

no. 5|6
édition spéciale
1978|1979

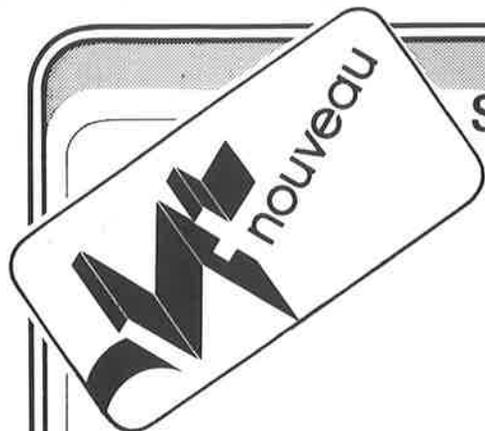
IOF

elektor

électronique pour labo et loisirs



SUISSE: 5 F.S. • ITALIE: 1500 LIRE • ESPAGNE: 180 PESETAS • BELGIQUE: 70 F.B. • CANADA: 2 DOLLARS • ALGERIE: 10 DINARS • TUNISIE: 1000 MIL.



Service livres d'Elektor

digit 1

par H. Ritz



Ce livre donne une introduction par petits pas de la théorie de base et de l'application de l'électronique digitale.

Ecrit dans un style propre à Elektor, on n'a pas besoin d'apprendre des formules sèches et abstraites, mais à leur place on trouve des explications claires des fondements des systèmes digitaux, appuyées par des expériences destinées à renforcer cette connaissance fraîchement acquise.

Pour cette raison DIGIT 1 est accompagné d'une plaquette expérimentale pour faciliter la construction pratique des schémas.

Prix 50,- F, circuit imprimé compris.

UN fournisseur pour vos composants

BERIC

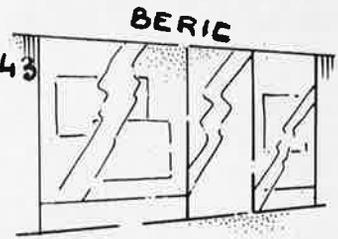
TROIS moyens faciles pour nous joindre . . . 43



Ecrivez-nous
(carte dans ELEKTOR)



Téléphone-nous
pour prix et délai)



Venez nous voir
(du Mardi au Samedi de
9 H à 12 H 30 et de 13 H à 19 H)

**HORLOGE DIGITALE A QUARTZ ET AFFICHEURS
CRISTAL LIQUIDES 16 MM A PILE - ALIMENTATION
4,5 A 9 V Ref: NHR 164 (Afficheurs voir ci contre)**

KIT KOMPLET: afficheur NHR 164 H (ou T ou TN à préciser) + circuits MOS + quartz + circ. imprimé + divers. Dimensions: 95 x 60 x 20 mm P.U. 285 F
Boîtier -Design- pour horloge ci-dessus P.U. 45 F
Câblé en boîtier (orange, blanc ou noir, à préciser) et en ordre de marche 385 F

**HORLOGES DIGITALES SECTEUR
AFFICHEURS L.E.D.**

avec alarme (fonction réveil)

TMS3874LK- Horloges digitales secteur avec alarme. Heures et minutes (bloc de 4 digits de 13 mm filtre incorporé multiplex) battent des secondes commande directe possible d'un triac pour alimenter d'un appareil sur secteur.
Cablage simplifié par boîtier 18 broches attaque directe des afficheurs LED à CATHODE COMMUNE. Livré avec notice en français. Kit complet sans boîtier, ni alarme. Prix: 137 F

BUZ- Module alarme pour horloge. Dims: 22x16x16 mm. Prix: 15 F
BTMS- Boîtier pour horloge TMS3874NLK. Dims: 135 x 100 x 45 mm 35 F
HRPC 6: HORLOGE-REVEIL-CALENDRIER SUR 4 ANS, 6 chiffres, 24 heures, minutes et secondes sur 6 digits, fonction réveil avec répétition calendrier jours/ mois programmé sur 4 ans (exposition de la date à la demande ou automatiquement: date durant 2 secondes, heure durant 8 secondes). Fonction programmeur d'une durée max. de 9 h 59 mn, oscillateur incorporé prenant le relais en cas de coupure de secteur. Fonctionnement autonome sur batterie par adjonction simple d'un quartz 100, 800 kHz. Circuit CMOS 28 broches avec notice en français P.U. 63 F
HRPC 6, livré avec support et 6 afficheurs:

- 8 mm TIL 313 P.U. 135 F
 - 9 mm FND 357 P.U. 147 F
 - 11 mm NR 440 P.U. 159 F
 - 13 mm TIL 322 (= FND 500) P.U. 171 F
 - 20 mm FND 800 P.U. 240 F
- Kit complet (sans boîtier) avec TIL 322 290 F
Quartz 100, 800 KHz pour base de temps, batterie ou piles pour HPRC6 P.U. 80 F
BUZ Module alarme P.U. 15 F

BTO- Kit base de temps à quartz pour horloge 50 Hz (donne également les fréquences étalons: 3200-1600-800-400-200-100 et 50 Hz) permet le fonctionnement sur batterie de toutes les horloges secteur. Prix. 90 F

FABRICATION

BERIC

**Fréquence-mètre
Multimètre**



BBC505- Fréquence-mètre-Multimètre- Conception BERIC.

Il comprend:
BRCS0- Partie fréquence-mètre. Périodmètre, Impulsiomètre. Chronomètre. Affichage 6 chiffres à 7 segments LED. Précision 2/10.5 +/- 1 digit. Fréquence mesurée de 50 Hz à 600 Mhz. Sensibilité moyenne 50 mV. Périodmètre de 1 µ-sec. à plusieurs sec. Chronomètre à 5 gammes de la sec. à la µsec. Impulsiomètre 4 gammes en impulsions positif et négatif. Alim. 12V (2,2A) et alim. secteur incorporée. Fort boîtier professionnel à pieds de pupitre excamotables. Face avant dural de 3mm. Encombrement 22 x 11 x 27 cm. Complet en kit avec notice très détaillée (30 pages). 1250 F
BRCS0PB- Platinas de base et d'affichage sans alim. secteur, sans tolérances, sans les commandes montées sur la face avant. Toujours en kit avec notice. 750 F
PM50- Partie Multimètre. Voltmètre. Ampèremètre CC et CA Ohmmètre. Capacité-mètre. Précision globale 3

Précision globale +/-1%, +/-1 digit. Affichage sur 5 digits. +dépassement. Inversion automatique de polarité. L'entrée 10M Ohms. Gammes: V de 0 à 1000V résolution de 1mV à 100 mV suivant gamme VCC et VCA (fréq. de 20 à 500 Hz. ICC et ICA de 0 à 1A résolution de 1 µA à 100µA suivant gamme. R de 0 à 10M Ohms résolution de 1/Ohm à 100/Ohm suivant gamme. C lecture à 6 digits. De 0 à 10.000 µF résolution de 1 pF à 10 nF suivant gamme. Ensemble en kit de même qualité s'incorpore à l'ensemble. 620 F
NOTICE- Du BRCS05 (sa valeur est déduite en cas d'achat ultérieur de l'appareil. 30 F
ACCESSOIRES DU BRCS05.
SH150- Sonde fréquence-mètre de 50 Hz à 170 Mhz entrée haute impédance 10M Ohms. Sortie sur coax 50 Ω. En kit 55 F

**digit 1 INTRODUCTION AUX CIRCUITS INTEGRÉS
LOGIQUES PAR L'EXPERIENCE
LIVRET 60 PAGES + CIRCUIT IMPRIME
D'EXPERIMENTATION**

38 expériences accompagnées d'explications théoriques claires et de questions avec corrigés. Une édition ELEKTOR en Français. 50 F
• digit 1 avec circuit 270 x 115 mm 50 F
• composants complets d'expérimentation avec alimentation 90 F

EXPEDITION RAPIDE

BERIC Nous garantissons à 100% la qualité de tous les produits proposés. Ils sont tous neufs en de marques mondialement connues
REGLEMENT A LA COMMANDE - PORT ET ASSURANCE PTT: 10% - COMMANDES SUPERIEURES à 300 F franco - COMMANDE MINIMUM 60 F (+ port)
B.P. n° 4-92240 MALAKOFF - Magasin: 43, r. Victor-Hugo (Métro porte de Vanves) - Téléphone: 657-68-33. Fermé dimanche et lundi
Tous nos prix s'entendent T.T.C., mais port en sus, Expédition rapide, En CR majoration 10,00 F, C.C.P. PARIS 16578-99

Kits composants et circuits imprimés ELEKTOR

Constitution des kits: TOUS les composants à monter sur le circuit imprimé ainsi que les inter, inverseur, commutateur, et notice technique complémentaire à l'article ELEKTOR, si nécessaire, sans transfert ni boîtier (sauf mention spéciale), ni circuit imprimé (en option)

ELEKTOR N° 1	Kit Comp.	C.I. seul
6031 Récept. BLU (avec galva)	123,—	32,—
9453 Générateur de fonct (avec transfo)	254,—	32,—
9465 Alim (avec 2 galva et transfo)	230,—	20,—
9846-1 RAM E/S	216,—	68,—
9846-2 SC/MP avec notice	242,—	21,—
Face avant généré de fonc.	—	17,50

ELEKTOR N° 2	Kit Comp.	C.I. seul
9401 Equin mono + alim (sans transfo)	286,—	30,—
9851 Carte CPU (sans connecteur) avec 2 x MM5204Q program.	512,—	100,—
9831 +	—	—
4523 Photo Kirilian sans bob ni transfo	244,—	26,50

ELEKTOR N° 3	Kit Comp.	C.I. seul
9076 TUP-TUN testeur avec transfo	90,—	24,40
9076-2 Face avant pour dito	—	27,50
9915 Généré de notes univ.	250,—	88,75
9914 Module une octave	—	37,25
9981 Piano elect Filtres + préampl.	—	68,—
Composants pour 5 octaves (sans clavier)	1154,—	—
9979 Piano elect Alim	—	22,—
9863 Carte ext mémoire avec MM5204Q program.	176,—	150,—
9857 Carte BUS jeu de 3 connect. ndapt.	150,—	35,25
9893 Carte Hex I/O	688,—	200,—
9817-2 Voltmètre à leds	116,—	20,75
9860 Voltmètre de crête	24,—	15,—
9444 Table de mixage avec pot et transfo.	240,—	17,25

ELEKTOR N° 4	Kit Comp.	C.I. seul
9968 TV SCOPE: Version de base	335,—	le jeu 117,—
9967 Modulateur TV UHF/VHF	57,—	16,—
9906 Alim syst. à µP sans connect.	98,—	36,—
9885 Carte RAM 4 K sans connect.	788,—	175,—
9913-1 Chambre de Reverberation carte principale	554,—	49,—
9913-2 Chambre de Reverberation extension pour 3 platines	716,—	14,—
9753 Jeu de billes	98,—	18,—
9927 Mini Fréquence-mètre avec transfo	284,—	29,—

ELEKTOR N° 5/6	Kit Comp.	C.I. seul
9764 Chasse au lièvre	168,—	48,50
9887-1-2-3-4	—	—
Fréquence-mètre 250 MHz avec transfo	930,—	le jeu 228,50
9905 Interface cassette	140,—	29,—
9973 Chambre de réverbération analogique	509,—	56,50
9641 Adaptateur BLU avec CV	66,—	8,—

Semi-conducteurs ELEKTOR

AY1-0212	89,—	SC/MP II	120,—
AY1-1320	79,—	TBA 120	7,—
CA 3060	24,—	TL 074	25,—
CA 3066	8,—	TL 084	16,—
FX 209	108,—	UAA 180	24,—
CD 4066	5,—	XR 2206	45,—
E 300	5,—	95H90	80,—
LM317K	35,—	7750 ou 7760 AFFICHEURS	12,—
LM 323K	76,—	TUP ou TUN les 10	10,—
LM 324	8,—	DUS ou DUG les 10	3,50
MM 2112	24,—	+ la plupart des autres composants	—
MM 5058 - AM 2533 - AM 2833	—	—	—
MK 50398N	80,—	—	—
SAD 1024	172,—	MM 5204Q Le jeu de 3 program ELBUG	290,—

Composants actifs ELEKTOR

Selfs miniatures	5,—
0,15 µH/0,22 µH/1 µH/10 µH/22 µH/100 µH/470 µH	8,—
Filtres céramiques CDA 10,7 MA	10,—
Cond. Ajust. pour C1: 12/100 pF	—
Ainsi que condensateurs, résistances, potentiomètres	—
Quartz 2 MHz, 4,433 MHz (nombres fréquences disponibles) 1 MHz	50,—
Potentiomètres rectiligne stéréo 2 x 47 k log.	20,—

Composants passifs ELEKTOR

Sélecteur DIP 8 Bits	22,—
Mandrin blindé KASCHKE	7,—
Double inverseurs à poussoir	5,—
Digitast	8,—
Digitast LED	12,—
Ainsi que interrupteurs, inverseurs, et commutateurs.	—
Connecteur M/F pour SC/MP adapt.	50,—
Coffret pour générateur de fonction 9453 (Non percé ni sérigraphié)	50,—
Coffret pour fréquence-mètre 9887 (Non percé ni sérigraphié)	35,—

CATALOGUE ROSE BERIC!
24 pages Format 21 x 29 cm
Peut être ré-annulé.
Le catalogue BERIC est votre meilleur "outil" de travail. Vous avez sûrement besoin de connaître les articles que vous désirez.
RECEVAZ-LE.
Demandez-le en remplissant et envoyant 118 x 185 votre adresse. 50F!

elektor 5/6 décodage

1e année, n° 5/6

édition spéciale 78/79

Assistant-Directeur**commercial:**

G.J.J. Kieft

Abonnements:

Mme L. Gallet

Rédaction-France:

B. Devalter

Adresse:

Elektor sarl
45 Grand' Rue
Le Doulieu, 59940 Estaires
(20) 43.86.61

Téléphone:**Banque:**

Crédit Lyonnais
compte n°: 6660.70030X

Editeur:

Bob W. van der Horst

Rédacteurs techniques:

J. Barendrecht, G.H.K. Dam,
E. Krampelsauer, G.H. Nachbar,
A. Nachtmann, K.S.M. Walraven, P.V. Holmes
Société des Editions Elektor
Bourgognestraat 13a
6191 HX Beek LB, Pays-Bas
Tél.: 19.31.4402.4200
Télex: 56617 Elekt. NL.

Siège international:**DROITS D'AUTEUR**

La protection du droit d'auteur s'étend non seulement au contenu rédactionnel d'Elektor mais également aux illustrations et aux circuits imprimés, y compris leurs dessins, qui y sont reproduits. Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non-commerciaux.

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

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

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

Elektor paraît bimestriel en 1978, mai/juin, juillet/août, septembre/octobre, novembre/décembre.

A partir de 1979 Elektor paraît mensuel le 1er de chaque mois, sauf en juillet et août; paraît alors un numéro double consacré aux circuits à semi-conducteurs et intitulé 'Guide des semi-conducteurs'.

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

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

ABONNEMENTS

	France	Etranger
les quatre numéros doubles de 1978	30 FF	45 FF
les numéros 1, 2, 3, 4 (doubles) à l'unité	10 FF	15 FF
abonnement 1979 (11 numéros dont un double)	80 FF	100 FF

CORRESPONDANCE

Veuillez bien mentionner dans le coin supérieur gauche

	si votre correspondance concerne
QT	questions techniques
RC	rédaction en chef
CA	changement d'adresse
EPS	circuits imprimés
P	publicité, annonces
A	abonnements
SR	secrétariat de rédaction

CHANGEMENT D'ADRESSE

Veuillez bien nous le communiquer au moins six semaines d'avance. Mentionnez ancienne et nouvelle adresses, en joignant si possible une étiquette ayant servi à vous envoyer l'un des derniers numéros. Frais de changement 1,— F.

QUESTIONS TECHNIQUES

Veuillez bien joindre une enveloppe affranchie et adressée à vous-même; pour les envois de l'étranger, outre l'enveloppe non-affranchie mais adressée à vous-même, joignez un coupon-réponse international.

TARIF DES ANNONCES (nationales et internationales)

Peut être obtenu sur simple demande.
Elektor, sarl au capital de 50000F RC-B 313.388.688.
SIRET-313.388.688.000.19 APE 5112.

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

Types de semi-conducteurs

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

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

U _{CEO} , max	20 V
I _C , max	100 mA
h _{fe} , min	100
P _{tot} , max	100 mW
f _T , min	100 MHz

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

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

	DUS	DUG
U _R , max	25 V	20 V
I _F , max	100 mA	35 mA
I _R , max	1 µA	100 µA
P _{tot} , max	250 mW	250 mW
C _D , max	5 pF	10 pF

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

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

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

Familles BC 107 (-8, -9)

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

Familles BC 177 (-8, -9)

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

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

Valeur des résistances et capacités

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

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

Quelques exemples:

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

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

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

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

Points de mesure

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

Tension secteur

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

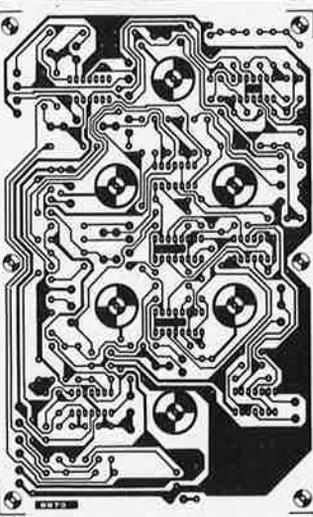
Services aux lecteurs:

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

sommaire



Le **Consonant** est un pré-amplificateur de haute qualité, il offre de nombreux raffinements tels que des filtres rumble et scratch, des réglages de tonalité à fréquence de coupure commutable et possibilité de mise hors service. Tous les composants sont montés sur la même plaquette de circuit imprimé, ce qui simplifie grandement le câblage. p. 12-44



Récemment, la réalisation de dispositifs de retard complètement électroniques a été rendue possible et Elekto a déjà publié un projet de module de réverbération digital. **La chambre de réverbération analogique** se présente comme une autre approche, utilisant des techniques analogiques. p. 12-56



Un **fréquence-mètre** est un appareil précieux pour tout électronicien et celui décrit dans cet article présente des performances dignes du matériel professionnel. Le **fréquence-mètre 1/4 GHz** est très facile à construire soi-même pour un prix de revient relativement réduit. p. 12-69



Non, ce n'est pas une photographie de cristaux de neige, mais simplement des radiateurs adroitement disposés.

Selektor	12-11
Extension du TV-scope	12-13
Avant d'examiner en détail les schémas de l'extension du TV-scope dont la version de base a été décrite le mois passé, nous allons examiner les principes mis en jeu dans cette extension.	
CMOS avec ou sans buffer?	12-18
Le but de cet article est de montrer les différences fondamentales entre les circuits intégrés MOS avec et sans buffer; de plus, il indique dans quelles conditions il faut donner la préférence à l'une ou l'autre des versions.	
Bougie électronique	12-24
La seule bougie électronique qui s'allume avec une allumette et qui s'éteint en soufflant sur la flamme.	
Le SC/MP chante Noël	12-26
Cet article indique comment programmer le SC/MP pour lui faire fredonner quelques airs de Noël bien connus.	
Réducteur dynamique de bruit	12-28
Le bruit de fond dû à la bande magnétique est l'un des défauts majeurs des magnétophones, et plus spécialement des magnétophones à cassettes. C'est pourquoi depuis quelques années divers procédés de réduction du bruit ont été commercialisés.	
Interface cassette	12-34
Ce circuit adaptable à tous les systèmes à μP 8 bits est peu exigeant en ce qui concerne les qualités sonores du magnétophone et peut traiter des informations à une vitesse pouvant atteindre 1200 Baud.	
Adaptateur BLU	12-40
Ce circuit simple permet de transformer un récepteur ondes courtes en récepteur BLU.	
Extension du piano électronique	12-41
Ce bref article donne en détail la valeur des composants supplémentaires ainsi que les rajouts aux circuits de filtres nécessaires pour augmenter l'étendue du piano électronique décrit dans Elekto n° 3.	
Sirène à la Kojak	12-43
Comment programmer le SC/MP pour le faire sonner comme une sirène américaine.	
Consonant	12-44
Testeur de réflexes	12-54
Ce programme permet, à l'aide du système SC/MP, de réaliser un testeur de réflexes capable de mesurer le temps de réaction d'un sujet à une milliseconde près.	
Chambre de réverbération analogique	12-56
Vocodeurs (1)	12-63
Ce premier article expose les multiples aspects de cette séduisante nouvelle extension du domaine de la 'musique' électronique que sont les vocodeurs.	
Fréquence-mètre 1/4 GHz	12-69
Chasse au lièvre	12-82
Ce jeu d'adresse consiste à 'tirer' sur un 'lièvre'; comme fusil et animal sont purement électroniques, ce jeu peut être pratiqué en intérieur sans risque d'impacts de balles dans les murs ni de taches de sang sur le tapis du salon!	
Un clignoteur très simple	12-86
Le plus simple des clignoteurs est l'interrupteur bilame que l'on trouve dans les starters associés aux tubes fluorescents.	
Marché	12-87
Table des matières 1978	12-88
Circuits intégrés CMOS	12-89

eps circuits imprimés

De nombreux circuits décrits dans Elektor sont accompagnés par un dessin de circuit imprimé. Pour ceux qui ne se sentent pas aptes ou qui n'ont pas le temps de réaliser eux-mêmes leurs circuits imprimés, nous leur proposons ces circuits gravés et percés. La plaque-support est faite en matière de qualité supérieure et le prix de vente dépend des frais d'élaboration et de la technologie employée (simple ou double-face, trous métallisés, pastilles étamées, matériaux de base).

Ces circuits imprimés EPS sont disponibles chez de nombreux revendeurs de composants. Il est également possible de les commander auprès d'Elektor en joignant 3,75 FF pour les frais de port et d'emballage. Ces circuits vous seront expédiés par retour du courrier ou, en cas de rupture de stock, dans un délai d'environ 3 semaines.

Le paiement doit être effectué à la commande, pour la France, le paiement peut être réalisé :

- par chèque adressé à Elektor Sarl
- par virement bancaire sur le compte n° 6660.70030 X du Crédit Lyonnais

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

Exemple:

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

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

F1: MAI-JUIN 1978

Récepteur BLU	6031	32,—
mini-récepteur	9369	10,—

préco (préampli)	9398	28,—
préco (régulateur)	9399	16,—
générateur de fonctions face avant pour le générateur de fonctions	9453	32,—
Alimentation stabilisée	9453-6	17,50
Diapositives avec son	9465	20,—
Magnétiseur	9743	8,—
RAM E/S	9827	8,—
SC/MP	9846-1	68,—
	9846-2	21,—

F2: JUILLET-AOÛT 1978

sifflet à vapeur	1471	13,—
train à vapeur	1473	14,—
pèse-bras imprimé	9343	5,50
Equin	9401	30,—
Antenne MF	9423	11,—
Tête HF	9512-A	30,—
ampli IF	9689	
ampli BF	9499-1	26,50
Alimentation	9499-2	
Photographie Kirlian	9831	100,—
Carte CPU (F1)	4523	
Préampli pour micro à électret	9851	5,50

F3: SEPTEMBRE-OCTOBRE 1978

TUP TUN Testeur	9076	24,40
face avant pour TUP TUN Testeur	9076-2	27,50
table de mixage stéréo	9444	77,25
voltmètre	9817	20,75
carte d'affichage	9817-2	
carte bus (F1, F2)	9857	35,25
voltmètre de crête	9860	15,—
carte extension mémoire (F1, F2)	9863	150,—
carte Hex I/O (F1, F2)	9893	200,—
module une octave (piano)	9914	37,25
filtres + préampli (piano)	9981	68,—
alimentation (piano)	9979	22,—
générateur de notes universel	9915	88,75

F4: NOVEMBRE-DECEMBRE 1978

Jeu de billes	9753	18,—
carte RAM 4 k	9885	175,—
alimentation pour SC/MP	9906	36,—
chambre de réverbération	9913-1	49,—
circuit d'extension	9913-2	14,—
mini-fréquence-mètre	9927	29,—
modulateur UHF-VHF	9967	16,—
version de base TV-scope:		
ampli d'entrée	9968-1	21,—
circuit principal	9968-2	40,—
mélangeur vidéo	9968-3	20,25
circuit de synchro	9968-4	20,25
alimentation	9968-5	15,50
compteur de vitesse pour bicyclette	78041	9,50

NOUVEAU

F5/6: EDITION SPECIALE 78/79

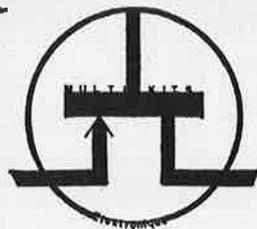
Réducteur dynamique de bruit	1234	11,50
Adaptateur BLU	9641	8,—
Chasse au lièvre	9764	48,50
Fréquence-mètre 1/4 GHz:		
Base de temps et commandes	9887-1	92,50
Compteur et affichage	9887-2	105,—
Ampli d'entrée BF	9887-3	16,—
Ampli d'entrée HF	9887-4	15,—
Interface cassette	9905	29,—
Consonant	9945	75,—
Face avant pour Consonant	9945-F	50,—
Chambre de réverbération analogique	9973	56,50

ess software service

DISQUES ESS

Testeur de réflexes	}	ESS001	12,50
Horloge digitale			
Mastermind			
Sirène à la Kojak			
RAM diagnostic	}	ESS002	15,—
Le SC/MP chante Noël			





MULTIKITS

de WORM B.

☎ 065 - 31 83 60 (21.)

COMPOSANTS ELECTRONIQUES
HI-FI KITS DE MONTAGE

37/41 rue des Fripiers 7000 MONS

COMPOSANTS

SN 7400	8 FB	1,80 FF
SN 7401	8 FB	1,80 FF
SN 7402	8 FB	1,80 FF
SN 7403	8 FB	1,80 FF
SN 7404	8 FB	1,80 FF
2N3055	35 FB	4,70 FF
BD 135	13 FB	1,75 FF
BD 136	13 FB	1,75 FF
BD 137	13 FB	1,75 FF
BD 138	13 FB	1,75 FF
BD 139	13 FB	1,75 FF
BD 140	13 FB	1,75 FF
SN 7410	9 FB	1,20 FF
SN 7430	9 FB	1,20 FF
SN 7450	9 FB	1,20 FF
SN 7453	9 FB	1,20 FF
SN 7454	9 FB	1,20 FF
BC 547	3 FB	0,40 FF
BC 537	3 FB	0,40 FF
BC 107	7 FB	0,90 FF
BC 108	7 FB	0,90 FF
BC 109	7 FB	0,90 FF
Led's 5 mm Rouge	5 FB	0,60 FF
Led's 5 mm Verte	7 FB	0,90 FF
Led's 5 mm Orange	7 FB	0,90 FF
AD 161-162	13 FB	1,75 FF
XR 2206	285 FB	38,47 FF

Par 100 pièces:

Résistance 5% carbone 0,9 FB 0,12 FF

KITS

JOSTY

- Emetteur FM HF 65 320 FB 43,20 FF
- Mini Récepteur FM HF 375 370 FB 49,— FF
- Convertisseur 144 MH 2 HF 305 840 FB 113,— FF

VELLEMANS

- Running light 4 canaux 1020 FB 138,— FF
- VU led's stereo 920 FB 124,— FF
- Compositeur automatique de N° de tél. (32 n°s) 6900 FB 931,— FF
- Micro processor timmer 2900 FB 391,— FF

POLYKIT

10% sur toutes les enceintes jusque fin décembre.

DIVERS.

Des cadeaux pour les fêtes.

Modulateur 3 voies avec filtres	520 FB	70,— FF
Horloge-voiture digitale displays bleu 8 mm	940 FB	127,— FF
Horloge-réveil digitale displays bleu 16 mm .	995 FB	134,— FF
Spots de 60 watts (7 couleurs)	50 FB	6,80 FF
Bande magnétique vierge 18 cm	65 FB	8,80 FF
Jeux TV - computer 2000 (± 1000 jeux) . .	6995 FB	944,— FF
Enceinte 40 watts RMS	1800 FB	243,— FF

SON ET LUMIÈRE

COMPOSANTS ELECTRONIQUES ET ELECTRO-ACOUSTIQUES

C.I. Logiques	Série C.D	C.I Linéaires
7400 1,75	7446 AN 6,40	4001 2,00
7401 1,75	7447 6,40	4007 2,00
7402 1,75	7448 6,40	4011 2,00
7404 1,85	7450 1,75	4013 2,90
7408 1,85	7470 4,50	4016 3,00
7410 1,85	7473 2,55	4017 6,40
7411 1,85	7475 2,90	4020 8,60
7413 3,00	7476 3,60	4022 7,85
7416 2,30	7482 5,50	4023 2,00
7417 2,30	7486 2,50	4025 2,00
7420 1,75	7490 3,15	4028 7,20
7425 1,75	7491 4,70	4029 10,00
7426 2,00	7492 3,80	4046 11,60
7430 1,85	7493 3,80	4047 9,55
7432 1,75	7496 5,30	4049 2,90
7437 2,10	74107 2,15	4051 5,90
7438 2,30	74121 2,30	4066 3,35
7440 1,75	74123 3,95	4069 2,10
7441 6,20	74150 7,70	4510 5,40
7442 4,40	74151 5,70	4511 7,40
7445 6,40	74192 6,30	4518 5,60
		340 KC 12,00
		340 T 9,50
		320 KC 17,00
		320 T 12,00
		317 K 35,00
		309 K 20,00
		380 N 11,20
		381 N 18,00
		387 N 12,00
		555 CN 3,60
		709 CN 5,60
		710 7,80
		723 CH 9,80
		741 (8) 3,00
		748 8,20
		1303 18,80
		1458 5,60
		1800 24,80
		2901 16,50
		3028 12,00
		3089 36,60

KITS

ELCO

JOSTY

JOSTY

ELCO 10 105,00	AF 30 36,38	HF 65 36,27
ELCO 19 220,00	AF 300 88,84	HF 310 168,02
ELCO 28 70,00	AF 310 85,98	HF 325 281,91
ELCO 40 150,00	AF 340 127,81	HF 330 103,56
ELCO 43 250,00	GP 300 72,02	HF 385 89,45
ELCO 62 55,00	GP 310 349,55	MI 310 66,00
ELCO 66 129,00	GP 340 414,05	MI 390 39,24
ELCO 67 36,00	AT 56 78,71	MI 391 24,40

THOMSEN

AMTRON

JOSTY

TSB 16 52,00	UK 527 264,50	JK 01 67,30
TSB 17 52,00	UK 545 160,25	JK 04 112,08
TSB 18 160,00	UK 798 165,16	JK 05 129,09
M 35 216,00	UK 823 126,89	JK 06 114,34
SN 35 174,00	UK 875 231,78	JK 09 64,16

SIARE

H.P.SIARE/H.P.SIARE

H.P.SIARE/H.P.SIARE

31 TE 545,00	17 MSP 267,90
SP 31 189,50	17 CP 43,30
25 SPCG 3 158,24	13 RSP 271,80
26 SPCS 373,90	12 MC 167,40
205 SPCG 3 137,50	10 MC 106,30
21 CPR 3 182,00	TWS 76,00
21 CPG 3 83,50	TWM 112,70
21 CP 49,80	TWO 46,50

TRANSISTORS

AC	BC	BD	2 N
127K 3,50	107 2,00	135 6,00	233 5,00
128K 3,50	108 2,00	136 4,90	245 6,00
180K 3,50	109 2,00	137 4,90	254 3,50
181K 4,00	140 6,00	138 4,90	258 6,30
187K 4,00	141 5,00	139 4,90	259 6,00
188K 4,00	142 3,00	140 5,80	
	143 3,00	201 14,00	MJ
	148 2,50	202 16,00	
	149 2,50	237 11,00	901 24,70
149 9,00	157 3,00	238 11,00	1001 22,20
161 6,00	158 2,50	361 11,00	2500 24,70
162 6,00	171 3,50	362 11,00	2501 19,00
AF 173 3,50	807 16,00	3000 22,00	3053 5,50
109 6,00	179 2,50	808 14,00	3001 19,00
124 5,00	184 2,50		
125 3,00	237 2,00	BF	MJE
126 3,00	238 2,00		
127 4,00	239 2,00	173 4,00	1100 26,00
139 5,00	407 2,00	179 6,00	2955 12,00
200 4,00	408 2,00	194 3,00	3055 12,00
239 5,00	409 2,00	224 6,85	1090 36,00
			5457 4,20

Resistances Condensateurs Coffrets

Pour Vos COMMANDES
SON et LUMIERE
5 Rue d'Alsace
34000 - MONTPELLIER
Tél.: (67) 92.63.91

Règlement
Minimum de Commande: 50.00 Frs
Rajouter 10,00 Frs pour PORT et Emballage.
Paiement à la Commande par Chèque Bancaire ou Postal à 'SON et LUMIERE'

SELECTRONIC

Demandez notre catalogue GRATUIT
Envoi contre 4,00 F en timbres pour
participation aux frais d'expédition.
TEL.: (20) - 55 98 98

14, boulevard CARNOT
59800 LILLE

Magasin de vente ouvert de 9 h. à
12 h. 30 et de 14 h. à 19 h., du mardi
matin au samedi soir.

KITS ELEKTOR

Ces kits sont élaborés à partir des schémas parus dans ELEKTOR sur la base des circuits EPS. Les kits sont fournis avec le circuit imprimé, les accessoires et l'article original ELEKTOR, ainsi que les éventuelles corrections.

B.F.:

- PRECO (9389+9399) . . . **179,90**
- EQUIN (9401) 25 W . . . **135,00**
- Micro Electret
+ Préampli (9866) **49,90**
- VU-mètre à LED + Crête-
mètre (Stéréo) **149,50**
- Table de Mixage (9444)
Stéréo 5 entrées **309,90**
- Ampli TDA 2020 **89,00**

MESURE:

- Généré de fonctions complet avec
Face Avant + Alim. (9453) **249,90**
- Coffret GSA pour généré de
fonctions **95,00**
- Coffret ARABEL 14 SK
pour généré **53,00**
- Alimentation stabilisée avec
LM317 K (9465) **114,50**
- Voltmètre 3½ Digit
LD 110/111 (77109) . . . **249,00**

MUSIQUE

- Les instruments sont Equipés des
claviers Kimber Allen, à contacts
plaqués-or
- Clavier 3 Octaves Kimber-Allen
(avec contacts) **510,00**
- Clavier 5 Octaves Kimber-Allen
(avec contacts) **795,00**
- PIANO électronique. Le kit com-
plet comprenant les EPS, le clavier
5 oct. et ses contacts . . . **2349,00**
- FORMANT. Synthétiseur de spec-
tacle et loisirs. Le kit complet
3 octaves, avec faces
avant **3295,00**
- FORMANT. Avec clavier **3795,00**
- RFM (9951) **215,00**

DIVERS

- Diapo avec son **69,50**
- Magnétiseur (9827) **40,00**
- KIRLIAN (9831+4523) . . **186,90**
- Compte tours auto à LED
(9460 + 9392) **200,00**
- Sirène programmable
(9751) **76,60**
- Compteur bicyclette . . . **39,00**

MICROPROCESSEUR SC/MP

- SC/MP (9846-2) **241,50**
- RAM E/S (9846-2) **291,90**
- * CPU (9851) avec EPROM ELBUG
et connecteur **855,80**
- * Ext. Mém. (9863) **544,20**
- * Hex. E/S (9893) **636,20**
- * 4 K RAM (9885) **1154,20**
- * Interf. K7 (9905) **151,80**
- * Alimentation **217,80**
- Système complet comprenant les kits
avec * **3295,—**

NOUVEAU:

- TV-SCOPE (9968) **439,00**
- Modulateur UHF (9967) **70,00**
Avec QUARTZ
- TV-SCOPE LUXE Bicourbe
(9968-9969) **819,50**
- Réverbération Analogique
(9973) **399,00**
- CONSONANT Préampli Hi-Fi
(9945) **383,50**
- PRE-CONSONANT RIAA
(9954) **56,50**
- Compteur Fréquence-mètre
1/4 GHz (9887-1 à 4) . . **942,90**
- Coffret GSA pour compteur
1/4 GHz **115,00**
- Mini Fréquence-mètre . . **275,00**

Cette annonce corrige et complète les
précédentes.

Voir ELEKTOR Novembre.

TTL

7400 . . .	1,80
7404 . . .	2,00
7420 . . .	2,00
7447 . . .	6,90
7473 . . .	5,40
7485 . . .	15,20
7490 . . .	3,80
7492 . . .	5,60
74121 . .	4,00
74123 . .	10,60

C.MOS

4000 . . .	2,50
4001 . . .	2,50
4011 . . .	2,50
4012 . . .	2,10
4017 . . .	11,70
4024 . . .	12,90
4027 . . .	6,50
5050 . . .	5,00
4069 . . .	2,50
4528 . . .	14,20

offre speciale

TUN Les 10 (BC 237B)	10,00
TUP Les 10 (BC 307B)	11,00
DUS Les 10 (1N914)	3,50
DUG Les 10	9,00

Composants garantis de premier
choix aux normes ELEKTOR

UNIQUE:

LM 741	2,50
747 (2 x 741)	5,00
NE 555	3,50
TAA 611 CX1	16,50
78xx T (Positif)	10,90
79xx T (Négatif)	14,50
2N1711 Les 10	15,00

BC 549C Les 10	13,00
BC 559B Les 10	14,00

BF 494	2,20
TRIAC 6 A 400 V	5,00
MRF 238 avec notice	85,00
LED Rouge Les 10	12,00
1N4148 Les 50	12,00
BUX 37	58,00
TL 074	23,00
XR 4212	22,00
TIL 111	6,00
Tube BRIMAR D7 201 GH Avec son blindage	441,00

DISPONIBLE:

- MC 6800 P	136,00
- MC 68 A 10 P	39,80
- MC 6820 P	68,10
- MCM 6830 L7 (MINIBUG) 151,80	

Condensateurs MKM, céramique,
chimiques . . .

SELECTRONIC est grossiste des
marques MOTOROLA, RTC-
COGECO, ITT, JBC, MFOM, etc . . .
(Nous consulter)

VENTE PAR CORRESPONDANCE:

- Paiement à la commande:
ajouter 15 F pour frais.
Franco au dessus de 300 F
- Contre Remboursement:
compter 22 F de frais.

TEVELABO

TEL. 067/224642

149 Rue de Namur 1400 Nivelles Belgium

TELEX 57736

Kit 1	50 BC 107(8)(9)	
	50 BC 177(8)(9)	600
Kit 2	50 BC 547(8)(9)	
	50 BC 557(8)(9)	350
Kit 3	10 BY 126	
	10 1N 4002	
	5 BY 164	
	5 BY 179	
	1 Pont 5A 200V	500
Kit 4	10 2N3055	
	10 Triacs BA 500V	800
Kit 5	10 BD 115	
	10 BF 338	
	10 Diodes 1A5 1200V	500
Kit 6	100 " 1A5 1200V	800
Kit 7	10 2N 1613	
	10 2N 1711	
	10 2N 2222	
	10 2N 4036	500
Kit 8	10 Diodes 6A 100V	
	10 " 1A5 200V	400
Pont 1A5 200V		25
1A5 600V		30
5A 200V		54
5A 600V		68
6A 200V		46
6A 600V		60
10A 200V		136
10A 600V		195
25A 200V		180
25A 600V		230

5 Kit isolement TOJ	50
5 " " TO66	50
5 " " TO220	50
50 1N4148	100
15 Diodes 1A5 200V	75
15 " 1A5 600V	110

VOLTAGE REGULATORS	
78.. TO220	44
79..	50
78.. TO3	58
79..	75
78L.. TO92	25
78M.. TO220 (500ma)	35
79M..	40

IC'S	
XR 2206 CP	290
UAA 170	130
UAA180	130

Résistances carbone	
0.5W	2
par 50 pièces du même type	1,5
par 100 pièces	1
Ajustables droits ou couchés	10
Ajustables 10 Tours	50
Potentiomètre 10 tours	300
Résistances Métalfilm	
0.5W	3
2.5W	7
0.5W 1%	10

Sirène de police	1550
Commutateurs rotatifs	
1 circ. 12 pos.	45
2 circ. 6 pos.	45
3 circ. 4 pos.	45
4 circ. 3 pos.	45
Avec ergot de positionnement	

Oscillo Tektronix	
D 61A (2x 10 MHz)	17900
S 61 (1x5 MHz)	13000

Appareil de tableau a cadre mobile	
50ua	350
1ma 5ma 10ma	330
15A 20A	410
100V 300V	345
50ua 100ua	395
100ma 500ma 1A 5A	390
10V 15V 30V 50V 100V 300	380
1A 5A AC	425
50ua	440
500ua 1ma 10ma 50ma	410
10A 15A	430
10V 15V 30V 50V	410
15V 30V 300V AC	460
10A 15A	435

Socquets C.I.	
10 6 PIN	100
10 8	100
10 14	120
10 16	120
5 18	180
2 24	70
2 28	70
1 40	100
1 50	130

Plugs et jacks	
BNC	49
BNC CHASSIS	45
BNC TE	136
N	110
N chassis	100
UHF	30
reduction rg58	10
rg59	10
UHF chassis	29
Cannon 3 poles male	122
fem	160
chassis	127

Boutons axe 4mm	
10mm	15
15mm	18
22mm	22
Boutons axe 6mm	
10mm	15
15mm	18
22mm	22

Potentiometres axe 6mm	
toutes valeurs log et lin	
1 pièce	25
10 mélangé	20
10 même type	17
25 mélangés	16

Potentiometre 3 watts	95
Fiches bananes de luxe	
a souder 4mm	8
a vis 4mm	9
A souder 10 X 6 couleurs	6
a vis 10 X 6	7

Douilles 4mm	
10 X 6 couleurs	7
10 X 6 couleurs	6
100 même couleur	5,50

Filtre antiparasites 6A	
(EX. modulateurs)	395

Transformateurs		
2+6	120ma	116
12+12	120ma	116
6+6+2	300ma	145
12+12+4	150ma	145
6+6+2	600ma	157
12+12+4	300ma	157
6+6+2	1A2	191
12+12+4	600ma	191
6+6+2	1A8	226
12+12+4	1A	226
16+16+4+4	650ma	226
16+16+4+4	1A2	371
28+28+7+7	0.9A	429
28+28+7+7	1A5	510
28+28+7+7	2A8	789
Transformateurs audio		
3000-5000-7000//3-5		174
universel		244
800//2.5-5		168
62.5-125-250-500//5-7-15		249
Transfo de separation		
100 VA		528
250 VA		1050

Condens. Tantale 35 V	
0.1 UF	10
0.22	10
0.33	10
0.47	10
1	10
1.5	10
2.2	10
3.3	11
4.7	12
10	17
Cond. Tantale 25V	
3.3 UF	10
10	14
Cond. Tantale 16V	
2.2 UF	9
10	12
22	16
Cond. Tantale 10V	
6.8 UF	10
Cond. Tantale 6V3	
4.7 UF	10
33	14
47	16
100	20

DISPLAY	
LED 5m/m et 3m/m	
Rouge - Vert - Jaune	10
Par 50 pièces	8
Par 100 pièces	6
LD 57 CA	20
CQY84	60
HA1141R	100
HA1143R	100

Relais SIEMENS	
V 23154-2 inv.	160
4 inv.	190
6-12-14-48V	
Socquet cablage ou CI	35
Clips pour dito	5
Relais ZETTLER	
Az 530 - 1 inv. 2A5	103
Az 531 - 2 inv. 2A5	150
Az 691 - 1 inv. 6A	95
Az 731 - 2 inv. 5A	115
6-12-24V DC	
Relais 4 inv. 3A	
6-12-24V DC	190
24-220V AC	240
Socquet cablage ou C.I.	
Relais miniature 1A5	50
15x10x10mm	120
Relais Reed DIP	120

Boites complètes ELECTOR(aur)	
Ampli 4 W 7710/1	250
15 W 7710/2	400
Preampli 9191	750
Display 9376	940
Compte tour 9392/1+2	
avec face avant	900
Kit UAA170 9392/3+4	430
Preampli 9398	600
Ampli correcteur 9399	525
LED audio 9419/1	800
LED audio 9419/2	1280
Alimentation+TF 9448/1	340
TIME BASE 9448	1050
GEN BF XR2206 9465	1595
ALIM LM317 9465	937
Miro CCIR 9800/1	2000
9800/2	535
9800/3	860
LED UAA170 9817/1+2	620
Magnetiseur 9827	395
SC/MP 9846/1	1550
9846/2	1650
9851	3851

Interrupteur horaire	780
Chargeur d'accus 4xUm3	
Piles rechargeables Um3	375
	100
Assortiment fusibles 5x20	
240 pièces	500
idem 6x32	600

Interrupteur 6A	
Simple plastic	23
Simple métal	31
Bipolaire	79
Inverseur bipolaire	91
Inverseur miniature JA	
Inverseur simple	47
Inverseur double	57

Micro processeur	
8080	600
2101	225
2102	150
8212	175
8224	350
8228	400
8251	580
8255	475
Quartz 18432 MHZ	200

Kit MBLE	
Allumage elect.	1230
AMPLI 2W5 BEC 120	350
BEO 122	250
BEO 130	673
BEO 131	600
BEO 132	600
BEO 133	410
BEO 134	600
BEO 135	846
BEO 136	630
BEO 137	734
BEO 145	920
BEO 148	392
BEO 149	824
BEO 150	625
BEO 152	808
BEO 153	90
AMPLI 2x40W BEO 161	2615
BEO 162	885
B B J 866/A	5120
B B O 873	5525
BEK 023	1765
BEK 036	3175
BEK 022	3535
BEK 024	880

SC/MP	9857	700
Pickmetre	9860	250
SC/MP	9863	2250
Amplii100 W	9874	1150
SC/MP	9885	5800
	9893	4500
	9905	1150
	9911	1100

Tables de mixages	
T.T.I. 501	2265
1050b	3250
1060A	3927
PREVOX MX 660	2790
MX 777	3441
MX 888	4954

Plaques C.I. Bakelite	
200 x 150	30
290 x 200	50
400 x 280	100
290 x 200 Epoxy	150
400 x 280	280

Foreuse pour C.I.	609
Fer à souder 25 W	260
40 W	300
Pincés pour spots	230
Petit rouleau de soudure	40

Appareil de mesure	
Multimetre 1000 ohm/V	400
5000	520
20000 ohm/V CT205	660
7202	765
7201	905
7082	1420
7001	1890

Voyants neon rouge-vert	
jaune-blanc 220V	25
Chambre d'echo MELOS	4325

Switch mini dip	
4 contacts	100
5	108
8	115
10	140

Voltmètre Amper-lyon 48 x 48	
6V 10V 15V	150
20V 30V 35V	180
60V 150V	195
250V 300V	275
Anpéremetre	
50ma 100ma 150ma	180
300ma 500ma	165
1A 1A5 3A 5A 6A	150
7A5 10A 15A 20A	160
25A 30A	190

Modes de paiements
 Versement bancaire ou ccp compte 371.040142.13
 271.0047735.43
 000.0240558.95

Chèque barré à l'ordre de tevelabo joint à votre commande
 Ajouter 70 fb pour participation aux frais de port
 en cas de poids hors norme différence de port sera demandé
 Documentations semi-conducteur (notre spécialité) 100 fb

TEVELABO TEL. 067/224642
 149 Rue de Namur 1400 Nivelles Belgium TELEX 57736

fanatronic

35, RUE DE LA CROIX-NIVERT 75015 PARIS 306.93.69
2, BOULEVARD DU SUD-EST 92000 NANTERRE 721.63.81

DES MICROPROCESSEURS QUI FONT PARLER D'EUX : NASCOM 1 ET MK 14

NASCOM 1 marque véritablement le début de la micro-informatique pour amateur. Le KIT de base comprend une carte principale et un clavier alphanumérique. Il se raccorde directement à un téléviseur standard et à un magnéto-cassette.

- microprocesseur Z 80
 - interface vidéo 16 L x 48 C
 - RAM utilisateur 1K octets
 - interfaces série et parallèle
 - clavier alphanumérique
 - nombreuses extensions
- 2490 F**

MK 14 met la micro-informatique à la portée de tous. Excellent KIT d'initiation, il est livré avec un manuel de montage et de programmation de 85 pages.

20 programmes divers sont livrés. Extension mémoire et interface-cassette disponibles.

- microprocesseur SC/MP
 - clavier 20 touches
 - afficheur 8 digits
 - RAM 256 octets
- 795 F**

Promotion quantité limitée
Kit microprocesseur **Dauphin Club 1490 F**

KITS OK

OK 23 Antimoustique ultrasons	87,20
OK 25 Gradateur	63,70
OK 31 Amplificateur 10 W eff	97,00
OK 32 Amplificateur 30 W eff	126,40
OK 41 unité de comptage 0 à 99	122,50
OK 45 Alimen rég 3 a 24 V / 1 A	151,90
OK 46 Cadenceur d'ess-glaces	73,50
OK 57 Test de semi-conduct	53,90
OK 64 Thermo digital 0 à 99°	191,10
OK 81 Récept PO-GO 2 transis	57,80
OK 82 Mini-orgue électronique	83,70
OK 83 Emetteur radio-com.	83,70
OK 86 Mini-freq 1 MHz	244,00
OK 89 Récepteur radio-com.	87,20
OK 104 Thermostat 0 à 100 °C	112,70
OK 105 Mini-récepteur FM	57,80
OK 106 Emetteur à ultra-sons	83,30
OK 108 Récepteur d'ultra-sons	93,10
OK 116 Complé-poses 0 à 3 mn	102,90
OK 122 Récept VHF26 à 200MHz	125,00
OK 123 Géné BF 1 Hz - 400 K Hz	273,40
OK 134 convert. 144 MHz-FM	109,00
OK 140 Centrale anti-voil	345,00
OK 141 chrono digital	195,00
OK 152 Emetteur FM 144 MHz	255,00
OK 154 anti-voil pour motos	125,00

KITS ELCO

EL 12 Modul 3V + negatlf	125,00
EL 19 Chenillard 8 voies	220,00
EL 40 Stroboscope 150 j	150,00
EL 46 Stroboscope 300 j	280,00
EL 56 Antivol auto	88,00
EL 59 Alim rég 5-15 V/0,5 A	89,00
EL 62 Adapt micro modular	55,00
EL 65 Voltmètre sté 10/100 W	89,00
EL 71 Modul 3V à micro	185,00
EL 91 Frequence 2,5 MHz	245,00
EL 99 Unité de comptage 0 à 999	180,00

KITS JOSTY

HF 305 Convertisseur 144 MHz	124,00
AF 305 Interphone	106,00
AF 310 Ampli 15 W eff.	93,90
HF 310 Tuner FM sensib 5 uV	183,50
HF 325 Tuner FM sensib 2 uV	307,90
HF 330 Décodeur stéréo	113,10
GU 330 Trémolo pour guitare	90,00
AT 347 Roulette à LED	139,50
HF 375 Mini-récepteur FM	52,00
HF 385 Pré-ampli ant. VHF/UHF	97,70
HF 395 Pré-ampli anten. AM/FM	29,90

KITS AMTRON

UK 92 Ampli téléphonique	138,00
UK 114 Ampli 20 W eff	172,30
UK 230 Ampli antenne AM/FM	58,50
UK 261 Générateur 5 rythmes	292,00
UK 285 Ampli ant VHF/UHF	107,80
UK 502 Mini-récept PO-GO	72,30
UK 527 Récepteur VHF 110-150 MHz	264,50
UK 545 Récepteur AM/FM 25-150 MHz	183,80
UK 572 Récept pockel PO GO	149,80
UK 707 Cadenceur d'essue-glaces	106,40
UK 780 Détecteur de métaux	166,80
UK 875 Allumage électronique	232,00
UK 952 Emetteur infra rouge	184,00
UK 957 Récepteur infra rouge	305,00
UK 965 Convertis 271,6 MHz	277,00

KITS IMD

KN 3 Ampli téléphonique	63,00
KN 11 Modul de lum 3 can	128,00
KN 12 Ampli 4,5 W mus	52,00
KN 23 Horloge numérique	136,00

CHES CHALLENGER

Micro-ordinateur joueur d'échecs.
Un adversaire électronique toujours disponible! **1600 F**
Trois niveaux programmables de difficulté.

CALCULATRICE DE POIGNET LA SEULE MINI-CALCULATRICE EN KIT !

Elle fait tout ou presque : 4 opérations %, X², V $\sqrt{\quad}$, 1/x, π , parenthèses, mémoire. Dimensions 45 x 35 mm. Livrée avec piles, bracelet cuir, notice illustrée de montage. **169 F**

VENTE PAR CORRESPONDANCE

Ajouter le port 14 F jusqu'à 1 kg, 25 F de 1 à 5 kg. Paiement par chèque, mandat ou contre remboursement.

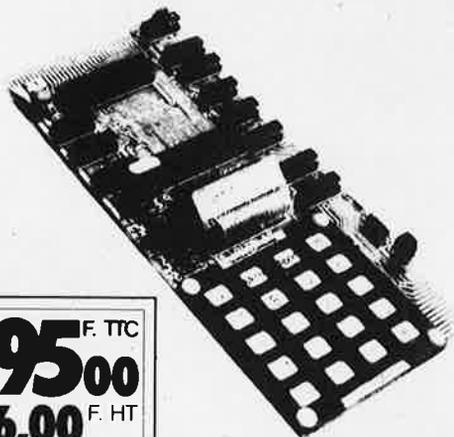
- Veuillez m'envoyer votre catalogue contre 6 F en timbres ci-joints
- Veuillez m'envoyer la commande ci-dessous

Article _____ Quantité _____
Mode de paiement _____ Montant _____
Nom _____
Adresse _____

Epiac

MK14 KIT MICRO PROCESSEUR SC/MP

distribué par JCS composants



795^{F. TTC}
676,00^{F. HT}

UN PRIX JAMAIS ATTEINT

Pour moins de 800 F, ce microprocesseur en KIT place la micro-informatique à la portée de tous les hobbyistes, les étudiants, les techniciens.

CARTE DE BASE

- Microprocesseur SC/MP
- Clavier hexadécimal
- Bloc afficheur 8 digits
- Moniteur 512 octets
- Supports C.I. MOS
- RAM 256 octets
- Horloge 4 MHz
- 16 E/S parallèles
- Régulateur 5 V.
- Circuit époxy

MANUEL EN FRANÇAIS

Le manuel de montage et de programmation livré avec l'appareil est en français. Il donne plus de 80 pages d'explications détaillées de montage et de fonctionnement. Le MK 14 est immédiatement utilisable grâce aux programmes fournis dans différents domaines tels que jeux, musique, calcul, électronique...

OPTIONS

- MEMOIRE : par simple mise en place sur la carte de 3 RAM supplémentaires, 384 octets s'ajoutent à la version de base **198,00 F**
- INTERFACE CASSETTE : elle permet le stockage et la lecture sur mini-cassette des programmes élaborés par l'utilisateur **120,00 F**
- SUPER-MONITEUR : version améliorée du moniteur de base, il facilite la lecture, l'écriture sur cassette, permet l'exécution des programmes pas à pas, rend plus aisée l'entrée des programmes en mémoire **145,00 F**

Notice MK 14 contre enveloppe timbrée à 1,20 F à :

JCS COMPOSANTS
35, rue de la Croix-Nivert
75015 PARIS - Tél. 306-93-69

DISTRIBUTEURS :

Joignez-vous au réseau de distribution MK 14
Renseignements à M. STERN - Tél. 306-93-69

Epiac 357 031 30

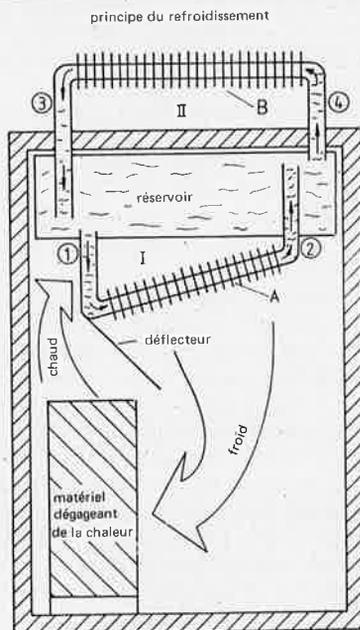
SELEKTOR

Utiliser la chaleur pour refroidir le Sahara

Une petite station de communication dans le désert d'Afrique du Nord était constamment réchauffée par la dissipation des amplicateurs du relai radio, et maintenant même à midi, la température à l'intérieur de l'abri isolé est d'environ 10 degrés inférieure à la température extérieure. Ce refroidissement est produit sans ventilateur ni pompe et ne consomme aucune énergie.

C'est un astucieux convertisseur à air et eau qui a été imaginé dans les laboratoires de Siemens. Fonctionnant selon le principe de la circulation de l'eau se réchauffant, le système extrait la chaleur de l'intérieur durant le jour, la stocke dans un réservoir d'eau pendant le jour et la décharge durant la nuit. Ainsi ce dispositif fonctionne comme un réfrigérateur durant le jour. Ce système de refroidissement a été mis au point lors d'une tentative pour protéger le matériel de télécommunications des températures trop élevées, et ce sans apport supplémentaire d'énergie. L'abri (volume de $1,3 \text{ m}^3$) équipé d'éléments chauffants (150 W) a donné entièrement satisfaction dès les premiers essais en chambre climatisée. Les résultats également bons, obtenus lors des essais dans des conditions extrêmes ont poussé Siemens à faire des essais sur des abris plus grands d'un volume d'environ 20 m^3 .

Ce système de refroidissement autonome est basé sur les différences de densité et de poids de liquides à différentes températures. Il comporte 3 cycles. L'air chaud dégagé par l'équipement à l'intérieur de l'abri est d'abord dirigé par un déflecteur vers l'échangeur de chaleur A où il est refroidi, par conséquent, il redescend



- I cycle d'eau intérieur
- II cycle d'eau extérieur
- A échangeur de chaleur intérieur
- B échangeur de chaleur extérieur
- 1 tuyau descendant vers A
- 2 tuyau ascendant de A
- 3 tuyau descendant de B
- 4 tuyau ascendant vers B

ensuite vers l'équipement. Le second cycle est celui de l'eau dans l'échangeur A. Elle se réchauffe, se dilate et vu son poids spécifique plus faible remonte via un tuyau ascendant vers le réservoir central à l'intérieur de l'abri, tandis qu'un tuyau descendant alimente en eau plus froide l'échangeur A. L'échangeur de chaleur B qui relie le réservoir avec l'extérieur est plus chaud durant le jour, ainsi l'eau n'y circule pas. Toutefois, pendant la nuit, dès que la température extérieure devient inférieure à celle du réservoir, le troisième cycle et sans doute le plus important commence: l'eau de l'échangeur B refroidit le contenu du réservoir via deux tuyaux, l'un ascendant et l'autre descendant, jusqu'à ce que les densités deviennent égales ou jusqu'à ce que la température ambiante devienne de nouveau supérieure à celle du réservoir. Ainsi refroidi, le réservoir est ensuite utilisé pour refroidir entièrement automatiquement l'intérieur de l'abri durant le jour.

Siemens AG, München, R.F.A.

(395 S)

Système de codage pour téléphone

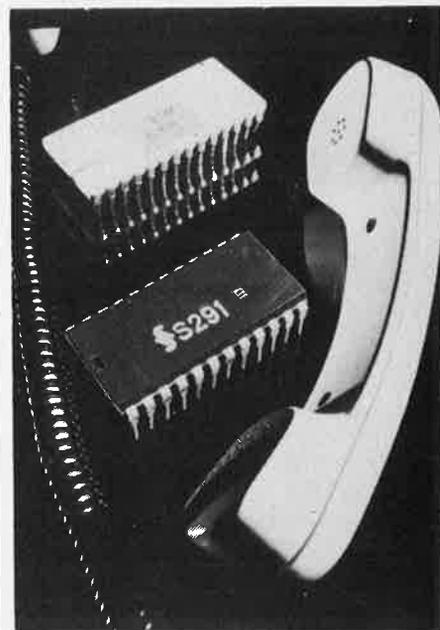
Siemens a mis au point un codeur-décodeur MIC à 2 voies qui comprend deux circuits intégrés LSI: le SM61A (technologie MOS) et le S291 (bipolaire). Ces circuits permettent de convertir un signal vocal analogique en un signal digital destiné à être transmis par modulation par impulsions codées

(MIC) et de reconvertir le signal digital en un signal analogique. Le codage-décodage peut être effectué en un point quelconque de la transmission téléphonique, par exemple le long de la ligne de transmission, dans le centre de commutation ou à l'intérieur du terminal téléphonique.

Avec le rythme d'échantillonnage de 8 kHz recommandé par le CCITT, le codeur-décodeur peut prendre en charge deux voies à 4 kHz, il pourra également être utilisé comme convertisseur une voie en vue de l'exploitation en duplex intégral avec échantillonnage à 16 kHz. Pour ce système de codage Siemens est l'un des premiers à produire un matériel entièrement intégré qui suit les normes du CCITT.

Les caractéristiques du codec SM61A/S291 peuvent être résumées comme suit:

- compression-expansion selon CCITT G.711
- interface MIC 2,048 MHz pour système MIC 30/32



- interfaces digitales compatibles TTL
- convertisseur MIC synchronisé par impulsions extérieures
- entrée et sortie de mémoire des mots MIC se font indépendamment l'une de l'autre et sans séquence préétablie.

Les principales applications du codec SM61A/S291 sont:

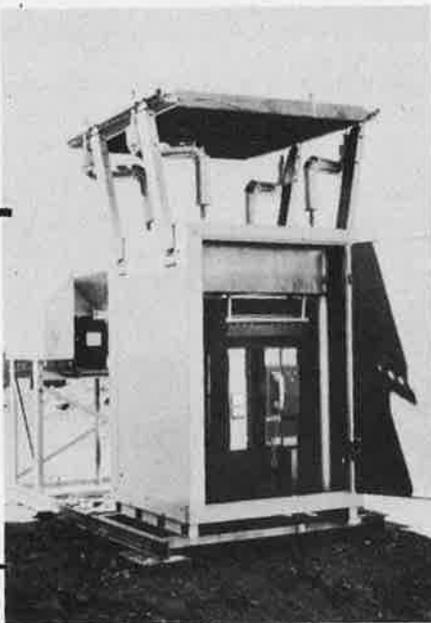
Systèmes de transmission:

- terminaux multiplexés

Centres de commutation:

- circuits digitaux pour abonnés
- distributeur simple étage (accès direct à 32 voies)
- réseau de commutation simple étage pour installations et standards automatiques privés.

Siemens,
B.P. 109,
93203 Saint Denis



SELEKTOR

Véhicule sous-marin sans équipage

Un système de surveillance d'un type tout à fait nouveau, dont la commande est assurée par un micro-ordinateur et qui a été construit pour travailler dans les conditions de faible visibilité et de milieu hostile qui prévalent dans la Mer du Nord, a été lancé par Marine Unit Technology Limited, une firme anglaise de Richmond (Surrey).

Ce nouveau véhicule, dont la réalisation a bénéficié de l'appui du Department of Energy par le truchement de l'Offshore Energy Technology Board, est plus léger, plus petit, d'une utilisation plus souple, et nettement mieux contrôlable que les autres systèmes de surveillance sous-marine existants actuellement. Son nom de code est SMARTIE (pour Submarine Automatic Remote Television Inspection Equipment). Vu de profil, il a une forme elliptique. C'est fondamentalement un véhicule sous-marin extrêmement mobile équipé d'une batterie de caméras de télévision sous-marines. Cet ensemble comportera au moins une caméra à prise de vue en lumière faible du type SIT (anticathode renforcée au silicium), ainsi qu'une caméra vidicon à pouvoir de résolution élevé. L'appareil est propulsé par une pompe submersible entraînée électriquement et ne comporte donc pas d'hélice.

Ordinateur de bord

Grâce à l'installation d'un ordinateur de bord, Marine Unit a été en mesure d'offrir aux industries exploitant les ressources en mer un véhicule sous-marin beaucoup plus puissant et aux possibilités d'adaptation beaucoup plus nombreuses que tout ce dont elles ont pu disposer dans le passé. Le micro-ordinateur a été conçu et réalisé par l'équipe de recherche et de mise au point de Marine Unit Technology conduite par le Docteur Brian Ray. C'est la première fois qu'un micro-ordinateur a été installé sur un véhicule sous-marin de ce type.

En dehors des opérations d'intérêt relativement immédiat que représentent l'interprétation des signaux de commande lancés manuellement depuis la console de l'opérateur ainsi que le contrôle de la vitesse et de la direction de l'appareil, l'ordinateur est également susceptible de rendre l'exploitation de



SMARTIE sensiblement plus facile.

Pour le travail en visibilité faible, il peut admettre l'entrée de signaux provenant de la boussole magnétique et du compas gyroscopique du véhicule, et il est capable de projeter une 'visée' de navigation artificielle que l'opérateur peut suivre sur son écran vidéo alors même que l'appareil traverse une zone de visibilité nulle.

De manière analogue, si le submersible opère au sein de courants rapides, l'opérateur est capable de conserver une position déterminée au milieu de la masse d'eau en pressant simplement le poussoir 'hold' (maintien de position); l'ordinateur compensera automatiquement l'influence des courants et gardera le véhicule dans la position fixée, sans intervention de l'opérateur. Le dispositif 'hold' est utile également pour la conservation d'une direction constante compte tenu de la vitesse de déplacement.

Câble d'alimentation de section réduite

L'alimentation en énergie et la transmission des signaux de commande sont effectuées par l'intermédiaire d'un seul câble 'ombilical' dont le diamètre est inférieur à cinq millimètres. Le signal vidéo est acheminé vers la surface de manière permanente par le même câble. La plupart des véhicules sous-marins non-habités sont équipés de câbles multiconducteurs volumineux comportant des conducteurs distincts pour les circuits de commande, les circuits d'alimentation ainsi que pour la transmission des commandes et des signaux vidéo. Cette disposition est susceptible d'affecter malencontreusement les performances de l'appareil de diverses façons.

D'abord, il existe un problème très réel de traction physique exercée par le câble sur le véhicule; ensuite, il y a le problème de l'interaction entre les circuits d'image, de commande et d'alimentation, laquelle peut provoquer des interférences ou d'autres dégradations de la qualité de l'image sur écran. Une étude soignée de la partie électronique a donné l'assurance que ces problèmes ne se manifesteront pas, et, simultanément, elle a permis de maintenir les dimensions du câble dans des limites minimales.

Applications projetées

Par la suite, Marine Unit offrira aux industries offshore un certain nombre de services diversifiés et la phase suivante est déjà en voie de développement. Un dispositif permettra qu'on 'asservisse' le véhicule à un pipeline, ou à une autre structure immergée, qu'il suivra étroitement à une distance fixée. On espère, d'ici quelque temps, l'équiper également d'un sonar.

Service de surveillance au large

Pour le moment, SMARTIE ne sera pas vendu aux industries offshore. En fait, une société soeur de Marine Unit Technology, Marine Unit Limited, offrira aux industriels intéressés un service de surveillance complet. On estime que les applications essentielles consisteront en la surveillance des pipelines, des travaux de construction sous-marins et d'autres réalisations pour lesquelles il devient très coûteux d'envoyer un homme au fond des mers.



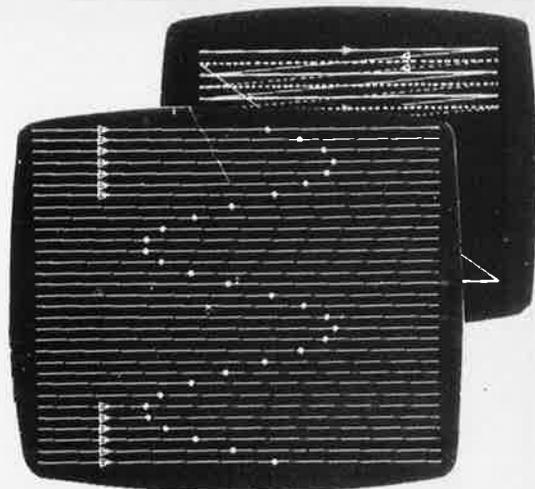
SMARTIE sera disponible selon deux modes opératoires. En premier lieu, on pourra en disposer en tout endroit du globe sous forme d'un kit expédié par transport aérien et constitué du véhicule lui-même, d'un générateur électrique, de la console de commande et du câble.

Trois opérateurs formés à l'exploitation de l'ensemble l'accompagneront. Moyennant un contrat de longue durée, SMARTIE pourra être équipé d'un cabestan réalisé à la demande et il est prévu de construire un lanceur robuste capable de résister à de très dures conditions en surface; dans ce mode opératoire, SMARTIE sera lancé en profondeur et une construction préfabriquée abritera tous les organes de commande. Vers la fin du mois de juillet, Marine Unit disposait de deux véhicules de type SMARTIE et d'autres exemplaires suivront d'ici la fin de l'année. Toute la production sera fabriquée à Plymouth dans la nouvelle usine du groupe.

SMARTIE devrait offrir aux exploitants offshore une solution de remplacement, réaliste et peu coûteuse, au plongeur utilisé en observateur immergé, même dans les hauts-fonds. Au fil des ans, on a démontré qu'un opérateur à la surface voit effectivement davantage de détails sur son écran que le plongeur se déplaçant au fond. Désormais, SMARTIE donne à la caméra de télévision la mobilité, la précision et la capacité de manœuvre du plongeur. En outre, SMARTIE est capable d'opérer dans des conditions plus dangereuses que celles affrontées par l'homme au fond de la mer.

Marine Unit Technology Ltd,
3 Friars Lane, Richmond,
Surrey TN9 1NL, England

Extension du TV-scope



Comme nous l'avons vu le mois dernier, un téléviseur classique peut être utilisé en tant qu'oscilloscope. Pour cet usage, un convertisseur simple a été décrit en détail: il s'agit de la 'version de base du TV-scope'. Dans l'article d'introduction nous avons expliqué comment cette version de base pouvait être étendue, en éliminant du coup ses deux faiblesses: ses performances médiocres en haute fréquence et l'absence de facilités de déclenchement. Avant d'examiner plus en détail les schémas de l'extension, nous allons approfondir les principes sous-jacents mis en jeu.

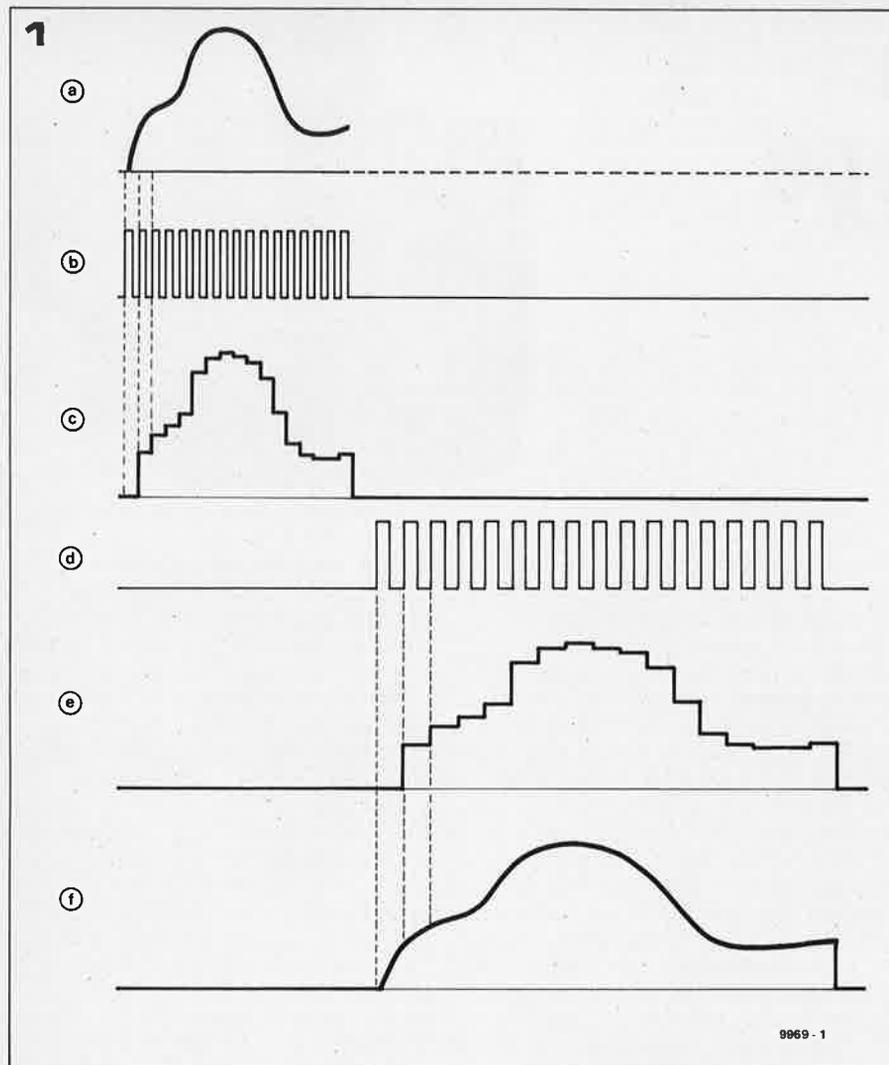
La version de base du TV-scope, décrite le mois dernier, peut être utilisée pour visualiser des signaux basse-fréquence sur l'écran d'un récepteur de télévision classique. Ceci est réalisé en échantillonnant le signal d'entrée et en utilisant la valeur de chaque échantillon pour déterminer la position d'un point blanc sur chaque ligne de l'image. Les impulsions de synchronisation sont ajoutées pour compléter le signal vidéo. Enfin il est possible d'inclure (en option) un modulateur VHF-UHF. Les schémas ont été décrits de façon très détaillée le mois dernier; c'est pourquoi dans l'examen des schémas de l'extension il suffit de considérer la version de base du TV-scope comme étant une 'boîte noire' ayant une entrée basse-fréquence et une sortie vidéo (ou VHF-UHF). Les seuls détails techniques importants dont il faut maintenant se souvenir sont: la fréquence d'échantillonnage (la fréquence de ligne TV soit approximativement 15 kHz), la fréquence de la base de temps fixe (la fréquence de trame soit 50 Hz correspondant à 20 ms) et l'absence de circuit de déclenchement.

Pour étendre les possibilités du TV-scope, il est impératif de se libérer de la contrainte imposée par la fréquence constante de la base de temps. Ce dont nous avons fondamentalement besoin, c'est d'un expanseur sur la base de temps, c'est-à-dire d'un circuit qui 'ralentira' un signal à n'importe quelle 'vitesse' désirée. Un signal haute-fréquence rentre à une extrémité et ressort à une autre à une fréquence réduite dans des proportions réglables. D'une certaine façon, un enregistreur magnétique disposant de plusieurs vitesses de défilement de la bande est équivalent à un expanseur de base de temps. Si un signal est enregistré, disons à 9,5 cm/s, et ensuite reproduit à 4,75 cm/s, la fréquence du signal de sortie sera moitié moindre que celle du signal d'entrée. Ceci correspond à une 'dilatation de la base de temps'. Une dilatation de la base de temps peut aussi être effectuée de façon entièrement électronique. On utilise dans la version améliorée du TV-scope des mémoires à transfert de charges, maintenant bien connues. Le principe

en est simple: introduire le signal dans une mémoire à transfert de charges en utilisant une fréquence d'horloge convenable et ensuite le sortir de la mémoire en utilisant une fréquence d'horloge plus basse. La figure 1 illustre ceci. A la figure 1a nous voyons le signal à visualiser. Nous supposons que sa fréquence est trop élevée pour pouvoir être directement visualisée sur la version de base du TV-scope, c'est pourquoi il est nécessaire d'effectuer une dilatation de la base de temps: le signal doit être 'étiré' le long de l'axe des temps. A cette fin le signal est d'abord mémorisé dans une mémoire à transfert de charges. Comme cela est expliqué dans l'article 'Chambre de reverberation analogique' publié dans ce même numéro, ce procédé nécessite l'échantillonnage du signal d'entrée. Les impulsions d'horloge (échantillonnage) sont représentées à la figure 1b et le signal échantillonné tel qu'il est stocké en mémoire, est celui de la figure 1c. Ce dernier consiste en une succession de tensions discrètes, qui peuvent maintenant être lues de la mémoire en utilisant un signal d'horloge ayant une fréquence plus basse (figure 1d). Le signal de sortie (figure 1e) est constitué de façon semblable par une succession de paliers discrets, avec malgré tout une différence notable: les paliers sont plus longs. Un filtrage adéquat de ce signal nous conduit au signal de sortie final représenté à la figure 1f: Comme on peut le constater, ce signal a la même 'forme' que le signal primitif, mais il a été 'étiré' sur une plus longue durée.

Cette figure illustre le fonctionnement du circuit d'extension du TV-scope. Des signaux ayant une fréquence relative élevée sont mémorisés dans une mémoire à transfert de charges en utilisant une horloge ayant une fréquence élevée convenable, et ensuite, ils sont lus hors de la mémoire en utilisant une fréquence d'horloge basse. Les deux fréquences d'horloge sont choisies de telle façon que le signal de sortie 'étiré' puisse être très clairement visualisé sur la version de base du TV-scope, en dépit de sa base de temps fixe.

Un schéma synoptique de la version



améliorée du TV-scope a été donné le mois dernier dans l'article d'introduction, il est de nouveau représenté à la figure 2. Le principe de fonctionnement devrait être maintenant parfaitement limpide. Comme nous l'avions vu précédemment, on utilise deux mémoires à transfert de charges par canal. Elles sont utilisées à tour de rôle: pendant que l'une mémorise le signal d'entrée, le contenu de l'autre est lu hors de la mémoire puis visualisé sur l'écran. Cette complication supplémentaire est nécessaire si l'on veut que la visualisation reste ininterrompue: si l'on utilisait une seule mémoire, la fréquence d'horloge, différente pendant le cycle d'écriture rendrait inutile la visualisation pendant cette période.

Une légère simplification de ce schéma synoptique est possible: on peut en effet supprimer le commutateur qui se situe à l'entrée des deux mémoires. Quand une mémoire est utilisée comme 'mémoire de visualisation', c'est-à-dire quand on lit son contenu, tout nouveau signal qui rentre restera inutilisé. Il sera perdu durant le cycle suivant d'écriture. Dans le schéma synoptique plus détaillé de la figure 3, ce commutateur est supprimé. La figure 3 représente le schéma synoptique définitif de la version améliorée du TV-scope. Les portions grisées correspondent aux circuits propres à l'extension; ces derniers seront décrits plus en détail dans un article séparé. Le reste du schéma représente la version de base du TV-scope telle qu'elle a été décrite le mois dernier. Quelques uns des blocs

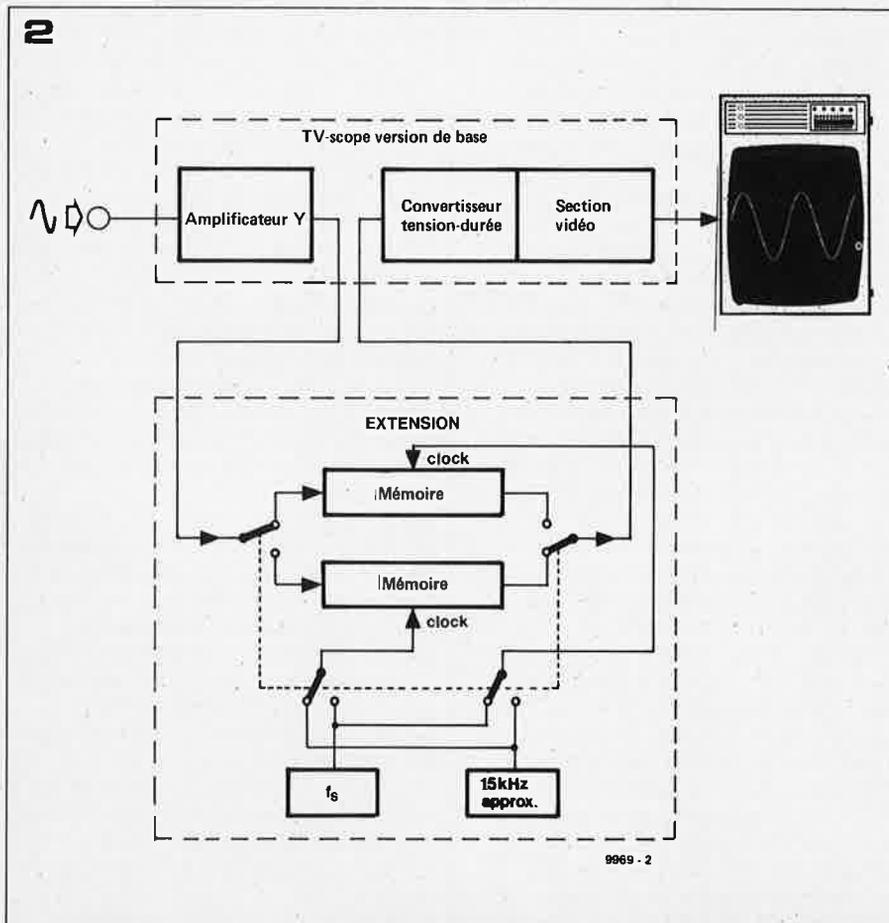


Figure 1. Principe de base de la dilatation de la base de temps. Le signal initial 'a' est échantillonné ('b' et 'c'), ralenti ('d' et 'e') et reformé. Le résultat est une copie 'étirée' du signal initial.

Figure 2. Schéma synoptique simplifié de la version améliorée du TV-scope.

Figure 3. Schéma synoptique plus détaillé. Les parties grisées correspondent aux circuits de l'extension, ce qui reste étant la version de base du TV-scope décrite le mois dernier. Ce schéma est celui d'une version à deux canaux. Les parties en pointillés sont inutiles si l'on réalise une version monocanal du TV-scope.

sont dessinés en pointillés; ils ne sont utilisés que dans le cas de la réalisation d'une version deux canaux du TV-scope; c'est-à-dire si l'on doit visualiser simultanément deux signaux sur l'écran. Si l'on ne réalise qu'une version mono-canal, ces circuits peuvent être supprimés.

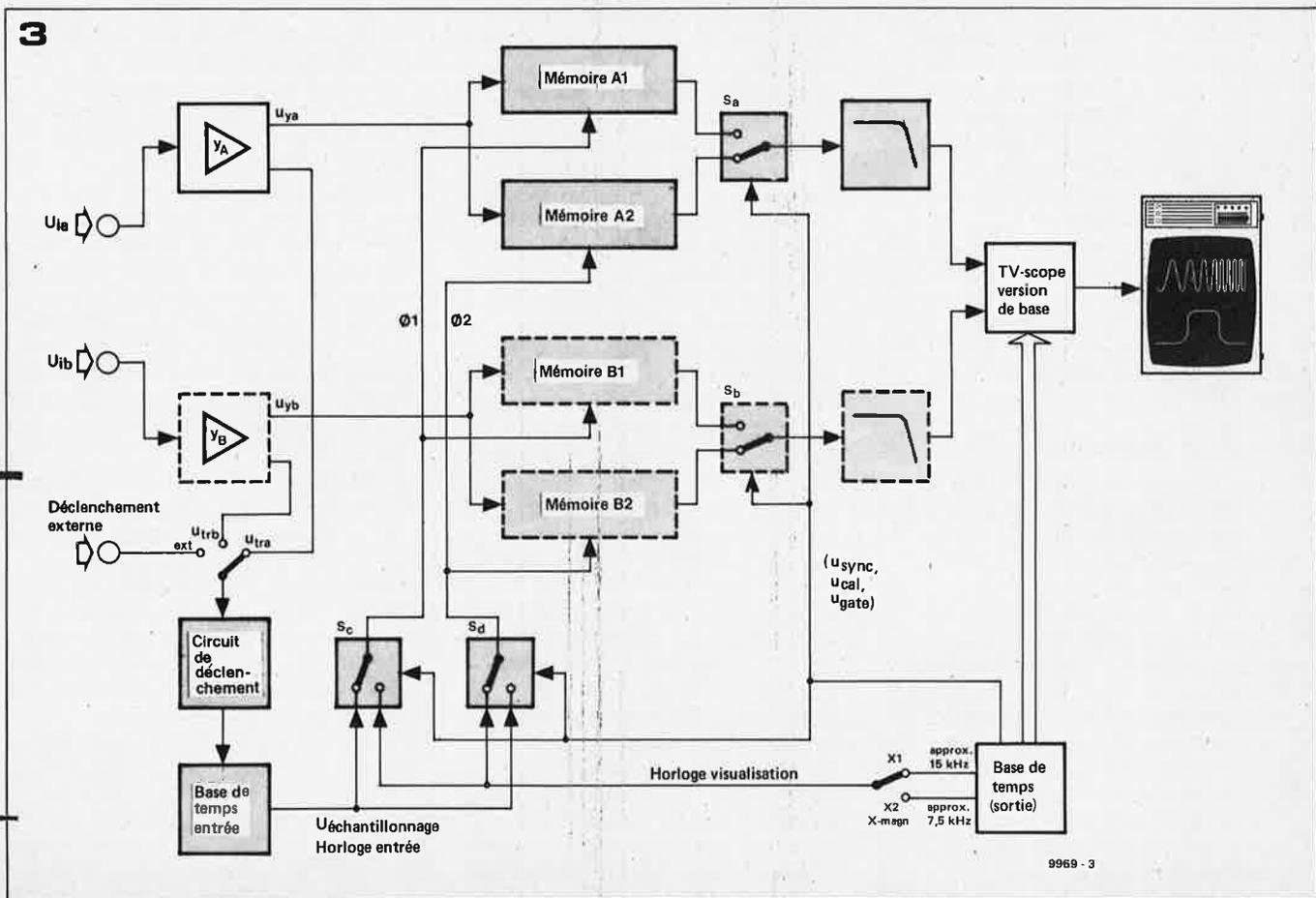
La structure de base devrait être maintenant parfaitement claire. Y_A est l'amplificateur d'entrée (pour un canal) du TV-scope, que nous avons étudié en détail le mois dernier. Le signal de sortie u_{ya} est directement envoyé à l'entrée des deux registres à décalage analogiques (mémoires à transfert de charges) A1 et A2. A tout instant, l'un de ces registres se comporte comme 'mémoire d'entrée' pendant que l'autre est la 'mémoire de visualisation'. La 'mémoire d'entrée' échantillonne et mémorise le signal d'entrée, u_{ya} ; (comme nous l'avons vu précédemment, ce même signal est aussi mémorisé dans la 'mémoire de visualisation', mais il est perdu durant le cycle suivant d'écriture). La fréquence d'horloge pour le cycle d'écriture - c'est-à-dire la fréquence d'échantillonnage - détermine la 'dilatation de la base de temps'. Ce signal est généré par la 'base de temps de l'entrée' - cette dernière étant rigoureusement identique à celle d'un oscilloscope normal: la fréquence de l'horloge d'entrée détermine l'échelle des temps le long de l'axe X de l'image visualisée. L'expression 'base de temps de l'entrée' est utilisée pour différencier ce circuit de celui de la base de temps existante sur la version de base du

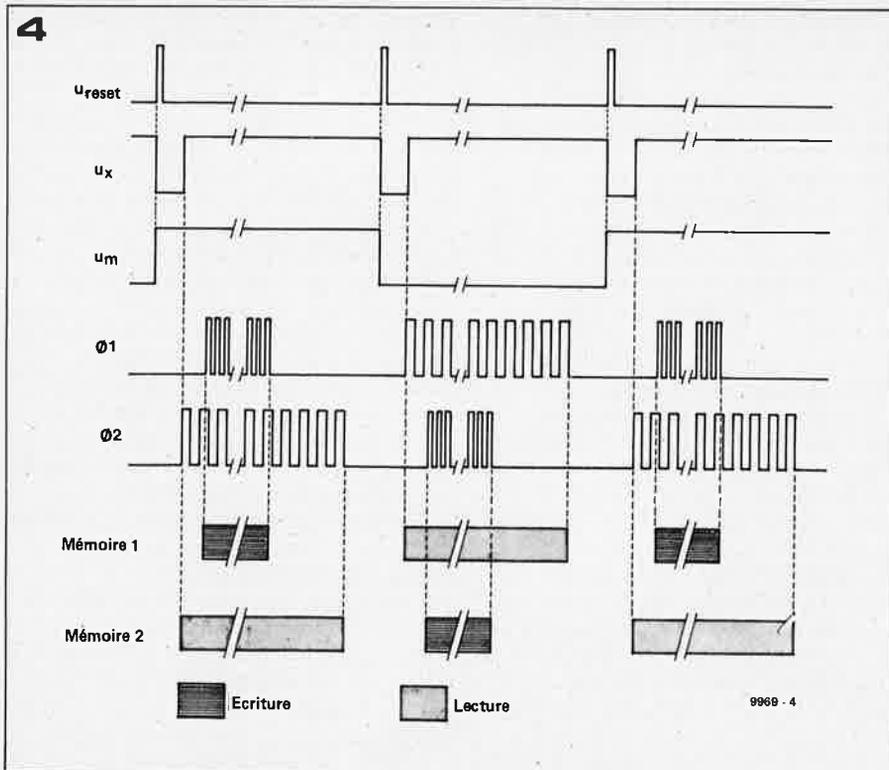
TV-scope (le circuit qui fournit les impulsions d'horloge et de synchronisation nécessaires à la visualisation). Pendant que le signal d'entrée est échantillonné et mémorisé dans la 'mémoire d'entrée', l'information mémorisée dans l'autre mémoire durant le cycle précédent est visualisée sur l'écran. A cette fin, la mémoire de visualisation reçoit son signal d'horloge, u_{line} , de la base de temps de sortie. La fréquence de ce signal d'horloge peut être égale soit à la fréquence fixe d'échantillonnage de la version de base du TV-scope, soit à la moitié (approximativement 15 kHz ou 7,5 kHz). La sortie de la mémoire de visualisation, sélectionnée par le commutateur S_a , est envoyée à un filtre passe-bas afin de reconstituer la forme initiale du signal (voir figures 1e et 1f). Le signal est ensuite traité par les circuits déjà étudiés dans la version de base du TV-scope, et enfin visualisé sur l'écran du téléviseur. Quand le cycle de visualisation est achevé, les commutateurs électroniques S_a , S_b , S_c et S_d sont actionnés; la mémoire d'entrée devient mémoire de visualisation et vice versa. Il est bien évident que les circuits correspondant au second canal (représentés en pointillés à la figure 3) fonctionnent exactement de la même façon.

Signaux de contrôle

Même si le principe de base du TV-scope peut sembler à présent parfaitement clair, le faire fonctionner correctement

est une autre affaire, c'est pourquoi il est nécessaire d'utiliser un circuit de commande assez complexe. On utilise pour les mémoires deux signaux d'horloge différents: 256 impulsions à la fréquence désirée d'échantillonnage pendant le cycle d'entrée, suivies par 256 impulsions à la fréquence de ligne TV (ou à la moitié) pendant le cycle de visualisation. De plus les deux trains d'impulsions d'horloge ($\phi 1$ et $\phi 2$) doivent être envoyés aux mémoires exactement quand il le faut lors des cycles d'entrée et de visualisation. Puisque les mémoires sont utilisées à tour de rôle, comme mémoire d'entrée et comme mémoire de visualisation, et puisque l'inversion de rôle se produit à la fin de chaque cycle selon la commande des impulsions u_{reset} provenant de la base de temps de sortie, les deux signaux d'horloge doivent évidemment être reliés d'une façon ou d'une autre aux impulsions u_{reset} . Tout ceci est illustré à la figure 4. Comme on peut le voir, un signal supplémentaire, u_m , est généré; il change d'état à chaque impulsion u_{reset} . Ce signal détermine laquelle des deux mémoires fonctionne comme mémoire d'entrée et laquelle sera la mémoire de visualisation: il commande les interrupteurs électroniques $S_a \dots S_d$ de la figure 3. Le début de chaque cycle de visualisation est déterminé par le signal u_x . Ce signal passe à l'état haut un court instant après chaque impulsion de remise à zéro; l'intervalle de temps entre u_{reset} et u_x détermine la position de l'image visualisée sur l'axe des temps





(‘position X’). Le début de chaque train d’impulsions d’horloge est déterminé de la même façon par les impulsions générées par le circuit de déclenchement, de telle sorte que l’on puisse obtenir une image stable.

Chaque train d’impulsions (pour Ø1 et pour Ø2) comprend 256 impulsions. La fréquence des impulsions de l’horloge de sortie est normalement égale à la fréquence de ligne TV; la fréquence de l’horloge d’entrée est plus élevée, elle est déterminée par l’échelle des temps que l’on souhaite obtenir pour la visualisation. La fréquence des impulsions u_{reset} correspond à la fréquence de trame TV (50 Hz).

Toute l’électronique concernant les circuits mémoires, y compris les circuits de contrôle qui génèrent les signaux représentés à la figure 4, est montée sur un seul circuit imprimé — la ‘plaque mémoire’. Ce circuit imprimé peut être connecté à la version de base de TV-scope décrite le mois dernier, afin de réaliser la ‘version améliorée du TV-scope’.

Réglages et possibilités

Les diverses possibilités offertes par la version améliorée du TV-scope peuvent être soupçonnées à l’examen des divers boutons de commande que l’on peut voir sur la face avant. La figure 5 représente un prototype de face avant. La plupart des commandes se retrouve de façon identique sur un oscilloscope ‘classique’:

- le commutateur ‘on/off’ marqué ‘alimentation’ ne nécessite aucun commentaire. Au dessus de ce dernier se situent deux réglages de ‘luminosité’. Le bouton ‘luminosité signal’ règle la brillance du signal visualisé, alors que le bouton ‘luminosité réticule’ règle la brillance

du réticule.

- deux boutons concernent la base de temps; ils déterminent l’échelle des temps sur l’axe X de l’écran. Un commutateur à plusieurs positions (‘temps/div.’) est utilisé pour sélectionner un intervalle de temps par division compris entre 40 μ s et 2 ms; un potentiomètre associé permet d’avoir un réglage fin sur des positions intermédiaires. Un inverseur deux positions ‘magnitude X’ est aussi inclus. Avec cet inverseur en position ‘x1’ et avec le réglage fin tourné complètement dans le sens des aiguilles d’une montre (en position ‘cal’), la valeur de la base de temps est celle qui a été choisie sur le commutateur principal. Avec le commutateur ‘magnitude X’ placé sur la position ‘x2’, le signal qui doit être visualisé sera ‘étiré’ le long de l’axe X: la valeur du temps par division est divisée par deux. Le potentiomètre marqué ‘x pos.’ (position X) fixe le cadrage du signal visualisé sur l’axe X.
- le commutateur ‘déclenché/auto’ se retrouve aussi sur les oscilloscopes classiques. Sur la position ‘déclenché’, la trace est synchronisée avec le signal d’entrée. Lequel des deux signaux d’entrée sert au déclenchement? C’est ce que détermine le commutateur marqué ‘source de déclenchement’: il sélectionne le canal A ou le canal B (‘YA’ ou ‘YB’ respectivement) ou encore un signal de déclenchement externe que l’on connecte à la prise qui se situe sous les boutons de commande du déclenchement. Ce déclenchement externe peut être couplé soit en mode alternatif soit en mode continu, tout dépend de la position du commutateur placé à côté de la

Figure 4. Quelques uns des signaux de contrôle nécessaires aux circuits mémoires. Ø1 est le signal d’horloge pour la mémoire A (et B1 dans une version à deux canaux); Ø2 est l’horloge pour A2 (et B2). Chaque train d’impulsions d’horloge comprend 256 impulsions. La fréquence d’horloge de l’entrée est plus élevée que celle de la visualisation, afin d’obtenir la dilatation nécessaire de la base de temps.

Figure 5. Le prototype de la face avant de la version améliorée du TV-scope nous donne une bonne idée des possibilités offertes.

prise d’entrée. Le niveau du signal auquel le déclenchement se produit est ajusté au moyen du bouton marqué ‘niveau de déclenchement’; on peut remarquer que le TV-scope est en mode déclenché à la LED verte qui est allumée.

Deux signaux peuvent être visualisés simultanément sur le TV-scope: Y_a et Y_b . Dans quelques cas il sera utile de les visualiser de façon distincte, l’un à côté de l’autre sur l’écran; dans d’autres cas il sera plus utile de les faire se chevaucher pour pouvoir mieux apprécier les différences qui peuvent exister — par exemple quand on compare l’entrée et la sortie d’un amplificateur réglé à limite de l’écrêtage. Sur le TV-scope, la position des deux signaux peut être ajustée de façon continue depuis la position où ils sont totalement séparés jusqu’à la position où ils se recouvrent exactement, ceci se faisant à l’aide du bouton marqué ‘séparation des traces’. En fait ce réglage agit comme une sorte de contrôle de position Y synchronisée qui affecte les deux canaux d’une même quantité, mais dans des directions opposées.

La sensibilité du TV-scope est réglée au moyen des boutons marqués ‘Volts/div.’. Sur les deux entrées, le réglage supérieur est constitué par un commutateur à plusieurs positions alors que le réglage inférieur est un potentiomètre destiné au réglage fin. Un commutateur situé à proximité des prises d’entrée nous laisse le choix entre un couplage alternatif ou continu. Le bouton de réglage ‘Position Y’ sert, comme on pouvait s’y attendre, à positionner les traces le long de l’axe Y.

Les schémas détaillés, les conseils de réalisation, et la procédure d’étalonnage seront décrits de façon très détaillée dans un article séparé le mois prochain.

5

Y-pos

1V 100mV 10mV

volts/div

cal

in

AC DC

Y-pos

1V 100mV 10mV

volts/div

cal

in

AC DC

trace distance

Yb ext Ya

trigger source

trig'd

trigger level

in

AC DC

X-pos

500µs 250µs 100µs 40µs

1ms 2ms

time/div

cal

trigger free run

1x 2x X-magn

elektor

signal intensity

grid intensity

on power

CMOS

avec ou sans buffer ?

A quelques exceptions près, seules deux familles de circuits intégrés logiques présentent un intérêt pour l'électronicien amateur: les TTL et les CMOS.

La TTL, abréviation de Transistor-Transistor-Logic, est une technique dite bipolaire. Le matériau constitutif, généralement du silicium, est dopé sous l'influence de la température avec des éléments N ou P; ce sont les régions-frontières entre les matériaux N et P qui jouent le rôle le plus important. L'exemple le mieux connu des applications de la technique bipolaire est le transistor.

La dénomination TTL indique de quelle façon les transistors constituant le circuit intégré sont interconnectés pour constituer un circuit logique. Un autre exemple de réalisation en technique bipolaire est la logique ECL (Emitter Coupled Logic) destinée aux applications 'rapides'.

La famille TTL peut encore être divisée en sous-groupes: la série standard est livrable dans les versions Low Power Schottky (en abrégé LS-TTL), High Speed (H-TTL) et trois autres versions supplémentaires.

Les modèles LS ne cessent d'envahir le marché et il est à prévoir qu'ils auront sous peu délogé les circuits intégrés standard TTL de la première place. La technique MOS utilise les propriétés des transistors à effet de champ (en abrégé FET ou TEC); MOS est l'abréviation de Metal Oxide Semiconductor. Les transistors à effet de champ possèdent l'avantage d'être commandés en tension, c'est-à-dire pratiquement sans dissipation.

Les MOS FETs sont des modèles particuliers de FETs qui sont dotés en plus d'une couche isolante d'oxyde de silicium entre les zones N et P; ceci permet de réduire encore le courant de commande déjà minime.

Circuits intégrés MOS

Comme en technique bipolaire, il existe diverses méthodes permettant de réaliser des fonctions logiques lors de la fabrication des circuits intégrés MOS. De la même manière, la fabrication de FETs canal N et canal P ne pose pas plus de difficultés que celle de

Les circuits intégrés digitaux CMOS sont en majorité disponibles en deux versions: avec et sans buffer. Le but de cet article est, sans entrer dans les différentes méthodes de fabrication propres à chaque constructeur, de montrer les différences fondamentales entre les circuits intégrés MOS avec et sans buffer; de plus, il indique dans quelles conditions il faut donner la préférence à l'une ou l'autre des versions.

transistors NPN et PNP. Si l'on n'utilise que des FETs canal N, on parle de N-MOS; par analogie, l'emploi exclusif de FETs canal P porte le nom de P-MOS.

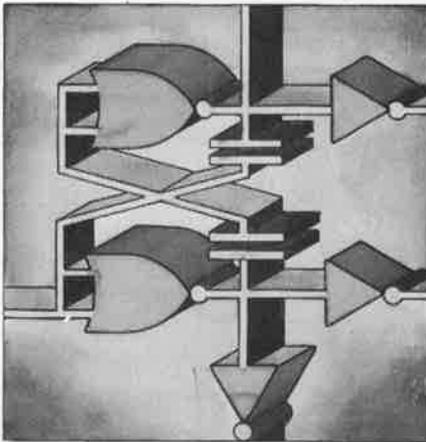
Lorsqu'il est fait simultanément usage des FETs canal N et P, le circuit est appelé CMOS (le C correspond ici à Complementary).

Les circuits intégrés CMOS existent en deux versions: avec et sans buffers. La première version est également appelée en jargon professionnel buffermos. Tous les fabricants importants produisent ces deux sortes de circuits intégrés. Pour l'utilisateur, l'emploi des mêmes circuits intégrés de provenance différente ne pose aucun problème, car les spécifications sont déterminées d'après la norme Jedec de l'institut américain EIA. D'après cette norme, les circuits intégrés avec buffers reçoivent le suffixe 'B' et ceux sans buffers le suffixe 'UB'.

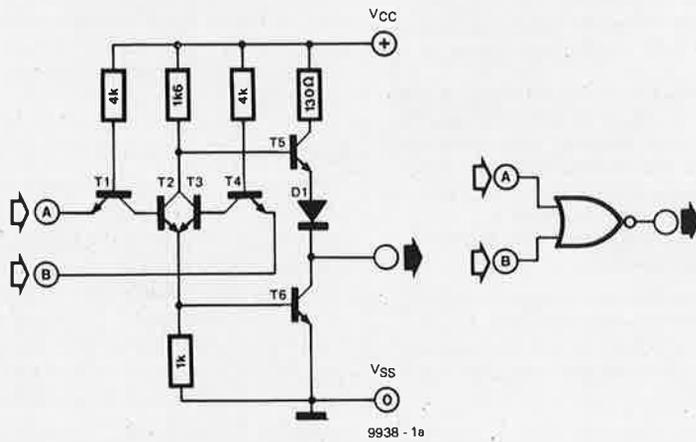
La figure 1 permet de comparer une porte NOR réalisée en technique TTL (1a) et en technique CMOS (1b). Dans le circuit CMOS, V_{DD} est la tension d'alimentation positive, alors que V_{SS} est généralement mis à la masse. A la différence des portes TTL, un '1' logique en sortie de la porte correspond à la tension V_{DD} , et un '0' logique à la tension V_{SS} .

On s'aperçoit immédiatement à l'examen du circuit CMOS que la porte complète ne comprend que quatre FETs complémentaires; la technique complémentaire rend toute résistance superflue. Les diodes et résistances que l'on trouve encore à la figure 1b servent exclusivement à protéger l'entrée des tensions trop élevées; elles ne prennent aucune part à la réalisation de la fonction logique de la porte. La manière dont fonctionne une porte MOS est explicitée à la figure 2, qui représente la porte logique la plus simple: l'inverseur.

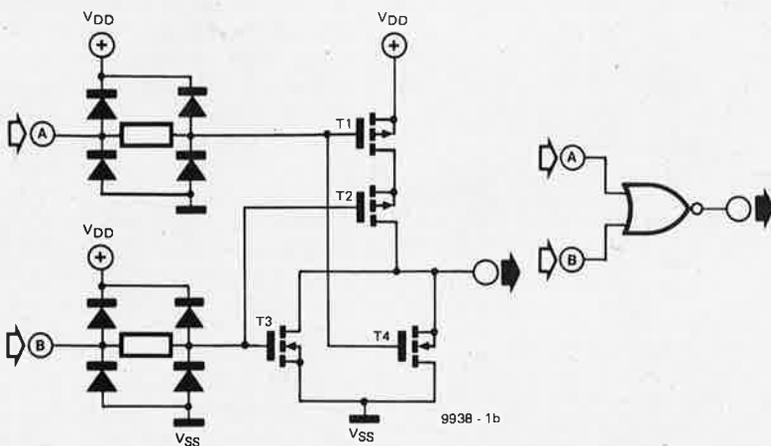
L'inverseur ne comprend que deux FETs, un modèle canal N et l'autre canal P. Avec une '1' logique à l'entrée, le FET canal P se bloque alors que le FET canal N conduit; la tension de sortie est donc égale à V_{SS} , soit '0' logique. Un '0' à l'entrée provoque l'effet inverse: le FET canal P conduit,



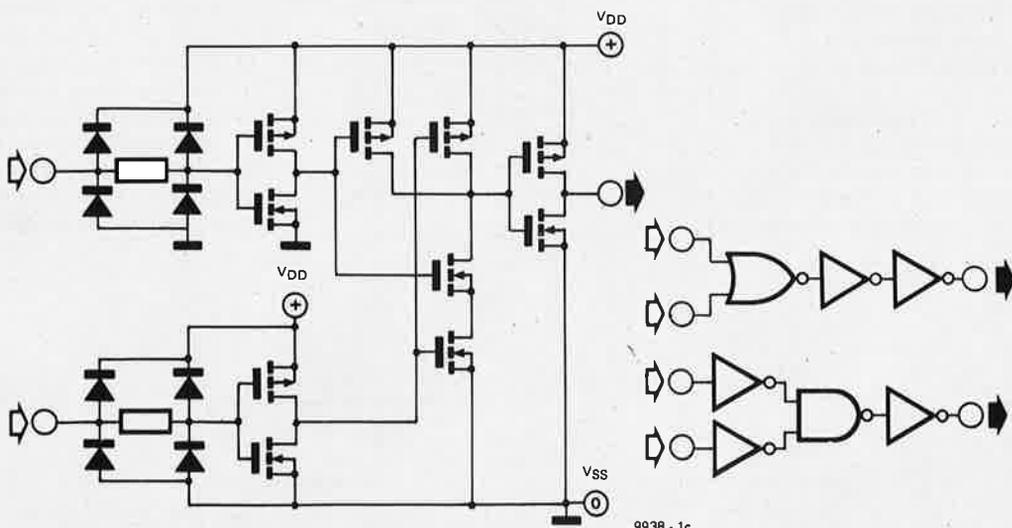
1a



1b



1c



le FET canal N se bloque, déterminant en sortie l'apparition d'un '1'. Il est évident dans ces conditions que les deux FETs ne peuvent conduire simultanément, sauf pendant le court instant de commutation; la puissance consommée par l'inverseur est donc minimale.

Lorsque le circuit intégré est utilisé, la sortie est toujours chargée capacitivement (en général par la capacité des conducteurs, de l'ordre de quelques dizaines de pF), et cette capacité doit être chargée et déchargée au rythme de la fréquence: la consommation augmente avec la fréquence. La dissipation augmente également, bien que la porte ne comprenne aucune résistance. Les FETs eux-mêmes ne sont pas des commutateurs parfaits; ils possèdent lorsqu'ils conduisent une résistance ohmique d'environ 400 ohms.

Généralement parlant, on peut dire que la dissipation des circuits intégrés CMOS est extrêmement faible en basse fréquence. Elle se situe dans le domaine des μW . Par contre, elle peut atteindre et même dépasser celle des circuits intégrés standard TTL aux fréquences élevées. La relation entre fréquence et dissipation est représentée à la figure 3. Cette figure montre d'une part la différence entre les circuits intégrés standard TTL et LS, et d'autre part les circuits intégrés CMOS pour trois tensions d'alimentation différentes. La porte NOR (figure 1b) apparaît légèrement plus complexe que l'inverseur. Le mode de fonctionnement est facile à comprendre lorsqu'on se représente que l'une des entrées est à l'état logique '1' et constitue donc une liaison à basse impédance entre la sortie et V_{SS} , car le FET canal N conduit alors que le FET canal P est bloqué (à l'inverse des transistors bipolaires, la flèche est tournée vers l'intérieur pour les FETs canal N). Les deux FETs canal P sont en série; la liaison entre V_{DD} et la sortie reste donc à une impédance élevée. Ce n'est que lorsque toutes les entrées sont à '0' que les FETs canal P montés en série conduisent: la

tension V_{DD} apparaît en sortie, et les FET canal N mis en parallèle se bloquent; le comportement de la porte correspond bien à celui recherché pour une porte NOR.

Circuits intégrés CMOS avec buffer

Les circuits intégrés CMOS avec buffer ne sont disponibles que depuis deux ans, mais il semble qu'ils doivent bientôt remplacer complètement les modèles sans buffer; en tout cas, la part de marché déjà importante qu'ils ont conquise semble l'indiquer. Ces nouveaux circuits intégrés méritent quelque attention, car il n'est pas toujours possible d'échanger à l'intérieur d'un montage les types avec buffer avec ceux sans buffer. Souvent par exemple dans les circuits lents où la vitesse est d'importance secondaire, et où il n'existe pas de signaux à flancs très raides, les deux types de circuit intégrés fonctionnent aussi bien; il ne faut cependant pas en faire une règle générale, comme nous allons le voir par la suite.

Les circuits intégrés CMOS avec buffer diffèrent des CMOS 'habituels' en deux points: l'impédance de sortie est constante (grâce à l'adjonction de l'étage buffer) et l'immunité au bruit est légèrement meilleure. Cependant, les spécifications minimum sont identiques pour les deux modèles. Le schéma interne d'une porte NOR avec buffer exécutée en technique CMOS est reproduit à la figure 1c. On remarque immédiatement le nombre plus élevé de composants mis en jeu; il n'en résulte cependant aucune conséquence sur le prix du circuit intégré car la réalisation des FETs ne constitue qu'une petite partie de toutes les étapes de fabrication. Le schéma symbolique ajouté dans la figure 1c aide à comprendre le mode de fonctionnement de la porte. Les signaux appliqués aux entrées sont d'abord inversés (inverseur semblable à celui de la figure 2), puis traversent une porte NAND, et enfin inversés pour la deuxième fois. Il est également possible de placer deux inverseurs derrière une porte NOR; rien n'est changé à la fonction logique et les buffers font office d'inverseurs.

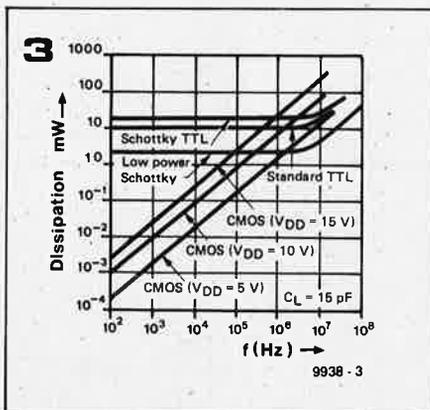
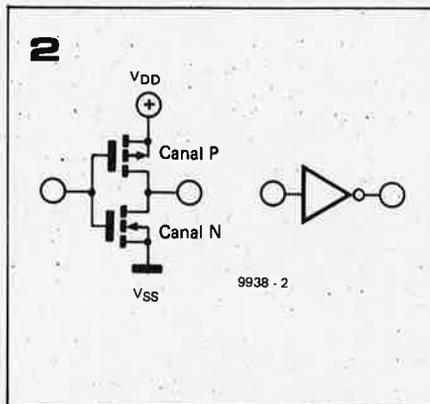
Ces deux méthodes sont également utilisées. En comparant les figures 1b et 1c, on voit que le modèle avec buffer comprend deux étages de plus que l'autre version. On comprendra aisément

Figure 1. Schéma constitutif d'une porte NOR en technique TTL (1a), CMOS sans buffer (1b) et CMOS avec buffer (1c).

Figure 2. Schéma fondamental de la technique CMOS: l'inverseur. Suivant l'état logique du signal d'entrée, l'un des transistors est à l'état passant, pendant que l'autre est bloqué.

Figure 3. Dissipation des types Standard TTL, Low Power Schottky-TTL et CMOS (pour trois tensions d'alimentation différentes) en fonction de la fréquence du signal d'entrée. On s'aperçoit que la dissipation des CMOS augmente proportionnellement à la fréquence, et devient égale à celle des TTL aux fréquences élevées.

Figure 4. Amplification d'une porte CMOS sans buffer (4a) et avec buffer (4b). Les portes avec buffer sont caractérisées par une amplification beaucoup plus importante que celles sans buffer.



que les temps de propagation du signal sont franchement différents dans les deux cas. Ce temps est nettement plus long pour la version avec buffer, mais l'amplification est considérablement accrue. De même, l'amplification influe considérablement sur les propriétés des portes avec buffer (voir également la figure 4).

Impédance de sortie

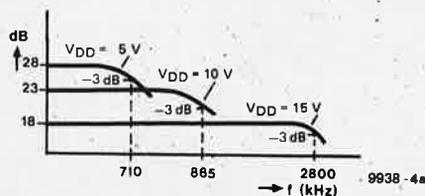
Nous avons déjà mentionné un des avantages que présentent les circuits intégrés avec buffer par rapport à ceux qui en sont dépourvus: l'impédance de sortie est indépendante de la tension de sortie. Les figures 5b...5d montrent des portes CMOS NOR sans buffer du point de vue de leurs résistances internes. Dans ces schémas explicatifs, chaque FET a été représenté par une résistance (résistance de canal) et un commutateur. Si un FET se bloque, il faut se représenter le commutateur correspondant ouvert; s'il conduit, le commutateur est fermé. On s'aperçoit sur les figures 5b...5d que l'impédance de sortie Z_0 est égale à $1/2 R$ lorsque les deux entrées de la porte sont à '1', et égale à R lorsque les deux entrées sont à '0'. Les possibilités de variation de l'impédance de sortie sont encore plus importantes pour les portes dotées de plus de deux entrées.

La figure 5 a montre d'une façon simplifiée le comportement du circuit de sortie des circuits intégrés CMOS avec buffer. Ici également, chaque FET du circuit série se compose d'une résistance et d'un commutateur. Comme il y a toujours un commutateur ouvert et un commutateur fermé, l'impédance de sortie de l'étage buffer, et par conséquent l'impédance de sortie de la porte est toujours égale à R . Ce comportement (impédance de sortie indépendante de la tension de sortie) agit de manière positive: les flancs montants et les flancs descendants du signal sont aussi abrupts les uns que les autres.

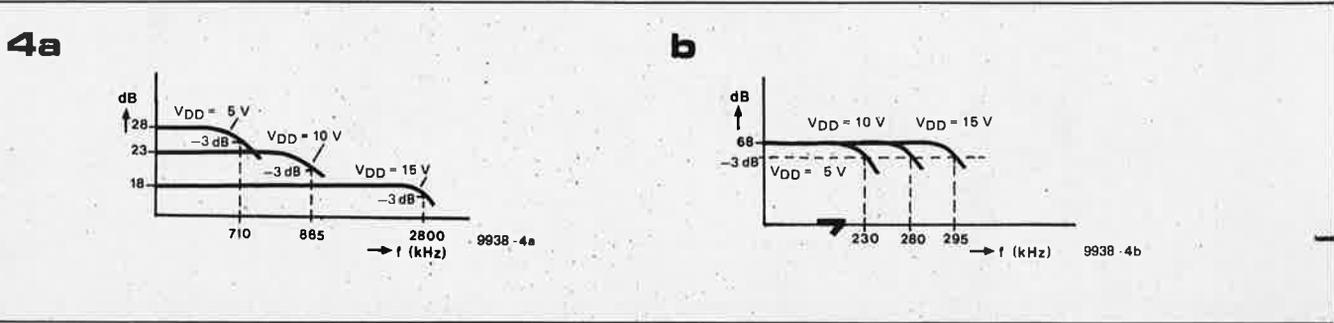
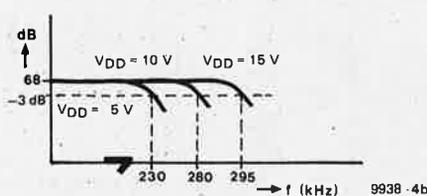
Amplification

Une autre différence entre les deux types de circuits intégrés est l'amplification plus importante des modèles avec buffer (voir figure 4). Cette amplification a pour conséquence un signal de sortie presque rectangulaire (figure 6), sans répercussion sur le comportement en commutation lorsque plus d'une entrée est reliée. La version

4a



b



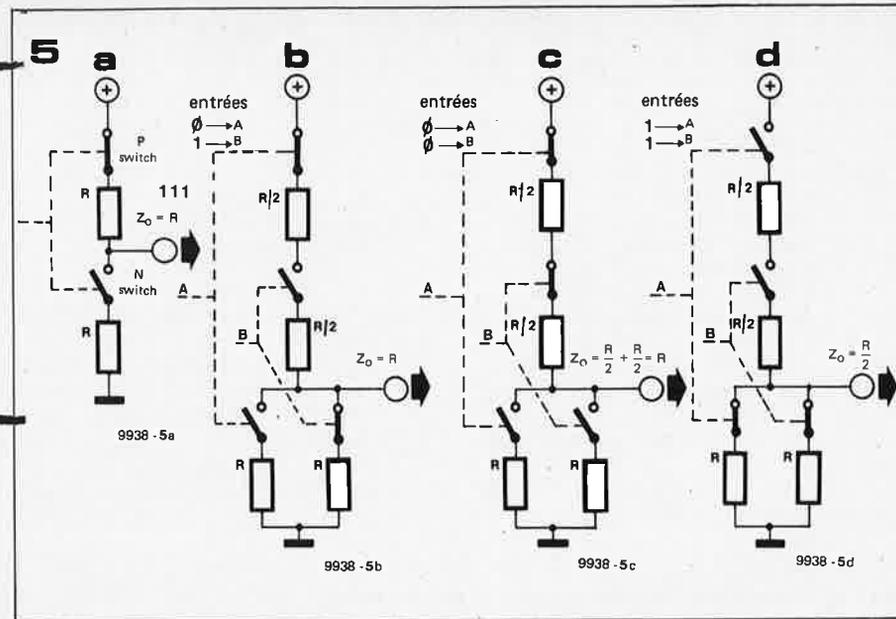
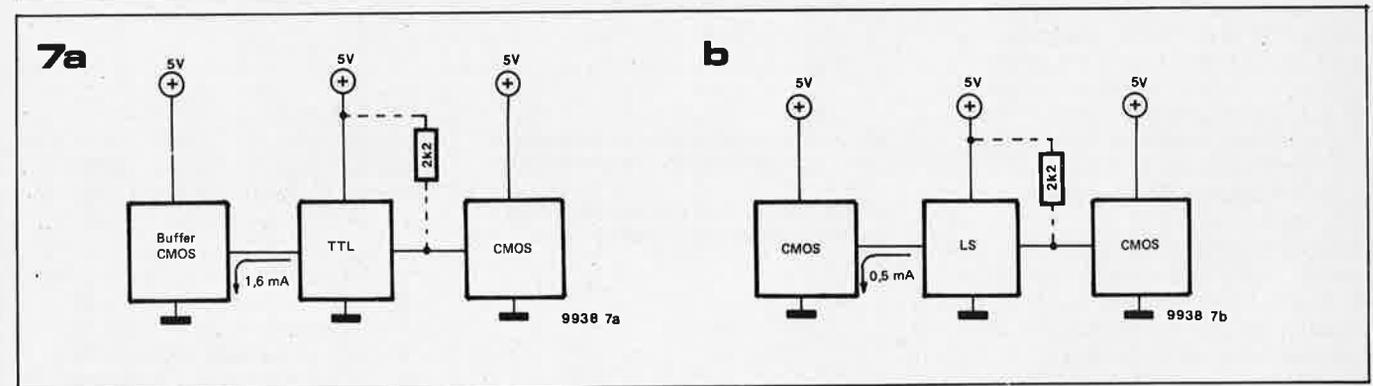
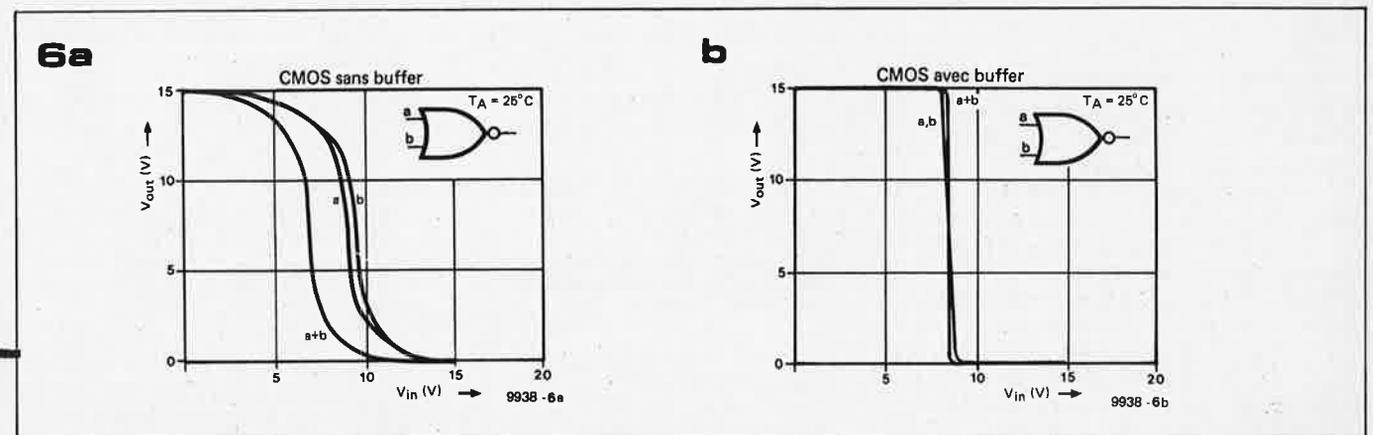


Figure 5. Représentation simplifiée de l'étage de sortie d'un inverseur CMOS avec buffer (5a). On peut se représenter un FET comme une résistance R mise en série avec un commutateur. Dans le cas de l'inverseur, il y a toujours un commutateur fermé et l'autre ouvert. Par conséquent, l'impédance de sortie Z_0 correspond toujours à la valeur de R. Les figures 5b... 5d montrent de la même façon simplifiée le fonctionnement d'une porte NOR CMOS sans buffer. L'impédance de sortie dépend de l'état logique des signaux d'entrée et varie entre R et 1/2 R.

Figure 6. La différence de caractéristique de transfert entre les portes CMOS avec et sans buffer est très nette. L'amplification plus importante des portes avec buffer a pour conséquence l'apparition d'un signal de sortie presque rectangulaire, et il n'y a pratiquement aucune différence lorsqu'une (courbe a ou b) ou deux entrées (courbes a + b) sont utilisées; avec les portes sans buffer, les deux courbes diffèrent sensiblement.



avec buffer 'reconnait' nettement une tension de 7 V comme '0' (pour une tension d'alimentation de 15 V), alors que la version sans buffer 'considère' une tension de 7 V comme '1' logique lorsque les deux entrées sont commandées. Ces valeurs ne sont valables que pour l'exemple de la figure figure 6. En pratique, il faut pour des raisons de sécurité prendre en considération d'autres caractéristiques. Le domaine dans lequel doivent se situer les tensions d'entrée est fixé pour les circuits intégrés avec buffer de 0 à 30% de la tension d'alimentation et pour les types sans buffer de 0 à 20%. Des difficultés peuvent survenir lorsque les signaux d'entrée varient lentement entre 30 et 60% de la tension d'alimentation

Figure 7. L'attaque directe de circuits TTL à partir de CMOS n'est possible qu'avec des portes équipées de buffers (7a); les portes LS-TTL peuvent également traiter les signaux provenant de portes CMOS sans buffer. Aucun problème n'apparaît lorsque les CMOS sont commandés à partir de TTL ou LS-TTL. La résistance de 2k2 n'est pas absolument indispensable, mais elle améliore le comportement en commutation.

dans un circuit équipé de circuits intégrés CMOS avec buffer; l'amplification importante est alors souvent cause d'oscillations parasites.

Résumé

Le tableau 1 montre les valeurs de quelques paramètres de circuits intégrés CMOS avec et sans buffer (d'après RCA).

- Avantages des CMOS avec buffer:
- plus grande immunité au bruit
 - impédance de sortie constante
 - capacité d'entrée faible

Avantages des CMOS sans buffer:

- temps de commutation réduit
- insensibilité aux signaux d'entrée à temps de montée (ou de descente) lent.

CMOS-TTL-CMOS

Il arrive souvent que des circuits intégrés TTL et CMOS doivent fonctionner ensemble dans un montage. Les circuits intégrés qui correspondent à la norme Jedec peuvent commander directement une entrée Low Power Schottky. Pour commander des circuits intégrés standard TTL, il faut en principe intercaler un étage buffer (par exemple 4049 ou 4050) car, dans ce cas, un courant de 1,6 mA doit pouvoir s'écouler, alors que la sortie CMOS ne peut délivrer que 0,5 mA. De plus, il faut vérifier que la tension d'alimentation du circuit intégré CMOS s'accorde avec celle du TTL, car V_{DD} est dans bien des cas supérieure à 5 V. Des portes TTL peuvent sans difficulté attaquer directement des portes CMOS. La figure 7 montre comment une résistance de quelques k Ω peut servir à augmenter considérablement l'immunité au bruit relativement faible des portes TTL.

Identification des différents types

Avec l'introduction récente des circuits intégrés CMOS avec buffer, il ne suffit plus de connaître le numéro du type; il faut en plus s'assurer de quelle version il s'agit: avec ou sans buffer. Comme nous l'avons vu au début de l'article, les types avec buffer sont caractérisés par un B placé après le numéro et les types sans buffer par les lettres UB; cependant, tous les fabricants ne suivent pas cette norme. Les circuits intégrés qui portent la désignation B ou UB correspondent à la norme Jedec (Tableau 2). La valeur de la tension d'alimentation pose également un problème. Quelques fabricants ne garantissent pas celle-ci jusqu'à 18 V; ainsi une série très utilisée portant un A après le numéro de type appartient au genre sans buffer d'après ses caractéristiques, et n'est garantie que pour une tension d'alimentation maximale de 15 V.

Dans les montages d'Elektor, les circuits intégrés utilisés proviennent en général de la série '4000'; ils sont identifiés sous le même numéro par les plus grands fabricants. Là s'arrête déjà toute similitude: tous les constructeurs ajoutent au numéro d'identification une 'note personnelle' en ajoutant des combinaisons de lettres au numéro du type; de plus, le nom du fabricant n'est généralement pas indiqué; il n'y a qu'un sigle imprimé sur le boîtier. Il n'est donc pas facile pour un non-initié d'identifier le circuit intégré; les photos de quelques circuits intégrés devraient apporter un peu de lumière à nos lecteurs.

Utilisation des circuits intégrés CMOS

Les CMOS constituent une famille presque idéale de circuits intégrés logiques; seule une particularité due à leur mode de fabrication se fait désagréablement sentir: leur sensibilité importante vis-à-vis des charges

Tableau 1.

	avec buffer	sans buffer	
Temps de retard	150	60	ns
Immunité au bruit	30	20	% de V_{DD}
Impédance de sortie (portes à 4 entrées)	400	100 ... 400	Ω
Temps de propagation	100	50 ... 100	ns
Amplification en alternatif	68	23	dB
Largeur de bande	280	885	kHz
Apparition d'oscillations en sortie (déterminée expérimentalement)	Peuvent apparaître pour des signaux d'entrée ≥ 1 ms	Non rencontrées pour des signaux d'entrée ≤ 100 ms	
Capacité d'entrée moyenne	1 ... 2	2 ... 3	pF
maximale	2 ... 4	5 ... 10	pF

Mesure effectuées pour une tension d'alimentation de 5 V et $C_L = 50$ pF

Tableau 2.

Jedec-B

Valeurs limites à ne pas dépasser (tensions ramenées à U_{SS})			
Tension d'alimentation	U_{DD}	-0,5 ... +18 V	V
Tension d'entrée	U_{in}	-0,5 ... $U_{DD} + 0,5$	V
Courant d'entrée (par entrée)	I_{in}	± 10	mA
Température ambiante maximale	T	-65 ... +150	$^{\circ}C$
Dissipation maximale	P_{tot}	400	mW
Conditions d'utilisation recommandées:			
Tensions d'alimentation:	U_{DD}	+3 ... +18	V
Gamme de température:			
Applications industrielles	T	-40 ... +85	$^{\circ}C$
Applications militaires	T	-55 ... +125	$^{\circ}C$

Tableau 1. Liste de quelques caractéristiques de circuits intégrés CMOS avec et sans buffer.

Tableau 2. Extrait de la norme Jedec; tous les circuits du commerce ne satisfont pas à cette norme.

d'électricité statique. Comme l'impédance d'entrée est élevée (quelques centaines de mégohms) et la capacité d'entrée faible, la tension peut monter rapidement et atteindre des valeurs dangereuses. Une tension d'environ 80 V peut détruire le circuit: la couche d'oxyde qui isole la grille du substrat claque. Pour cette raison, chaque porte est munie d'un circuit de protection comprenant une résistance placée en série dans l'entrée et des diodes de protection qui dérivent les tensions trop élevées ou trop basses. Le circuit de protection joue parfaitement son rôle tant que le courant ne dépasse pas 10 mA. Les fabricants conseillent de ne

pas laisser les circuits intégrés dans leurs supports lors de la soudure, d'utiliser des fers à souder munis d'une prise de terre, de stocker les circuits intégrés dans de la mousse plastique conductrice, de ne pas toucher les broches avec les doigts, etc... Heureusement, il en va différemment en pratique: il arrive rarement (même dans des conditions sévères d'environnement et d'utilisation) que les circuits intégrés soient endommagés. Le cas échéant, il est généralement très difficile de déterminer si un défaut de fabrication existait auparavant ou si c'est la manipulation qui est cause de la défaillance. En tout cas, on s'efforcera de manipuler les circuits intégrés de prix élevé avec le maximum de précautions. Trois mesures sont à retenir: la tension d'alimentation n'est appliquée qu'une fois les circuits intégrés mis en place, les sources de signal doivent être déconnectées des entrées lorsque le circuit est privé de tension d'alimentation, et les entrées non utilisées doivent être reliées soit à U_{DD} , soit à U_{SS} . Ces précautions simples permettent de garantir un fonctionnement irréprochable du circuit intégré.

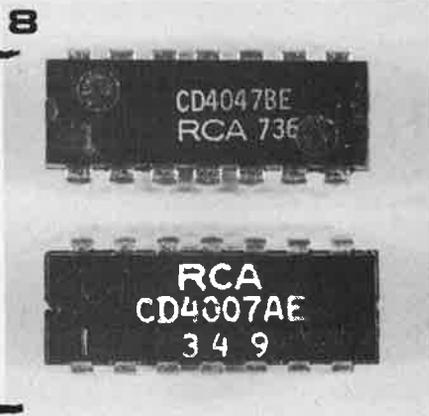


Figure 8. RCA produit diverses gammes CMOS qui sont appelées chez ce fabricant COSMOS. Tous les types commencent par deux lettres 'CD'. Des lettres suivent les quatre chiffres de la série '4000'. La dernière lettre indique le type du boîtier; par exemple, un 'E' correspond à un boîtier plastique et un 'D' à un boîtier céramique. Avant la dernière lettre, on trouve soit un 'A' (sans buffer, tension d'alimentation maximale 15 V), soit 'UB' ou 'B' (avec buffer, 18 V).



Figure 9. Solid State Scientific donne aux circuits intégrés le préfixe 'SCL' (en tout cas, aux modèles bon marché). Comme chez RCA, la dernière lettre (A pour plastique et D pour céramique) indique le type de boîtier. Pour les circuits anciens, on trouve avant la dernière lettre l'appellation 'A' pour les modèles sans buffer et 'A/B' pour les modèles avec buffer. En 1976, la dénomination a été adaptée à la norme Jedec, et l'indication avec - sans buffer utilise les lettres B ou UB. Solid State Scientific garantit tous ses circuits intégrés pour une tension d'alimentation d'au moins 18 V. La date de fabrication est marquée sur les circuits intégrés SSS; 7613 signifie année de fabrication 1976, 13ème semaine. La série 4000 est divisée en trois 'sous-séries': le groupe 4000 des fonctions standard RCA, le groupe 4500 des fonctions standard Motorola, et le groupe 4400 pour des utilisations plus spécialisées.



Figure 10. Motorola appelle son programme CMOS MC MOS. Le type de boîtier est indiqué par P (plastique) ou L (céramique). Lorsqu'ils sont destinés à des applications industrielles, les circuits intégrés reçoivent la lettre 'C' (CP ou CL); ils fonctionnent dans la gamme de température habituelle pour les circuits intégrés standard et sont prévus pour des tensions d'alimentation allant jusqu'à 16 V.

Un 'A' placé avant la dénomination du type indique de meilleures caractéristiques: 18 V, gamme de température plus étendue. Depuis quelque temps le code 'B' ou 'UB' est placé juste après les chiffres: ces circuits intégrés correspondent à la norme Jedec.

Chez Motorola, l'appellation commence par 'MC', puis '1'. La série '14000' correspond donc à la série 4000 des autres fabricants. La série '14500' était initialement une nouveauté Motorola; elle est reprise maintenant par d'autres fabricants. Les caractéristiques de la série '14400' diffèrent de celles des circuits intégrés standard; elle ne concerne cependant que des circuits intégrés spéciaux, comme par exemple ceux destinés aux montres.



Figure 11. Texas Instruments utilise comme sigle le contour stylisé de l'état du Texas. La série CMOS de cette société porte l'appellation 'Ti CMOS'. Le numéro du type est précédé des lettres 'CD' ou 'TP'. Des modèles sans buffer (série 'A') et avec buffer (série 'B') sont disponibles.



Figure 12. National Semiconductor utilise deux sigles différents qui n'indiquent pas de différences de constitution; les circuits intégrés sont compatibles. La dénomination des circuits intégrés National commence par les lettres 'CD'. Le numéro du type à quatre chiffres est suivi d'une combinaison de lettres dans laquelle l'avant-dernière lettre indique la gamme de température (C pour la gamme de température normale, M pour la gamme de température étendue). La dernière lettre précise s'il s'agit d'un boîtier plastique (N) ou céramique (D ou J). Les circuits intégrés avec buffer reçoivent comme la norme Jedec le préfixe 'B' après l'indication du type. Les circuits intégrés CMOS sans buffer ne portent pas d'indication particulière. Une tension

d'alimentation de 15 V est recommandée pour tous les modèles. National produit également des variantes CMOS qui se rapprochent des circuits TTL très répandus de la série '6400'. Ces modèles CMOS exécutent les mêmes fonctions logiques que les circuits intégrés TTL et leur sont compatibles broche à broche. La dénomination utilisée par National reflète nettement la liaison étroite existant avec les circuits intégrés TTL; les appellations sont par exemple: MM 74C00J ou 74C00N. La lettre N ou J indique à nouveau le genre du boîtier. Ce circuit est compatible broche à broche avec le modèle standard TTL 7400. La tension d'alimentation maximale de la série MM74C atteint 18 V, ces circuits intégrés satisfont à la norme Jedec. Comme les circuits intégrés de quelques autres fabricants, ceux de National sont pourvus sur le boîtier d'une deuxième marque qui ressemble fortement à la marque proprement dite (afin d'identifier à coup sûr la broche 1). De plus, un repère rond en creux se trouve sur le boîtier au voisinage de la broche 1.

13



Figure 13. Fairchild utilise différents nombres pour caractériser ses modèles de circuits intégrés, mais on trouve dans tous les cas la lettre 'F' devant le numéro du type. Par exemple, les mêmes types de circuit intégré (avec buffer, prévus pour des tensions d'alimentation allant jusqu'à 18 V) sont vendus sous les dénominations différentes 'F34000' et 'F4000'. Fairchild fabrique la série 'F4000B' (avec buffer) et 'F4000UB' (sans buffer). Les lettres 'PC' (P = boîtier plastique, C = commercial) donnent à nouveau des renseignements sur le type de boîtier et entre autres sur la gamme de température dans laquelle le fonctionnement est garanti. Tous les circuits intégrés Fairchild sont avec buffer, sauf les modèles pour lesquels c'est impossible techniquement (par exemple le 4007).

14



Figure 14. La dénomination des circuits intégrés MOS commence chez SGS-ATES par la lettre 'H'. La série ancienne sans buffer reçoit la lettre A à la fin; les circuits intégrés qui satisfont à la norme Jedec ont un 'B' après le numéro du type. Le B, combiné avec

deux lettres placées avant le numéro du type, indique s'il s'agit d'un modèle avec ou sans buffer: HCF4000B est une porte sans buffer, HBF4000B est avec buffer. La gamme de température est donnée soit par un 'S' (gamme standard), soit par 'E' (extended, gamme étendue).

15



Figure 15. Philips et Valvo appellent leurs circuits CMOS LOCMOS (Local Oxidation Complementary MOS). Le nom contient une indication sur la technique de fabrication, qui réduit fortement la taille du chip nécessaire pour réaliser le circuit intégré. Les trois premières lettres sont 'HEF', on trouve juste après le numéro du type, l'indication 'B' (avec buffer) ou 'UB' (sans buffer, juste quelques modèles) mais aussi quelquefois un 'V' (circuits intégrés avec buffer, tension d'alimentation inférieure à 12,5 V). La tension d'alimentation recommandée est de 15 V, le fonctionnement convenable de tous les circuits intégrés LOCMOS est garanti jusqu'à 18 V. La dernière lettre caractérise à nouveau le genre de boîtier: P pour plastique et D pour céramique. Philips suit pour la dénomination de ses types la norme Pro-Electron.

16



Figure 16. La liste des fabricants de circuits intégrés MOS est loin d'être complète; on pourrait ajouter Signetics, Solitron, Silex et si l'on ne voulait nommer que ceux dont le nom commence par S. L'identification des circuits intégrés pose souvent quelques problèmes. En général, les fabricants utilisent un 'B' pour les circuits intégrés avec buffer et 'UB' pour ceux sans buffer, qui sont également conçus pour fonctionner avec une tension maximale de 18 V. Les séries anciennes (jusqu'à 15 V) sont marquées avec un 'A'. La broche 1 est repérée de différentes façons, soit par un évidement profond, soit par un creux arrondi placé à côté de la broche 1.

bougie électronique

Les considérations qui ont conduit à l'élaboration de ce projet ont été tout d'abord une volonté de réduire la recrudescence des incendies au moment de Noël et d'autre part de réaliser un équivalent de la bougie qui se consumerait nettement moins vite. Bien sûr la bougie électronique peut être allumée par une allumette (mais une lampe de poche remplira aussi bien cette fonction!) et on pourra l'éteindre en soufflant dessus ou en l'étouffant avec les doigts.

Le schéma de principe est très simple. Dans la condition initiale 'chandelle éteinte', T1 n'est parcouru par aucun courant, T2 est saturé et la résistance à coefficient de température négatif (CTN) R2 n'est traversée (via P1) que par un

courant de préchauffage. Le potentiomètre ajustable P1 a été positionné de façon à ce que la bougie se trouve dans un état très légèrement au dessous de 'l'auto-allumage'. Cet allumage se fera en éclairant fortement la photo-résistance (LDR) R1, ce qui entrainera la saturation de T1. Toutefois, pour éviter des déclenchements intempestifs, le circuit est conçu pour rester insensible même dans les pièces les plus éclairées, par contre en approchant une allumette flambante près de la LDR, on allumera la bougie d'une façon amusante.

Quand T1 commence à conduire, le courant dans T2 diminue, diminution qui ira jusqu'au blocage complet de ce transistor. T3 commence alors à conduire et allume la 'flamme'.

Quand T3 approche de la saturation, un courant de chauffage supplémentaire se dirige vers R2 via D1, ce qui entraîne une baisse de la résistance car celle-ci chauffe. Ainsi si l'on maintient l'allumette assez longtemps-jusqu'au point où elle commence à brûler les doigts-le circuit se verrouille en position 'chandelle allumée'.

La bougie pourra être éteinte en soufflant longuement et vigoureusement sur la CTN. Le processus de déclenchement très lent est alors inversé et le courant dans la lampe chute jusqu'à devenir nul, ainsi la flamme s'éteint. Il est également possible de 'moucher' la bougie en refroidissant la CTN entre les doigts. Pour la réalisation du prototype, une CTN ayant une résistance d'environ 150 Ω à température ambiante a été utilisée.

Il est à noter qu'il est possible de remplacer la zener D2 par cinq diodes universelles DUS connectées en série.

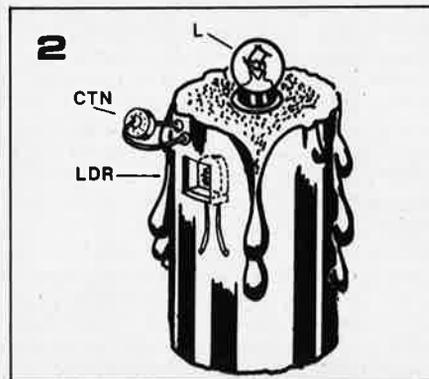
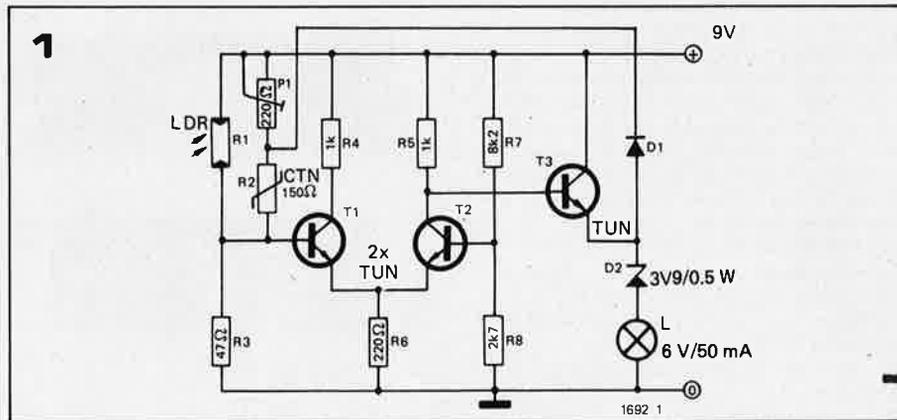


Figure 1. Schéma de principe de la 'bougie électronique'. P1 sera réglé pour que la bougie ne s'allume pas spontanément. On allume la bougie en approchant une allumette (ou une torche) près de la LDR et on l'éteint en soufflant sur la CTN de la bougie.

Figure 2. Dessin d'un exemple de réalisation possible. Le corps de la bougie est fait d'un bout de tube en PVC.



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

1. Elektor vous informe des dernières technologies;
2. Elektor vous les présente sous une forme facile à utiliser;
3. Elektor intéresse les débutants comme les spécialistes;
4. Elektor utilise aussi bien les bons vieux transistors que les μP 's;
5. Elektor avec ses circuits imprimés vous incite à construire;
6. Elektor est toujours à la page;
7. Elektor vous présentera dans 'Circuits de Vacances' environ 100 projets, tous testés et plus intéressants les uns que les autres;
8. Elektor est très apprécié dans le monde entier;
9. Elektor vous a apporté en 1978 le TV-scope, le piano électronique et le système SC/MP;
10. Elektor vous apportera en 1979 des appareils de mesure simples, une technique audio révolutionnaire, de nouveaux montages HF, la pratique des μP 's, un cours de programmation et bien d'autres projets;
11. Elektor publie chaque année environ 250 projets.

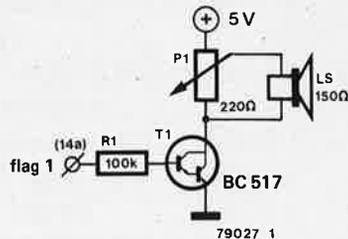


le SC/MP chante Noël

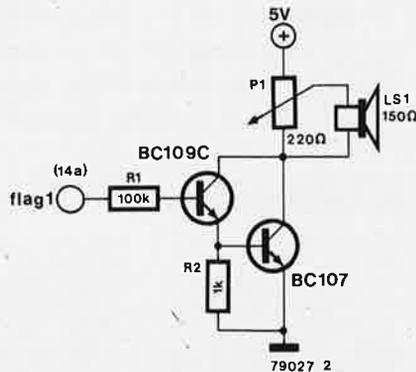


En science fiction, il est maintenant commun de voir des ordinateurs qui parlent et qui même parfois chantent. En réalité, les ordinateurs parlants n'en sont qu'à leurs premiers pas — s'ils possèdent un vocabulaire de quelques dizaines de mots, on peut déjà les ranger parmi la catégorie des 'intelligents'. Etrangement, il est beaucoup plus facile de faire fredonner un air par un 'cerveau électronique'. Même le microprocesseur à l'esprit lourd et lent est capable de reproduire des mélodies avec un degré de précision surprenant, ce qui est démontré par le programme pour le SC/MP décrit ici. Et comme Noël approche, un air très célèbre a été choisi: 'Douce Nuit'. Un disque ESS comprend des programmes pour plusieurs autres airs bien connus. Pour les lecteurs intéressés, mais qui n'ont pas (encore) la chance d'être l'heureux propriétaire d'un système SC/MP, l'interprétation de ces airs par un μ P est enregistrée sur la seconde face de ce même disque.

1



2



Le SC/MP peut bien sûr se contenter de chanter pour lui-même, mais si vous désirez que les spectateurs puissent en profiter, il est nécessaire d'y adjoindre un haut-parleur et comme on l'appelle dans le jargon informatique une 'interface haut-parleur' qui consiste en un amplificateur à Darlington connecté à sortie 'Flag' du SC/MP (figure 1, la figure 2 présente une alternative pour ce circuit).

Le potentiomètre P1 sert à ajuster le volume sonore. Si l'on avait des difficultés à se procurer un haut-parleur de 150 Ω , on pourra se tirer d'affaire avec un modèle 25 Ω ; la protection de T1 sera alors assurée par une résistance d'au moins 33 Ω , placée entre P1 et la tension d'alimentation. Si le flag est mis alternativement à 1 et à 0 rapidement, un son est ainsi produit et au plus le Flag change d'état rapidement, au plus la fréquence de sortie sera

élevée.

Une mélodie consiste en une succession des 'tons' à des fréquences différentes. Pour faire 'chanter' le SC/MP, il doit être programmé pour mettre un de ses Flags à 1 et à 0 successivement avec une fréquence déterminée par une liste de nombres placée quelque part dans la mémoire. En plus, il faut lui indiquer par une seconde liste de nombre, combien de temps chaque note doit durer. En d'autres termes, il faut un programme qui combine les deux listes de nombres (l'une pour la hauteur du son et l'autre pour la durée du son) nécessaires pour chanter une mélodie. Le Tableau 1 présente un tel programme. A tout instant la fréquence de sortie est déterminée par un nombre hexadécimal de la manière suivante:

$$f = \frac{10^6}{556 + 8(XX)_{16}} \text{ Hz,}$$

Tableau 1

0C00	\$ 1	00	HALT	0C53	5A	0C81	C4	03
0C01		C401	LDI X'01	0C54	49	0C83	DC	01
0C03		C84B	ST COUNT 1	0C55	5A	0C85	C4	02
0C05		C84A	ST COUNT 2	0C56	78	0C87	C4	05
0C07		C453	LDI X'53	0C57	5A	0C89	C4	03
0C09		31	XPAL 1	0C58	49	0C8B	DC	01
0C0A		C40C	LDI X'0C	0C59	5A	0C8D	C4	02
0C0C		35	XPAH 1	0C5A	78	0C8F	C4	05
0C0D		C481	LDI X'81	0C5B	25	0C91	EB	05
0C0F		32	XPAL 2	0C5C	25	0C9B	C4	03
0C10		C40C	LDI X'0C	0C5D	39	0C95	D6	07
0C12		36	XPAH 2	0C5E	32	0C97	83	08
0C13		C42F	LDI X'2F	0C5F	32	0C99	57	06
0C15		C83B	ST COUNT 3	0C60	5A	0C9B	EB	05
0C17	\$ 3	C418	LDI X'18	0C61	49	0C9D	DC	04
0C19		8F00	DLY X'00	0C62	49	0C9F	DC	02
0C1B	\$ 2	C402	LDI X'02	0C63	32	0CA1	9D	05
0C1D		07	CAS	0C64	39	0CA3	F7	01
0C1E		C400	LDI X'00	0C65	49	0CA5	DC	02
0C20		8F00	DLY X'00	0C66	5A	0CA7	C4	03
0C22		C400	LDI X'00	0C67	49	0CA9	DC	01
0C24		07	CAS	0C68	5A	0CAB	C4	02
0C25		C400	LDI X'00	0C69	78	0CAD	C4	05
0C27		8F00	DLY X'00	0C6A	49	0CAF	DC	04
0C29		B825	DL D COUNT 1	0C6B	49	0CB1	DC	02
0C2B		9CEA	JNZ \$ 3	0C6C	32	0CBB	9D	05
0C2D		C024	LD COUNT 1'	0C6D	39	0CB5	F7	01
0C2F		C81F	ST COUNT 1	0C6E	49	0CB7	DC	02
0C31		B81E	DL D COUNT 2	0C6F	5A	0CB9	C4	03
0C33		9CE6	JNZ \$ 2	0C70	49	0CBB	DC	01
0C35		08	NOP	0C71	5A	0CBD	C4	02
0C36		B81A	DL D COUNT 3	0C72	78	0CBF	C4	05
0C38		98C6	JZ \$ 1	0C73	25	0CC1	EB	05
0C3A		C501	LD@ 1 (1)	0C74	25	0CC3	C4	03
0C3C		C8E9	ST DELAY	0C75	14	0CC5	83	08
0C3E		02	CCL	0C76	25	0CC7	93	02
0C3F		F432	ADI X'32	0C77	39	0CC9	F7	02
0C41		C8DD	ST DELAY	0C78	32	0CCB	9D	0A
0C43		C601	LD@ 1 (2)	0C79	19	0CCD	F7	08
0C45		C809	ST COUNT 1	0C7A	32	0CCF	9D	05
0C47		C80A	ST COUNT 1'	0C7B	5A	0CD1	C4	01
0C49		C601	LD@ 1 (2)	0C7C	78	0CDB	6E	03
0C4B		C804	ST COUNT 2	0C7D	5A	0CD5	C4	03
0C4D		90CC	JMP \$ 1	0C7E	6D	0CD7	AF	01
0C4F		00	4 counter bytes	0C7F	8F	0CD9	93	02
0C50		00		0C80	A9	0CDB	6D	0C
0C51		00						
0C52		00						

Figure 1. Seulement trois composants sont nécessaires pour réaliser une 'interface haut-parleur'.

Figure 2. Au cas où il ne serait pas disponible, le BC 517 peut, bien sûr, être remplacé par un montage Darlington classique.

Tableau 1. Listing du programme complet pour 'Douce Nuit'.

Tableau 2. A l'aide des informations données par ce tableau, il est relativement facile de programmer le SC/MP pour d'autres mélodies.

Tableau 2

Note	Code hex.	Fréquence
A#	C7	466
B	B8	494
C	A9	523
C#	9C	554
D	8F	587
D#	83	622
E	78	659
F	6D	698
F#	63	740
G	5A	784
G#	51	831
A	49	880
A#	41	932
B	39	988
C	32	1047
C#	2B	1109
D	25	1175
D#	1F	1245
E	19	1319
F	14	1397
F#	0F	1480
G	0A	1568
G#	06	1661
A	02	1760

où XX est limité à la gamme $0 \leq XX \leq CD$ (hexadécimal!).

Ceci limite le SC/MP à ne pouvoir chanter que sur deux octaves, comme le montre le Tableau 2. Afin de vous éviter des calculs d'apothicaire, ce tableau donne les différentes notes possibles avec les notations hexadécimales et les fréquences de sortie correspondantes. Avec ces informations il ne reste qu'à dresser la liste des notes consécutives d'une certaine mélodie. Comme énoncé plus haut, la durée de chaque note est déterminée par un nombre placé dans une deuxième liste. Dans ce programme, la durée d'une note est assimilée à un nombre de périodes pendant lesquelles le son doit être émis. Comme ceci entraîne l'utilisation de nombres très grands, deux octets sont réservés pour chaque note, le nombre total de périodes étant le produit des deux nombres.

Par exemple, supposons que la note désirée soit le D le plus grave et qu'il doit durer 1/4 de seconde. D'après le Tableau 2, le D grave correspond à 8 F et sa fréquence est de 587 Hz. Pour une durée de 1/4 de seconde, 147 périodes sont nécessaires, c'est à dire $(93)_{16}$ périodes en hexadécimal. On entre donc dans la seconde liste 9301 (ou 0193) ce qui correspond à $(93)_{16} \times (1)_{16}$. En dernier lieu, il faut indiquer au SC/MP la longueur de l'air, c'est à dire le nombre de notes, ou pour être plus précis, le nombre de notes plus un. Cette valeur est entrée à l'adresse 0C14. Dans le programme, TAB 1 (commençant à la position 0C53) est la liste des notes désirées et TAB 2 est la liste des durées de notes. L'adresse de départ de cette dernière liste est rangée dans 0C0E (adresse de l'octet le plus bas) et 0C11 (adresse de l'octet le plus haut). Le programme complet pour 'Douce

Nuit' est donné par le Tableau 1 à titre d'exemple. Il est entré à partir de l'adresse 0C00 qui est également l'adresse de départ. Le programme sera lancé en manipulant la clé halt/reset. Si on désire faire fredonner d'autres mélodies, les listes TAB 1 et TAB 2 devront être modifiées. De plus, comme il est mentionné plus haut, l'adresse de départ de TAB 2 doit être entrée aux positions 0C0E et 0C11, et le nombre de notes plus un est rangé en 0C14. Ce programme, ici décrit, est enregistré ainsi que cinq autres chants de Noël bien connus sur le disque ESS 002 de Elektor Software Service. La face B de ce disque contient ces mêmes airs 'chantés' en temps réel par le SC/MP. ◀

Réf.: apprenons à utiliser le SC/MP, Elektor n°s 1 à 4, interface cassette et sirène à la Kojak dans ce même numéro.

réducteur dynamique de bruit

Le système DNL (Dynamic Noise Limiter) mis au point par PHILIPS possède plusieurs avantages: il est économique, et peut s'adapter facilement à tout appareil existant. De plus, il peut servir à améliorer les enregistrements conventionnels, car il n'agit que lors de la reproduction.

Le procédé DNL réduit ou supprime les fréquences élevées caractéristiques du bruit pendant les pianissimi ou les silences d'un enregistrement. L'appareil n'agit pas durant les passages fortissimo (au voisinage du niveau de modulation maximal), car le bruit de bande est couvert par les signaux BF. La réduction du niveau de bruit pendant les passages doux donne à l'auditeur l'impression d'une augmentation de la dynamique.

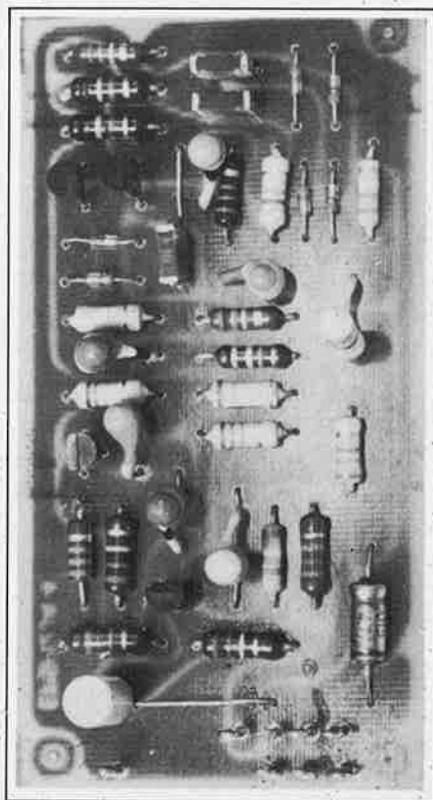
Le schéma synoptique du circuit est décrit à la figure 1. L'étage d'entrée (A) sert d'adaptateur d'impédance. A la sortie de cet étage le signal parcourt deux chemins différents. Le chemin supérieur se compose d'un filtre passe-haut (B), d'un amplificateur (D) et de deux atténuateurs, l'un variable (E), l'autre fixe (G). Le chemin inférieur passe par un filtre déphaseur à large bande (C), puis par un atténuateur ajustable (ou fixe) F. Les signaux provenant de chaque 'canal' sont ajoutés en sortie au point H.

On peut résumer le fonctionnement ainsi: le signal issu du réseau de déphasage (C) est semblable au signal d'entrée — au déphasage près. La sortie V2 du filtre passe-haut délivre les composantes du signal d'entrée à fréquence élevée. Or, quelle que soit leur fréquence, les signaux V1 et V2 sont en opposition de phase: si on les ajoute alors l'un à l'autre, les fréquences élevées du signal initial sont éliminées. Cela correspond à un comportement de filtre passe-bas.

La présence de forts signaux d'entrée déclenche le fonctionnement de l'atténuateur variable E, affaiblissant ou annulant le niveau de V2 ajouté au signal en sortie.

Les lecteurs désirant une explication mathématique plus précise pourront lire avec profit le paragraphe suivant; celui-ci n'est toutefois pas indispensable à la bonne compréhension de l'article. Les fonctions de transfert du filtre

Le bruit de fond dû à la bande magnétique est l'un des défauts majeurs des magnétophones, et plus spécialement des magnétophones à cassettes. C'est pourquoi depuis quelques années divers procédés de réduction du bruit ont été commercialisés.



à passe-haut et du filtre déphaseur sont les suivantes:

$$H_h(p) = \frac{(pT)^3}{(1+pT)(p^2T^2+pT+1)}$$

c'est-à-dire une réponse d'ordre 3 du type Butterworth.

$$H_d(p) = \frac{1-pT}{1+pT}$$

Lorsque le niveau du signal d'entrée est élevé, l'atténuateur variable supprime les signaux issus du filtre passe-haut; la réponse globale du DNL est alors semblable à celle du filtre déphaseur, c'est-à-dire une réponse plate. Pour des niveaux d'entrée peu élevés, l'atténuateur variable donne un affaiblissement tel que l'atténuation totale provoquée par l'amplificateur D et les atténuateurs E et G est égale à l'atténuation fixe due à F. La fonction de transfert totale du DNL est alors la somme des deux fonctions précédentes:

$$H_t(p) = H_h(p) + H_d(p) = \frac{1}{(1+pT)(p^2T^2+pT+1)}$$

c'est-à-dire une fonction de transfert caractéristique d'un filtre passe-bas Butterworth du 3ème ordre.

Pour résumer brièvement: en l'absence d'un niveau suffisant de signaux BF à fréquence élevée, le circuit DNL fonctionne comme un filtre passe-bas avec une atténuation de 18 dB/octave, ce qui diminue le bruit de bande.

Toutefois, si le signal à traiter comporte une proportion importante de fréquences élevées, l'action du filtre diminue jusqu'à devenir nulle à partir d'un certain niveau. Ceci est illustré par les courbes de la figure 2.

Lors de la conception de l'appareil, trois variables indépendantes doivent être choisies:

- la fréquence de coupure du filtre passe-haut. Si elle est trop élevée, il y aura peu ou pas de réduction de bruit; si elle est trop basse, on pourra entendre des effets de modulation du bruit à la reproduction de passages contenant principalement des fréquences peu élevées (par exemple un solo de piano). On a choisi ici une

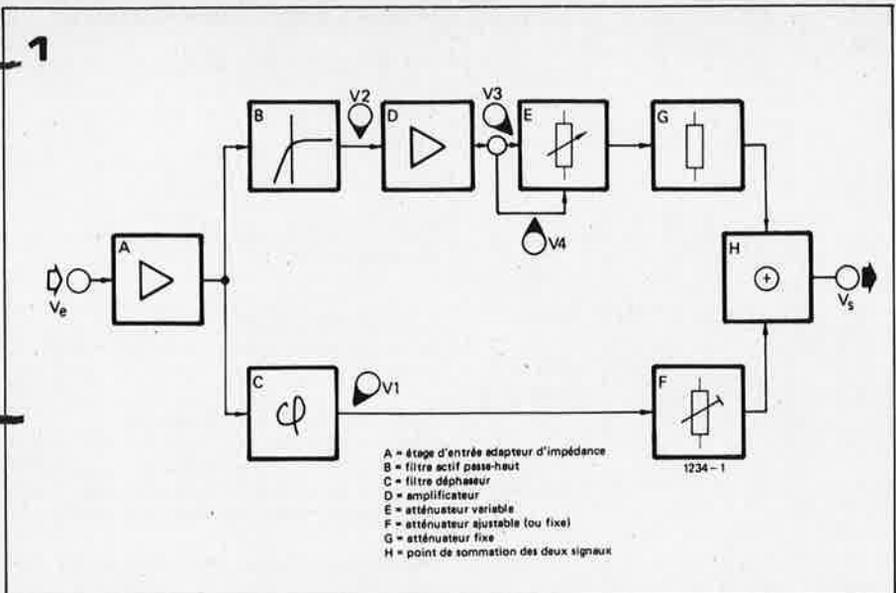
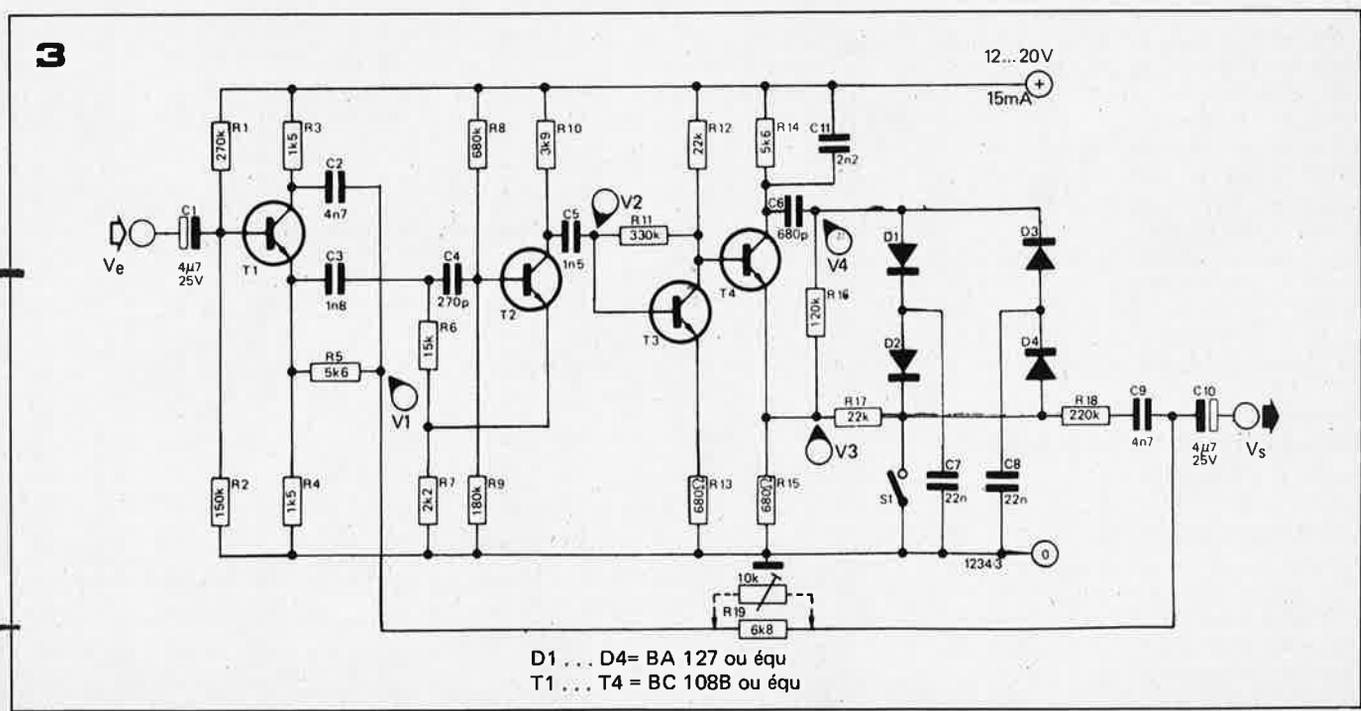
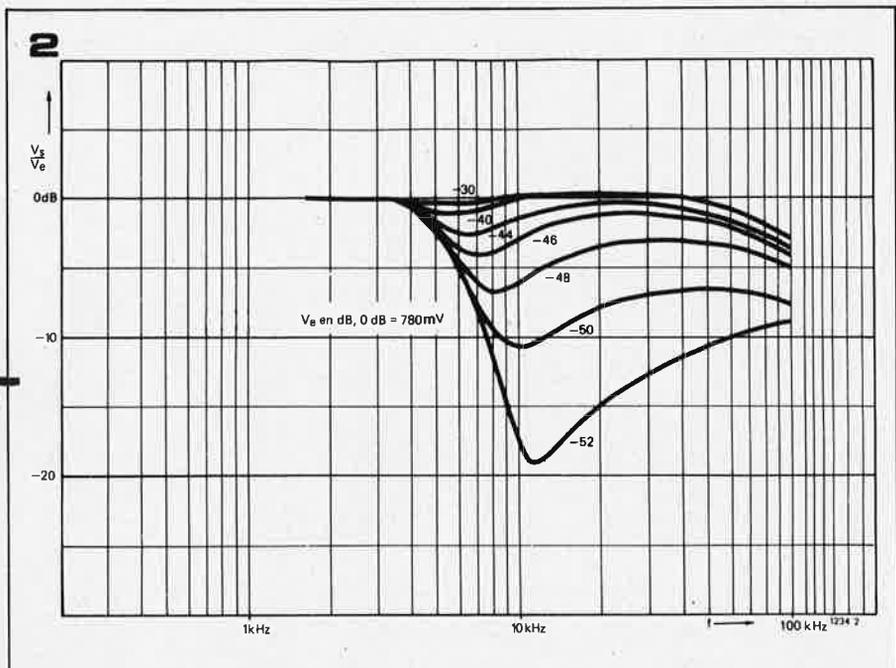


Figure 1. Schéma synoptique du DNL.

Figure 2. Courbes de réponse du circuit de base. On s'aperçoit qu'il fonctionne comme un filtre passe-bas tant que les composantes de fréquence élevée du signal sont à faible niveau. Dès que celles-ci atteignent un niveau suffisant, le DNL n'agit plus (réponse plate).

Figure 3. Circuit complet d'un canal du DNL. Deux circuits identiques sont évidemment nécessaires pour un signal stéréo.



fréquence de coupure de 5,5 kHz.

- le niveau critique à partir duquel l'appareil cesse d'agir. Le choix dépend du signal nominal présent à l'entrée du DNL et du rapport signal/bruit de la source à traiter. On a choisi ici une valeur d'environ 2 mV, ce qui correspond à -52 dB par rapport à un niveau nominal de 780 mV.
- la constante de temps d'attaque de l'atténuateur variable. Une attaque trop lente provoque une dégradation des transistores, alors qu'une attaque trop rapide augmente le niveau de distorsion, surtout pour les fréquences élevées et principalement au voisinage de la région critique où le dispositif cesse d'agir. La valeur choisie ici est d'environ 0,1 ms.

Circuit électrique

Il est donné à la figure 3. En se rapportant au schéma synoptique, on peut le décrire comme suit: T1 équipe le premier étage dont l'impédance d'entrée est d'environ 75 k. T1 constitue également avec le réseau C2/R5 un filtre déphaseur à courbe de réponse plate; sa constante de temps est d'environ 27 µs. L'atténuateur F de la figure 1 se compose simplement d'une résistance fixe ou variable (R19). Si on utilise une résistance fixe, une valeur de 6k8 convient dans la plupart des cas; dans le cas d'un potentiomètre, on peut choisir la position correspondant au souffle minimum lors de la reproduction d'une cassette effacée. Le filtre actif passe-haut (B dans la figure 1) est constitué de T2 et des composants associés. C'est un filtre d'ordre 2; le troisième constituant du filtre comprend C5 et R10, ainsi que l'impédance d'entrée de T3. Les constantes de temps sont choisies pour obtenir la fréquence de coupure choisie (5,5 kHz). Les valeurs réelles des composants utilisés diffèrent légèrement des valeurs théoriques, afin de compenser les écarts dus à la charge mutuelle des étages. Le signal est amplifié en partie lors de son passage à travers le filtre actif passe-haut (T2); il est à nouveau amplifié lorsqu'il traverse T3. L'atténuateur variable (E sur la figure 1), réalisé au moyen des composants T4 à R18 sera décrit en détail plus loin. L'atténuateur fixe (G sur la figure 1) est simplement constitué des résistances R17 et R18. Les signaux provenant les deux chemins différents sont ajoutés au point commun C9-R19-C10.

L'atténuateur variable

Cette partie du circuit est décrite à part à la figure 4. Le signal d'entrée est d'abord amplifié par T4, puis il passe à travers un filtre passe-haut (C6-R16) qui délivre le signal (V4) destiné à la commande de l'atténuateur variable.

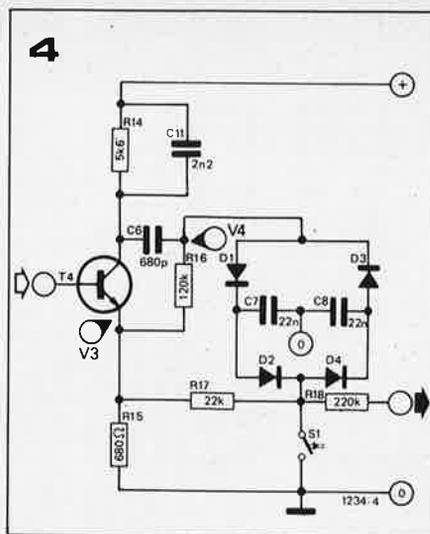


Figure 4. Étage atténuateur variable.

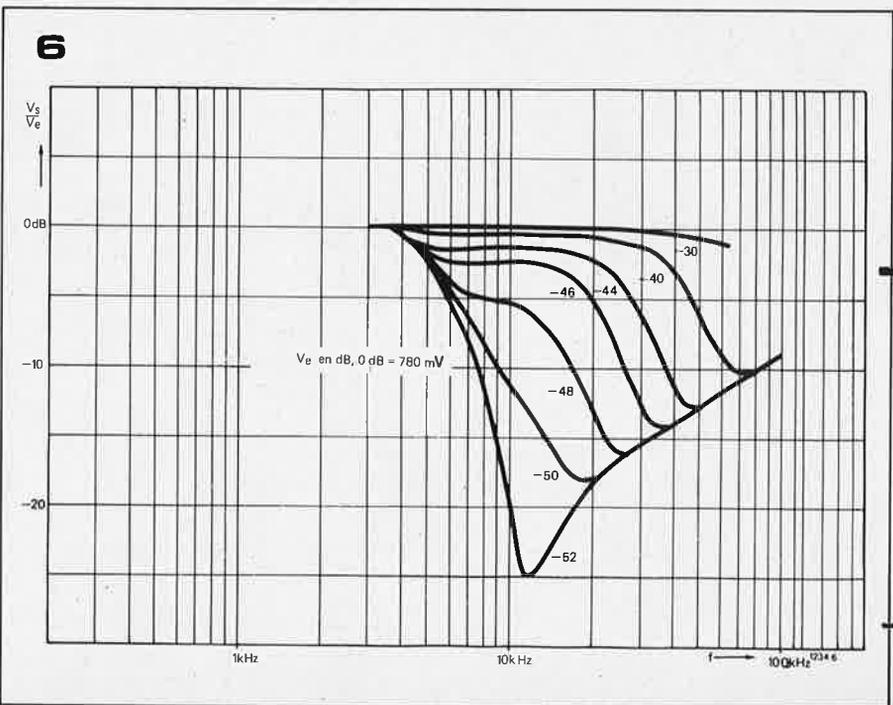
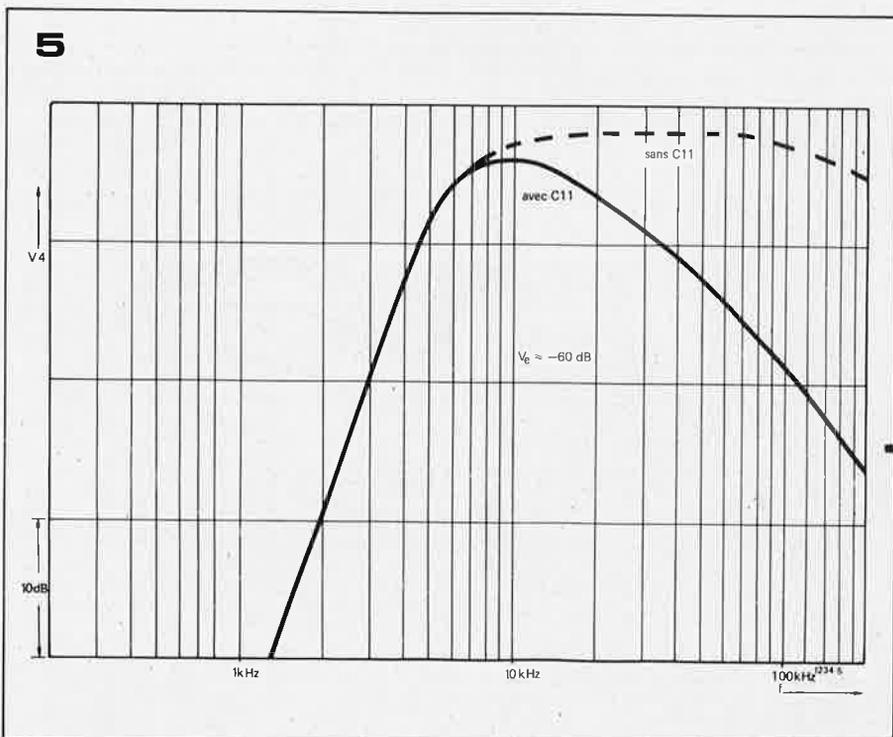
Figure 5. Aspect de la tension de commande V4 en fonction de la fréquence (à niveau d'entrée constant) avec et sans C11.

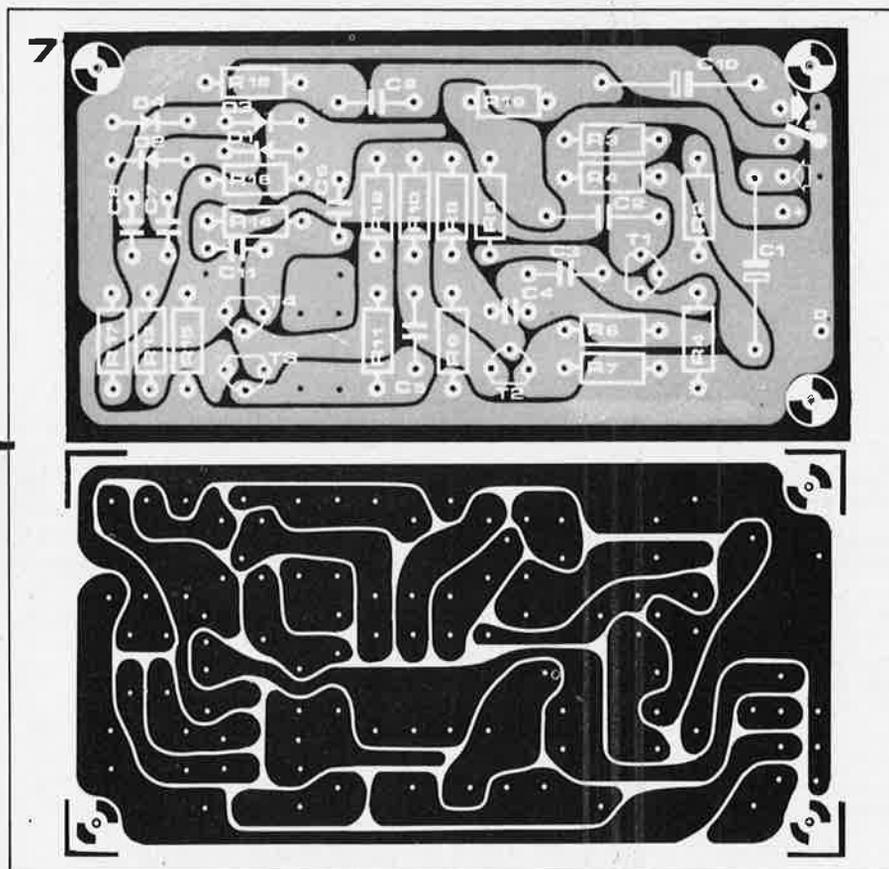
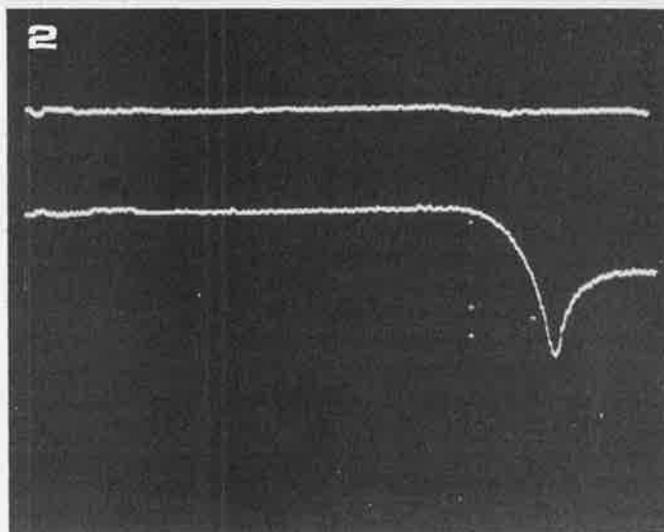
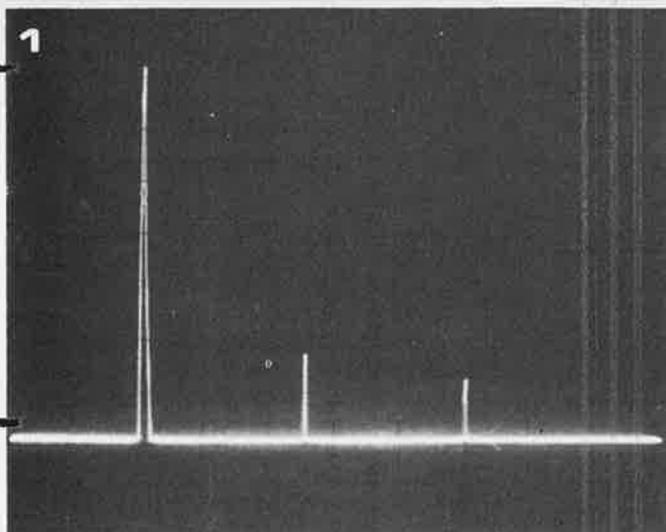
Figure 6. Courbes de réponse du circuit DNL, condensateur C11 compris.

Figure 7. Circuit imprimé et disposition des composants (EPS 1234).

Photo 1. Distorsion harmonique du DNL (signal d'entrée 5 kHz, 500 mV). Les harmoniques représentent moins de 54 dB, soit 0,2%.

Photo 2. Courbes de réponse pour un niveau d'entrée de 25 mV (trace supérieure) et pour 2,5 mV (trace inférieure). La pointe de la courbe se trouve approximativement à -25 dB pour une fréquence de 11 kHz.





Liste des composants

Résistances:

- R1 = 270 k
- R2 = 150 k
- R3,R4 = 1k5
- R5,R14 = 5k6
- R6 = 15 k
- R7 = 2k2
- R8 = 680 k
- R9 = 180 k
- R10 = 3k9
- R11 = 330 k
- R12,R17 = 22 k
- R13,R15 = 680 Ω
- R16 = 120 k
- R18 = 220 k
- R19 = résistance fixe 6k8 ou potentiomètre ajustable 10 k (voir texte)
- P1 = potentiomètre ajustable 100 k ou 220 k (voir texte)

Condensateurs:

- C1,C10 = 4μ7/25 V
- C2,C9 = 4n7
- C3 = 1n8
- C4 = 270 p
- C5 = 1n5
- C6 = 680 p
- C7,C8 = 22 n
- C11 = 2n2

Semiconducteurs:

- T1 ... T4 = BC 108B ou équ.
- D1 ... D4 = BA 127 ou équ.

Divers:

- S1 = interrupteur unipolaire (version mono) ou bipolaire (version stéréo)

C11 et R14 atténuent des fréquences élevées, mais avec une fréquence de coupure légèrement plus haute que C6-R16. Cela permet d'affaiblir la tension de commande V4 pour des signaux d'entrée de fréquence supérieure: l'atténuateur variable verra alors son action diminuer (figure 5). Cela se traduit pour l'ensemble du DNL par une atténuation de plus en plus forte des fréquences élevées: en effet, une partie plus importante des composantes de fréquence élevée sera retranchée du signal original au point H. L'effet produit est illustré par la comparaison des courbes représentées sur les figures 6 et 2; cette dernière courbe traduit l'action du circuit DNL sans C11, alors que la figure 6 montre l'effet du circuit avec C11. L'atténuateur variable se compose de D1 à D4, R17, C7 et C8. Le signal d'entrée à fréquence élevée (V3) est appliqué à R17; une partie filtrée plus importante est appliquée en opposition de phase au point commun D1-D3: c'est le signal de commande V4. En l'absence de signal à l'entrée, les capacités réservoir C7 et C8 se chargent à travers R16-D1 et R17-D4 à une tension voisine de celle de l'émetteur de T4. C6 se charge également jusqu'à ce que le point commun C6-R16 atteigne cette tension.

Supposons que la tension d'entrée soit si faible qu'elle n'atteigne pas (même après amplification par T4) le seuil suffisant pour faire conduire D1 ou D3. Dans ce cas, le signal V3 (dont l'amplitude est d'environ un huitième de celle de V4) sera lui aussi bien incapable de faire passer les diodes à la conduction. Le signal d'annulation des fréquences élevées passe alors sans aucun affaiblissement, et l'efficacité du DNL est maximale.

Supposons maintenant que le niveau du signal d'entrée soit beaucoup plus élevé, par exemple 500 mV. La valeur crête de la tension de commande atteint alors environ 5,8 V, si bien que la tension des condensateurs passerait à plus ou moins 5 V de leur tension initiale si c'était possible. En fait, D2 et D4 étant reliées

en série entre les deux condensateurs, la différence de potentiel entre C7 et C8 ne peut dépasser deux fois la chute de tension d'une diode à l'état passant, soit 1,4 V. D2 et D4 à la conduction laissent alors passer les signaux BF qui sont appliqués au filtre passe-bas constitué de R17, C7 et C8. Ce filtre est caractérisé par une fréquence de coupure d'environ 300 Hz, et procure une atténuation d'au moins 20 au-dessus de 5,5 kHz. Le circuit complet du DNL n'agit alors plus: les fréquences élevées le traversent sans aucune atténuation.

Les courbes de la figure 2 montrent l'effet du DNL entre ces deux cas limites, et le tableau 1 résume les valeurs de quelques tensions calculées à partir de ces courbes et de l'atténuation (ou du gain) estimé des différents étages. La tension à l'entrée est d'abord donnée en dB (0 dB correspondant à 780 mV), puis en mV. A partir de cette valeur, on a estimé la tension V3 présente à l'entrée de l'atténuateur, puis calculé la valeur crête de V4. On trouve ensuite de droite à gauche: le rapport en dB de la tension d'entrée Ve à la tension de sortie V5, et la valeur correspondante de cette dernière en mV. La différence Ve-Vs correspond à la composante de signal d'annulation à fréquence élevée issue de l'atténuateur variable. Une estimation de l'atténuation fixe due à R18 donne la valeur du signal $\alpha V3$ au point commun D2-D4; comme V3 est déjà connu, le facteur d'atténuation α peut être calculé.

Pour les niveaux très faibles de signal incident, par exemple inférieurs à 2 mV, le signal de commande est au maximum à 460 mV.

Dans ces conditions, les diodes sont bloquées et l'atténuateur n'a pas d'action ($0,9 \leq \alpha < 1$). Dans le deuxième cas limite (signal de niveau élevé) correspondant à des tensions de 25 mV et plus, les diodes sont presque à saturation et le facteur d'atténuation approche de très près la limite théorique de 0,05 déterminée par le réseau passe-bas R17-C7-C8. Pour une valeur intermédiaire d'environ 3,1 mV la valeur crête du signal de commande V4 atteint 720 mV; les diodes sont au bord de la conduction, et le facteur d'atténuation s'établit à environ 0,53.

Il faut noter d'autre part que si la tension de commande V4 peut atteindre 5,8 V et plus, la tension aux bornes des condensateurs C7 et C8 n'atteindra jamais cette valeur. En effet, la capacité de C7 et C8 est 30 fois plus élevée que celle de C6, de sorte qu'une augmentation importante de la tension de commande se traduira par une légère charge de C8 par C7, suivie d'une décharge de C8 dans C7 par l'intermédiaire de D2 et D4 qui sont ainsi maintenues à la conduction. L'action du DNL peut être totalement annulée en fermant l'interrupteur S1.

Réalisation et mise au point

Le circuit imprimé et la disposition des

8

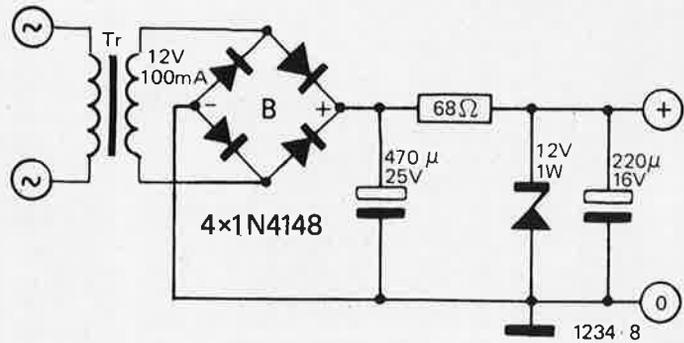


Tableau 1

	Ve	V3	V4 (crête)	α	$\alpha \cdot V3$	Ve-Vs	Vs	Ve/Vs
	(dB)	(mV)	(mV)		(mV)	(mV)	(mV)	(dB)
	-30	25	500	0.06	28	1.4	24	- 0.5
	-40	7.8	156	0.11	17	0.8	7.0	- 1.0
	-48	3.1	62	0.53	33	1.6	1.5	- 6.5
	-50	2.5	50	0.72	36	1.8	0.7	- 11
	-52	2.0	40	0.90	36	1.8	0.2	- 19

Figure 8. Schéma d'une alimentation adaptable au DNL.

Figure 9. Les deux versions de l'atténuateur d'entrée.

Figure 10. Le DNL peut être connecté entre le magnétophone à cassettes et un amplificateur séparé (figure 10a), ou monté à l'intérieur même du magnétophone (figure 10b).

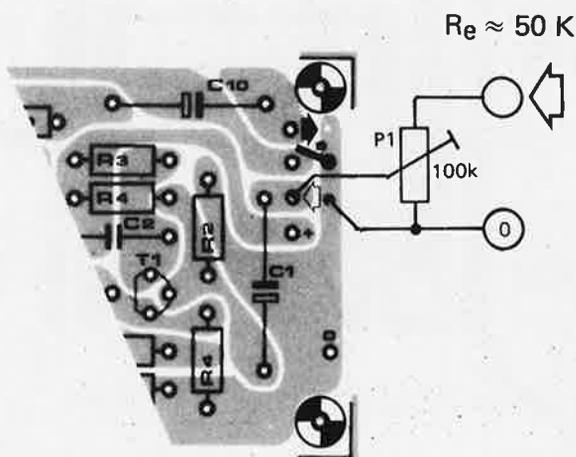
Tableau 1. Valeur de quelques tensions et atténuations délivrées par l'atténuateur variable.

composants sont décrit à la figure 7. Le montage ne nécessitant qu'une tension d'alimentation de 12 à 20 V sous 15 mA, on pourra généralement prélever celle-ci à l'intérieur du magnétophone à équiper. Au cas où cela serait impossible, il faudra employer une alimentation semblable à celle de la figure 8. Pour que le montage fonctionne correctement, sa sortie doit être chargée par une impédance supérieure à 20 k. Cela n'est pas un problème, car tout magnétophone moderne possède une entrée d'impédance convenable. Par contre, le signal appliqué au DNL devra être réglé à un niveau bien déterminé. Le niveau de bruit à l'entrée doit se situer aux alentours de 2 à 3 mV, comme le montre le tableau 1. Si le niveau de bruit est inférieur le DNL fonctionnera, mais en atténuant plus qu'il n'est nécessaire les fréquences élevées contenues dans le signal. A l'opposé, s'il est trop élevé, le DNL ne fonctionnera pas du tout!

Le rapport signal/bruit moyen des magnétophones à cassettes se situe aux environs de 46-48 dB; le niveau de bruit requis (2 à 3 mV) correspond donc à un signal BF nominal d'environ 500 mV. Si le niveau de sortie du magnétophone est supérieur à cette valeur, il faut intercaler un atténuateur à l'entrée du DNL. Deux solutions sont possibles: on peut ajouter un potentiomètre ajustable de 100 k comme le montre la figure 9a, ce qui donne une impédance d'entrée

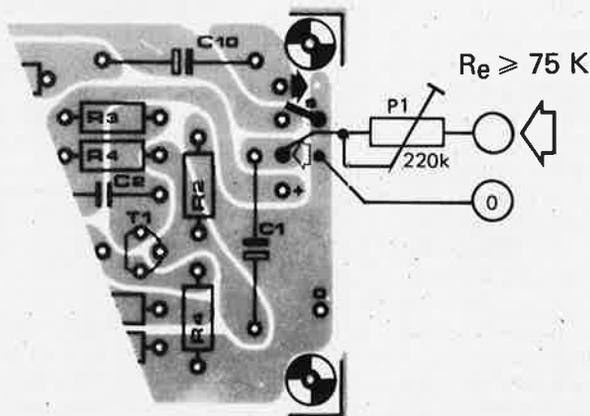
9

a



1244 9a

b



1244 9b

d'environ 50 k; on peut également insérer un potentiomètre ajustable de 220 k en série dans l'entrée; l'impédance d'entrée sera alors supérieure ou égale à 75 k.

Pour régler à coup sûr le niveau d'entrée, il est possible de suivre la procédure suivante:

- ouvrir l'interrupteur S1.
- brancher un contrôleur universel (10-50 kΩ/Volt) réglé sur sa plus grande sensibilité en tension continue entre les points communs D1-D2-C7 (+) et D3-D4-C8 (-). L'appareil doit indiquer 0 V.
- passer une bande effacée. Le bruit peut alors occasionner une déviation minimale de l'aiguille.
- régler au moyen de P1 le niveau d'entrée jusqu'à ce que l'aiguille commence juste à dévier de la position 0 V.

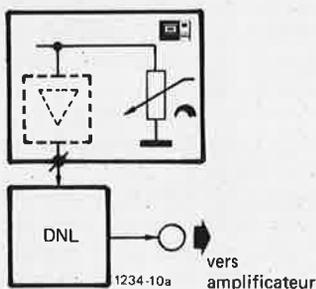
Le niveau d'entrée est alors réglé, et l'on peut débrancher le contrôleur universel. Si on utilise pour R19 un potentiomètre ajustable, il pourra être réglé comme suit:

- passer une bande effacée, S1 étant ouvert.
- régler R19 pour obtenir le bruit minimum.

Pour les raisons développées ci-dessus, il est évident que le niveau appliqué à l'entrée du DNL ne doit pas varier. Il faut donc prélever le signal BF directement après le préampli de lecture, avant les réglages de volume et de tonalité. La plupart des magnétophones à cassettes possèdent une sortie 'ligne' où ce signal est disponible; le DNL est alors intercalé entre la magnétophone et l'amplificateur (figure 10a). Dans le cas d'un magnétophone possédant un amplificateur de puissance incorporé, ou si on désire inclure l'appareil à l'intérieur même du magnétophone, il faudra placer le DNL entre la sortie de l'amplificateur de lecture et le point chaud du potentiomètre de volume (figure 10b).

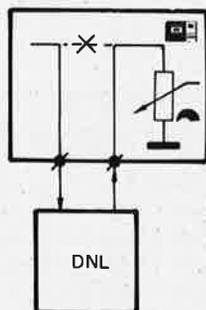
10

a magnétophone à cassettes



1234-10a

b magnétophone à cassettes



1234-10b

interface cassette



Un bas prix, une vitesse de transmission élevée et une parfaite fiabilité, telles étaient les exigences qui ont conduit à la réalisation de l'interface cassette décrite dans cet article. Ce circuit est peu exigeant en ce qui concerne les qualités sonores du magnétophone et peut traiter des informations à une vitesse pouvant atteindre 1200 Baud.

Contrairement à certains microprocesseurs, le SC/MP possède des entrées et des sorties série, ce qui fait que toute conversion parallèle-série et série-parallèle peut être effectuée par software. Les programmes nécessaires, assurant l'entrée et la sortie série des données, dans et hors de la mémoire, sont déjà présents dans l'Elbug, moniteur qui gère le système SC/MP conçu par Elektor, et ont déjà été étudiés précédemment. Ce mois-ci, nous nous intéressons au hardware nécessaire pour convertir l'information digitale série en un signal analogique adapté à un enregistrement sur bande magnétique. Il existe plusieurs systèmes différents pour coder l'information digitale en une forme compatible avec un enregistrement. Le plus utilisé de tous, c'est celui qui est employé ici, est le format CUTS - CUTS est formé des initiales de 'Computer Users Tape System' (littéralement Système d'enregistrement magnétique pour utilisateurs d'ordinateurs). Il est quelquefois appelé Standard Kansas City. En plus de la spécification du nombre de bits de contrôle et de la vitesse de transmission (300 Baud), il définit le fait qu'un niveau logique '1' doit être codé par huit périodes d'un signal BF de 2400 Hz, alors qu'un niveau logique '0' est représenté par quatre périodes d'un signal de 1200 Hz. Ces fréquences ont été délibérément choisies pour pouvoir être enregistrées par n'importe quel type de magnétophone.

Le codeur-décodeur

Le codeur-décodeur est constitué d'un modulateur FSK et d'un démodulateur FSK (FSK venant de Frequency Shift Keying = modulation par déplacement de fréquence). Quand un niveau logique '1' est présent à l'entrée, le modulateur génère un signal de sortie à une fréquence de 2400 Hz. Si le signal d'entrée est à un niveau logique '0', la fréquence du signal de sortie deviendra égale à 1200 Hz. La sortie du

modulateur attaque directement l'entrée de l'enregistreur.

Quand l'enregistreur 'rejoue' un programme codé, la sortie du magnétophone rentre sur le démodulateur FSK, qui génèrera à sa sortie un niveau logique '1' si la fréquence du signal d'entrée est de 2400 Hz, ou un niveau logique '0' si la fréquence est de 1200 Hz. La sortie du démodulateur est connectée à l'entrée série du SC/MP et un programme effectue la conversion série-parallèle des données qui arrivent sous forme série. La vitesse de transmission est contrôlée par software, et non par une interface hardware. Plusieurs vitesses de transmission différentes sont possibles (voir Elektor no 4), et sans aucun réglage, l'interface peut être utilisée jusqu'à des vitesses atteignant 1200 Baud.

Des vitesses de transmission plus élevées que celle-ci ne sont pas possibles avec les fréquences utilisées ci-dessus, d'ailleurs on peut se demander si cela est souhaitable étant donné qu'avec une vitesse de 1200 Baud, il ne faudrait approximativement que dix minutes pour enregistrer un programme de 64 koctets (c'est-à-dire la capacité mémoire totale du SC/MP).

Le modulateur FSK

Le modulateur FSK utilise un circuit intégré générateur de fonction bien connu, le XR-2206 (voir figure 2). Le circuit intégré est alimenté par les deux tensions qui sont déjà présentes dans le système SC/MP, à savoir le +5 V et le -12 V. Le transistor T1 permet au circuit intégré d'être piloté par des niveaux logiques TTL.

Les signaux d'entrée et de sortie du modulateur sont représentés respectivement aux figures 5a et 5b. L'amplitude du signal de sortie est ajustable grâce à P3, et par conséquent peut être réglée pour s'adapter à la sensibilité d'entrée de l'enregistreur magnétique employé. La fréquence du signal de sortie peut être ajustée à 1200 Hz et à 2400 Hz,

1

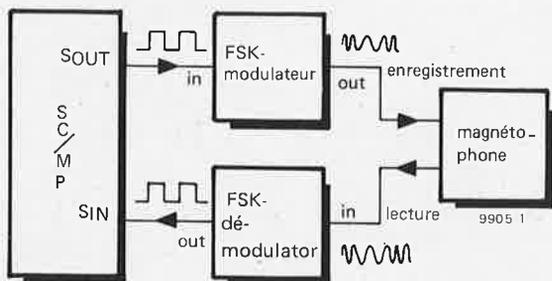


Tableau 1

START = 0C00		
0C00	C401	LDI 01
0C02	07	CAS ; Set Flag 0
0C03	08	NOP
0C04	C4XX	LDI XX
0C06	8F00	DLY 00 ; Delay
0C08	C400	LDI 00
0C0A	07	CAS ; Reset Flag 0
0C0B	C4YY	LDI YY
0C0D	8F00	DLY 00 ; Delay
0C0F	90EF	JMP ; Jump start
f ₀ ≈ 1200 Hz XX = 52 YY = 4F		
f ₁ ≈ 2400 Hz XX = 1E YY = 1B		

2

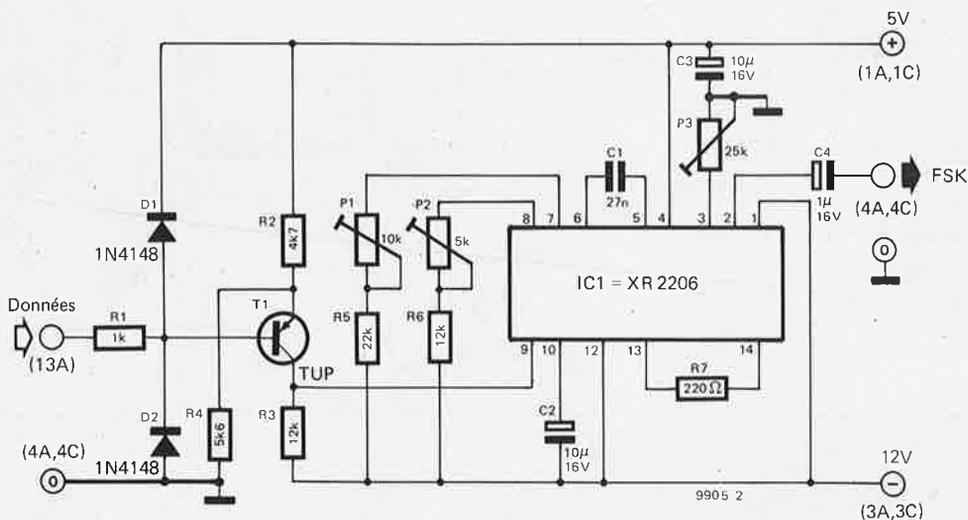


Tableau 2

START = 0C00		
0C00	C404	LDI 04
0C02	C833	ST 33 ; comptage 2400 Hz
0C04	C401	LDI 01 ; périodes
0C06	07	CAS ; Set Flag 01
0C07	08	NOP
0C08	C41E	LDI 1E
0C0A	8F00	DLY 00 ; Delay
0C0C	C400	LDI 00
0C0E	07	CAS ; Reset Flag 0
0C0F	C402	LDI 02
0C11	8F00	DLY 00 ; Delay
0C13	B822	DLD ; comptage périodes
0C15	9804	JZ
0C17	F000	ADD 00 ; correction timing 0
0C19	90E9	JMP
0C1B	C402	LDI 02
0C1D	C819	ST 19 ; comptage 1200 Hz
0C1F	C401	LDI 01 ; périodes
0C21	07	CAS ; Set Flag 0
0C22	08	NOP
0C23	C452	LDI 52
0C25	8F00	DLY 00 ; Delay
0C27	C400	LDI 00
0C29	07	CAS ; Reset Flag 0
0C2A	C436	LDI 36
0C2C	8F00	DLY 00 ; Delay
0C2E	B808	DLD
0C30	98CE	JZ
0C32	F000	ADD 00
0C34	90E9	JMP
0C36	00	00 ; compteur 2400 Hz - octet
0C37	00	00 ; compteur 1200 Hz - octet

3

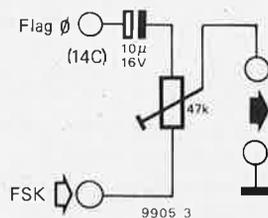


Figure 1. Synoptique de l'interface cassette

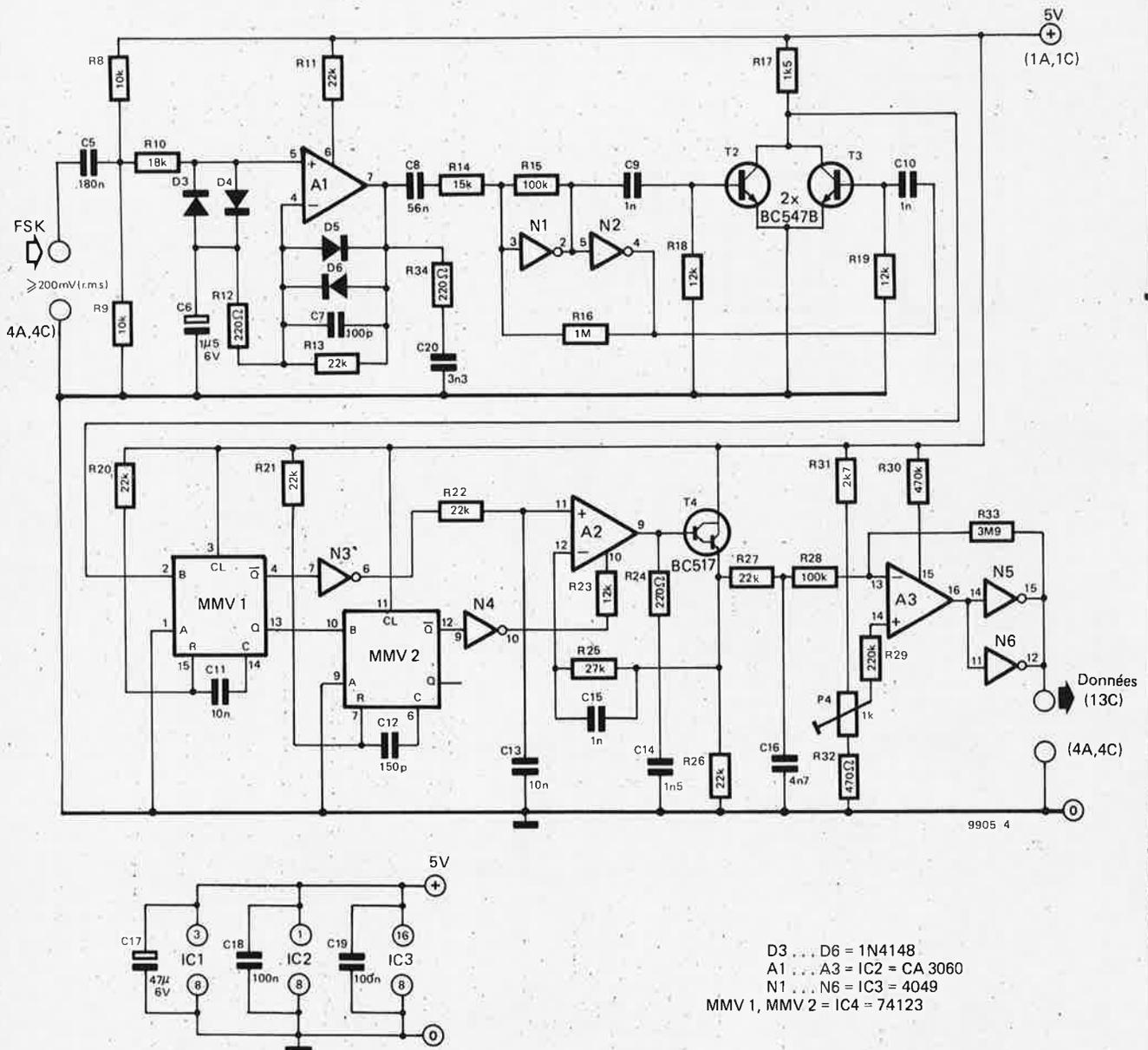
Figure 2. Schéma du modulateur FSK

Figure 3. Montage destiné au réglage du modulateur

Tableau 1. Listing du programme destiné au réglage du modulateur

Tableau 2. Programme destiné au réglage du démodulateur.

4



respectivement à l'aide de P1 et P2. Ceci peut être effectué en utilisant un fréquencemètre, ou si cela n'est pas possible, en utilisant le générateur d'horloge du SC/MP.

Reglage du modulateur

Etant donné que le SC/MP possède un générateur d'horloge interne piloté par quartz, il est possible, à l'aide d'un court programme, de lui faire générer des signaux dont la fréquence est remarquablement constante. Le tableau 1 nous montre le listing d'un tel programme. Une fois que le programme a été chargé en mémoire, puis démarré, un signal carré d'une fréquence de 1200 Hz ou 2400 Hz est présent à la sortie Flag \emptyset (patte 14 C du connecteur). La fréquence réelle du signal dépend du 'nombre' écrit à la place de 'XX' et de 'YY'.

Ces signaux peuvent être utilisés pour

régler le modulateur de la façon suivante :

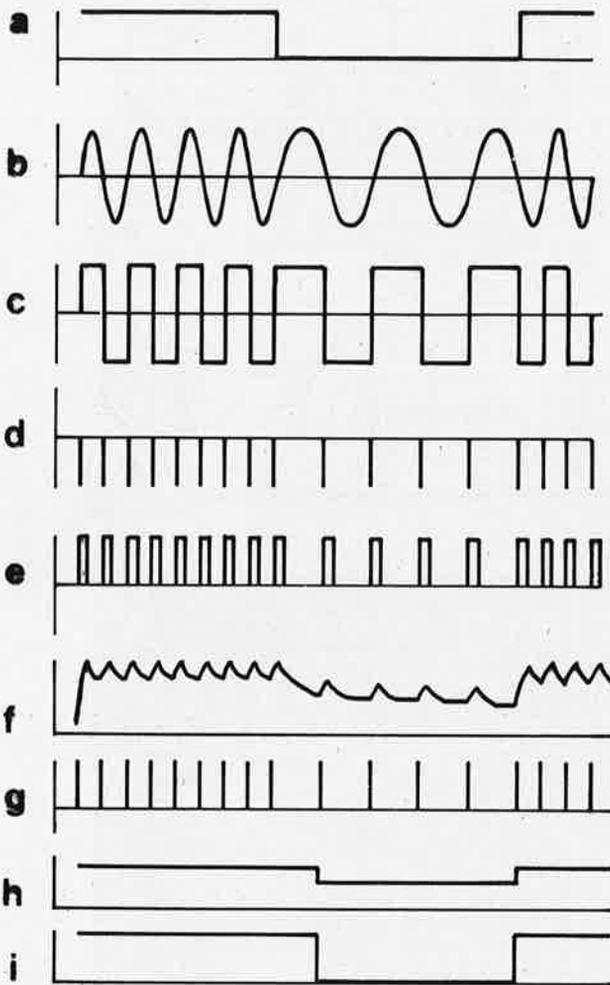
- la sortie Flag \emptyset et la sortie du modulateur sont connectées comme cela est indiqué à la figure 3. Un écouteur à haute impédance ou un magnétophone muni d'un galvanomètre indiquant le niveau d'entrée, est connecté à la sortie du montage ci-dessus.
- le programme destiné à obtenir la fréquence 1200 Hz est démarré, et un niveau logique '0' est présenté à l'entrée du modulateur (le potentiomètre P3 est réglé pour obtenir un maximum d'amplitude). Différentes fréquences devraient être maintenant entendues dans l'écouteur à savoir le signal à 1200 Hz généré par le SC/MP, le signal généré par le modulateur et la note de battement égale à la différence des deux fréquences.
- P1 est réglé jusqu'à ce que le

battement soit réduit au minimum, ce qui se produit quand la fréquence de sortie du modulateur est pratiquement égale à celle du signal généré par programme. Si on utilise un vu-mètre, P1 est réglé jusqu'à ce que l'aiguille cesse de frémir.

La procédure pour calibrer le signal à 2400 Hz est exactement la même, à ceci près, que le SC/MP est programmé pour produire un signal à 2400 Hz et qu'un niveau logique '1' est appliqué à l'entrée du modulateur.

Le démodulateur FSK

Le schéma du démodulateur est beaucoup plus compliqué que celui du modulateur. Le schéma complet du démodulateur FSK est donné à la figure 4. Son mode fonctionnement diffère de la méthode habituelle employée pour la démodulation FSK (PLL = Phase Locked Loop = boucle à



9905 5

verrouillage de phase), mais la suite de formes d'ondes représentées à la figure 5 devrait faciliter sa compréhension. Le signal FSK (figure 5b) est envoyé à l'entrée du démodulateur où il est écriété symétriquement par l'amplificateur A1 monté en limiteur (figure 5c) avant d'être envoyé à un trigger de Schmitt (constitué de N1 et N2). La sortie du trigger, ainsi que son inverse sont chacune envoyées sur un différentiateur (C9, R18 et C10, R19). Le résultat est un signal qui a une fréquence double de celle du signal provenant du trigger de Schmitt, et qui est présent sur les collecteurs de T2 et T3 (voir figure 5d). Ce signal est alors utilisé pour déclencher un monostable (M1). La sortie du monostable est constituée d'un train d'impulsions de largeur constante (figure 5e). Ces impulsions sont envoyées à un intégrateur (R22, C13) produisant le signal représenté figure 5f. La tension aux bornes de la capacité

C13 (figure 5f) peut être utilisée pour contrôler la fréquence du signal d'entrée, puisque l'augmentation de la charge de la capacité par unité de temps est deux fois plus importante dans le cas de la fréquence la plus haute (2400 Hz) que dans le cas de la fréquence la plus basse (1200 Hz). Afin de convertir cette légère différence de la composante continue de la tension aux bornes de C13, en un signal digital, on utilise un circuit échantillonneur bloqueur (constitué de A2, T4 et C14) comme mémoire. Une impulsion d'échantillonnage est prélevée aux bornes de M1 à l'aide d'un second monostable (M2). Pendant cette impulsion d'échantillonnage (figure 5g) l'échantillonneur bloqueur échantillonne et ensuite met en mémoire la valeur instantanée de la tension aux bornes de C13. Si la fréquence du signal d'entrée du démodulateur est constante, la tension à la sortie de l'échantillonneur-bloqueur

Figure 4. Schéma du démodulateur FSK

Figure 5. Formes des tensions rencontrées en différents points du démodulateur.

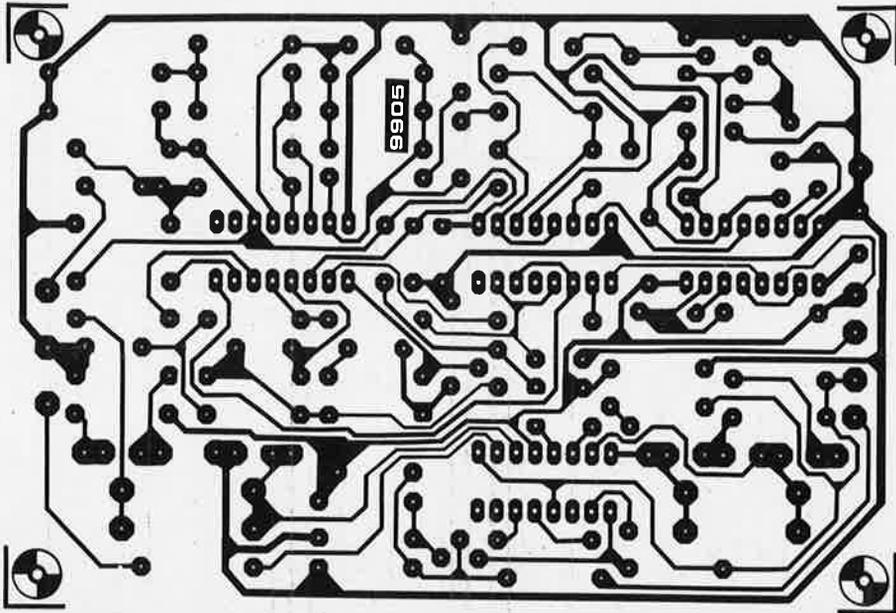
(émetteur de T4) sera aussi pratiquement constante. Si la fréquence du signal d'entrée varie, au moment de l'échantillonnage, la valeur instantanée de la tension aux bornes de C13, et par conséquent la tension de sortie de l'échantillonneur-bloqueur varieront aussi.

Bien que cette tension de sortie soit en fait un signal digital, son amplitude et la différence d'amplitude entre les niveaux logiques '0' et '1' sont faibles; c'est pourquoi un comparateur constitué de A3, N5 et N6 est nécessaire pour obtenir des niveaux logiques TTL. La tension de seuil de ce comparateur représente en fait le seul réglage de tout le démodulateur, et une fois de plus un programme simple s'avérera utile.

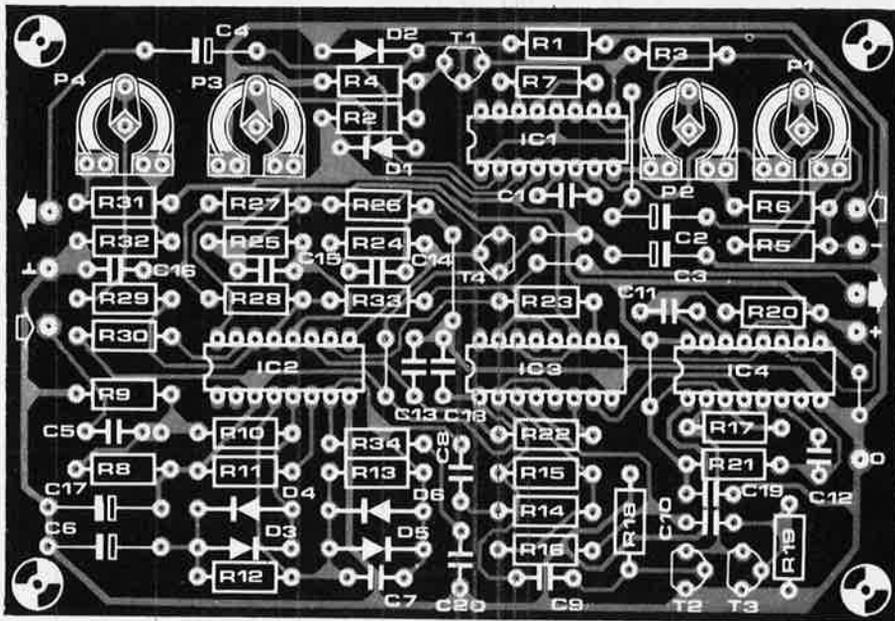
Réglage du démodulateur

S'il est envoyé au démodulateur un signal d'entrée 'symétrique', c'est-à-dire

6



7



Liste des composants des figures 6 et 7

Résistances:

R1 = 1 k
 R2 = 4k7
 R3,R6,R18,R19,R23 = 12 k
 R4 = 5k6
 R5,R11,R13,R20,R21,R22,
 R26,R27 = 22 k
 R7,R12,R24,R34 = 220 Ω
 R8,R9 = 10 k
 R10 = 18 k
 R14 = 15 k
 R15,R28 = 100 k
 R16 = 1 M
 R17 = 1k5
 R25 = 27 k

R29 = 220 k
 R30 = 470 k
 R31 = 2k7
 R32 = 470 Ω
 R33 = 3M9
 P1 = 10 k
 P2 = 5 k
 P3 = 25 k
 P4 = 1 k

Condensateurs:

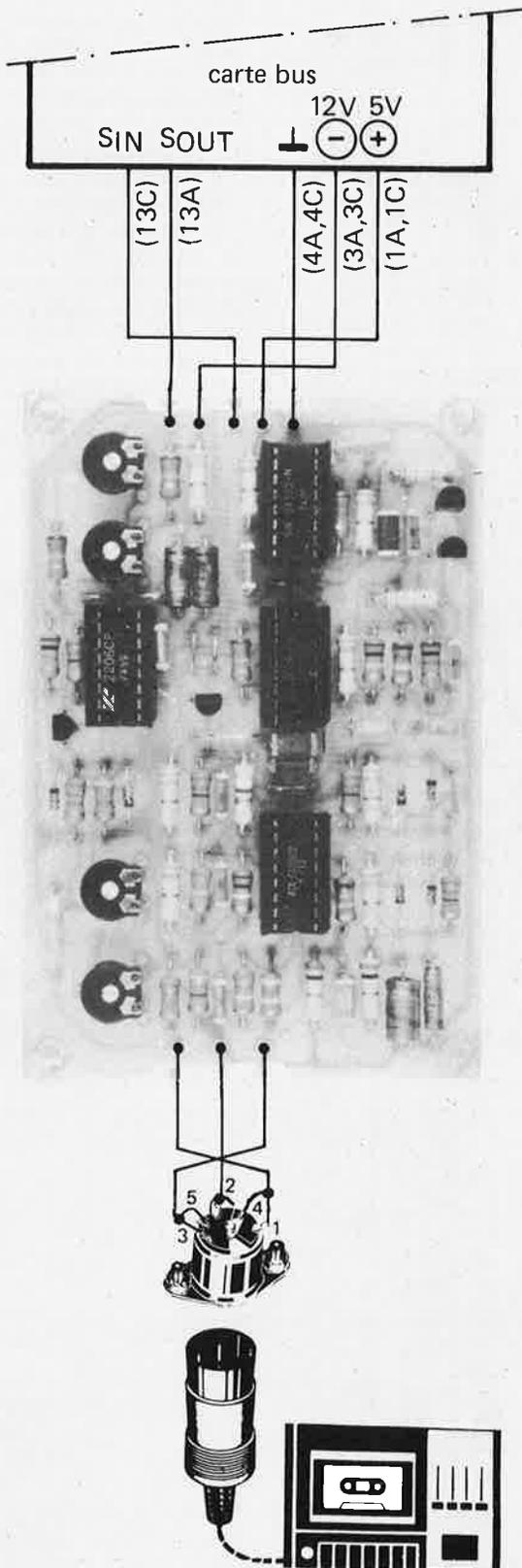
C1 = 27 n
 C2,C3 = 10 μ /16 V
 C4 = 1 μ /16 V
 C5 = 180 n
 C6 = 1 μ 5/6 V
 C7 = 100 p
 C8 = 56 n

C9,C10,C15 = 1 n
 C11,C13 = 10 n
 C12 = 150 p
 C14 = 1n5
 C16 = 4n7
 C17 = 47 μ /6 V
 C18,C19 = 100 n
 C20 = 3n3

Semiconducteurs:

D1...D6 = 1N4148
 T1 = BC 557, TUP
 T2,T3 = BC 547 TUN
 T4 = BC 517
 IC1 = XR-2206
 IC2 = CA 3060
 IC3 = 4049 (CD 4049, etc.)
 IC4 = 74123

8



9905 8

un signal constitué de portions d'égalles longueurs de 2400 Hz et de 1200 Hz, alors le signal de sortie doit aussi être symétrique. Le tableau 2 donne le listing du programme qui générera un signal symétrique à l'entrée du démodulateur. Ce signal est disponible à la sortie Flag Ø du SC/MP et par conséquent l'entrée du démodulateur devra être connectée à ce point (broche 14 C du connecteur).

Le signal de sortie est ajusté à l'aide de P4. Puisque un signal symétrique qui varie entre la masse et la tension d'alimentation a une valeur moyenne égale à la moitié de la tension d'alimentation, la sortie du démodulateur devra être connectée à un voltmètre continu et P4 sera réglé jusqu'à ce qu'on lise 2,5 V. Ceci termine la procédure de réglage du démodulateur.

Circuit imprimé

Un circuit imprimé a été étudié sur lequel prennent place le modulateur et le démodulateur. Les figures 6 et 7 représentent le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants. Une fois que les composants auront été montés et les réglages effectués, la plaquette peut être connectée au système SC/MP comme il est indiqué à la figure 8.

Figure 6. Circuit imprimé de l'interface - (EPS 9905)

Figure 7. Implantation des composants

Figure 8. Schéma de câblage de l'interface cassette avec l'ensemble du système SC/MP (carte BUS)

adaptateur BLU

Parmi les meilleurs récepteurs radio portatifs, plusieurs sont munis de nombreuses gammes ondes courtes, et leur stabilité est suffisante pour recevoir la BLU (Bande Latérale Unique). Toutefois, il leur manque l'indispensable détecteur BLU, et de plus leur sélectivité est très souvent insuffisante. Si l'on s'intéresse à la réception des ondes courtes modulées en BLU, il faut prévoir l'adaptation d'un circuit d'extension spécial.

Dans le circuit représenté ci-dessous, l'étage d'entrée utilise un FET (T1), de telle sorte que son impédance d'entrée soit suffisamment élevée pour pouvoir connecter l'adaptateur à pratiquement n'importe quel amplificateur FI existant.

L'amplificateur-limiteur du circuit intégré IC1 sert d'oscillateur; le gain élevé de cet amplificateur permet de ne charger que faiblement le circuit accordé (L1, C2, C3, C4), ce qui permet d'obtenir un oscillateur à haute stabilité. De plus, l'étage limiteur interne de cet amplificateur a été étudié de façon à réduire au minimum l'influence des variations de la tension d'alimentation. Le TBA120 (ou SO41P) contient également un étage multiplicateur, que nous allons utiliser dans ce circuit comme détecteur de produit. Pour augmenter la sélectivité, le signal de sortie de ce décodeur traverse un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est d'environ 3,4 kHz (R1, R4, C9, C10, C11). L'étage de sortie (T2) est simplement un émetteur suiveur; il peut attaquer directement à peu près n'importe quel écouteur.

La procédure d'alignement est relativement simple:

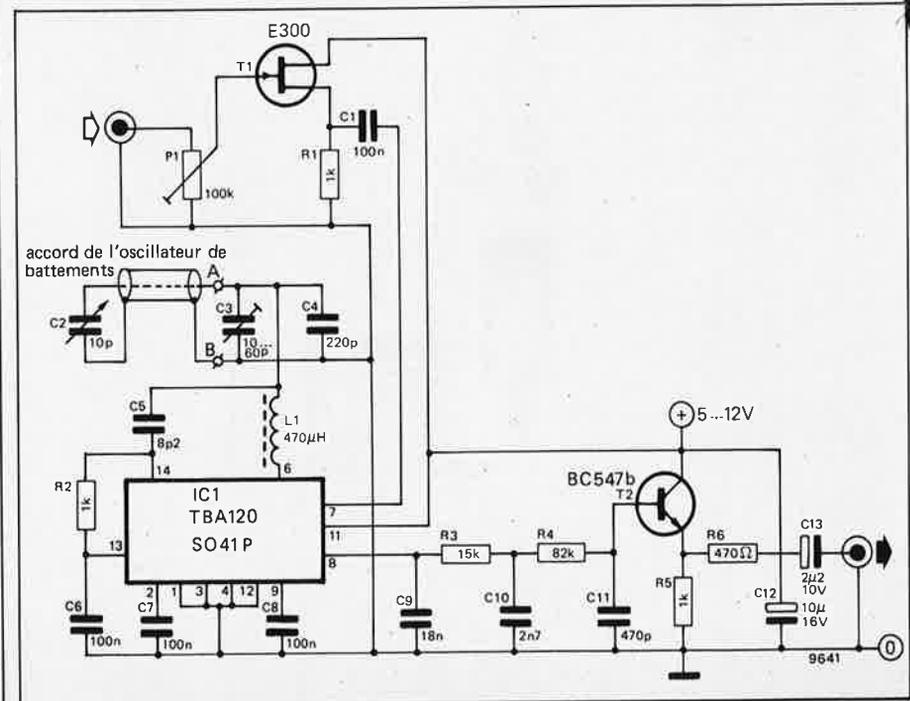
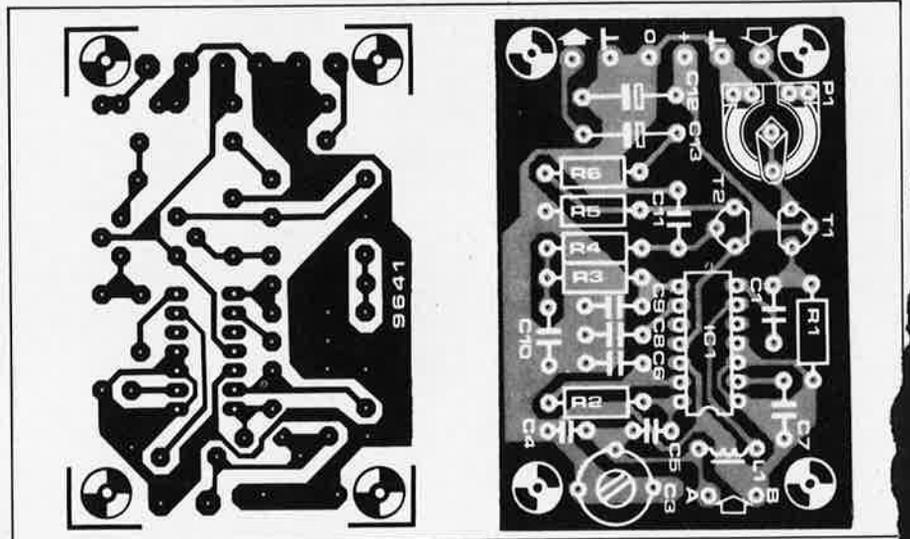
- régler C2 à mi-course;
- à l'aide de C3, régler la fréquence de l'oscillateur sur la fréquence intermédiaire (FI) d'origine (455 kHz). Si l'on dispose d'un fréquencemètre, on pourra l'utiliser pour effectuer ce réglage; à défaut, accorder le récepteur sur un signal à modulation d'amplitude normale, puis régler C3 pour obtenir un battement nul. C2 permet alors de faire varier la fréquence de ± 3 kHz autour de la fréquence centrale.
- accorder le récepteur sur une station

BLU puissante, et régler P1 de façon à ne déceler à l'oreille aucune distorsion du signal de sortie.

Le circuit imprimé devra être monté dans une boîte métallique blindée. On pourra utiliser à l'entrée un connecteur BNC; vérifier qu'il établit un bon contact avec le châssis, surtout si l'on utilise une boîte en aluminium.

La seule commande à relier à la boîte est le condensateur variable C2 qui permet de régler la fréquence de l'oscillateur de battements (BFO). Ce condensateur pourra être relié au circuit imprimé à l'aide d'un câble blindé. La valeur exacte de C3 n'est pas critique, à condition que sa plage de réglage (ou variation de capacité) soit d'environ 10 pF. Si l'on peut disposer que d'un condensateur variable de valeur trop forte, on pourra toujours soit retirer quelques plaques pour l'amener autour de la bonne valeur, soit ajouter un petit condensateur en série.

La connexion au récepteur devra être faite par un câble coaxial, dont la longueur ne devra pas dépasser 1 m. Ce câble sera connecté au dernier étage FI du récepteur, à travers un condensateur de 10 pF que l'on devra monter aussi près que possible de l'étage FI en question. Naturellement, ce branchement va légèrement dérégler le dernier étage FI, dont il faudra reprendre alors le réglage.

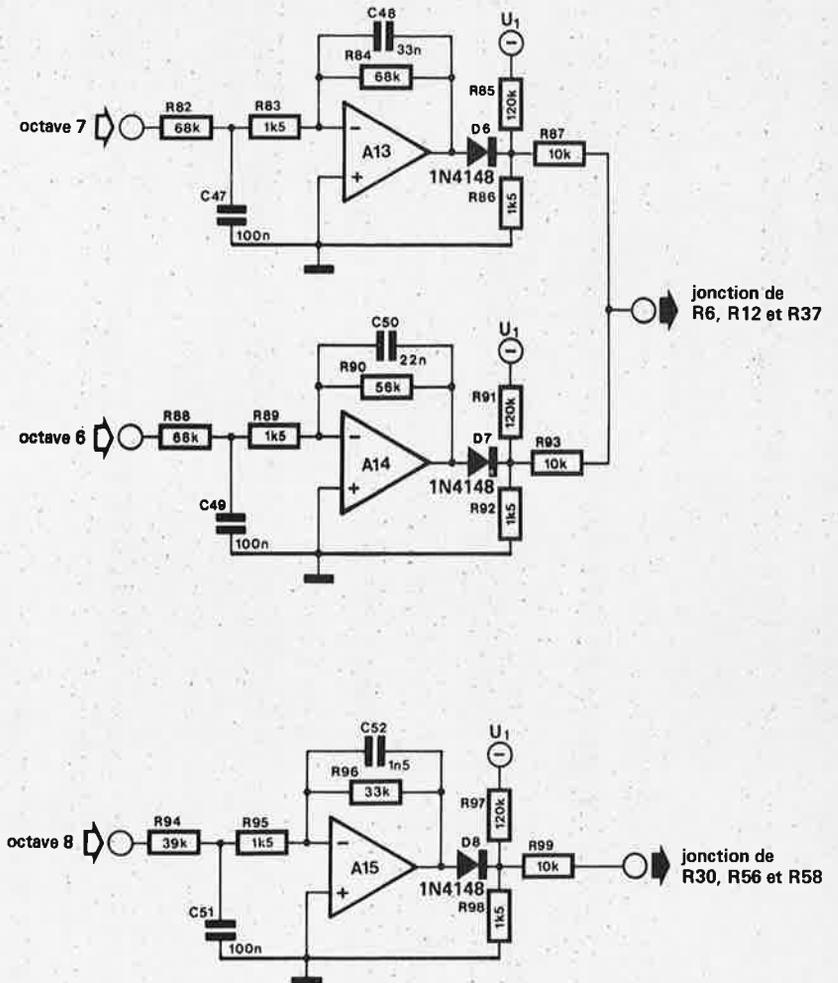


extension du piano électronique

Bien que l'étendue du piano électronique publié dans Elektor no 3 (septembre/octobre 78) ne couvrait que cinq octaves, il s'avère que, grâce à sa conception modulaire, il est facile de l'étendre à 6, 7 ou même 8 octaves. De nombreux lecteurs sont en effet intéressés par la réalisation d'un piano électronique de huit octaves, i.e. 96 touches et une gamme de fréquence fondamentale allant de 17,4 à 4148 Hz. Pour cette raison, ce bref article donne en détail la valeur des composants supplémentaires ainsi que les rajouts aux circuits de filtres nécessaires pour augmenter l'étendue du piano électronique.

1

A13,A14,A15 = 741 ou 1/4 TL 074, 1/4 TL 084
1/4 R4212



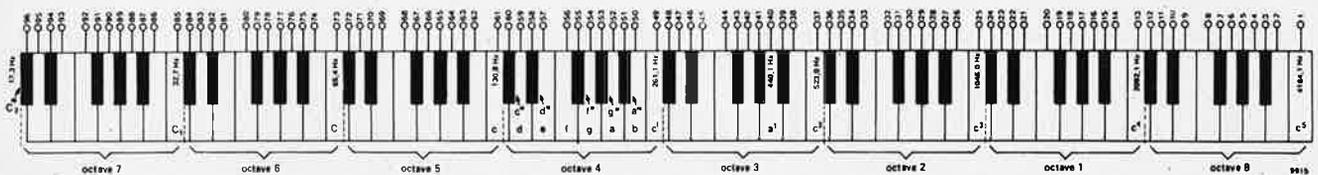
TL 074, TL 084, XR 4212: ⊕ = ø4 (U₃)
⊖ = ø11 (U₁)
741 : ⊕ = ø7 (U₃)
⊖ = ø4 (U₁)

numéro de: la touche	la touche à l'intérieur de l'octave de concernée	l'octave	X	Y	Z
1	1	8	—	—	—
2	2	8	—	—	—
3	3	8	—	—	—
4	4	8	—	—	—
5	5	8	—	—	—
6	6	8	—	—	—
7	7	8	—	—	—
8	8	8	—	—	—
9	9	8	—	—	—
10	10	8	—	—	—
11	11	8	—	—	—
12	12	8	—	—	—
13	1	1	13	1	—
14	2	1	14	2	—
15	3	1	15	3	—
16	4	1	16	4	—
17	5	1	17	5	—
18	6	1	18	6	—
19	7	1	19	7	—
20	8	1	20	8	—
21	9	1	21	9	—
22	10	1	22	10	—
23	11	1	23	11	—
24	12	1	24	12	—
25	1	2	25	13	1
26	2	2	26	14	2
27	3	2	27	15	3
28	4	2	28	16	4
29	5	2	29	17	5
30	6	2	30	18	6
31	7	2	31	19	7
32	8	2	32	20	8
33	9	2	33	21	9
34	10	2	34	22	10
35	11	2	35	23	11
36	12	2	36	24	12
37	1	3	37	25	13
38	2	3	38	26	14
39	3	3	39	27	15
40	4	3	40	28	16
41	5	3	41	29	17
42	6	3	42	30	18
43	7	3	43	31	19
44	8	3	44	32	20
45	9	3	45	33	21
46	10	3	46	34	22
47	11	3	47	35	23
48	12	3	48	36	24
49	1	4	49	37	25
50	2	4	50	38	26

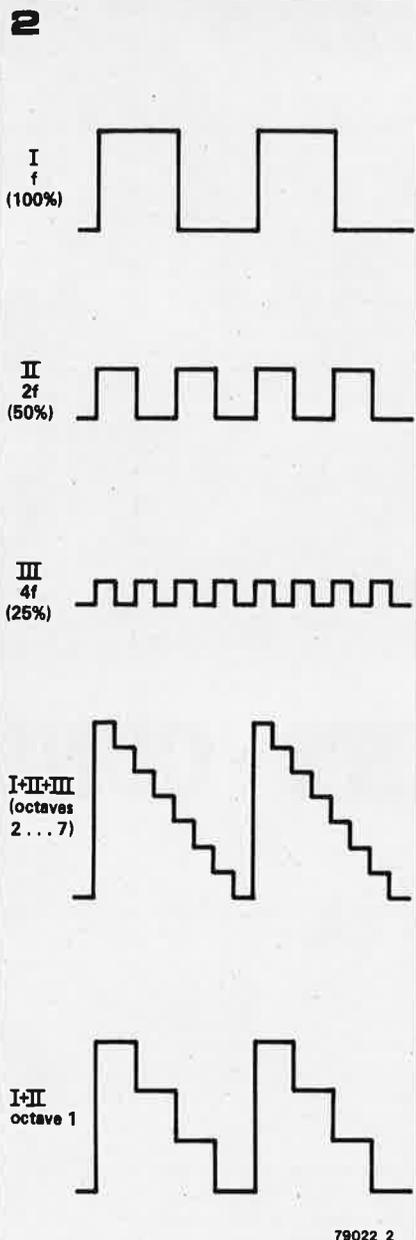
numéro de: la touche	la touche à l'intérieur de l'octave de concernée	l'octave	X	Y	Z
51	3	4	51	39	27
52	4	4	52	40	28
53	5	4	53	41	29
54	6	4	54	42	30
55	7	4	55	43	31
56	8	4	56	44	32
57	9	4	57	45	33
58	10	4	58	46	34
59	11	4	59	47	35
60	12	4	60	48	36
61	1	5	61	49	37
62	2	5	62	50	38
63	3	5	63	51	39
64	4	5	64	52	40
65	5	5	65	53	41
66	6	5	66	54	42
67	7	5	67	55	43
68	8	5	68	56	44
69	9	5	69	57	45
70	10	5	70	58	46
71	11	5	71	59	47
72	12	5	72	60	48
73	1	6	73	61	49
74	2	6	74	62	50
75	3	6	75	63	51
76	4	6	76	64	52
77	5	6	77	65	53
78	6	6	78	66	54
79	7	6	79	67	55
80	8	6	80	68	56
81	9	6	81	69	57
82	10	6	82	70	58
83	11	6	83	71	59
84	12	6	84	72	60
85	1	7	85	73	61
86	2	7	86	74	62
87	3	7	87	75	63
88	4	7	88	76	64
89	5	7	89	77	65
90	6	7	90	78	66
91	7	7	91	79	67
92	8	7	92	80	68
93	9	7	93	81	69
94	10	7	94	82	70
95	11	7	95	83	71
96	12	7	96	84	72

N.B.1 - Un piano 'classique' est constitué des touches 4 à 88.

N.B. 2 - La partie grisée du tableau concerne les touches de la version 5 octaves du piano.



sirène à la Kojak



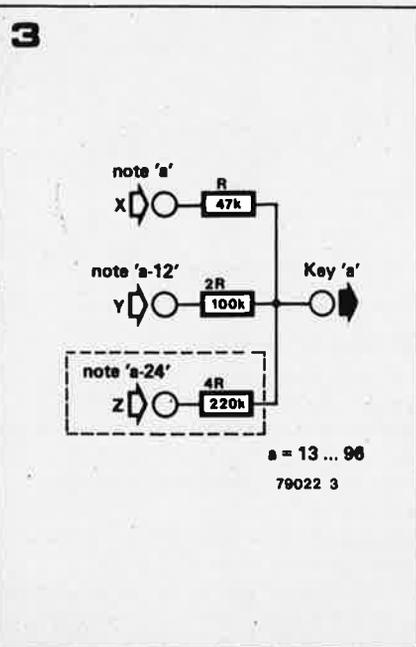
Tout d'abord il y a le problème des résistances de décharge R1 à R12 sur les modules une octave (EPS 9914) supplémentaires. Pour l'octave la plus aiguë (octave 8) R1 à R6 = 100 k et R7 à R12 = 120 k. Pour l'octave 6, R1 à R6 = 1 M et R7 à R12 = 1M2, tandis que pour l'octave la plus grave (octave 7) R1 à R6 = 1M5 et R7 à R12 = 1M8.

Le circuit imprimé sur lequel sont implantés les filtres (EPS 9981) était initialement conçu pour la version 5 octaves. Il sera donc nécessaire d'ajouter un ou plusieurs des filtres présentés en figure 1. Ceux-ci seront montés par exemple sur une petite plaquette Veroboard et placés près du circuit de filtres proprement dit.

Pour les lecteurs qui désirent expérimenter en altérant quelque peu le son du piano original, sans pour cela changer l'ensemble des circuits de mise en forme, une modification intéressante nous a été proposée par un lecteur néerlandais, M.Hulshoff de Rotterdam. Il recommande d'ajouter des harmoniques paires (seconde, quatrième, sixième, etc harmoniques de la fondamentale) au signal carré délivré en sortie du générateur de notes, car étant symétrique il n'est composé que de la fondamentale et de ses harmoniques impaires.

A l'aide des réseaux de résistances montrés en figure 2, les sorties du générateur de notes ne sont pas dirigées directement sur les entrées correspondantes du circuit de touche mais sont additionnées avec un ou de préférence deux signaux carrés qui ont successivement une fréquence double de celle du signal carré original et une amplitude diminuée de moitié. Il en résulte, comme la figure 2 le montre clairement, un signal en forme de marches d'escalier qui comporte une grande proportion d'harmoniques paires. Evidemment, en ce qui concerne l'octave 1, il n'est possible que d'y ajouter un seul signal de fréquence double (celui de l'octave 8). Quant à l'octave 8 (la plus aiguë), il est impossible d'y appliquer la modification proposée ci dessus.

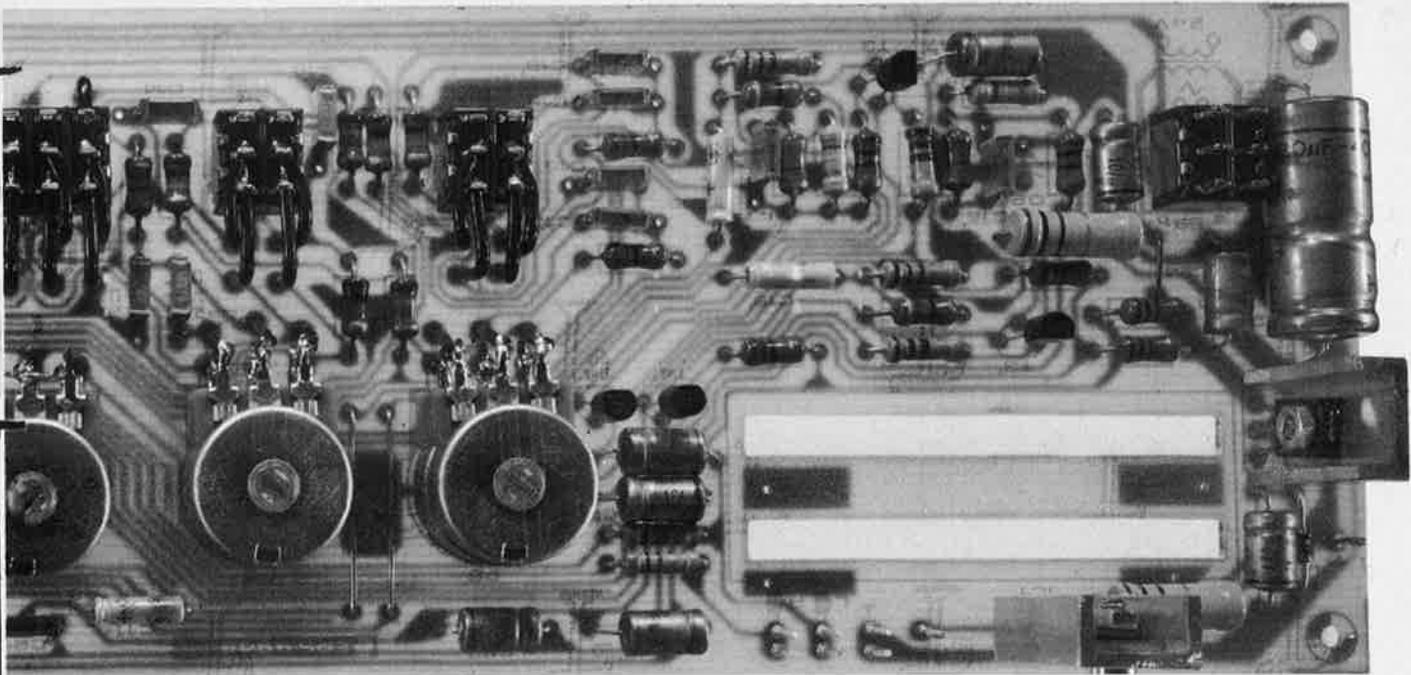
Les points de connexion X, Y et Z du réseau de résistances de la figure 3 sont donnés par le tableau où à chaque note correspond le numéro de la touche, le numéro de l'octave et un numéro qui indique la position de la note à l'intérieur de l'octave concernée.



Tableau

0F00	C4FF	LDI FF	
0F02	8F00	DLY 00	set flag 1
0F04	C402	LDI 02	
0F06	07	CAS	
0F07	C4FF	LDI FF	
0F09	8F00	DLY 00	reset flag 1
0F0B	C400	LDI 00	
0F0D	07	CAS	
0F0E	B8F9	ILD	
0F10	B8F0	DL D	
0F12	9CEC	JNZ	(JMP 90 EC pour sirène)
0F14	C400	LDI 00	
0F16	8F00	DLY 00	
0F18	C402	LDI 02	set flag 1
0F1A	07	CAS	
0F1B	C400	LDI 00	
0F1D	8F00	DLY 00	
0F1F	C400	LDI 00	reset flag 1
0F21	07	CAS	
0F22	A8F9	ILD	
0F24	A8F0	ILD	
0F26	9CEC	JNZ	
0F28	90D6	JMP	

Les applications du système SC/MP ne connaissent pratiquement pas de limites; ce système est particulièrement bien adapté grâce à l'instruction Delay pour l'obtention de signaux basse-fréquence. Le programme ci-contre en est un exemple typique: il permet de transformer le microprocesseur en sirène de police américaine. Un signal périodique prend naissance à partir de la mise en état périodique d'un flag. Si le programme modifie l'intervalle de temps entre set et reset, on obtient un effet de sirène. Le programme ci-dessus correspond à une sirène double, de sorte que le microprocesseur imite le son d'une sirène de police américaine. Pour obtenir le son d'une sirène simple, le contenu de l'adresse 0F12 doit être remplacé par 90. Le signal de sirène est rendu audible par une 'interface haut-parleur'. Celle-ci est décrite dans l'article 'le SC/MP chante Noël' ailleurs dans ce numéro et le signal de commande est obtenu sur le flag 1.



SONANT * CONSONANT * CONSONANT

sur chaque entrée (sauf le disque). Le filtre anti-rumble vient immédiatement après le commutateur d'entrée. Il est placé avant le commutateur 'monitor' pour magnétophone, et peut ainsi être mis en service lors du transfert d'un disque sur bande. Il y aurait peu d'intérêt à mettre le filtre anti-rumble après le commutateur de monitor, pour la simple raison que les magnétophones ne souffrent pas du ronflement. Tout ronflement présent sur un disque que l'on veut recopier sur bande magnétique devra être éliminé avant d'envoyer le signal au magnétophone.

A la sortie du filtre anti-ronflement, le signal est disponible pour être envoyé vers le magnétophone, et le commutateur de monitor permet d'envoyer sur le préamplificateur, soit directement ce signal, soit le signal de sortie du magnétophone. Cette dernière façon de procéder est très utile s'il s'agit d'un magnétophone à trois têtes, le signal contrôlé étant exactement celui qui a été enregistré sur la bande. Si le magnétophone est un appareil à deux têtes, il renvoie simplement le signal d'origine.

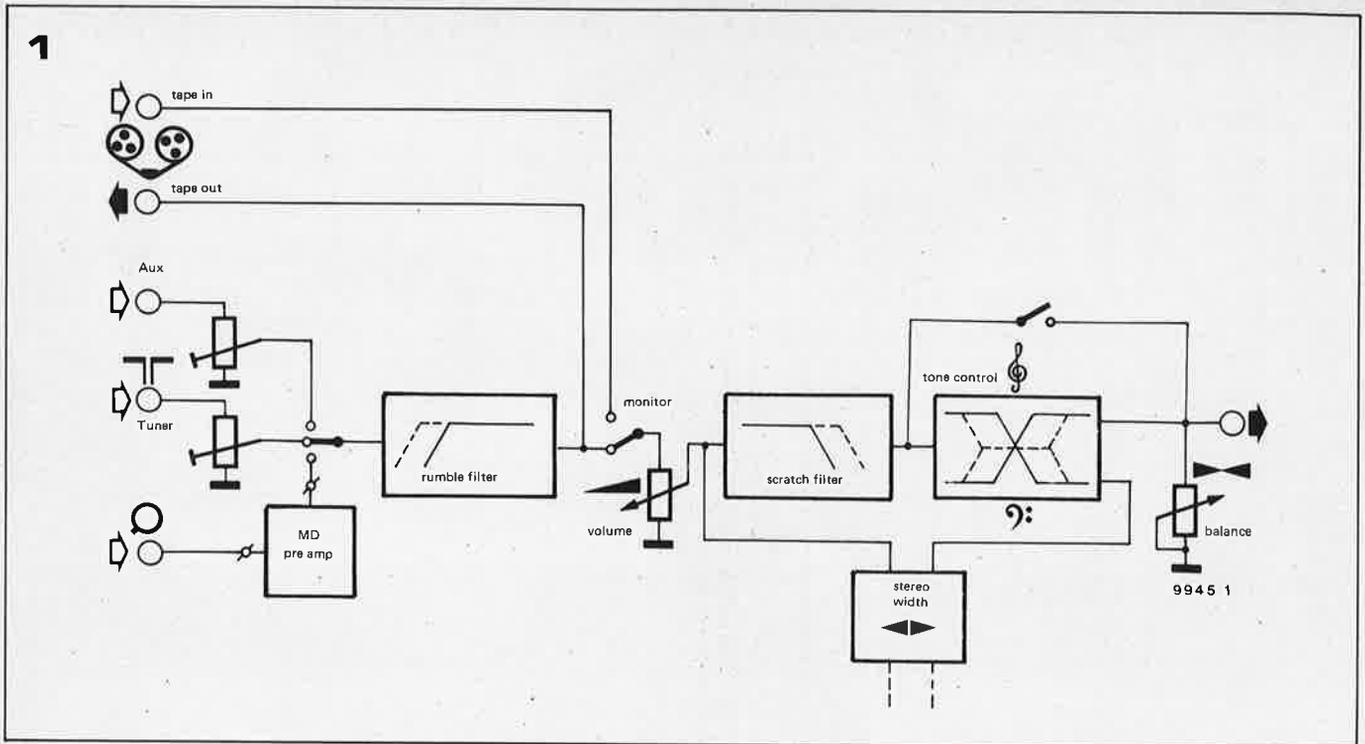
Le filtre de bruit de surface est placé après le commutateur de monitor, la possibilité de supprimer les bruits haute fréquence de la bande étant aussi intéressante que la possibilité de supprimer le grattamento du disque. De plus, beaucoup d'enregistreurs à cassette ont une réponse plutôt limitée du côté des hautes fréquences, et mettre le filtre de scratch en service lors de l'enregistrement conduirait à un énorme

manque d'aiguës et ne modifierait en rien le bruit de la bande. Si on doit transférer le contenu d'un disque en mauvais état sur bande, il vaut mieux mettre le filtre de bruit de surface en service lors de l'écoute, ce qui atténuera le bruit enregistré et le bruit de bande. L'étage de sortie du préamplificateur comporte un réglage de tonalité du type Baxandall, à graves ('bass') et aiguës ('treble') séparées. Il comporte également un réglage de l'effet stéréo, qui peut ainsi s'étaler de la monophonie à la 'superstéréo', en passant par la stéréo ordinaire. Les réglages de tonalité et de l'effet stéréo peuvent être mis hors service par l'interrupteur approprié. Enfin, on trouve un réglage de la balance en sortie du préampli. La sensibilité de chaque entrée pouvant être ajustée individuellement, le réglage de balance ne sera évidemment que peu utilisé une fois le système réglé, sauf pour compenser une modulation souffrant d'une mauvaise balance.

Schéma de principe

Le circuit complet d'un canal du Consonant est représenté figure 2, et le lecteur attentif remarquera dans la partie réglage de tonalité une certaine similitude avec celle du préampli 'Préco', qui a été publié dans Elektor n° 1. Par contre, la partie entrée du Consonant est considérablement plus complexe que celle du Précó en raison du filtre anti-rumble, du filtre scratch, et de la possibilité de monitor pour magnétophone qui faisaient défaut dans le Précó. Les signaux d'entrée, sauf ceux qui

proviennent du préampli pour PU magnétique, arrivent d'abord sur les potentiomètres ajustables P1 et P2, qui sont utilisés pour préréglage la sensibilité des entrées tuner et auxiliaire. Le commutateur d'entrée S1 envoie alors le signal choisi vers le premier étage du Consonant. T1 est monté en émetteur suiveur et se comporte comme un adaptateur entre les sources et le reste du circuit. Cette façon de procéder est préférable à celle qui consiste à envoyer directement le signal sur le commutateur de monitor, comme cela se fait dans certains amplificateurs, le changement d'impédance produit par la manoeuvre du commutateur de contrôle pouvant apporter des variations du niveau du signal si la source n'est pas adaptée. Le filtre anti-ronflement est aussi construit autour de T1. Il a une pente de 12 dB par octave et une fréquence de coupure (à -3 dB) de 60 Hz. Comme on peut s'en rendre compte sur le schéma de la figure 4, le filtre anti-rumble n'est jamais mis totalement hors circuit, même quand le commutateur du filtre est dans la position arrêt ('off'); la fréquence de coupure est simplement descendue à 20 Hz. Ceci assure un sévère affaiblissement des fréquences subsoniques produites par un disque gondolé ou l'abaissement du bras sur le disque. Cette caractéristique est même recherchée, ces basses fréquences, bien qu'inaudibles, pouvant endommager les haut-parleurs de basses. On envoie la sortie du filtre anti-rumble, par l'intermédiaire du commutateur de monitor, sur le réglage de volume P4. Le signal issu du réglage de volume est



envoyé sur un deuxième émetteur suiveur, T2, qui sert de tampon, et d'élément actif pour le filtre scratch. La pente de ce filtre est de 12 dB/octave et la fréquence de coupure est de 10 kHz. Comme le filtre rumble, le filtre scratch n'est jamais mis totalement hors circuit, mais la fréquence de coupure est portée à 50 kHz dans la position arrêt de S5. Ceci empêche le Consonant de fonctionner en récepteur de radio ondes longues, ce qui peut arriver à des préamplis dont la réponse en fréquence ne serait pas limitée de cette façon. Le filtre limite aussi le taux de variation des signaux à temps de montée brefs, ce qui évitera la distorsion par intermodulation de transitoires dans l'ampli de puissance. Evidemment, une réponse maximale en fréquence de 50 kHz est plus que suffisante pour une reproduction haute fidélité.

Le circuit de réglage de tonalité est très semblable à celui utilisé sur le Préco, les principales différences résidant dans l'interrupteur de mise hors service S8, qui court-circuite les réseaux sélectifs construits autour de P5 et P6, et dans les commutateurs de sélection des fréquences de coupure, S6 et S7, qui permettent d'inclure dans le circuit les condensateurs supplémentaires C14 et C16.

On remarquera que les commutateurs des filtres anti-rumble et scratch, ainsi que les commutateurs de fréquences de coupure, sont tous shuntés par des résistances de forte valeur. Ceci assure la constante des tensions de charge des condensateurs qu'ils commutent, qu'ils soient ou non dans le circuit. On élimine ainsi les cliquetis qui seraient produits sans cette précaution par la charge des condensateurs lors de leur mise en service. Le gain global du Consonant (x3) est fourni par les transistors de la section réglage de tonalité, T3 et T4.

Le réglage de balance, P7, est placé à la sortie du Consonant. R33 et P7 sont reliés en mode alternatif, par C20, au collecteur de T4, faisant ainsi partie de la résistance de charge de collecteur, qui détermine le gain de cet étage. En tournant P7 dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, on fait augmenter sa résistance, augmentant ainsi la résistance de charge du collecteur de T4, et par suite le gain du canal de gauche. P7', le réglage de balance du canal de droite, est branché en sens inverse de P7, ce qui fait que quand on tourne le bouton qui commande l'ensemble dans le sens inverse des aiguilles d'un montre, la résistance de P7' diminue et le gain du canal de droite diminue. Quand on tourne le bouton de balance dans le sens des aiguilles d'un montre, la résistance de P7' augmente alors que celle de P7 diminue, ce qui fait augmenter le gain du canal de droite et diminuer le gain du canal de gauche. Quand le réglage de balance est à mi-course, la résistance de P7 est égale à celle de P7', ce qui fait que les gains des deux canaux sont évidemment les mêmes.

Par rapport au potentiomètre à simple piste qui avait le même rôle dans le Préco, cette façon de procéder a plusieurs avantages. La résistance de contact entre le curseur et la piste n'étant pas nulle, il pouvait se produire une intermodulation dans la piste du potentiomètre de balance du Préco. Avec le potentiomètre double utilisé dans le Consonant, cela ne peut pas se produire. On peut cependant, si on le désire, utiliser un potentiomètre à une seule piste, comme on le verra plus loin. Le dernier réglage du Consonant que nous allons examiner est celui de l'effet stéréo. On a déjà donné dans Elektor n° 1 des explications concernant le fonctionnement du

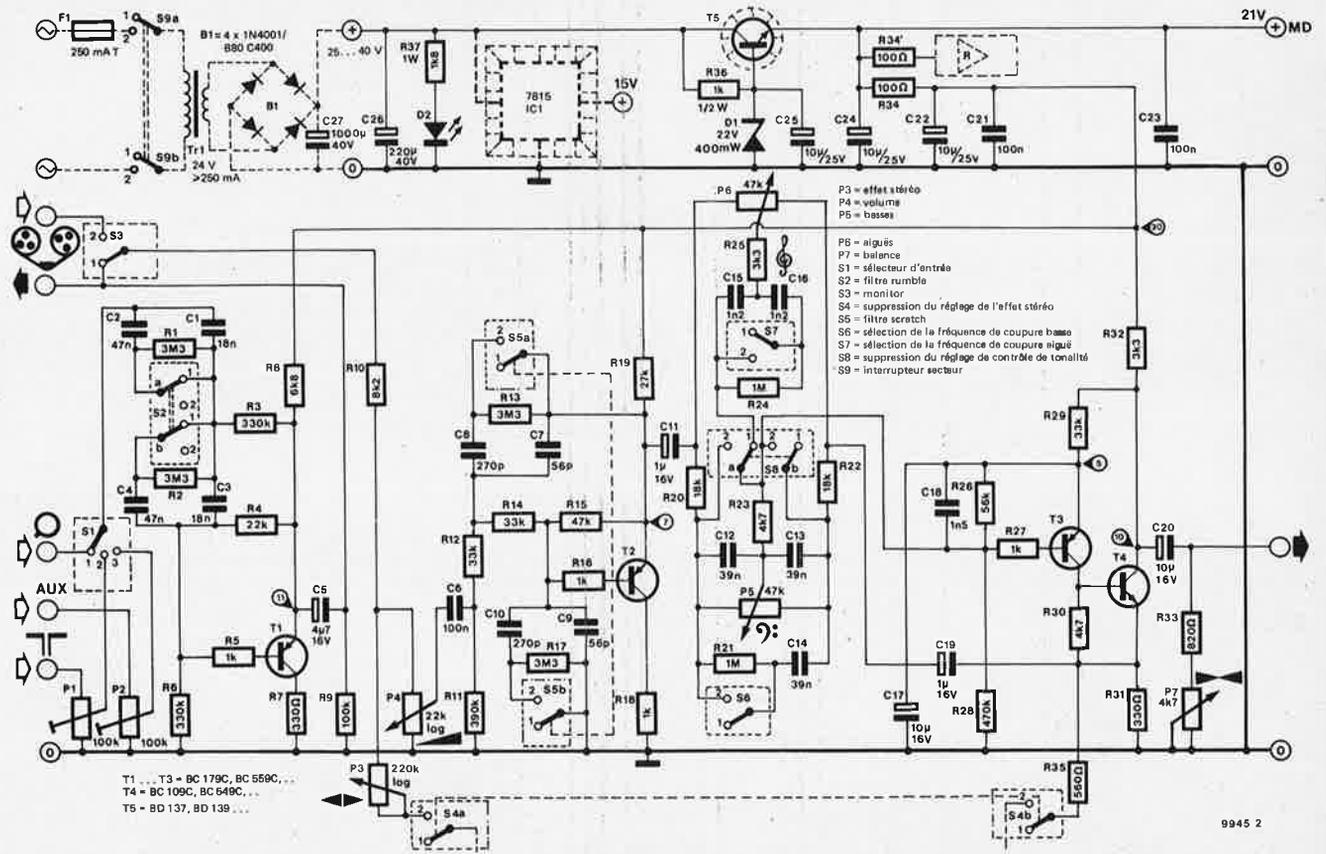
Figure 1. Schéma synoptique d'un canal du Consonant.

Figure 2. Schéma de principe du canal de gauche du Consonant, ainsi que de l'alimentation, commune aux deux canaux. Le canal de droite est identique au canal de gauche.

Figure 3. Réponse en fréquence du Consonant, tous filtres et contrôles de tonalité hors service.

Figure 4. Réponse des filtres scratch et rumble.

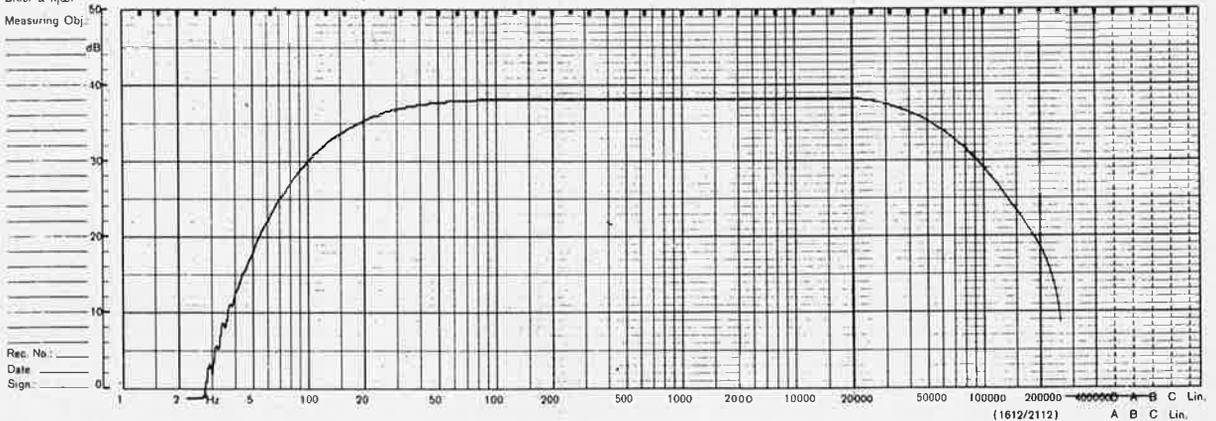
2



9945 2

3

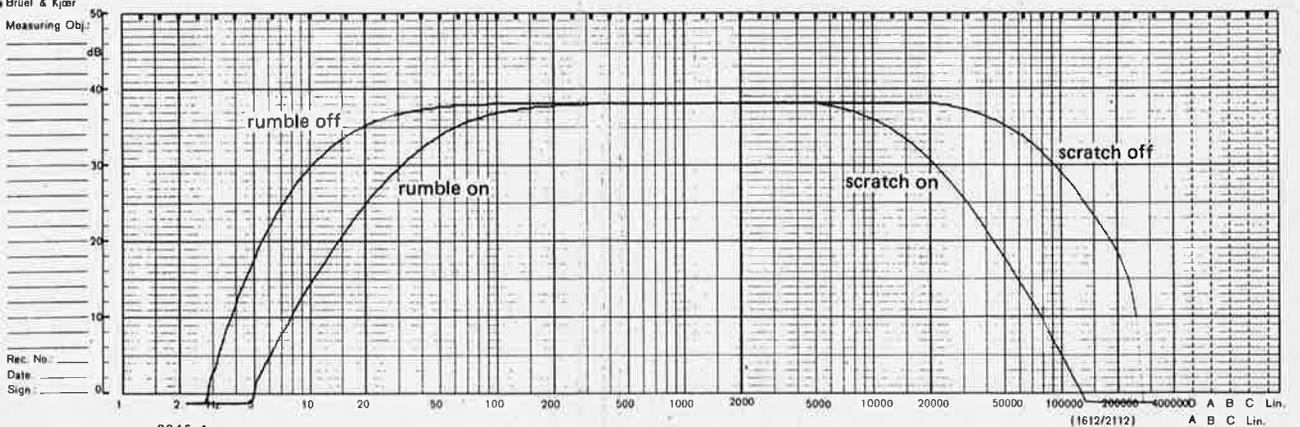
Brüel & Kjær
Measuring Obj.



9945 3

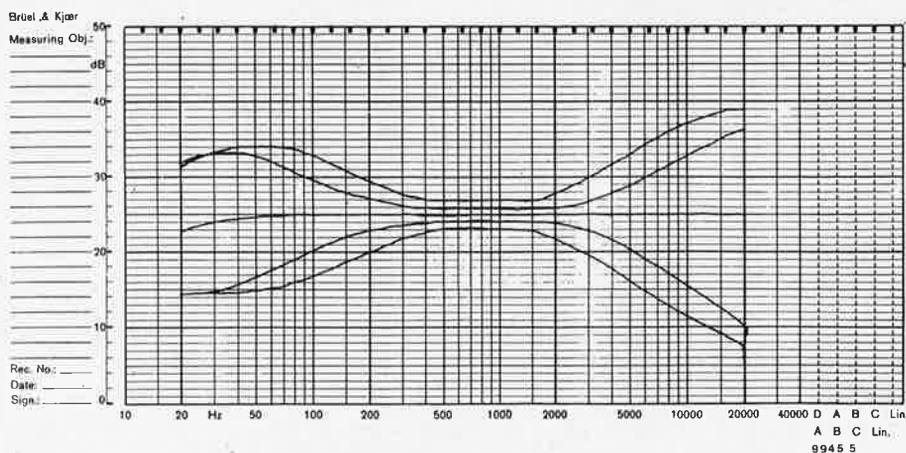
4

Brüel & Kjær
Measuring Obj.

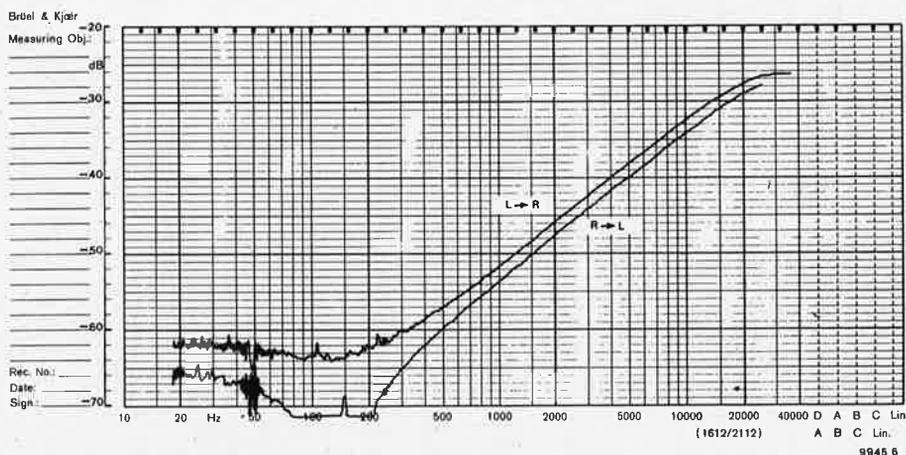


9945 4

5



6



réglage d'effet, et nous nous limiterons ici à une brève description. Quand S4 est fermé, les canaux de gauche et de droite sont reliés par R35 et P3. R35 relie les émetteurs de T4 et T4', transformant ainsi ces deux étages en un amplificateur différentiel. De cette façon, le signal qui apparaît sur le collecteur de T4 n'est plus simplement le signal du canal de gauche, mais G-kD, où k est une constante déterminée par les paramètres du circuit. Autrement dit, le signal sur la voie de gauche se compose du signal de gauche originel augmenté d'un contribution en opposition de phase du signal de droite (le signe - traduit l'opposition de phase). D'un façon similaire, le signal du canal de droite est maintenant D-kG. Le fait de faire apparaître un peu du signal de droite avec le signal de gauche, mais en opposition donne l'impression que le canal de droite est encore plus éloigné vers la droite, et un effet similaire se produit dans le canal de gauche, ce qui produit un effet stéréo plus important

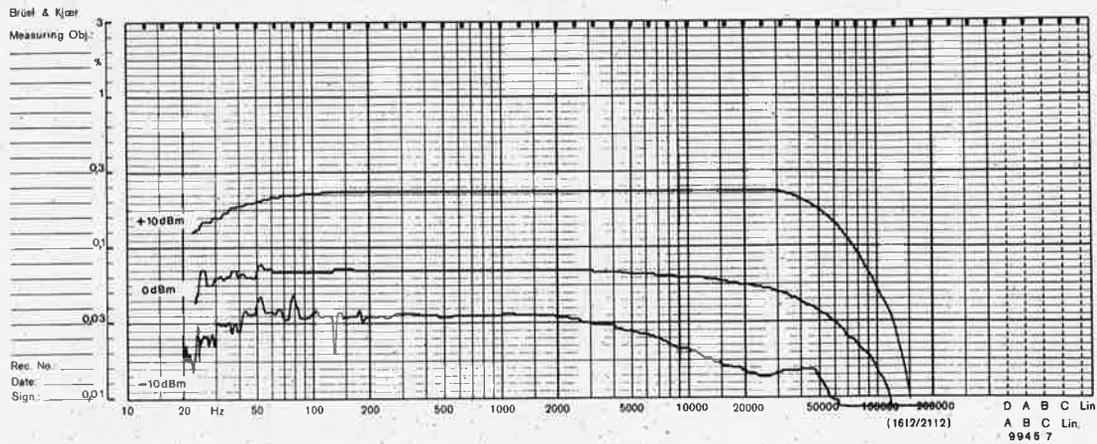
que celui du signal injecté au préampli Si R35 combine des tensions en opposition de phase, P3, par contre, permet le mélange des signaux de chaque canal en phase, donnant ainsi des signaux du type D + G et G + D, la proportion exacte d'un signal apparaissant dans l'autre canal dépendant de la position de P3. Quand P3 présente sa résistance maximale, son effet est faible, et on obtient l'effet superstéréophonique produit par le mélange des signaux en opposition de phase. Quand P3 présente sa résistance minimale, on a un mélange total des deux canaux, et il en résulte une sortie monophonique. A peu près à mi-chemin de ces deux positions extrêmes, le signal en +D introduit dans le canal de gauche par P3 annule le signal en -D introduit par R35, ce qui fait que seul le signal G apparaît à la sortie gauche. De façon similaire, seul le signal D apparaît à la sortie droite, c'est à dire qu'on obtient un effet stéréo normal. Il est

évidemment aussi possible d'obtenir une image stéréophonique de largeur normale en mettant le réglage de largeur d'image hors service avec S4, supprimant ainsi toute liaison entre les canaux gauche et droite.

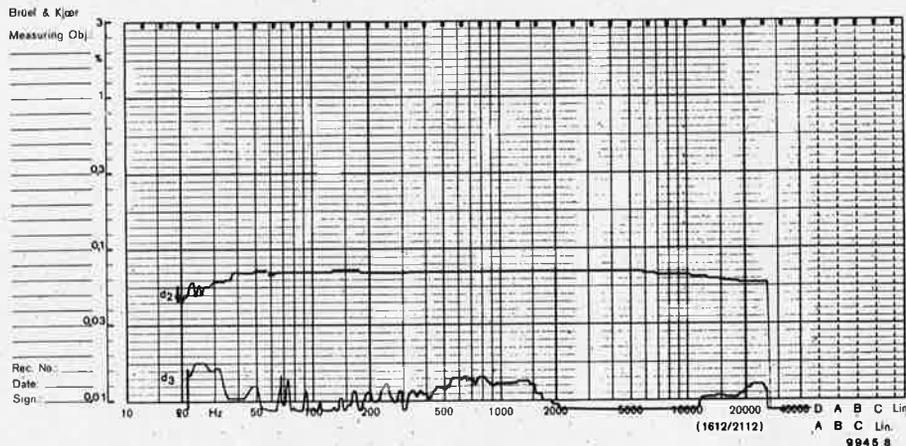
Alimentation

L'amplificateur correcteur nécessite une alimentation stabilisée d'environ 21 V, réalisée au moyen de la zener D1 et de T5 (figure 2). Ce circuit permet également l'alimentation du préampli pour PU magnétique. Il faut aussi prévoir un régulateur à circuit intégré de +15 V qui sera nécessaire si on incorpore au circuit un indicateur de niveau à LEDs. Cet indicateur peut être celui qui est décrit dans Elektor n° 3, avec le voltmètre à LEDs utilisant un UAA 180. On peut aussi utiliser le Luminant, indicateur à LEDs sophistiqué, qui affiche simultanément la valeur de crête et la valeur moyenne du signal, et qui sera décrit dans un prochain numéro.

7



8



Performances

Les performances mesurées sur le Consonant sont illustrées par les figures 3 à 8, et sont exposées dans le tableau de caractéristiques. La figure 3 montre la courbe de réponse de l'amplificateur quand tous les filtres et contrôles de tonalité sont mis hors service. La figure 4 montre la même courbe et ce qu'elle devient quand on met en service les filtres scratch et rumble. Sur la figure 5, on voit l'effet des réglages de tonalité et de la commutation des fréquences de coupure. Les deux courbes de diaphonie, influence du canal de gauche sur le canal de droite et réciproquement, sont montrées figure 6. Comme on pouvait s'y attendre, la séparation des canaux est meilleure aux basses fréquences et se détériore vers les hautes fréquences du fait des couplages par les capacités parasites entre les deux canaux. Néanmoins, l'intermodulation à 1000 Hz est meilleure que -50 dB (par référence

à 0 dB = 775 mV eff à 1000 Hz). La légère différence entre les deux courbes d'intermodulation est due à l'asymétrie inévitable des dessins des circuits des canaux gauche et droite sur le circuit imprimé.

La figure 7 montre la distortion due à l'harmonique deux, mesurée pour trois niveaux différents, -10 dBm, 0 dBm, et +10 dBm. Même à +10 dBm, alors que le préamplificateur sort 2,45 V eff, soit 6,92 V crête à crête, la distortion par harmonique deux ne dépasse pas 0,23%, quelle que soit la fréquence! Avec les niveaux normaux de fonctionnement du préamplificateur la distortion par harmonique deux est considérablement plus faible, comme on pouvait s'y attendre: moins de 0,07% à 0 dBm, et moins de 0,04% à -10 dBm.

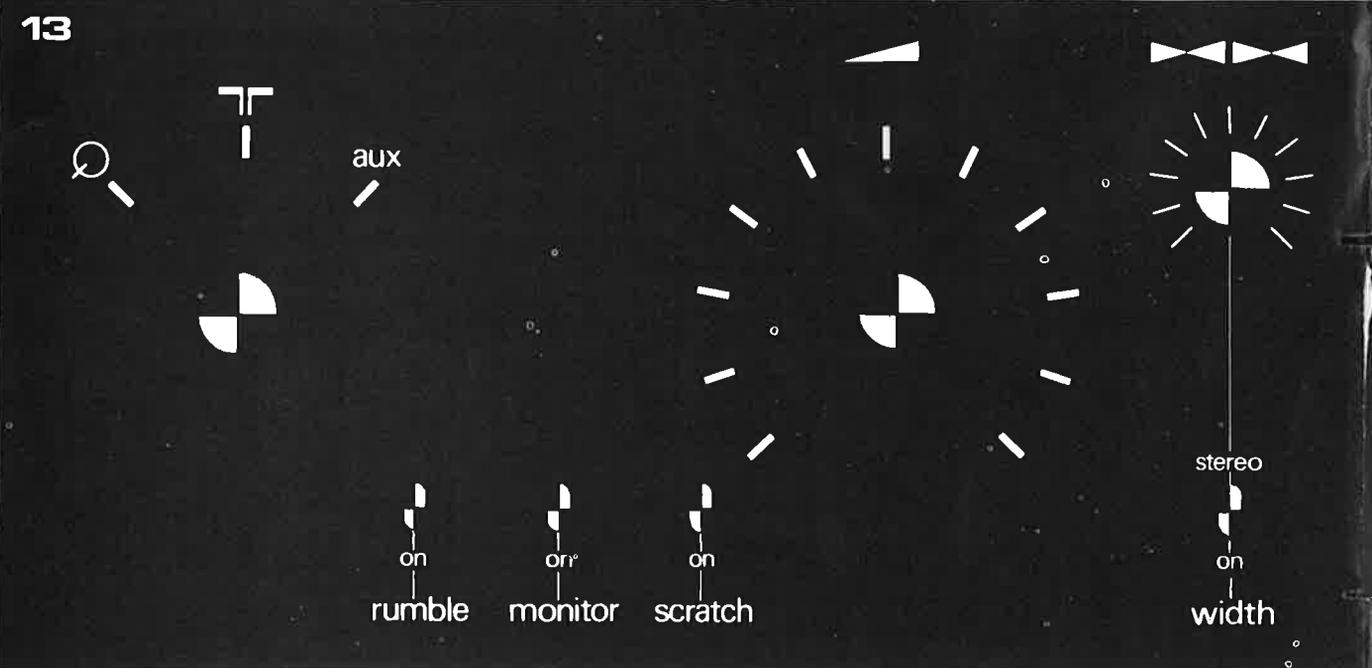
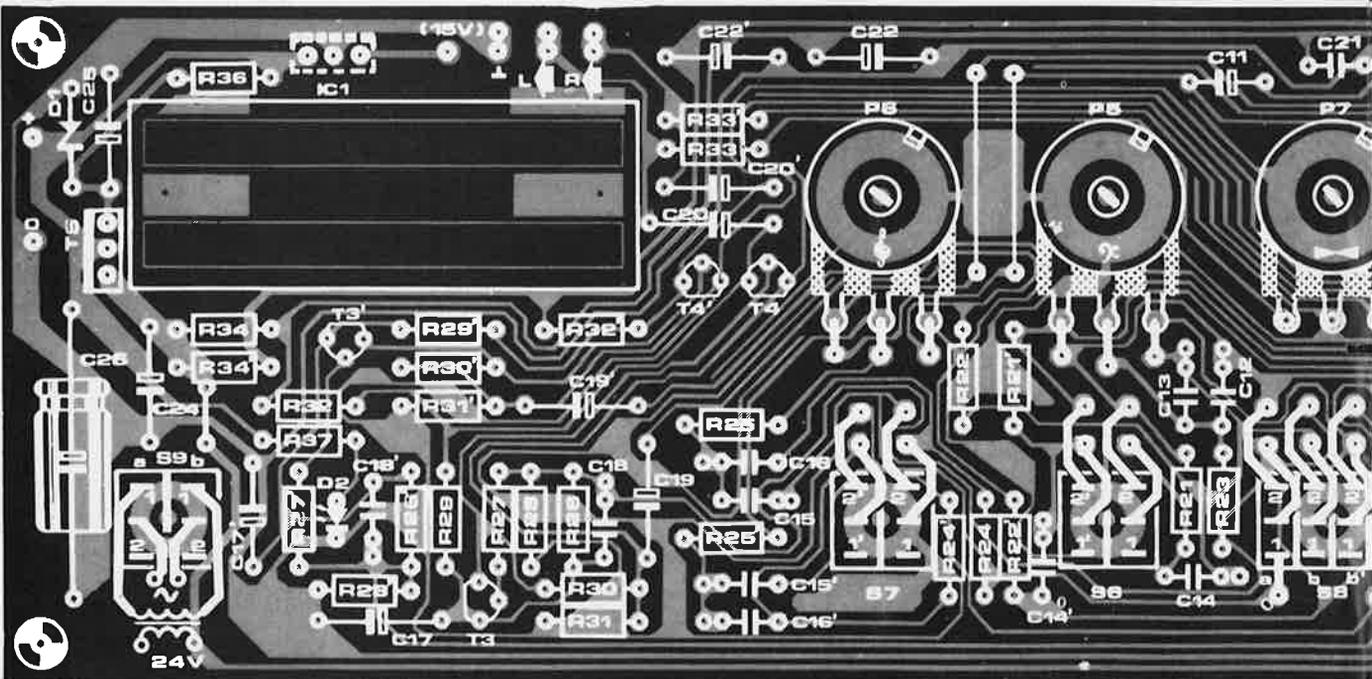
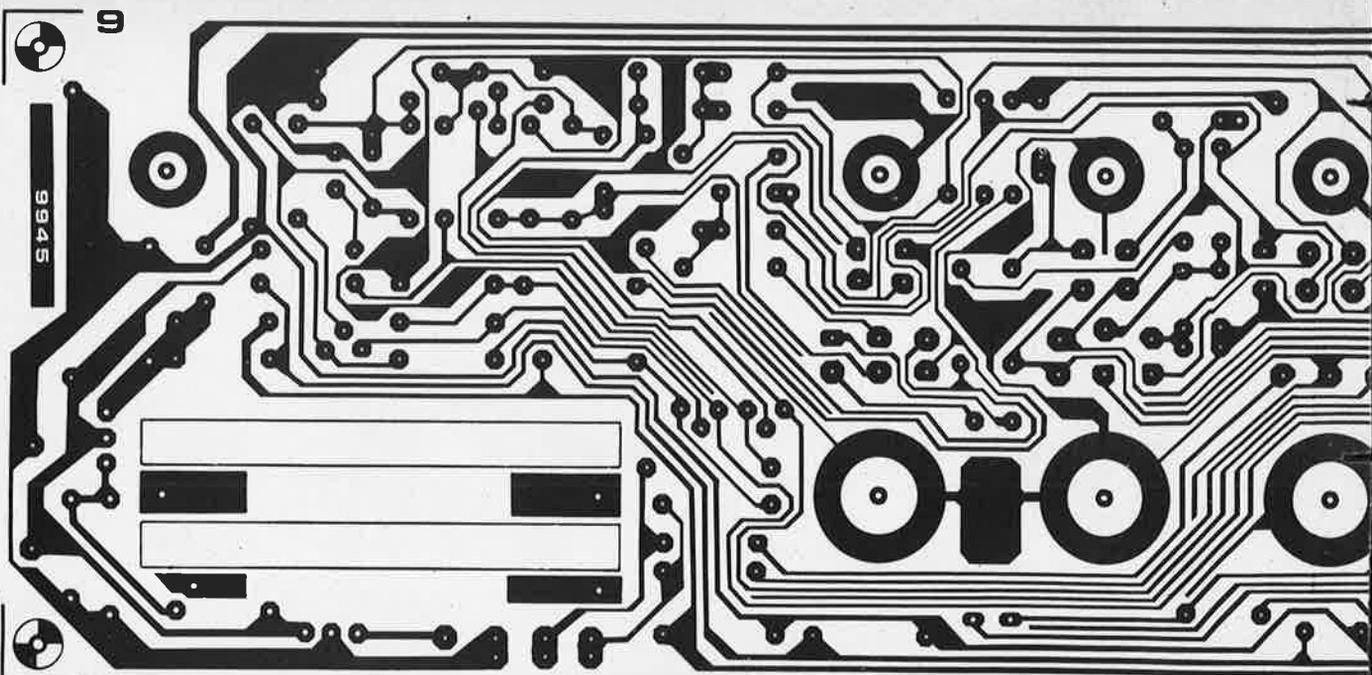
Si on approfondit les mesures, comme le montre la figure 8, on constate que le taux de distortion du Consonant est pour la plus grande part dû à l'harmonique deux, le plus pardonnable. La courbe supérieure représente, ici

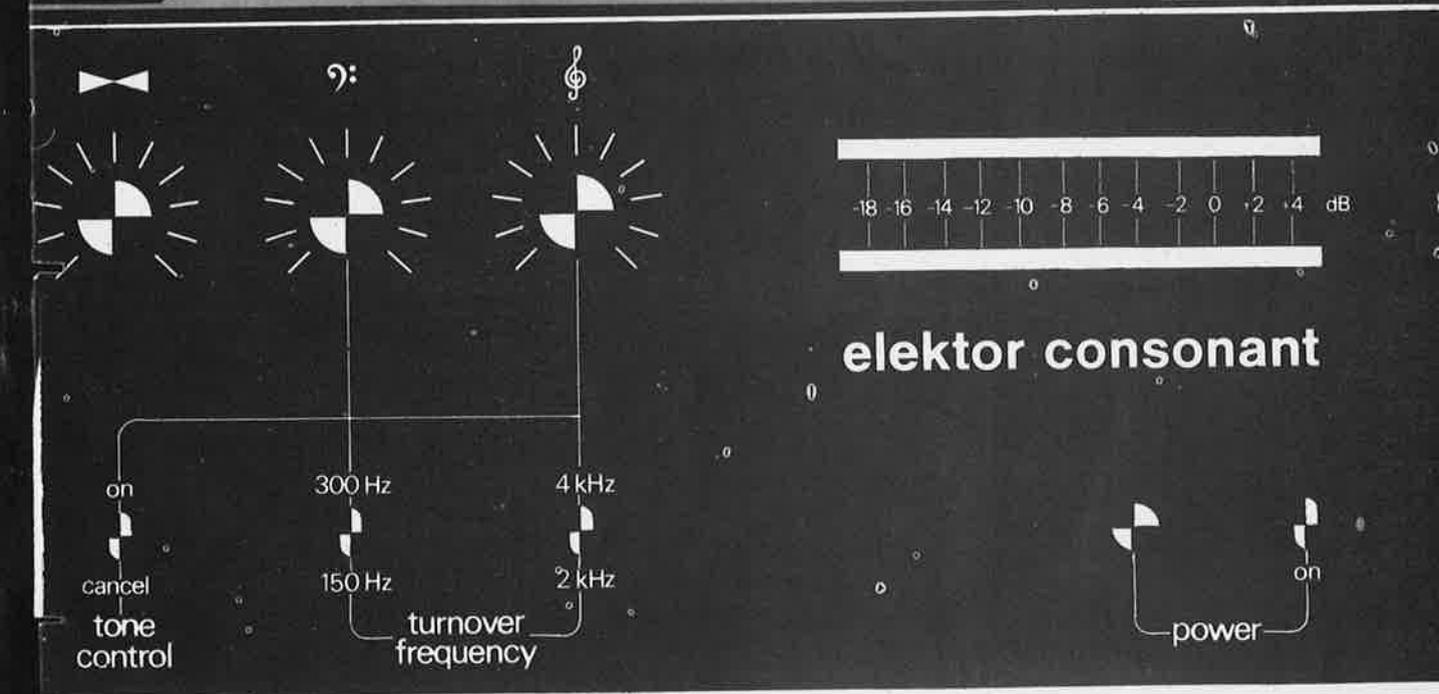
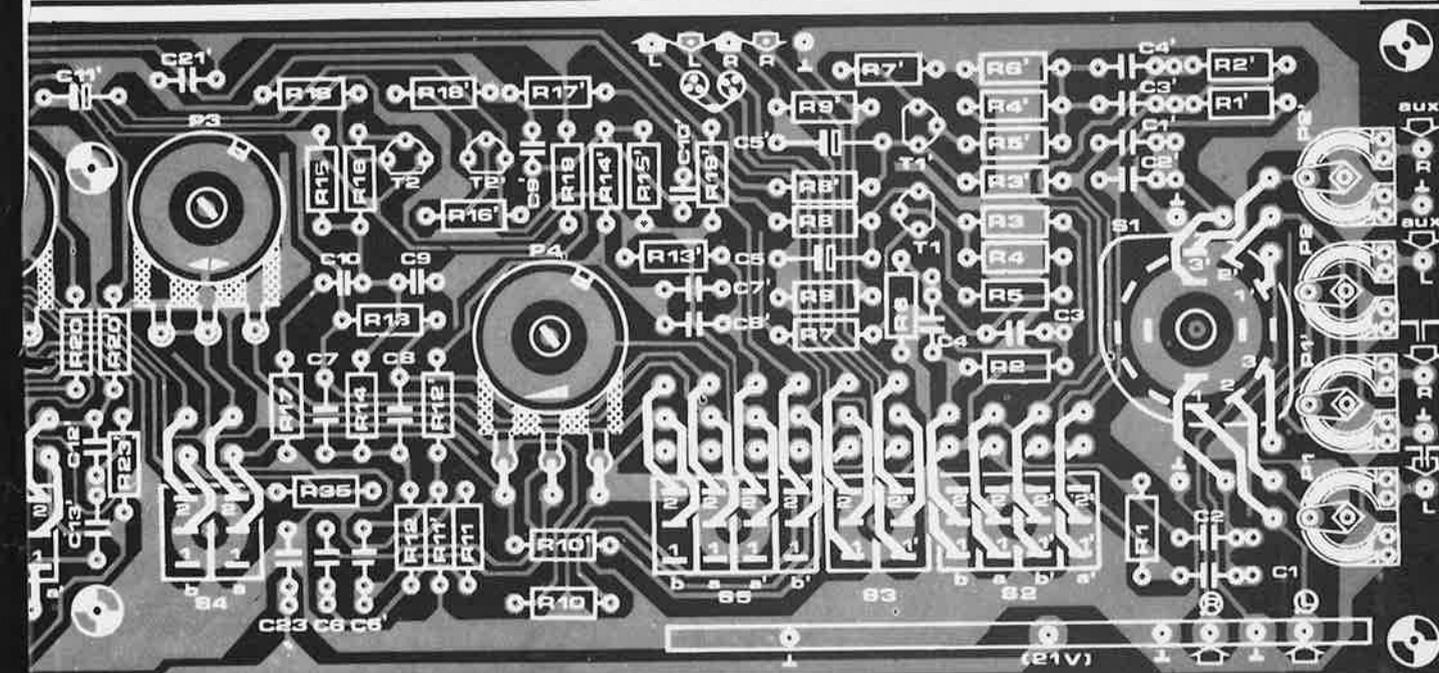
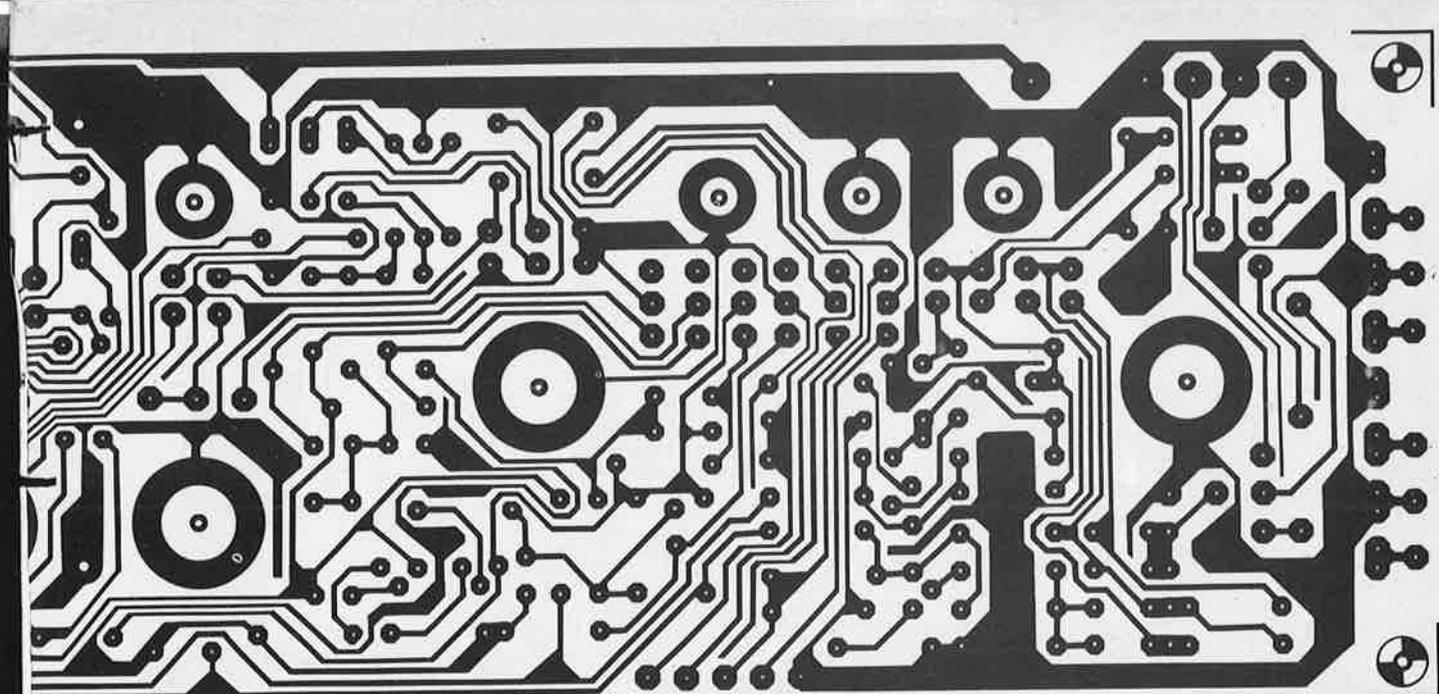
Figure 5. Réponse en fréquence, avec les réglages de tonalité au maximum, en position moyenne et au minimum, montrant l'influence de la commutation des fréquences de coupure des réglages de tonalité.

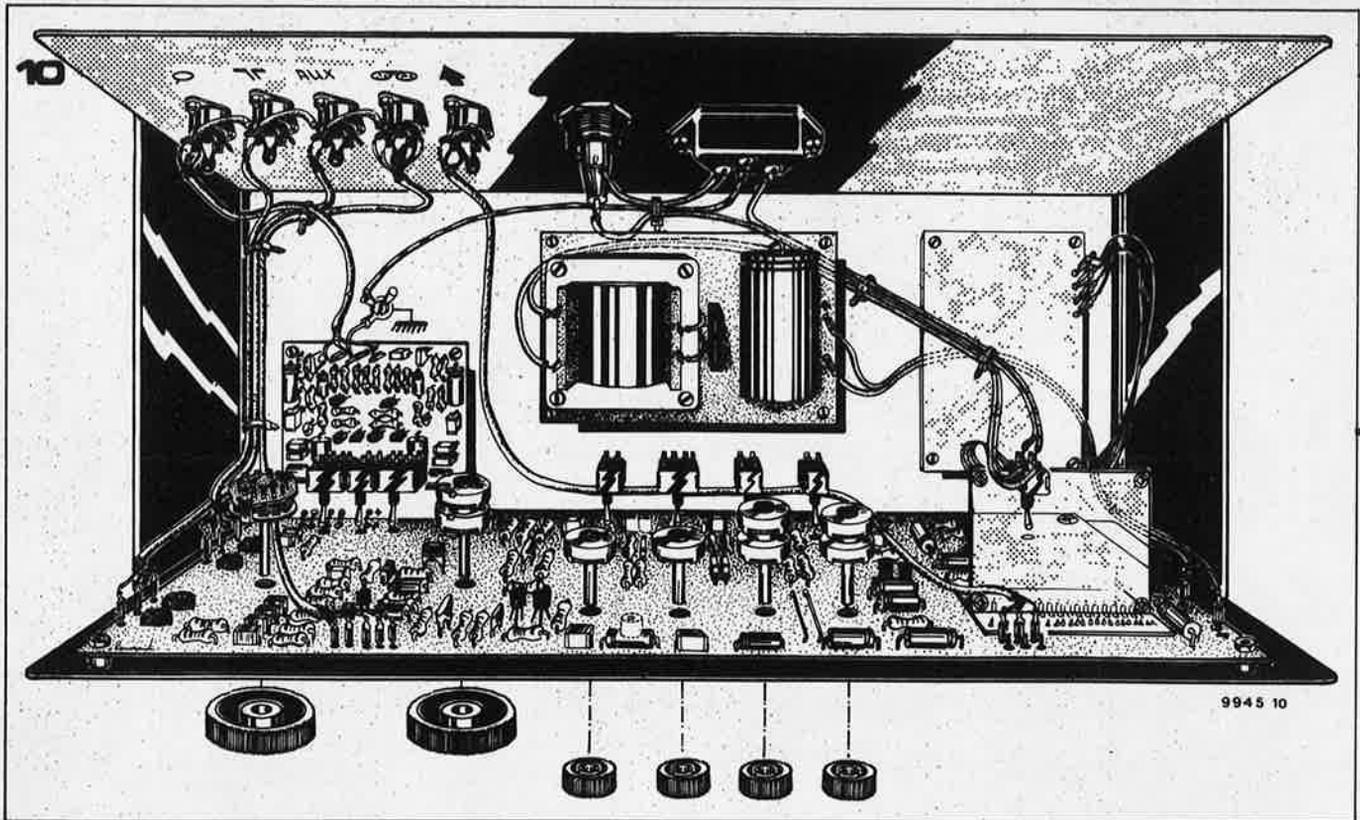
Figure 6. Tracé des courbes de diaphonie en fonction de la fréquence, par référence à 0 dB = 775 mV à 1000 Hz.

Figure 7. Distorsion due à l'harmonique deux en fonction de la fréquence, pour les niveaux +10 dB, 0 dB, et -10 dB.

Figure 8. Courbe montrant que la distortion par harmonique trois est nettement plus faible que par harmonique deux.





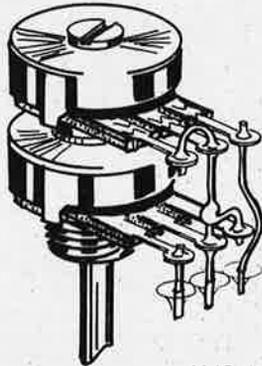


encore, la distorsion par harmonique deux correspondant à 0 dBm = 775 mV, tandis que la courbe inférieure représente la distorsion par harmonique trois, qui est en dessous de 0,02% sur toute la gamme.

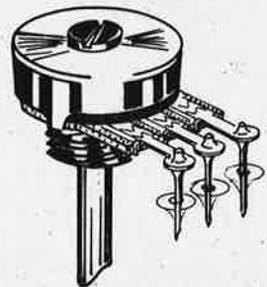
Réalisation

Dans ce projet, l'accent a été plus spécialement mis sur la facilité de construction, ce qui a conduit à monter tous les composants du préamplificateur sur la même plaquette de circuit imprimé, évitant ainsi la complication du raccordement par fils des potentiomètres et commutateurs. D'autre part, nous n'avons pas utilisé d'organes de réglage qui se fixent directement sur le circuit imprimé, et qui sont souvent difficiles à se procurer. Tous les potentiomètres et commutateurs sont fixés sur la plaquette par leur canon fileté, et les connections électriques à la plaquette sont réalisées au moyen de courts fils de câblage. En plus de la grande simplification du câblage, cette approche du problème a l'avantage de rendre possible l'estimation des taux de diaphonie puisque ainsi ils ne dépendent pas de la disposition des fils de câblage. Le dessin du circuit imprimé du Consonant et l'implantation des composants sont donnés par la figure 9, et nécessitent quelques commentaires. La figure 10 propose une disposition pour l'ensemble des circuits du préamplificateur, montrant la position de la plaquette du préampli pour PU magnétique (Préconsonant, ainsi que celle des plaquettes de l'indicateur de niveau à LEDs. La disposition du câblage indiquée sur cette figure est à respecter pour éviter les boucles de

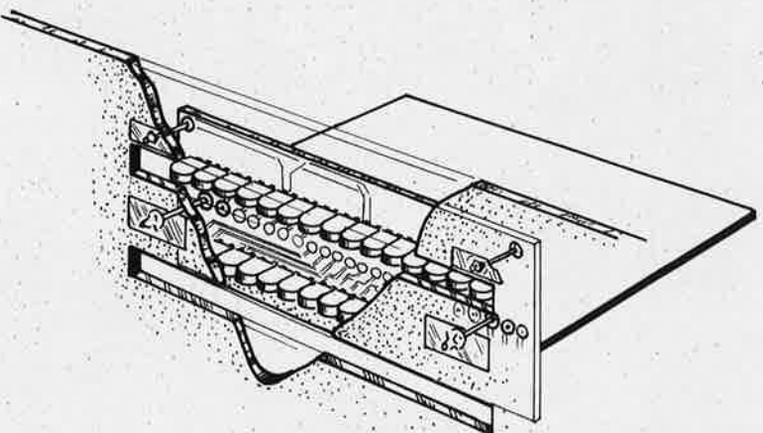
11a



11b



12



Liste des composants

Résistances:

R1,R1',R2,R2',R13,R13',
R17,R17' = 3M3
R3,R3',R6,R6' = 330 k
R4,R4' = 22 k
R5,R5',R16,R16',R18,R18',
R27,R27' = 1 k
R7,R7',R31,R31' = 330Ω
R8,R8' = 6k8
R9,R9' = 100k
R10,R10' = 8k2
R11,R11' = 390 k
R12,R12',R14,R14',
R29,R29' = 33 k
R15,R15' = 47 k
R19,R19' = 27 k
R20,R20',R22,R22' = 18 k
R21,R21',R24,R24' = 1 M
R23,R23',R30,R30' = 4k7
R25,R25',R32,R32' = 3k3
R26,R26' = 56 k
R28,R28' = 470 k
R33,R33' = 820 Ω
R34,R34' = 100 Ω
R35 = 560 Ω
R36 = 1 k/½ W
R37 = 1k8/1 W
P1,P1',P2,P2' = 100 k ajustable
P3 = 220k log simple piste
P4 = 22k log double piste
P5,P6 = 47 k lin double piste
P7 = 4k7 (5 k) lin simple ou
double piste (voir texte)

Condensateurs:

C1,C1',C3,C3' = 18 n
C2,C2',C4,C4' = 47 n
C5,C5' = 4μ7/16 V
C6,C6',C21,C21',C23 = 100 n
C7,C7',C9,C9' = 56 p
C8,C8',C10,C10' = 270 p
C11,C11',C19,C19' = 1 μ/16 V
C12,C12',C13,C13',
C14,C14' = 39 n
C15,C15',C16,C16' = 1n2
C17,C17',C20,C20' = 10 μ/16 V
C18,C18' = 1n5
C22,C22',C24,C25 = 10 μ/25 V
C26 = 220 μ/40 V
C27 = 1000 μ/40 V

Semiconducteurs:

T1,T1',T2,T2',T3,T3' = BC 179B,
BC 559B ou équivalent
T4,T4' = BC 109C, BC 549C ou
équivalent
T5 = BD 137, BD 139 ou
équivalent
IC1 = 7815 (boîtier TO 220,
voir texte).
D1 = zener 22 V/400 mW
D2 = LED
B1 = 4 x 1N4001 or B80 C400

Divers:

S1 = 3 positions, 2 circuits,
S2,S5,S8 = 2 positions, 4 circuit
S3,S4,S6,S7 = inverseur bipolaire
S9 = interrupteur secteur
bipolaire (250 mA)
Tr1 = transformateur
24 V/250 mA
F1 = fusible 250 mA retardé
radiateurs pour IC1 et T5
5 prises DIN 5 broches (180°)
5 condensateurs de découplage
HF 1 nF

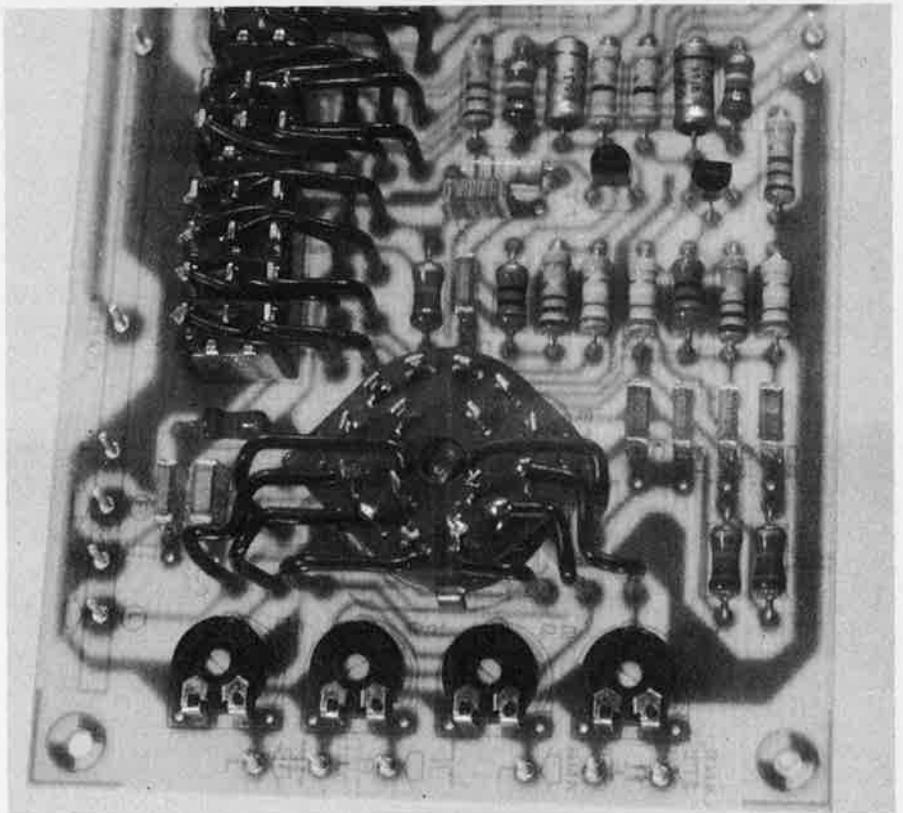


Figure 9. Dessin du circuit imprimé et implantation des composants pour le Consonant (EPS 9945). Les composants du canal de droite sont repérés par des apostrophes.

Figure 10. Suggestion d'implantation et de câblage pour le Consonant. Noter les condensateurs de découplage radiofréquence de 1 nF à chaque prise entre le blindage du câble et le chassis.

Figure 11. Alternative pour le câblage du potentiomètre de balance, suivant qu'il est à simple ou double piste.

Figure 12. L'indicateur à LEDs est fixé sur la plaquette de circuit imprimé principale au moyen de fils de câblage rigides, les diodes dépassant par des fentes pratiquées dans la plaquette.

Figure 13. Face-avant du Consonant (EPS-9945-F).

masse et les problèmes de ronflement. On utilisera du câble blindé pour toutes les liaisons porteuses de signal. Les blindages des câbles ne devront pas être reliés au chassis au niveau des prises d'entrée/sortie; par contre, pour éviter le captage de radiofréquences, le blindage de chaque câble devra être découplé du chassis au niveau de la prise au moyen d'un condensateur de 1 nF. La figure 11 montre l'alternative pour le câblage du potentiomètre de balance, soit à double piste, soit à simple piste. La figure 12 montre comment fixer le voltmètre à LEDs sur le circuit imprimé du préampli, en utilisant du fil de câblage rigide ou des broches. La figure 13 montre la face-avant du Consonant disponible sous la référence EPS 9945-F. Ce panneau d'acier est percé de quatre trous correspondant à ceux des coins de la plaquette de circuit imprimé. On peut fixer la plaquette derrière la face-avant en utilisant ces trous, au moyen de vis, écrous et entretoises. Pour empêcher que ce circuit imprimé un peu long ne se cambre, il est pourvu de deux trous de fixation en son milieu, mais il n'existe aucun trou correspondant dans la face-avant, pour des raisons d'esthétique. Il faudra donc coller ces vis de fixation au dos de la face-avant avec de la colle époxy.

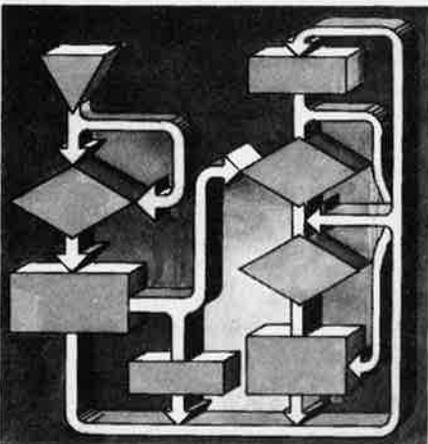
Le panneau avant constitue un blindage pour le circuit imprimé, et devra de ce fait être relié à la masse; si cela n'est pas fait, l'utilisateur risque d'induire du ronflement en manœuvrant les boutons. Le panneau avant est plus long que ce qui est montré sur la figure 13 (en fait, il mesure 418 mm). Ceci laisse un large choix pour le boîtier, et on ajustera le panneau à la longueur voulue.

testeur de réflexes



Voici le premier programme enregistré sur le disque ESS 001. Il permet, à l'aide du système SC/MP, de réaliser un testeur de réflexes capable de mesurer le temps de réaction d'un sujet à une milliseconde près.

H. Huschitt



Des testeurs de réflexes construits sous forme d'un circuit câblé existent depuis bien longtemps dans de multiples variantes. Cependant, tout circuit logique peut en principe être réalisé à l'aide d'un système à microprocesseur et du programme approprié, dans la mesure où la vitesse de fonctionnement du circuit logique ne dépasse pas une certaine limite. Or, cette condition est remplie par le testeur de réflexes. Ce genre de testeur donne à un moment imprévisible un signal optique ou acoustique. Dès l'apparition de ce signal, le sujet doit exécuter une manoeuvre aussi rapidement que possible, comme par exemple appuyer sur une touche; le temps de réaction entre l'apparition du signal et la fermeture du contact de la touche est mesuré et affiché par l'appareil.

Le système SC/MP permet de compliquer encore la méthode de test: le clavier du micro-ordinateur comprend de nombreuses touches; le sujet n'apprend sur quelle touche il doit appuyer qu'au départ de la mesure du temps de réaction. Le schéma synoptique de la figure 1 montre clairement le déroulement du test. Le texte 'START' apparaît sur les afficheurs de la carte HEX I/O après le début du programme. Le sujet appuie alors sur une des touches Ø à F. L'afficheur 2 visualise après un temps indéterminé un chiffre hexadécimal aléatoire. Le sujet doit alors appuyer sur la touche correspondante aussi rapidement que possible; pour le chiffre 7 sur la touche 7, pour le chiffre A sur la touche A, etc... Si le sujet appuie sur une mauvaise touche (ou n'enfoncé aucune touche) dans un intervalle de 10 secondes après l'apparition du chiffre, l'affichage visualise à nouveau le texte 'START'. Par contre, si la bonne touche à été actionnée, le temps de réaction est affiché en millisecondes. Ce temps est mesuré par un compteur software dont le chiffre augmente de 1 chaque milliseconde. Si le temps de réaction est inférieur au temps T_0 , le SC/MP prodigue un encouragement en affichant 'SPLENDID'. Ce texte est affiché en alternance avec le temps mesuré jusqu'à

ce que l'on appuie sur une touche quelconque; le texte 'START' apparaît alors sur les afficheurs. Si le temps de réaction est supérieur à T_0 , il reste affiché continuellement. Dans ce cas également, le texte 'START' apparaît après action sur une touche. Le temps T_0 est de 1 seconde pour le premier test. Si le temps de réaction mesuré est supérieur à une seconde (SPLENDID non affiché), T_0 reste inchangé. Sinon, T_0 prend la valeur du temps atteint auparavant, de sorte que 'SPLENDID' n'apparaît une deuxième fois que si la valeur de ce nouveau temps est inférieure à celle du précédent. A chaque fois que le texte 'START' apparaît, il est possible d'essayer à nouveau de battre son propre record. S'il n'est pas possible de l'améliorer, le programme peut être réinitialisé à l'aide d'une instruction RUN.

Programme

Le programme du testeur de réflexes est donné par le Tableau 1. Pour économiser le plus d'espace possible, seules les adresses et le code machine correspondant sont imprimés; cela permet en outre d'entrer le programme à la main le cas échéant. Le programme s'étend entre les adresses $\text{0C00} \dots \text{0CFF}$, l'adresse de départ est 0C00 . Ce programme est destiné à des systèmes équipés du SC/MP I (Quartz 1 MHz) ou équipés du SC/MP II (Quartz 2 MHz).

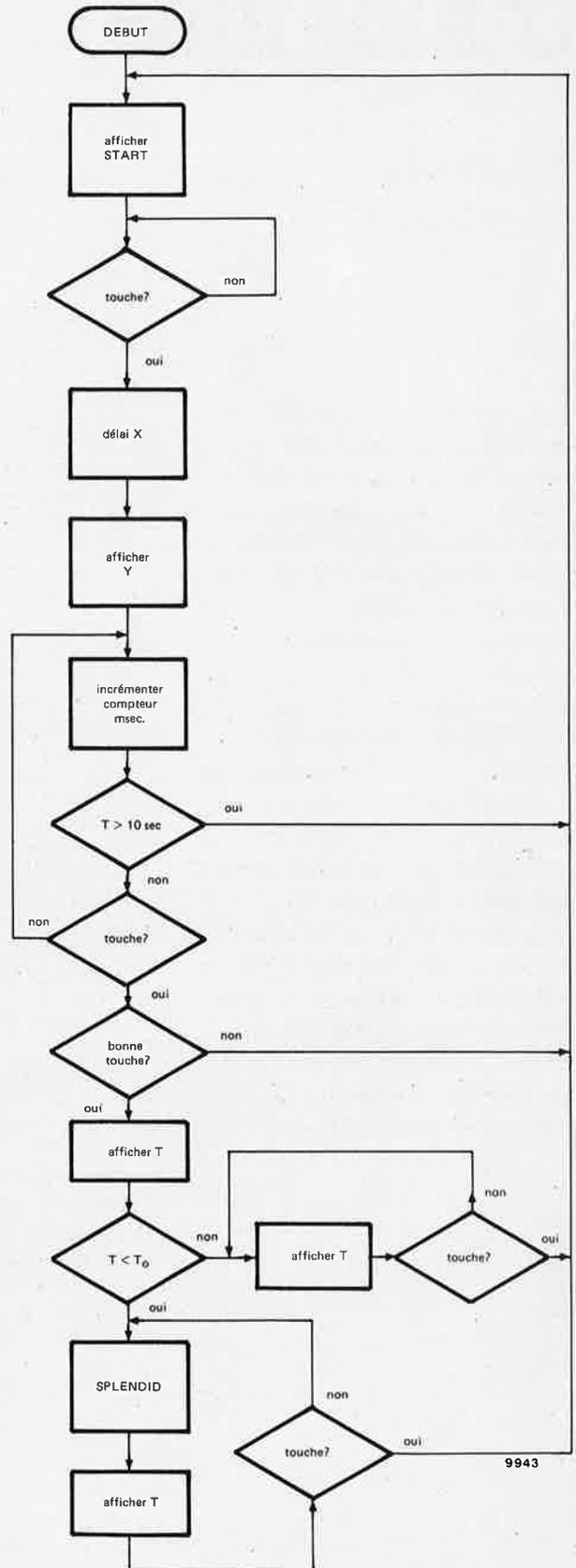
Figure 1. Schéma synoptique du programme testeur de réflexes.

Tableau 1. Listing du programme avec indication des adresses.

Tableau 1.

0C00	C400	0C82	CA1D
0C02	C857	0C84	3F
0C04	C410	0C85	C201
0C06	C854	0C87	D40F
0C08	C46D	0C89	E209
0C0A	C904	0C8B	9CD1
0C0C	C478	0C8D	C0CE
0C0E	C900	0C8F	CA01
0C10	C903	0C91	C0CB
0C12	C45F	0C93	CA02
0C14	C902	0C95	C4A0
0C16	C450	0C97	CA1D
0C18	C901	0C99	3F
0C1A	C400	0C9A	C400
0C1C	C905	0C9C	C9FF
0C1E	C906	0C9E	C900
0C20	C9FF	0CA0	C408
0C22	A836	0CA2	C8B6
0C24	C108	0CA4	8FFF
0C26	94FA	0CA6	B8B2
0C28	8FFF	0CA8	9CFA
0C2A	C400	0CAA	C40A
0C2C	C900	0CAC	CA1D
0C2E	C901	0CAE	03
0C30	C902	0CAF	C0AA
0C32	C903	0CB1	F8AA
0C34	C904	0CB3	C0A7
0C36	C022	0CB5	F8A7
0C38	CA01	0CB7	9403
0C3A	C4A0	0CB9	3F
0C3C	CA1D	0CBA	90A2
0C3E	8F20	0CBC	C09F
0C40	B818	0CBE	C89B
0C42	9CFA	0CC0	C09C
0C44	C400	0CC2	C898
0C46	37C4	0CC4	C46D
0C48	5533	0CC6	C906
0C4A	3F	0CC8	C473
0C4B	C400	0CCA	C905
0C4D	C9FF	0CCC	C438
0C4F	C900	0CCE	C904
0C51	C902	0CD0	C479
0C53	C903	0CD2	C903
0C55	C904	0CD4	C437
0C57	9007	0CD6	C902
0C59	00	0CD8	C45E
0C5A	0000	0CDA	C901
0C5C	0000	0CDC	C408
0C5E	90A8	0CDE	C820
0C60	C400	0CE0	C430
0C62	C8F9	0CE2	C900
0C64	C8F8	0CE4	0808
0C66	02	0CE6	C45E
0C67	C401	0CE8	C9FF
0C69	E8F2	0CEA	8FFF
0C6B	C8F0	0CEC	C108
0C6D	C400	0CEE	9403
0C6F	E8ED	0CF0	3F
0C71	C8EB	0CF1	90C7
0C73	06	0CF3	B80B
0C74	9402	0CF5	9CE9
0C76	90E6	0CF7	C400
0C78	C4A6	0CF9	C905
0C7A	8F00	0CFB	C906
0C7C	C108	0CFD	908E
0C7E	94E7	0CFF	00
0C80	C40A		

1



chambre de réverbération analogique

Jusqu'à une époque relativement récente, les seules lignes à retard audio qui soient à la portée financière de la plupart des amateurs étaient celles basées sur l'élasticité des matériaux (lignes à ressorts), souffrant de nombreux inconvénients tels que le temps de retard fixe, la réponse en fréquence accidentée et limitée et la sensibilité aux vibrations mécaniques. Mais, récemment, la réalisation de dispositifs de retard complètement électroniques a été rendue possible, avec pour conséquence de pouvoir rendre financièrement accessibles aux amateurs une réverbération de haute qualité et d'autres effets sonores. Elektor a déjà publié un projet de module de réverbération digital. Le circuit décrit ici se présente comme une autre approche, utilisant des techniques analogiques.

Comme on l'a expliqué dans l'article sur le chambre de réverbération digitale (Elektor n° 4, p. 48), une ligne à retard digitale constitue un moyen élégant pour produire le phénomène de réverbération, et d'autres effets sonores liés à la durée. Dans un tel appareil digital, le signal analogique d'entrée est converti en un signal digital grâce à un convertisseur analogique/digital (CAD). Ce signal digital est ensuite envoyé dans un registre à décalage ayant une longueur correspondant au retard désiré, puis le signal analogique est reconstitué à la sortie au moyen d'un convertisseur digital/analogique (CDA). Cette méthode présente de nombreux avantages. Premièrement, le signal passant dans le registre à décalage étant digital, le signal de sortie est identique au signal d'entrée, quelle que soit la longueur du registre à décalage. Le bruit et la distorsion qui peuvent exister dans le signal de sortie ne sont dus qu'à des déficiences dans les processus de conversion du CAD et du CDA. Deuxièmement, une fois que l'investissement dans le CDA et le CAD est fait, on peut allonger la ligne à retard à volonté, en ajoutant simplement des registres à décalage, peu coûteux. Ces deux propriétés font de la ligne à retard digitale le composant idéal pour les longs retards, tels que ceux requis par les effets d'écho.

Une autre approche de la ligne à retard digitale est la ligne à retard analogique mettant en œuvre des registres à décalage analogiques (mémoires à

transfert de charge). Ces registres acceptent directement un signal analogique et le transfèrent de l'entrée à la sortie par paquets de charges électriques. Les registres à décalage analogiques constituent une proposition attrayante pour des temps de retard faibles, le coût d'un registre à décalage analogique de 1024 bits (120 à 180 F) étant inférieur à celui d'un registre à décalage digital muni de ses convertisseurs analogique/digital et digital/analogique. De plus, le registre à décalage analogique ne produit pas les 'bruits de quantification' inhérents aux processus de conversion analogique/digital. Pour ces raisons, le registre à décalage analogique est idéal pour produire des effets tels que le phasing, le chorus et le vibrato, et pour obtenir les faibles durées de retard requis pour augmenter l'ambiance dans une pièce. Cependant, le registre à décalage analogique perd son caractère attrayant pour des durées de retard plus longues, la bruit et la distorsion augmentant avec la longueur du registre.

Les registres à décalage analogiques

La désignation anglaise 'bucket-brigade memories' des mémoires à transfert de charges ou registres à décalage analogiques indique d'une façon imagée le principe de leur fonctionnement, les comparant à une chaîne d'homme se passant des seaux d'eau de main en main. Les seaux représentent des

Caractéristiques

Rapport signal/bruit pour le signal de sortie maximal:	> 60 dB
Largeur de bande du signal réverbéré:	2,5 kHz, 5 kHz ou 15 kHz (voir texte)
Retard maximal:	200 ms, 100 ms ou 33 ms (voir texte)
Largeur de bande en direct:	25 Hz à 100 kHz
Sensibilité:	variable; le signal de sortie est maximal, avec la plus grande sensibilité, pour une entrée de 30 mV _{eff} (100 mV crête à crête)
Sortie maximale:	2,5 V crête à crête
Entrée horloge extérieure:	15 V crête à crête; 5 kHz à 500 kHz
Alimentation:	+15 V/75 mA; -15 V/25 mA

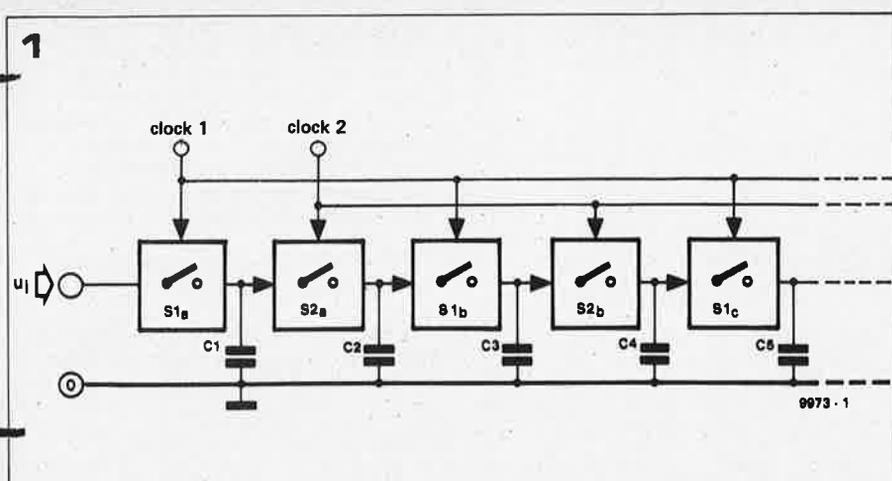
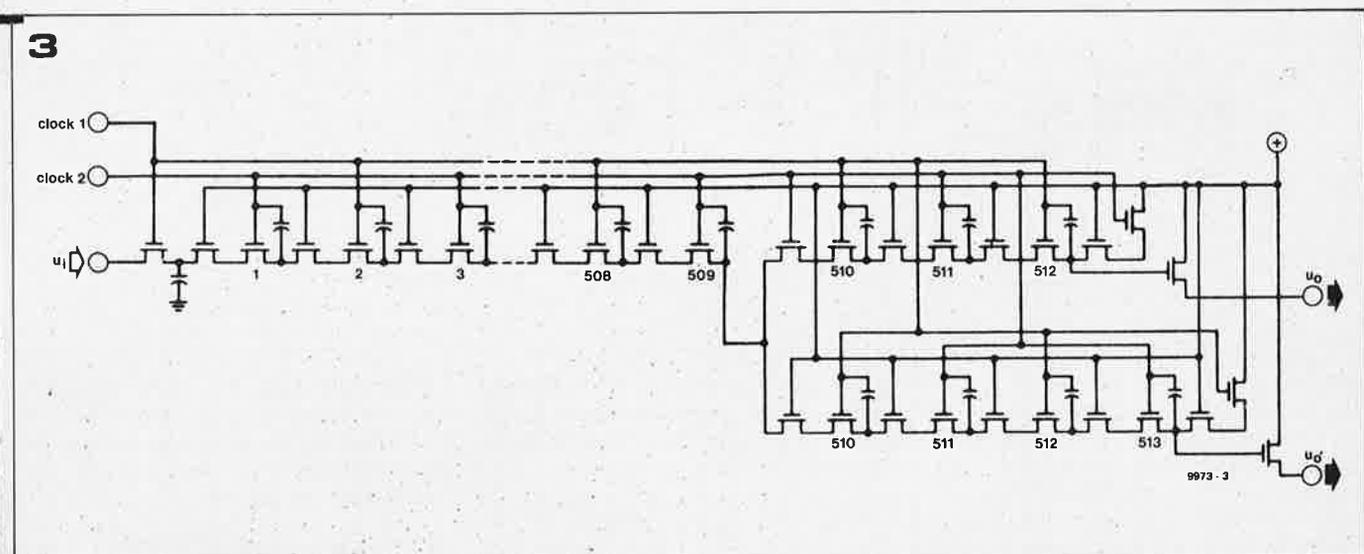
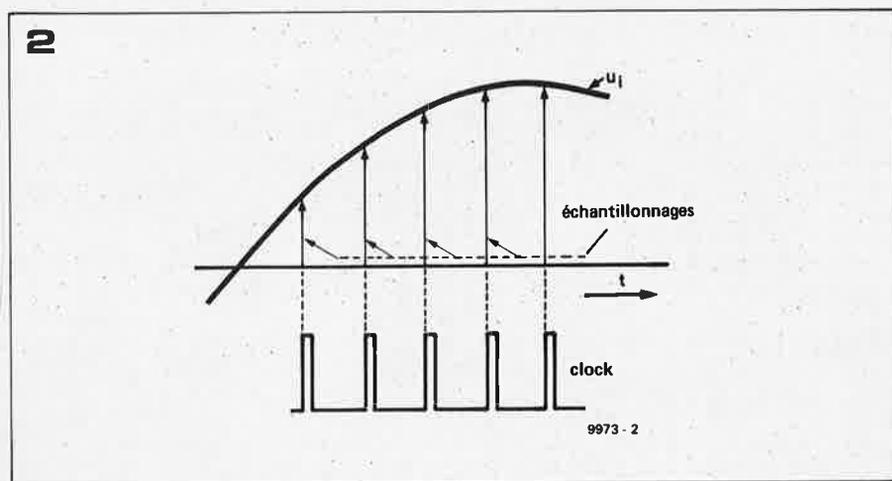


Figure 1. Illustration du principe de fonctionnement des mémoires à transfert de charge.

Figure 2. Le signal analogique d'entrée est échantillonné à chaque impulsion d'horloge.

Figure 3. Schéma interne du registre à décalage analogique SAD 1024 de Reticon.



condensateurs et l'eau des charges électriques.

Le principe de base du registre à décalage analogique est illustré figure 1. Il est constitué d'un certain nombre de condensateurs et d'interrupteurs (électroniques). Les interrupteurs sont alternativement ouverts et fermés sous l'action d'un générateur d'horloge diphasé, c'est à dire d'un oscillateur qui délivre deux tensions en créneau en opposition de phases. Quand S1a, b, c, etc., sont ouverts, S2a, b, c, etc., sont fermés, et vice-versa. Le signal d'entrée est appliqué à S1a. Quand cet interrupteur est fermé, C1 se charge à la valeur instantanée qu'a le signal d'entrée

à ce moment, autrement dit le signal d'entrée est échantillonné.

Quand S1 est ouvert et que S2 est fermé, une partie de la charge de C1 passe sur C2 par S2a. Quand S1 est à nouveau fermé, C1 prend un nouvel échantillon du signal, tandis que C2 transfère en partie sa charge sur C3 par S1b, et ainsi de suite.

De cette façon, on prend un certain nombre d'échantillons du signal d'entrée, à différents instants, comme on le voit figure 2, et ces échantillons sont transférés tout le long du registre à décalage sous forme de paquets de charges. Le fonctionnement réel d'un registre à décalage analogique est un

peu plus compliqué que cette explication simplifiée ne le laisserait supposer, mais le principe de base utilisé est celui qui est décrit ci-dessus. Dans un registre à décalage réel, en circuit intégré, les interrupteurs sont des MOSFETs et les condensateurs font partie de la puce. La figure 3 montre une partie du circuit réalisé sur la puce d'un registre à décalage analogique intégré.

Le signal de sortie du registre à décalage analogique se présente comme une suite d'impulsions, synchrones avec le signal d'horloge, dont l'enveloppe suit le signal d'entrée originel. Ce dernier peut être restitué

4

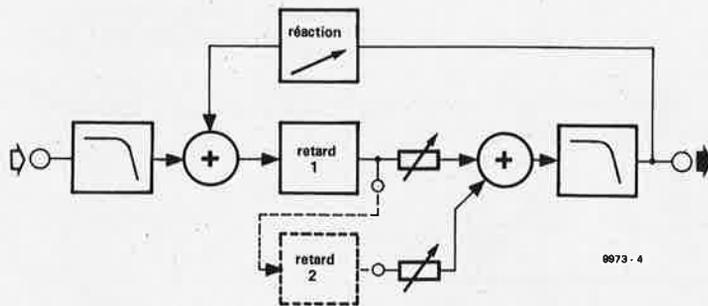
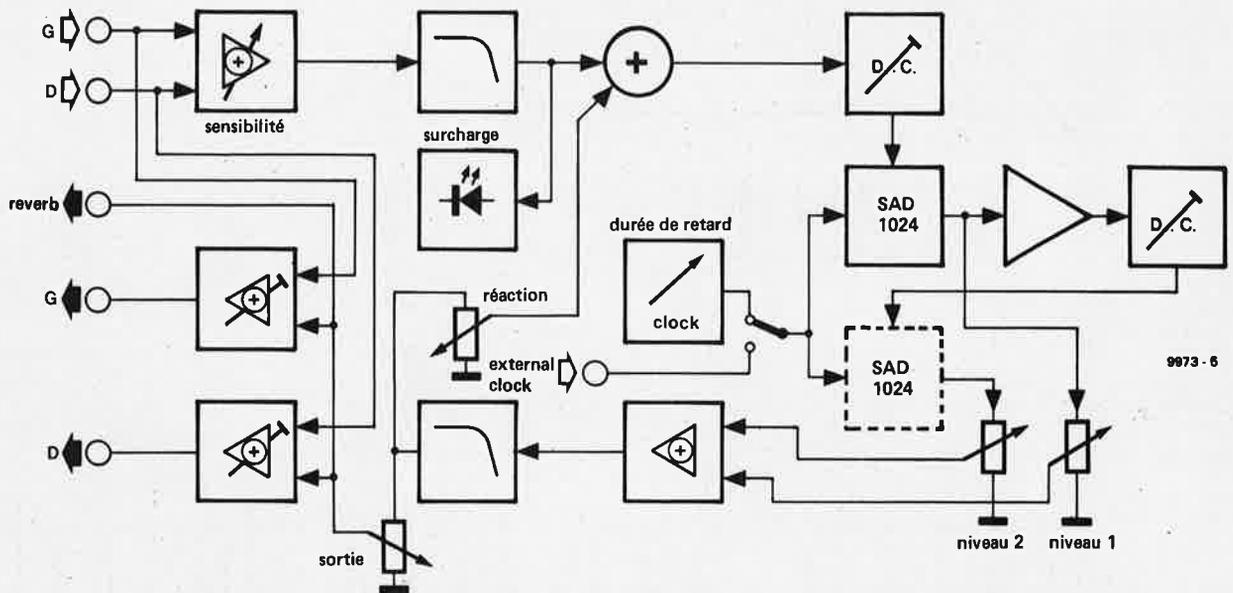


Figure 4. Principe du module de réverbération. Le signal d'entrée est retardé en passant dans la mémoire à transfert de charges, et une partie du signal retardé est réinjectée à l'entrée. Des filtres passe-bas, placés à l'entrée et à la sortie limitent la largeur de bande du signal, pour éviter la distorsion par déchirement, et supprimer les composantes à la fréquence de l'horloge.

Figure 5. Schéma synoptique plus détaillé du module de réverbération.

Figure 6. Schéma de principe du module de réverbération. On y fait amplement usage d'amplis op à effet de champ.

5



assez simplement par une filtrage passe-bas qui élimine la composante à la fréquence de l'horloge. La théorie de l'échantillonnage nous dit que la fréquence de l'horloge doit être le double de la fréquence maximale du signal. En fait, il est évident que la fréquence de l'horloge doit être supérieure à la fréquence maximale du signal, sous peine de ne pouvoir restituer le signal par filtrage. De plus, si les conditions imposées par la théorie de l'échantillonnage ne sont pas respectées, il peut se produire un effet inacceptable connu sous le nom de 'distorsion par déchirure'. Cet effet est dû à l'interférence entre les fréquences du signal et de l'horloge, produisant des signaux fantômes dans le spectre audio, même si la fréquence d'horloge est au-dessus de la gamme audio, donc inaudible.

La durée du retard produit par une mémoire à transfert de charges dépend de deux facteurs, le nombre d'étages de

la mémoire et la fréquence de l'horloge. Le signal étant décalé de deux étages à chaque impulsion de l'horloge, la durée du retard peut être donnée par la

$$\text{relation } t = \frac{n}{2 \cdot f_h} \text{ où } n \text{ est le nombre}$$

d'étages et f_h la fréquence de l'horloge. La fréquence de l'horloge devant être égale au moins au double de la fréquence maximale du signal, il s'ensuit que le retard maximal que l'on puisse

$$\text{obtenir est } t = \frac{n}{4 \cdot f_s(\text{max})}$$

En d'autres termes, il faut adopter un compromis entre la durée du retard et la largeur de bande du signal. Si on augmente l'un, l'autre doit diminuer. Cela signifie qu'en pratique la largeur de bande du signal qui fait l'objet de l'effet de réverbération devra être limitée et être plus faible que la bande audio complète, si on veut réaliser des durées de retard convenables avec des registres à décalage de longueur

raisonnable. Cela implique qu'il faut limiter la largeur de bande du signal à l'entrée de la mémoire au moyen d'un filtre passe bas pour éviter la distorsion par déchirure.

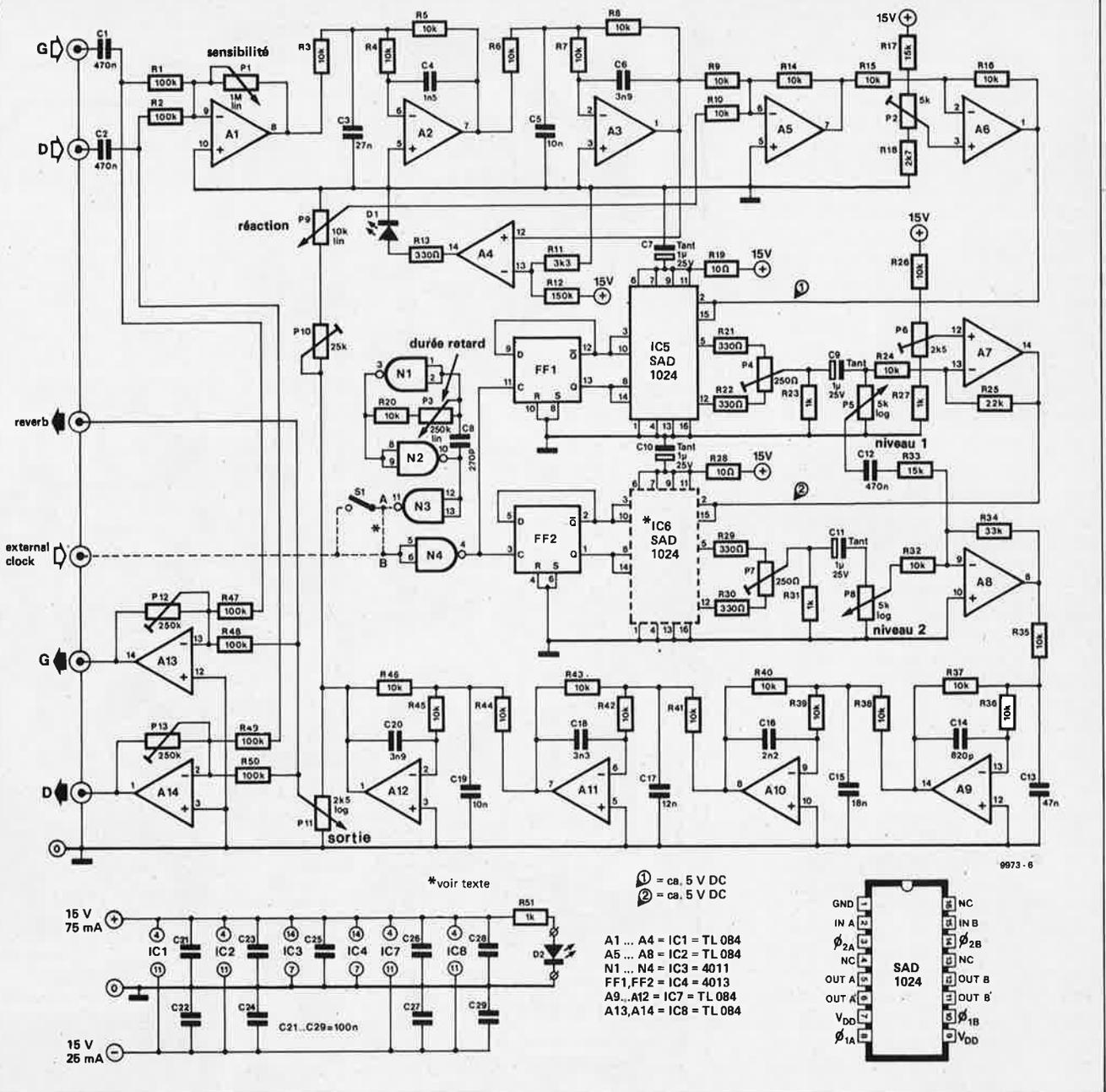
Le module de réverbération

Le principe du module de réverbération est représenté figure 4. Le signal d'entrée passe dans un filtre passe-bas puis dans la mémoire à transfert de charges. Une partie du signal retardé est atténuée et réinjectée à l'entrée où elle s'ajoute au signal original. A chaque fois que le signal retardé fait un tour, il est un peu plus atténué, et décroît ainsi graduellement, faisant ainsi apparaître le phénomène caractéristique de réverbération. Pour des retards plus longs, on peut ajouter une seconde mémoire, en option.

Le SAD 1024

Le registre à décalage analogique choisi pour la réalisation du module de

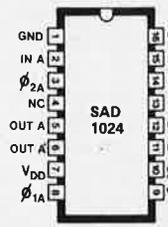
6



* voir texte

① = ca. 5 V DC
② = ca. 5 V DC

- A1 ... A4 = IC1 = TL 084
- A5 ... A8 = IC2 = TL 084
- N1 ... N4 = IC3 = 4011
- FF1, FF2 = IC4 = 4013
- A9 ... A12 = IC7 = TL 084
- A13, A14 = IC8 = TL 084



réverbération est le SAD 1024 de Reticon. Ce circuit intégré contient deux mémoires à transfert de charges complètement séparées et pouvant être utilisées, au choix, séparément ou ensemble, de 512 étages chacune. Nous avons choisi comme compromis entre la durée du retard et la fréquence maximale du signal le couple 100 ms, 2,5 kHz. Avec une mémoire de 1024 étages et une largeur de bande de 2,5 kHz, il est théoriquement possible de réaliser un retard de 102,4 ms avec une fréquence d'horloge de 5 kHz. En pratique, cependant, la fréquence d'horloge sera choisie légèrement plus haute que ce qui est indiqué par la théorie de l'échantillonnage, de façon à pouvoir la filtrer sans atténuer les plus hautes fréquences du signal. Même en procédant ainsi, le filtre passe-bas de sortie devra avoir une pente extrêmement raide; on lui a donné pour cela la valeur stupéfiante de 48 dB/octave.

Une bande de 2,5 kHz pour le signal peut sembler plutôt étroite, mais en fait elle est amplement suffisante pour que l'effet de réverbération soit sensible. Pour ceux qui désirent une durée de retard supérieure, ou une bande plus large, nous avons prévu l'option d'ajouter un deuxième SAD 1024, et on peut aussi augmenter la fréquence de l'horloge. Le SAD 1024 ayant deux sections de 512 étages chacune, la question se pose de leur connection pour obtenir un retard de 1024 étages. Il est évidemment possible de les relier en cascade, mais cette méthode ne donnerait pas un rapport signal/bruit optimal, car le passage dans 512 étages supplémentaires dégraderait encore plus le signal. Se pose aussi la question de l'élimination de la fréquence de l'horloge. Avec une fréquence d'horloge qui n'est que légèrement supérieure au double de la fréquence maximale du signal, il est impossible de supprimer complète-

ment la composante à la fréquence de l'horloge, même avec un filtre à flanc de coupure très raide. La solution à ces deux problèmes consiste à faire fonctionner les deux sections de la mémoire suivant le mode 'parallèle multiplexé'. Cela signifie que le signal d'entrée est envoyé simultanément sur les deux entrées, branchées en parallèle, des deux sections de la mémoire, tandis que ces deux sections reçoivent leurs signaux d'horloge en opposition de phases; de cette façon, le signal est échantillonné deux fois par impulsion d'horloge, alternativement par un registre à décalage puis par l'autre. Les sorties des deux mémoires sont ensuite mélangées, avec pour résultat la tendance à l'annulation mutuelle des deux composantes à la fréquence de l'horloge, puisqu'elles sont en opposition de phases. On peut évidemment réaliser l'annulation de la fréquence de l'horloge en ajoutant les sorties des deux derniers

étages d'une section de mémoire unique, puisqu'elles sont en opposition de phases.

Il peut sembler que cette méthode du mélange des deux mémoires parallèles ne fournisse qu'un retard de 512 étages. C'est certes le cas; mais le signal étant échantillonné deux fois par impulsion d'horloge, le rythme d'échantillonnage est en réalité le double de la fréquence d'horloge. On peut de ce fait abaisser la fréquence d'horloge à 2,5 kHz, tout en maintenant le rythme d'échantillonnage à 5 kHz. Cette combinaison consistant à mettre en parallèle deux lignes à retard de 512 étages multiplexées par une horloge à 2,5 kHz donne évidemment le même retard qu'une mémoire à 1024 étages (deux registres de 512 étages en cascade) et une horloge à 5 kHz.

Schéma synoptique

La figure 5 est le schéma synoptique plus détaillé de la chambre de réverbération, en version stéréo. Les entrées gauche et droite sont mélangées dans un amplificateur opérationnel monté en sommateur, et dont le gain est variable; le signal mono résultant est envoyé sur le filtre passe-bas qui limite la bande à 2,5 kHz. Le signal filtré passe dans un circuit de décalage de zéro qui fixe la tension continue de polarisation à l'entrée du SAD 1024. Cette correction est nécessaire car le SAD 1024 n'accepte que des tensions d'entrée positives, ce qui oblige à décaler le zéro de la tension alternative symétrique qui sort du filtre en lui ajoutant une polarisation continue positive.

Le signal est ensuite envoyé vers le premier SAD 1024. Si on utilise un deuxième SAD 1024, la tension de sortie du premier doit passer dans un amplificateur pour compenser son atténuation. Les sorties des deux SAD 1024 sont munies d'un réglage de niveau chacune.

Les sorties des deux mémoires sont envoyées sur un mélangeur puis sur le filtre passe-bas de sortie. Une partie du signal de sortie de ce filtre est réinjectée à l'entrée du premier SAD 1024 par l'intermédiaire d'un réglage de niveau qui détermine la durée de la réverbération. Le reste du signal est mélangé séparément avec chacun des signaux d'origine (non retardés) gauche et droite, de façon qu'il se présente comme une image monophonique quand il parviendra aux hauts parleurs de gauche et de droite. On dispose également d'une sortie séparée pour le signal réverbéré seul. Le potentiomètre de sortie règle la proportion de signal réverbéré dans le signal de sortie.

Il peut sembler étrange d'ajouter un signal de réverbération mono à un signal stéréo; mais ceci correspond en fait à ce qui se passe dans, disons, une salle de concert. La réverbération est le résultat de multiples réflexions sur les murs de la salle et de ce fait elle ne

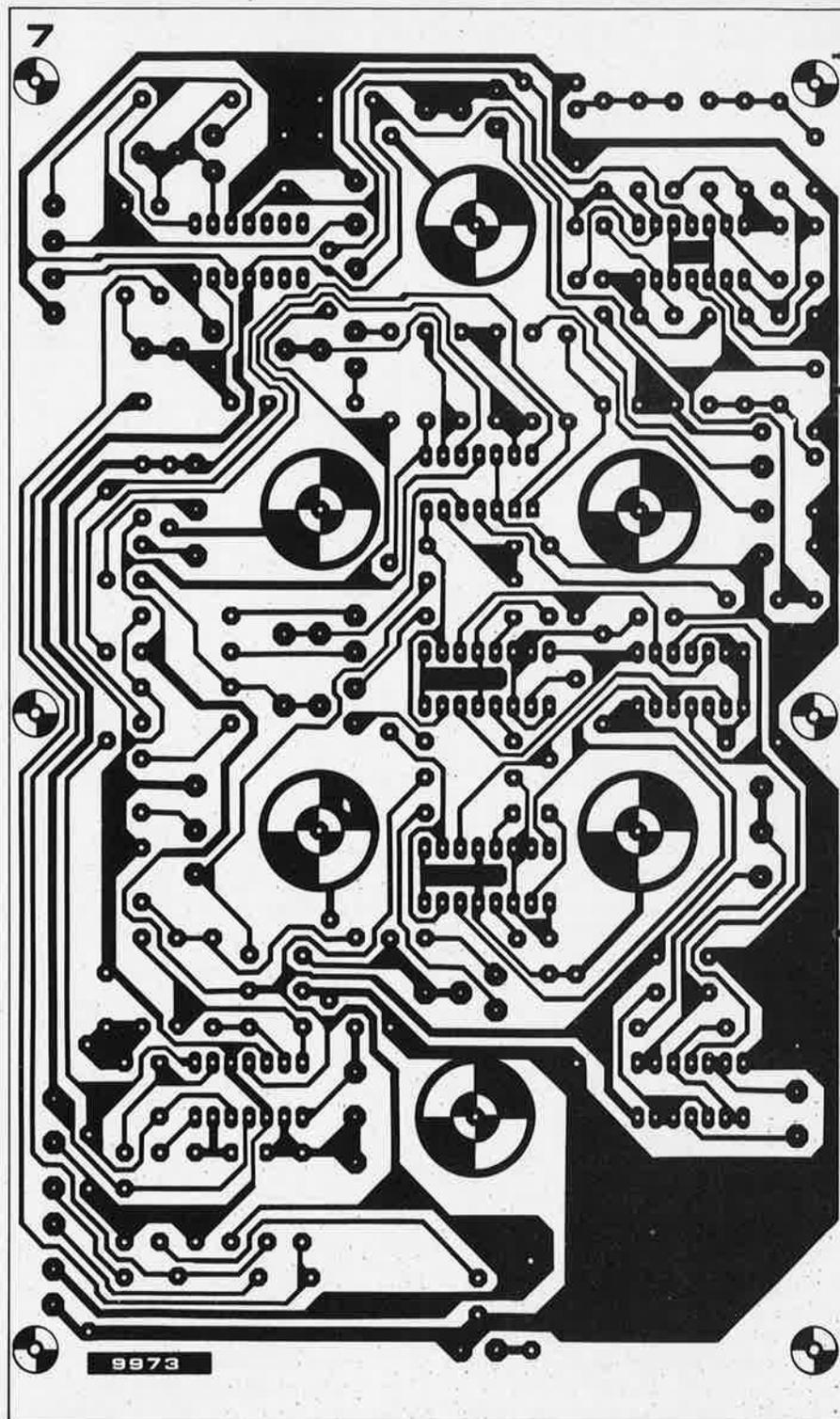
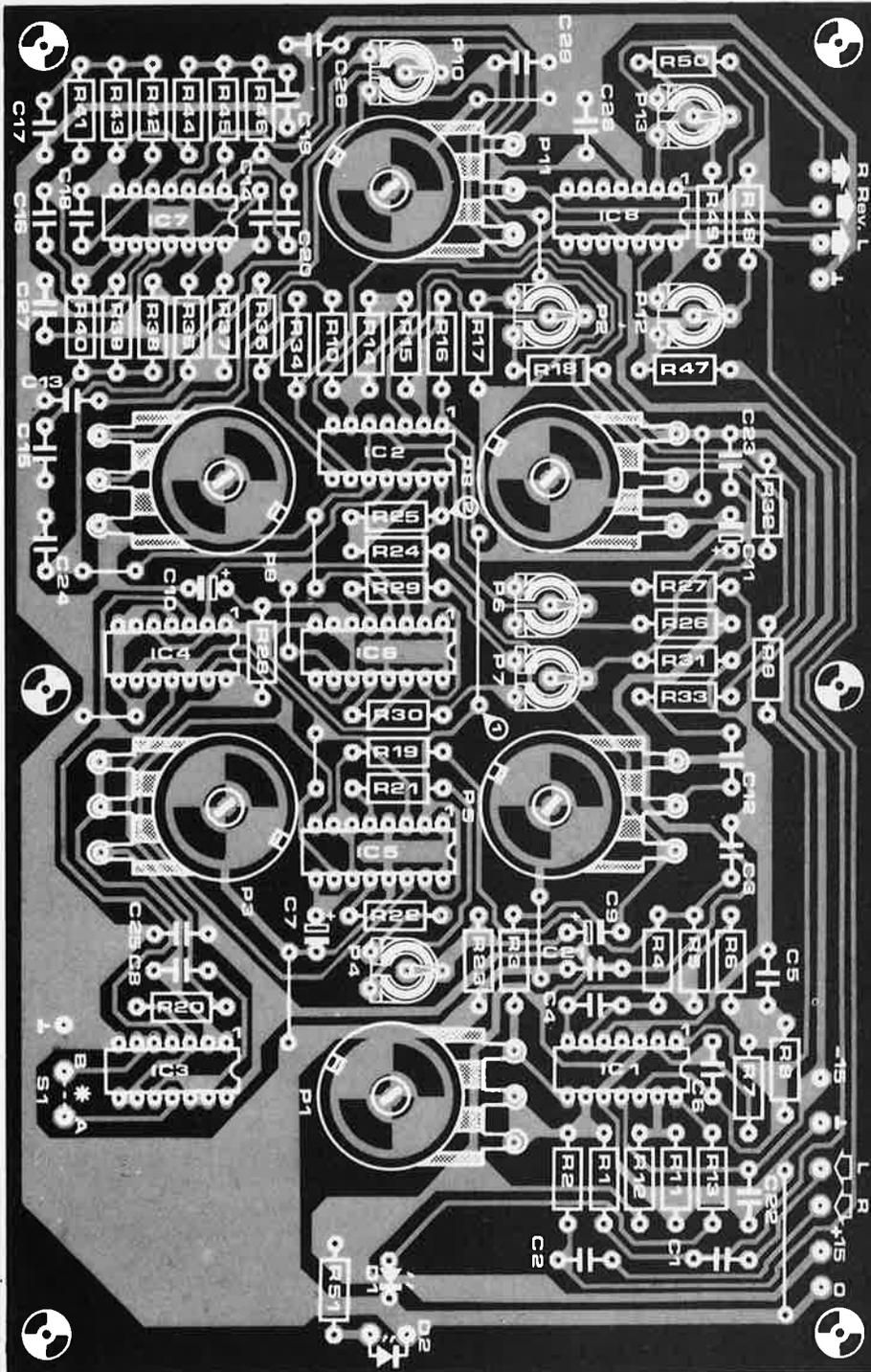


Figure 7. Dessin de la plaquette de circuit imprimé et implantation des composants pour le module de réverbération (EPS 9973).

comporte aucune indication de direction, c'est à dire qu'elle est monophonique. Elle se présente à peu près de la même façon aux deux oreilles de l'auditeur, superposée aux sons directs de droite et de gauche. Il n'y a rien à gagner à avoir des canaux de réverbération complètement séparés pour les signaux de gauche et de droite.

Schéma de principe

La figure 6 est le schéma de principe du module de réverbération. Les signaux d'entrée sont sommés par l'ampli op A1, dont on peut faire varier le gain par P1. Le signal à la sortie de A1 est envoyé à l'entrée du filtre passe-bas, construit sur A2 et A3, et constitué de



liste des composants

Résistances:

- R1, R2, R47 ... R50 = 100 k
- R3 ... R10, R14, R15, R16, R20, R24, R26, R32, R35 ... R46 = 10 k
- R11, R21, R22, R29, R30 = 330 Ω
- R12 = 150 k
- R13 = 330 Ω
- R17, R33 = 15 k
- R18 = 2k7
- R19, R28 = 10 Ω
- R23, R27, R31, R51 = 1 k
- R25 = 22 k
- R34 = 33 k
- P1 = 1 M potentiomètre linéaire
- P2 = 5 k (4k7) potentiomètre ajustable
- P3 = 250 k (220 k) potentiomètre linéaire
- P4, P7 = 250 Ω (220 Ω) potentiomètre ajustable
- P5, P8 = 5 k (4k7) potentiomètre logarithmique
- P6 = 2k5 (2k2) potentiomètre ajustable
- P9 = 10 k potentiomètre linéaire
- P10 = 25 k (22 k) potentiomètre ajustable
- P11 = 2k2 (2k2) potentiomètre logarithmique
- P12, P13 = 250 k (220 k) potentiomètre ajustable

Condensateurs:

- C1, C2, C12 = 470 n
- C3* = 27 n
- C4* = 1n5
- C5*, C19* = 10 n
- C6*, C20* = 3n9
- C7, C9, C10, C11 = 1 μ (tantale)
- C8* = 270 p
- C13* = 47 n
- C14* = 820 p
- C15* = 18 n
- C16* = 2n2
- C17* = 12 n
- C18* = 3n3
- C21 ... C29 = 100 n

Semiconducteurs:

- IC1, IC2, IC7, IC8 = TL 1084
- IC3 = 4011
- IC4 = 4013
- IC5, IC6 = SAD 1024
- D1 = LED (rouge)
- D2 = LED (verte)

* voir texte et tableau 1

deux filtres type Butterworth du second ordre en cascade, donnant une pente globale de 24 dB/octave au-delà de la fréquence de coupure de 2,5 kHz. Comme il n'y a pas de composante à la fréquence de l'horloge à supprimer à ce niveau, la pente de ce filtre n'est que la moitié de celle du filtre de sortie.

On ajoute au signal de sortie de A3 le signal qui revient de la sortie de la mémoire à transfert de charge, au moyen de l'ampli A5. La sortie de A3 est aussi envoyée sur l'indicateur de surcharge A4. Quand la tension sur l'entrée non inverseuse de A4 dépasse celle, fixée par R11 et R12, qui polarise l'entrée inverseuse, la sortie de A4

devient positive et D1 s'allume. Le signal qui sort de A5 est envoyé sur A6, qui est un amplificateur inverseur, de gain unité, avec un décalage de zéro en continu réglable sur l'entrée non inverseuse. P2 permet le réglage de la tension de sortie au repos de A6, et par suite la tension de polarisation continue à l'entrée du premier SAD 1024, IC5.

La sortie de IC5 est envoyée par P5, potentiomètre de réglage de niveau de la première ligne à retard, sur l'entrée de A8, qui attaque à son tour le filtre passe-bas de sortie. Ce filtre est construit sur A9 à A12, qui sont quatre filtres Butterworth du second ordre reliés en cascade, et dont la pente globale est de 48 dB/octave.

La sortie du filtre est envoyée sur P11, qui règle le niveau de sortie du signal réverbéré et la proportion de l'effet de réverbération dans les signaux de sortie finaux. Le signal réverbéré est mélangé aux signaux directs gauche et droite dans A13 et A14, dont les gains sont ajustables par P12 et P13 pour donner un niveau de sortie convenant à l'appareillage placé en aval.

Si un deuxième SAD 1024 (IC6) est incorporé au circuit, la sortie de IC5 l'attaque également par l'intermédiaire d'un deuxième circuit de décalage de zéro en continu, A7. Cet étage a par ailleurs un gain de deux destiné à compenser l'atténuation introduite par IC5. La sortie de IC6 est envoyée,

par l'intermédiaire du réglage de niveau qui lui est propre, P8, sur l'entrée de A8, et par suite sur le filtre de sortie. Le générateur d'horloge est un multi-vibrateur astable construit sur deux portes NAND CMOS, N1 et N2. La sortie de l'horloge est renforcée par les deux portes restantes du circuit intégré type 4011, pour être envoyée sur deux bascules FF1 et FF2 dont les sorties Q et Q fournissent les impulsions d'horloge diphasées à IC5 et IC6. La fréquence d'horloge qui fait fonctionner IC5 et IC6 est en réalité la moitié de celle du générateur central d'horloge, FF1 et FF2 fonctionnant en diviseurs par deux.

Réalisation

La figure 7 représente la plaquette de circuit imprimé et l'implantation des composants. Pour simplifier le câblage, les six potentiomètres de réglage principaux sont montés sur la plaquette. L'ensemble peut ensuite être monté au moyen d'entretoises derrière une façade à travers laquelle vont passer les axes des potentiomètres. Si on respecte les valeurs de composants indiquées sur le schéma, les filtres auront une fréquence de coupure de 2,5 kHz. Si on désire une fréquence de coupure supérieure pour augmenter la largeur de bande du signal, on peut se reporter au tableau 1 qui donne les valeurs de composants pour les fréquences de coupure 5 kHz et 15 kHz.

Réglage et utilisation

Le circuit comporte six potentiomètres de réglage et sept ajustables. P12 et P13 fixent uniquement le gain de A13 et A14, et, par suite, le niveau de sortie du module de réverbération pour qu'il soit compatible avec l'équipement situé en aval.

Les processus de préréglage pour les autres ajustables et d'utilisation des organes de réglage sont décrits ci-après. Ajuster P1 pour que D1 s'allume juste sous l'action des passages les plus intenses du signal d'entrée. On obtiendra de cette façon un rapport signal/bruit optimal sans surcharger le circuit. Ne pas utiliser P1 comme réglage de volume, car il pourrait s'ensuivre un mauvais rapport signal/bruit ou une surcharge du circuit.

Tourner P9, réglage du taux de réaction, à fond dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, et P11, le réglage de sortie, à fond dans le sens des aiguilles d'une montre, puis brancher la sortie du signal réverbéré sur un amplificateur et un haut parleur afin de pouvoir l'entendre clairement. Tourner P5, réglage du niveau de sortie du premier retard, à fond dans le sens des aiguilles d'une montre, et P8, réglage du niveau de sortie du deuxième retard, en sens inverse. Diminuer la fréquence de l'horloge jusqu'à ce qu'elle devienne audible, puis ajuster P4, réglage de la balance, pour que le bruit de l'horloge

soit minimal. Ceci devrait se produire à peu près à mi-course de P4. On peut maintenant ajuster la tension continue de polarisation du registre à décalage. Envoyer sur le module de réverbération un signal juste suffisant pour allumer D1, et ajuster P2 pour qu'il n'y ait pas de distorsion audible. Autre méthode, si on dispose d'un oscilloscope: augmenter le niveau du signal d'entrée jusqu'à ce que le signal de sortie commence à saturer, et ajuster P2 pour que cette saturation soit symétrique.

Si IC6 en en place, répéter pour lui les processus d'ajustement pour la suppression de l'horloge et le décalage de zéro, au moyen respectivement de P7 et P6. Pendant ces ajustements, P8, réglage du niveau de sortie du deuxième retard, devra être tourné à fond dans le sens des aiguilles d'une montre, tandis que P5, réglage du niveau de sortie du premier retard, devra être tourné à fond en sens inverse.

Pour terminer, on ajuste P10, préréglage du taux de réaction, pour obtenir une durée de décroissance maximale. Pour faire ce réglage, tourner à fond dans le sens des aiguilles d'une montre P5, P8 s'il est en place, et P9. Ajuster alors P10 de façon que le signal réverbéré décroisse graduellement quand on coupe le signal d'entrée. Si P10 est mal réglé,

le système sera instable et le signal réverbéré va s'enfler et produire un bruit cacophonique. Ce réglage devra être effectué à nouveau pour plusieurs positions de P3, organe de réglage de la durée du retard.

Comme on l'a déjà indiqué, le module de réverbération a trois sorties: canal gauche plus réverbération, canal droit plus réverbération, et signal réverbéré seul. On peut utiliser le module avec un équipement stéréo existant, simplement en passant par la (ou les) prise(s) magnétophone de l'amplificateur. Envoyer sur le module de réverbération le signal qui est disponible sur la sortie magnétophone et envoyer la sortie du module sur l'entrée magnétophone. Une autre façon d'obtenir l'effet de réverbération consiste à utiliser un amplificateur et un haut parleur distincts de ceux du signal direct. Cet amplificateur est alors attaqué par le signal réverbéré uniquement. Ce procédé donne au son un effet de réverbération plus ample.

Il est important de noter que l'horloge sera audible si sa fréquence est trop basse. Si on utilise la bande de largeur 5 kHz ou 15 kHz, ce phénomène se produira pour des positions de P3 plus proches de sa butée supérieure. Afin de réduire les risques d'avoir une fréquence trop basse, on pourra munir P3 d'une graduation en fréquences. On diminuera encore plus ce risque en limitant la plage de variation de P3 au moyen de résistances de compensation ('padding') branchées en parallèle sur P3. Les valeurs de ces résistances seront déterminées expérimentalement de façon que l'horloge soit inaudible même quand P3 présente sa résistance maximale.

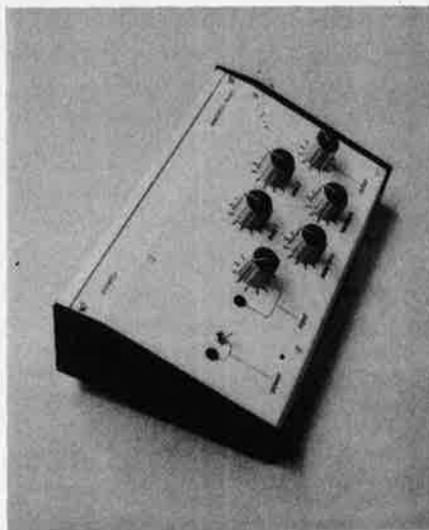


Tableau 1

Fréquence de coupure (-3 dB)	5 kHz	15 kHz
C3	12 n	3n9
C4	820 p	270 p
C5	5n6	1n8
C6	1n8	680 p
C8	150 p	47 p
C13	27 n	8n2
C14	390 p	120 p
C15	8n2	2n7
C16	1n8	390 p
C17	5n6	1n8
C18	1n8	560 p
C19	4n7	1n5
C20	2n2	680 p

Vocodeurs (1)

Soudain, un orchestre commence à réciter un passage de Shakespeare, une guitare électrique annonce les nouvelles, la voix d'un orateur change de sexe, la voix d'un soliste atteint l'ampleur d'un chœur . . . Ce ne sont là que quelques-uns des effets surprenants que l'on peut obtenir grâce à l'instrument électronique qu'est le vocodeur.

L'article qui suit expose les multiples aspects de cette séduisante nouvelle extension du domaine de la 'musique' électronique.

C. Chapman

Un vocodeur (du mot anglais vocoder, résultat de la contraction de VOice = voix, et CODER = codeur) est un instrument conçu pour analyser et recréer électroniquement la voix humaine. Bien qu'en fait les vocodeurs soient loin d'être d'invention récente et qu'on les ait utilisés depuis de nombreuses années dans des domaines tels que les télécommunications et le traitement de l'information, ce n'est qu'à partir d'une époque relativement récente qu'on a tenté sérieusement d'exploiter leur potentiel énorme dans la production d'effets musicaux et acoustiques.

Historique

C'est en 1936 qu'Homer Dudley, un Américain qui inventa un dispositif de compression de la bande passante de la parole à des fins de transmission, forgea le terme 'vocoder'. Au cours des années 30, un certain intérêt se manifesta en Allemagne à l'égard de ce genre d'appareil, et ceci parce qu'on avait réalisé qu'il avait un potentiel utilisé au cours d'enregistrements. De la même façon, le BBC Radiophonic Vers le milieu des années 60, Siemens possédait un vocodeur qui fut parfois utilisé au cours d'enregistrements. De la même façon, le BBC Radiophonic Workshop ainsi qu'un certain nombre d'autres studios expérimentaux utilisèrent des vocodeurs pour l'obtention d'effets spéciaux sur disques, en radio et en télévision. Néanmoins, tous ces prototypes précurseurs présentaient l'inconvénient d'être extrêmement volumineux et peu maniables et, comme tels, n'étaient guère adaptés à autre chose qu'à des applications spéciales.

La véritable percée se produisit en 1975 avec l'apparition d'un vocodeur, qui, grâce à sa conception compacte et rationnelle, convenait aux conditions d'utilisation traditionnelles en studio où il pouvait être employé conjointement avec d'autres équipements, ce qui permit la réalisation de toutes ses potentialités. Il s'agissait du vocodeur d'EMS (Electronic Music Studios), présenté en photo 4, réalisé par Tim Orr, et qui était un instrument mobile autonome capable non seulement de

synthétiser la parole en ses hauteurs de son constantes et diverses, mais aussi de coder littéralement n'importe quel son enregistré avec n'importe quel son vocal en utilisant un second signal d'entrée non-phonique. L'appareil était donc en mesure de 'faire parler' des instruments de musique. Après la sortie du vocodeur d'EMS, la firme Sennheiser profita de son expérience dans l'utilisation des vocodeurs dans le domaine des télécommunications, et, avec la collaboration de Heinz Funk, membre du Hamburg Radio Studio, mit sur le marché le Sennheiser Sound Effect Vocodeur VSM 201 (voir photo 5). Le dernier appareil en date est une version plus petite du vocodeur EMS, appelée EMS 2000 (voir photo 6), qui, en raison de ses dimensions et de l'extrême facilité avec laquelle on peut le transporter, convient particulièrement à l'exploitation en direct.

Synthèse de la parole et vocodage

Comme on l'a dit précédemment, l'une des caractéristiques fondamentales des vocodeurs est leur aptitude à analyser et à simuler électroniquement les sons vocaux. C'est pourquoi, avant d'en venir à l'examen des principes opératoires, il est nécessaire de commencer par voir quelles sont les caractéristiques essentielles de la parole humaine.

Sons phoniques

Présentement, il est virtuellement impossible de créer une réplique parfaitement fidèle de la voix humaine, car, non seulement les sons vocaux ont une intensité très irrégulière, mais ils sont aussi très riches en harmoniques. La voix synthétisée est toujours trop 'pure', trop dépourvue d'imperfections naturelles.

La parole elle-même se compose de deux principaux constituants phoniques:

- L'air venant des poumons peut être propulsé entre les cordes vocales situées dans le larynx, ce qui provoque la vibration de ces cordes ainsi que l'entrée d'une colonne d'air pulsatoire dans les cavités buccale et nasale. La fréquence fondamentale de la note résultante est déterminée par la longueur, l'épaisseur et la tension des cordes vocales. Les sons

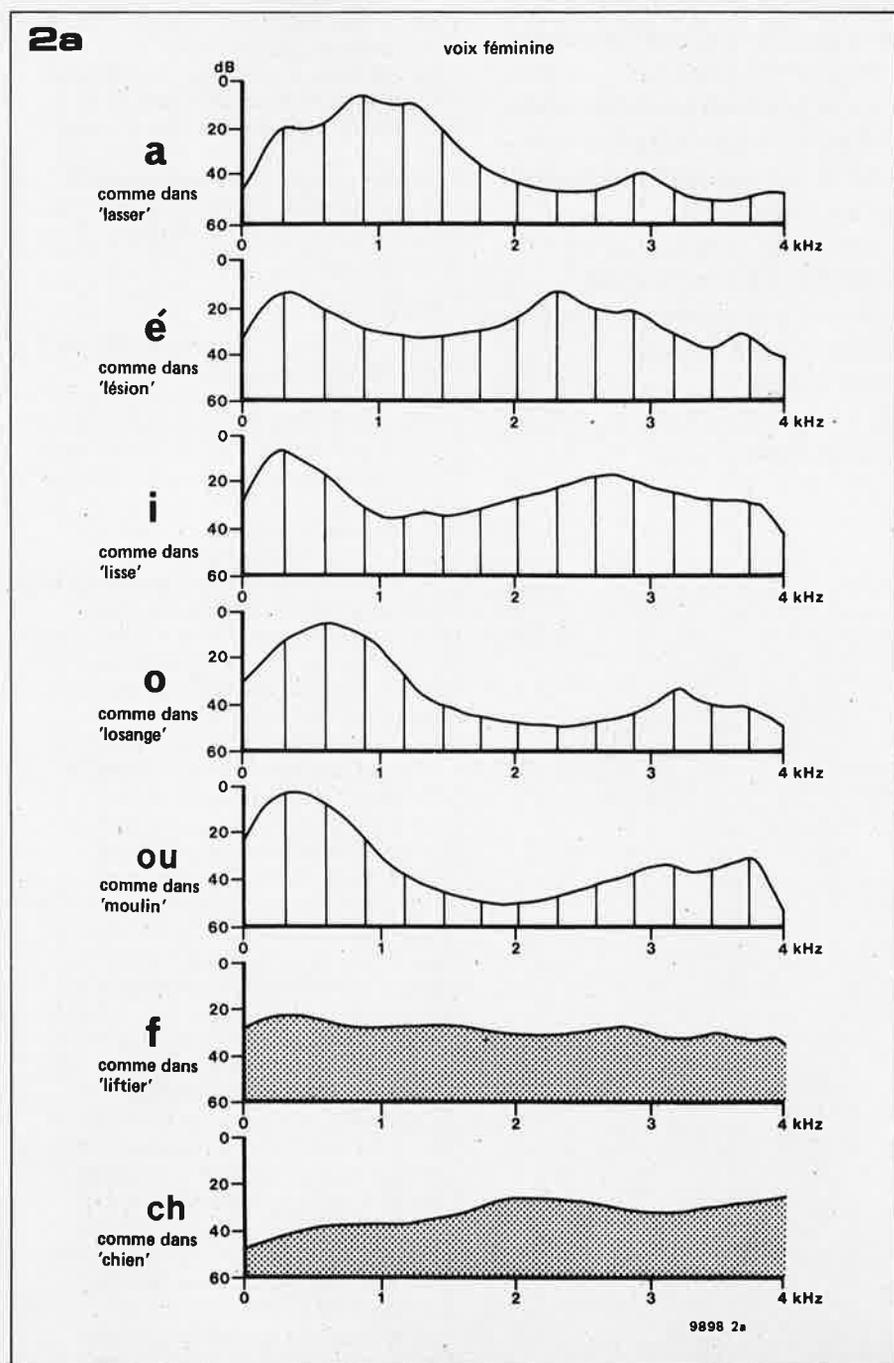
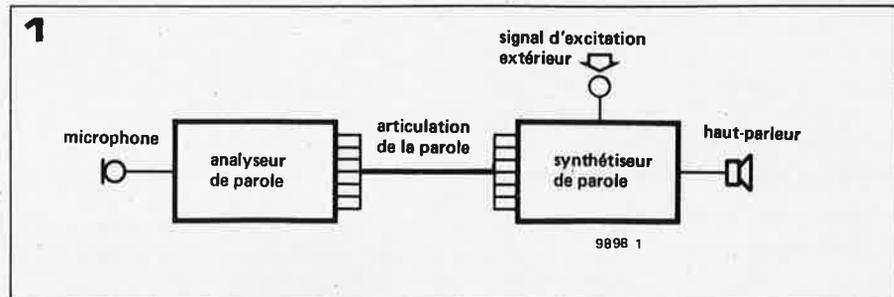
Figure 1. Ce schéma simplifié montre le principe opératoire fondamental de tous les vocodeurs. Le signal phonique d'entrée est analysé pour fournir un ensemble d'informations qui seront utilisées pour imposer les caractéristiques phonétiques, ou articulation, de ce signal à un autre signal d'entrée externe. Le fait que les sons vocaux originaux soient codés sous forme de tensions de commande est à l'origine du mot vocodeur (VOice = voix, CODER = codeur).

Figure 2. Analyse spectrale du son de voyelles et de consonnes prononcées par une voix féminine (figure 2a) et une voix masculine (figure 2b). La hauteur de son est la même pour toutes les voyelles. La fréquence fondamentale de la voix masculine est d'environ 140 Hz, tandis que celle de la voix féminine est à peu près de 280 Hz. Le son produit par la vibration des cordes vocales est extrêmement riche en harmoniques. Les variations dans les caractéristiques d'amplitude dynamique de différentes voyelles sont le résultat des différentes résonances formées par la modification de position de la langue, des dents et des lèvres entraînant un changement de la forme des cavités nasale et buccale. Ce processus, qui équivaut à un 'filtrage' très élaboré des sons phoniques, est tout aussi important dans le cas des sons dévoisés. Cela ressort nettement de la différence entre les spectres des deux sons 'f' et 'ch'.

produits de cette manière sont qualifiés de VOISES; c'est le cas, par exemple, des voyelles.

• Par contre, si l'air venant des poumons n'est pas propulsé au travers des cordes vocales, mais est expulsé simplement par la bouche, les sons produits sont appelés DEVOISES; c'est le cas des 'f' et des 'ch'. Ces sons sont fondamentalement semblables à ceux produits par un générateur de bruit. Qu'il s'agisse de sons voisés ou dévoisés,

la forme des cavités buccale et nasale détermine leur caractère ou timbre. Une modification des RESONANCES de cavité résultant du mouvement de la langue et des lèvres commande la teneur en harmoniques de la voix et rend l'individu capable de former chacune des voyelles et des consonnes (voir les figures 2a et 2b). Les lèvres jouent un rôle particulièrement important en ce qui concerne les sons qui se distinguent par leurs caractéristiques d'amplitude



dynamique, comme la transitoire d'attaque percutante du 'p' dans 'papier'.

On peut donc considérer la voix comme un générateur de sons complexe formé d'un oscillateur commandé en fréquence et en amplitude (les cordes vocales et les poumons), d'un générateur de bruit (les poumons) et d'un ensemble de filtres de tonalité (les cavités buccale et nasale).

Synthèse de la voix

Si l'on envisage la voix selon ce point de vue, on est conduit naturellement à se demander s'il est possible de synthétiser la parole par l'utilisation de techniques analogues à celles employées dans un synthétiseur de musique. Les cordes vocales pourraient être remplacées par un oscillateur dont la forme d'onde de sortie serait suffisamment riche en harmoniques de rang plus élevé pour autoriser un filtrage différencié, tandis qu'un générateur de bruit pourrait être

utilisé pour la production des sons dévoisés. Un circuit de commutation provoquerait le début et la fin de l'audition de l'une des deux sources précitées suivant le mode vocal exigé. Cependant, des problèmes commencent à apparaître lorsqu'on examine le type de filtres qui seraient nécessaires pour un synthétiseur de voix de ce genre. Etant donné que la variation permanente, tant du contenu harmonique statique que des caractéristiques dynamiques du son, est essentielle à la formulation de la parole articulée, il faudrait avoir un système de filtres du type equaliser pour simuler toutes les nuances du caractère tonal de la parole humaine. Et en outre, ce système devrait être commandé en tension si l'on voulait avoir la moindre chance qu'il s'adapte au changement rapide de la teneur en harmoniques de la parole. A partir de ce point, il apparaît clairement qu'un synthétiseur de parole analogique de ce genre exigerait une

quantité considérable de composants, car comment pourrait-on créer la combinaison extrêmement complexe de tensions nécessitées pour la commande de l'ensemble des filtres?

Il existe une possibilité de simplifier le processus dans le recours à un système hybride utilisant une mémoire pour accumuler les tensions de commande. La qualité des synthétiseurs de voix modernes basés sur une telle solution est satisfaisante. Il ne fait pas de doute que de nombreux lecteurs ont eu connaissance d'ordinateurs dont on dit qu'ils 'parlent', et qui se servent d'une voix synthétisée pour exprimer le résultat de leurs calculs; la calculatrice 'parlante' présentée par la photo 1 prouve qu'il ne faut pas une quantité énorme de composants pour synthétiser numériquement la parole. La photo 2 montre que le synthétiseur de voix digital comporte tout juste deux circuits intégrés montés sur une seule plaquette. Les composants phoniques sont emmagasinés numériquement dans une ROM où ils peuvent être explorés par un micro-combinateur synthétiseur de voix. Un convertisseur D/A (digital/analogique) du micro-combinateur produit ensuite les composants phoniques analogiques à partir de leurs correspondants numériques.

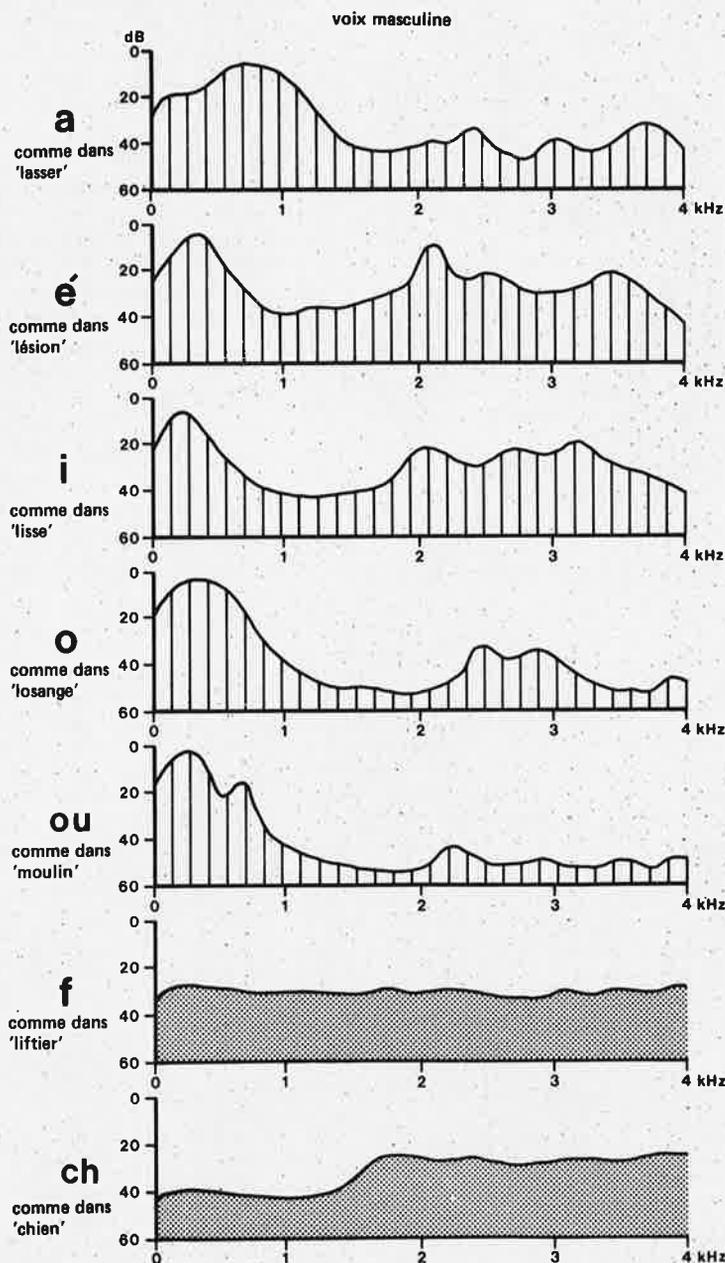
Vocodage

Bien que l'emmagasinage numérique des composants vocaux représente de très loin la solution la plus simple pour les systèmes conçus en vue de la *génération* de parole (en supposant que le vocabulaire désiré ne soit pas trop important), ce n'est pas le cas en ce qui concerne les vocodeurs, et c'est là qu'on en arrive à la différence fondamentale entre ces appareils et les synthétiseurs de voix.

Un vocodeur est conçu essentiellement pour que les composantes de la parole viennent se superposer à un signal non-vocal enregistré (de la musique, le bruit du vent, celui du ressac, etc.) de telle sorte que l'effet résultant soit celui d'un orchestre parlant, pour ne citer qu'un exemple. L'articulation du signal de sortie est extrêmement bonne et elle se distingue par une clarté et une netteté remarquables. Cette qualité de l'articulation est, entre autres choses, ce qui différencie le vocodeur d'autres dispositifs générateurs d'effets spéciaux de conception beaucoup moins élaborée, tels que la pédale WAWA bien connue et le MOUTH BAG ou MOUTH TUBE (voir photo 3) d'apparition plus récente.

Le mouth tube est fondamentalement un vocodeur mécano-acoustique sommaire. Le signal provenant d'une guitare électrique ou d'une source semblable est introduit dans un amplificateur puissant qui attaque un haut-parleur installé dans un coffret fermé. Le son amplifié de la guitare est ensuite acheminé jusqu'à la bouche du musicien via un tube plastique. Sans se

2b

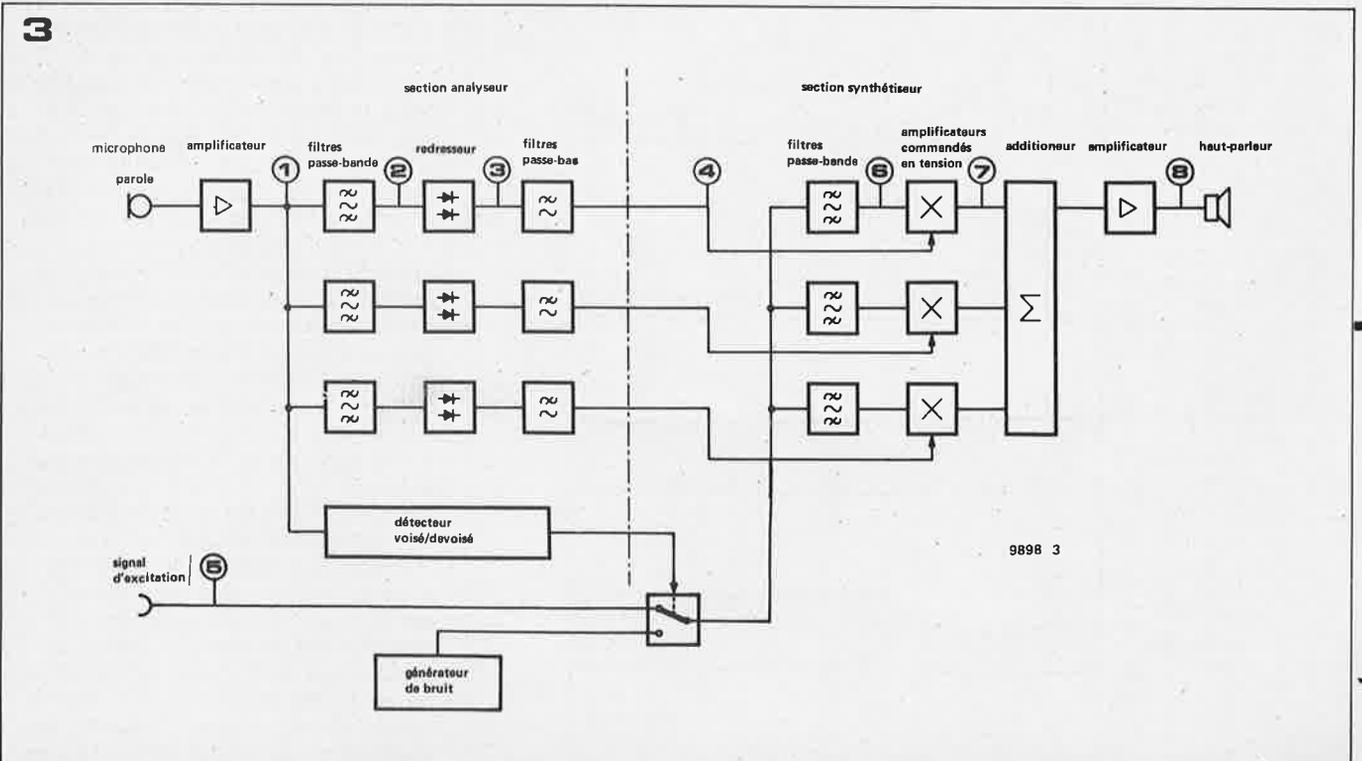
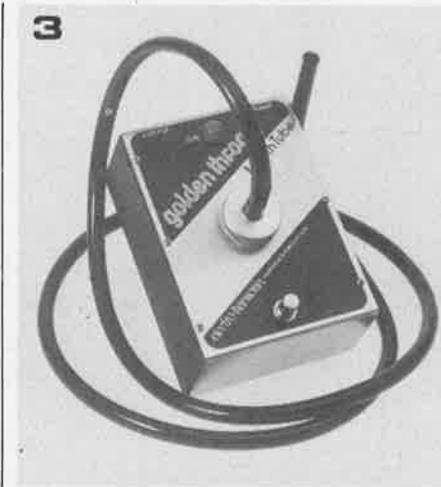
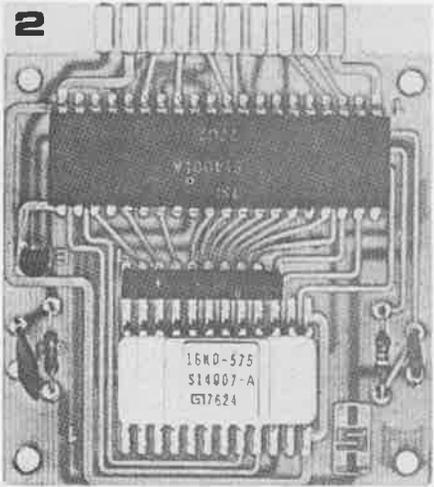




servir de ses cordes vocales, mais en modifiant simplement la forme de sa cavité buccale, l'instrumentiste est alors capable d'articuler le signal de la guitare de telle manière que l'instrument donne l'impression de 'parler'. Ce signal est recueilli par un microphone placé à l'avant de la bouche du musicien et est injecté dans le système de sonorisation selon la méthode habituelle. Les sons produits sont essentiellement similaires à ceux que génère un vocodeur. Cependant, le mouth tube n'a que des possibilités d'application passablement limitées, et, lorsqu'on le compare aux vocodeurs, la qualité de l'articulation est considérablement inférieure. Il est, en particulier, extrêmement difficile de produire les sons dévoisés et les plosives.

Vocodeurs modernes

Parvenu à ce point de l'exposé, le lecteur a pu acquérir une conception claire des principes de base du codage: le vocodeur module l'articulation de la parole sur un second signal dit 'd'excitation'. Ceci se fait en convertissant le signal phonique d'entrée en informations que l'on peut utiliser pour modifier le signal de sortie. Bien qu'en principe il y ait différents moyens d'analyser et de synthétiser la voix, les trois vocodeurs dont nous avons parlé en début d'article sont tous du type à 'canaux'. La figure 3 montre le schéma synoptique de ce genre d'appareil. Le signal phonique (venant du microphone) est introduit dans un jeu de filtres passe-bande qui le divisent en un certain nombre de bandes de fréquences distinctes et très étroites. En redressant ces signaux et en les introduisant au travers de filtres passe-bas, on obtient une série de tensions continues représentant l'enveloppe des signaux de sortie des



9898 3

Figure 3. Schéma synoptique fonctionnel d'un vocodeur à canaux. Tous les vocodeurs conçus pour l'obtention d'effets musicaux et spéciaux s'inspirent de ce schéma classique. Un ensemble de filtres passe-bande et de suiveurs d'enveloppe font une analyse spectrale en temps réel du signal phonique. Il en résulte une série de tensions de commande qui pilotent un ensemble de VCAs (amplificateurs commandés en tension) afin de modifier le signal de remplacement. En conséquence, le spectre du signal phonique primitif est imposé au signal 'd'excitation' (normalement non-vocal). Le détecteur de sons voisés/dévoisés explore en permanence le signal phonique et détermine, à tout instant donné, s'il est nécessaire que le générateur de bruit soit commuté dans le circuit. Il faut un générateur de bruit car la plupart des signaux d'excitation n'ont pas un spectre suffisamment large pour permettre la synthèse des sifflantes. Pour des raisons de simplification, seules trois voies figurent sur le schéma.

Photo 1. Il y a environ deux ans qu'est apparue sur le marché une calculatrice 'parlante' comportant un très petit synthétiseur de voix.

Photo 2. Plaquette de circuit imprimé du synthétiseur de voix contenu dans la calculatrice 'parlante'. Le circuit n'est formé que de deux circuits intégrés: une ROM qui accumule les composantes phoniques sous forme numérique, et un micro-combinateur qui sélectionne les composantes de n'importe quel mot, et qui, grâce à un convertisseur D/A, les dispose pour la formation d'un signal phonique analogique.

Photo 3. Exemple de mouth tube ou mouth bag. Le coffret contient un amplificateur de puissance et un haut-parleur. Le son résultant est acheminé vers la bouche du musicien via un tube plastique et l'instrumentiste module ou 'articule' le signal en modifiant la forme de ses cavités et buccale. Grâce à quoi il semble donc faire parler ou chanter sa guitare, ou tout instrument dont il joue.

Photo 4. Le vocodeur EMS grand format a été le premier appareil de ce genre à être commercialisé après avoir été conçu expressément pour la réalisation d'effets musicaux ou spéciaux en studio d'enregistrement. L'instrument contient plusieurs dispositifs complémentaires, tels que un extracteur de hauteur de son (convertisseur de hauteur de son en tension) et deux synthétiseurs VCOs (oscillateurs commandés en tension) que l'on peut mettre en jeu à partir de claviers externes.

4



filtres. Ce sont en fait les tensions de commande qui vont régir le jeu de filtres du synthétiseur et représentent une analyse spectrale en temps réel du signal phonique.

Le signal vocal d'entrée est appliqué également à un second circuit, le détecteur de sons voisés/dévoisés. Celui-ci explore en permanence le signal vocal pour distinguer s'il s'agit d'un son voisé ou d'un son dévoisé, et il indique le résultat de son examen en provoquant la commutation sur l'une ou l'autre de deux tensions (par exemple, 0 V et +5 V).

Les sorties du détecteur de sons voisés/dévoisés et des détecteurs d'enveloppe commandent la section 'synthétiseur' du vocodeur. Ce synthétiseur comporte le même nombre de filtres que la section 'analyseur' de telle façon que le signal d'excitation (produit simplement par les oscillateurs du synthétiseur et le générateur de bruit, ou encore par ces deux sources acoustiques associées à un signal d'entrée externe) est séparé en un même nombre de bandes de fréquences distinctes que celui du signal phonique. Ensuite, les sorties des sections de filtres sont modifiées par les tensions de commande dérivées des suiveurs

d'enveloppe, via une série d'amplificateurs commandés en tension, la conséquence étant que le spectre du signal phonique soit imposé au signal d'excitation.

Les différents canaux sont additionnés et introduits dans l'étage de sortie. Le signal résultant possède la 'voix' du signal d'excitation (celle d'un violon, par exemple), mais il a l'articulation du passage phonique. En outre, le caractère typique du signal d'excitation aussi bien que les nuances d'articulation du signal vocal (dialecte, accent d'insistance, etc.) sont conservés intégralement. Ce qui revient à dire que la voix humaine est simplement remplacée par celle de tout instrument dont on s'est servi produire le signal d'excitation.

Par conséquent, et en théorie, le détecteur de sons voisés/dévoisés devrait être superflu; néanmoins, la plupart des signaux d'excitation n'ont pas un spectre dynamique suffisamment large pour synthétiser les sons des sifflantes ('s', etc.). C'est la raison pour laquelle le détecteur de sons voisés/dévoisés fournit à la section synthétiseur la 'matière première' appropriée chaque fois que le signal d'excitation n'est pas en mesure de le faire.

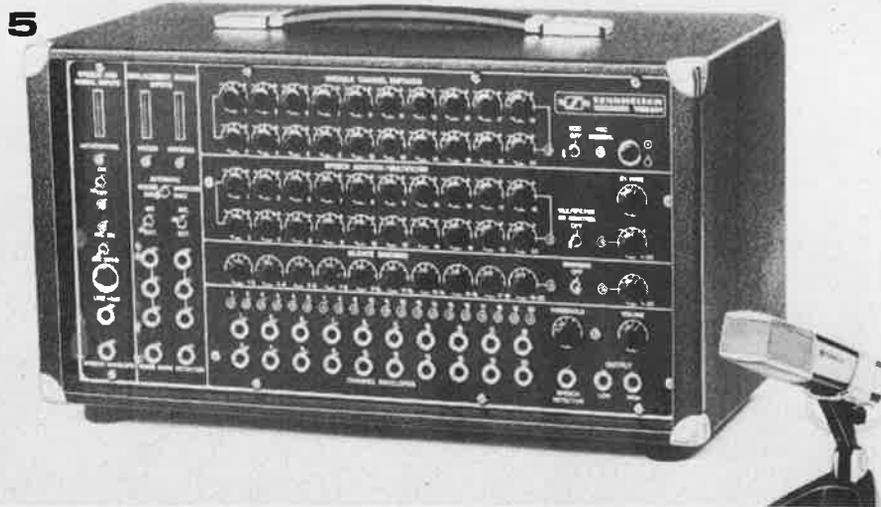


Photo 5. Sound Effect Vocoder VSM 201 de Sennheiser. Ce vocodeur fut conçu spécialement pour utilisation en studio et peut être incorporé en tant que module dans les synthétiseurs de studio de type Moog.

Photo 6. 'Mini-vocodeur' EMS; ses dimensions, son prix et la facilité extrême avec laquelle on le transporte en font un appareil idéalement adapté à l'utilisation sur scène.

Photo 7. Deux clichés montrant le type de signaux qui apparaissent typiquement aux points-tests numérotés de la figure 3.

- ① Signal venant du microphone (voix). Le tracé est celui qui correspond à la voyelle 'a' dans le mot anglais 'bast'.
- ② Signal de sortie d'une voie de filtre de la

section analyseur (fréquence centrale 680 Hz, 6 dB pour largeur de bande 140 Hz).

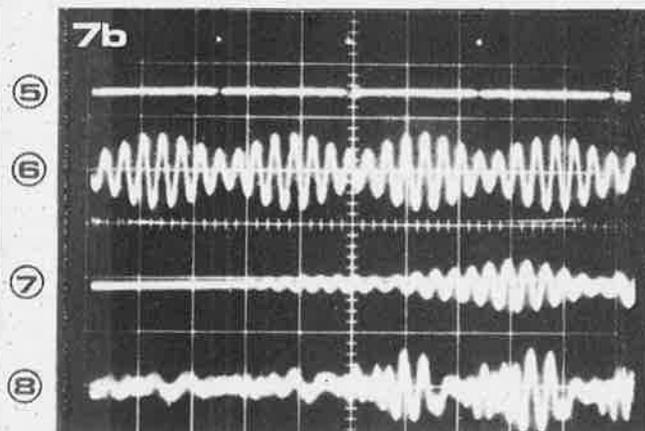
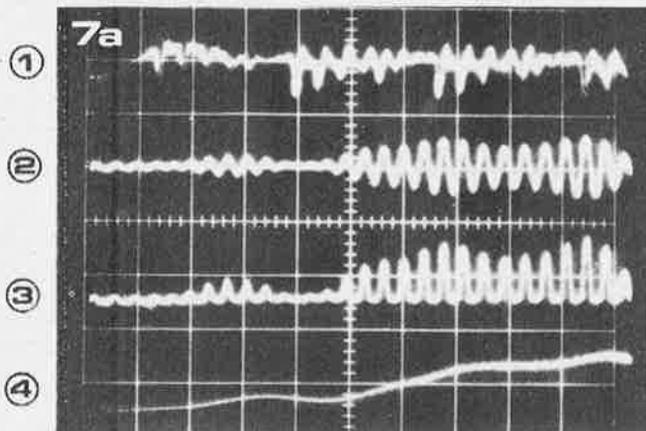
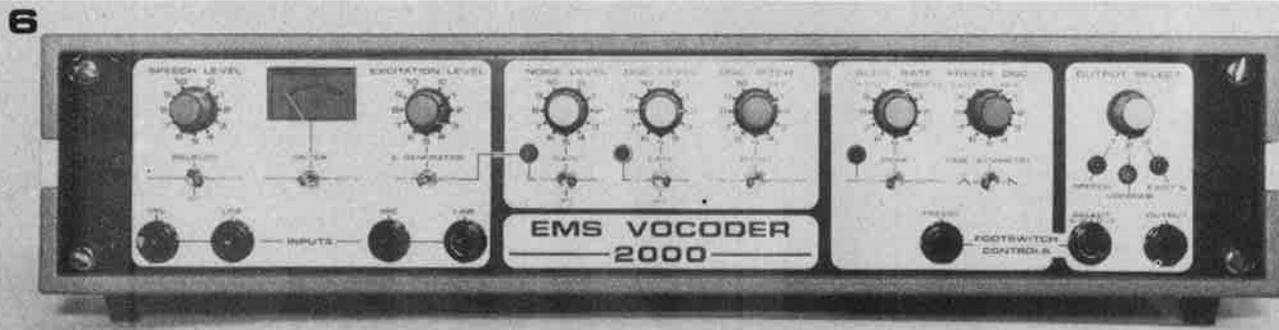
- ③ Signal après redressement.
- ④ Tension de commande obtenue après que le signal redressé ait été filtré par les filtres passe-bas.
- ⑤ Signal d'excitation provenant d'un générateur d'impulsions. La fréquence est d'environ 150 Hz.
- ⑥ Signal obtenu après que les impulsions aient été injectées dans les filtres du synthétiseur.
- ⑦ Signal obtenu lorsque le signal de sortie de la section analyseur ④ a été modulé sur la sortie des filtres du synthétiseur.
- ⑧ Signal de sortie final du vocodeur obtenu par l'addition de toutes les sorties des voies du synthétiseur. On observe clairement la similitude entre le signal final et le signal phonique original.

Les photos 7a et 7b montrent des exemples de signaux typiques apparaissant aux points-tests numérotés de la figure 3. La progression des signaux visibles sur la photo 7a illustre la façon dont le signal phonique d'entrée est converti, dans la section analyseur, en tensions de commande qui régissent les amplificateurs commandés en tension. La photo 7b montre comment le signal de sortie est synthétisé lorsqu'on utilise un générateur d'impulsions comme signal d'excitation. La seconde partie de cet article comportera une description plus détaillée du fonctionnement d'un vocodeur et examinera également les différentes applications de ces appareils.

Références:

Figures 1, 2 et 3, photos 5 et 7: Sennheiser-Electronic Wedemark, Hannover, West Germany.
Photos 1 et 2: Silicon Systems Inc., Irvine, California.
Photo 3: Electro-Harmonix, New York.
Photos 4 et 6: EMS, London.

L'auteur et l'éditeur désirent remercier Messieurs Orr d'EMS Ltd., Buder de la firme Sennheiser et Funk de Hamburg Radio Studios pour leur contribution à la préparation de cet article.



fréquence-mètre 1/4 GHz

Un fréquence-mètre est un appareil précieux pour tout électronicien. Si un tel appareil couvre une étendue de mesure de 20 Hz à 250 MHz, possède un dispositif évitant le scintillement du dernier chiffre significatif et de plus affiche automatiquement la gamme et la position de la virgule, on a vraiment affaire à un modèle de performances professionnelles. Cet article démontre que l'on peut construire soi-même un appareil de cette complexité avec des moyens simples et pour un prix de revient relativement réduit, pour ce l'ensemble du fréquence-mètre est câblé sur quatre circuits imprimés.

Les appareils de mesure de classe professionnelle ne sont généralement pas facilement réalisables par les électroniciens amateurs. Cependant, le fréquence-mètre 1/4 GHz décrit ci-après est un appareil professionnel dont la réalisation ne pose pas de problème: après avoir soudé tous les composants sur les circuits imprimés, il n'y a plus qu'à relier le transformateur d'alimentation pour avoir un appareil prêt à l'usage. Bien entendu, il faut déjà avoir une certaine pratique pour pouvoir être certain du résultat final. L'étalonnage se limite à trois réglages peu critiques; les préamplificateurs sont stables, car très bien découplés. La commutation de gamme se fait au moyen de tensions continues, et un système de bus assure la commande du compteur LSI, de la base de temps, des diviseurs, des points décimaux et de la gamme de mesure (MHz, kHz, Hz). Ce système de bus ne demande aucun travail de câblage, car les liaisons nécessaires se trouvent imprimées sur les circuits de commande et de comptage.

Schéma synoptique

Le schéma synoptique se trouve à la figure 1. Comme on peut le voir, le circuit présente deux entrées: la basse fréquence s'étend de 20 Hz à 10 MHz, avec une impédance d'entrée d'environ $1\text{ M}\Omega$. Le domaine haute fréquence est situé entre 8 MHz et 250 MHz, avec une impédance d'entrée d'environ $50\ \Omega$. La platine basse fréquence travaille sans diviseur; par contre, le préamplificateur HF est suivi d'un prédiviseur ECL (logique à couplage d'émetteur) et d'un diviseur TTL, ainsi le facteur de division global atteint 1:100. Les deux signaux d'entrée, amplifiés et amenés au niveau TTL, sont appliqués par l'intermédiaire du bus 'divider select' à un diviseur par 10 supplémentaire, qui est court-circuité pour certaines gammes de mesure par un montage équipé de portes. Le facteur de division est alors de 1:1.

La base de temps est commandée au moyen du décodeur 'range/display' (= gamme/affichage). Celle-ci délivre les signaux destinés à la commande du compteur (commande de la porte), à la mémorisation des résultats dans le

compteur LSI (store), et à l'établissement d'un décalage initial quelconque de l'affichage. Cette dernière disposition permet d'utiliser le fréquence-mètre pour afficher la fréquence d'accord d'un tuner fonctionnant avec n'importe quelle fréquence intermédiaire.

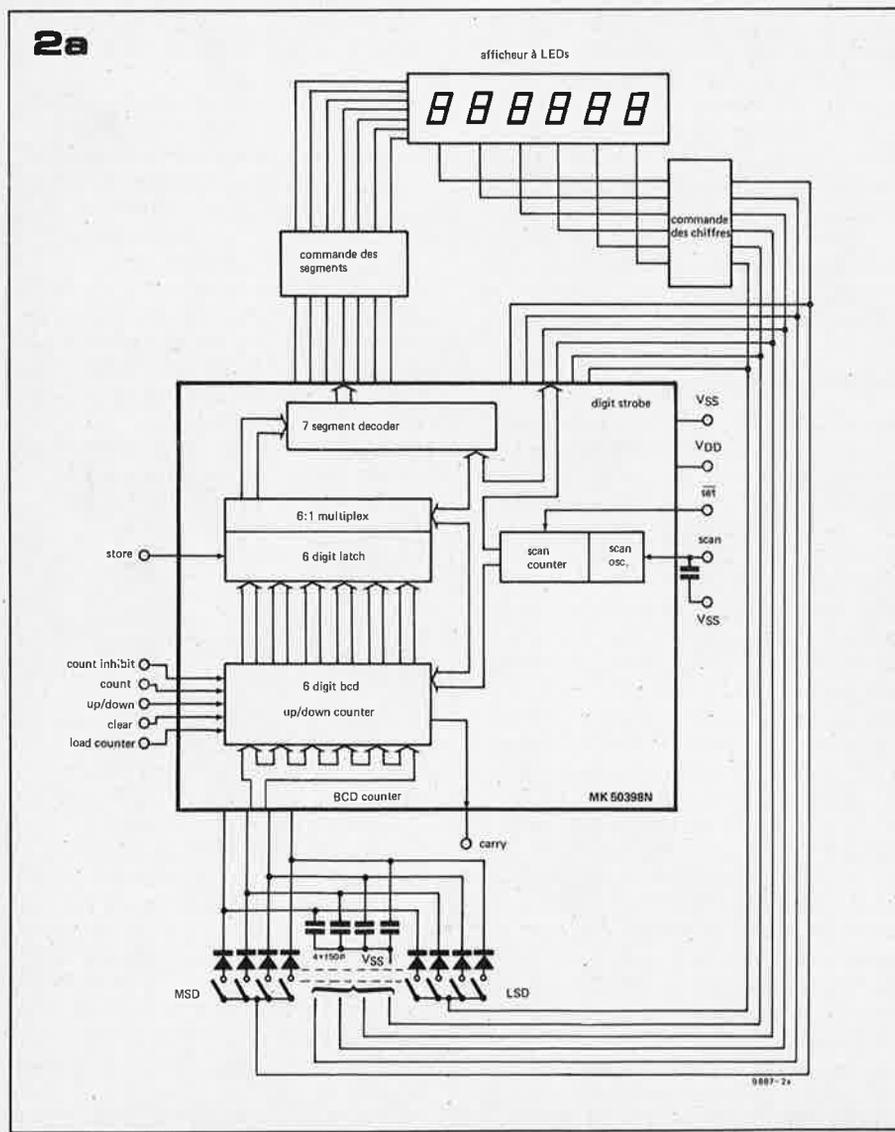
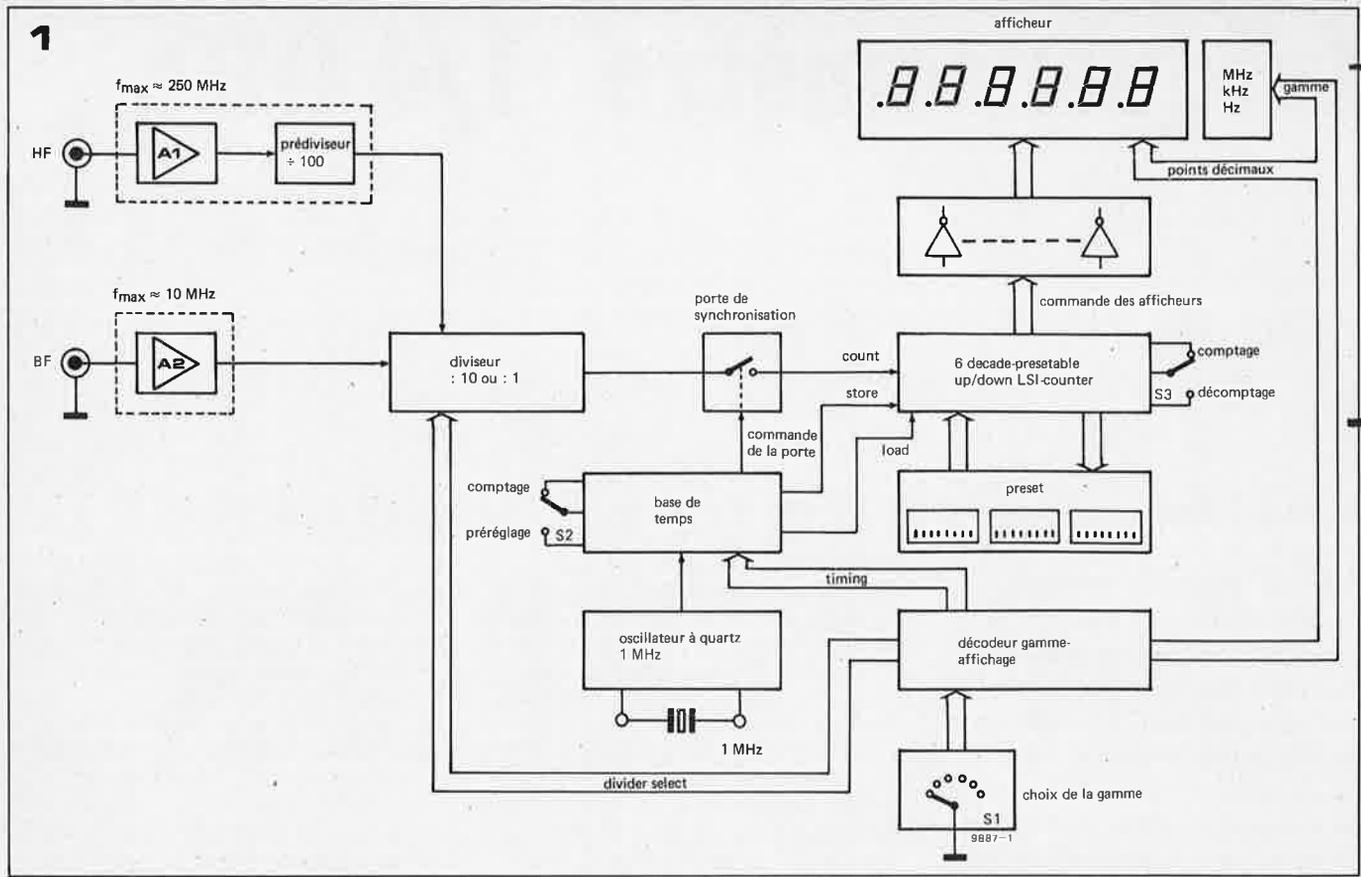
Le signal d'entrée choisi sur le bus 'divider select' arrive sur un circuit de synchronisation qui est également commandé par la base de temps. Ce circuit a pour fonction de synchroniser le signal à mesurer avec les signaux de la base de temps. De cette façon, aucune impulsion de comptage ne peut être perdue, quel que soit le moment où la porte s'ouvre ou se ferme.

Le décodeur gamme/affichage génère les signaux destinés à l'affichage de la gamme choisie et des points décimaux. Lorsque l'on applique les signaux issus de la base de temps au compteur LSI qui constitue la pièce maîtresse du montage, celui-ci effectue par l'intermédiaire des connexions du bus la commande de l'affichage multiplex. Ce sous-ensemble de comptage est relié par un autre bus à des commutateurs Dual-in-line qui permettent de programmer le compteur en code BCD. Le commutateur S2 permet de choisir entre le mode de fonctionnement normal (count) et le fonctionnement avec décalage initial. S3 effectue la commutation entre comptage et décomptage.

Fonctionnement interne du compteur LSI

Le schéma synoptique du compteur LSI MK 50398 N est représenté à la figure 2a ainsi que les bus permettant la commande de l'affichage à LEDs et la programmation du compteur-décompteur BCD. Lorsque l'entrée 'load counter' est à l'état logique 1, le compteur peut être programmé digit par digit par l'intermédiaire des quatre entrées BCD, en commençant par le digit le plus significatif. L'entrée 'clear' du compteur permet d'en effacer le contenu. Tous les autres registres internes ne sont pas influencés par cette entrée.

Tant que l'entrée 'store' est à l'état



logique 0, les données du compteur sont transmises aux afficheurs; lorsque cette entrée est à 1, elles sont stockées dans la mémoire intermédiaire. La commande de l'affichage dépend de l'oscillateur et du compteur multiplex qui se trouvent également incorporés au chip LSI. Le déroulement dans le temps des impulsions d'échantillonnage destinées à l'affichage est représenté à la figure 2b.

Choix de la gamme de mesure

La figure 3 montre la relation existant entre le temps d'ouverture de la porte de comptage et la gamme de mesure. Sur la figure 3a, c'est la gamme de mesure la plus basse qui a été choisie. La résolution atteint pour cette gamme 0,1 Hz; la porte reste ouverte pendant 10 secondes. L'amplificateur BF est relié directement au circuit de synchronisation. La mesure peut s'effectuer jusqu'à 1 MHz dans le cas de la figure 3b; la porte reste ouverte durant 1 seconde. La figure 3c correspond à la plus haute gamme de l'entrée basse fréquence. Comme le compteur LSI ne peut traiter les fréquences à 1 MHz, un diviseur par 10 a été intercalé entre le préamplificateur et le circuit de synchronisation. Ce diviseur est mis en fonction ou court-circuité par un circuit de portes suivant la gamme choisie (figure 4). La commande du compteur LSI pour les gammes les plus élevées est représentée sur les figures 3d, e et f. Là encore, le diviseur par 10 est soit court-circuité, soit intercalé à l'aide du montage de portes de la figure 4. La configuration décrite à la figure 3f est plus spécialement destinée à l'affichage

2b

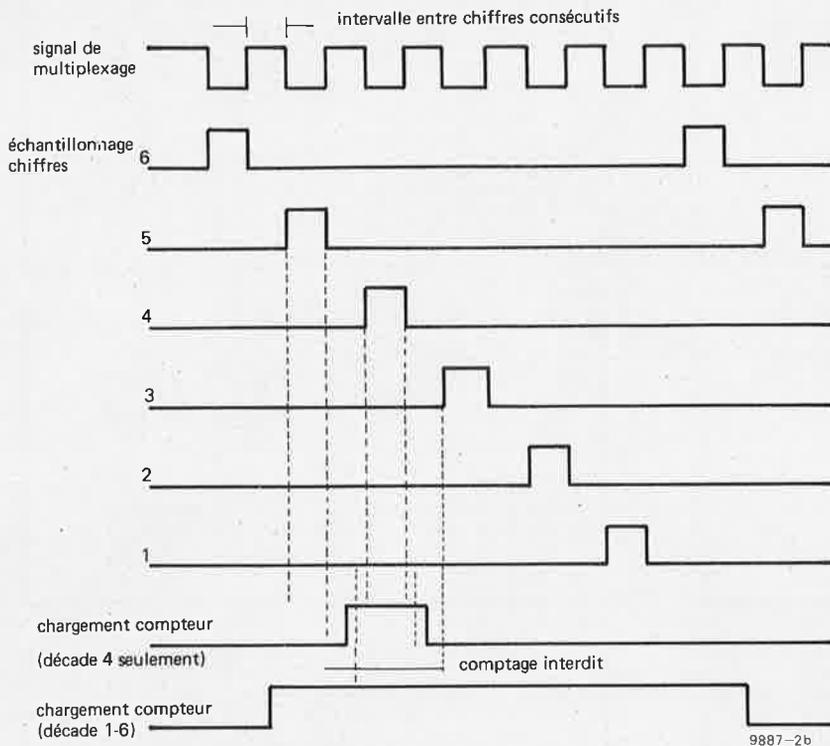


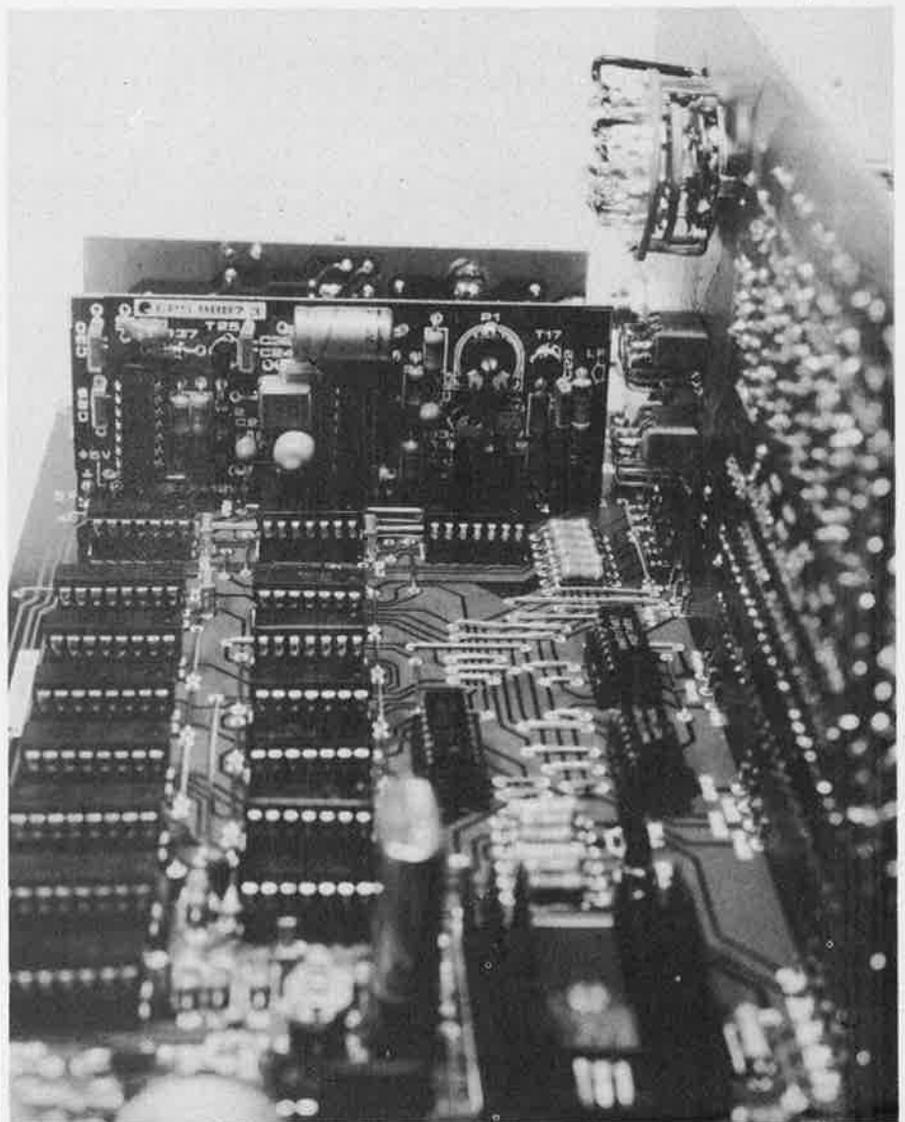
Figure 1. Schéma synoptique du fréquence-mètre 1/4 GHz. Pour limiter l'importance du câblage, le commutateur de gamme S1 est codé numériquement. Un système de bus permet de choisir le préamplificateur utilisé, la position du point décimal, l'affichage de la gamme et la base de temps. Un circuit de synchronisation spécial exclut les erreurs de mesure pour le dernier chiffre significatif en synchronisant la base de temps sur le signal d'entrée.

Figure 2. Structure interne du compteur LSI MK 50398N et système de bus. Les impulsions de l'échantillonnage de l'affichage permettent de programmer le compteur BCD digit par digit, comme le montre le diagramme d'impulsions.

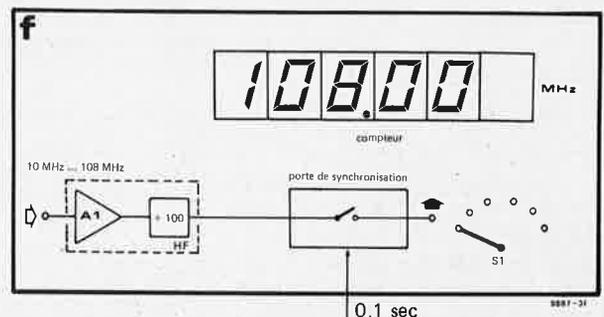
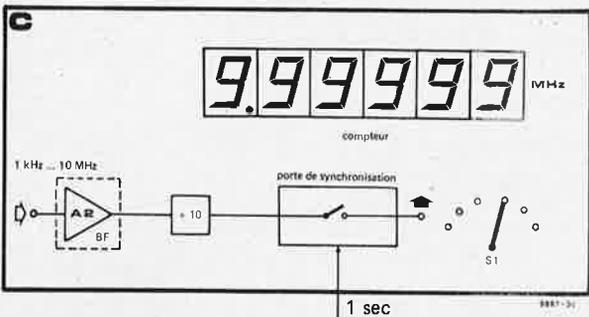
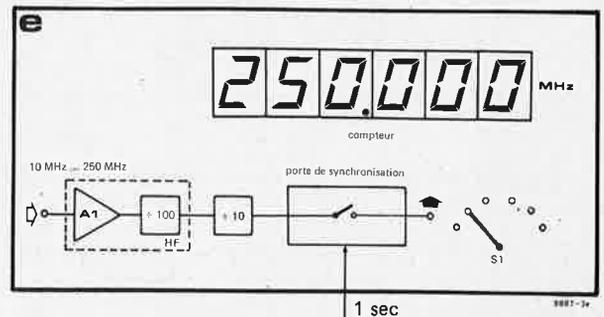
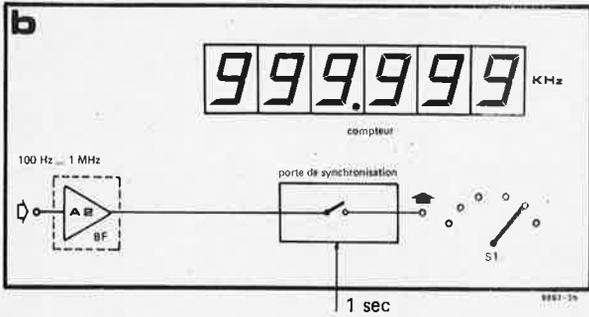
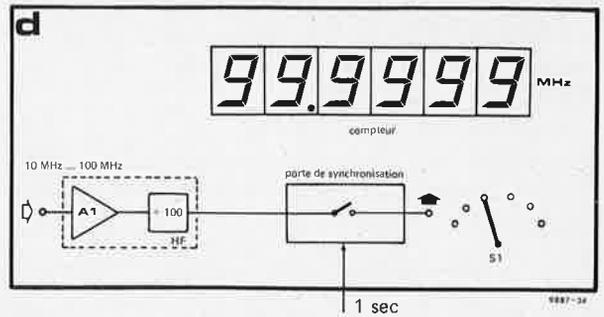
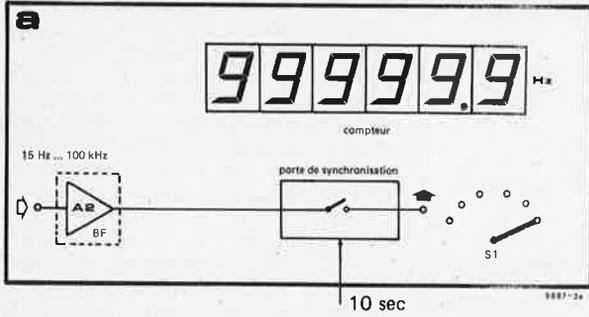
de la fréquence d'accord d'un récepteur FM. Le temps d'ouverture de la porte a été choisi de 0,1 seconde, afin qu'il n'y ait pas trop de décalage entre la manoeuvre du bouton d'accord et l'affichage de la fréquence reçue. De plus, le chiffre le moins significatif (dernier chiffre à droite) est éteint afin d'éviter qu'il clignote, traduisant l'instabilité de l'oscillateur local du tuner.

Base de temps et signaux de commande

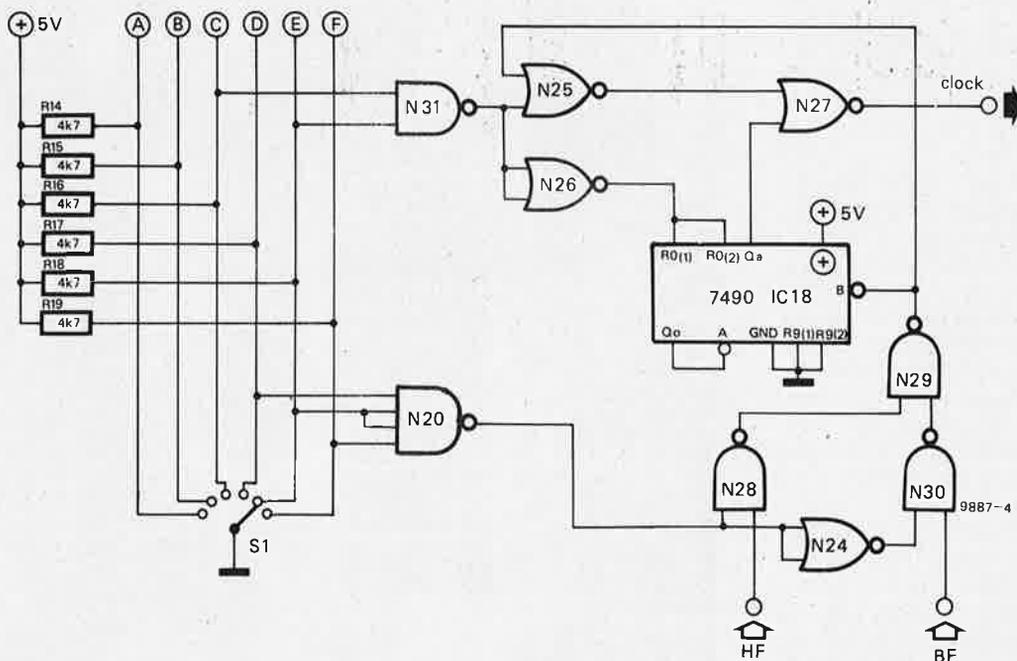
La figure 5 montre d'une façon simplifiée comment les signaux de commande destinés au compteur LSI sont générés par la base de temps à quartz. Le signal de l'oscillateur piloté par quartz divisé par 1000 (1 kHz) est appliqué à l'entrée du diviseur par 10 IC13. Ce circuit intégré simultanément commande les diviseurs IC14 à IC16. Le commutateur Sx, qui se compose en réalité de plusieurs portes commandées par le 'timing bus', permet de choisir le temps d'ouverture de la porte de comptage. Les flancs montants du signal choisi au moyen de Sx font basculer le flip-flop FF1, dont la sortie \bar{Q} passe à 0. La sortie \bar{Q} du flip-flop FF2 est également à cet instant à 0, et les portes A, B et C sont fermées. Tant que la sortie \bar{Q} de FF1 est à 0, la porte de synchronisation IC19 est ouverte, et la sortie 'count' délivre au compteur LSI les impulsions de comptage synchronisées par la base de temps. Une porte TTL spéciale est utilisée comme porte de synchronisation: c'est le synchroniseur d'impulsions 74120. Ce circuit délivre des impulsions jusqu'à



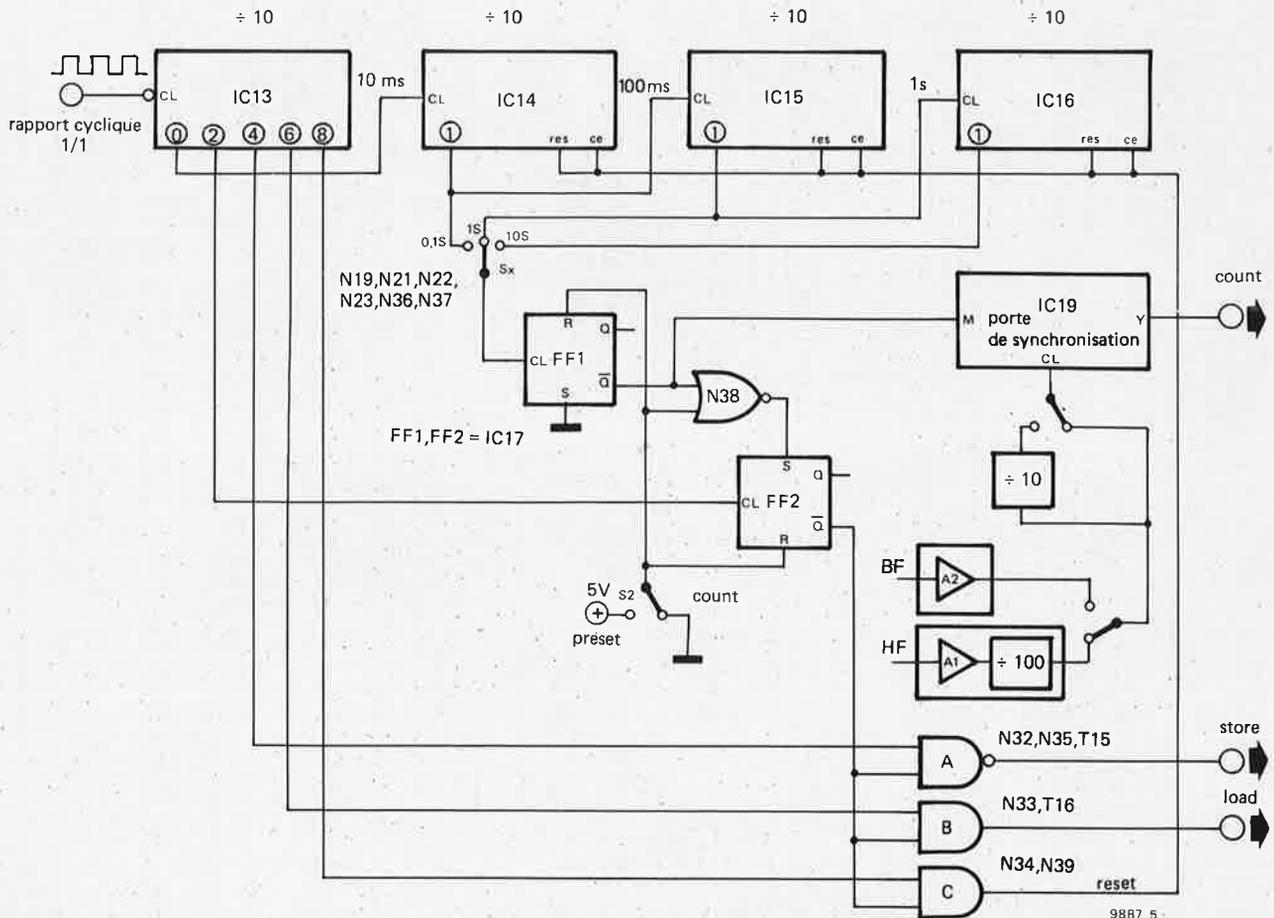
3



4



5



ce qu'un nouveau flanc montant parvienne à l'entrée horloge du flip-flop FF1; la sortie Q de ce circuit passe alors à 1 et ferme la porte de synchronisation. Simultanément, l'entrée horloge de FF2 est mise en fonction par l'intermédiaire de la porte N38 et de l'entrée S. Le flanc montant suivant qui apparaît à la sortie 2 d'IC13 fait passer la sortie Q de FF2 à 1. Les portes A, B et C s'ouvrent, laissant passer les impulsions issues des sorties 4, 6 et 8 d'IC13. La porte C délivre alors une impulsion qui ramène l'ensemble à l'état initial. Un nouveau cycle de comptage recommence environ 1 ms plus tard.

Circuit de commande et de comptage

La figure 6a représente l'ensemble du circuit de commande et de comptage du fréquence-mètre. Les inverseurs N13 à N15 font partie de l'oscillateur à quartz dont la fréquence peut être légèrement modifiée grâce au condensateur ajustable C2. Un diviseur par 1000 constitué des 3 compteurs de Johnson IC10 à IC12 ramène la fréquence initiale de 1 MHz à 1 kHz. Le rôle du compteur IC13 a déjà été expliqué auparavant. Les portes N32 à N35 et N39 remplissent avec les transistors T15 et T16 les fonctions des portes A, B et C de la figure 4. Les signaux de 0,1 s, 1 s et 10 s sont disponibles aux

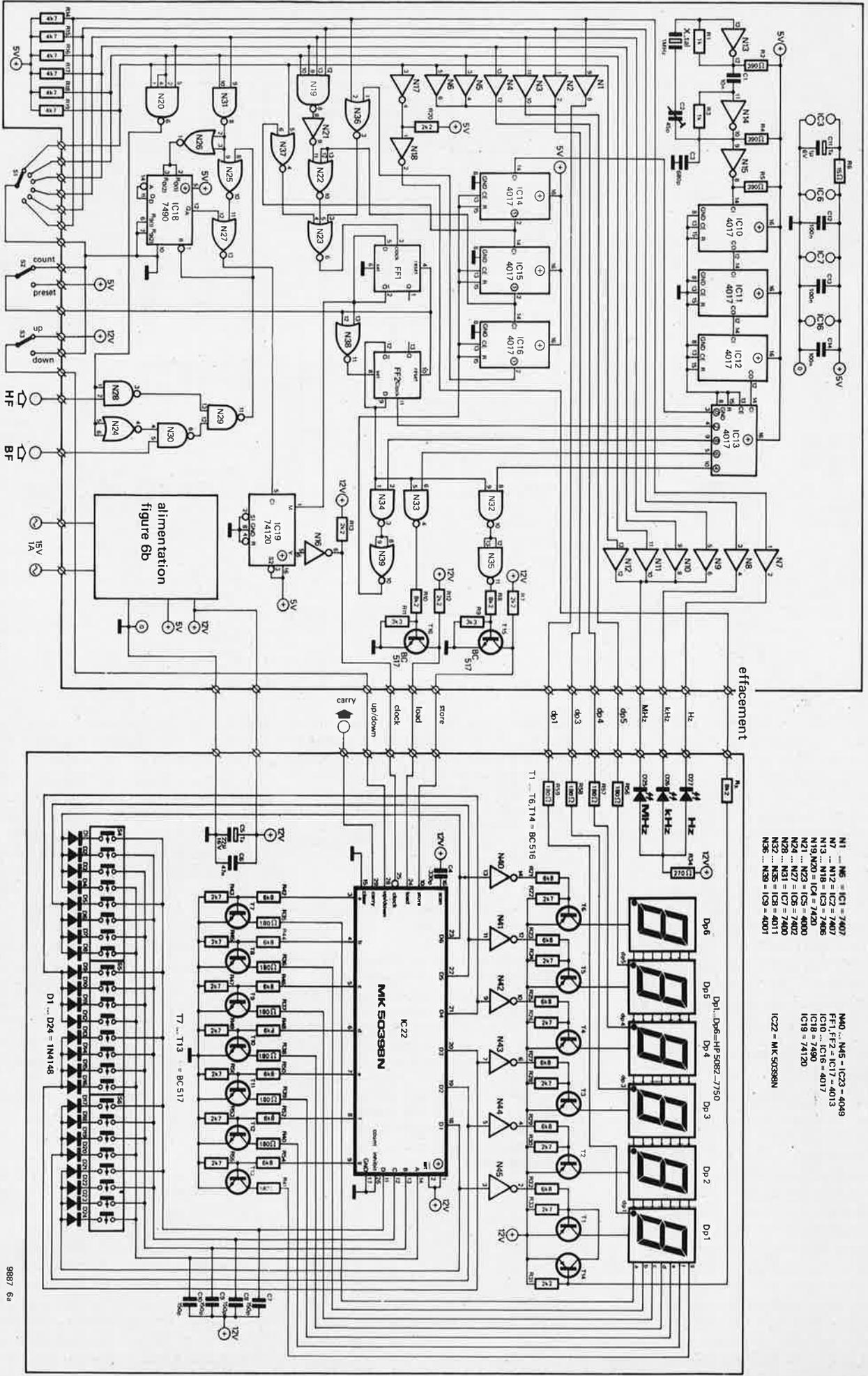
Figure 3. Fonctionnement du fréquence-mètre pour les diverses gammes. Le fréquence-mètre fonctionne pour la BF suivant les figures 3a, b, c, et pour la HF suivant les figures 3d et 3e. La figure 3f montre la façon dont fonctionne le fréquence-mètre pour l'affichage de la fréquence d'accord d'un tuner FM; le dernier chiffre est éteint.

Figure 4. Circuit de portes permettant de court-circuiter le diviseur par 10 supplémentaire des figures 3c et 3e.

Figure 5. Partie simplifiée de la base de temps permettant d'obtenir les impulsions de commande destinées au compteur LSI. Le diviseur IC13 délivre les impulsions de mémorisation, de chargement et de remise à 0, qui ne peuvent traverser les portes A, B et C. IC13 déclenche simultanément IC14 à IC16. Suivant la position de Sx, le flip-flop de la porte de comptage reste ouvert pendant 1/10^{ème} s, 1 s ou 10 s. En réalité, le commutateur Sx est purement électronique et commandé par le système de bus du fréquence-mètre.

sorties 1 des diviseurs IC14 à IC16. Le commutateur Sx de la figure 5 comprend les portes N19, N21, N22 et N23, ainsi que N36 et N37. Suivant la position du commutateur S1, une des durées de comptage est appliquée à l'entrée de la porte FF1. Les portes N25 à N27 et N31 mettent en fonction ou non le diviseur par 10 IC18 suivant la position du sélecteur de gamme; les portes N20, N24, N28 à N30 permettent de sélectionner l'entrée HF ou l'entrée BF. On s'assure ainsi qu'une seule de ces deux entrées délivre un signal à la porte de comptage. Cela supprime également radicalement tout couplage inductif entre les entrées de mesure, surtout pour les fréquences élevées. Les inverseurs N1 à N6 commandent l'allumage des points décimaux de l'affichage, et la gamme (Hz, kHz, MHz) est affichée par les LEDs que commandent N7...N12. Comme on peut le voir sur le schéma, l'ensemble des circuits de comptage est contrôlé par un bus à 6 bits. Si une de ces connexions est mise à 0 par le commutateur S1, les portes réagissent en sélectionnant le temps d'ouverture de la porte de comptage, le préamplificateur utilisé et en affichant la gamme et la virgule. Les impulsions obtenues au moyen du circuit de commande (store, load, clock) commandent le fonctionnement du compteur LSI IC22. Les diodes

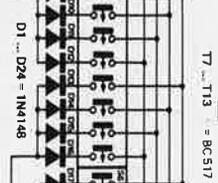
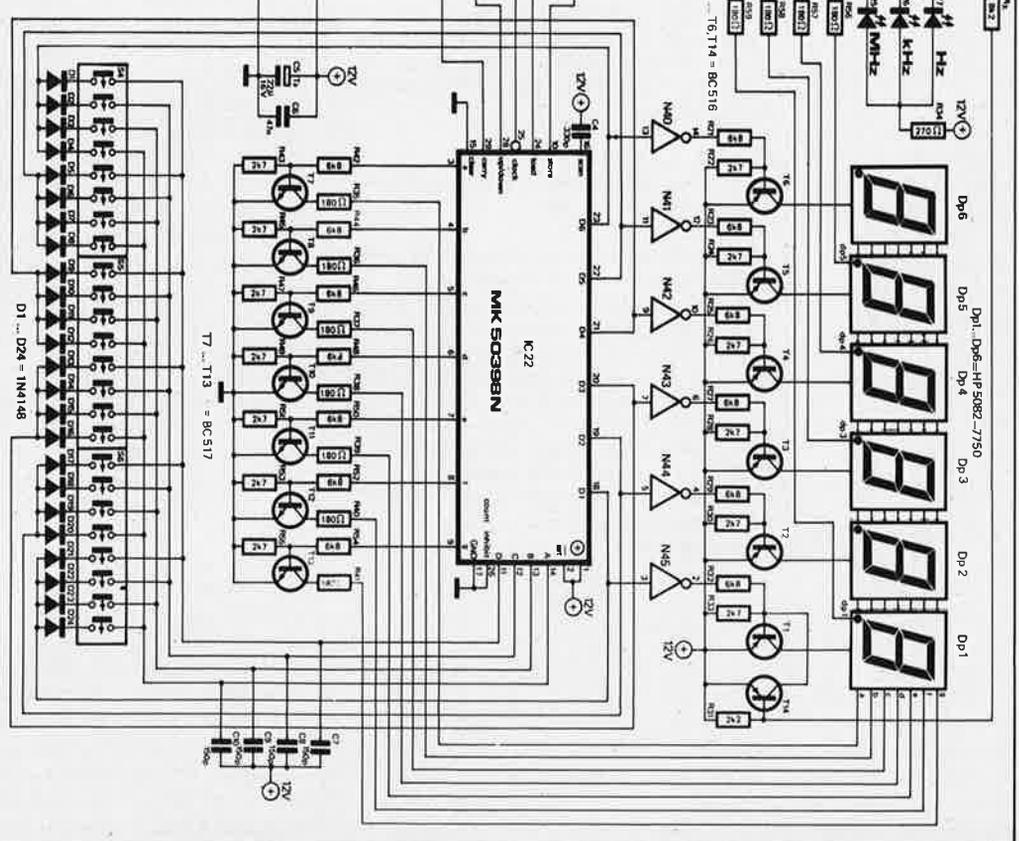
6a



effacement

- N1 ... N6 = IC1 = 7407
- N7 ... N12 = IC2 = 7407
- N13 ... N18 = IC3 = 7406
- N19, N20 = IC4 = 7420
- N21 ... N23 = IC5 = 4000
- N24 ... N27 = IC6 = 7400
- N28 ... N31 = IC7 = 7400
- N32 ... N35 = IC8 = 4011
- N36 ... N39 = IC9 = 4001

- M40, N45 = IC23 = 4049
- FF1, FF2 = IC17 = 4013
- IC10 ... IC16 = 4017
- IC18 = 7490
- IC19 = 74120
- IC22 = MK5039BN



9887 6a

6b

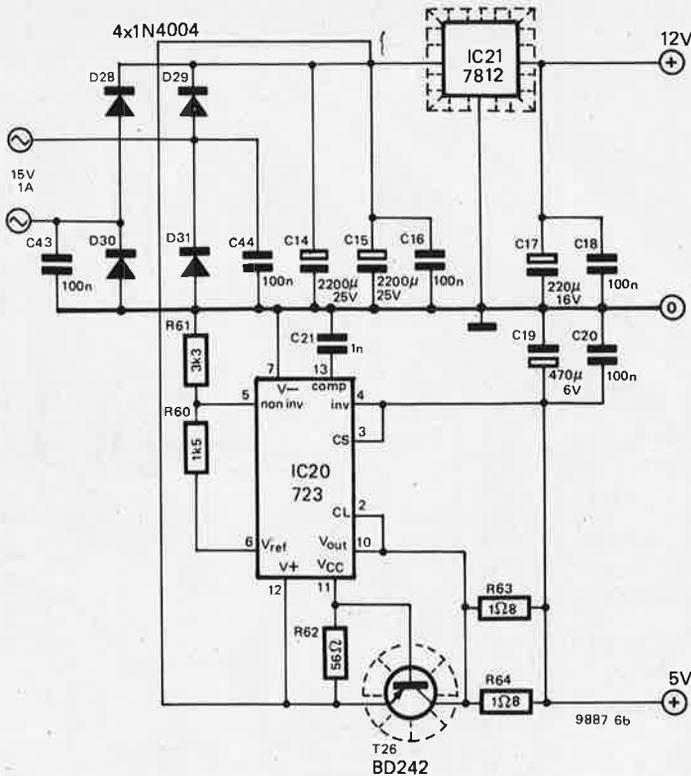


Figure 6a. Schéma du fréquencemètre (sans les préamplis HF et BF).

Figure 6b. Alimentation du fréquencemètre.

D1...D24 et les commutateurs DIL S4...S6 permettent de programmer le compteur digit par digit. Lorsque S2 est en position preset, la valeur pré-programmée est visible sur l'affichage. Si l'on bascule S2 en position 'count', un nouveau cycle de comptage recommence; S2 peut donc également servir de bouton de remise à 0. Les 24 diodes et les commutateurs DIL de prix relativement élevés peuvent être supprimés sans que le mode de fonctionnement du fréquencemètre en soit influencé. Lors de chaque impulsion load, le fréquencemètre est remis automatiquement à 0.

Les anodes communes des afficheurs sont alimentées par l'intermédiaire des transistors T1 à T6. La commande des segments isolés s'effectue par l'intermédiaire de T7...T13. La figure 3f montre que le dernier chiffre significatif est éteint lorsque le commutateur de gamme S1 est placé en dernière position. Dans le circuit, cette fonction est remplie par les inverseurs N17, N18, ainsi que le transistor T14. La sortie 'carry' (retenue) du compteur LSI est reliée à l'extérieur. Cela permet de modifier ultérieurement le fréquencemètre en ajoutant une commutation automatique de gamme. Les circuits intégrés portes et compteurs utilisés sont autant que possible des modèles CMOS; on a choisi des modèles TTL lorsque la vitesse de fonctionnement des CMOS n'était pas suffisante.

L'alimentation (figure 6b) délivre deux tensions stabilisées: IC21 stabilise la tension redressée à 12 V, et IC20 associée à T26 délivre une tension régulée de 5 V.

Platine de comptage, d'affichage et de commande

Le montage complet tient sur deux circuits imprimés qui comprennent chacun la partie de circuit entourée à la figure 6a. Les liaisons entre ces deux parties correspondent au câblage à effectuer entre les deux circuits imprimés. Les compteurs proprement dits et les afficheurs situés à droite de la figure 6a sont montés sur le circuit imprimé comptage-affichage de la figure 8. Le circuit de commande et l'alimentation correspondent au circuit imprimé de la figure 7.

Afin de garantir des soudures impeccables, les deux circuits imprimés sont livrés pré-étamés.

L'amplificateur HF

Le circuit de l'amplificateur HF (8 à 250 MHz) est décrit à la figure 9. Le signal HF est amplifié environ 60 fois par l'amplificateur à deux étages composé de T27 et T28, puis appliqué au diviseur ECL IC24. Le potentiomètre P2 sert à régler le seuil de déclenchement de ce diviseur très rapide. P2 sera obligatoirement un potentiomètre ajustable Cermet ou mieux un modèle 10 tours; on obtient ainsi un réglage beaucoup plus fin du seuil de déclenchement. Le transistor T29 amène le signal HF divisé au niveau TTL et commande un deuxième diviseur par 10 (IC25). La fréquence obtenue à la sortie d'IC25 est donc égale à celle d'entrée, divisée par 100. Le circuit imprimé du préamplificateur HF est représenté à la figure 10; il comprend le préamplificateur lui-même et les deux diviseurs. La disposition du circuit a été

particulièrement soignée afin de garantir la meilleure stabilité possible.

Il sera judicieux de souder le diviseur ECL directement sur le circuit imprimé (sans support) afin d'obtenir la plus large bande passante.

L'amplificateur BF

Le schéma de l'amplificateur BF est décrit à la figure 11. L'étage d'entrée est équipé d'un transistor à effet de champ (T17) qui compose avec T18 et T19 un 'super source-follower'. Le signal traverse ensuite l'amplificateur cascode équipé de T20 à T23. Les transistors de cet amplificateur sont intégrés dans un boîtier DIL du type CA 3086. Ce circuit intégré a été choisi car les capacités parasites des transistors qui le composent sont particulièrement faibles. On peut ainsi réaliser un amplificateur sensible à large bande passante (10 MHz). La sortie à basse impédance de l'amplificateur cascode commande deux triggers de Schmitt consécutifs (IC27) qui amènent le signal d'entrée amplifié au niveau TTL.

La figure 12 décrit le circuit imprimé de l'amplificateur BF. Les grands plans de masse cuivrés garantissent un fonctionnement irréprochable du circuit. La seule précaution est d'utiliser un condensateur MKH ou MKM pour C26.

Réalisation

Il faut tout d'abord implanter les composants sur les quatre circuits imprimés. On soudera en premier les straps, puis les résistances, les condensateurs et les diodes. Si on utilise des supports pour les circuits intégrés de la platine de comptage et d'affichage, il

7

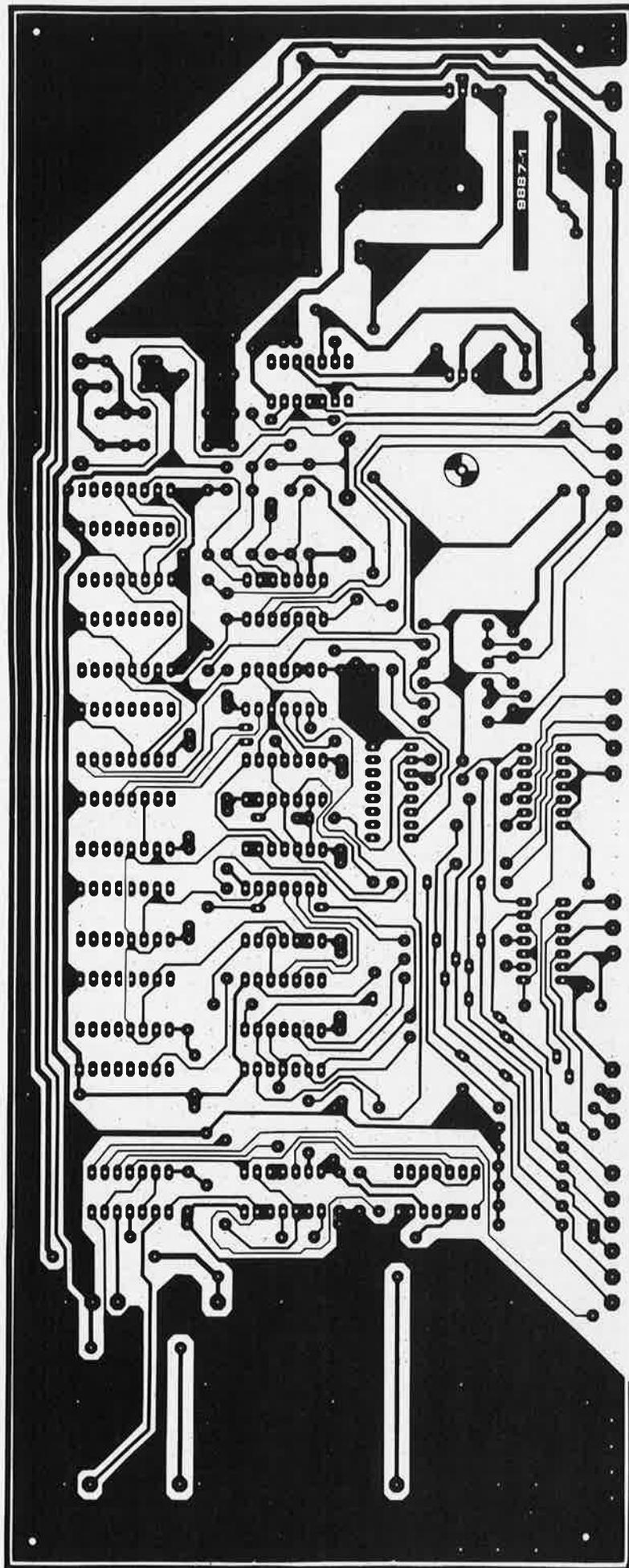
Liste des composants pour le fréquencemètre 1/4 GHz complet

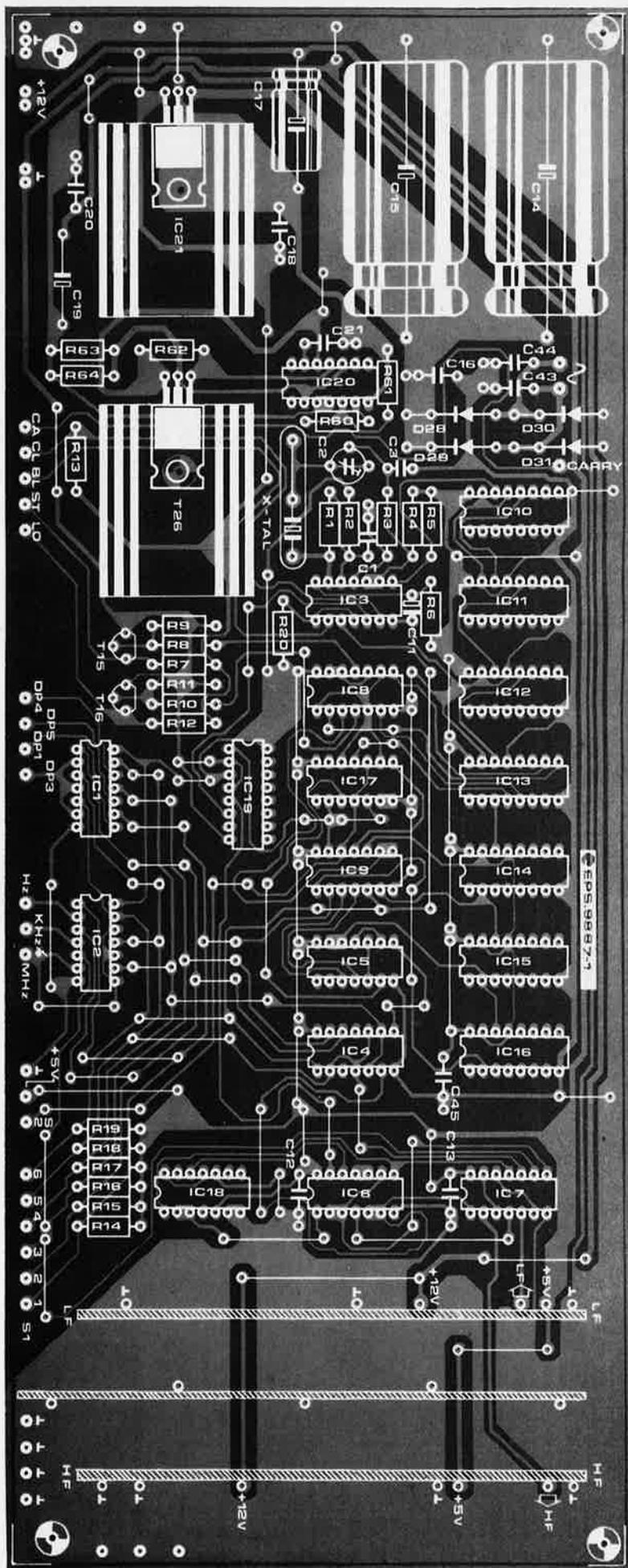
Résistances:

R1,R3,R76 = 1 k
 R2,R4,R5 = 390 Ω
 R6 = 15 Ω
 R7,R12,R13,R20,R31,
 R65,R73 = 2k2
 R8,R10 = 8k2
 R9,R11,R61,R70,R74 = 3k3
 R14 ... R19,R68,R75 = 4k7
 R21,R23,R25,R27,R29,R32,
 R42,R44,R46,R48,R50,R52,
 R54 = 6k8
 R22,R24,R26,R28,R30,R33,
 R43,R45,R47,R49,R51,
 R53,R55 = 2k7
 R34 = 270 Ω
 R35 ... R41,
 R56 ... R59,R88 = 180 Ω
 R60,R72 = 1k5
 R62 = 56 Ω
 R63,R64 = 1 Ω 8
 R66 = 1 M
 R67,R80,R81 = 100 Ω
 R69 = 39 k
 R71 = 33 k
 R77,R84,R85,R89 = 470 Ω
 R78,R82 = 22 k
 R79,R83 = 220 Ω
 R86 = 47 Ω
 R87 = 120 Ω
 R_x = 8k2
 P1 = 1 k ajustable
 P2 = ajustable 5 k Cermet

Condensateurs:

C1 = 10 n MKH, MKM
 C2 = ajustable 45 p
 C3 = 680 p céramique
 C4 = 330 p céramique
 C5 = 22 μ /16 V tantale
 C6,C37 = 47 n céramique
 C7 ... C10 = 150 p céramique
 C11 = 1 μ /6 V tantale
 C12,C13,C16,C18,C20,
 C22,C24,C28,C30,C32,
 C43,C44,C45 = 100 n MKH
 C14,C15 = 2200 μ /25 V
 C19 = 470 μ /6 V
 C21 = 1 n céramique
 C23,C29,C31 = 10 μ /16 V
 tantale
 C17,C25 = 220 μ /16 V
 C26 = 1 μ MKH, MKM
 C27 = 47 μ /16 V tantale
 C33 ... C36, C38 ... C42 = 10 n
 céramique





Semi-Conducteurs:

D1 . . . D24, D34, D35 = 1N4148
 D25, D26, D27 = LED (rouge)
 D28 . . . D31 = 1N4004
 D32, D33, D36 = Zener 4V7, 400 mW
 D37 = Zener 10 V, 400 mW
 T1 . . . T6, T14 = BC 516
 T7 . . . T13, T15, T16 = BC 517
 T17 = E 300
 T18, T19 = BC 557A
 T25 = BC 547B
 T26 = BD 242
 T27, T28 = BFY 90
 T29 = BF 451
 IC1, IC2 = 7407
 IC3 = 7406
 IC4 = 7420
 IC5 = 4000
 IC6 = 7402
 IC7 = 7400
 IC8 = 4011
 IC9 = 4001
 IC10 . . . IC16 = 4017
 IC17 = 4013
 IC18 = 7490
 IC19 = 74120
 IC20 = 723
 IC21 = 7812
 IC22 = MK 50398N (Mostek)
 IC23 = 4049
 IC24 = 95 H90
 IC25 = 74196
 IC26 = T20 . . . T24 = CA 3086
 DIP
 IC27 = 7413

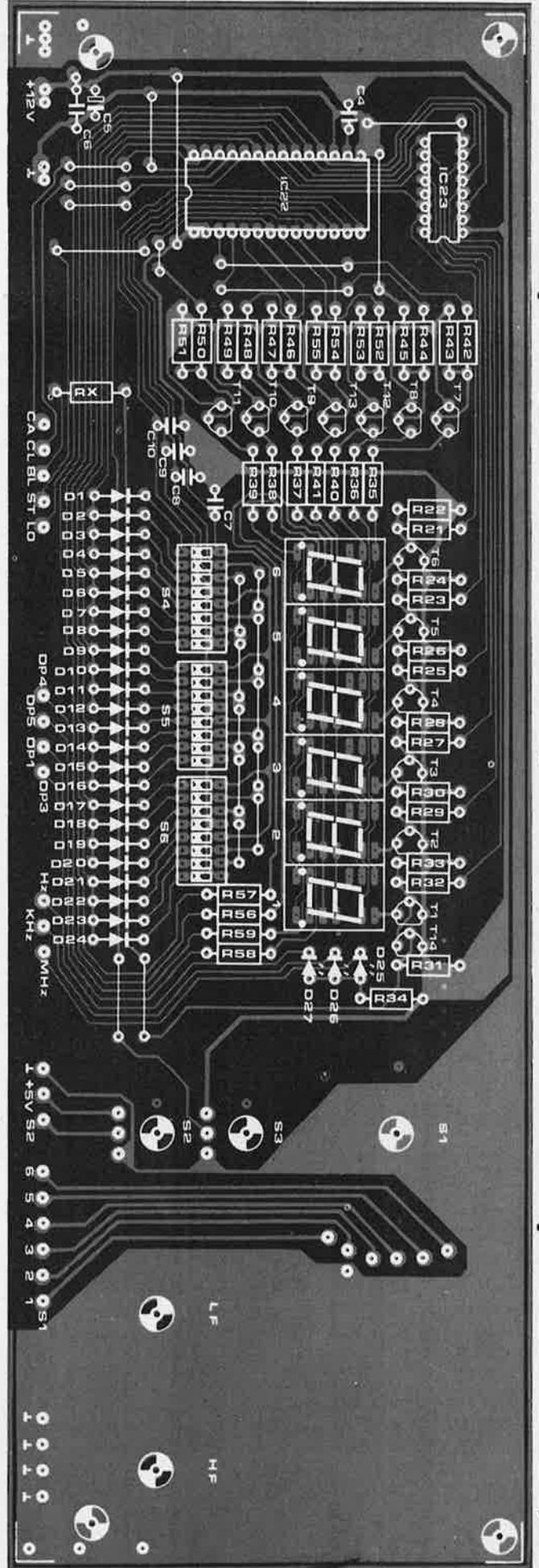
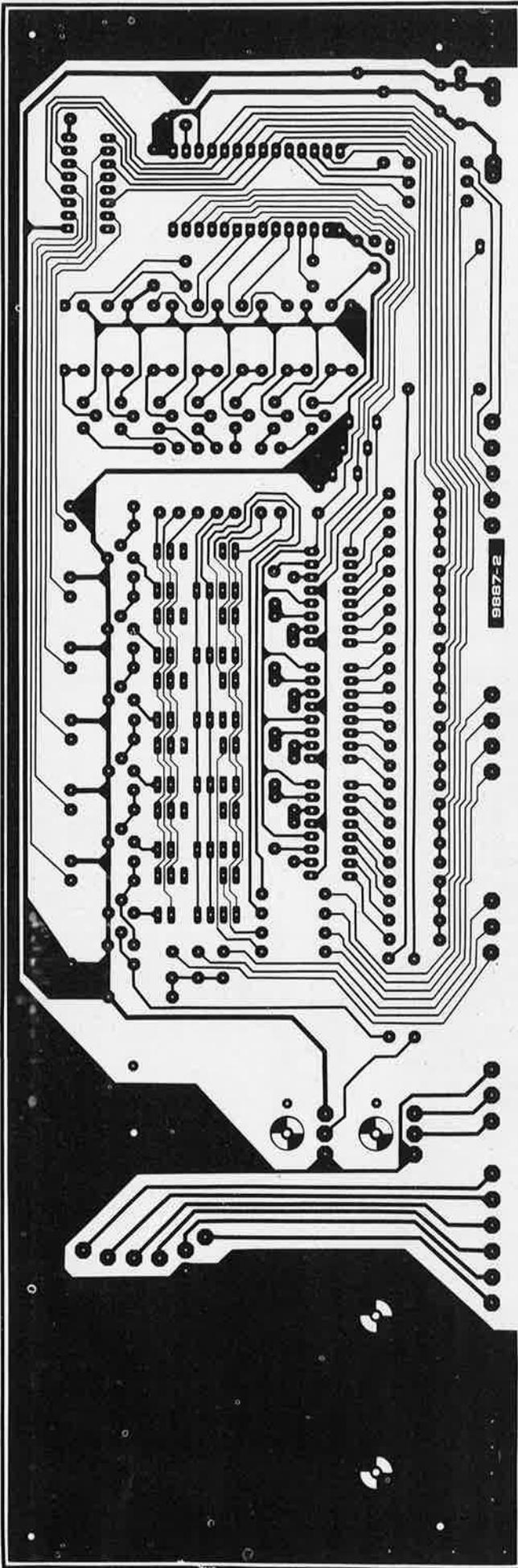
Divers:

L1 . . . L4 = inductance
 fixe 10 μ H
 x-tal = quartz 1 MHz,
 résonance-série, capacité 30 pF
 Dp1 . . . Dp6 = HP 5082-7750
 (anode commune)
 S1 = commutateur six positions,
 un circuit
 S2, S3 = inverseur unipolaire
 S4, S5, S6 = switch DIL 8 voies
 (pour programmation)
 Transfo 15 V/1 A

Figures 7 et 8. Circuits imprimés et implantations des composants correspondant au circuit de la figure 6a (pour que les illustrations tiennent sur une page, elles ont dû être réduites à 88% de leur taille réelle).

Figure 7. Platine de commande et d'alimentation.

8



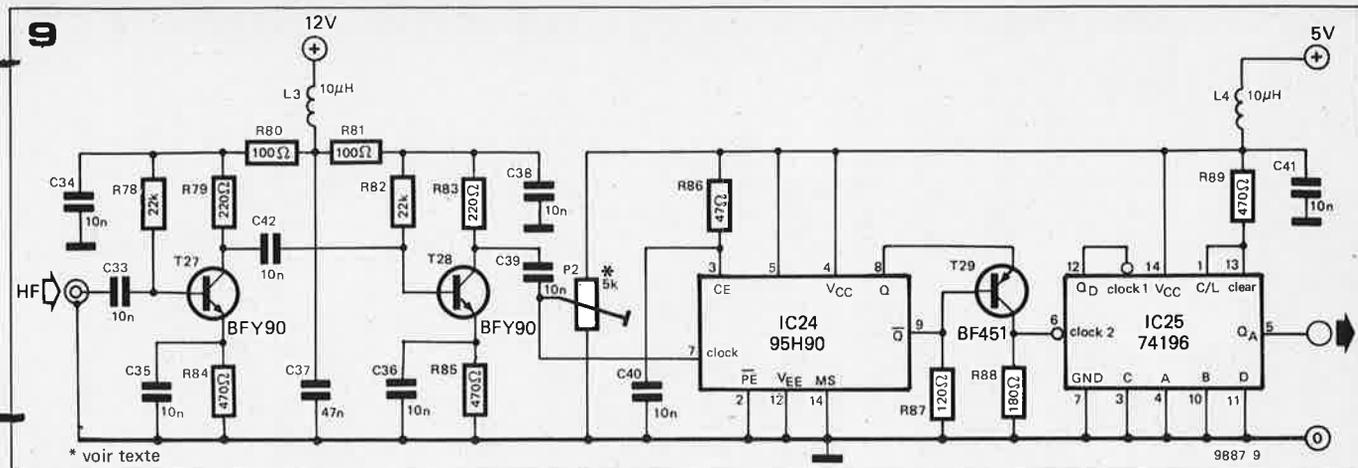
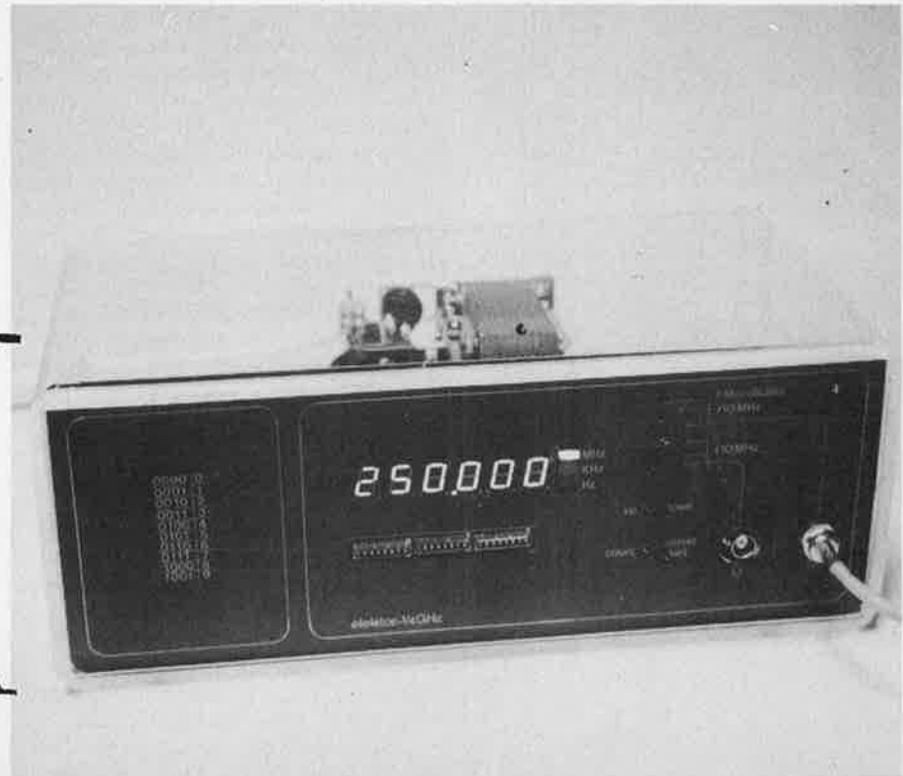
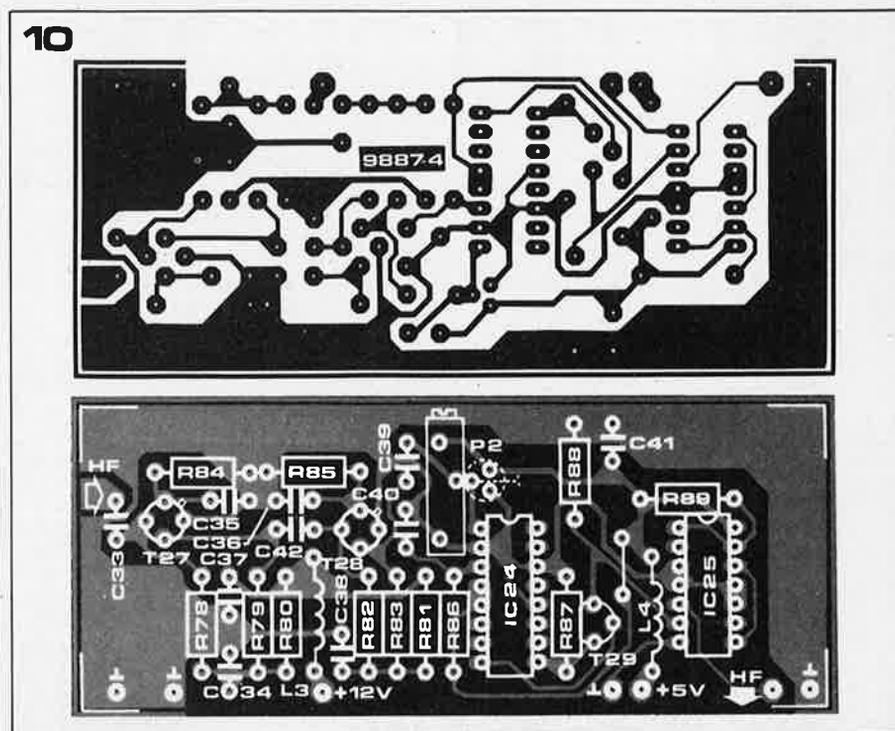


Figure 8. Platine de comptage et d'affichage.

Figure 9. Circuit d'amplificateur HF et des étages diviseurs qui lui font suite.

Figure 10. Circuit imprimé et implantation des composants du circuit de la figure 9. Il est préférable de souder directement le diviseur ECL sur le circuit imprimé, car cela limite l'importance des capacités parasites.



faudra aussi en utiliser pour monter les commutateurs DIL, afin que ces derniers puissent traverser la face avant dont un exemple de réalisation est donné en figure 13.

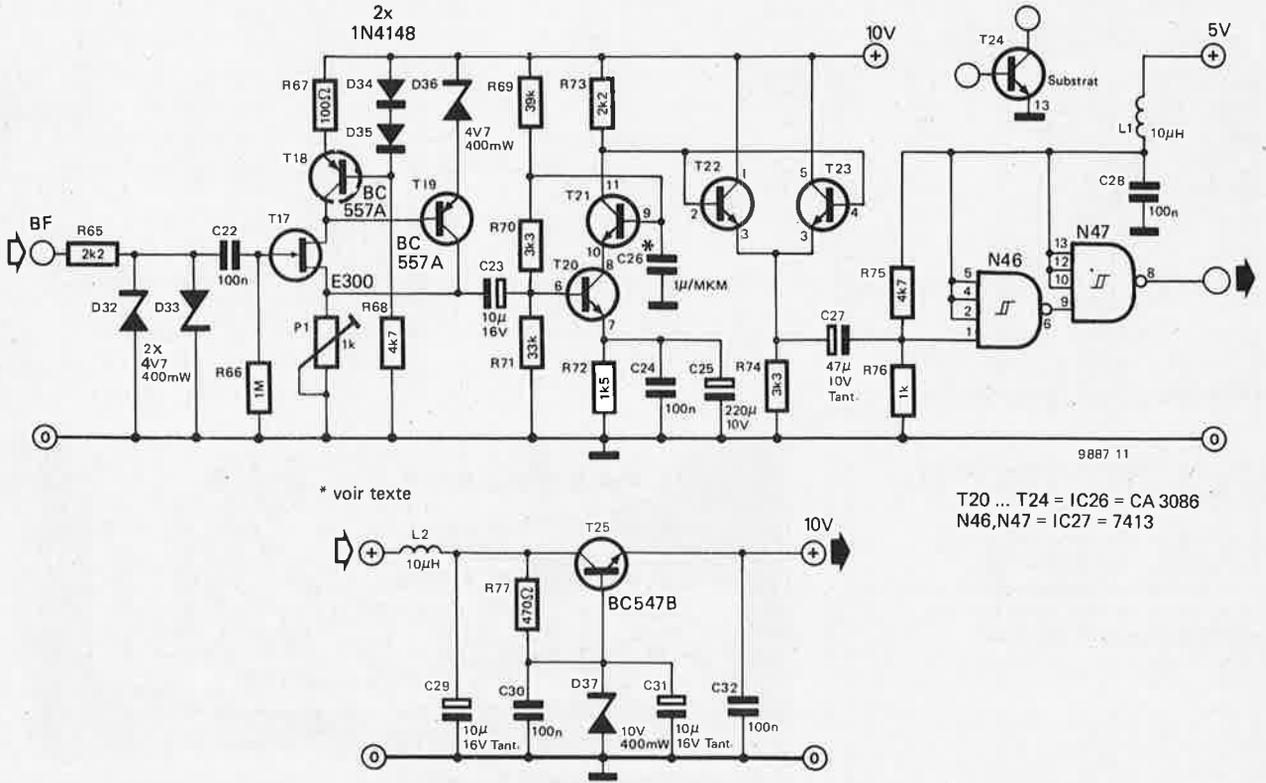
Après avoir implanté les composants, les circuits imprimés seront reliés les uns aux autres, si possible au moyen de fil de câblage argenté de 1 mm de diamètre. On placera un blindage entre les platines de l'amplificateur HF et l'amplificateur BF. Pour ce faire, on pourra employer un morceau de clinquant ou de circuit imprimé cuivré de dimensions adéquates qui sera ensuite relié à la masse.

Il ne reste plus à ce stade qu'à mettre en place et à relier les commutateurs S1 à S3, les prises BNC et un transformateur secteur délivrant 15 V/1 A.

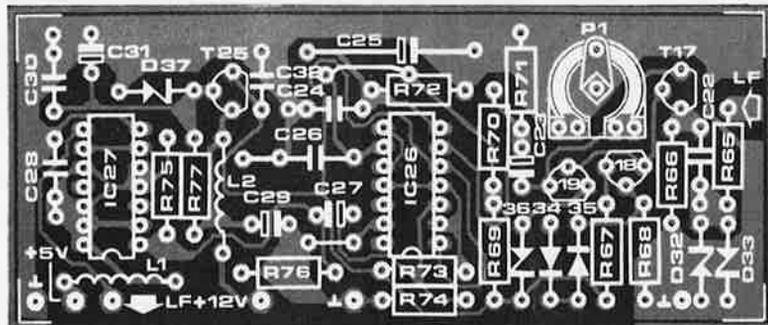
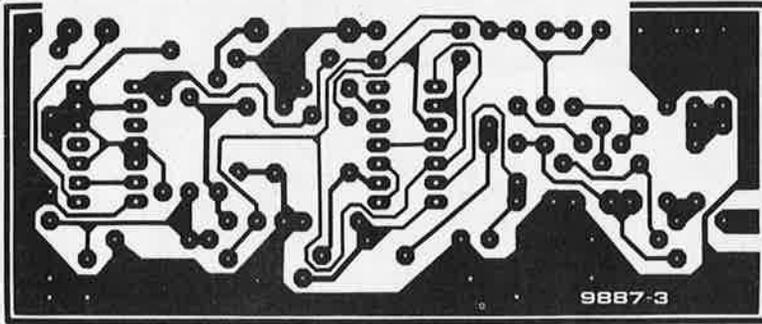
Mise au point

Celle-ci ne présente pas de difficulté. Les lecteurs pouvant disposer d'un fréquence-mètre parfaitement étalonné pourront régler avec précision la fréquence d'oscillation du quartz à 1 MHz au moyen du condensateur ajustable C2. La mesure de la fréquence

11



12



s'effectue à l'entrée clock d'IC10, broche 14. Sinon, on se contentera de régler C2 en position médiane. Il convient ensuite de régler l'amplificateur HF. L'entrée de l'amplificateur sera reliée par un câble coaxial de 50 Ω à une bobine constituée de une ou deux spires de fil de câblage ordinaire et de 10 mm de diamètre. Cette boucle est amenée à proximité de l'oscillateur local d'un récepteur FM, puis on règle P2 jusqu'à obtention de la sensibilité maximale. Pour ce faire, on éloigne peu à peu la boucle de couplage du récepteur FM en réglant P2 de façon à ce que l'affichage reste stable.

Un affichage stable indique avec certitude que le circuit de synchronisation de la platine de base (IC19) reçoit encore un signal sans 'jitter' (= tremblement de grande amplitude et de faible fréquence).

Le réglage de l'amplificateur BF est encore plus simple. Il suffira dans la plupart des cas de mettre le potentiomètre P1 à mi-course. On pourra ensuite améliorer la sensibilité au moyen de ce potentiomètre en appliquant un signal d'amplitude 50 mV et de fréquence 10 kHz à l'entrée.

Exemples d'utilisation

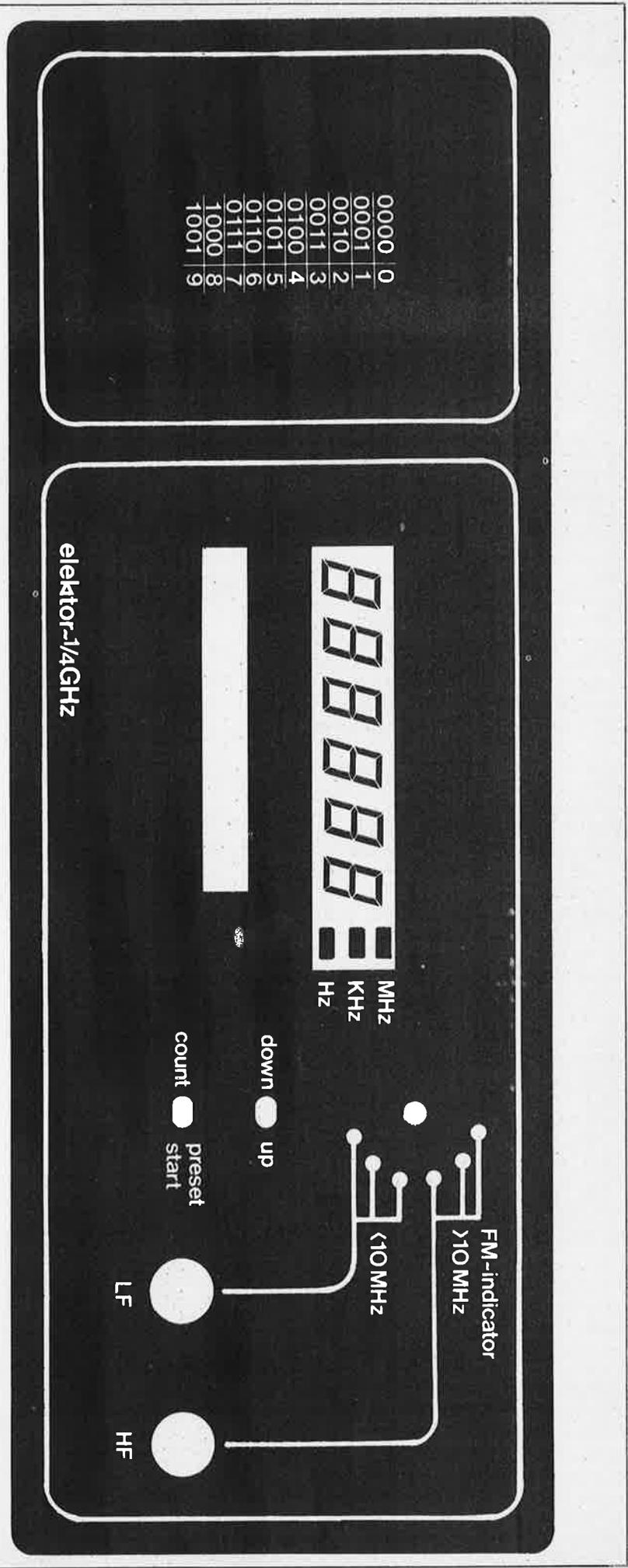
Comme le fréquence-mètre peut être pré-réglé et fonctionner en décompte, il est possible de l'utiliser pour indiquer des différences de fréquence. Si par exemple on doit accorder un oscillateur sur une fréquence de 145,163 MHz, il n'est pas facile du premier coup d'oeil de déterminer de combien diffère la

Figure 11. Circuit et alimentation du préamplificateur BF.

Figure 12. Circuit imprimé et implantation des composants correspondant au circuit de la figure 11.

Figure 13. Aspect de la face avant proposée pour le fréquencemètre (88% de la taille réelle). Le plexiglas se prête très bien à sa réalisation.

13



fréquence mesurée. Il est alors intéressant de préréglage le fréquencemètre avec un décalage de 145,163 MHz et de choisir le mode de fonctionnement par décomptage; le fréquencemètre affiche alors directement la différence avec la fréquence choisie. Lors du décomptage, le 0 peut être dépassé: il est donc possible de s'en approcher par valeur supérieure comme par valeur inférieure. Le fréquencemètre est également bien adapté à l'affichage de la fréquence d'accord de récepteur MA et FM. Généralement, la fréquence intermédiaire est de 10,7 MHz pour les récepteurs FM; la fréquence de l'oscillateur local du tuner est donc supérieure ou inférieure de 10,7 MHz à celle de la porteuse. Si on désire mesurer directement la fréquence de l'oscillateur, le résultat affiché sera donc forcément diminué ou augmenté de ce même chiffre. Pour obtenir une lecture précise de la fréquence porteuse, le compteur sera décalé afin de compenser la FI, il sera donc pré-programmé à 989,300 MHz si la FI est supérieure à la porteuse et à 010,700 MHz si la fréquence de l'oscillateur est inférieure à celle de la porteuse. Les possibilités mentionnées ci-dessus prouvent que le fréquencemètre 1/4 GHz est un appareil très utile pour les passionnés de HiFi comme pour les radio-amateurs. Aussi ce fréquencemètre simple à réaliser offre au constructeur amateur un appareil aux performances ne craignant pas la comparaison avec ses équivalents disponibles dans le commerce et qui sont beaucoup chers.

chasse au lièvre

Le chasseur doit tirer sur le lièvre en mouvement à partir d'un 'affût' choisi. La position du lièvre est indiquée sur une rangée de 10 diodes électroluminescentes rouges s'allumant séquentiellement à mesure que l'animal quitte son terrier pour passer devant le chasseur. Neuf LEDs vertes font face à neuf des dix LEDs rouges; ce sont les 'affûts'. On peut choisir un de ceux-ci au moyen d'un commutateur rotatif, la LED correspondante se mettant alors à clignoter. Le chasseur dispose également de deux poussoirs, l'un permettant de charger le fusil, l'autre de tirer. Le but du jeu consiste à 'faire feu' lorsque le lièvre passe devant la LED clignotante. S'il est touché, le lièvre s'arrête et la LED verte reste allumée. On choisit alors un nouvel affût, le fusil est rechargé et un nouveau lièvre est 'débusqué' en appuyant sur le bouton de départ S3. Si le lièvre n'est pas touché, le fusil doit être rechargé pour pouvoir tirer à nouveau.

La partie se termine lorsqu'on a touché le lièvre à partir de chacun des neuf affûts. La LED placée près du 'terrier' ne sert pas de cible, mais indique simplement au chasseur que l'animal quitte son refuge.

Pour connaître le score de chaque joueur, on peut soit noter le nombre de coups au but réalisé par chaque joueur, soit ajouter un circuit électronique de comptage.

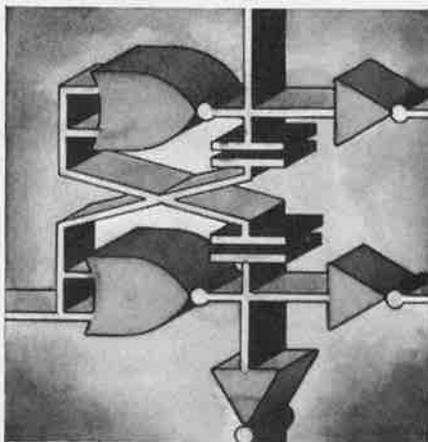
Pour augmenter la difficulté du jeu, le lièvre est 'effrayé' au moment des coups de feu et change brusquement de vitesse et de direction.

Le circuit

Il est décrit à la figure 1. Les impulsions d'horloge commandant le 'lièvre' sont délivrées par deux temporisateurs 555 montés en multivibrateurs astables. Leurs sorties sont reliées à la porte NAND N7. On règle P2 afin qu'IC3 oscille à une fréquence inférieure à celle d'IC4; ainsi la fréquence délivrée par IC4 n'apparaîtra à la sortie de N7 qu'au rythme commandé par IC3. Les salves d'impulsions pseudo-aléatoires obtenus provoqueront un déplacement par à-coups du lièvre. La sortie d'IC4 est également reliée directement à la broche 13 de N1.

Ce jeu d'adresse consiste à 'tirer' sur un 'lièvre'; comme fusil et animal sont purement électroniques, ce jeu peut être pratiqué en intérieur sans risque d'impacts de balles dans les murs ni de taches de sang sur le tapis du salon!

A. Malchau



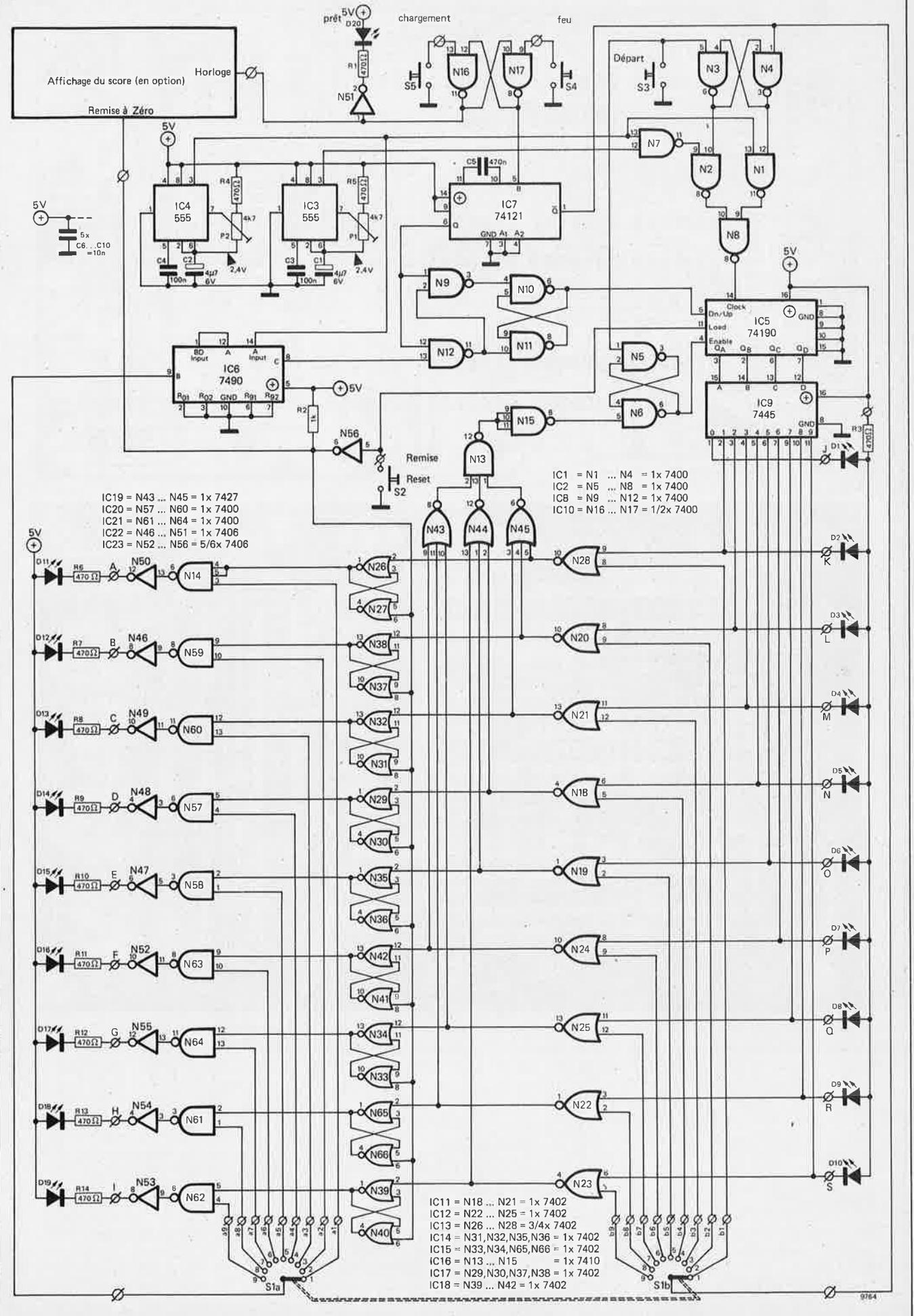
Lorsqu'on presse le bouton départ S4, le flip-flop N3/N4 permet aux impulsions issues de N7 de parvenir à travers N2 et N8 à l'entrée horloge d'IC5. Le flip-flop N5/N6 autorise IC5 à compter alors les impulsions. Les informations en sortie du compteur sont décodées par IC9, et commandent alors l'allumage séquentiel des LEDs D1 à D10.

Les entrées des portes NOR N21 à N28 sont reliées à neuf des sorties du décodeur; l'autre entrée disponible sur chaque porte est connectée à l'un des neuf plots de S1b. Le curseur de S1a est relié à la sortie B du compteur IC6. Celui-ci reçoit les impulsions d'horloge d'IC4 et remplit deux fonctions. D'une part, sa sortie B délivre des impulsions au contact mobile de S1a et (en fonction de la position du commutateur) à l'une des portes NAND N14, N57 à N64, faisant ainsi clignoter l'une des LEDs D11 à D19. Le rôle des impulsions délivrées par la sortie C d'IC6 à la broche 13 de N12 sera expliqué ultérieurement.

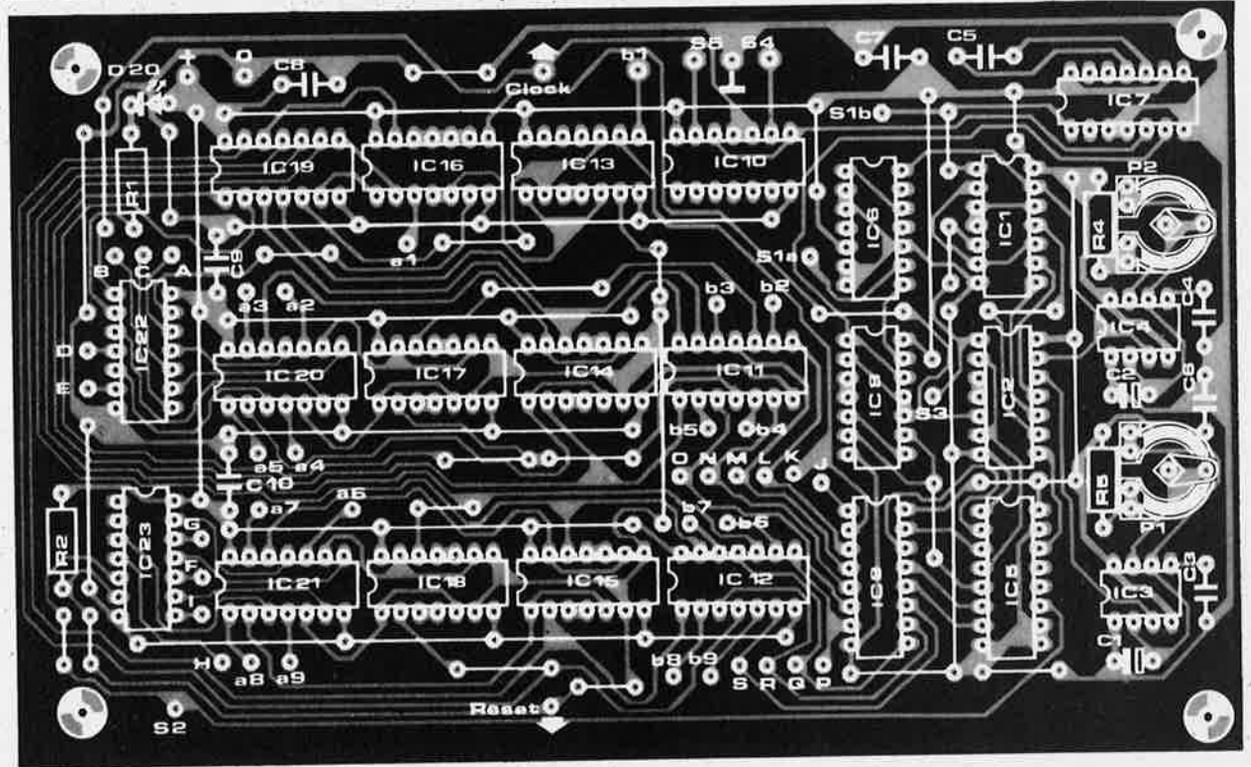
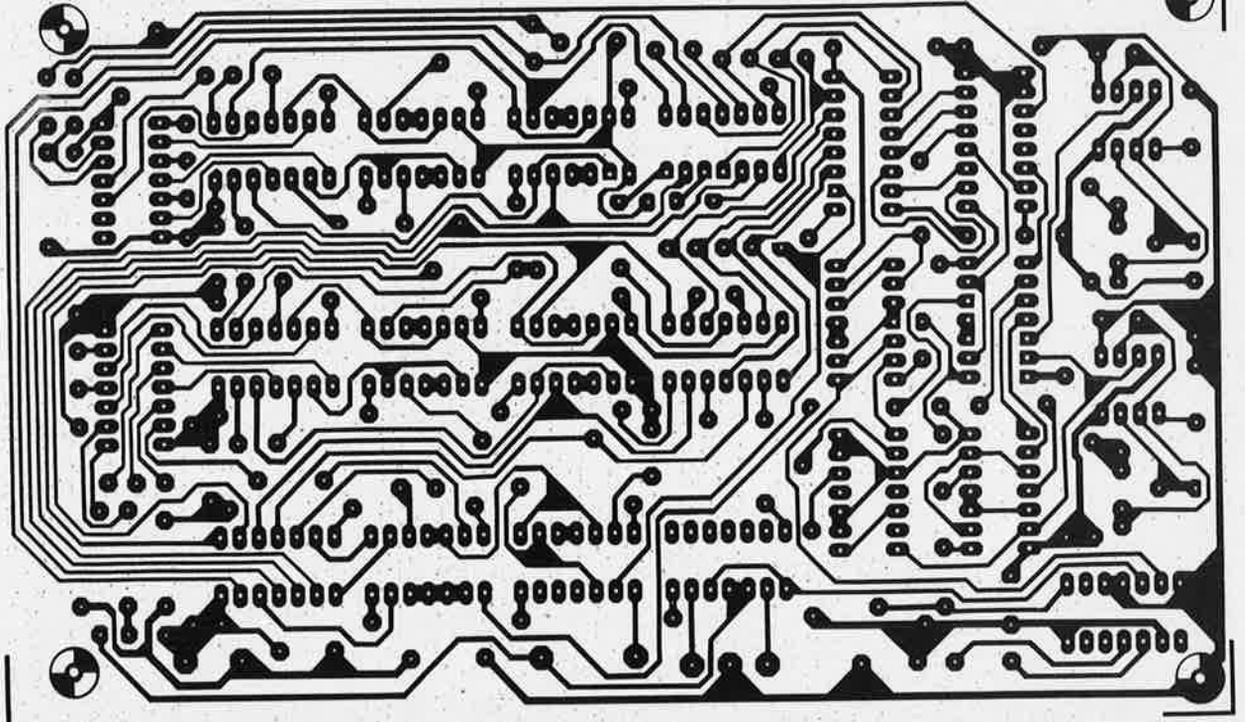
Séquence de tir

Le fusil est d'abord chargé en appuyant sur le bouton correspondant S5, qui met à 0 le flip-flop N16/N17. Lorsqu'on appuie sur le bouton 'feu', ce flip-flop bascule et déclenche le monostable IC7. L'impulsion recueillie à la sortie d'IC7 joue plusieurs rôles. Tout d'abord la sortie Q allant à l'état bas est appliquée via S1b à l'entrée de l'une des portes NOR. Si le lièvre se trouve à la bonne position lorsque l'impulsion de tir se produit, l'autre entrée de la porte NOR est à l'état bas. Par conséquent la sortie passe par l'état haut, déclenchant le flip-flop et allumant en permanence l'une des LEDs D11 à D18, indiquant un coup au but. Dans ce cas, la sortie de N15 passe à l'état bas, remettant à 0 le flip-flop N5/N6 et arrêtant le compteur IC5. La sortie Q d'IC7 remet alors à 0 le flip-flop N3/N4, permettant aux impulsions d'IC4 de parvenir à l'entrée horloge d'IC5 afin que le lièvre modifie sa vitesse s'il n'est pas touché. La sortie Q d'IC7 est reliée aux entrées de N9 et N12. Suivant l'état de la sortie d'IC6, l'impulsion provenant d'IC7 passera soit à travers N9, soit à travers

Figure 1. Schéma complet du circuit.



12



Résistances:

R1, R3 ... R14 = 470 Ω
 R2 = 1 k
 P1 et P2 = 4k7 ajustables

Condensateurs:

C1 et C2 = 4 μ 7/6 V
 C3 et C4 = 100 n
 C5 = 470 n
 C6 ... C10 = 10 n

Semi-conducteurs:

IC1, IC2, IC8, IC10, IC20, IC21 = 7400
 IC3, IC4 = 555
 IC5 = 74190
 IC6 = 7490
 IC7 = 74121
 IC9 = 7445
 IC11 ... IC15, IC17 et
 IC18 = 7402

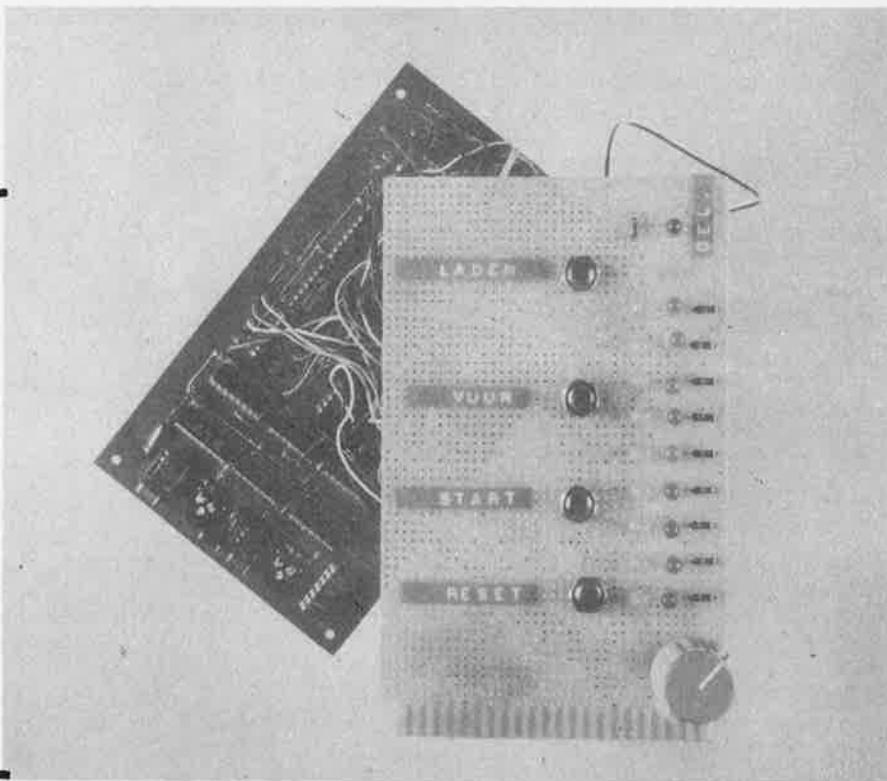
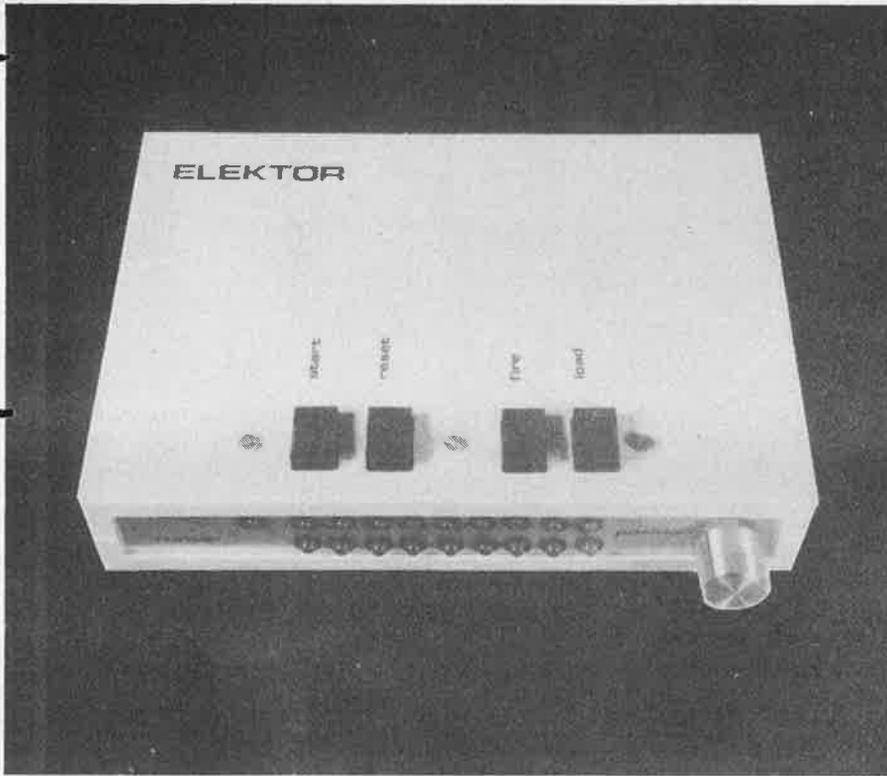
IC16 = 7410

IC19 = 7427

IC22 et IC23 = 7406

D1 ... D10 = LED rouge⁺D11 ... D19 = LED verte⁺D20 = LED jaune⁺

⁺ ou de couleurs différentes suivant le goût personnel.



N12 pour mettre à 1 ou 0 la sortie du flip-flop N10/N11. Celui-ci étant relié à l'entrée comptage-décomptage d'IC5, le lièvre modifiera éventuellement la direction de sa course, suivant l'état que présentait N10/N11.

Quand la partie est finie, le compteur IC5 et tous les flip-flops N26, N27, etc. . . . peuvent être remis à 0 en appuyant sur le bouton S2. Deux sorties (horloge et remise à 0) sont disponibles pour pouvoir éventuellement commander un compteur à deux décades, qui enregistrerait le nombre tirs.

Alimentation

L'alimentation du circuit doit pouvoir délivrer un courant de 600 mA sous 5 V. Un schéma possible est donné à la figure 2. Le circuit pourra être câblé sur une plaque de Veroboard.

Réalisation

Le schéma du circuit imprimé et la disposition des composants se trouvent à la figure 3. Afin d'éviter l'utilisation d'un circuit imprimé double face, une grande quantité de straps (pontages) est utilisée; il ne faudra en oublier aucun au montage sous peine de non-fonctionnement. Les connexions aboutissant aux LED's et aux commutateurs sont repérées par des chiffres et des lettres correspondant à ceux indiqués sur le schéma électrique. La résistance R3 devra être montée à l'extérieur du circuit imprimé.

Réglage

A la mise en route, dès que l'on actionne les poussoirs de remise à 0 et de départ, le jeu doit fonctionner; on choisira des affûts avec S1. On règle simplement P1 et P2 pour obtenir une vitesse de déplacement du lièvre convenable.

3

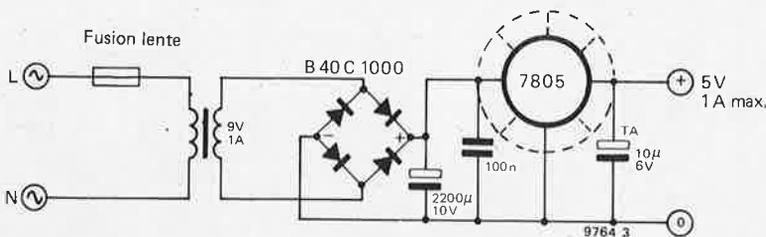


Figure 2. Circuit imprimé et schéma de câblage.

Figure 3. Schéma d'une alimentation stabilisée appropriée.

un clignoteur très simple

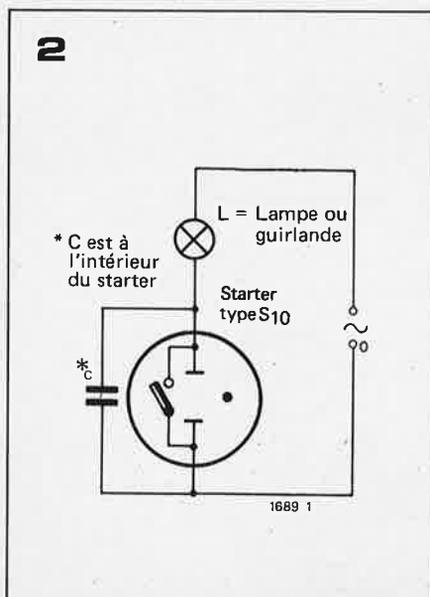
Le plus simple des clignoteurs est l'interrupteur bilame. On utilise ce composant dans les ampoules clignotantes ainsi que dans les starters associés aux tubes fluorescents.

C'est donc à partir de là que nous est venue l'idée d'utiliser un tel starter pour réaliser une guirlande clignotante pour sapin de Noël ou pour toute autre utilisation à but décoratif. L'emploi de plusieurs starters combinés avec des lampes ou groupes de lampes permettra d'obtenir les effets lumineux les plus variés.



L'idée de base est exposée à la figure 2; le starter est tout simplement connecté en série avec la lampe ou la guirlande. Quand on applique la tension secteur au montage, le mélange de gaz contenu dans le starter devient conducteur et un courant de décharge parcourt alors les électrodes. L'une de ces électrodes est constituée par un bilame composé de deux fines bandes de métaux soudées ensemble et ayant des coefficients de dilatation thermique différents. Ainsi le bilame se pliera (ou se dépliera) sous l'effet de la chaleur. Dans un starter pour tube fluo, c'est le courant de décharge à travers le gaz qui provoque l'échauffement et le bilame est disposé de façon à mettre les deux électrodes de décharge en court-circuit, supprimant ainsi la source de chaleur. Alors le circuit s'ouvre une ou deux secondes plus tard.

La lampe connectée dans ce montage clignotera donc plus ou moins régulièrement. La valeur maximale du courant que peut couper un starter dépend de sa fabrication et est normalement indiquée sur l'étiquette du ballast avec lequel il est utilisé. Ainsi un starter conçu pour allumer des tubes d'une puissance allant jusqu'à 80 watts (par ex. Philips type S10, voir photo) pourra piloter en toute sécurité n'importe quel type de lampe à filament



dont la puissance ne dépasse pas cette valeur.

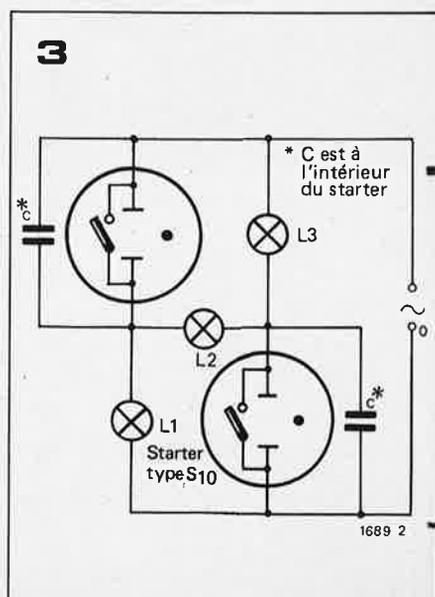
Il est à noter qu'en utilisation normale le starter est 'inhibé' dès que la décharge sous forme d'arc 'jaillit' à l'intérieur du tube fluorescent; ceci est dû au fait que la tension aux bornes de l'arc brûlant constamment est trop faible pour qu'il puisse se réamorcer. Dans l'application ici présentée, le principe de fonctionnement est totalement différent et le starter clignotera en permanence.

Il est toujours possible d'imaginer des circuits plus sophistiqués dans lesquels on utilise plusieurs starters combinés avec des charges réparties de façon à exploiter plus complètement les possibilités de ces composants. On donne un exemple de ce type de circuit en figure 3. Ce montage produira les clignotements les plus aléatoires, dépendant des différents types de starters et des valeurs des charges utilisées. Supposons que L2 consomme la plus faible puissance; quand le secteur est appliqué, L2 s'allumera faiblement jusqu'à ce que l'un des starters fasse contact, alors L1 ou L3 s'allumera et L2 s'éteindra. Quand le second starter se fermera, toutes les lampes s'allumeront, puis très vite le premier starter se réouvrira...

Figure 1. Photo d'un starter pour tube fluorescent partiellement démonté. Notez la présence d'un condensateur antiparasite.

Figure 2. Le plus simple des clignoteurs est un starter connecté en série avec une ampoule à filament.

Figure 3. Exemple de circuit plus compliqué. La combinaison de deux starters et trois lampes (ou guirlandes) de puissances différentes produira les clignotements les plus aléatoires.



MARCHE

Alimentation de laboratoire compacte

Hewlett Packard lance sur le marché une nouvelle alimentation triple spécialement conçue pour les ingénieurs travaillant sur des prototypes à circuits intégrés. Cette alimentation compacte modèle HP 6235A délivre trois tensions continues ajustables: de 0 à 6 V/1 A, de 0 à +18 V/0,2 A et de 0 à -18 V/0,2 A. Une sortie de 0 à 36 V/0,2 A est également disponible en utilisant les deux bornes - 18 V et +18 V.

Commandes, bornes de sortie et galvanomètre sont arrangés d'une manière élégante et pratique sur la face-avant. Un réglage unique permet d'ajuster simultanément les tensions de +18 V et -18 V qui, ajustées l'une par rapport à l'autre, permettront d'alimenter des amplificateurs opérationnels ou autres circuits nécessitant des tensions symétriques. Une souplesse d'utilisation supplémentaire est apportée par un réglage d'alignement qui permet d'ajuster la sortie négative à une tension inférieure à celle de la sortie positive. Une fois ce réglage d'alignement effectué par l'utilisateur, la différence entre les valeurs absolues des deux tensions reste constante alors que l'on fait varier les deux tensions de sortie à l'aide du seul bouton de réglage de la tension de +18 V. Un réglage séparé permet d'ajuster la troisième tension entre 0 V et 6 V.

Cette alimentation est du type limitée en tension/courant avec chaque tension de sortie pouvant être ajustée sans interruption au delà de l'étendue de sa gamme, tandis que le courant maximal disponible est limité automatiquement afin d'éviter les surcharges. Toutes les sorties de l'appareil utilisent la même borne commune de sortie et sont isolées de la masse du châssis ce qui fait que l'une quelconque de ces sorties pourra être reliée à la masse. Le courant ou la tension de chaque

sortie peut être contrôlée rapidement sur le galvanomètre dont la fonction est sélectionnée à l'aide de quatre touches.

Présentant les dimensions restreintes de 90 mm (hauteur), 155 mm (largeur) et 190 mm (profondeur), la nouvelle alimentation peut facilement être déplacée d'une seule main et occupe un minimum de place sur le plan de travail. L'HP 6235A ne pèse que 2,3 kg et peut être alimentée par le secteur 115 V ou 230 V, 47-63 Hz

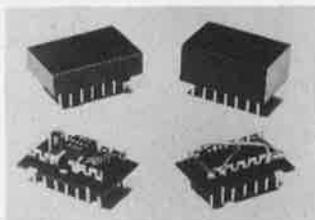
Hewlett Packard,
Z.I. Courtaboeuf, BP70,
91401 ORSAY CEDEX

(828 M)

Boîtier DIL multi-usages

Le nouveau DIL 14 broches ERG est un boîtier DIL plat de conception standard. A la base du boîtier DIL 14 broches qui est moulée avec précision est ajusté un couvercle à fixation rapide de 5,7 ou 8,9 mm de haut. Ainsi l'ensemble peut supporter de nombreux composants. Grâce aux tolérances étroites et à l'ajustement exact des couvercles sur la base DIL, les composants pourront facilement y être enrobés. Le brochage standard permet d'implanter les boîtiers DIL Erg soit sur des supports DIL, soit directement sur des circuits imprimés pour être soudés à la chaîne. Les sept connexions intérieures de l'une des deux rangées pourront être séparées les unes des autres à l'aide d'une pince coupante, aussi elles pourront être reliées et/ou entrecroisées avec des connexions de l'autre rangée en soudant des fils de câblage. Cette disposition permet d'utiliser les boîtiers DIL pour préparer les adresses de programme.

Des circuits hybrides et/ou des réseaux passifs pourront être montés à l'intérieur et ainsi parfaitement protégés des



conditions ambiantes. Un excellent moyen peu coûteux et fiable de relier deux circuits ensemble est d'utiliser du câble plat ou normal à 14 conducteurs et un boîtier DIL Erg à chaque extrémité. Moulés en nylon renforcé de verre, ces boîtiers vides peuvent être utilisés entre -55°C et +100°C et les connexions ainsi que les broches de sortie sont dorées.

Erg Industrial Corporation Ltd,
Luton Road,
Dunstable, Beds LU5 4LJ

(916 M)

Circuits intégrés CMOS pour commande d'affichage

National Semiconductor propose des circuits intégrés CMOS pour commande d'affichage présentant des performances assez peu usuelles: les MM74C911, 912 et 917.

En effet, les ICs semblent, pour les circuits d'entrée, être des mémoires alors que les afficheurs les voient comme des étages pilotes. Vus de l'entrée, ils ressemblent à des mémoires car comme une RAM, ils peuvent être adressés via les buffers d'adresse. Le MM74C911 comporte 2 lignes d'adresse et 8 lignes de données (acceptant des informations 7 segments plus point décimal) tandis que les autres ont trois lignes d'adresse et 5 lignes de données (acceptant des informations BCD plus point décimal pour le MM74C912 et hexa-décimales pour le 917). De la sortie, ces circuits semblent

être des drivers et pour ce, elles sont multiplexées pour commander des afficheurs 7 segments à gaz ou à LEDs à 4 digits (MM74C911) ou 6 digits (MM74C912 et 917). Chacune des sorties de segment peut délivrer jusqu'à 100 mA à 25°C.

La personnalité originale de ces circuits imprimés est essentiellement due à leur 'système nerveux central':

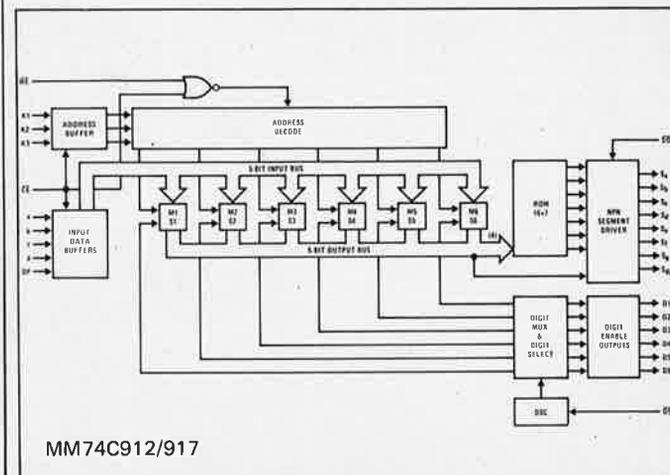
- dans le MM74C912 les informations BCD (hexadécimale pour le MM74C917) sont d'abord envoyées sur l'un des six latches 5 bits. Les sorties des latches sont analysées grâce à un oscillateur interne, puis décodées selon le format 7 segments par une ROM 16 x 7 et sont ensuite injectées aux étages pilotes des segments. Les sorties segments peuvent être portées à l'état 'haute impédance', ce qui est particulièrement utile pour effacer tout caractère en mode stand-by.

- Le MM74C911 fonctionne de manière analogue sauf qu'en sortie des 4 latches 8 bits, les informations sont envoyées directement aux étages pilotes des segments. En utilisant plusieurs circuits, il est possible d'augmenter le nombre de digits ou de segments de l'affichage pilote. Par exemple deux 74C911 montés en cascade pourront commander un affichage alphanumérique à 16 segments.

Les dimensions de la puce sont 3,3 mm x 3,2 mm et ces trois circuits sont disponibles sous boîtier DIL 24 broches. Parmi les nombreuses applications de ces circuits, on peut citer: les buffers pour affichage avec microprocesseur, les horloges, les récepteurs de messages personnalisés et les flippers.

National Semiconductor France,
28, rue de la Redoute,
92260 Fontenay aux Roses

(908 M)



MM74C912/917

table des matières 1978

Alimentations

alimentation pour systèmes à microprocesseur	11-26
alimentation stabilisée à circuit intégré	5-64

Appareils de mesure et de test

fréquence-mètre 1/4 GHz	12-69
générateur de fonctions	5-23
mini-fréquence-mètre	11-69
modulateur TV VHF/UHF	11-72
signal tracer	7-49
testeur logique universel	9-48
TV-scope, introduction au	11-29
TV-scope version de base	11-36
TV-scope, extension	12-13
TUP. TUN. testeur	9-68
voltmètre à LEDs utilisant un UAA 180	9-18

Articles Informatifs

circuit imprimé et soudage	11-16
C-MOS avec ou sans buffer?	12-18
(ESS) Elektor Software Service	9-35
extension du TV-scope	12-13
introduction au microprocesseurs	5-16
introduction au TV-scope	11-29
microprofesseur	7-15
un piano intégré	9-35
vocodeurs (1)	12-63

Audio

chambre de réverbération analogique	12-56
chambre de réverbération digitale	11-48
Consonant	12-44
équin	7-16
pèse bras imprimé	7-43
préampli pour micro à électret	7-38
préco	5-30
réducteur dynamique de bruit	12-28
table de mixage stéréo	9-23
voltmètre à LEDs utilisant un UAA 180	9-18
voltmètre de crête BF	9-29

Circuits HF

adaptateur BLU	12-40
antenne FM d'intérieur	7-50
compresseur de modulation	7-32
mini récepteur ondes courtes	5-22
modulateur TV VHF/UHF	11-72

récepteur BLU	5-42
récepteur FM local	7-44
stylo émetteur FM	9-50

Divers

bougie électronique	12-24
clignoteur très simple	12-86
commande automatique de changement de diapositives	5-61
compte pose logarithmique	11-62
compteur de vitesse pour bicyclette	11-24
convertisseur de signaux carrés en signaux en marches d'escalier	9-49
serrure à combinaison optique	11-34

Jeux, Modelisme

chasse au lièvre	12-82
jeu de billes	11-66
sifflet à vapeur	7-41
train à vapeur	7-40

Microprocesseurs

alimentation pour système à microprocesseur	11-26
apprenons à utiliser le SC/MP (1)	5-50
apprenons à utiliser le SC/MP (2)	7-54
apprenons à utiliser le SC/MP (3)	9-52
apprenons à utiliser le SC/MP (4)	11-57
carte RAM 4k	11-21
interface cassette	12-34
introduction aux microprocesseurs	5-16
petite expérience avec une RAM	11-20
SC/MP chante Noël	12-26
sirène à la Kojak	12-43
testeur de réflexes	12-54

Musique

extension du piano électronique	12-41
générateur de notes universel	9-32
mini-phasing	5-41
piano intégré	9-35
piano électronique	9-36

Paranormal

magnétiseur	5-69
photographie KIRLIAN	7-33

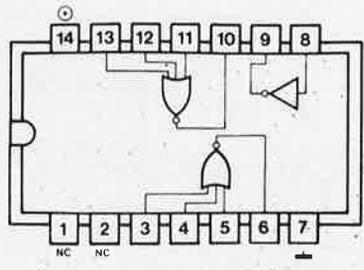
Voiture

indicateur de défaut d'éclairage	9-22
--------------------------------------------	------

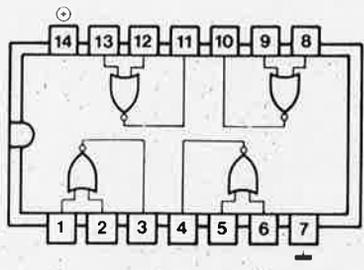
N.B. Nos bureaux
seront fermés du
23/12/78 au 1/1/79



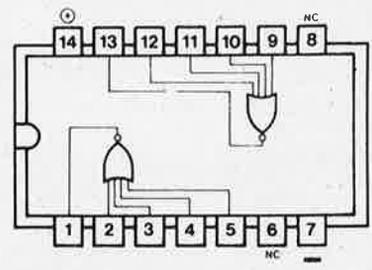
DUAL 3 INPUT NOR GATE PLUS INVERTER
4000



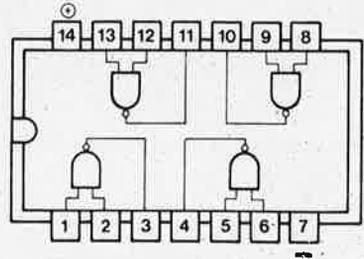
QUADRUPLE 2 INPUT NOR GATE
4001



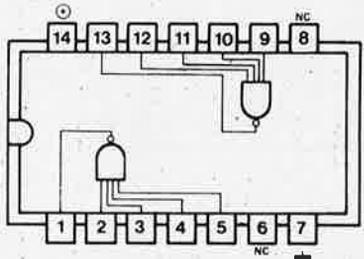
DUAL 4 INPUT NOR GATE
4002



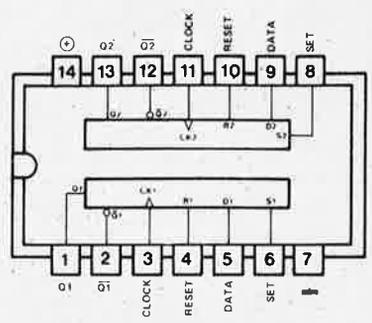
QUADRUPLE 2 INPUT NAND GATE
4011



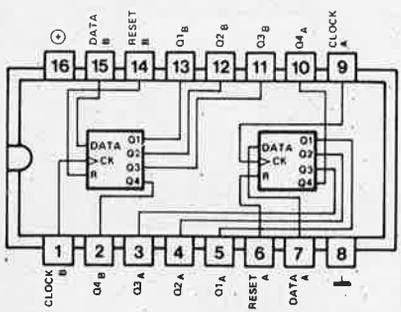
DUAL 4 INPUT NAND GATE
4012



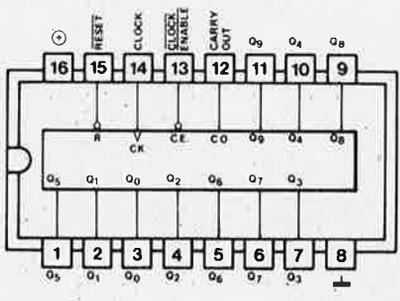
DUAL D FLIP FLOP
4013



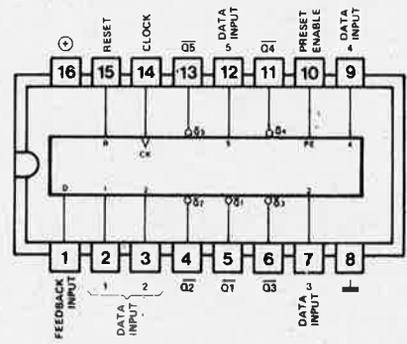
DUAL 4 BIT STATIC SHIFT REGISTER
4015



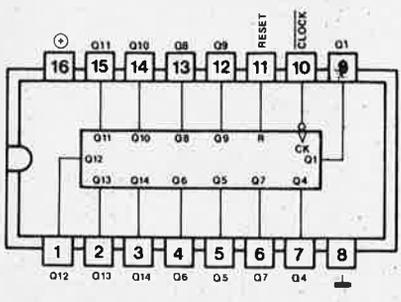
DIVIDE BY 10 SYNCHRONOUS COUNTER
4017



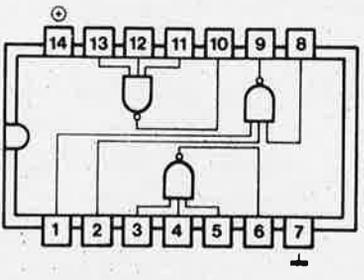
SYNCHRONOUS PRESETTABLE DIVIDE BY 'N' COUNTER
4018



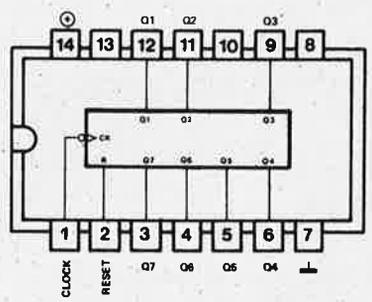
14 BIT BINARY RIPPLE COUNTER
4020

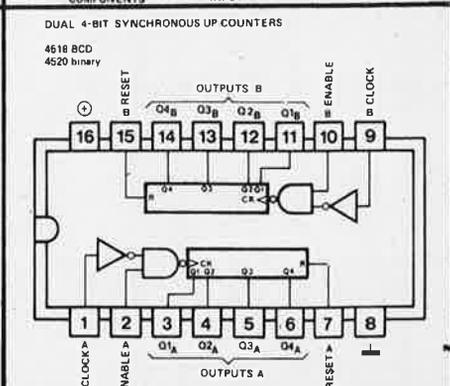
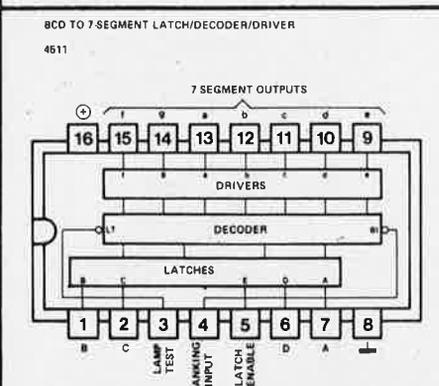
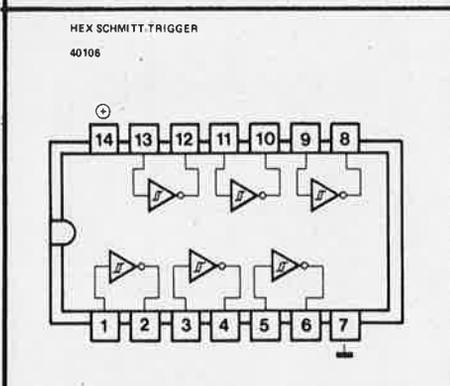
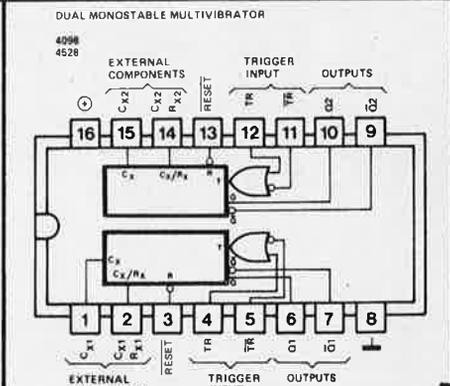
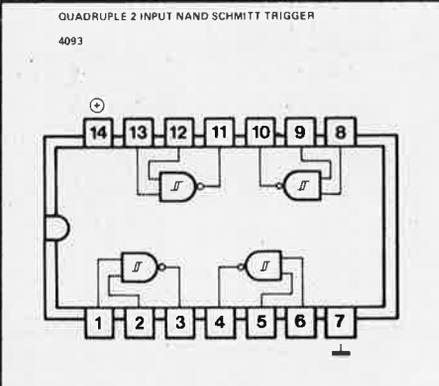
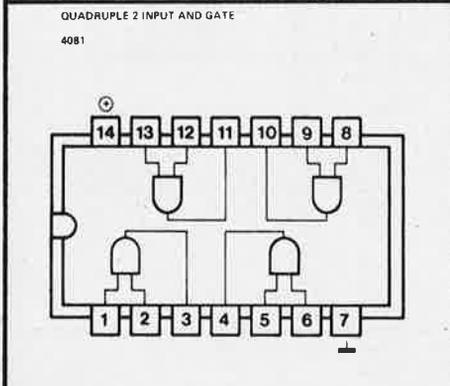
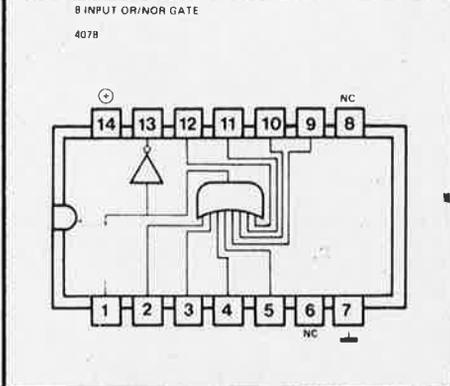
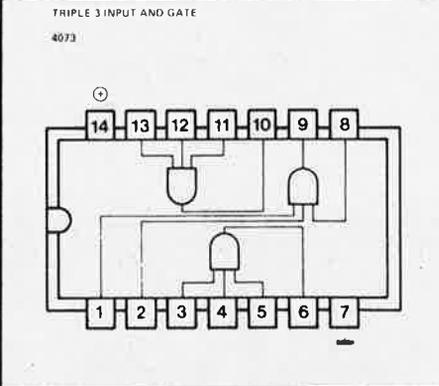
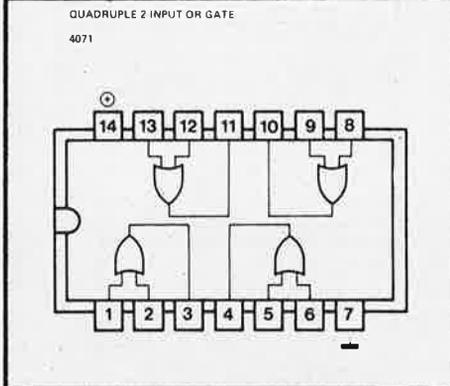
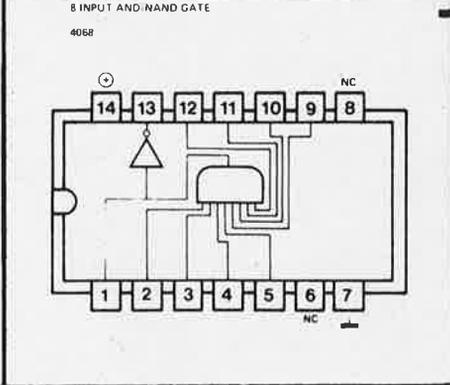
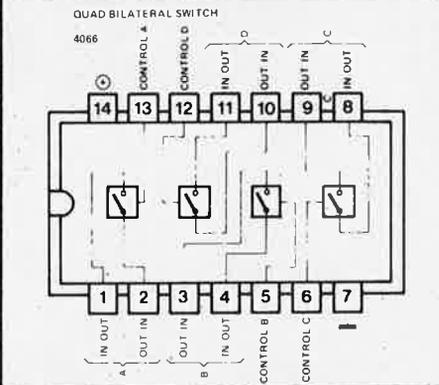
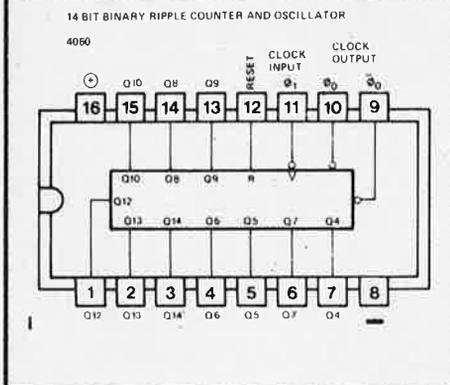
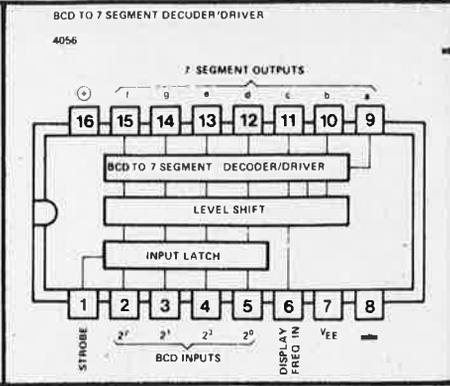
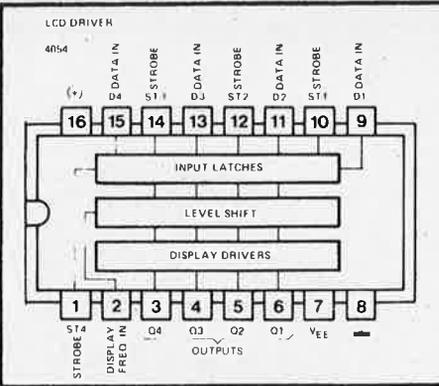
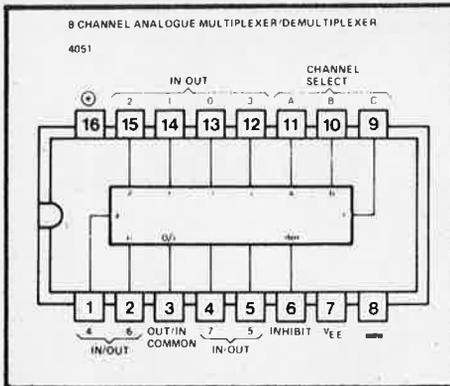


TRIPLE 3 INPUT NAND GATE
4023



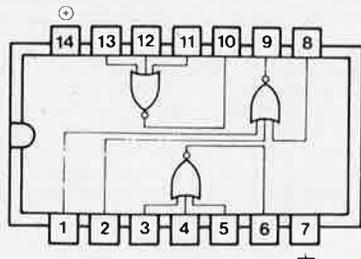
7 STAGE BINARY RIPPLE COUNTER
4024





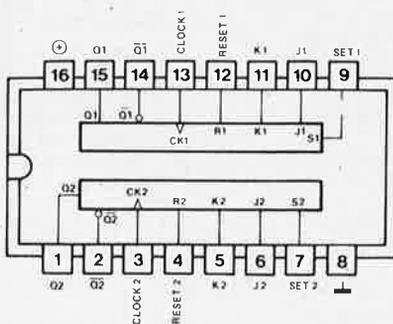
TRIPLE 3 INPUT NOR GATE

4025



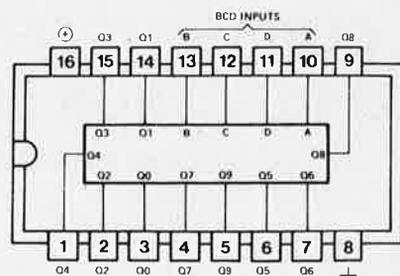
DUAL JK FLIP FLOP

4027



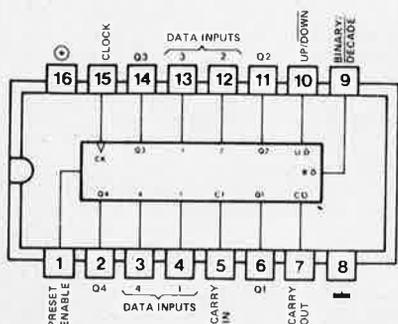
BCD TO DECIMAL DECODER

4028



SYNCHRONOUS PRESETTABLE BINARY/DECADE UP/DOWN COUNTER

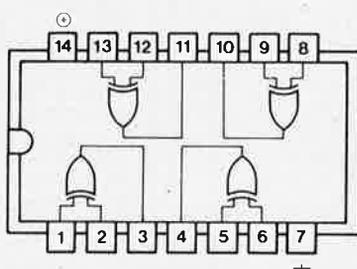
4029



QUADRUPLE 2 INPUT EXCLUSIVE OR GATES

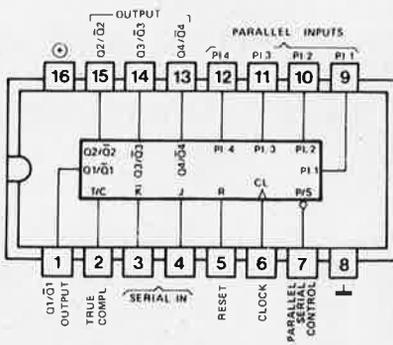
4030

4070 low power TTL compatible if an out 21



4 BIT PARALLEL IN/PARALLEL OUT SHIFT REGISTER

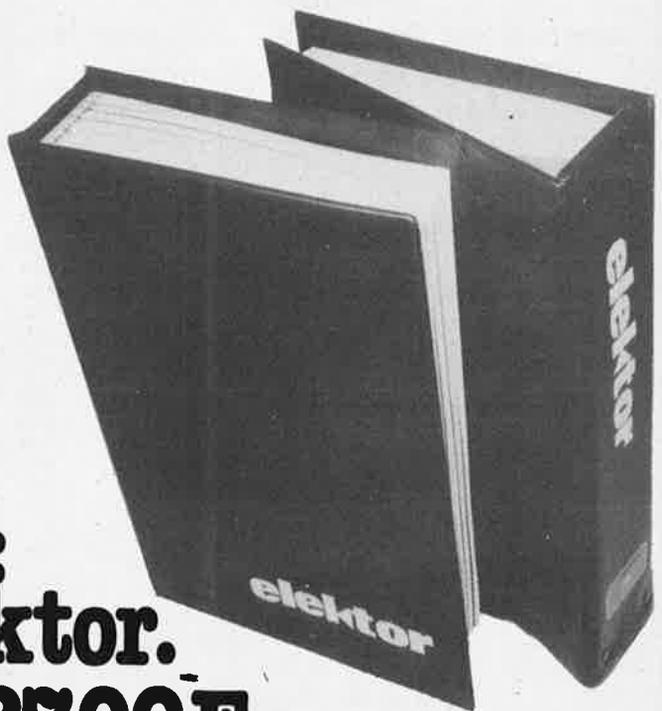
4035



Votre nouvelle revue vous pose un problème de rangement?

Spécialement conçu pour recevoir vos numéros d'Elektor ce classeur plastifié de couleur verte les conservera en bon état. Chaque numéro est facile à enlever pour des études ultérieures.

Voici la solution: le classeur d'Elektor. Son prix est de 27,00F



A CLERMONT FERRAND ELECTRON SHOP

spécialiste de l'électronique

très grand choix de Transistors- Circuits
Intégrés- Diodes- Afficheurs- Zéners et
divers semi-conducteurs.
à des prix Parisiens.

Kits: AMTRON, JOSTY, IMD, OK,
PRAL, JK.

H.P.: PREVOX, SIARE, HECO, WIGO,
AUDAX.

Mesure: CENTRAD, VOC, ISKRA,
PANTEC.

magasin et commandes:

20, avenue de la République
63100 CLERMONT-FERRAND
tél.: (73) 92.73.11

MANUDAX

Importateur Officiel de EXAR pour la
Belgique & G.D. de Luxembourg
vous propose de stock

XR 205	350	XR 2209 CP	110
XR 210	350	XR 2211 CP	398
XR 215	409	XR 2240	168
XR 320 P	78	XR 2242 CP	95
XR 556 CP	128	XR 2264 CP	159
XR 556 CN	172	XR 2265 CP	159
XR 567 CP	114	XR 2271 CP	85
XR 1310 P	79	XR 2567 CP	255
XR 2201 CP	94	XR 3403 CP	173
XR 2202 CP	94	XR 4136 CP	108
XR 2203 CP	94	XR 4151 CP	273
XR 2206 CP	241	XR 4194 CN	299
XR 2206 P	397	XR 4195 CP	205
XR 2206 N	430	XR 4202 P	181
XR 2207 CP	203	XR 4212 CP	108
XR 2207 N	430	XR 4558 CP	70
XR 2208 CP	203	XR 4739 CP	108

Prix en FB-TVA comprise

108-110 Rue Stephenson
1020 BRUXELLES-
Tél.: (02) 215.25.18
Tél.: (02) 215.25.00
Telex: 21183

edc pvba

connaît vos problèmes d'achats et en plus,
vous pouvez compter sur leur service et
sur une très grande variété d'articles.
En Belgique, E.D.C. a déjà fait son nom
avec les Kits-Composants Elektor-Elektuur.

Commander par courrier: une affaire sûre avec E.D.C.
Livraison rapide. Contre remboursement ou virement sur le
compte n° BBL 320 0585257 29, ou chèque bancaire ou
Euro-Chèque à l'ordre de E.D.C. p.v.b.a., dûment rempli et
signé joint à la commande. Frais d'expédition: 70 FB; pour
les articles marqués d'un * 120 FB. Expédition pour la
France, après paiement préalable par mandat international.
(Le prix en FF est d'environ le prix belge: 6,8)

KITS ELEKTOR-ELEKTUUR

Tous les Kits comprennent les supports de C.I., tous les com-
posants, et le/les circuits imprimés.

* Consonant (9945)	2.300,— FB
* Consonant + voltmètre de crête + Affichage LED avec UAA 180 + boîtier + face avant	4.285,— FB
* Compteur 1/4 GHz incl. alimentation et afficheurs HP (9887)	7.495,— FB
face avant + splendide boîtier pour ce dernier	850,— FB
Préamplificateur Précó (9398)	608,— FB
Régulateur Précó (9399)	605,— FB
Générateur de fonctions (9453)	1.230,— FB
le même complété d'un boîtier + face avant + alimentation	1.750,— FB
Réverbération digitale: Circuit de base (9913-1)	4.392,— FB
Réverbération digitale: Circuit d'extension (9913-2)	3.933,— FB
mini fréquencemètre (9927), incl. alimentation et displays HP	1.955,— FB
T.V. Scope: amplificateur d'entrée (9968-1)	427,— FB
— circuit principal (9968-2)	1.224,— FB
— mélangeur vidéo (9968-3)	225,— FB
— Circuit de synchro (9968-4)	259,— FB
— * alimentation (9968-5)	619,— FB
— * boîtier + boutons + embases BNC etc.	893,— FB



MICRO- PROCESSEURS:

— SC/MP	
* SC/MP (9846)	1.700,— FB
RAM E/S (9846-1)	2.150,— FB
Carte CPU programme ELBUG inclus (9851)	6.150,— FB
Circuit d'extension, ELBUG inclus (9863) HEX I/O (9893)	4.100,— FB
Carte RAM 4K (9885) RAM inclus	4.885,— FB
Interface Cassette (9905)	6.752,— FB
Carte BUS + 3 connecteurs mâles + 3 connecteurs femelles (9857)	1.084,— FB
* Alimentation + connecteurs mâles et femelles + transformateurs (9906)	1.395,— FB
— * PET 2001 (Commodore)	1.745,— FB
— * PET 2001 (Commodore)	49.880,— FB
— * Cassette de données Commodore	4.350,— FB
— * MK 14: Science of Cambridge	4.156,— FB
— * NASCOM I	18.995,— FB
— SYM I	16.240,— FB
— Piano électronique: module une octave (9914)	1.458,— FB
* Alimentation, transformateur inclus (9979)	1.296,— FB
Filtres + préampli (9981)	1.345,— FB
Générateur de notes universel (9915)	2.058,— FB
Valise portable pour piano	2.970,— FB
Clavier 5 octaves marque Kimber Allen	3.315,— FB
Clavier 5 octaves d'origine italienne	2.695,— FB
Contact Kimber Allen inverseur unipolaire	36,— FB

edc pvba

**MODULES CABLES
POUR TABLES DE MIXAGE**

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

**PLATINES NUES
POUR MAGNETOPHONE**

Cartouche 8 pistes, lecture 250 F
Enregistrement, lecture 420 F
Cassette lecteur seul 160 F
Cassette enregistrement, lecture 210 F
Platine "Lenco" cassette sans tête à chargement frontal. Prix 400 F

**CHAMBRE
DE REVERBERATION**

fonctionnant sur secteur; spécialement étudiée pour orchestres, sonorisateur et haute fidélité.
Décrit dans le H.P. du 15-3-78.



- Entrées: Micro: 600 Ω symétrique 0,8 mV
Ligne: asymétrique 220 kΩ, de 0,8 à 4 volts
- Sortie: 250 mV
- Présentation "Rack"
- Indicateur de saturation à l'entrée du ressort
- Ecoute réglable du "Direct"
- Dim.: 480 x 250 x 50 mm

**AVEC
LE NOUVEAU CAPTEUR
"HAMMOND"**

Modèle 9 F 3 ressorts
EN KIT: 850 F
EN ETAT DE MARCHÉ:
1 000 F

- ACCESSOIRES POUR ENCEINTES •
- COINS CHROMES
- AM 20, pièce 2,10 • AM 21, pièce 2,10
- AM 22, pièce 4,00 • AM 23, pièce 4,00
- AM 25, pièce 1,40
- Cache-jack fem p chas. F 1100 1,60 F
- POIGNÉES D'ENCEINTES
- MI 12 piast. 4 F • MAM 17 mét. 24,00 F
- Poignée valise ML 18 9,00 F
- Pieds caoutch. φ 30 mm, haut. 13 mm
- Prix 1,30 F

TISSUS
Nylon spécial pour enceintes
Couleur champagne,
en 1,20 m de large le m 48,00 F
Marron en 1,20 le m 58,00 F
Noir pailleté argent 1,20 le m 68,00 F

- OUTILLAGE "SAFICO" •
- APPAREILS DE MESURE •
Voc - Centrad - Novotest
- TRANSFO. •
D'ALIMENTATION •
TOUS MODELES
- VU-METRES •
Indicateur de balance 0 central
150 µA, D. du cadran: 40 x 15 mm 10 F

**TABLE DE MIXAGE "MF 5"
POUR DISCOTHEQUE**



Dim.: 487 x 280 x 62 mm
• 1 micro d'ordre sur flexible.
• Entrées prévues pour 1 micro de salle.
• 2 platines PU têtes magnétiques.
• 1 platine de magnétophone stéréo pré-écoute sur voies PU et magnétophone.
(doc. spéciale s/demande contre 0,80 F)
PRIX 1 600 F



**"WEM"
CHAMBRE
D'ECHOS**
Echo Répétition Multi-répétition Réverbération Hall
Alimentation 110/220 V 1 600 F

MAGNETIC-FRANCE
11, Pl. de la Nation - 75011 Paris
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 à 19 h
Tél: 379 39 88
EXPEDITIONS: 10% à la commande, le solde contre remboursement

AFFAIRES EXCEPTIONNELLES

POUR ETUDIANTS, ECOLES, TRAVAUX PRATIQUES

RESISTANCES BOBINEES: 3 W - 6 W - 10 W - 20 valeurs 18 F
RESISTANCES: 1/2 W et 1 W aggl. 5 et 10%, les 100 par 20 valeurs 10 F
RESISTANCES COUCHE 5% - 1/2 W - Ttes valeurs, par 10 de chaque 1,40 F
CONDENSATEURS PAPIER "COGECO" - Toutes valeurs de 4 700 à 470 000 pF, le 100 en 10 valeurs 20 F
CONDENS. CREAM. DE PRECISION de 1 pF à 0,1 µF, par 50 en 10 valeurs 15 F
CONDENS. MICA DE PRECISION - Tolérance 1 et 2% - Les 50 toutes valeurs 20 F
CONDENS. CERAM DISQUES, de 22 pF à 0,47 µF, par 100 en 20 valeurs 35 F
CONDENS. CHIMIQUES - Sortie radiale 100 µF/12 V, les 50 30 F
CONDENS. CHIMIQUES - 10 µF, 50 µ, 100 µF, les 50 30 F
CONDENS. TANTALE - Goutte 1 µF - 2,2 - 10 µF, la pièce 1,80 F
CONDENS. TROPICAL - Sous tube verre serti metal, les 50 en 5 valeurs 10 F

Résistances couche métallique 2% 1/3 de W par 100° 15,- par 10° 2,-

CIRCUITS INTEGRES CMOS
4001 - 4011 - 4012 - 4066 -
4068 - 4071 5,-
4013 - 4024 - 4049 - 4050 7,50
4017 10,-
4040 12,-

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

SEMI CONDUCTEURS ET TRANSISTORS
BD 241 8,-
BD 242 8,-
FX 209 Modulateur Delta 140,-
MM 2833-5058 68,-

CIRCUITS integres TTL National
7400 - 7401 - 7402 - 7403 - 7408 - 7409 -
7410 - 7411 - 7420 - 7440 - 7450 - 7451 -
7453 - 7454 1,80
7404 - 7405 - 7460 1,95
7425 - 7426 - 7427 - 7430 - 7432 2,-
7437 - 7438 2,40
7416 - 7417 - 7472 - 7473 - 7474 - 7476 -
74121-7486 2,60
7406-7407 2,70
7413 - 7470 3,40
7475 - 7490 - 7492 - 7493 4,60
74123 - 7442 4,90
7495 5,50
7483 - 7491 - 7596 - 74107 6,20
74175 - 74196 7,60
7441 - 7446 - 7447 - 7448 - 7485 8,30
7445 - 74192 - 74193 9,-
74184 - 74185 13,20
74181 17,20
7589 22,50

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

OPTO ELECTRONIQUE
AFFICHEURS 7,62 mm Rouges
TIL 312 Anode commune 12,-
TIL 313 Cathode commune 12,-
TIL 327 Polarité ± 13,-
AFFICHEURS 12,7 mm Rouges
TIL 701 Anode commune 13,-
TIL 702 Cathode commune 13,-
TIL 703 Polarité ± pour 701 14,40
TIL 704 Polarité ± pour 702 14,-

PHOTOCOUPLEUR
TIL 111 10,20

DIODE L.E.D.
avec lentille de Fresnel incorporée
1922 Rouge 14,-
1922 G Verte 14,-
1922 A Ambre 14,-

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

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

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

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

**H.P. TOURNANTS
SPACE SOUND**



Médium 50 W
2 vitesses 800 F
Aigu: 2 trompettes
Puis. 100 W 1 100 F
Puis. 50 W 1 042 F
SPACE SOUND BASS - 2 moteurs - 2 vitesses. Pour HP de 31 cm 700 F
Pour HP de 38 cm 1 080 F

**MODULES ENFICHABLES
POUR MAGNETOPHONE**

PA enregistrement 58 F
PA lecture 72 F
Oscillateur mono 80 F
Oscillateur pour stéréo 120 F
Alimentation 240 F

TABLE DE MIXAGE MINI 5



5 ENTREES

par commutation de:
• 2 PU magnét. stéréo 3 mV - 47 kΩ
• 2 PU céram. stéréo 100 mV - 1 MΩ
• 2 magnétoph. stéréo 100 mV - 47 kΩ
• 2 tuners stéréo 100 mV - 47 kΩ
• 1 micro basse imp. 1 mV - 50 à 600 Ω
• 2 vumètres gradués en dB
Préécoute stéréo/casque de 8 à 2 000 Ω
Rapport S/B ≥ à 58 dB • Sortie 500 mV
10 kΩ - Alim. secteur - Dim. 205-310-65
Prix en kit 620 F
EN ordre de marche 820 F

CONSONANT préamplificateur haute circuit
Circuit imprimé nu 75,-
Face avant 50,-
Kit complet sans circuit imprimé 340,-

PIANO-CLAVECIN-ORGUE 5 OCTAVES

"MF 50 S"
COMPLET
EN KIT
2 700 F



- Ensemble oscillateur/diviseur. Alimentation 1 A 930 F
- Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquettes percussion piano 1 450 F
- Boîte de timbres piano avec clés 215 F
- Valve gainée 400 F
- ORGUE SEUL, 5 OCTAVES: en valise Avec ensemble oscillateur ci-dessus 2 200 F
- Boîte de timbres supplémentaire avec clés pour orgue 280 F

**EN
MODULES
SEPARES**

**PIECES DETACHEES POUR ORGUES
PEDALIERES**

Claviers	Nus	Contacts			
	1	2	3		
1 octave	100 F	170 F		1 octave 350 F	
2 octaves	180 F	240 F	280 F	320 F	1 1/2 octave 550 F
3 octaves	260 F	420 F	490 F	560 F	Tirette d'harmonie 7 F
4 octaves	340 F	540 F	630 F	720 F	Clé double inverseur 8 F
5 octaves	440 F	700 F	820 F	960 F	
7 1/2 octavé	750 F	950 F			
Boîte de rythmes "Supermatic" "S 12"			1 480 F		
"Elgam Match 12"			900 F		

Réalisation ELEKTOR N° 3

Piano 5 octaves
- Générateur universel avec diviseurs le C Imp. 28,-
- le kit complet sans C Imp. 300,-
- Module 1 octave le C Imp. 37,25
- le kit complet sans C Imp. 250,-
- Filtre et pré amplif. Le C Imp. 68,-
- le kit complet sans C Imp. 360,-
- Alimentation, Le C Imp. 22,-
- le kit complet sans C Imp. 160,-
- Clavier 5 octaves avec 1 contact 700,-
- Valve pour piano 5 octaves 800,-
- Piano complet en kit 3600,-

Réalisation ELEKTOR N° 4

CHAMBRE DE REVERBERATION DIGITALE
C1 carte principale, le C Imp. nu 49,-
Carte d'extension, le C Imp. nu 14,-
Kit complet du matériel carte principale sans C Imp. 530,-
Kit complet pour la carte extension sans C Imp. 760,-
MINI FREQUENCE METRE
Circuit imprimé nu 88,75
Kit complet sans circuit imprimé 285,-

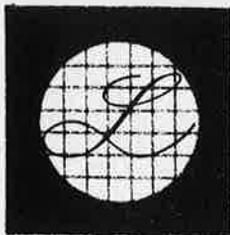
Réalisation à couche métallique, 1 et 2%, 1/3 de W par 10° 2 F
même valeur par 100° 16 F

BON A DECOUPER POUR RECEVOIR

UN CATALOGUE "KITS" - La plus complète documentation française (300 pages)

NOM: ADRESSE:

ENVOI: Franco 22 F en T.P. - Au magasin 15 F.



LABORA LABORA LABORA

distributeur M.B.L.E.

specialiste en composants pour l'électronique

quelques exemples de nos prix :

C.MOS :

CMOS: HEF ou CD	10 F	4046	50 F
4001	10 F	4049	19 F
4011	18 F	4050	19 F
4013	35 F	4069	10 F
4017	10 F	4520	50 F
4023	35 F	4528	36 F
4024	20 F		
4027			

ENCEINTES acoustiques

BEK 023	20/30 W, 2 voies 8 Ω	1.765 F
BEK 025	40/60 W, 3 voies 8 Ω	4.822 F
BEK 033	40/60 W, 3 voies 8 Ω	3.176 F
BEK 034	80/120 W, 3 voies 8 Ω	5.919 F
BEK 036	40/60 W, 3 voies 8 Ω	3.176 F
BEK 037	40/60 W, 3 voies 8 Ω	3.800 F

kitpak

BEO 161	2 x 40 W	2.322 F
BEO 167	2 x 20 W	1.963 F
BEO 162	préampli	785 F
BEO 164	chassis pour 161/167	371 F
BEO 165	boîtier pour 161/167	723 F
BEO 166	face avant pour 161/167	216 F
BEO 117	2 vu-mètres	393 F
AEM 065	C allumage électronique monte	990 F
AEM 067	intermittent ess. glace	480 F

POLYKIT : ampli hifi:

BBO 866A	2 x 20 W	4.554 F
BBO 873	2 x 40 W	4.912 F
BEIM 050	generateur BF	990 F
BEIM 051	multimètre	990 F

appareils de mesure:

en magasin:

choix incomparable en:

interrupteurs, voyants, fiches, haut-parleurs, IC, connec-
teurs, matériel pour IC, matériel antennes, applications,
CB, etc.

une équipe
de techniciens
a votre service

LABORA LABORA

LABORA
rue Turenne 7-12-14
6000 CHARLEROI (BELGIQUE)
Tél. (071) 32.96.55 ou 32.96.53

POITIERS
electronique
 Composants passifs et actifs - T.T.L. - C.MOS.
 CIRCUITS «EPS» • Micro ordinateurs • KITS

Poches de 10 MA 741 (30,00 F)
 Poches de 10 IN 4007 (8,00 F)
 Résistances 1/2 W (0,10 F)
 Triacs 10 A (8,20 F) • Triacs 16 A (18,50 F)
 Transistors 2N3055-RCA (6,50 F)
 LED rouges, vertes (1,40 F) • SCM P 600 (120,00 F)

SERVICE ELEKTOR
 Vente par correspondance et sur place
 78, rue de la Cathédrale 86000 POITIERS
 Laboratoire et vente en gros
 RN 10 - rue du Commerce
 86360 CHASSENEUIL
 tél (49) 52.77.09

holland electronics leiden

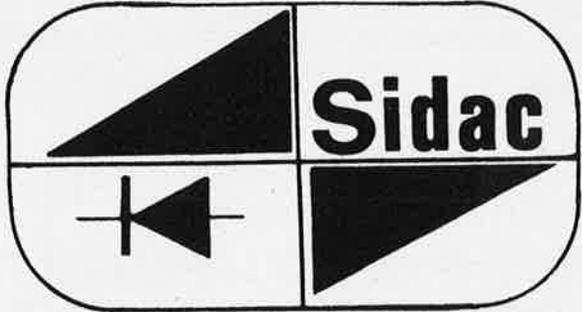
Importateur des produits TOKO pour le BENELUX



Adresse:
 HOLLAND ELECTRONICS
 Boîte Postale 377, LEIDEN (Pays-Bas)
 Téléphone: 071-144988

C.C.P. 3347199
 Enlèvement ou démonstration des produits après
 rendez-vous:
 Rapenburg 34, Leiden (Z.H.)

Kits: OK-PRAL-JOSTY
 et notre fabrication SIDAC
 GRAND RAYON DE
 COMPOSANTS
 H.P.: toute la gamme
 de la marque SIARE.
 Les revues ELEKTOR.



coffrets TEKO
 matériel de perçage des
 APPLICATIONS RATIONNELLES
 transformateurs toriques: SUPRATOR
 les contrôleurs PANTEC et CVETRAD
 les composants ISKRA et bien sûr les
 circuits imprimés du service
 EPS de Elektor

SOCIETE INDUSTRIELLE DES APPLICATIONS ELECTRONIQUES



21, rue Blatin - Grand-Passage
 63000 CLERMONT-FERRAND
 tél.: (73) 93-79-28



notre offre du mois

LED rouge, vert ou jaune + support	la pièce	1F50
Triac 8 A, 400 V GE	les trois	5F00
2N3055, 45 V (BD 130Y)	la pièce	5F00
Kit SIDAC 01, jeu de lumières à 3 voies entièrement transistorisé	le kit à	169F00

Demandez nos prix pour les kits composants des montages Elektor!

ELEKTRONIKLADEN

ELEKTRONIKLADEN®

SPECIAL NOËL

EN DECEMBRE, C'EST CHEZ ELEKTRONIKLADEN
QUE VOUS ACHETEREZ CES COMPOSANTS

* **95H90: 65F.**

(diviseur pour fréquencesmètre 1/4 GHz;
avec sa notice complète gratuite)

**QUARTZ
4,43 MHz: 29F.**

(pour TV scope)

COMPAREZ NOS PRIX

Quelques composants 'ELEKTOR':

7489:	19,— F	MM 2112:	24,50 F	74154:	13,— F
NE 555:	3,50 F	LM 723:	5,— F	7912:	12,— F
2N3055 RCA sans équivalent:			8,50 F	TL 084:	13,— F
FX 209:	110,— F	MK 50398:	85,— F	BFY 90:	10,— F
TUN BC 547 faible bruit: LES 10					8,— F
TUP BC 557 faible bruit: LES 10					8,— F

NOUVEAUTES

MULTIMETRE PANTEC Affichage à cristaux liquides Signal tracer incorporé

PRIX DE LANCEMENT: 953,— F H.T.

(Toute la gamme des contrôleurs PANTEC CHINAGLIA au magasin)

REGULATEUR 5 V. 5 AMPERES 78H 05 boîtier TO3 60,— F

RESISTANCES 1% à couches métalliques: 1,50 F

TRIMMERS DE PRECISION 10 TOURS WEASTON: 6,— F

TOUT LE SYSTEME VECTOR EN DEMONSTRATION

LA GAMME COMPLTE DES MINIPERCEUSES, SUPPORTS A DES PRIX ELEKTRONIKLADEN

N'OUBLIEZ PAS:

XR 2206 LE PLUS BAS PRIX: 39,— F UAA 180: 18,— F

SELS DE CHOC miniatures; toutes valeurs de 0,15 à 820 μ H: 2,80 F

TOUCHES DIGITAST noires ou rouges: 4,50 F

MINI INTER DIL 8 BITS: 22,— F

MEMOIRES RAM 2102 1 μ s: 12,50 F MINI GRIP FILS: 3,— F

**NOUS NE VENDONS QUE DU PREMIER CHOIX,
ALORS POURQUOI PAYER PLUS CHER ?**

EXCEPTIONNELLEMENT
VENDREDI 22 et SAMEDI

* 23 DEC. OUVERT ENTRE 12^H et 14^H NOCTURNE

JUSQU'A 20^H

NOUVEAU AU MAGASIN: SERVICE PHOTOCOPIE POUR NOS CLIENTS.
DEMANDEZ NOTRE NOUVEAU CATALOGUE BLANC. ENVOI CONTRE 5 F

135 bis, bd du MONTPARNASSE

METRO: VAVIN - MONTPARNASSE - RASPAIL

TEL.: 320 37 02 — TELEX: 203 643 F ELADENF —

75006 PARIS

AUTOBUS: 91

PARKING SOUTERRAIN.

ELEKTRONIKLADEN

ELEKTRONIKLADEN

ELEKTRONIKLADEN

ELEKTRONIKLADEN

ELEKTRONIKLADEN

ELEKTRONIKLADEN

Homecomputer

Jouer avec le SC ! MP —
chez nous ..utiliser le SC ! MP..
parce que nous avons déjà complété le système
4 Düsseldorf 1 · Postfach 140 201 · Tel.: 0211/63 69 20

Nous avons l'exclusivité européenne du "Firmware" d'Elbug. Nous livrons à prix d'initiation de 200,— F au marché français le "Firmware" d'Elbug, documentation en français y compris. Attention, nos kits comprennent tout composants actifs et passifs inclusivement connecteurs mâles et femelles, connecteurs de liaison en bande etc.

Tous semi-conducteurs sont de première choix.
Kit CPU SC/MP Elektor avec CPU SC/MP 600 mais sans Roms 295 F

CPU SC/MP 600 (maintenant 8060) seul 30 F
Kit Mux et Interrupt incl. 2112 (mais sans Roms) 320 F
Rams 2112 (livrable de l'entre pôt) 13,80 F
Hex I/O avec Digitast et Displays 490 F
Digitast les 25 et un avec LED 130 F
Displays HP 7750 les 8 95 F

Displays Monsanto les 8 assortis à SC/MP spécialement éclatants 130 F
Kit Bus avec trois clomilles 64 contacts 120 F
Grand Bus pour SC/MP 10 150 F
Connecteurs femelles 64 contacts y assortis 30 F
Cable de liaison avec 2 destiné à effectuer ou entre Hex I/O et Bus 100 F
ou entre 2 platines Bus et platine Hex I/O 120 F
Kit 4 K mémoire avec 2112 650 F
Kit 4 K mémoire 2102 (low power) 450 nsec 500 F
Prix à sensation pour un 4 K

Tous les deux kits étant livrées avec procédure de programmation sur cassette
Interface cassette pour SC/MP avec Modem Motorola 195 F
48 I/O lines avec deux 8255 390 F
Kit touches Ascii avec 76 touches et Encoder 390 F

Interface pour touches Ascii Avec "software" sur cassette 280 F
La même interface élargie avec Usart et timer 490 F
6 K carte Eprom pour 5204 390 F
Prommer pour 5204 avec firmware 490 F
TV Interface 980 F

Miniprinter 32 signes par ligne, papier électro-sensitif avec interface pour SC/MP système 640 F
Firmware pour miniprinter en Eprom 5204 130 F
Disassembler 2 K au cassette 290 F
D'autres procédures de programmation entre choses Assembler suivront. Livraison de même aux firmes contre remboursement frais d'emballage et port en plus'



Points de vente EPS/ESS

80000	EUREKA ELECTRONIQUE	7, rue du général Leclerc
16000	ELECTRONIC-LABO	84, route de royan
90000	ELECTRON BELFORT	10, rue d'Evette
25000	REBOUL	34, rue d'Arènes
26500	ECA ELECTRONIQUE	22, quai Thannaron
86360	J.F. BLOND ELECTRONIQUE	RM10 Z.I., Rue du Commerce
48300	BGM ELECTRONIC	16, rue St. Martin
63100	ELECTRON SHOP	20, ave de la République
72000	ELECTRO SOLD	21, rue St. Martin
59800	DECOCK	4, rue Colbert
59000	SELETRONIC	14, boulevard Camot
54400	COMELC	66, rue de Metz
92240	BERIC	43, rue Victor Hugo
34000	SON ET LUMIERE	5, rue d'Alsace
44100	KIT 44	65, quai de la Foese
58000	CORATEL	12, rue du Banlay
30069	LE POINT ELECTRONIQUE	14, rue Rousy
45000	FLC ELECTRONIQUE	152, rue de Bourgogne
75006	ELEKTRONIKLADEN	135 bit, bd de Montparnasse
75015	FANATRONIC	35, rue de la Croix Nivert
75011	MAGNETIC FRANCE	11, Place de la Nation
75016	PENTASONIC	5, rue Maurice Bourdet
68170	R.L.D.	6, rue des Outillets
89100	SENS ELECTRONIQUE	Galerie Marchande GEM
67000	BRIC ELECTRONIC	39, Palourbourg National
67000	DAHMS ELECTRONIC	32, rue Oberlin
2000	EDC	Minderbroederstr 40-42
6700	ANDRE PIERRE	25, rue Flomedeine
1000	GM ELECTRONICS	213, bd M. Lamonnier
1400	TEVELABO	149, rue de Namur
7490	CENTRE ELECTRONIQUE BRAINOIS	17, rue du Docteur Oblin
AMIENS		
ANGOULEME		
BELFORT		
BESANCON		
BOURG-LES-VALENCE		
CHASSENEUIL		
CHOLET		
CLERMONT-FERRAND		
LE MANS		
LILLE		
LILLE		
LONGWY		
MALAKOFF		
MONTPELLIER		
NANTES		
NEVERS		
NIMES		
ORLEANS		
PARIS		
PARIS		
PARIS		
RIXHEIM		
STRASBOURG		
STRASBOURG		
BELGIE		
ANVERS		
AUXELAIS		
BRUXELLES		
NIVELLES		
BRAINE-LE-COMTE		

elektor

BON DE COMMANDE

Par le présente je vous commande,	France	Etranger
Le No. 1 (double) Mai/Juin 1978	10 F	15 F
Le No. 2 (double) Juillet/Août 1978	10 F	15 F
Le No. 3 (double) Septembre/Octobre 1978	10 F	15 F
Le No. 4 (double) Novembre/Décembre 1978	10 F	15 F
Les quatre numéros doubles 1978	30 F	45 F
Un abonnement 1979 (11 numéros dont un double)	80 F	100 F
Digit 1 avec le circuit imprimé	50 F	
Le classeur pour ranger mes magazines Elektor	27 F	
Le(s) circuit(s) imprimé(s)		
Frais d'expédition	3,75 F	
Le(s) disque(s) ESS:		
Frais d'expédition	3,75 F	
Ci-joint un chèque de	F	

remplir également le verso de ce bon

INTERFACE VIDEO



-UNE FABRICATION FRANCAISE
 -COMPATIBLE AVEC TOUS LES KITS MICRO-PROCESSEURS
 -16 LIGNES DE 48 CARACTERES „MATRICE “5.7”
 -CHAQUE CARACTERE FIXE OU CLIGNOTANT
 -CURSEURS CLIGNOTANTS
 -VIDEO ET UHF 625 LIGNES
 -256 OCTETS DISPONIBLES A L'UTILISATEUR
 -OPTIONS PREVUES SUR LE CIRCUIT IMPRIME:
 -1024 OCTETS RAM
 -1024 OCTETS EPROM
 -2 X (128 OCTETS RAM + 16 LIGNES IN/OUT)
 -ALIMENTATION UNIQUE 5V

- A partir d'un Bus microprocesseur 8 bits, visualisation sur TV ordinaire ou monitor.
- Complément indispensable de votre micro-ordinateur
- Alimentation unique 5 volts sur le circuit imprimé (sauf transformateur)
- 2 possibilités d'achat:
 a) En état de marche, Complet.
 b) En kit, sans coffret, ni transformateur, ni modulateur UHF.

● Pour commander:

Précisez la version:

EMR: réf. 4001
 MKII: réf. 4002
 MAZEL: réf. 4003
 MK 14: réf. 4004

Envoi franco de port et emballage pour tout paiement à la commande. Contre remboursement majoration de 20 FF pour frais

PRIX EN KIT 1380 F_{TTC}

Documentation contre 3 FF en timbres

Equipements Electroniques de l'Est

7, rue de la Loi F - 68100 MULHOUSE Tél. (89) 46.14.56

elektor

BON DE COMMANDE

Remplissez ce bon en lettres capitales, découpez le et adressez le dans une enveloppe à laquelle vous aurez joint votre paiement à:

Elektor Sarl.
B.P. 59
59940 ESTAIRES

Expéditeur:

Nom. _____
 Prénom. _____
 Rue. _____
 Ville _____

Signature:

répertoire des annonceurs

Beric	page 12-03
EDC	page 12-92
Electron shop	page 12-92
Elektronikladen	page 12-96
Equipement Electroniques de l'Est ..	page 12-98
Fanatronic	page 12-10
Holland electronics Leiden	page 12-95
Homecomputer	page 12-97
Labora	page 12-94
Magnetic - France	page 12-93
Manudax	page 12-92
Multikit	page 12-07
Poitiers electronique	page 12-95
Selectronic	page 12-08
Sidac	page 12-95
Son et Lumière	page 12-07
Tevelabo	page 12-09

PREMIÈRE
MONDIALE!

ESS elektor software service

vous facilitera le travail:

SOFTWARE SUR DISQUE ORDINAIRE

Encore une initiative surprenante de Elektor!

Ainsi est supprimé la tâche fastidieuse constituant à rentrer de longs programmes dans votre système à microprocesseur à partir d'un clavier hexadécimal.

Voici les deux premières réalisations de ESS:

des PROGRAMMES pour le SC/MP sur disques 45 tours.

Ces disques contiennent des programmes pour le SC/MP qui pourront être introduits en mémoire à l'aide d'un simple tourne-disque et de l'interface cassette décrite dans ce numéro. Les informations y sont enregistrées sous la forme d'un signal FSK (codage par sauts de fréquence) suivant le Kansas City Standart (0 = 1200 Hz, 1 = 2400 Hz et V = 300 baud).

Le disque ESS 001 (vendu 12,50 FF) contient cinq programmes qui vous permettront d'utiliser votre système SC/MP comme horloge digitale, Mastermind, sirène à la Kojak ou testeur de réflexe. Avec le 5^{ème} programme, le RAM diagnostic, vous pourrez localiser automatiquement les erreurs dans la carte RAM.

Le disque ESS 002 (vendu 15 FF) fera chanter par votre système SC/MP cinq chants de Noël bien connus en particulier 'Douce nuit' et 'Mon beau sapin'. Sur la face B de ce disque est enregistrée l'interprétation de ces cinq chants par le SC/MP de Elektor.



elektor software service

Software for ELEKTOR-SC/MP-system

Copyright
Elektor
Publishers Ltd

45
RPM

- 1: Reaction timer H. Huschitt Start 0C00 Range 0C00 - 0CFF = 256 bytes.
- 2: SC/MP as clock M. Reimer Start 0F25 Range 0F00 - 0FBF = 182 bytes.
- 3: Mastermind F. Schuldt Start 0C00 Range 0C00 - 0D4F = 326 bytes.
- 4: Kojak-siren G. H. K. Dam Start 0F00 Range 0F00 - 0F2F = 42 bytes.
- 5: Ram-diagnostic H. Huschitt Start 0C00 Range 0C00 - 0E2F = 553 bytes.

speed 300 baud '1' = 2400 Hz '0' = 1200 Hz



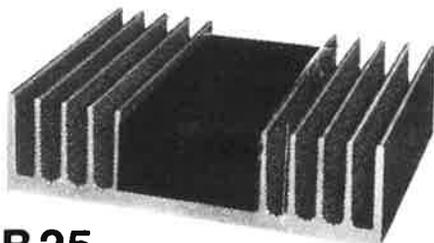
elektor software service

ALPHA
ELECTRONICS

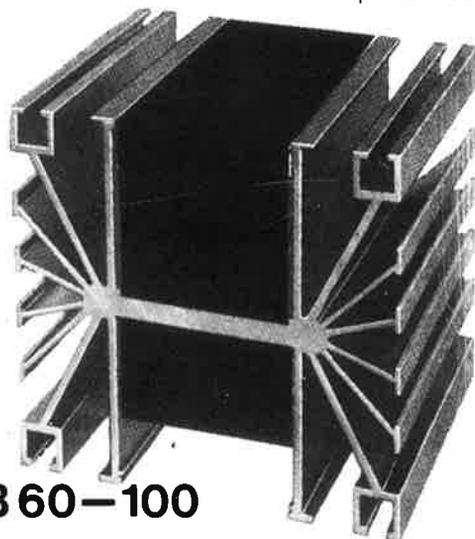
**AMPLIFICATEURS
HYBRIDES**

25-60-100 Watts RMS

Un niveau de distorsion très bas, un rapport signal-bruit très élevé et une large bande passante mettent nos modules amplificateurs au rang des appareils de haute-fidélité. Une circuit de protection contre les surcharges donne à l'utilisateur une garantie sans pour cela amener une distorsion à forte puissance. Seulement cinq connexions sont nécessaires, entrée, sortie, alimentations et masse. Dans la plupart des cas, le refroidisseur est plus que suffisant; mais si cela était nécessaire, un ventilateur peut être monté directement sur le module.



B 25



B 60-100

PRIX UNITAIRE TTC. B 25- 127FF/B 60- 339FF/B 100- 443FF

SPECIFICATIONS TECHNIQUES.

	B 25	B 60	B 100
PUISSANCE DE SORTIE	25 WATTS RMS sur 8 Ohms	60 WATTS RMS sur 8 Ohms	100 WATTS RMS sur 8 Ohms
IMPEDANCE DE LA CHARGE	ENTRE 4 ET 16 Ohms		
ENTREE	775 Mvolts (0 dB)		
RAPPORT SIGNAL/BRUIT	SUPERIEUR à 94 dB		
REPONSE EN FREQUENCE	10 Hz à 45 KHz ± 3 dB		
ALIMENTATION	+25 V -0- -25 V	+35 V -0- -35 V	+45 V -0- -45 V

Service de vente pour la France: par correspondance uniquement. Pour la Belgique: chez votre revendeur de composants. Pour une documentation détaillée veuillez nous envoyer une enveloppe timbrée portant vos noms et adresse (format minimum 23 x 12 cm).

T.N.F. Boîte postale 10265 - 95704 ROISSY FRANCE. CEDEX.
Codédi sprl 50/1 Bd de la Dodaine 1400 Nivelles Belgique.