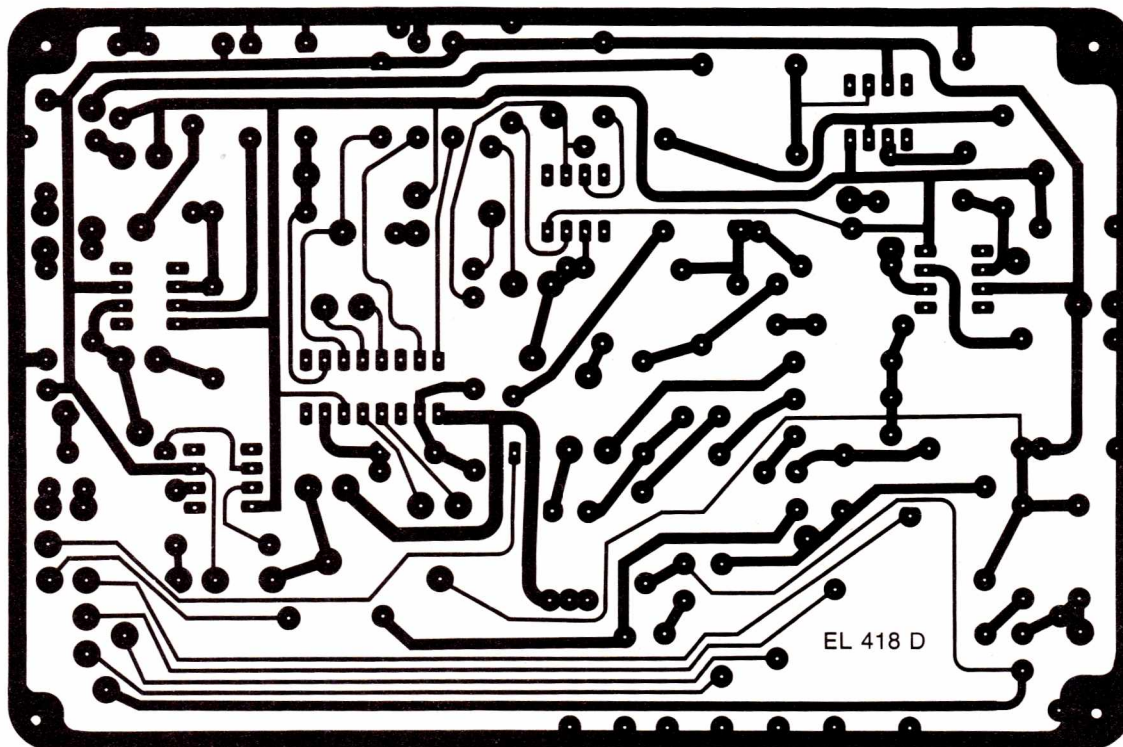


Figure 10

Nous conseillons C_4 , qui donne une période courte (10 ms) et facilite les observations à l'oscilloscope, sans scintillement fatigant ;

- relier provisoirement, par des fils courts, les potentiomètres P_4 , P_5 et P_6 ;
- brancher une résistance R_d de $10\text{ k}\Omega$ entre les broches 2 et 7 du convertisseur CI_4 (En utilisant les cosses pognard) ;
- placer toutes les résistances ajustables à mi-course ;
- brancher les alimentations (0, + 12 volts, et - 12volts). On peut, évidemment, utiliser la carte alimentation déjà décrite dans le numéro 414. Ceux qui confondent le + et le - seront punis en quelques microsecondes.

Les étapes de contrôle et de réglage maintenant décrites, sont illustrées par les oscillogrammes joints, référencés de A à H.

Oscillateur T_1 , T_2

On branchera la voie 1 de l'oscilloscope sur l'émetteur de T_2 , (point a figure 7), et la voie 2 au pied de la résistance R_4 (point b). Les signaux doivent être ceux de l'oscillogramme A (voir sa légende). Si on excepte (une fois pour toutes) les erreurs de

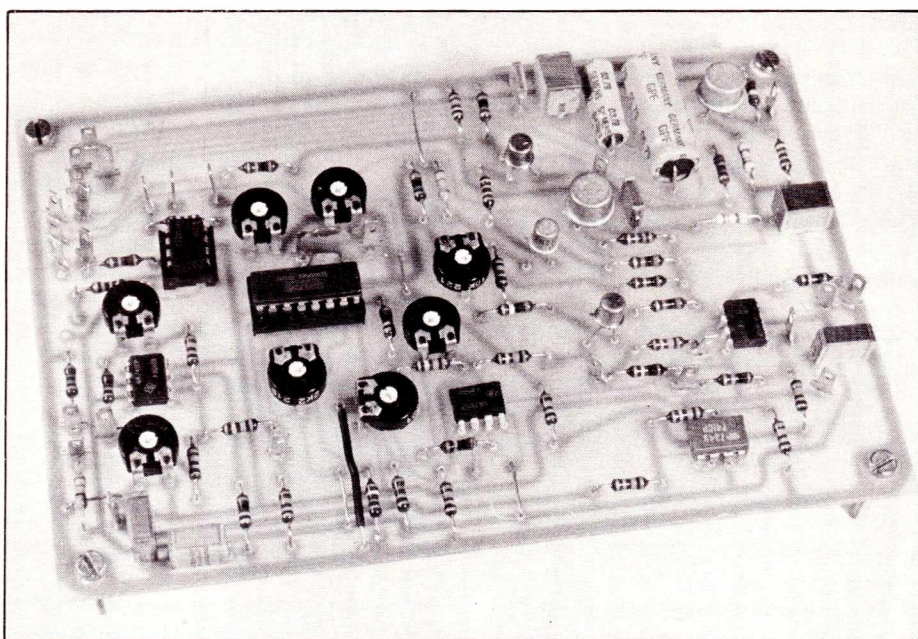


Figure 12

câblage et les mauvaises soudures, l'absence d'oscillations accuse T_1 ou T_2 .

Générateur d'impulsions T_3 - Adaptateur T_4 , T_5

Brancher la voie 1 sur la sortie synchro (point c), et la voie 2 sur la sortie de balayage, à l'émetteur de T_5

(point d). Les signaux sont ceux de l'oscillogramme B. Par le réglage de la résistance ajustable AJ_1 , on doit pouvoir amener le point bas des dents de scie au potentiel de la masse. Ce réglage doit s'effectuer très précisément (entre 0 et 2 ou 3 millivolts), ce qui exige d'augmenter la sensibilité verticale de la voie 2 (oscillogramme C).

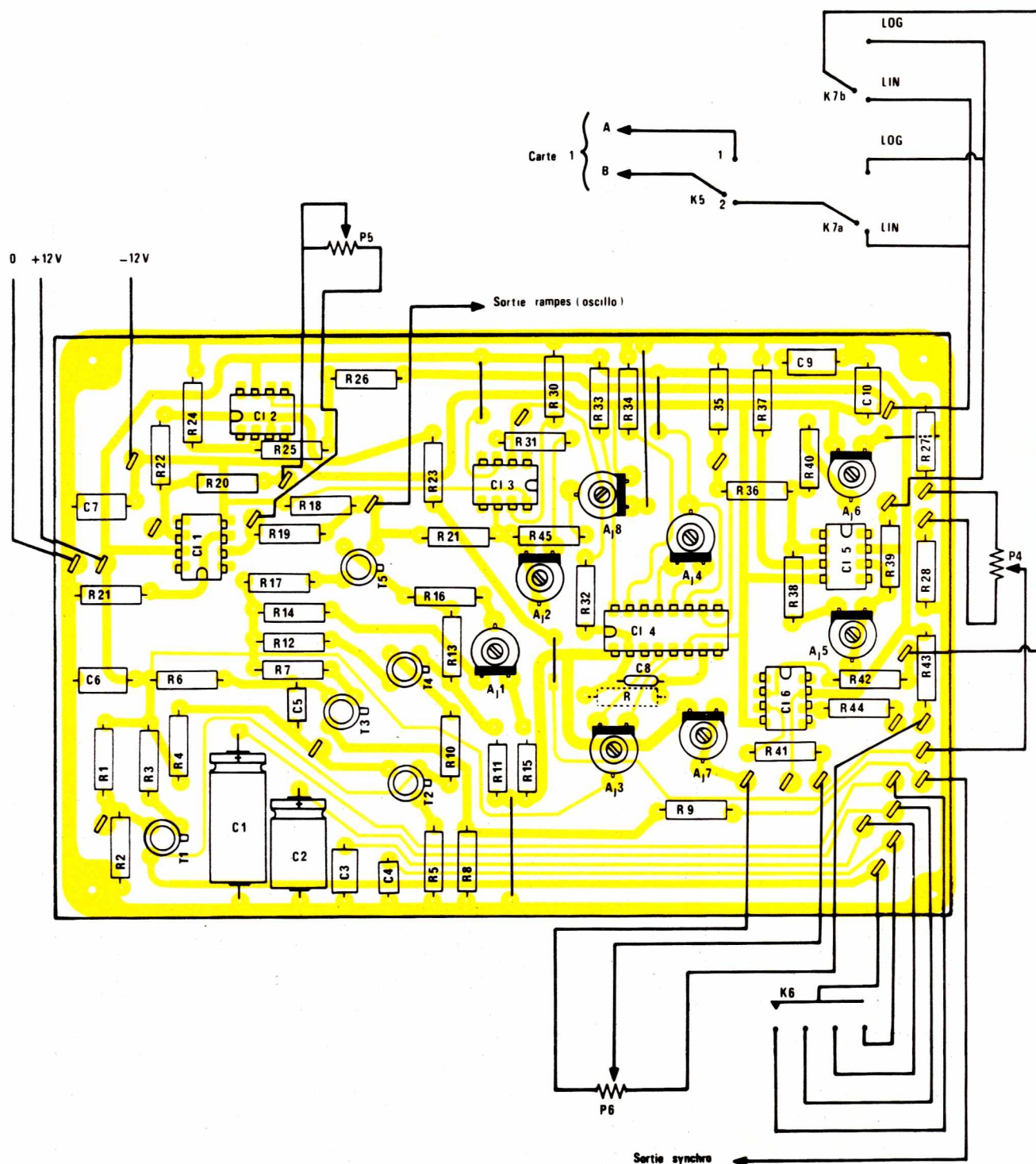


Figure 11

Amplificateurs CI₁ et CI₂

Si on se rappelle leurs rôles respectifs, les contrôles à effectuer deviennent évidents. Il faut donc brancher la voie 1 de l'oscilloscope sur la sortie de CI₁ (point e), et la voie 2 sur

la sortie des rampes linéaires (point f). Les signaux sont ceux de l'oscillogramme D, et on vérifiera :

- que le potentiomètre P₄ permet de régler le seuil haut de la dent de scie prélevée au point f, entre + 6 volts et + 12 volts. Naturellement, l'amplitude ne dépendant pas de P₄, le seuil

bas subi les mêmes variations, au décalage près ;

- que le potentiomètre P₅ commande l'amplitude, **sans modifier le seuil haut sur le point f**. Une fois P₄ réglé, P₅ ne joue donc que sur le seuil bas, c'est-à-dire sur la fréquence la plus élevée obtenue par vobulation.

Amplificateur Cl₃

À titre de référence, reprendre, sur la voie 1, la dent de scie au point d. Sur la voie 2, observer la sortie de Cl₃. À l'aide de l'ajustable AJ₂, régler l'amplitude à 10 volts. Le seuil bas, au point g, doit toujours rester au potentiel de la masse, ce qu'on obtient grâce à AJ₈. Le résultat est illustré par l'oscillogramme E.

Conformateur logarithmique Cl₄

Rappelons qu'une résistance R de 10 k Ω a provisoirement été connectée entre les bornes 2 et 7 de ce circuit, mais que, par contre, la résistance d'entrée R₃₂ n'est pas encore installée. Dans ces conditions, régler l'ajustable AJ₃ Pour obtenir une tension nulle sur la borne 7.

Enlever maintenant la résistance R, et régler AJ₄ pour obtenir une tension nulle sur la sortie 10 de Cl₄. Ce réglage terminé, mettre en place R₃₂.

Même lors des mises au point définitives, on ne devra plus jamais retoucher AJ₃ et AJ₄.

On branchera maintenant la voie 1 de l'oscilloscope au point g, et la voie 2 au point h, sur la sortie du conformateur. Les dents de scie linéaires de l'entrée (trace supérieure de l'oscillogramme F) donnent en sortie des rampes logarithmiques (trace inférieure du même oscillogramme). Leur amplitude, voisine de 4 volts, n'est pas critique, puisqu'elle sera réglée dans l'étage suivant.

Amplificateur Cl₅

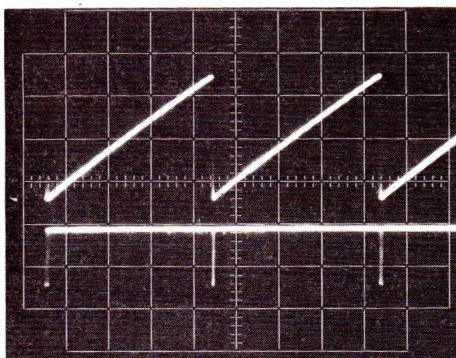
Brancher maintenant la voie 2 de l'oscilloscope sur la sortie de Cl₅, après R₃₉ (point i) ; on peut laisser la voie 1 au point g. À l'aide des résistances ajustables AJ₅ (qui joue sur l'amplitude) et AJ₆ (qui commande la composante continue), régler les rampes logarithmiques décroissantes du point i entre + 12 volts et + 6 volts environ. Ce réglage, qui sera nécessairement repris lors de la mise au point finale, n'a pas besoin d'être figolé.

Les signaux observés en g et i, sont rassemblés dans l'oscillogramme G.

Marqueur Cl₆

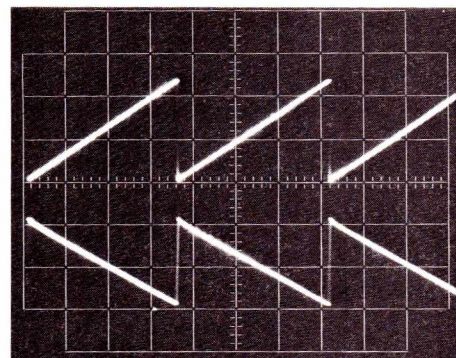
Relier son entrée, c'est-à-dire la résistance R₄₂, à la sortie des rampes

(A)



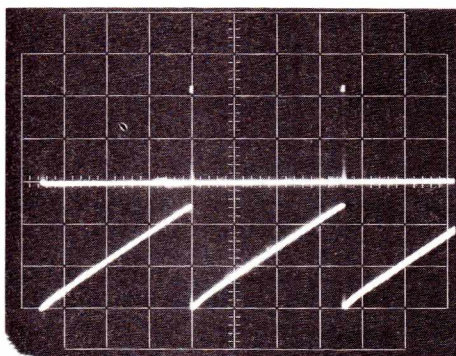
En haut : couplage continu, 2 volts/division. En bas : couplage alternatif, 2 volts/division.

(E)



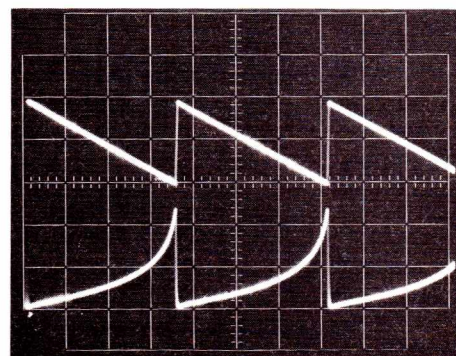
Réglage de AJ₂. En haut : 2 volts/division. En bas : 5 volts/division.

(B)



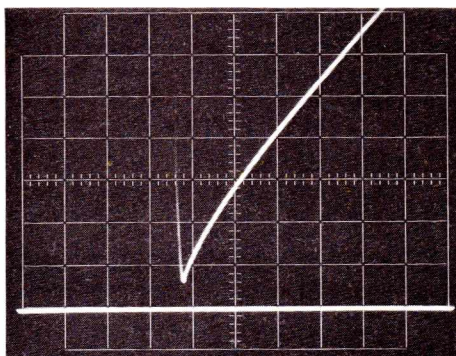
En haut : sortie de synchronisation (5 volts/division). En bas : sortie de balayage (2 volts/division).

(F)



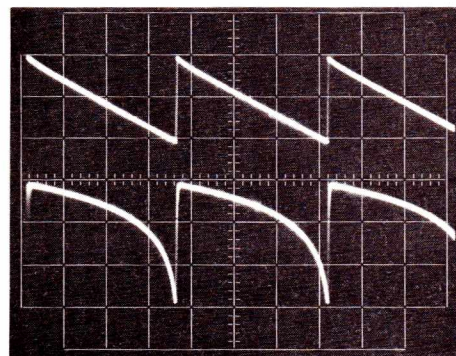
Contrôle du conformateur logarithmique. En haut : 5 volts/division. En bas : 2 volts/division.

(C)



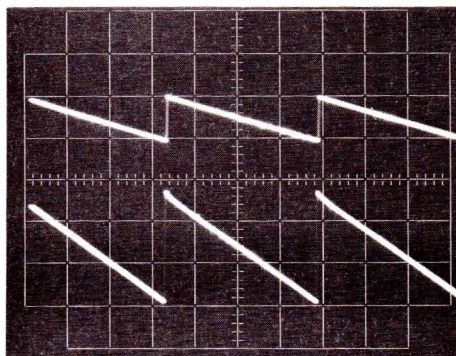
Le seuil bas des rampes, à l'émetteur de T5, doit se situer à quelques millivolts de la masse. La trace horizontale matérialise le niveau zéro.

(G)



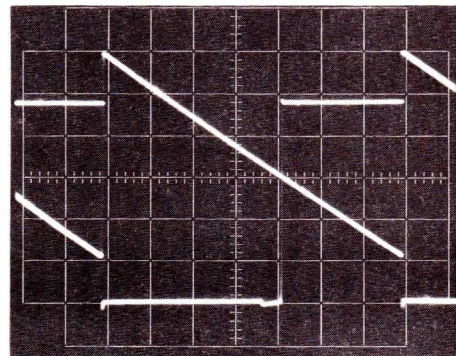
Réglage de AJ₅ et AJ₆. En haut : 2 volts/division. En bas : 5 volts/division.

(D)

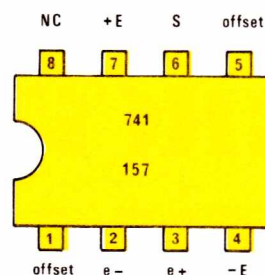
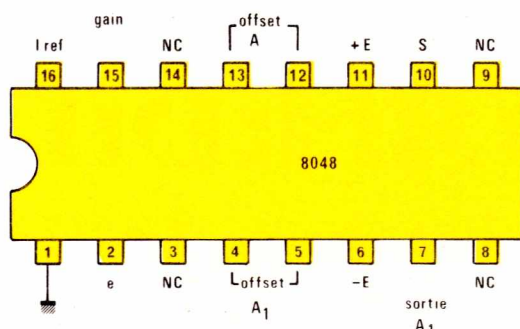


Réglages de P4 et de P5. En haut : 5 volts/division. En bas : 2 volts/division

(H)



Mise au point du marqueur. Pour la rampe : 1 volt/division. Pour les créneaux : 5 volts/division.



Brochage des amplificateurs opérationnels utilisés et du 8048 Intersil

linéaires, donc au point f de la figure 7, en utilisant un strap. On ajustera ces rampes, grâce à P₄ et P₅, pour l'excursion maximale, entre + 12 volts et + 6 volts environ.

Placer alors le curseur de P₆ au point bas, c'est-à-dire vers A₁, et régler cette dernière pour que le marqueur se déclenche sur le seuil bas de la rampe.

Vérifier ensuite, en manœuvrant P₆, qu'on peut déplacer le flanc du marqueur d'une extrémité à l'autre de la rampe. L'oscillogramme dont la trace supérieure est prise en f et la trace inférieure en j montre une étape de ce réglage.

(à suivre...)

R. RATEAU

Nomenclature

Résistances 1/4 de watt à $\pm 5\%$

R₁ : 33 k Ω ;
R₂ : 100 k Ω ;
R₃ : 47 k Ω ;
R₄ : 680 Ω ;
R₅ : 100 Ω ;
R₆ : 47 k Ω ;
R₇ : 2,2 k Ω ;
R₈ : 22 k Ω ;
R₉ : 1 k Ω ;
R₁₀ : 33 k Ω ;
R₁₁ : 120 k Ω ;
R₁₂ : 100 Ω ;
R₁₃ : 22 k Ω ;
R₁₄ : 1 k Ω ;
R₁₅ : 100 Ω ;
R₁₆ : 100 k Ω ;
R₁₇ : 100 Ω ;
R₁₈ : 10 k Ω ;
R₁₉ : 22 k Ω ;
R₂₀ : 1 k Ω ;
R₂₁ : 10 k Ω ;

R₂₂ : 22 k Ω ;
R₂₃ : 22 k Ω ;
R₂₄ : 22 k Ω ;
R₂₅ : 22 k Ω ;
R₂₆ : 1 k Ω ;
R₂₇ : 33 Ω ;
R₂₈ : 820 Ω ;
R₂₉ : 22 k Ω ;
R₃₀ : 22 k Ω ;
R₃₁ : 10 k Ω ;
R₃₂ : 10 k Ω ;
R₃₃ : 12 k Ω ;
R₃₄ : 470 Ω ;
R₃₅ : 22 k Ω ;
R₃₆ : 22 k Ω ;
R₃₇ : 10 k Ω ;
R₃₈ : 22 k Ω ;
R₃₉ : 1 k Ω ;
R₄₀ : 22 k Ω ;
R₄₁ : 33 k Ω ;
R₄₂ : 33 k Ω ;
R₄₃ : 330 Ω ;
R₄₄ : 1 k Ω ;
R₄₅ : 22 k Ω ;

Résistances ajustables Piher horizontales

AJ₁ : 10 k Ω ;
AJ₂ : 47 k Ω ;
AJ₃ : 2,2 k Ω ;
AJ₄ : 2,2 k Ω ;
AJ₅ : 100 k Ω ;
AJ₆ : 2,2 k Ω ;
AJ₇ : 47 k Ω ;
AJ₈ : 10 k Ω ;

Condensateurs

C₁ : 100 μ F (chimique 63 V);
C₂ : 10 μ F (chimique 63 V);
C₃ : 1 μ F (100 V);
C₄ : 100 nF (100 V);
C₅ : 33 nF (250 V);
C₆ : 330 nF (250 V);
C₇ : 150 nF (250 V);
C₈ : 150 pF;

C₉ : 150 nF (250 V);
C₁₀ : 150 nF (250 V).

Potentiomètres :

P₄ : 1 k Ω linéaire;
P₅ : 47 k Ω linéaire;
P₆ : 22 k Ω linéaire;

Transistors

T₁ : 2N2905 ou 2N2907;
T₂ : 2N2646;
T₃ : 2N2905 ou 2N2907;
T₄ : 2N2222;
T₅ : 2N2369.

Circuits intégrés

CI₁, CI₂, CI₃, CI₅ : 741 (8 broches)
CI₄ : ICL 8048
CI₆ : LF 357

Commutateurs

K₆ : 1 circuit, 4 positions;
K₅ : inverseur 1 circuit,
2 positions stables;
K₇ : inverseur 2 circuits,
2 positions stables.

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

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

Références	Article	Prix estimatif
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 B	Emetteur IR pour tuner	20 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R. ...	12 F
EL 418 D	Carte vobulation GF 2	56 F
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	46 F

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

Réf.	Article	Prix estimatif
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	14 F
EL 414 B	RIAA 2310	28 F
EL 414 C	RIAA FET	20 F
EL 414 D	Adaptateur 2310	20 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation +	18 F
EL 414 G	Alimentation -	18 F
EL 414 H	Géné de fonctions (platine 8038) ...	58 F
EL 414 I	Géné de fonctions (alim.)	26 F
EL 414 J	Tête HF 41 MHz émission	16 F
EL 415 A	Carte capacimètre 3 digits	20 F
EL 415 B	Correcteur de tonalité 772	24 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie a 2310	20 F
EL 415 E	Générateur d'impulsions	64 F
EL 416 A	Carte régulation	18 F
EL 416 B	Carte voltmètre	18 F
EL 416 C	Carte interconnexion	20 F
EL 416 D	Afficheur de polarité	16 F
EL 417 A	Préampli guitare	86 F
EL 417 C	Break Beep	10 F
EL 417 B	Allumage électronique	68 F

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

Ces références sont les suivantes :

EL 401 A	Poule électronique	18 F
EL 401 B	Tablette de mixage (ampli)	16 F
EL 401 C	Tablette de mixage (adaptateur)	16 F
EL 401 H	Minuterie secteur	10 F

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

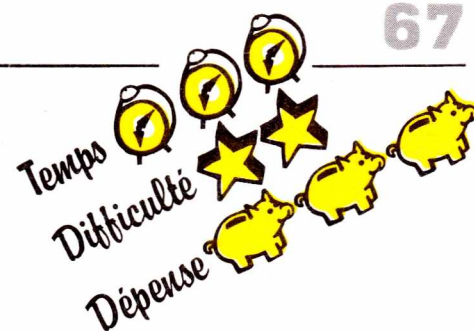
Réseau de distribution

Liste des professionnels distribuant les circuits imprimés

21000 - **Electronic 21**, 4 bis, rue de Serrigny, Dijon
 24100 - **Pommarel Electronic**, 14, place Doublet, Bergerac
 25000 - **Reboul**, 34, rue d'Arènes, Besançon
 30000 - **Lumispot**, 9, rue de l'Horloge, Nîmes.
 31000 - **Cibot**, 25, rue Bayard, Toulouse
 35000 - **Self Tronic**, 109, av. Aristide-Briand, Rennes
 44600 - **Electronic Service**, 19, rue A.-De-Mun, St-Nazaire.
 59300 - **Laze**, 70, av. de Verdun, Valenciennes.
 69006 - **Ets Gelain**, 22, avenue de Saxe
 75010 - **Acer**, 42, rue de Chabrol
 75010 - **Mabel**, 35-37, rue d'Alsace, Paris.
 75012 - **Cibot**, 1, rue de Reuilly
 75012 - **Magnétic France**, 11, place de la Nation
 75012 - **Reuilly Composants**, 79, bd Diderot
 75014 - **Montparnasse Composants**, 3, rue du Maine
 90000 - **Electronic Center**, 1, rue Keller, Belfort
 92220 - **BH Electronique**, 164, av. Aristide-Briand, Bagneux
 94100 - **Dixma**, 47, bd Rabelais, St-Maur.

EL 401 J	Jeu de boules	37 F
EL 403 A }	The musical box (TMS 1000 MP 3318)	34 F
EL 403 B }		34 F
EL 403 C }	Ampli 225 TURBO	52 F
EL 403 D }		16 F
EL 404 B	Bruiteur course auto	16 F
EL 404 C	Bruiteur train à vapeur	20 F
EL 404 D	Temporisateur photo	30 F
EL 406 A	Carillon 3 notes à SAB 600	8 F
EL 407 C	Stimulateur musculaire 40 V	26 F
EL 407 D	Stimulateur musculaire 60 V	30 F
EL 409 A	Volmètre digital (affichage)	10 F
EL 409 B	Volmètre digital (convertisseur A/D)	10 F
EL 409 C	Sonde démodulatrice	10 F
EL 411 A	Minuterie pour télérupteur	22 F
EL 411 B	Anti-douleur expérimental	9 F
EL 412 A	µP2 carte principale	66 F
EL 412 B	µP2 carte affichage	88 F
EL 412 C	Chronozoom carte principale	44 F
EL 412 D	Chronozoom carte affichage	14 F
EL 412 E	Chronozoom carte matrice à diodes	8 F
EL 412 F	Alimentation C.B.	22 F
EL 413 A	Base de temps	16 F
EL 413 B	Millivoltmètre	36 F
EL 413 C	Modulateur	44 F

Tête d'ampli guitare RPG 50



Lors de notre précédent article (N° 417), nous avons décrit la carte préamplificatrice RPG 50, puis abordé l'étude du fonctionnement des transistors MOS de puissance en technologie HEXFET. Cette deuxième et dernière partie sera consacrée à la description de la carte amplificatrice de puissance, à l'interconnexion générale, ainsi qu'à l'habillage du coffret rack 19 pouces, 3 unités choisi.

Pour ceux de nos lecteurs qui désirent utiliser cet amplificateur en « Combo », nous donnons en fin d'article les éléments nécessaires à la construction d'un baffle avec des haut-parleurs de marque **Celestion**.

Précisons tout de suite que pour entreprendre la réalisation d'un baffle, il est indispensable de connaître les caractéristiques des haut-parleurs ou de se référer aux indications fournies par le constructeur ; faute de quoi, on a toutes les chances d'aboutir à des résultats... peu probants.

Ceci étant dit, commençons par quelques rappels.

Problème de bruit, blindage

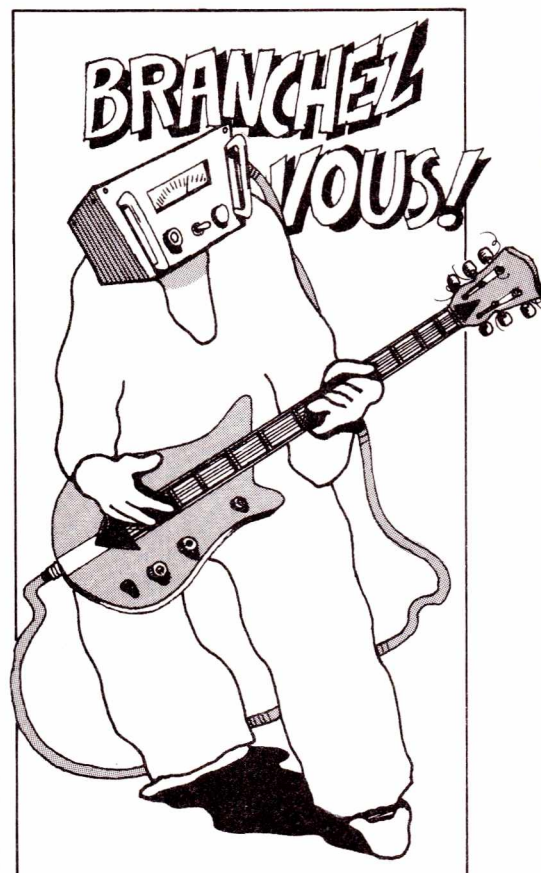
Un examen oscilloscopique à très forte sensibilité (5 mV/cm) du signal de sortie du préampli en l'absence de modulation peut laisser apparaître une composante importante à 50 Hz lorsque le gain est réglé au maximum. En effet, posé sur une table, le montage est accessible à tous les rayonnements extérieurs qui sont amplifiés dans les mêmes proportions que le signal utile ; ces rayonnements dépendent avant tout du lieu de mesure, mais aussi de la position du circuit. Par exemple, nous avons observé qu'en position horizontale, le bruit en sortie (50 Hz) était beaucoup plus important qu'en position verticale. De même le fait d'approcher une masse métallique (plaque par exemple) reliée à la masse suffisait à faire reculer le bruit

de fond dans d'importantes proportions.

Comme le préampli, et l'ampli d'ailleurs, sont destinés à être montés verticalement derrière une plaque métallique reliée à la masse, nous voyons que nous sommes dans les meilleures conditions possibles et une mesure de bruit de fond, du montage sur table, n'est absolument pas réaliste.

C'est pourquoi nous engageons fortement le lecteur à apporter un soin maximum au montage mécanique, tant il est vrai que le rapport signal sur bruit est avant tout une mesure du soin apporté à la réalisation, quelque soit le montage audio. Voici quelques règles simples à observer impérativement :

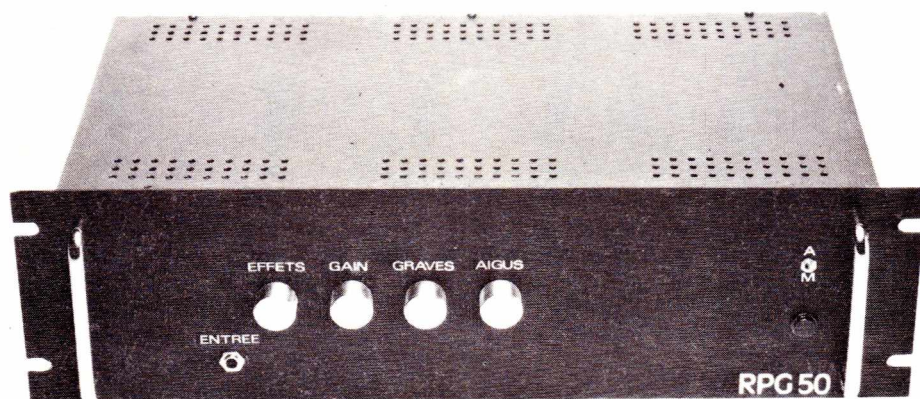
— Les sources de rayonnements telles que transformateurs, il y en a deux, et câble secteur, doivent être éloignées au maximum du circuit et particulièrement de l'entrée guitare



comme de l'entrée « effets ».

— Pour des raisons de sécurité, le coffret doit être relié à la terre via un câble secteur à trois conducteurs (fil de terre vert/jaune).

— La masse électrique ne doit être reliée au coffret qu'en un seul point. Dans le cas qui nous intéresse, ce point est la prise d'entrée qui est



une embase jack 6,35 mm, et, qui une fois vissée sur la face avant, assure automatiquement la liaison entre masse électrique et masse mécanique, c'est-à-dire le coffret. Normalement, il n'y a aucun problème mais au cas où une entretoise, par exemple, ferait un contact entre piste de masse et coffret, il est nécessaire de procéder à un isolement entre ces deux points ; soit en utilisant une entretoise plastique, soit en usant la piste pour supprimer le contact. En effet, mettre le châssis à la masse électrique en deux points crée des boucles de masse et une détérioration sensible du rapport signal sur bruit, voire même une possible entrée en oscillation. Notons dans cette optique le choix, absolument nécessaire, d'embases isolées du châssis pour la prise départ et retour d'effets. Deux embases RCA à rondelle de bakélite ou une embase DIN 3 broches font très bien l'affaire.

L'amplificateur de puissance

Le synoptique de fonctionnement présenté à la **figure 1** montre sa simplicité de structure. Le schéma électrique de la **figure 2** met en œuvre une technique courante et approuvée avec les transistors bipolaires avec néanmoins d'évidentes simplifications dues à l'utilisation d'HEXFET en sortie.

C₁, R₁ d'une part et R₂, C₈ d'autre part forment, à l'entrée, un filtre passe-bande destiné à couper le continu, et à limiter les signaux de fréquence élevée, et ceux à front raide ; ceci améliore le taux de distorsion par intermodulation transitoire. Le schéma de l'ampli, contrairement à celui du préampli (présenté dans notre précédent numéro) n'est absolument pas spécifique à la guitare et pourrait être utilisé pour la HiFi. Néanmoins, le faible gain en boucle ouverte et par conséquent le gain faible aussi en boucle fermée (le taux de contre réaction est faible) devraient être améliorés pour obtenir une distorsion par harmonique inférieure. Ici, la résistance aux surcharges transitoires importe plus car le signal n'est pas « compressé ».

R₃ en association avec R₁ et R₂ polarise la paire différentielle T₁, T₂. Pour améliorer le taux de réjection de mode commun, et stabiliser la polarisation, le courant d'émetteur est fourni par un générateur de cou-

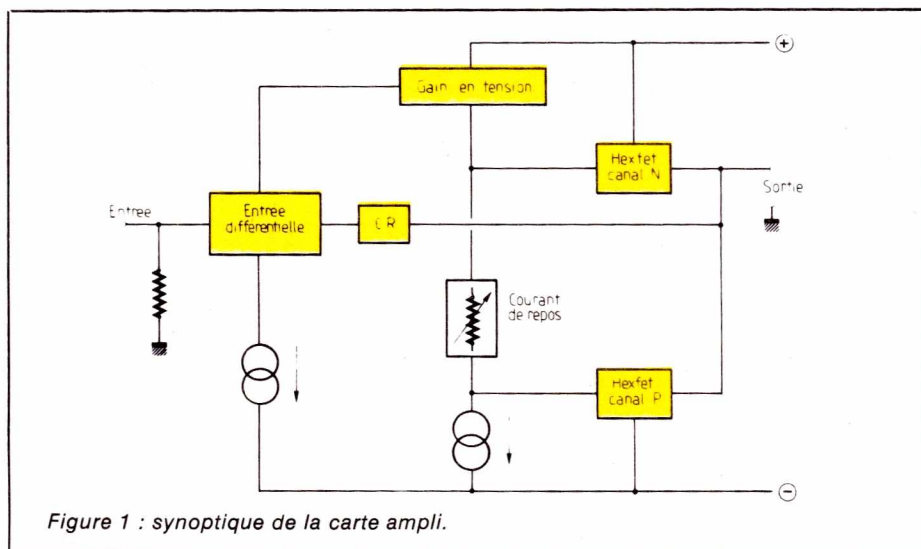


Figure 1 : synoptique de la carte ampli.

rant constant construit autour de T₃. La présence de R₅ (facultative) n'a d'autre intérêt que de symétriser un peu plus le montage. Sa présence permet en outre d'éviter un strap sur le circuit imprimé !...

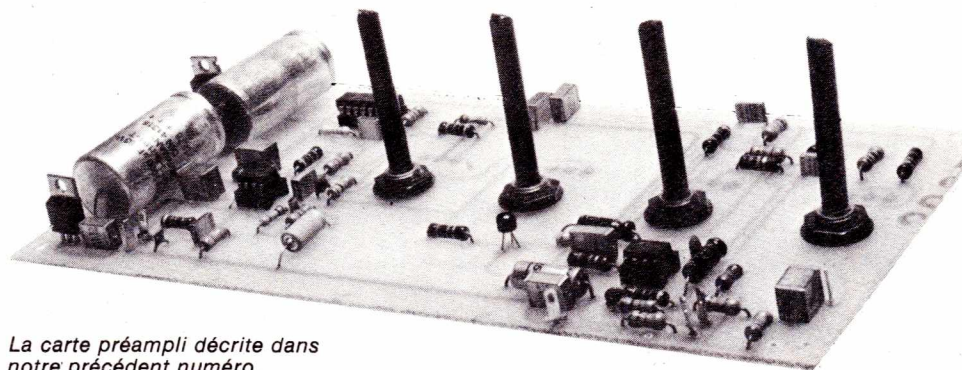
C'est un peu la même chose pour R₆, R₇ qui, néanmoins, fournissent une contre-réaction locale sur l'étage d'entrée.

D₁, D₂ et R₁₉ polarisent le transistor T₃ et minimisent les effets de la température. C₅ parachève le filtrage de l'ondulation résiduelle d'alimentation. Ces quatre éléments jouent le même rôle vis-à-vis de T₄ qui constitue un autre générateur de courant constant, destiné à charger le driver T₅ qui fournit l'essentiel du gain en tension du montage. Cette solution permet à la fois de linéariser le transfert et de plus, elle stabilise le point de repos en fonction de la température.

C₂ ainsi que C₃ diminuent l'impédance interne des lignes d'alimentation. R₉ et R₁₀ procurent une contre-réaction tension-courant sur les générateurs de courant. R₈ détermine, quant à elle, le courant de travail de la paire différentielle ; avec les valeurs retenues, chaque transistor MPSL01 est traversé par un courant

d'environ 1 mA et travaille donc dans les conditions idéales. Ce type de transistor supporte une tension collecteur-base maximum de 100 V, obligatoire sur notre schéma. Des équivalents existent mais, ils devront eux aussi supporter cette tension. Il en est de même pour T₄ et T₅ (BD 241 et 242 C).

R₁₅, R₁₆ et R_v permettent de régler la tension de seuil des HEXFET. Ceux-ci en effet ne commencent à conduire qu'à partir d'un seuil de tension compris entre 2 et 4 V pour les IRF 120 et 9132 ; il faut qu'ils soient légèrement conducteurs pour éviter la distorsion de croisement. Le fonctionnement correspond à la classe A-B. Le courant constant qui circule entre les collecteurs de T₄ et T₅ vaut approximativement 5 mA. Avec les valeurs retenues, le potentiel entre ces deux points peut varier de 3,5 V à environ 9 V ; on couvre donc, toutes les dispersions possibles sur les seuils de T₆ et T₇. Les réseaux R₂₂, R₁₇ d'une part et R₂₀, R₂₁, R₁₈ d'autre part ont pour but d'aplanir les HEXFET en dynamique ; en effet, pour des caractéristiques drain-source identiques, les HEXFET P et N présentent des différences de transconductance.



La carte préampli décrite dans notre précédent numéro.

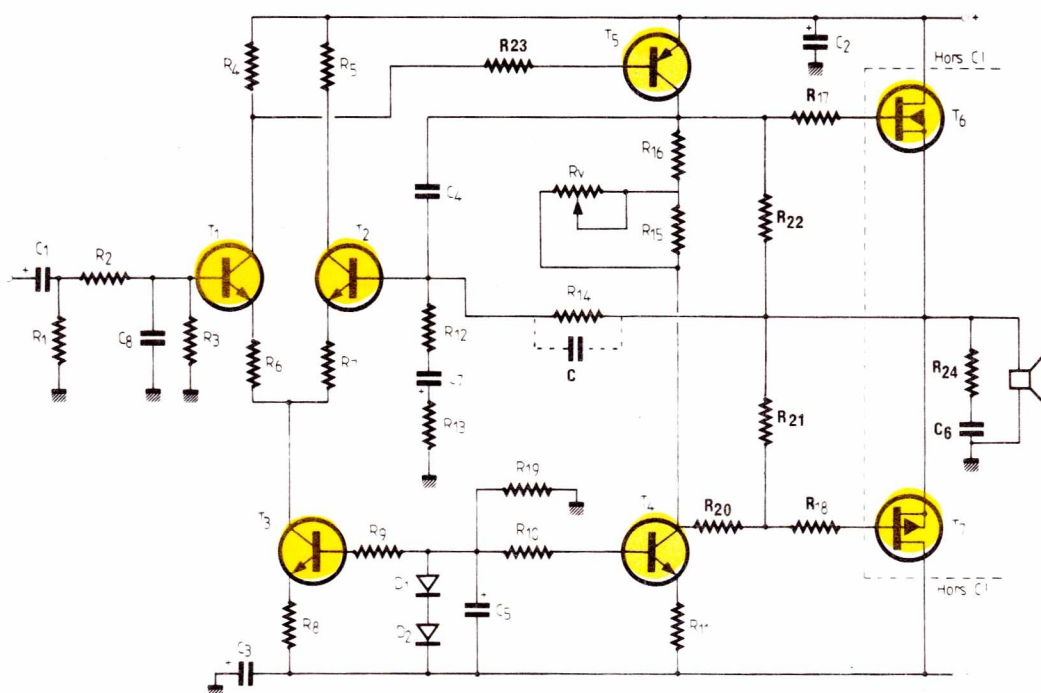


Figure 2 : schéma électrique de la carte ampli.

Il s'avère nécessaire pour aboutir à un bon résultat en boucle ouverte, garant d'un bon fonctionnement en boucle fermée de réduire autant que possible les différences entre les parties du push-pull. D'après les caractéristiques typiques, le rapport de transconductance entre le canal N et le canal P est de 2,5 à 3, ce qui justifie le diviseur de tension R_{20} , R_{21} sur la branche négative. Etant donné que la capacité d'entrée (grille-source) est à peu près équivalente entre T_6 et T_7 ($\cong 500$ pF), la présence R_{17} est obligatoire pour que la limitation de bande occasionnée par R_{20} sur T_7 soit répercutée de façon identique sur T_6 . Le réseau R_{24} , C_6 limite la réponse aux fréquences élevées et évite d'éventuels accrochages. Pour que ce réseau soit efficace, il faut le disposer le plus près possible des sources de T_6 et T_7 et de la sortie HP, raison pour laquelle, nous l'avons soudé directement sur le bornier HP.

Pour les fans de la guitare acoustique, nous conseillons de limiter la bande passante, mais d'accélérer la réponse transitoire sans overshoot par l'emploi d'un condensateur (noté C en pointillés sur la **figure 2**) de quelques dizaines de picofarads en parallèle sur R₁₄.

Le calcul de la puissance : choix des HEXFET

Le calcul ne concerne que l'étage de puissance avec les HEXFET, il

impose le choix de la tension d'alimentation. Soit une charge de 8 ohms, nous voulons une puissance d'une soixantaine de watts. Dans notre article précédent, nous avons mentionné le petit inconvénient des HEXFET pour notre application et qui concerne la tension de seuil.

En effet, en bipolaire, T₆ et T₇ seraient des Darlington. 60 watts efficaces sur 8 ohms représentent un courant crête proche de 4 Ampères ; il faudrait donc une tension base émetteur sur T₆ ou T₇ d'environ 2 à 3 volts pour laisser passer un tel courant. Avec T₆ et T₇ en HEXFET et pour 4 Ampères, la tension grille-source (d'après les courbes du numéro précédent) est de 5 à 6 volts, plutôt 6 volts d'ailleurs en traçant la droite de charge de pente 8 ohms avec la tension d'alimentation choisie. Prenons celle-ci égale à 40 volts en charge, choix imposé d'ailleurs par une standardisation des tensions secondaires de transfos d'alimentation.

Sur la grille de T₆, par exemple, on aura la tension d'alimentation diminuée de la chute aux bornes de T₅ disons un volt en saturation. Avec les 6 volts de tension grille source, cela représente une chute de 7 volts au total soit 33 volts disponibles sur la source au point chaud de sortie.

La puissance sera alors :

$$P = \frac{V_C^2}{2R} = \frac{(33)^2}{16} = 68 \text{ watts}$$

C'est environ la puissance efficace désirée. Les deux HEXFET doivent supporter un courant de 4 Ampères et une tension d'au moins 80 volts puisque l'alimentation est symétrique par rapport à la masse.

Nous avons choisi des modèles 100 volts, 6 Ampères. En intégrant sur une période le produit de la tension par le courant dans le transistor et en supposant la charge purement résistive, nous obtenons la puissance dissipée dans ce dernier. Cette puissance qui passe par un maximum pour une modulation intermédiaire, est de 0,2 fois la puissance efficace pour un boîtier (0,4 pour les deux).

Cela donne donc $70 \times 0,2 = 14$ watts par boîtier ; une puissance relativement importante dont les calories doivent être évacuées, d'où le choix de boîtiers TO 3 assurant un meilleur contact thermique que les TO 220. Pour cette puissance, la température boîtier maximum est de 100°C , relevée sur la courbe de dissipation thermique de l'un des HEX-FET.

Reste à choisir le radiateur, un modèle ISKRA Série 34 ou similaire d'une longueur de 75 mm. Ce type de radiateur (voir **figure 3**) est ultra courant dans le commerce spécialisé. Sa longueur permet de monter les deux transistors HEXFET, mais nous avons préféré utiliser un radiateur par transistor. Pour 14 watts l'élévation de température sera de 35 °C (voir courbe) ce qui signifie

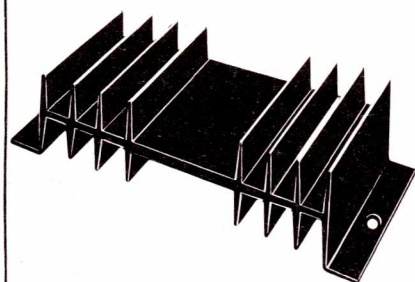
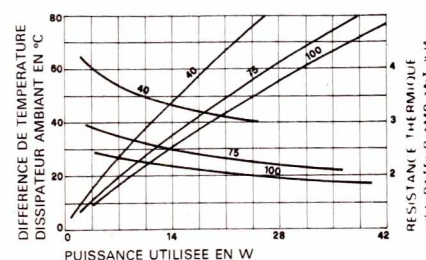
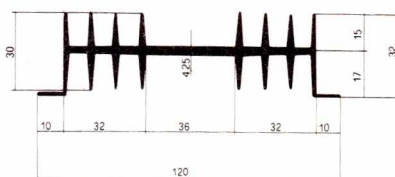


Figure 3 : type de radiateur préconisé.

SERIE 34

LONGUEUR STANDARD 40 75 100 1000 mm
PERÇAGE STANDARD A



qu'en théorie l'ambiante peut monter jusqu'à $100 - 35 = 65^{\circ}\text{C}$. Des termes correctifs doivent être apportés, d'une part en raison de l'interposition indispensable de rondelles de mica enduites de graisse silicone, d'autre part, du fait du montage des radiateurs sur une surface métallique.

De toute façon le régime sinusoïdal est très pessimiste par rapport au régime musical, il ne devrait donc pas y avoir de problèmes de ce côté. Pour clore cette présentation de l'électronique, donnons quelques précisions sur l'alimentation.

Celle-ci fait appel à un montage redresseur à double alternance avec un point milieu. Le filtrage est assuré par deux condensateurs de $6\,800\,\mu\text{F}/63\text{V}$, aptes à fournir le courant de 4A sur des pointes de modulation. Le primaire du transformateur 150VA ($2 \times 30\text{V}_{\text{eff}}$) est muni d'un circuit RC d'amortissement destiné à limiter les surtensions dues à l'établissement ou à la rupture du courant magnétisant du transformateur. Cette alimentation délivre environ $2 \times 45\text{V}$ à vide, valeur qui tombe à $2 \times 41\text{V}$ à la puissance nominale.

avantageusement des fiches « FASTON » pour réaliser les liaisons avec le pont de diodes et les condensateurs de filtrage.

B. La mécanique

Le coffret choisi est un modèle ESM 48/13, il s'agit d'un Rack au standard 19 pouces, de trois unités qui est entièrement démontable. Derrière la face avant, ce type de rack comporte une contre-plaque en tôle noire ; celle-ci est très proche de la face avant, ce qui oblige à prévoir des orifices de dégagement pour les commandes directement vissées en face avant. C'est-à-dire : le jack d'entrée guitare, l'interrupteur marche-arrêt et éventuellement un voyant secteur (voir figure 7).

L'organisation générale du coffret est donnée à la figure 8 ; on y constate que les deux circuits imprimés sont fixés directement par entretoises sur la contre-plaque côté circuit vers l'extérieur.

Les axes des potentiomètres qui doivent être assez longs et en plasti-

que (toujours ces fameuses boucles de masse) traversent la contre-plaque et la façade. Sur la face arrière on trouvera le fusible secteur, la prise de sortie haut-parleur, le passage du câble secteur, la prise départ-retour effets et enfin les fixations des radiateurs de puissance. Le fond du coffret supportera les alimentations, c'est-à-dire les deux transformateurs, un pont de diodes et les condensateurs de filtrage.

Nous ne donnerons pas toutes les cotes, ces dernières dépendent en effet, pour beaucoup d'entre elles, des sources d'approvisionnement.

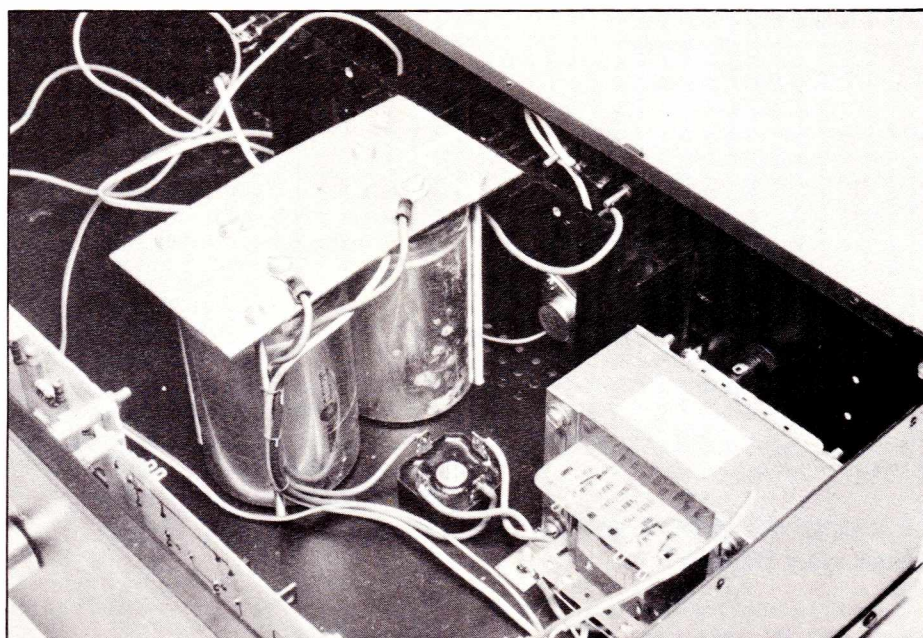
Pour l'avant on percera sur la contre-plaque les trous indiqués, fixation des circuits et passage des axes de potentiomètres, puis les trous du jack 6,35, de l'inverseur secteur et du voyant aux dimensions de fixation sur la façade elle-même (voir figure 9). Ensuite, à l'aide de 4 vis, il suffira de plaquer la façade contre la contre-plaque et de percer la première à travers les trous de la seconde (sauf pour les fixations des

Réalisation pratique

A. L'électronique

Celle-ci n'appelle guère de commentaire particulier ; le tracé des pistes du circuit imprimé d'ampli est fourni en figure 4 et l'implantation correspondante à la figure 5. On veillera bien entendu à placer les éléments polarisés dans le bon sens, pour éviter des surprises désagréables à la mise sous tension.

Le schéma d'interconnexion générale avec l'alimentation donné en figure 6 montre les liaisons à effectuer en fil de forte section. On utilisera



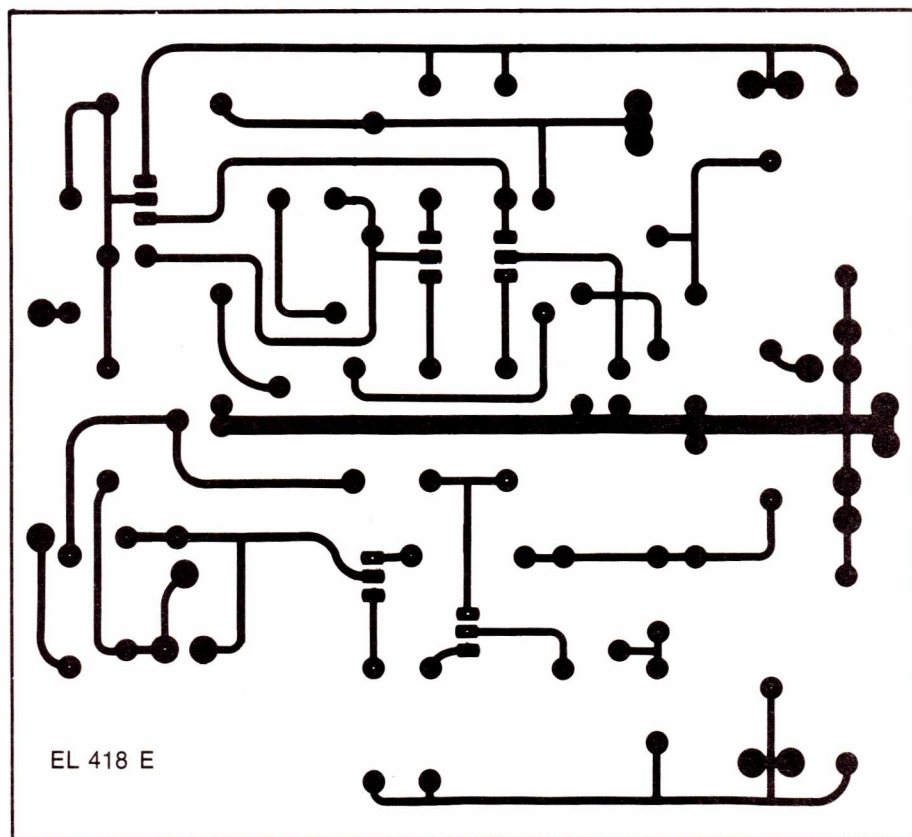


Figure 4

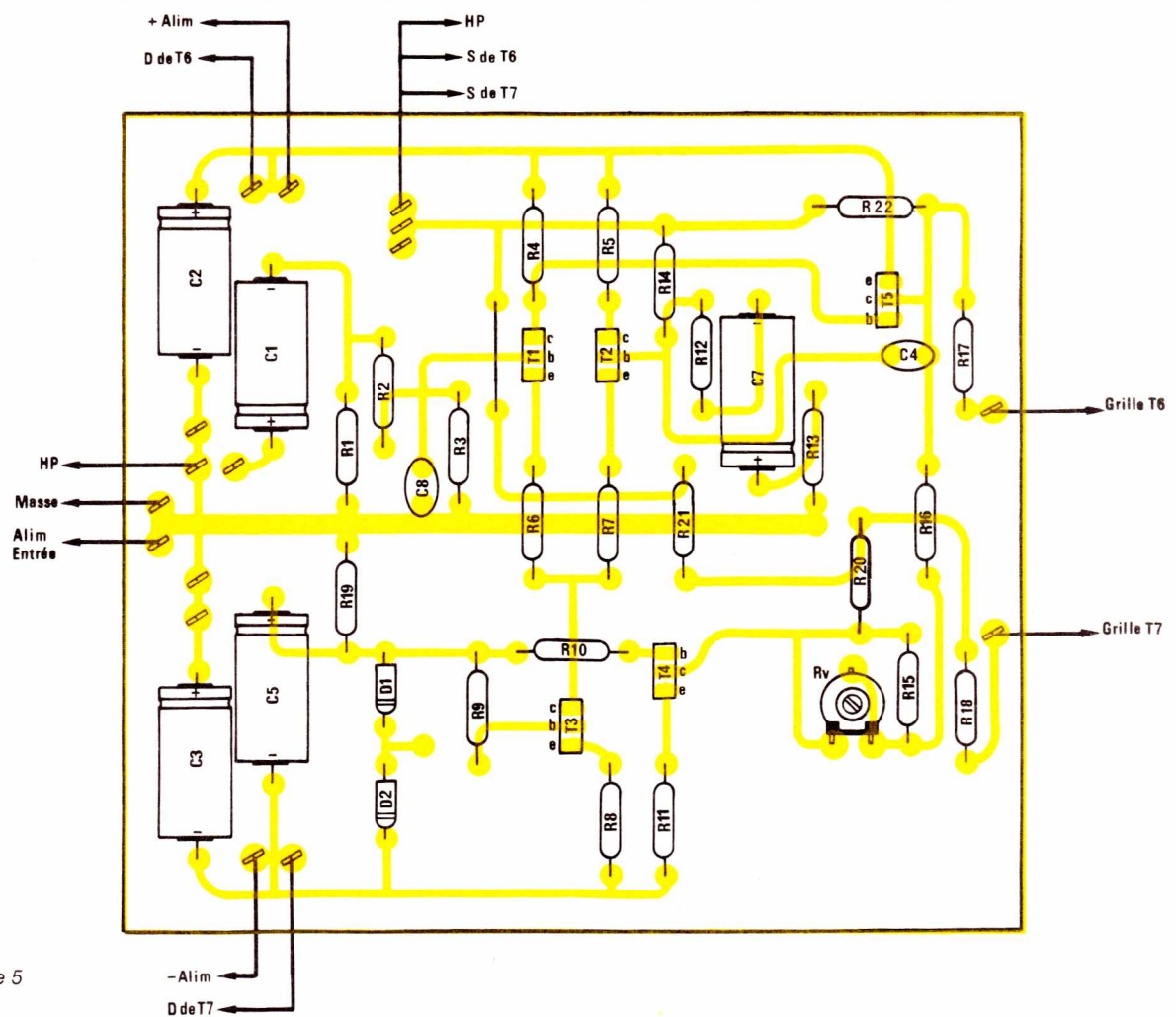
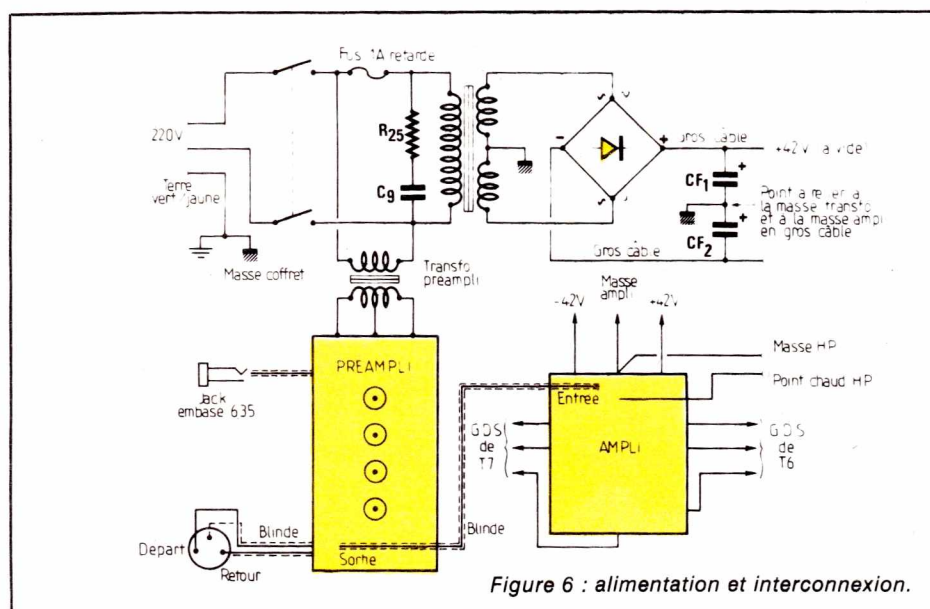
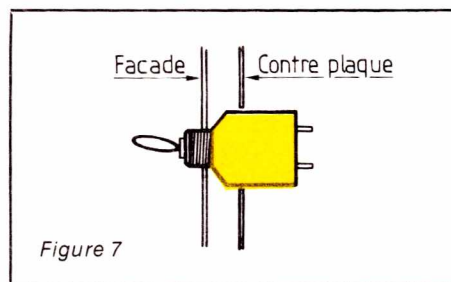


Figure 5



Les radiateurs seront fixés sur la face arrière (**figure 10**) avec les ailettes orientées verticalement. Est-il préférable de monter ceux-ci à l'extérieur du coffret plutôt qu'à l'intérieur, ce qui fait gagner une place substantielle au niveau encombrement ?

La réponse dépend de l'application envisagée ; si la tête d'ampli est utilisée dans une valise en bois style COMBO ou dans certaines armoires rack, les ouïes d'aération risquant d'être bouchées, il vaut mieux monter les radiateurs à l'extérieur. Sinon une disposition à l'intérieur est préférable. Pour le premier cas, nous avons prévu des trous pour permettre le passage des fils reliés aux HEXFET vers le circuit ampli.



circuits bien entendu). Cette méthode assure une parfaite coïncidence entre le perçage de la contre-plaque et celui de façade. Enfin, on terminera en agrandissant les trous de contre-plaque qui servent au dégagement (jack, inverseur).

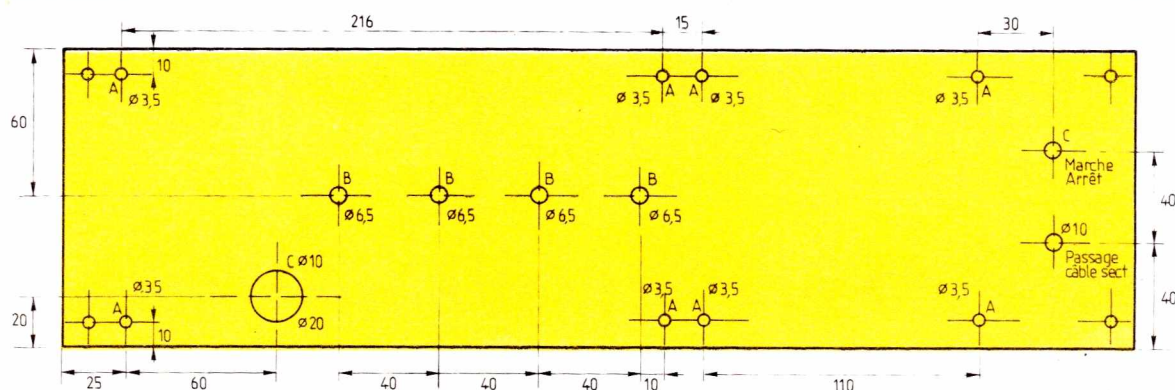
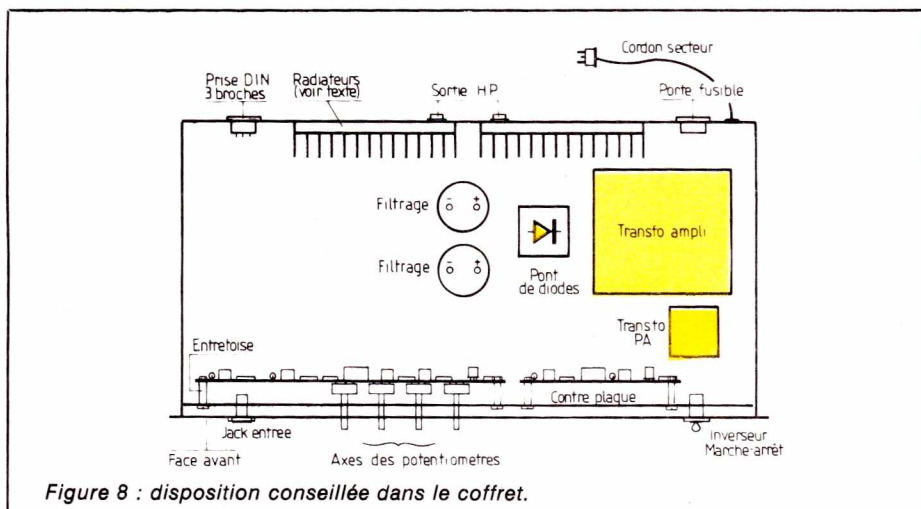
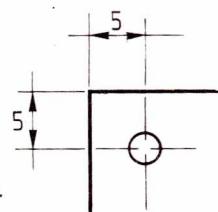
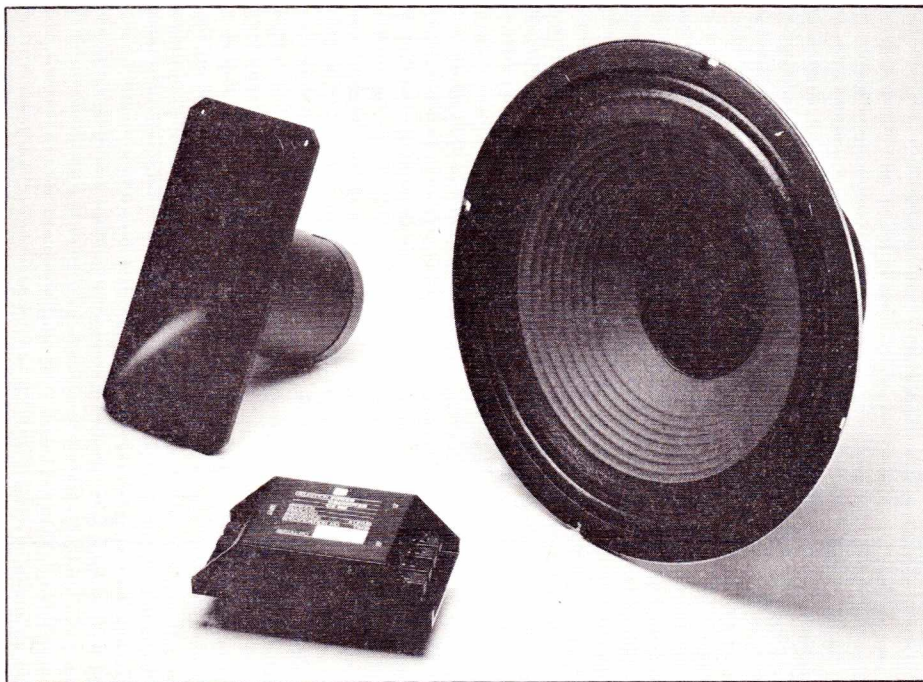


Figure 9 : Plan de perçage de la contre plaque avec la face avant en superposition.

- Trous A : Ne percez que sur la contre-plaque
- Trous B : Percez au même diamètre sur la façade en coïncidence avec la contre-plaque.
- Trous C : Trous correspondant à la face avant avec un dégagement dans la contre-plaque (voir fig. 7).





L'ensemble Celestion se compose d'un HP grave **G 12.80 CE** 8 Ω qui, comme ses références l'indiquent, est un modèle 80 W, 8 Ω , de 12 pouces de diamètre, d'un médium aigu à compression **RTT 50** de 8 Ω , 50 W et d'un filtre deux voies **CX 208** adapté à ces deux moteurs.

Nous donnons aux figures 12 et 13, les courbes de réponse de ces deux HP. La fréquence de résonance du boomer à l'air libre est de 75 Hz, ce qui dénote une suspension assez rigide parfaitement adaptée à notre utilisation, car évitant au HP de « talonner » sur des attaques assez fortes dans les graves.

Le filtre CX 208 assure le relais à 2,5 KHz avec une pente de 12 dB/octave. Comme on peut le constater en regardant les courbes des figures 12 et 13, cela convient parfaitement aux deux HP choisis. Ce filtre peut supporter en continu une puissance de 100 W_{RMS} et reste donc très en de ça des mauvais traitements qui pourrait lui infliger notre RPG 50.

Les rendements sont respectivement de 97 dB 1 W-1 m et 101 dB 1 W-1 m pour le grave et le médium aigu.

Avec une enceinte correctement construite, on peut donc prétendre à des niveaux sonore de l'ordre de

115 dB à 1 m, pour une puissance de sortie ampli de 50 W, ce qui commence à être appréciable, et certainement gênant pour certains (les voisins)...

Enceinte close ou bass-reflex

Tout dépend de l'utilisation envisagée. Il est préférable d'utiliser une enceinte accordée type bass-reflex dans le cas d'un Combo pour guitare basse ; et dans l'autre cas, solo ou rythmique la solution enceinte close s'avère meilleure.

L'emploi d'un évent accordé permet d'abaisser la fréquence de coupure basse du système complet de presque 40 Hz avec le G 12.80 en tenant compte des autres paramètres que nous allons maintenant aborder.

Construction de l'enceinte

Nous ne donnerons pas de cotes, car seuls le volume et le choix des matériaux sont importants. De cette façon, chacun pourra réaliser l'enceinte selon ses goûts pourvu qu'il respecte les autres paramètres.

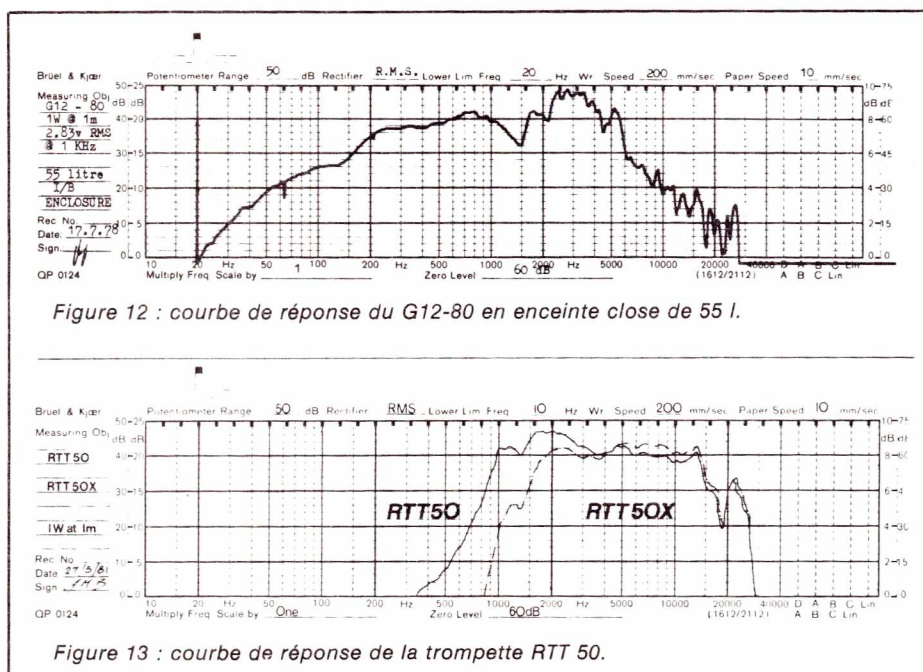
Dans le cas d'une enceinte close, le volume optimum qui assure le meilleur coefficient de surtension ($Q = 0,7$) et par conséquent la meilleure réponse en fréquence est de 60 l. Dans ces conditions, la coupure basse à -3 dB est de 89 Hz.

Pour un système bass-reflex le volume utile sera lui aussi de 60 l avec un évent de longueur (60 mm) et de diamètre intérieur (75 mm); on utilise en général des tuyaux en PVC. La fréquence de coupure basse est dans ce cas ramenée à 50 Hz et la fréquence d'accord de l'enceinte est de 45 Hz. Dans ce cas, il faudra utiliser un G 12.80 CE.

En appendice, nous donnons les paramètres du G 12.80 PE (selon Thiele et Small) qui permettent, pour ceux qui le désirent, de calculer une enceinte.

En ce qui concerne la réalisation pratique nous reproduisons les conseils donnés par Celestion dans sa petite brochure « Kits de Sono, guide de construction ».

On fera attention lors des calculs de ne pas oublier que le volume utile correspond aux cotes internes, une fois le baffle assemblé...



**Appendice :
Paramètres du
G 12.80 PE Celestion
(selon Thiele et Small)**

● Résistance en continu de la bobine mobile : R_e	7 Ω
● Fréquence de résonance à l'air libre : F_s	86 Hz
● Facteur de surtension total : Q_{TS}	0,48
● Volume d'air équivalent à la compliance du système mobile : V_{AS}	42 l
● Compliance acoustique de la suspension : C_{MS}	$1,10^{-4}$ m/n
● Masse totale de l'équipage mobile : M_{MS}	30 g
● Impédance mécanique équivalente : $\frac{(B.l)^2}{R_e}$	32,4
● Produit de l'induction par la longueur de la bobine dans l'entrefer : $B.l$	15,1 T.m
● Diamètre effectif du piston : d	255 mm



Conclusion

Nous espérons avoir répondu, avec cette étude, aux vœux de tous ceux, et ils sont nombreux, qui nous avaient demandé un article sur la réalisation d'un ampli pour guitare.

Le soin apporté à la réalisation, aussi bien de l'électronique que de la mécanique et de l'enceinte, sera seul garant d'un bon fonctionnement, qui, souhaitons-le, ravira les musiciens en herbe, et les plus expérimentés...

G. GINTER

Matériel nécessaire à la construction

Bois inerte (exemple aggloméré) épaisseur minimum: 19 mm.
Tasseaux: 30 mm de section carrée en sapin.
Gainage: en tissu enduit vinyl ou skai (dimension des panneaux plus 15 cm dans chaque sens).
Tissu special H.P.: dimensions panneau avant + 12 cm sur chaque dimension.
Laine de verre (ou mousse polyether): dimensions des panneaux 1, 2 et 3 en 3 cm d'épaisseur minimum.
Colle: blanche à bois.
Colle: Neoprene pour le gainage.

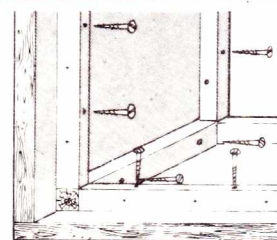
Mastic plastique étanche (ex.: Rubson).
Vis à bois: 60 vis de 5 x 45 mm.
Vis à métaux: 8 vis de 6 mm de diamètre tête fraisée + écrous et rondelles éventail.
Soudure.
Prise de sortie.

Outils nécessaires

- scie égoïne
- tournevis
- cle à tube
- paire de ciseaux
- agrafeuse.

Précédés d'assemblage

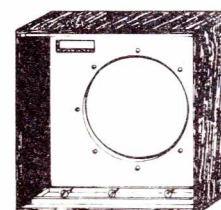
1 Assembler les panneaux pour constituer le fût avec des renforts en tasseaux carrés.
Assembler, visser et coller.
Enduire tous les joints du fût avec de l'enduit plastique pour assurer l'étanchéité du baffle.



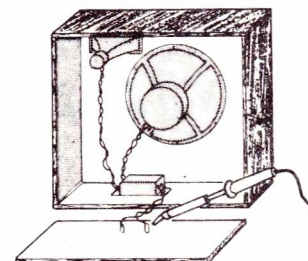
2 Après avoir découpé la ou les ouvertures H.P. sur la face avant, mettre en place les boulons "tête fraisée" pour la future fixation du ou des H.P., tête de vis collée à l'avant. Tendre la toile spéciale H.P. sur la face avant. Agraffer à l'intérieur du panneau. Prévoir du jeu sur les dimensions de la face avant pour permettre l'assemblage avec l'épaisseur du tissu.
Assembler la face avant avec le fût gainé: coller le tissu enduit vinyl ou skai à l'aide de la colle néoprene, en ayant soin de bien tendre le tissu et de ne pas faire de trop

importantes surépaisseurs dans les rabats.

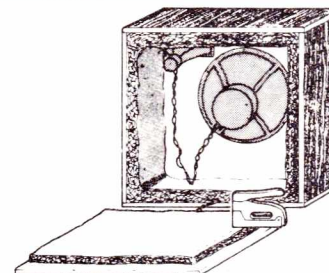
Visser la face avant par l'intérieur (vis à bois) au travers de trous préalablement percés dans les tasseaux supports de la face avant.



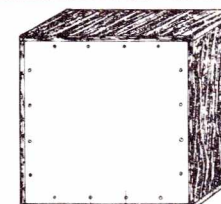
3 Fixer le ou les H.P. avec rondelles éventail et écrous. Fixer le filtre sur le fond intérieur du fût.
Câbler et souder suivant schéma l'ensemble des connexions. Raccorder à la prise de sortie sur la face arrière gainée, respecter la couleur des fils, pour la mise en phase de plusieurs baffles.



4 Disposer et agraffer la charge acoustique isolante (laine de verre ou mousse polyether) sur le tour intérieur du fût et à l'intérieur de la face arrière.



5 Assembler la face arrière gainée avec des vis à bois espacées de 15 cm maximum. suspendre les horns éventuellement avec un fil électrique de forte section.
Procéder aux essais.



15cm max.

Nomenclature**Résistances**

1/4 W sauf mention contraire

R₁ : 2,2 k Ω
 R₂ : 4,7 k Ω
 R₃ : 22 k Ω
 R₄ : 1,2 k Ω
 R₅ : 1,2 k Ω
 R₆ : 10 Ω
 R₇ : 10 Ω
 R₈ : 330 Ω
 R₉ : 120 Ω
 R₁₀ : 120 Ω
 R₁₁ : 150 Ω
 R₁₂ : 1,2 k Ω
 R₁₃ : 10 Ω
 R₁₄ : 22 k Ω
 R₁₅ : 2,2 k Ω
 R₁₆ : 750 Ω
 R₁₇ : 10 k Ω
 R₁₈ : 510 Ω
 R₁₉ : 10 k Ω
 R₂₀ : 8,2 k Ω
 R₂₁ : 47 k Ω
 R₂₂ : 47 k Ω
 R₂₃ : 2,2 k Ω
 R₂₄ : 20 Ω 1 W
 R₂₅ : 1,5 k Ω 1/2 W
 R_v : 2,2 k Ω ajustable horizontale.

Condensateurs

C₁ : 47 μF/63 V
 C₂ : "
 C₃ : "
 C₄ : 33 pF céramique
 C₅ : 47 μF/63 V
 C₆ : "
 C₇ : "
 C₈ : 680 pF, céramique
 C₉ : 47 nF/400 V
 C_{F1} : 6 800 μF/63 V
 C_{F2} : 6 800 μF/63 V

} avec collier
 } de fixation

Transistors

T₁ :
 T₂ : } MPSL01 (100 V)
 T₃ : }
 T₄ : BD 241 C (100 V)
 T₅ : BD 242 C (100 V)
 T₆ : IRF 120 I.R.
 T₇ : IRF 9132 I.R.

Autres semi-conducteurs

D₁, D₂ : 1 N 4148
 1 pont de diodes BD 37931 Thomson
 ou équivalent

Divers

1 transformateur 2 × 30 V - 150 VA
 1 fusible 1 A retardé
 1 porte-fusible

1 inverseur double 250 V
 2 radiateurs ISKRA série 34 (75 mm)
 ou équivalent
 1 embase DIN 3 b
 1 Jack 6,35 mono embase à coupure
 1 coffret ESM ER 48/13
 Fil, fiches Faston, boutons...

Nous donnons pour finir quelques mesures, relevées sur le prototype; nous aurons l'occasion d'y revenir à l'occasion du prochain numéro lors d'une étude d'un appareil de mesure Fluke.

• Puissance efficace à la limite de l'écrêtage :

66 WRMS (les hexfet du prototype ont un seuil de 4 V).

• Temps de montée : 5 μs.

• Bande passante (à - 3 dB) relevée à la puissance nominale : 2 Hz à 70 kHz.

• Déphasage à 20 kHz : $\frac{\pi}{6}$

LE CARREFOUR DES GRANDES MARQUES**LE RENDEZ-VOUS DES CONNAISSEURS**

HBN Publicité

COMPOSANTS
 TEXAS INSTRUMENTS
 SIEMENS
 MOTOROLA
 SANYO

COFFRETS
 ESM

MULTIMETRES NUMERIQUES
 BECKMAN
 FLUKE

HAUT-PARLEURS
 SIARE
 AUDAX

TRANSFOS
 NANTELEC
 itato
 kubicki

CONTRÔLEURS
 MILANO
 ICE
 ITALY

FERS A SOUDER
 JBC
 ANTTEX

DETECTEURS DE METAUX
 CSCOPE

TRANSFERTS
 MECANORMA

POTENTIOMETRES
 Radiatum

KITS ASSO
 ASSO

OSCILLOSCOPES
 HAMEG

Etc...

**ELECTRONIC**

48, rue Charlot PARIS 3^{ème}
Métro FILLES DU CALVAIRE Tél. (1) 277 51 37

Quelques types particuliers de diodes semiconductrices

Traitant, lors d'articles précédents, de la jonction PN (RP-EL n° 416), nous sommes arrivés à l'étude de la diode semiconductrice, dont nous avons analysé la caractéristique (RP-EL n° 417).

Si celle-ci justifie d'abord l'utilisation des diodes pour le redressement et la détection, objets des quelques manipulations que nous proposons dans ce même numéro, des technologies particulières permettent aussi d'exploiter la zone d'avalanche : c'est ce qu'on fait dans les diodes Zener, auxquelles nous consacrerons d'abord l'essentiel de ces pages. L'emploi de l'effet tunnel donne, à la caractéristique directe, une résistance dynamique négative : nous en verrons les applications. Il est possible aussi d'appliquer la charge d'espace à la réalisation de condensateurs dont la capacité varie sous l'action d'une tension continue : c'est le cas des diodes varicap. Enfin, dans les diodes PIN, l'interposition d'un semiconducteur intrinsèque dans la jonction, confère à l'ensemble des propriétés particulières. Il en va de même pour les diodes Schottky, construites autour d'un contact métal-semiconducteur.

Les diodes Zener

Dans une diode de redressement, le claquage, qui n'intervient que pour des tensions inverses relativement élevées (de plusieurs dizaines à quelques milliers de volts selon les modèles), est un phénomène destructif. Pour les diodes Zener, par contre, il s'agit d'un mode de fonctionnement normal.

Nous commencerons par analyser le phénomène de claquage.

Mécanisme du claquage dans une jonction

Comme nous l'avons indiqué déjà, le claquage, c'est-à-dire l'apparition brutale d'un courant inverse de forte intensité, peut découler de deux causes physiques distinctes, dont les effets, d'ailleurs, s'ajoutent dans certaines conditions.

Dans un premier cas, un champ électrique suffisamment élevé (au moins 10^7 V/m), entraîne la rupture des liaisons de covalence entre les atomes du réseau cristallin. Il y a donc libération de porteurs (les électrons de valence) : cet **effet de champ** s'appelle aussi **effet Zener**.

Le champ électrique E agit également selon un autre processus ; appliquant, aux électrons libres de charge, une force :

$$F = e E$$

il les accélère, augmente alors leur vitesse v , donc leur énergie cinétique :

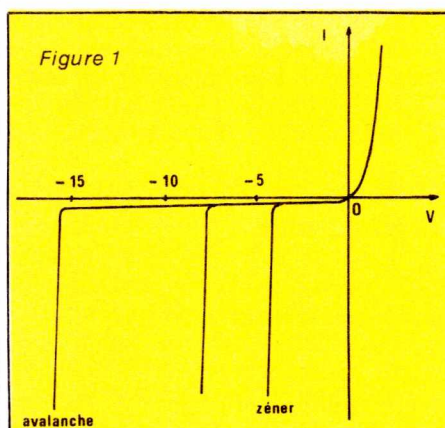
$$W = \frac{1}{2} m v^2$$

où m est la masse de l'électron.

Ces porteurs de grande énergie deviennent capables, lors des collisions, d'arracher des électrons liés. Libérés, ceux-ci sont à leur tour accélérés, et brisent d'autres liaisons. Ce phénomène cumulatif est l'**effet d'avalanche**.

En général, effet Zener et effet d'avalanche coexistent. Mais leur constitution relative diffère énormément en fonction de la concentration N_D des atomes donneurs. Pour les très fortes concentrations ($N_D > 10^{18}$ donneurs/cm³), l'effet Zener domine largement. Pour un dopage faible, l'effet d'avalanche l'emporte.

Les caractéristiques de la figure 1 précisent ces distinctions. On y voit que les diodes zener à faible tension de coude (5 volts et au-dessous) n'exploitent que l'effet Zener. Au contraire, au-delà de 7 ou 8 volts, l'effet d'avalanche intervient presque seul. Évidemment, dans la région intermédiaire, vers 6 volts, ils ont sensiblement la même importance.



Dans la pratique, on construit des diodes Zener offrant des tensions de coude échelonnées d'environ 3 volts à 100 ou 200 volts.

Influence de la température

Baptisons V_{ZK} la tension de coude : l'expérience montre que, pour chaque diode, V_{ZK} dépend, plus ou moins de la température. On peut définir un coefficient de température α ; celui-ci, généralement, est donné en % de variations de V_{ZK} , par degré Celsius. Ainsi, une diode régulation offrant une tension Zener de 6,2 volts à 25 °C, et présentant un coefficient de température :

$$\alpha = + 0,05 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$$

aura, à 40 °C, et dans les mêmes conditions d'utilisation (même intensité inverse), une tension :

$$V_{ZK} = 6,2 + \frac{0,05 \times 6,2}{100} (40-25)$$

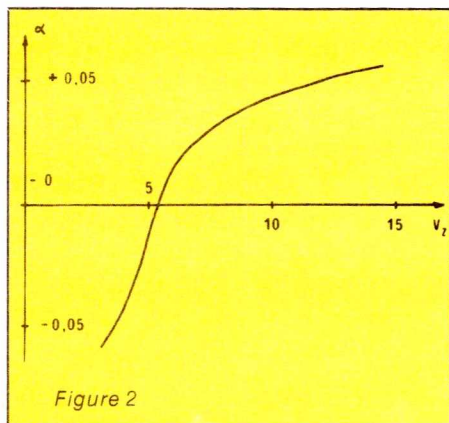
$$V_{ZK} \approx 6,25 \text{ volts.}$$

La valeur, et le signe, du coefficient α , dépendent de la tension de coude, car ils sont liés au mécanisme du claquage. Lorsque celui-ci résulte de l'effet de champ, une élévation de la température, entraînant par agitation thermique une augmentation du nombre des porteurs, s'accompagne d'une apparition plus rapide du claquage : la tension Zener diminue, et le coefficient α est négatif.

Dans le cas de l'avalanche, l'agitation thermique, au contraire, gêne la circulation des porteurs libres, et

s'oppose à l'augmentation de leur énergie cinétique. La tension V_{ZK} croît alors avec la température, ce qui donne un coefficient α positif.

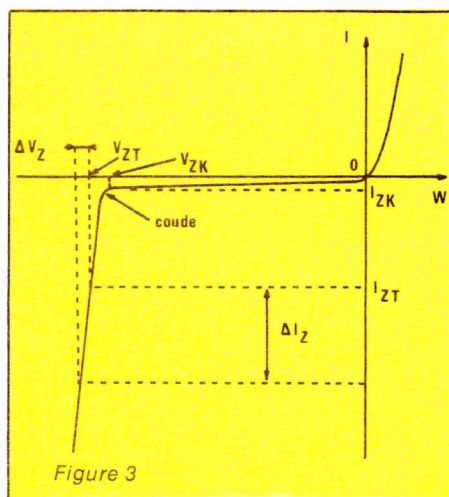
C'est évidemment dans la plage des tensions intermédiaires (V_{ZK} voisin de 5,5 volts) que s'opère le changement de signe, et qu'on peut annuler α . La courbe de la **figure 2** montre l'ordre de grandeur des variations de α , en fonction de V_{ZK} .



Résistance dynamique d'une diode Zener

Reprenons (figure 3) la caractéristique inverse. Le coude, qui marque la fin du «quasi-palier» correspondant au courant de fuite inverse avant claquage, montre que ce dernier n'intervient que progressivement. La caractéristique, ensuite, n'est pas verticale, mais plus ou moins inclinée: la tension V_Z dépend donc de l'intensité inverse en régime d'avalanche. Dans leurs notices, les constructeurs doivent, en annonçant V_Z , préciser le courant correspondant.

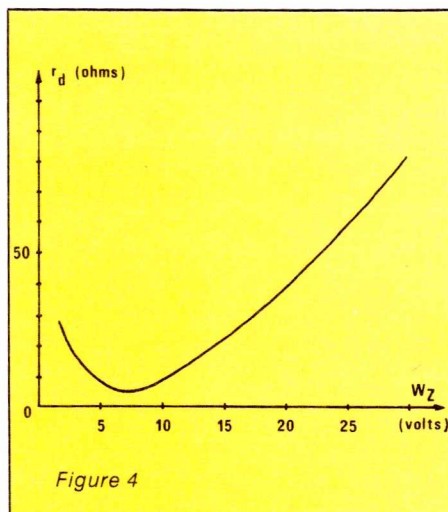
Partons maintenant d'un courant I_{ZT} donné, pour lequel la tension Zener est V_{ZT} . Si on augmente I_{ZT} de ΔI_Z , la tension croît de ΔV_Z . Comme pour



la caractéristique directe, on peut définir une résistance dynamique r_d , rapport de ces deux accroissements:

$$r_d = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z}$$

La résistance dynamique, liée à la concentration en atomes donneurs dans le cristal, varie avec la tension Zener de la diode considérée. La courbe de la **figure 4**, qui donne l'allure de ces variations, et l'ordre de grandeur de r_d , montre que cette résistance passe par un minimum aux alentours de 8 volts.



Bruit dans les diodes Zener

À la tension continue aux bornes d'une diode Zener polarisée par un courant inverse I_Z constant, s'ajoute une tension alternative de bruit. Ce phénomène résulte de variations faibles, mais rapides (et aléatoires) de la tension de claquage, dues aux imperfections du réseau cristallin: nous n'insisterons pas sur le mécanisme, dont l'explication impliquerait de sérieuses connaissances de cristallographie.

La tension de bruit, qui peut descendre à quelques millivolts seulement dans la partie abrupte de la caractéristique inverse, devient beaucoup plus importante au voisinage du coude: plusieurs centaines de millivolts, dans certains cas (voir l'oscillogramme de la **figure 5**).

Critères de sélection d'une diode Zener

L'application principale des diodes Zener réside dans la régulation des tensions continues. On cherche alors à disposer d'une référence aussi stable que possible, en dépit de l'influence des paramètres qui in-

fluent sur V_Z . Or, parmi ceux-ci, deux prédominent nettement, que nous venons de citer:

- la température; nous avons vu que le coefficient α change de signe, en s'annulant, pour des tensions voisines de 5,5 volts. Si le circuit étudié risque de connaître d'importantes fluctuations de température, on s'efforcera de n'y employer que des diodes Zener de cette tension, quitte à réaliser des associations en série, pour obtenir des références plus élevées (11 volts avec deux diodes, 16,5 volts avec trois diodes, etc.);
- le courant de polarisation, par l'intermédiaire de la résistance dynamique. Cette dernière devient minimale aux alentours de 8 volts. Si la

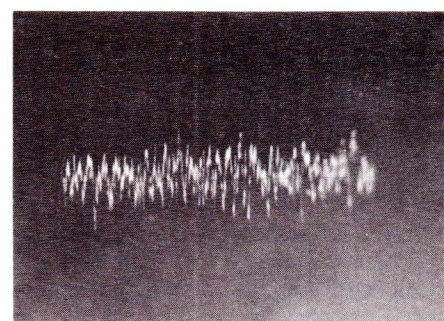


Figure 5 : Aspect de la tension de bruit au voisinage du coude.

diode utilisée doit subir d'importantes variations du courant de polarisation, on sélectionnera donc des tensions voisines de cette valeur. Là encore, des associations en série sont possibles.

Lorsque les deux paramètres, température et résistance dynamique, interviennent avec la même importance, un compromis conduira à des tensions de 6,2 volts: on rencontre cette valeur dans bien des montages.

Ces deux critères ne sont pas les seuls à guider le choix d'une diode. Lorsque celle-ci, de tension V_Z , est parcourue en permanence par une intensité continue I_Z , elle dissipe une puissance:

$$P = V_Z I_Z$$

qui se retrouve sous forme de chaleur dans la jonction, dont elle élève la température. On prendra donc en compte la puissance maximale dissipable. Celle-ci, dans les catalogues des constructeurs, est indiquée pour une température de jonction de 25 °C. Les plus petites diodes Zener sont prévues pour 400 mW, et les plus grosses peuvent supporter quelques watts.

Utilisation des diodes Zener pour la stabilisation des tensions

Le montage le plus simple d'une Zener employée à la régulation d'une tension continue, est celui de la figure 6.

En amont, on dispose d'une tension E non régulée. En aval, aux bornes de la charge R_L le plus souvent variable, on souhaite maintenir une différence de potentiel U aussi constante que possible. L'intensité I du courant qui traverse R , se partage entre I_Z dans la diode, et I_L dans la charge :

$$I = I_Z + I_L$$

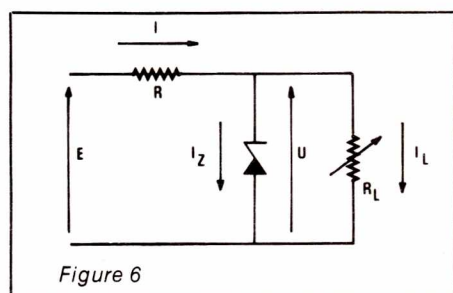


Figure 6

Comme E et R_L peuvent varier, on est amené à considérer l'influence de ces deux facteurs sur U . Il s'agit de la **régulation amont** dans le premier cas, et de la **régulation aval** dans le deuxième. On suppose, à chaque fois, la température constante.

Examinons, d'abord, le cas de la stabilisation amont: R_L demeure fixe, tandis que E varie. On appellera **caractéristique en charge** (figure 7) la courbe :

$I = I_Z + I_L = f(U)$
obtenue en ajoutant, point par point, donc pour chaque valeur de U , les courbes :

$$I_Z = f_1(U)$$

et

$$I_L = \frac{U}{R_L}$$

Le point de fonctionnement P du montage se situe, alors, à l'intersection de cette caractéristique, et de la droite de charge, d'équation :

$$U = E - RI$$

Comme le montre la figure 7, la plage de stabilisation, pour une résistance R donnée (qui fixe la pente de la droite de charge), se situe entre le minimum E_1 imposé par le coude de la caractéristique, et le maximum E_2 imposé par la dissipation maximale.

On appelle **facteur de stabilisation amont** σ , le rapport des variations relatives de U , à celles de E :

$$\sigma = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta E}{E}} = \frac{\Delta U}{\Delta E} \times \frac{E}{U}$$

Pour alléger notre exposé, nous reportons en annexe le calcul de σ . En s'y référant, nos lecteurs vérifieront qu'on trouve :

$$\sigma = 1 - \frac{V_{ZK}}{U} + \frac{r_d}{R_L} + \frac{r_d}{R}$$

où V_{ZK} est la tension Zener au coude (voir figure 3), et où r_d est la résistance dynamique.

Pour obtenir une bonne stabilisation amont, c'est-à-dire un faible σ ,

il faut alors :

- choisir U aussi proche que possible de V_{ZK} , pour réduire le terme dans la parenthèse,
- choisir R aussi grand que possible, pour réduire le dernier terme.

Passons maintenant à la stabilisation aval: E restant maintenant fixe, tandis que R_L varie, on définit le **coefficient de stabilisation aval** τ , comme le rapport des variations relatives de U à celles de R_L :

$$\tau = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta R_L}{R_L}} = \frac{\Delta U}{\Delta R_L} \times \frac{R_L}{U}$$

Un calcul que, là encore, nous reportons en annexe, conduit à :

$$\tau = \frac{r_d}{R_L}$$

La stabilisation aval augmente donc lorsque la résistance dynamique de la diode diminue. Il est d'ailleurs facile de montrer que, vis-à-vis de la charge R_L , l'ensemble de la diode Zener et de la résistance R se comporte sensiblement comme un générateur de résistance interne r_d .

Les diodes tunnel

La diode tunnel porte aussi le nom de diode Esaki, du nom de son inventeur Japonais, qui l'a découverte en 1953. Pour des raisons que nous supposons tristement commerciales, ce composant n'est guère répandu dans les officines où s'approvisionnent les amateurs. Il nous semble toutefois inadmissible d'en ignorer les propriétés.

Approche expérimentale de la diode tunnel

Dans les diodes ordinaires, les semiconducteurs P et N contiennent environ 10^{14} atomes d'impuretés par cm^3 , soit environ un atome donneur ou accepteur pour 10^8 atomes du cristal. On réalise des diodes tunnel grâce à une concentration beaucoup plus élevée d'impuretés : de l'ordre de 10^{20} atomes par cm^3 .

Le relevé de la caractéristique d'une diode tunnel conduit au résultat de la figure 8 où, pour faciliter les comparaisons, nous avons aussi tracé, en pointillés, la caractéristique d'une diode ordinaire. Dans les deux cas, le semiconducteur utilisé est le germanium. On constate alors :

- que le courant inverse croît très rapidement : il n'existe plus de palier suivi d'une zone de claquage (du

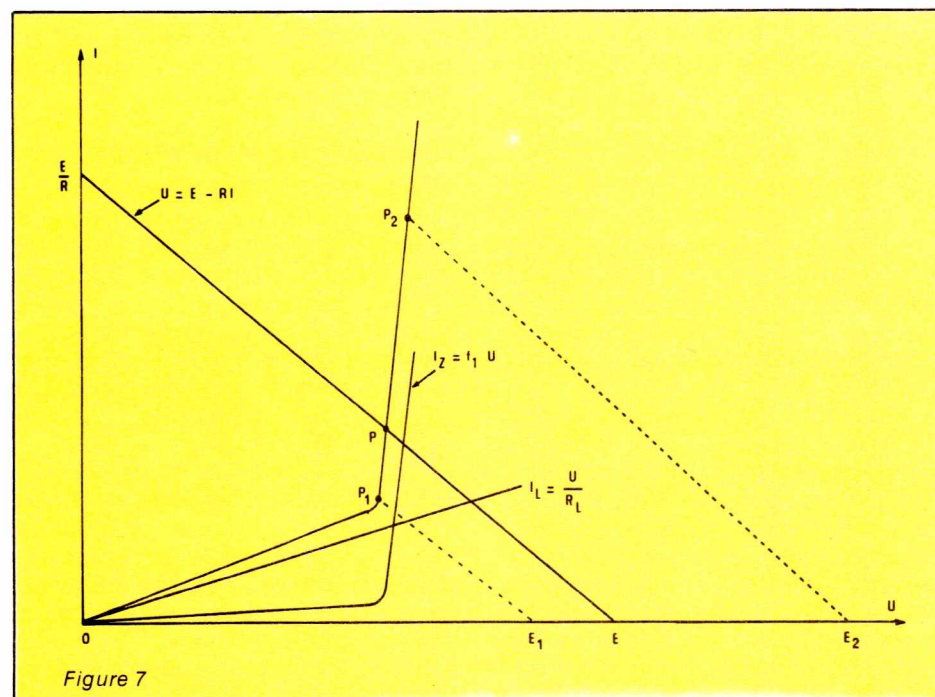


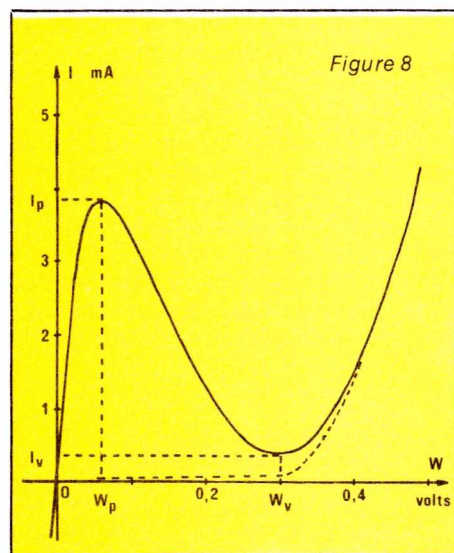
Figure 7

moins pour des tensions faibles) ;

- que le courant direct augmente rapidement aux très faibles tensions, pour atteindre, vers 50 mV, un maximum I_p dit **courant de pic** ; la tension correspondante, V_p , est la **tension de pic** ;

- qu'il existe ensuite une zone de **résistance dynamique négative** (I décroît lorsque V croît), suivie d'un minimum d'intensité I_v . I_v est le **courant de vallée**, à quoi correspond la **tension de vallée** V_v ;

- qu'après la vallée, la caractéristique rejoint celle d'une diode normale.



L'effet tunnel : une manifestation de la mécanique quantique

On sait que dans une jonction PN ordinaire, un électron ne peut franchir la barrière de potentiel V que s'il dispose d'une énergie égale ou supérieure à eV : c'est une conséquence des lois de la mécanique classique (voir RP-EL n° 416).

Or, dans une telle jonction, la largeur de la barrière de potentiel (ou de la charge d'espace) est de l'ordre du micromètre. Les très fortes concentrations en impuretés utilisées dans les diodes tunnel, réduisent cette largeur aux alentours de 10 nm, soit 100 fois moins. On montre alors, grâce à la théorie des bandes d'énergie, que la probabilité de franchissement de la barrière de potentiel n'est plus nulle, pour des électrons d'énergie inférieure à eV , à condition que des niveaux d'énergie équivalents soient disponibles de part et d'autre de la jonction. Par ailleurs, le déplacement des porteurs de charge à travers la jonction, s'effectue à des vitesses voisines de celle de la lumière, donc beaucoup plus

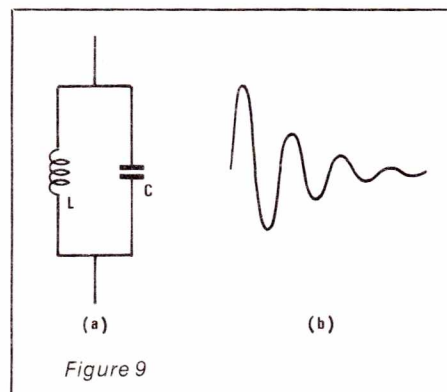
rapidement que dans le cas de la mécanique classique : ceci autorise l'accès à des fréquences de fonctionnement très élevées (plusieurs dizaines de gigahertz).

Il est évident que nous ne saurions ici nous étendre davantage sur l'effet tunnel, la mécanique quantique n'étant sans doute maîtrisée que par peu de nos lecteurs. Justifions cependant l'appellation du phénomène : de façon très imagée, on peut comparer la barrière de potentiel à une colline ; un électron ne peut la gravir jusqu'à son sommet, et la franchir, que s'il possède, au pied de la colline, une énergie (donc une vitesse) suffisante. Dans l'effet tunnel, cette condition n'est pas satisfaite : tout se passe comme si l'électron traversait la colline... à travers un tunnel, en faisant l'économie d'une ascension.

Applications des diodes tunnel

Un circuit oscillant LC (figure 9 a), excité par une impulsion puis abandonné à lui-même, est le siège d'oscillations amorties (figure 9, b), de fréquence :

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



l'amortissement résulte de la présence de résistances (pertes dans la diélectrique du condensateur, et dans le fil de la self), dont l'ensemble peut se réduire à la résistance R de la figure 10 a.

Pour maintenir des oscillations permanentes, il suffirait d'annuler l'amortissement en branchant, en parallèle sur R , une résistance négative $-R$ (figure 10, b). Or, de telles résistances négatives existent en alternatif ; le diode tunnel, concevablement polarisé, en constitue sans aucun doute l'exemple le plus simple. On en jugera par le schéma d'oscillateur (il ne s'agit pas d'une

réalisation pratique !) de la figure 11 (noter, au passage, la représentation symbolique de la diode tunnel). Les résistances R_1 et R_2 déterminent la polarisation de la diode, pour la placer dans la partie à pente négative de la caractéristique.

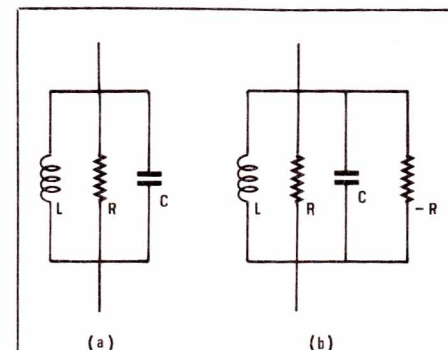


Figure 10

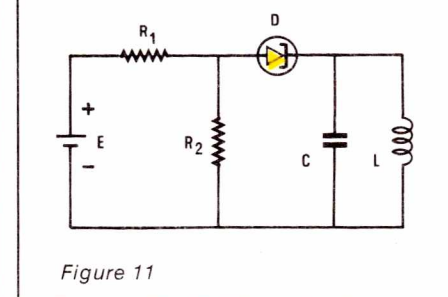


Figure 11

Les diodes Varicap

Comparables à des condensateurs variables dont la capacité dépend d'une tension, les diodes varicap supplantent largement leurs ancêtres mécaniques, dans nombre d'applications. C'est le cas, notamment, des têtes HF des récepteurs de radio ou de télévision.

Analogie entre une jonction PN et un condensateur

Nous avons déjà signalé cette analogie dans le numéro 416 de la revue, auquel le lecteur se reportera. La zone centrale de la jonction est une région de déplétion, encadrée, de part et d'autre, de deux couches d'ions de signes opposés : elle joue le rôle du diélectrique dans le condensateur ainsi formé.

Comme dans tout condensateur, la capacité, toutes autres choses constantes, varie de façon inversement proportionnelle à l'épaisseur de ce diélectrique. Considérons alors la variation des concentrations de chaque type de porteurs (C_p pour les trous et C_n pour les électrons), en l'absence de polarisation : on aboutit

tit à la distribution de la figure 12, a, qui fait apparaître une épaisseur équivalente de diélectrique e_1 .

En présence d'une polarisation inverse (anode négative par rapport à la cathode), le champ électrique de la jonction garde le même sens que précédemment, mais augmente d'intensité. Les trous sont donc repoussés vers la région P et les électrons vers la région N, ce qui, comme le montre la figure 12 b, augmente jusqu'à e_2 la largeur de la zone de déplétion, donc l'épaisseur du diélectrique : la capacité diminue.

A titre d'exemple, nous reproduisons, en figure 13, les variations relatives de capacité d'une diode BA 110, c'est-à-dire le rapport :

$$\frac{C_v}{C_2}$$

de la capacité pour une tension inverse v quelconque, à la capacité pour une tension inverse de 2 volts. Les capacités maximales couramment atteintes sont de l'ordre de quelques dizaines de picofarads.

Circuit équivalent à une diode varicap

Une diode à capacité variable ne se réduit pas à un condensateur idéal, et son comportement réel conduit à l'assimiler à l'association des composants du schéma équivalent de la figure 14.

Dans ce circuit, la capacité C_v est celle que nous avons précédemment définie. La résistance parallèle, R_p , traduit la pente de la caractéristique inverse :

$$R_p = \frac{\Delta V_R}{\Delta I_R}$$

L'inductance série, L_s , est essentiellement celle des fils de connexion. Ceux-ci, et le semiconducteur de la diode, sont responsables de la résistance série R_s . On ne tiendra souvent compte que d'une partie des constituants parasites ; ainsi, R_s et parfois L_s , prédominent aux fréquences élevées ; aux fréquences basses, seules interviennent R_s et R_p .

Coefficient de surtension d'une varicap

Comme dans tout circuit traditionnel, le schéma de la figure 14 per-

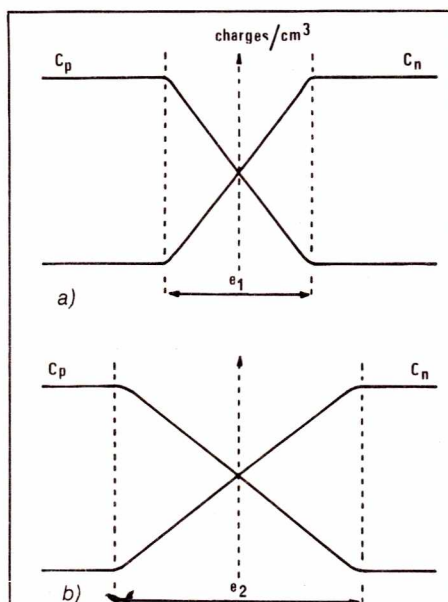


Figure 12

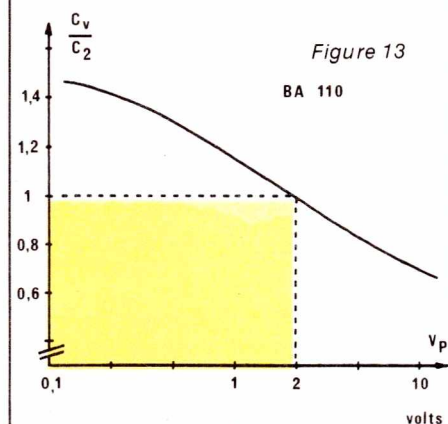


Figure 13

BA 110

Figure 14

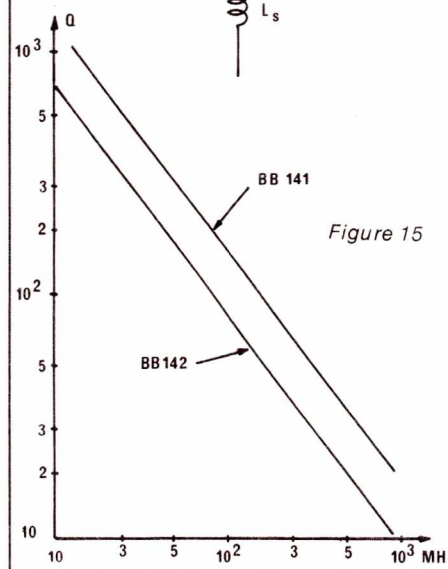
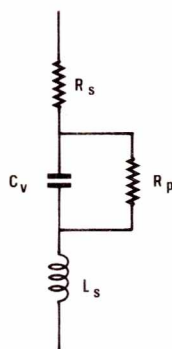


Figure 15

met de calculer le coefficient de surtension Q de la diode varicap, fonction de la pulsation :

$$\omega = 2\pi f$$

Aux fréquences auxquelles travaillent le plus souvent ces diodes, c'est-à-dire de 10 MHz à quelques centaines de mégahertz, il est possible de négliger R_p et L_s , ce qui conduit à l'expression simplifiée :

$$Q = \frac{1}{R_s C \omega}$$

Des coefficients Q de quelques dizaines sont courants vers 50 à 100 MHz. La courbe de la figure 15 donne, d'ailleurs, un exemple de variations de Q avec f , pour des diodes BB 141 et BB 142.

Applications des diodes varicap

Elles sont extrêmement nombreuses, et touchent aux domaines des oscillateurs HF et VHF, de la réception en modulation de fréquence, des tuners des téléviseurs, etc. Nous aurons donc l'occasion d'y revenir, au fil de cette série d'articles. Contentons-nous pour l'instant d'indiquer, en figure 16, le principe de l'accord d'un circuit résonant.

Dans celui-ci, la capacité résulte de la mise en parallèle du condensateur fixe C_p , et de la diode D , de capacité C_v . C_s , d'impédance négligeable à la fréquence de travail, évite de court-circuiter la tension continue de commande, appliquée à travers R , par la self L .

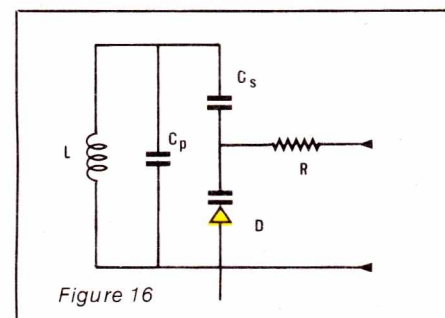


Figure 16

Quelques autres diodes

La diversité des diodes, aux technologies et aux applications particulières, est telle qu'un livre ne suffirait pas à en traiter totalement. Nous nous bornerons, pour conclure cet article, à une rapide revue de quelques types intéressants.

Les diodes PIN

Comme leur sigle l'indique, elles contiennent, entre les régions P et N fortement dopées, une couche de semi-conducteur intrinsèque I à haute résistivité, les diodes PIN connaissent deux grandes catégories d'applications.

Lorsque la zone intrinsèque est épaisse (de 10 à 100 μm), elles offrent un courant inverse très faible pour des tensions inverses élevées, et permettent ainsi le redressement de fortes tensions.

Pour des épaisseurs plus faibles de la zone intrinsèque, les applications concernent les fréquences élevées (de 100 MHz à plusieurs gigahertz). On montre alors, en effet, que la diode se comporte essentiellement comme une résistance dynamique variable avec la polarisation, ainsi que le montre la figure 17. On s'en sert alors pour commuter des fréquences élevées, par exemple dans les sélecteurs de canaux des récepteurs TV.

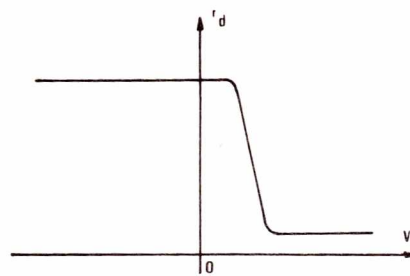


Figure 17

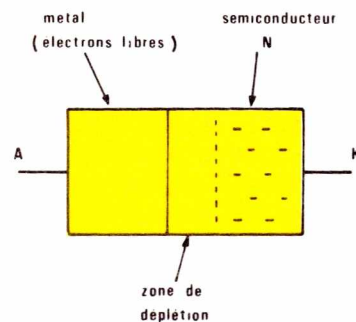


Figure 18

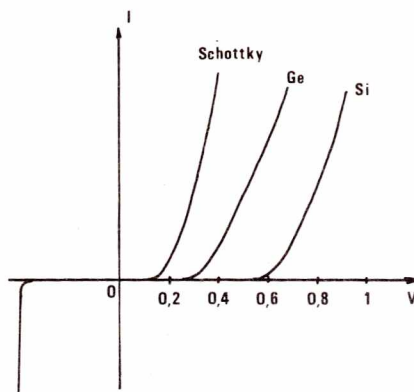


Figure 19

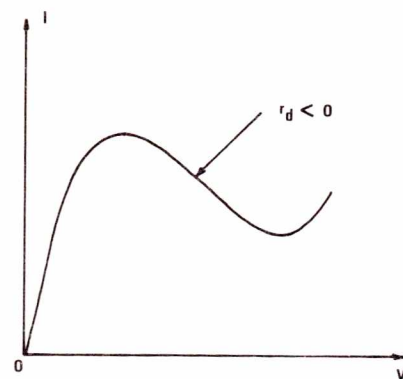


Figure 20

Les diodes Schottky

Les diodes Schottky sont le fruit d'une modification des diodes à pointe : le fil métallique de ces dernières, y est remplacé par un contact de grande surface, entre le métal et le semiconducteur (figure 18). Le métal est généralement de l'aluminium, et le semiconducteur du silicium N.

La zone de déplétion, qui se situe dans le semiconducteur, résulte de la pénétration des électrons les plus énergétiques dans le métal. La barrière de potentiel ainsi créée, s'appelle **barrière de Schottky**.

La particularité essentielle de la diode Schottky, réside dans l'absence de courant inverse par porteurs minoritaires. Toutefois, comme dans toutes les diodes semiconductrices, il existe une tension d'avalanche, à partir de laquelle l'intensité croît très rapidement.

D'allure exponentielle, le caractéristique directe peut être représenté par l'équation.

$$I = I_s \left(\exp \frac{eV}{\eta kT} - 1 \right)$$

où η prend la valeur 1 dans le cas du

ANNEXE

Calcul des facteurs de stabilisation

Stabilisation amont

La droite de charge donne :

$$E = R(I_Z + I_L) + U$$

avec

$$I_Z = \frac{U - V_{ZK}}{r_d} \quad \text{et} \quad I_L = \frac{U}{R_L}$$

ce qui donne :

$$E = U \left(\frac{R}{r_d} + \frac{R}{R_L} + 1 \right) - \frac{R}{r_d} V_{ZK}$$

En différenciant les deux membres, on en déduit :

$$\Delta E = \left(\frac{R}{r_d} + \frac{R}{R_L} + 1 \right) \Delta U$$

En tenant compte du fait que R_L est beaucoup plus grand que r_d , on peut négliger le terme R/R_L . Par ailleurs, R est aussi, généralement, très supérieur à r_d . On peut alors écrire :

$$\frac{\Delta U}{\Delta E} \approx \frac{r_d}{R}$$

Si on reporte ceci dans l'expression qui définit σ , il vient :

$$\sigma = \frac{1 - \frac{V_{ZK}}{U}}{1 + \frac{r_d}{R_L} + \frac{r_d}{R}}$$

Stabilisation aval

De la troisième égalité du calcul précédent, on peut tirer l'expression de U :

$$U = \frac{E + \frac{R}{r_d} V_{ZK}}{1 + \frac{R}{R_L} + \frac{R}{r_d}}$$

Dans le deuxième membre, seul R_L est variable. Calculons alors la dérivée logarithmique de U :

$$\frac{dU}{U} = \frac{-\frac{R}{R_L^2}}{1 + \frac{R}{R_L} + \frac{R}{r_d}} dR_L$$

soit :

$$\frac{dR_L}{R_L} = \frac{dU}{U} \left(1 + \frac{R_L}{R} + \frac{R_L}{2r_d} \right)$$

En se reportant à la définition de τ , on trouve :

$$\tau = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R} + \frac{R_L}{r_d}}$$

Les mêmes simplifications que précédemment conduisent à :

$$\tau \approx \frac{r_d}{R}$$

INFOS

germanium, et 2 dans celui du silicium. Les autres termes de cette équation ont été définis dans notre article général sur les diodes (RP-EL n° 417). La figure 19 permet de situer cette caractéristique, par rapport à celles d'une diode à jonction au germanium, et au silicium.

De l'absence d'un courant inverse par porteurs minoritaires, résulte l'absence de stockage de charges, donc un faible temps de recouvrement inverse et des commutations extrêmement rapides (de l'ordre de 0,05 ns, contre 1 ns pour les diodes à jonction les plus performantes).

On utilise donc ces diodes :

- dans la technique des hyperfréquences : détection, conversion de fréquence, commutation de signaux, etc. ;
- dans les éléments de commutation rapide, notamment les circuits intégrés numériques TTL « S » ou « LS » (technologie TTL Schottky).

Les diodes Gunn

Contrairement à tous les dispositifs étudiés jusqu'à présent, celui qu'on appelle **diode Gunn** ne comporte aucune jonction : il ne présente donc pas de caractéristique de redressement.

L'effet Gunn est lié à l'apparition, dans certains matériaux comme l'arséniure de gallium Ga As, et au-delà d'un champ électrique donné, d'une résistance dynamique négative : c'est ce que montre la caractéristique de la figure 20.

Comme tous les composants offrant une résistance négative (voir diode tunnel), la diode Gunn, associée à un circuit résonant passif, permet l'entretien d'oscillations. Comme elle se montre capable de travailler à des fréquences très élevées (plusieurs dizaines de gigahertz), on l'utilise dans les oscillateurs en hyperfréquences. Le circuit oscillant, alors, est une cavité. On trouvera d'ailleurs un exemple d'application dans l'article « Alarme hyperfréquence », de F. de Dieuleveult (RP.-EL. n° 411).

R. RATEAU

ESM annonce plusieurs nouveautés pour la rentrée :

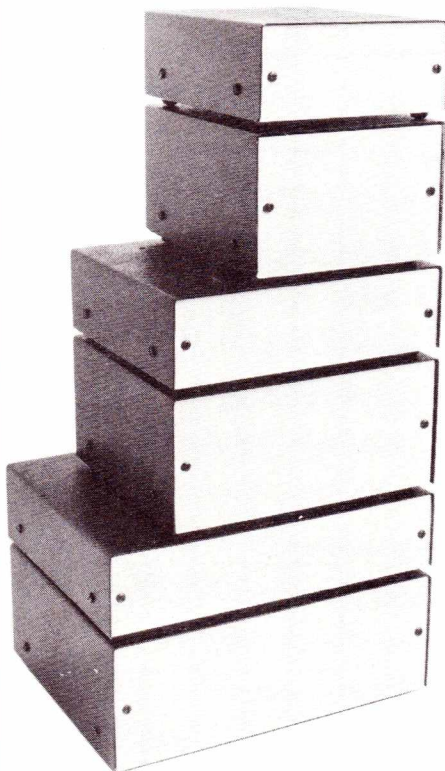
Une nouvelle série de coffrets EB

Ceux-ci sont constitués d'un châssis électrozingué de 8/10^e, d'un capot en tôle noire de 10/10^e d'épaisseur gravée et recouverte d'une peinture epoxy.

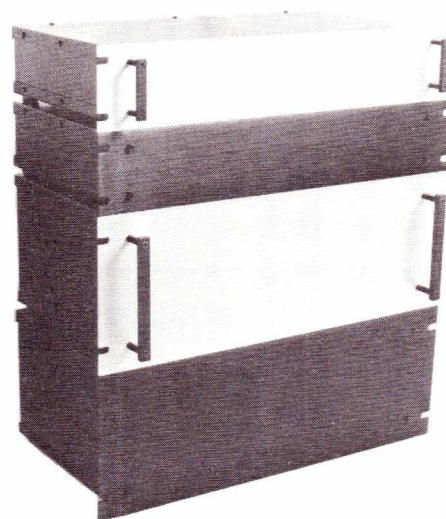
L'ensemble rappelle parfaitement l'aspect d'un gainage plastique.

Deux types de faces avant sont disponibles :

— Aluminium 12/10^e recouvert d'un film plastique de protection évitant les rayures pendant les opérations d'usinage.

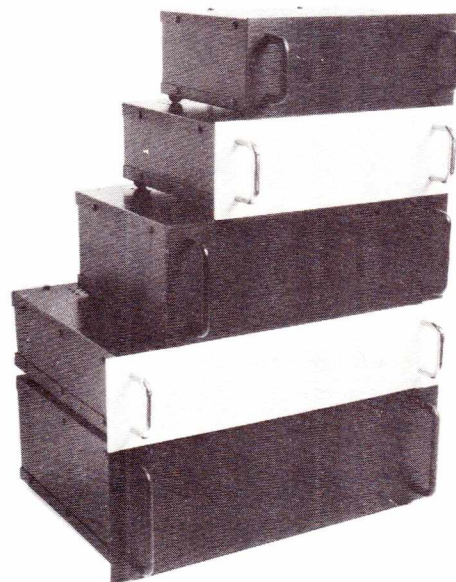


Le constructeur propose dorénavant en option des façades anodisées noires ainsi que des poignées noires. Ajoutons qu'une gamme de poignées de section carrée équipe la version professionnelle de cette série.



La série ET :

Cette série existe déjà également, mais se voit complétée par trois nouveaux modèles ligne basse équipés de faces avant aluminium anodisé noir ou incolore. Le style « coffret de mini-chaîne » que revêt par exemple le modèle 24/09 saura certainement séduire nos lecteurs.



— Plastique gris de 20/10^e.

Des trous d'aération sont disposés à l'avant et à l'arrière du capot pour permettre l'évacuation des calories. Cette série économique devrait retenir l'attention des amateurs.

Amélioration de la série ER :

Celle-ci connue de nos lecteurs, pour avoir abrité plusieurs des réalisations proposées dans la revue, s'enrichit d'un nouveau coloris de façade.

Rappelons qu'il s'agit de racks standard 19 pouces, avec face avant en aluminium 30/10^e brossé et anodisé.

EREL
BOUTIQUE

SIEMENS
Composants
Actifs Passifs
Optoélectronique
Electromécanique
Librairie

**PROMOTION
DU MOIS :
SMX 5 : 600 F**

NOUVELLE ADRESSE
11 bis, rue CHALIGNY. 75012 PARIS

Metro : Reuilly-Diderot - RER : Nation et Gare de Lyon

Tél. : 343-31-65 +

Ouvert du mardi au vendredi de 9 h à 18 h (sans interruption)
Lundi et samedi de 9 h à 12 h 30 et de 13 h 30 à 18 h

SIEMENS - OMRON - TH - CIF - ESM - ISKRA - TOKO - etc.

CIRCUITS

LF355N	9.50	S178A	311.10
LF356N	10.00	S187B	229.20
LF357N	12.50	S353	157.70
S041E	24.80	S359	
S041P	16.00	S376B	
S042E	31.10	S376C	30.00
S042P	17.60	S376D	
S054T	31.80	S1469	45.00
S0258A	39.80	SAS231W	48.75
SAB0600	31.30	SAS251	20.05
SAB3209	81.50	SAS560S	30.25
SAB3210	51.10	SAS570S	30.25
SAB3211	27.60	SAS580	31.50
SAB3212	27.60	SAS590	31.30
SAB3217	54.10	SAS5800	43.80
SAB4209	81.50	SAS5800	38.60
SAU141	46.95	SAS5810	18.45
SQ282-2	40.25	SDA2001	56.25
SQ436	31.85	SDA2002	77.85
SQ437		SDA2003	143.40
S89	163.30	SDA2004	52.10
S124A	39.00	SDA2005	63.35

SIEMENS

SDA2006	74.30	TDA1046	27.90
SDA2007	74.30	TDA1195	42.05
SDA2008	63.35	TDA2000	70.35
TAB1453A	11.45	TDA2003	25.05
TBA1205	11.10	TDA2030	28.05
TBA221	17.00	TDA2870	26.55
TBA221B	6.20	TDA4050B	26.80
TBA830G	62.20	TDA4002	30.65
TBB0324A	15.25	TDA4290-2	31.20
TBB0747A	12.85	TDA4600	33.95
TBBQ748B	6.20	TDA4700A	95.00
TBB1458B	7.65	TDB0117T	32.00
TCA105	23.25	TDB0455A	22.00
TCA205A	29.80	TDB0555B	5.60
TCA440	26.55	TDB0556A	12.25
TCA780	28.00	TDB0723	15.00
TCA955	37.00	TDB0723A	10.90
TCA965	26.15	TFA1001W	47.30
TCA4500A	15.00	TUA2000	37.25
TDA1037	17.15	UAA170	21.00
TDA1046	33.95	UAA180	
TDA1047	31.00	UAA190	27.00

CIRCUITS TTL

7400	2.30	7427	2.30	7490	4.50
7401	2.30	7428	5.00	7492	5.50
7402	2.70	7430	2.20	7493	5.30
7403	2.10	7432	2.60	74121	3.80
7404	3.00	7437	2.30	74122	6.60
7405	3.00	7438	2.80	74123	6.00
7406	3.00	7442	5.30	74132	6.00
7407	3.00	7445	8.00	74145	8.30
7408	3.00	7446	7.00	74154	20.00
7409	2.30	7447	7.00	74161	15.00
7410	2.30	7470	2.80	74162	10.00
7411	3.50	7472	3.00	74163	10.00
7412	1.50	7473	3.20	74164	9.90
7413	2.80	7474	2.80	74165	12.00
7414	2.80	7475	4.00	74173	15.00
7415	2.00	7476	3.20	74174	15.00
7416	2.20	7486	2.60	74175	8.00

CAPTEUR MAGNETIQUE SIEMENS
HKZ 101 75.00 F

CIRCUITS C/MOS SERIE B

4001	3.00	4051	12.50
4002	2.40	4052	12.50
4011	3.00	4053	12.50
4013	4.50	4060	9.60
4016	4.50	4066	4.50
4017	8.50	4069	3.00
4018	12.00	4070	3.50
4020	10.00	4071	3.50
4023	2.50	4072	3.50
4024	10.00	4073	3.00
4025	3.00	4075	3.50
4027	5.00	4081	3.50
4029	12.00	4083	8.00
4040	10.50	4511	9.00
4042	7.00	4516	15.00
4046	15.00	4518	8.00
4049	5.00	4520	7.50
4050	5.00	4528	10.60

TRANSISTORS

BC 107B	2.50	BC 338	3.00	2N 2218	3.50
BC 108B	2.50	BC 547B	2.00	2N 2219A	3.50
BC 109C	3.00	BC 548B	2.00	2N 2222	2.20
BC 140	6.00	BC 549C	2.00	2N 2646	6.50
BC 141d	6.50	BC 557B	2.20	2N 2904	3.20
BC 160	7.00	BC 558B	2.20	2N 2905	3.20
BC 161	7.50	BC 559C	2.30	2N 2907A	2.20
BC 177B	3.00	BD 135	4.50	2N 3053	3.60
BC 178B	3.00	BD 136	4.50	2N 3054	10.00
BC 179C	3.50	BD 137	5.00	2N 3819	4.00
BC 237B	1.90	BD 138	5.00	BDW 51C	14.00
BC 238B	1.90	BD 139	5.20	BDW 52C	15.00
BC 239C	1.80	BD 140	5.80	MJ 1501S	18.00
BC 307B	1.80	BF 245A	5.60	MJ 15016	21.00
BC 308B	1.80	BF 245B	5.60	MJE 3055	12.00
BC 309C	2.00	BF 245C	8.00	TIP 3055	12.00
BC 327	2.50	BF 256B	9.00	2N 3055	12.00
BC 328	2.50	2N 1613	3.50	2N 3055P	6.00
RC 337	2.50	2N 1711	3.50	BDX 18	28.00

TRANSISTORS SIEMENS

BC516	5.25	BUZ 10 (MOS)	70.00
BC517	5.00	BF 960	19.50
BSX 45-16	11.50	BFW 92	10.30
BSX 46-16	12.00	BFR 34A	18.00
BU 208	20.00	BFR 90	19.00
BU 28	80.00	BFT 65	22.00
BUX 81	76.00	BFT 66	31.00
BUX 46	12.00		

TRIACS SIEMENS

TXC 38	E60	1A	12.00
TXC 39	E60	2.5A	13.60
TXC 18	E60	4A	14.50
TXC 18	E60M	6A	18.50
TXC 30	K60	1A	10.50
TXC 31	K60	2.5A	11.50
TXC 10	K60	4A	13.00
TXC 10	K60M	6A	16.00
TXD 10	K60	8A	15.00
TXD 10	K60M	10A	17.00
TXD 10	K60P	12A	19.00
TXE	99A40	35A	106.00

SIOV. VARISTORS SIEMENS

S07K250 ou 230	7.00 F
S10K250	8.00 F

KTY10 A	20.00
KTY 10 B	14.60
KTY 10 C ou D	13.00

FERRITES SIEMENS

3 65813 N0400	35.00
3 65651 N0250	25.00
3 66325 X127	35.00

TDA 4700A	95.00
BUZ 45	125.00
BUZ 10	70.00

**LED Ø 5
CLIGNOTANTE
8,50F**

SUPPORTS DE C.I.

8 Broches	unité
14 "	2.05
16 "	2.35
18 "	2.55
24 "	3.45
28 "	4.45
36 "	5.45
40 "	7.20

REGULATEURS TO 220AB

5, 6, 8, 12, 15, 18, 24 Volts 1 Amp.
POSITIF : 11,00 F — NEGATIF : 12,50 F.

DIODES - PONTS

400 m de 2.7 V à 33 V	1.30	BB 105g	3.30
1.3 W	3.00	BB204	5.80
IN 4148	0.40	BB 113	35.00
IN 4002 (1A/150V)	1.00	PONT 1A/80V	5.50
IN 4003 (1A/400V)	1.00	PONT 1.5A/100V	6.50
IN 4004 (1A/600V)	1.00	PONT 1.5A/400V	7.50
IN 4005 (1A/800V)	1.20	PONT 5A/80V	15.00
IN 4007 (1A/1300V)	1.30	PONT 5A/250 V	15.00
BY 251 (3A/200V)	2.30	PONT 25A/600 V	30.00
BY 252 (3A/400V)	3.00		

POTENTIOMETRES curseur graphite

preciser « lin » ou « lg »	
Simplex 1 kΩ, 2.2 kΩ, 4.7 kΩ, 10 kΩ, 47 kΩ, 100 kΩ, 220 kΩ, 470 kΩ	
1 MΩ	4.25
Doubles 2 x 10 kΩ, 2 x 100 kΩ	10.00

POTENTIOMETRES PIHER PT10L

AJUSTABLES (3 pattes) Hor ou vert	
220 Ω, 470 Ω, 1 kΩ, 2.2 kΩ, 4.7 kΩ, 10 kΩ, 22 kΩ, 47 kΩ, 100 kΩ, 220 kΩ, 470 kΩ, 1 MΩ	1.50

EPOXY PRE-SENSIBILISEE 1 FACE

Dimensions	
75 x 100	11.40
100 x 160	22.80
150 x 200	42.00
200 x 300	79.40
Film positif, 240 x 320 mm	26.70
Revelateur pour film - Fix	29.85
Revelateur pour plaque	4.20
Lampe à insoler 250 W	26.10
Stylo DALO 33 PC	25.00
Machine à insoler à graver	N.C.

FERS A SOUDER « JBC »

— type stylo 15 W/220 V avec panne longue durée	90.45
— type stylo 30 W/220 V avec panne longue durée	78.60
— type stylo 40 W/220 V avec panne longue durée	78.60
— élément dessoudeur pour 30 W	64.10
— support universel avec éponge de cellulose	54.45

FREQUENCE INTERMEDIAIRE ET FILTRE CERAMIQUE

TOKO 455 KHz - 7 x 7 mm	6.00
TOKO 455 KHz - 7 x 7 mm, le jeu de 3 F	15.00
TOKO 455 KHz - 10 x 10 mm	6.00
TOKO 455 KHz - 10 x 10 mm, le jeu de 3 F	15.00
TOKO 10.7 Mhz - 7 x 7 mm	6.00
TOKO 10.7 Mhz - 10 x 10 mm	6.00
Filtre SFD 455 D	12.85
Filtre SFE 10.7 MA2S	8.50
Filtre SFJ 10.7	19.90
TRANSDUCTEUR MURATA ULTRA SON MA40 LIR ou MA40 LIS	39.00

TRIMMER 20 tours

SERIE E6	
100Ω à 1 MΩ	
19 x 6 mm	
Unité : 10.00 F	

Commutateurs rotatifs

1 C 12 P	12.00
2 C 6 P	12.00
3 C 4 P	12.00
4 C 3 P	12.00

CONDENSATEURS CERAMIQUES 0,70 pièce

De 1 pf à 22 nf. Serie E12

RESISTANCES A COUCHES METALL. 1/2 W. 1 %

SERIE E24 Prix à l'unité : 1 F

Ω	Ω	Ω	KΩ	KΩ	KΩ
39	330	2.4	20	160	8
43	390	2.7	22	180	10
47	390	3.0	24	200	15
51	430	3.3	27	220	22
56	470	3.6	30	240	33
62	510	3.9	33	270	47
68	560	4.3	36	300	56
75	620	4.7	39	330	68
82	680	5.1	43	360	100
10	91	750	5.6	47	390
12	100	820	6.2	51	430
13	110	910	6.8	56	470
15	120	KΩ	7.5	62	510
16	130	1	8.2	68	560
18	150	1.1	9.1	75	620
20	160	1.2	10	82	680
22	180	1.3	11	91	750
24	200	1.5	12	100	820
27	220	1.6	13	110	910
30	240	1.8	15	120	1 MΩ
33	270	2.0	16	130	6800
36	300	2.2	18	150	10000

CONDENSATEURS AU POLYPROPYLENE

avec sorties centrales et axiales

RESISTANCES A COUCHES 5%

Serie E12. De 1 Ω à 10 MΩ

0,30 F en 1/4 W. 9 F le cent de même valeur

0,40 F en 1/2 W. 12 F le cent de même valeur

0,50 F en 1 W

RELAIS OMRON

G2L 113 PV 12DC	28.75 F
PAR 10	23.00 F
G2E 12 DC	22.25 F
PAR 10	17.80 F

Transformez votre voltmètre digital en thermomètre de précision



Les voltmètres digitaux (ou numériques) se prêtent fort bien, de par leur extrême précision, à la mesure de toutes sortes de grandeurs physiques qu'un capteur approprié peut transformer en tension.

Parmi ces grandeurs, la température revêt sans aucun doute une importance particulière pour chacun.

Cependant, l'adaptation entre le capteur et le voltmètre n'est réalisable que si la caractéristique du capteur est parfaitement linéaire. Dans certains cas, des montages linéarisateurs relativement simples peuvent également donner satisfaction.

Notre propos sera ici de décrire la réalisation d'un adaptateur thermométrique pour voltmètre digital permettant, au moyen de composants courants et très peu coûteux, de mesurer avec une grande précision toute température comprise entre -50 et $+150^{\circ}\text{C}$ dans des conditions variées.

Principaux composants thermométriques actuels

De nombreux composants ont été mis au point pour cette application très importante, tant pour l'industriel que pour l'amateur, que représente la mesure des températures.

Deux principales catégories de capteurs peuvent être distinguées selon que l'organe sensible produit lui-même une tension ou se comporte en résistance variable.

Les thermocouples appartiennent

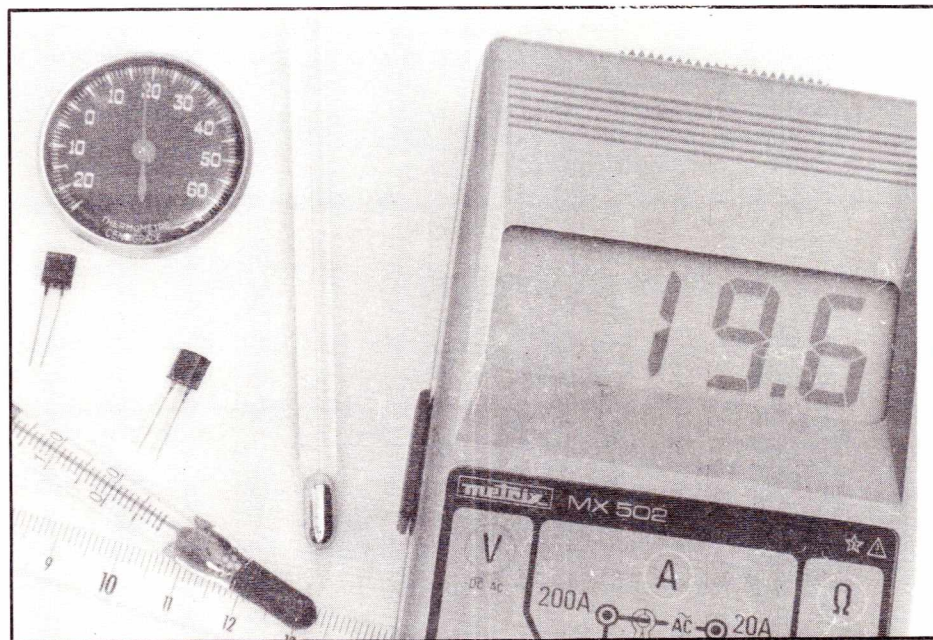
à la première catégorie. Simples à réaliser (assemblage par brasure de deux fils de métaux différents), ils s'avèrent plus délicats à utiliser en raison d'une part de la très faible amplitude des tensions délivrées et d'autre part des effets parasites d'un câblage qui n'obéirait pas parfaitement à tout une série de règles très strictes. Ceci ajouté à leur caractéristique non linéaire les destine presque uniquement à un usage industriel (mesure des très hautes températures notamment) de précision.

Les sondes platine sont un autre

exemple de capteur très précis, mais réservé également à un usage industriel en raison de leur prix élevé et, toujours, de leur non-linéarité.

Dans ces deux cas, il existe pour chaque type de thermocouple ou de sonde platine des **tables de conversion** donnant directement la température en fonction de la tension ou de la résistance mesurée. A partir de ces tables, il est possible de calculer des montages linéarisateurs, mais ceux-ci introduisent une notable perte de précision si leur complexité doit être limitée à un degré raisonnable.

Comme les sondes platine, les thermistances CTP et CTN voient leur résistance varier avec la température : la résistance des CTP augmente lorsque la température augmente alors que celle des CTN diminue lorsque la température augmente. Leur prix très minime et leur très fort coefficient de température (analogue à une sensibilité) les font souvent utiliser dans les réalisations d'amateur ou dans les équipements grand public. Malheureusement, leur caractéristique est fortement non-linéaire et la précision assez moyenne (les tolérances des courbes d'étalonnage sont relativement importantes). Les thermistances sont certes capables de rendre de grands services (le domaine d'application des CTP s'élargit d'ailleurs sans cesse sous l'impulsion de fabricants comme Siemens), mais ne



conviennent pas dans le cas de figure qui vous occupe ici.

Nous nous sommes donc tournés vers un nouveau composant mis au point par Siemens : le capteur de température au silicium KTY 10, en raison de ses caractéristiques des plus intéressantes et de son faible coût.

Le capteur de température KTY 10

Le capteur du silicium KTY 10 est présenté dans un boîtier plastique analogue à ceux équipant les petits transistors genre BC 238, etc. mais muni de deux sorties seulement (figure 1). En effet, ce capteur consiste en un simple cristal de silicium dopé N, réalisé comme les transistors en technologie Planar, et équipé de deux contacts en or (technologie à plusieurs couches). Ceci étant, si l'on mesure la résistance présente entre ces deux contacts (pas de polarité préférentielle puisqu'il ne s'agit aucunement d'une jonction PN), on trouve une valeur de $2\text{ k}\Omega$ environ pour une température de 25°C et un courant d'essai de 1 mA .

La figure 2 montre qu'il existe plusieurs variantes de KTY 10, référencées de A à D, selon la précision avec laquelle cette résistance est garantie.

Si maintenant nous faisons varier la température du capteur entre -50 et $+150^\circ\text{C}$, nous constatons une variation de résistance de $1\text{ k}\Omega$ à $4,2\text{ k}\Omega$ environ comme en témoigne, la figure 3. En fait, ce comportement ressemble à celui d'une thermistance CTP, à coefficient de température positif.

Cependant, cette ressemblance s'arrête au sens de la variation de la résistance. En effet, si la sensibilité

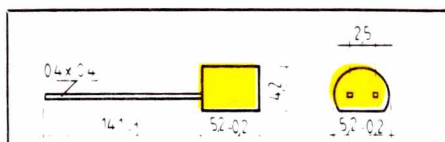


Figure 1

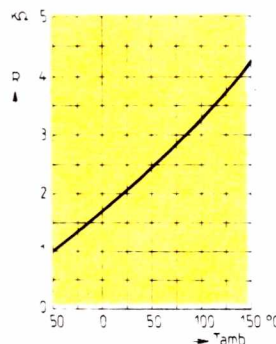


Figure 3

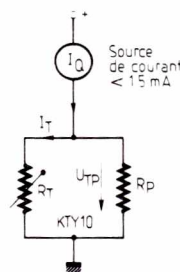


Figure 4

est nettement moindre que celle d'une thermistance, la linéarité est bien meilleure, quoique encore approximative. Un examen détaillé de la courbe de la figure 3 ferait en effet apparaître une erreur de linéarité pouvant atteindre 14 % dans les plus mauvaises conditions, c'est-à-dire aux environs de $+50^\circ\text{C}$.

Lorsque l'on souhaite travailler dans un domaine de températures plus étroit que -50 à $+150^\circ\text{C}$, on peut obtenir une précision de 1 à 2 % sans artifices supplémentaire.

En ce qui nous concerne, nous tenons à utiliser la totalité de la

gamme de mesure du KTY 10, ce qui rend nécessaire l'étude d'un montage de linéarisation et d'adaptation sur voltmètre numérique utilisé, un Métrix MX 502 réglé sur le calibre $\pm 200\text{ mV}$. Notre adaptateur doit donc délivrer $1\text{ mV}/^\circ\text{C}$, ce qui le rend compatible avec n'importe quel autre multimètre ou millivoltmètre digital.

Etude de l'adaptateur thermométrique

Le fabricant du capteur affirme que la simple mise en parallèle d'une résistance de $6,8\text{ k}\Omega$ avec le KTY 10 alimenté à courant constant permet d'atteindre une linéarité excellente.

En effet, si on enregistre une légère perte de sensibilité (870Ω à $2\text{ k}\Omega$ toujours pour -50 à $+150^\circ\text{C}$), l'erreur maximale se trouve ramenée à $\pm 0,5\%$ soit $\pm 1^\circ\text{C}$. Mieux, encore dans le domaine de température le plus souvent rencontré : 0 à $+100^\circ\text{C}$, l'erreur n'est plus que de $\pm 0,2\%$ soit $0,2^\circ\text{C}$. Il n'est donc pas ridicule d'afficher le dixième de degré sur le multimètre comme nous le faisons avec notre MX 502 (lecture maximum 199,9 mV pour ce 2 000 points ou 3 digits 1/2).

Si donc nous suivons les conseils de Siemens et que nous faisons passer un courant inférieur à $1,5\text{ mA}$ mais constant dans le capteur, nous recueillerons à ses bornes une tension proportionnelle à la température mais décalée d'une quantité égale à la tension apparaissant à la température de 0°C , puisqu'à cette température la résistance du capteur n'est pas nulle. Nos lecteurs amateurs de mathématiques reconnaîtront ici une fonction dite « affine » $y = ax + b$, ou avec nos notations physiques $V = \alpha T + V_0$ (voir figure 4).

TOLERANCE DE LA RESISTANCE NOMINALE

Tolérance	$\pm 10\%$	$\pm 5\%$	$\pm 2\%$	$\pm 1\%$
Type	KTY 10 D	KTY 10 C	KTY 10 B	KTY 10 A
Résistance nominale à $I = 1\text{ mA}$ $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$				
min.	1 800 Ω	1 900 Ω	1 960 Ω	1 980 Ω
max.	2 200 Ω	2 100 Ω	2 040 Ω	2 020 Ω

Figure 2

Comme nous voulons non seulement que la tension appliquée au voltmètre soit nulle pour $T = 0$ mais également que la variation de tension soit de $1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, il nous faut fixer d'abord α , puis V_0 que nous retrancherons à V .

Pour des raisons d'encombrement et de disponibilité, nous avons décidé d'alimenter le montage à partir d'une pile miniature de 9 V. Plutôt que de construire un générateur de courant constant à transistor, nous nous contenterons d'une simple résistance. En effet, puisque la tension aux bornes du capteur est de l'ordre de grandeur de la centaine de millivolts, le courant qui le travertise est voisin de $100 \mu\text{A}$ (exactement $113 \mu\text{A}$). La résistance qui, alimentée sous 9 V, fournira ce courant sera donc forte ($80 \text{ k}\Omega$ environ) ce qui permet de considérer comme constant le courant que cette $80 \text{ k}\Omega$ fournira à une charge ne variant guère que de 870Ω à 2600Ω dans le pire des cas.

La compensation de V_0 ($0,15 \text{ V}$) se fera de la façon la plus simple possible par mise en opposition d'une tension fixe avec la tension délivrée par le capteur.

Le schéma de la figure 5 reprend ces idées générales et montre bien les deux parties fondamentales du montage. On notera que des éléments ajustables ont été prévus afin de permettre un étalonnage aussi précis que possible.

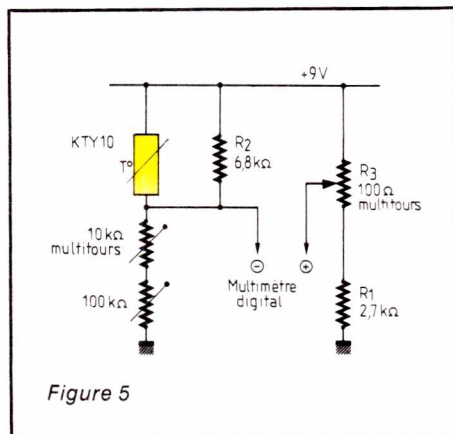


Figure 5

Réalisation pratique et étalonnage

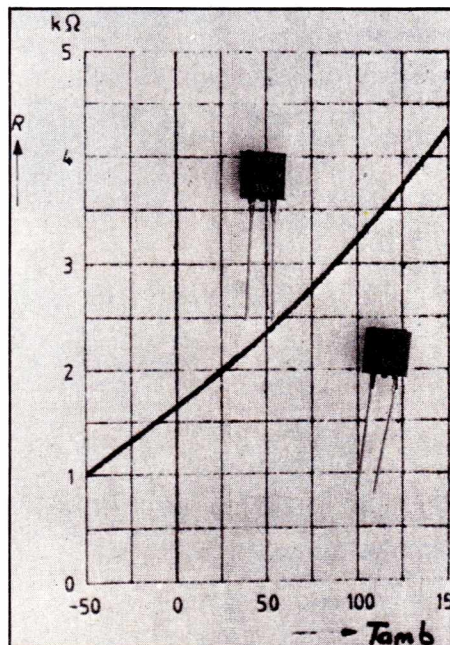
La réalisation pratique ne pose vraiment aucun problème compte tenu de l'extrême simplicité du schéma. L'étude d'un circuit imprimé nous semble superflue étant

donné que n'importe quelle chute de véroboard conviendra aussi bien. On peut prévoir un petit boîtier qui abritera le circuit et la pile.

On soignera tout spécialement le raccordement de la KTY 10, qui sera effectué avec du fil de fort diamètre si la longueur doit être notable. Selon que l'on souhaite mesurer la température de gaz (air notamment) ou de liquides (eau, bains photo, etc.), on soignera plus ou moins l'isolement des connexions, une solution radicale étant le moulage à l'araldite ou à l'élastomère silicone. On évitera d'augmenter par trop les dimensions du capteur lors de ces opérations, afin de ne pas accroître son inertie thermique. Ceci ferait en effet perdre cette grande rapidité de réaction du KTY 10, capable d'équilibrer sa température en moins de 4 secondes lorsqu'on le plonge dans de l'huile en température.

L'étalonnage exige le recours à un thermomètre de précision et à des récipients d'eau à des températures connues avec certitude. La précision de l'appareil terminé dépend de celle du thermomètre « étalon ».

La première étape consiste à régler le potentiomètre de 100Ω de façon à mesurer $150,0 \text{ mV}$ entre son curseur et le + de la pile. Un potentiomètre multitours est impératif à ce niveau. Amener le capteur à une température de $+50^\circ\text{C}$ et ajuster d'abord le $100 \text{ k}\Omega$ puis le $10 \text{ k}\Omega$ (impérativement multitours) afin de lire $+50,0 \text{ mV}$.



Amener le capteur à une température de $+10^\circ\text{C}$ et ajuster le 100Ω si le voltmètre n'indique pas $+10,0$. Revenir alors à $+50^\circ\text{C}$, puis à $+10^\circ\text{C}$, et obtenir de proche en proche la meilleure précision possible. Il est conseillé d'effectuer alors des mesures à des températures extrêmes pour parachever l'étalonnage précédemment dégrossi.

Conclusion

Très simple à réaliser et à étalonner, ce montage d'un prix de revient négligeable permet à tout possesseur d'un quelconque multimètre numérique de résolution $0,1 \text{ mV}$ (ou à la rigueur 1 mV) de disposer d'un thermomètre précis et pratique couvrant une très large gamme de température.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances $1/4 \text{ W } 5 \%$ ou meilleur si possible

R_1 : $2,7 \text{ k}\Omega$

R_2 : $6,8 \text{ k}\Omega$

R_3 : 100Ω pot ajust multitours

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

R_5 : $10 \text{ k}\Omega$ pot ajust multitours

Semi-conducteur

1 : KTY 10, Siemens

Divers

1 pile 9 V avec clip

Boîtier

Véroboard

Fil de câblage

1 multimètre digital.

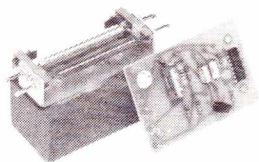
NOVOKIT

SPÉCIAL GUITARE

PC 50



PREAMPLI CORRECTEUR PC 50
2 entrées : « normale » et « bright ». Contrôle volume. Contrôle tonalité : graves, médiums, aiguës.
EN KIT : 140,00 - CABLE : 175,00



DME05—R50

TRANSFO, 75 VA

95,00

CHASSIS-TOLERIE

Peinture au four noire, sérigraphie blanche.
Dimensions 380x180x100.

180,00

ACCESSOIRES DIVERS

Boutons, inter, potent., visserie, fil, prise HP, prise casque etc. 62,00

TOUS CES ÉLÉMENTS, ASSEMBLÉS ET CABLÉS SELON NOTRE NOTICE, CONSTITUENT UN EXCELLENT AMPLI POUR VOTRE GUITARE. CHAQUE ÉLÉMENT PEUT-ÊTRE ACQUIS SÉPARÉMENT.

AMPLI 50 WATTS RMS - AP60
Voir photo et caractéristiques dans la rubrique Sono-Discothèques ci-dessous.
EN KIT : 215,00 - CABLE : 255,00

CIRCUIT DE REVERBERATION R 50
EN KIT : 96,00 - CABLE : 120,00

LIGNES DE RETARD

Pour réverbération en association avec le circuit R 50.

DME05 52,00
MEBO2 78,00

ALIMENTATION AL 60 - 50 W

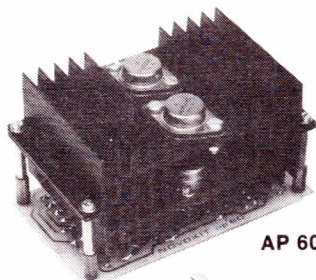
Voir photo et caractéristiques dans la rubrique Sono-Discothèques ci-dessous.

EN KIT : 96,00 - CABLE : 120,00

HP SPÉCIAL GUITARE

SON 30 H 50 WATTS
Diamètre 32 cm, impédance 8 Ω.
240,00

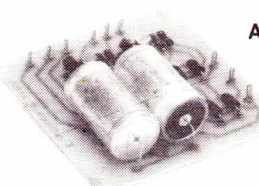
SPÉCIAL SONO-DISCOTHÈQUES



AP 60



D50



AL60



VM50

MODULES AMPLIS AP60

Bande passante 15 à 70 000 Hz. Distorsion à pleine puissance < 0,01 %. Protection électronique contre les courts-circuits. Entrée 800 mV.
50 W RMS (2x2N3055) - 8Ω

EN KIT : 215,00 CABLE : 255,00
100 W RMS (4x2N3P55) - 8Ω

EN KIT : 260,00 CABLE : 325,00

CIRCUIT DEPHASEUR D50

Permet le couplage de 2 modules de 50 W ou de 100 W afin de réaliser des amplis de 100 ou 200 W.

EN KIT : 60,00 CABLE : 75,00

MODULES ALIMENTATION AL60.

Pour 50 et 2x50 W

EN KIT : 96,00 CABLE : 120,00

Pour 100 - 2 x 100 et 200 W

EN KIT : 128,00 CABLE : 150,00

VU-METRE 12 LEDS VM 50

8 diodes vertes, 1 orange, 3 rouges en ligne. Adapt. sur tout ampli existant.

EN KIT : 80,00 CABLE : 100,00

TRANSFO D'ALIMENTATION

Pour 50 W 95,00

Pour 2x50 ou 100 W 135,00

Pour 2x100 ou 200 W 185,00

RACK TOLERIE

Peinture au four noire, sérigraphie blanche en façade. Dimensions : 380 x 180 x 100 180,00

Option : façade longueur 483 mm pour montage en rack standard 19" 88,00

NOUS DISTRIBUONS ÉGALEMENT LES PRODUCTIONS TSM SELF 95 ET ELCO-ELECTROME - TOUS LES PRODUITS BST, ELECTRO HARMONIX - TOUS COMPOSANTS ACTIFS ET PASSIFS.

Conditions de vente. Tous nos prix sont TTC minimum 40 F. Contre remboursement 20 % d'arrhes ou règlement à la commande. Port et emballage jusqu'à 2 kg : 20 F, de 2 à 3 kg : 30 F, 3 à 5 kg : 40 F, au-delà, tarif SNCF. Pour tous renseignements, joindre un timbre. Frais de contre-remboursement : 20 F. Chèques ou mandats à l'ordre de DISTRONIC, 32, rue Louis Braille, 75012 Paris. Heures d'ouverture : mardi au samedi de 10 h à 13 h, 14 h à 18 h.
DISTRONIC : 32, rue Louis-Braille, 75012 Paris. Métro : Bel-Air - Michel Bizot. Tél. 628.54.19.

SPÉCIAL JEUX DE LUMIÈRE ambiance night-club



BMT 3C+RG

Modulateur 3 voies + régl. général
1 200 W par voie.

2 possibilités de modulation au choix.

Par micro (en face avant).

Par liaison sur le HP (prise arrière).

Très grande sensibilité :

Un inverseur permet de passer d'un type de modulation à l'autre.

Aucun risque de détériorer votre ampli (impédance d'entrée 100 Ω).

3 FORMULES :

En kit sans habillage ... 114,00

En kit avec habillage ... 225,00

En ordre de marche

(comme photo) 290,00



CPM 08

CHENILLARD MODULATEUR

9 triacs, 4 circuits intégrés, 13 diodes, 8 diodes LED rouge et verte. 8 voies, 1200 W par voie.

8 programmes sélectionnés par clavier, dont un modulable au rythme de la musique.

Raccordement à votre ampli, magnétophone ou table de mixage par prise DIN 5 B.

Visualisation sur façade du programme en service par 8 diodes LED ; chenillard en fonction du programme sélectionné.

4 FORMULES :

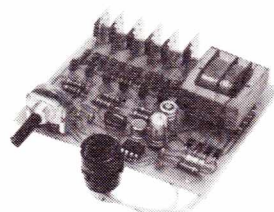
En kit sans habillage .. 280,00 F

En kit avec habillage .. 390,00 F

Câblé sans habillage .. 360,00 F

Câblé avec habillage

(comme photo) 480,00 F



MOD 06 MODULOCRET

VU MODULATEUR. 6 triacs, 7 transistors, 1 circuit intégré, 800 W par voie.

Fonctionne comme un VU-mètre géant, 6 échelons lumineux, s'allumant au rythme des crêtes de la modulation. Commandé par micro. Très grande sensibilité.

EN KIT : 195,00 - CABLE : 245,00

GRADATEUR ALEATOIRE 4 voies

« CAMELEON ». 800 W par voie. Chaque voie s'illumine et s'éteint progressivement à un rythme qui lui est propre, mais que l'on peut commander par quatre potentiomètres (cycle variant de 0,2 à 20 secondes). Ceci permet des effets de fondus enchainés, variant en couleur à l'infini par le mélange aléatoire des quatre teintes des spots.

EN KIT : 260,00 - CABLE : 325,00

Spots de couleur, douilles, pinces, tôleries pour rampes, lumière noire, etc.

M51. Mixer actif 5 entrées : micro, guitare, magnéto, orgue, synthé ou effets spéciaux.

Performances comparables à des tables de mixage de très grand prix. Bien que n'étant pas muni de corrections de tonalité, il permet cependant de réaliser des sons de classe professionnelle, lorsqu'il est utilisé avec l'équalizer EG9.

Idéal pour cabarets, scènes, concerts, spectacles. 1 mV à l'entrée : 3 V en sortie. Bruit ramené à l'entrée : 100 dB. Diaphonie entre les voies : > 90 dB. Bande passante : 5 Hz à 100 kHz. Alimentation symétrique ou non de 9 V à ± 15 V. Garde en sortie : 6 dB.

EN KIT 176,00 F

CABLE 220,00 F

EG 9. Equalizer 9 bandes (par octave)

Fréquences : 62, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000, 16000. Correction par fréquence : ± 18 dB. La correction est étalée sur toute la course du potentiomètre. Pente : 12 dB/octave. Alimentation : ± 10 V à ± 16 V. Utilisation : Toutes sons.

EN KIT 260,00 F

CABLE 320,00 F

JE DESIRE RECEVOIR UNE DOCUMENTATION SUR LE MATERIEL :

☐ GUITARE ☐ SONO ☐ LUMIERE

JOINDRE 5 F EN TIMBRES

COMMANDE

Veuillez m'expédier (règlement : voir les conditions en haut de cette page)

Référence Prix Quantité

Nom Prénom

Adresse

Indicateur d'égalité pour alimentations symétriques



De nombreux montages nécessitent une alimentation symétrique. Nous citerons pour exemple, certains amplificateurs BF de puissance, une grande partie des montages où figurent des amplificateurs opérationnels, etc. Il est souhaitable pour tous ces montages que les 2 alimentations délivrent des tensions égales en valeur absolue. Il est certain qu'avec les régulateurs de tension intégrés on peut considérer que les tensions de sortie sont rigoureusement égales.

Alors, nous direz-vous, à quoi bon vérifier l'égalité d'alimentations symétriques puisqu'avec des régulateurs fixes, l'égalité est à peu près certaine à 100 %. La raison est simple : les régulateurs que l'on trouve dans le commerce délivrent en sortie des tensions de valeur normalisée (5, 8, 12, 15, 18, 24 V) mais si d'aventure, il vous est nécessaire de disposer d'une alimentation + ou - 20 V vous êtes alors obligé de passer par des régulateurs à tension de sortie réglable. C'est là qu'intervient notre petit module grâce auquel on pourra ajuster l'égalité des alimentations à quelques millivolts près, sans être obligé de brancher un contrôleur successivement sur une sortie puis sur l'autre.

Principe de fonctionnement et synoptique

Une alimentation symétrique délivre 2 tensions, l'une positive, l'autre négative par rapport à la masse du montage auquel elle est destinée.

Pour détecter l'égalité (en valeur absolue) des 2 sorties de l'alimentation nous additionnerons les 2 tensions qu'elle délivre.

Si la sortie positive est supérieure en valeur absolue à la sortie négative, notre additionneur donnera à sa sortie une tension positive. Dans le cas contraire, elle sera négative.

Pour disposer d'une information permettant, par exemple, d'allumer une LED indiquant quelle est celle des 2 sorties qui a la plus grande valeur absolue l'additionneur est insuffisant car au voisinage de l'éga-

lité de + V et - V la tension à sa sortie se rapproche de zéro. On fait donc appel à un comparateur dont l'une des entrées est au zéro et l'autre à la sortie de l'additionneur, c'est ce que l'on peut voir sur le synoptique de la figure 1.

Pour toute tension positive à l'entrée (même très faible quelques millivolts suffisent) la sortie du comparateur sera à l'état haut et à l'état bas pour toute tension d'entrée négative. Dans le 1^{er} cas on allume une LED L1 et dans le 2^e cas on allume L2.

Schéma du montage

Celui-ci est donné à la figure 2. L'additionneur dont nous avons parlé plus haut est réalisé autour de IC1 qui n'est autre qu'un 741. Pour le comparateur nous trouvons IC2 en-

core un 741. De façon à obtenir une tension de sortie de même signe que la tension d'entrée, le signal issu de l'additionneur est envoyé à l'entrée non inverseuse de IC2. L'entrée inverseuse est pour sa part, reliée à la masse qui est notre zéro volt de référence. Pour limiter le courant dans les LED indicatrices on a inséré une résistance de protection R6 entre la sortie de IC2 et les 2 diodes LED montées tête bêche.

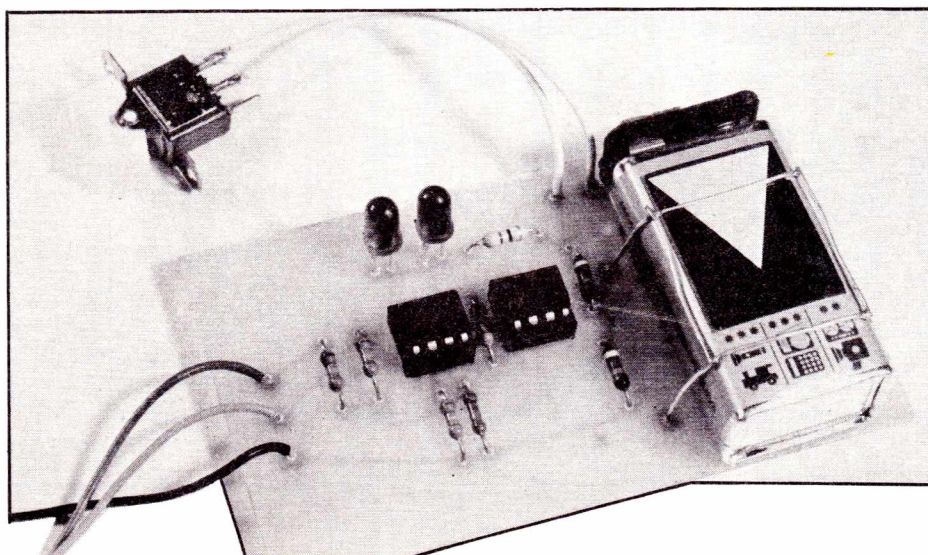
Pour obtenir l'alimentation de notre module on a réalisé une masse artificielle grâce aux résistances R7 et R8 de valeur égale et qui permettent d'obtenir 2 tensions symétriques (encore une alimentation symétrique) de 4,5 V à partir d'une pile de 9 V.

Compte tenu du gain élevé de IC2 la sensibilité de notre montage est très grande. Comparée à la précision des indications d'un simple voltmètre branché successivement sur chaque sortie à équilibrer, notre module est de très loin supérieur. Aussi serait-il dommage de gâcher de telles qualités par un choix des composants non réfléchi.

La tension sur l'entrée non inverseuse de IC1 a pour expression :

$$e+ = e1 \frac{R3/R2}{R1 + R3/R2} + e2 \frac{R1/R3}{R2 + R1/R3}$$

$$= \frac{e1 R2 R3}{R1(R2+R3) + R2R3} + \frac{e2 R1 R3}{R2(R1+R3) + R1R3}$$



$$e = \frac{R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} (e_1 R_2 + e_2 R_1)$$

si on s'arrange pour que $R_1 = R_2$ la tension sur l'entrée $e+$ sera donc directement proportionnelle à $(e_1 + C_2)$ et la sortie V_s de IC_1 sera nulle pour $e_1 = -e_2$ ce que nous cherchons à obtenir.

Il faudra donc prendre pour R_1 et R_2 deux résistances rigoureusement égales. Pour cela on procèdera par un tri à l'ohmmètre (de préférence à affichage numérique) dans un lot de résistances de même valeur. L'utilisateur de résistance 1 % peut faciliter les choses.

On remarquera au passage que les entrées C_1 et C_2 peuvent être branchés indifféremment sur les sorties positives ou négatives de l'alimentation testée. Par contre, la masse de l'alimentation testée devra obligatoirement être reliée à celle du module.

Après ces quelques explications qui sont toujours indispensables pour connaître en détail le rôle de chaque élément et le fonctionnement de l'ensemble, nous allons passer à la réalisation pratique.

Réalisation

Le circuit imprimé sur lequel les différents composants ont été montés est donné à la figure 3. Tous les composants y compris la pile servant à l'alimentation sont disposés sur le circuit conformément au schéma d'implantation de la figure 4.

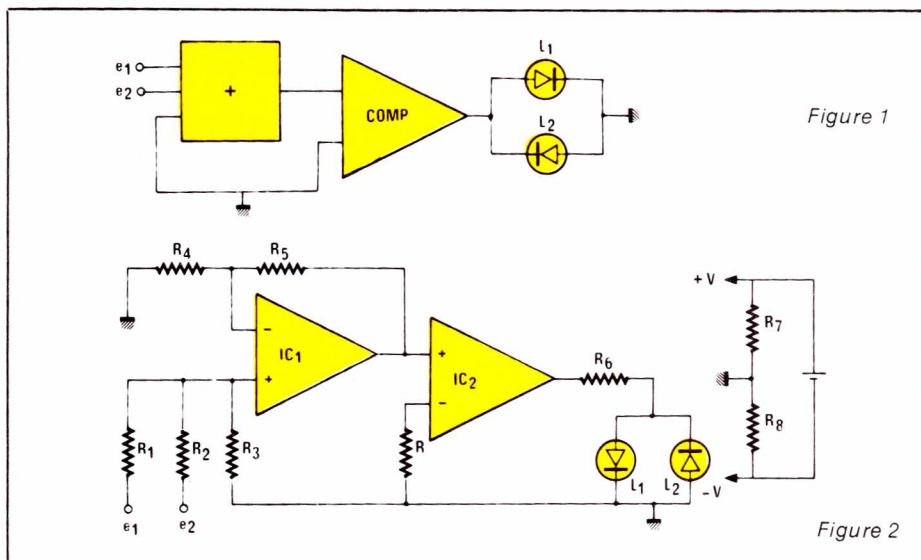
On acceptera l'orientation des 2 circuits intégrés et des diodes LED attention aux ennuis que ces inversions pourraient entraîner. La pile de 9 V sera maintenue sur le circuit imprimé par 2 fils dénudés.

Utilisation

Celle-ci est très simple. On relie la masse du module à celle de l'alimentation puis les entrées e_1 et e_2 aux sorties positive et négative. Le module et l'alimentation testée sont alors mises sous tension. L'une des 2 LED est alors allumée. Suivant qu'il s'agit de L_1 ou L_2 on agira sur celle des 2 sorties qui fait défaut.

Pour faciliter la lecture, on repèrera L_1 par un signe + et L_2 par un signe -. Inutile de dire que compte tenu du gain élevé de IC_2 il sera impossible d'éteindre les 2 diodes. On se placera donc à la limite du clignotement de celles-ci.

F. JONGBLOËT



Nomenclature

Résistances

$R_1 R_2$: 12 k Ω 1/4 W triées à l'ohmmètre ou 1 %
 R_3 : 1 k Ω 1/4 W
 R_4 : 12 k Ω 1/4 W
 R_5 : 12 k Ω 1/4 W
 R_6 : 470 Ω 1/4 W
 R_7 : 470 Ω 1/4 W
 R_8 : 470 Ω 1/4 W

Diodes

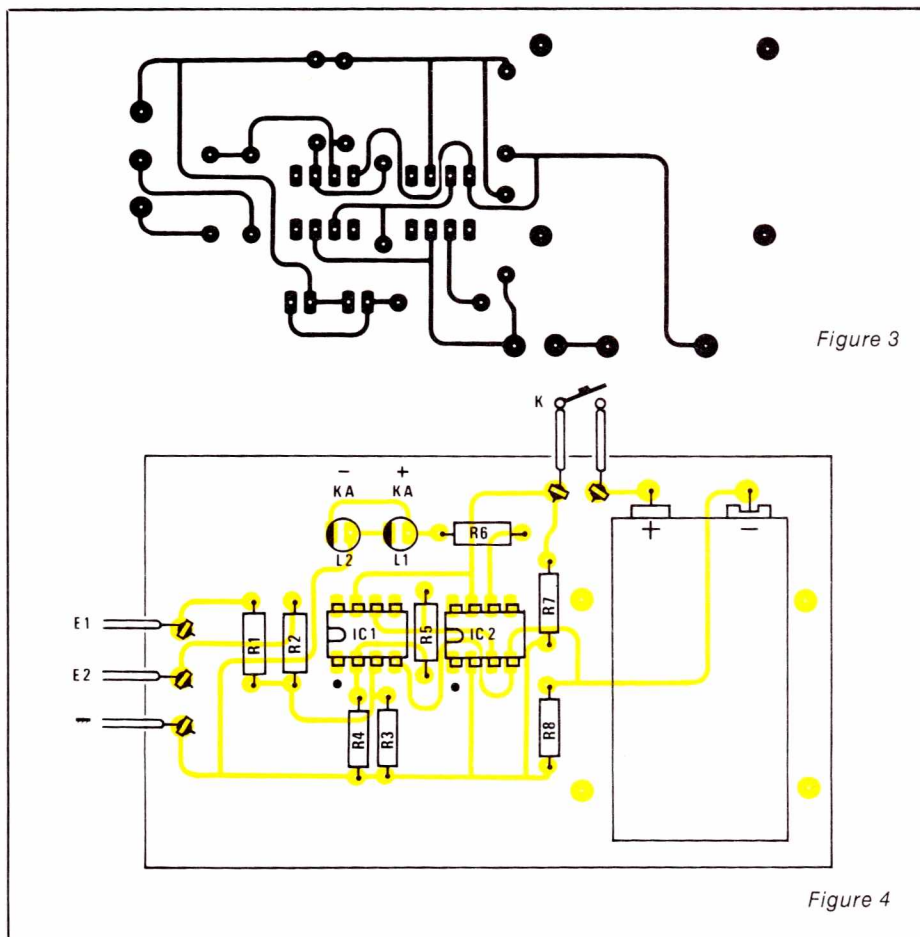
L_1, L_2 : diodes LED rouges

Circuits intégrés

$IC_1 IC_2$: AOP 741

Divers

K = interrupteur simple
 P = pile 9 V type sucre.



Application des diodes au redressement

Les diodes conduisent le courant de l'anode vers la cathode. Elles s'opposent à son passage en sens inverse. De là découle une de leurs applications principales: le redressement des tensions alternatives.

Cette opération, qui vise généralement à fournir une tension continue, implique un filtrage. Elle met en jeu un transformateur, destiné à ramener les 220 volts du secteur à une valeur compatible avec l'utilisation prévue.

Une alimentation non stabilisée regroupe donc: un transformateur, une ou plusieurs diodes, un filtre, le tout débitant dans la charge. C'est à cet ensemble que nous consacrons le présent article, en y proposant, en annexe, une série de manipulations.

Débit d'un redresseur sur charge résistive

Nous ne considérerons que le cas des tensions sinusoïdales, comme elles le sont à la sortie d'un transformateur alimenté par le secteur. On peut alors en redresser, à chaque période, une alternance, ou les deux. Ceci nous conduit à trois montages possibles, que nous examinerons successivement.

Redressement monoalternance

Au secondaire du transformateur (figure 1), on dispose d'une tension alternative V . Lorsque celle-ci est positive, avec les conventions de signe de la figure 1, la diode D conduit: au seuil près, généralement négligeable vis-à-vis de l'amplitude de V , la tension sur la cathode, donc aux bornes de R , reproduit V .

Pour les alternances négatives, la diode, polarisée en inverse, est bloquée: aucun courant ne circule, et la tension U reste nulle aux bornes de R . La figure 2 montre, en fonction du temps, les variations de U , et celles de V .

Redressement double alternance en pont

On utilise un transformateur à secondaire unique, associé à un pont de quatre diodes D_1 à D_4 , conformément au schéma de la figure 3. Pendant la demi-alternance où V est positif, le courant circule à travers D_2 , R , et D_4 ; pendant l'autre demi-alternance, il traverse D_3 , R , et D_1 . L'intensité I garde donc toujours le

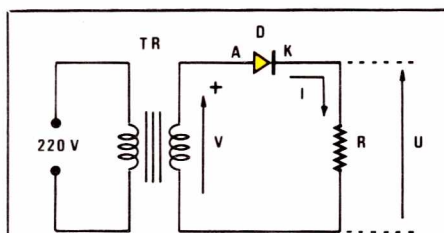


Figure 1

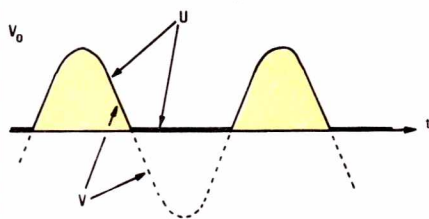


Figure 2

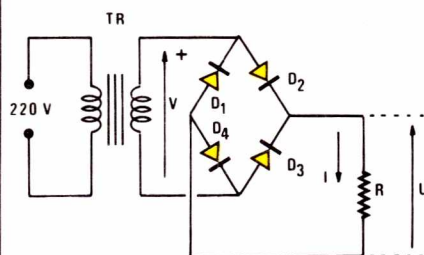


Figure 3

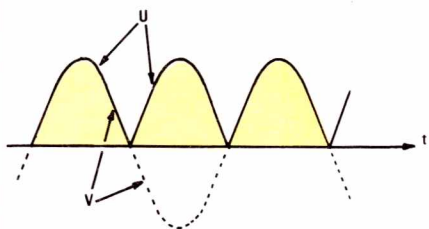


Figure 4

même sens dans la résistance, aux bornes de laquelle la tension U est une succession d'arches de sinusoides, comme le montre la figure 4.

Redressement double alternance à point milieu

Chaque demi-secondaire du transformateur délivre une tension alternative V , à chaque instant de même amplitude et de même signe (figure 5). Pendant la demi-alternance positive, D_1 conduit, tandis que D_2 est bloquée: le courant I traverse R dans le sens indiqué par la figure. Pendant la demi-alternance négative, D_1 se bloque, et D_2 conduit: le courant garde le même sens dans R .

Finalement, les tensions U et V sont celles de la figure 4.

Composante continue et composante alternative

On sait que toute grandeur alternative périodique, de fréquence f , peut être décomposée en série de Fourier, donc considérée comme la

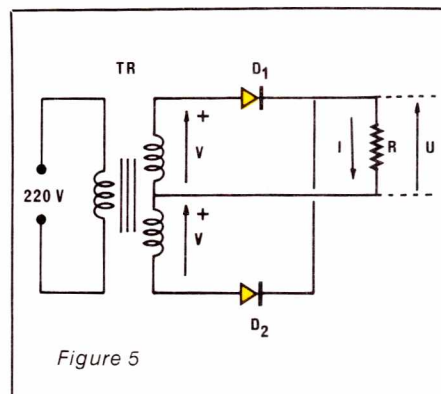


Figure 5

somme de signaux sinusoïdaux de fréquence f (la fondamentale) et de fréquences $2f$, $3f$, etc. (les harmoniques). Chaque terme, dans cette somme, est affecté d'un coefficient dépendant de la forme du signal.

Appliquons ce développement aux signaux des figures 2 et 4.

Redressement monoalternance

Nous donnerons les résultats sans détailler les calculs. Si V_o est l'amplitude de la sinusoïde, et f sa fréquence, on trouve :

$$U = \frac{V_o}{\Pi} + \frac{V_o}{2} \cos 2 \Pi f t + \frac{V_o}{3 \Pi} \cos 4 \Pi f t + \dots$$

La présence du premier terme traduit l'existence d'une composante continue, ce qui était physiquement évident. Les autres termes constituent l'ondulation : sa partie principale (2^e terme) a même fréquence que la sinusoïde d'origine, donc 50 Hz dans le cas du secteur.

Redressement double alternance

C'est le cas de la figure 4. Le développement en série de Fourier donne, cette fois :

$$U = \frac{2 V_o}{\Pi} + \frac{4 V_o}{3 \Pi} \cos 4 \Pi f t - \frac{4 V_o}{15 \Pi} \cos 8 \Pi f t + \dots$$

Par rapport au cas précédent, on remarque deux différences importantes :

- la composante continue est doublée : là encore, il s'agit d'un résultat physiquement évident,
- la fréquence du premier terme de l'ondulation, est double de celle de la sinusoïde d'origine : 100 Hz, en partant du secteur. Nous verrons plus loin que ceci facilite le filtrage.

Valeur moyenne et valeur efficace d'une fonction périodique

Le terme général « fonction » est ici volontairement choisi : son imprécision traduit le fait que les définitions et les calculs qui suivent se rapportent aussi bien, pour l'électronicien,

à des intensités qu'à des tensions, variables avec le temps.

Notion de valeur moyenne

Chacun la connaît pour l'avoir éprouvée dans son âge scolaire. Si, pendant un mois, un élève a obtenu les cinq notes a , b , c , d et e , sa moyenne mensuelle, y , est :

$$y = \frac{a + b + c + d + e}{5}$$

Facile à comprendre pour des grandeurs discrètes en nombre fini, la notion de moyenne peut s'étendre à une fonction continue. Soit la fonction $y = f(t)$, représentée par la courbe de la figure 6. Entre les instants t_1 et t_2 , elle prend une infinité de valeurs (chacune correspondant à un point de la courbe). La somme doit être maintenant remplacée par une intégrale, prise entre les bornes t_1 et t_2 . Le nombre de notes est remplacé par la largeur $t_2 - t_1$ de l'intervalle. La valeur moyenne $\bar{y}$ de la fonction y , entre t_1 et t_2 , est alors définie par :

$$\bar{y} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f(t) dt$$

Pour une fonction périodique, il est intéressant de considérer la moyenne sur une période T . Celle-ci devient :

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

Rappelons que l'intégrale n'est que la limite de la somme d'un nombre infini de termes, dont chacun devient infiniment petit.

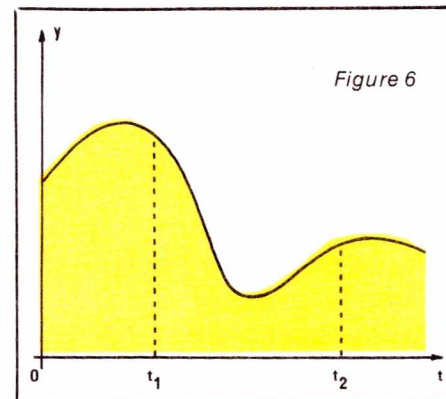


Figure 6

Notion de valeur efficace

Celle-ci étant déjà familière aux électroniciens, nous la définirons à partir de considérations physiques, en se ramenant à la puissance calorifique dissipée par effet Joule dans une résistance.

Si un courant continu d'intensité I traverse une résistance R , il y libère une puissance :

$$P = R I^2$$

Faisons circuler maintenant, dans cette même résistance, un courant périodique de forme quelconque, mais tel qu'il délivre la même puissance que précédemment. Nous dirons que son intensité efficace est I_{eff} , en la définissant par la relation :

$$P = R I_{\text{eff}}^2$$

Ceci conduit à montrer que la valeur efficace d'un courant $I(t)$ fonction périodique du temps t avec la période T , est :

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2(t) dt}$$

La même définition s'applique, évidemment, à une tension périodique.

	Figure 1	Figure 3	Figure 5
U_{moy}	$\frac{V_m}{\Pi}$	$\frac{2 V_m}{\Pi}$	$\frac{2 V_m}{\Pi}$
I_{moy}	$\frac{V_m}{\Pi R}$	$\frac{2 V_m}{\Pi R}$	$\frac{2 V_m}{\Pi R}$
$V_{\text{eff.}}$	$\frac{V_m}{2}$	$\frac{V_m}{\sqrt{2}}$	$\frac{V_m}{\sqrt{2}}$
$I_{\text{eff.}}$	$\frac{V_m}{2 R}$	$\frac{V_m}{\sqrt{2} R}$	$\frac{V_m}{\sqrt{2} R}$
$I_{\text{moy. (D)}}$	$\frac{V_m}{\Pi R}$	$\frac{V_m}{\Pi R}$	$\frac{V_m}{\Pi R}$
$V_{\text{inv. (D)}}$	$- V_m$	$- V_m$	$- 2 V_m$
$I_{\text{crête (D)}}$	$\frac{V_m}{R}$	$\frac{V_m}{R}$	$\frac{V_m}{R}$

Application aux tensions et courants redressés

Les figures 2 et 4 montrent les formes des tensions redressées en simple et double alternance, sur charge résistive pure. Nous indiquons, sous forme d'un tableau, et pour les montages des figure 1, 3 et 5, les valeurs des tensions moyennes ($U_{\text{moy.}}$) et efficace ($U_{\text{eff.}}$), des courants moyen ($I_{\text{moy.}}$) et efficace ($I_{\text{eff.}}$) dans R en fonction de l'amplitude V_m de la tension alternative V disponible au secondaire (ou sur chaque demi-secondaire) du transformateur.

Dans ce même tableau, nous donnons aussi l'intensité moyenne $I_{\text{moy.}}$ à travers la diode (ou chacune des diodes), ainsi que la tension inverse $V_{\text{inv.}}$ et l'intensité de crête $I_{\text{crête.}}$

Filtrage par capacité

Sur charge purement résistive, les circuits redresseurs précédemment étudiés délivrent des tensions et des courants unidirectionnels, mais non continus. Or, ces derniers constituent l'objectif final de toute alimentation destinée à fournir l'énergie dont a besoin un montage électronique. Pour passer du premier au deuxième cas, on utilise un filtre, c'est-à-dire un dispositif qui :

- transmet la composante continue (premier terme du développement en série de Fourier) du signal redressé,
- arrête, ou minimise, les composantes alternatives.

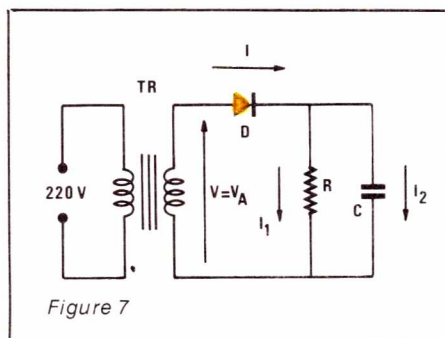
Dans les alimentations à haute tension (plusieurs centaines de volts) autrefois employées pour les montages à tubes, le filtrage faisait généralement intervenir des associations d'inductances et de condensateurs. Dans le cas des basses tensions, on se contente d'un filtrage par capacité : c'est ce cas que nous développerons, en l'appliquant aux trois montages redresseurs déjà cités.

Nous détaillerons particulièrement les explications pour le redressement monoalternance. Elles se transforment facilement pour s'appliquer au redressement à double alternance, et nous nous limiterons alors à l'énoncé des résultats.

Filtrage d'une tension redressée monoalternance

On place le condensateur, de capacité C, en parallèle sur la charge résistive R (figure 7). Nous baptisons :

- V_A , la tension appliquée sur l'anode de la diode : c'est, évidemment, la tension sinusoïdale V au secondaire du transformateur ;
- V_C la tension sur la cathode de la diode, égale à la différence de potentiel aux bornes de R ;
- I le courant total qui traverse la diode ;
- I_1 le courant qui circule dans la résistance de charge R ;
- I_2 le courant qui circule dans le condensateur de filtrage C.



On a évidemment, à chaque instant t :

$$I = I_1 + I_2$$

A la première alternance positive, dont nous prendrons le point de départ comme origine des temps (figure 8), le condensateur est totalement déchargé. Les variables V_A , V_C , I_1 , I_2 et I évoluent comme l'indique le début des courbes a, b et c de la figure 8. Ce régime transitoire ne nous intéressant guère, nous passerons au régime permanent, que la même figure illustre dans les alternances suivantes.

Tant que V_A reste supérieure à V_C , la diode conduit (nous négligeons ici sa tension de seuil). Elle laisse passer, à chaque instant t (nous négligeons $V_A - V_C$ dans le calcul) :

- dans la résistance, l'intensité :

$$I_1 = \frac{V_C}{R} = \frac{V_A}{R}$$

de forme sinusoïdale, puisque :

$$V_A = V_m \sin 2\pi f t$$

- dans le condensateur, l'intensité :

$$I_2 = C \frac{dV_C}{dt} = C \frac{dV_A}{dt}$$

soit :

$$I_2 = 2\pi V_m \cos 2\pi f t$$

qui s'annule pour t_2 :

$$t_2 = \frac{1}{4f} = \frac{T}{4}$$

A partir de l'instant t_3 , V_A , à cause de l'énergie emmagasinée dans le condensateur, descend au-dessous de V_C , et la diode cesse de conduire. Le condensateur se décharge alors dans R, ce qui permet d'écrire :

$$I_2 = -I_1$$

C'est ce que traduisent, entre les instants t_3 et t_4 , les courbes de la figure 8, b. Dans cet intervalle de temps, la tension V_C décroît exponentiellement (figure 8, a).

À l'instant t_4 , la tension V_A , en train de croître sinusoïdalement, rejoint la tension décroissante V_C , et la diode recommence à conduire. Elle recharge le condensateur, avec l'intensité I_2 , entre les instants t_4 et t_5 , en même temps qu'elle fournit le courant I_1 , alors sinusoïdal, à la résistance R. À l'instant t_5 , un nouveau cycle recommence, identique au précédent.

En ajoutant, point par point, les intensités I_1 et I_2 , on obtient la courbe c de la figure 8, qui illustre l'évolution du courant total I à travers la diode. Il s'agit d'un courant pulsé, dont l'intensité moyenne, et l'intensité de crête, ont été données dans le tableau précédent.

Taux d'ondulation - Tension et courant redressés

Dans la pratique, ainsi que nous l'indiquions précédemment, on cherche à obtenir, aux bornes de la charge R, une tension aussi continue que possible, donc une faible ondulation. Pour cela, il faut que le condensateur ne se décharge que très peu entre deux périodes, et la courbe a de la figure 8 devient celle de la figure 9, où ΔV_C représente l'ondulation. La tension moyenne, aux bornes de R, est alors très voisine de l'amplitude V_m de la sinusoïde.

Pendant la décharge du condensateur, les intensités I_1 et I_2 dans R et dans C, sont égales et de signes contraires :

$$I_1 = -I_2$$

soit :

$$\frac{V_C}{R} = -C \frac{dV_C}{dt}$$

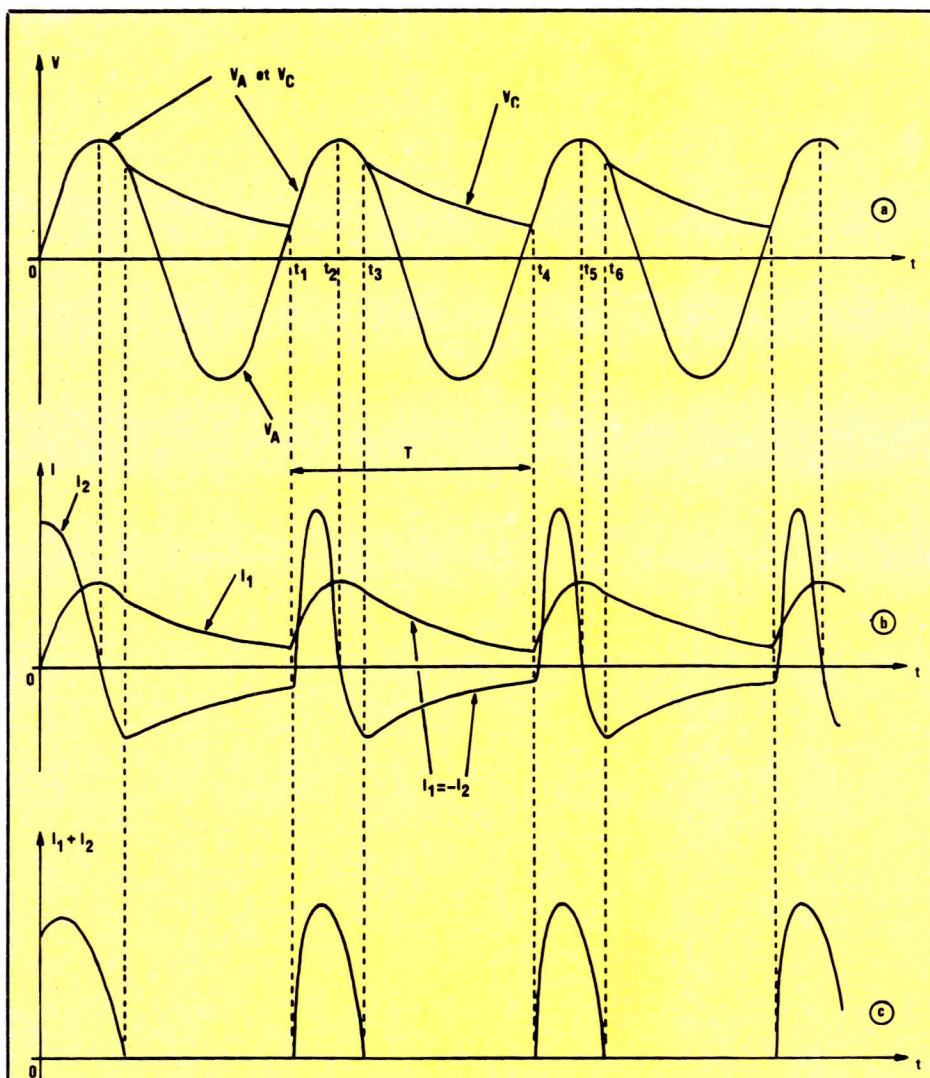


Figure 8

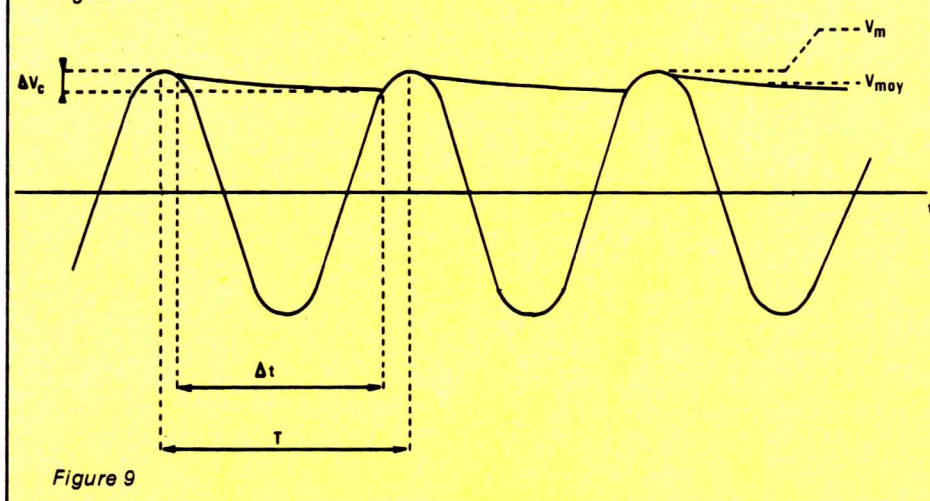


Figure 9

Au signe près, on a donc, pendant un intervalle de temps infiniment petit dt :

$$dV_C = \frac{V_C}{RC} dt$$

Or, dans les conditions que nous avons choisies, on peut faire deux approximations acceptables :

• d'abord, V_C , variant peu, reste toujours très voisin de V_m ; on écrira :

$$V_C = V_m$$

• ensuite, la durée de décharge du condensateur, c'est-à-dire (figure 9) l'intervalle Δt , est très voisin de la période T .

Finalement, sur une période, l'ondulation est pratiquement :

$$\Delta V = \Delta V_C = V_m \frac{T}{RC}$$

On peut aussi l'exprimer en pourcentage de la tension moyenne filtrée. Il vient :

$$\Delta V (\%) = 100 \frac{T}{RC}$$

Comme nous venons de le voir, et toujours dans l'hypothèse de ce filtrage quasi-parfait :

• la tension moyenne redressée est très voisine de la tension de crête V_m ,
• le courant moyen I dans la charge, est donc très voisin de :

$$I = \frac{V_m}{R}$$

Redressement à double alternance

Les phénomènes ne diffèrent de ceux que nous venons d'exposer, que par la durée T de la période, qui devient deux fois plus faible, ainsi que le montrent les courbes de la figure 10.

Toutes choses égales par ailleurs, le taux d'ondulation se trouve divisé par deux, pour un même condensateur de filtrage. Inversement, si on se fixe l'ondulation maximale tolérée, il suffira d'un condensateur offrant une capacité moitié moindre.

Le transformateur d'alimentation

On appelle « transformateur » l'ensemble de deux bobines couplées magnétiquement ; pour les alimentations travaillant à la fréquence du secteur, le couplage s'obtient par le noyau commun au primaire et au secondaire, et constitué d'un empilement de tôles de fer.

La figure 11 schématise, sous forme simplifiée, le circuit équivalent à un transformateur. Outre les enroulements primaires L_1 et secondaires L_2 , comportant respectivement n_1 et n_2 spires de fil, apparaissent les résistances r_1 et r_2 , ainsi que les capacités parasites C_1 et C_2 . A 50 Hz, on peut négliger ces dernières.

Si V_1 et V_2 sont les tensions efficaces au primaire et au secondaire, parcourus respectivement par les intensités I_1 et I_2 , on sait que ces grandeurs sont liées par :

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

et

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

Lors du choix d'un transformateur, l'amateur doit le plus souvent, hélas, se satisfaire des données fort réduites qu'on lui fournit: tension V_1 du primaire (généralement 220 volts, parfois 110 volts ou une combinaison de deux enroulements de 110 volts), tension V_2 au secondaire, et puissance maximale P (exprimée en VA ou volts x ampères) que peut fournir le transformateur. On a évidemment:

$$P = V_2 I_2$$

où I_2 est l'intensité secondaire maximale.

Les catalogues des constructeurs sérieux, fournissent d'autres renseignements. Voici les principaux:

- tension nominale en charge au secondaire, V_{2N} . C'est la tension qu'on obtient lorsque le primaire est normalement alimenté (220 volts), et que le transformateur débite le courant secondaire nominal, I_{2N} ,
- tension maximale V_{20} délivrée par le secondaire, lorsque celui-ci ne débite pas,
- résistance R_2 de l'enroulement secondaire,
- chute relative de tension au secondaire, r , définie par la relation:

$$r = \frac{\Delta V_2}{V_{2N}} = \frac{V_{20} - V_{2N}}{V_{2N}}$$

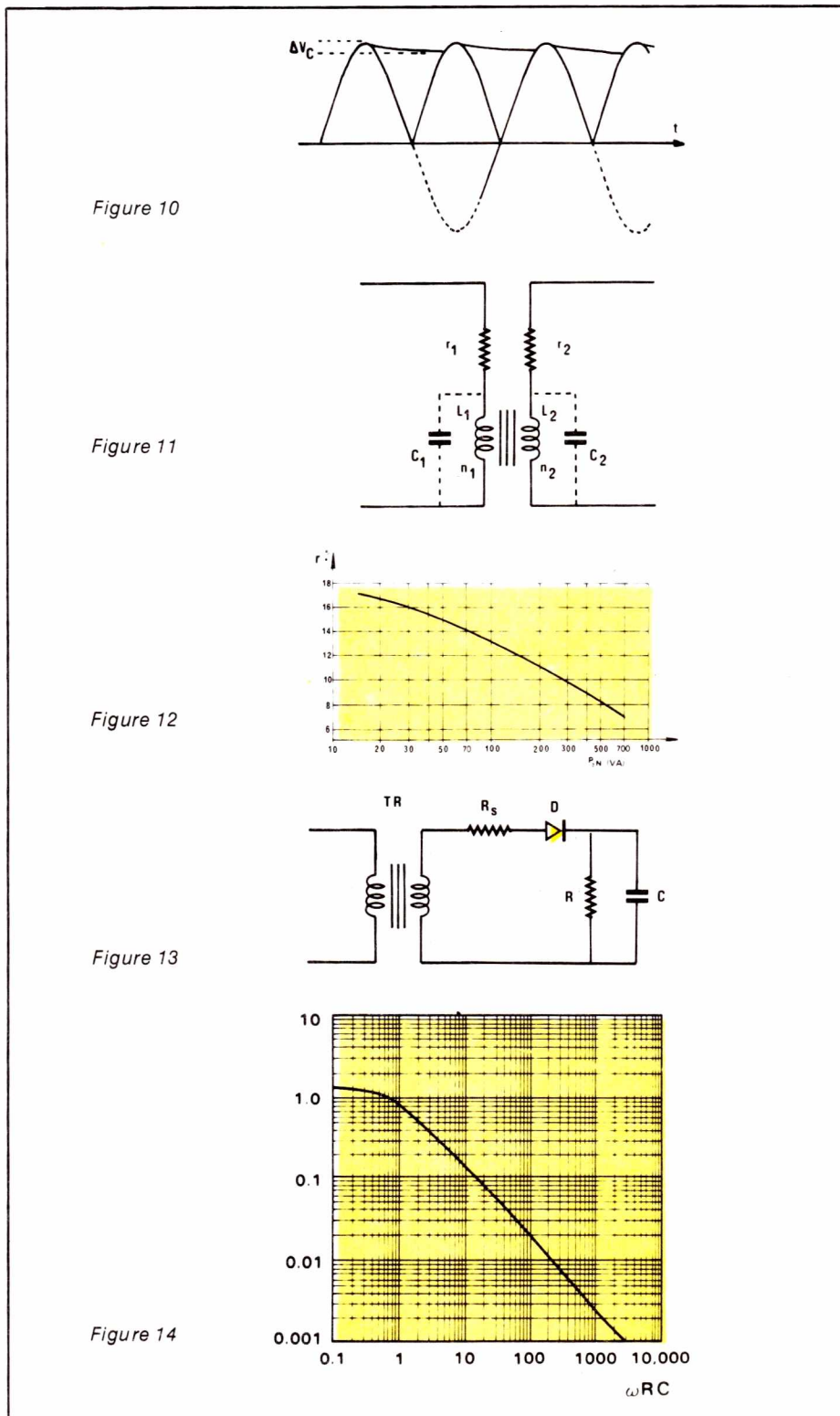
C'est donc la variation de tension au secondaire entre le fonctionnement à vide, et le fonctionnement en charge. On l'exprime généralement en pourcentage:

$$r (\%) = \frac{\Delta V_2}{V_{2N}} \times 100$$

Cette chute relative de tension est généralement beaucoup plus importante dans les transformateurs de faible puissance, que dans les modèles de forte puissance. À titre d'exemple, nous extrayons, du catalogue Métalimphy, la courbe de variation de r en fonction de P , pour les transformateurs toriques de ce constructeur. On la trouvera en figure 12.

Influence de la résistance secondaire du transformateur

Si on tient compte de cette résistance R_2 , ainsi que de la résistance



directe R_d de la diode, il faut ajouter, en série avec le transformateur, au secondaire, la résistance:

$$R_s = R_2 + R_d$$

Dans le cas d'un redresseur monoalternance, comme celui de la figure 7, le schéma complet devient celui de la figure 13. Dans l'expression des divers tensions et courants, que nous avons précédemment fournie sous forme de tableau, il faut alors remplacer R par $R + R_s$.

Utilisation des abaques

Les calculs de taux d'ondulation, et de courant de crête dans la (ou les) diode, compte tenu de la charge R et du condensateur de filtrage C , sont souvent fastidieux. On gagne du temps en utilisant les abaques que nous reproduisons ci-dessous.

Le premier (figure 14) fournit le taux d'ondulation, en fonction du

produit ωRC , ou ω est la pulsation, liée à la fréquence f par la relation connue :

$$\omega = 2 \pi f$$

En France, $f = 50$ Hz, d'où :
 $\omega = 314 \text{ rad/s}$ (radian par seconde).

La figure 14 s'applique au cas du redressement monoalternance (figures 7 et 13).

L'intensité de crête I_M dans la diode, lorsque celle-ci conduit (recharge du condensateur de filtrage), dépend bien entendu de la capacité C , mais aussi du rapport R_s/R , où, comme précédemment, R_s désigne la somme de la résistance du secondaire du transformateur, et de celle de la diode dans le sens passant. L'abaque de la figure 15 donne le rapport $I_M/I_{m,y}$, ou $I_{m,y}$ est le courant moyen dans la charge, toujours pour un redressement monoalternance.

On voit que, le cas échéant, on peut protéger la diode contre les surtensions, en ajoutant une résistance en sortie avec le transformateur, pour augmenter le rapport R_s/R .

Aux figures 16 et 17, on trouvera des abaques comparables aux précédents, mais qui s'appliquent, cette fois, au redressement à double alternance. L'une des courbes de la figure 16 se rapporte au filtrage par inductance, dont nous n'avons pas traité, en raison de son peu d'importance pratique.

Choix des diodes de redressement

Lors de la conception d'une alimentation non stabilisée, trois caractéristiques conditionnent d'abord, le choix des composants : la tension redressée, le courant consommé au secondaire, et le taux d'ondulation résiduelle, lors du fonctionnement en charge.

Ceci conduit à choisir le transformateur (voir plus haut), puis le condensateur de filtrage. Il reste, ensuite, à déterminer les caractéristiques des diodes, c'est-à-dire :

- l'intensité du courant moyen qui traverse chacune d'elles,
- l'intensité du courant de crête qu'elles doivent supporter,
- la tension inverse à laquelle elles sont soumises.

Les considérations énoncées au long de cet article permettent la détermination de ces paramètres, soit par le calcul, soit en se reportant aux tableaux et aux abaques. Il ne reste, alors, qu'à découvrir le modèle le

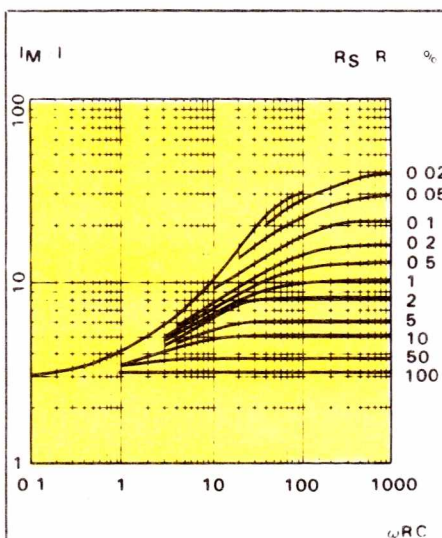


Figure 15

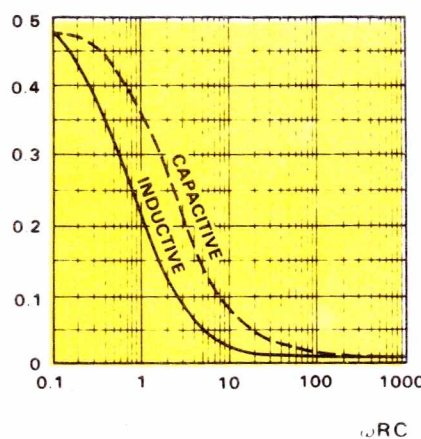


Figure 16

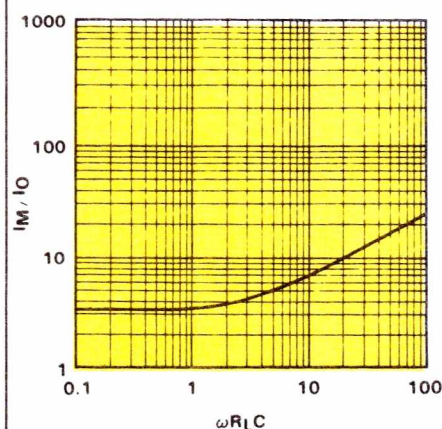


Figure 17

mieux adapté, en se reportant aux catalogues des constructeurs de semi-conducteurs. Ceux-ci donnent, pour chaque type de diode :

- l'intensité directe I_F (F pour «forward») supportable en permanence, pour une température de jonction de 25°C . Elle doit être, évidemment, supérieure à l'intensité I_{moy} définie plus haut,
- l'intensité de crête I_{FSM} (S pour «surge» et M pour «maximum»), en précisant la durée d'application : celle-ci est en général une demi-période, soit 10 ms,
- la tension inverse V_{RRM} (R pour «reverse», R pour «repetitive» et M pour «maximum»).

Ainsi, dans le cas classique de la série 1 N 4001 à 1 N 4007, souvent exploitée dans nos montagnes, on trouve : $I_F = 1$ A ; $I_{FSM} = 50$ A (pendant 10 ms). Les tensions inverses s'étagent de 50 volts (1 N 4001) à 1000 volts (1 N 4007).

Protection contre les surtensions transitoires

Les données précédentes ne concernent que le régime permanent. Or, même si toutes les conditions requises sont respectées, l'utilisateur constate, parfois, des destructions de diodes, en apparence inexplicables. Elles proviennent, le plus souvent, de surtensions transitoires, auxquelles on peut attribuer deux origines principales :

- les surtensions au démarrage de l'alimentation (fermeture de l'interrupteur au primaire du transformateur),
- les surtensions parasites véhiculées par le secteur.

Les premières s'observent particulièrement lors de l'emploi de transformateurs de très bonne qualité, par exemple des modèles toriques. Elles résultent de l'établissement (ou de la suppression) brusque du courant magnétisant : c'est ce qu'explique le diagramme de la figure 18. Les deuxièmes, dont la source est souvent inconnue de l'utilisateur, proviennent des autres exploitants du réseau, ou parfois même de l'EDF.

Une méthode classique de lutte contre ces accidents, consiste à employer des cellules de filtrage RC, comme le montrent les schémas des figures 19 a et b. Nous ne détaillerons pas ici le mode de calcul de ces circuits d'amortissement, nous bornant à l'énoncé des résultats.

Dans la figure 19, a, si on désigne par I (en ampères) le courant magnétisant du primaire:

$$I = \frac{I_{\text{eff}} (\text{primaire})}{10}$$

et par V (en volts) la tension efficace au primaire on prendra :

$$C_1 (\mu\text{F}) = 200 \frac{I}{V}$$

et

$$R_1 (\Omega) = \frac{150}{C_1 (\mu\text{F})}$$

Dans la figure 19, b, où le circuit est placé au secondaire, et où n désigne le rapport de transformation :

$$n = \frac{n_1}{n_2}$$

on prendra :

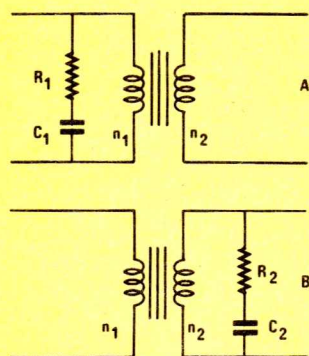
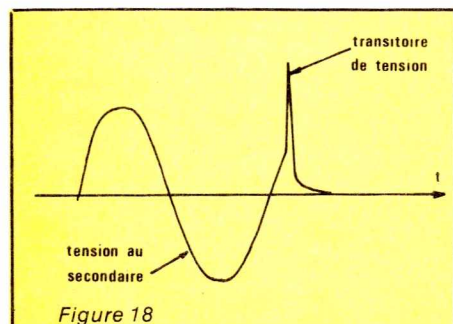
$$C_2 (\mu\text{F}) = 225 \frac{I}{n^2 V}$$

et

$$R_2 (\Omega) = \frac{200}{C_2 (\mu\text{F})}$$

où I , V désignent toujours les grandeurs caractéristiques du primaire.

R. RATEAU



ANNEXE

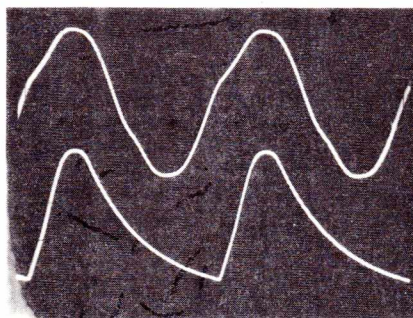
Oscillogramme A

Le montage exploité est celui de la figure 7, avec les caractéristiques suivantes : tension au secondaire du transformateur : 12 volts ; résistance de charge : $R = 330 \Omega$; condensateur de filtrage : $C = 22 \mu\text{F}$.

La masse est prise au pied de l'enroulement du transformateur. Avec un oscilloscope bicourbe, on pourra observer simultanément les variations de V_A (brancher la sonde sur l'anode de D), illustrées par la trace supérieure, et celles de V_C (brancher la sonde sur la cathode).

On comparera les oscillogrammes obtenus, avec le diagramme de la figure 8, a.

La forme torturée de la tension V_A , dans notre expérience, résulte du choix d'un transformateur grand public de petite puissance ($3 V_A$), affligé d'insuffisances dont nous n'avons pas analysé le détail (fort hystérésis, entre autres).

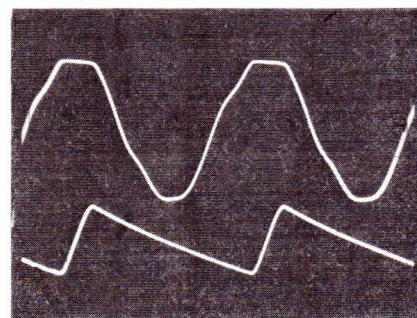


Oscillogramme C

La manipulation consiste toujours, pour l'essentiel, à étudier les variations de l'ondulation résiduelle en fonction de la constante de temps RC , mais pour un redressement à double alternance.

Nous avons utilisé le montage en pont de la figure 3, avec des diodes 1 N 4002. La photographie publiée a été prise avec $R = 330 \Omega$, et $C = 22 \mu\text{F}$. On pourra essayer d'autres valeurs.

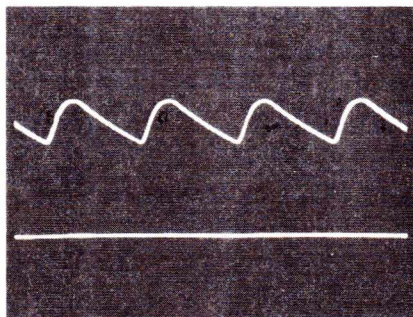
Il n'est plus possible, ici, de montrer simultanément la tension filtrée, et les sinusoïdes au secondaire du transformateur, faute de masse commune. Nous en avons profité pour matérialiser, avec la voie inférieure de l'oscilloscope, le niveau zéro. Sur la voie supérieure, on laisse passer la composante continue.



Oscillogramme B

Il s'agit du même montage que précédemment, mais avec une constante de temps RC plus élevée : $R = 330 \Omega$ et $C = 1000 \mu\text{F}$. La sensibilité verticale de la voie inférieure de l'oscilloscope, a été évidemment augmentée.

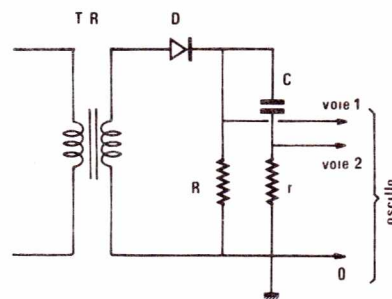
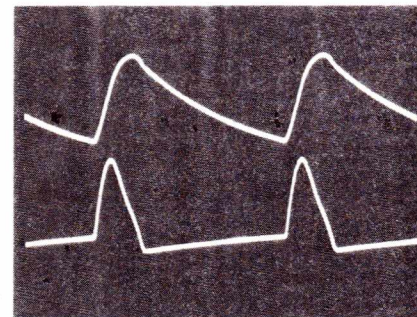
Lors de la manipulation, on mesurera l'amplitude de l'ondulation résiduelle, ainsi que la tension moyenne redressée (brancher un voltmètre continu en parallèle sur R). On comparera alors le taux d'ondulation mesuré, avec les valeurs prévues dans les abaques.



Oscillogramme D

Nous nous proposons, dans cette expérience, d'afficher simultanément, à l'oscilloscope bicourbe, les courants I_1 dans la résistance de charge R , et I_2 dans le condensateur de filtrage (voir la figure 8).

Le premier est proportionnel à la tension aux bornes de R : c'est cette dernière que l'on observera, en plaçant la sonde correspondante sur les cathodes de D_2 et D_3 . Pour mettre en évidence le courant dans C , il faut le faire passer dans une résistance r de faible valeur : on réalisera donc le montage de la figure 20, avec $r = 10 \Omega$.



CIRCUITS INTEGRES

TAA	600	15.00
241	610	15.00
310	750	45.00
500	830	16.00
550B	900	15.00
550C	910	15.00
611A12	940	5.00
611B12	940E	24.00
611C12	965	24.00
611C12	3089	24.00
TDA		
621AX1	440	25.00
621A11	470	28.00
661B	1008	38.00
790	1022	77.00
861	1024	15.00
4761	1028	35.00
120B	1034AN	24.00
	1034BN	29.00
TBA		
221	1037	17.00
231	1046	30.00
331	1051	30.00
435AX5	1054	28.00
625AX5	1151	30.00
625BX5	1170	33.00
625CX5	1200	24.00
641B11	1405	13.00
641B12	1410	24.00
651	1412	13.00
790	1415	13.00
800	1420	24.00
810S	1510	80.00
810AS	1905	35.00
820M	2002	25.00
820	2003	20.00
940	2004	45.00
950	2010	34.00
TCA		
150KB	2020	37.00
240	2030	30.00
340	2310	18.00
345	3000	35.00
350	3310	25.00
440		
511	2870	28.00

CIRCUITS INTEGRES

74 LS

74LS00. 02-03-04-08-09-10-11-15-21-22-30-51-54-55-133-266	74LS. 47-48-49-193-245	13.00
74LS05. 20-26-27-28-32-33-37-38-48-73-74-76-78-109	74LS. 83-173-194-393	14.00
74LS01. 13-86-90-92-107-125-136	74LS. 157-249-251	15.00
74LS14. 122-123-139-221-290-365-367	74LS. 85-161-295	16.00
74LS32. 113-126-137-138-139-155-158-163-174-257	74LS. 156	17.00
74LS32. 164-165-175	74LS. 124	19.00
74LS. 93-95	74LS. 190-191	20.00
74LS. 151-153-192-195-240-248-258-260	74LS. 145-160-162-324	22.00
	74LS. 197	24.00
	74LS. 181-390	25.00
	74LS. 168-241-374	27.00
	74LS. 169	30.00
	74LS. 243	35.00
	74LS. 244	44.00
	74LS. 170	52.00

CIRCUITS INTEGRES C MOS

4000. 01-02-07-23-25-71-72	4008. 15-20-24-29-40-51-60-106	11.00
4009. 10-13-19-69-77-11	4035. 43-46	13.00
4027. 30-50-73	4017. 47	14.00
4009. 12-16-49	4098	18.00
4066	4076	20.00
4014. 28-44-52-53-81	40103	33.00
	4067	35.00
	4093	12.00

CIRCUITS INTEGRES TTL

7400. 01-02-03-50-60	193	8.00
7404. 05-25-26-27-30-32-40	7490. 91-96-107-123	9.00
7408. 09-10-11-16-17-51-53-72-73-74-76	7483. 492	10.00
86-88-121	7445. 46-47-48-85-175-196	14.00
7406. 07-13-20-22-37-38-78-95	74120. 247	15.00
74151	74150	21.00
7475. 92	74185	24.00
74165. 7442-74122	74181	25.00
	7489	30.00

Digitast 14.00 | Digitast avec Led 20.00

TRANSFO «TOKO» - Filtrés céramiques

113 CN2. 8.00 • SFJ 10.7. 23.00 • SFE 10.7. 8.00

QUARTZ (en MHz)

10. 32 F • 10.240. 80 F • 50. 80 F

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR LE CATALOGUE GENERAL

ENVOI : Franco 30 F en T.P. Au magasin 20 F

NOM :

ADRESSE :

R. PLANS, KITS COMPLETS

Des montages livrés avec C.I.

Liste des réalisations disponibles contre enveloppe timbrée portant nom, adresse

EL 402 A	Micro-émetteur HF	240 F	EL 413	Super manip. + boîte connexions	590 F
EL 402 B	Micro HF. Hi-Fi	78 F	EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	100 F
EL 403 A-403 B	The musical box	300 F	EL 414 B	Préampli R.I.A. A. FET	70 F
EL 403 C-403 D	Ampli turbo 2 x 25 W		EL 414 C	Adaptateur 2310	80 F
EL 404 B ou C	complet avec châssis (automobile) ou (train)	120 F	EL 414 E	Adaptateur 772	45 F
	Thermostat électronique	220 F	EL 414 F	Alimentation +	65 F
	Capacimètre	520 F	EL 414 G	Alimentation	55 F
EL 406 A	Feux de bois électron	310 F		Préampli TURBO complet série 2310 avec châssis percé sérigraphié, prises boutons visserie	1200 F
EL 406 B - C - D	Alimentation Citizen Band 5 A 540 F		EL 414 H	Géné. de fonction (platine)	420 F
	Alimentation Citizen Band 10 A 700 F		EL 414 I	Géné. de fonction (alim.)	210 F
EL 407 C	Egaliseur 10 fréquences	890 F	EL 415 A	Capacimètre 3 digits	108 F
EL 408 A	Stimulateur 40 V	270 F	EL 415 B	Géné d'impulsions	300 F
EL 408 B	Préampli 2 voies	410 F	EL 415 C	Correcteur 772	106 F
	Alim.	310 F	EL 415 D	Inverseur	55 F
EL 409 A - B	Récepteur FM complet	270 F	EL 415 E	Ampli de sortie	65 F
EL 410	Voltmètre digital 999 points	214 F	EL 416 A	Alimentation complète	950 F
EL 411 B	Micro émetteur HF	485 F	EL 416 D	Afficheur de polarité	65 F
	Anti-douleurs	115 F	EL 416	Récepteur FM 88/108 synthétisé. Tout le matériel disponible y compris les circuits imprimés.	
EL 412 A et B	Récepteur VHF 27 MHz	280 F		Nous consulter.	
EL 412 C-D-E	Micro ordin. domestique	1420 F	EL 417 A	Break Beep	145 F
EL 412 F	Chrozoom	660 F	EL 417 B	Allumage électronique	790 F
EL 413 A	Alimentation CB	220 F	EL 417 C	Tête d'ampli	260 F
EL 413 B	Base de temps	120 F			
EL 413 C	Millivoltmètre	200 F			
	Modulateur	400 F			

C.I. SPECIAUX POUR MONTAGES «RP»

7038-7209	45.00	9368	23.00	BF 905	16.00	120FSE	65.00
7205	165.00	µA 758	29.00	AY3 2270	150.00	BDV64B	25.00
7217	150.00	µA 771	8.00	AY5 1013	75.00	BDV65B	23.00
7555 µ	13.00	µA 796	15.00	AY 1350	130.00	BDW51C-52C	21.00
8038	65.00	µA 431	6.00	SO 41P	25.00	HEF 4750	200.00
8063	67.00	BDX 87C, 88C	22.00	SO 42P	17.00	HEF 4751	200.00
SAB0600	40.00	BDX 64	28.00	SO 258	36.00	HEF 4754	00.00
TMS 1122	110.00	BDX 65	26.00	MC 145151	128.00	TSM1000	100.00
76477	44.00	S 89	180.00	M 253	140.00	MCS 2400	22.00

CIRCUITS INTEGRES DIVERS

3045-46	48.00	LM - 311	8.70	LM	9.00	MM	3.60	200	36.00
3060	24.00	317 K-LM 394	42.00	1458	9.00	14082	3.60	390	27.00
3084	38.00	322	44.00	1800-78 G	26.00	14433	120.00	1508 L8	133.00
3089	25.00	323	78.00	3900-LM 1496	12.00	14503	8.80	74C	42.00
3130	17.00	324	10.60	3905-2309	19.00	14510	9.00	922	80.00
3161	20.00	336-339	24.00	3909	9.00	14511	16.00	923	42.00
3189	56.00	349	17.00	3915	36.00	14514	62.00	925	60.00
3080	9.00	358	9.40	13600	26.00	14518	14.00	926	86.00
3086	9.00	377	32.00	LM 383T	24.00	14520	13.00	928	72.00
3094-14017-14029	18.00	378	28.00	AM - 2833	68.00	14528	30.00	78S40PC	35.00
3140-XR 2203	20.00	308 8 p.	16.00	2112	39.00	14543	19.00	78P05	160.00
3162	70.00	380 14 p.	25.00	MM	39.00	14553	42.00	78H05	104.00
E		381	24.00	2112	39.00	14566	18.00	80C-97	9.80
420	30.00	382	14.00	5556	95.00	45175	10.00	98	10.00
L		387	19.00	6502-6522	105.00	SAD		81LS95	25.00
120	27.00	391 N 60 - LM 310	22.00	6532	175.00	1054	44.00	82S23	36.00
123	14.00	LM 2907	22.00	5318	84.00	1024	200.00	75492	19.00
129	13.00	391 N 80 319	26.00	1403	35.00	5680	167.00	LM10C	70.00
146	17.00	389	25.00	1458	9.00	SAS		PBW 34	25.00
200	18.00	555	6.00	1468	80.00	660	27.00	M 85 10 K	85.00
LF		556-LM 386	10.00	1488-1413	10.00	670	27.00	XR-2206	48.00
351	7.00	564-565	14.00	1489	10.00	TL-081	8.00	2207	40.00
357 Dil-LM 1303	14.00	567	18.00	1496	12.00	084	19.00	6216	319.00
356	14.00	379	66.00	1303-1416	14.00	µA 726	98.00	AY-10212	115.00
357 B, rond	19.00	383	28.00	1309	35.00	XR		11320	135.00
LM - 193 A	42.00	387-318	19.00	1310	15.00	4136	20.00	SAJ	
301-LM 305	9.00	723	8.00	1709	6.00	UAA		180/25002	34.00
307-393-3401	7.60	741	3.50	1710	11.00	170	23.00	110/5AA1004	34.00
308	10.00	747	14.00	1733	16.00	180	23.00	S 576 B	45.00
309 K	25.00	748	8.00	1748	6.00	CR-20036.00		MU	
		566	27.00	14046	28.00	390	27.00	57164	60.00
						µA739		µA739	19.00

CLAVECIN ORGUE PIANO 5 OCTAVES «MF 50»

COMPLET, EN KIT : 3 300 F



MODULES SEPARES

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

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts
1 oct.	145 F	290 F 330 F 370 F
2 oct.	225 F	340 F 390 F 440 F
3 oct.	290 F	470 F 580 F 690 F
4 oct.	380 F	600 F 740 F 880 F
5 oct.	490 F	780 F 940 F 1 100 F
7 1/2 oct.	890 F	1 350 F 1 600 F

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

MAGNETIC-FRANCE

11, pl. de la Nation, 75011 Paris

ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 h à 19 h

Tél. : 379.39.88

EXPEDITIONS : 20 % à la commande, le solde contre remboursement

PRIX AU 1-9-82 DONNES SOUS RESERVE

CARTE BLEUE

CREDIT

Nous consulter

Métro : NATION R.E.R.

Sortie : Taillebourg

FERME LE LUNDI

DEPOSITAIRE :

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

• DIODES •

AA 119	1.50	203* 11.00	266 B
AA 143	5.20	204* 12.00	650* 16.00
BA 157	2.00	226	7.00
BA 158	2.20	230*	8.80
BA 159	2.50	231*	8.50
BA 243	1.50	232* 12.00	649* 15.00
BA 244	2.60	233*	7.00
BAX 13	0.60	234*	7.00
BAX 16	1.40	235*	7.00
BAX 12	1.40	236*	7.50
		237*	8.00
		238*	8.00
		239	6.50
		240	6.50
		241	8.00
		242	8.00
		243	8.00
		244	8.00
		262	262B11.50
		678	10.00

Les PLL de la CB

Les émetteurs-récepteurs modernes de CB bénéficient de synthétiseurs de fréquence à PLL et d'affichages de canaux à diodes LED. Si le codage des sept segments de chaque afficheur est immuable, celui des diviseurs programmables des synthétiseurs, est sujet à diverses variations. L'adressage des PLL revêt plusieurs aspects : binaire, BCD, interfaçage direct depuis l'afficheur. Deux tendances distinctes se partagent le marché : le PLL partiellement employé et le PLL à ROM. Les performances des TX dépendant des aptitudes des circuits intégrés des synthétiseurs, il convient donc de faire leur connaissance.

Les ancêtres

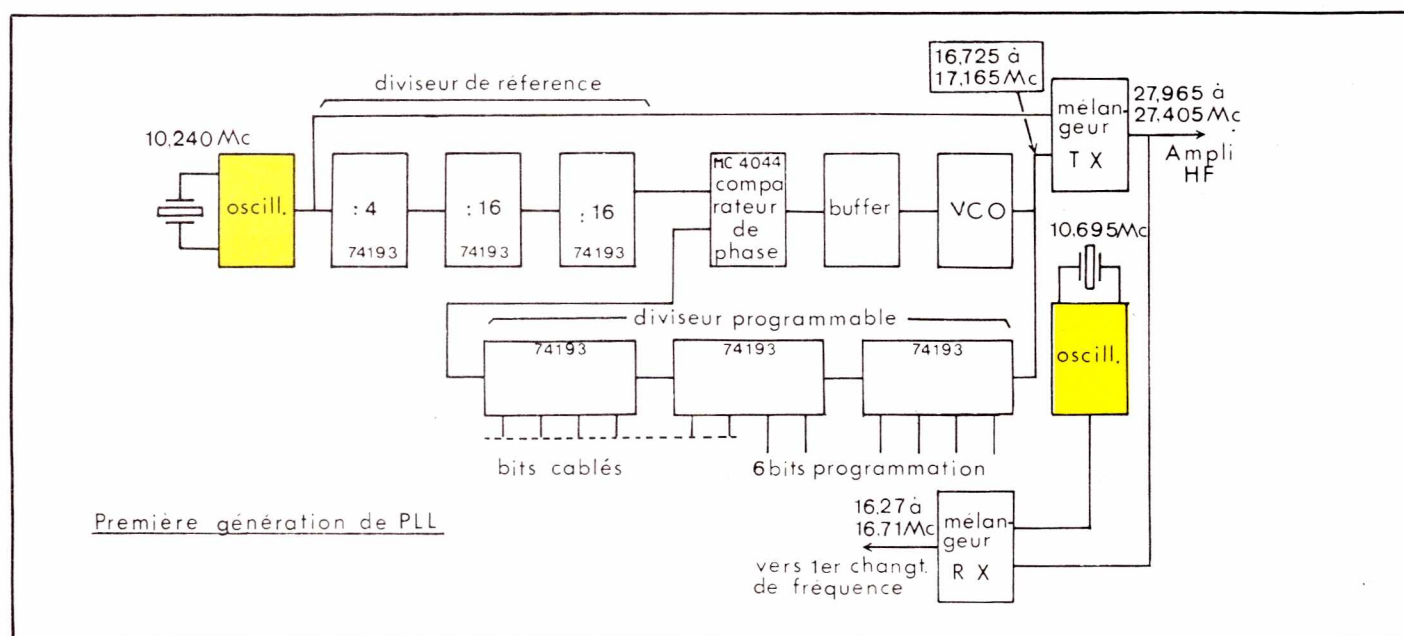
Dans le matériel d'émission CB à PLL, les modèles antédiluviens que nous connaissons, sont rares. Les premiers en circulation, dont le plus connu était le SBE Stow-away, possédaient un circuit de synthèse de fréquence réalisé avec des boîtiers classiques en technologie TTL. Les fonctions diverses : oscillateur-diviseur de référence, comparateur de phase et diviseur programmable, faisaient appel à de nombreux circuits intégrés distincts. Les anciens cibistes se souviendront de leur UTAC TRX 500 - Bristol BCB 228 - Pace 830, émetteurs-récepteurs de technologie presque moderne : deux circuits intégrés seulement : un comparateur de phase-diviseur programmable (type : MC 14568 B) et un diviseur programmable d'appoint CMOS (type MC 14526 B).

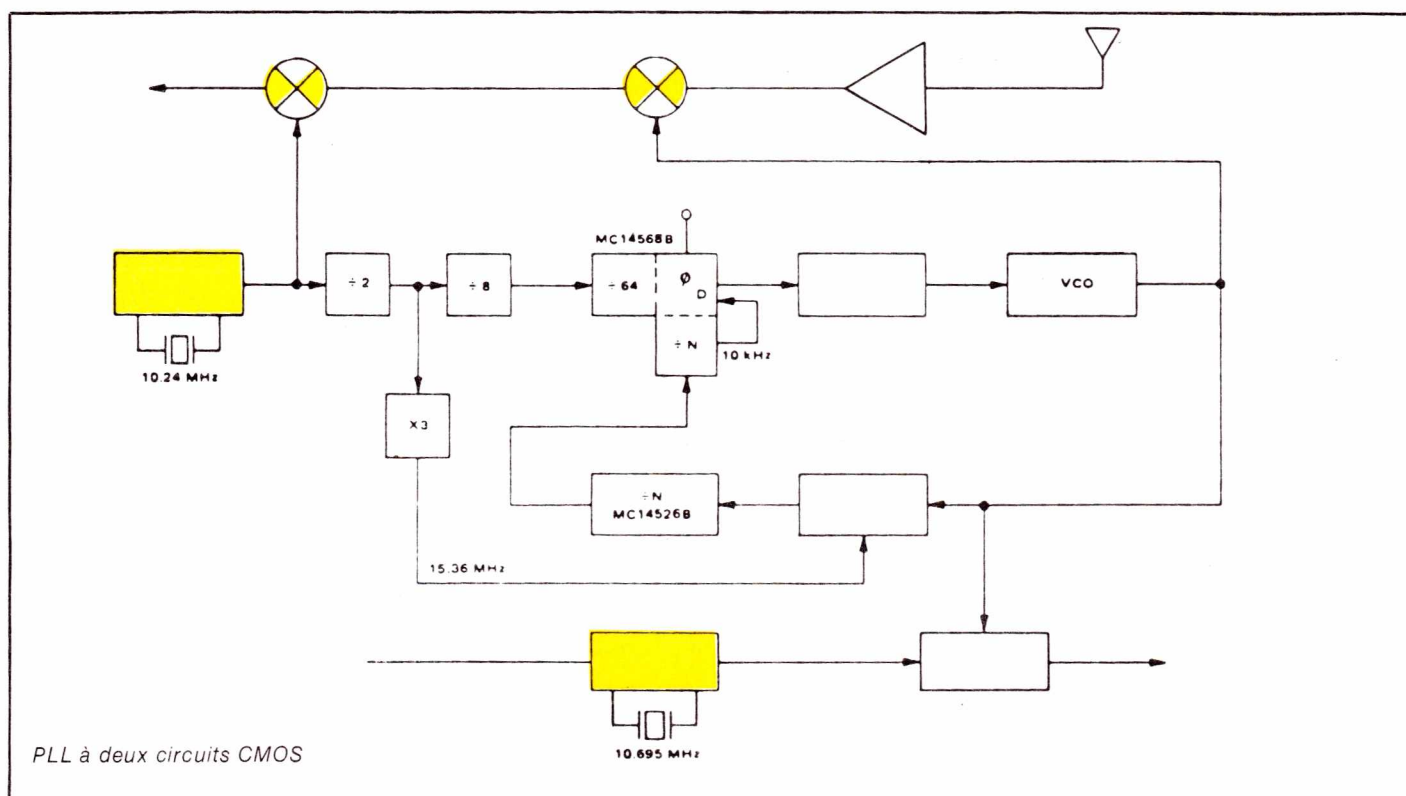
L'adressage du diviseur programmable établissant les canaux espacés de 10 KHz s'effectuait en comptage binaire. Une simple intervention sur le bit de programmation de poids élevé, libérait 16 canaux supplémentaires (27,425 à 27,595 MHz), les virtuoses du micro-switch plafonnant à 66 canaux : 40 d'origine (répartition selon norme FCC) + 16 supérieurs + 8 appelés bis (trous de 20 KHz dans la répartition FCC). Le codage sur 6 bits épuisant le programme de 64 fréquences.

Le chaînon intermédiaire : le PLL mono-circuit

Rien n'arrêtant la calvacade des familiers « mille pattes » que sont devenus les circuits intégrés, nous

avons vu venir à nous les premiers postes AM-SSB : sommerkamp TS 340 et TS 340 DX. Ceux-ci, plus récents, étaient dotés d'un unique circuit intégré PLL groupant le diviseur de référence, le diviseur programmable et le comparateur de phase en boîtier DIL à 16 pattes : le C 3001. Le codage était toujours binaire, sur 6 bits. Les possibilités : 64 canaux au pas de 10 KHz et 64 autres, supérieurs, en terminaison en 0 KHz. Ce circuit équipe une platine de base connue sous diverses marques : TS 340 Sommerkamp - LCBS 4 SBE - Royce 641... et divers produits moins connus, en version AM-SSB. Un circuit PLL dérivé de celui-ci : le C 3002, équipe des 40 canaux AM divers : Convoy 40 - Saturne 40 - Dynacom 40... etc. C'est le cas typique de circuit de synthèse à programmation sur 6 bits, avec programme incomplet, permettant, en complétant le comptage binaire du sélecteur de





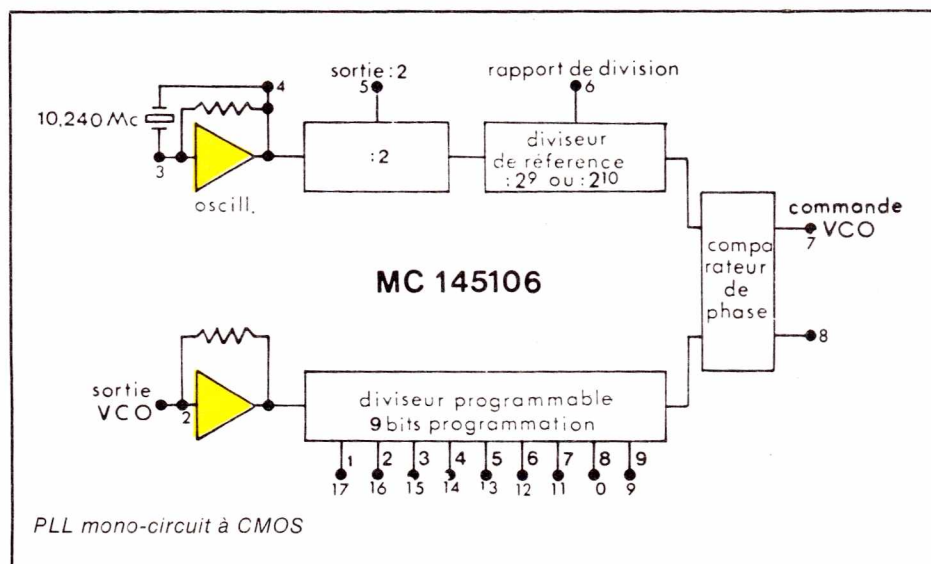
canaux, les mêmes résultats que précédemment : 64 canaux. Un détail cependant : les 6 bits étant au niveau logique 0 donnent le canal 1 (code binaire + 1). L'interfaçage entre la sélection de canaux et l'affichage digital s'effectue par un ensemble de roues codeuses jumelées. Le sélecteur de canaux comprend deux groupes de commutateurs, synchronisant une progression binaire avec 5 trous de 20 KHz (entre les canaux 3 et 4, 7 et 8, 11 et 12, 15 et 16, 19 et 20) et le codage des afficheurs à 7 segments. À noter le départ au 0 binaire sur le canal 1. Il y a

là, possibilité de balayer les canaux par un compteur binaire tel le 4024, avec affichage par compteur BCD à 2 décades. Seul problème : le canal 1 est affiché 0, prévoir un compteur BCD + 1 pour les unités. Les canaux se suivent dans l'ordre : attention aux canaux 23, 24, 25, qui s'enchevêtrent dans la répartition FCC.

Les PLL à usages généraux : sous-emploi

De nouvelles familles de circuits de synthèse plus performants sont

apparues. Ceux-ci se distinguent par un diviseur programmable à 9 bits ou plus. On les trouve sur la majorité des 40, des 80 et 120 canaux AM-SSB. Ils ont pour nom : PLL 02 A MB 8719 - MC 145106 P - LC 7120... etc. Avec 9 bits, nous constatons qu'il y a 512 pas de division. Les émetteurs qui en sont munis sont organisés autour d'un ou plusieurs oscillateurs à quartz pour obtenir les 40, 80 ou 120 canaux. Dans tous les cas, la programmation n'utilise que 40 pas de division. Une simple altération du « programme génétique » permet sur un 40 canaux couvrant initialement de 26,965 à 27,405 MHz, une couverture entre 26,325 MHz à 28,305 MHz. Nous remarquerons que seule une petite partie du programme est employée (un peu moins du 1/12^e). L'interfaçage entre l'affichage et la programmation du PLL est un peu particulier par le fait que les 6 bits utilisés sont prélevés en cours de route sur la progression binaire. Un scanning sur ce type de PLL, se réalise au moyen de deux conversions : BCD/7 segments pour l'affichage et BCD/code du PLL par une mémoire, selon l'organigramme suivant : un générateur d'impulsions, suivi d'un compteur à décades au double rôle : affichage des canaux et adressage d'une mémoire qui réalise la programmation du PLL. Un maximum de 200 canaux et au pas de 10 KHz peut être ainsi ob-



tenu avec une mémoire de 1 024 mots de 8 bits (10 bits significatifs en BCD avec affichage entre 1 et 200 canaux). Les 2 MHz représentent l'extrême limite de fonctionnement du VCO. Le résultat le plus courant est la couverture entre 26,515 et 28 MHz, assuré par tous les VCO de postes AM-SSB, sans difficulté. Certains VCO assurent une couverture plus large, d'autres nécessitant un rattrapage par diode varicap pour les fréquences les plus basses.

Les PLL à ROM

Ce sont les modèles les plus récents. Une pratique courante aux USA, consistant à augmenter le nombre des canaux du matériel en circulation a ému les autorités.

Des recommandations en conséquence ont été faites aux constructeurs. Un nouveau genre de PLL a vu le jour : le modèle inviolable. Celui-ci ne permet en aucun cas, d'obtenir de canaux supplémentaires par action sur le synthétiseur. La raison en est simple : si les circuits antérieurs pouvaient fournir d'avantage de canaux, c'est parce que le diviseur programmable était directement accessible, la parade qui s'imposait était d'isoler cet étage du PLL. La méthode employée : insérer une mémoire à lecture seule (ROM) programmée par masque chez le constructeur pour 40 canaux. L'adressage de ces PLL s'effectue généralement en binaire. Les bricoleurs étant tenaces, il y avait encore moyen d'augmenter le nombre de canaux en changeant la valeur d'un oscillateur à quartz. Une précision s'impose ici : généralement les postes emploient le même principe : oscillateur à quartz de 10,240 MHz servant pour la référence du PLL et d'oscillateur local, donnant par addition avec la fréquence du VCO, la fréquence finale d'émission, tout au moins en modulation d'amplitude. Nous trouvons donc, pour le canal 1 (26,965 MHz), une fréquence de 16,725 MHz, qui s'additionne aux 10,240 MHz. Changez la valeur de la fréquence qui s'additionne à celle du VCO et vous obtenez une gamme de fréquences d'émission différente. La parade : un circuit sortant deux fréquences différentes, radicalement différentes même. Nous voici face au PLL pour TX homologué à la mode européenne, façon CEPT.

Le PLL pour émetteurs-récepteurs homologués

Afin d'interdire le « bidouillage » des canaux, terme en faveur en milieu cibiste : la ROM est programmée pour 22 canaux (5 bits) et les fréquences de VCO distinctes. Nous étions habitués à trouver un double changement de fréquence sur nos 40 ou 80 canaux AM :

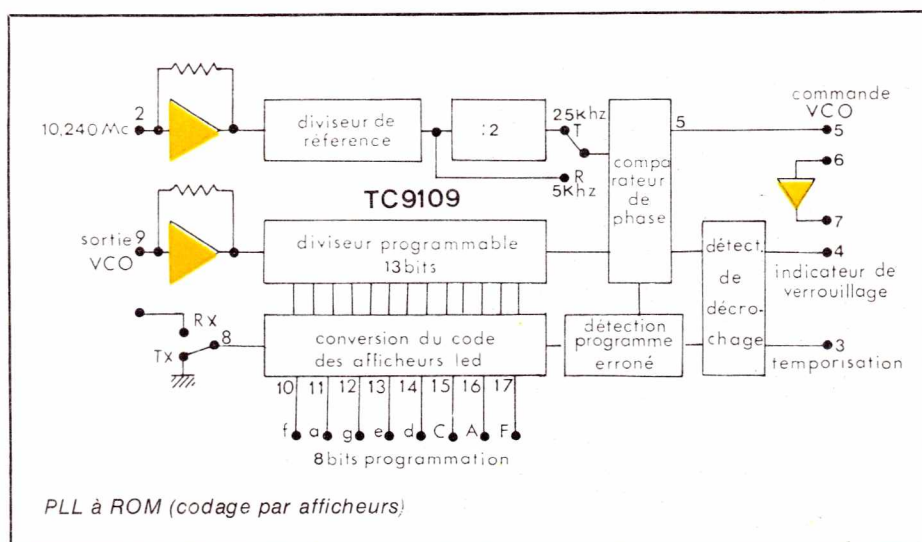
Emission = VCO + 10,240 MHz
et Réception = Fréquence d'émission - (10,240 MHz + 0,455 MHz) (double changement de fréquence). La nouvelle mode impose : Emission = 2 × VCO, et Réception = Fréquence d'émission - 10,695 MHz (double changement de fréquence). Les étages d'émission se contentent de doubler la fréquence d'émission. Avec ce nouvel handicap, il est pratiquement impossible de modifier un poste homologué. Pour ce faire, il faut changer le PLL, et, simultanément le bloc sélecteur de canaux assorti pour son affichage et ceci est une modification importante. Notons que les modèles pour 22 canaux FM, ne sont que des avatars de ceux prévus pour 40 canaux ; ainsi, ils sont compatibles broche pour broche (exemple PLL 08 A en 22 canaux et PLL 22 A en 40 canaux). Une autre innovation : l'interfaçage direct à partir du codage des afficheurs. Le double codage affichage-programmation disparaît ainsi, remplacé par la ROM du PLL. C'est ce que nous trouvons sur le Président Veep, que nous pouvons faire balayer directement à partir d'un compteur à 2 décades avec afficheurs à anode commune. Il est possible de substituer dans un 22 ca-

naux homologués en FM, le PLL d'origine avec la version programmée en 40 canaux, et le bloc codeur-afficheur à 22 canaux par un compteur-décompteur à 2 décades, sans changer le bloc sélecteur assorti avec l'affichage en 40 canaux. C'est l'exemple le plus simple et le plus économique de scanner.

Du PLL au microprocesseur

Des produits sophistiqués ont vu le jour aux USA. Les seuls modèles que nous avons connus en France sont les SBE Sidebander VI et la console VI. Quoi de spécial ? Tout simplement un circuit intégré basé sur la technique du microprocesseur : PLL avec diviseur programmable commandé par une ROM. La ROM est adressée par un clavier. L'affichage à deux chiffres permet d'utiliser 99 canaux. En outre, il dispose d'une mémoire active qui lui permet de stocker dix canaux plus un prioritaire. Malheureusement, cette formule spectaculaire ne s'est pas répandue au-delà de ces deux modèles, alors qu'aux States, diverses marques l'ont exploitée. Mais rien, heureusement, n'empêche d'exploiter toutes ces options, en munissant un poste existant, d'accessoires extérieurs que l'on peut réaliser sur mesure. À défaut du microprocesseur, l'amateur peut employer des compteurs divers, des encodeurs de clavier, des mémoires et surpasser la console VI, dont la conception date déjà de quelques années. La balle est dans le camp de la logique.

B. BENCIC



Micro Expo 82 :

Il n'y a pas qu'en mythologie que le chiffre 7 porte bonheur. Ce 7^e congrès-exposition de Paris réunissait du 14 au 19 juin dernier tout ce qui pourra désormais tenter les mordus de l'ordinateur.

A la rédaction, nous sommes très partagés sur le sujet et l'on rencontre aussi bien des possesseurs (tel Patrick « ZX 81 » Gueulle) que des détracteurs. En fait, l'entrée d'un micro-ordinateur dans la maison est (et restera) une affaire de rapport qualité/prix. Les réserves politiques et philosophiques, si valables soient-elles, deviennent inaudibles de jour en jour.

Comme les années précédentes, nous avons visité ce Salon avec un doute préalable. Cette fois pourtant et nous en sommes ravis, le doute est devenu enthousiasme car votre matériel existe et nous l'avons rencontré....

Micro Expo de SYBEX : une réussite confirmée

En 1976, trois ans après l'apparition du premier micro-ordinateur, SYBEX organisait le premier Congrès/Exposition concernant les microprocesseurs et les micro-ordinateurs. Une douzaine de fabricants présentaient leur matériel dans une ambiance d'avant-garde confidentielle et hermétique.

Depuis ces sept dernières années, les micro-ordinateurs se sont imposés au point de devenir un véritable phénomène de société, ils débouchent sur un marché de masse qui veut ressembler à celui de l'automobile : à chacun son micro-ordinateur.

Au Palais des Congrès de la Porte Maillot, nous avons vu au fil des ans grandir Micro-Expo qui en 1982 occupait deux fois la surface de l'an

dernier, soit tout le rez-de-chaussée du C.I.P. Ce sont aujourd'hui les revendeurs plus que les fabricants qui constituent ce Salon : l'an prochain, ils risquent fort de pulluler.

Le nombre d'exposants est passé de 69 en 1980 à 85 en 1981, pour atteindre cette année le chiffre de 140. Les 25 000 visiteurs attendus sont certainement venus pour quelque chose : loin du mythe, ils veulent palper la réalité informatique qui est ou sera la leur dans la vie quotidienne.

En marge du matériel, une profusion de conférences

Chaque jour a vu son style, sa spécialité et son auteur. D'une durée moyenne de quatre heures, ces conférences étaient toutes payantes et assurées par des spécialistes de haut niveau.

Les journées de formation professionnelle proposaient à 1 100 F pièce les sujets suivants :

- Introduction aux micro-ordinateurs
- Les microprocesseurs (2 jours)
- Introduction à la télématique (le futur le plus passionnant et de loin)
- Les réseaux (une nouvelle forme de transport)
- Transmissions de données et microprocesseurs
- Introduction à ADA (nouveau langage)
- Introduction à FORTH (idem et première Européenne)
- Introduction au BASIC
- Introduction au PASCAL
- Le BASIC avancé.

Les journées Grand Public permettaient à 150 F pièce de répondre à diverses interrogations :

- Quel micro-ordinateur choisir ? (Voilà une bonne question)
- Show APPLE (le « 2 » et le « 3 » venus de Californie, un exemple de réussite)
- Show TANDY (en vedette les fameux TRS 80)
- Show COMMODORE (les CBM 8000 et 4000 et surtout le VIC-20)
- Les micro-ordinateurs de poche (les hyper, calculettes très en vogue)
- Introduction au traitement de texte.

Du côté revendeurs, une fièvre remarquée

Incontestablement, c'est la bonne affaire pour demain. Celle d'aujourd'hui n'est plus vraiment la Hi-Fi mais principalement la Vidéo qui engendre une fascination justifiée. L'ordinateur individuel devient une valeur sûre pour la boutique. Nous avons même remarqué des ache-



teurs de grandes surfaces venus incognito pour s'informer du phénomène.

Tout de même, il y a un « petit détail » qui nous a semblé digne de mention. On ne vend pas un micro-ordinateur comme un téléviseur ou une chaîne Hi-Fi, à grand renfort de boutons et gadgets. Bien des démonstrations de programmes nous ont parus hésitantes, peu claires, voire catastrophiques.

S'il nous est permis de donner un conseil aux boutiquiers qui veulent réussir et non suivre une mode, une offre d'emploi passée à l'ANPE pour un **spécialiste** des micro-ordinateurs s'annonce comme une bonne solution, voire une nécessité.

L'auteur de ces lignes considère qu'il n'y a pas (encore) carence de jeunes cerveaux dans notre pays, au contraire. Mais la conjoncture tend à les exploiter et à les considérer comme de simples tournevis. Un changement profond devra naître dans l'esprit des employeurs ou nous perdrons la bataille des programmes (software) après celle du matériel (hardware). Il y a même risque de guerre entre les générations et certainement du fait de l'ancienne, ce qui se perçoit dans bien des domaines...

Le matériel exposé : enfin de bonnes surprises !

Si nous considérons que la quasi-totalité des appareils et programmes présentés concerne plutôt notre excellent confrère MICRO-SYSTEMES, il nous est possible toutefois de saluer trois réussites.

Le ZX 81 de Sinclair, désormais un classique

Grosse affluence sur le stand de Direco International. Une foule de (jeunes) visiteurs qui veulent découvrir ou vérifier une opinion sur cette petite merveille. Le succès de cet appareil d'initiation est indéniable. Pouvoir acquérir en kit un tel système est une bonne idée de plus pour cette marque qui ne cesse de faire des remous chez les « gros ».

Au départ, il y a Clive Sinclair qui n'en est pas à son coup d'essai en matière de miniaturisation. Cet An-

glais a du génie, et il faut voir son microtéléviseur pour s'en persuader si le ZX 81 ne suffit pas.

Certes, son micro-ordinateur à base Zilog (Z 80) a beau être évolué, il a des limites d'emploi. Mais ce serait compter sans le fanatisme qu'il suscite, grâce auquel apparaissent ici et là des extensions bienvenues. De plus, la rumeur veut que chez Sinclair on annonce bientôt... mais chut !

Il reste que ce petit fait la nique aux grands qui ne peuvent plus désormais le considérer comme un gadget, vue les ventes qu'il réalise... Après les Falklands, le jeune prince héritier et le ZX 81, que nous réserve le perfide Albion ?

Le VIC 20 de Commodore, un parfum de grand

En effet, ce nouveau micro-ordinateur venu d'Extrême Orient ressemble quelque peu au PET (CBM) qui a bien des adeptes. Pour environ 3 000 F (sous réserves) vous accédez par un clavier de luxe à la couleur sur télévision. Actuellement, elle est en PAL, mais la conversion PAL/SECAM est imminente.

Les applications de hobby comprennent un certain nombre de jeux vidéo qui peuvent se comparer à ceux vus dans les cafés actuellement. Citons par exemple, Avenger, Alien et le Road Race ou le Poker, les Echecs, etc. Mais, le côté didactique n'est pas oublié avec un Basic que l'on peut apprendre tout seul en autoformation avec contrôle de résultats par l'ordinateur. un manuel accompagne deux cassettes (audio) à cet effet.

Si le Basic proposé est compatible avec les autres produits Commodore, il faut noter que les accessoires ont ici un cachet indéniable avec l'unité de monodisque VIC 1540 et la superbe imprimante graphique VIC 1515 (à parafaire). Le VIC 20 utilise des microprocesseurs de la série 6500 dont nous ne savons pas s'ils sont de Commodore, Rockwell ou Signetics, mais ce sont des 8 bits.

L'ordinateur familial de Texas Instruments, la bombe 1982 ?

Vous vous en doutiez, nous l'avons gardé pour la bonne bouche, notre surprise du mois est le T.I. 99/4 A. The « Home Computer » by Texas Instruments. La télévision et la radio en ont parlé depuis quelques temps, nous l'attendions impatiemment depuis le Salon des Composants 1980, et le voici enfin.

Texas Instruments est, vous le savez, le n° 1 mondial des circuits intégrés. Il fallait donc s'attendre à ce qu'il frappe fort et c'est fait. Cet ordinateur est le premier en France à concerner toute la famille et ceci ouvre une brèche de taille dans nos propres convictions sur l'informatique pour gens « branchés »...

Le T.I. 99/4 A est une sorte de machine à écrire (QWERTY) disposant à sa droite d'un logement pour cartouche mémoire de type ROM (Solid State Software). Le microprocesseur utilisé est pour la première fois à notre connaissance un 16 bits (TMS 9900). Sa puissance en sera d'autant plus appréciable pour l'emploi à la maison.

Les mémoires internes sont de 26 k octets en ROM et 16 k octets en RAM (extensible à 48 k octets) avec une limite ROM + RAM de 110 k octets. L'appareil dispose d'une sortie 3 couleurs (Rouge, Vert, Bleu) pour attaquer directement les canons d'un téléviseur équipé de la prise Péritel normalisée par le SCART. Un codeur SECAM est à l'étude pour une liaison normale par cordon d'antenne UHF.

En audio, les amateurs de SN 76477 apprécieront, le T.I. 99/4 A génère 8 bruits plus 3 tous simultanés, le tout en 5 octaves. Il incorpore également l'interface pour 2 magnétophones à K 7, celle pour les 2 manches de commande (jeux vidéo) et comporte une prise à 44 broches pour périphériques où sont accessibles la mémoire du système et les signaux d'adresse.

Parmi les nombreux périphériques possibles, sachez que T.I. France développe en ce moment une adaptation dans notre langue du module d'activation pour synthétiseur de parole. Il fonctionnera toutefois, en « ellophones » et non par mots.



Mais nous reviendrons en détail sur tout ce que représente le concept TI 99/4 A. Un point qui pour l'auteur est une petite révolution est la cartouche T.I.-LOGO. Le LOGO est un nouveau langage qui est basé sur la philosophie d'enseignement développée par le Professeur Seymour PAPERT en collaboration avec l'équipe de l'Artificial Intelligence Laboratory du Massachusetts Institute of Technology (MIT).

L'élément fondamental du LOGO est la création d'environnements informatisés par lesquels les mathématiques ainsi que d'autres domaines scolaires peuvent être enseignés de façon naturelle (sic).

Ce langage informatique accessible aux enfants permet à tous, quel que soit leur âge, de dialoguer avec un ordinateur avec un vocabulaire facile à comprendre.

Ce nouveau concept selon lequel l'élève, même enfant, détermine le niveau du dialogue avec l'ordinateur, est une approche résolument moderne de l'utilisation des ordinateurs comme instruments pédagogiques.

De façon indicative, on peut rencontrer dès aujourd'hui la console T.I. 99/4 A en boutique au prix de 2 950 F TTC (sous réserves). Mais nous laissons à Texas Instruments le soin d'annoncer les prix pour T.I.-LOGO qui nécessite l'extension mémoire 32 k octets (pas donnée) et un K 7 ou unité de disquette pour le stockage des programmes.

Nous pensons qu'à la rentrée scolaire, plus d'informations seront en nos mains, y compris l'appareil que l'auteur a manipulé sans pour autant parvenir à le voler à la Porte Maillot. Il nous reste une revue Américaine totalement consacrée au « Home Computer T.I. 99/4 A » qui montre l'étendue du software proposé aux USA. A première vue, il semble qu'environ 600 programmes différents y circulent !

Enfin, côté folklore, une grande fête à l'Américaine se tiendra en octobre 82 à San Francisco (Californie) qui sera totalement consacrée à l'Ordinateur Familial T.I. 99/4 A ! La place nous manque pour détailler le programme des réjouissances, mais il est bien digne de l'Oncle Sam...

Consolez-vous cependant car un fan club du T.I. 99/4 A vient de s'ouvrir près de Paris, qui fera sûrement des émules en Province.

Conclusion

Le CII-Honeywell Bull ne semblait pas présente à Micro-Expo 82. La Thomson nous ayant répondu « non, oui, peut-être » à la question « ordinateur familial ? », il semble que nos couleurs soient un peu en berne sur ce chapitre.

Le changement serait-il une donnée spécifiquement étrangère ? A quelle sauce serons-nous mangés, Basic, LOGO, Dupont Lajoie ?

D. JACOVOPoulos



Un gradateur à commande par effleurement



Cette réalisation est une application directe d'un circuit intégré désormais très courant sur le marché amateur : le S 566 B, qui remplit les fonctions d'interrupteur et de gradateur de puissance commandé par effleurement.

L'originalité de ce montage pratique est d'avoir été étudié en laissant de côté toutes les tentations de miniaturisation auxquelles nous avons cédé lors de l'étude des versions précédentes.

N'essayez donc pas de loger le circuit imprimé dans une boîte d'encastrement pour interrupteur, mais plutôt dans un boîtier plastique 110 PP de MMP, dont les dimensions conviennent exactement, et dont la sécurité d'isolement est totale.

Ceci permet d'ailleurs de ne pas avoir à s'inquiéter outre mesure de l'encombrement des autres composants, qui seront choisis aussi courants que possible.

Le schéma de principe :

La figure 1 confirme bien que le montage fait appel à des composants des plus courants. Le triac, notamment, pourra être un modèle 6 à 10 A 400 V, très facile à se procurer, et capable de commander des charges déjà sérieuses, si on se donne la peine de l'équiper d'un refroidisseur suffisant (son emplacement sur le circuit imprimé permet ce perfectionnement).

Au niveau de l'antiparasitage, la traditionnelle self sur tore a cédé la place à une carcasse de transfo BF miniature, très facile à récupérer, et sur laquelle il convient de bobiner jusqu'à refus du fil émaillé de 8/10, avant de réinstaller les tôles bien sûr.

On notera qu'il est important de bien respecter le branchement

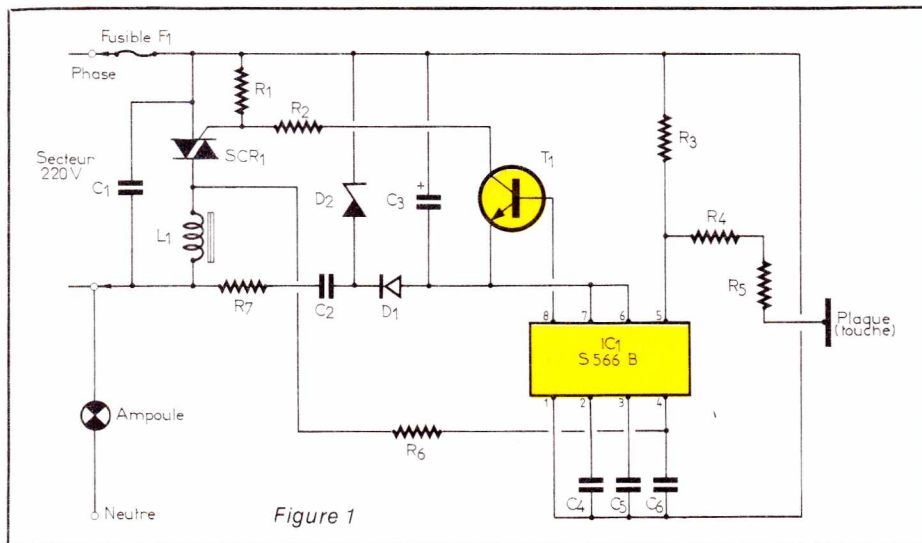


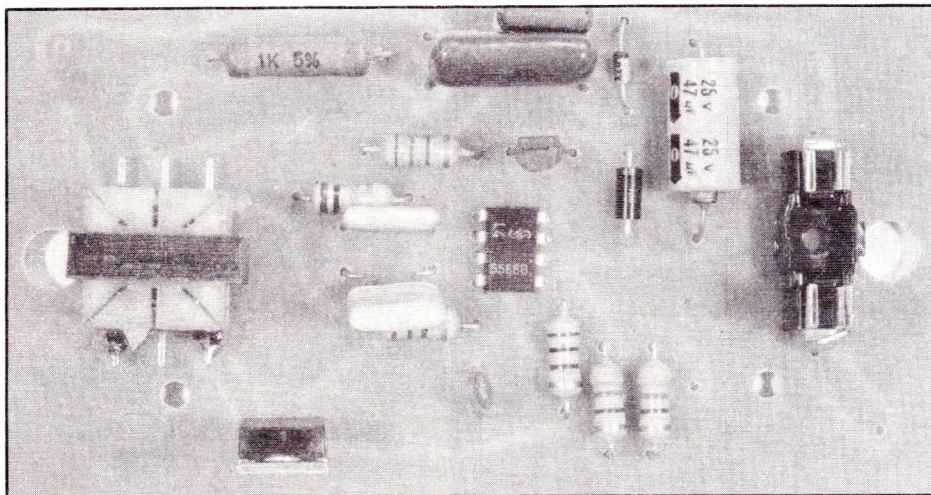
Figure 1

phase-neutre au niveau de l'alimentation secteur. Une inversion de polarité, quoique inoffensive, empêcherait la touche à effleurement

d'agir, puisque son principe est basé sur la détection du courant qui traverse la 1 M Ω (R3) lorsque la touche est reliée à la terre à travers la résistance d'isolement d'un individu.

Le reste du schéma appelle peu de commentaires : on remarquera l'alimentation stabilisée 15 V utilisant R7, C2, D1, D2 et C3, en notant bien que l'élément faisant chuter la tension du secteur est le condensateur C2 (0,22 μ F 400 V impératif, tout comme pour C1 d'ailleurs), et que la résistance R7 ne sert qu'à éviter aux diodes une pointe de courant excessive à la mise sous tension.

Enfin, remarquons la résistance R6, qui fournit au S 566 B le signal 50 Hz nécessaire à sa synchronisation précise, afin que le transistor T1 attaque bien le triac en accord avec les alternances du secteur.



Réalisation pratique

Le circuit imprimé de la figure 2 doit être équipé en conformité avec le plan de câblage de la figure 3. L'implantation des composants ne soulève pas de problème particulier. On choisira simplement le calibrage du fusible en fonction de la charge alimentée, afin que son rôle de pro-

tection puisse être rempli correctement.

Comme nous l'avons signalé, la « mise en boîte » peut avantageusement faire appel à un boîtier plastique 110 PP de marque MMP, qui laisse une grande liberté quant à la conception de la touche à effleurement proprement dite. On peut, en particulier, remplacer une des façades plastique par une tôle d'aluminium découpée de la même façon.

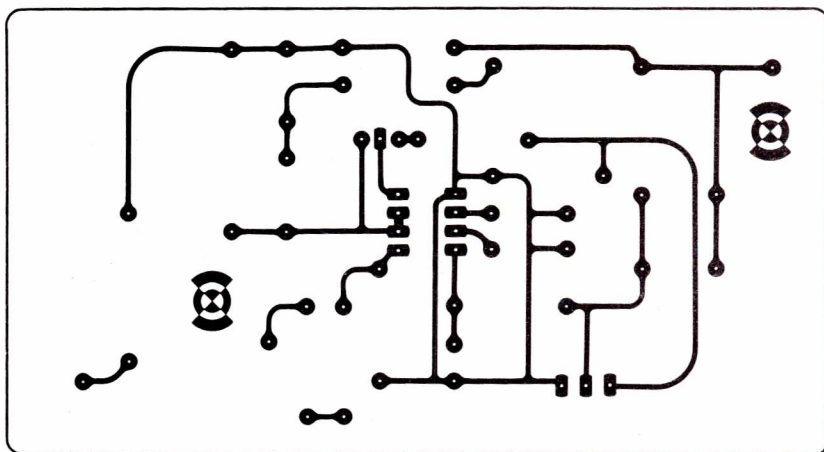


Figure 2

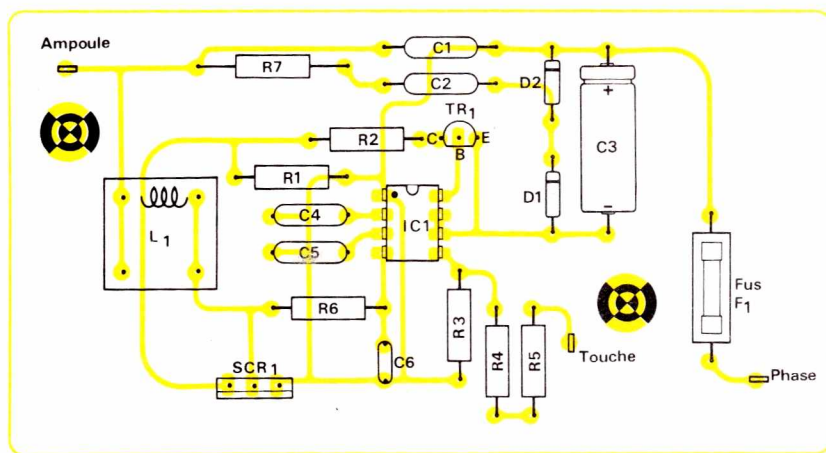


Figure 3

Utilisation

Après avoir fermé le boîtier, brancher la charge puis le secteur. Si le sens normal phase-neutre est bien respecté, un bref contact avec la touche doit entraîner l'allumage ou l'extinction de l'ampoule, ou une réaction équivalente de tout autre type de charge.

Par contre, un contact prolongé a pour effet de provoquer une variation de la puissance appliquée à la charge, entre pratiquement 0 et 100 %.

Ceci permet d'envisager toute une variété d'applications dans les domaines les plus divers, et ce en toute sécurité si la réalisation a été menée avec suffisamment de soin et conformément à nos instructions.

Ce montage peut rester branché en permanence, attendu que sa consommation propre reste extrêmement faible.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

Résistances

- R₁ : 10 kΩ 0,5 W 5 %
- R₂ : 120Ω 0,5 W 5 %
- R₃ : 1 MΩ 0,5 W 5 %
- R₄ : 4,7 MΩ 0,5 W 5 %
- R₅ : 4,7 MΩ 0,5 W 5 %
- R₆ : 1,5 MΩ 0,5 W 5 %
- R₇ : 1 kΩ 1 watt

Condensateurs

- C₁ : 0,1 μF 400 V
 - C₂ : 0,22 μF 400 V
 - C₃ : 47 μF 16 V
 - C₄ : 47 nF 250 V
 - C₅ : 47 nF 250 V
 - C₆ : 470 pF 250 V
- } impératif

Transistor

- T₁ : BC 318 ou BC 237

Circuit intégré

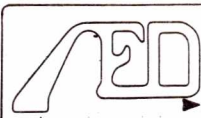
- CI₁ : S 566 B Siemens

Autres semi-conducteurs

- D₁ : 1 N 4004
- D₂ : Zener 15 V
- SCR₁ : Triac (voir texte)

Divers

- 1 fusible avec porte-fusible
- 1 carcasse de transfo BF miniature
- 1 circuit imprimé
- 1 boîtier 110 PP MMP, cordons secteur, électrode (voir texte).



ADVANCED ELECTRONIC DESIGN

8 rue des Mariniers 75014

67 BOULEVARD BRUNE 75014

NETTOYAGE DE JAUVES 545.42.50

LOYAUTE • QUALITE • PRIX • EFFICACITE • **aed**

extrait de notre tarif TTL - prix TTC

74LS 00	1.75	74LS 56		74LS 122	5.90	74LS 178	8.60
01 A	1.75	67		74LS 123	5.50	179	8.60
02	1.85	60	2.20	124		180	6.00
03 A	1.75	61		125 A	3.50	181	14.60
04	1.95	62		126 A	3.50	182	6.60
05 A	1.95	63	12.10	128	4.35	183	20.40
06	3.25	64		131		184	20.55
07	3.25	65		132	5.00	185 A	20.55
08	1.85	70	2.50	133		190	5.50
09 A	1.95	71		134		191	5.50
10	1.95	72	2.50	135		192	5.30
11	1.95	73 A	2.70	136	2.85	193	5.30
12 A	1.95	74 A	2.70	137	6.60	194 A	4.35
13	2.40	75	3.15	138	4.00	195 A	4.10
14	3.05	76 A	2.70	139	4.00	196	6.70
15	1.95	77		140		197	6.70
16	2.60	78 A		141	7.85	198	10.60
17	2.60	80	4.50	142		199	10.60
18	3.25	81/82	9.50	143		221	7.15
19	3.25	83 A	4.90	144		222	
20	1.95	85	6.30	145	8.55	224	
21	2.10	86	2.70	147/148	11.80	226	
22 A	1.95	80 A	3.80	150	11.25	227	
23	2.75	91 A	7.80	151 A	3.80	228	
24	3.45	92 A	3.80	152		230	
25	2.45	93 A	3.80	153	4.00	231	
26	2.10	94	5.30	154	10.60	240	7.00
27	2.10	95 A	4.45	155	5.50	241	7.00
28	2.40	96	4.90	156	4.90	242	8.00
30	2.10	97		157	3.80	243	8.00
31	9.95	100	10.60	158	4.00	244	7.00
32	1.95	101		159	10.30	245	10.05
33 A	2.10	102		160 A	5.50	246	11.30
37	2.50	103		161 A	5.50	247	7.35
38 A	2.10	104	6.75	162 A	5.75	248	7.35
40	2.10	105	6.75	163 A	5.50	249	7.35
42 A	3.80	106		164	6.20	251	3.90
43 A	8.10	107 A	2.85	165	8.00	253	3.90

DOCUMENTATION CONTRE 15 F EN TIMBRES

Comment avoir une étonnante mémoire

Vous l'avez sans doute remarqué : c'est toujours lorsque vous en avez le plus besoin que votre mémoire vous fait défaut. Il vous manque souvent la citation exacte, la référence, l'anecdote ou le chiffre qui viendraient illustrer ou renforcer ce que vous dites.

Pourtant, certaines personnes semblent pouvoir tout retenir avec une facilité déconcertante. Comment s'explique ce phénomène ?

Une récente découverte du Pr Jacques Abeel, psychologue, montre qu'en peu de temps, tout le monde peut avoir une mémoire étonnante.

Il a prouvé 1) que les individus à la mémoire déficiente ont généralement une intelligence supérieure à la moyenne.

2) qu'en confiant à l'intelligence une partie du travail de la mémoire, on peut acquérir très vite une mémoire souple et fiable.

Sa méthode, la Méthode Chest, vous permettra de tout retenir sans difficulté : conférences, cours, émissions... vous pourrez apprendre en un temps record les langues étrangères, étendre votre culture en quelques mois, retenir les noms propres, les dates, les chiffres, les visages, et même mémoriser un livre

- Mémorisez tout très vite et sans effort de volonté
- Découvrez comment atteindre la réussite et le Succès.
- Apprenez le secret de la puissance mentale.
- Un livret de 12 pages **GRATUIT !**

en une seule lecture ! (fait merveille à tout âge pour réussir ses études : élèves, étudiants, formation professionnelle...)

Par la culture qu'elle vous permettra d'acquérir, la Méthode Chest vous ouvrira toutes les portes : Vous pourrez sans difficulté réussir un examen difficile, briller en société, améliorer votre situation ou vous en créer une nouvelle.

Si ces résultats vous intéressent et si vous désirez, vous aussi, posséder le pouvoir extraordinaire que donne une mémoire totale, demandez à l'Institut Psychologique Moderne de vous adresser sa passionnante brochure :

« Comment développer sa mémoire » Il la distribue **gratuitement** à tous ceux qui souhaitent améliorer leur mémoire.

Ecrivez dès aujourd'hui à I.P.M., RM09 rue du moulin, 27760 la Ferrière.

Gratuit !

OUI je désire recevoir le Livret **GRATUIT** : « Comment développer sa mémoire » (Rien à payer).

Nom prénom
N° rue
code ville
à retourner à l'I.P.M., RM09 rue du moulin, 27760 la Ferrière.

LORSQUE VOUS VOUS ADRESSEZ A NOS ANNONCEURS RECOMMANDEZ-VOUS DE **RADIO-PLANS**

Vous n'en serez que mieux servis

DESORMAIS

des fiches techniques et une schématisation à classer

Radio-Relais

TOUS LES RELAIS

SIEMENS

D'IMPORTANTES STOCKS DISPONIBLES

18, RUE CROZATIER, 75012 PARIS ☎ 344.44.50

S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à "RADIO PLANS"

C'est ● plus simple,
● plus pratique,
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de RADIO PLANS

C'est plus pratique

● chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,
● sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

● en la retournant à:
RADIO PLANS
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

● ou en la remettant à votre marchand de journaux habituel.

Mettre une **X** dans les cases ☒ ci-dessous et ci-contre correspondantes :

☐ Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de

☐ Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de Frs par :

☐ chèque postal, sans n° de CCP
☐ chèque bancaire,
☐ mandat-lettre
à l'ordre de: RADIO PLANS

COMBIEN?

RADIO PLANS (12 numéros)

1 an ☐ 95,00 F France

1 an ☐ 135,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention : prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

RADIO PLANS

NOUVEAU

Découvrez vite LA PREMIÈRE ENCYCLOPÉDIE PRATIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE

COMPRENDRE...

Dans les années à venir, l'électronique est appelée à jouer un rôle croissant dans notre vie quotidienne. Aujourd'hui une encyclopédie vous y prépare : c'est l'Encyclopédie Pratique de l'Électronique EUROTECHNIQUE. Seize volumes abondamment illustrés traitant dans des chapitres clairs et précis de l'électronique. Une œuvre considérable, détaillée, accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment dans votre bibliothèque.

16 VOLUMES QUI DOIVENT ABSOLUMENT FIGURER DANS VOTRE BIBLIOTHÈQUE

L'Encyclopédie Pratique de l'Électronique est l'association d'un matériel d'application expérimentale et d'une somme remarquable de connaissances techniques : 16 volumes reliés pleine toile, 5000 pages, 1500 illustrations.

FAIRE...

Pour saisir concrètement les phénomènes de l'électronique, cette encyclopédie est accompagnée de quinze coffrets de matériel contenant tous les composants permettant une application expérimentale immédiate. Vous réaliserez plus de cent expériences passionnantes et, grâce à des directives claires et très détaillées, vous passerez progressivement des expériences aux réalisations définitives, vous constituant ainsi votre propre matériel.

SAVOIR...

Conçue par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés possédant de longues années d'expérience en électronique, cette encyclopédie fait appel à une méthode simple, originale et efficace.



eurotechnique
FAIRE POUR SAVOIR

rue Fernand-Holweck, 21100 Dijon

**Renvoyez-nous
vite ce bon**

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE
à compléter et à renvoyer aujourd'hui à EUROTECHNIQUE,
Rue Fernand Holweck - 21000 DIJON
Je désire recevoir gratuitement et sans engagement de ma part,
votre documentation sur le Livre Pratique de l'Électronique
NOM _____ Prénom _____
Adresse _____ Ville _____ Code postal _____

09105-1024

