

elektor

électronique pour labo et loisirs

no. 8
février 1979

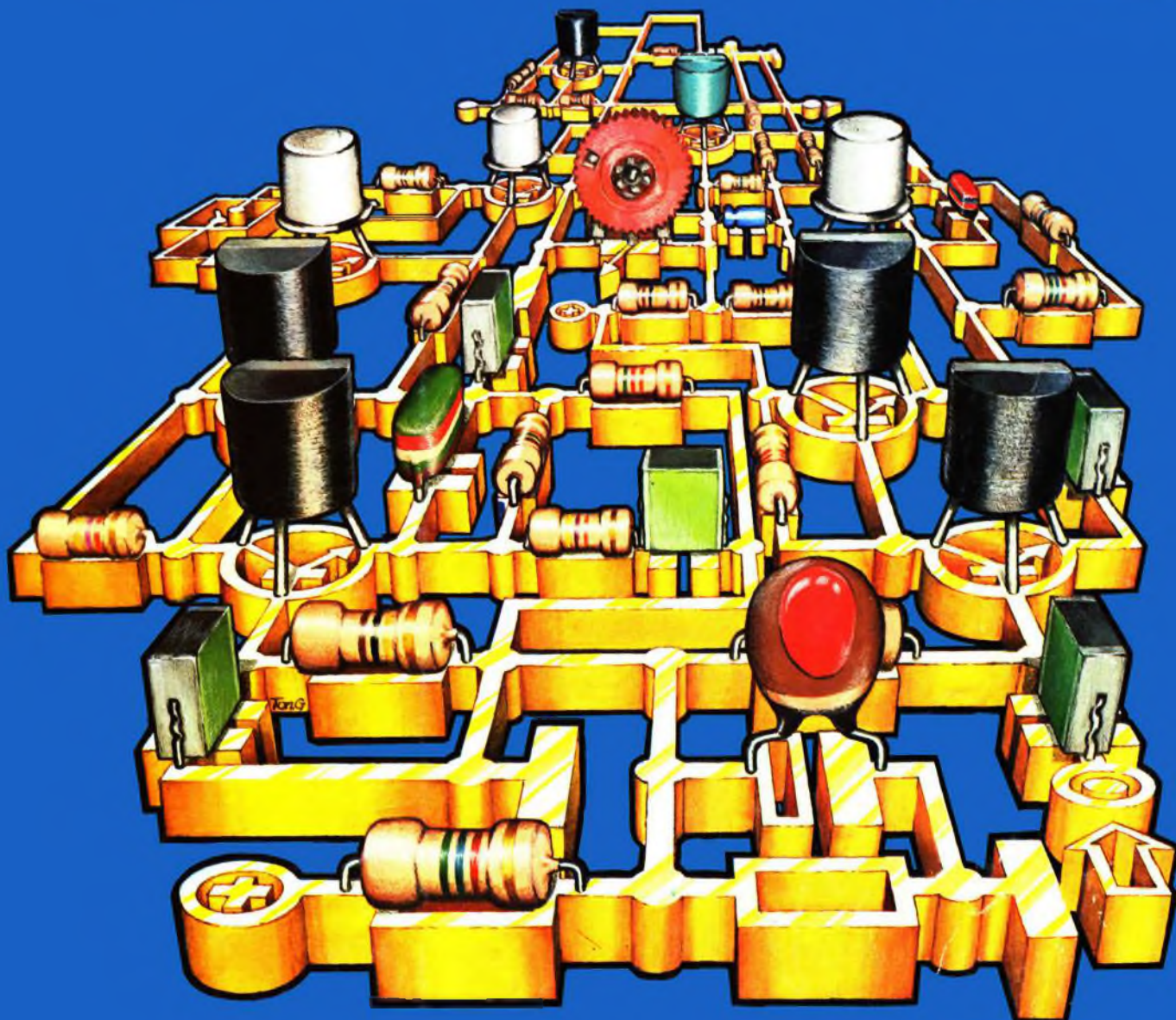
8 FF
60 FB

elekterminal:

terminal de visualisation
pour systèmes à microprocesseur

voltmètre numérique universel

ordinateurs et échecs



SUISSE: 4 46 FF
ITALIE: 1500 Lire
ESPAGNE: 180 Pesetas
CANADA: 1,75 \$ (surface)
CANADA: 2,50 \$ (rest world)
ALGERIE: 10 Dinars
TUNISIE: 1000 Ml

elektor

8 décodage

2e année

février 1979

ELEKTOR sarlB.P. 59; 45, Grand' Rue; Le Doullieu; 59940 Estaires
Tel.: (20) 43.86.61Heures d'ouverture: 8h30 - 12h45 et 13h30 - 16h45,
du lundi au vendrediBanque: Crédit Lyonnais, Compte no.: 6660.70030X
CCP Lille 7-163-54R

Veuillez libeller tous vos chèques à l'ordre de Elektor sarl

Elektor paraît mensuellement

Le numéro 13/14 (juillet/août) est un numéro double

ABONNEMENTS: Elektor sarl

	France	Etranger
Abonnement 1979 complet (11 numéros)	80 FF	100 FF
Abonnement à partir de mars 1979	66 FF	82 FF

Les anciens numéros sont disponibles au prix indiqué sur la
couverture du numéro demandé (cf bon de commande)Changement d'adresse: Veuillez nous le communiquer au moins six
semaines à l'avance. Mentionnez nouvelle et ancienne adresse, en
joignant si possible une étiquette ayant servi à vous envoyer l'un des
derniers numéros**ASSISTANT-DIRECTEUR COMMERCIAL:** G.J.J. Kieft**REDACTION-FRANCE**

Bernard Develter

EDITEUR

W. van der Horst

REDACTEURS TECHNIQUES

J. Barendrecht

G.H.K. Dam

P. Holmes

E. Krempelsauer

G. Nachbar

A. Nachtmann

J. Oudelaar

A.C. Paupit

K.S.M. Walraven

P. de Winter

Questions techniques par téléphone uniquement le lundi entre
13h30 et 16h45.

Les questions par écrit seront adressées au département QT.

Prière de joindre une enveloppe adressée à vous même et un timbre ou
un coupon-réponse international.**DIRECTEUR ARTISTIQUE:** F. v. RooijToute correspondance sera adressée au département concerné à l'aide
des initiales suivantes:

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

TARIF DE PUBLICITE: Un tarif national pour les publicités insérées
dans l'édition française de Elektor et un tarif international pour les
publicités insérées dans les éditions néerlandaise, allemande et anglaise
peuvent être obtenus sur simple demande.**DROITS D'AUTEUR**Dessins, photographies, projets de toute nature et spécialement de
circuits imprimés, ainsi que les articles publiés dans Elektor bénéficient
du droit d'auteur et ne peuvent être en tout ou en partie ni reproduits
ni imités sans la permission écrite préalable de la Société éditrice ni à
fortiori contrefaits.Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue
peuvent bénéficier des droits propres aux brevets; la Société éditrice
n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce
sujet.Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et
schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des
butts 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.**DROIT DE REPRODUCTION:**

Elektuur B.V. 6190 AB Beek (L), Pays Bas

Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangel, RFA

Elektor Publishers Ltd, Canterbury CT1 1PE, Kent, U.K.

Distribution en France: NMPP

Elektor sarl au capital de 100000F RC-B 313.388.688

SIRET-313.388.688.000 19 APE 5112 ISSN0181-7450

© Elektor sarl

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-conducteursIl 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 pré-
sentant 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 indifférem-
ment μA 741, LM 741,
MCS 41, MIC 741, RM 741,
SN 72741, etc.

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

p (pico)	= 10 ⁻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 = 2'700 Ω

470 = 470 Ω

Sauf indication contraire, les

résistances utilisés 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 conden-

sateurs autres qu'électrolytiques

est supposée être d'au moins

60 V; une bonne règle est de

choisir une valeur de tension

double de celle d'alimentation.

Points de mesure

Sauf indication contraire, les

tensions indiquées doivent être

mesurées avec un voltmètre de

résistance interne de 20 kΩ/V.

Tension secteur

Les circuits sont calculés pour

220 V, sinus, 50 Hz.

Services aux lecteurs:

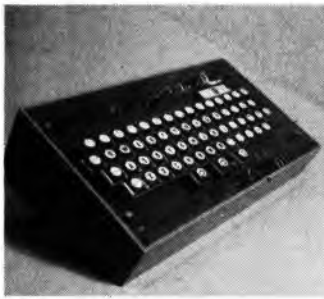
- **EPS** De nombreuses réalisa-
tions d'Elektor sont accom-
pagnées d'un modèle de
circuit imprimé. La plupart
du temps, ces circuits
imprimés peuvent être fournis
percés, prêts à être montés.
Chaque mois, Elektor publie
la liste des circuits imprimés
disponibles sous le vocable
EPS (de l'anglais Elektor
Print Service, service de
circuits imprimés Elektor).

- **Questions Techniques**

Vous pouvez poser des ques-
tions 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 accom-
pagnées d'un coupon-réponse
international.

- **Le tort d'Elektor**

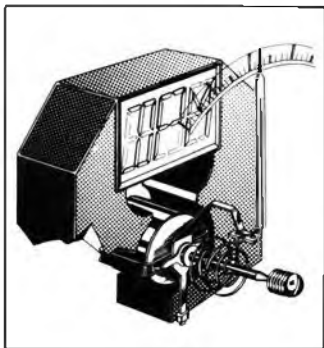
Toute modification impor-
tante, complément, correction
et/ou amélioration à des
réalisations d'Elektor est
annoncée sous la rubrique
'Le Tort d'Elektor'.



La méthode la plus élégante de visualiser des données traitées par un microprocesseur est d'utiliser une console de visualisation. Utilisé concurremment avec un clavier ASCII, le circuit d'interface vidéo forme un terminal vidéo complet.

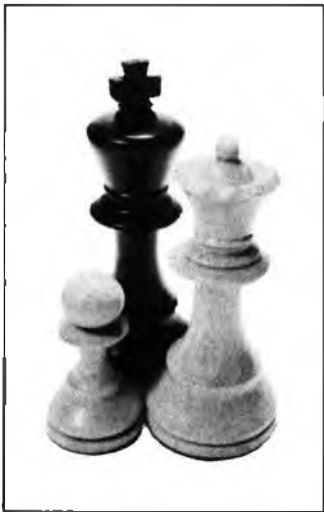
L'Elekterminal pourra être utilisé avec le système SC/MP de Elektor ou avec tout autre système à microprocesseur possédant la facilité d'entrées/sorties en série.

p. 2-16



Les afficheurs numériques ont tendance à remplacer les instruments à aiguille dans de nombreuses applications. Par sa simplicité, son faible prix et sa fiabilité, le volt-mètre numérique universel est prêt à assurer la relève des appareils à cadre mobile.

p. 2-40



Comment l'ordinateur jouant aux échecs se conduit avec l'un des meilleurs joueurs humains? M. Levy décrit comment l'ordinateur champion du monde a perdu... 'Comment j'ai battu le monstre' vous étonnera. Quant à l'article 'l'ordinateur et les échecs', il vous fera peut-être penser que Karpov est le dernier Champion du Monde d'Échecs constitué de chair et d'os.

p. 2-51



Eurotronique-un concours international d'électronique avec plus de 100.000 F de prix en matériel électronique. Envoyez nous vos propositions de circuits ou vos idées originales de conception avant le 31 Mars 1979.

p. 2-47

sommaire

selektor 2-10

art graphique sur oscilloscope 2-13

La visualisation de la forme d'un signal est très utile au technicien. Mais s'il est aussi un peu artiste il pourra trouver de grandes satisfactions esthétiques dans la réalisation de graphismes complexes grâce au Spiroscope.

elekterminal 2-16

mini récepteur ondes courtes 2-25

Ce simple récepteur utilisant un circuit accordé unique et une détection à réaction présente de nombreuses caractéristiques intéressantes.

luminant 2-28

Le Luminant permet d'indiquer simultanément le niveau crête et le niveau moyen d'un signal audio.

comment j'ai battu le monstre 2-36

voltmètre numérique universel 2-40

La relève des instruments à aiguille.

eurotronique 2-47

Grand concours international d'électronique amateur.

millivoltmètre alternatif et injecteur de signal 2-48

Utilisant des amplificateurs opérationnels à entrées FET, ce 'préamplificateur pour multimètre' permettra de réaliser un millivoltmètre alternatif avec une impédance d'entrée élevée et une large bande passante. Comme le circuit intégré utilisé comporte deux ampli-op supplémentaires, on s'en servira pour réaliser un 'injecteur de signal'.

l'ordinateur et les échecs 2-51

Comment pense le monstre

antivol pour accessoires de voitures 2-57

Le circuit d'alarme bon marché décrit dans cet article protégera contre le vol vos feux antibrouillard ou longue portée et pourra aussi servir à prévenir le vol d'accessoires montés à l'intérieur de la voiture, tels que autoradio ou lecteur de cassettes.

digicarillon 2-58

Cet article présente un projet de carillon pour porte d'entrée jouant le célèbre air de Westminster. Chaque note ne doit pas être accordée individuellement car la programmation est réalisée numériquement.

le découplage des alimentations 2-62

Un circuit ne vaut que ce que vaut son alimentation. Même le circuit le mieux étudié peut se révéler ordinaire à cause du ronflement, d'une mauvaise régulation, de transitoires du secteur ou d'instabilités de son alimentation.

générateur d'alignement AM/FM 2-65

On pourra se servir de ce circuit pour aligner des amplis FI dont la fréquence est de 455 kHz.

programme de diagnostic pour RAM 2-66

Le programme suivant peut être employé pour tester n'importe quel bloc de mémoire RAM ayant une taille supérieure à 1/2 K.

Il indiquera également l'adresse de tout défaut existant.

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. (cf liste des points de vente EPS + ESS) 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 no 6660.70030 X du Crédit Lyonnais
- par chèque ou virement postal sur le compte CCP Lille 7-163-54R

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	4

1: nom 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 PO	9369	10,—
préco (préampli)	9398	28,—
préco (régulateur)	9399	16,—
générateur de fonctions	9453	32,—
face avant pour le		
générateur de fonctions	9453-6	17,50
Alimentation stabilisée	9465	20,—
Diapositives avec son	9743	8,—
Magnétiseur	9827	8,—
RAM E/S	9846-1	68,—
SC/MP	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	
Alimentation	9499-2	
Photographie Kirlian	9831	} 26,50
	4523	

Carte CPU (F1)	9851	100,—
Préampli pour micro à électret	9866	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

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

F7: JANVIER 1979

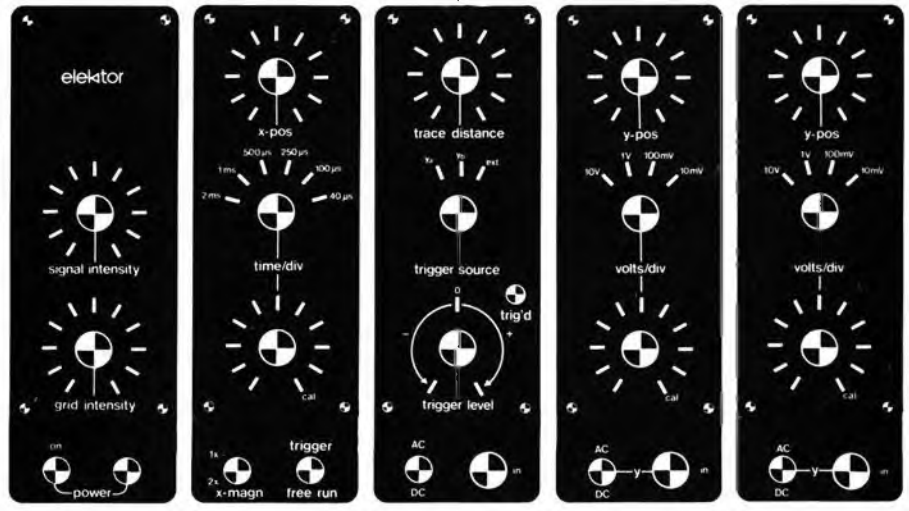
simulateur RIAA	4039	12,—
détecteur de métaux sensible	9750	21,—
minuterie longue durée	9902	10,—
Preconsonant	9954	23,50
clavier ASCII	9965	76,—
TV-scope-version améliorée:		
plaque mémoire	9969-1	50,—
circuit de déclenchement	9969-2	15,50
base de temps entrée	9969-3	15,50
buffer pour bus de données	9972	16,—
un sablier qui caquette	9985	21,50

NOUVEAU

F8: FEVRIER 1979

digitarillon	9325	22,50
mini-récepteur ondes courtes	9920	18,—
Luminant:		
détecteur et commande	9949-1	26,—
commande de l'affichage	9949-2	36,—
affichage	9949-3	9,—
Elekterminal	9966	130,—
spiroscope	9970	23,50
voltmètre numérique universel	79005	21,—
adaptateur pour millivolt-mètre alternatif	79035	15,50

Autocollant en PVC pour face avant du TV scope-version de base: EPS 9968F 15 F
TV scope-version améliorée: EPS 9969F 15 F



ess software service

DISQUES ESS

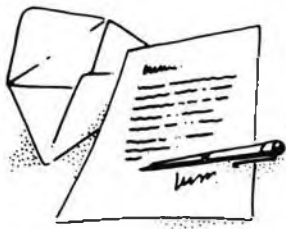
Testeur de réflexes	} ESS001	12,50
Horloge digitale		
Mastermind		
Sirène à la Kojak		
RAM diagnostic		
Le SC/MP chante Noël	ESS002	15,—



UN fournisseur pour vos composants

BERIC

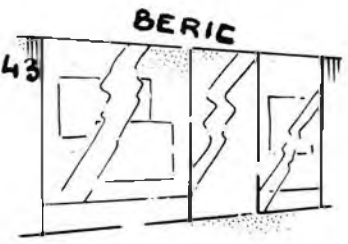
TROIS moyens faciles pour nous joindre . . . 43



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 30 à 19 H)

**HORLOGE DIGITALE A QUARTZ ET AFFICHEURS
CRISTAUX 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) battement des secondes commande directe possible d'un triac pour allumage d'un appareil sur secteur.
Cablage simplifié par boîtier 18 broches attaqué 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. 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 programmateur 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 HRPC6 P.U. 80 F
BUZ: Module alarme P.U. 15 F
BT0: 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:
BRC50: Partie fréquence-mètre, Périodémètre Impulsimètre. 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. Périodémètre de 1 µsec. à plusieurs sec. Chronomètre à 5 gammes de la sec. à la µsec. Impulsimètre 4 gammes en impulsions positif et négatif. Alim. 12V (2,2A) et alim. secteur incorporée. Fort boîtier professionnel + pieds de pupitre excamotables. Face avant durai de 3mm. Encombrement 22 x 11 x 27 cm. Complet en kit avec notice très détaillée (30 pages). 1250 F
BRC50PB: 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. 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 100 µA 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'incorporant à l'ensemble. 620 F
NOTICE: Du BRC505 la valeur est déduite en cas d'achat ultérieur de l'appareil 30 F
ACCESSOIRES DU BRC505:
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 INTEGRES 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.
● digit 1 avec circuit 270 x 115 mm 50 F
● composants complets d'expérimentation avec alimentation 90 F

KITS composants et circuits imprimés suivant des réalisations publiés dans ELEKTOR

Constitution des kits: TOUS les composants à monter sur le circuit imprimé ainsi que les inter. invertisseur, commutateur, et notice techniques complémentaires à l'artcile ELEKTOR, si nécessaire, sans transfert ni boîtier (sauf mention spéciale), ni circuit imprimé EPS (en option).

ELEKTOR N° 1	Kit Comp	C.I. seul
9031 Récept. 8 LU (avec galva)	123,—	32,—
9453 Générateur de fonction (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 génér. de fonc.	—	17,50

ELEKTOR N° 2		
9401 Equiv mono + alim (sans transfo)	286,—	30,—
9851 Carte CPU (sans connecteur) avec 2 x MM5204Q program	512,—	100,—
9831 +	—	—
4523 Photo Kirlian sans bob ni transfo	244,—	26,50

ELEKTOR N° 3		
9076 TUP-TUN testeur avec transfo	90,—	24,40
9076 2 Face avant pour dito	—	27,50
9883 Carte ext mémoire avec MM 5204Q program	178,—	150,—
9857 Carte BUS jeu de 3 connect. adapt.	150,—	35,25
9893 Carte Hax I/O	688,—	200,—
9817-2 Voltmètre à leds	116,—	20,76
9860 Voltmètre de crête	24,—	15,—
9444 Table de mixage avec pot et transfo	240,—	77,25

ELEKTOR N° 4		
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,—
9927 Mini Fréquence-mètre avec transfo	284,—	29,—

ELEKTOR N° 5/6		
9764 Chasse au lièvre	168,—	48,50
9887-1-2-3-4	—	—
Fréquence-mètre 250 MHz avec transfo	930,—	le jeu 228,50
Interface cassette	140,—	29,—
9973 Chambre de réverbération analogique	509,—	56,50
9641 Adaptateur 8 LU avec CV	66,—	8,—
9945 Consonant (avec alim)	306,—	75,—

ELEKTOR N° 7		
9985 Séblier (avec H.P.)	88,—	21,50
9750 Détecteur de métaux (avec écouteur)	85,—	21,—
9966 Clavier ASCII	456,—	12,—
9969 TV-SCOPE version de luxe	872,—	le jeu 199,75
9968 ext version de luxe extension	530,—	le jeu 82,—
9954 Préconsonant	38,—	23,50

ELEKTOR N° 8		
9966 Elektterminal	à l'étude	130,—
9949 Luminant	322,—	l'ans 71,—
79005 Voltmètre numérique universel	164,—	21,—
79035 Adaptateur pour millivoltmètre alternatif	48,—	15,50
9970 Spiroscope avec transfo	106,—	23,50
9920 Mini-récepteur ondes courtes	92,—	18,—
9952 Far à souder à température régulée	130,—	19,—

Choix de composants proposé par BERIC pour les montages ELEKTOR semi-conducteurs

Semi-conducteurs		
SC/MP II	120,—	—
TBA 120	7,—	—
AY1-0212	89,—	TL 074 25,—
AY1-1320	79,—	TL 084 16,—
CA 3060	24,—	UAA 180 24,—
CA 3086	24,—	XR 2206 45,—
FX 209	108,—	95H90 80,—
CD 4066	5,—	7750 ou 7760 AFFICHEURS 12,—
E 300	5,—	TUP ou TUN las 10 10,—
LM317K	35,—	DUS ou DUG las 10 3,50
LM 323K	76,—	* la plupart des autres composants
LM 324	8,—	MM 5204Q Le jeu de 3 program ELBUG 290,—
MM 2112	24,—	B1LS97 15,—
MM 5055 - AM 2533 - AM 2833	58,—	AY-S-2376 120,—
MK 50398N	80,—	SAD1024 172,—
SAD 1024	172,—	—

Composants actifs		
Selfs miniatures		
0,15 µH/0,22 µH/1 µH/10 µH/22 µH/100 µH/470 µH	5,—	—
Filtres céramiques CDA 10 7 MA	8,—	—
Cond. Adjust pour C1: 12/100 pF	10,—	—
Arrière-que condensateurs, résistances, potentiomètres		
Quartz 7 MHz, 4,433 MHz (nombrestes fréquences disponibles) 1 MHz	50,—	—
Potentiomètres rectiligne stéréo 2 x 47 k log.	20,—	—
SFD 455	9,—	—

Composants passifs		
Sélecteur DIP 8 Bits	22,—	—
Mandrin blindé KASCHKE	7,—	—
Double inverseurs à poussoir	6,—	—
Digitet	8,—	—
Digitet LED	12,—	—
Arrière-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,—	—
ASCII Touche clavier	4,50	—

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

KITS

ELCO

JOJTY

JOJTY

ELCO 10	105,00	AF 30	36,38	HF 65	36,27
ELCO 19	220,00	AF 300	88,84	HF 310	168,0?
ELCO 28	70,00	AF 310	85,98	HF 325	281,91
ELCO 40	160,00	AF 340	127,81	HF 330	103,56
ELCO 43	250,00	GP 304	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

JOJTY

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	706	3,00
128K	3,50	108	2,00	136	4,90	245	6,00	930	3,50
180K	3,50	109	2,00	137	4,90	254	3,50	1711	3,00
181K	4,00	140	6,00	138	4,90	258	6,30	1890	4,00
187K	4,00	141	5,00	139	4,90	259	6,00	1893	4,60
188K	4,00	142	3,00	140	5,80			2218	3,90
		143	3,00	201	14,00	MJ		2219	3,50
		148	2,50	202	16,00			2222	2,00
		149	2,50	237	11,00	901	24,70	2646	6,50
149	9,00	157	3,00	238	11,00	1001	22,20	2904	3,70
161	6,00	158	2,50	361	11,00	2500	24,70	2905	3,70
162	6,00	171	3,50	362	11,00	2501	19,00	2907	3,00
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	3054	10,00
124	5,00	184	2,50					3055	9,00
125	3,00	237	2,00	BF		MJE		3442	27,20
126	3,00	238	2,00					3773	30,00
127	4,00	239	2,00	173	4,00	1100	26,00	3819	5,10
139	5,00	407	2,00	179	6,00	2955	12,00	4037	6,00
200	4,00	408	2,00	194	3,00	3055	12,00	4416	7,35
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



MULTIKITS

de WORM B.

☎ 065 - 31 63 60 (2 L.)

COMPOSANTS ELECTRONIQUES
HI-FI KITS DE MONTAGE

37/41 rue des Fripiers 7000 MONS

COMPOSANTS

BC 547	3 FB	0,40 FF
BC 557	4 FB	0,60 FF
BU 208	80 FB	11,40 FF
BU 111	85 FB	12,00 FF
BF 195	10 FB	1,40 FF
BF 194	10 FB	1,40 FF
BC 108-109	7 FB	1,00 FF
1N4001-4002-4003-4004	3 FB	0,40 FF
2N2218	14 FB	2,00 FF
2N3819	20 FB	2,80 FF
2N1613	10 FB	1,40 FF
SN 7442	16 FB	2,30 FF
SN 7447	30 FB	4,30 FF
SN 7473	22 FB	3,10 FF
2N7490	16 FB	2,30 FF
SN 74164	28 FB	4,00 FF
SN 74161	31 FB	4,30 FF
NA 7805-7812-7905-7912	31 FB	4,30 FF
TANTAL 1 MF 35 V	5 FB	0,70 FF
CD 4000-4001-4002-4003-4004	9 FB	1,30 FF
CD 4011-4012-4023-4025	10 FB	1,40 FF
CD 4068-4069-4070-4071-4072-4073-4075	10 FB	1,40 FF

KITS

CHENILLARD 10 CANAUX	1850 FB	263,00 FF
MODULATEUR 3 VOIES	550 FB	78,00 FF

PRINT-ELEKTOR

ELEKTERMINAL (9966)	765 FB	130,00 FF
TEMPERATURE REGULEE (9952)	113 FB	19,00 FF
MINI RECEPTEUR (9920)	102 FB	18,00 FF

DIVERS

CLAVIER ASC II (9965)	458 FB	76,00 FF
FREQUENCEMETRE COMPLET (9887-1-2-3-4)	1360 FB	228,50 FF
ESS 1	75 FB	12,50 FF
ESS 2	90 FB	15,00 FF

SELECTRONIC

VENTE PAR CORRESPONDANCE

- Paiement à la commande:
ajouter 15 F pour frais.
Franco au dessus de 300 F
- Contre Remboursement: + 22,00 F

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.
Tél.: (20) 55.98.98.

KITS proposés par SELECTRONIC

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.

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 (9906) 217,80
- Système complet comprenant les kits
avec * 3295,—
- Clavier ASCII (9965) 439,—

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) (9817+9860)
. 149,50
- Table de Mixage (9444)
Stéréo 5 entrées 309,90
- CONSONANT Préampli
Hi-Fi (9945) 383,50
- PRE-CONSONANT RIAA
(9954) 56,50
- Reverberation Analogique
(9973) 449,00

MESURE:

- Génér. de fonctions complet avec
Face Avant + Alim. (9453) 249,90
- Coffret ARABEL 14 SK
pour génér. de fonctions 53,00
- Alimentation stabilisée avec
LM 317K (9465) 114,50
- TV-SCOPE (9968)
bicourbe 439,00
- TV-SCOPE LUXE Bicourbe
(9968-9969) 819,50
- Modulateur UHF (9967) 70,00
Avec QUARTZ
- Computer Fréquence-mètre
1/4 GHz (9887-1 à 4) 942,90
- Coffret GSA pour compteur
1/4 GHz 115,00
- Mini Fréquence-mètre (9927)
. 275,00

DIVERS:

- Diapo avec son (9743) 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
(78041) 39,00
- Sablier (9985) 89,00

NOUVEAU:

- ELEKTERMINAL (9966):
NOUS CONSULTER
- LUMINANT (9949) 209,00
- SPIROSCOPE (9970) 129,00
- Voltmètre Digital (79005) 198,00
- Adaptateur alternatif
(79035) 69,90

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

Montages décrits dans l'édition anglaise:

- Voltmètre 3½ Digit
LD 110/111 (77109) 249,00
- Compte tours auto à LED
(9460 + 9392) 200,00
- Ampli 20 W (9144)
TDA 2020 89,00
- 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

TOUTE LA LOGIQUE EN STOCK

TTL

- | | |
|-----------------------|----------------------|
| 7400 1,80 | 4000 2,00 |
| 7404 2,00 | 4001 1,80 |
| 7420 2,00 | 4011 1,80 |
| 7447 6,90 | 4013 3,50 |
| 7473 5,40 | 4016 3,50 |
| 7485 15,20 | 4024 6,90 |
| 7490 3,80 | 4027 4,50 |
| 7492 5,60 | 4050 3,50 |
| 74121 4,00 | 4069 2,00 |
| 74123 10,60 | 4528 10,00 |

C.MOS

- LINEAIRE:**
- LM 741 - MC 1741 2,50
 - TAA 611 CX1 16,50
 - TL 074 23,00
 - XR 4212 22,00
 - LM 317K 35,00
 - TIL 111 6,00

DISPONIBLES A DES PRIX!!

- MC 6800P 79,90
- MCM 68A10P 39,80
- MC 6820P 59,00
- MCM 6830 L7 (MINIBUG) 151,80
- Mémoire 2708 L 99,50
- 8T97 13,00
- 8T28 19,00
- MC 1488P 10,50
- MC 1489P 10,50
- ISP 8A-600N 125,00
- MK 50398N 82,00
- XR 2206 49,00
- 95H90 79,00
- AY-5-1013 55,00
- RO 3-2513 92,00
- MM 6300 (MMI) 35,00
- Tube BRIMARD D7 201 GH
Avec son blindage 441,00

Composants garantis de premier choix aux normes ELEKTOR:

- | | |
|---------------------------------------|-------|
| TUN Les 10 (BC 237B) | 10,00 |
| TUP Les 10 (BC 307B) | 10,00 |
| DUS Les 10 (1N914) | 3,50 |
| DUG Les 10 | 9,00 |
| LED rouge Les 10 | 18,00 |
| BC 549C Les 10 Faible Bruit | 11,00 |
| BC 559B Les 10 | 12,00 |
| 1N4148 Les 50 | 12,00 |
| 2N1711 Les 10 | 15,00 |
| 2N2905 Les 10 | 20,00 |
| BD 135 | 3,00 |
| BD 136 | 3,50 |
| BD 135-136 La Paire | 6,00 |
| MRF 238 avec notice | 85,00 |
| BUX 37 | 54,00 |

Cette annonce corrige et complète les
précédentes.

Voir ELEKTOR éditions précédentes.

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, EDC s'est créé une renommée par les kits de composants suivant des montages publiés dans Elektuur, l'édition néerlandaise de Elektor.

CHALLENGER
Computerized games
that challenge You.



CHESS CHALLENGER "3"
prix: 9950,00 BF

1. Trois niveaux de difficulté: du débutant au joueur expérimenté.
2. Choix entre attaque et défense.
3. Mise en mémoire de la position des pièces.
4. 'Override key': Bouton poussoir permettant de faire 2, 3 ou 4 mouvements avant la réponse de l'ordinateur.
5. Roque.
6. Autres possibilités; boîtier en noyer inclus de 31 x 20 x 3 cm, grands afficheurs à LED (1/2") et jolies pièces en bois.

LE JEU D'ECHECS PAR ORDINATEUR LE PLUS POPULAIRE DU MONDE

CHESS CHALLENGER "10"

prix 14.895,00 BF

1. Dix niveaux de difficulté, du débutant à l'expert, jeu double inclus et échecs par correspondance.
2. Possibilité de changer les niveaux pendant le jeu.
3. Pour chaque jeu l'ordinateur change les coups.
4. Choix entre attaque ou défense, noir ou blanc.
5. Les coups non admis sont signalés par l'ordinateur.
6. Mise en mémoire de la position des pièces.
7. Joue la défense comme dans les manuels d'échecs: à la sicilienne, à la française, à la 'Ruy Lopez' et à la 'Queen Gambit Declined'.
8. Analyse 3.024.000 positions d'échiquier.
9. Rétroaction auditive: simple tonalité en appuyant sur les touches, double tonalité pour la réponse de l'ordinateur.
10. L'ordinateur résoud des problèmes d'échecs.
11. 'Override key': permet de faire 2, 3 ou plus de mouvements avant la réponse de l'ordinateur.
12. Enlèvement ou adjonction de pièces pendant le jeu.
13. Promotion automatique des pions en dame ou fou etc. . . .
14. L'ordinateur prend des pièces selon les règles du jeu et indique celles du partenaire.
15. Roque.

33 x 20 x 3 cm. Grands afficheurs à LED (1/2"). Boîtier en noyer taillé à la main et pièces magnétiques à la française.

Les kits de composants suivant les réalisations de Elektor et préparés par EDC, sont des kits complets et vous évitent des surprises. Tous les kits contiennent le circuit imprimé du service EPS d'origine, les embases de C.I. et TOUS les composants, et arriveront chez vous bien emballés dans un emballage soigné.

EDC vous propose les kits suivants:

Elekterminal (9966)	6168,00 FB
Clavier ASCII (9965)	3196,00 FB
Préconsonant (9954)	425,00 FB
Luminant équipé de LEDs plates (9949-1,2,3)	2200,00 FB
Fer à souder à température régulée (9952) avec transformateur	966,00 FB
Fer à souder ANTEX pour ce montage	1185,00 FB
Consonant (9945)	2300,00 FB
Consonant + voltmètre de crête + Affichage LED avec UAA 180 + boîtier + face avant	4285,00 FB
Affichage LED avec UAA 180 équipé de LEDs plates (9817)	945,00 FB
Compteur 1/4 GHz incl. alimentation et afficheurs HP (9887)	7495,00 FB
face avant + splendide boîtier pour ce dernier	850,00 FB
Préamplificateur Préco (9398)	608,00 FB
Régulateur Préco (9399)	605,00 FB
Générateur de fonctions (9453)	1230,00 FB
le même complété d'un boîtier + face avant + alimentation	1750,00 FB
Réverbération digitale: Circuit de base (9913-1)	4392,00 FB
Réverbération digitale: Circuit d'extension (9913-2)	3933,00 FB
Chambre de réverbération analogique (9973)	3258,00 FB
Chambre de réverbération complète avec boîtier, alimentation etc (9973)	4402,00 FB

mini fréquencemètre (9927), incl. alimentation et displays HP	1955,00 FB
Le sablier qui caquette (9985)	649,00 FB
T.V. scope: amplificateur d'entrée (9968-1)	427,00 FB
circuit principal (9968-2)	1224,00 FB
mélangeur vidéo (9968-3)	225,00 FB
Circuit de synchro (9968-4)	259,00 FB
Alimentation (9968-5)	619,00 FB
Circuit mémoire (9969-1)	3023,00 FB
Circuit de déclenchement (9969-2)	353,00 FB
Base de temps entrée (9969-3)	374,00 FB
Boîtier + boutons + embases BNC etc.	893,00 FB
Digit 1 + circuit imprimé + tous les composants et alimentation	1295,00 FB

MICRO-PROCESSEURS:

SC/MP	
SC/MP (9846)	1700,00 FB
RAM E/S (9846-1)	2150,00 FB
Carte CPU, inclus programme ELBUG (9851)	6150,00 FB
Circuit d'extension, inclus ELBUG (9863)	4100,00 FB
HEX I/O (9893)	4885,00 FB
Carte RAM 4K (9885) RAM inclus	6752,00 FB
Interface Casette (9905)	1084,00 FB
Carte BUS + 3 connecteurs mâles + 3 connecteurs femelles (9857)	1395,00 FB
Alimentation + connecteurs mâles et femelles + transformateurs (9906)	1745,00 FB
Clavier ASCII (9965)	3196,00 FB



PET 2001 (Commodore)	49880,00 FB
Cassette de données Commodore	4350,00 FB
MK14: Science of Cambridge	4156,00 FB
NASCOM 1	18995,00 FB
SYM 1	16240,00 FB
Piano électronique: Module une octave (9914)	1458,00 FB
Alimentation, transformateur inclus (9979)	1296,00 FB
Filtres + préampli (9981)	1345,00 FB
Générateur de notes universel (9915)	2058,00 FB
Kit complet pour la réalisation du piano en sa version de cinq octaves, exclusif: la valise	16590,00 FB
Valise portable pour piano	2970,00 FB
Clavier 3 octaves marque Kimber Allen	2123,00 FB
Clavier 4 octaves	2123,00 FB
Clavier 4 octaves marque Kimber Allen	2685,00 FB
Clavier 5 octaves marque Kimber Allen	3315,00 FB
Clavier 5 octaves d'origine italienne	2695,00 FB
Interrupteur bipolaire Kimber Allen	36,00 FB
Contact Kimber Allen inverseur unipolaire	36,00 FB

Commander par courrier: une affaire sûre avec E.D.C. Livraison rapide. Contre remboursement ou virement sur le compte n°: BBL 3200585257 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.

edc pvba

Minderbroedersrui 40-42
2000 ANTWERPEN (ANVERS)
tél. 031-32.08.09

Nous sommes ouverts du lundi au samedi inclus, de 9h à 12h et de 13h à 18h.

EDC, l'aspect humain de l'électronique

ELEKTRONIKLADEN

ELEKTRONIKLADEN

NOUVEAUTÉS MICROPROCESSEURS

Les cartes suivantes sont plus spécialement prévues pour les systèmes à base du bus KONTRON Z 80 mais peuvent être utilisées sur d'autres ensembles.

CARTE EXTENSION RAM:

2 MODELES 8 KBYTE ou 4 KBYTE avec les TMS 4044-45.

Faible consommation: 1,2 A typ. pour 8 KB.

Buffer entrée-sortie, livré avec connecteurs 64 broches et supports.

Format EUROCARD standard 100 x 160 mm, époxy double face à trous métallisés. L'adresse de départ est déterminée par roues codeuses.

KIT 4 KBYTE 1197,50 F KIT 8 KBYTE 1847,50 F
 KIT EXTENSION 4 K - 8 K 697,50 F

CARTE EXTENSION E PROM:

4 KBYTE valable pour 4 x 2708 maximum.

1 mémoire 2708 est livrée avec le KIT. Adresse de départ déterminée par mini inter DIP.

Livrée complète avec connecteurs et supports. Carte époxy double face à trous métallisés.

KIT 1 KBYTE 368,75 F KIT 4 KBYTE 629,75 F

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

NOUVEAUTÉS

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 COMPLETE 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 OIL 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 ?**

**Bientôt:
 notre nouveau système à
 microprocesseurs**

ELSET 80

LES COMMANDES NE SONT EXECUTES QU'EN CONTRE-REMBOURSEMENT.
 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

SELEKTOR

Agrandisseur couleur

Philips a présenté récemment un système électronique unique pour le tirage couleur des photos papier aussi bien que diapositives.

L'Electronic Tri-One Colour System (ETC), comprend un agrandisseur universel dont les 3 sources lumineuses colorées sont commandées par l'intermédiaire d'un tableau séparé. On réalise ainsi la synthèse de toute couleur, à partir des 3 couleurs primaires rouge, bleu et vert, grâce à un dosage électronique et sans utiliser de filtres. Une seule exposition du papier suffit donc.

Caractéristiques techniques:

Agrandisseur PCS 130

- Chambre universelle pour lampe standard.
- Tous formats de 110 à 6 x 7. Format agrandi maximum 40 x 50.
- Porte-négatifs universel et porte-filtre.
- Colonne rigide avec verrouillage facile.
- Rotation pour projection murale, ou sur le sol.



Source de lumière PCS 150

- Aucune partie mobile, pas d'ajustage de filtre, pas d'instabilité thermique.
- Contrôle précis de couleur et de lumière.
- Source de lumière avec 3 lampes halogènes séparées.
- Basse tension. Sécurité.
- Pas d'Ultra-Violet et pratiquement pas d'Infra-Rouge.

Ensemble de commande PCS 150

- Graduation en densité, échelles lumineuses.

- Timer général (5 - 40 s).
- Interrupteur pour chaque couleur.
- Commande de lumière blanche, position d'attente.

Philips,
87, rue la Boétie,
75008 Paris

(417 S)

Passé, présent et avenir des microprocesseurs à 16 bits: l'approche M6800

Le passé: MC6800

Bien que relativement jeune, le MC6800 est l'ancêtre des microprocesseurs Motorola à haute performance à 16 bits. Largement utilisé par l'industrie et offert par de nombreuses 'secondes sources', le MC6800 est devenu un système de référence. Son succès est sans doute largement dû à la simplicité de son architecture qui concilie souplesse et facilité d'emploi. Le MC6800 est remarquable par son jeu très complet d'instructions arithmétiques, logiques et de branchement. L'un des traits particuliers de la famille M6800 est son système d'entrées/sorties sans restrictions qui est dynamiquement programmable et configuré en mémoire. Finalement, grâce à leur alimentation unique à 5 V, les membres de la famille M6800 sont directement compatibles avec la logique TTL.

A l'origine, la famille M6800 a été conçue pour des applications du type octet (8 bits), mais le MC6800 est cependant capable de traiter des mots de 16 bits avec une bonne efficacité grâce à son registre d'index à 16 bits, son pointeur de pile à 16 bits, à ses deux accumulateurs à 8 bits et à ses instructions 'avec report' (ADC, SBC, ROR, ROL).

Le MPU MC6800 est complété par une vaste gamme d'adaptateurs de périphériques qui ne cesse de croître et dont les plus récentes additions sont les 6854 ADLC, 68488 GPIA, 6847 VDG, 6840 PTM, 6844 DMAC, 6845 CRTC, 6843 FDC et 6849 DFDC. La famille M6800 bénéficie en outre d'un 'soutien logistique' particulièrement efficace de la part des outils de développement EXORciser, tant sur le plan du hardware que sur celui du logiciel.

Introduit en 1974, le MC6800 offre encore un rapport performances-coût des plus favorables dans de nombreuses applications. Il est actuellement disponible en trois vitesses (fréquence d'horloge 1.0, 1.5 ou 2.0 MHz) et en trois gammes de températures (0 à 70,

-40 à 85 et -55 à 125°C). Une solution plus économique est offerte avec le système extensible et compatible en deux composants 6802/6846 dont la partie CPU du 6802 est identique à celle du 6800.

Avec des atouts aussi solides, la famille M6800 constituait donc la base de départ idéale pour le développement de MPU à 16 bits à hautes performances par les techniques les plus modernes de programmation et de conception des systèmes associées à la technologie VLSI.

Le présent: MC6801 et 6809

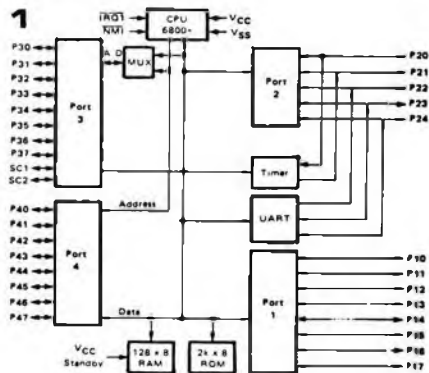
Le MC6801

Le MC6801 est l'un des premiers micro-ordinateurs à utiliser véritablement la technologie VLSI. Il se présente sous la forme d'un boîtier à 40 broches contenant un circuit monolithique qui remplit toutes les fonctions d'un ordinateur: horloge (fréquence bus: 1 MHz), CPU (8 bits), ROM (2K octets), RAM (128 octets), temporisateur (multifonctions, 16 bits), E/S parallèles et série (29 broches). A noter que le MC6801 ne dispose pas d'un CPU réduit par rapport au MC6800, mais bien d'un CPU complet et même amélioré! Le MC6801 doit surtout permettre de réduire le coût du système grâce aux récents progrès de l'intégration à très grande échelle appliquée à la technologie NMOS. Le circuit monolithique VLSI du MC6801 équivaut à 8 circuits LSI de la famille M6800, soit environ 40000 transistors. L'extension du MC6801 n'est limitée que par sa capacité d'adressage, soit 65K octets, comme pour la famille M6800. Il est directement compatible avec tous les adaptateurs de périphériques de la famille M6800.

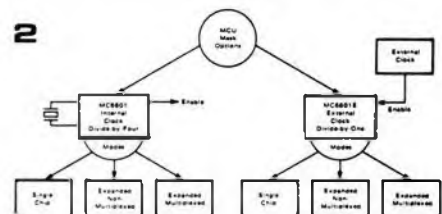
Le CPU est compatible au niveau du code objet avec la famille M6800, mais offre des possibilités supplémentaires, particulièrement dans les applications à 16 bits. Les accumulateurs A et B à 8 bits chacun sont mis bout à bout pour constituer l'accumulateur D qui est utilisé par six instructions 'doubles' portant sur des mots de 16 bits: Load, Store, Subtract, Shift Left et Shift Right. Les quatre premières sont utilisables avec tous les modes d'adressage normaux de la famille M6800 (immédiat, direct, étendu et indexé), alors que les décalages doubles utilisent le mode 'implicite'. Pour faciliter la tâche du programmeur, trois nouvelles instructions de manipulation du registre d'index ont été ajoutées: Push X, Pull X, Add B to X. Le MC6801 comporte également une multiplication câblée rapide non signée (A multiplié par B avec résultat dans A-B).

SELEKTOR

Les autres améliorations du CPU portent sur la réduction des temps d'exécution de certaines instructions importantes: toutes les mises en mémoire (-1), tous les branchements (-1), toutes les indexations (-1), BSR (-2), JSR (indexée: -2, étendue: -3), INS et INX (-1), DES et DEX (-1), PSHA et PSHB (-1), TSX et TXS (-1). Dans la plupart des applications à 16 bits, ces améliorations importantes se traduisent par une réduction de moitié du nombre d'instructions, de l'encombrement du programme dans la ROM et du temps d'exécution par comparaison avec le MC6800.



La figure 1 illustre le schéma synoptique du MC6801. On voit qu'il s'agit bien d'un micro-ordinateur monolithique de 'troisième génération', le premier de sa catégorie à pouvoir fonctionner soit comme un ordinateur autonome avec ses propres ROM/EPROM, RAM, E/S, interface de communication série (SCI), Temporisateur Horloge et CPU, soit comme un système multiple avec une mémoire extensible jusqu'à 65K octets (capacité d'adressage du MC6800). En conclusion, le MC6801 est non seulement plus économique à l'achat grâce à son circuit unique, mais il apporte à l'utilisateur des fonctions CPU améliorées et des accès d'E/S totalement programmables et 'intelligents'.



La MC6809
Le MC6809 fait partie de la génération suivante des microprocesseurs Motorola à octets et représente la transition entre la famille M6800 et la future famille M68000 à 16 bits. Grâce à de nombreuses innovations techniques, aussi bien sur le plan du logiciel que sur celui du hardware, le MC6809 est le plus puissant MPU NMOS à 8 bits du marché. En fait, le MC6809 a été spécialement conçu pour aider et encourager les

méthodes modernes de programmation dans le but de réduire les coûts de développement et de maintenance du logiciel. La création rapide d'un logiciel fiable suppose des techniques de programmation structurée utilisant des programmes modulaires réentrants dont le code est indépendant de la position en mémoire. Sur le MC6809, les possibilités d'adressage et de mise en pile ont été structurées de façon à utiliser le plus rationnellement possible la mémoire disponible en répondant aux conditions mentionnées ci-dessus. Le MC6809 a suivi la voie ouverte par le MC6801 en mettant à profit les derniers raffinements de la technologie NMOS VLSI. Les traits principaux de son architecture sont de nouveaux registres, de nouvelles instructions, de nouveaux modes d'adressage et de nouvelles possibilités hardware. Le bus de données à 8 bits et le bus d'adressage à 16 bits sont compatibles avec ceux de la famille M6800 dont tous les périphériques à 8 bits sont directement utilisables. Prévu pour une fréquence d'horloge allant jusqu'à 2 MHz, le MC6809 est disponible soit avec horloge incorporée, soit avec des entrées d'horloge externe (option de masque différente) pour faciliter la synchronisation des systèmes multiprocesseurs. Les deux versions sont livrées en boîtier à 40 broches.



Cependant, les principales améliorations offertes par le MC6809 portent sur le logiciel qui est compatible vers le haut avec la famille M6800, c'est à dire que les programmes 6800 sont directement acceptés par l'Assembleur du MC6809 (sans erreurs de syntaxe). Le MC6809 reprend tous les registres du MC6800, ainsi que l'accumulateur double du MC6801. Il comporte en outre des registres supplémentaires dont un registre d'index à 16 bits (Y), un pointeur de pile utilisateur à 16 bits (U) et un registre de page directe à 8 bits (DP). La figure 3 illustre le mode de programmation du MC6809. On peut utiliser U ou S comme pointeur de pile, alors que le registre d'index peut être Y, U, S ou PC. Le registre DP permet un accès ultrarapide à une zone d'adressage direct qui peut être située n'importe où dans la mémoire. L'adressage direct est utilisable avec toutes les instructions de lecture-modification-écriture du MC6809, en plus des modes traditionnels d'adressage étendu, indexé et par accumulateur du MC6800. La souplesse d'adressage est l'un des

principaux atouts du MC6809 qui possède tous les modes de la famille M6800, plus l'adressage indirect pour les modes étendu et indexé. L'adressage relatif (branchement) permet d'introduire un déplacement signé de 8 ou 16 bits dans le compteur ordinal (PC). Le MC6809 dispose d'un mode d'adressage indexé extrêmement souple et puissant. On peut utiliser comme pointeur l'un des cinq registres X, Y, U, S ou PC avec les options de décalage suivantes: zéro, zéro avec incrémentation ou décrémentation automatique de 1 ou 2; nombre signé de 5, 8 ou 16 bits; accumulateur A, B ou D. A noter que les modes d'adressage du MC6809 permettent des accès logiciels rapides et simples à n'importe quel point de l'espace mémoire, ce qui est l'environnement idéal pour des programmes modulaires et indépendants de leur implantation en mémoire. Cette caractéristique importante du MC6809 permet de produire un firmware véritablement standard. Ainsi, les ROM préprogrammées offriront sans doute une solution partielle aux problèmes prévisibles de l'industrie du logiciel. La première ROM firmware conçue pour le MC6809 est disponible depuis peu, il s'agit d'un compilateur Incremental BASIC de 8K (évidemment indépendant de l'implantation en mémoire et réentrant). Les autres améliorations logicielles et hardware du 6809 répondent aux besoins des systèmes multiprocesseurs, facilitent l'extension de la mémoire et la mise au point, et offrent un système d'interruptions rapide et commode. Une broche de sortie fournit un signal BUSY destiné à interdire tout accès à la mémoire pendant l'exécution d'une instruction de lecture-modification-écriture ou d'une instruction sur deux octets. La broche de sortie LIC signale le dernier cycle de l'exécution d'une instruction. Le MC6809 comprend une logique de commande DMA et des circuits d'extension d'horloge pour faciliter l'adaptation de mémoires lentes. Une entrée d'interruption rapide (FIRQ) permet un temps de réaction minimal (seuls le compteur ordinal et le registre de code de condition sont sauveés). Une ligne d'acquiescement d'interruption permet une éventuelle modification externe du vecteur d'interruption. Les lignes RESET, HALT, NMI, IRQ et BUS AVAILABLE du MC6800 sont également disponibles. En conclusion, les MC6801 et 6809 répondent parfaitement aux besoins actuels et futurs des programmeurs et des concepteurs de systèmes. Ces deux machines puissantes travaillent en octets, mais offrent cependant des possibilités de traitement de mots de 16 bits suffisantes pour la majorité des

SELEKTOR

utilisateurs, et cela à des prix tout à fait concurrentiels.

L'avenir: MC68000

Le MC68000 est issu du projet MACSS (Motorola Advanced Computer System on Silicon) qui a été lancé en 1976 avec pour but d'aboutir à un microprocesseur monolithique à 16 bits dont les performances dépasseraient d'au moins un ordre de grandeur celles des MPU existants. Le principal critère de performances retenu était la capacité de traitement ou 'throughput'. Sur le plan du logiciel, il s'agissait de simplifier la programmation en tirant le meilleur parti possible des techniques modernes de programmation et des langages de haut niveau. Il était prévisible qu'au cours de la prochaine décennie le coût total du logiciel deviendrait largement supérieur à celui du hardware (ce qui est déjà le cas au stade du développement de la plupart des projets de micro-ordinateur, aussi bien pour l'utilisateur que pour le fabricant). Il était donc nécessaire de prévoir un espace mémoire abondant et un système de gestion efficace pour les grosses applications envisagées, sans pour cela négliger l'aspect économique des tâches plus restreintes. Le produit devait en outre pouvoir fonctionner dans un environnement multiprocesseur. Pour devenir la base d'une nouvelle famille de machines à 16 bits, ce microprocesseur, comme son prédécesseur le MC6800, devait offrir une excellente souplesse d'emploi et de larges possibilités d'extension. La compatibilité logicielle et hardware avec la famille M6800 imposait d'autres contraintes au stade de l'étude.

4



Motorola travaillait simultanément à la mise au point de la technologie d'intégration HMOS qui permettrait d'atteindre ces objectifs ambitieux. Il s'agit d'une intégration à très grande échelle (VLSI) basée sur la structure NMOS réduite pour obtenir des circuits ultrarapides à forte densité d'implantation avec un bon rendement de fabrication.

Tous ces efforts ont abouti à un produit révolutionnaire: le MC68000. Les prototypes apparaîtront au cours du premier trimestre de 1979 et la production atteindra son maximum vers 1984. Avec ses quelque 68000 transistors intégrés, plus de 2000 portes logiques, le

MC68000 apparaît comme un géant miniaturisé à côté du MC6809. La conception du MC68000 repose sur deux principes directeurs: simplicité et 'orthogonalité' (c'est à dire que les registres internes sont banalisés vis-à-vis des intructions et des modes d'adressage). Le résultat est une programmation facile et souple. Avec une vitesse de traitement quadruple de celle d'un MC6809 à 2 MHz (mais avec un temps d'accès plus long pour un même cycle mémoire) et un bus de données de largeur doublée, le MC68000 offre des performances de la classe des mini-ordinateurs actuels. Pour certaines applications, il approche même des performances des véritables ordinateurs.

Le MC68000 admet six types élémentaires de données: octets ou demi-mots, mots de 16-bits, double-mots de 32 bits, chiffres BCD et caractères ASCII.

La machine dispose de seize registres généraux à 32 bits, plus un compteur ordinal à 24 bits, un registre d'état à 16 bits et une ALU à 16 bits. Les seize registres peuvent recevoir des données sous la forme de mots ou de double-mots et peuvent être utilisés comme registres d'index. Les huit premiers registres sont également utilisables comme registres de données pour les opérations sur des octets. Le second groupe de huit registres peut également contenir des adresses de base ou des pointeurs de pile. La figure 4 représente le modèle de programmation du MC68000.

L'emploi d'adresses à 24 bits permet d'écrire de très longs programmes sans recourir à la technique des pages qui est fastidieuse et sujette à erreur. La protection mémoire est assurée par plusieurs instructions privilégiées et par une 'Unité de Gestion de la Mémoire'. (Une option additionnelle qui sera introduite ultérieurement).

La richesse et la symétrie du répertoire d'instructions et des modes d'adressage répondent parfaitement aux besoins des compilateurs de langages de haut niveau. A quelques exceptions près, chaque instruction peut opérer sur des octets, des mots ou des double-mots dans n'importe quel mode d'adressage.

Toutes les instructions MC68000/6801/6809 qui avaient une utilité pratique pour le MC68000 ont été reprises. En particulier, les instructions de branchement sont identiques et toutes les instructions arithmétiques et logiques sont disponibles. La puissante instruction 'Load Effective Address' du 6809 a été reprise et son inverse appelée 'Push Effective Address' a été ajoutée. Les instructions supplémentaires comprennent une multiplication et une division rapides sur des nombres de 16 bits signés ou non, des opérations arithmétiques BCD, un jeu complet

d'opérations multiprécision pour blocs/chaînes de données, et des opérations étendues par déroutement automatique (trap). Une instruction MOVE très souple permet les transferts de données de registre à registre, de registre à mémoire ou inversement et de mémoire à mémoire. Une autre instruction nouvelle et utile est 'Decrement and Branch if Not Zero' (décrémentation du compteur et branchement si le résultat n'est pas nul).

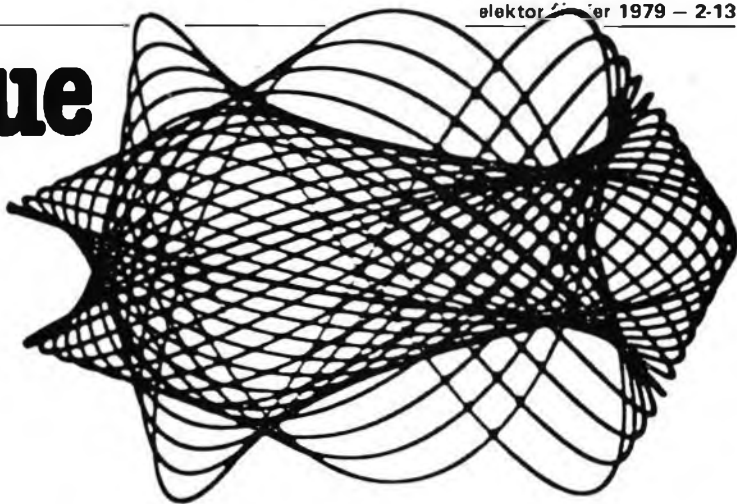
Comme dans le cas du MC6809, l'un des principaux atouts du MC68000 réside dans la variété de ses modes d'adressage. Les modes de base sont: Immédiat, Implicite, Relatif, Indexé, Absolu Long, Absolu Court, Direct Registre et Différé Registre. Les quatre premiers sont ceux de la famille M6800. Les améliorations du MC6809 ont été reprises et comprennent l'incrémentation ou la décrémentation automatique. Le mode Relatif permet d'appliquer un déplacement signé de 8 ou 16 bits au contenu du compteur ordinal. Chaque registre à 32 bits est utilisable comme pointeur en mode Indexé et diverses options de déplacement sont disponibles, comme pour le MC6809.

Le mode Absolu Long est le prolongement du mode Etendu du MC6800 et permet l'adressage absolu de tout l'espace mémoire (16M octets pour le MC68000 contre 65K octets pour le MC6800). Le mode Absolu Court est semblable au mode Direct du MC6800: il permet un accès plus rapide à une zone d'adressage limitée (65K octets pour le MC68000 contre 256 octets pour le MC6800). Le mode Registre Direct est semblable au mode Accumulateur du MC6800, mais peut utiliser n'importe quel registre comme accumulateur de données. Le mode Registre Différé, qui permet d'utiliser d'adresse, est semblable au mode Indexé avec déplacement zéro, avec cependant un accès plus rapide. Ce mode n'existe pas avec les MC6800/6801/6809.

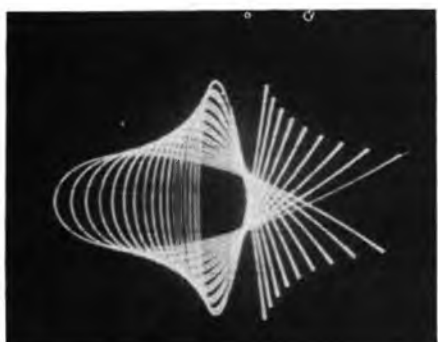
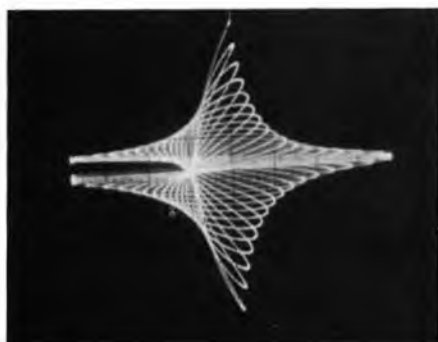
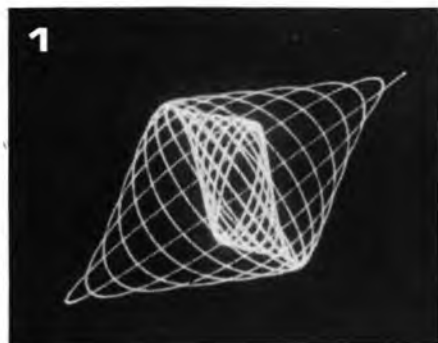
Le MC68000 offre encore beaucoup d'autres facilités sur les plans du logiciel et du hardware: déroutements et interruptions multi-niveaux par vecteurs, accès direct à la mémoire, verrouillages en mode multiprocesseurs, E/S configurées en mémoire, possibilité de macro-routines, manipulations de bits, possibilité de mélanger des mémoires et des périphériques lents et rapides, logique d'arbitrage pour les systèmes à bus/mémoire partagés, ainsi que de nombreuses aides logicielles et hardware pour la mise au point.

Motorola Semiconducteurs S.A.,
15-17, avenue de Ségur,
75007 Paris Tél.: 551-50-61

art graphique sur oscilloscope



La visualisation de la forme d'un signal est très utile au technicien. Mais s'il est aussi un peu artiste il pourra trouver de grandes satisfactions esthétiques dans la réalisation de graphismes complexes grâce au Spiroscope.



Les illustrations (figure 1) qui complètent cette description donnent une idée des dessins que l'on peut obtenir avec le 'Spiroscope' (générateur spiroscopique). Comme on peut le voir, ce sont des figures du même style que celles que l'on peut faire à la main en utilisant le système 'Spirograph TM'. On peut aussi obtenir ce style de dessins sur les terminaux graphiques d'ordinateurs.

Les formes sont obtenues à partir de certaines fonctions géométriques bien connues sous le nom de 'courbes de Lissajous'. En géométrie, on obtient une figure de Lissajous lorsqu'un point se déplace simultanément sur l'axe des X et des Y. C'est, par exemple, la trajectoire d'un objet qui se balance fixé au bout d'une corde.

Le circuit du spiroscope génère deux tensions sinusoïdales dont les fréquences sont variables indépendamment l'une de l'autre. En plus, les deux sinusoïdes sont amorties; c'est-à-dire qu'à partir du moment où elle a commencé, la fonction décroît exponentiellement jusqu'à zéro.

Schéma synoptique

Le fonctionnement du spiroscope s'explique facilement en suivant le schéma synoptique de la figure 2. Le montage est construit autour de deux générateurs d'onde sinusoïdale amortie dont l'un commande la déviation verticale du spot sur l'écran (axe des Y) et l'autre la déviation horizontale (axe des X). Les deux fréquences et le facteur d'amortissement sont réglés indépendamment par des potentiomètres. On peut aussi moduler les deux oscillateurs par des signaux extérieurs et obtenir ainsi des dessins qui changent continuellement.

Pour être certain de démarrer les deux oscillateurs simultanément, on les déclenche à l'aide d'un multivibrateur astable dont la fréquence est de 60 Hz. Jusqu'au démarrage des oscillateurs, le spot est 'gommé' de l'écran par un signal appliqué sur l'entrée de brillance Z. On supprime ainsi les traces inutiles produites par le balayage normal du scope.

Schéma de principe

La figure 3 donne le schéma complet du

spiroscope. Le multivibrateur astable fournissant l'impulsion de démarrage des deux oscillateurs sinusoïdaux est construit autour de l'ampli-op IC1.

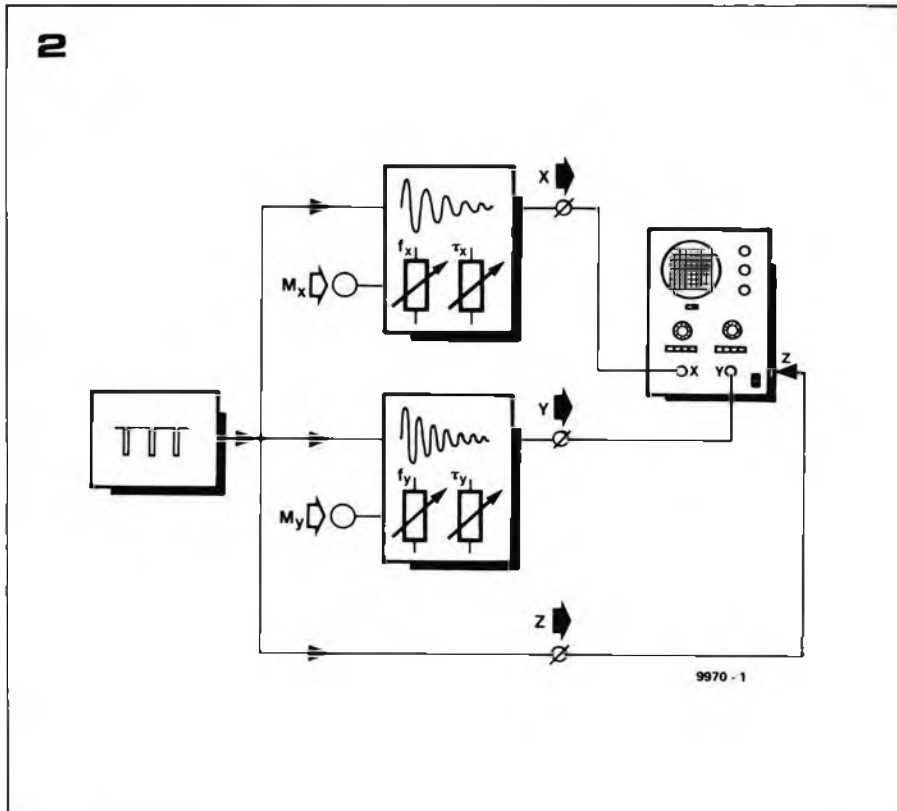
Comme il a été dit plus haut, sa fréquence est de 60 Hz ce qui est suffisant pour éviter que la trace ne clignote sur l'écran du scope. Ce multivibrateur est assymétrique, sa période haute étant beaucoup plus longue que la période basse. Durant cette période basse, le spot est éteint par la commande de l'entrée de brillance. Les oscillateurs sinusoïdaux démarrent sur le front montant suivant.

Les deux oscillateurs sont identiques et se composent chacun de trois amplis-op type 741: IC2, IC3 et IC4 pour la voie horizontale (axe des X); IC5, IC6 et IC7 pour la voie verticale (axe des Y). Nous n'examinerons donc que le fonctionnement de l'oscillateur de la voie horizontale.

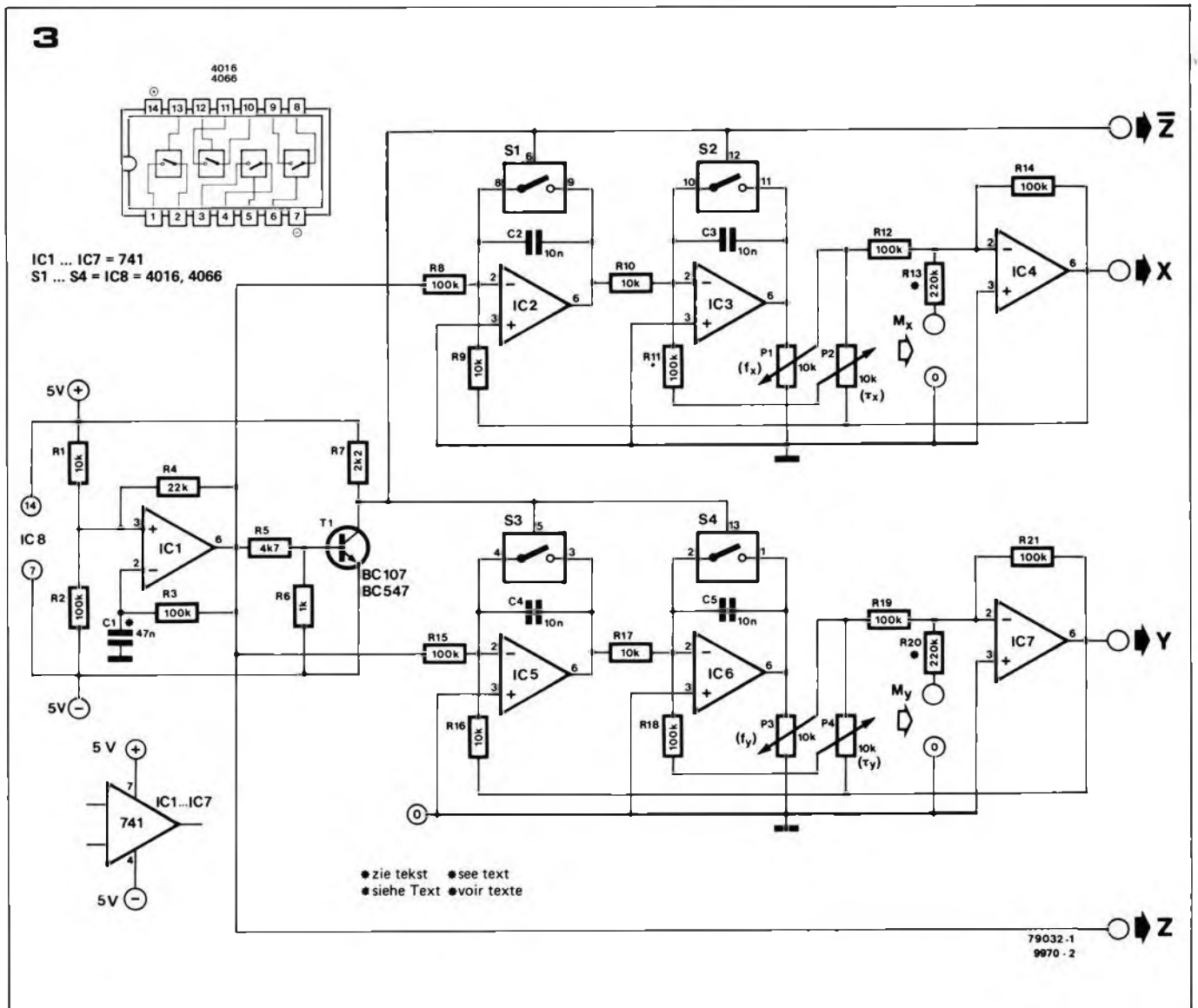
Les amplis-op IC2 et IC3 sont tous les deux montés en intégrateurs et donc à une fréquence donnée, il se produit un déphasage de 180° de la sinusoïde.

L'ampli-op IC4 fonctionnant en inverseur introduit un déphasage supplémentaire de 180°. L'ensemble des trois amplis-op donnent le déphasage de 360° nécessaire pour entretenir l'oscillation. Le gain total des trois amplis cascades peut être ajusté par P1 mais reste toujours inférieur à l'unité; de ce fait, une fois démarré, l'oscillateur génère une tension sinusoïdale amortie. Le degré d'amortissement se règle par P1 (P3 sur la voie Y) et la fréquence par P2 (P4 en Y).

Pour obtenir une image stable, il faut démarrer les deux oscillateurs de façon rigoureusement simultanée; c'est le rôle des commutateurs électroniques S1 à S4. Sur chaque front montant venant de IC1, les condensateurs C1 à C5 de la boucle de contre réaction des ampli-op sont déchargés. Par cette méthode, on détermine le conditionnement de chacun des ampli-op c'est-à-dire qu'ils auront toujours la même tension de sortie au démarrage. De cette façon, chaque dessin qui se formera sur l'écran apparaîtra exactement au même endroit que le précédent pour former une image stable. Sans cette précaution, la dérive de l'intégrateur entraînerait un



léger décalage de chaque image dont l'effet n'est pas heureux. Le circuit offre aussi la possibilité d'un effet particulièrement esthétique, celle de créer des images animées en jouant sur la fréquence et l'amortissement d'un ou des deux oscillateurs. Dans ce but, il a été prévu des entrées de contrôle (M1 et M2) sur lesquelles on peut appliquer une modulation basse fréquence (sinusoïde par exemple). Evidemment, des modulations différentes (carré, triangle etc. . . .) variant en amplitude et en fréquence peuvent être utilisées. La forme d'onde employée détermine le style du dessin et la fréquence la vitesse à laquelle il se transforme tandis que l'amplitude n'affecte que sont étendue sur l'écran. La seule contrainte à respecter sur le signal de modulation est l'absence de composante continue (signal symétrique et couplé en alternatif) sinon il y a des chances que le dessin sorte des limites de l'écran. Le signal de modulation ne doit pas avoir une amplitude supérieure à 15 volts. Si l'on désire utiliser des signaux d'amplitude supérieure, il faut modifier les valeurs de R14 et R21. Si l'image scintille encore un peu, on peut réduire la valeur de C1.



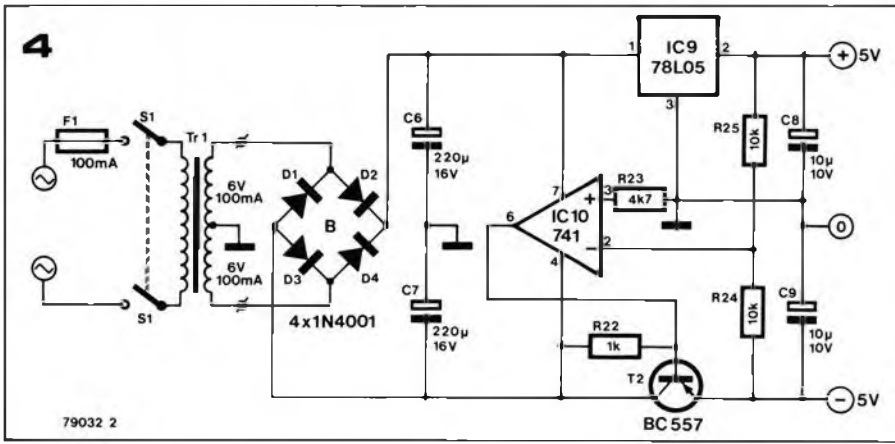


Figure 1. Ces photos donnent une idée du type de dessins que l'on peut obtenir avec le Spiroscope.

Figure 2. Le générateur spirographique est monté à partir de deux générateurs d'ondes sinusoïdales amorties déclenchés par un multi-vibrateur astable. La fréquence et l'amortissement de la sinusoïde sont ajustables indépendamment. Les signaux de sortie des oscillateurs servent à contrôler les entrées horizontales et verticales d'un oscilloscope. On obtient de splendides figures de Lissajous.

Figure 3. Schéma complet du spiroscope. Les deux entrées de modulation permettent de faire varier continuellement le dessin. Pour moduler, on peut employer des oscillateurs générant les formes de signaux que l'on veut (sinus, triangle). Des signaux à front raides (carré, dents de scie, etc. . .) donneront un passage brutal d'un dessin à l'autre.

Figure 4. Schéma de l'alimentation, utilisée seulement en alimentation fixe ± 5 V.

Figure 5. Circuit imprimé, regroupant le Spiroscope et son alimentation.

Liste des composants.

- | | | |
|----------------------------|-------------------------------|---------------------------|
| Résistances: | Condensateurs: | IC9 = 78L05 |
| R1, R9, R10, R16, | C1 = 47 n | D1 . . . D4 = 1N4001 |
| R17, R24, R25 = 10 k | C2 . . . C5 = 10 n | |
| R2, R3, R8, R11, R12, R14, | C6, C7 = 220 µ/16 V | Divers: |
| R15, R18, R19, R21 = 100 k | C8, C9 = 10 µ/10 V | Transformateur secteur |
| R4 = 22 k | | 2 x 6 V/100 mA |
| R5, R23 = 4k7 | Semiconducteurs: | S1 = interrupteur secteur |
| R6, R22 = 1 k | T1 = BC 107, BC 547 ou équiv. | bipolaire |
| R7 = 2k2 | T2 = BC 177, BC 557 ou équiv. | F1 = fusible 100 mA |
| R13, R20 = 220 k | IC1 . . . IC7 = 741 | |
| P1 . . . P4 = 10 k lin. | IC8 = 4016, 4066 | |

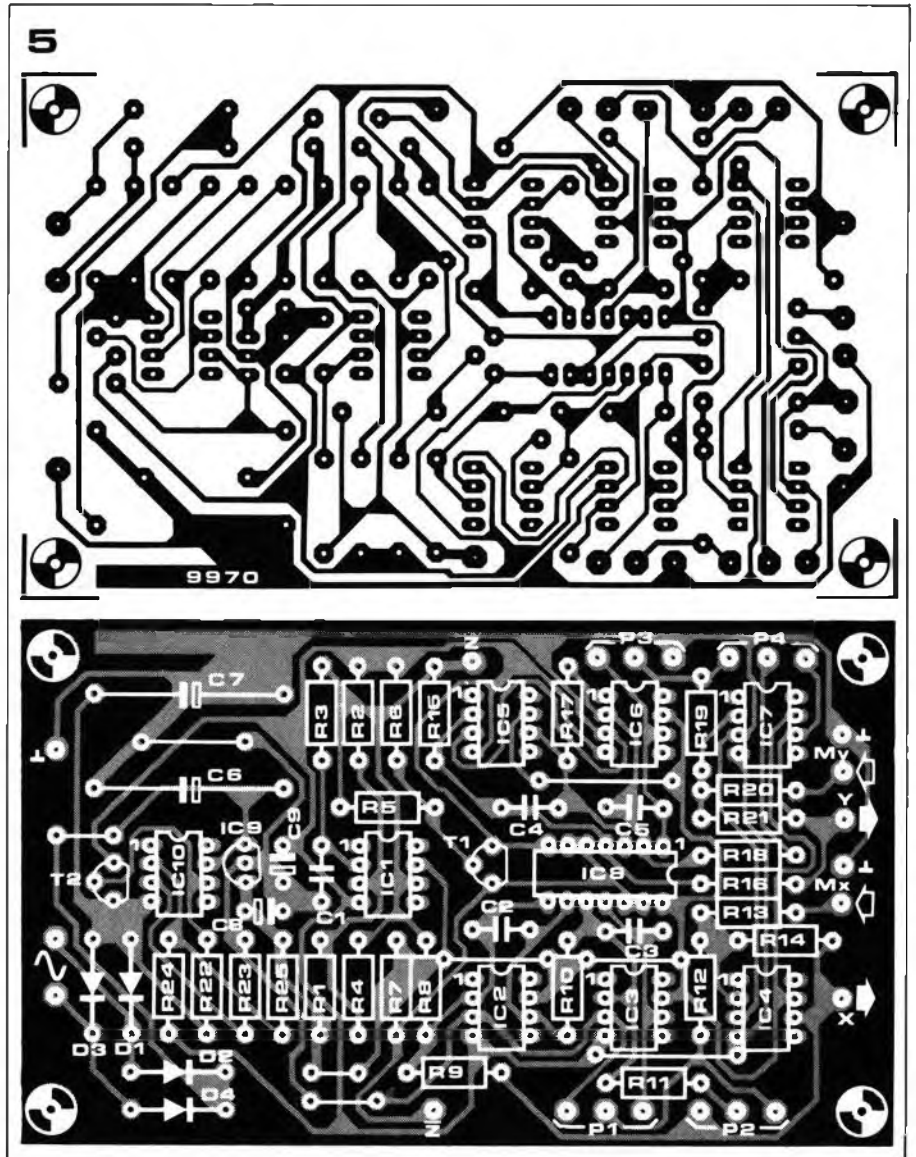
Les sorties Z et Z sont disponibles pour la modulation de la luminosité du spot, si cela est possible sur l'oscilloscope que l'on utilise.

Alimentation

Une alimentation adaptée au Spiroscope est donnée à la figure 4. L'alimentation positive est stabilisée par le circuit intégré IC9, et la négative est référencée à la positive par l'ampli-op IC10 et le transistor T2. C'est un petit circuit intéressant qui peut être utile dans beaucoup d'autres applications: L'alimentation négative est maintenue de façon à ce que le point entre R24 et R25 soit à 0 V. Comme R24 et R25 sont égales, la tension négative est toujours égale et opposée à la tension positive. En d'autres termes, si on fait varier la tension de l'alimentation positive, la tension de l'alimentation négative varie de la même façon, ce qui donne une sortie variable *symétrique*. Cependant, ici, il suffit d'une alimentation fixe ± 5 V.

Circuit imprimé

Le circuit imprimé regroupant le Spiroscope et son alimentation est montré sur la figure 5. Seul le transformateur secteur n'y trouve pas place. Ce circuit est disponible sous la référence EPS 9970.



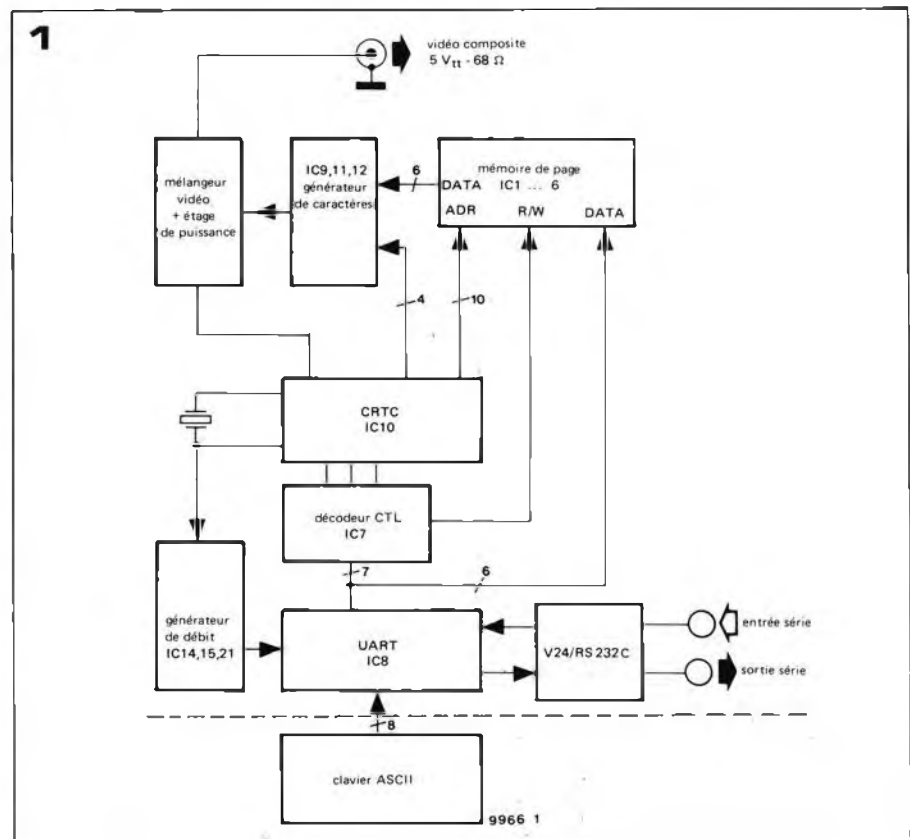
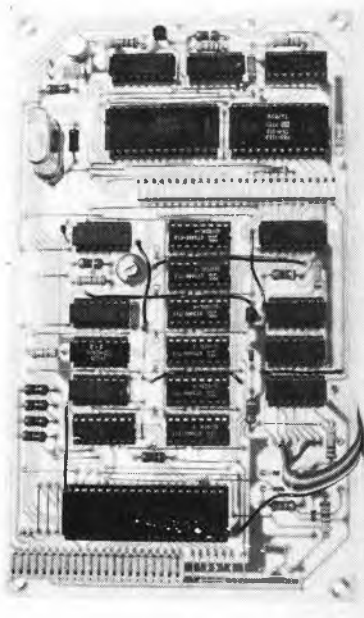
**terminal vidéo faible
coût pour systèmes à
microprocesseur ou
autres applications de
visualisation**

elekterminal

Il est indéniable que la façon la plus pratique et la plus élégante de visualiser des données traitées par un microprocesseur est d'utiliser une console de visualisation. Utilisé concurremment avec un clavier ASCII (tel que celui décrit dans Elektor de Janvier 78), le circuit d'interface vidéo présenté ici forme un terminal vidéo complet qui pourra être utilisé avec le système SC/MP de Elektor ou avec tout autre système à microprocesseur possédant la facilité d'entrées/sorties en série.

Le terminal vidéo étudié dans cet article est du type série, dans lequel la RAM vidéo utilisée pour mémoriser les caractères qui doivent être générés sur l'écran n'est pas commune au microprocesseur. Ce type de système présente plusieurs avantages: premièrement le terminal peut être employé seul (c'est-à-dire non connecté à un système microprocesseur), un peu comme une 'machine à écrire TV'. Deuxièmement l'ensemble est compatible TTY; utilisé avec un MODEM, il peut transmettre et recevoir des données en se servant d'une ligne téléphonique classique. Troisièmement étant donné que presque tous les

systèmes microprocesseurs ont la possibilité de transmettre et de recevoir sous forme série, ce terminal peut être employé avec pratiquement n'importe quel microprocesseur; le software alors nécessaire, existe généralement. L'Elekterminal utilise un des CRTC (Cathode Ray Tube Controller = circuit de visualisation sur écran) monochips les plus récents. Il s'agit du SF.F 96364 de Thomson-CSF (Sescosem). L'interface vidéo complète n'est constituée que de 21 circuits intégrés; cela est dû, en partie, au grand nombre de fonctions que remplit le SF.F 96364. L'ensemble de ces circuits se loge sur une carte dont



les dimensions sont un peu plus grandes que celles du format Eurocard. Voyons maintenant quelles sont les caractéristiques les plus importantes de cette interface :

- 1024 caractères par page. Chaque page est organisée en 16 lignes de 64 caractères.
- extension possible jusqu'à 16 pages grâce à une carte mémoire enfichable.
- choix entre plusieurs vitesses de transmission : 75, 110, 150, 300, 600 ou 1200 Baud.
- caractéristiques d'interface série programmables : à savoir, code ASCII à 6 ou 7 bits, bit de parité, d'imparité ou aucun bit de parité, génération de 1 ou 2 bits stop.
- sortie au standard TTL ou RS232C.
- signal vidéo normal (blanc sur fond gris) ou inversé (noir sur fond gris).
- commande sophistiquée du curseur et fonctions de screen-scrolling réalisées par hardware.

Schéma synoptique

La figure 1 représente le schéma synoptique de l'Elektterminal. Cet article ne traitera que de la carte d'interface vidéo proprement dite puisque nous avons déjà vu le mois dernier la description détaillée du clavier ASCII.

La sortie ASCII du clavier entre directement sur l'UART (de Universal Asynchronous Receiver/Transmitter signifiant : circuit universel asynchrone de réception et de transmission). Il s'agit d'un circuit intégré LSI qui accepte les données, soit sous forme série soit sous forme parallèle, d'un périphérique (clavier, modem, . . .) et les transmet au CPU ou à l'interface vidéo, après avoir effectué une conversion série-parallèle

ou parallèle-série. Le rôle fondamental de l'UART est de servir de 'plaque tournante' entre le clavier, la console de visualisation et le CPU. Nous verrons ultérieurement dans cet article une description plus poussée de ce circuit intégré important.

Pour transmettre les données à différentes vitesses, nous avons besoin d'un générateur de débit programmable. Comme nous l'avons déjà vu dans l'article traitant de l'interface cassette (Elektor n° 5/6), la cadence en Baud est définie comme étant le nombre total de bits (y compris les bits de contrôle tels que les bits de parité et les bits stop) transmis en une seconde. Le générateur programmable de débit génère un certain nombre de fréquences, chacune d'elles étant égale à 16 fois la vitesse désirée exprimée en Baud.

Les fréquences de sortie sont obtenues par division d'une fréquence horloge provenant de l'oscillateur à quartz du CRTC. Ce circuit est sans aucun doute le composant le plus important de tout l'ensemble. Nous avons vu ce que signifiait le sigle CRTC. Cependant il serait plus exact de donner à ce circuit l'appellation de 'processeur vidéo'. De toute façon peu importe le nom qu'on lui donne ! Il s'agit d'un circuit intégré LSI, qui réalise de nombreuses fonctions de contrôle, et ceci avec un minimum de composants extérieurs. Il y a quelque temps, il fallait une montagne de circuits intégrés logiques différents pour réaliser une carte d'interface vidéo; maintenant un seul circuit intégré suffit ! Parmi tant d'autres choses, le CRTC génère les impulsions de synchronisation ligne et trame du signal vidéo, s'occupe de l'adressage de la mémoire de page et

commande le générateur de caractères. Le circuit fournit par hardware les commandes de curseur et de screen-scrolling. De même que pour l'UART, nous étudierons plus en détail dans cet article le fonctionnement du CRTC. La mémoire de page, qui contient les données devant être visualisées sur l'écran, est constituée d'un certain nombre de RAM statiques. Toute la mémoire est parcourue une fois par trame (20 ms). Le code ASCII stocké dans la mémoire de page est transcodé par le générateur de caractères sous une forme convenant à une visualisation. Après une conversion parallèle-série du caractère ASCII, on ajoute les impulsions de synchronisation horizontale et verticale; ceci s'effectue dans le mélangeur vidéo. A la sortie nous avons un signal d'amplitude 5 V crête-crête qui peut directement attaquer un moniteur vidéo, ou encore un téléviseur classique (sur l'entrée antenne VHF-UHF) en utilisant un modulateur VHF-UHF tel que celui qui a été décrit dans Elektor n° 4 (nov./déc. 78).

Le seul élément du schéma qu'il nous reste à voir est le décodeur CTL. Il s'agit essentiellement d'une ROM qui décode chaque caractère ASCII transmis par l'UART et qui informe le CRTC qu'il est en présence soit d'un signal de commande (donc non visualisé) soit d'un caractère devant être visualisé sur l'écran.

UART, générateur de caractères et CRTC

Certains lecteurs n'étant pas encore tout à fait familiarisés avec ces composants importants, nous allons commencer par

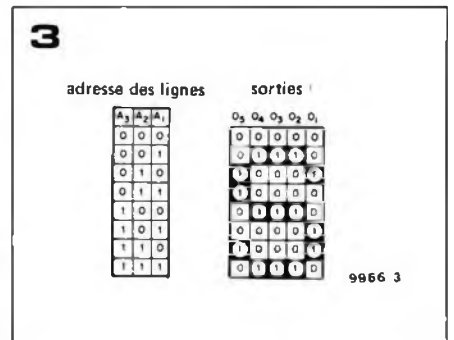
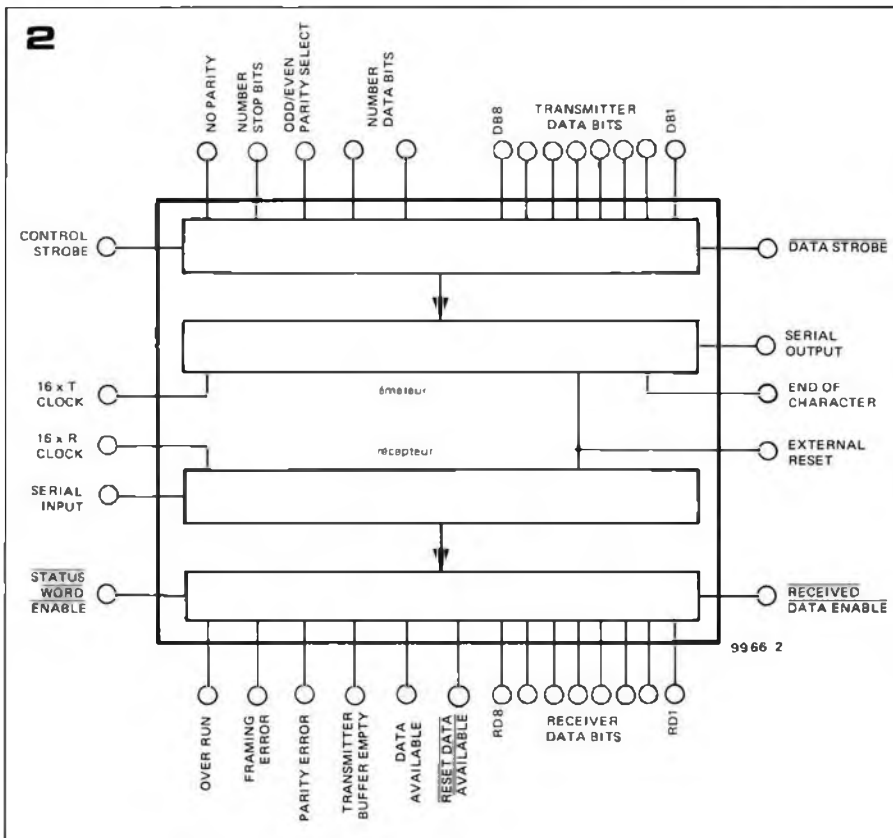


Figure 1. Schéma synoptique de l'Elektterminal.

Figure 2. Schéma synoptique interne simplifié de l'UART.

Figure 3. Les caractères sont générés par une matrice de points 8 x 5. La ligne de points du haut reste tout le temps éteinte.

examiner un peu plus attentivement leur mode de fonctionnement.

UART

Le schéma synoptique de l'UART AY-5-1013 qui est employé dans l'Elekterminal est donné à la figure 2. En fait, on peut considérer que l'UART est composé de deux circuits intégrés (un émetteur et un récepteur) qui sont contenus dans un même boîtier et à qui un certain nombre de fonctions sont communes afin d'économiser quelques pattes de sortie. L'UART est tout d'abord un circuit qui commande de façon asynchrone les transmissions de données, c'est-à-dire qu'il est tout aussi capable de recevoir et d'émettre des données à différentes vitesses que d'effectuer une conversion série-parallèle ou parallèle-série ou encore d'ajouter ou de supprimer les bits nécessaires de commande ou de détection d'erreur.

L'émetteur et le récepteur ont des entrées d'horloges de référence indépendantes qui déterminent à quelle vitesse doit s'effectuer le transfert des données; l'UART peut alors être utilisé pour réaliser des conversions de code ou des conversions de vitesse. Les vitesses sont fixées par la fréquence de sortie du générateur programmable de débit contenu sur le chip. La fréquence de sortie du générateur de débit est égale à 16 fois la vitesse de transmission exprimée en Baud.

Les données sont envoyées sous forme parallèle à la partie émission de l'UART (ces données peuvent provenir, par exemple de la sortie ASCII du clavier). L'UART convertit ce code parallèle en une succession d'informations série, il ajoute également les bits nécessaires: start, stop et éventuellement le bit de parité. Chaque utilisateur peut, à son gré, programmer en fonction de ses propres besoins le format du caractère série émis ou reçu. C'est-à-dire qu'on a le choix entre un ou deux bits stop, un bit de parité, d'imparité ou encore aucun bit de parité et une longueur de mot égale à 5, 6, 7 ou 8 bits. La partie réception de l'UART effectue exactement le travail inverse, c'est-à-dire qu'elle supprime les bits start et stop du caractère série reçu, elle contrôle les erreurs de parité (qui sont signalées par le positionnement de la sortie 'erreur de parité'); enfin, elle présente les données en sortie sous forme parallèle. Quand on se sert de l'UART comme convertisseur de code ou de débit, les données à la sortie du récepteur sont transmises à l'entrée de l'émetteur; la conversion de code est effectuée au moyen d'un décodeur (ROM) connecté entre les deux sections.

Générateur de caractères

Le générateur de caractères est moins complexe que l'UART, mais tout aussi important. Ce circuit intégré assure la conversion d'un caractère ASCII mémorisé dans la RAM vidéo en une

Tableau 1.

	C2	C1	C0	Durée d'exécution ms
Effacement de page avec retour du curseur en haut à gauche	0	0	0	132
Effacement de fin de ligne avec retour du curseur à gauche	0	0	1	8,3
Déplacement du curseur d'une position en bas	0	1	0	8,3
Inhibition du caractère envoyé	0	1	1	8,3
Déplacement du curseur d'une position à gauche	1	0	0	8,3
Effacement de la ligne courante du curseur	1	0	1	8,3
Déplacement du curseur d'une position en haut	1	1	0	8,3
Caractère normal	1	1	1	8,3

4

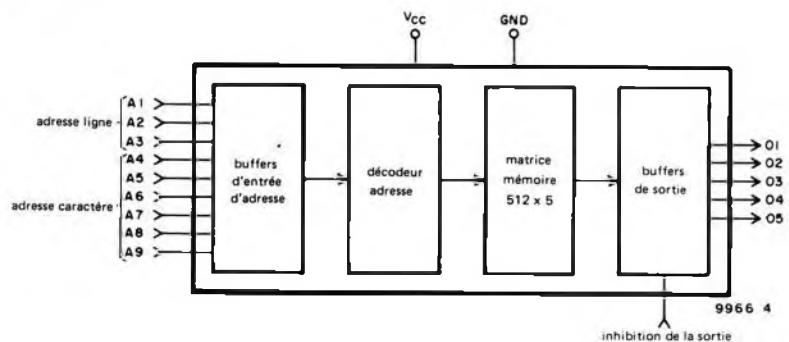


Tableau 2a.

Vitesse de transmission (baud)	f UART	Diviseur	
		1000 MHz	1008 MHz
75	1200 Hz	833,33	840
110	1760 Hz	568,18	572,73
150	2400 Hz	416,67	420
300	4800 Hz	208,33	210
600	9600 Hz	104,17	105
1200	19200 Hz	52,08	52,50

forme qui peut être utilisée pour générer le caractère alphanumérique correspondant sur l'écran. En général tout caractère s'inscrit dans une matrice de points. Les dimensions les plus courantes de ces matrices sont 5 x 7 et 7 x 9. Chaque type possède des avantages et des inconvénients. Etant donné qu'elles ont une plus grande résolution, les matrices 7 x 9 produisent des caractères qui sont plus attirants car plus détaillés. Cependant, le plus grand nombre de points dans la matrice implique une augmentation correspondante de la bande passante du signal vidéo. Avec 64 caractères par ligne, cette bande passante est de plusieurs Mégahertz trop large pour un téléviseur classique; il en résulte une mauvaise définition d'image. C'est pour cette raison que l'on réserve la matrice 7 x 9 à l'utilisation de moniteurs vidéo.

Bien que les caractères contenus dans une matrice 5 x 7 soient quelque peu plus simples, il est encore possible d'obtenir une excellente définition lorsqu'on emploie un téléviseur classique disposant d'une entrée vidéo. Même avec l'inévitable dégradation d'image due au modulateur VHF-UHF, la lisibilité de la visualisation reste encore parfaitement satisfaisante. Nous voyons en figure 3 le format de la matrice produite par le générateur de caractères. L'information contenue dans chaque ligne est mémorisée dans une ROM qui est adressée par les 6 bits du code ASCII (stockés dans la RAM vidéo) et par 3 bits qui fournissent l'adresse de la ligne. Cette adresse est générée à l'intérieur du circuit intégré par une logique de commande. La figure 4 représente le schéma synoptique interne simplifié du générateur

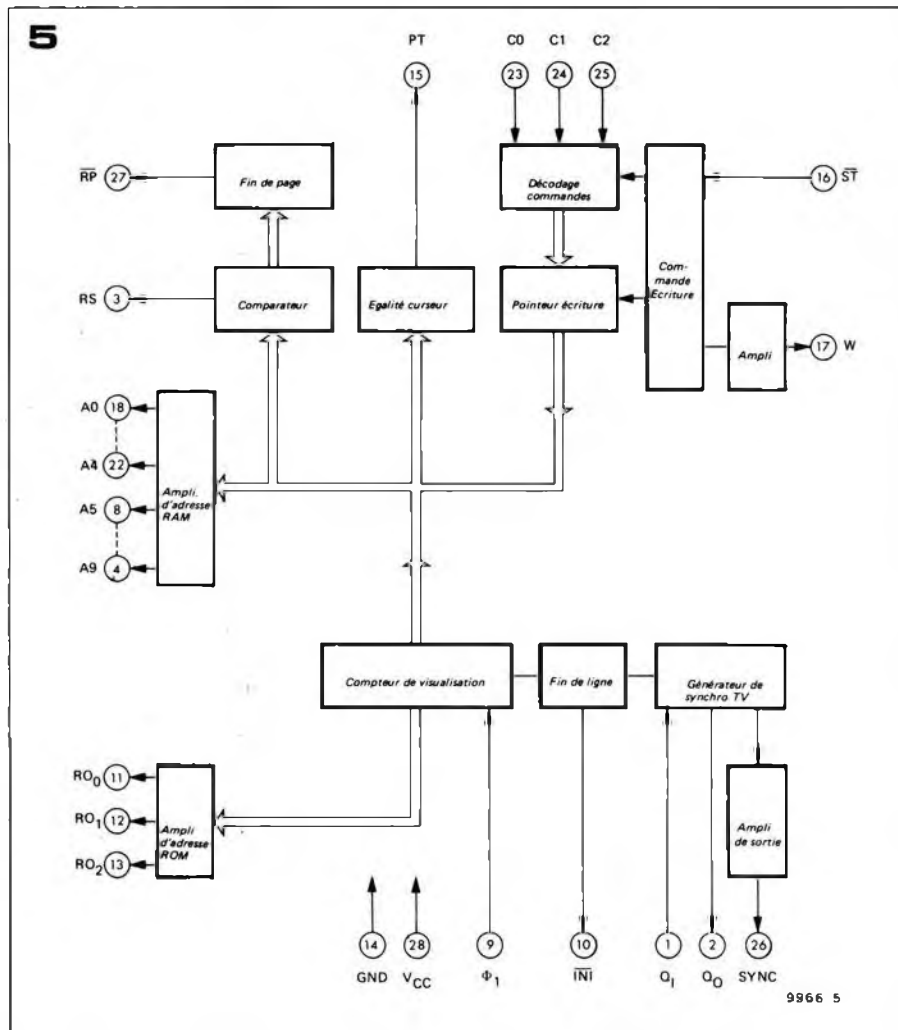


Figure 4. Le générateur de caractères est en fait une ROM spécialement programmée. La seule différence qui existe avec une ROM classique est la longueur des mots qui est plus courte (5 bits).

Figure 5. Ce schéma synoptique simplifié du CRTC nous donne une idée du grand nombre de fonctions réalisées par un seul circuit intégré.

Tableau 1. Suivant l'état des entrées de commande C₀, C₁ et C₂ le SF.F 96364 exécutera les fonctions de commande indiquées.

Tableau 2. Liste des diviseurs nécessaires pour obtenir les différentes fréquences d'horloge correspondant aux diverses vitesses de transmission. En approximant les diviseurs donnés par le tableau 2a on peut réaliser un générateur de Baud bon marché dont la précision est meilleure que 1% (tableau 2b).

Tableau 3. Caractéristiques de programmation de l'UART. Ces données sont identiques pour l'AY-5-1013 et pour le MM 5303. Le format représenté en gris est recommandé; il correspond à la disposition des straps présentée aux figures 6 et 8.

Tableau 2b.

Comparaison des diviseurs

Vitesse de transmission (baud)	1 MHz	1008 MHz
75	64 x 13	64 x 13 (+8)
110	44 x 13 (-4)	44 x 13
150	32 x 13	32 x 13 (+4)
300	16 x 13	16 x 13 (+2)
600	8 x 13	8 x 13 (+1)
1200	4 x 13	4 x 13

Tableau 3.

Broche	Niveau	Format émis ou reçu
35	1	Aucun bit de parité
	0	Bit de parité émis
39	1	Parité paire
	0	Parité impaire
36	1	2 bits stop
	0	1 bit stop
37	0	Mot de 5 bits
37	0	Mot de 6 bits
38	1	Mot de 7 bits
37	1	Mot de 8 bits
38	0	
37	1	
38	1	

de caractères. L'ensemble des 9 bits d'adresse permet de choisir jusqu'à 512 lignes différentes de 5 bits. Puisqu'un caractère complet ne nécessite que 8 lignes, on peut donc générer 64 caractères. Suivant le code ASCII, le mot correct, pour chaque adresse de ligne, est placé sur les cinq fils de sortie des données. En utilisant la commande d'inhibition, on place les sorties des données dans leur état haute impédance (tri-state mode), ce qui permet de connecter en parallèle deux ou plusieurs générateurs de caractères. Dans ce cas là, on peut générer les 64 autres caractères du code ASCII (lettres minuscules et caractères spéciaux).

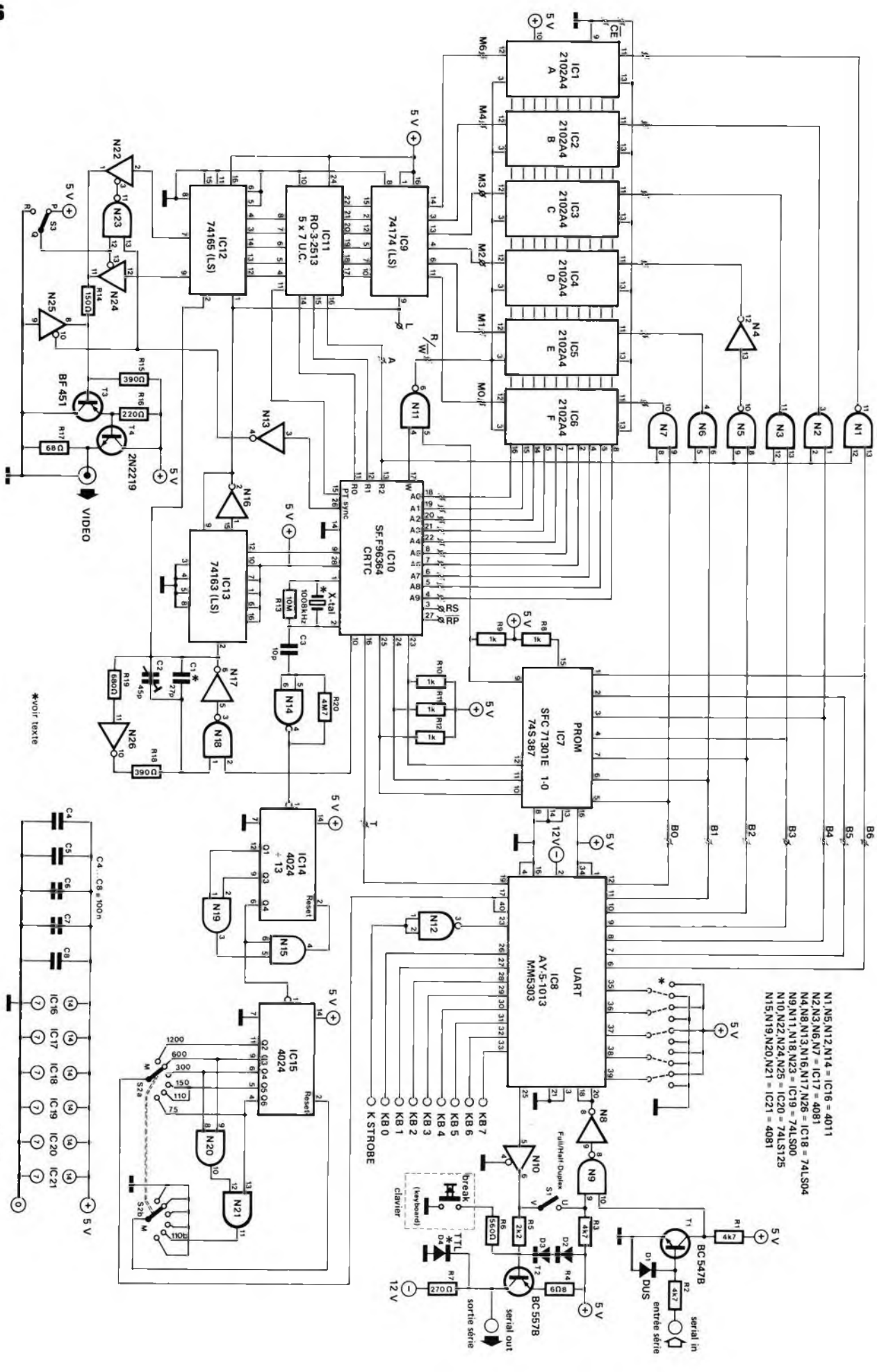
CRTC

Presque tous les fabricants de microprocesseurs ont déjà sorti, ou ont l'intention de le faire, un CRTC. La

plupart des CRTC sont destinés à être employés avec un microprocesseur; quelques-uns même sont liés à une famille donnée de processeurs. Cependant, le circuit utilisé ici fait exception à cette règle. C'est pourquoi la carte d'interface vidéo, construite autour de ce circuit, peut être employée pour réaliser une 'machine à écrire TV' indépendante ou un terminal de sortie pour n'importe quel microprocesseur disposant d'une sortie série. Le circuit dont il s'agit est le SF.F 96364 fabriqué par Thomson CSF et qui, comme nous le verrons ultérieurement, génère tous les signaux de commande et de séquençement nécessaires à la visualisation sur l'écran. Il permet également tous les déplacements du curseur ainsi que le screen-scrolling. A la figure 5 on peut voir un schéma synoptique simplifié du SF.F 96364.

L'une des tâches les plus importantes du CRTC est de générer les impulsions de synchronisation indispensables à la visualisation d'un signal vidéo. A l'aide d'un simple oscillateur intégré sur le chip, et qui est piloté par quartz, le SF.F 96364 génère avec une bonne précision un signal de synchronisation au standard CCIR. Les impulsions de synchronisation ligne et trame sont toutes les deux mélangées pour former un unique signal de synchronisation. Le générateur de synchronisation pilote aussi le compteur de visualisation qui fournit l'adressage du générateur de caractères (c'est-à-dire qui donne l'adresse correcte de la ligne). Il sert aussi à l'adressage de la RAM vidéo (mémoire de page). De plus, le compteur de visualisation fournit des indications aux comparateurs de curseur et de fin de page. Le comparateur de

U



- N1,N5,N12,N14 = IC16 = 4011
 N2,N3,N6,N7 = IC17 = 4081
 N4,N8,N13,N16,N17,N26 = IC18 = 74LS04
 N9,N11,N18,N23 = IC19 = 74LS00
 N10,N22,N24,N25 = IC20 = 74LS125
 N15,N19,N20,N21 = IC21 = 4081

- C4, C8 = 100n
 C1
 C2
 C3
 C4
 C5
 C6
 C7
 C8
 C9
 C10
 C11
 C12
 C13
 C14
 C15
 C16
 C17
 C18
 C19
 C20
 C21
 C22
 C23
 C24
 C25

Tableau 4.

Fonction	Touche	Correspond à
Descente d'une position	LF	CTL J
Effacement de la fin de ligne et retour en début de ligne	CR	CTL M
Montée d'une position	VT	CTL K
Descente d'une position	LF	CTL J
Retour d'une position à gauche	BS	CTL H
Retour d'une position à droite	HT	CTL I
Retour du curseur en haut à gauche	FS	---
Effacement de la page et retour en haut à gauche	FF	CTL L
Descente d'une position	ESC	CTL [
Retour du curseur au début de la ligne (sans effacement)	--(GS)	CTL]
Effacement de la ligne courante	--(SUB)	CTL Z

curseur génère un signal qui contrôle le bon positionnement du curseur sur l'écran. Le comparateur de fin de page permet l'extension de la RAM vidéo afin d'inclure des pages supplémentaires, puisque la sortie RS est utilisée pour autoriser le système à 'tourner une page' à mi-écran. La sortie RP fournit les impulsions d'horloge au compteur qui sert à l'adressage des pages supplémentaires de la mémoire caractères. La façon dont on étend la RAM vidéo sera étudiée de manière plus détaillée dans un prochain article. Le circuit décrit permettra une extension jusqu'à 16 pages de mémoire.

Les fonctions du CRTC mentionnées ci-dessus sont évidemment indispensables; toutefois les caractéristiques les plus importantes du circuit sont certainement les fonctions de commande de la mise en page de l'écran qui s'effectuent par hardware. De nombreuses cartes d'interface vidéo moins sophistiquées se servent de programmes pour réaliser la commande du curseur et la gestion de l'écran, ce qui signifie que la connexion à un microprocesseur est obligatoire. Toutes ces fonctions particulièrement intéressantes sont incluses sur le chip SF.F 96364, le rendant ainsi complètement autonome.

Nous avons laissé en attente l'explication du décodeur CTL lorsque nous avons étudié la description du schéma synoptique de la figure 1. Le décodeur CTL fournit un code instruction de 3 bits informant le CRTC que le caractère ASCII transmis par l'UART est en fait un caractère de commande non imprimable. Suivant le code appliqué aux pattes C₀, C₁ et C₂, le CRTC exécutera une des fonctions de commande du curseur indiquées dans le tableau 1. Certaines instructions de commande nécessitent un temps d'exécution relativement long, aussi elles doivent être exécutées pendant les temps morts afin d'éviter toute anomalie dans la visualisation.

Comme nous le verrons ultérieurement, on peut étendre le nombre des fonctions de commande en se servant du signal W (de Write: écrire). Cette possibilité est exploitée dans l'Elekterminal.

Schéma de la carte d'interface vidéo

Les 21 circuits intégrés et les divers composants associés que l'on peut voir figure 6 constituent le schéma complet de l'Elekterminal. Nous avons maintenant simplement besoin d'un clavier codé ASCII pour rendre ce terminal opérationnel. La mémoire de page dans laquelle se trouve la version ASCII des caractères que l'on veut visualiser sur l'écran est formée de mots de 6 bits; elle est constituée de 6 RAM 1 x 1 k 2102 A4. Le chiffre '4' figurant dans le numéro du type concerne la caractéristique du temps d'accès (dans ce cas il est de 450 ns). Si la mémoire caractères doit être étendue à plusieurs pages, il serait préférable d'investir dans des mémoires faible puissance (2102 AL 4). On obtient ainsi une réduction de la consommation d'environ 30%.

Puisque chaque caractère est constitué de 8 lignes de 5 bits, le code ASCII stocké dans la mémoire de page est lu 8 fois par trame. Avec 64 caractères par ligne, la mémoire est balayée par blocs de 64 mots. Le circuit intégré IC10 (c'est-à-dire le CRTC) s'assure que le même bloc est bien balayé successivement 8 fois et que le générateur de caractères reçoit les bonnes adresses de ligne. Les sorties de la mémoire ne sont pas directement connectées au générateur de caractères, mais à un circuit intermédiaire (latch IC9). L'adresse mémoire est alors présente avant l'apparition du caractère sur l'écran, ce qui permet de préparer le caractère suivant. La 'ligne' de données formée de 5 bits en parallèle et provenant du générateur de caractères attaque un registre à décalage (IC12) où s'effectue une conversion parallèle-série. Cette forme série est alors convenable pour la visualisation.

Figure 6. Schéma complet de l'interface vidéo de l'Elekterminal. En utilisant un clavier ASCII connecté à l'entrée K-strobe et aux lignes KB0... KB7 on obtient un terminal vidéo complet.

Tableau 4. En plus des fonctions de commande répertoriées dans le tableau 1, le décodeur PROM 4 bits offre plusieurs possibilités supplémentaires. Ces fonctions supplémentaires peuvent être générées soit à partir de touches particulières soit en utilisant la touche 'commande' et une autre touche de donnée.



lisation. Ce registre à décalage est piloté par une 'horloge à points' dont la fréquence est approximativement égale à 11 MHz. Cette fréquence de points est générée par les circuits N17, N18 et N26. Elle est synchronisée par le CRTC puisque les huit lignes d'un caractère doivent être exactement positionnées l'une en dessous de l'autre. Ceci se fait par la ligne INI (voir figure 5) qui passe à l'état bas après le soixante-quatrième caractère; il en résulte un blocage de l'horloge jusqu'à l'impulsion de synchronisation ligne suivante.

Tout l'adressage mémoire est rythmé par cette horloge à points puisque l'horloge caractère qui pilote le compteur adresse du CRTC (par l'entrée Φ1) est issue de cette horloge par division de fréquence (par huit). C'est le circuit intégré IC13 qui effectue cette division. La fréquence de l'horloge à points, que l'on peut modifier en jouant sur la valeur du condensateur ajustable C2, détermine la largeur des caractères; plus la fréquence est basse, plus le caractère est large. La fréquence minimale utilisable est déterminée par la largeur utile de l'écran. Si l'on choisit une fréquence trop basse, la ligne de caractères sortira des limites de l'écran. D'un autre côté, si la fréquence est trop élevée, les caractères s'entassent sur une portion de l'écran, ce qui se traduira par une perte de lisibilité et de définition. Aussi est-il important d'ajuster C2 pour obtenir une image aussi bonne que possible sur l'écran. L'espacement entre chaque ligne de caractères est déterminé par le CRTC, qui efface le signal vidéo pendant une durée de quatre balayages lignes. Entre deux lignes successives de caractères il y a par conséquent un espacement d'une demi-ligne. L'espacement entre caractères est déterminé par le registre à décalage IC12. Puisqu'il s'agit d'un registre à décalage huit bits et que chaque mot sortant du générateur de caractères est constitué de 5 bits, chaque caractère peut être précédé de

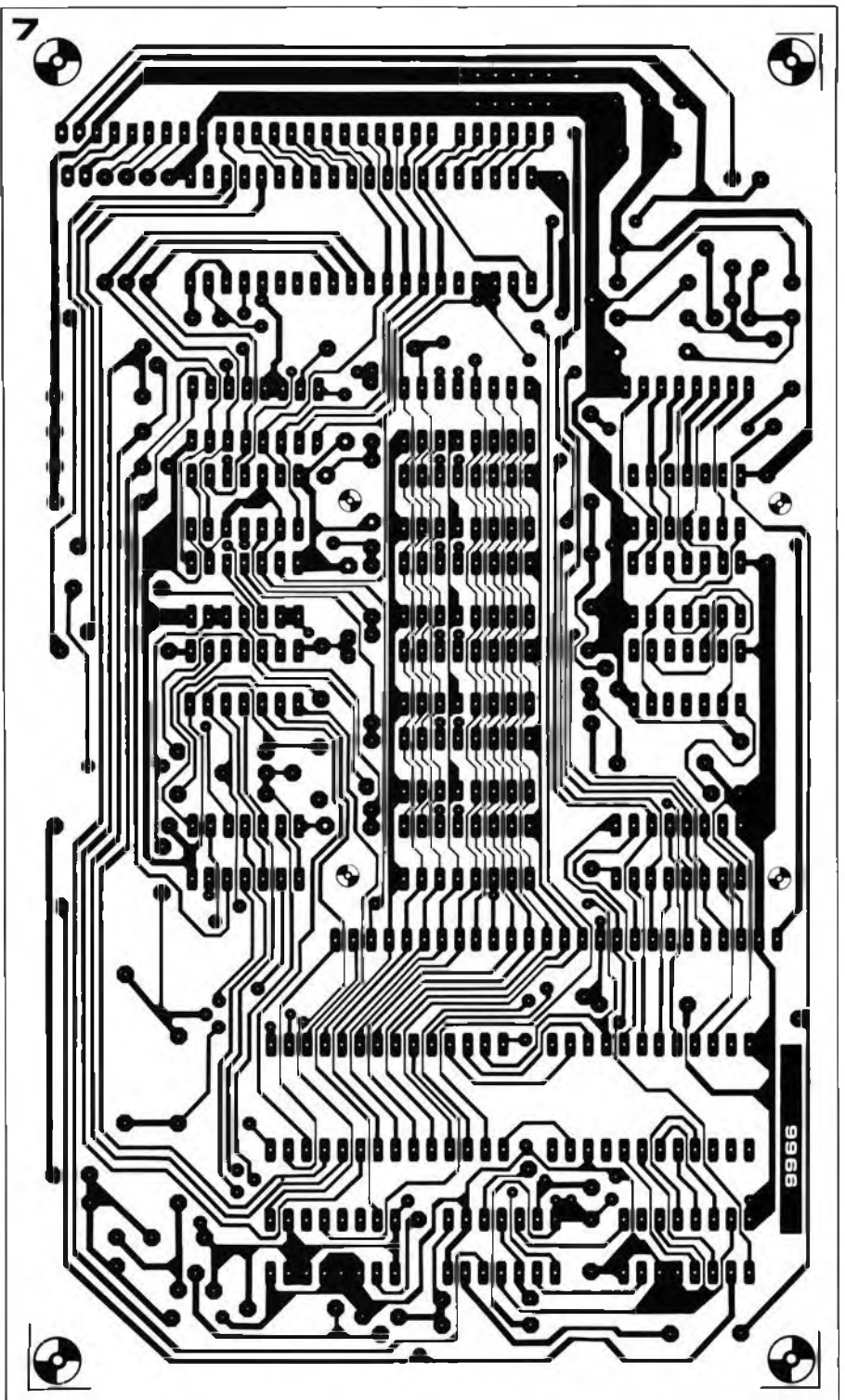
deux blancs et suivi d'un. L'espacement entre chaque caractère est donc égal à trois blancs. Le fait que chaque caractère (y compris les blancs) soit large de huit bits permet de comprendre pourquoi l'horloge caractères est issue, par division par huit, de l'horloge à points. Les données provenant du registre à décalage (sous forme série) sont aussi disponibles sous leur forme complétée. L'utilisateur est donc en mesure de choisir entre un signal vidéo positif (blanc sur fond gris) et un signal vidéo négatif (noir sur fond gris). Le mélangeur vidéo est bâti autour des circuits intégrés N22... N25. Suivant le positionnement de S3, N22... N24 génèrent un signal vidéo de la polarité appropriée. Le rôle de la porte N23 est non seulement d'inverser le signal présent sur S3, mais encore d'inhiber le signal vidéo inversé durant la période de synchronisation. Ceci a pour effet de limiter à une valeur acceptable l'intensité dans N25 lors des impulsions de synchronisation.

Le diviseur de tension constitué par les résistances R14 et R15 fixe le rapport entre l'amplitude du signal vidéo et celle des signaux de synchronisation. Avec les valeurs indiquées, le niveau du noir est aux environs de 30%.

Le mélangeur vidéo est suivi d'un amplificateur ayant une impédance de sortie égale à 68Ω ; c'est à sa sortie que sera branché le câble coaxial. A condition de s'assurer qu'il y a bien adaptation d'impédance à l'extrémité du câble, il est possible d'avoir, sans aucun problème, jusqu'à 10 m de coaxial. L'adjonction de l'amplificateur a pour conséquence de porter à 35% le niveau du noir; ceci peut évidemment se corriger en rectifiant les valeurs de R14 et de R15, cependant l'augmentation du niveau du signal de synchronisation n'est, en général, pas gênante.

Nous en avons assez vu du système qui génère les signaux vidéo; reste à voir maintenant le circuit qui permet à l'ensemble de communiquer avec des périphériques tels que le CPU et/ou le clavier. L'élément le plus important de l'interface est évidemment l'UART, dont le fonctionnement fondamental a déjà été décrit. Comme nous l'avions vu alors, la vitesse à laquelle les données sont émises par l'UART est déterminée par un signal d'horloge dont la fréquence est égale à 16 fois la vitesse désirée en Baud. Habituellement on emploie un générateur de débit monolithique qui fournit ce signal d'horloge; cependant il faut savoir que ces circuits intégrés sont encore particulièrement chers; de plus ils requièrent un quartz 1 MHz nécessaire à l'obtention de la fréquence d'horloge élémentaire à partir de laquelle les signaux d'horloge 'x 16' sont obtenus par division.

Existe une autre possibilité qui saute aux yeux: celle d'utiliser l'oscillateur à quartz du CRTC pour obtenir les fréquences d'horloge nécessaires. Ceci se fait très simplement de la façon

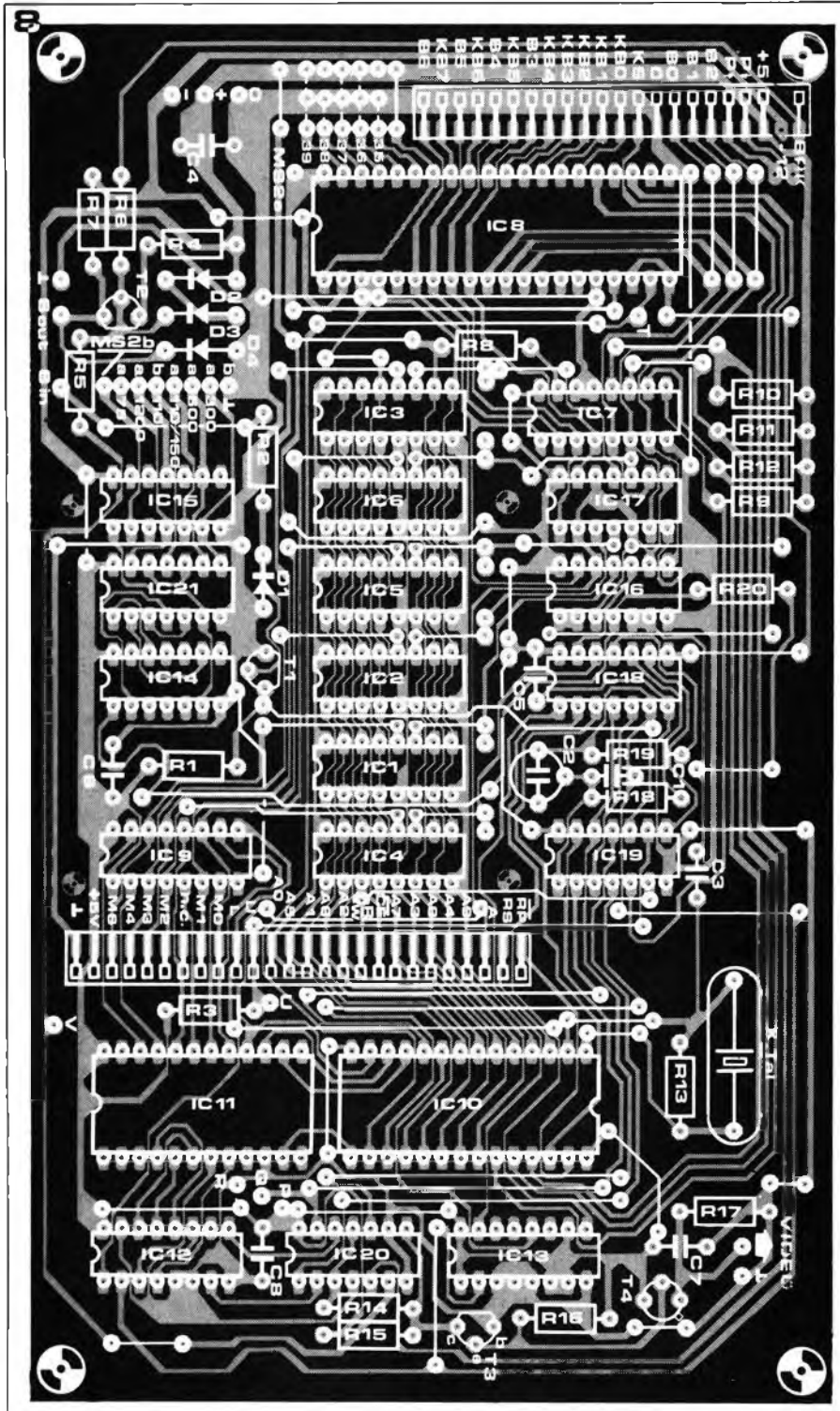


suivante: tout d'abord le signal de sortie de l'oscillateur est amplifié par N14, puis il est envoyé à l'entrée d'un diviseur programmable (IC14 et IC15). La précision sur la fréquence ainsi obtenue est meilleure que 1%. En général les méthodes employées dans les transmissions de données n'impliquent pas des précisions extrêmes; aussi un écart de 1% reste tout à fait acceptable. Le tableau 2a nous donne, en fonction de la vitesse de transmission exprimée en Baud, les fréquences de l'UART ainsi que la valeur (théorique) des diviseurs, obtenues avec un quartz 1 MHz et avec un quartz 1,008 MHz. Le fabricant du SF.F 96364 recommande l'utilisation d'un quartz 1,008 MHz afin d'éviter

tout problème d'interférence avec la fréquence du secteur. En fait l'emploi d'un quartz 1 MHz ne pose aucun problème.

Comme on peut le voir dans le tableau 2b, en arrondissant les valeurs et en s'en tenant à une précision de 1%, on obtient les mêmes valeurs de diviseurs pour chacun des deux quartz. Le résultat? On réalise ainsi un générateur de Baud, environ cinq fois moins cher qu'un circuit monolithique. Cette façon élégante de résoudre le problème ne nous a pas permis de constater une moins bonne performance de l'ensemble.

Maintenant que l'UART dispose des bonnes fréquences d'horloge, il peut



Figures 7 et 8. Dessin du circuit imprimé et implantation des composants (EPS 9966).

Liste des composants de la figure 6.

Résistances:

- R1 ... R3 = 4k7
- R4 = 6Ω8
- R5 = 2k2
- R6 = 560 Ω
- R7 = 270 Ω
- R8 ... R12 = 1 k
- R13 = 10 M
- R14 = 150 Ω
- R15 = 390 Ω
- R16 = 220 Ω
- R17 = 68 Ω
- R18 = 390 Ω
- R19 = 680 Ω
- R20 = 4M7

Condensateurs:

- C1 = 27 p (voir texte)
- C2 = 45 p ajust.
- C3 = 10 p
- C4 ... C8 = 100 n

Semiconducteurs:

- D1 ... D4 = DUS
- T1 = BC 107B, BC 547B ou équiv.
- T2 = BC 177B, BC 557B ou équiv.
- T3 = BF 451
- T4 = 2N2219

Circuits intégrés:

- IC1 ... IC6 = 2102-1, 2102A4, 2102AL4
- IC7 = SFC 71301E 1-0 (préprogrammée) ou équiv. par ex. 74S387. (Pour la programmation, voir le tableau 5)
- IC8 = AY-5-1013, MM 5303
- IC9 = 74SL174
- IC10 = SF.F 96364 (Sescosem)
- IC11 = RO-3-2513
- IC12 = 74LS165
- IC13 = 74LS163
- IC14, IC15 = 4024
- IC16 = 4011
- IC17, IC21 = 4081
- IC18 = 74LS04
- IC19 = 74LS00
- IC20 = 74LS125

Divers:

- S1 = interrupteur simple
- S2 = commutateur 2 pôles 6 positions
- S3 = inverseur
- Connecteurs pour circuit imprimé type ITT-Cannon GO9 (femelle): 1 x 22 contacts (clavier) 1 x 26 contacts (carte extension) type GO9 ITT Cannon (mâle): 1 x 22 contacts
- X1 = quartz 1008 kHz ou 1000 kHz

recevoir et transmettre les données à l'une des six vitesses que l'on sélectionne par le commutateur S2. Un point important en ce qui concerne la plupart des UART: très souvent leur niveau logique de sortie n'est pas compatible TTL. Les niveaux de tension les plus fréquemment utilisés sont ceux qui correspondent aux normes dites RS232C et V 24. Ces deux normes, qui sont pratiquement identiques (donc plus ou moins interchangeables) présentent l'avantage d'avoir comme niveaux minimaux +5 V (pour la valeur logique '1') et -5 V (pour la valeur logique '0') et comme niveaux maximaux, respectivement +15 V et -15 V. L'immunité au bruit est évidemment bien meilleure avec de

tels niveaux qu'avec des niveaux logiques TTL. Le montage employé ici essaye de réaliser un compromis en utilisant une interface réalisée en composants discrets qui est à la fois compatible avec les niveaux RS232C/V24 et les niveaux TTL. Si le signal de sortie doit piloter des charges TTL on doit alors inclure la diode D4. Cette diode limite à -0,6 V la tension de sortie. Sans cette diode, la tension de sortie varie entre +5 V et -12 V. L'impédance de sortie est volontairement maintenue basse afin de réaliser l'adaptation avec le câble. Comme nous l'avons vu lors de l'étude de l'UART, le format du signal d'entrée/sortie série peut être programmé par

l'utilisateur du système. On peut choisir, en effectuant les connexions convenables des pattes 35 . . . 39, le nombre de bits stop/start, le bit de parité et la longueur du mot. Tous les détails sont données dans le tableau 3; avec un format préférentiel (code 7 bits avec parité paire) représenté en grisé. Si on le souhaite, on peut omettre le bit de parité (aucune parité) puisque la sortie 'erreur de parité' n'est pas reliée à l'extérieur, bien que l'UART teste les erreurs de parité dans le signal reçu. Ainsi le bit de parité ne sert que pour le circuit qui reçoit un caractère *émis* par l'UART.

L'Elekterminal peut fonctionner soit en duplex intégral soit en semi-duplex. Dans un système duplex intégral où le terminal est connecté à un microprocesseur, le CPU et le terminal communiquent simultanément dans les deux directions. Ce qui veut dire que l'ordinateur est programmé pour renvoyer en écho sur l'écran du terminal ce qui est émis (du clavier via l'UART). Dans un système semi-duplex le terminal est normalement câblé de telle façon que l'écran réponde directement au clavier. La commutation semi-duplex/duplex intégral s'effectue par S1 qui est placé entre les pattes 'entrée série' et 'sortie série' de l'UART.

L'UART reçoit du clavier (ou du CPU) un caractère ASCII et le renvoie sur les lignes du bus de données B0 . . . B6. Sur ce bus viennent se repiquer le CRTC et la mémoire caractères. Avant que les données n'atteignent les RAM, on convertit le code ASCII 7 bits en code 6 bits; on ne tient plus compte du bit 5 et on inverse le bit 6. De plus, on a la possibilité (grâce aux portes NI . . . N7) de forcer les entrées de données des RAM avec le code 'space'; ainsi en appliquant sur le CRTC le code de commande approprié, on peut soit effacer une ligne entière, soit tout l'écran. La correspondance ASCII du code 'space' est 100000. Les deux fonctions de commande citées précédemment sont les deux seules que possède l'Elekterminal.

Les codes de commande ASCII 7 bits sont détectés et décodés par une ROM (IC7) 256 x 4, c'est elle qui constitue le décodeur CTL de la figure 1. Le code ASCII est placé sur les entrées adresses de cette ROM et le code qui apparaît en sortie rentre sur les lignes de commande (C₀, C₁ et C₂) du CRTC. Nous avons déjà vu dans le tableau 1 la liste d'un certain nombre de fonctions de commande que possède le CRTC. Il est toutefois possible d'en augmenter le nombre en se servant de la ligne read/write (lecture/écriture) des RAMs.

Le tableau 4 nous donne un panorama complet de toutes les différentes commandes du curseur et des lignes, que l'on rencontre dans l'Elekterminal. Presque toutes ces fonctions peuvent être choisies en appuyant sur une seule touche du clavier ASCII Elektor (dont l'étude a été publiée le mois dernier).

Cependant, on peut aussi obtenir ces fonctions (à l'exception de la commande 'home cursor') en appuyant sur la touche 'commande' et sur la touche appropriée correspondante, ce qui signifie qu'il est possible d'utiliser cette carte d'interface vidéo avec tout autre clavier que celui décrit dans Elektor. La figure 5 nous donne le contenu de la PROM décodeur utilisée pour le CRTC. Ce circuit intégré est disponible, chez un certain nombre de fabricants, sous la référence 74S387. Nous n'utiliserons que la moitié de la PROM puisqu'avec 7 bits on ne peut réaliser que 128 combinaisons.

Circuit imprimé

Le circuit imprimé de la carte d'interface vidéo n'est pas beaucoup plus grand qu'un circuit aux normes Eurocard et présente l'avantage d'être réalisé en simple face. C'est pourquoi il va falloir nous armer de courage pour effectuer un nombre considérable de straps (soixante environ). Cependant, le coût beaucoup plus faible des circuits imprimés simple face vous récompensera de cet effort. Ce circuit imprimé a été spécialement conçu pour pouvoir y ajouter ultérieurement la carte d'extension du nombre de pages mémoires (jusqu'à 16). Cette extension (que nous décrirons bientôt) vient se brancher sur la carte d'interface vidéo par l'intermédiaire d'un connecteur. En bas et à gauche de la carte d'interface vidéo, se situe un connecteur qui reçoit le câble plat provenant du clavier ASCII. Toutes les connexions vers le clavier (y compris les fils d'alimentation) peuvent s'effectuer via le connecteur qui permet également de sortir les lignes de données de l'UART. Nous en aurons besoin lors de la connexion de la carte extension. Le second connecteur implanté sur le circuit imprimé donne accès à toutes les lignes adresses et données de la mémoire caractères, ainsi qu'à deux lignes qui permettent l'adressage correct des RAM. C'est sur ce connecteur que

se branchera la carte extension. Il faut insister sur le fait que l'Elekterminal tel qu'il est décrit ici constitue un périphérique de sortie complet; on peut très facilement étendre sa capacité mémoire en lui ajoutant une ou plusieurs cartes supplémentaires. La seule modification que nous aurons alors à apporter au circuit imprimé réside en la suppression d'un strap. L'UART (IC8) est programmé au moyen de fils souples. Les connexions indiquées sur le schéma d'implantation correspondent au format recommandé dans le tableau 3.

Raccordement à un téléviseur

Tous les téléviseurs ne possèdent pas une entrée vidéo; mais, si c'est le cas du vôtre ou si vous disposez d'un moniteur vidéo, il vous faudra adapter l'amplitude du signal de sortie du terminal à la sensibilité de l'entrée vidéo. Le mieux est de procéder comme suit:

Le signal vidéo attaque le téléviseur ou le moniteur par l'intermédiaire d'un câble coaxial (50 . . . 75 Ω). L'extrémité réceptrice du câble doit être à basse impédance. Un potentiomètre de 100 Ω convient très bien. Ce potentiomètre permet d'obtenir une amplitude correcte de signal. Naturellement, il faudra trouver une autre solution dans le cas où le poste est livré avec une impédance terminale interne.

Si l'on ne dispose pas d'une entrée vidéo, il faut alors utiliser un modulateur VHF-UHF comme celui qui a été décrit dans Elektor n° 4 (nov./déc. 1978). Une certaine dégradation de la qualité de l'image, due à la large bande passante du signal vidéo, est inévitable; cependant il faut voir que la définition obtenue est encore plus que satisfaisante pour ce que nous voulons faire avec l'Elekterminal. Avec ou sans modulateur, il faut régler l'amplitude du signal pour obtenir une synchronisation correcte de l'image avec des signaux vidéo de polarité positive et négative. On vérifie très bien que le réglage est correct en inversant plusieurs fois de suite la polarité. Il faut évidemment commencer par s'assurer que l'oscillateur de ligne du téléviseur est correctement accordé.

Alimentation

Lorsqu'on utilise des mémoires normales l'intensité consommée tourne autour de 750 mA sous 5 V. Si l'on emploie des mémoires 'low-power' (faible puissance) la consommation tombe à 550 mA (toujours sous 5 V). L'alimentation -12 V nécessite 100 mA. En conséquence ce circuit d'interface vidéo peut être alimenté à partir d'un système SC/MP n'utilisant pas une capacité mémoire prohibitive. Ou alors, le mieux consiste à refaire une alimentation identique à celle du SC/MP qui sera réservée à l'Elekterminal, surtout si l'on a l'intention d'étendre le nombre de pages mémoires; ce qui aura pour effet d'accroître la consommation. ■

Tableau 5.

Adresse	Logique positive			
	O ₃	O ₂	O ₁	O ₀
0 à 127	1	0	0	0
128 à 135	0	0	1	1
136	0	1	0	0
137	0	1	1	1
138	1	0	1	0
139	0	1	1	0
140	1	0	0	0
141	1	0	0	1
142 à 153	0	0	1	1
154	1	1	0	1
155	0	0	1	0
156	0	0	0	0
157	0	0	0	1
158, 159	0	0	1	1
160 à 254	1	1	1	1
255	0	0	1	1

Tableau 5. Programmation du décodeur PROM IC7.

mini récepteur ondes courtes

Il est difficile d'affirmer que ce récepteur ondes courtes, simple et de petites dimensions, soit d'une conception classique, avec son unique circuit accordé et sa détection à réaction. Il présente toutefois de nombreuses caractéristiques intéressantes.

Ce récepteur ondes courtes portatif, qui couvre la gamme de fréquences de 3 à 12 MHz, est un de ces projets qu'il est sûrement plus simple — et aussi plus agréable — de construire que de décrire. Non seulement ce récepteur est facile à construire, mais il est aussi bon marché, il ne nécessite aucun alignement et il offre des performances plus que raisonnables. On ne va évidemment pas se plaindre de trouver dans un récepteur de ce type une sensibilité de $1 \mu\text{V}$ pour un rapport signal/bruit de 10 dB sur toute la gamme. L'impédance d'entrée très élevée aide aussi à assurer une sélectivité convenable avec une simple antenne fouet de 1 m. De plus, le circuit d'antenne n'étant pas accordé, les caractéristiques de l'antenne n'influent pas sur le réglage.

Etant donné que ce récepteur présente aussi de larges possibilités de réglages de la réaction, il est possible d'ajuster celle-ci juste au-dessus du niveau qui fait osciller l'étage de détection, ce qui permet éventuellement d'utiliser ce récepteur en graphie ou en BLU. Il faut cependant insister sur le fait que ce récepteur est initialement conçu pour la modulation d'amplitude.

Une caractéristique de ce circuit qui sera appréciée par de nombreux lecteurs est qu'il ne nécessite qu'une bobine à faire soi-même, et sans prise ni couplage. En conséquence, la réalisation de la bobine annulaire (ou toroïdale) ne prendra pas trop de temps.

Le dernier point en faveur de ce récepteur est le faible courant d'alimentation qu'il requiert, ce qui signifie qu'il fonctionnera sans problème avec une pile de 9 V ordinaire.

Le circuit

Le schéma complet du mini récepteur ondes courtes est représenté figure 1. Comme on peut le voir, il est constitué d'une entrée MOSFET à double porte, d'un étage d'adaptation (T2) et d'une détection (T3). On termine par un ampli audio simple (T4 à T7).

On envoie le signal d'entrée, provenant de l'antenne, sur une des portes du MOSFET T1; ce transistor fonctionne en amplificateur sélectif. L'entrée antenne a une très grande impédance, et,

étant donné qu'il n'y a pas d'accord d'antenne, l'entrée du circuit couvre une large gamme de fréquences.

Le seul circuit accordé est dans le drain de T1; on choisit ainsi son émetteur grâce au condensateur variable C1.

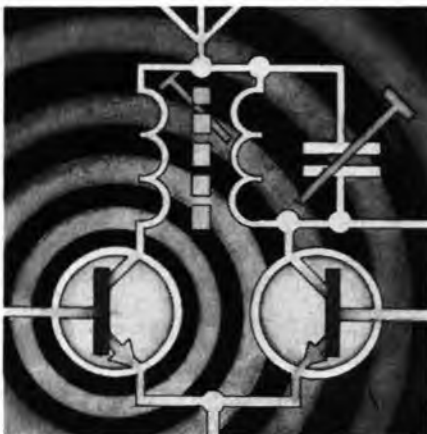
L'amplificateur d'entrée est suivi par un J-FET ordinaire (T2) qui sert d'adaptateur. On réinjecte sur l'entrée de l'amplificateur HF T1 une partie du signal qui apparaît sur le drain de T2; ce signal étant en phase avec celui de l'entrée, on a ainsi une réaction. Cette réaction améliore non seulement la sensibilité, mais aussi le Q du circuit, ce qui a un effet favorable sur la sélectivité de l'étage de détection; la réaction doit être ajustée juste en dessous du niveau correspondant à l'entrée en oscillations du détecteur. Etant donné que le signal de réaction est appliqué sur la deuxième porte de T1, l'entrée antenne n'est pratiquement pas affectée puisqu'elle se fait sur l'autre porte. On peut donc sans problème régler PI pour avoir une sélectivité et une sensibilité maximales.

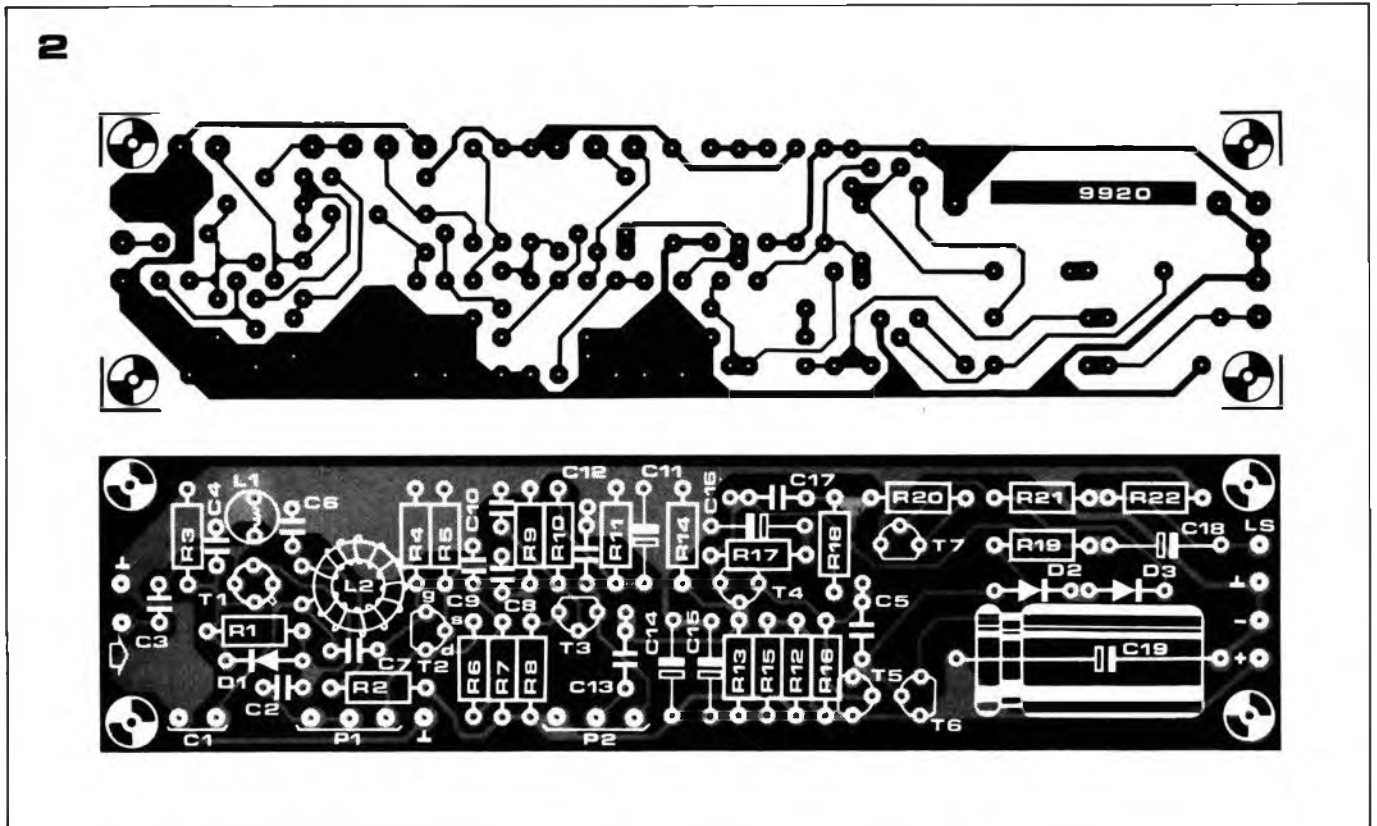
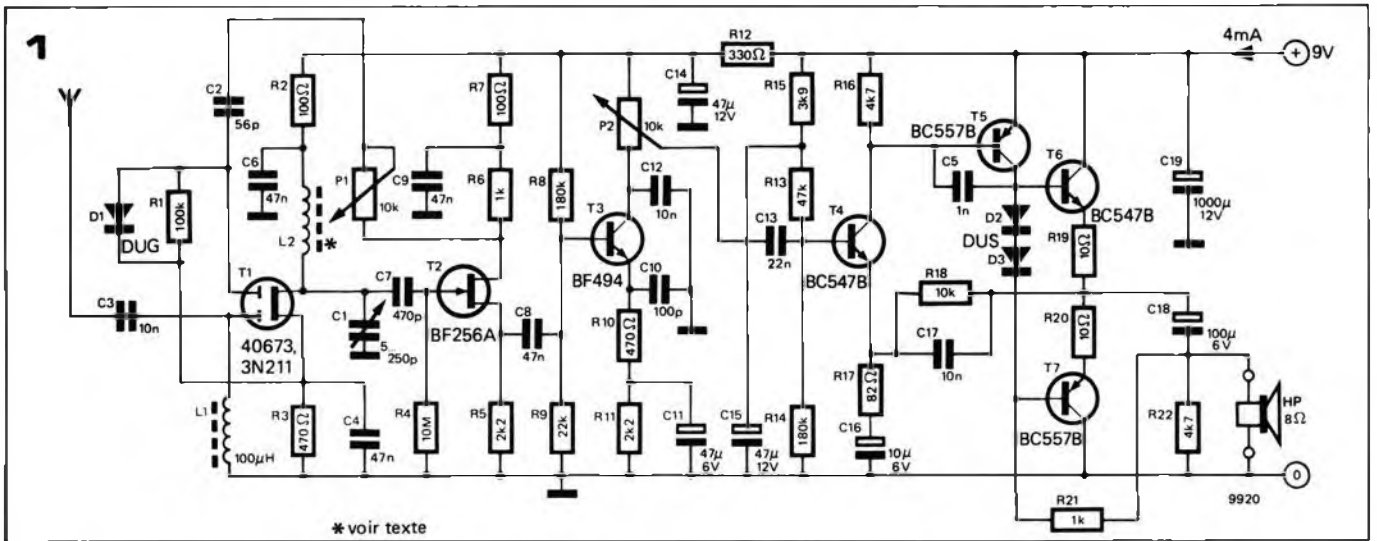
L'étage de détection est constitué par T3. Le potentiomètre P2, qui est dans le collecteur de ce transistor, permet le réglage du niveau sonore.

L'amplificateur audio (T4 à T7) est d'une conception entièrement classique et ne nécessite pas d'explication supplémentaire. Le seul point qui vaille la peine d'être noté est que, malgré l'utilisation de transistors de type BC... , on en tire une puissance suffisamment importante.

Réalisation

La figure 2 montre le dessin du circuit imprimé qui a été conçu pour la réalisation du mini récepteur ondes courtes, ainsi que l'implantation des composants. Comme on le voit sur la photo de la figure 3, la construction du récepteur ne devrait pas se révéler particulièrement difficile, ni trop gourmande en temps. Le bobinage fait main de l'inductance L2 ne devrait pas non plus poser de problème. On enroule 40 tours de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm sur un tore en poudre de fer frittée d'environ 10 mm de diamètre, type T50/6 de





Liste des composants pour la figure 1.

Résistances :

R1 = 100 k
 R2, R7 = 100 Ω
 R3, R10 = 470 Ω
 R4 = 10 M
 R5, R11 = 2k2
 R6, R21 = 1 k
 R8, R14 = 180 k
 R9 = 22 k
 R12 = 330 Ω
 R13 = 47 k
 R15, R18 = 10 k
 R16, R22 = 4k7
 R17 = 82 Ω
 R19, R20 = 10 Ω

Condensateurs :

C1 = Condensateur d'accord
 5 . . . 250 p (voir texte)
 C2 = 56 p (céramique)
 C3, C12, C17 = 10 n
 C4, C6, C8, C9 = 47 n
 C5 = 1 n
 C7 = 470 p (céramique)
 C10 = 100 p (céramique)
 C11 = 47 μ/6 V
 C13 = 22 n
 C14, C15 = 47 μ/12 V
 C16 = 10 μ/6 V
 C18 = 100 μ/6 V
 C19 = 1000 μ/12 V

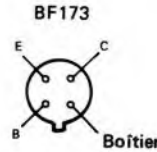
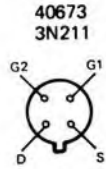
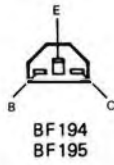
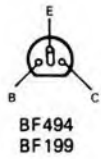
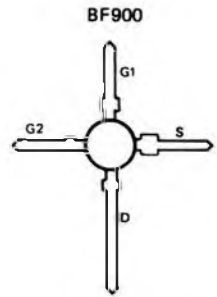
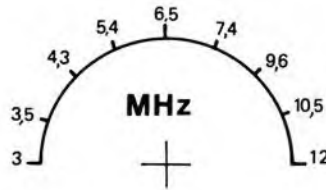
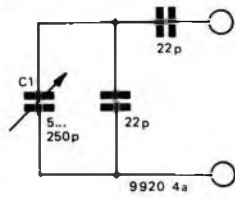
Semiconducteurs :

T1 = 40673 (RCA), 3N211,
 BF 900 (TEXAS)
 T2 = BF 256A
 T3 = BF 494, BF 194, BF 195,
 BF 199, BF 173
 T4, T6 = BC 547B, BC 107B
 ou équiv.
 T5, T7 = BC 557B, BC 177B
 ou équiv.
 D1 = DUG
 D2, D3 = 1N4148

Divers :

P1 = 10 k lin.
 P2 = 10 k log.
 L1 = choc HF 100 μH
 L2 = 40 tours de fil de 0,2 mm
 sur un noyau toroidal
 Amidon type T 50 mix 6

4



Vue de dessous

9920 4b

3

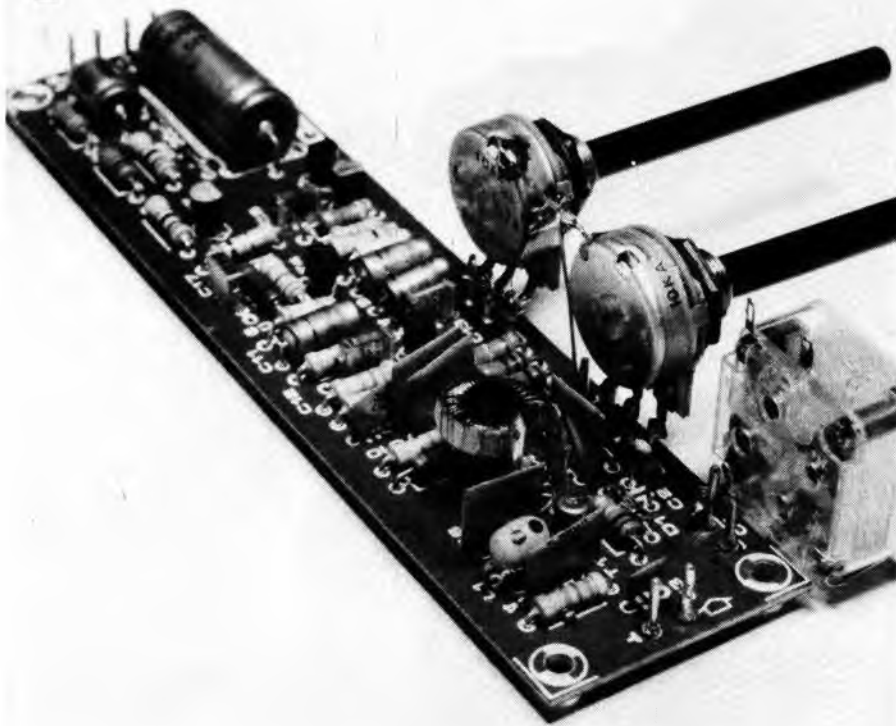


Figure 1. Schéma complet du mini récepteur ondes courtes qui peut, avec une petite antenne fouet, procurer une bonne réception sur la gamme de 3 à 12 MHz.

Figure 2. Dessin du circuit imprimé et implantation des composants du récepteur (EPS 9920).

Figure 3. Photo du prototype monté.

Figure 4. Brochage de quelques transistors utilisables pour le mini récepteur ondes courtes.

Tableau 1. Liste des bandes d'émission normales sur lesquelles on peut accorder le mini récepteur.

Tableau 1.

Bandes	Fréquences (MHz)
90 m	3,2 ... 3,4
75 m	3,9 ... 4,0
60 m	4,75 ... 5,05
49 m	5,95 ... 6,2
41 m	7,1 ... 7,3
31 m	9,5 ... 9,775
25 m	11,7 ... 12,0

Amidon ($L2 \approx 10 \mu H$). Les spires devront être régulièrement espacées sur la circonférence du tore. La bobine sera fixée sur la plaquette de circuit imprimé avec une goutte de colle. On pourra prendre pour C1 n'importe quel condensateur variable de capacité maximale comprise entre 250 et 300 pF; toutefois, la capacité minimale ne devra pas être inférieure à 5 pF, sinon le récepteur risque de se montrer défaillant vers le haut de la gamme.

Il faut indiquer pour terminer qu'on peut adapter le récepteur pour capter d'autres bandes d'ondes courtes, moyennant l'utilisation de couples ($L2, C1$) adéquats, qu'on déterminera expérimentalement.

La propagation des ondes courtes

La réception des ondes courtes n'est possible que grâce à l'existence dans la haute atmosphère d'une couche électrisée appelée ionosphère. L'ionosphère se comporte un peu comme un miroir qui réfléchit les ondes radio vers la Terre, à de grandes distances du lieu d'émission.

Plus la densité d'ionisation est élevée, mieux les hautes fréquences sont réfléchies vers la Terre. L'ionisation de l'ionosphère diminue au fur et à mesure de la tombée de la nuit. De ce fait, la fréquence maximale utilisable décroît et les bandes de fréquences élevées disparaissent petit à petit. Cet effet se remarque encore plus pendant les mois d'hiver. Les conditions de réception des différentes bandes d'ondes courtes varient selon l'heure et la saison. La réception des bandes d'ondes courtes les plus basses (celles qui sont captées par ce récepteur) est généralement meilleure le soir et en début de nuit.

Qui émet

A peu près chaque pays a des émetteurs d'ondes courtes. Les heures, fréquences et puissances d'émission de ces stations sont très variables. Si la bande fonctionne et si vous utilisez de bonnes techniques d'écoute, le monde est à vous. Bonne réception longue distance!

luminant

Un voltmètre de crête associé à un voltmètre à LED ont déjà été décrits dans Elektor n° 3. Le Luminant présente une nouvelle approche du problème de la mesure de niveau audio, du fait qu'il indique simultanément le niveau crête et le niveau moyen du signal audio.

Les deux types de mesure du niveau audio, crête et valeur moyenne, ont leurs avantages et leurs inconvénients. Dans la mesure de la valeur de crête, la tension alternative est redressée et la valeur de crête est conservée dans un condensateur et affichée sur une échelle logarithmique (dB). Dans la mesure de la valeur moyenne, telle qu'on la trouve sur les VU mètres (de l'anglais 'Volume Unit') la tension alternative est redressée et envoyée sur l'organe d'affichage à travers un filtre passe bas qui donne ainsi la valeur moyenne.

Les partisans de la mesure de la valeur de crête estiment que la valeur moyenne laisse passer les transitoires rapides, ce qui conduit à la saturation et à la distorsion si l'appareil de mesure est utilisé en indicateur du niveau d'enregistrement. Les aficionados de la valeur moyenne, par contre, proclament qu'avec la mesure de la valeur de crête on risque de ne pas envoyer assez de puissance pour magnétiser la bande, le rapport entre la valeur crête et la valeur moyenne étant trop élevé sur la plupart des modulations disponibles. Le Luminant les met tous d'accord en offrant le meilleur pour chacun des deux procédés et en les affichant simultanément.

Les figures 1a à 1c montrent comment ceci est réalisé. La figure 1a montre comment un indicateur à barre lumineuse (alignement de diodes électroluminescentes dont plusieurs, à partir de la première, sont allumées simultanément de façon à former une

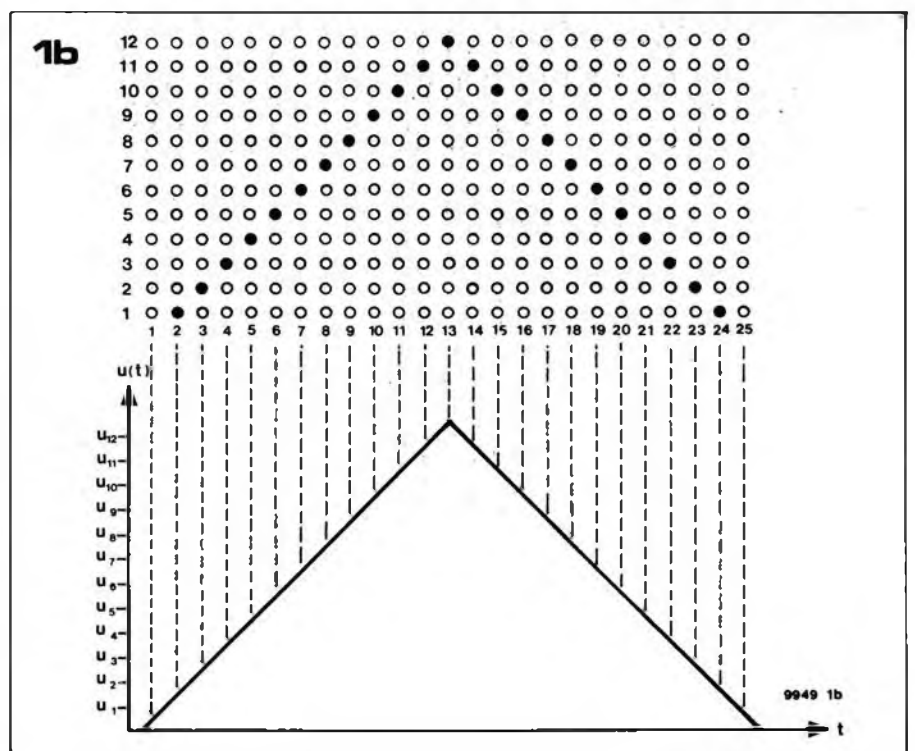
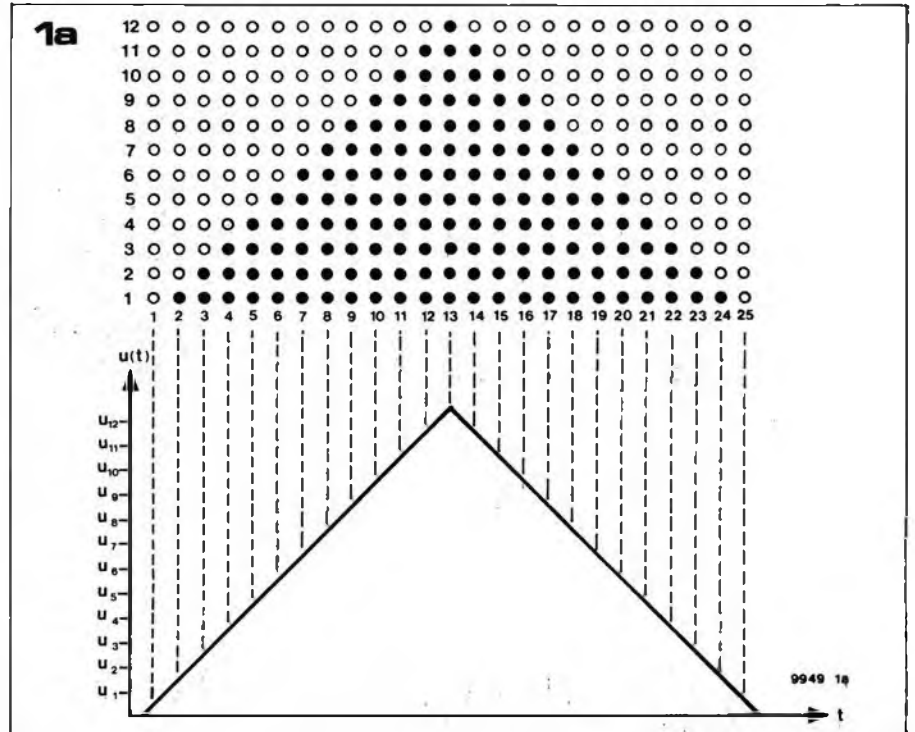


Figure 1a à 1c. Illustration de la différence entre échelles à diodes électroluminescentes à point lumineux et à barre lumineuse, et combinaison des deux types d'affichage.

Figure 2. Réponses à une impulsion d'un détecteur de crête et d'un détecteur de valeur moyenne.

barre lumineuse de longueur variable) répond à une tension en triangle. Au fur et à mesure de l'augmentation de la tension, les diodes s'allument une à une, constituant une barre lumineuse de plus en plus longue jusqu'à ce que la rampe ascendante soit à son maximum. Puis, pendant la rampe descendante, les diodes s'éteignent une à une, à partir de celle du haut, constituant une barre lumineuse de plus en plus courte jusqu'à l'extinction complète. La figure 1b montre comment un afficheur à point lumineux mobile répond à la même tension. Dans ce cas, on n'a qu'une diode allumée à la fois. En utilisant un affichage à point lumineux pour la valeur de crête et un

affichage à barre lumineuse pour la valeur moyenne, il est possible d'avoir les deux indications simultanément sur le même afficheur, comme le montre la figure 1c. La valeur moyenne ne pouvant pas être supérieure à la valeur de crête, l'affichage se présentera comme une barre lumineuse indiquant la valeur moyenne, surmontée d'un point lumineux indiquant la valeur de crête.

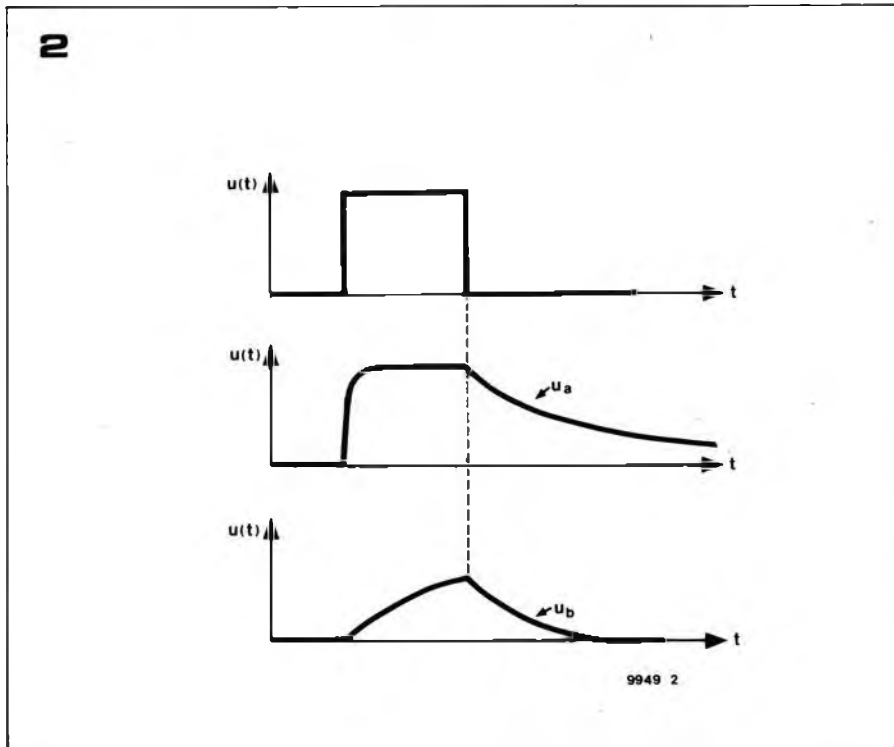
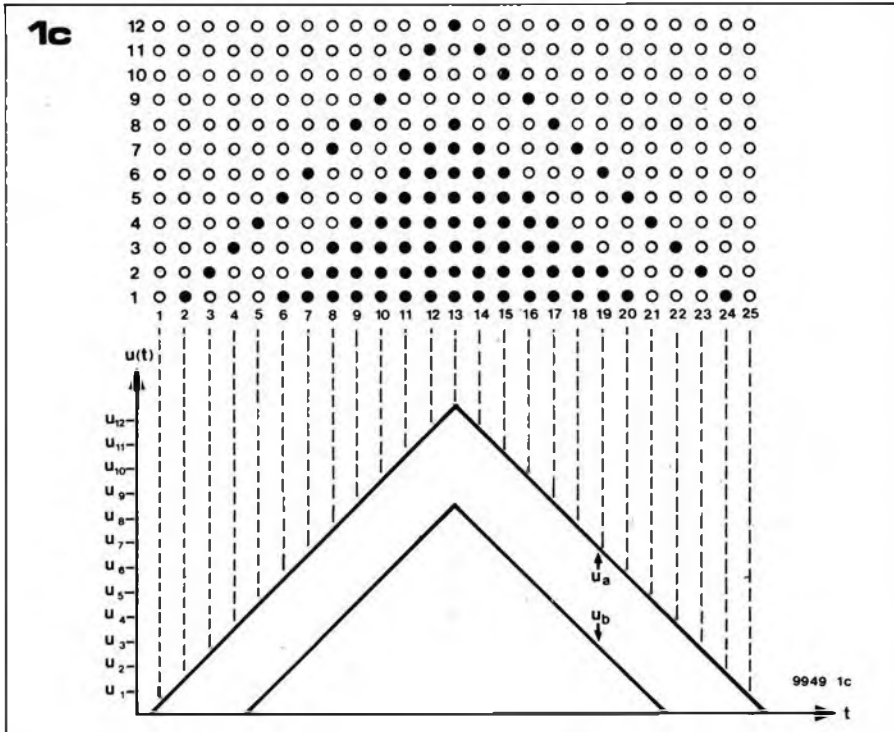
La différence entre la valeur moyenne et la valeur de crête est représentée sur la figure 2, qui montre la réponse d'un indicateur de crête et d'un indicateur de valeur moyenne à une impulsion. L'indicateur de crête atteint rapidement la valeur maximale de la tension d'entrée, puis descend lentement quand l'impulsion est terminée. L'indicateur de valeur moyenne, par contre, s'élève plus lentement vers la valeur maximale du signal d'entrée, et ne l'atteint que si l'impulsion est suffisamment longue. Quand l'impulsion est terminée, l'indication décroît avec la même constante de temps qu'elle avait lors de la montée.

Multiplexage de l'affichage

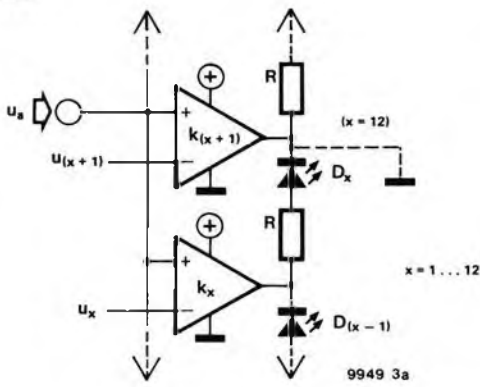
Il faut multiplexer les affichages pour obtenir les indications de valeur de crête et de valeur moyenne sur la même rangée de diodes électroluminescentes. Ceci signifie que l'entrée de l'indicateur à LEDs doit être commutée alternativement aux sorties des détecteurs de crête et de valeur moyenne, et que l'affichage doit être commuté sur le mode barre lumineuse et sur le mode point lumineux. On complique encore un peu plus le multiplexage en utilisant le même voltmètre à LEDs pour les deux canaux, gauche et droite, et en commutant alternativement les sorties du voltmètre sur les deux séries de LEDs de l'afficheur à deux voies.

Le principe du multiplexage de l'affichage est montré sur les figures 3a à 3e. La figure 3a montre le principe de base de l'afficheur à point lumineux. Il est constitué d'une chaîne de comparateurs de tensions dont les entrées non inverseuses sont attaquées par le signal à mesurer, et dont les entrées inverseuses sont attaquées par des tensions de référence provenant d'une chaîne (logarithmique) de diviseurs potentiométriques. Quand la tension d'entrée est supérieure à U_x , la sortie de k_x passe à l'état haut, et D_x s'allume. Quand la tension d'entrée devient supérieure à U_{x+1} , la sortie de k_{x+1} devient haute elle aussi, ce qui provoque l'extinction de D_x et l'allumage de D_{x+1} , et ainsi de suite.

L'indicateur à barre lumineuse, montré sur la figure 3b, fonctionne d'une manière similaire, mais les diodes électroluminescentes ont toutes leur cathode reliée à la masse, au lieu d'être reliée à la sortie du comparateur suivant. Quand une diode est allumée, elle le reste, même quand la diode suivante s'allume.

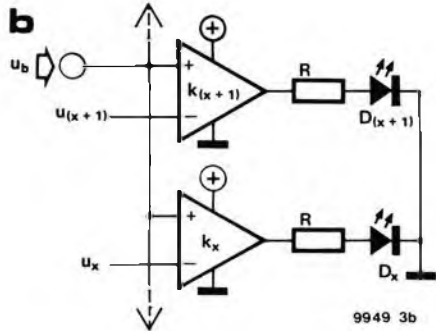


3a



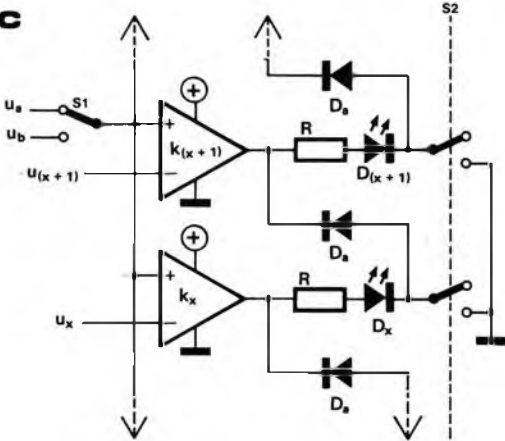
9949 3a

b



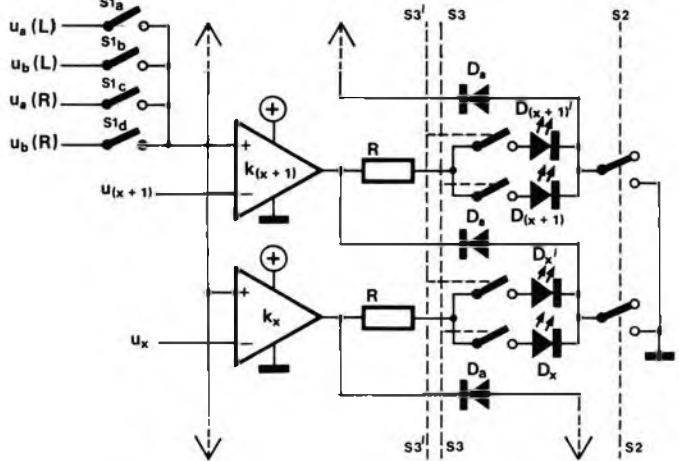
9949 3b

c



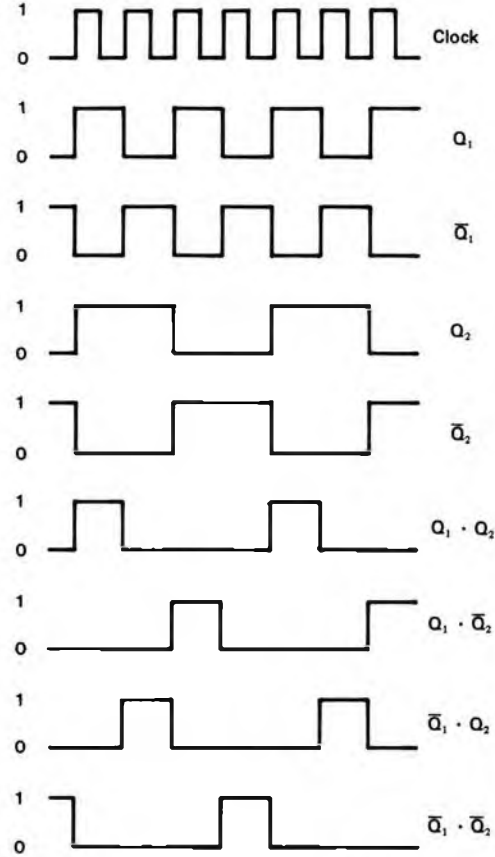
9949 3c

d



9949 3d

e



9949 3e

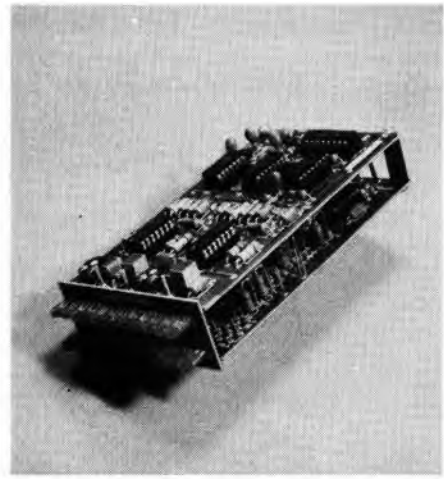
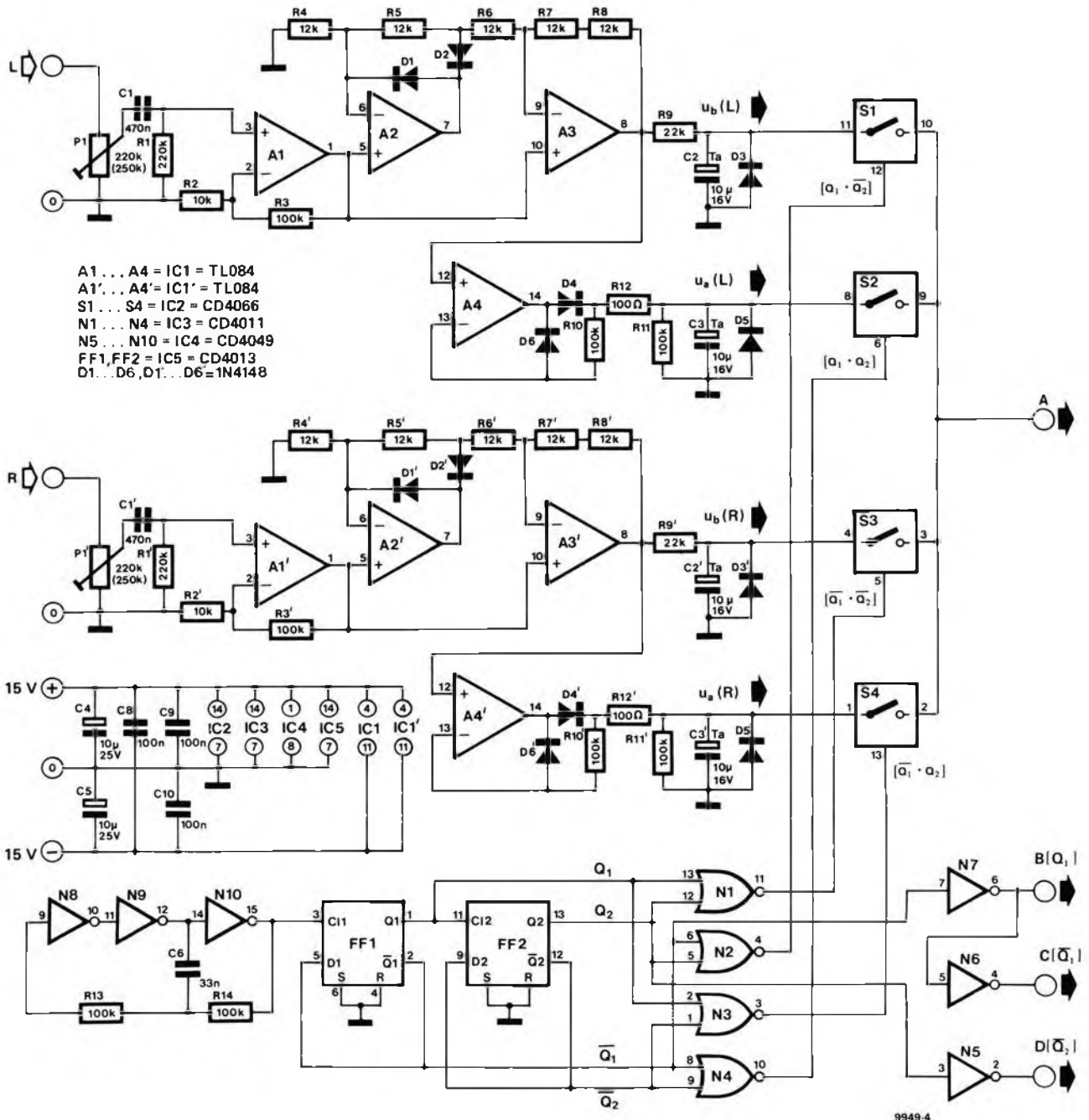


Figure 3a à 3c. Multiplexage de l'affichage à diodes électroluminescentes pour les indications gauche, droite, crête et moyenne.

Figure 4. Détection et commande centrale du Luminant.

La figure 3c montre le principe du multiplexage entre ces deux types d'affichage. Quand c'est la tension crête U_a qui est appliquée à l'entrée par S1, S2 est ouvert, et on a l'affichage par point lumineux. Par contre, quand S1 est dans sa deuxième position, pour envoyer sur l'entrée des comparateurs la tension moyenne U_b , S2 est fermé, les cathodes des diodes électroluminescentes sont reliées à la masse, et on a un affichage par barre lumineuse. La commutation entre les canaux gauche et droit est montrée sur la figure 3d. Les commutateurs S1a à S1d permettent de choisir entre les valeurs crête gauche, moyenne gauche, crête droite et moyenne droite, tandis que

4



A1...A4 = IC1 = TL084
 A1'...A4' = IC1' = TL084
 S1...S4 = IC2 = CD4066
 N1...N4 = IC3 = CD4011
 N5...N10 = IC4 = CD4049
 FF1, FF2 = IC5 = CD4013
 D1...D6, D1'...D6' = 1N4148

9949-4

S3 et S3' permettent de choisir entre les afficheurs à LEDs des canaux gauche et droit. Comme précédemment, S2 choisit entre les valeurs crête et moyenne. Il est ainsi possible, en combinant correctement les fermetures des commutateurs, d'afficher les valeurs crête et moyenne du canal de gauche sur l'indicateur de gauche, et les valeurs crête et moyenne du canal de droite sur l'indicateur de droite. Si la commutation des différents modes d'affichage est faite à une vitesse suffisamment grande, l'œil croit évidemment voir quatre affichages continus. Dans le montage pratique, cette commutation est réalisée électroniquement en utilisant des

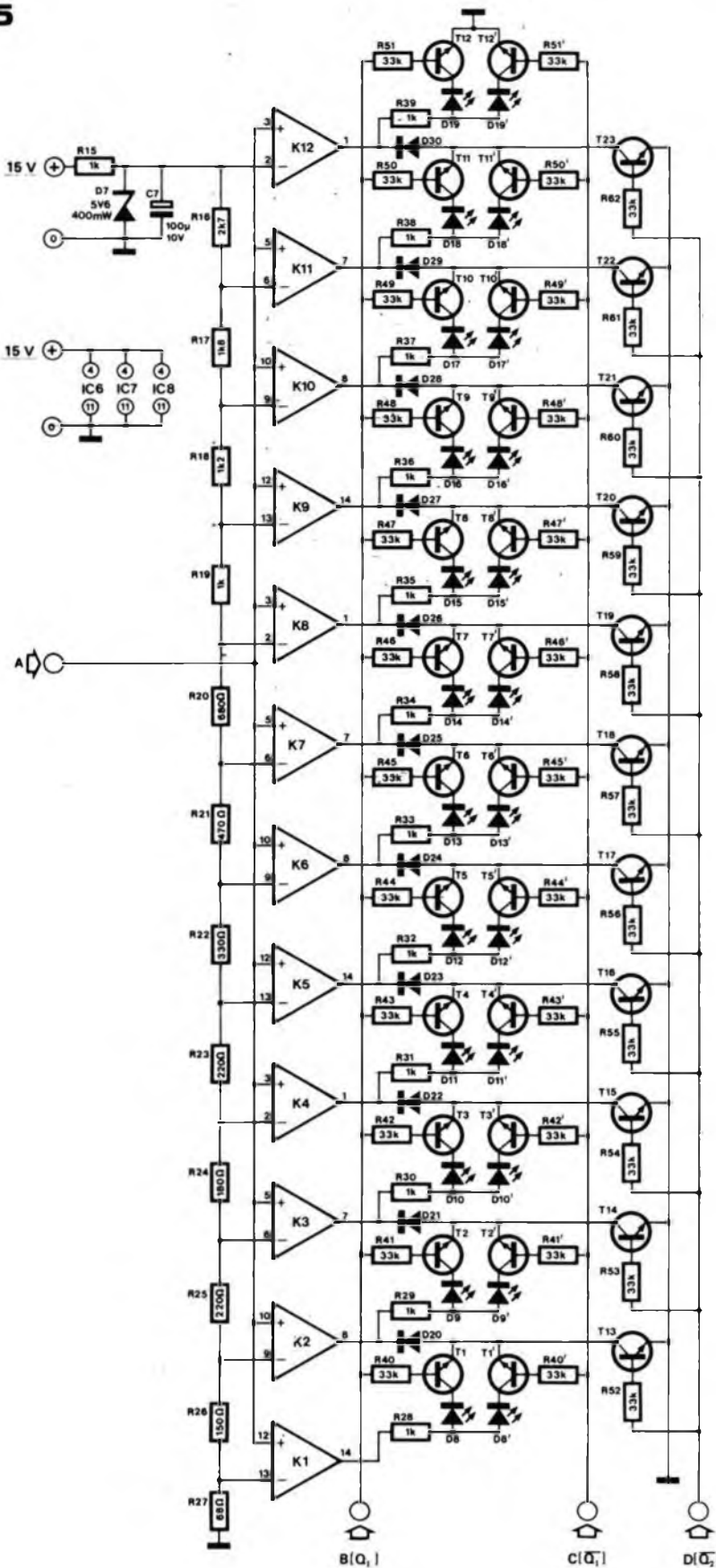
commutateurs analogiques CMOS pour les signaux d'entrées et des transistors pour les afficheurs. La commutation entre les quatre possibilités d'affichage est dirigée par un générateur d'horloge constitué d'un compteur binaire à deux digits et de portes logiques. Si on assigne les correspondances suivantes:

Q1 = 1 = affichage canal gauche,
 Q1 = 0 = affichage canal droite,
 Q2 = 1 = affichage valeur crête,
 Q2 = 0 = affichage valeur moyenne,
 et un 1 logique étant nécessaire pour fermer un interrupteur, on a besoin pour commander les commutateurs S1 à S3 des fonctions logiques:

Q1 · Q2 pour S1a,
 Q1 · Q2 pour S1b,
 Q1 · Q2 pour S1c,
 Q1 · Q2 pour S1d
 Q1 pour S3
 Q1 pour S3'
 Q2 pour S2.

Le diagramme de temps de la figure 3e montre ces signaux de commande. La fréquence de l'horloge de commutation peut avoir n'importe quelle valeur entre 100 Hz et 200 Hz, ce qui permet d'avoir un affichage sans clignotement, tout en n'étant pas assez rapide pour provoquer des phénomènes gênants tels que les allumages intempestifs dus aux délais de commutation.

5



K1 ... K4 - IC6 - LM324
 K5 ... K8 - IC7 - LM324
 K9 ... K12 - IC8 - LM324
 T1 ... T12, T1' ... T12', T13 ... T23 = TUN
 D8 ... D19, D8' ... D19' = LED
 D20 ... D30 = 1N4148



Tableau 1.

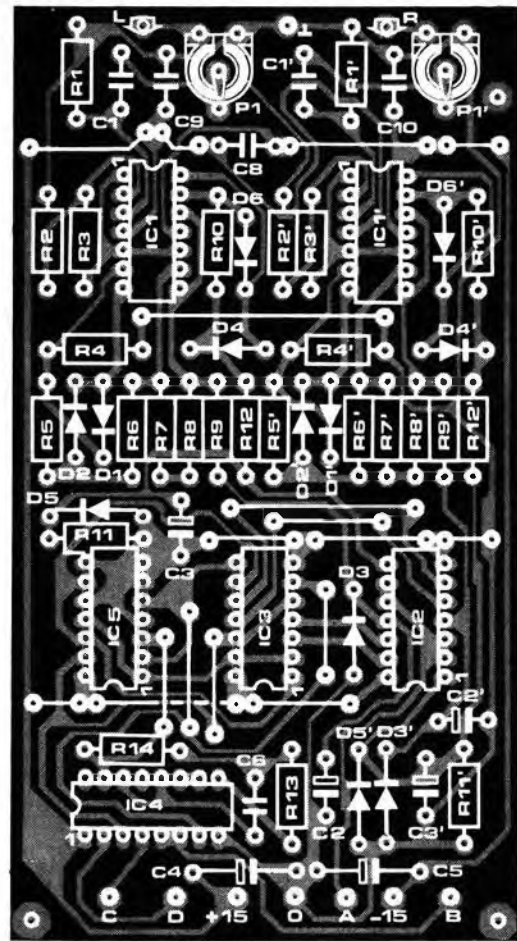
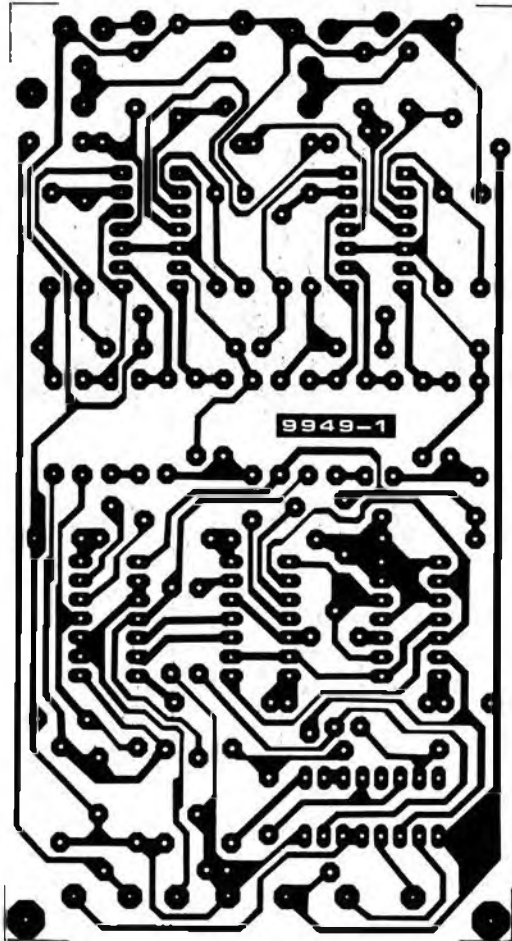
Etalonnage de l'échelle du Luminant

Diode allumée la plus haute	Niveau nominal	Niveau réel
D19	0	0
D18	-3	-3,1
D17	-6	-6,0
D16	-9	-8,7
D15	-12	-11,8
D14	-15	-14,8
D13	-18	-17,8
D12	-21	-20,6
D11	-24	-23,3
D10	-27	-26,3
D9	-33	-32,3
D8	-42	-42,4

Figure 5. Ensemble indicateur du Luminant.

Figure 6. Plaquette de circuit imprimé pour le schéma de la figure 4 (EPS 9949-1).

6



Liste des composants pour les figures 4, 5, 6, 7 et 8.

Résistances:

- R1, R1' = 220 k
- R2, R2' = 10 k
- R3, R3', R10, R10', R11, R11', R13, R14 = 100 k
- R4, R4', R5, R5', R6, R6', R7, R7', R8, R8' = 12 k
- R9, R9' = 22 k
- R12, R12' = 100 Ω
- R15, R19, R28 ... R39 = 1 k
- R16 = 2k7
- R17 = 1k8
- R18 = 1k2
- R20 = 680 Ω
- R21 = 470 Ω
- R22 = 330 Ω

- R23, R25 = 220 Ω
- R24 = 180 Ω
- R26 = 150 Ω
- R27 = 68 Ω
- R40 ... R51, R40' ... R51', R52 ... R62 = 33 k (35 au total)
- P1, P1' = 250 k (220 k) potentiomètre ajustable

Condensateurs:

- C1, C1' = 470 n
- C2, C2', C3, C3' = 10 μ/16 ... 35 V tantale
- C4, C5 = 10 μ/25 V
- C6 = 33 n
- C7 = 100 μ/10 V
- C8, C9, C10 = 100 n

Semiconducteurs:

- A1 ... A4 = IC1 = TL 084 (Texas Instruments)
- A1' ... A4' = IC1' = TL 084 (Texas Instruments)
- S1 ... S4 = IC2 = CD 4066
- N1 ... N4 = IC3 = CD 4001
- N5 ... N10 = IC4 = CD 4049
- FF1, FF2 = IC5 = CD 4013
- K1 ... K4 = IC6 = LM 324
- K5 ... K8 = IC7 = LM 324
- K9 ... K12 = IC8 = LM 324
- D1 ... D6, D1' ... D6', D20 ... D30 = 1N4148
- D7 = zener 5V6 (5%) 400 mW
- D8 ... D19, D8' ... D19' = LED
- T1 ... T12, T1' ... T12', T13 ... T23 = TUN

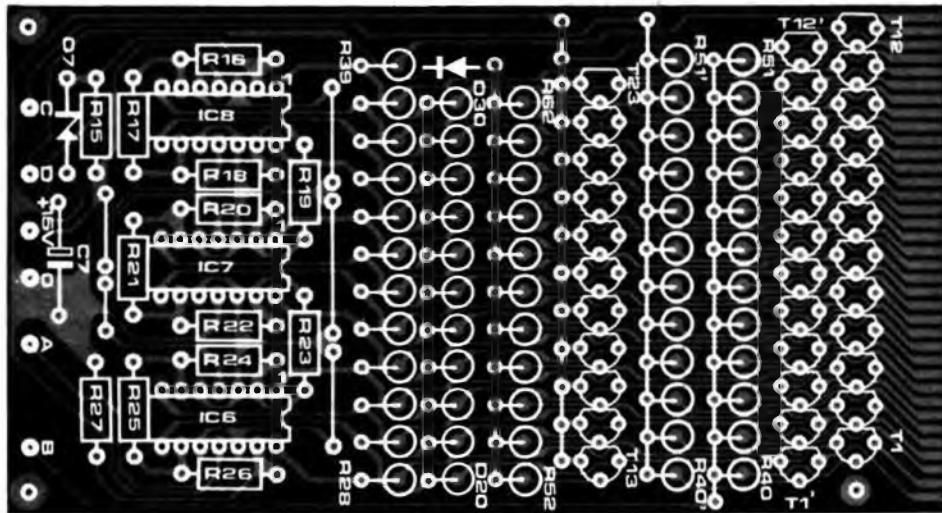
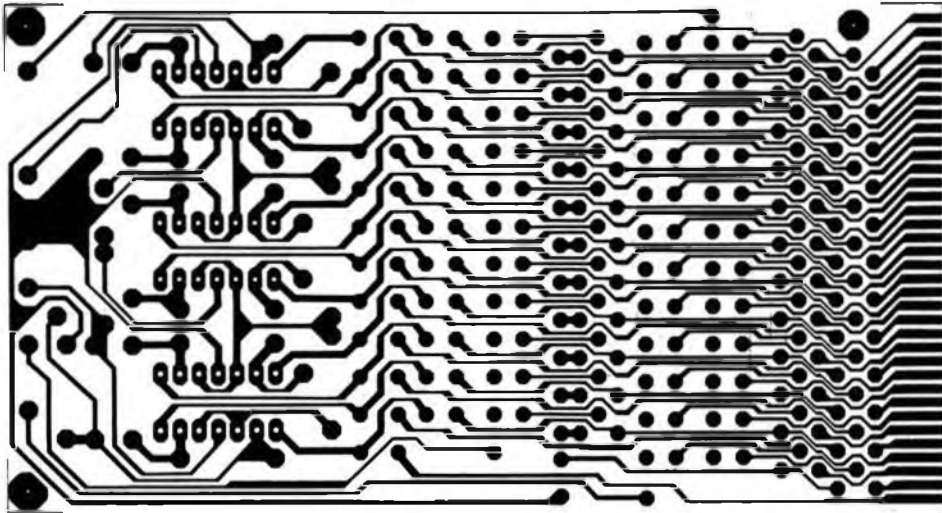
Circuit complet

Le circuit complet du Luminant est représenté figures 4 et 5. On voit sur la figure 4 les redresseurs et la partie commande centrale, et sur la figure 5 la partie affichage. Le circuit de commande et de détection est construit autour d'un TL 084, quadruple ampli op à effet de champ (un pour chaque canal, droite et gauche) utilisé aux trois quarts (A1 à A3 et A1' à A3'). A1 est un amplificateur tampon dont le gain est égal à 11. On peut régler la

sensibilité suivant les besoins au moyen de P1. A2 et A3 constituent un circuit redresseur double alternance actif, qui donne une tension à valeur moyenne positive à la sortie de A3. On obtient la valeur moyenne grâce à un simple filtre passe-bas R9/C2, tandis que la mise en mémoire de la valeur crête est réalisée par A4 et ses composants associés. Les commutateurs analogiques CMOS S1 à S4 sont reliés aux sorties des quatre circuits détecteurs. Le générateur d'horloge est constitué d'un multivibrateur astable construit

sur N8 à N10, d'un compteur à deux digits construit sur FF1 et FF2, et d'un décodeur construit sur N1 à N7. L'ensemble indicateur est représenté figure 5, avec les circuits de commutation permettant les différentes phases d'affichage. Le dispositif de mesure proprement dit est un voltmètre à LEDs constitué des comparateurs K1 à K12. La commutation entre les affichages par point lumineux et par barre lumineuse est réalisée par les transistors T13 à T23. Quand ces transistors sont conducteurs (ce qui

7



équivalent à la fermeture des contacts S2 de la figure 3c), on a la barre lumineuse, et quand ils sont bloqués on a le point lumineux.

La commutation entre les canaux gauche et droite est réalisée par les transistors T1 à T12'. Quand T1 à T12 sont conducteurs, l'affichage du canal gauche (D8 à D19) est excité; quand T1' à T12' sont conducteurs, c'est l'affichage du canal droit qui est excité. Les tensions de référence pour le voltmètre à LEDs sont tirées de la diode zener D7 à travers la chaîne de division potentiométrique R16 à R27. En prenant pour référence 0 dB la tension appliquée à K12, les autres tensions de référence décroissent par bonds d'environ 3 dB jusqu'à à peu près -27 dB (K3). Les deux derniers pas font approximativement 6 dB et 9 dB. Compte tenu des valeurs normalisées

pour les résistances utilisées dans le diviseur potentiométrique, les valeurs exactes diffèrent des valeurs ci-dessus, et sont données dans le tableau 1.

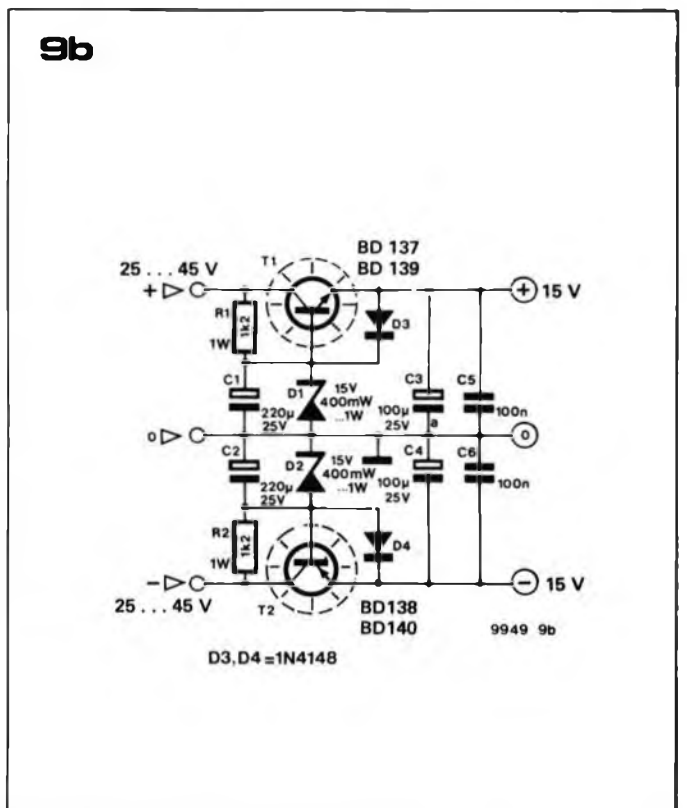
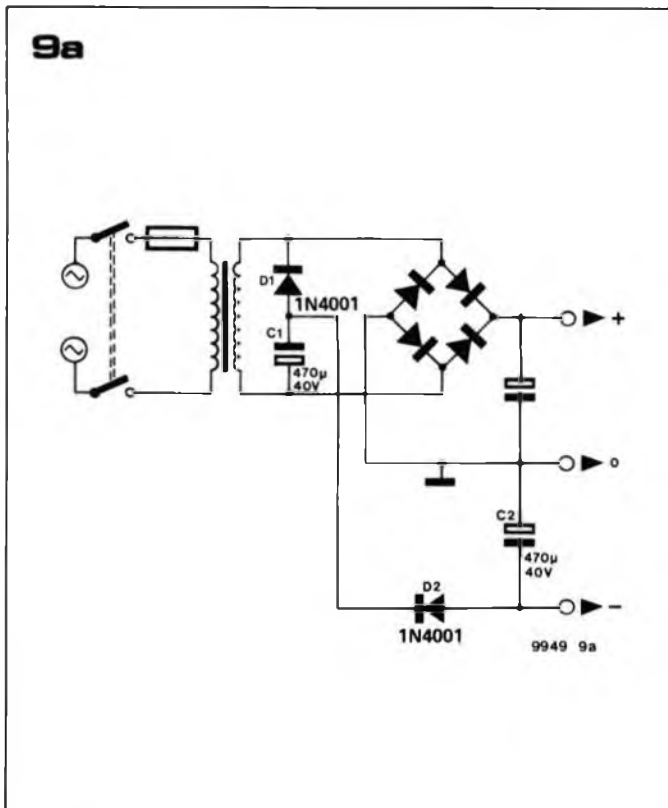
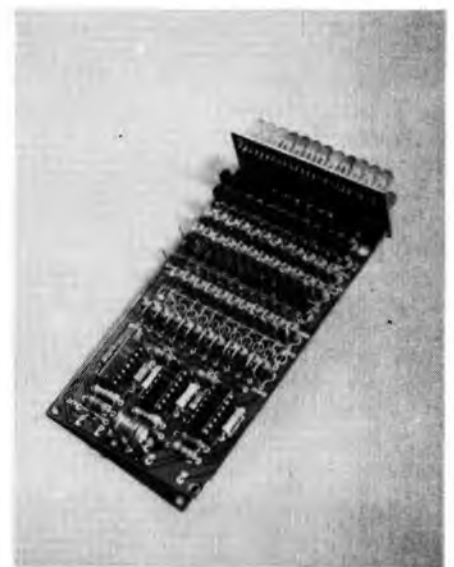
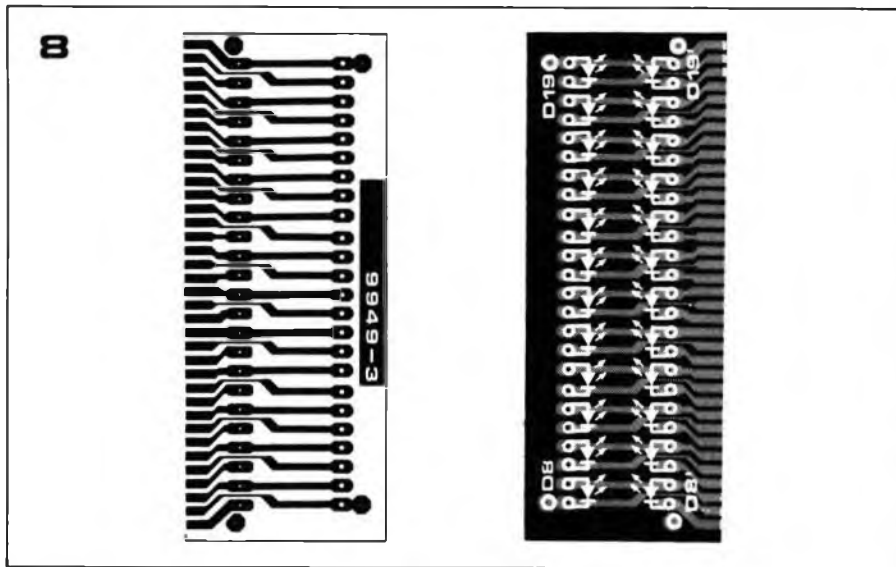
Réalisation

Le circuit des figures 4 et 5 est réparti sur trois plaquettes de circuits imprimés. L'ensemble de commande et de détection est monté sur la plaquette représentée figure 6, les commutateurs d'affichage sur la plaquette représentée figure 7, et les LEDs sur la plaquette représentée figure 8.

Pour gagner de la place, certains des composants de la plaquette d'affichage sont montés verticalement. Les extrémités communes de R40 à R51 d'une part, R40' à R51' d'autre part, R52 à R62 d'une troisième part, et enfin les émetteurs de T13 à T23, sont réunis par des fils de câblage du côté

composants de la plaquette, comme on peut le voir sur la vue de dessus de la plaquette, figure 7.

Etant donné la compacité de l'implantation, un soin particulier devra présider au câblage de cette plaquette. Quand les trois plaquettes sont câblées, on peut réunir l'affichage et son module de commande. Placer la plaquette d'affichage perpendiculairement au bout de la plaquette de commande (photo), et souder les languettes cuivrées de la plaquette d'affichage sur les languettes correspondantes de la plaquette de commande. Faire bien attention pendant cette opération de ne pas court-circuiter deux languettes consécutives. On peut ensuite monter la plaquette des redresseurs et de l'horloge parallèlement à la plaquette de commande d'affichage au moyen d'entretoises, et on établit les



connections entre les deux (points A, B, C, D, O et +15 V) au moyen de courts fils de câblage.

Les autres points à noter en ce qui concerne la réalisation intéressent C2, C3, C2' et C3', qui doivent être au tantale, pour avoir de faibles pertes; par ailleurs, IC1 et IC1' doivent être des TL 084. Il faut résister à la tentation d'utiliser des LM 324, moins chers et compatibles broche à broche, car ce circuit intégré n'a pas d'entrées à effet de champ et a des performances moindres.

Alimentation

Le Luminant doit recevoir une alimentation symétrique ± 15 V. La ligne négative absorbe 15 à 25 mA, alors que la ligne positive absorbe 25 mA, plus 12 mA par diode électro-

Figure 7. Plaquette de circuit imprimé de la commande d'affichage (EPS 9949-2).

Figure 8. Plaquette de circuit imprimé de l'affichage à LEDs (EPS 9949-3).

Figure 9a et 9b. Alimentation convenable pour le Luminant.

luminescente, soit au total 170 mA quand toutes les diodes sont allumées. Les figures 9a et 9b donnent des exemples d'alimentation pour ce montage.

La figure 9a montre comment obtenir deux tensions continues positive et négative symétriques non régulées à partir d'un transformateur à secondaire

unique et sans point milieu, et la figure 9b montre un circuit stabilisateur simple. Si on utilise le Luminant avec le préamplificateur correcteur Consonant, on peut utiliser la méthode de la figure 9a pour obtenir la tension négative à partir du transformateur d'alimentation du Consonant. Dans ce cas, seule la régulation négative est à réaliser, le Consonant ayant déjà une régulation +15 V.

Si on utilise le Luminant avec un amplificateur de puissance disposant d'une alimentation symétrique, le circuit de la figure 9b peut être relié directement aux lignes d'alimentation de cet amplificateur. Enfin, si le Luminant est utilisé avec un préampli ou un amplificateur muni d'une alimentation ± 15 V, on peut s'en servir pour le Luminant sans stabilisation supplémentaire.

comment j'ai battu le monstre

David Levy



Tout récemment encore, même les joueurs d'échecs médiocres considéraient les ordinateurs jouant aux échecs tout juste comme une plaisanterie — 'Ces ordinateurs sont si stupides!' Toutefois, de récents tournois d'échecs entre ordinateurs ont démontré que les meilleurs programmes étaient en train de devenir excellents. Cependant, même dans ce cas subsiste un certain doute: un ordinateur peut être capable d'en balayer un autre d'une façon convaincante, mais comment se conduira-t-il lorsqu'il sera confronté à un joueur humain?

Récemment, Mr. Levy — un champion international d'échecs — a été défié par l'ordinateur titulaire du trône de champion du monde. Sa description du contexte historique et du concours lui-même présente certainement un grand intérêt.

Peut-être faudrait-il noter au passage que Mr. Levy bénéficiait à priori, pour ce concours, d'un avantage certain: en tant qu'ancien programmeur, il avait des idées très précises sur le mode de 'raisonnement' de son adversaire . . .

Un soir du mois d'août 1968, j'étais en train de jouer aux échecs pendant un cocktail à Edimbourg. Mon adversaire était John McCarthy, Professeur d'intelligence artificielle à l'Université de Stanford, en Californie, et l'un des meilleurs experts mondiaux dans ce domaine. A l'époque, j'étais titulaire du titre de Champion d'Ecosse d'échecs. Je gagnai la partie contre McCarthy qui fit alors la remarque que, bien que n'étant pas assez fort pour moi, il y aurait dix ans plus tard un programme d'ordinateur qui serait capable de me battre. Je fus surpris par cette proposition, car bien peu de progrès avaient été accomplis dans ce domaine au cours des deux dernières décennies, et les programmes les plus puissants étaient d'une force très, très inférieure à la mienne. Nous nous sommes mis à débattre ce point, et lorsque je réalisai qu'il parlait très sérieusement, je suggérai d'appuyer nos opinions sur un pari de 500 livres sterling. Notre hôte, le Professeur Donald Michie, du Département d'Intelligence et de Perception des Machines à l'Université d'Edimbourg, se joignit à notre conversation et accepta de relever le défi avec McCarthy, chacun d'eux pariant 250 livres sterling contre moi.

Au cours des années suivantes, le pari prit de l'importance. Deux autres académiciens se joignirent au consortium: Seymour Papert du M.I.T. et Ed Kozdrowicki de l'Université de Californie (à Davis). De plus, Donald Michie porta à 500 livres sa mise d'origine, et il paria 500 autres livres que si je perdais le premier pari, ce serait contre un programme écrit par lui ou sous sa direction. Le total des sommes mises en jeu sur le premier pari atteignait donc 1250 livres sterling.

L'un des effets bénéfiques de ce pari fut la publicité qui se fit autour de l'affaire, ce qui encouragea les programmeurs à travailler le domaine des échecs. Au cours de la décennie qui suivit le mois d'août 1968, les ordinateurs jouant aux échecs devinrent si populaires qu'on organisa de nombreux tournois dans lesquels tous les concurrents étaient des programmes d'échecs. Il existe tous les ans un concours aux U.S.A., et il y a eu deux championnats du Monde et un

championnat d'Europe. La popularité des ordinateurs jouant aux échecs augmente à une vitesse surprenante, et il y a eu récemment à Londres un tournoi organisé pour les programmes d'échecs fonctionnant avec un micro-processeur (le même événement s'était produit en Californie quelques mois plus tôt). Pourquoi cet intérêt soudain? Il y a bien des raisons qui poussent les gens à écrire des programmes d'échecs. Tout d'abord, cela est très amusant. Mais la principale raison est que l'on considère généralement les échecs comme le plus difficile et le plus provocant de tous les jeux intellectuels, et l'on peut prétendre que pour bien jouer aux échecs il faut avoir une intelligence très développée. Si l'on pousse cet argument un peu plus loin, on peut dire que s'il est possible de produire un programme d'ordinateur capable de jouer aux échecs aussi bien qu'un champion, voire même un champion du monde, il sera également possible à long terme d'écrire des programmes capables d'effectuer d'autres travaux intellectuels aussi difficiles. Et de fait, lorsqu'un groupe de sommités dans le domaine de l'intelligence artificielle se réunit, il y a quelques années, pour établir une liste d'objectifs pour leur science, l'un de ceux-ci était un programme capable de gagner le championnat du monde d'échecs.

Le résultat de l'intérêt croissant porté aux ordinateurs jouant aux échecs fut une amélioration constante, mais non révolutionnaire, de la force des meilleurs programmes. Jusque vers la fin de 1976, la communauté des joueurs d'échecs considérait les ordinateurs comme à peine mieux qu'une plaisanterie, lorsque soudain tout changea. Le meilleur programme américain, CHESS 4.6, venait de remporter la section de classe B du tournoi d'échecs Paul Masson organisé à Saratoga, en Californie. C'était la première fois qu'un programme d'ordinateur remportait une compétition destinée à des êtres humains, et l'événement provoqua chez certains concurrents une profonde consternation, bien que les programmeurs aient annoncé au préalable qu'ils renonceraient à tout prix attribué sous la forme du versement d'une prime.



Au mois de février suivant, le même programme remporta le championnat libre du Minnesota. En mars, il prouva qu'il était au moins aussi fort que moi aux échecs-minute, une forme de jeu dans laquelle chaque joueur doit jouer tous ses coups à grande vitesse. Lorsque je fis ce pari en 1968, je n'aurais jamais pensé que les programmes d'ordinateur feraient si vite autant de progrès. En fait, je tenais pour invraisemblable qu'il puisse exister un programme assez fort pour pouvoir me provoquer, et je pensais gagner mon pari par forfait. En avril 1977, je fus mis officiellement au défi de jouer un match contre CHESH 4.6. Ce devait être un match en deux parties, de sorte que le match serait terminé si je remportais la première partie; en effet, pour perdre le pari, il fallait que je perde le match par au moins 1 point et demi contre 1/2 point. Le jeu se déroula dans des conditions parfaites à l'Université Carnegie Mellon de Pittsburgh, l'un des centres les plus avancés dans le domaine de l'intelligence artificielle. Je remportai assez nettement la première et unique partie du match, bien que pendant un moment le programme ait eu l'avantage sur moi.

En décembre 1977 on me demanda de nouveau de jouer, cette fois contre KAISSA, écrit à l'Institut des Sciences de Moscou. KAISSA avait été champion du monde des ordinateurs de 1974 à 1977, mais je le trouvai un peu moins fort que CHESH 4.6, et je réussis à le battre sans trop de difficultés.

L'intérêt porté à mon pari devenait vraiment de plus en plus brûlant. Il ne restait plus que huit mois et l'on sut bientôt que David Slate, l'un des programmeurs du fameux CHESH 4.6 de la Northwestern University ne travaillait plus qu'à mi-temps, afin de pouvoir consacrer six mois de travail à son programme, en vue de provoquer mon déclin. Son collègue Larry Atkin travaillait sur un bras robot qui devait déplacer les pièces suivant les ordres du programme, et presser le bouton de l'horloge de la partie d'échecs. Peu de temps avant la date limite en août, je fus invité à jouer un match en deux parties au M.I.T. contre une version améliorée du programme appelé MacHack VI, qui

était le plus puissant programme du monde au moment où je fis mon premier pari. MacHack avait été écrit par Richard Greenblatt et il fonctionnait avec un matériel spécialement destiné aux échecs, qui lui permettait d'analyser 150.000 situations par seconde. Bien que cet analyseur spécial puisse détecter certains pièges tactiques, le programme ne fit pas montre d'une meilleure compréhension de la stratégie que CHESH 4.6. Je gagnai la première partie de la rencontre, puis je jouai la seconde partie, juste pour le plaisir, et je la gagnai également.

La fin du mois d'août approchait. Je me rendis de Boston à Toronto où je devais faire face à mon dernier adversaire. La version tant espérée CHESH 5.0 n'avait pu être terminée à temps, de sorte que mon partenaire était CHESH 4.7 une version perfectionnée du 4.6. Le programme tournait sur un ordinateur CDC Cyber 176, la machine la plus rapide du monde disponible sur le marché commercial.

Nous jouions à la Canadian National Exhibition, une foire gigantesque qui se déroule tous les ans à la même époque, à Toronto. J'étais assis dans une cabine vitrée presque insonorisée, et je portais un smoking. Je jouais sur un échiquier spécialement étudié et réalisé par un conseiller de la CDC, David Cahlander. Cet échiquier pouvait détecter le mouvement des pièces au moyen de contacts magnétiques situés sous chaque case - le lest de plomb alourdissant les pièces ayant été remplacé par des aimants. Une autre caractéristique de cet échiquier était une petite lampe rouge dans chaque case. Lorsque le programme avait décidé de jouer un coup, les lampes de la case de départ et de la case d'arrivée devaient s'allumer, ainsi que celles de toutes les cases intermédiaires.

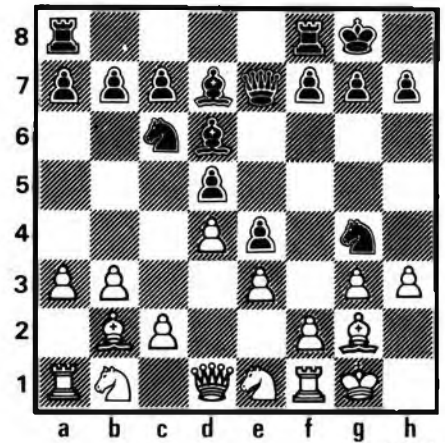
Le match devait se dérouler en six parties. D'après les termes du pari, il me fallait totaliser au moins 3 points pour gagner. Le programme devait donc obtenir au moins 3 points 1/2 pour me battre. Dès la première partie, je ressentis un choc très désagréable après douze coups seulement:

Blancs: Levy

Noirs: CHESH 4.7

1. g2 - g3 d7 - d5
2. Ff1 - g2 e7 - e5
3. d2 - d3 Cg8 - f6
4. Cg1 - f3 Cb8 - c6
5. 0-0 Fc8 - d7
6. b2 - b3 Ff8 - c5
7. Fc1 - b2 Dd8 - e7
8. a2 - a3 e5 - e4
9. Cf3 - e1 0-0
10. d3 - d4 Fc5 - d6
11. e2 - e3 Cf6 - g4
12. h2 - h3??

J'avais réfléchi plusieurs minutes avant ce coup, mais à peine l'avais-je joué sur l'échiquier que le programme, qui



79037 - 1

réfléchit pendant le temps de son adversaire, répliqua par ...

12. ... Cg4 x e3!!

J'avais considéré ce coup comme sans espoir, parce que je n'avais pas vu la suite.

13. f2 x e3 De7 - g5!

Et soudain je réalisai que ma position était en lambeaux. La dame noire menaçait les pions situés en e3 et g3, et après avoir placé leur dame en g3 les noirs pouvaient capturer le pion h3 par leur fou. En résumé, la situation des blancs était désespérée. Mais 'nil desperandum'.

14. g3 - g4!

C'était la meilleure tentative pratique.

14. ... Dg5 x e3+

15. Tf1 - f2!

J'avais joué ce coup parce que les programmes savent que lorsqu'ils ont l'avantage, ils doivent procéder à des échanges de pièces; ainsi après ...

15. ... Fd6 - g3

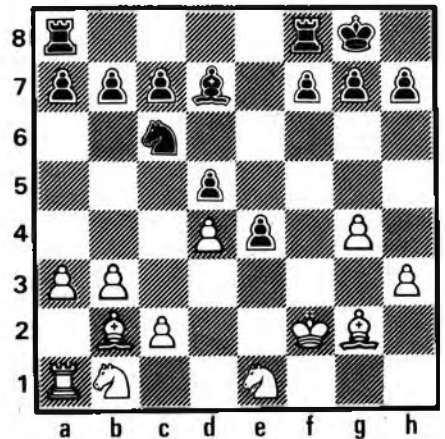
16. Dd1 - e2

... au lieu de procéder à l'échange (16. ... Fg3 x f2+) et de conserver les dames de façon à lancer une attaque contre mon roi, le programme joua ...

16. ... De3 x f2+

17. De2 x f2 Fg3 x f2+

18. Rg1 x f2

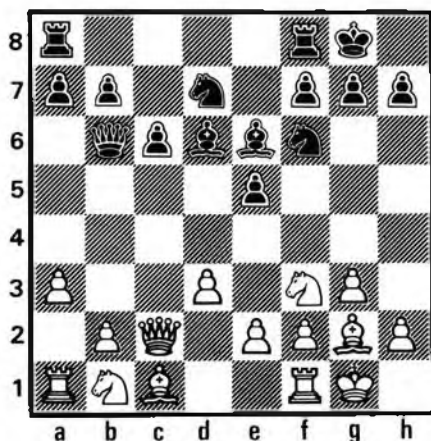


79037 - 2

et en dépit de ma défaite matérielle, je réussis à sortir de l'impasse grâce à une combinaison de ressources (de ma part) et de manque d'à-propos (de la part de mon adversaire).

C'était la première fois qu'un programme d'ordinateur faisait match nul avec un champion international d'échecs, strictement dans les conditions d'un tournoi. Le résultat final du match fut une victoire en ma faveur par 3½ contre 1½. Sur les quatre parties suivantes, j'en gagnai trois et j'en perdus une. La place me manque pour donner ici le détail de toutes les parties, aussi inviterai-je le lecteur à n'examiner que la partie la plus intéressante du match. Pour commencer je ne vous dévoilerai pas qui de nous avait les blancs, ni qui fut le vainqueur de la partie. Munissez-vous d'un crayon et d'un petit morceau de papier avant de suivre cette partie, et vous pourrez procéder ainsi à une petite expérience.

- 1. c2 - c4 Cg8 - f6
- 2. a2 - a3 c7 - c6
- 3. d2 - d3 d7 - d5
- 4. Dd1 - c2 d5 x c4
- 5. Dc2 x c4 e7 - e5
- 6. Cg1 - f3 Ff8 - d6
- 7. g2 - g3 Fc8 - e6
- 8. Dc4 - c2 Cb8 - d7
- 9. Ff1 - g2 0-0
- 10. 0-0 Dd8 - b6



79037 - 3

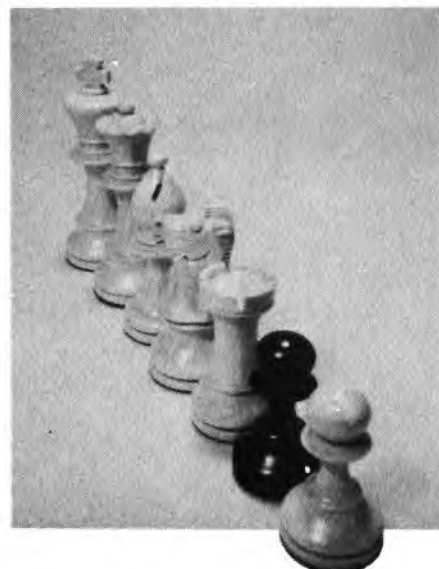
Ecrivez maintenant qui, d'après vous, avait les blancs: l'homme ou la machine?

11. Cb1 - d2

Ce coup interdit 11. . . . Fe6 - b3.

11. . . . Db6 - c5

12. Dc2 - b1 h7 - h6



Ce qui interdit 13. Cf3 - g5 suivi de Cd2 - e4 et de Fc1 - e3, avec une position avantageuse.

13. b2 - b4 Dc5 - b5

14. Db1 - c2 Cd7 - b6

Espérant pouvoir sauter sur a4.

15. Fc1 - b2 a7 - a5

Si 15. . . . Cb6 - a4, alors 16. Cd2 - c4!, gagnant le pion e5 (si 16. . . . Ca4 x b2? alors 17. Cc4 x d6).

16. a3 - a4 Db5 - a6

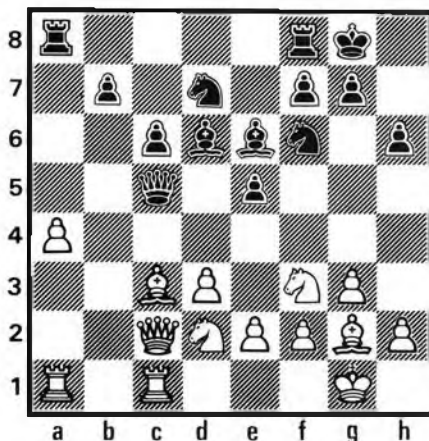
17. b4 x a5 Da6 x a5

18. Fb2 - c3 Da5 - c5

19. Tf1 - c1

Menace de 20. Fc3 x e5, gagnant un pion.

19. . . . Cb6 - d7



79037 - 4

Défendant e5. Maintenant, écrivez de nouveau qui, à votre avis, a les blancs.

20. a4 - a5 Dc5 - a7

21. Dc2 - b2 Cf6 - g4

22. Cd2 - e4 Fd6 - c7

23. h2 - h3

Maintenant, si le cavalier g4 se retire en f6, les blancs peuvent simplement capturer le pion e5.

23. . . . f7 - f5

Le cavalier blanc e4 est cloué par la menace de 24. . . . Da7 x f2+, de sorte que la séquence suivante est obligatoire.

24. h3 x g4 f5 x e4

25. d3 x e4 Fe6 x g4

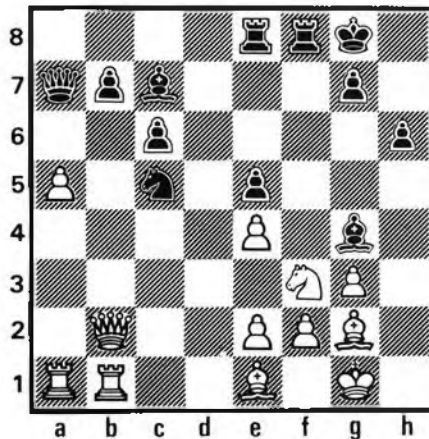
26. Fc3 - e1 Cd7 - c5

Attaque du pion e4.

27. Tc1 - b1

Les blancs espèrent 27. . . . Cc5 x e4, car alors 28. Db2 x b7.

27. . . . Ta8 - e8



79037 - 5



Le pion e5 était attaqué deux fois. Maintenant, qui d'après vous a les blancs?

28. Fe1 - d2 Tf8 - f7

29. Fd2 - e3 Fc7 - d6

30. Db2 - c2 Fg4 x f3

31. Fg2 x f3

Menace de 32. Ff3 - h5.

31. . . . Te8 - a8

32. Tbl - c1 b7 - b6

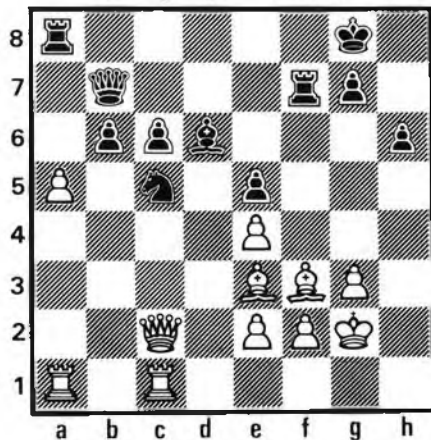
La pression des blancs sur le côté des dames est considérable, mais si

33. a5 x b6 Da7 x a1!

34. Tc1 x a1 Ta8 x a1+

35. Rg1 - g2 Ta1 - a5, et il n'est pas évident que les blancs aient progressé.

33. Rg1 - g2 Da7 - b7



79037 - 6

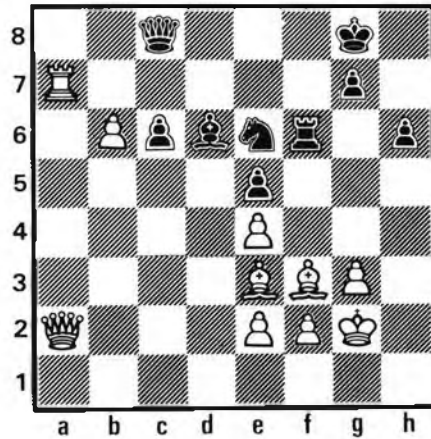
Ecrivez encore une fois qui, d'après vous, a les blancs.

34. a5 x b6 Ta8 x a1

35. Tc1 x a1 Cc5 - e6

36. Ta1 - a7 Db7 - c8

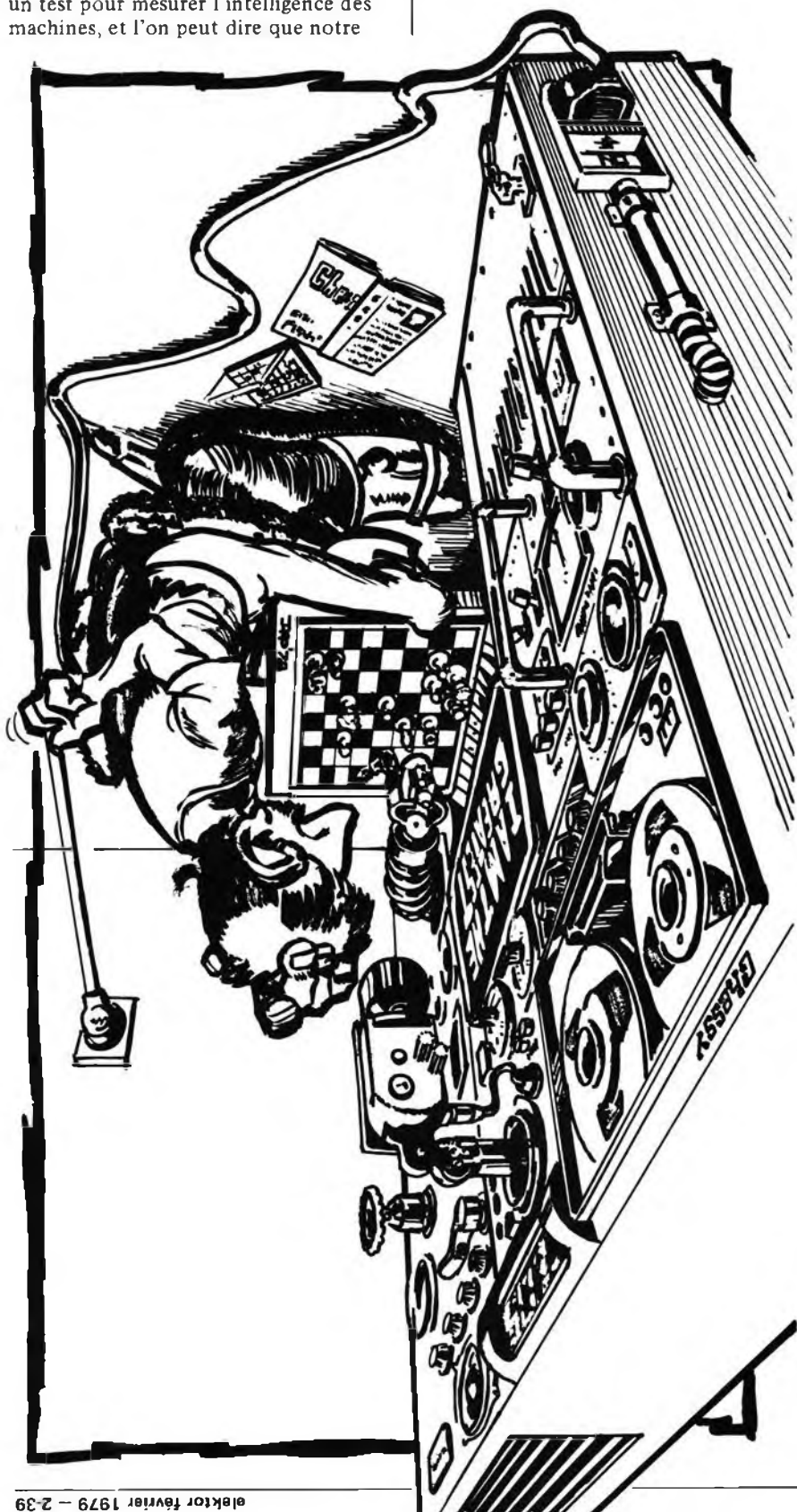
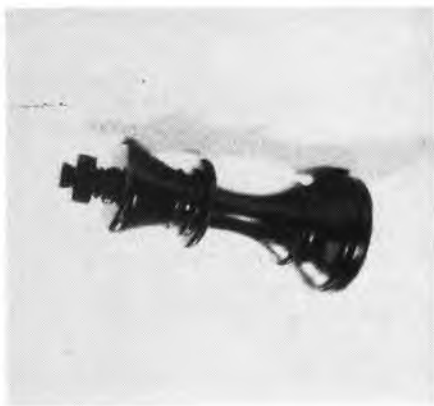
37. Dc2 - a2 Tf7 - f6



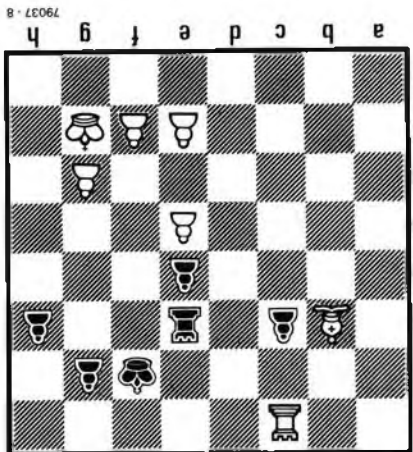
79037 - 7

C'est moi qui avait les blancs. Beaucoup d'entre vous auront probablement pensé, au moins une fois au cours de la partie, que les blancs étaient joués par le programme. Le but de cette petite expérience est de montrer que le programme joue tellement bien aux échecs qu'il est à peu près impossible de deviner à coup sûr qui joue les blancs et qui joue les noirs, et il faut donc considérer, dans un certain sens, que le programme est intelligent. Le mathématicien anglais Alan Turing a imaginé un test pour mesurer l'intelligence des machines, et l'on peut dire que notre

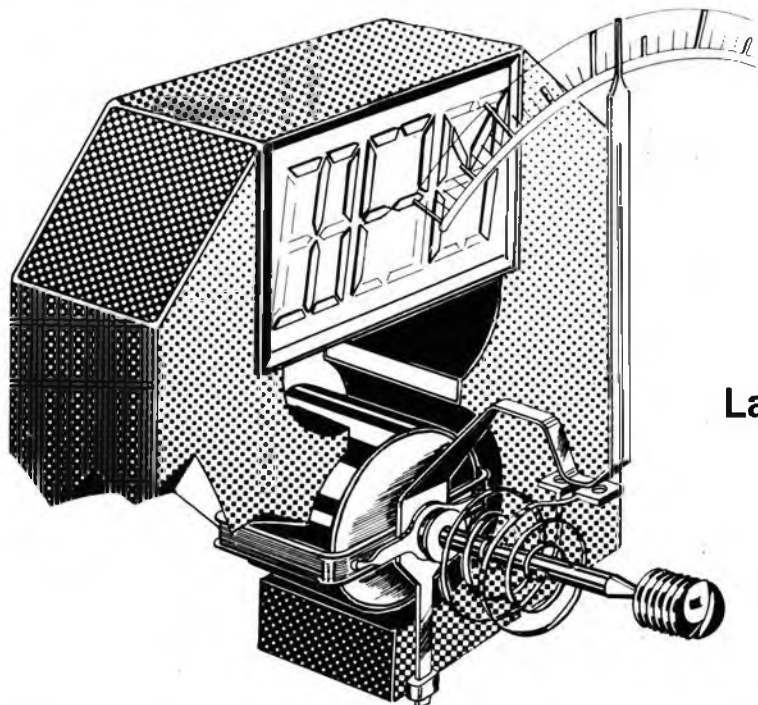
expérience constitue une sorte de test de Turing pour les programmes de jeu échecs. On pourrait prétendre que CHESS 4.7 est vraiment intelligent puisqu'il a pu prendre 1 point 1/2 dans un match en cinq parties, mais comme le programme 'raisonne' en examinant des centaines de milliers de situations avant de jouer chaque coup (le coup 15... a7 - a5 a exigé l'examen de 906.758 positions), il est difficile de qualifier d'intelligente, au sens humain du terme, sa méthode de jeu.



Pour la dernière fois, qui a les blancs? Maintenant, retournez la page.



- 38. Ta7 - a8 Fd6 - b8
- 39. Ff3 - g4 Rg8 - f7
- 40. Da2 - a7+! Fb8 x a7
- 41. Ta8 x c8 Fa7 x b6
- 42. Fg4 x e6+ Tf6 x e6
- 43. Fe3 x b6 Abandon



voltmètre numérique universel

La relève des instruments à aiguille

Dans le domaine des mesures électroniques, les instruments conventionnels à aiguille deviennent démodés. Dans beaucoup d'applications, l'instrument électromécanique de tableau, imprécis, mécaniquement fragile et de courte vie, est remplacé par un affichage digital robuste et clairement lisible. Jusqu'il y a peu de temps, les instruments conventionnels étaient bon marché; mais, les choses changent. Le délicat système mécanique est devenu cher (même s'il est 'Made in Hong-Kong') alors que son équivalent digital est de moins en moins cher. — 'Made in Singapore'? Adieu magnétisme, bonjour LED!

Il est peut-être exagéré de dire que notre vieil ami l'instrument à aiguille va bientôt disparaître complètement. Il a encore des avantages sur les afficheurs digitaux actuels. Dans quelques applications, particulièrement quand une grande précision n'est pas nécessaire — et c'est souvent le cas — l'instrument analogique à aiguille est encore préférable. Les opérations d'alignement nécessitant une perception précise des pics et des creux de tension (ou de toute autre grandeur physique), sont effectuées plus facilement avec une aiguille qui oscille qu'avec un nombre qui change rapidement. C'est aussi vrai quand il s'agit de détecter de brutales (et souvent inattendues) variations de niveau, et une aiguille sautant à pleine échelle, ou même se wrappant sur sa butée, attire décidément mieux l'attention qu'un affichage numérique passant de 153 à 999.

Pourtant, les instruments numériques ont leurs avantages. La lecture est claire et précise; l'échelle est habituellement clairement indiquée; l'ensemble est moins sensible aux chocs mécaniques (voir figure 1). De plus, les chiffres lumineux peuvent être lus dans la plupart des conditions d'éclairage. Quand il s'agit de précision, l'affichage numérique bat facilement son rival analogique. Au mieux, sur un instrument à aiguille avec une calibration à pleine échelle de 1000 unités, une lecture de, par exemple, 615 peut être obtenue: soit 3 chiffres significatifs. Sur un instrument numérique, comme le fréquencemètre 1/4 GHz (Elektor n° 5/6), il est possible d'obtenir une lecture fiable de six chiffres (par exemple 10,7234 MHz) où seul le dernier chiffre est susceptible d'erreur.

Comment fonctionnent-ils?

Si les instruments numériques sont si supérieurs, pourquoi ne sont-ils pas

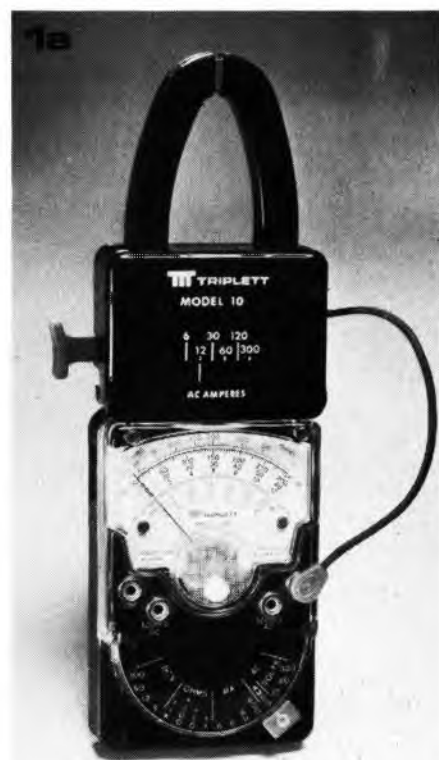


Figure 1. Un voltmètre analogique (figure 1a) n'est pas aussi facile à lire qu'un instrument numérique (figure 1b).

Figure 2. Un élément essentiel d'un instrument numérique: le convertisseur A/D. C'est la partie la plus difficile à concevoir.

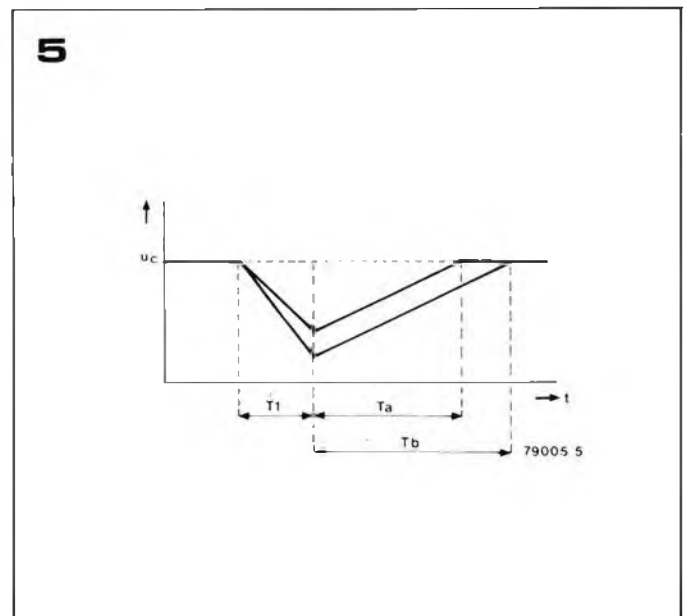
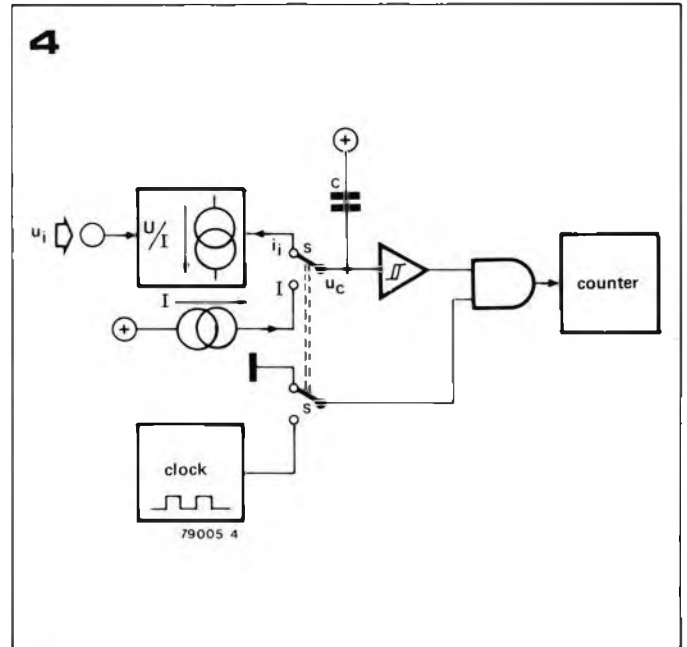
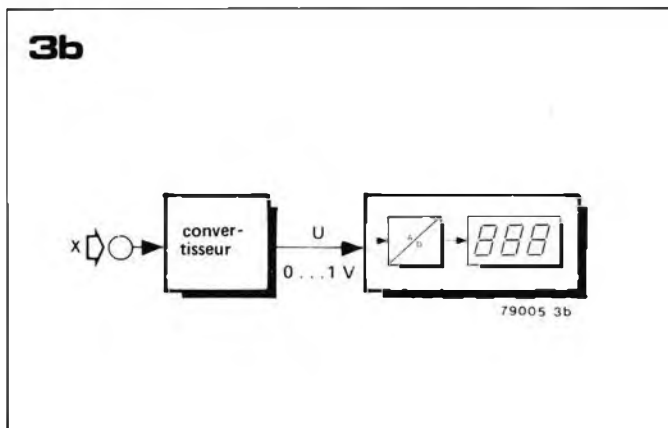
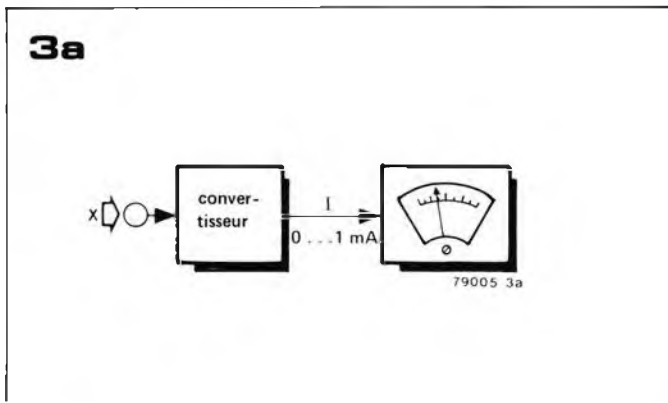
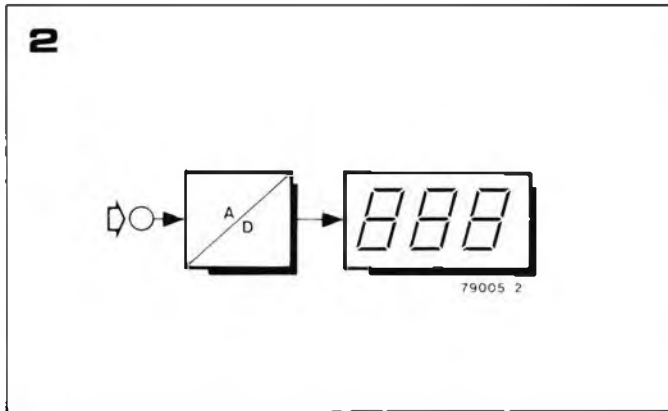
Figure 3. Beaucoup d'instruments de mesure consistent essentiellement en un convertisseur grandeur physique/courant, suivi par un milliampèremètre (figure 3a). Le même principe peut être utilisé pour les mesures numériques, pourvu que l'on dispose d'un 'Voltmètre numérique universel' (figure 3b).

Figure 4. Schéma simplifié du convertisseur A/D 'double-pente'.

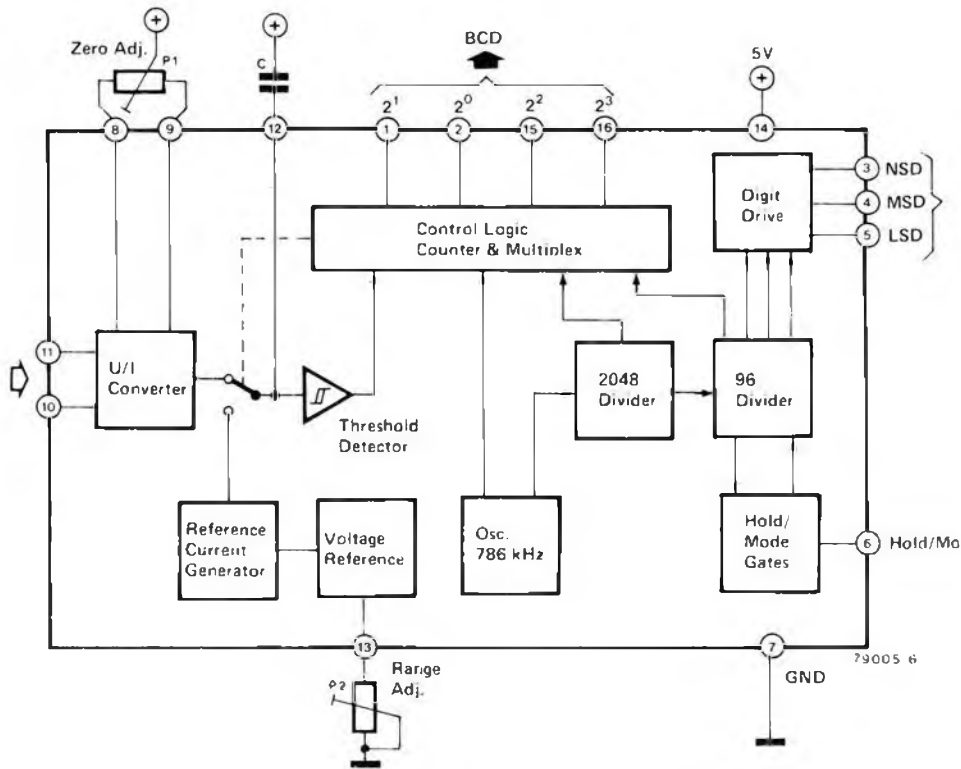
Figure 5. Pendant chaque cycle de conversion, la tension U_C de la figure 4 commence par chuter à un niveau déterminé par la tension d'entrée. Comme T1 est constant, le temps de montée (T_a ou T_b) est proportionnel à la tension d'entrée.

utilisés plus souvent? La raison est simple: ils sont plus difficiles à concevoir. Pour les instruments analogiques, une conversion d'une grandeur analogique à une autre est nécessaire, (par exemple, d'un courant à la déviation d'une aiguille sur échelle). Dans beaucoup de cas, cette conversion est relativement directe. De l'autre côté, les instruments numériques nécessitent une conversion plus compliquée: la quantité analogique doit être convertie en une valeur numérique ('digitalisée', pour reprendre un mot horrible). Le système qui réalise cette conversion est nommé: 'Convertisseur Analogique Digital', ou en abrégé convertisseur A/D. Ce convertisseur A/D est une partie essentielle de la plupart des instruments numériques, la seule exception étant les instruments mesurant des quantités numériques. Une chaîne n'est jamais plus solide que son plus faible maillon, et les performances d'un instrument numérique sont habituellement déterminées par le convertisseur A/D.

Comme de plus en plus de 'digits' sont demandés, le cahier des charges de ce composant devient de plus en plus sévère: précision, linéarité, grande échelle, stabilité et haute résolution, tout à moins d'un dix-millième près pour un affichage à 6 chiffres. Cela a donné du travail à plein temps aux plus brillants cerveaux de l'électronique, témoin la prolifération ces dernières années, de nouveaux modes de conversion, de nouvelles conceptions, de nouveaux circuits intégrés et hybrides. Les circuits de convertisseurs A/D deviennent compliqués. Il est inutile d'essayer de les réaliser avec des composants discrets: les circuits intégrés sont la solution évidente, leur nombre est saisissant, et de nouveaux apparaissent presque tous les jours. Comme la technologie des circuits intégrés a progressé vers une intégration à une échelle de plus en plus grande, il était devenu tentant de faire un pas de plus: des instruments de mesure numériques complets sur une seule 'puce' sont



6



apparus. La rapide baisse des prix, un sous-produit bienvenu des progrès de la technologie des semiconducteurs, semble devoir hater la défaite des instruments à aiguille: un voltmètre numérique coûte maintenant vraiment moins cher que son rival analogique.

Un voltmètre numérique universel

Beaucoup d'appareils de mesure analogiques fonctionnent par la conversion de la grandeur à mesurer (tension, résistance, capacité, intensité d'un champ magnétique, niveau sonore, vitesse du vent etc...) en courant électrique; ce courant est ensuite affiché par un milliampèremètre. Dans une certaine mesure donc, un milliampèremètre est un instrument de mesure analogique universel: une fois la quantité mesurée convertie en courant, l'instrument à aiguille ne tient compte que de la véritable grandeur mesurée, et il affiche.

Il serait utile d'avoir un instrument de mesure universel à affichage numérique. Un tel instrument serait capable de mesurer une grandeur analogique de base (courant ou tension) et d'afficher le résultat numériquement. N'importe quelle autre grandeur analogique de base peut être mesurée, en utilisant les convertisseurs correspondants, conjointement au voltmètre numérique universel.

L'idée est illustrée par la figure 3. Le système traditionnel est montré à la

figure 3a: un voltmètre analogique universel précédé par le convertisseur nécessaire. La grandeur d'entrée, que ce soit des ohms, des candélas ou des pascals-seconde (oui, tout cela existe!), est convertie en courant et affichée par l'instrument à aiguille. La figure 3b représente l'autre version: encore la première conversion de la grandeur d'entrée en tension par exemple, puis l'affichage, cette fois sur un 'Voltmètre numérique universel'.

La deuxième partie de la figure 3b est le sujet principal de cet article. Récemment, quelques circuits intégrés qui réalisent la plupart des fonctions requises, ont été présentés. De plus, ils sont si bon marché que l'ensemble peut être construit pour pratiquement le même prix qu'un instrument à aiguille conventionnel.

Un de ces circuits est la RCA type CA3162E. Il comprend une entrée analogique (tension) et fournit en sortie 3 chiffres multiplexés BCD. Le circuit intégré est prévu pour fonctionner avec un décodeur-driver BCD-7 segments, le CA3161E. Seulement quelques autres composants sont nécessaires pour réaliser un instrument de mesure numérique universel, qui surpassera même un bon instrument à aiguille. Le seul inconvénient, en comparaison d'un instrument à aiguille, est la nécessité d'une alimentation.

Conversion A/D

Le convertisseur A/D du CA3162E

utilise un principe appelé intégration à double pente. Un synoptique est donné à la figure 4. Le principe de fonctionnement est le suivant:

La tension d'entrée, U_i , est d'abord convertie en un courant correspondant (I_i). Ce courant charge un condensateur C , faisant décroître la tension U_C . Une tension d'entrée plus importante produit un courant de charge plus important, et donc fait décroître plus rapidement la tension sur C (voir figure 5). Après un temps fixé, T_1 , l'interrupteur est actionné. Le condensateur est maintenant déchargé par un courant déterminé, I , le temps de décharge est donc proportionnel à la chute de tension initiale atteinte sur le condensateur. Cela est également montré par la figure 5: deux tensions d'entrée, U_a et U_b (U_b étant la plus grande) ont provoqué des chutes de tension sur C ; les temps de décharge qui en résultent T_a et T_b , sont proportionnels à ces chutes. En définitive: I_i est proportionnel à U_i ; le temps de décharge est proportionnel à U_C minimum; U_C minimum est proportionnel à I_i ... en d'autres termes, le temps de décharge est proportionnel à la tension d'entrée! Pendant la période de décharge, la sortie d'un générateur d'horloge est comptée; à la fin de la période le total doit donc correspondre à la tension d'entrée. C'est ainsi que se fait la conversion A/D.

L'intégration à double pente a de nombreux avantages. La valeur du condensateur est relativement peu critique; la fréquence d'horloge n'a pas

7

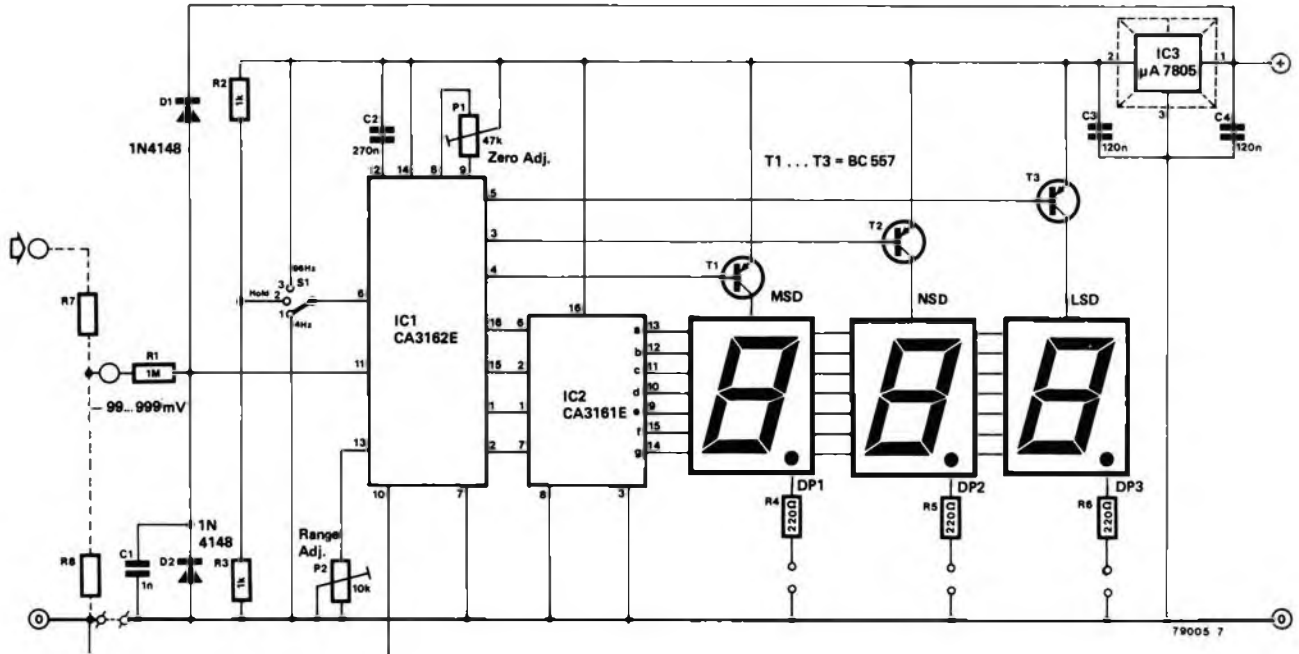


Figure 6. Synoptique du CA3162E.

Figure 7. Schéma complet du voltmètre numérique universel.

besoin d'être particulièrement constante, puisqu'elle sert seulement à définir le temps de charge initial (T_i); la mesure elle-même est intégrée, donc le bruit est atténué.

Le CA3162E

Le synoptique simplifié du circuit est donné à la figure 6. Le convertisseur U/I, le générateur de courant de référence, le détecteur de seuil et l'oscillateur 786 kHz peuvent être reconnus sur la figure 4; les portes, compteurs et interrupteurs de la figure 4 sont contenus dans le bloc 'Logique de commande, compteur et multiplexeur' de la figure 6. Le compteur consiste effectivement en 3 compteurs BCD, un par chiffre; les sorties apparaissent successivement sur les sorties BCD (multiplexage). Simultanément, la sortie 'validation du chiffre' correspondante passe à l'état bas. Les abréviations MSD, NSD, LSD signifient respectivement: chiffre de poids le plus fort, chiffre de poids suivant, chiffre de poids le plus faible, de gauche à droite dans le nombre à 3 chiffres.

Les divers intervalles de temps sont obtenus à partir de l'oscillateur 786 kHz. Une division par 2048 fournit la fréquence de multiplexage: 384 Hz. Une autre division par 96 donne la fréquence de conversion, 4 Hz; en d'autres termes, quatre mesures par seconde. Cette vitesse de conversion n'est obtenue qu'en laissant la broche 6 en l'air, ou en la reliant à la masse; en lui appliquant une tension de 2,5 V, on arrête la

conversion, mais l'affichage est maintenu; si la broche 6 est reliée au positif de l'alimentation la fréquence de conversion est portée à 96 Hz. La tension d'entrée admissible s'étend de -99 mV à $+999$ mV. Avec le décodeur-driver correspondant, une tension d'entrée trop faible est indiquée par '-', et une surcharge par 'EEE'. Les tensions négatives sont affichées avec un signe moins, par exemple '-55'. Les caractéristiques principales du CA3162E sont indiquées par le tableau 1.

Le CA3161E

Le CA3161E est un décodeur-driver BCD/7 segments particulièrement adapté au CA3162E. Les entrées sont compatibles TTL, et les sorties des segments 'bufferisées'. Les amplificateurs de sortie sont limités en courant, donc les LED des afficheurs peuvent être connectées directement au circuit, sans nécessiter de résistances de limitation.

Ce circuit a le même brochage que les modèles classiques 7447 et 74247. Un code BCD à l'entrée provoque un affichage entre 0 et 9. Mais les combinaisons de 4 bits non utilisées par le code BCD provoquent également un affichage, comme le montre le tableau 2. Les principales caractéristiques électriques sont données par le tableau 3.

Le circuit

Le circuit complet est présenté figure 7. Comme on peut le voir, les deux circuits

Tableau 1

Convertisseur A/D CA3162E

Valeurs maximales:

- Tension d'alimentation (Broches 14 et 7) + 7 V
- Tension d'entrée (Broches 10, 11 et 7) ± 15 V

Caractéristiques électriques (+U_B = 5 V, P1 à mi-course, P2 réglé à 2k4).

- Tension d'alimentation 4,5 ... 5,5 V
- Courant d'alimentation max 17 mA
- Impédance d'entrée typ 100 M
- Courant différentiel d'entrée typ -80 nA
- Tension d'offset ± 12 mV
- Gain (affichage pour U_{in} = 900 mV) 846 ... 954 mV
- Linéarité ± 1 unité
- Précision 0,1% ± 1 unité
- Tension d'entrée en mode commun ± 200 mV
- Courant de sortie BCD (Broches 1, 2, 15, 16) min 0,4 mA
- Courant de sortie sélection chiffre (broches 3, 4, 5) min 1,6 mA
- Coefficient de température du zéro typ 10 μ V/°C
- Coefficient de température du gain typ 0,005%/°C

Liste des composants:

Résistances:

- R1 = 1 M
- R2, R3 = 1 k
- R4 ... R6 = 220 Ω
- R7, R8 = voir tableau 5
- P1 = 47 k
- P2 = 10 k

Condensateurs:

- C1 = 1 n
- C2 = 270 n
- C3, C4 = 120 n

Semiconducteurs:

- T1 ... T3 - BC 177, BC 557 ou équiv.
- D1, D2 = 1N4148
- IC1 = CA 3162E
- IC2 = CA 3161E
- IC3 = μ A 7805
- DP1 ... DP3 = voir tableau 4

Divers:

- Radiateur pour IC3
- S1 = 1 circuit 3 positions

8

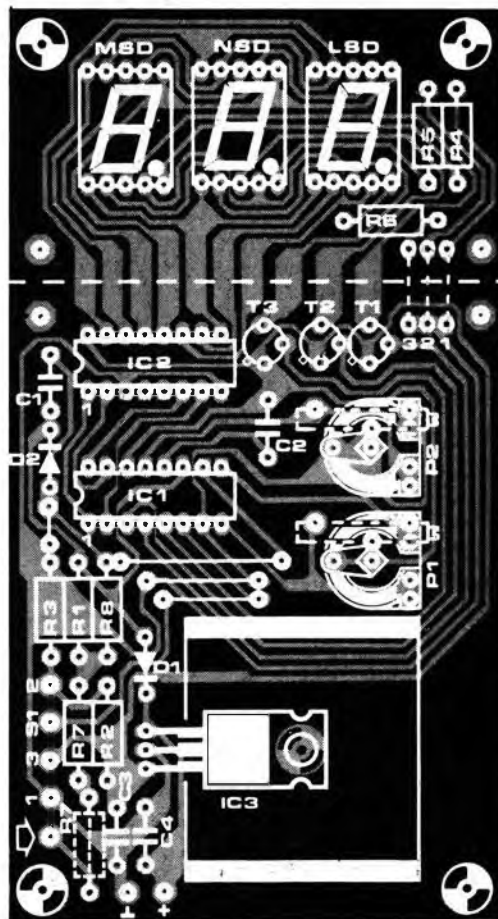
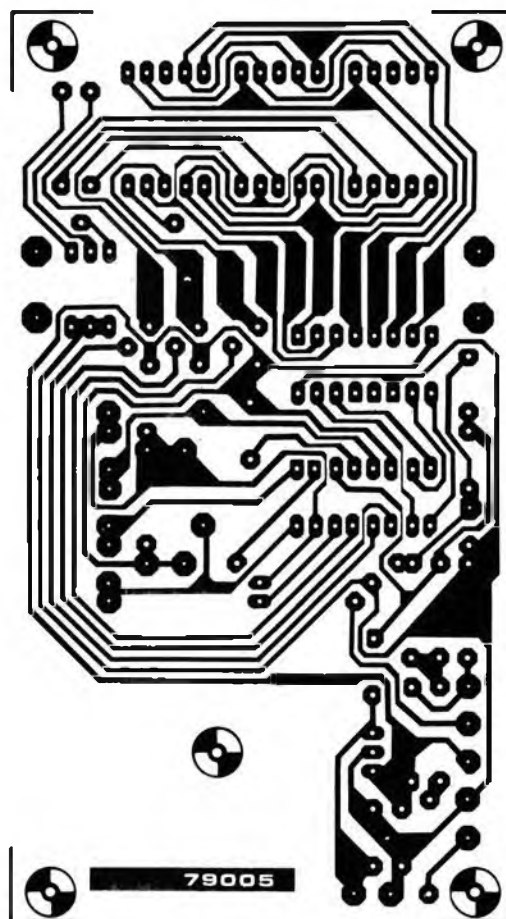


Tableau 2

Table de vérité du CA3161E.

0 0 0 0	0
0 0 0 1	1
0 0 1 0	2
0 0 1 1	3
0 1 0 0	4
0 1 0 1	5
0 1 1 0	6
0 1 1 1	7
1 0 0 0	8
1 0 0 1	9
1 0 1 0	-
1 0 1 1	E
1 1 0 0	H
1 1 0 1	L
1 1 1 0	P
1 1 1 1	

Figure 8. Circuit imprimé et implantation des composants, du système complet (EPS 79005).

et les 3 afficheurs forment l'essentiel du circuit.

L'entrée analogique est appliquée, à travers R1, au convertisseur A/D. Deux diodes D1 et D2, protègent l'entrée; C1 contribue à 'épurer' le signal d'entrée — le circuit est conçu pour se débrouiller avec des tensions continues! Trois modes de fonctionnement peuvent être choisis par S1: En position 1, une fréquence de conversion de 4 Hz; en position 2, le maintien de l'affichage; et en position 3, une fréquence de conversion de 96 Hz. C2 est le condensateur d'intégration (C sur la figure 6); on parlera plus loin des deux potentiomètres d'étalonnage.

Les sorties BCD de IC1 sont reliées aux entrées correspondantes de IC2: le décodeur-driver BCD-7 segments. Les sorties de ce dernier circuit sont directement reliées aux segments correspondants des 3 afficheurs. Les sorties de sélection des 3 chiffres sont utilisées pour valider les afficheurs au bon moment du cycle de multiplexage, via les transistors T1... T3.

N'importe quel afficheur 7 segments à diodes électroluminescentes à anode commune peut être utilisé. Quelques types sont proposés au tableau 4. La broche 'point décimal' de chaque afficheur est équipée d'une résistance de limitation de courant. Suivant l'application ils pourront être sélectionnés à travers un commutateur, ou bien l'un d'eux constamment allumé par une connexion cablée au commun de l'alimentation.

La gamme de mesure du circuit est de -99... 999 mV. En ajoutant un diviseur de tension (R7 et R8), cette gamme peut être étendue comme on le désire. Le 'voltmètre universel' peut aussi servir à mesurer des courants. Dans ce cas, on donne à R8 la valeur voulue et on remplace R7 par un simple fil. La valeur de R8 est donnée par:

$$R8 = \frac{1}{I_{p.e.}}$$

où $I_{p.e.}$ est le courant désiré pour une lecture à pleine échelle. Par exemple, si on désire un instrument de 50 A, la valeur de R8 est de 20 K. Le tableau 5 donne les valeurs de R7 et R8 pour différentes gammes de tensions et de courants. Il est nécessaire d'utiliser des résistances de précision (1%); la précision du système de base est de 0,1% ± 1 mV et la linéarité meilleure que 0,1 mV! La place est prévue sur le circuit imprimé pour deux résistances montées en série pour R7. Si une seule est utilisée, la deuxième doit être remplacée par un fil.

Construction et étalonnage

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont montrés figure 8. La tension d'alimentation peut être de 7 à 15 V; la consommation est d'environ 200 mA (tous les segments étant allumés). Si l'appareil est utilisé dans un ensemble comprenant une alimentation

Tableau 3

Décodeur-driver CA3161E

Valeurs maximales:

- Tension d'alimentation (Broches 16 et 8) +7 V
- Tension d'entrée (Broches 1,2,6 et 7) +5,5 V
- Tensions de sortie:
 - Sortie 'off' +7 V
 - Sortie 'on' +10 V

Caractéristiques électriques:

- Tension d'alimentation 4,75... 5,25
- Courant d'alimentation (toutes les entrées à 1) typ 35 mA
- Courant de sortie ($U_O = 2 V$) typ 15 mA
- Tension d'entrée pour un niveau 1 min 2 V
- Tension d'entrée pour un niveau 0 max 0,8 V

Tableau 4

Couleur de l'afficheur	modèle
Rouge	CQY 91A, FND 557
Vert	CQY 92A, FND 537
Jaune	CQY 93A, FND 547

Tableau 5

Grandeur mesurée à pleine échelle.

$V_{p.e.}$	R7	R8	Rapport
1 V	court-circuit +	C.C.	1.00
10 V	820 k + 82 k	100 k	10.02
100 V	820 k + 160 k	10 k	99.00
100 V	1 M + C.C.	10 k	101.00
100 V	560 k + 120 k	6k8	101.00
100 V	470 k + 82 k	5k6	99.57
100 V	560 k + 3M3	39 k	99.97
1 A	C.C. + C.C.	1 Ω	—
100 mA	C.C. + C.C.	10 Ω	—
10 mA	C.C. + C.C.	100 Ω	—
2 mA*	C.C. + C.C.	470 Ω	—

* Avec le millivoltmètre alternatif

5 V, le régulateur est supprimé: IC3 est remplacé par un fil court-circuitant son entrée et sa sortie.

Comme on le voit sur la figure 7 la masse d'entrée est flottante, donc une entrée symétrique est possible (dans le cas par exemple d'une utilisation avec le millivoltmètre AC décrit par ailleurs).

Noter que les valeurs de tension maximales ne doivent pas être dépassées! Dans de nombreux cas la masse d'entrée devra être connectée à la masse de l'alimentation. L'étalonnage est bien sûr, très important. Pour obtenir les meilleurs résultats, une référence précise est nécessaire, soit un voltmètre numérique étalonné avec précision, soit une pile étalon. On se doute qu'il n'est pas facile de se procurer une pile étalon. Les 'diodes Zener de référence' ne sont pas assez précises: leur tolérance habituelle est de 5%. Des sources de tension de référence conçues spécialement, comme la LH0070 de National et quelques modèles de chez Analog Devices, sont trop onéreuses pour cette application. Il y a pourtant deux solutions. Une pile au mercure miniature comme celles utilisées dans les appareils de photo, les prothèses auditives, ou les montres numériques fournissent une tension de 1,37 V à moins de 3%. En utilisant un diviseur, formé d'une résistance de 4k7 et une de 10 K, une référence suffisamment précise peut être obtenue: 0,93 V 5%, c'est suffisant dans la plupart des cas. On peut également utiliser un multimètre comme étalon. Dans les deux cas, cependant, on ne doit pas tenir compte du chiffre de plus faible poids.

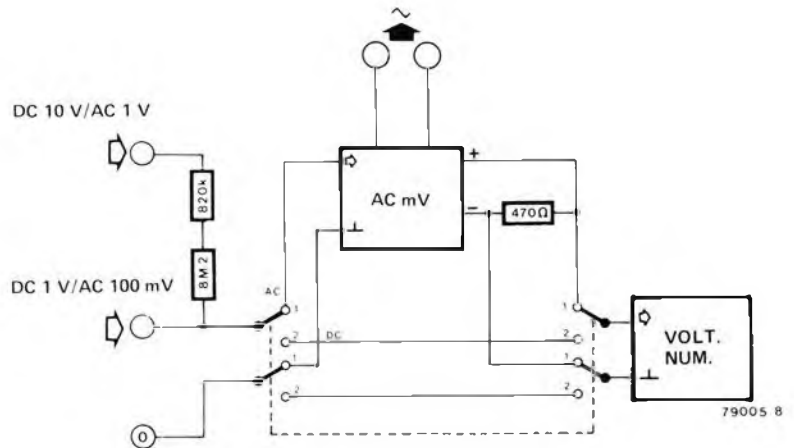
Une fois le problème résolu, l'étalonnage est facile:

- Mettre l'entrée à la masse (un fil court-circuitant la résistance R8).
- Ajuster P1 pour lire '000'.
- Connecter la tension de référence.
- Ajuster P2 pour obtenir l'affichage correct.

Figure 9. Milliampèremètre numérique avec le 'milliampèremètre alternatif' décrit par ailleurs dans la revue.

Figure 10. Plan de montage dans un boîtier.

9



10

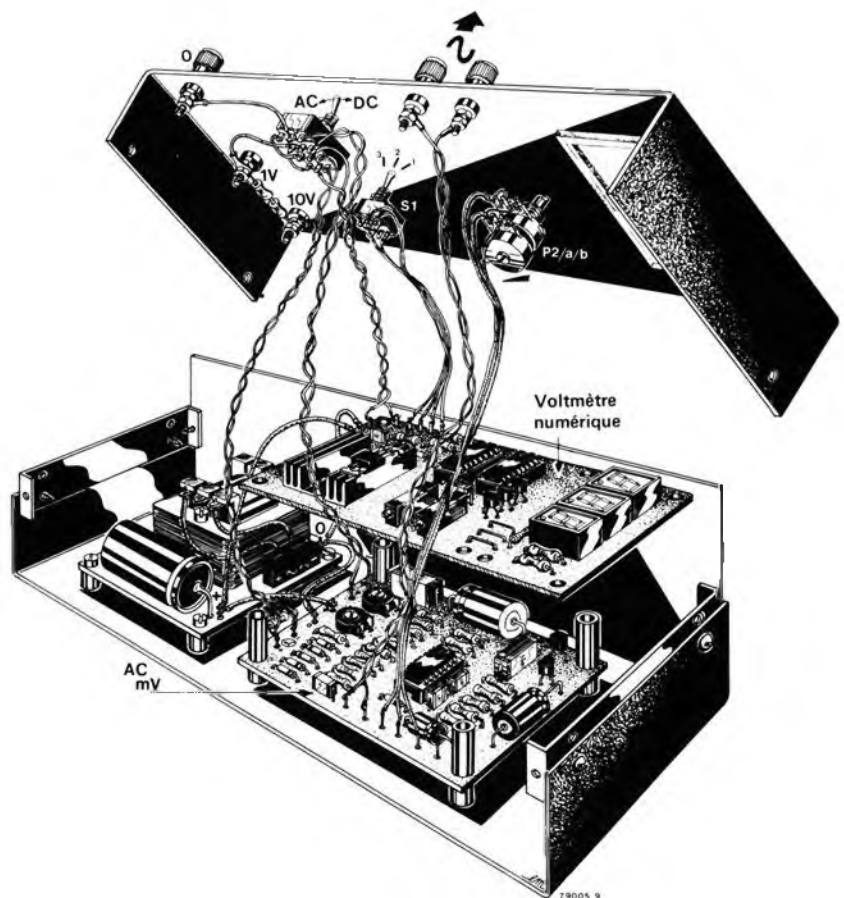


Figure 9. Milliampèremètre numérique avec le 'milliampèremètre alternatif' décrit par ailleurs dans la revue.

Figure 10. Plan de montage dans un boîtier.

concours international de réalisations et idées



Eurotronique

Elektor lance le premier Concours Mondial d'applications et d'idées pour les passionnés d'électronique, doté de plus de 100.000 F de prix, en matériel électronique. Cette compétition doit promouvoir l'électronique en tant qu'activité de loisirs à une échelle mondiale, en favorisant l'échange d'idées. La participation n'est pas limitée aux circuits dont le fonctionnement a été vérifié: Il est également ouvert aux idées originales et réalisables, tant qu'il s'agit d'électronique. Evidemment les idées et les circuits devront être inédits.

Catégorie 'Circuits'

Pourront concourir, tous les circuits originaux qui pourront être réalisés pour moins de 200 FF, non-compris le boîtier et le circuit imprimé. Ne seront pas considérés comme originaux, les circuits utilisés sur des appareils du commerce, décrits dans des notes d'application de constructeurs, ou déjà publiés.

Le schéma complet devra être envoyé avec une liste de composants, une brève explication du fonctionnement et de la destination du circuit, une liste des caractéristiques principales et une estimation de son prix de revient. Cette dernière pourra se fonder sur la publicité des revendeurs.

Un jury, formé de membres des équipes de rédaction des éditions anglaise, allemande et française d'Elektor, ainsi

que de l'édition néerlandaise Elektuur, sélectionnera les dossiers correspondant aux critères ci-dessus. Les meilleurs d'entre eux seront publiés dans les quatre éditions de 'Circuits de Vacances', dont le tirage total s'élève à plus de 250.000 exemplaires. Tout dossier retenu pour publication recevra une prime de 500 FF.

Catégorie 'Idées'

Les lecteurs qui n'auront pas la possibilité de soumettre un circuit complet (par manque de temps, de savoir-faire ou de matériel) peuvent participer avec une idée de réalisation intéressante et originale. Ils devront suivre les mêmes règles. Le circuit doit être réalisable pour moins de 200 FF. L'idée doit être décrite aussi complètement que possible. Un synoptique et si possible un schéma (même non vérifié) doivent être fournis. Le jury sélectionnera les meilleures idées qui comparaitront lors de l'épreuve finale. Ces participants recevront une prime de 200 FF, en cas de publication.

L'épreuve finale

Les lecteurs d'Elektor et des publications soeurs choisiront eux-même les gagnants. C'est là qu'interviendra le demi-million de lecteurs des numéros doubles de juillet/août (car nous savons que chaque

numéro est lu en moyenne par 2,6 personnes . . .). Les lecteurs devront choisir 10 circuits parmi ceux publiés. Tous ceux qui participeront à ce vote pourront aussi gagner un prix.

Les prix

Plus de 100.000 FF de prix! Les dix participants choisis par nos lecteurs recevront un total de 100.000 FF de prix. Des prix de rêve pour tout amateur d'électronique! La date limite de participation est fixée au 31 mars 1979. Les dossiers doivent être envoyés à:
Elektor sarl
B.P. 59
59940 Estaires
France
Indiquer clairement sur l'enveloppe et sur le dossier 'Circuit Eurotronique' ou 'Idée Eurotronique'.

Règlement général

- Les membres du personnel des sociétés Elektor/Elektuur sont exclus du présent concours.
- Un nombre quelconque de dossiers peut être présenté par chaque participant.
- Les dossiers ne participant pas à l'épreuve finale seront retournés, à condition qu'ils soient accompagnés d'une enveloppe timbrée portant l'adresse de l'expéditeur.
- La décision du jury est sans appel.



millivoltmètre alternatif et injecteur de signal

Il est souvent utile de mesurer des signaux audio-fréquence très faibles. Les voltmètres alternatifs courants ne sont pas assez sensibles, et surtout ont une trop faible impédance. Un 'préamplificateur pour multimètre' résout le problème. Comme il faut à la fois une grande impédance d'entrée et une grande bande passante, on utilisera des amplificateurs opérationnels à entrées à transistors FET. Et comme il nous restera deux amplis-OP dans le boîtier utilisé, on s'en servira pour réaliser un 'injecteur de signal'.

Le circuit décrit ici peut être utilisé aussi bien avec un multimètre, un instrument de tableau ou le 'voltmètre numérique universel' décrit ailleurs dans ce numéro. De plus, sa consommation en courant est si faible qu'on peut utiliser une pile de 9 V, ce qui permet de réaliser un voltmètre portable. Quand on mesure de très faibles tensions alternatives, il est important de ne pas trop charger le circuit que l'on teste. On obtient cela facilement avec des amplificateurs opérationnels à entrées FET. Une autre nécessité est d'avoir une mesure indépendante de la fréquence du signal. Ceci n'est possible que sur une bande de fréquence limitée; il faut donc que la bande passante soit aussi large et aussi 'plate' que possible. Pour cela et en tenant compte d'autres impératifs, (prix, disponibilité, fiabilité) on a choisi le circuit intégré TL 084 de Texas Instruments, un quadruple ampli-OP à entrées FET. Le haut de la figure 1 représente le synoptique du millivoltmètre alternatif. Un condensateur d'entrée arrête toute composante continue, après quoi on

peut amener le signal alternatif à la valeur voulue. Mais amplifier n'est pas tout. Un instrument de tableau ou un multimètre affichent la valeur moyenne d'une tension ou d'un courant. Or, pour un signal alternatif symétrique la valeur moyenne est nulle... Il faut donc redresser le signal. Mais même après amplification, le niveau n'est pas suffisant pour permettre d'utiliser seulement une diode, car la chute de tension sur cette diode étoufferait le signal. Puisque nous disposons de plusieurs amplis-OP, la solution est de placer la diode et le cadre dans la boucle de réaction d'un de ces amplificateurs, qui compensera automatiquement la chute de tension.

Et tant qu'à faire faisons les choses bien: au lieu du simple redressement mono-alternance, comme dans la plupart des multimètres, redressons les deux alternances. Ainsi qu'on le voit sur la figure 2, on obtient une valeur moyenne plus élevée et c'est autant de gagné!

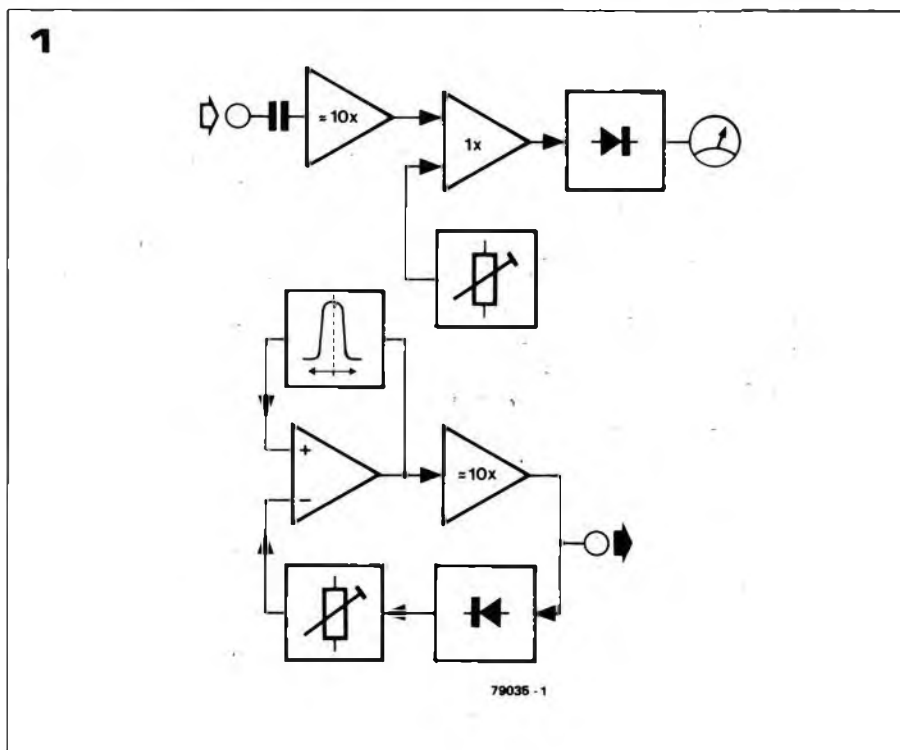
Puisque l'on parle de tensions alternatives, un autre point doit être précisé.

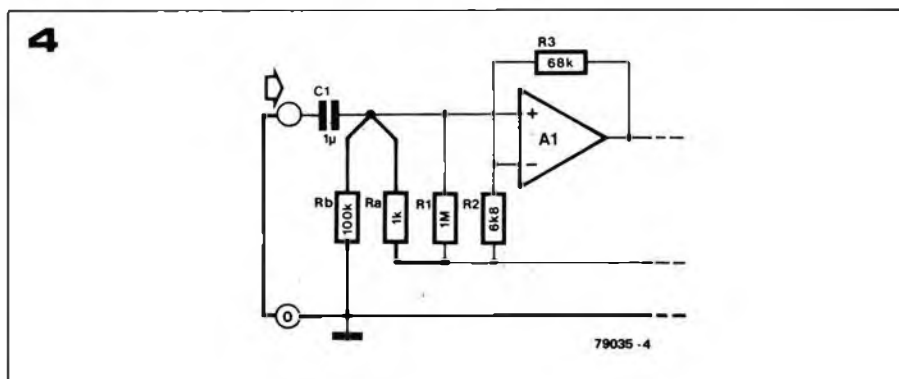
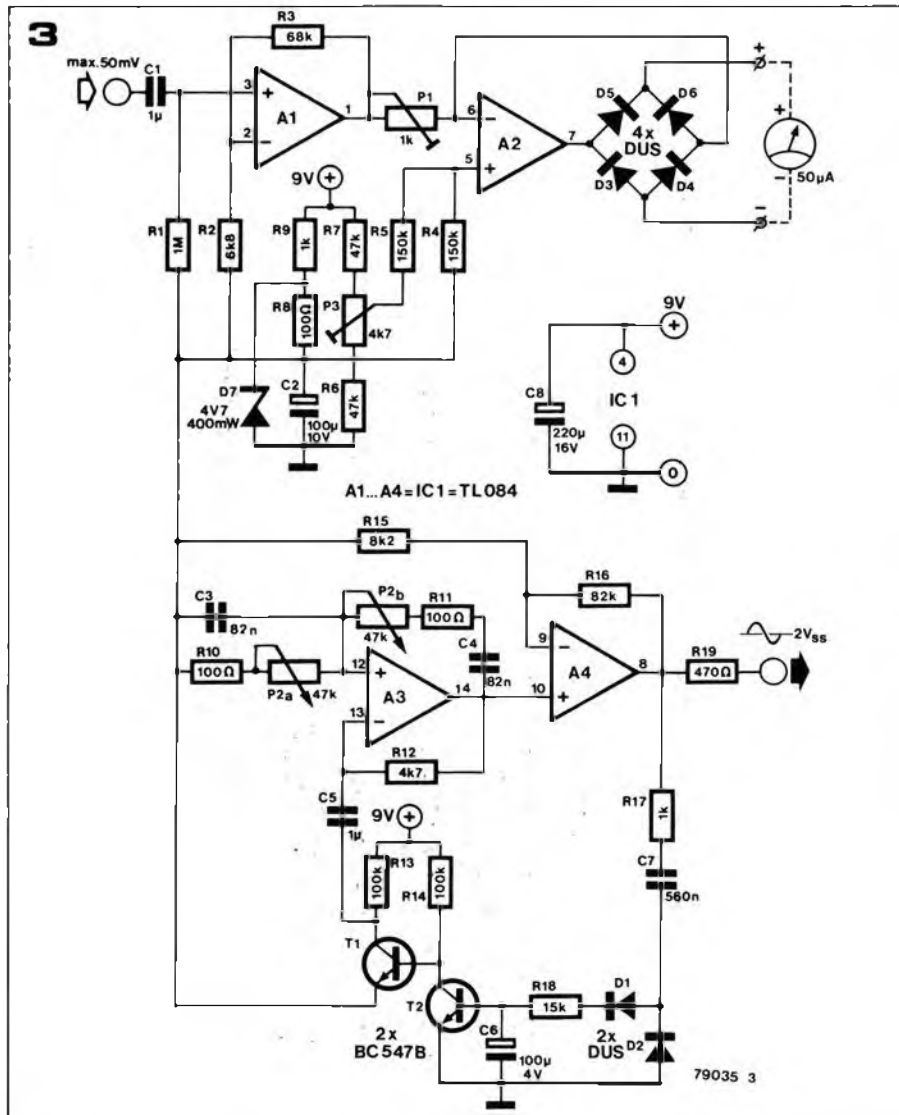
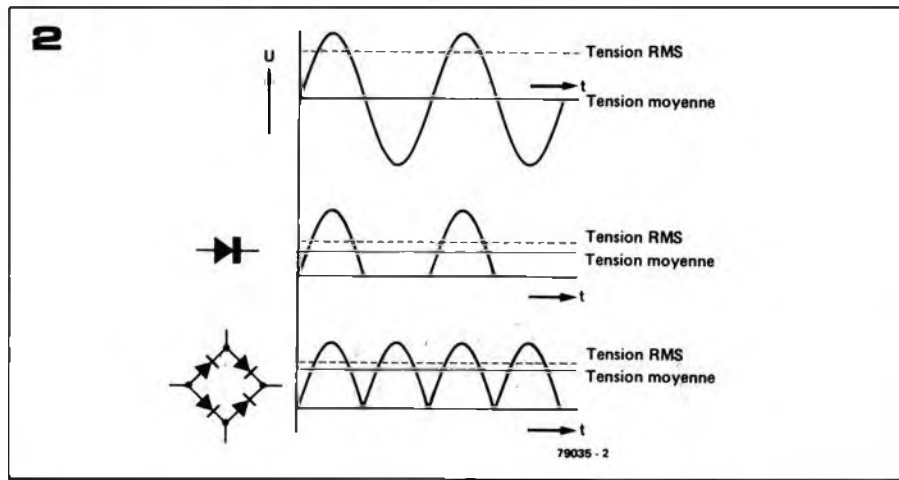
Figure 1. Synoptique du millivoltmètre (en haut) et de l'injecteur de signal (en bas).

Figure 2. La valeur moyenne d'une tension sinusoïdale redressée bi-alternance est plus grande que celle d'une tension redressée mono-alternance. De plus, pour la tension redressée bi-alternance la tension RMS vaut 1,11 fois la valeur moyenne.

Figure 3. Schéma complet, du millivoltmètre (en haut) et de l'injecteur (en bas).

Figure 4. Pour la calibration, on applique 45 mV continu au point entre R1 et C1, avec un pont provisoire constitué des résistances Ra et Rb.





Quoique l'instrument donne la valeur moyenne, il est plus courant de spécifier la tension RMS (ou 'efficace') d'un signal. En continu, la puissance en watts est égale au carré de la tension divisé par la résistance. Pour que cette formule reste valable en alternatif, c'est la tension RMS qu'il faut utiliser. La tension RMS est la racine carrée de la somme des valeurs moyennes du carré des tensions instantanées. Cela paraît compliqué, mais ce qui est important pour nous, c'est que la tension RMS d'un signal sinusoïdal est égale à 0,707 fois sa valeur de crête, et sa valeur moyenne donnée par le voltmètre est égale à 0,636 fois la valeur de crête. Le rapport entre les deux est donc de 1,11, et en calibrant le voltmètre, il faut corriger l'échelle de cette valeur.

Jusqu'ici, seulement deux amplis-OP sur quatre ont été utilisés. Il a semblé être une bonne idée d'utiliser les deux autres pour réaliser un petit injecteur de signal, très utile au constructeur amateur. La partie inférieure du synoptique de la figure 1 représente cet injecteur. C'est un peu plus qu'un simple oscillateur à pont de Wien. Le pont de Wien lui-même est représenté comme un filtre sélectif dans la boucle de réaction de l'un des amplis-OP. Si le gain en boucle ouverte est supérieur à 1, ce qui ne pose pas de problème avec les amplis-OP, le circuit oscille. La sortie sinusoïdale est amplifiée par le dernier ampli-OP pour amener le signal à 2 V cc en sortie. Pour obtenir une sinusoïde 'propre', le gain en boucle ouverte doit être exactement unitaire. Pour éviter des opérations d'ajustement délicates, cet ajustement se fait automatiquement: le signal de sortie est redressé et renvoyé à l'entrée.

Circuit du millivoltmètre alternatif

Le circuit complet est présenté à la figure 3; la moitié supérieure concerne le millivoltmètre. Une tension de référence est obtenue à partir du 9 V par R8, D7, R9 et C2. Cette tension est appliquée, via R1 et R2, aux deux entrées du premier amplificateur A1. R1 détermine la résistance d'entrée (environ 1 M). Le gain est fixé par le rapport de R3 et R2, ou plus exactement par le rapport (R3 + R2) / R2. On obtient ainsi un gain de 11. La sortie de A1 est appliquée à A2 à travers le potentiomètre ajustable P1; on l'utilise pour fixer la valeur de la déviation maximale. L'entrée non-inverseuse de A2 est connectée à la tension de référence par C2 et une compensation d'offset est assurée par R6, R7 et P3. Quatre diodes, D3... D6, assurent le redressement bi-alternances. Au repos, (c'est-à-dire sans signal à l'entrée) la sortie de A1 est égale à la tension de référence. Cette tension est appliquée à l'entrée inverseuse de A2, via P1; comme la tension à l'entrée non-inverseuse est aussi égale à la tension de référence, la sortie de A2 est au même niveau — tout décalage étant compensé par P3. Quand un signal alternatif est

5

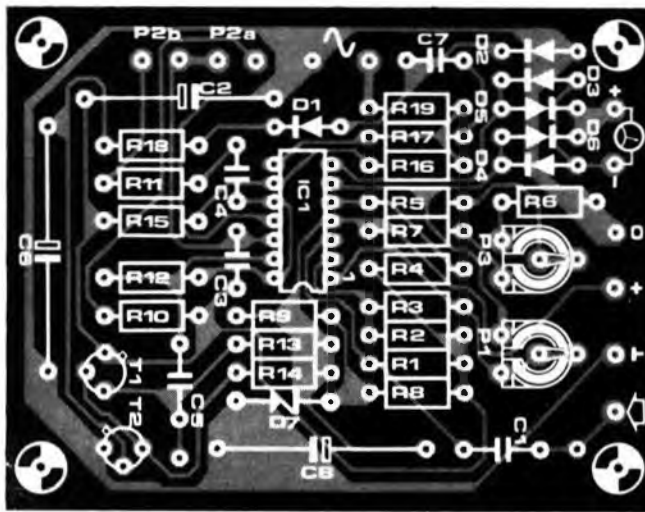
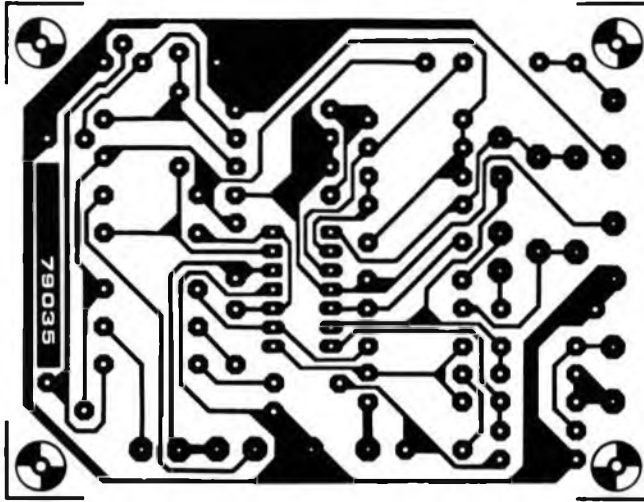


Figure 5. Circuit imprimé et implantation des composants (EPS 79035).

Liste des composants:

Résistances:

R1 = 1 M
 R2 = 6k8
 R3 = 68 k
 R4 = 150 k
 R5 = 150 k
 R6,R7 = 47 k
 R8,R10,R11 = 100 Ω
 R9,R17 = 1 k
 R12 = 4k7
 R13 = 100 k
 R14 = 100 k
 R15 = 8k2
 R16 = 82 k
 R18 = 15 k
 R19 = 470 Ω
 P1 = 1 k
 P2ab = 47 k double

Condensateurs:

C1,C5 = 1 μ
 C2 = 100 μ /10 V
 C3,C4 = 82 n
 C6 = 100 μ /4 V
 C7 = 560 n
 C8 = 22 μ /16 V

Semiconducteurs:

D1 ... D6 = DUS
 D7 = 4V7/400 mW diode zener
 T1,T2 = BC107B, BC547B ou
 equ.
 IC1 = A1 ... A4 = TL084

Divers:

Cadre 50 μ A à 1 mA ou
 multimètre

appliqué, la sortie de A1 commence à osciller autour de la tension de référence. Quand cette tension devient positive, la sortie de A2 devient négative, faisant passer un courant à travers D3, le cadre, D6 et P1. Comme l'entrée non-inverseuse de A2 reste à la tension de référence, cet ampli-OP maintient la même tension à son entrée inverseuse; en d'autres termes, la chute de tension sur P1 est égale à la tension d'entrée. Le courant à travers P1 (et le cadre!) est donc proportionnel à la tension alternative, malgré les diodes! De même quand la sortie de A1 devient négative, la seule différence étant que maintenant le courant sort de A2 pour traverser les diodes, et le cadre dans le même sens. On a donc finalement un courant redressé bi-alternance, exactement proportionnel à la tension alternative d'entrée, et qui traverse le cadre.

L'injecteur de signal

Le principe de base de l'oscillateur sinusoïdal a déjà été expliqué. Un pont de Wien, constitué par R10, R11, P2, C3, C4, sert comme filtre très sélectif dans la boucle de réaction de A3. La fréquence de résonance peut être

ajustée par P2. La sortie de A3 est amplifiée par A4 (environ 11 fois). Les diodes D1 et D2 redressent le signal de sortie et chargent C2; quand la tension sur C2 croît, T2 devient progressivement conducteur, et par conséquent T1 se bloque. En fait, sa résistance croît, et comme elle détermine le gain de A3, celui-ci diminue. A l'inverse, si la tension sur C2 décroît, le gain est augmenté. Le circuit n'a donc pas le choix: il doit garder sa tension de sortie constante. Et c'est ce qu'il fait. La fréquence peut être ajustée de 500 Hz à 25 kHz par P2. La tension de sortie est d'environ 2 Vpp et R9 protège contre les court-circuits.

Réagle

Pour l'injecteur le réglage ne peut être plus simple: il est inexistant. Le millivoltmètre est un peu plus compliqué. Régler d'abord P3 pour ajuster le zéro du cadre. Puis appliquer une tension continue de 45 mV au point entre R1 et C1. Cette tension peut être obtenue à l'aide d'un pont diviseur constitué par Ra et Rb de la figure 4. On peut alors ajuster la déviation à pleine échelle par P1. Cela doit correspondre à une tension alternative

de 50 mV. (Souvenez-vous du rapport 1,11 entre tension moyenne et RMS!)

Note finale

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont montrés à la figure 5. N'importe quel cadre déviant à pleine échelle entre 50 μ A et 1 mA peut être utilisé, soit n'importe lequel des instruments de panneau les plus courants, ou n'importe quel multimètre. La tension d'entrée maximale est 50 mV, mais le montage supporte sans problème plus de 100 mV. Des gammes de tensions supérieures peuvent bien sûr être réalisées, en utilisant des ponts diviseurs à l'entrée. Egalement il est possible d'avoir une sensibilité plus grande si l'on utilise un multimètre, par exemple étalonné sur sa gamme 500 μ A, sur une gamme inférieure, disons 100 μ A. La déviation maximale correspondra alors à 10 mV. La bande passante du voltmètre à -3 dB va de 1 Hz à 125 kHz, c'est-à-dire qu'à ces fréquences, la lecture est environ 30% plus faible. Mais il est plus intéressant de savoir que l'erreur est de moins de 5% entre 3 Hz et 40 kHz (pour un signal sinusoïdal évidemment).

l'ordinateur et les échecs

Comment pense le monstre

Le jeu d'échecs nous est apparu pendant longtemps comme un symbole des prouesses intellectuelles de l'homme. Tout récemment, la perspective de voir un champion — humain — battu par un ordinateur jouant aux échecs nous semblait encore lointaine.

Cependant, il y a quelques mois, au cours d'un match qui a fait l'objet d'une importante publicité, un champion international d'échecs, David Levy, a été réellement battu par un programme venant d'Amérique du Nord. L'histoire de cette partie est racontée par Mr. Levy lui-même, dans un autre article de ce numéro.

Le présent article nous décrit le contexte dans lequel les ordinateurs jouent aux échecs: il souligne leurs points forts et leurs faiblesses, et il spéculer sur les chances que possède Karpov d'être le dernier Champion du Monde d'Echecs constitué de chair et d'os!

Il y a trente ans, l'ordinateur électronique était encore dans l'enfance, et avant toute chose il illustrait le premier principe de la Thermodynamique: tout travail est de la chaleur. A cette époque, le jeu d'échecs attirait l'attention de nombreux chercheurs travaillant dans le domaine de l'intelligence artificielle.

Le mathématicien anglais Claude Shannon a été le premier qui ait vraiment proposé une méthode permettant de programmer un ordinateur pour jouer aux échecs. C'est en 1949 qu'il a publié, sous le titre 'Programming a computer for playing chess' (Comment programmer un ordinateur pour jouer aux échecs), un article fondamental, à la fois parce que c'était le premier article publié sur ce sujet, mais surtout parce que la plupart des idées de Shannon sont toujours utilisées de nos jours par les plus puissants des programmes de jeu d'échecs.

L'intérêt porté par Shannon à la programmation des échecs était dû à ce qu'il croyait que le jeu est un moyen idéal de tester l'intelligence d'une machine. Le jeu d'échecs est clairement défini en termes d'opérations licites (le mouvement des pièces) et d'objectif final (le mat), tout en n'étant ni trop simple, au point d'être trivial, ni trop complexe, au point de ne pas pouvoir se prêter à l'analyse.

Echiquier, pièces et mouvements

Shannon a proposé de représenter l'échiquier dans la machine en attribuant une case de la mémoire de l'ordinateur à chaque case de l'échiquier. Chaque pièce est alors désignée par une valeur numérique: +1 pour un pion blanc, +2 pour un cavalier blanc, +3 pour un fou blanc, etc.; -1 pour un pion noir, -2 pour un cavalier noir, et ainsi de suite. Ces nombres sont enregistrés dans la case de mémoire qui représente la case de l'échiquier occupée par la pièce correspondante. On représente une case vide en enregistrant un zéro dans la case de mémoire appropriée. De nombreux programmes parmi les plus récents ont également adopté cette méthode, à la seule exception près qu'ils utilisent un

'échiquier' de 10 x 12 cases, au lieu de 8 x 8, et qu'on enregistre un nombre spécial (par exemple 99) dans toutes les cases situées hors de l'échiquier réel, afin de permettre au programme de détecter le bord de l'échiquier. Ceci est illustré sur la figure 1, où les adresses de chaque case sont indiquées dans le coin supérieur gauche; la figure donne également le contenu de chaque case de mémoire (avant le début de la partie). Le programme engendre des mouvements licites simplement en notant la relation mathématique entre les adresses des différentes cases. Supposons par exemple que les adresses de chaque case aient été attribuées suivant la figure 1. Pour calculer les mouvements licites possibles, disons d'un roi situé en e1 (case 25), on ajoute à cette adresse les constantes +1, +9, +10, +11, -1, -9, -10 et -11.

Le programme vérifie alors le contenu de ces nouvelles adresses afin de déterminer si le mouvement est licite. Si le contenu de la mémoire est 99, la case est située en dehors de l'échiquier et le mouvement est illicite. Si la mémoire contient un nombre positif, la case est déjà occupée par une pièce blanche. Si la mémoire contient au contraire un nombre négatif, le roi peut légalement occuper cette case en capturant une pièce adverse (en supposant toujours que cette pièce ne soit pas protégée). Enfin, une case de mémoire contenant un zéro représente toujours un mouvement licite, si l'on suppose que la case correspondante n'est pas attaquée par une pièce adverse.

Le calcul des mouvements licites pour une pièce se déplaçant en diagonale, comme le fou, est à peine plus complexe.

Pour un fou blanc situé sur la case XY (par exemple 54, où X = 5 et Y = 4), le programme examine l'adresse [X+1, Y+1] (c'est-à-dire 65), vérifie que la case de mémoire correspondante contient un zéro, puis dans ce cas examine l'adresse [X+2, Y+2] et ainsi de suite; si l'adresse [X+1, Y+1] contient un nombre négatif, le fou peut occuper cette case en capturant une pièce adverse, mais naturellement il ne peut pas aller plus loin le long de cette diagonale. La machine répète la procédure précédente



pour $[X-1, Y-1]$, $[X-2, Y-2]$ etc., puis pour $[X-1, Y+1]$, $[X-2, Y+2]$ etc., et enfin pour $[X+1, Y-1]$, $[X+2, Y-2]$ etc. C'est ainsi que le programme peut engendrer pour le fou des mouvements licites le long des quatre diagonales. On peut effectuer des opérations semblables pour déterminer les mouvements licites de toutes les pièces, bien qu'il soit nécessaire de vérifier que certaines pièces ne sont pas clouées, c'est-à-dire que leur déplacement ne fait pas apparaître un échec à la découverte contre leur propre roi; la procédure est encore plus complexe dans le cas du roque et de la prise en passant.

Une approche plus 'logique'.

L'approche précédente est toujours utilisée par de nombreux programmes modernes, bien qu'on ait développé depuis une autre méthode qui est particulièrement bien adaptée à l'utilisation de gros ordinateurs. Cette méthode est basée sur le fait que certains gros ordinateurs fonctionnent avec des mots de 64 bits. Si l'on associe un bit à chacune des cases de l'échiquier, il suffit de 12 mots de 64 bits pour représenter

la position de toutes les pièces. Par exemple, un seul mot donnera la position de tous les pions blancs en donnant la valeur '1' aux bits correspondant à chacune des cases sur lesquelles se trouve un pion. Si une case est vide, la valeur du bit reste '0'. Un second mot donnera la position des pions noirs, un troisième la position des deux cavaliers blancs, et ainsi de suite. En plus de la position des pièces, on peut utiliser ces 'cartes binaires', ou 'échiquiers binaires', comme on les appelle, pour représenter d'autres informations. Par exemple, un mot de 64 bits peut représenter toutes les cases attaquées par les pièces blanches, un autre toutes les cases qui sont à portée de cavalier du roi noir, et ainsi de suite. L'avantage réel de cette seconde méthode apparaît si l'on considère le jeu d'instructions dont dispose un ordinateur moderne, contenant une quantité appréciable d'opérations de 'Logique Booléenne'. Ces opérations permettent de combiner une quantité considérable d'informations enregistrées dans les cartes binaires. Par exemple, supposons que nous voulions savoir si les blancs peuvent prendre en fourchette, avec un de leurs cavaliers, le roi et la

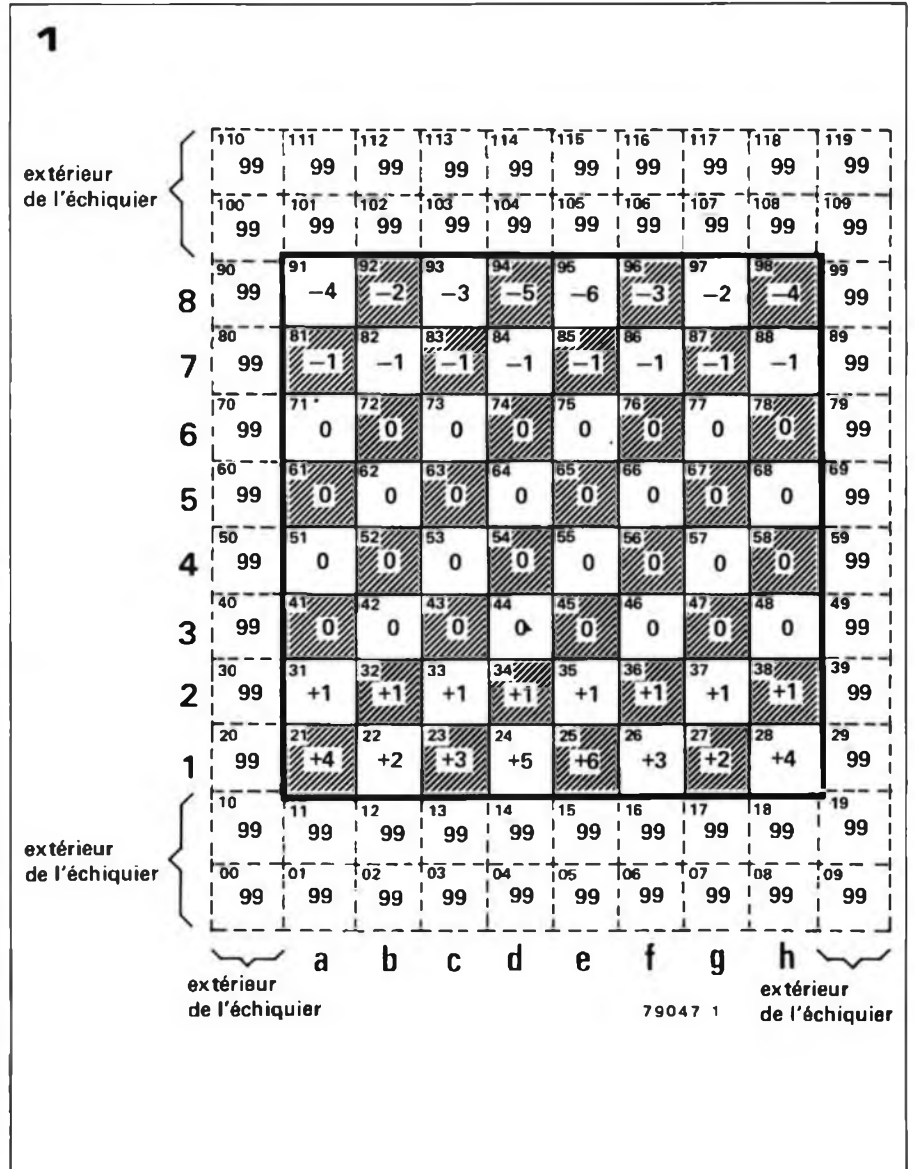
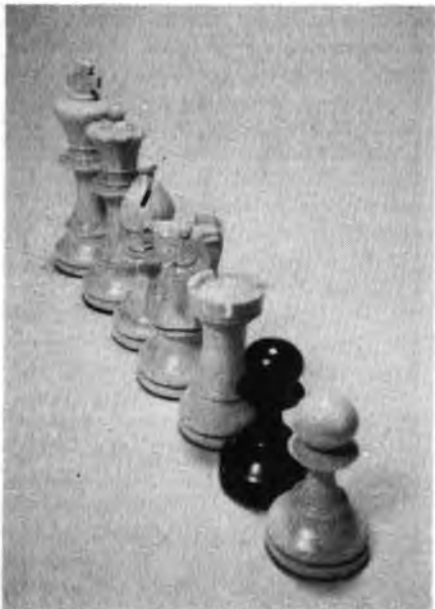
reine des noirs. Il suffit d'appeler les deux cartes binaires des mouvements potentiels d'un cavalier à partir du roi noir et de la reine noire respectivement, et la carte binaire donnant les mouvements des cavaliers à partir de leurs cases actuelles. Comme il se pourrait que la case recherchée soit déjà occupée par une pièce blanche, on inverse la carte des positions de toutes les pièces blanches, puis on la compose par une opération logique ET avec les trois premières cartes. Si le résultat est différent de zéro, il existe au moins une case permettant la fourchette. Enfin, cette carte est composée par un ET logique avec la carte qui représente toutes les cases attaquées par les pièces noires afin de déterminer si la case susceptible d'entraîner une fourchette est défendue. On peut voir que l'opération précédente ne prend que très peu de pas de programme.

La recherche des bons mouvements

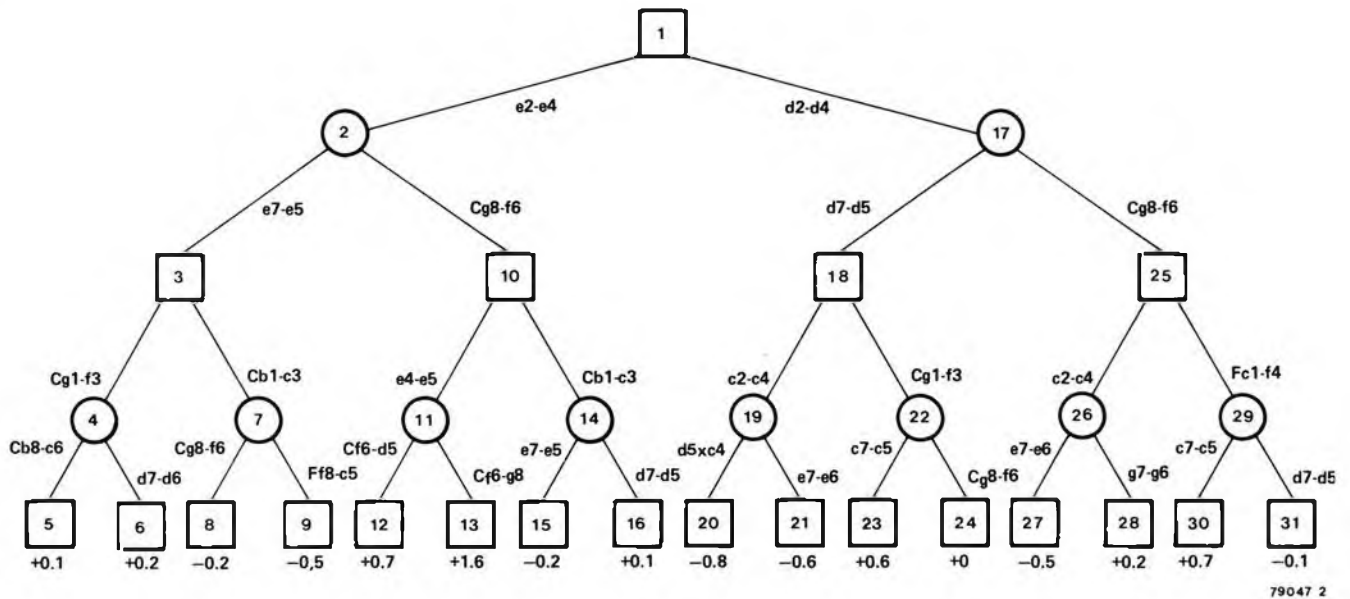
Maintenant que le programme est capable d'engendrer des mouvements licites, il faut choisir entre les bons et les

Figure 1. L'ordinateur peut représenter l'échiquier en attribuant une case de mémoire à chacune des cases de l'échiquier.

Figure 2. Un arbre de jeu simplifié.



2



mauvais mouvements. C'est ici que les difficultés commencent à s'accumuler. L'approche la plus évidente consiste à faire examiner par le programme tous les mouvements licites des blancs, puis toutes les répliques licites des noirs, puis toutes les contre-répliques licites, et ainsi de suite jusqu'à une profondeur fixe.

Cette procédure, appelée par Shannon 'stratégie du type A', présente toutefois de nombreux inconvénients sérieux. Pour chaque position, le nombre moyen de mouvements licites est d'environ 38. Cela signifie qu'une analyse portant sur 2 coups de tous les mouvements licites (soit un mouvement de chaque côté) suppose l'évaluation de $38^2 = 1444$ positions finales, tandis qu'une véritable étude prospective portant sur 6 coups exigerait l'évaluation de quelques 3 010 936 389 positions! A cause de cette 'explosion exponentielle', une étude prospective complète de ce type devient rapidement impossible à conduire.

Un second inconvénient de l'étude complète portant sur un nombre fixe de coups est que la machine peut parfaitement interrompre ses recherches au milieu d'une série d'échanges — le résultat étant une appréciation désespérément fautive de la position. Elle peut, par exemple, être trompée au point d'estimer qu'elle a une pièce d'avance, alors qu'en réalité elle est sur le point de perdre une pièce — ou pire encore. Un exemple fascinant de ce type 'd'aveuglement de l'ordinateur' est donné plus loin — dans la partie COKO contre GENIE.

Shannon était parfaitement conscient

des problèmes inhérents à la stratégie du type A, et c'est pourquoi il a proposé un autre modèle qu'il a appelé stratégie du type B. Cette dernière est caractérisée par la notion de position 'stable', c'est-à-dire que le programme est encouragé à poursuivre ses recherches jusqu'à l'épuisement de toutes les combinaisons forcées, soit jusqu'au moment où la position est reconnue comme étant 'statique'. Plus important encore, une stratégie du type B ne tentera pas d'engendrer tous les mouvements licites à partir d'une position donnée, mais elle choisira plutôt un petit nombre de mouvements 'plausibles' pour les analyser ensuite. Naturellement, cette approche exige que le programme contienne certains critères lui permettant de séparer les coups les plus prometteurs de ceux qui ne présentent aucun intérêt, c'est-à-dire que le programme doit comporter un 'générateur de coups plausibles'. La caractéristique la plus intéressante de la stratégie du type B est qu'elle tente de simuler l'approche du plus efficace des modèles de joueur d'échecs que nous connaissons, à savoir l'homme. Contrairement à une opinion très répandue, le champion d'échecs ne prévoit pas des douzaines de coups à l'avance, et il n'étudie pas des centaines de variations différentes avant de jouer un coup. La vérité est tout autre. Des recherches conduites par un psychologue hollandais, de Groot, ont révélé que, dans une position de milieu de partie tout à fait typique, les grands champions avaient tendance à n'étudier que trois ou quatre mouvements possibles différents, et que le nombre maximum de coups qu'ils préoyaient à l'avance ne dépassait guère 7! Par contre,

un grand champion est capable de percevoir les caractéristiques critiques d'une situation et de choisir un plan approprié. L'évaluation d'une situation par un grand champion est beaucoup plus nuancée que celle d'un amateur; le champion 'voit' plus loin, et il sait dégager les caractéristiques vraiment saillantes, qui conditionnent le déroulement de la partie. On raconte l'histoire du grand champion tchèque Reti qui, lorsqu'on lui demandait combien de coups il prévoyait normalement à l'avance au cours d'une partie, répondait: 'en règle générale, un seul coup'. Les grands champions raisonnent beaucoup plus en termes de stratégie générale et de formulation de plans bien adaptés qu'en termes de suites précises de coups.

Pour le programmeur d'échecs, cette science se présente comme un coup dur, car la reconnaissance des formes est un travail pour lequel les ordinateurs font toujours preuve d'une inaptitude bien affligeante si on les compare aux hommes.

Les difficultés rencontrées pour créer un évaluateur de situation efficace et un générateur de coups plausibles sont énormes, surtout si l'on considère que la nature des échecs est telle que souvent il suffit de ne pas jouer un coup important pour perdre la partie, et bien sûr tout coup non reconnu comme valable par l'analyse initiale de valeur du programme ne sera jamais joué. Toutefois, avant de considérer plus en détail les problèmes posés par l'évaluation d'une situation, nous allons d'abord examiner comment procède l'ordinateur pour choisir, parmi toutes les variations disponibles, celle qu'il considère comme la meilleure.

Le développement des arbres

Shannon a suggéré que le programme adopte la procédure 'minimax' proposée pour la première fois par Morgenstern et von Neumann au cours de leurs travaux sur la théorie des jeux. Le principe consiste à faire développer par le programme un 'arbre' de variations. La figure 2 donne un exemple simplifié d'arbre de jeu, qui commence avec une situation initiale dans laquelle c'est au tour des blancs de jouer, et qui suppose l'existence d'une sorte de fonction d'évaluation statique qui attribue des valeurs positives aux situations favorables aux blancs et des nombres négatifs aux situations favorables aux noirs. Le programme suppose qu'à chaque point de branchement (ou 'noeud'), le joueur dont c'est le tour va choisir la combinaison la plus prometteuse.

C'est-à-dire que lorsque c'est le tour des blancs de jouer (noeuds impairs, carrés) le programme choisit la variation dont l'évaluation est la plus forte, tandis que lorsque c'est le tour des noirs de jouer (noeuds pairs, cercles), il choisit la branche dont l'évaluation est la plus faible.

Le programme examine d'abord la suite 1. e2 - e4, e7 - e5 2. Cg1 - f3, Cb8 - c6 puis il évalue la situation qui en résulte et il enregistre la valeur ainsi obtenue. Il continue ensuite par l'évaluation de la suite

1. e2 - e4, e7 - e5 2. Cg1 - f3, d7 - d6 et il compare le résultat à celui obtenu pour le noeud 5. La plus faible de ces deux valeurs est évidemment la meilleure *du point de vue des noirs* (n'oublions pas que c'est le tour des noirs de jouer et que le programme recherche un minimum aux noeuds pairs) et ainsi cette valeur vient soutenir le plus proche noeud associé (noeud 4). Le programme poursuit en examinant successivement les deux situations finales (8 et 9) qui découlent du noeud 7, les évalue toutes les deux, et conserve la plus petite jusqu'au noeud 7. Cette procédure se poursuit de façon à conserver les meilleures valeurs obtenues pour les noeuds 11, 14, 19, 22, 26 et 29. Puis le programme recherche un maximum pour les noeuds 3, 10, 18 et 25 afin de trouver quel est, à ce niveau, le meilleur coup pour les blancs. Le processus continue, en recherchant les 'minimax' le long de l'arbre, jusqu'à ce que le meilleur coup pour la situation présente soit trouvé.

Bien que cette procédure semble 'logique', il faut réaliser qu'une recherche complète d'une profondeur telle que celle de l'exemple (soit 4 coups) exigerait en moyenne l'évaluation de près de deux millions de situations finales. Par bonheur, des recherches ultérieures ont montré que l'on peut employer des techniques qui permettent d'élaguer substantiellement l'arbre du jeu. Il subsiste toutefois un problème plus fondamental, au niveau de la ligne de base de l'arbre: il faut d'abord que le

programme évalue les situations finales avant de choisir les bons mouvements.

L'évaluation des situations

L'article de Shannon fournissait un exemple simple de fonction d'évaluation pouvant être appliquée à des situations statiques. Il n'est pas surprenant que le poids le plus fort ait été donné à l'équilibre matériel et que la valeur relative attribuée aux pièces ait été respectivement de 200, 9, 5, 3 et 1 pour le roi, la reine, la tour, le fou ou le cavalier, et le pion. L'évaluation de la position était alors incorporée en pénalisant ($= -1/2$) les pions isolés, situés en arrière ou doublés, et en récompensant la mobilité en ajoutant 1/10 pour chaque coup licite. Shannon suggérait également d'inclure dans la fonction d'évaluation des caractéristiques supplémentaires telles que la domination du centre, les enfilades ouvertes ou semi-ouvertes, les pions avancés, la structure des pions autour du roi, et ainsi de suite. Il est important de parvenir à une pondération précise des divers facteurs de la fonction d'évaluation, et c'est en fait l'un des problèmes les plus difficiles que le programmeur d'échecs ait à résoudre.

En particulier, les premiers programmes montraient une fâcheuse tendance à sortir la reine très tôt dans la partie, car cela augmentait sensiblement leur performance de mobilité. Or, comme tout débutant l'apprend très vite, c'est en principe une très mauvaise stratégie... Le problème de l'écriture d'une fonction d'évaluation efficace se complique du fait que l'importance de certaines caractéristiques de position évolue au cours de la partie. Un autre problème particulièrement épineux apparaît lorsque l'on cherche à définir si une situation 'finale' est vraiment 'stable', ou si elle est située en réalité disons à mi-chemin d'une série de coups. En fait, la plupart des programmes tentent de résoudre ce dernier problème en effectuant une recherche complémentaire pour tous les cas d'échec ou de capture, jusqu'à ce que ces cas aient été complètement étudiés. Toutefois, cette approche n'est au mieux qu'un pis-aller, car elle ne traite pas les manœuvres strictement de position, qu'un bon

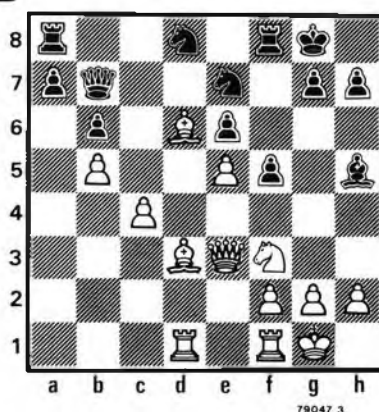
joueur humain aurait incorporées dans son évaluation de la situation. Par exemple, la caractéristique la plus significative de la situation décrite sur la figure 3 est le 'trou' situé en c6 dans la position des noirs, dont les blancs peuvent prendre le contrôle en jouant leur cavalier situé en f3. Il est très important pour les noirs d'éviter cela en jouant Fh5 x f3. Mais il est très difficile pour un programme de percevoir ce genre de danger.

Un autre problème lié aux fonctions d'évaluation vient de ce que de nombreux programmes contiennent un 'dictionnaire d'ouvertures' (c'est-à-dire des listes de variantes des ouvertures classiques) que les programmeurs ont prévu pour être sûrs d'arriver après l'ouverture à une position raisonnable. Malheureusement, à cause du manque de finesse de la fonction d'évaluation du programme, lorsque ce dernier doit commencer à raisonner tout seul à la fin du dictionnaire, sa nature lui fait évaluer la position d'une façon toute différente du champion dont il suit le jeu (ou l'analyse). Il gaspille donc les quelques coups suivants à réarranger ses pièces pour les amener là où la fonction d'évaluation estime qu'elles auraient dû se trouver!

Les ordinateurs sont cupides

Une faute typique commise par la plupart des programmes vient de ce qu'ils sont excessivement matérialistes (même les programmes russes succombent à ce vice capitaliste), et très peu enclins à sacrifier un pion ou même une pièce au profit d'un avantage de position, moins tangible. Toutefois, une exception saisissante à cette règle se produisit au cours du premier championnat du monde d'échecs entre ordinateurs organisé à Stockholm en 1974. Le favori était un programme venant d'Amérique du Nord appelé Chess 4.0, écrit par trois anciens étudiants de la Northwestern University: Larry Atkin, Keith Gorlen et David Slate. Au cours de la seconde manche, Chess 4.0, jusqu'alors invaincu par aucun autre programme, se trouva dans la situation suivante (avec les noirs) contre un autre programme nord-américain, CHAOS:

3



4



Les noirs sont en avance d'un pion, après avoir avidement consommé le pion du roi des blancs, mais leur développement est en retard, et en particulier ils n'ont pas encore roqué. Les blancs saisissent l'occasion de faire le sacrifice décisif d'une pièce. Ce qui surprend dans cette proposition, c'est qu'elle n'a pu être faite qu'à la suite d'une évaluation de la seule situation finale, car il n'est pas possible que le programme soit allé suffisamment loin pour être certain qu'en définitive il ferait bien plus que récupérer sa mise.

16. Cd4 x e6! ...

On a prétendu que ce coup était 'le meilleur coup jamais joué par un ordinateur'.

- 16. ... f7 x e6
- 17. De2 x e6! Fd6 - e7
- 18. Td1 - e1 Db8 - d8
- 19. Fc1 - f4 ...

La menace est constituée par: Ff4 - c7

- 19. ... Re8 - f8
- 20. Tal - d1 Ta8 - a7
- 21. Td1 - c1 Cf6 - g8
- 22. Tc1 - d1 a6 - a5

Des noirs n'ont pas de bon coup à jouer, et les blancs sont bloqués sur cette position.

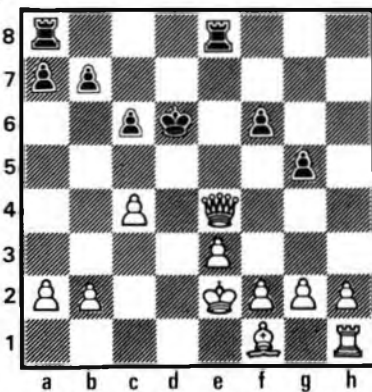
- 23. Ff4 - d6 Fe7 x d6
- 24. De6 x d6 + Cg8 - e7
- 25. Ca4 - c5 Fg6 - f5
- 26. g3 - g4 Dd8 - e8
- 27. Fb3 - a4 b4 - b3
- 28. g4 x f5

Et finalement les blancs gagnèrent, mais il leur fallut 47 coups de plus pour parvenir à ce résultat.

Effet d'horizon contre aveuglement

Le choix d'une profondeur d'analyse convenable soulève aussi de nombreux problèmes lorsqu'on évalue une situation profondément sur l'arbre du jeu. Un exemple particulièrement poignant du sort pouvant survenir à un programme lorsqu'il est placé en face d'un choix entre deux suites aussi prometteuses a été donné au cours d'une partie - maintenant célèbre - entre deux programmes appelés COKO et GENIE, qui s'est déroulée au cours du second tournoi ACM de 1971. Après les 27 premiers coups, COKO (avec les blancs) avait obtenu la configuration suivante:

5



COKO réfléchit pendant 120 secondes, puis il offrit un pion pour attirer le roi noir vers le centre:

28. c4 - c5 + Rd6xc5?

Trop gourmand! COKO, ayant prévu les 8 coups 1/2 suivants, joua:

29. De4 - d4 + ...

Et il annonça le mat en 8 coups!

- 29. ... Rc5 - b5
- 30. Re2 - d1 + Rb5 - a5
- 31. b2 - b4 + Ra5 - a4
- 32. Dd4 - c3 Te8 - d8 +
- 33. Rd1 - c2 Td8 - d2 +
- 34. Rc2 x d2 Ta8 - d8 +
- 35. Rd2 - c2 Td8 - d2 +

Les quatre derniers coups des noirs constituent un exemple classique d'une faiblesse typique des ordinateurs, que l'on appelle 'l'effet d'horizon'. Comme la fonction d'évaluation du programme estime le mat, c'est-à-dire la perte du roi, comme bien pire que n'importe quoi d'autre, elle se laisse abuser elle-même d'une façon plutôt désarmante; elle tente de différer le moment pénible en sacrifiant tout ce qui lui tombe sous la main de façon à repousser le mat au-delà de l'horizon de ses prédictions! Elle pense que la perte de deux tours vaut mieux qu'un mat, sans 'réaliser' que de toute façon le mat est inévitable. L'effet d'horizon est un problème excessivement difficile que l'on rencontre dans tous les programmes, et en particulier ceux qui ne font que des prévisions à court terme. Toute combinaison ou manoeuvre qui est plus longue que la 'portée' de la prévision ne sera pas décelée par l'ordinateur. Cependant, peut-être pour la seule fois, le programme savait ce qu'il faisait, car il poursuivit:

36. Dc3 x d2 Ra4 - a3

Il s'acharne à capturer les pions!

37. Dd2 - c3 + Ra3 x a2

Les blancs ont maintenant le choix entre deux mats en un seul coup (Ff1 - c4, et Dc3 - b2) et un grand nombre de mats en 2, 3, 4 coups ou plus. Malheureusement, COKO sembla incapable de distinguer les valeurs de tant de lignes si alléchantes, et il choisit au hasard l'une des suites conduisant au mat:

38. Rc2 - c1 ...

N'ayant pas grand chose de mieux à faire, les noirs jouèrent:

- 38. ... f6 - f5
- 39. Rc1 - c2 f5 - f4
- 40. Rc2 - c1 g5 - g4
- 41. Rc1 - c2 f4 - f3
- 42. Rc2 - c1 f3 x g2
- 43. Rc1 - c2 ...

On peut imaginer l'angoisse des programmeurs de COKO

43. ... g2 x h1 = D

C'est maintenant la dernière chance de COKO; sait-il la saisir?

44. Rc2 - c1 ...

Hélas, non. Alors GENIE joua:

44. ... Dh1 x f1 +

sur quoi le jeu des blancs commença à se désunir. Les maîtres infortunés de COKO ne purent pas en supporter davantage, et ils abandonnèrent au nom de leur déshonorante progéniture.

La réduction de l'arbre du jeu

Comme nous l'avons déjà vu, une stratégie de recherche tous azimuts engendre très vite un nombre énorme de situations finales, même si la profondeur de recherche est réduite à quelques coups. Toutefois, en 1958, trois chercheurs du Carnegie Institute of of technology, Alan Newell, John Shaw et Herbert Simon publièrent un article qui démontrait que grâce à un algorithme relativement simple on pouvait réduire dans des proportions considérables le nombre de situations qu'il fallait vraiment évaluer. Pour en comprendre le principe, considérons l'arbre de jeu simplifié de la figure 2. Si nous proposons une fonction d'évaluation brutale exprimée en termes d'équilibre des forces, de mobilité (+ 0,1 pour chaque mouvement licite), de domination du centre (+ 0,2 pour chacune des cases centrales attaquées, c'est-à-dire e4, d4, e5, d5) et de protection du roi (définie par le nombre de coups nécessaires avant de roquer: enlever 0,5 par coup), nous obtenons les valeurs indiquées. Pour choisir un coup, le programme commence par examiner les situations finales 5 et 6, puis, comme nous l'avons vu plus haut, il conserve la plus petite des valeurs permettant d'atteindre le noeud 4 (soit +0,1). On pourrait alors évaluer les deux situations qui découlent du noeud 7, et conserver la meilleure des valeurs obtenues pour celui-ci (-0,5). Toutefois, comme le programme va rechercher un maximum au noeud 3 (c'est au tour des blancs de jouer), nous savons que la meilleure valeur conservée pour ce dernier ne sera jamais inférieure à +0,1 puisque le programme choisirait toujours la branche conduisant au noeud 4. Ainsi, après avoir trouvé pour le noeud 8 la valeur (-0,2), le programme peut en déduire qu'il est sans intérêt d'engendrer et d'évaluer le noeud 9: en effet, l'évaluation du noeud 8 est déjà plus petite que celle qui est retenue pour le noeud 4. On peut appliquer le même raisonnement tout au long de l'arbre du jeu, ce qui entraîne une substantielle réduction du nombre de noeuds dont l'évaluation est nécessaire. Pour tirer de cette procédure un maximum

d'avantages, il est important de faire examiner par le programme les meilleurs coups en priorité. On peut éliminer d'une façon immédiate et évidente de nombreux coups - par exemple la perte de la dame. Donc si l'on commence par engendrer et par évaluer la capture de la dame, on pourra réduire sensiblement le nombre de noeuds soumis à l'évaluation suivante. Tous les programmes modernes contiennent de nombreux 'heuristiques' (règles pratiques) dont les informations permettent à l'ordinateur de choisir le type de coup à examiner d'abord. Un heuristique courant suppose que le programme conserve en mémoire les coups qui avaient été réfutés ou interdits pour des situations antérieures sur l'arbre, et qu'il vérifie

s'ils sont toujours utilisables.

Malheureusement, l'un des effets de l'heuristique de capture est qu'il transforme les programmes en d'avidés échangeurs de pièces. De nombreux programmes gaspillent un avantage en permettant à leur adversaire de se libérer d'un jeu perdant à la suite d'un échange de pièces (Voir la première partie de Levy contre Chess 4.7).

Au cours des dernières années, on a également développé de nombreuses techniques complémentaires permettant d'accélérer les recherches sur l'arbre, et la recherche tous azimuts est devenue une proposition réaliste. Malgré tout avec la stratégie du type A subsiste le fait que le programme effectue des recherches aveugles basées sur des essais systématiques, et qu'il engendre puis évalue un nombre considérable de situations parfaitement irréalistes.

L'ordinateur n'est capable de formuler aucune sorte de plan, ni d'ailleurs dans ce domaine de reconnaître celui de son adversaire. Il est à la merci des facteurs de position, nécessairement trop vagues, de sa fonction d'évaluation, et sa vision est limitée par une prévision de profondeur fixe. C'est pour cette raison que les premiers programmes étaient particulièrement atroces pour jouer les fins de partie, étant souvent incapables de gagner dans des situations aussi élémentaires que roi et dame, ou roi et tour contre roi.

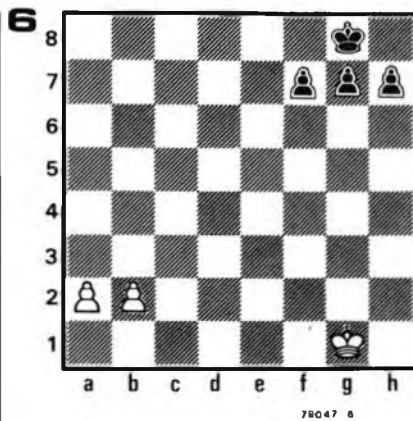
Malheureusement, leurs adversaires humains étaient souvent dans l'ignorance de cette particularité, et ils abandonnaient prématurément!

Comment (ne pas) jouer la fin de partie

La plupart des fonctions d'évaluation présentent des caractéristiques adaptées aux ouvertures et aux milieux de partie (telles que développement, domination du centre, etc.), tandis que le jeu de fin de partie exige la capacité de percevoir un processus gagnant. Le plan gagnant s'exécute souvent en vingt ou trente coups, ce qui dépasse les possibilités du programme qui va hésiter au milieu de son analyse tous azimuts. Pour l'homme cela ne présente aucune difficulté, car il s'agit d'une simple question de mise en pratique d'une idée, de manoeuvre d'une pièce jusqu'à une case clé, etc. L'ordinateur, lui, n'a pas d'idées, et il reste juste là, à brasser des dizaines de milliers de situations, qui de toute façon lui semblent à peu près identiques.

La figure 6 donne un exemple souvent cité des problèmes posés par l'incapacité des programmes à prendre conscience des caractéristiques saillantes d'une situation, combinée à une prévision nécessairement limitée.

Devant une situation aussi élémentaire, n'importe quel débutant réaliserait immédiatement que le roi noir est placé trop loin pour pouvoir empêcher le pion de la tour blanche d'aller à dame. Malheureusement, si les prévisions du



programme portent sur moins de 9 coups, ce dernier sera incapable d'apprécier le fait, et basant son évaluation sur les mérites de l'inégalité des forces en présence, il conclura à l'avantage des noirs! Même avec une analyse sur 9 coups, il calcule la séquence suivante:

1. a2 - a4, h7 - h5
2. a4 - a5, h5 - h4
3. a5 - a6, h4 - h3
4. a6 - a7, h3 - h2 +
5. Rg1 x h2

En sacrifiant le pion h, les noirs ont réussi à rejeter la promotion du pion blanc au-delà de l'horizon du programme. Néanmoins, les blancs choisiront malgré tout cette ligne de conduite parce qu'elle permet de gagner un pion! L'incapacité du programme à établir un plan sensé constitue une gêne douloureuse.

Il semble probable qu'une approche différente doive être trouvée pour jouer les fins de partie, et des travaux vraiment prometteurs ont été menés en Russie pour écrire des programmes correspondant à certains types particuliers de fins de partie. David Levy avait parié que les programmeurs de KAISSA seraient incapables d'écrire, avant la fin de 1975, un programme sachant jouer correctement, des deux côtés, la fin de partie roi, tour et pion contre roi et tour; ce pari, autour duquel on a fait moins de publicité, lui a coûté une caisse de Scotch.

Que dire du futur?

En dépit des problèmes inhérents aux stratégies de type A de Shannon, il est incontestable que les programmes utilisant cette technique ont fait des progrès pendant ces dernières années, tandis que les difficultés rencontrées dans le développement d'un bon générateur de coups valables sont restées, dans une large mesure, intraitables. En particulier Chess 4.7, le meilleur exemple de la stratégie du type A, acquiert progressivement un niveau proche du niveau 'Expert' de la classification établie par la Fédération d'échecs des U.S.A. et, de façon plus spectaculaire, a réussi à battre un champion international dans les conditions d'un tournoi (ainsi qu'à battre un grand champion en partie-éclair) — voir l'article de David Levy dans ce numéro. Toutefois ces progrès sont dûs, dans une

certaine mesure, aux progrès du matériel — ordinateurs plus rapides et plus puissants — et à des techniques de programmation plus efficaces, qui améliorent les prévisions du programme à tel point que la force brutale d'une analyse totale parvient à masquer sa conception inadaptée.

Il reste en particulier beaucoup de travail à accomplir au sujet des fins de partie. Le point faible de l'ordinateur reste le domaine des situations tranquilles, sans action tactique, dans lesquelles il ne peut pas utiliser le fait que, contrairement à l'homme, il ne se trompe jamais en calculant une ligne de conduite, il n'oublie jamais qu'une pièce est en prise, etc. L'homme pourra utiliser ce savoir pour rester dans des parties simples où il pourra battre le programme par son manque de sens de situations et de planning à long terme. Il est évident que pendant son match contre Chess 4.7 Levy choisissait en général des ouvertures très neutres (peut-être trop neutres), gardant la bataille pour les phases ultérieures de la partie. Cela étant, on ne peut nier que les ordinateurs qui jouent aux échecs deviennent de plus en plus forts, et que les meilleurs d'entre eux pourraient battre la plupart des joueurs moyens d'un club. Il est très difficile d'estimer dans combien de temps on les verra jouer aux échecs au niveau du championnat du monde.

L'estimation la plus populaire situe cet événement quelque part dans la période couvrant de 10 à 20 ans à partir de maintenant, bien que cela puisse très bien être grossièrement faux (en 1958, Simon prévoyait que moins de 10 ans plus tard le champion du monde serait un programme d'ordinateur).



Bibliographie:

- Bell, Alex G., 'The machine plays chess'. Pergamon Press 1978.
 Frey, Peter, 'Chess skill in man and machine'. Springer Verlag, New York 1977.
 Levy, David, 'Chess and computers'. Batsford chess books, 1976.
 Shannon, Claude, 'Programming a computer for playing chess'. Philosophical magazine, vol 41, pages 256 à 275, Mars 1950.

antivol pour accessoires de voitures

Les vols d'accessoires coûteux sur les automobiles, tels que ceux de feux longue portée et antibrouillard, sont en augmentation. Disposant d'une clé et de quelques minutes, un individu entreprenant peut facilement rapporter une prise de plus de 1000 F. Le circuit d'alarme bon marché décrit dans cet article protégera ces objets coûteux et pourra aussi servir à prévenir le vol d'accessoires montés à l'intérieur de la voiture, tels que autoradio ou lecteur de cassettes.

(W. Braun)

Le schéma complet du dispositif d'alarme est représenté figure 1. N1 à N4 constituent une porte OU à 5 entrées, mais le nombre d'entrées peut facilement être augmenté en ajoutant des portes supplémentaires. Quand la voiture n'est pas occupée (et que le contact est coupé), R11 maintient basses les entrées de N5, ce qui rend sa sortie haute. Les entrées de N1 à N4 sont maintenues basses par les filaments des lampes (ou autre) à protéger. De ce fait, la sortie de N4 est basse; la sortie de N6 est haute, ce qui rend T1 passant, et T2 est bloqué; le relais Re1 n'est pas excité.

Si un accessoire est déconnecté par un voleur (par exemple la lampe reliée à l'entrée E1), l'entrée correspondante de la porte OU va se trouver portée à l'état haut par la résistance de 10 kΩ reliant l'entrée au +. Ceci fait passer la sortie de N4 à l'état haut, la sortie de N6 passe à l'état bas, T1 est bloqué et T2 est conducteur, excitant le relais Re1 qui commande le fonctionnement de l'avertisseur sonore de la voiture.

Quand le contact est mis, la sortie de N5 est basse, ce qui maintient la sortie de N6 haute en permanence, inhibant ainsi le circuit d'alarme. Ceci empêche de faire sonner l'alarme quand un des accessoires est mis en service.

Evidemment, l'alarme va aussi sonner si un accessoire est mis en service alors que le contact n'est pas mis. On est ainsi prémuni contre le maintien en fonctionnement des feux longue portée ou antibrouillard quand on quitte la voiture. On peut, si on ne désire pas

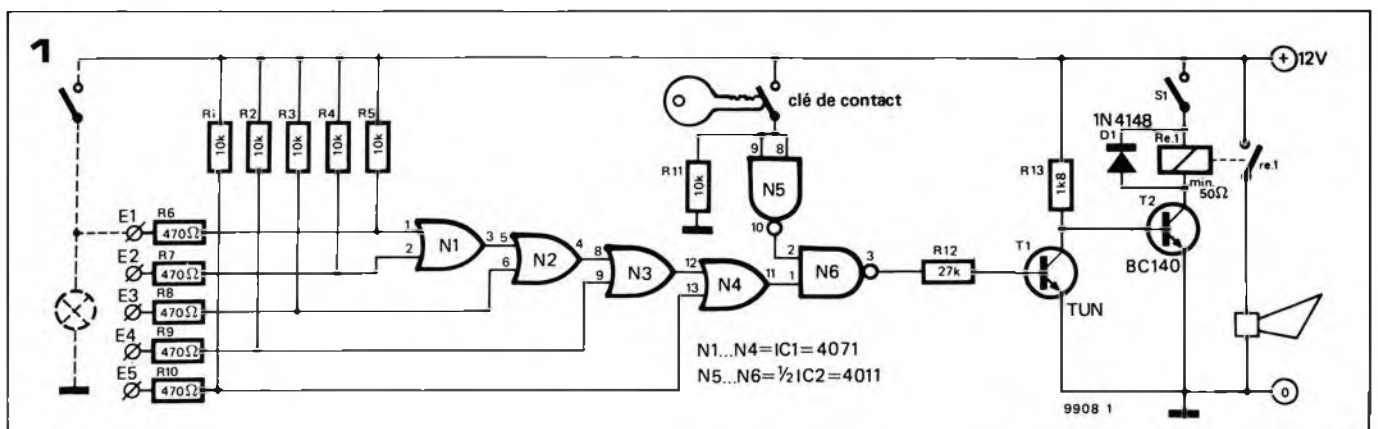
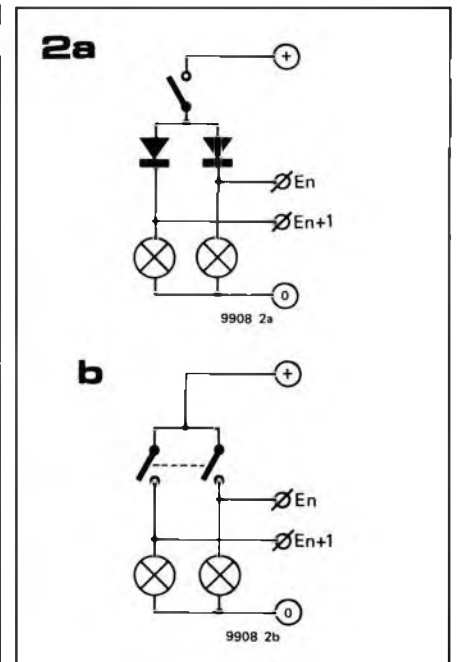
cette précaution, alimenter ces accessoires après le contact. Autre avantage du dispositif: l'alarme sonnera si le filament de la lampe est défaillant. Toutefois, si on n'a pas une lampe de rechange sous la main, il est nécessaire de disposer d'un bouton d'arrêt d'alarme (S1) placé dans un endroit secret.

On protège aussi les accessoires montés à l'intérieur de la voiture, tels que autoradio et lecteur de cassettes, en reliant une des entrées du dispositif d'alarme à la prise de masse de l'appareil. L'alarme sonnera quand le voleur coupera ce fil pour emporter l'appareil. Bien sûr, cette possibilité n'est qu'un pis aller, car il est préférable de commencer par éviter que le cambrioleur ne s'introduise dans la voiture.

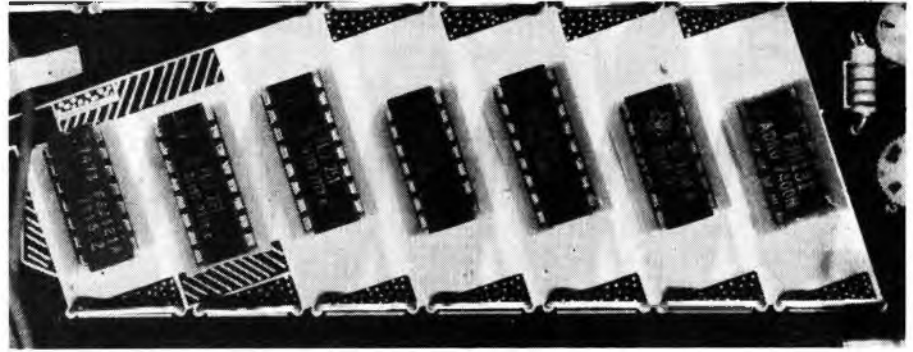
Quand deux lampes sont commandées par le même interrupteur, l'alarme ne sonnera qu'au vol de la deuxième. Pour surmonter cet inconvénient, on peut intercaler une diode, conçue pour passer un courant suffisant, en série avec chaque lampe, selon la figure 2a. Etant donné que cette diode présente une chute de tension de l'ordre de 0,7 V, une meilleure façon de faire consiste à utiliser un interrupteur bipolaire, selon la figure 2b.

Figure 1. Schéma complet du dispositif antivol pour accessoires de voitures.

Figure 2. Les lampes qui s'allument par deux doivent être séparées l'une de l'autre si on veut une protection totale. On peut réaliser cette condition avec une paire de diodes, comme sur la figure 2a, ou avec un interrupteur bipolaire, comme sur la figure 2b.



digicarillon



Voici un projet de carillon pour porte d'entrée jouant le célèbre air de Westminster. Chaque note ne doit pas être accordée individuellement car la programmation se fait ici numériquement. De cette façon, toutes les notes sont accordées simultanément, et le seul accord nécessaire est simplement celui du ton.

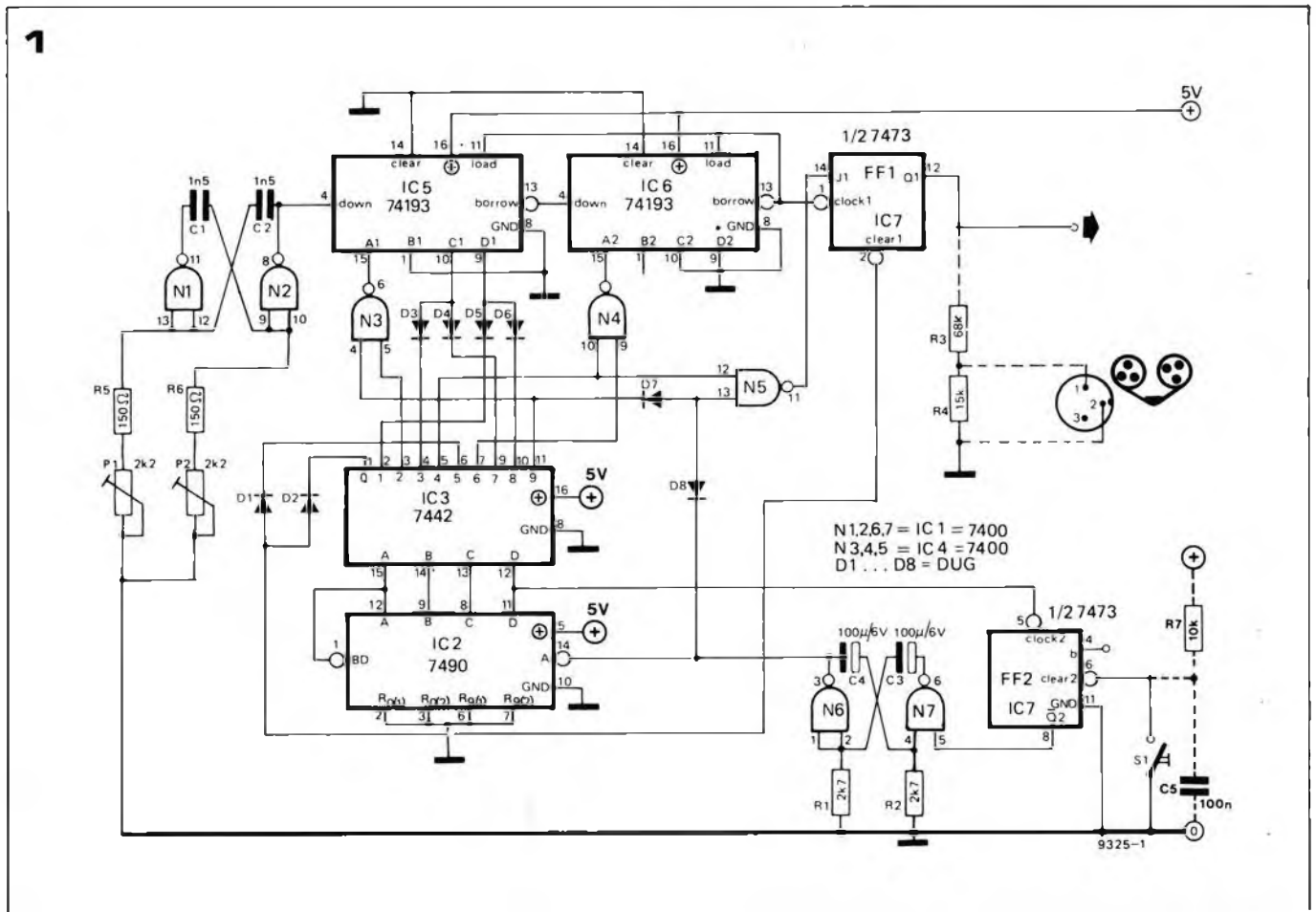
La plupart des carillons électroniques reposent soit sur un ensemble d'oscillateurs individuels, un pour chaque note, commutés selon la séquence appropriée, soit sur un oscillateur unique commandé par tension dans lequel ce sont les différentes tensions de commande qui sont commutées pour donner les fréquences voulues. Le défaut de ces 2 systèmes est que chaque note doit être accordée individuellement, et, s'il y a un glissement d'une seule note, toute la mélodie est gâchée.

Dans le digicarillon, les notes sont obtenues par division numérique de la fréquence d'un oscillateur unique. On utilise pour cela un diviseur programmable. De cette façon, il y a toujours entre les notes le même rapport harmonique.

Dans une octave diatonique (c'est à dire où il n'y a ni dièses ni bémols), les rapports entre la fréquence de chaque note et celle de la tonique (ici le do) sont les suivants:

do	ré	mi
1/1	9/8	5/4
fa	sol	la
4/3	3/2	5/3
	si	do'
	15/8	2/1

Il s'ensuit que le rapport entre la période de chaque note et la période de la tonique est l'inverse du rapport correspondant pour les fréquences. Il sera beaucoup plus simple de raisonner en terme de période plutôt qu'en terme de fréquence dans les calculs nécessaires

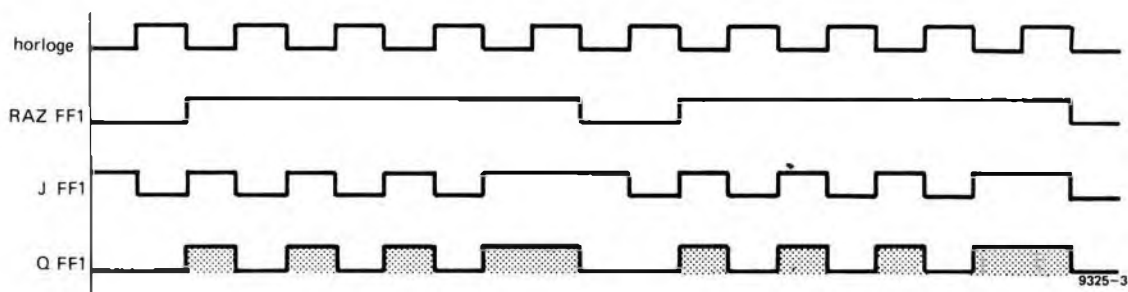


2

IMPULSIONS	SORTIES IC3	ENTREES DE DONNEES DE IC5 ET IC6										DECIMAL	NOTE
		BINAIRE											
		D2	C2	B2	A2	D1	C1	B1	A1				
	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9												
0	0 1 1 1 1 1 1 1 1 1	0	0	1	0	1	1	0	0	44*	—		
1	1 0 1 1 1 1 1 1 1 1	0	0	1	0	0	1	0	0	36	mi		
2	1 1 0 1 1 1 1 1 1 1	0	0	1	0	1	1	0	1	45	do		
3	1 1 1 0 1 1 1 1 1 1	0	0	1	0	1	0	0	0	40	ré		
4	1 1 1 1 0 1 1 1 1 1	0	0	1	1	1	1	0	0	60	sol''		
5	1 1 1 1 1 0 1 1 1 1	0	0	1	0	1	1	0	0	44*	—		
6	1 1 1 1 1 1 0 1 1 1	0	0	1	1	1	1	0	0	60	sol''		
7	1 1 1 1 1 1 1 0 1 1	0	0	1	0	1	0	0	0	40	ré		
8	1 1 1 1 1 1 1 1 0 1	0	0	1	0	0	1	0	0	36	mi		
9	1 1 1 1 1 1 1 1 1 0	0	0	1	0	1	1	0	1	45	do		

* Sans importance, la sortie de FF1 étant inactive pendant le silence.

3



à la programmation du compteur. Ainsi, le comptage programmé pour obtenir une certaine note est-il proportionnel à la période de cette note.

Un simple compteur ne peut travailler sur des nombres fractionnaires, aussi faut-il réduire ces fractions au même dénominateur (ici, 180). On peut maintenant ne considérer que les numérateurs, qui sont entiers et proportionnels aux fractions, et les convertir en binaire (code dans lequel on programme le compteur).

On obtient ainsi la table suivante:

note	décimal	binaire
do'	90	0101 1010
si	96	0110 0000
la	108	0110 1100
sol	120	0111 1000
fa	135	1000 0111
mi	144	1001 0000
ré	160	1010 0000
do	180	1011 0100
si''	192	1100 0000
la''	216	1101 1000
sol''	240	1111 0000

Il est évident, d'après la table ci-dessus, que si le compteur est programmé pour compter jusqu'à 90 et qu'il reçoit une fréquence d'horloge égale à 90 fois celle du do', la fréquence de la note sera celle

Figure 1. Schéma du digicarillon

Figure 2. Table de vérité pour la programmation du compteur.

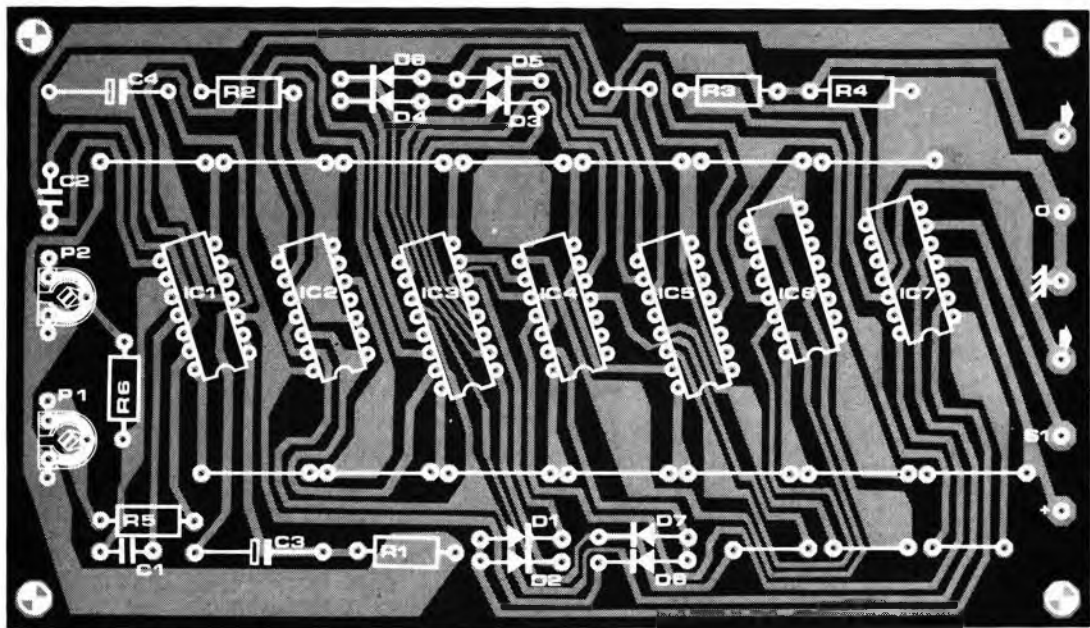
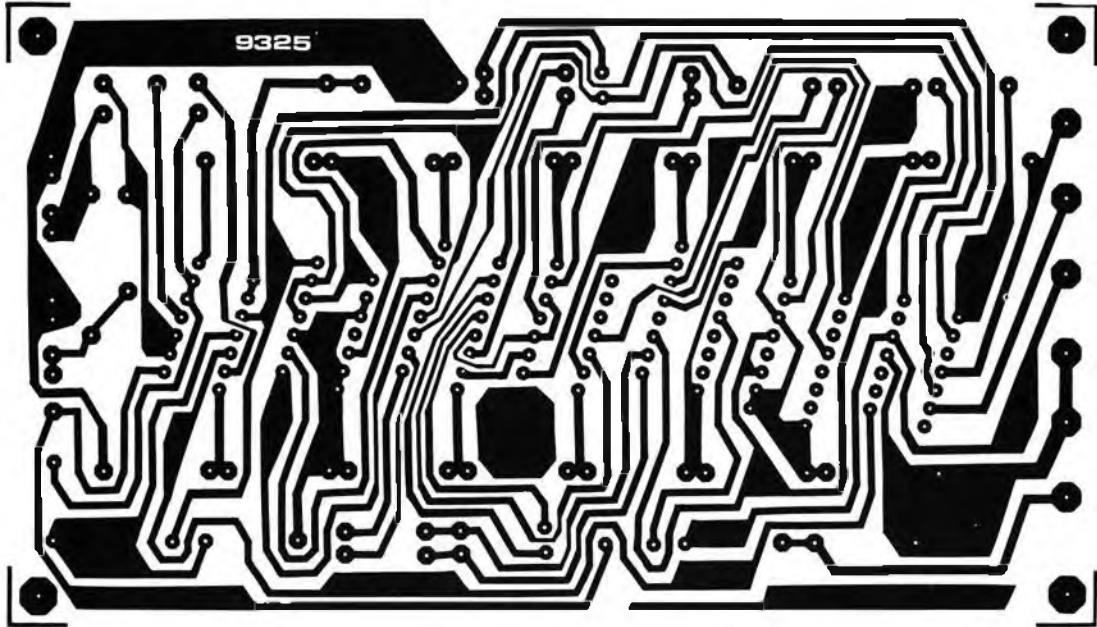
Figure 3. Diagramme de temps montrant une séquence musicale du digicarillon

du do'. S'il est programmé pour compter jusqu'à 180 et qu'il reçoit la même fréquence d'horloge, alors la fréquence de sortie sera celle de do, une octave au-dessus de do'. C'est de cette façon que chaque note est synthétisée, à partir d'une seule fréquence d'horloge. Etant donné que chaque note reste dans le même rapport de fréquence avec toutes les autres, il est évident que le seul accord nécessaire est celui de la fréquence d'horloge pour que la mélodie soit dans le ton voulu.

Le carillon de Westminster n'utilise que les notes sol, do, ré et mi, selon la séquence mi, do, ré, sol, sol, ré, mi, do, et il apparaît clairement qu'on n'a besoin que des divisions par 240, 180, 160 et 144. Ces nombres étant, par coïncidence, divisibles par 4, les diviseurs seront 60, 45, 40 et 36. Cela signifie que le compteur programmable sera plus petit que prévu, et que la programmation sera simplifiée.

En plus de l'obtention correcte des notes, il est important de respecter le rythme. Les trois premières notes ont chacune la durée d'une noire, alors que la quatrième note a la durée d'une blanche (deux noires). Il y a ensuite un silence de la durée d'une blanche. Les cinquième, sixième et septième notes ont chacune la durée d'une noire, et la dernière note a la durée d'une blanche. La durée totale de la mélodie est ainsi de 11 noires. Il faut prendre ceci en

4



Liste des composants de la
figure 1

Résistances:

R1, R2 = 2k7
R3 = 68 k
R4 = 15 k
R5, R6 = 150 Ω
R7* = 10 k
P1, P2 = 2k2 ajustable

Condensateurs:

C1, C2 = 1n5
C3, C4 = 100 μ/6 V
C5* = 100 n

Semiconducteurs:

D1 ... D8 = DUG
IC1, IC4 = 7400
IC2 = 7490
IC3 = 7442
IC5, IC6 = 74193
IC7 = 7473
K1 = Bouton poussoir

*R7 et C5 ne sont pas montés
sur le circuit imprimé.

considération pour l'établissement du circuit produisant la séquence.

Le circuit

La figure 1 montre le circuit du digi-carillon. Le générateur des impulsions d'horloge est constitué des deux portes NAND N1 et N2. Elles sont montées en multivibrateur astable, dont la fréquence et le rapport cyclique peuvent être réglés par P1 et P2. Le compteur programmable est constitué de deux compteurs/décodeurs à présélection du type 74193. Ils sont connectés pour décompter à partir d'un nombre présélectionné jusqu'à zéro, le nombre de départ étant envoyé sur les entrées de données A1 - D1 et A2 - D2 avant le début de chaque comptage. La suite des opérations pour le compteur à présélections est la suivante:

initialement, la sortie de retenue (borrow) de IC6 est basse. Ceci rend basses les entrées de commande de chargement (load) de IC5 et IC6, permettant l'entrée des données sur A1 - D2, et le comptage commence. Pendant le comptage, la sortie de retenue est haute, mais quand le compteur arrive à zéro elle devient basse à nouveau, les données sont réintroduites, le comptage recommence, et ainsi de suite.

La sortie de retenue n'étant basse que pendant une faible partie de chaque période de comptage, l'onde de sortie est très asymétrique et ne convient pas pour donner un son musical. Pour cette raison, on connecte la sortie de retenue sur la bascule FF1 qui délivre un signal carré (rapport cyclique 50%) de fréquence moitié (c'est à dire une octave au-dessous) de celle de la sortie de retenue.

Pour reproduire la mélodie du carillon de Westminster, il faut envoyer dans le bon ordre les nombres de programmation correspondant aux quatre notes désirées sur les entrées de données du compteur à présélection. On effectue ce travail au moyen d'un second compteur (type 7490) et d'un décodeur BCD-décimal type 7442.

Quand on presse le bouton de sonnette S1, la sortie \bar{Q} de FF2 devient haute, faisant fonctionner le multivibrateur astable N6/N7, qui, à son tour, envoie des impulsions d'horloge, à la fréquence d'environ 2 Hz, sur l'entrée A de IC2. Ces impulsions sont comptées par le 7490, dont les sorties BCD sont décodées par le 7442. Les dix sorties du 7442 deviennent basses chacune à leur tour, et envoient à chaque pas, par les codeurs constitués par N3, N4, et D3 à D6, un nombre différent sur les entrées de données de IC5 et IC6 (noter que les sorties du 7442 sont actives quand elles sont basses, c'est à dire que les sorties sont normalement hautes et qu'elles deviennent basses quand le code convenable est appliqué à l'entrée). A la dixième impulsion d'horloge, la sortie D de IC2 devient basse, ramenant FF2 à son état initial (\bar{Q} basse) jusqu'à la

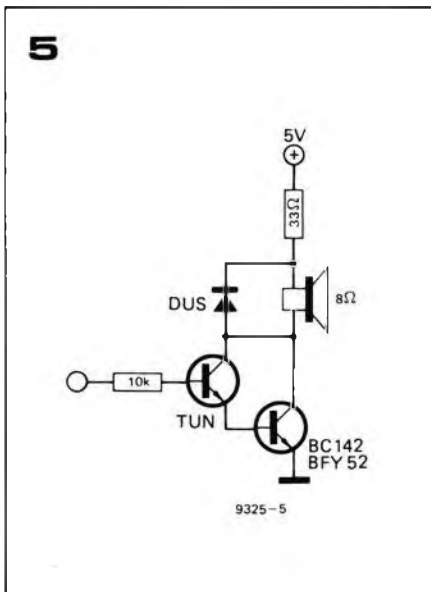


Figure 4. Plaquette de circuit imprimé (EPS 9325) et implantation des composants.

Figure 5. Proposition d'amplificateur pour le digi-carillon.

pression suivante sur le bouton de sonnette.

On réalise le rythme correct de la mélodie de la façon suivante. Si chaque note était maintenue jusqu'à l'arrivée de l'impulsion d'horloge suivante, les notes seraient liées les unes aux autres sans arrêt. On évite cela, et on réalise en même temps le silence au milieu de la mélodie, au moyen des diodes D1, D2, D7 et D8, et de N5.

Au départ de la séquence, la sortie zéro de IC3 est basse, ce qui maintient FF1 à l'état de repos, et il n'y a rien en sortie. Pendant l'exécution des notes 1, 2 et 3, la broche 12 de N5 est haute et la broche 13 est alternativement haute et basse du fait de la sortie de N6. La sortie de N5 commande ainsi l'entrée J de FF1 de façon telle qu'il n'y ait quelque chose en sortie que quand l'impulsion d'horloge (sortie de N6) est basse. Les trois premières notes ont ainsi une durée égale à la moitié de la période de l'horloge.

A la quatrième note, la broche 12 de N5 devient basse, ce qui rend la sortie haute quel que soit l'état de N6. L'entrée J de FF1 est ainsi haute et la quatrième note a une durée égale à la période de l'horloge. Au cinquième pas, la sortie 5 du 7442 devient basse, ce qui, par l'intermédiaire de D1, maintient FF1 au repos, et il n'y a rien en sortie: c'est le silence.

Les trois notes suivantes ont toutes une durée égale à la moitié de la période de l'horloge, mais à la dernière note la broche 13 de N5 est maintenue basse par D7, la sortie de N5 maintient l'entrée J de FF1 haute, et cette note a une durée égale à la période de l'horloge. Pour rendre plus claire la suite d'opérations, les figures 2 et 3 donnent une table de vérité pour la programmation du compteur et le diagramme de temps pour une séquence musicale. La figure 4 montre la plaquette de circuit imprimé et l'implantation des composants pour le digi-carillon. Pour utiliser le dispositif comme sonnette de porte d'entrée, il faut amplifier la sortie de FF1 de façon à pouvoir attaquer un haut-parleur. On peut éventuellement atténuer la tension de sortie par le diviseur R3/R4, en fonction de la sensibilité de l'amplificateur utilisé, ou bien remplacer ces résistances par un potentiomètre de 10 k à 100 k pour avoir une possibilité de réglage de niveau. ■

le découplage des alimentations

Un circuit ne vaut que ce que vaut son alimentation. Même le circuit le mieux étudié peut se révéler ordinaire à cause du ronflement, d'une mauvaise régulation, de transitoires du secteur ou d'instabilités de son alimentation. Les circuits intégrés régulateurs de tensions ont réduit pour une bonne part l'étude des alimentations dans de nombreuses applications, mais ceci ne supprime pas tous les problèmes.

L'alimentation d'un dispositif est souvent étudiée après coup. La maquette du circuit à alimenter a probablement été câblée sur l'établi, et les essais se font avec l'alimentation universelle du laboratoire. Généralement, l'alimentation d'un circuit électronique doit être une source de tension la plus proche possible du générateur idéal. C'est à dire que la tension de sortie doit rester constante pour toute la plage de variation nominale du courant de sortie; en d'autres termes, l'alimentation doit avoir une impédance de sortie nulle. La tension de sortie de l'alimentation doit rester constante non seulement dans des conditions lentement variables, mais aussi quand des variations rapides de courant se produisent. Comme on l'a

dit dans l'introduction, les circuits intégrés régulateurs de tension rendent la réalisation de ces objectifs facile aux bornes de sortie de l'alimentation, mais la situation peut être très différente en des points du circuit éloignés de l'alimentation.

Selon le type de circuit, l'inductance propre des fils d'alimentation et des pistes du circuit imprimé, bien que faible, peut avoir des effets désastreux. Ceux qui ont le plus mauvais comportement dans ces circonstances sont sans doute les circuits logiques TTL. Quand l'état de sortie d'une porte TTL change, il se produit une variation du courant demandé à l'alimentation par le circuit de l'ordre de 2 mA. A une différence statique du courant débité par l'alimentation de 2 mA correspondra une différence sur la tension de sortie de quelques microvolts. Par contre, une variation rapide pourra donner une situation très différente.

Le temps de montée (ou de descente) d'une porte TTL d'un niveau logique à l'autre est de l'ordre de 10 nanosecondes. Le taux de variation $\frac{dI}{dt}$ du courant est en conséquence 2 mA en 10 ns, soit 200.000 A/s. La tension V aux bornes d'une inductance L est égale

à $L \frac{dI}{dt}$; un câblage dont l'inductance est de l'ordre de 1 μ H entre l'alimentation et le point où la variation de courant se produit créera ainsi une chute de tension de 200 mV.

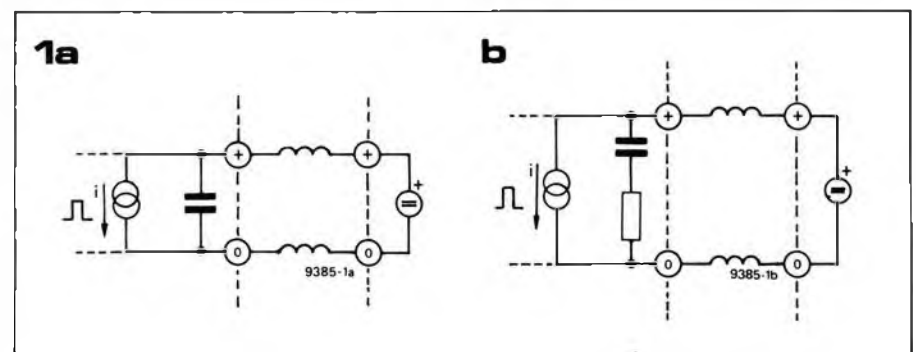
Ce raisonnement est évidemment simplifié à l'extrême, mais il montre le genre de tensions transitoires qui peuvent se produire dans les lignes

d'alimentation des circuits TTL. Quand de telles tensions transitoires atteignent une amplitude suffisante, elles peuvent faire changer des portes d'état et peuvent conduire à des déclenchements parasites de bascules, compteurs et monostables.

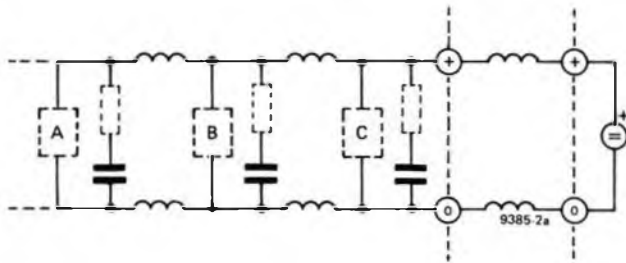
On peut s'attaquer au problème de différentes façons. Une première approche consiste à installer un découplage local de l'alimentation en différents points du circuit au moyen de condensateurs de faible valeur, typiquement 10 à 100 nF. On utilisera de préférence des condensateurs céramique qui ont une inductance propre faible (figure 1a). Neuf fois sur dix, ce sera un remède suffisant, mais dans certains cas le remède peut être pire que le mal: le condensateur peut former avec l'inductance de la ligne d'alimentation un circuit résonnant. Quand celui-ci est excité par les transitoires de commutation des TTL, le phénomène peut être amplifié au lieu d'être réduit.

La solution consiste alors à amortir le circuit oscillant en incorporant une résistance en série avec chaque condensateur. On peut utiliser dans ce cas une résistance agglomérée de 1 Ω (les résistances à couche ont souvent une inductance propre élevée). Cette méthode est représentée figure 1b. On peut aussi utiliser des condensateurs chimiques, par exemple 10 μ F/6,3 V. Les chimiques modernes ont une inductance propre relativement faible, mais leur résistance interne est souvent suffisamment élevée pour fournir un amortissement adéquat.

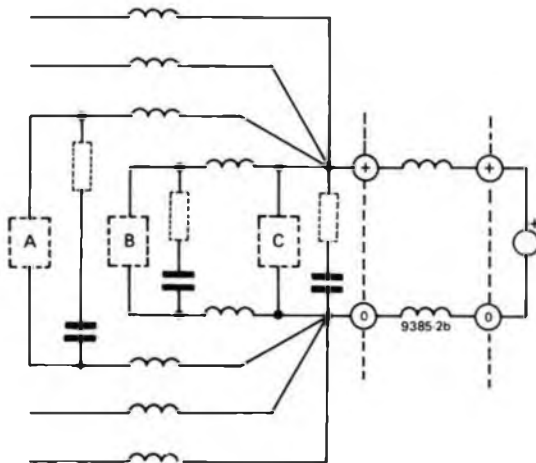
La figure 2a montre l'utilisation de circuits RC pour découpler plusieurs



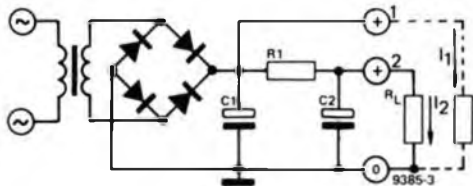
2a



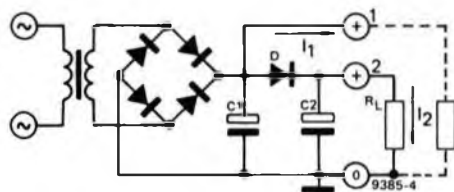
b



3



4



circuit intégrés branchés sur la même ligne d'alimentation. Plutôt que d'utiliser une ligne d'alimentation unique, commune à tous les circuits intégrés, une meilleure solution consiste, chaque fois que possible, à avoir une ligne d'alimentation par circuit intégré ou par groupe de 2 ou 3 circuits intégrés. De cette façon, l'interaction entre les différents circuits est réduite, étant donné que l'inductance propre de chaque ligne d'alimentation participe à isoler les circuits les uns des autres

(figure 2b). Une autre méthode pratique consiste à réaliser des lignes d'alimentation assez fines, ce qui diminue le Q de leur inductance propre par l'augmentation de leur résistance. Au sujet des lignes d'alimentation séparées, il faut parler aussi de la régulation carte par carte. Dans les systèmes TTL complexes, constitués de plusieurs cartes de circuits imprimés, on utilise souvent un circuit intégré régulateur de tension par carte. Cette méthode comporte plusieurs

Figure 1a. Les câbles de connexion partant de l'alimentation stabilisée (à droite) ont une certaine inductance propre. Des variations rapides du courant dans la charge peuvent induire des chutes de tension aux bornes de ces inductances. Un condensateur de découplage peut aider à leur suppression.

Figure 1b. Dans certaines conditions, le condensateur de découplage et l'inductance des conducteurs peuvent former un circuit résonnant, ce qui aggrave le problème. On peut amortir ce circuit résonnant en branchant une résistance agglomérée de faible valeur en série avec le condensateur.

Figure 2a. Dans un circuit ou système important, il est recommandé d'employer un découplage pour chaque circuit intégré ou groupe de 2 circuits. Malgré tout, l'utilisation d'une ligne d'alimentation unique allant d'un circuit intégré à l'autre n'est pas la meilleure façon d'éliminer le couplage par les lignes d'alimentation.

Figure 2b. Ici, chaque circuit intégré ou petit groupe de circuits a sa propre ligne d'alimentation. De cette façon, l'inductance propre de chaque ligne empêche le couplage en retour d'un circuit sur les autres.

Figure 3. Quand on a besoin d'une alimentation sans ronflement à partir d'une alimentation à fort ronflement, on peut utiliser un filtre RC.

Figure 4. On améliore énormément les choses en remplaçant R1 par une diode. Une fois que C2 est chargé, il est complètement séparé de C1, et le ronflement ne dépend que du courant absorbé par RL.

avantages:

1. l'interaction d'une carte sur les autres est en principe éliminée,
2. la dissipation de chaleur est répartie sur plusieurs circuits intégrés au lieu d'être concentrée sur une alimentation commune, ce qui réduit les problèmes de refroidissement,
3. chaque carte peut recevoir son énergie d'une alimentation non régulée relativement éloignée, sans qu'on ait à se soucier des pertes en ligne (à condition que la tension à

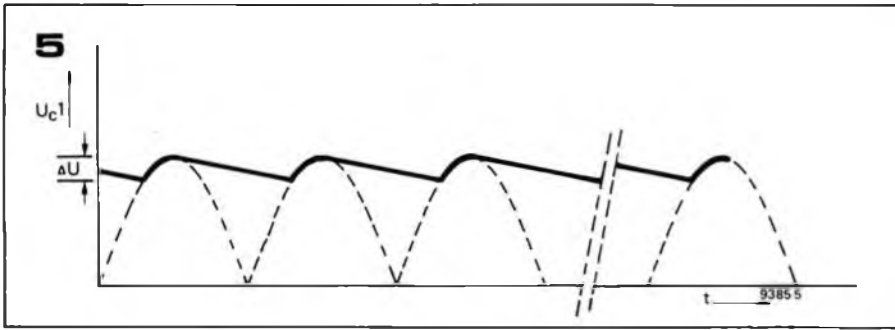


Figure 5. Tension de ronflement sur C1 quand le courant I_1 dans la charge augmente.

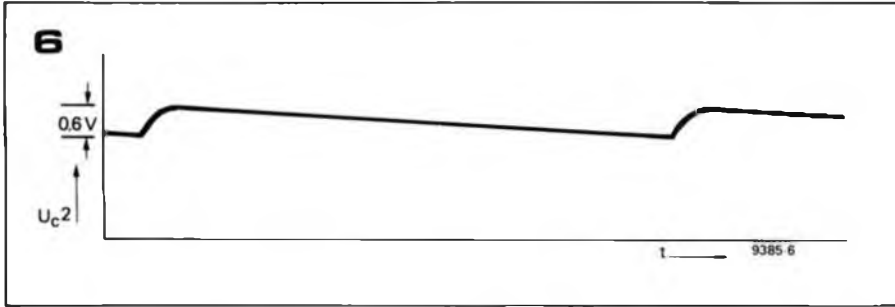


Figure 6. La tension de ronflement sur C2 est constante à I_2 constant, quel que soit le ronflement sur C1.

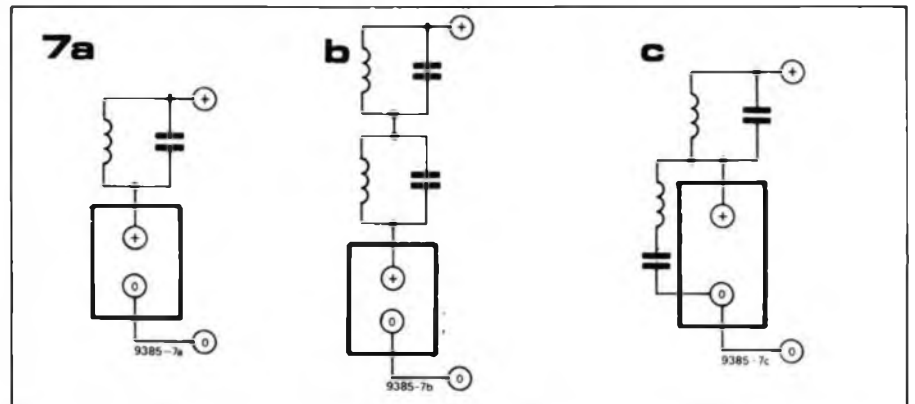
Figure 7. Trois méthodes de découplage des alimentations pour circuits HF: a) filtre à bande étroite · b) filtre coupe bande large · c) combinaison d'un circuit bouchon et d'un circuit résonnant série en VHF.

l'arrivée soit suffisante pour un fonctionnement correct des régulateurs).

Découplage par diodes

Naturellement, tous les circuits n'ont pas une alimentation stabilisée, soit que ce ne soit pas nécessaire, soit pour des raisons économiques. Dans ce cas, on utilise généralement un transformateur, un pont de diodes et un simple condensateur de filtrage (figure 3). On obtient ainsi à vide une tension continue suffisamment constante, mais ce type d'alimentation présente un ronflement qui augmente avec le courant débité (figure 5).

Dans certains cas, il arrive qu'un circuit n'ayant besoin que d'un courant relativement faible mais sans ronflement, doive recevoir son énergie de la même alimentation non stabilisée qu'un circuit demandant un courant plus important. Un exemple typique de ce cas est celui d'un amplificateur audio-féquences dans lequel le préampli a la même alimentation que l'ampli de puissance. Généralement, l'amplificateur de puissance peut tolérer un ronflement plus important dans l'alimentation que le préampli. En clair, il faut trouver un moyen d'isoler le préampli du ronflement amené par l'ampli de puissance. Ceci peut être obtenu par un filtrage RC, selon la figure 3. Le courant élevé est pris au point 1 et le courant faible et filtré au point 2. On constate que plus R1 et C2 ont des valeurs élevées, moins il y aura de ronflement dans l'alimentation. Cependant, R1 ne doit pas être trop grande, sinon une augmentation du courant débité I_2 fera chuter la tension au point 2 en dessous de la valeur acceptable. D'autre part, R1 ne doit pas être trop faible: une augmentation du courant I_1 ne pourrait être obtenue que par prélèvement sur C2, la tension aux bornes de C1 devenant inférieure à celle aux bornes de C2.



On peut résoudre ce problème en utilisant le circuit de la figure 4. C2 va être chargé à une tension égale à la tension crête aux bornes de C1, diminuée de la chute de tension dans la diode. C2 va se décharger à une vitesse dépendant de la constante de temps $C2 \cdot R_L$, quel que soit le comportement de la tension aux bornes de C1. Même si C1 était déchargé par un court-circuit momentané, la tension aux bornes de C2 ne serait pas affectée. Le ronflement aux bornes de C2 reste constant (à I_2 constant) quel que soit le ronflement sur C1 comme le montre la figure 6.

Découplage HF

Il est essentiel dans les circuits HF qu'aucun signal HF n'apparaisse sur les lignes d'alimentation. Non seulement il existe la possibilité qu'un rayonnement arrive par la ligne d'alimentation, mais il y a aussi le risque que la HF se propage par couplage avec les autres circuits. Ceci peut se traduire par des instabilités dans le cas de réaction positive, ou par des pertes de gain dans le cas de réaction négative.

A chaque fois que possible, il faudra séparer les circuits HF en modules ne travaillant que sur une fréquence, ou une bande de fréquences chacun. Ainsi,

par exemple, un récepteur à double conversion de fréquence pourra être constitué du module d'entrée, du premier amplificateur FI, du mélangeur, de l'oscillateur à battements, du second amplificateur FI, du démodulateur et des étages BF. Chaque étage devrait recevoir son énergie à travers un circuit résonnant bouchon accordé sur la fréquence centrale de la bande utilisée dans cet étage (par exemple, 10,7 MHz dans le cas d'un amplificateur FI pour FM). Les ondes HF sont ainsi piégées et on aura évité de les voir se retrouver sur les lignes d'alimentation (figure 7a).

Pour les circuits travaillant sur une large bande de fréquences, on peut avoir besoin d'utiliser un filtre coupe bande à sélectivité plus faible; ceci peut être réalisé en connectant en série dans la ligne d'alimentation 2 (ou plus) circuits bouchon accordés sur des fréquences différentes (figure 7b).

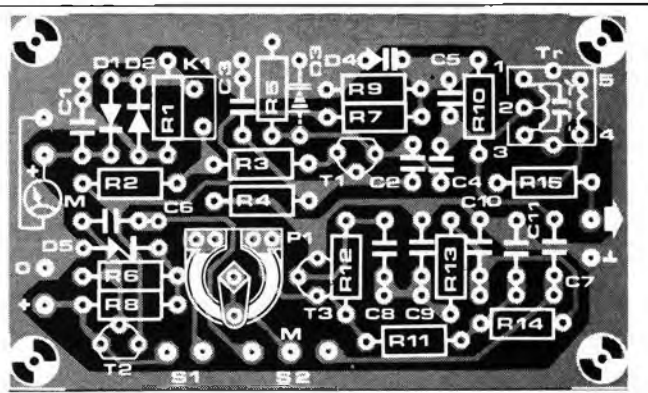
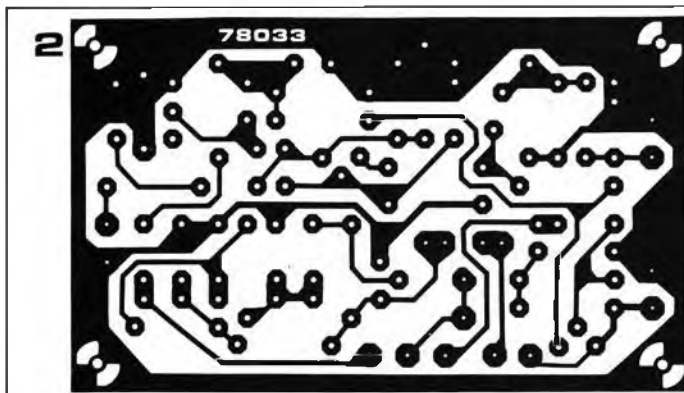
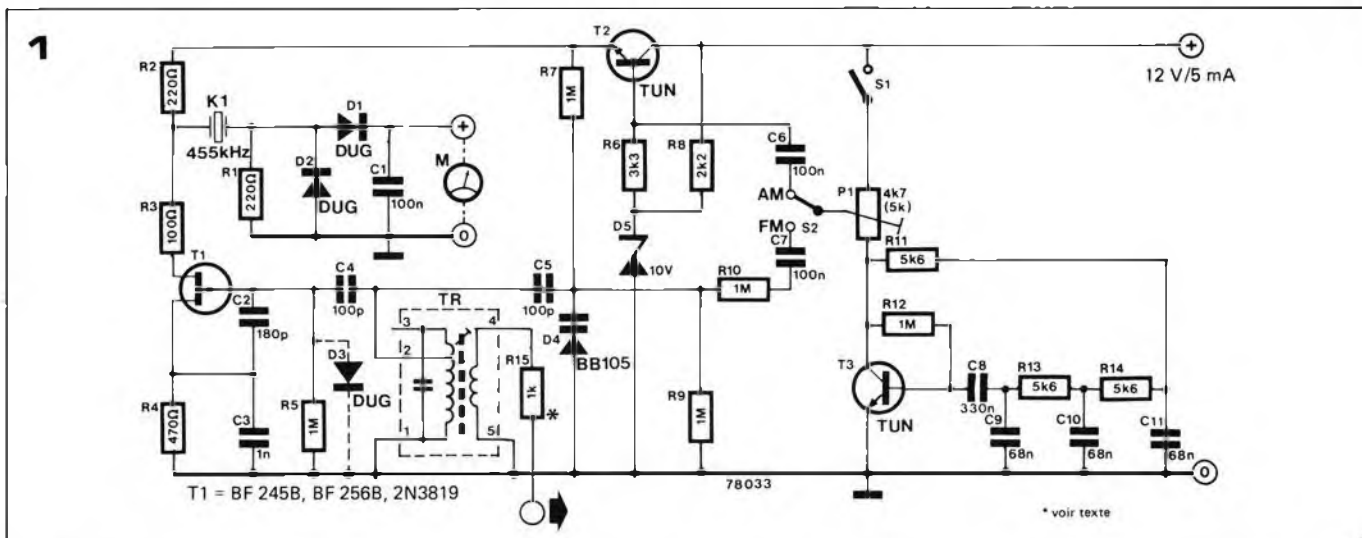
Aux très hautes fréquences, on recommande aussi l'utilisation de circuits résonnants série dérivant vers la masse les signaux HF non désirés. La figure 7c montre l'utilisation combinée de circuits résonnants série et bouchon. Dans les circuits qui travaillent à quelques centaines de mégahertz, on obtient l'inductance désirée pour le circuit série en donnant aux connexions du condensateur la longueur appropriée.

générateur d'alignement AM/FM

On pourra se servir de ce circuit pour aligner des amplis FI dont la fréquence est de 455 kHz. Le générateur produit un signal de 455 kHz modulé en amplitude ou en fréquence, suivant la position des commutateurs S1 et S2. L'oscillateur proprement dit est construit autour du FET T1. Un transformateur FI conventionnel sert à déterminer la fréquence. Le générateur

d'alignement est accordé sur la fréquence correcte en faisant passer le signal de sortie dans un filtre FI céramique. Après redressement, on peut mesurer le signal à l'aide d'un voltmètre pour vérifier que le réglage de la bobine du transformateur FI correspond à la plus grande amplitude du signal. La fréquence du générateur doit alors coïncider avec la valeur

désirée, soit 455 kHz. Le circuit est muni de dispositifs permettant d'appliquer une modulation d'amplitude (AM), ou de fréquence (FM). Il faut que le commutateur S1 soit ouvert pendant le réglage du générateur, afin d'éviter toute modulation du signal de sortie. Le signal de modulation est engendré par l'oscillateur basse fréquence construit autour de T3. La modulation d'amplitude s'effectue en modulant la tension d'alimentation de T1, via T2. S2 doit alors être placé sur la position 'AM'. La modulation de fréquence (S2 placé sur la position 'FM') s'obtient au moyen de la diode varicap D4. On peut faire varier dans les deux cas la profondeur de modulation au moyen de P1. Le signal de sortie du générateur d'alignement est pris sur l'enroulement secondaire du transformateur FI. La résistance série de sortie R15 peut avoir n'importe quelle valeur supérieure à 100 Ω, suivant la tension de sortie et l'impédance désirées. Dans la plupart des cas, on trouvera suffisante une valeur de 1 k.



Liste des composants	Résistances:	Semiconducteurs:	Divers:
Condensateurs:	R1, R2 = 220 Ω	T1 = BF 245B, BF 256B, 2N3819	K1 = filtre céramique 455 kHz (Murata)
C1, C6, C7 = 100 n	R3 = 100 Ω	T2, T3 = TUN	Tr = transformateur FI
C2 = 180 p	R4 = 470 Ω	D1, D2, D3 = DUG	Toko 11100, 12374
C3 = 1 n	R5, R7, R9, R10, R12 = 1 M	D4 = BB 105	(ou équivalent)
C4, C5 = 100 p	R6 = 3k3	D5 = diode zener 10 V	
C8 = 330 n	R8 = 2k2		
C9, C10, C11 = 68 n	R11, R13, R14 = 5k6		
	P1 = potentiomètre ajustable de 4k7 (5 k)		

programme de diagnostic pour RAM



Le SC/MP est programmé pour tester de grandes plages de RAM

Plus on ajoute de mémoire vive (RAM) à un système microprocesseur, plus il devient difficile de retrouver l'origine des anomalies de fonctionnement qui peuvent se produire sur une des cartes mémoires. Songez, par exemple, comme il serait fastidieux d'avoir à vérifier chaque position mémoire, l'une après l'autre, sur une carte RAM de 4 K. Heureusement, le microprocesseur, correctement programmé, peut exécuter lui-même cette tâche pénible. Après tout, les ordinateurs sont censés convenir parfaitement pour décharger les êtres humains des opérations fatigantes et répétitives. Le programme suivant peut être employé pour tester n'importe quel bloc de mémoire ayant une taille supérieure à 1/2 K. Il indiquera également l'adresse de tout défaut existant.

H. Huschitt

Figure 1. Organigramme du programme de diagnostic pour RAM, indiquant dans quel ordre s'effectuent les différents tests.

Tableau 1. Afin de ne pas monopoliser trop de place, le programme est fourni sous la forme d'un listing condensé. Le programme complet est aussi enregistré par Elektor Software Service sur le disque ESS-001.

Une RAM (de Random Access Memory signifiant mémoire à accès aléatoire, lecture/écriture) statique est essentiellement composée d'une multitude de flip-flops et de décodeurs adresse. Ces décodeurs sont soit, directement intégrés sur le chip même de la RAM, soit formés de circuits intégrés (IC)

logiques discrets (TTL et CMOS). En tout cas, si quelque part à l'intérieur d'une carte mémoire, un IC est défectueux ou s'il y a un court-circuit ou encore un contact manquant, il y a de fortes chances pour que le programme contenu dans cette portion de mémoire se 'plante'. Un programme convenable

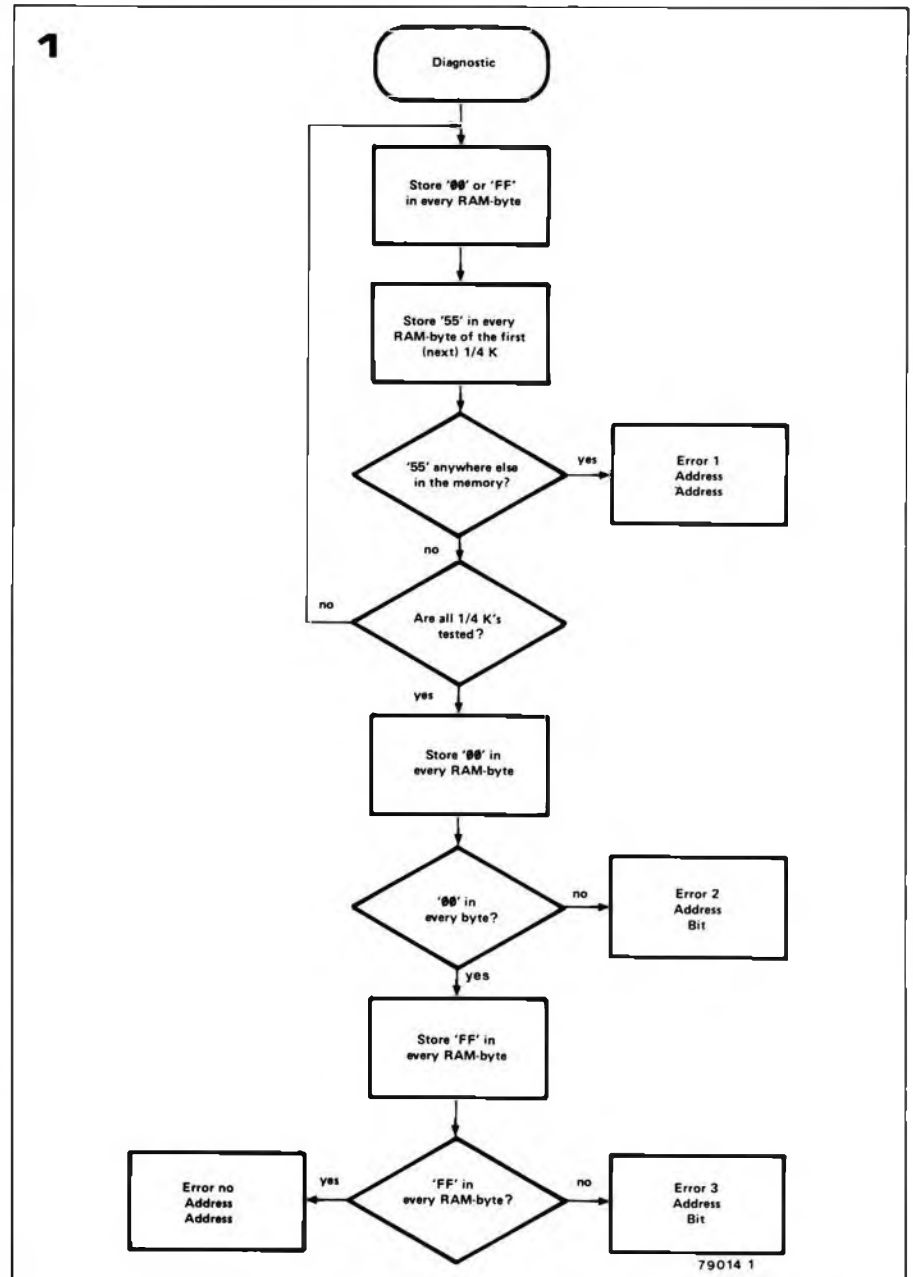


Table 1.

RAM - DG									
0C00	C4	5E	C9	06	C4	3D	C9	05	
0C08	C4	00	C9	FF	C9	00	C4	80	
0C10	C9	04	C9	03	C9	02	C9	01	
0C18	C4	3E	CA	1D	C4	00	37	C4	
0C20	55	33	3F	C2	01	CA	0A	CA	
0C28	10	C2	02	CA	0B	CA	11	3F	
0C30	C2	01	CA	13	C2	02	CA	14	
0C38	C4	00	CA	12	C2	10	CA	0E	
0C40	C2	11	CA	0F	C4	0D	37	C4	
0C48	B4	33	3F	C4	55	CA	12	C2	
0C50	0A	CA	0E	C2	0B	CA	0F	C2	
0C58	01	CA	13	C2	08	CA	14	C4	
0C60	0D	37	C4	B4	33	3F	C2	0E	
0C68	E2	01	9C	08	C2	0F	E2	02	
0C70	9C	02	90	22	C2	01	CA	13	
0C78	C2	02	CA	14	C2	02	0E	F4	
0C80	01	CA	0A	CA	0C	C2	0F	F4	
0C88	00	CA	0B	CA	0D	C4	0D	37	
0C90	C4	DC	33	3F	90	A2	C4	00	
0C98	CA	12	C2	10	CA	0E	C2	11	
0CA0	CA	0F	C4	0D	37	C4	B4	33	
0CA8	3F	C2	10	CA	0C	C2	11	CA	
0CB0	0D	C4	0D	37	C4	DC	33	3F	
0CB8	C4	FF	CA	12	C2	10	CA	0E	
0CC0	C2	11	CA	0F	C4	0D	37	C4	
0CC8	B4	33	3F	C2	10	CA	0C	C2	
0CD0	11	CA	0D	C4	0D	37	C4	DC	
0CD8	33	3F	C2	01	CA	13	C2	02	
0CE0	CA	14	C4	AA	CA	12	90	1B	
0CE8	C2	0C	CA	10	C2	0D	CA	11	
0CF0	C2	12	E4	55	9C	0A	C4	00	
0CF8	CA	13	C2	0F	CA	14	90	03	
0D00	40	CA	14	C4	01	31	C4	07	
0D08	35	C2	12	01	40	E4	AA	9C	
0D10	0A	C4	54	C9	00	C4	5C	C9	
0D18	FF	90	24	40	E4	55	9C	0A	
0D20	C4	06	C9	00	C4	00	C9	FF	
0D28	90	15	40	98	0A	C4	4F	C9	
0D30	00	C4	00	C9	FF	90	08	C4	
0D38	5B	C9	00	C4	00	C9	FF	C4	
0D40	79	C9	06	C4	50	C9	05	C9	
0D48	04	C9	02	C4	5C	C9	03	C4	
0D50	00	C9	01	C4	0E	37	C4	1C	
0D58	33	3F	C4	A0	CA	1D	C2	10	
0D60	CA	01	C2	11	CA	02	C4	00	
0D68	37	C4	55	33	3F	C4	00	C9	
0D70	FF	C9	00	C9	05	C9	06	C4	
0D78	0E	37	C4	1C	33	3F	C2	13	
0D80	CA	01	C2	14	CA	02	C4	00	
0D88	37	C4	55	33	3F	C4	00	C9	
0D90	FF	C9	00	40	E4	AA	98	0B	
0D98	40	E4	55	98	06	C4	00	C9	
0DA0	01	C9	02	8F	FF	8F	FF	C4	
0DA8	0E	37	C4	1C	33	3F	C4	0D	
0DB0	37	C4	02	33	3F	C2	0E	31	
0DB8	C2	0F	35	C2	12	C9	00	C2	
0DC0	0E	E2	13	9C	06	C2	0F	E2	
0DC8	14	98	0F	02	C2	0E	F4	01	
0DD0	CA	0E	C2	02	F4	00	CA	0F	
0DD8	90	DB	3F	90	DB	C2	0C	31	
0DE0	C2	0D	35	C1	00	E2	12	C9	
0DE8	02	01	C2	12	E4	55	98	05	
0DF0	40	98	0C	90	03	40	9C	07	
0DF8	C4	0C	37	C4	E7	33	3F	C2	
0E00	0C	E2	01	9C	09	C2	0D	E2	
0E08	02	9C	03	3F	90	CF	02	C2	
0E10	0C	F4	01	CA	0C	C2	0D	F4	
0E18	00	CA	0D	90	C0	C4	08	C8	
0E20	08	8F	FF	B8	04	9C	FA	3F	
0E28	00								

de débogage (aide à la mise au point) doit donc être capable de déceler une telle anomalie de fonctionnement.

La figure 1 représente l'organigramme du programme de diagnostic pour RAM. Une fois que le programme a été lancé, il inscrit '00'(16) ou 'FF'(16), dans chaque octet de la partie de RAM devant être testée. Cette dernière est choisie en introduisant son adresse de début et son adresse de fin. Le programme inscrit ensuite l'octet '55'(16) dans le premier 1/4 K du bloc suspect de la RAM (la carte RAM 4 K Elektor est structurée en blocs de 1/4 K).

Le programme cherche ensuite à voir si l'octet '55'(16) apparaît quelque part ailleurs dans la mémoire. S'il en est ainsi, c'est qu'il y a manifestement une erreur dans le décodage des adresses dans la RAM. Si le programme ne détecte aucun octet '55'(16) autre part dans la mémoire, il répètera ce même test mais en chargeant cette fois-ci l'octet '55'(16) dans le deuxième 1/4 K de la RAM testée. Le cycle se répète jusqu'à ce que tout le bloc de mémoire suspect ait été contrôlé.

Dès qu'une erreur est détectée, elle est aussitôt visualisée sur les afficheurs; à ce moment là le programme de test est stoppé. Il ne peut seulement reprendre que si le défaut en question a été supprimé.

La prochaine étape du programme consiste à charger l'octet '00'(16) à chaque position mémoire, puis à vérifier les contenus. Si tout est en ordre, le test se répète, mais en chargeant cette fois-ci l'octet 'FF'(16). Si tous ces tests se révèlent négatifs, il est alors certain que le mauvais fonctionnement d'un programme chargé dans la section mémoire testée n'est pas dû à une erreur dans le hardware de la carte mémoire.

Programme

Le tableau 1 nous donne le listing

complet et condensé du programme de diagnostic pour RAM. Le programme est chargé à partir de l'adresse 0C00; c'est donc à partir de cette adresse qu'il doit être lancé. L'octet 'FF'(16) pour le premier test peut être chargé à l'adresse 0C39.

Quand le programme démarre le message 'DG' devrait apparaître sur les afficheurs; à ce moment là on introduit l'adresse de début de la partie de mémoire que l'on souhaite vérifier. Comme on peut le voir sur l'organigramme, cette adresse doit correspondre à l'adresse initiale d'un IC RAM de 1/4 K; d'autre part la longueur de la partie de mémoire testée doit être un multiple de 1/4 K (x8). On doit immédiatement faire suivre l'adresse de début par l'adresse de fin du bloc mémoire suspect (par exemple 1000 jusqu'à 1FFF). Le programme démarre dès que l'adresse de fin aura été introduite. Le test de toute une carte RAM 4 K prend approximativement 2 minutes. Il est tout à fait possible de vérifier de plus grandes plages de mémoire en modifiant les limites des pages. Le temps pris par le test augmente de façon exponentielle en fonction de la taille de la mémoire testée. Durant le test, les afficheurs visualiseront la dernière adresse entrée. Le programme se termine par l'un des quatre verdicts suivants:

'Error no' Cette indication sur les afficheurs signifie que la RAM en question est en parfaite santé. Ce message est immédiatement suivi de l'adresse de début et de l'adresse de fin de la portion de mémoire qui vient d'être contrôlée. 'Error 1' Si ce message apparaît, cela veut dire que le programme a découvert l'octet '55'(16) dans une partie de la mémoire où il n'aurait pas dû se trouver. Cela indique une anomalie dans le décodage adresse, causée par exemple, par un court-circuit sur une ligne CE des RAM considérées. Ce message est

immédiatement suivi par l'adresse de la RAM 1/4 K qui est en défaut. Si l'on souhaite avoir l'adresse exacte de la cellule mémoire défectueuse, on utilise la routine 'MODIFY' pour charger 'FF' à l'adresse 0C39, puis on relance le programme. L'adresse exacte de l'emplacement mémoire où l'erreur a été trouvée sera immédiatement visualisée après les adresses de début et de fin du 'bloc' reconnu coupable.

'Error 2' Ce message indique qu'un ou plusieurs bits n'ont pas été remis à zéro (chargés avec 0). La première adresse où cela se produit est visualisée, suivie par un nombre composé de deux chiffres. Ce nombre nous signale le (ou les) bit(s) erroné(s). Par exemple, '0F' signifie que les bits 0, 1, 2 et 3 de l'octet en question contiennent un '1' au lieu d'un '0'. Les causes possibles d'une telle erreur peuvent être dues à un IC RAM défectueux, à des soudures sèches, à des supports d'IC présentant de mauvais contacts ou encore à une coupure des lignes CE ou Read/Write.

'Error 3' Il s'agit rigoureusement du même défaut que précédemment, excepté que l'on vérifie que chaque bit est bien à '1'. On visualise de même la première adresse où l'on a détecté un '0'.

En conclusion il faut remarquer que le message 'Error' n'indique pas systématiquement une erreur dans le hardware mémoire. Il est tout à fait plausible que le programme détecte une première fois une erreur, puis plus rien d'anormal si l'on relance le programme une seconde fois. Si cela venait à se produire, il faudrait presque certainement incriminer, soit des tensions d'alimentation défectueuses, soit de mauvaises capacités de découplage, soit encore des drivers de bus ayant une sortie trop faible.

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 537(8)(9)....	350
	50 BC 537(8)(9)....	350
Kit 3	10 BY 126	
	10 BY 127	
	10 IN 4002	
	5 BY 164	
	5 BY 179	
	1 Pont 5A 200V....	500
Kit 4	10 2N3055	
	10 Triacs 8A 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 161J	
	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 " " T066.....	50
5 " " T0220.....	50
50 1N4148.....	100
15 Diodes 1A5 200V.....	75
15 " 1A5 600V.....	110

VOLTAGE REGULATORS	
78.. T0220.....	44
79.. ..	50
78.. TOJ.....	58
79.. ..	75
78L.. T092.....	25
78M.. T0220 (500ma).....	35
79M.. ..	40

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

Résistances carbone	
0.9W.....	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
3.5W 1%.....	10
3.5W 5%.....	1550

Commuteurs 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
100ua 500ma 1A 5A.....	390
10V 15V 30V 50V 100V 300	380
1A 5A AC.....	425
50ua.....	340
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 melangé.....	20
10 même type.....	17
25 melangés.....	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.....	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.....	228
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 6V	
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
HA1141JR.....	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.....	190
6-12-24V DC.....	240
24-220V AC.....	50
Socquet cablage ou C.I.	
Relais miniature 1A5.....	120
15x10x10m/m.....	120
Relais Reed DIP.....	120

Boites complètes ELECTOR(uur)	
Ampli 4 w 7710/1.....	250
15 w 7710/2.....	400
Preampli 9191.....	750
Digisplay 9376.....	940
Compte tour 9392/1+2.....	900
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.....	1050
TIME BASE 9448.....	1050
GEN RF XR2206 9453.....	1595
ALIM LM317 9465.....	937
Mire CCIR 9800/1.....	2005
9800/2.....	535
4800/3.....	860
LED UAA170 9817/1+2.....	620
Magnétique 9827.....	395
SC/MP 9846/1.....	1550
9846/2.....	1650
9851.....	2851

Interrupteur horaire.....	780
Chargeur d'accus 4xUmJ.....	375
Piles rechargeables UmJ.....	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 3A.....	47
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 4BLE	
Allumage elect.....	1230
AMPLI 2W5 BE 120.....	350
BE0 122.....	250
BE0 130.....	673
BE0 131.....	600
BE0 132.....	600
BE0 133.....	410
BE0 134.....	600
BE0 135.....	846
BE0 136.....	630
BE0 137.....	734
BE0 145.....	920
BE0 148.....	392
BE0 149.....	824
BE0 150.....	625
BE0 152.....	808
BE0 153.....	90
AMPLI 2x40W BE0 161.....	2615
BE0 162.....	885
R B 3 866/A.....	5120
R B 0 873.....	5525
BEK 023.....	1765
BEK 036.....	3175
BEK 022.....	3535
BEK 024.....	880

Tables de mixages	
T.T.I. 501.....	2265
1050b.....	3250
1060A.....	3927
PREVOX MX 660.....	2740
MX 777.....	3441
MX 888.....	4954

Plaques C.T. 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.	
Per a souder 25 w.....	280
40 w.....	300
Pinces pour spots.....	230
Petit rouleau de soudure.....	40

Appareil de mesure	
Multimetre 1000 ohm/V.....	400
5000.....	520
20000 ohm/V 57205.....	660
7202.....	765
7201.....	905
7082.....	1320
7001.....	1890
Voyants neon rouge-vert	
jaune-blanc220V.....	25
Chambre d'echo MELOS.....	4325

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

Modos de paiements
 Versement bancaire ou ccp
 compte 371.0401042.13
 271.0047735.43
 000.0240558.45

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



TEL. 067/224642

149 Rue de Namur 1400 Nivelles Belgium

TELEX 57736



Dahms Electronic

32, rue Oberlin - 67000 STRASBOURG - Tél. (88) 36.14.89 -

QUALITE - PRIX - CHOIX - NOUVEAU PROGRAMME 1979 - NOUVEAUX PRIX

Diodes 250 Types ; Transistors 900 Types ; Thyristors 50 Types ; Triacs 20 Types ; TTL 300 Types ; C-MOS 200 Types ; C.I. Linéaires 680 Types ; Leds 50 Types ; Afficheurs 60 Types ; Supports C.I. et Transistors 50 Types, plus Résistances, Condensateurs, Relais, Roues Codeuses, Fiches, Prises et Interrupteurs, Glissières etc... - SERVICE CIRCUITS IMPRIMES ELEKTOR-.

BC 108 B	1,40	LM 308 K	13,00	RC 4138 N	6,20	SN 74 LS 124	7,90	TBA 480	14,00	TDA 1054	11,20	XR 205 CN	56,40
BC 177 B	1,50	LM 317 T	16,00	S 566 B	23,00	SN 74 LS 175	6,20	TBA 540	13,70	TDA 1412	6,80	XR 2206 CP	39,00
BC 547 B	0,80	LM 318 H	18,00	SAA 1004	15,60	SN 74 LS 247	6,80	TBA 641 B 11	14,80	TDA 2002	15,00	XR 2207 CP	33,00
BC 568 B	0,80	LM 324 N	4,90	SAJ 110	13,90	SN 74 LS 367	4,80	TBA 720 A	16,80	TDA 2020	30,00	XR 2208 CP	33,00
BD 139	2,40	LM 380 N	9,70	SAK 215	17,80	SN 16948 BN	13,90	TBA 780	17,20	TDA 2150	14,60	XR 2211 CP	46,00
BD 240	4,00	LM 387 N-B	7,60	SAS 580 S	15,60	SN 16962 AN	13,40	TBA 800	7,50	TDA 2510	23,00	XR 2242 CP	19,00
BDX 18	8,00	LM 391 N-BO	17,00	SAS 570 S	15,60	SN 28654 N	19,80	TBA 810 S	8,40	TDA 2610	23,40	XR 2271 CP	14,00
BF 779	7,90	LM 706 N-B	2,90	SN 7400	1,40	SN 29788 N	26,00	TBA 920 S	16,80	TDA 2631	17,70	11 C 90 DC	110,00
MJ 1001	11,00	LM 723 N	3,80	SN 7404	1,80	SN 75108 N	10,80	TBA 970	17,10	TDA 2690 A	22,80	95 H 90	68,00
MJ 2501	14,00	LM 741 N-B	2,80	SN 7408	1,80	SN 75462 P	5,80	TBA 1440	19,40	TDA 2730	46,00	78... UC	8,00
2N 2848	5,00	LM 747 N	4,80	SN 7413	2,70	SN 75491 P	6,80	TCA 105 B	11,70	TDA 2870	23,20	78... KC	13,00
2N 3055	5,20	MC 1310 P	10,80	SN 7432	2,10	SN 75492 P	6,80	TCA 205 A	16,30	TDA 3060	31,20	78H...5V,12V,15V	58,00
CA 3089 E	18,00	MC 1468 P	3,80	SN 7442	3,80	SN 76001 AN	11,00	TCA 280	15,50	TDA 4050	19,40	79... UC	8,00
CA 3140 T	8,70	MK 50398	74,00	SN 7447	5,80	SN 76013 ND	16,20	TCA 315 A	6,70	TDA 4260	13,80	79... KC	13,00
ICL 8038	32,00	MM 5318	37,00	SN 7473	2,50	STK 020	48,00	TCA 440	13,80	TDA 5500	22,00	LEDS	
ICM 7045	104,50	MM 74 C 00	2,00	SN 7475	3,50	TAA 550	1,90	TCA 520 B	22,00	TDA 9400	38,00	Rouge RO5 ou RO3	1,00
CD 4001	1,80	MM 74 C 14	2,90	SN 7480	3,20	TAA 611 B 12	9,90	TCA 671	9,30	TL 081 CP	5,60	Vert GO5 ou GO3	1,20
CD 4006	8,60	MM 74 C 73	4,50	SN 74121	2,80	TAA 611 C 11	19,80	TCA 830S	9,10	TL 082 ACP	9,50	Jaune YO5 ou YO3	1,20
CD 4011	1,80	MM 74 C 90	7,80	SN 74154	7,80	TAA 621 A 12	23,00	TCA 940	16,00	TL 083 CN	9,30	Orange O5 ou O3	2,30
CD 4013	3,00	MM 74 C 154	18,90	SN 74192	6,80	TAA 761 A	5,00	TCA 985	12,30	TL 084 CN	11,00	BPW 34	16,00
CD 4016	3,20	MM 74 C 175	8,80	SN 74195	5,80	TAA 775 G	19,50	TCA 991	8,40	TL 440 CN	6,80	DL 701	10,50
CD 4017	6,90	MM 74 C 193	9,80	SN 74 LS 00	2,00	TAA 881 A	5,00	TDA 1003 A	18,50	TL 560 CP	5,80	DL 704	10,50
CD 4027	4,50	MM 74 C 903	3,10	SN 74 LS 08	2,00	TAA 885 A	5,80	TDA 1004 A	24,00	TMS 3874 NL	25,00	DL 707	10,50
CD 4040	3,20	MM 74 C 926	46,80	SN 74 LS 13	3,80	TAA 2781 A	8,80	TDA 1024	12,40	UAA 180	18,00	COY 91 AK	11,00
CD 4611	8,80	NE 556 N-B	3,00	SN 74 LS 32	2,80	TAA 2785 A	9,80	TDA 1034	34,00	UAA 190	18,00	DL 746	19,00
CD 4628	12,00	NE 566 N	5,30	SN 74 LS 75	3,80	TBA 120 S	6,20	TDA 1037	14,20	UAA 210	22,00	DL 747	19,00
LM 385 H	6,20	NE 571 N	47,00	SN 74 LS 90	4,10	TBA 120 T	9,80	TDA 1047	22,00	ULN 2003 AN	8,90	DL 748	19,00

VENTE PAR CORRESPONDANCE

CATALOGUE 1979 CONTRE 4 TIMBRES A 1,20 Frs

COMPUTER KIT CENTER

Toute l'informatique individuelle

- Micro-ordinateurs en kit
- Initiation aux micro-processeurs
- Cours de programmation
- Logiciels d'application
- Service après-vente
- Composants
- Surplus électroniques

VENTE PAR CORRESPONDANCE
téléphonez: (40) 47.49.81

'COMPU KIT CLUB' club d'utilisateurs, importante remise aux adhérents sur le prix des cours, des livres, des matériels.

Pour tous renseignements concernant le COMPUTER KIT CENTER et COMPU KIT CLUB
Compléter le cadre ci-dessous et le renvoyer à COMPUTER KIT CENTER 9, rue des Remorqueurs
44033 NANTES CEDEX

NOM Prénom

Profession

Adresse

fanatron

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
 - interfaces série et parallèle
 - interface vidéo 16 L x 48 C
 - clavier alphanumérique
 - RAM utilisateur 1K octets
 - 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
 - afficheur 8 digits
 - clavier 20 touches
 - 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. reg. 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 Recept. PO GO 2 transis	53,80
OK 82 Mini-orque électronique	63,70
OK 83 Emetteur radio-com	83,70
OK 86 Mini-freq. 1 MHz	244,00
OK 99 Recepteur radio com.	87,20
OK 104 Thermostat 0 à 100°C	112,70
OK 105 Mini-recepteur FM	57,80
OK 106 Emetteur à ultra-sons	63,30
OK 108 Recepteur d'ultra-sons	93,10
OK 116 Compte-poses 0 à 3 mn	102,90
OK 122 Recept. VHF 26 à 200 MHz	125,00
OK 123 Gene BF 1 Hz - 400 K Hz	273,40
OK 13a convert. 144 MHz FM	106,00
OK 140 Centrale anti-voit	345,00
OK 141 chrono digital	195,00
OK 152 Emetteur FM 144 MHz	255,00
OK 154 Anti-voit pour motos	125,00

KITS ELCO

EL 12 Modul 3V - négatif	125,00
EL 19 Chemilard 8 voies	220,00
EL 40 Stroboscope 150	150,00
EL 46 Stroboscope 300	260,00
EL 56 Antivol auto	68,00
EL 59 Alim. reg. 5.15 v/d 5 A	89,00
EL 62 Adapt. micro modulat	55,00
EL 65 Vu mètre ste. 10/100 W	89,00
EL 71 Modul 3V à micro	185,00
EL 91 Fréquence 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	185,50
HF 325 Tuner FM sensib. 2 uV	307,90
HF 330 Décodeur stéréo	113,10
GU 330 Tremolo pour guitare	98,00
AT 347 Roulette à LED	138,50
HF 375 Mini-recepteur FM	52,00
HF 385 Pré-ampl. VHF/UHF	97,70
HF 395 Pré-ampl. anten. AM/FM	29,80

KITS AMTRON

UK 92 Ampli-telephonique	138,00
UK 114 Ampli 20 W eff	172,30
UK 230 Ampli-antenne AM/FM	58,50
UK 251 Générateur 5 rythmes	292,00
UK 285 Ampliant VHF/UHF	107,80
UK 502 Mini-recept. PO GO	72,30
UK 527 Recepteur VHF 110-150 MHz	264,50
UK 545 Recepteur AM/FM 25-150 MHz	183,80
UK 572 Recept. pocket PO GO	149,80
UK 707 Cadenceur d'essure glaces	106,40
UK 780 Detecteur de metaux	168,80
UK 875 Alimtage électronique	232,00
UK 952 Emetteur infra-rouge	184,00
UK 957 Recepteur infra-rouge	305,00
UK 965 Convertis 27-16 MHz	277,00

KITS IMD

KN 3 Ampli telephonique	83,00
KN 11 Modul de fum 3 can	129,00
KN 12 Ampli 4.5 W mus	52,00
KN 23 Horloge numerique	135,00

CHESS 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, √X, 1/x, π, parenthèses, mémoire. Dimensions 45 x 35 mm. Livrée avec piles, bracelet cuir, notice illustrée de montage. **169 F**

VENTE PAR CORRESPONDANCE

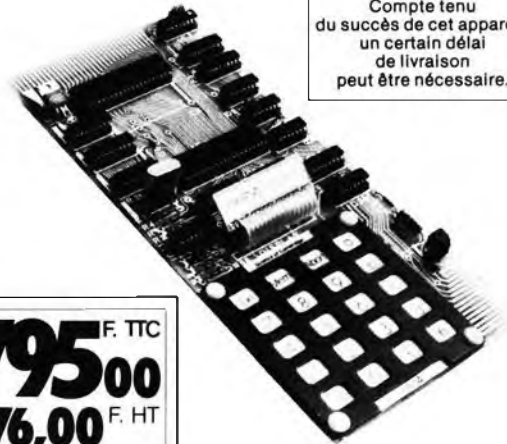
Ajouter le port 14 F jusqu'à 1 kg, 25 F de 1 à 5 kg. Paiement par chèque, mandat ou contre remboursement.

- 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 _____

MK14 KIT MICRO PROCESSEUR SC/MP

distribué par JCS composants



Compte tenu du succès de cet appareil, un certain délai de livraison peut être nécessaire.

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**

Liste des revendeurs

CHAMPRIER 42300 ROANNE	FANATRONIC 75015 PARIS
CHARLET 47000 AGEN	FANATRONIC 92000 NANTERRE
C.S.E. 57000 METZ	REBOUL 25000 BESANCON
DECOCK 59000 LILLE	SELECTRONIC 59000 LILLE
ELECTROME 33000 BORDEAUX	SELFCO 67000 STRASBOURG
EQUIPT. ELEC. 68100 MULHOUSE	

IMPORTATEUR : JCS COMPOSANTS

35, rue de la Croix-Nivert 75015 PARIS Tél. 306.93.69

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

- ACCESSOIRES POUR ENCEINTES •
- COINS CHROMES
- AM 20, pièce 2,10 • AM 21, pièce 2,10
- AM 22, pièce 4, — • AM 23, pièce 4, —
- AM 25, pièce 1,40
- Cache-jack fem. p. chas. F 1100 1,80 F
- POIGNEES D'ENCEINTES
- MI 12 plast. 4 F • MAM 17 mét. 24, — F
- Poignée valise ML 18 8, — F
- Placa caoutch. ø 30 mm, haut. 13 mm
- Prix 1,30 F

TISSUS

Nylon spécial pour enceintes
Coulure champagne.
en 1,20 de large le m 48, — F
Marron en 1,20 le m 58, — F
Noir pailleté argent 1,20 le m 68, — 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 magnétophones stéréo pré-écoute sur voies PU et magnétophone (doc. spéciale s/demande contre 0,80 F)
- PRIX 1600, — F



Echo
Répétition
Multi-répétition
Réverbération Hall
Alimentation 110/220 V 1600, — F

RESSORT DE REVERBERATION > HAMMOND <

MODELE 4 F 152, — F
MODELE 9 F 220, — F

MODULES CABLES POUR TABLES DE MIXAGE

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

TETES MAGNETIQUES

Waelke - Bogen - Photovox - Nortronics
Pour magnétophones: cartouches, cassettes, bandes de 6,35
MOND - STEREO - 2 ET 4 PISTES
PLEINE PISTE

TETES POUR CINEMA

8 mm - SUPER 8 et 16 mm
Nous consulter

CHAMBRE DE REVERBERATION EFFETS SPECIAUX

(Décrit dans > E.P. < de fév. 1977)
• 7 transistors • Ampli et préampli incorporés • Entrées et sorties 10 mV • Dim.: 430 x 170 x 50 mm • Poids: 2 kg • Alimentation par piles.



Réverbération réglable en temps et en amplitude.
S'adapte immédiatement sans modification à l'entrée d'un ampli.
EN KIT, COMPLET 290, — F
EN ORDRE DE MARCHÉ 370, — F
Nouveau modèle avec alim. secteur
110/220 V 570, — F

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 "COGETO" - Toutes valeurs de 4700 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 µF, 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 sertit metal, les 50 en 5 valeurs	10 F

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

SUPPORTS CI

8 broches	1,70
14 broches	2,10
16 broches	2,30
24 broches	3,40
40 broches	7,50

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 intégré 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 - 7437 - 7438	2,-
7416 - 7417 - 7472 - 7473 - 7474 - 7476 - 7486 - 74121	2,80
7406 - 7407	2,70
7413 - 7470	3,40
7475 - 7490 - 7492 - 7493	4,80
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	80,-
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,-
MJE 1100	12,-
MJE 2801	15,-
MJE 2901	24,-

CIRCUITS INTEGRES CMOS

4001 à 4007	3,-
4008 - 4022	10,-
4009 - 10 - 19 - 30 - 33 - 49 - 50	7,50
4011 - 23 - 25	3,-
4013 - 16 - 27	6,50
4014 - 15 - 17 - 18 - 20 - 21 - 28 - 29 - 12	9,-
4023 - 51 - 52 - 53 - 66	9,-
4034 - 40 - 41 - 44 - 46 - 47 - 60	12,-
4035	14,-

PONTS REDRESSEURS

W 02 - 1 A - 200 V	5,70
W 06 - 1 A - 600 V	8,90
KBP 02 - 1,5 A - 200 V	6,30
KBP 05 - 1,5 A - 600 V	8,80
B 80 32/22 - 3,2 A - 80 V	10,-
B 250 32/22 - 3,2 A - 250 V	12,-
B 80 50/30 - 5 A - 80 V	15,-
KBPC 2504 - 25 A - 400 V	28,-

• CI •

Orgue électronique	
SA A 1004-1005	40,-
SAJ 110	30,-
TDA 0470	28,-
AY 1/0212	105,-
AY 1/1320	99,-
25002	19,-
74 S 124	65,-
TL 074	20,-

Radio-Télévision

SA A 1024	88,-
SA 1025	180,-
TBA 120 B	18,-
TBA 800	20,-
TBA 940 A	50,-

Télévision

TAA 790 B	64,-
TBA 950 F	46,-

S.G.S. ATES

TDA 2002	23,-
TDA 2020	38,-

SIEMENS

UAA 170	23,-
UAA 180	23,-
SAS 560	27,-
SAS 570	27,-

MODULES ENFICHABLES POUR MAGNETOPHONE

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

PLATINES NUES POUR MAGNETOPHONE

Cartouche 8 pistes, lecteur	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: 1000 F

Nouvelle réalisation de MAGNETIC FRANCE dans le domaine des orgues électroniques. Une curieuse brochure est parue en 1975. Elle tendait à prouver que ZARLIN l'inventeur de la gamme de musique avait fait une grave erreur et que DO - RE - MI - FA - SOL - LA - SI - DO étaient faux. L'auteur préconisait une nouvelle gamme dont tous les sons étaient octave de 1 ou des nombres premiers, soit une nouvelle répartition des sons dans l'octave à partir de 1. Ce qui donne 8 notes au lieu de 7. C'est la réalisation faite par MAGNETIC FRANCE et le nouvel orgue peut être vu et entendu dans son auditorium. Cette réalisation ouvre de nouveaux horizons à tout les compositeurs.

PIANO-CLAVECIN-ORGUE 5 OCTAVES

'MF 50 S' COMPLET EN KIT 2700 F



EN MODULES SEPARES

- Ensemble oscillateur/diviseur. Alimentation 1 A 930,- F
- Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquettes percussion piano 1450,- F
- Boîte de timbres piano avec clés 215,- F
- Valise gainée 400,- F
- ORGUE SEUL, 5 OCTAVES, en valise Avec ensemble oscillateur ci dessus 2200,- F
- Boîte de timbres supplémentaire avec clés pour orgue 280,- F

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts			PEDALIER
		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 octave	750 F	950 F			

Boîte de rythmes "Supermatic"	
"S 12"	1480,- F
"Elgim Match 12"	900,- F

Réalisation ELEKTOR N° 3

Piano 5 octaves	
Générateur universel avec diviseurs le C. Imp	29,- F
le kit complet sans C. Imp	300,- F
Module 1 octave le C. Imp.	37,25 F
le kit complet sans C. Imp.	250,- F
Filter et pré ampli. Le C. Imp.	68,- F
le kit complet sans C. Imp.	350,- F
Alimentation. Le C. Imp.	22,- F
le kit complet sans C. Imp.	160,- F
Clavier 5 octaves avec 1 contact	700,- F
Valise pour piano 5 octaves	500,- F
Piano complet en kit	3500,- F

Réalisation ELEKTOR N° 4

Chambre de réverbération digitale	
C.I. carte principale,	
le C. Imp nu	49,- F
Carte d'extension, le C. Imp nu	14,- F
Kit complet du matériel carte principale sans C. Imp.	530,- F
Kit complet pour la carte extension sans C. Imp.	750,- F
MINI FREQUENCE METRE	
Circuit imprimé nu	88,75 F
Kit complet sans circuit imprimé	285,- F
Résistances à couche métallique, 1 et 2%, 1/3 de W par 10* 2,- F	
* même valeur par 100* 15,- 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

CREDIT

Nous consulter
RER et Métro: Nation
FERME LE LUNDI

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

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

POITIERS
electronique
 Composants passifs et actifs - T.T.L. - C.MOS.
 CIRCUITS «EPS» • Micros ordinateurs • KITS
 SAD 1024 ... 70,00 FF 95H90 ... 60,00 F
 TUP ou TUN, les 10 8,00 F BC 177 ... 1,20 F BC 109C 1,80 F
 BC 107 ... 1,20 F XR 2206 ... 0,70 F 1N4148 ... 10,00 F
 LED 5 mm rouge ou vert, les 10 ... 1,20 F
 1N4007 ... 38,00 F
 zener 5 à 24 V, 0,5 W ... 0,20 F
 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

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



Sidac

coffrets TEKO
 matériel de perçage des
 APPLICATIONS RATIONELLES
 transformateurs toriques: SUPRATORE
 les contrôleurs PANTEC et bien sûr 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

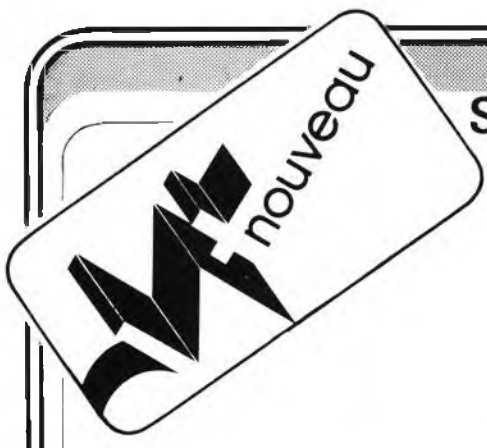


notre offre du mois

LED rouge, vert ou jaune + support	la pièce	1F50
Triac 8 A, 400 V GE	les trois	15F00
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!

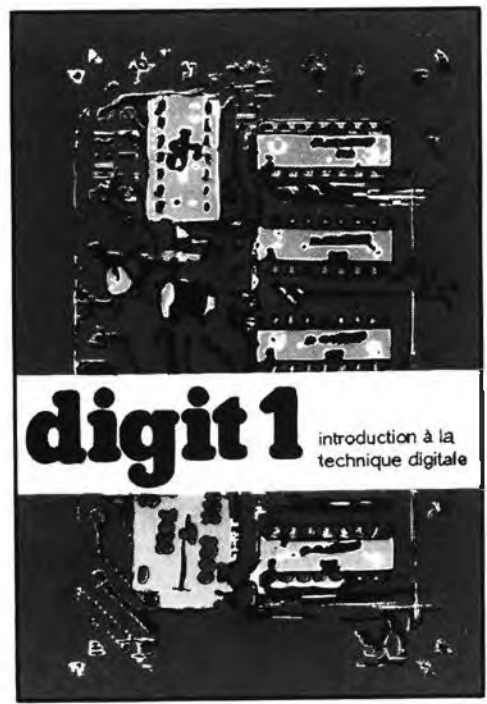
LISTE DES POINTS DE VENTE EPS + ESS		75006 PARIS	ELEKTRONIKLADEN
02000 LAON	LAON TELE 1, rue de la Herse	75011 PARIS	135 bis, bd de Montpensasse
16000 ANGOULEME	ELECTRONIC LABO 84, route de Royan	75015 PARIS	MAGNETIC FRANCE 11, place de la Nation
25000 BESANCON	REBOUL 34 36, rue d'Arènes	75015 PARIS	FANATRONIC 35, rue de la Croix Nivert
26500 BOURG-LES-VALANCE	ECA ELECTRONIQUE 22, quai Thannaron	75016 PARIS	RADIO BEAUGRENELLE 6, rue Beaugrenelle
30000 NIMES	LE POINT ELECTRONIQUE 14, rue Roussy	80000 AMIENS	PENTASONIC 5, rue Maurice Bourdet
30000 NIMES	SONI.FO. 14, rue Auguste	86360 CHASSENEUIL	EUREKA ELECTRONIQUE 6, rue Allart
34000 MONTPELLIER	SON ET LUMIERE 5, rue d'Alsace	89100 SENS MAILLOT	J.F. ELECTRONIQUE Rue du Commerce RN10
40000 NANTES	KIT 44 65, quai de la Fosse	90000 BELFORT	SENS ELECTRONIQUE Galerie marchande GEM
45000 ORLEANS	L'ELECTRON 37, Faubourg St Vincent	90000 VIEUX BELFORT	ELECTRON BELFORT 10, rue d'Evette
45000 ORLEANS	R.L.C. ELECTRONIQUE 152, rue de Bourgogne	92000 NANTERRE	ELECTRONIC CENTER 1, rue Christophe Kallier
49300 CHOLET	B.G.M. ELECTRONIQUE 16, rue St Martin	92240 MALAKOFF	FANATRONIC 2, bd du Sud-Est
54400 LONGWY	COMELEC 66, rue de Metz		B.E.R.I.C. 43, bd Victor Hugo B P 4
57000 METZ	C.S.E. 15, rue Clovis	BELGIQUE:	
58000 NEVERS	CORATEL 12, rue du Banlay	1030 BRUXELLES	CAPITANI 78 80, rue du Corbeau
59000 LILLE	DECOCK ELECTRONIQUE 4, rue Colbert	1000 BRUXELLES	G.M. ELECTRONICS 213 bd Lemonnier
59000 LILLE	SELETRONIC 14, boulevard Carnot	1000 BRUXELLES	VADELEC 35-37, rue de la Roue
62000 CALAIS	V.F. ELECT. COMPOSANTS	1300 WAVRE	ELECTROSON WAVRE 9, rue du Chemin de Fer
	21, rue Mousigneur Piedfort	1400 NIVELLES	TEVELABO 149, rue de Namur
	ELECTRON SHOP 20, rue de la République	2000 ANTWERPEN	E.D.C. Minderbroedersru 40-42
63000 CLERMONT FERRAND	SIDAC Grand Passage 21, rue Blatin	4220 JEMEPPE	SPECTRASOUND 16, rue du Pont
63000 CLERMONT FERRAND	BRIC ELECTRONIC 39, Faubourg National	5700 AVELLAIS	PIERRE ANDRE 25, rue du Dr Romedanne
67000 STRASBOURG	DAHMS ELECTRONIQUE 32, rue Oberlin	6000 CHARLEROI	LABORA 7-14, rue Turanne
67000 STRASBOURG	ELECTRONIC CENTER 18, rue Ernest Meninger	7000 MONS	COMELEC 26, rue des Juifs
68000 MULHOUSE	R.I.D. Parc d'Entremont - 6, rue des Deillats	7000 MONS	MULTIKITS 41, rue des Fripiens
68170 RIXHEIM	ELECTRO SOLD 21, rue St Martin	SUISSE:	
72000 LE MANS		2922 COURCHAVON	LEHMANN J. Jacques (radio T.V.)



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.

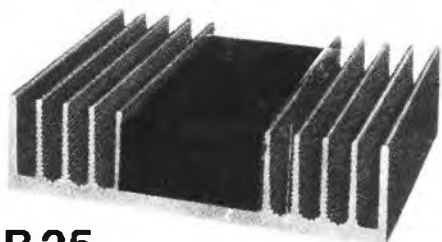
Prix 50,- F, circuit imprimé compris.



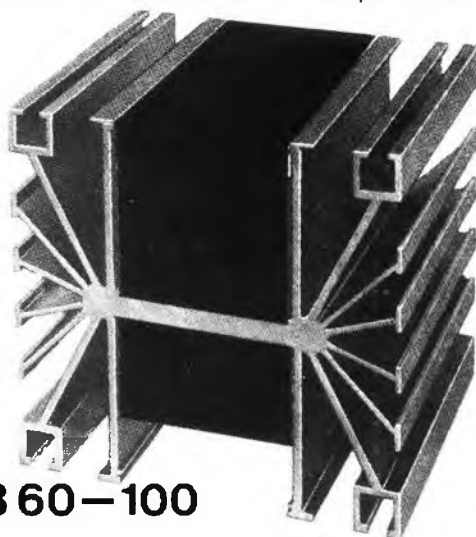
AMPLIFICATEURS HYBRIDES

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 connections 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.