

elektor

no.11
mai 1979

8 FF
59 FB

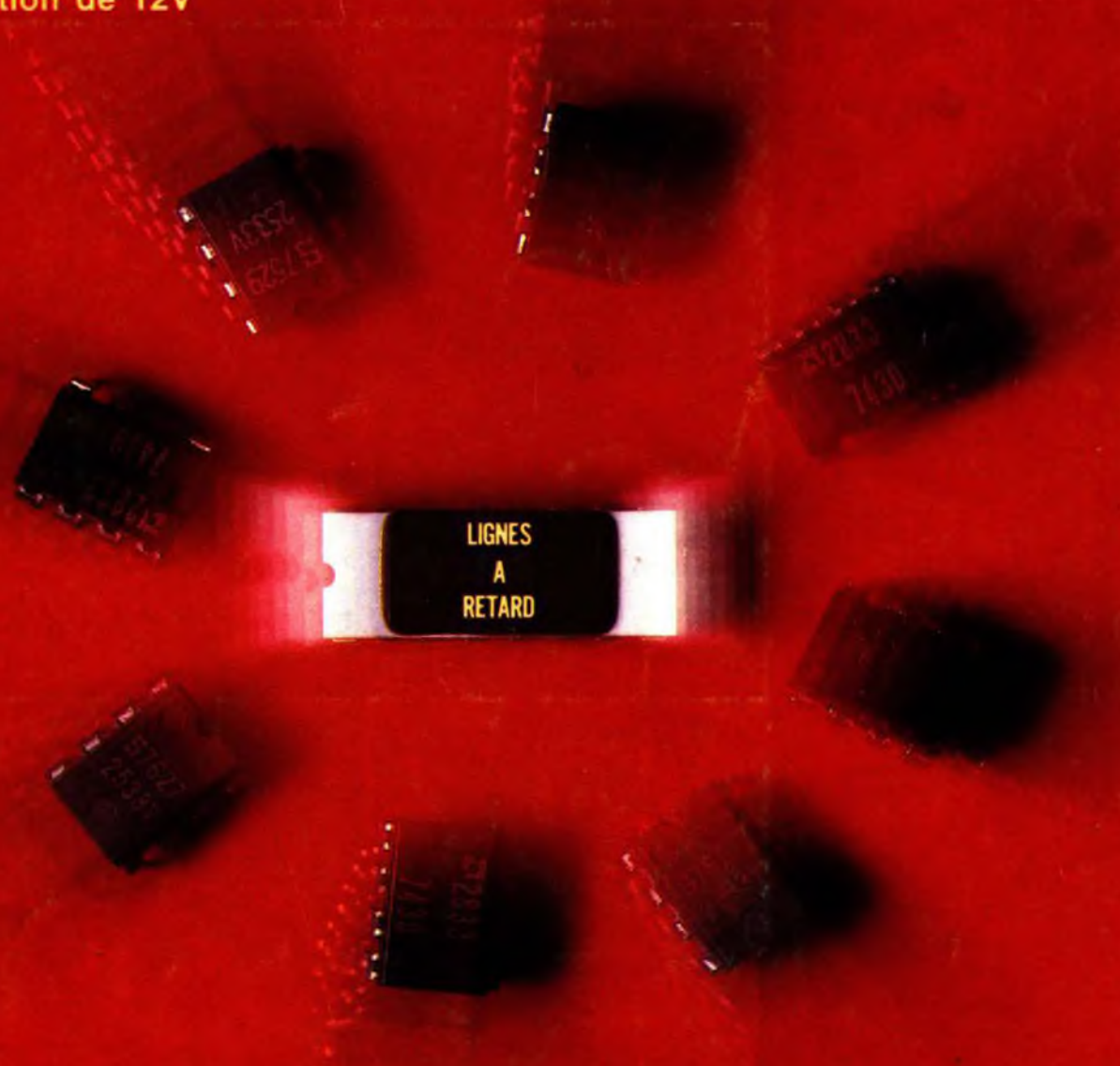
électronique pour labo et loisirs

ICU

un 'mini' microprocesseur

stentor

plus de 70W avec une
alimentation de 12V



alimentation de
laboratoire robuste

SUISSE 4,40 FS
ITALIE 1500 Lire
ESPAGNE 180 Peseta
CANADA 1,75 \$ (surfacteur)
CANADA 2,55 \$ (par avion)
ALGERIE 10 Dinars
TUNISIE 1000 Mli

elektor 10 décodage

2e année

avril 1979

ELEKTOR sarl

B.P. 59; 45, Grand' Rue; Le Douliou; 59940 Estaires
Tel.: (20) 43.86.61

Heures d'ouverture: 8h30 - 12h45 et 13h30 - 16h45,
du lundi au vendredi

Banque: Crédit Lyonnais Baillieu 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 mai 1979	52 FF	65 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. Pauptit

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. Rooij

Toute correspondance sera adressée au département concerné à l'aide des initiales suivantes:

QT = question technique
RE = rédaction (propositions d'articles, etc.)
ABO = abonnements

PUB = publicité

ADM = administration

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 buts privés ou scientifiques et non-commerciaux.

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

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

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

DROIT DE REPRODUCTION:

Elektor 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 imprimé aux Pays Bas

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

Types de semi-conducteurs

Il existe souvent de grandes similitudes de caractéristiques entre bon nombre de transistors de dénominations différentes. C'est pourquoi, Elektor présente de nouvelles abréviations pour les semiconducteurs 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
I _{hfe} , min	100
P _{tot} , max	100 mW
f _T , min	100 MHz

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

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

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

Voici quelques types version 'DUS': BA 127, BA 217, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4143.

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

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

Familles BC 107 (-8, -9)

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

Familles BC 177 (-8, -9)

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

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

Valeur des résistances et capacités

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

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

Quelques exemples:

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

Sauf indication contraire, les résistances utilisées dans les schémas sont des 1/4 watt, carbone, de tolérance 5% max. Valeurs de capacités: 4p7 = 4,7 pF = 0,000 000 0047 F
10 n = 0,01 μF = 10⁻⁸ F
La tension en continu des condensateurs autres qu'électrolytiques est supposée être d'au moins 60 V; une bonne règle est de choisir une valeur de tension double de celle d'alimentation.

Points de mesure

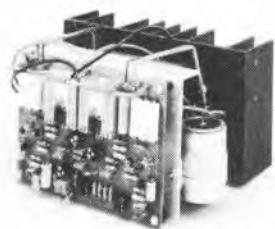
Sauf indication contraire, les tensions indiquées doivent être mesurées avec un voltmètre de résistance interne de 20 kΩ/V.

Tension secteur

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

Services aux lecteurs:

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



Dans l'Iliade, l'épopée d'Homère, Stentor est le nom d'un homme ayant une voix, plus forte que celle de cinquante guerriers. Aujourd'hui grâce à l'électronique, Stentor sera le nom d'un amplificateur cinquante fois plus puissant qu'un récepteur à transistors! Pouvant être alimenté par une batterie de 12 V, cet amplificateur sera idéal pour les défilés de kermesse ou pour tout autre manifestation en plein air.

p. 5-16



Une alimentation de laboratoire robuste, continuellement réglable et bien protégée contre d'éventuelles erreurs est une des pièces maîtresses du laboratoire de l'électronicien amateur. Le circuit simple et bon marché décrit ici devrait pouvoir fournir des années de service sans ennuis.

p. 5-34



En se familiarisant avec l'ICU (Industrial Control Unit) MC 14500B de Motorola qui est en fait un 'mini' microprocesseur 1 bit, les lecteurs qui ont eu des déboires avec leurs 'grands frères', les microprocesseurs, auront l'occasion de se réconcilier avec ce genre de circuits. L'utilisation de l'ICU ne nécessite pas de connaissance approfondies en microinformatique et, pratiquement, permettra d'aboutir à de petits automatismes très intéressants.

p. 5-44

Les lignes à retard électroniques constituent l'une des plus importantes techniques de traitement du son. Elles permettent, entre autres, de produire des effets de réverbération, d'écho, de vibrato, de phasing, de flanging et de coeur, elles seront également utilisées dans les systèmes de renforcement du son, les équipements de commande du niveau sonore et les circuits de traitement de la parole.

p. 5-21

sommaire

selektor	5-12
Festival international du son: les enceintes acoustiques françaises.	
clap-switch	5-13
Imaginez que vous êtes assis dans votre salle de séjour, lorsque vous remarquez que le soir approche, vous claquez des mains et — hop! — la lumière s'allume! Cet article décrit comment parvenir à ce résultat impressionnant en construisant un petit interrupteur 'qui-obéit- quand-on-claque-des-mains' et qui devrait coûter moins de 100F.	
stentor	5-16
Un amplificateur homérique.	
lignes à retard	5-21
convertisseur digital-analogique pour microprocesseurs	5-31
Générer des signaux analogiques uniquement par software devient chose très aisée en réalisant ce convertisseur qui offre les avantages d'être simple et d'un prix de revient bas puisqu'il ne met en oeuvre que quelques circuits intégrés CMOS bon marché.	
charges purement résistives	5-32
Cette petite astuce rendra de grands services lors des mesures de puissance en sortie d'amplificateurs BF.	
manches de commande	5-33
Comment réaliser soi-même un manche de commande du type 'manche à balai' tant utilisé en télécommande de modèles réduits que pour les jeux TV.	
alimentation de laboratoire robuste	5-34
assistentor	5-40
Ce compresseur utilisé concurremment avec un amplificateur de puissance, le Stentor par exemple, permettra d'assurer un vacarme maximal tout en respectant les critères d'intelligibilité.	
le tort d'Elektor	5-43
Générateur de notes universel. Piano électronique. Fréquence 1/4 GHz.	
l'ICU, un 'mini' microprocesseur	5-44
générateur sinusoïdal à fréquences discrètes ..	5-52
Le générateur sinusoïdal à fréquence unique décrit ici délivre une tension sinusoïdale dont la distortion harmonique est inférieure à 0,0025% et dont l'amplitude est stable à moins de 1% près. Cet appareil constituera donc une aide précieuse lors de nombreuses mesures.	
marché	5-59



supplément de 12 pages:
Cours de Basic
3ème partie

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	(F 1)	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	38,40
mini-récepteur PO	9369	12,85
préco (préampli)	9398	28,40
préco (régulateur)	9399	18,—
générateur de fonctions	9453	32,75
Alimentation stabilisée	9465	25,30
Diapositives avec son	9743	12,50
Magnétiseur	9827	12,50
RAM E/S	9846-1	68,—
SC/MP	9846-2	23,50

F2: JUILLET-AOÛT 1978

sifflet à vapeur	1471	17,—
train à vapeur	1473	18,15
pèse-bras imprimé	9343	10,40
Equin	9401	35,—
Antenne MF	9423	14,65
Tête HF	9512-A	} 55,—
ampli IF	9689	
ampli BF	9499-1	
Alimentation	9499-2	
Photographie Kirlian	9831	} 32,75
	4523	
Carte CPU (F1)	9851	100,—
Préampli pour micro à électret	9866	11,75

F3: SEPTEMBRE-OCTOBRE 1978

TUP TUN Testeur	9076	34,05
face avant pour		
TUP TUN Testeur	9076-2	30,25
table de mixage stéréo	9444	77,25
voltmètre	9817	} 26,65
carte d'affichage	9817-2	
carte bus (F1, F2)	9857	36,50
voltmètre de crête	9860	20,—
carte extension mémoire (F1, F2)	9863	150,—

carte Hex I/O (F1, F2)	9893	200,—
module une octave (piano)	9914	39,50
filtres + préampli (piano)	9981	70,—
alimentation (piano)	9979	24,50
générateur de notes universel	9915	88,75

F4: NOVEMBRE-DECEMBRE 1978

Jeu de billes	9753	31,25
carte RAM 4 k	9885	175,—
alimentation pour SC/MP	9906	43,50
chambre de réverbération	9913-1	51,50
circuit d'extension	9913-2	17,50
mini-fréquence-mètre	9927	32,—
modulateur UHF-VHF	9967	16,—
version de base TV-scope:		
ampli d'entrée	9968-1	21,—
circuit principal	9968-2	41,25
mélangeur vidéo	9968-3	20,25
circuit de synchro	9968-4	20,25
alimentation	9968-5	15,65
compteur de vitesse pour bicyclette	78041	14,25

F5/6: EDITION SPECIALE 78/79

Réducteur dynamique de bruit	1234	14,95
Adaptateur BLU	9641	15,45
Chasse au lièvre	9764	51,85
Fréquence-mètre 1/4 GHz:		
Base de temps et commandes	9887-1	120,—
Compteur et affichage	9887-2	105,—
Ampli d'entrée BF	9887-3	18,25
Ampli d'entrée HF	9887-4	17,50
Interface cassette	9905	30,75
Consonant	9945	75,—
Chambre de réverbération analogique	9973	61,50

F7: JANVIER 1979

simulateur RIAA	4039	10,60
détecteur de métaux sensible	9750	27,15
minuterie longue durée	9902	14,25
Preconsonant	9954	25,—
clavier ASCII	9965	76,25
TV-scope-version améliorée		
plaque mémoire	9969-1	50,—
circuit de déclenchement	9969-2	19,90
base de temps entrée	9969-3	19,90
buffer pour bus de données	9972	16,—
un sablier qui caquette	9985	24,25

F8: FEVRIER 1979

digitarillon	9325	33,45
mini récepteur ondes courtes	9920	20,50
Luminant:		
détecteur et commande	9949-1	27,15
commande de l'affichage	9949-2	35,90
affichage	9949-3	15,—
Elekterminal	9966	130,—
spiroscope	9970	29,85
voltmètre numérique universel	79005	29,35
adaptateur pour millivoltmètre alternatif	79035	21,25

F9: MARS 1979

dispositifs d'affichage à LEDs:		
voltmètre avec affichage circulaire 32 diodes	9392-1	17,75
voltmètre pour 16 diodes	9392-3	12,50
affichage rectiligne 16 diodes	9392-4	11,25
diodes	9460	17,—
compte-tours		
thermomètre:		
convertisseur température/tension	9755-1	26,05
comptage et affichage	9755-2	28,80

système d'alarme centralisé:		
poste central	9950-1	31,25
poste esclave	9950-2	27,50
poste d'alarme	9950-3	15,—
fer à souder à température régulée	9952	20,65

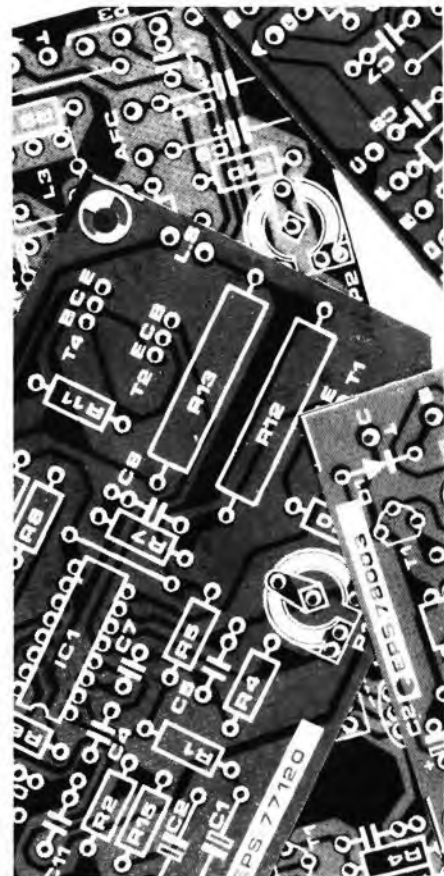
F10: AVRIL 1979

amplificateur TDA 2020	9144	21,25
préamplificateur HF	9413	12,50
sonde à effet de champ	9427	15,—
base de temps de précision	9448	24,75
alim. pour base de temps	9448-1	12,50
horloge digitale multifonctions	9500	40,—
biofeedback vidéo:		
amplificateur alpha	9825-1	29,75
générateur vidéo	9825-2	27,50
préampli pour tête de lecture		
dynamique	9911	40,50
tête de turc	79006	22,50

NOUVEAU

F11: MAI 1979

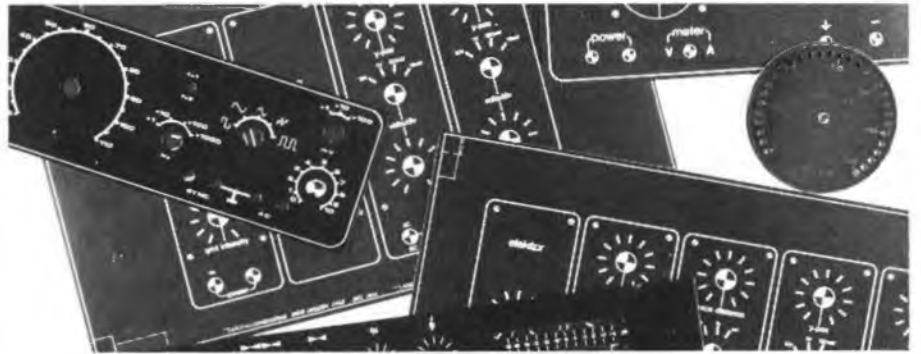
générateur sinusoïdal à fréquences discrètes	9948	27,50
clap switch	79026	15,50
alimentation de laboratoire robuste	79034	24,—
stentor	79070	37,—
assistantor	79071	24,—



eps faces avant

* affichage à LEDs circulaire	9392-2	29,25
* générateur de fonctions	9453-6	24,90
* Consonant	9945-F	55,—
** TV-scope, version de base	9968-F	23,10
** TV-scope, version améliorée	9969-F	23,10
NOUVEAU		
** alimentation de laboratoire robuste	79034-F	6,25

* = face avant en métal laqué noir mat
** = face avant en PVC adhésif



ess software service

DISQUES ESS
Testeur de réflexes
Horloge digitale
Mastermind
Sirène à la Kojak
RAM diagnostic
Le SC/MP chante Noël

ESS001	12,50
ESS002	15,—



Service livres d'Elektor



digit 1 introduction à la technique digitale



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

Écrit 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.

par H. Ritz



CLAVIER ASCII COMPLET

Prix exceptionnel
Modèle 756
Clavier ASCII complet

- Prévu pour des applications professionnelles à microprocesseur.
- C'est le seul clavier qui puisse répondre à tous les besoins actuels et futurs.
- 128 caractères, 8-bit ASCII code.
- Codeur MOS, trois états.
- Notices d'application pour répétition automatique, keyboard numérique, sortie en série.
- Majuscules avec touche de blocage.
- Inversion de polarité.
- Dimensions de 305 x 140 x 32 mm.
- Sorties MOS/DTL/TTL-compatibles.
- Nouveaux composants, garantis qualité 'OEM'.
- Alimentation +5 V et -12 V.
- Un emplacement est prévu pour un petit convertisseur cont/cont permettant à l'ensemble d'être alimenté par une seule tension de 5 V.

- Les données logiques sont disponibles en positif ou en négatif ainsi qu'une sortie de synchronisation.
- Blocage Alpha.
- Touches supplémentaires en option.
- Fourni avec connecteur en plaqué or et une documentation complète.
- CI (trous métallisés) robuste, conforme à la norme militaire G-10.
- Niveau continu et impulsion de synchronisation prévue pour faciliter l'interface avec n'importe quel système à microprocesseur à 8-bit ou terminal.
- Largeur d'impulsion de synchro: 1 ms.

PRIX:

- Clavier complet, monté prêt à l'emploi **345 FF**

En option:

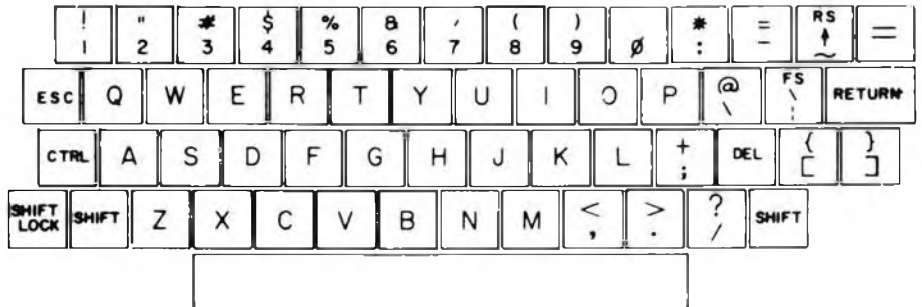
- Matrice de contacts pour clavier numérique **65 FF**
- Coffret plastique **92 FF**
- Support de montage (livré attaché au clavier pour stabilité mécanique) **64 FF**
- Convertisseur cont/cont **38 FF**

Les prix s'entendent frais de port et d'emballage (par avion dans n'importe quel pays).

Expédition contre chèque ou mandat joint à la commande. (pour les chèques sans garantie bancaire, compter 15 jours de délai).

Carter Associates

P.O. Box 11262
VLAEBERG
South Africa
postal code 8018



A MARSEILLE

composants électroniques * microprocesseurs * micro-informatique

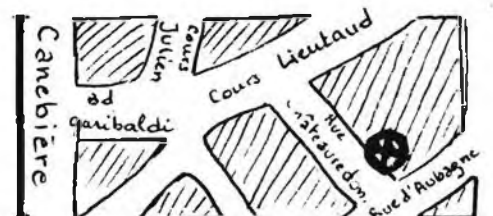
LOGIQUE : TTL, LS, C-Mos, ECL.
MOS LSI : MK 50398N, AY-1-1320, AY-1-0212, AY-5.2376 . . .
LINEAIRE : S042P, TL 084, XR 2206, UA 758, UAA 180, LM 318, LM 723, LM 733, LM 3089, LM 317K . . .
FILTRES CERAMIQUE - TRANSFOS MOYENNES FREQUENCES VK 200 - MANDRINS - FERRITE - VARICAPS . . .

APPLE II - PROTEUS - P.E.T.
C.P.U. : 6800, 8085, Z80, 6502, SC/MP.
PERIPHERIQUES : 6821, 6840, 6845, 6850; 8251, 8255, 8257, 8259, 8275, 8279 . . .
INTERFACES : 8T26, 8T28, 8212, 8T95-96-97-98 . . .
MEMOIRES : 6810, 2102, 2111, 2708, 2716 . . .
CONNECTIQUE - CABLES PLATS SERTIS SUR DEMANDE . . .

Résistances, Condensateurs, Potentiomètres, Connecteurs, Supports, Transistors, Triacs, Visserie, Haut-Parleurs

EUROPE ELECTRONIQUE

2 Rue Châteauredon (1e)
Tél: (91) 54 78 18



UN fournisseur pour vos composants

BERIC

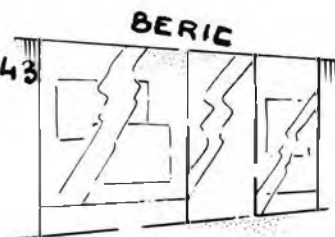
TROIS moyens faciles pour nous joindre . . . 43



Ecrivez-nous
(carte dans ELEKTOR)



Téléphonez-nous
pour prix et délais



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)

TMS3B74LK: 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 attaque directe des afficheurs LED à CATHODE COMMUNE. Livré avec notice en français.

Kit complet sans boîtier, ni alarme. Prix: 137 F

BUZ: Module alarme pour horloge. Dims: 22x16x16 mm. Prix: 15 F

BTMS: Boîtier pour horloge TMS3B74NLK. Dims: 135 x 100 x 45 mm 35 F

HPRC 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 programmeur d'une durée max. de 9 h 59 mn. Oscillateur incorporé prenant le relais en cas de coupure de secteur. Fonctionnement autonome sur batterie par adjonction simple d'un quartz 100, 800 kHz. Circuit CMOS 28 broches avec notice en français. P.U. 63 F

HRC6 6: livré avec support et 6 afficheurs: P.U. 135 F

8 mm TIL 313 P.U. 147 F

9 mm FND 357 P.U. 159 F

11 mm NR 440 P.U. 171 F

13 mm TIL 322 (= FND 500) P.U. 240 F

20 mm FND 800 P.U. 290 F

Kit complet (sans boîtier) avec TIL 322 P.U. 80 F

Quartz 100, 800 KHz pour base de temps, batterie ou piles pour HPRC6 P.U. 15 F

BUZ Module alarme P.U. 15 F

BTO: Kit base de temps à quartz pour horloge 50 Hz (donne également les fréquences étalon: 3200-1800-800-400-200-100 et 50 Hz) permet le fonctionnement sur batterie de toutes les horloges secteur. Prix 90 F

Choix de composants proposé par BERIC pour les montages ELEKTOR:

TDA 2020	36, —	SC/MP II	120, —
Radiateur pour TDA 2020	13, —	TBA 120	7, —
AY1-0212	89, —	TL 074	25, —
AY1-1320	79, —	TL 084	16, —
CA 3060	24, —	UAA 170	24, —
CA 3085	6, —	XA 2206	45, —
FX 209	108, —	95H90	80, —
CD 4066	5, —	7750 ou 7760 AFFICHEURS	12, —
E 300	5, —	TUP ou TUN les 10	10, —
LM 317K	35, —	DUS ou DUG les 10	350
LM 323K	76, —	MM 5204Q Le jeu de 3 program ELBUG	290, —
LM 324	8, —	TIL 111	10, —
MM 2112	24, —	AY-5-2376	120, —
MM 505B - AM 2533 - AM 2833	58, —	SAD 1024	172, —
MK 50398N	80, —	uA 78HG	80,00
TIP 122	12,00	LF 557	20,00
E 420	20,00	LF 356	20,00
40411	15,00	TDA 1034	29,00

OFFRE SPECIALE!

oscillateur à quartz 1 MHz, matériel professionnel, alim 5 V, jusqu'à épuisement du stock:

200 F.

digit 1 INTRODUCTION AUX CIRCUITS INTEGRÉS LOGIQUES PAR L'EXPERIENCE LIVRET 60 PAGES + CIRCUIT IMPRIME D'EXPERIMENTATION 50 F

Kit composants pour Digit 1 avec alim 90 F

BOOK 75 Recueil de montages Elektor, édition anglaise 1975 30 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, inverseur, commutateur, et notice technique complémentaire à l'article ELEKTOR, si nécessaire, sans transfo ni boîtier (sauf mention spéciale), ni circuit imprimé EPS (en option).

ELEKTOR N° 1

6031 Récept. BLU (avec galva)	123, —	C.I. seul	38,40
9453 Générateur de fonction (avec transfo)	254, —		32,75
9465 Alim (avec 2 galva et transfo)	230, —		25,30
9846-1 RAM E/S	216, —		68, —
9846-2 SC/MP avec notice	242, —		23,50
Face avant généré de fonction	—		24,90

ELEKTOR N° 2

9401 Equin mono + alim (sans transfo)	286, —		35, —
9851 Carte CPU (sans connecteur) avec 2 x MM5204Q program.	512, —	100, —	
9831 +	—		
4523 Photo Kirlian sans bob ni transfo	244, —		32,75

ELEKTOR N° 3

9076 TUP-TUN testeur avec transfo	90, —		34,05
9076-2 Face avant pour dito	—		30,25
9863 Carte ext mémoire avec MM 5204Q program	176, —		150, —
9857 Carte BUS jeu de 3 connect. adapt.	150, —		36,50
9893 Carte Hex I/O	688, —		200, —
9817-2 Voltmètre à leds	116, —		26,65
9860 Voltmètre de crête	24, —		20, —
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 uP sans connect.	98, —		43,50
9885 Carte RAM 4 K sans connect.	788, —		175, —
9927 Mini-Fréquencemètre avec transfo	284, —		32, —

ELEKTOR N° 5/6

9887-1-2-3-4	—		
Fréquencemètre 250 MHz avec transfo	930, —	le jeu	260,75
Interface cassette	140, —		30,75
9945 Consonant (avec alim)	306, —		75, —

ELEKTOR N° 7

9985 Sablier (avec H.P.)	88, —		24,25
9750 Détecteur de métaux (avec écouteur)	85, —		27,15
9965 Clavier ASCII	456, —		76,25
9954 Préconsonant	38, —		25, —

ELEKTOR N° 8

9966 Elektor terminal	822, —		130, —
9949 Luminant	322, —	l'ens.	71, —
79005 Voltmètre numérique universel	154, —		21, —
79035 Adaptateur pour millivoltmètre alternatif	48, —		15,50
9970 Sroscope avec transfo	106, —		23,50
9920 Mini-récepteur ondes courtes	92, —		18, —

ELEKTOR N° 9

9052 Fer à souder à température régulée	63,00		20,65
9392-3-4 Dispositif d'affichage 16 LEDs	70,00	le jeu	23,75
9392-1-2 Dispositif d'affichage 32 LEDs	116,00	le jeu	47,00
9460 Compteur tours	21,00		17,00

ELEKTOR N° 10

9925 Biofeedback	156,00		57,25
9144 Ampli H/F: 20W TDA 2020	71,00		21,25
79006 Tête de Turc	49,00		22,50
9413 +	—		
9427 Préampli HF et sonde	43,00		27,50
9203 Clignoteur	52,00		sans
9911 Préampli pour tête de lecture dynamique, version stéréo, équ. cape tantale	340,00		40,50
9448 Base de temps pour fréquencemètre	205,00		37,25

ELEKTOR N° 11

79070 Stenior + Transfo	325,00		37,00
79071 Assistant	59,00		24,00
79034 Alim de labo + transfo, sans galva, version 5 A	263,00	le jeu	30,25
Galvanomètre, cadre mobile, classe 2,5 pour 79034	170,00		xx,xx
79026 Clap Switch + transducteur	74,00		15,00
9948 Générateur sinusoïdal à fréq. discrètes	194,00		27,50

Sells miniatures

0,15 uH/0,22 uH/1 uH/10 uH/22 uH/100 uH/470 uH	5, —
Filtres céramiques CDA 10,7 MA	8, —
Cond. Adjust. pour CI: 12/100 pF	10, —
Ainsi que condensateurs, résistances, potentiomètres	—
Quartz 2 MHz, 4,433 MHz (Incombrables fréquences disponibles) 1 MHz	50, —
Potentiomètres rectiligne stéréo 2 x 47 k Ohm	20, —
SFD 455	9, —
Condensateur variable 500 pF	20, —
Sélecteur DIP 8 Bits	22, —
Mandrin blindé KASCHKE	7, —
Double inverseurs à poussoir	5, —
Digitast	8, —
Digitast LED	12, —
Ainsi que interrupteurs, inverseurs et commutateurs	—
Connecteur M/F pour SC/MP adapt.	50, —
Coffret pour générateurs de fonction 9453 (Non percé ni sérigraphié)	50, —
Coffret pour fréquencemètre 8887 (Non percé ni sérigraphié)	35, —
ASCII Touché clavier	4,50

EXPEDITION RAPIDE

REMISES PAR QUANTITES. Nous consulter

Nous garantissons à 100% la qualité de tous les produits proposés. Ils sont tous neufs en de marques mondialement connues

REGLEMENT A LA COMMANDE - PORT ET ASSURANCE P.T.T.: 10% - COMMANDES SUPERIEURES A 300 F franco - COMMANDE MINIMUM 60 F (+ port)

B.P. n. 4-92240 MALAKOFF - Magasin: 43, r. Victor-Hugo (Métro porte de Vanves) - Téléphone: 657-68-33. Fermé dimanche et lundi

Tous nos prix s'entendent T.T.C. mais port en sus. Expédition rapide. En CR majoration 10,00 F. C.C.P. PARIS 16578-99

BERIC

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 1,60 F
- POIGNEES D'ENCEINTES
- MI 12 plast. 4 F • MAM 17 mét. 24,— F
- Poignée valise ML 18 9,— F
- Pieds caoutch. ø 30 mm, haut, 13 mm
- Prix 1,30 F

TISSUS

Nylon spécial pour enceintes
Couleur champagne,
en 1,20 de large le m 48,— F
Merron 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

'WEM' CHAMBRE D'ECHOS



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

Woelke - Bogen - Photovox - Nortronics
Pour magnétophones: cartouches, cassettes, bandes de 6,35
MONO - 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. Très 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 serti metal, les 50 en 5 valeurs	10 F
Résistances couche métallique 2% 1/3 W par 100 de même valeur:	15, — F
par 10 de même valeur:	2, — F

SUPPORTS CI

8 brochures	1,70
14 brochures	2,10
16 brochures	2,30
24 brochures	3,40
40 brochures	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	2, —
7437 - 7438	2,40
7416 - 7417 - 7472 - 7473 - 7474 - 7476	2,40
7486 - 74121	2,60
7406 - 7407	2,70
7413 - 7470	3,40
7475 - 7490 - 7492 - 7493	4,60
74123 - 7442	4,90
7495	5,50
7483 - 7491 - 7596 - 74107	6,20
74175 - 74196	7,60
7441 - 7446 - 7447 - 7448 - 7485	8,30
7445 - 74192 - 74193	9, —
74184 - 74185	13,20
74181	17,20
7589	22,50

CI INTEGERS 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 80	22, —
LM 391 N 60	26, —
LM 723 CN	6,60
LM 317 K	42, —
LM 337 K	48, —
LM 311 N	8,70
LM 555 CN	5,20
LM 322 N	44, —
LM 556 CN	10, —
MA 1003	222, —
MA 1012 C	152, —
MM 5387 AAN	196, —
MM 5377 N	78, —
MM 74 C 922 N	60, —
MM 74 C 925 N	86, —
MM 74 C 926 N	86, —
MM 74 C 935 N ou ADD 3501	204, —
LM 336 Z	19, —
MM 80 C 97 N	8,80
MM 80 C 98 N	10, —
DS 75492 N	15, —
NSB 5388	90, —

OPTO ELECTRONIQUE

AFFICHEURS 7,62 mm Rouges

TIL 312 Anode commune	12, —
TIL 313 Cathode commune	12, —
TIL 327 Polarité ±	13, —

AFFICHEURS 12,7 mm Rouges

TIL 701 Anode commune	13, —
TIL 702 Cathode commune	13, —
TIL 703 Polarité ± pour 701	14,40
TIL 704 Polarité ± pour 702	14, —

PHOTOCOUPLEUR

TIL 111	10,20
---------	-------

DIODE L.E.D.

avec lentille de Fresnel incorporée

1922 Rouge	14, —
1922 G Verte	14, —
1922 A Ambre	14, —

DIODES L.E.D. 3 mm

TIL 209 A Rouge	1,80
TIL 211 Verte	2,70
TIL 212 Jaune	3, —

DIODES L.E.D. 5 mm

TIL 220 Rouge	2,10
TIL 222 Verte	3, —
TIL 224 Jaune	3,40

TRIACS

6 Amp /400 V	6, —
8 Amp /400 V	9, —
12 Amp /400 V	12, —
16 Amp /400 V	14, —
Diac 32 V	1,60

TRANSISTORS DE PUISSANCE MOTOROLA

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

CIRCUITS INTEGERS 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, —
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 06 - 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, —

Orgue électrique

SA A 1004-1005	40, —
SAJ 110	30, —
TDA 0470	28, —
AY 1/0212	105, —
AY 1/1320	99, —
25002	16, —
74 S 124	65, —
TL 074	20, —

Semiconducteurs:

CA 3060	24, —
CA 3086	8, —
FX 209	108, —
LM 317	35, —
LM 323	78, —
LM 324	8, —
MM 2112	24, —
MM 5058	58, —
MK 50398	125, —
SAD 1024	172, —
TL 084	16, —
XR 2206	45, —
95H90	80, —
MM 5387	196, —
MM 5377	77, —

SIEMENS

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

MODULES ENFICHABLES POUR MAGNETOPHONE

PA enregistrement	65 F
PA lecture	78 F
Oscillateur mono	90 F
Oscillateur pour stéréo	120 F
Alimentation	270 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 "Rock"
 - 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

- POTS FERRITES** miniatures et subminiatures pour matériel professionnel.
- Télécommunications - Marine - Aviation - Matériel médical - Radio amateurs.
- Gammes couvertes de 50 kHz à 200 MHz.
- Perles et torès en ferrites
 - Démultiplicateurs et boutons démultipliés professionnels de JACKSON et GROSSMANN.
 - Condensateurs variables miniatures.
 - Trimmers miniatures de JACKSON pour HF à isolement élevé pour émetteur.
 - Galvanomètres de tableau de précision et indicateurs BERTRAM

PIANO-CLAVECIN-ORGUE 5 OCTAVES



'MF 50 S' COMPLET EN KIT 2900 F

- 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
- Boîte de timbres orgue avec clés 400, — F
- Orgue SEUL, 5 OCTAVES en vitre Avec ensemble oscillateur ci-dessus 2200, — F
- Boîte de timbres supplémentaire avec clés pour orgue 280, — F

EN MODULES SEPARES

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus			Contacts			PEDALIER
	1	2	3	1	2	3	
1 octave	100 F	170 F					1 octave 400, — F
2 octaves	180 F	240 F	280 F	320 F			1 1/2 octave 600, — 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" 1480, — F
- "S 12" 900, — F
- "Elgam Match 12" 900, — F
- Pour les réalisations, tous les circuits imprimés vendus au prix ELEKTOR.
 - KITS COMPLETS livrés sans circuit imprimé.**
 - N° 3 Testeur avec transfo 92, — F
 - Piano 5 octaves: Modules oscillateur avec CI 329, — F
 - Plaquette 1 octave avec CI 288, — F
 - Module filtre et pré ampli avec CI 420, — F
 - Alimentation avec transfo avec CI 198, — F
 - Appareil complet prix en une seule fois: 3000, — F
 - Voltmètre à LED 115, — F
 - Voltmètre crête 25, — F
 - Table de mixage stéréo 270, — F
 - Pour stylo émetteur, pastille micro Electret 12, — F
 - N° 4 Mini fréquencesmètre 285, — F
 - N° 5/6 Réducteur dynamique de bruit mono 43, — F
 - Interface cassette 145, — F
 - Consonant 320, — F
 - Chambre de réverbération analogique 510, — F
 - Fréquencesmètre 1/4 GHz 940, — F
 - N° 7 Détecteur de métaux 90, — F
 - Préconsonant 40, — F
 - N° 8 Mini Récepteur O.C. 95, — F
 - Luminant 325, — F
 - Voltmètre numérique 155, — F
 - Digicarlillon 65, — F

MAGNETIC-FRANCE CREDIT

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

Nous consulter RER et Métro: Nation

FERME LE LUNDI

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

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

Do you understand English?

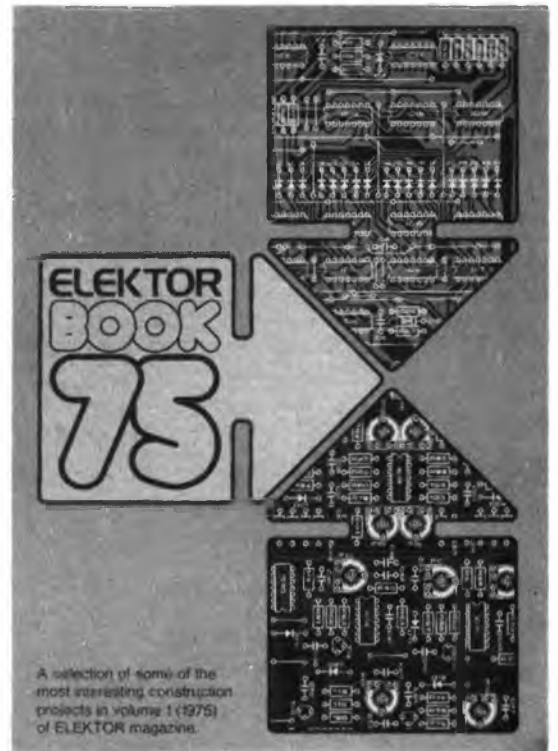
Si vous ne connaissez pas l'anglais technique, alors voici une excellente occasion de l'apprendre.

Si vous possédez déjà quelques notions en anglais technique, vous apprécierez beaucoup l'"Elektor Book 75'.

Il présente une sélection des projets de construction les plus intéressants présentés dans l'édition anglaise de Elektor en 1975. Outre les schémas d'horloges, les montages BF, les jeux TV et autres circuits divers, ce livre contient une section 'caractéristiques' qui apporte des indications utiles sur le brochage et les performances de nombreux semiconducteurs.

Avec plus de 100 pages, ce livre intéressera autant le bricoleur débutant que l'électronicien professionnel.

Ce livre est disponible auprès de Elektor, B.P. 59, 59940 Estaires, au prix de 30 F.



ELEKTRONIKLADEN

OFFRES SPECIALES POUR MAI

SCAMP II	99,— F
S 566 B	25,— F
TL 084	12,— F
AY-3-1015	49,50 F
AY-3-8500	30,— F

ELEKTRONIKLADEN

comparez nos prix composants utilisés dans les réalisations Elektor:

TUN Les 10	8,— F
TUP Les 10	8,— F
MK 50398	85,— F
95H90	79,90 F
2N3055 rca	8,50 F
AY-5-1013	49,50 F
RO-3-2513	67,80 F
UAA 170	18,— F
UAA 180	18,— F
quartz 1 Mhz	43,— F
LED 5 ou 3 mm Les 10	11,50 F
touches digitast	4,50 F
mini switch 8 bits:	22,— F

NOUVEAUTÉS:

96364 pour elekterminal: nous consulter	190,— F
mcm 6844 8t 26 8 t 28 8 t 97, etc. prix: nous consulter	
condensateur tantale 470 μ F 3 volts	6,— F
clavier entièrement codé ASCII en kit	650,— F
toutes les revues Elektor depuis le n° 1 au magasin demandez notre catalogue blanc contre 5 F en timbres	

135 bis, bd du MONTPARNASSE

METRO: VAVIN - MONTPARNASSE - RASPAIL

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

75006 PARIS

AUTOBUS: 91

PARKING SOUTERRAIN.

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 9h30 à 12h30 et de 15h à 19h, du mardi matin au samedi soir.
Tél.: (20) 55.98.98.

COFFRETS SPECIAUX pour les montages ELEKTOR:

- Géné de fonctions **77,00**
- Face avant 9453-6 **24,90**
- CONSONANT **113,00**
- Face avant 9945-F **55,00**
- Fréquence-mètre 1/4 GHz, avec face avant percée et sérigraphiée **145,00**
- Alimentation de labo avec face avant percée **130,00**

NOUVEAU

- STENTOR 75W/4 **310,00**
- 150W/2 **450,00**
- Assistantor **101,00**
- Alimentation de labo (79034) avec galva et transfo. 2,5A **375,00**
- 5A **470,00**

Composants garantis de premier choix aux normes ELEKTOR:

- TUN Les 10 (BC237b) **10,00**
- TUP Les 10 (BC307b) **10,00**
- DUS Les 10 (1N4148) **3,50**
- DUG Les 10 **9,00**
- DUS Les 50 **15,00**
- 2N2905 les 10 **20,00**
- 2N1711 les 10 **15,00**
- Touche TKC MM9 **4,50**
- Touche TKC par 100 pièces: **3,50**
- Digitast **8,00**
- CP 643 (FET HF/50 Ω) **85,00**
- MRF 238 avec notice **85,00**
- BUX 37 **54,00**
- tube BRIMAR D7 201 GH, avec son blindage **441,00**

LINEAIRE:

- LM 741 . MC 1741 **2,50**
- TDA 2020AD2 **36,00**
- TL074 **23,00**
- XR 4212 **19,50**
- MC 6800P **79,90**
- MCM 68A 10P **39,80**
- MC 6820P **59,00**
- MCM6830 L7 MINIBUG **151,80**
- 8T97 et 8T86 **13,00**
- 8T28 **19,00**

Cette annonce corrige et complète les précédentes.
Voir **ELEKTOR** éditions précédentes.

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.

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 (9817 + 9860) **149,50**
- VU-mètre seul (LED plates) **115,90**
- Luminant (9949) **209,00**
- Table de mixage (9444) stéréo 5 entrées **309,90**
- Consonant préampli Hi-Fi (9945) + alim **383,50**
- Préconsonant RIAA (9954) **56,50**
- Réverbération Analogique (9973) **449,00**
- Ampli 20 W TDA 2020 (9144) avec radiateur **79,50**

MICROPROCESSEUR SC/MP

- SC/MP (9846-2) **241,50**
- RAM E/S (9846-2) **291,50**
- * CPU (9851) avec EPROM ELBUG et connecteur **855,80**
- * Ext. Mém. (9863) + ELBUG **544,20**
- * Hex. E/S (9893) **636,20**
- * 4 K RAM (9885) **1054,20**
- * Interf. K7 (9905) **151,80**
- * Alimentation (9906) **247,80**

- Système complet comprenant les kits avec carte BUS + connecteurs **3495,00**
- Clavier ASCII (9965) **439,00**
- Elektterminal (9966) avec mémoires programmées **949,00**

DIVERS

- Magnétiseur (9827) **49,50**
- Sablier qui caquette (9985) **89,00**
- Spiroscope (9970) **129,00**
- Compte-tours auto (9460) **42,50**
- Aff. LED 270° (9392) **93,50**
- Compte-tours complet + face avant **159,00**
- Biofeedback (9825) **199,50**
- Ioniseur (9823) **105,40**

MESURE:

- Géné de fonctions complet avec Face avant + Alim. + boutons etc. (9953) **249,90**
- Alimentation stabilisée avec LM 317K (9465), sans transfo **114,50**
- TV-SCOPE (9968) bicourbe **439,00**
- TV-SCOPE LUXE Bicourbe (9968-9969) **819,50**
- Modulator UHF (9967) Avec QUARTZ **70,00**
- Compteur Fréquence-mètre 1/4 GHz (9887-1 à 4) **942,90**
- Mini Fréquence-mètre **275,00**
- Voltmètre Digital (79005) **198,00**
- Adaptateur Alternatif (79035) **69,90**
- Sonde HF (9427) **45,00**
- Préampli HF 9413 **36,00**
- Base de temps + alim. (9948) **225,00**

MUSIQUE:

- Les instruments sont Equipés des claviers Kimber Allen, à contacts plaqués-or
- Clavier 3 Octaves Kimber-Allen (avec contacts) **510,00**
- Clavier 5 Octaves Kimber-Allen (avec contacts) **795,00**
- PIANO électronique. Le kit complet comprenant les EPS, le clavier 5 oct. et ses contacts **2349,00**

FORMANT. Synthétiseur

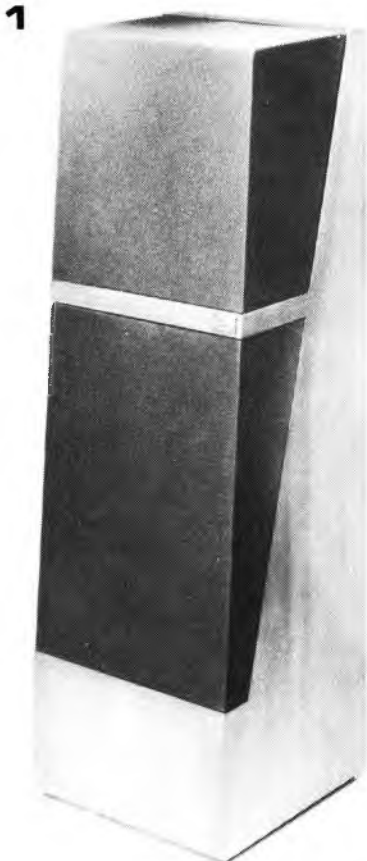
- VCO (9723-1) **499,00**
- VCF (9724-1) **205,00**
- 24 dB VCF (9953) **339,00**
- ADSR (9725) **138,50**
- Dual VCA (9726) **185,00**
- LFO (9727) **175,00**
- Noise (9728) **110,00**
- COM (9729) **129,00**
- Alim. (9721-3) **349,00**
- Le kit complet 3 octaves avec faces avant **3295,00**
- FORMANT avec clavier **3795,00**

SELEKTOR

Festival international du son

Les enceintes acoustiques françaises

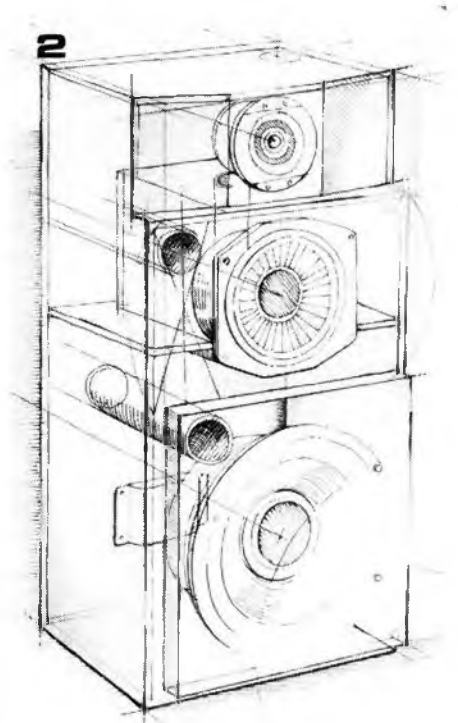
Chaque année la part que prennent les constructeurs français sur le marché de la haute fidélité tend à devenir plus importante. Mais quelle est leur situation par rapport aux constructeurs étrangers? En examinant les chiffres donnés par le SIERE on s'aperçoit que 6% du marché de la haute fidélité qui en 1977 étaient réservés aux étrangers ont basculé au profit des industriels français en 1978. Voilà qui est bon signe, mais, chose bizarre, ce sont les exportations de récepteurs (tuners, ampli-tuners, combinés compacts) qui ont bénéficié de la plus importante augmentation des exportations (42% en un an); pourtant la plupart de ces appareils ne présente aucune évolution technologique révolutionnaire et sont même bien souvent fabriqués en Pologne ou dans quelque pays de l'Asie du Sud Est. Le marché des enceintes acoustiques, qui a évolué de 15% entre 1977 et 1978, tend, quant à lui, à rester stable au niveau des importations et exportations. Bien qu'étant un domaine où l'évaluation objective des performances est assez difficile, il semblerait pourtant que c'est dans ce secteur particulier que l'industrie française présentait lors du



Festival international du son les produits les plus originaux et dignes du marché international.

La société Elipson, qui occupe l'une des premières places parmi les constructeurs de matériel acoustique français, fait une fois de plus preuve d'originalité. Outre la présentation pour la première fois de son ensemble électronique préamplificateur et amplificateur de puissance 2 x 125 Watts de très haute qualité, la nouvelle série d'enceintes en 'colonne' 1603 et 1604 (photo 1) a étonné le public. Equipées d'un tweeter à dôme hémisphérique de 25 mm, d'un haut-parleur médium de 13 cm et d'un haut-parleur grave de 25 ou 30 cm associé à une charge de type bass reflex, ces enceintes acoustiques qui acceptent des puissances de 90 Watts, respectivement 130 Watts, sont d'une pureté exceptionnelle et diffusent les basses avec une souplesse remarquable. De plus la 1604 est équipée d'un indicateur de puissance réelle appliquée à l'enceinte et de deux correcteurs (médium et aigu). Ces deux colonnes d'une esthétique très agréable et présentant une répartition spaciale très homogène sont prêtes à conquérir le public qui était réservé aux constructeurs anglais (B & W, AR...). Cabasse, le constructeur d'enceintes acoustiques se permettant d'exporter 40% de sa production, présentait aussi des nouveautés attrayantes avec en particulier une nouvelle enceinte acoustique asservie d'un très petit volume (49 x 29 x 25 cm), l'Eider 3 VTA. La réalisation de cette enceinte hors du commun a été rendue possible par l'utilisation d'un nouveau haut-parleur grave de 21 cm à très grand déplacement et à haut rendement. Cette enceinte est équipée de deux amplificateurs de puissance (40 W pour les basses et 20 W pour le médium), d'un filtre actif et d'un système d'asservissement double du haut parleur grave, les médiums et les aigus étant reproduits par des haut-parleurs à dômes de très haute qualité équipant également les enceintes de haut de gamme. Le système d'asservissement utilisé et la conception du nouveau haut-parleur de 21 cm permettent d'obtenir une enceinte acoustique à la qualité de reproduction et au rendements surprenants pour une telle taille.

Avec un style quelque peu différent et un son un peu plus coloré bien que très agréable à écouter, la société Siare présentait des enceintes acoustiques de très haute qualité, la série 200 (photo 2). Le haut de gamme (Delta 200 et Galaxie 200) offre des performances étonnantes qui sont le fruit de 35 ans de recherche dans le domaine de l'électroacoustique. Avec son tweeter à ogive permettant d'assurer la liaison à partir de 2500 Hz ainsi que la nouvelle technologie du filtre F1000 et du haut-parleur 19TSP,



la fréquence de coupure des fréquences grave-médium dans la Galaxie 200 est ramenée à 150 Hz. Le filtre monolithique très rapide en régime transitoire présente un très faible taux de distortion à forte puissance. Enfin le haut-parleur grave 31 TE de 30 cm associé à un système bass reflex à double chambre permet d'aboutir à d'excellents résultats dans l'extrême grave.

clap-switch

interrupteur sensible aux claquements

Imaginez que vous êtes assis dans votre salle de séjour, en compagnie de quelques bons amis, lorsque vous remarquez que le soir s'approche et que la lumière du jour commence à faiblir. Soudain vous claquez des mains et — hop! — la lumière s'allume! Non seulement vous vous êtes épargné la peine de quitter le confort de votre fauteuil, mais surtout vous avez 'ébloui' tous vos hôtes grâce aux pouvoirs magiques de votre science de l'électronique. Cet article décrit comment parvenir à ce résultat impressionnant en construisant un petit interrupteur 'qui-obéit-quand-on-claque-des-mains', et qui devrait coûter moins de 100 F.

On peut trouver de nombreuses applications intéressantes à un interrupteur que l'on commande simplement en claquant des mains; le problème que l'on rencontre généralement avec ce genre de dispositif est sa sensibilité qui provoque des déclenchements intempestifs. La plupart de ces interrupteurs sont conçus simplement pour détecter un signal sonore bref et sec. Ce signal est capté par un microphone, puis appliqué à un circuit de déclenchement qui à son tour fournit une impulsion de commande. Un tel dispositif présente un inconvénient évident: n'importe quel bruit rapide et sec déclenchera également l'interrupteur. C'est pourquoi le circuit décrit ci-dessous fonctionne suivant une méthode différente. Outre une amplitude assez forte, la forme d'onde que l'on obtient en claquant des mains se caractérise par un temps de montée très court, c'est-à-dire que le signal contient des composantes de fréquence ultrasonore. L'utilisation d'un interrupteur sensible aux ultrasons rend le circuit capable d'une bien meilleure discrimination entre vraies et fausses commandes. Avec le circuit que nous allons décrire, seuls des sons contenant une proportion considérable d'ultrasons — comme par exemple celui que l'on obtient en agitant un trousseau de clés — parviendront à déclencher l'interrupteur.

Le principe

Le schéma de base du circuit est illustré par le synoptique de la figure 1. Les composantes de fréquence ultrasonore produites par le claquement des mains sont captées par un transducteur approprié. Après amplification et filtrage, elles sont appliquées à un monostable à seuil de déclenchement bas. Cela permet d'obtenir un signal de temps de montée suffisamment court pour pouvoir déclencher à son tour une bascule. Comme un 4013 contient deux bascules, la seconde bascule du circuit nous offre la possibilité de déclencher l'interrupteur par deux claquements de mains. Cela signifie que l'on peut soit 'programmer' l'interrupteur (deux

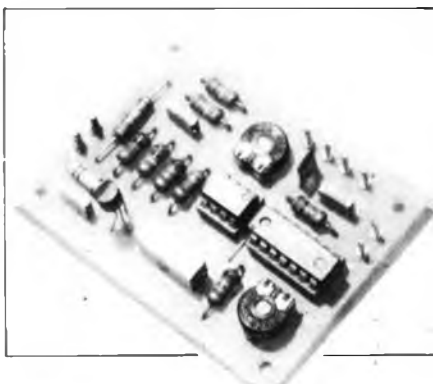
claquements signifiant par exemple: allumer la lumière), soit simplement réduire encore plus la probabilité de faux déclenchement, puisqu'un signal sonore externe possédant un contenu ultrasonore riche devrait de plus être répétitif pour pouvoir agir sur l'interrupteur.

Le schéma

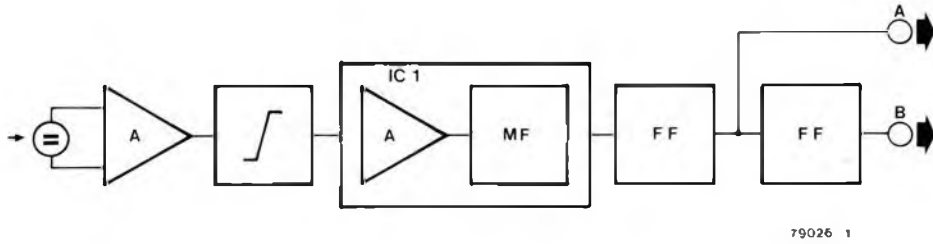
La figure 2 donne le schéma complet du clap-switch. En pratique, n'importe quel transducteur ultrasonore couramment disponible, y compris le microphone à électret sensible aux ultrasons, pourra convenir. L'amplificateur d'entrée est constitué par un BC109C (T1), tandis que C3, C4, R4, et R5 composent un filtre actif passe-haut. L'ampli-op 709 fonctionne à la fois en amplificateur et en monostable. On pourrait en principe utiliser aussi un 741, mais dans ce cas la sensibilité du circuit serait réduite dans des proportions assez importantes. La constante de temps du monostable est d'environ 70 ms, ce qui autorise l'emploi de condensateurs type MKM ou MKH (la plus forte valeur disponible dans cette série est de 1 μ F), et surtout ce qui est suffisamment long pour éviter que le monostable ne soit déclenché par des signaux de réverbération. Ce point illustre un autre avantage de l'approche ultrasonore, car les temps de réverbération des ultrasons sont bien plus courts que ceux des signaux du spectre audible, et par conséquent ils seront toujours situés à l'intérieur de la période du monostable.

Construction et réglage

En ce qui concerne la construction, un simple coup d'oeil à la carte de circuit imprimé représentée sur la figure 3 nous montre que l'on peut facilement loger ce circuit à l'intérieur de la plupart des types d'équipements que l'on peut souhaiter mettre en marche ou arrêter de cette façon. Le courant consommé est suffisamment faible — environ 20 mA — pour que l'on puisse alimenter le circuit par une pile. Toutefois, si l'on préfère utiliser une alimentation secteur, cette dernière n'a pas besoin d'être stabilisée, et un

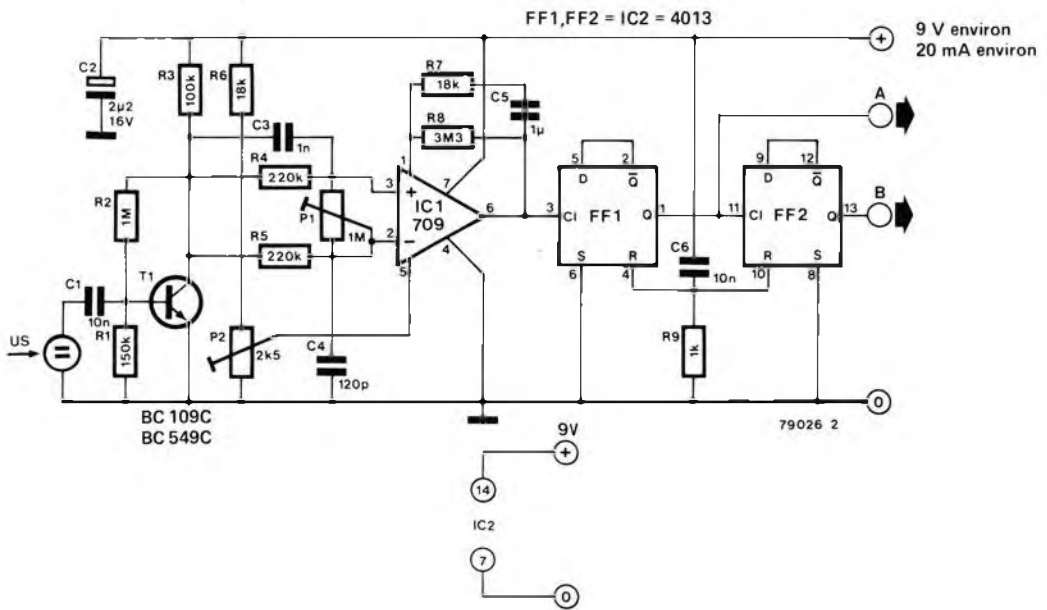


1



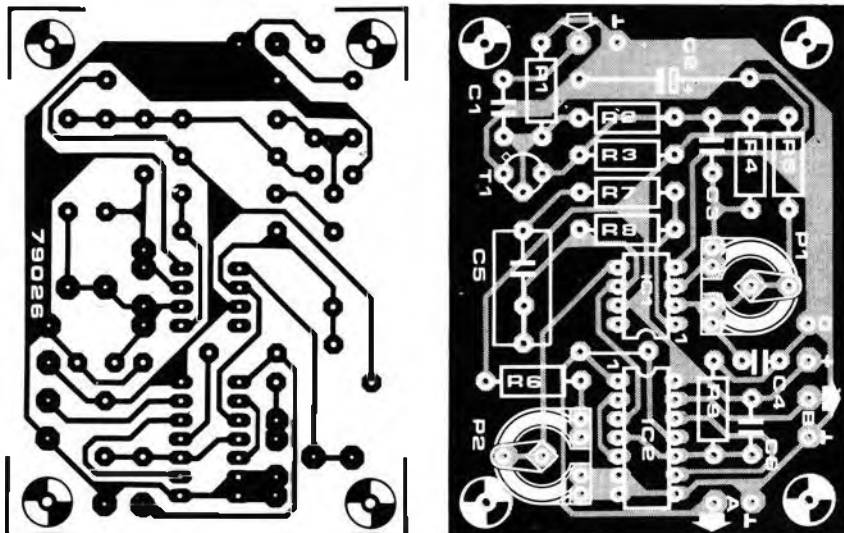
79026 1

2



79026 2

3

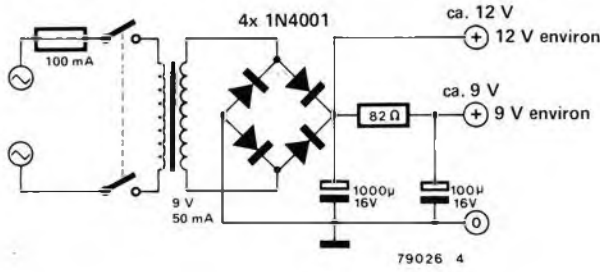


circuit simple comme celui de la figure 4 fera l'affaire. Il faudra cependant prendre la précaution de bien blinder l'alimentation par rapport au circuit, afin d'éviter toute interférence due au secteur.

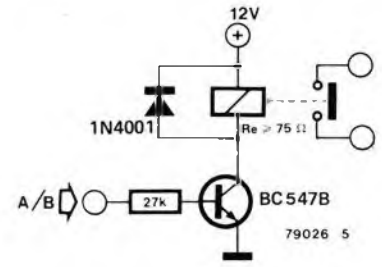
La figure 5 montre comment, à l'aide d'un relais, on pourra utiliser l'une des sorties A ou B pour commander des appareils électriques comme l'éclairage d'une pièce, etc. Avant d'utiliser l'interrupteur, il faut d'abord régler à un niveau convenable la sensibilité du circuit d'entrée. Cette opération se fera de la façon suivante:

1. Après la mise sous tension, on forcera la sortie de IC1 (broche 6) à prendre la valeur logique '0' à l'aide de P2.
2. On tournera ensuite le curseur de P1 à fond vers R5, ce qui donne au circuit son maximum de sensibilité.
3. On réduira ensuite progressivement la sensibilité jusqu'au moment où le circuit répond toujours au claquement des mains, mais non aux bruits moins violents. Pour parvenir

4



5



Liste des composants

Résistances:

- R1 = 150 k
- R2 = 1 M
- R3 = 100 k
- R4, R5 = 220 k
- R6, R7 = 18 k
- R8 = 3M3
- R9 = 1 k

Condensateurs:

- C1, C6 = 10 n
- C2 = 2 µ2/16 V
- C3 = 1 n
- C4 = 120 p
- C5 = 1 µ (MKM)

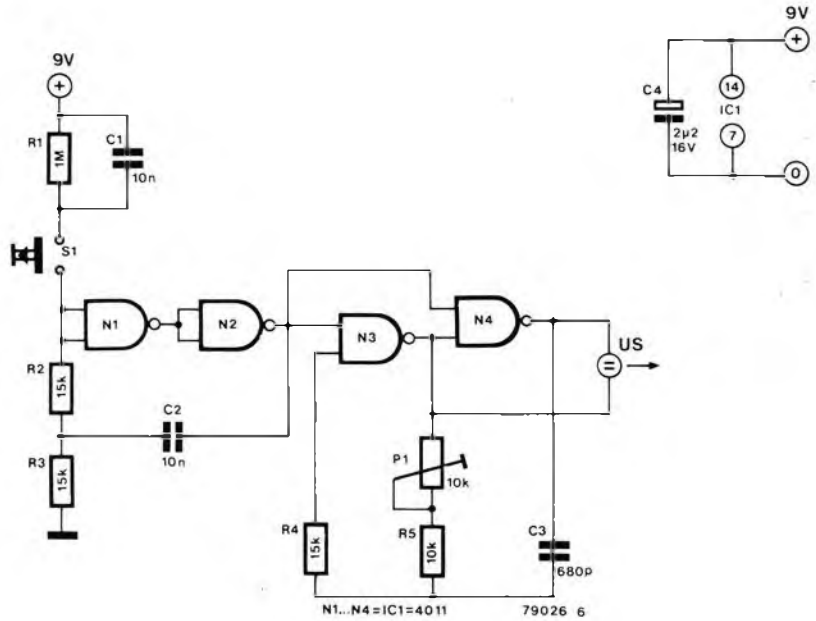
Semiconducteurs:

- T1 = BC 109C, BC 549C
- IC1 = 709
- IC2 = 4013

Divers:

- P1 = ajust 1 M
- P2 = ajust 2k5
- Transducteur ultrasonore (voir texte)

6



à ce résultat, on augmentera le seuil du trigger en plaçant P2 sur une position située à peine au-delà de celle qui rend haute la sortie de IC1, puis en réglant P1 sur la position correspondant à la sensibilité souhaitée.

Générateur de claquements

Pour ceux des lecteurs qui trouveraient que leurs mains sont trop souvent occupées pour les faire claquer, le circuit de la figure 6 apporte la réponse. Composé d'un simple 4011 et d'un transducteur ultrasonore, ce circuit constitue essentiellement un émetteur à ultrasons miniature produisant, lorsqu'on le déclenche, une rafale de signaux de 5 ms, à laquelle l'interrupteur décrit ci-dessus répondra. Le générateur de claquements à ultrasons possède de plus l'avantage d'augmenter considérablement la distance à laquelle on peut commander l'interrupteur. La portée de cet interrupteur est d'environ 5 à 6 mètres

Figure 1. Synoptique de l'interrupteur 'sensible aux claquements'.

Figure 2. Schéma complet du clap-switch à ultrasons. L'ampli-op 709, économique et très courant, constitue le monostable.

Figure 3. Cliché du circuit imprimé et implantation des composants du clap-switch (EPS 79026).

Figure 4. Un circuit d'alimentation simple pour le clap-switch. Afin d'éviter toute interférence due au secteur, cette alimentation devra être soigneusement blindée, par exemple à l'aide de morceaux de stratifié de cuivre. Le blindage devra naturellement être relié à la terre.

Figure 5. Ce circuit montre comment utiliser l'interrupteur à claquement pour commander, à l'aide d'un relais, par exemple l'éclairage d'une pièce.

Figure 6. Schéma d'un générateur de claquements à ultrasons permettant de commander le clap-switch jusqu'à une distance de 15 mètres.

lorsqu'il répond à un simple claquement des mains; cette portée passe à environ 15 mètres avec le circuit de la figure 6 (en supposant que l'appareil soit pointé vers l'interrupteur).

Le circuit (N3/N4) est un multivibrateur astable muni d'une porte de commande, et oscillant à une fréquence d'environ 30 kHz lorsqu'il est déclenché par le monostable constitué par N1/N2. Chaque fois que l'on appuie sur le bouton de démarrage (S1), ce circuit engendre une rafale de signaux longue d'environ 5 ms. Si l'on considère la consommation très faible de courant (de l'ordre de 100 µA), ce qui suggère de réaliser l'alimentation en connectant en série quelques piles miniatures, et le fait que ce circuit ne comprend qu'une poignée de composants, nous pouvons conclure qu'il se prête parfaitement à la miniaturisation. On peut régler la fréquence du multivibrateur astable au moyen de P1, et l'on déterminera expérimentalement la fréquence à laquelle l'interrupteur à ultrasons est le plus sensible.

stentor

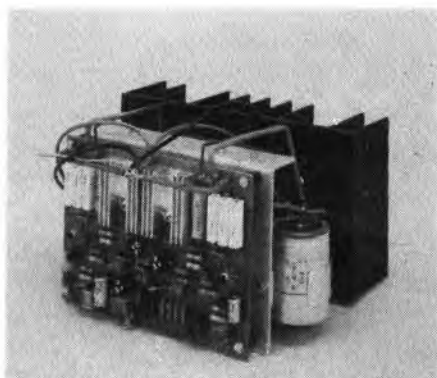
Un amplificateur homérique

Dans l'Iliade, l'épopée d'Homère, Stentor est le nom d'un homme ayant une voix, plus forte que celle de cinquante guerriers. Aujourd'hui grâce à l'électronique, Stentor sera le nom d'un amplificateur, cinquante fois plus puissant qu'un récepteur à transistors!

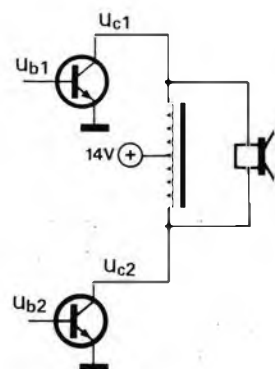
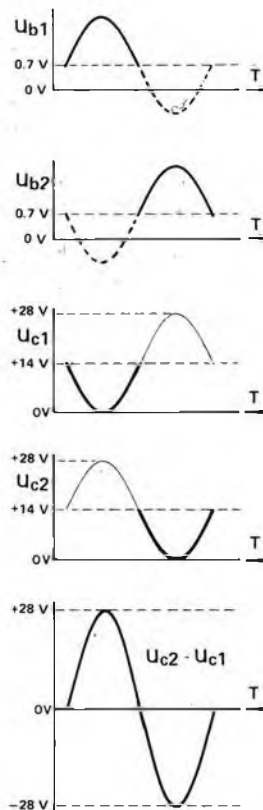
L'alimentation sera celle, disponible à bord des voitures; l'ensemble restera ainsi portable, voire mobile, et pourra aussi bien servir lors d'un défilé de carnaval ou d'une manifestation quelconque, que sur une scène.

Il n'existe pas seulement un besoin d'amplis de grande puissance, mais encore faut-il que ces amplificateurs puissent facilement être déplacés. Surtout à notre époque les démonstrations en tous genres et autres manifestations, créent un besoin d'amplis mobiles, (alimentés par batteries) permettant de communiquer, si possible d'une façon compréhensible, mais toujours de la manière la plus forte possible, soit certaines convictions, soit une ambiance de fête, et dans ce cas, sous forme de musique appropriée. Le même souhait est également exprimé par des groupes ou formations pop, voulant remplacer leurs amplis à tubes, peu robustes sur le plan mécanique, par des versions à transistors, sans vouloir, pour autant, changer à cette occasion, ni la puissance

de sortie, ni le "comportement des tubes" de leur vieux ampli. Pour l'usage qui sera fait de cet ampli, nous pouvons considérer qu'une distorsion importante sera moins désastreuse qu'un mauvais comportement en diaphonie, par exemple. Un autre point important est que cet amplificateur doit être réalisable avec des composants usuels et donc facilement disponibles dans le commerce. Déterminons d'abord théoriquement la puissance de sortie maximale, d'après la tension de la batterie et quelques principes couramment utilisés en audiofréquence. En prenant le schéma classique d'un étage de sortie (à symétrie complémentaire, par exemple), la puissance de sortie peut facilement se calculer à l'aide d'une formule simple, si l'on néglige certaines pertes. Mais attention, ce genre de formule n'est



1



valable que si l'on présente à l'entrée un signal sinusoïdal.

La puissance de sortie maximale est alors:

$$P = \frac{U^2}{8 \cdot R_L}$$

P = puissance sinusoïdale
 U = tension d'alimentation
 R_L = impédance du haut-parleur

Donc, à 12 V, avec un haut-parleur de 4 Ω, cela donne 4,5 W, ce qui est évidemment insignifiant pour une installation "public address". Une première solution pour y remédier serait d'utiliser, ce qu'on appelle un

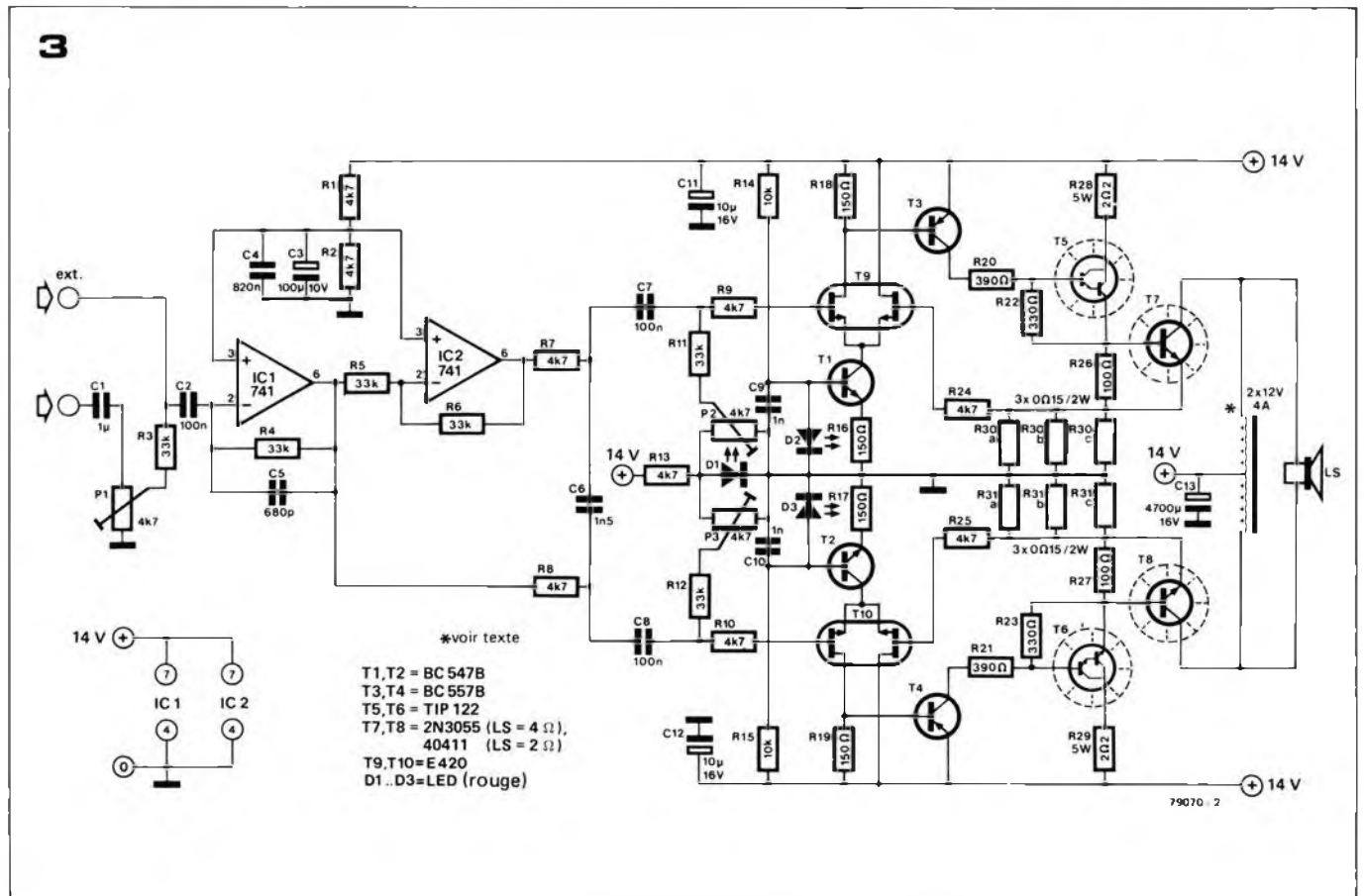
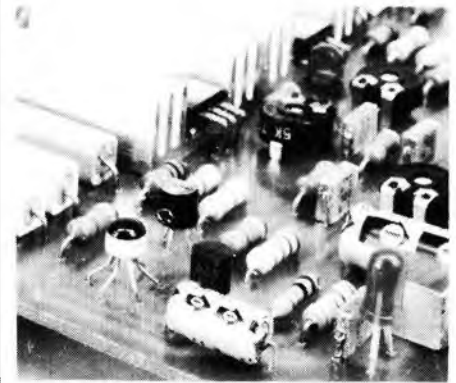
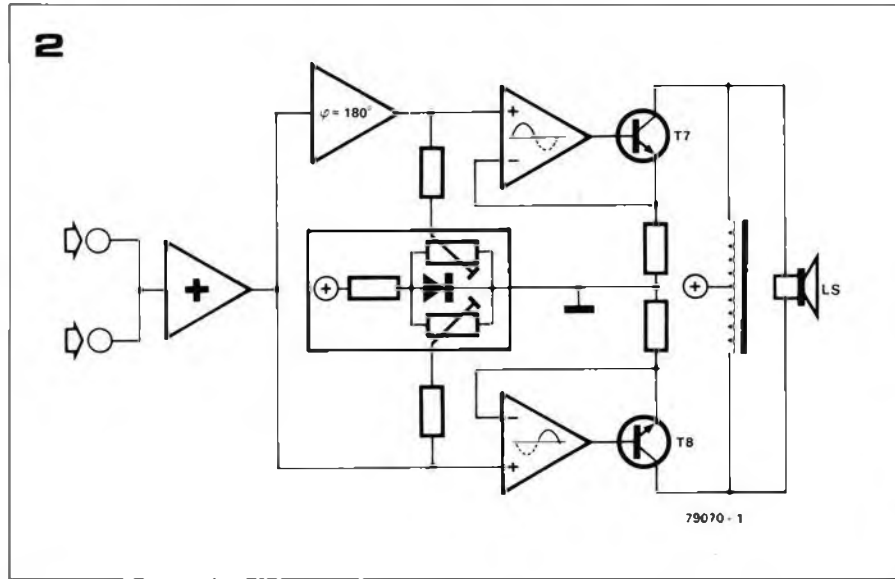
montage "en pont", où l'on utilise deux amplificateurs de puissance identiques, dont l'un sera attaqué par un signal en opposition de phase par rapport à l'autre. De cette manière, le haut-parleur, branché entre les deux étages de sortie, reçoit un signal deux fois plus important que celui délivré par un amplificateur de type classique. Il en résulte une puissance de sortie quatre fois plus importante. Avec 12 V et 4 Ω on obtiendrait donc théoriquement 18 W.

Il y a encore une autre solution. En fait, il s'agit également d'un ampli "en pont", mais en plus, un transformateur a été branché en parallèle avec le haut-parleur. Or, ce transformateur est un

Figure 1. Cette figure illustre comment la tension de sortie est doublée en couplant l'étage de sortie à un transformateur.

Figure 2. Schéma synoptique du Stentor.

Figure 3. Schéma complet du Stentor. Les LEDs D2 et D3 servent à la stabilisation de la tension de base des transistors T1 et T2 et ne s'allumeront pas, ou à peine, tout comme D1, servant à la stabilisation du courant de repos. Le réglage du courant de repos est très simple. En insérant un ampèremètre dans la ligne d'alimentation, les curseurs des potentiomètres P2 et P3 à la masse, on règle d'abord le courant de repos avec P2 à 0,5 A, puis on l'augmente à 1 A avec P3.



Liste des composants :

Résistances :

R1, R2, R7, R8, R9, R10, R13,
R24, R25 = 4k7
R3, R4, R5, R6, R11, R12 = 33 k
R14, R15 = 10 k
R16, R17, R18, R19 = 150 Ω
R20, R21 = 390 Ω
R22, R23 = 330 Ω
R26, R27 = 100 Ω
R28, R29 = 2 Ω
R30a ... R30c, R31a ... R31c =
0,15 Ω /2 W
P1, P2, P3 = 4k7 potentiomètre ajustable

Condensateurs :

C1 = 1 μ (non-électrolytique)
C2, C7, C8 = 100 n
C3 = 100 μ /10 V
C4 = 820 n
C5 = 680 p
C6 = 1n5
C9, C10 = 1 n
C11, C12 = 10 μ /16 V
C13 = 4700 μ /16 V

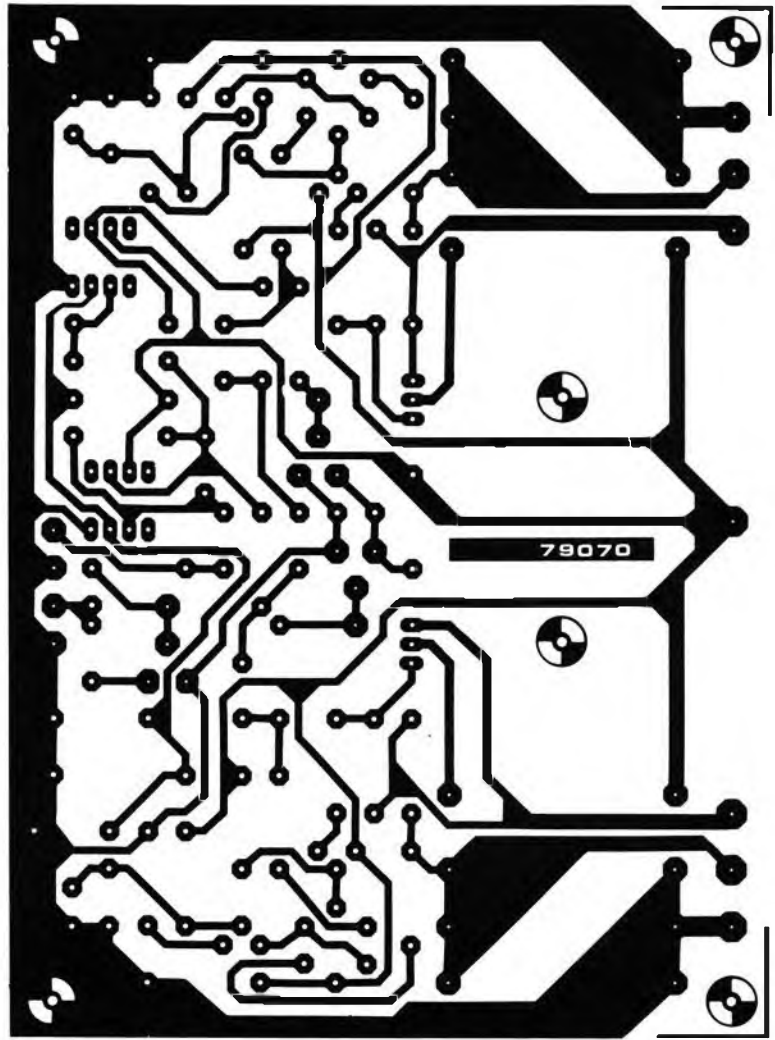
Semi-conducteurs :

T1, T2 = BC547B
T3, T4 = BC557B
T5, T6 = TIP 122
T7, T8 = 2N3055 (LS = 4 Ω),
40411 (LS = 2 Ω)
T9, T10 = E 420 (FET double)
IC1, IC2 = 741
D1, D2, D3 = LED rouge

Divers :

Transfo 2 x 12 V/4 A (LS = 4 Ω),
2 x 12 V/8 A (LS = 2 Ω)
LS = haut-parleur 4 Ω /175 W ou
2 Ω /150 W (levt. 2 x 4 Ω /75 W
Dissipateur (\pm 250 cm², ailettes d'environ
5 cm)
2 x dissipateur pour TIP 122

4



type à deux enroulements identiques, comme par exemple un transfo d'alimentation à point milieu. Ce point milieu sera raccordé à l'alimentation. Ainsi grâce au transformateur la tension sur le haut-parleur est non pas doublée mais quadruplée par rapport à un amplificateur de type classique (fig. 4). Théoriquement une puissance de 16 x 4,5 W = 72 W est maintenant disponible en utilisant un haut-parleur de 4 Ω . Si l'alimentation est suffisamment robuste, on pourra même diminuer la charge, $R_L = 2 \Omega$ par exemple, afin d'obtenir (toujours théoriquement) une puissance de 144 W. C'est ainsi que l'on peut sortir du chapeau du magicien, une bonne douzaine de Watts par Volt. Malheureusement, la consommation est alors beaucoup plus importante qu'une douzaine d'Ampères par Volt; les réserves déjà faites concernant l'alimentation sont donc justifiées. D'autre part, la tension d'alimentation peut aller jusqu'à 14 V.

Schéma synoptique

La figure 1 nous donne le schéma synoptique du Stentor. On constatera

que la deuxième solution (avec transfo) a été retenue. Le signal d'entrée arrive à l'étage mélangeur, permettant ainsi d'appliquer plusieurs signaux, et de les amplifier en même temps (dans des proportions de mélange ajustables) par le Stentor (voir figure 5). L'amplificateur final se compose de deux étages de sortie identiques. L'un des deux reçoit directement le signal de l'étage mélangeur; l'autre sera attaqué à travers le déphaseur. Les deux amplificateurs sont donc attaqués par un signal de même forme et de même amplitude mais en opposition de phase. Les étages finals ne sont autres que des amplificateurs différentiels, attaquant des sources de courant (T7/T8). Un réglage du courant de repos a été prévu afin d'ajuster T7/T8 au bord de la conduction, au moment où le signal d'entrée est nul. Ainsi le moindre changement de tension provoquera déjà un changement de courant à travers T7/T8. Avec les deux potentiomètres ajustables il est possible d'ajouter une tension de polarisation comprise entre 0 et 1,4 V au signal d'entrée. Les problèmes de diaphonie seront ainsi limités au minimum.

Initialement, au repos, les deux extrémités du transformateur sont au potentiel positif de l'alimentation. Pendant une demi période du signal, l'un des transistors de sortie, T7 par exemple, est conducteur, un courant circule au travers du bobinage supérieur et la tension au collecteur de T7 chute. De plus cette variation du courant dans le bobinage supérieur entraîne une tension induite aux bornes du bobinage inférieur, tension induite qui a une polarité opposée par rapport à celle du bobinage supérieur. Il en résulte que quand la tension à l'extrémité du bobinage supérieur chute de +14 V à 0 V, la tension à l'extrémité du bobinage inférieur passe à +28 V. Durant la seconde demi période du signal d'entrée, le processus est inversé. T8 conduit (et T7 se bloque) faisant chuter la tension du bobinage inférieur et induisant une tension opposée sur le bobinage supérieur. Ainsi la tension appliquée au haut-parleur est le double de la tension d'alimentation et bien que la tension ne tombe jamais en dessous de 0 V car le courant s'inverse à chaque demi période le haut-parleur reçoit effectivement une tension alternative

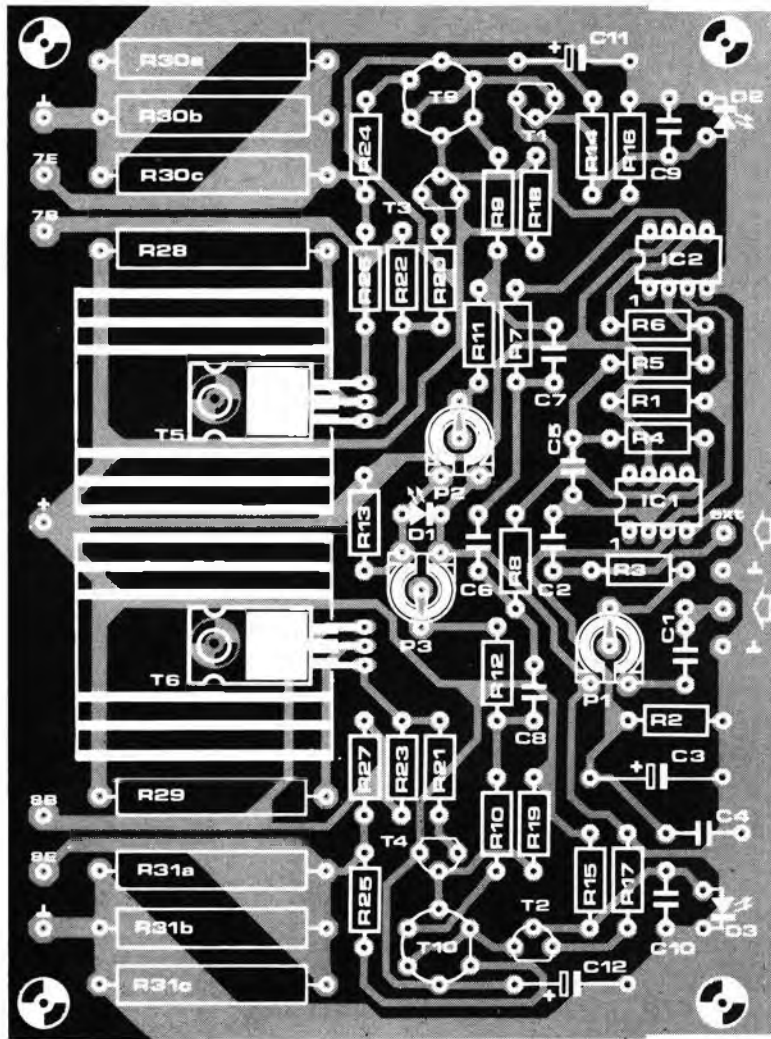
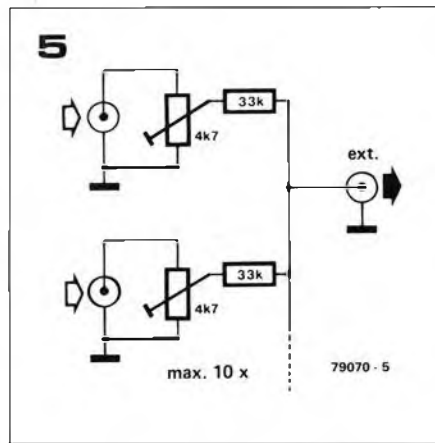


Figure 4. Circuit imprimé et implantation des composants. Les transistors de puissance et le transfo ne peuvent être montés sur le circuit imprimé. T7 et T8 doivent être montés sur un radiateur suffisamment dimensionné et doivent en être isolés.

Figure 5. Cette figure illustre comment plusieurs signaux d'entrée peuvent être sommés à l'entrée du Stentor. Si l'on ne dispose que d'un seul signal d'entrée, P1 peut servir comme réglage de volume.

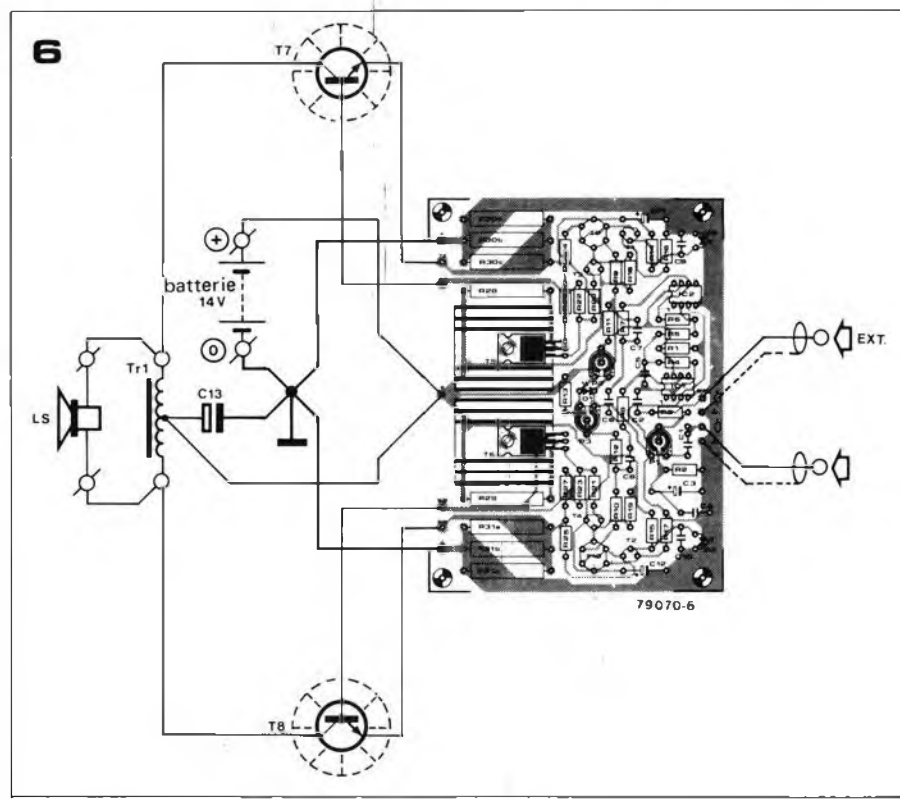
Figure 6. Schéma de câblage du Stentor. Le câblage se fera avec un maximum de soins. Des conducteurs épais et rigides sont nécessaires. Il est fortement recommandé de respecter ce schéma de câblage.



oscillant entre +28 V et -28 V.

Le circuit

La figure 2 montre le schéma complet du Stentor. Bien que le principe de fonctionnement puisse nous paraître clair, examinons les quelques détails nécessitant des remarques. Etudions donc pas à pas le schéma théorique: L'étage mélangeur est d'une conception classique; le niveau d'amplification est fixé par le rapport R4/R3. Une tension de référence, égale à la moitié de la tension d'alimentation, est disponible à travers R1 et R2 à l'entrée non inverseuse de IC1. En l'absence d'un signal d'entrée, il y aura donc à la sortie d'IC1 la moitié de la tension d'alimentation. Tout signal alternatif à l'entrée de IC1 se présentera à la sortie, ajouté de la moitié de la tension d'alimentation. IC2 a exactement la même fonction que IC1. Le signal d'entrée sera appliqué aux deux amplificateurs opérationnels à l'entrée inverseuse; le signal sera donc déphasé de 180° par chaque ampli-op.



Les deux étages de sortie sont identiques et se composent d'un ampli différentiel (T9, T10), ajusté à l'aide d'une source de courant (T1, T2 et les composants s'y rapportant), attaquant l'étage de puissance, construit autour de T3, T5 et T7 (T4, T6 et T8). Comme source de courant on utilise une LED rouge, afin d'obtenir une bonne stabilisation de la tension de base. (Il faut que la LED soit rouge, car la tension aux bornes d'une LED rouge est différente de celle d'une verte, par exemple!) Le courant collecteur de T1 traverse les deux moitiés du double FET T9, le partage étant déterminé par la polarisation du FET. Le signal d'attaque arrive à travers R9 sur la porte gauche de T9. La tension sur la porte droite de T9 est, pour ainsi dire, identique à celle aux bornes de R30, donc proportionnelle au courant de sortie. En négligeant la différence entre les deux tensions de porte, nous pouvons donc voir que le courant de collecteur de T7 est à peu près proportionnel à la tension d'entrée de la porte de gauche. Une tension continue d'environ 1,4 V est prélevée à travers R13 et D1 sur l'alimentation. Avec P2 (P3) une partie de ce courant peut être ajouté au signal, de sorte qu'en l'absence de signal à l'entrée, l'étage final soit déjà polarisé, évitant ainsi les problèmes de diaphonie.

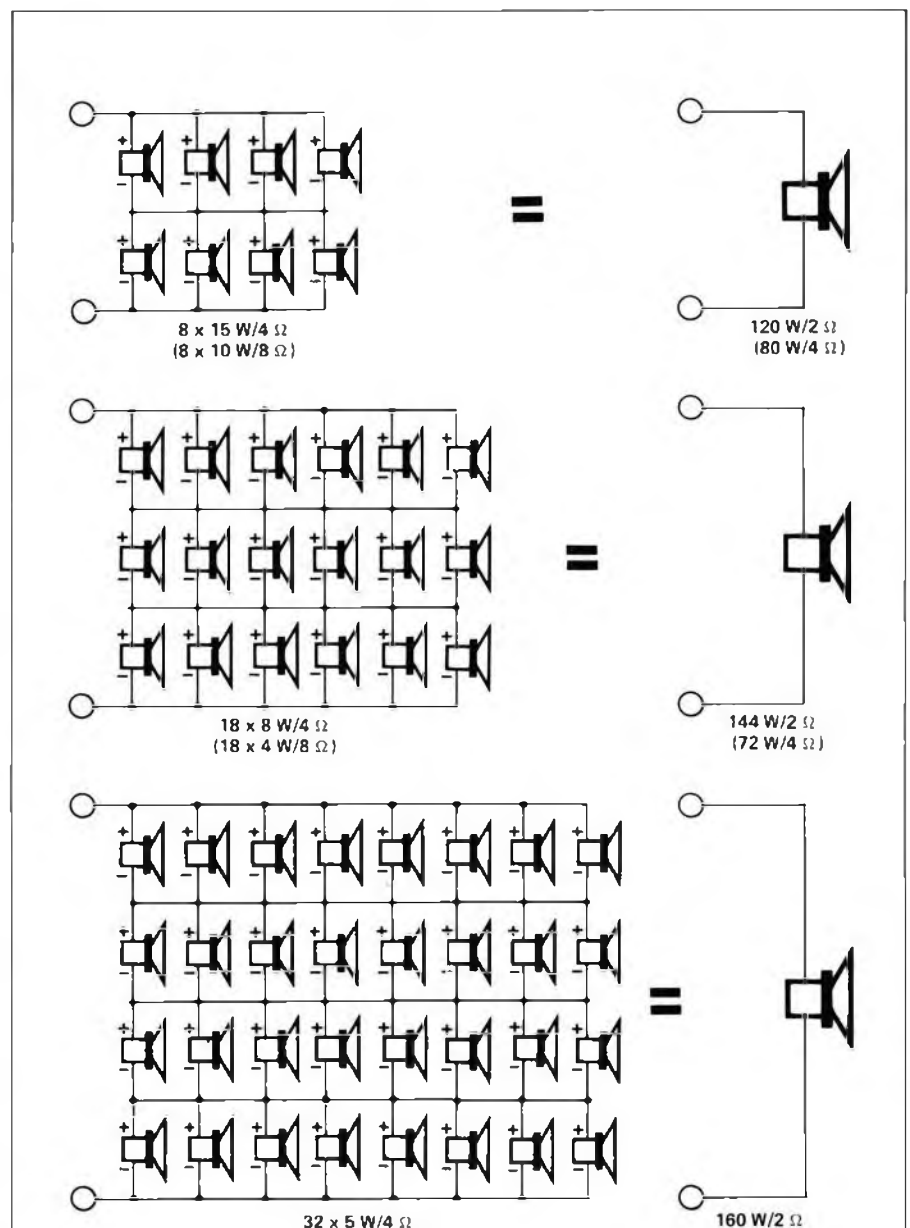
Réalisation

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont présentés Figure 4. Le câblage du circuit ne pose pas de problème particulier, mais le choix de certains composants est lié à l'impédance du haut-parleur (c.à.d. la puissance de sortie). C'est ainsi qu'il faudra par exemple prendre pour une charge de 2Ω , un transistor 40411, plus cher que le 2N3055, utilisable avec une charge de 4Ω . Aussi, le transfo doit pouvoir supporter 4 A sur 4Ω et 8 A sur 2Ω . Enfin, la puissance de R30/R31 dépend de la charge. Un type de 1 W est nécessaire sur 4Ω , alors qu'il faudra choisir un type de 5 W sur 2Ω .

Dans tous les cas il faudra isoler parfaitement l'enroulement primaire du transfo. Etant donné les rapports de transformation, de très hautes tensions peuvent se trouver aux bornes de cet enroulement.

En conclusion

Comme cela avait déjà été signalé en début d'article, il ne faudra surtout pas s'attendre à des qualités hifi de la part du Stentor. La distorsion totale est d'environ 10%, mais il s'agit de distorsion du genre le moins agressif. La parole sera à peine déformée par cette distorsion. (10% de distorsion est d'ailleurs très peu pour un mégaphone!) Il est vrai que Stentor n'est pas ce qu'on trouve de mieux pour un orchestre pop, mais son comportement est bien moins agressif que celui d'un appareillage



Le dernier maillon de la chaîne

Après avoir examiné comment le Stentor arrive à fournir une telle puissance, il serait peut être utile de voir brièvement quel genre de haut parleur utiliser avec un tel amplificateur. C'est bien un haut parleur (et non un bas parleur ou un haut musicien) qui est nécessaire et il serait regrettable de gaspiller du temps et de l'argent en voulant utiliser un seul haut-parleur qui devrait "encaisser" toute la fougue du Stentor. Une solution moins couteuse et plus efficace est de connecter plusieurs haut-parleurs en série-parallèle. La plupart des fabricants proposent des haut-parleurs de petit

diamètre coutant moins de 50FF pièce et admettant une puissance maximale comprise entre 5 et 15 W. En montant ces haut-parleurs côte à côte sur un panneau ou l'un au dessus de l'autre sur une colonne, on obtient encore une augmentation de l'efficacité grâce aux effets de focalisation. Il faudra faire attention à ce que tous les haut-parleurs soient connectés en phase. Ceci peut être vérifié simplement en posant brièvement les fils d'entrée de la batterie de haut-parleurs sur les cosses d'une pile. Les membranes doivent alors toutes bouger dans la même direction. Si l'une d'entre elles évolue dans le sens inverse, il faudra alors intervertir ses connexions.

conventionnel à transistor. D'autre part, la distorsion donnera un cachet spécial au bruit assourdissant ("new-Stentor-wave?", "il faut l'avoir entendu, ce nouveau sound!"). Ceci est particulière-

ment vrai pour les jeunes musiciens, qui attachent plus d'importance à une puissance de sortie maximale avec un prix de revient minimum et une facilité de dépannage qu'à une qualité hifi. ■

lignes à retard

Utilisée aussi bien par les musiciens amateurs ou professionnels que par les studios d'enregistrement, la ligne à retard électronique constitue l'une des plus importantes techniques de traitement du son. Les effets de réverbération, d'écho, de vibrato, de phasing, de flanging et de chœur ne sont que quelques-uns des effets spéciaux que l'on peut obtenir en retardant un signal audio. Cependant, les applications des lignes à retard ne sont pas limitées aux seuls effets audio: les systèmes de renforcement du son, les équipements de commande du niveau sonore, les circuits de traitement de la parole utilisent tous, sous une forme ou une autre, des lignes à retard. Dans cet article, nous allons étudier de près cet appareil, aussi bien de l'intérieur que de l'extérieur; puis nous examinerons quelques-uns des services les moins connus qu'il peut rendre.

Chacun sait que la vitesse du son en air libre est d'environ 350 m/s: cela signifie que, même pour des distances relativement courtes, le son met un temps appréciable pour atteindre un auditeur (de l'ordre de 25 à 30 ms pour parcourir 10 m). Lorsqu'on écoute de la musique — peu importe qu'elle soit reproduite par un système stéréophonique domestique ou par un véritable orchestre dans une salle de concert — le signal reçu par les oreilles est un mélange de son direct et de son retardé. Le premier va directement de la source sonore à l'auditeur, tandis que le dernier est d'abord réfléchi par les murs, le plafond, l'ameublement, etc., de sorte qu'il devra parcourir une distance plus grande. Le fait est que l'oreille humaine est très sensible aux différences de temps mis par un signal pour lui parvenir, ainsi qu'au niveau du son réfléchi qu'il contient. Un signal privé de réverbération naturelle, comme le signal de sortie d'un générateur BF branché sur un écouteur, se distinguera par sa sonorité "artificielle" et sera souvent considéré comme relativement désagréable, car il provoque une certaine fatigue chez l'auditeur.

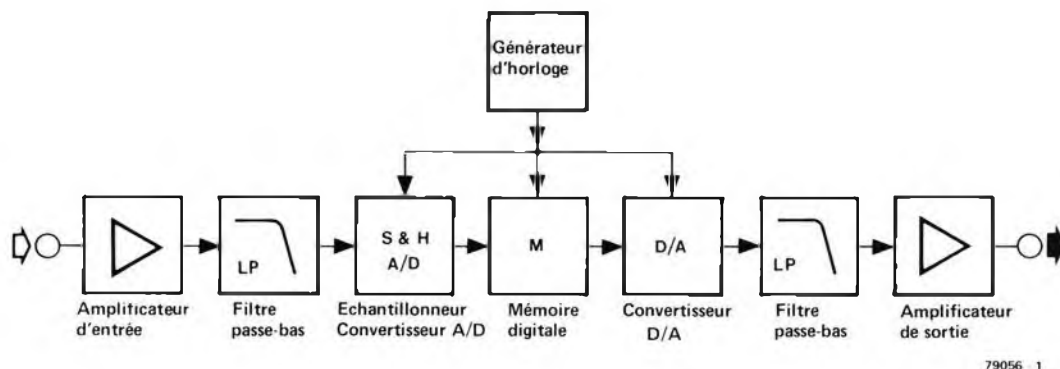
Les techniques d'enregistrement consistant à placer le microphone très près de la source ont pour effet de priver le morceau de musique de réverbération naturelle; il en résulte des sons "morts", "plats", dénués de toute ambiance. C'est pour cette raison que les studios doivent introduire une certaine réverbération artificielle, afin de rétablir la plénitude naturelle et le "corps" de la musique. Bien des salles de concert, dont l'acoustique naturelle est médiocre, peuvent être améliorées par l'emploi de lignes à retard qui permettent de commander électroniquement leurs caractéristiques de réverbération. En faisant varier la durée et le niveau de cette réverbération, on peut adapter l'acoustique de la salle au type de musique que l'on y joue — temps de réverbération long pour des oeuvres orchestrales, temps plus court pour la musique de chambre.

Outre la simulation des caractéristiques de réflexion sonore d'un environnement acoustique particulier, les lignes à retard

peuvent également servir à traiter le signal musical suivant toute une variété de procédés permettant d'obtenir une vaste gamme d'effets souvent spectaculaires. On peut exploiter certaines réponses psychoacoustiques du cerveau pour convaincre l'auditeur qu'il écoute non pas une, mais plusieurs voix — c'est-à-dire un chœur. On peut aussi obtenir des effets de phasing/flanging et "d'espace", ce dernier produisant un son de caractéristiques très artificielles, proches de la science-fiction, dont il n'existe pas d'équivalent exact dans la vie réelle. On peut trouver d'autres applications des lignes à retard dans les équipements de traitement du signal où elles servent à laisser aux circuits de commande un temps suffisant pour qu'ils puissent éliminer les surcharges de signal, les pics, etc., avant de les appliquer à l'étage suivant; dans les systèmes de public-address, les lignes à retard permettent d'améliorer de façon considérable l'intelligibilité des signaux de parole.

Pendant de nombreuses années on a utilisé des lignes à retard de type électromécanique — la plus connue étant la "chambre d'écho". C'est simplement une enceinte de conception spéciale dont on peut faire varier la réponse acoustique à l'aide de rideaux, de carreaux, etc., permettant d'altérer les propriétés absorbantes des surfaces réfléchissantes. Le signal dont on veut obtenir un écho est reproduit par des haut-parleurs, puis capté par des microphones disposés avec soin. L'ensemble constitue une prouesse assez onéreuse, limitée par la taille de la chambre utilisée. Les effets de réverbération et d'écho ont été également obtenus par des dispositifs électromécaniques populaires basés sur des lignes à ressort ou des lames métalliques. Dans ce type de ligne à retard, le signal acoustique est appliqué par un transducteur, par exemple à un ressort hélicoïdal. Il se propage ensuite le long des spires du ressort jusqu'à ce qu'il soit capté à l'autre extrémité par un second transducteur qui le reconvertit en un signal électrique. Malheureusement, ces types d'appareils souffrent de nom-

1



79056 1

breuses limitations. Tout d'abord la gamme de leurs applications possibles est très réduite, ne comportant que les effets d'écho et de réverbération. Ensuite, ils sont extrêmement sensibles aux vibrations externes (microphonie), et de plus ils ont tendance à montrer des modes de résonance propres, de sorte que leur réponse en fréquence n'est pas parfaitement plate. On rencontre des problèmes semblables de sensibilité intrinsèque aux perturbations mécaniques avec les machines d'écho et de réverbération à bande magnétique utilisant plusieurs têtes de lecture mutuellement décalées pour appliquer au signal audio un retard variable. Les spécifications demandées à la partie mécanique de tels appareils sont excessivement sévères, ce qui signifie naturellement que leur prix est en général très élevé.

Par bonheur, les derniers progrès des composants ont permis de développer des lignes à retard entièrement électroniques qui non seulement sont plus fiables, engendrent des sons sans coloration et de bonne qualité sonore, et sont considérablement moins chères, mais encore qui permettent d'obtenir une large gamme d'effets spéciaux liés au temps.

Les lignes à retard électroniques

Contrairement aux lignes à retard électromécaniques, le signal audio n'est pas transmis de façon continue à travers la ligne à retard, mais il est échantillonné à une fréquence qui doit être au moins deux fois plus élevée que la plus haute des fréquences du signal. Les échantillons traversent alors, à la cadence d'une horloge, une sorte de registre à décalage, et le signal d'origine est reconstitué à la sortie moyennant un filtre passe-bas qui supprime les composantes de la fréquence d'horloge. On peut faire une distinction fondamentale entre deux types de lignes à retard électroniques. Il existe d'une part des lignes à retard digitales qui utilisent soit

Figure 1. Synoptique d'une ligne à retard digitale pour signaux audio. La largeur de bande du signal d'entrée analogique est d'abord limitée par un filtre passe-bas; le signal est ensuite converti en un signal digital par le convertisseur A-D, puis il progresse à travers un registre à décalage digital, ou une RAM, à une cadence déterminée par un générateur d'horloge. A la sortie de la mémoire digitale, le signal échantillonné et retardé est reconstruit en une onde de forme analogique avant de traverser un second filtre passe-bas qui élimine les composantes de la fréquence d'horloge.

Figure 2. Une ligne à retard analogique pour signaux audio utilisant un registre à décalage du type "en chaîne de seaux" (bucket-brigade). Les niveaux des charges représentant la valeur instantanée de la forme d'onde analogique échantillonnée sont transmis de condensateur en condensateur, comme des seaux d'eau circulant le long d'une chaîne de pompiers.

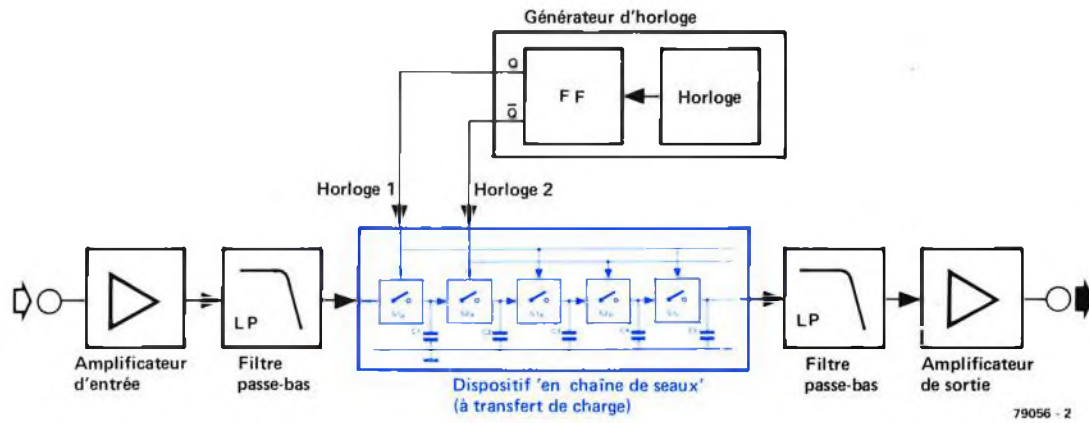
Photo 1. L'EMT 250, une unité de réverbération électronique professionnelle. Cette unité, qui utilise des lignes à retard digitales et une mémoire à accès aléatoire (de 128 K) commandée par microprocesseur, assure 19 fonctions de retard différentes qui, sous la commande du programme, peuvent simuler une large gamme d'effets dont le phasing, le chœur, l'écho et bien sûr, la réverbération.

une mémoire à accès aléatoire (RAM) et une logique de commande spéciale, soit des registres à décalage digitaux (dans les deux cas, la mémoire digitale doit être précédée et suivie de convertisseurs analogique-digital et digital-analogique), et d'autre part des lignes à retard analogiques qui utilisent des mémoires analogiques constituées de batteries de dispositifs à transfert de charge (ou CCD = Charge Coupled Device).

La figure 1 montre le synoptique d'une ligne à retard digitale. Un générateur d'horloge commande les convertisseurs A-D et D-A ainsi que la cadence à laquelle le signal échantillonné entre et sort du registre à décalage. Deux méthodes principales conviennent à la conversion A-D: la modulation delta et la modulation par impulsions codées. Le modulateur delta possède une simple sortie sous la forme d'un train d'impulsions; ce train donne de façon continue une indication permettant de savoir si le signal d'entrée analogique est en train d'augmenter ou de diminuer. Dans le premier cas la sortie du modulateur est haute, tandis que dans le second cas la sortie du modulateur sera un "0" logique. Si le signal d'entrée était constant, la sortie du modulateur serait 01010101... L'unité de réverbération digitale décrite dans le numéro d'Elektor de Novembre/Décembre 1978 (no. 4) utilisait exactement ce type de modulateur.

Dans le cas de la modulation par impulsions codées, le signal analogique est converti en suites d'impulsions, ou mots, qui représentent sous forme binaire la valeur instantanée des échantillons. On peut assimiler le processus à celui qui consiste à comparer le signal analogique à une tension de référence dont la forme d'onde serait celle d'un escalier qui monte. La sortie du comparateur change d'état dès que la tension de référence dépasse celle du signal analogique. La hauteur de l'escalier, c'est-à-dire le nombre de marches qu'il contient, est une mesure de l'amplitude du signal analogique. Le nombre de bits de

2



chaque mot binaire (c'est-à-dire le nombre de sorties du convertisseur A-D) détermine la résolution ou la précision de la conversion. Plus le nombre de bits est grand, plus grand est le nombre de marches de l'escalier, et donc plus petite est l'erreur introduite par le fait que la variation minimum du niveau du signal que le convertisseur prendra en compte est égale à la hauteur d'une marche. Pour obtenir une résolution satisfaisante, on utilise généralement un code d'au moins 12 bits, ce qui signifie que l'escalier comprend $2^{12} = 4096$ marches. Si les marches ont toutes la même hauteur, on dit que le code est linéaire, c'est-à-dire qu'il y a une relation linéaire entre l'entrée analogique et la sortie codée en binaire du convertisseur. Si, au contraire, la hauteur des marches n'est pas constante, on dit que le code est "pondéré", tandis qu'il est également possible que l'escalier possède plusieurs "volées" de marches, la hauteur des marches variant d'une volée à l'autre. Dans ce cas, la caractéristique de conversion possède plusieurs "coudes". Il existe de plus une technique complexe connue sous le nom de "codage à virgule flottante" que l'on peut employer pour améliorer la dynamique du convertisseur. C'est ainsi qu'il est possible, par exemple, de faire varier le gain (ou l'atténuation) du convertisseur A-D en fonction de l'amplitude du signal d'entrée. L'information donnant la valeur du gain introduit par le convertisseur est également codée en binaire et transmise avec la version numérisée de l'entrée analogique, de sorte que l'on puisse appliquer la quantité inverse de gain ou d'atténuation au processus de reconversion D-A en sortie, afin de rétablir le niveau du signal d'origine.

A l'aide d'une horloge, les données binaires sont soit transmises à travers un registre à décalage digital, soit à travers une mémoire à accès aléatoire (RAM) grâce à une logique de commande spéciale. La cadence à laquelle les données sont transférées, et donc l'importance du retard introduit, sont

1



naturellement définies par la fréquence de l'horloge.

D'après le théorème de l'échantillonnage de Nyquist, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit au moins le double de la fréquence maximale du signal. Pour cette raison, la largeur de bande du signal d'entrée analogique est limitée par un filtre passe-bas d'entrée qui possède une pente excessivement brutale. Il faut placer un dispositif semblable à la sortie de la ligne à retard afin de supprimer les composantes à haute fréquence de l'horloge et tout signal parasite produit par l'interaction des fréquences d'horloge et du signal. Les lignes à retard digitales ont l'avantage que l'on peut les étendre pratiquement jusqu'à n'importe quelle longueur sans affecter la qualité du signal. C'est un avantage par rapport aux lignes à retard analogiques, où le degré d'atténuation introduit sur le signal est proportionnel au temps de retard. Les registres à décalage digital sont donc parfaitement adaptés aux applications qui exigent des temps de retard plus longs.

De plus, la possibilité d'utiliser des lignes à long retard signifie qu'il est possible d'augmenter la fréquence d'horloge et donc la bande passante maximum admissible pour le système, tout en conservant des lignes à retard raisonnables. L'inconvénient des registres à décalage digital est le coût relativement élevé des convertisseurs A-D et D-A. Bien que les registres à décalage soient en eux-mêmes meilleur marché que leurs équivalents analogiques la dépense supplémentaire due à la double conversion A-D-A augmente considérablement le prix. Cela est particulièrement vrai si l'on exige une ligne à retard digitale possédant plusieurs sorties différentes, chacune d'elles ayant un temps de retard particulier. Il faut dans ce cas un convertisseur D-A pour chaque sortie, alors qu'avec une ligne à retard analogique on peut extraire le signal pratiquement en n'importe quel point. On peut diviser les lignes à retard analogiques en celles qui utilisent des

3

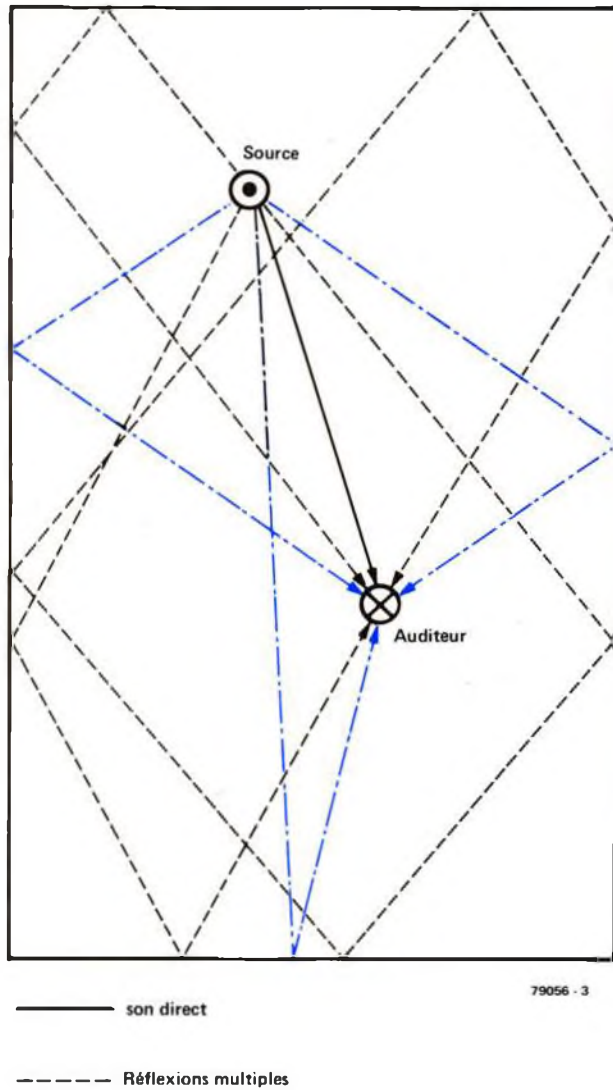


Figure 3. Illustration des divers trajets suivis par les ondes sonores allant d'une source de signal à un auditeur, à l'intérieur d'une pièce rectangulaire.

Figure 4. Graphique donnant l'amplitude en fonction du temps, illustrant les caractéristiques de densité et de décroissance des échos pendant la période de réverbération d'un unique signal sonore, aigu. L'intervalle entre deux réflexions successives est déterminé par la longueur du trajet de chaque onde sonore, ainsi que par les propriétés d'absorption acoustique des surfaces réfléchissantes qu'elles rencontrent. Comme on peut le voir, le signal de réverbération possède, après un temps relativement court, une densité d'échos extrêmement importante. Cette rapide augmentation du nombre des signaux venant d'une réflexion est une propriété caractéristique du phénomène acoustique appelé "réverbération".

Figure 5a. Synoptique d'un module de réverbération simplifié, composé d'une ligne à retard de temps de propagation τ , et d'une boucle de contre-réaction qui atténue le signal retardé d'un facteur g .

Figure 5b. Schéma du module de réverbération simplifié de la figure 5a. On peut faire varier de façon continue, à partir de 0 dB, l'atténuation g du signal de contre-réaction à l'aide du potentiomètre.

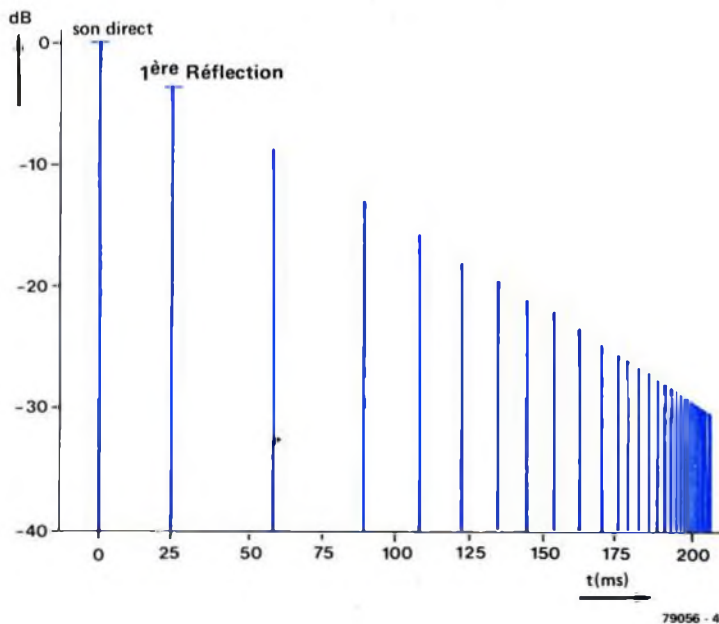
Figure 5c. Graphique donnant l'amplitude en fonction du temps du signal de sortie du circuit de réverbération simplifié, avec $\tau = 20$ ms et $g = -3$ dB (0,7).

Figure 5d. La réponse en fréquence du circuit de réverbération simplifié ressemble à celle d'un filtre en peigne. Le temps de propagation, τ , détermine l'intervalle séparant deux pics

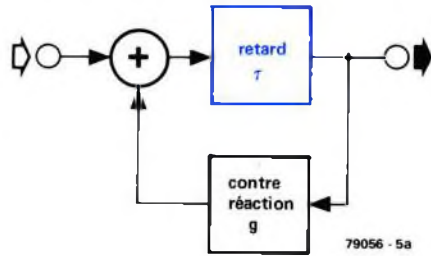
successifs de la réponse ($= \frac{1}{\tau}$), tandis que

l'atténuation, g , de la boucle de contre-réaction détermine l'amplitude des pics.

4

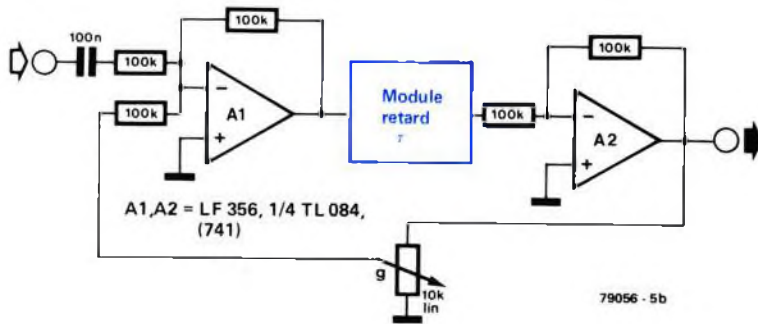


5a



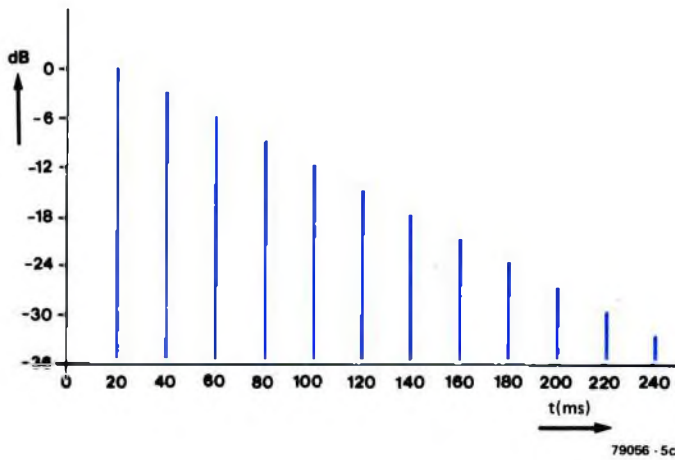
79056 - 5a

5b



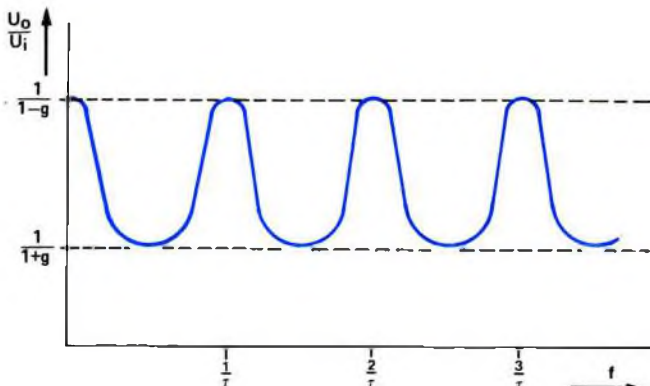
79056 - 5b

5c



79056 - 5c

5d



79056 - 5d

mémoires dites "en chaînes de seaux" (bucket brigade), et en celles qui utilisent des dispositifs à transfert de charge. Le principe de base est le même dans les deux cas, la différence étant localisée au niveau de la structure de la puce pour les deux types de dispositifs. Le terme de "chaîne de seaux" vient du fait que l'on peut comparer le fonctionnement du registre à décalage à celui d'une chaîne de pompiers faisant circuler des seaux d'eau le long d'une ligne. Dans le cas de la puce, les seaux sont en fait des condensateurs, et l'"eau" représente des paquets de charges qui correspondent à la valeur instantanée de la forme d'onde analogique échantillonnée. Les paquets de charge sont transférés de condensateur en condensateur par des interrupteurs à FET qui sont commandés par une horloge biphasée.

Comme les capacités intégrées sur la puce sont loin de représenter des condensateurs parfaits, et comme leur courant de fuite est relativement élevé, les échantillons sont inévitablement atténués au cours de leur traversée du registre à décalage. Toutefois, comme chaque échantillon est atténué de la même quantité, l'enveloppe de la forme d'onde d'origine est respectée. Malheureusement, lorsque l'on exige des temps de retard plus longs, ce qui implique que le signal soit décalé d'un grand nombre d'étages, l'effet cumulé de toutes ces petites pertes s'ajoute jusqu'à produire une détérioration appréciable du rapport signal/bruit. Ce problème devient particulièrement critique lorsque l'on utilise des boucles de réaction où le signal traverse plusieurs fois le même registre à décalage. De ce point de vue, les mémoires "Bucket-Brigade" sont supérieures aux dispositifs à transfert de charge et on les préférera pour les travaux audio. Toutefois, les CCD offrent des densités supérieures sur la puce (une ligne à retard typique à CCD contiendra jusqu'à 64 registres à décalage séparés, chacun contenant 256 étages), et ils conviennent mieux aux applications à haute fréquence telles que le retard des signaux vidéo.

La figure 2 illustre les éléments de base d'une ligne à retard munie de mémoires "à chaînes de seaux". Là aussi il faut placer des filtres passe-bas à flanc raide à l'entrée et à la sortie, afin de limiter la bande du signal d'entrée et d'éliminer les composantes de la fréquence d'horloge.

Les applications des lignes à retard

L'application de loin la plus courante, mais aussi la plus complexe des lignes à retard consiste à produire de la réverbération. La réverbération est un phénomène acoustique qui fait partie intégrante de n'importe quel environnement destiné à l'écoute, que ce soit une salle de séjour domestique ou une salle de concert. Ce n'est que dans des salles

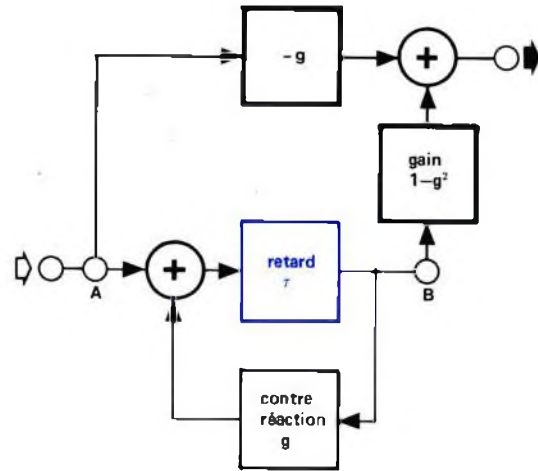
Figure 6a. Le module de réverbération "passe-tout", dont la réponse en fréquence est linéaire, est un perfectionnement du circuit de réverbération de base.

Figure 6b. Un circuit pratique d'unité de réverbération passe-tout, avec un facteur d'amortissement de $-3,5$ dB (0,66).

Figure 7. En mélangeant, dans des proportions différentes, les sorties de plusieurs lignes à retard, il est possible de simuler avec une meilleure précision l'acoustique naturelle de différents types de pièces.

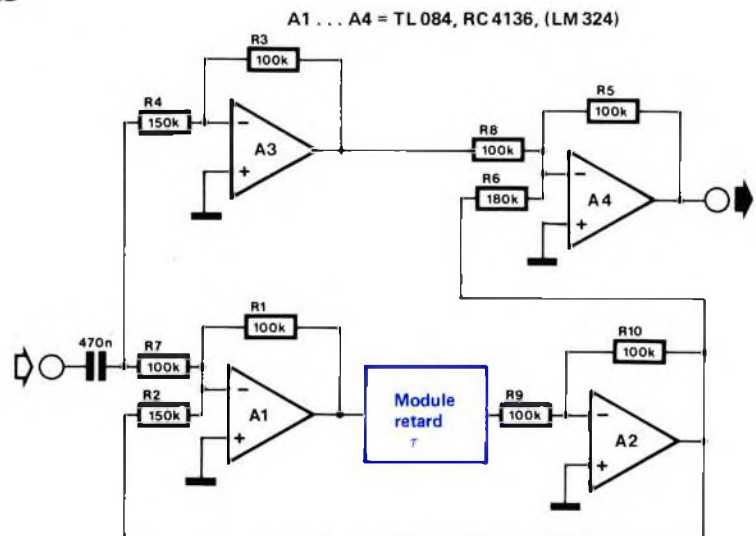
Figure 8. Les unités de réverbération électroniques professionnelles typiques emploient un grand nombre de lignes à retard afin d'obtenir des caractéristiques de réverbération rigoureusement authentiques. Le circuit relativement simple représenté ici contient néanmoins quatre modules de réverbération du type indiqué sur la figure 5, connectés en parallèle, suivis de deux modules passe-tout semblables à ceux de la figure 6. Le potentiomètre $g7$ détermine les proportions du signal direct et du signal retardé mélangés dans l'étage de sortie.

6a



79056 - 6a

6b



79056 - 6b

$$g = \frac{R1}{R2} = \frac{100 \text{ K}}{150 \text{ K}} = 0,66 \text{ } (-3,5 \text{ dB})$$

$$-g = -\frac{R3}{R4} = -\frac{100 \text{ K}}{150 \text{ K}} = -0,66$$

$$1-g^2 = \frac{R5}{R6} = \frac{100 \text{ K}}{180 \text{ K}} = 0,55$$

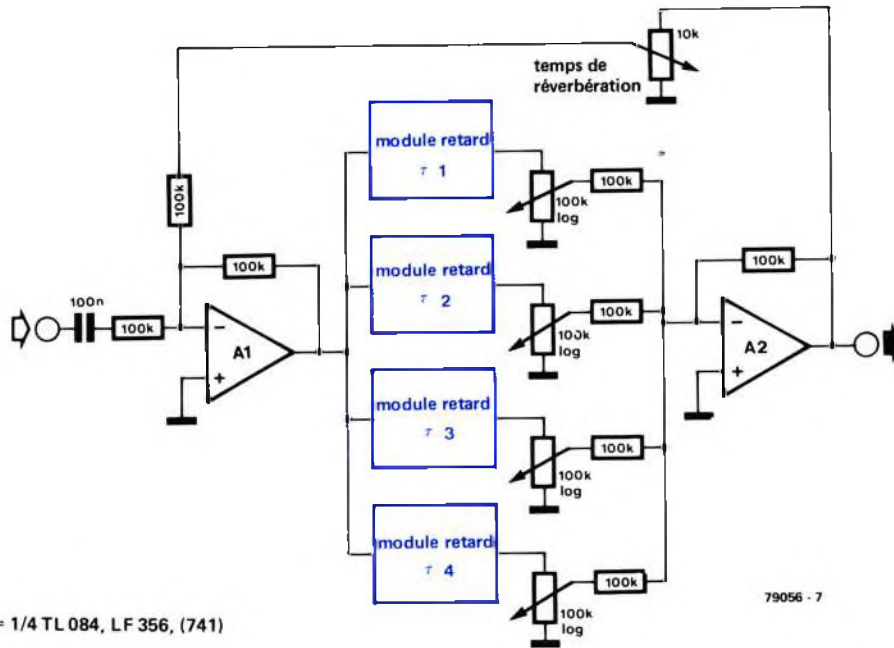
construites spécialement, dites chambres anéchoïques, que l'on peut s'affranchir de la réverbération, les murs, le sol et le plafond étant presque toujours responsables de la réflexion d'au moins une partie du son.

Dans une enceinte de grand volume, comme par exemple une cathédrale dont les surfaces réfléchissantes intérieures sont dures, un son peut mettre jusqu'à quatre ou cinq secondes à s'évanouir. Cela compose un environne-

ment acoustique merveilleux pour un orgue d'église, mais rend la parole humaine à peu près inintelligible, à moins d'être prononcée très lentement (l'acoustique des églises est probablement la principale raison pour laquelle les ministres du culte adoptent souvent des inflexions chantantes, et quelque peu sinueses!) En plus des murs, du plafond, etc., d'une salle de concert, le nombre de personnes présentes modifie également l'acoustique. Une salle de

concert bondée aura un temps de réverbération plus court que la même salle à moitié vide, à moins bien sûr que, comme c'est le cas au Albert Hall, les fauteuils aient été étudiés de façon à avoir des caractéristiques de réverbération semblables à celles des auditeurs. Le dessin représenté sur la figure 3 illustre le diagramme de dispersion d'un signal sonore bref et aigu dans une pièce domestique de forme classique. L'auditeur entendra tout d'abord le signal

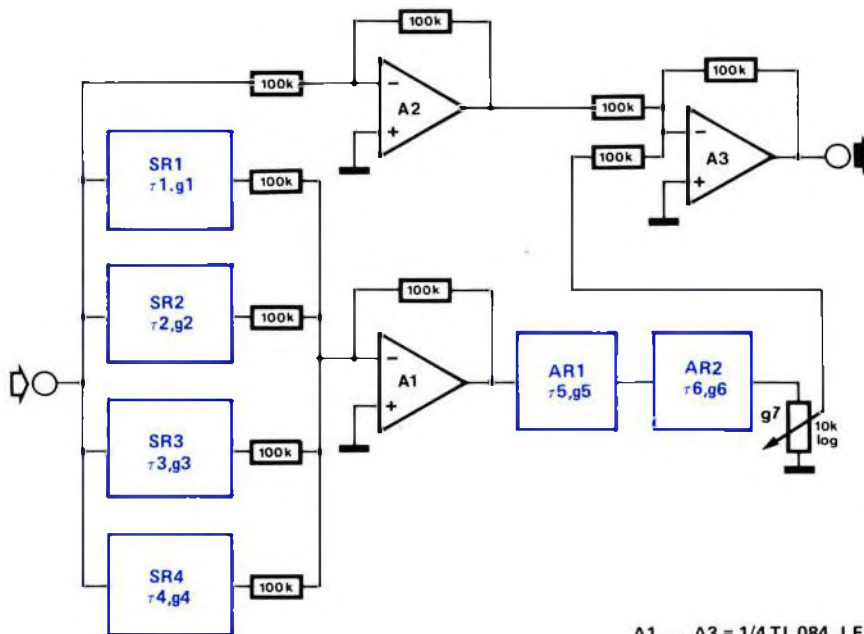
7



A1,A2 = 1/4 TL 084, LF 356, (741)

79056 - 7

8



A1...A3 = 1/4 TL 084, LF 356 (741)

79056 - 8

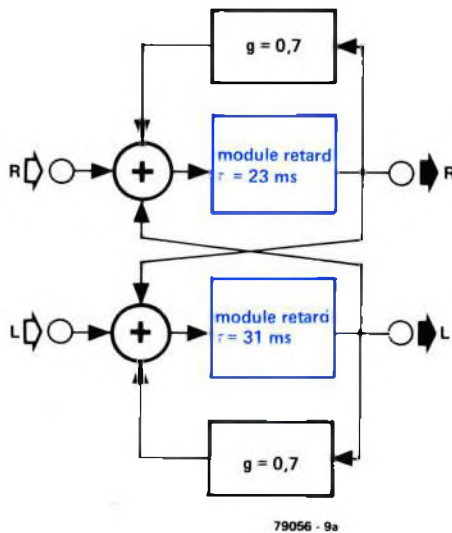
d'origine venant directement de la source sonore. Après un court intervalle, ce signal est suivi de celui venant de la première réflexion directe sur le mur le plus proche, puis de ceux venant d'autres réflexions directes sur des surfaces plus éloignées comme le plafond, le plancher ou les murs arrière, etc. Ceux-ci se fondent rapidement parmi le nombre plus important de signaux issus de réflexions indirectes ou multiples sur plus d'une surface. Comme l'énergie

des ondes sonores est absorbée chaque fois qu'elles heurtent une surface réfléchissante, l'amplitude des "échos" diminue de façon plus ou moins exponentielle.

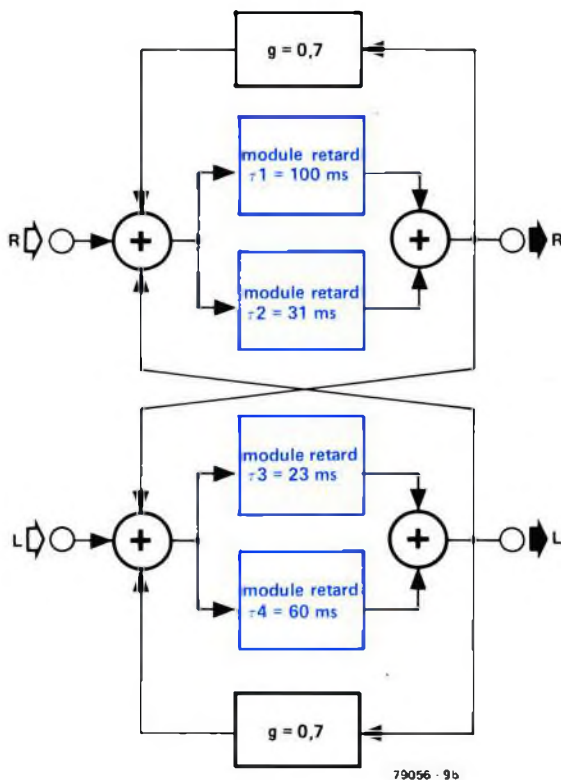
Une caractéristique importante et spécifique de la réverbération naturelle est la haute *densité* des signaux réfléchis. Lorsqu'on effectue une simulation électronique de la réverbération, il faut engendrer autour de 1000 échos par seconde si l'on veut que l'effet n'ait pas

une sonorité artificielle. De plus, il importe que l'écartement des échos ne soit pas périodique. Le graphique de la figure 4, donnant l'amplitude en fonction du temps, illustre ces points. Les figures 5a et 5b représentent la configuration des circuits de base d'une unité de réverbération. Comme on peut le voir, elle se compose simplement d'une ligne à retard et d'une boucle de réaction. La figure 5c donne le graphique amplitude en fonction du temps cor-

9a



9b



respondant. En atténuant la fraction de signal retardé qui est renvoyée dans la boucle de réaction, on peut obtenir à la demande un signal de réverbération de décroissance exponentielle.

Le temps de réverbération est défini comme le temps mis par un signal pour que son amplitude ne soit plus que le 1 millionième du niveau d'origine, c'est-à-dire que le niveau a diminué de 60 dB. Dans le cas du circuit simple de la figure 5a, on pourra calculer le nombre de tours de boucle de réaction que le signal retardé devra parcourir avant d'atteindre ce niveau en divisant 60 dB par l'atténuation, g , de la boucle de réaction. Le temps de réverbération, T , est alors égal au nombre de tours de boucle de réaction du signal multiplié par le temps de propagation, τ :

$$T = \frac{60}{g} \cdot \tau$$

Un temps de propagation de 50 ms et une atténuation de 3 dB donneront un temps de réverbération de 1 seconde. Toutefois, nous nous heurtons là au premier problème posé par l'emploi de ce dispositif simplifié. Pour réaliser des temps de réverbération suffisamment longs (1 à 2 secondes), il faut utiliser soit des temps de propagation longs, ce qui entraîne une faible densité d'échos, soit des temps de propagation courts avec une densité d'échos élevée. Dans le premier cas la réverbération résonne de façon artificielle, tandis qu'une densité d'échos élevée suppose la réduction de l'atténuation de la boucle de réaction, à un point tel que le circuit tend à devenir instable. De plus, comme le temps de propagation du registre à décalage est constant, la cadence de diffusion ou espacement des signaux de réflexion sera régulière.

Une autre limitation du circuit réside dans le fait que sa réponse est semblable à celle d'un filtre en peigne, avec des maxima et des minima périodiques (voir la figure 5d). La distance séparant deux maxima est égale à $\frac{1}{\tau}$, de sorte que pour un temps de propagation de $\tau = 20$ ms, comme indiqué sur la figure 5c, la réponse en fréquence de la ligne à retard présentera un maximum tous les 100 Hz. La différence d'amplitude entre les maxima et les minima est inversement proportionnelle à l'atténuation, g , de la boucle de réaction. Ainsi, pour $g = 0,7$ (-3 dB), ce rapport vaut

$$\frac{1+g}{1-g} = \frac{1+0,7}{1-0,7} = 5,7 \text{ soit } 15 \text{ dB!}$$

On peut éviter l'inconvénient que nous venons de décrire en utilisant la configuration de la figure 6a, qui est une version améliorée du circuit simple de la figure 5a, et dont la réponse en fréquence est plate.

Le signal d'entrée est atténué d'un facteur égal à l'atténuation de la boucle de réaction, inversé puis additionné au signal de sortie de la ligne à retard,

qui lui-même a subi une atténuation égale à $1 - g^2$. Le processus est en pratique plus simple qu'il n'y paraît au premier abord. En règle générale, l'atténuation de la boucle de réaction est de -3 dB (un facteur de 0,7), de sorte que $1 - g^2 = 1 - 0,7^2 = 1 - 0,5 = 0,5$ (-6 dB). En pratique ce facteur de 0,5 ne représente rien de plus qu'un diviseur de tension symétrique.

La figure 6b représente le schéma correspondant au synoptique de la figure 6a. Grâce à un choix judicieux des valeurs de R2, R4 et R6, on obtiendra une atténuation g de 0,66 (3,5 dB). Bien que le circuit de retard de la figure 6b ait une réponse en fréquence plate, il ne permet pas de résoudre le problème de l'insuffisance de la densité d'échos, ni celui de l'écartement régulier de ces échos.

On peut augmenter la densité d'échos jusqu'à un niveau acceptable en connectant en cascade, comme le montre la figure 6b, plusieurs circuits de réverbération "passe-tout" et en s'arrangeant pour que le premier élément retardateur ait le temps de retard le plus long, et que chaque temps de retard successif soit un tiers du précédent. Pour éviter que les échos ne se produisent à des intervalles réguliers, on choisira des temps de retard tels qu'ils n'aient pas de dénominateur commun. On pourra simuler alors avec une assez bonne précision les caractéristiques de réverbération d'une pièce normale (amplitude, diagramme de diffusion et densité des échos) en utilisant six modules retardateurs du type de la figure 6b, avec des temps de retard respectifs de 100, 68, 60, 19, 7 et 5,85 ms.

La figure 7 indique une autre méthode permettant de réaliser une réverbération électronique naturelle. Les différents trajets de réflexion d'un signal reproduit dans une pièce sont simulés en connectant en cascade plusieurs modules retardateurs. On peut réaliser des temps de réverbération de longueurs différentes au moyen de potentiomètres de niveau situés à la sortie de chaque registre à décalage. Les signaux retardés séparément, représentant chacun le trajet d'une réflexion différente, sont ajoutés, et le temps de réverbération global est déterminé par la commande générale du niveau de réaction. Là encore on devra choisir des temps de retard sans dénominateur commun.

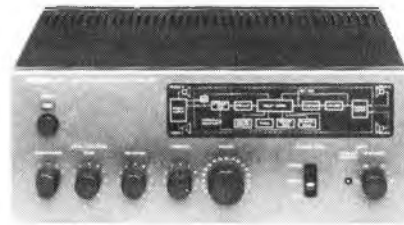
Au moment de choisir les divers temps de retard, il est bon d'avoir présent à l'esprit la longueur correspondant au trajet que le signal aurait parcouru pendant cette période. Ainsi par exemple, un retard de 10 ms correspondrait à une longueur de trajet de 3,3 m (aller et retour), et permettrait donc de simuler l'effet d'une surface réfléchissante située à 1,65 m de la source sonore. Au contraire, un retard de 100 ms correspondrait à une longueur de trajet de 33 m, c'est-à-dire qu'il simulerait l'effet d'une petite pièce. En règle générale on évitera les temps de retard

Figure 9a. Circuit de réverbération simplifié utilisant deux modules retardateurs croisés pour obtenir une réverbération stéréophonique.

Figure 9b. Une version perfectionnée de l'unité de réverbération stéréo, qui fournit une densité d'échos plus importante. On peut obtenir des temps de réverbération convenables en choisissant pour τ_1 un temps de retard voisin de 100 ms.

Photo 2. L'Acoustic Dimension Compiler (ADC-2) de WEGA, qui utilise une ligne à retard "en chaîne de seaux", est un exemple d'unité de réverbération étudiée pour fonctionner avec des installations domestiques de Hi-Fi.

2



inférieurs à 10 ms, et les temps de retard longs (supérieurs à 100 ms) ne seront utilisés que si l'on recherche un effet particulier d' "espace" ou d' "écho".

Le nombre de lignes à retard dépend de chaque application, mais en général on peut dire que plus le nombre d'échos est grand, plus la sonorité du système semblera naturelle. En tout état de cause, un minimum de quatre lignes à retard est une nécessité absolue.

La réverbération

La figure 8 représente le diagramme de base d'une unité de réverbération répondant même aux spécifications des professionnels, à condition que la qualité des modules retardateurs soit suffisamment élevée.

Le circuit se compose de la connexion en parallèle de quatre modules de réverbération élémentaires, SR1... SR4, du type représenté sur la figure 5b. Ces modules sont suivis de deux modules retardateurs passe-tout du type représenté sur la figure 6b. Les valeurs des temps de retard $\tau_1 \dots \tau_4$ sont choisies dans la gamme de 30 à 45 ms de telle sorte qu'elles n'aient pas de dénominateur commun.

Les facteurs d'amortissement $g_1 \dots g_4$ devront tous être inférieurs à 0,85 sinon la réponse en peigne des lignes à retard se remarquerait trop. Le temps de retard le plus court des quatre premiers modules définit le retard entre le signal direct et la première réflexion. Les deux modules de réverbération passe-tout, AR1 et AR2, permettent d'obtenir une densité d'échos convenable; les bonnes valeurs de τ_5 et τ_6 seront respectivement voisines de 5 ms et 1,7 ms, tandis que la valeur con-

venable de g sera située autour de 0,7. Si l'on désire que le temps de réverbération dépende de la fréquence, on pourra obtenir ce résultat de façon très simple, en insérant une cellule RC de fréquence de coupure appropriée dans la boucle de réaction.

Souvent, les chambres de réverbération électroniques professionnelles utilisées pour le travail en studio, etc. comprennent un nombre de lignes à retard bien plus important. Citons par exemple l'EMT250, une unité de réverbération digitale programmable (voir la photo no. 1) qui possède quatre sorties, chacune d'elles pouvant être réglée sur des caractéristiques de retard spécifiques. 19 lignes à retard séparées permettent d'obtenir des temps de réverbération compris entre 0,4 et 4,5 secondes en 16 pas commutables. Certaines des lignes à retard sont munies de contre-réaction, et l'opérateur peut faire varier indépendamment dans chaque cas le taux de contre-réaction.

Outre ces unités de réverbération professionnelles, il est apparu récemment sur le marché de nombreux instruments destinés à améliorer ou à compenser les caractéristiques de réverbération des salles d'écoute situées dans un environnement domestique. L'une de ces unités est l'Audio Pulse Model One, de Digital Delay Systems, qui utilise des registres à décalage digitaux et des convertisseurs A-D et D-A à modulateurs delta. Cette unité fournit un signal de réverbération stéréo qui est reproduit par deux haut-parleurs supplémentaires situés de chaque côté de l'auditeur. Comme on peut le voir sur le synoptique de la figure 9a, les lignes à retard sont disposées dans une configuration croisée. Cette méthode fournit une densité d'échos élevée, et là encore le choix de temps de retard sans dénominateur commun permet d'éliminer les échos périodiques. Normalement, les temps de retard courts nécessaires pour obtenir une haute densité d'échos devraient limiter les temps de réverbération disponibles à des valeurs trop courtes pour être acceptables. Ce problème a été malgré tout résolu par l'emploi de quatre lignes à retard (voir la figure 9b) dont l'une fournit un retard d'environ 100 ms. Ce long retard assure un temps de réverbération suffisant, tandis que les trois autres lignes à retard, considérablement plus courtes, sont responsables des transitions rapides et de la haute densité des échos.

Construit par WEGA, l' "Acoustic Dimension Compiler" ADC-2 (voir la photo no. 2) a été étudié dans un but semblable, à savoir la reproduction d'un signal de réverbération par deux haut-parleurs auxiliaires situés dans la salle de séjour. La commande "space" fait varier le temps de retard, tandis que la commande "reflection" détermine le degré de réaction le long des lignes à retard. Le commutateur "characteristic" fait varier la réponse de l'unité aux fréquences élevées.

L'écho

Par opposition à la réverbération, l'écho se caractérise par des temps de retard relativement plus longs, et surtout par la répétition régulière des signaux de réflexion individuels. Dans l'exemple le plus simple de l'écho, disons la réflexion d'un cri par une falaise ou la face d'une montagne, le signal n'est renvoyé qu'une seule fois vers l'auditeur, et il l'atteint après un temps t qui est défini par la distance le séparant de la surface réfléchissante. L'équivalent électronique serait une simple ligne à retard dont le signal de sortie serait atténué puis mélangé au signal direct d'origine (voir la figure 10).

Si l'on complique légèrement le modèle pour inclure la face d'une seconde falaise, située à une certaine distance de la première, le signal sonore sera réfléchi lentement entre les deux surfaces, le résultat étant que l'on pourra distinguer clairement les signaux de deux échos successifs. Cet effet est très simple à simuler électroniquement: il suffit d'employer un simple circuit de réverbération tel que celui déjà décrit à la figure 5: il faut essentiellement utiliser des temps de retard plus longs et réduire l'atténuation de la boucle de réaction. On pourra obtenir des effets d'écho extrêmement variés, suivant la durée du retard et le degré de la réaction. Avec des temps de retard inférieurs à environ 20 ms, la réponse en peigne du module donne au signal résultant une sonorité métallique, tandis que des retards compris entre 50 et 70 ms produisent encore un effet strident ou rude. Ce n'est qu'avec des retards plus longs que la réponse en fréquence globale devient moins irrégulière et que l'on peut discerner des signaux d'écho séparés. On peut obtenir des effets particulièrement intéressants en faisant coïncider le temps de retard (intervalle séparant deux échos) avec le rythme d'un morceau de musique.

Les effets d'espace. "Super écho"

Les effets d'"espace" se caractérisent par des temps de réverbération extrêmement longs (environ 10 secondes), pro-

duisant une sorte de "super-écho" sans équivalent dans la vie réelle (des temps de réverbération de cette durée ne peuvent pas exister naturellement, à cause des propriétés d'absorption du son de l'air). Cet effet a été baptisé pour cette raison "effet d'espace", et il est très populaire dans les applications de science-fiction. On l'obtiendra simplement en utilisant des temps de retard très longs et en faisant circuler une proportion importante du signal retardé autour de la boucle de réaction.

Le retard de la première réflexion

Dans le cas d'unités de réverbération électro-acoustiques telles que lignes à ressort et plaques de réverbération, ou dans celui des chambres d'écho dont les dimensions sont souvent très petites, le retard initial entre le signal d'origine et la première réflexion ou écho est fréquemment trop court pour que la réverbération ait une sonorité naturelle. On peut résoudre ce problème en employant une ligne à retard électronique pour engendrer un intervalle suffisant entre le signal direct et celui venant de l'unité de réverbération électro-acoustique. Des retards compris entre 20 et 100 ms sont courants pour ce type d'application; toutefois, lors de l'enregistrement de disques de musique pop, on augmente souvent la durée du retard initial au-delà de 100 ms afin d'obtenir des effets spéciaux. Beaucoup d'unités de réverbération électroniques comprennent un module spécial à retard variable afin de disposer d'une commande indépendante du retard de la "première réflexion". Les "fans" de musique enthousiasmés par l'électronique trouveront un intérêt particulier à l'utilisation de lignes à retard pour obtenir des effets spéciaux comme le phasing, le flanging, le vibrato, le chœur, l'ensemble et l'ensemble à cordes. On obtiendra tous ces effets, et d'autres effets voisins, en faisant varier la fréquence à laquelle le signal retardé traverse le registre à décalage, par opposition à l'écho et à la réverbération, où la fréquence d'horloge de la ligne à retard est constante.

Il existe plusieurs phénomènes psycho-acoustique liés au retard des signaux audio; on peut exploiter ces effets pour "améliorer" l'acoustique d'une salle ou les enregistrements en studio, ainsi que dans les domaines très spécialisés du traitement de la parole et de la correction de hauteur. Ces phénomènes sortent du cadre de cet article, mais ils feront l'objet d'un autre article le mois prochain.

Photographies:

Photo 1: EMT-FRANZ GmbH. 7630

Lahr.

Photo 2: WEGA

Bibliographie

Schroeder, M.R. et Logan, B.F. "Colorless Artificial Reverberation", *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 9 n° 3, pages 192 à 197, Juillet 1961.

Schroeder, M.R. "Natural sounding Artificial Reverberation", *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 10 n° 3, pages 219 à 223, Juillet 1962.

EMT "Elektronisches Nachhallgerät EMT250", *EMT-Kurier* n° 26, pages 3 à 8, Février 1976.

EMT "Digitales Tonsignal-Verzögerungsgerät EMT444", 1^{er} paragraphe, "Warum verzögern?", *EMT-Kurier* n° 30, pages 3 à 6, Juillet 1978.

Reticon Corp. "Acoustic Applications of Serial Analog Delay Devices Reticon SAD 1024 Serial Analog Delay", Note d'application n° 104, Mitchell, P.W. et DeFreitas, R.E.

"A New Digital Time-Delay and Reverberation System, Part II: Psycho-acoustics vs. Practical Electronics". AES Preprint N° 1191 (I-6) présenté à la 55^e convention AES, Octobre 1976.

Elektor "Unité de réverbération digitale", *Elektor* n° 4, pages 11-48 à 11-56, novembre/décembre 1978.

Elektor "Unité de réverbération analogique", *Elektor* n° 5/6, pages 12-56 à 12-62, Edition Spéciale 78/79.

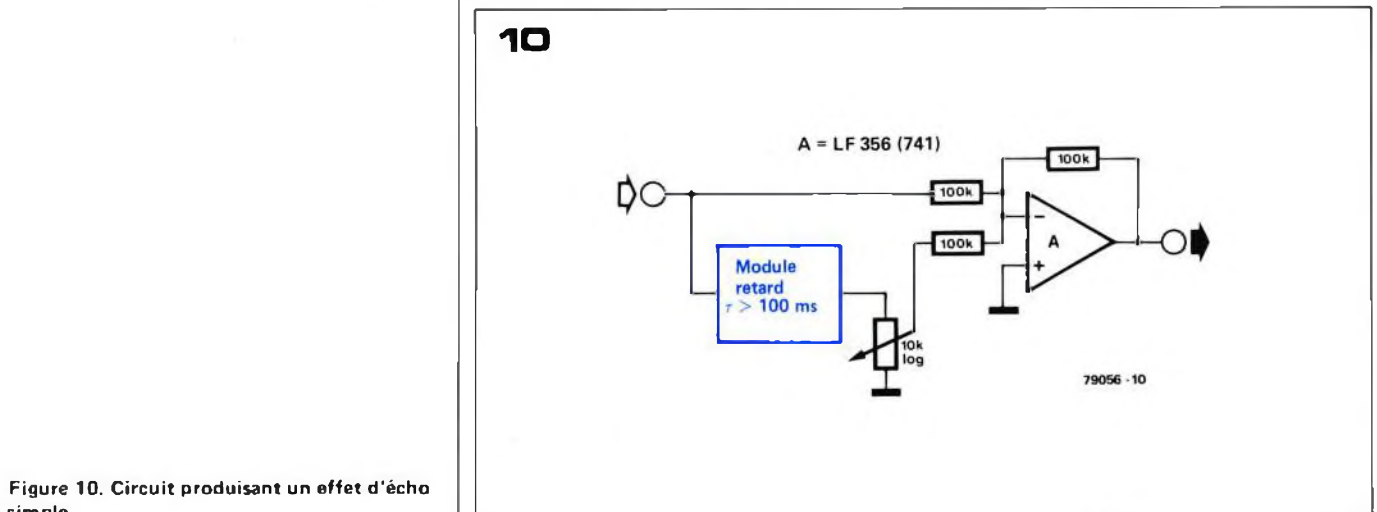


Figure 10. Circuit produisant un effet d'écho simple.

convertisseur digital-analogique pour microprocesseurs

D'après une idée de T. Basien et de P. Haberoetzer

Comment générer des signaux analogiques uniquement par software? Rien de plus simple: il suffit de réaliser ce convertisseur digital-analogique qui offre l'avantage d'être simple et d'un prix de revient bas puisqu'il ne met en oeuvre que quelques circuits intégrés CMOS bon marché.

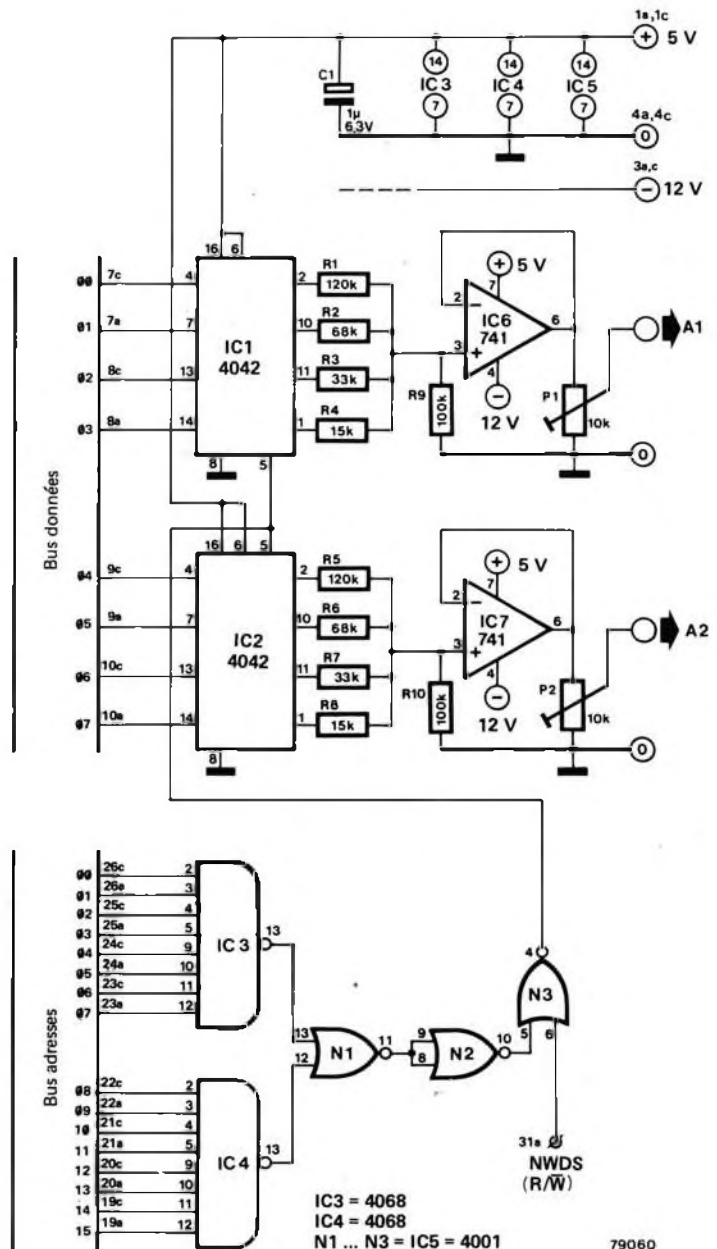
Table 1

0C00	C4FF	LDIFF	TAB 0F00	0F
0C02	31	XPAL1		2E
0C03	C4FF	LDIFF		4D
0C05	35	XPAH1		6C
0C06	C40F	LDI0F		8B
0C08	36	XPAH2		AA
0C09	S1 C400	LDI00		C9
0C0B	32	XPAL2		E8
0C0C	C410	LDI10		D7
0C0E	C80B	ST COUNT		86
0C10	S2 C601	LD@ 1(1)		95
0C12	C900	ST 00(2)		74
0C14	B805	DLD COUNT		53
0C16	98F1	JZ \$ 1		32
0C18	90F6	JMP S 2		11
0C1A	00	COUNT		00



Un utilisateur de microprocesseur se trouve toujours confronté au problème suivant: celui de la réalisation d'une interface qui permette le dialogue entre son système et le 'monde extérieur'. Le circuit suivant, qui est celui d'un convertisseur digital-analogique, a le mérite d'être simple. Il devrait se révéler utile en permettant au système Elektor SC/MP, ou à d'autres, d'être employé dans de nombreuses applications possibles.

1



La figure 1 représente le schéma d'un tel convertisseur. Quatre résistances branchées aux sorties d'un quadruple latch (IC1) constituant un réseau diviseur de tension, tel est le coeur du principe mis en oeuvre dans ce convertisseur. Les entrées du latch sont, quant à elles, connectées au bus données du SC/MP. Ainsi, pour inscrire des données dans le latch, il suffit simplement de les placer sur le bus données pendant que l'on place l'adresse appropriée du convertisseur sur le bus adresses. Les seize bits qui constituent une adresse sont décodés par le décodeur adresse qui est construit autour des circuits IC3, IC4, et N1 . . . N3. D'autre part on peut utiliser simultanément deux quadruples latches puisque la largeur du bus données est de huit bits. L'adresse du convertisseur ci-dessus est FFFF.

Des niveaux logiques '1' ou des niveaux logiques '0' apparaîtront en sortie du latch sur les résistances correspondantes. Tout dépendra du contenu du mot qui se trouvera à l'entrée du latch. Il faut d'autre part savoir que dans le cas d'un circuit intégré CMOS un niveau logique '1' correspond à une tension de +5 V, alors qu'un niveau logique '0' correspond à une tension nulle, soit 0 V. On verra donc ainsi apparaître au point commun de R1 . . . R4 et à celui de R5 . . . R8 une tension qui peut varier entre 0 et 4,6 V. La valeur de cette tension est fonction du nombre de '1' logiques présents en sortie du latch. La valeur des résistances est choisie de telle façon que la gamme de tension en sortie (qui varie entre 0 V et presque +5 V) soit divisée en marches pratiquement égales. La tension la plus basse est représentée par le nombre X'0 alors que X'F représente la tension la plus élevée. Les amplificateurs de sortie A1 et A2 sont simplement montés en suiveurs de tension, et les potentiomètres P1 et P2 permettent d'ajuster les niveaux des tensions de sortie aux valeurs souhaitées. Dans le circuit intégré IC5, une porte reste inutilisée; on peut l'employer pour inverser un des bits qui constituent l'adresse du convertisseur. Il est donc possible de modifier très simplement l'adresse de ce convertisseur.

Génération de courbes par programme

Le Tableau 1 nous donne juste un échantillon des nombreux programmes qu'il est possible d'écrire pour générer, uniquement par software, un signal de sortie analogique. Les seize mots d'une table (débutant à l'adresse 0F00) sont lus les uns après les autres et placés à l'entrée des latches. Une fois qu'ils ont été lus tous les seize, le processus se répète indéfiniment (en revenant à l'adresse 0F00). On obtient ainsi la génération d'un signal périodique. La photographie de la figure 2 est celle du type de signal que l'on obtient en utilisant le programme donné au Tableau 1.

charges purement résistives

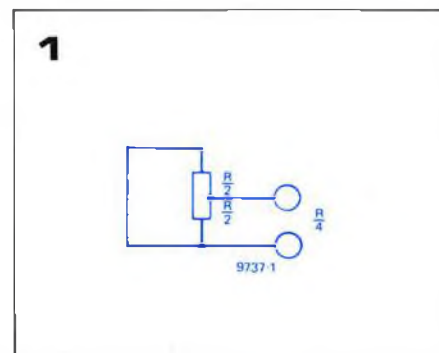
Quand on mesure et qu'on compare les puissances de sortie d'amplificateurs audio (plus particulièrement vers le haut du spectre audio), il est utile de pouvoir disposer de charges résistives réelles, c'est à dire purement résistives, sans composantes inductive ou capacitive.

Les résistances à couche de carbone ont une autoinductance faible, mais malheureusement on n'en trouve pas facilement qui puissent dissiper les puissances élevées mises en jeu lors d'essais d'amplificateurs. La plus forte dissipation normalement disponible pour les résistances à couche de carbone est 2 W, ce qui oblige, pour essayer un amplificateur de 100 W, à recourir à un groupement série/parallèle de 50 de ces résistances! On trouve des résistances bobinées qui dissipent des puissances élevées, mais malheureusement ces résistances ne sont que rarement bobinées d'une façon permettant de réduire l'autoinductance. Typiquement, une résistance bobinée de puissance est constituée d'un fil résistant enroulé hélicoïdalement en une seule couche sur un tube de céramique. Ce type de résistance a une autoinductance assez élevée, mais ceci n'est pas important, l'utilisation habituelle des résistances bobinées de puissance élevée étant le continu ou l'alternatif basse fréquence.

Pour une utilisation comme résistance de charge d'amplificateur, il faut trouver des moyens de réduire l'inductance des résistances bobinées. On peut y arriver si on dispose d'une résistance à prise médiane, montée suivant le schéma de la figure 1. Les courants dans les deux moitiés de la résistance circulent en sens inverses, ce qui tend à annuler mutuellement les inductions magnétiques (et par suite les autoinductances) produites dans chaque moitié. Avec une résistance de valeur nominale R, la résistance équivalente pour le branchement indiqué est R/4, correspondant à la mise en parallèle des deux parties de valeur R/2.

Les résistances conçues avec prise médiane, comme par exemple les résistances chutrices pour la HT des téléviseurs, conviennent à notre utilisation.

On peut aussi utiliser des résistances ajustables. Elles sont constituées d'un fil résistant nu enroulé sur un mandrin céramique, et sont munies de colliers de contact qui peuvent être fixés en n'importe quel point de la longueur du composant. On peut aussi utiliser des résistances chauffantes de 1 kW pour radiateurs électriques (dont la résistance est environ 60 Ω). Pour obtenir une résistance de charge ayant la valeur voulue et dissipant la puissance désirée, on peut utiliser plusieurs résistances bobinées connectées en un groupement série/parallèle, chaque résistance étant au préalable montée comme sur la figure pour réduire son inductance.

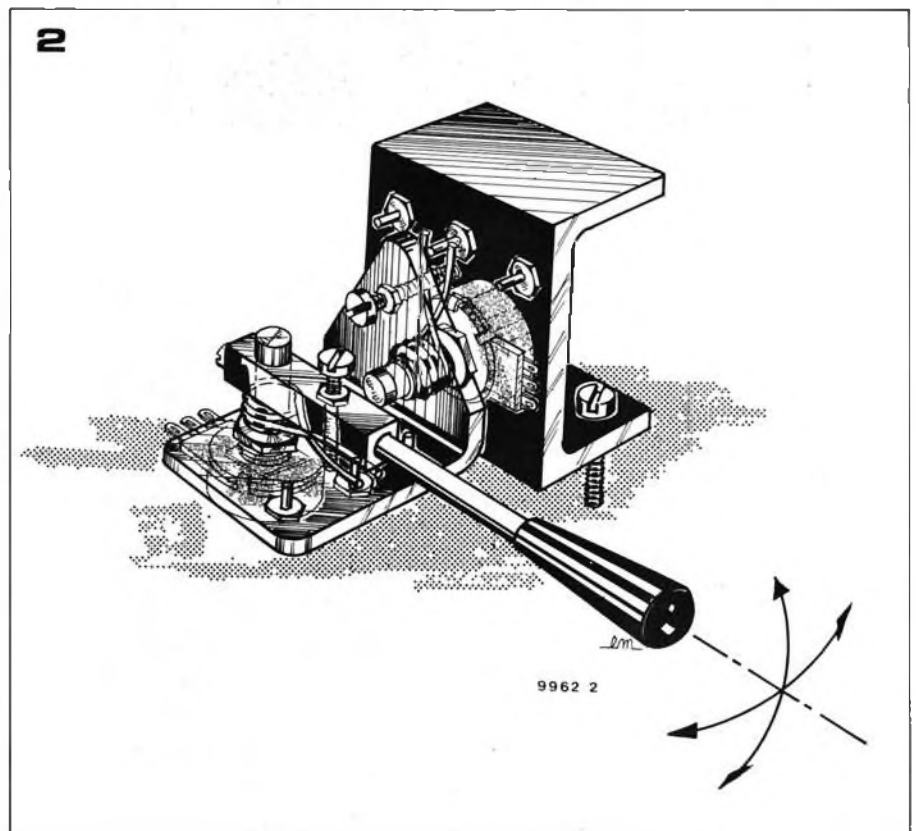
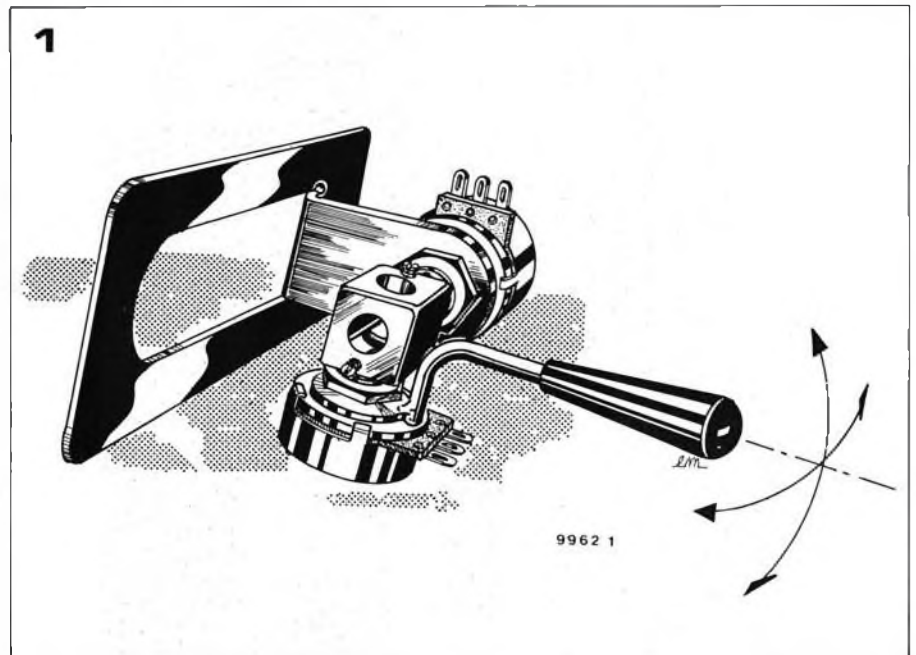


manches de commande

Les manches de commande du type 'manche à balai' sont en train de devenir aussi populaires dans le domaine des jeux électroniques (TV) qu'ils l'ont toujours été dans celui de la télécommande des modèles réduits d'avions ou de bateaux. Cependant, l'un des principaux inconvénients de ce type de commande est son prix, qui est souvent bien supérieur à celui de deux potentiomètres ordinaires. Pourvu que la présentation n'ait pas une importance capitale, on peut parfaitement aborder la construction d'un manche de commande tout à fait convenable pour la plupart des applications. Les deux dessins illustrent la construction d'un manche simple, et d'une version plus perfectionnée. Dans la version simplifiée (figure 1), les axes des deux potentiomètres sont reliés à angle droit. Il y a, bien entendu, plusieurs façons de réaliser cette liaison; celle qui est indiquée, utilisant un bloc de laiton ou de matière plastique convenablement percé, est probablement aussi bonne qu'une autre. L'un des potentiomètres est monté sur un support; l'autre est fixé à un levier de commande.

La version plus perfectionnée, représentée sur la figure 2, fonctionne suivant le même principe: deux potentiomètres normaux reliés à angle droit. Mais, dans ce cas, il a été prévu deux ressorts complémentaires pour assurer le retour au neutre du levier de commande. Il en résulte donc une construction un peu plus complexe.

L'un des potentiomètres est monté sur une plaque support. Un coude métallique (ou en matière plastique) à angle droit est monté sur son axe. Un ressort est enroulé autour de l'axe du potentiomètre, et ses extrémités s'appuient contre une vis. Une vis plus longue, montée sur le coude, s'engage entre les extrémités du ressort, de telle sorte que ce dernier tende à rappeler le coude au centre — et le potentiomètre avec lui. Deux vis supplémentaires, montées sur la plaque support, servent de butées (le sommet du raffinement!). Le second potentiomètre est monté sur l'autre côté du coude. Le levier de commande est monté sur son axe, avec le même dispositif à ressort et à vis pour le rappeler au centre.



alimentation de laboratoire robuste

Un élément essentiel de tout laboratoire pour amateur d'électronique est une alimentation stabilisée continue sur laquelle on puisse compter. On demande fondamentalement à cet appareil de délivrer une tension bien stabilisée, continuellement réglable, et d'être totalement protégé contre d'éventuelles erreurs comme le court-circuitage de ses sorties. Le circuit décrit ici répond à toutes ces conditions, est à la fois simple et bon marché, et devrait fournir des années de service sans ennuis.

Jusqu'à il y a peu d'années, les alimentations stabilisées n'utilisaient presque toutes que des circuits régulateurs à composants discrets. Puis, avec la venue des circuits intégrés régulateurs de tension de précision universels bon marché, il est devenu possible pour l'amateur de construire une alimentation offrant les caractéristiques qui étaient jusque là le privilège d'appareils professionnels coûteux.

La fonction d'un régulateur de tension est fondamentalement double. Premièrement, de maintenir une tension de sortie constante malgré les variations possibles de la tension d'entrée (c'est à dire du secteur). On parle dans ce cas de 'régulation secteur' et les constructeurs donnent habituellement le pourcentage de variation de la tension réglée pour une variation de 10% de la tension secteur. On peut aussi chiffrer la régulation secteur par la proportion de la variation de la tension secteur qui se retrouve sur la tension de sortie. Ainsi, pour une régulation secteur indiquée de 0,1% — comme c'est le cas pour le circuit décrit ici — une variation de 10 V de la tension secteur produira une variation de la tension de sortie réglée inférieure ou égale à 0,1% de 10 V, soit 0,01 V. La deuxième fonction du régulateur est de maintenir la tension de sortie constante malgré les variations du courant absorbé par la charge. Il s'agit alors de la 'régulation en charge' qui s'exprime par le taux de variation de la tension de sortie correspondant à une variation donnée du courant de sortie (généralement pour toute la plage du courant de sortie). Ainsi, pour le circuit décrit ici, la tension de sortie ne variera pas de plus de 1% quand le courant débité passera de 0 à 0,5 A.

Double régulation

Comme on peut le voir sur le schéma synoptique de l'alimentation stabilisée (voir figure 1), la conception du circuit est un peu inhabituelle en ce qu'elle fait appel à un étage de prérégulation entre la tension non réglée et le régulateur de sortie proprement dit. Il y a plusieurs raisons à cela. D'abord, l'étage de stabilisation proprement dit n'a pas à subir de variations importantes de sa tension d'entrée, et, d'autre part, et il

s'agit là d'une considération importante, la dissipation thermique du circuit est répartie sur les deux étages de stabilisation. Enfin, la prérégulation limite la tension d'entrée sur le circuit intégré stabilisateur utilisé dans notre montage. Mis à part le prérégulateur, la conception de l'alimentation stabilisée est très classique: un transformateur abaisseur, un pont redresseur, un condensateur de filtrage, les deux étages de régulation en cascade, et, pour terminer, un galvanomètre qui mesure à la sortie, soit la tension, soit le courant. Le premier étage de régulation comporte un limiteur de courant, tandis que le second est protégé contre les courts-circuits et les surcharges thermiques. Du fait que, comme nous allons le voir, notre alimentation est aussi protégée contre les inversions de polarité et les transitoires de grande amplitude, elle est virtuellement à l'abri des fausses manœuvres et mérite tout à fait le qualificatif de 'robuste'.

Le circuit

Le schéma de principe complet de l'alimentation stabilisée est représenté figure 2. Deux versions du circuit sont proposées: l'une conçu pour un débit maximal de 5 A, et une version simplifiée qui débite 2,5 A. Dans les deux cas, on peut faire varier la tension de sortie entre 5 et 20 V au moyen du potentiomètre P1. Les différences entre les deux circuits sont détaillées dans le tableau 1.

Un caractère propre aux régulateurs de tension peut paraître plutôt bizarre, à première vue, c'est que la dissipation thermique est d'autant plus importante que la tension de sortie est plus faible. La raison n'en est toutefois pas difficile à exposer: à tension d'entrée constante, moins on en trouve aux bornes de la charge, plus le circuit régulateur doit en chuter, et la puissance correspondante doit être évacuée sous forme de chaleur. Il est alors évident qu'il convient de limiter la tension d'entrée du circuit à chaque fois qu'on n'a besoin que d'une faible tension de sortie. Dans ce but, le transformateur est pourvu au secondaire de sorties 12 V et 24 V que l'on peut commuter par S2. Du fait qu'elle débite un courant plus faible, la version 2,5 A



Caractéristiques

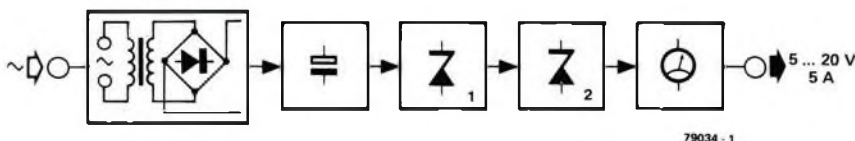
tension de sortie	5 à 20 V (continuellement réglable)
courant de sortie	2,5 ou 5 A (suivant la version)
limitation du courant (indiquée) par LED	à une valeur fixée à la construction; protection contre les courts-circuits à 5 A U ou I par commutation
appareil de mesure	U ou I par commutation
régulation en charge	< 1%
régulation secteur	< 0,1% de la variation du secteur en sortie
niveau de bruit	< 75 μ V
ronflement (à 1000 Hz)	< 500 μ V

Figure 1. Schéma synoptique de l'alimentation stabilisée de laboratoire.

Figure 2. Schéma de principe complet. Il existe deux versions du circuit: l'une délivre un courant maximal de 5 A, et l'autre, plus simple, ne délivre que 2,5 A.

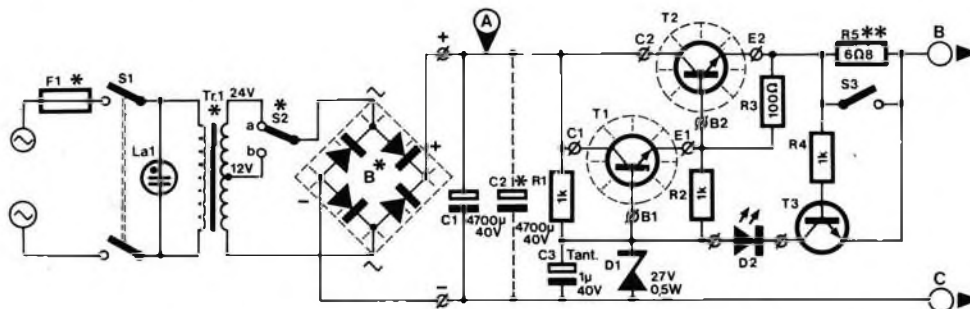
de l'alimentation pose moins de problèmes de dissipation, et on peut en toute sécurité laisser le transformateur sortir 24 V dans tous les cas. Les étages de redressement et de filtrage de l'alimentation sont tout à fait classique. De la présence ou de l'absence du deuxième condensateur de filtrage, C2, dépend l'amplitude de la tension de ronflement à la sortie. On peut se passer de C2 dans la version 2,5 A de l'alimentation, mais les caractéristiques annoncées ci-contre nécessitent qu'il soit en place dans la version 5 A. Le pré-régulateur est constitué par T1 et T2, qui sont connectés en régulateur série classique. La tension de référence

1



79034 - 1

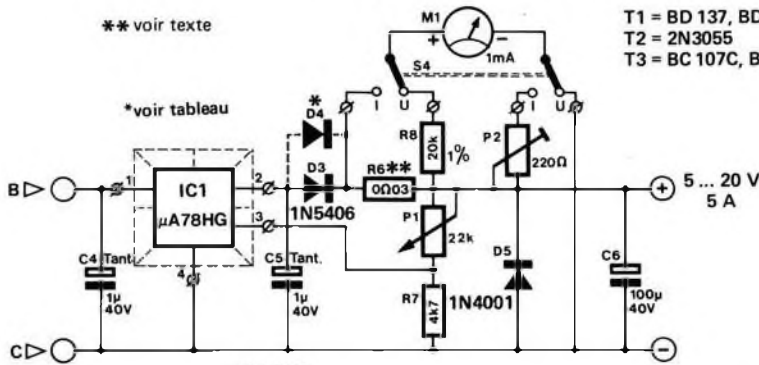
2



** voir texte

T1 = BD 137, BD 139
T2 = 2N3055
T3 = BC 107C, BC 547C

*voir tableau



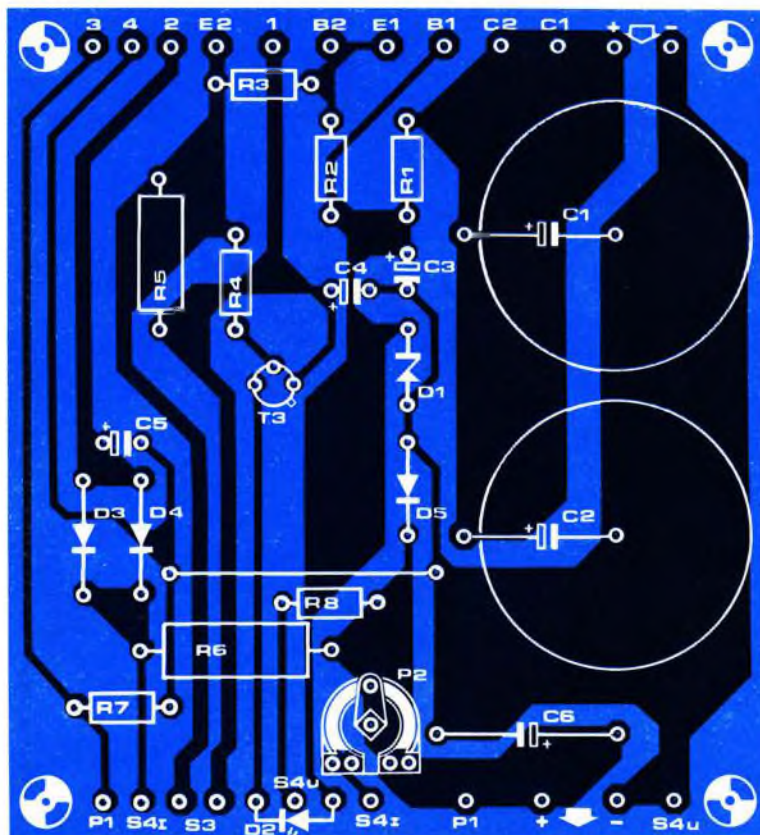
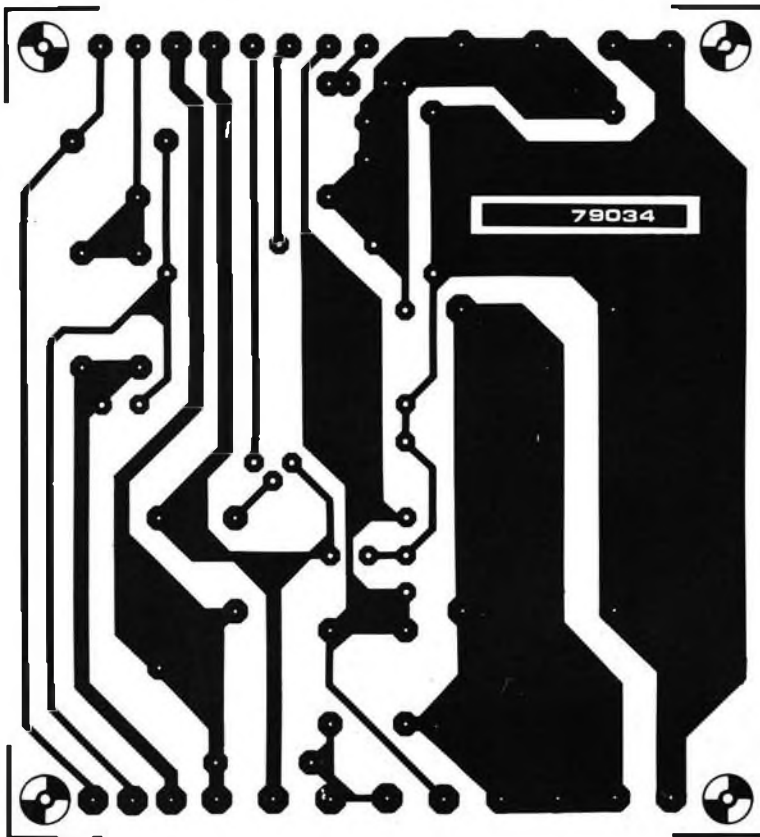
μA 78HG



Vue de dessous

79034 - 2

3



Liste des composants

Résistances

R1, R2, R4 = 1 k
 R3 = 100 Ω
 R5 = 6 Ω 8 (voir texte)
 R6 = 0,03 Ω (voir texte)
 R7 = 4k7
 R8 = 20 k, 1%
 P1 = potentiomètre 22 k
 (25 k)
 P2 = ajustable 220 Ω (250 Ω)

Condensateurs

C1 = 4700 μ /40 V
 C2 = 4700 μ /40 V (voir texte)
 C3, C4, C5 = 1 μ /40 V tantale
 C6 = 100 μ /40 V

Semiconducteurs

B1 voir tableau 1
 D1 = diode zener 27 V/
 500 mW
 D2 = LED
 D3 = 1N5406
 D4 voir tableau 1
 D5 = 1N4001
 T1 = BD 137, BD 139
 T2 = 2N3055
 T3 = BC 107C, BC 547C ou
 équ.
 IC1 = μ A 78 HG (Fairchild)

Divers

F1 = fusible, voir tableau 1
 Tr1 = transformateur secteur,
 voir tableau 1
 S1 = interrupteur bipolaire
 S2 = inverseur unipolaire, voir
 tableau 1
 S3 = interrupteur unipolaire
 5 A
 S4 = inverseur bipolaire
 La1 = lampe néon avec résis-
 tance de limitation incorpo-
 rée



Figure 3. Plaquette du circuit imprimé et implantation des composants (EPS 79034). Un nombre relativement important de composants devant être refroidis, la plaquette ne reçoit pas la totalité du circuit.

Figure 4. Face avant proposée pour l'alimentation stabilisée (EPS 79034-F).

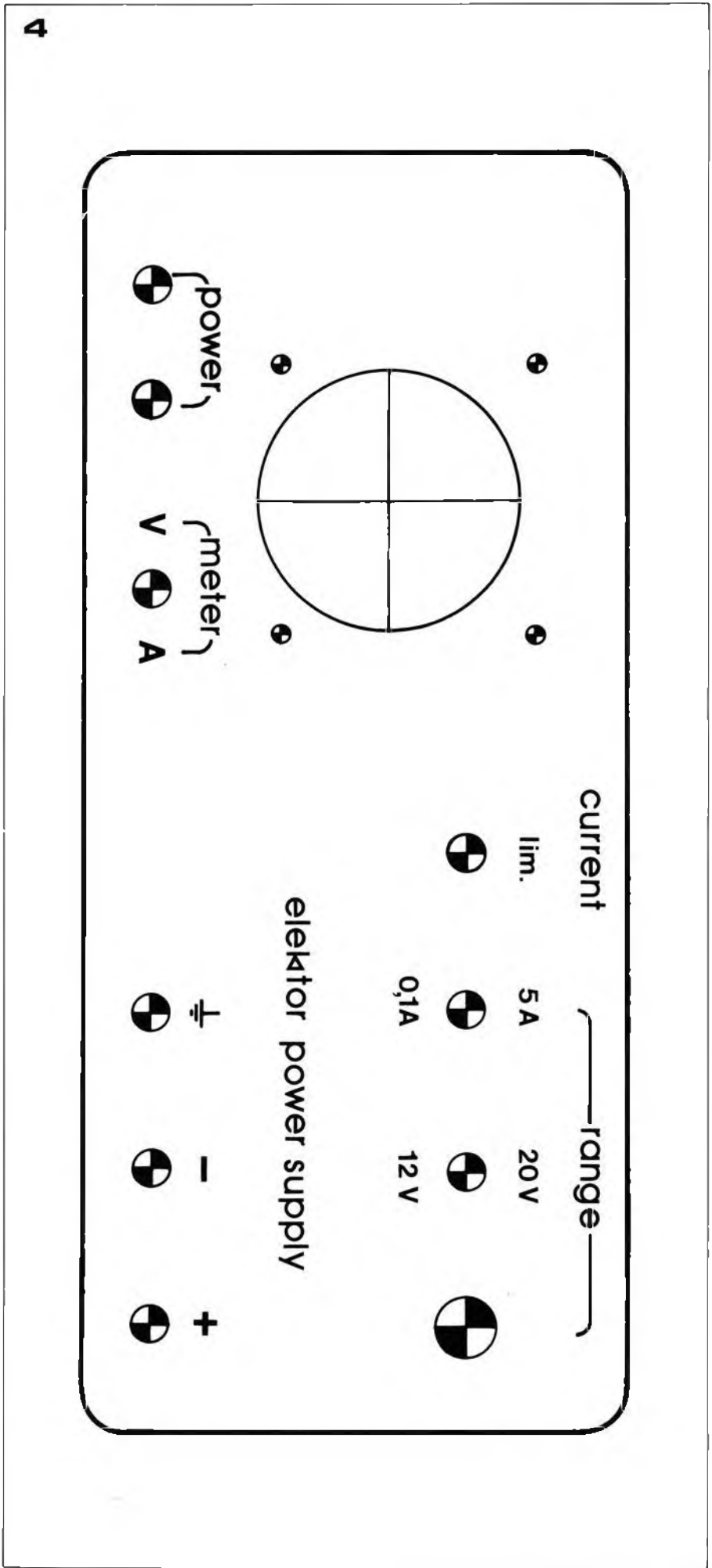
provient de la diode zener D1. Le circuit n'a un rôle régulateur que quand S2 est en position 'a'. En effet, il n'y a que dans ce cas qu'il soit nécessaire de limiter la tension appliquée à l'entrée du régulateur de sortie et de répartir la dissipation thermique de l'alimentation entre les deux étages. Quand S2 est en position 'a', la tension au point B est comprise entre 25 et 26 V (approximativement).

La limitation en courant est assurée grâce à T3 et R5. Quand la tension aux bornes de R5 dépasse environ 0,7 V, T3 devient conducteur, ce qui bloque T1 et T2, et provoque l'allumage de la diode électroluminescente D2. Avec les valeurs indiquées pour les composants, la limitation de courant intervient à environ 100 mA, et on peut faire varier ce seuil en modifiant la valeur de la résistance caprice R5. Il faut conserver à l'esprit que la dissipation dans cette résistance sera au maximum de 0,7 fois la valeur, en ampères, du courant maximal. Le courant maximal ne devra pas dépasser 2 A, si la sortie vient à être court-circuitée, car à ce moment le transistor T2 dissipe déjà près de 60 W. La possibilité de limitation en courant peut être supprimée en fermant S3, et le circuit sera alors protégé seulement contre les courts-circuits. La limitation en courant sera alors portée à 5 A. Le régulateur de tension de sortie est constitué du circuit intégré μA 78 HG de Fairchild. Ce circuit délivre une tension de sortie stabilisée qu'on peut ajuster continuellement entre 5 V et 24 V. Il est virtuellement impossible de l'endommager dans les conditions normales de fonctionnement, ce circuit intégré possédant des protections contre les courts-circuits et les surcharges thermiques. Les principales caractéristiques du μA 78 HG sont indiquées dans le tableau 2, et son brochage est représenté figure 2 (il s'agit d'un boîtier TO3 à quatre broches).

On règle la tension de sortie au moyen du potentiomètre P1, qui, avec R7, forme un diviseur de tension variable. Le circuit intégré régule la tension de sortie de façon que la tension qu'il reçoit à l'entrée 'commande' (broche 3), tension provenant de la tension de sortie à travers le diviseur potentiométrique, soit toujours égale à 5 V. Les diodes D3 et D4 servent à protéger le circuit intégré contre les tensions qui pourraient être appliquées sur la sortie et dépasseraient sa tension d'entrée, situation qui peut se produire, par exemple, si on utilise l'alimentation stabilisée pour charger une batterie. Dans la version 2,5 A, on peut se passer de l'une de ces diodes.

La diode D5 protège le circuit contre toute tension transitoire négative qui pourrait se trouver injectée sur la sortie de l'alimentation.

Notre alimentation stabilisée n'emploie qu'un seul galvanomètre pour indiquer la tension et le courant, et le commutateur S4 permet de choisir la fonction



5

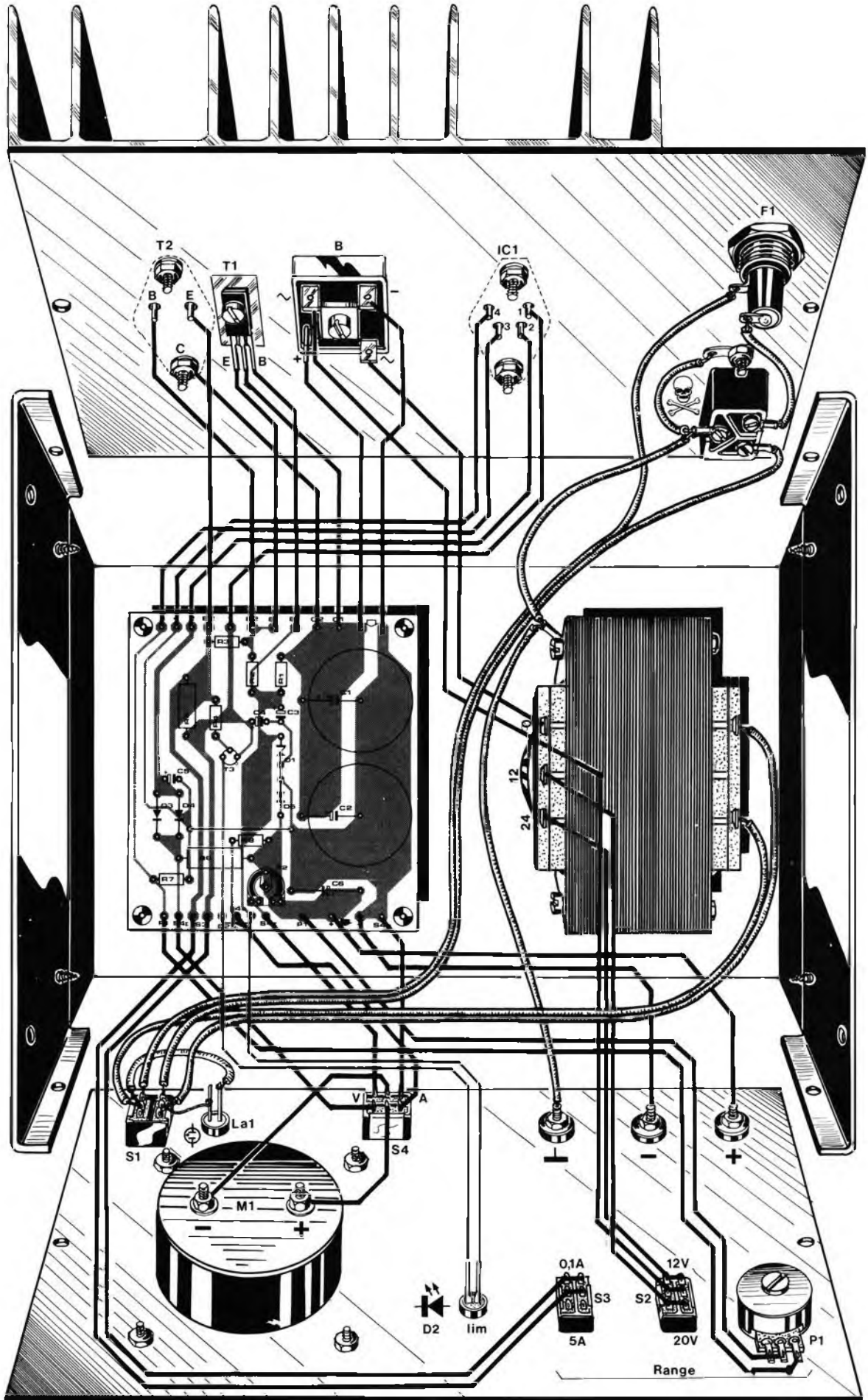


Tableau 1

Différences entre les versions 2,5 et 5 A de l'alimentation stabilisée

	2,5 A	5 A
F1	250 mA	500 mA
Tr1	2 x 12 V/3,5 A	2 x 12 V/7 A
S2	non	unipolaire 7 A
B1	KBPC 005 ou B40C2500	KBPC 6005 ou B40C5000
D4	non	1N5406

Tableau 2

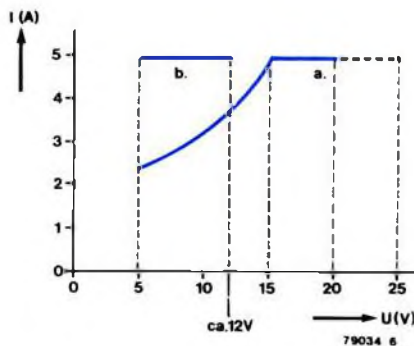
caractéristiques du μ A 78 HG

dissipation max (à 25°C)	50 W
tension d'entrée max	40 V
chute de tension entrée-sortie max	25 V
courant de sortie max	7 A
tension de commande	4,8 à 5,2 V
régulation en charge	\approx 1%
régulation secteur	\approx 1%
consommation au repos	\approx 10 mA
affaiblissement du ronflement	\geq 60 dB
niveau de bruit	75 μ V

Figure 5. Schéma de câblage proposé pour l'alimentation stabilisée.

Figure 6. Ce graphique illustre la relation entre le courant et la tension de sortie pour les deux positions de S2.

6



retenue. R6 est une résistance qui sert de shunt lors de la mesure du courant, et P2 sert au calibrage du galvanomètre. La calibration pour la tension n'est pas nécessaire. On peut utiliser, à la place d'un appareil à cadre mobile, le voltmètre numérique universel décrit dans le numéro 8 de février 1979. Il faut alors modifier la valeur de quelques composants. Les résistances R7 et R8 du voltmètre numérique devront avoir respectivement comme valeur 0 (court-circuit) et 1 k Ω (1%), et la résistance R8 de l'alimentation stabilisée devra être de 19 k Ω (18 k Ω et 1 k Ω en série, toutes deux à 1%). On peut alimenter le voltmètre numérique directement par le point A du circuit de l'alimentation stabilisée.

Réalisation

Afin d'assurer à l'alimentation stabilisée une durée de vie importante et sans soucis, il est conseillé d'apporter toute l'attention souhaitable aux détails de sa construction.

Le circuit imprimé correspondant à ce projet est représenté figure 3. Un nombre relativement important de composants nécessite un refroidissement, et ces composants ne sont pas montés sur le circuit imprimé. Il faudra porter une attention particulière à la façon dont le pont redresseur B1, les transistors T1 et T2, et le régulateur de tension IC1 sont refroidis. Dans le cas du circuit intégré, on doit compter sur une dissipation de l'ordre de 50 W, et un radiateur de bonne taille est nécessaire.

De la même façon, toutes les précautions devront être prises avec T2, car il pourra dissiper jusqu'à 60 W. Le pont redresseur et T1 ne posent pas un tel problème, et il seront suffisamment refroidis si on se contente de les fixer sur le boîtier de l'alimentation stabilisée. De plus, il ne faut pas oublier d'isoler électriquement les composants refroidis (plaquettes de mica et graisse aux silicoles), à l'exception de IC1, qui peut être monté sans isolation.

Il faudra bobiner soi-même la résistance shunt R6. La méthode la plus simple est de prendre 36 cm de fil de cuivre émaillé de 0,6 mm de diamètre (24 swg dans les pays utilisant les mesures anglo-saxonnes) et de le bobiner sur une résistance de 1 W (par exemple une résistance de 10 k Ω). On peut négliger

l'inductance d'une résistance ainsi bobinée dans ce type d'alimentation. Il faut s'assurer que le fil de connexion a un diamètre suffisant pour passer les 5 A que l'alimentation pourra avoir à débiter. La figure 5 montre les détails du câblage. On notera que, contrairement à l'habitude, le 'zéro' du circuit n'est pas relié au boîtier; cette liaison se fera, pour chaque cas d'utilisation de l'alimentation, au moyen d'une borne séparée. De cette façon, on pourra avoir, au choix, une tension positive ou négative par rapport à la masse.

Le seul composant du circuit nécessitant un préréglage est P2, qui est utilisé pour le calibrage de l'indicateur dans sa fonction ampèremètre. La façon la plus simple de procéder à ce préréglage est de demander à l'alimentation, disons, 10 V, et de la faire débiter dans une ampoule de phare de voiture de 45 W, avec un ampèremètre en série (calibre minimal 4 A). S4 étant en position 'I', la valeur affichée par l'indicateur sera ajustée pour être égale à celle de l'ampèremètre au moyen de P2. Si on ne dispose pas d'un ampèremètre, une méthode un peu moins précise consiste, après avoir supprimé la limitation en courant du premier étage régulateur (S3 fermé), à court-circuiter la sortie et à ajuster P2 pour que l'indicateur donne sa valeur de pleine échelle (5 A).

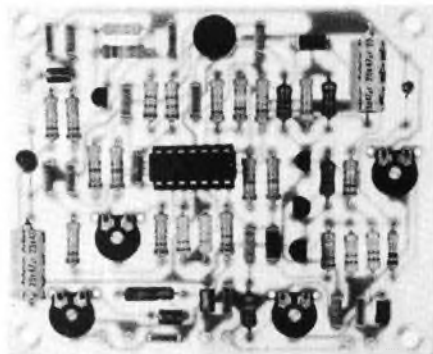
Utilisation

Se servir de l'alimentation stabilisée est pratiquement évident, le seul problème qui puisse se poser étant celui de l'utilisation de S2 (qui, bien sûr, ne se posera que pour la version 5 A de l'alimentation). Comme on l'a déjà dit, ce commutateur doit être en position 'b' pour les utilisations nécessitant un courant de sortie élevé sous une tension faible. Si on laisse ce commutateur en position 'a' lors de telles utilisations, on arrivera rapidement aux conditions qui mettent en jeu la protection thermique interne du circuit intégré, celui-ci ayant à dissiper plus des 50 W permis. On réduit alors la dissipation à une valeur plus acceptable en changeant la position du commutateur, ce qui a pour effet de limiter la tension de sortie à environ 12 V. Le graphique de la figure 6 illustre la relation entre la tension et le courant de sortie pour les deux positions de S2.

assistantor

une aide pour le Stentor

Dans ce numéro d'Elektor, toute notre attention s'oriente vers le bruit et le vacarme. Les techniques d'audiofréquence seront, pour une fois, considérées sous un autre angle; ce n'est pas tant la qualité d'une sonorité fidèle qui nous intéresse aujourd'hui, mais plutôt la quantité! Ailleurs, dans ce numéro on trouve la description du Stentor; une grande puissance disponible à partir d'une alimentation basse tension, avec les garanties de low-fi. En joignant au Stentor son valet, l'Assistantor, toutes les conditions pour des reproductions optimales du son sont réunies . . .



Dans certaines circonstances on souhaite être bien entendu. Pensons par exemple aux encouragements lancés au club de foot, annonces en plein air, démonstrations, avis de toutes sortes dans une ambiance bruyante, etc.

Le technicien du son, confronté à ces problèmes, a d'autres soucis que l'homme de la "hard-core hifi". Le but recherché ne sera pas tant une courbe de reponse bien droite, ou peu de distorsion, que l'intelligibilité qui est bien plus importante. Le son à reproduire n'a pas à être nécessairement fidèle, mais plutôt facile à reconnaître et surtout fort et pénétrant.

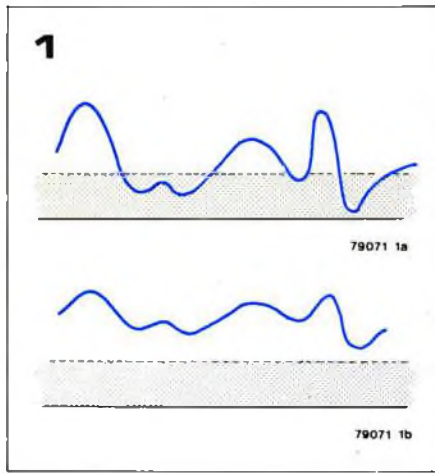
Comment peut-on obtenir une reproduction compréhensible de la parole? D'abord, en la reproduisant le plus fort possible. Mais ce n'est pas la seule mesure à prendre. En reproduisant la parole très fort, les passages les plus hauts passeront sans problèmes, mais les passages moins forts se trouveront encore noyés dans le bruit de fond. Il est donc nécessaire d'amplifier davantage les passages faibles par rapport aux forts. Il faut diminuer les différences entre signaux forts et signaux faibles. Autrement dit: il faudra compresser la dynamique de la parole. Le procédé à utiliser s'appelle donc réduction de dynamique ou compression de modulation, il consiste à amplifier les signaux de faible amplitude au dessus d'un seuil correspondant aux bruits environnant et à laisser inchangés les signaux d'amplitude élevée (voir figure 1). La figure 1 nous le montre et l'appareil s'appelle de façon peu originale, compresseur de modulation. Quand il est exclusivement développé afin d'assister le Stentor il s'appellera Assistantor. Toutefois, Assistantor ne limite pas sa fonction à la simple compression de modulation. En effet, il s'avère que la compréhension de la parole s'améliore encore en utilisant un filtrage qui atténuerait les hautes et les basses fréquences, suivant les caractéristiques de la figure 2. Cette correction de fréquence est effectuée par l'Assistantor. Le fonctionnement de l'Assistantor est basé sur l'aspect non-linéaire de la caractéristique d'une diode. A la figure 3 nous voyons

comment cette caractéristique non-linéaire est utilisée pour obtenir une fonction de compression. Il s'agit d'envoyer à travers la diode, un signal composé de courant continu d'une part, et d'autre part une partie relativement faible de courant alternatif. Il résulte du comportement non-linéaire de la diode que la résistance dynamique pour la partie courant alternatif dépend de l'importance de la composante en courant continu. En d'autres mots: nous pouvons considérer la diode comme une résistance variable pour de petits signaux alternatifs, en fonction du courant continu.

Voyons maintenant le schéma synoptique de la figure 4. En passant par un étage amplificateur, le signal d'entrée, ainsi que le courant régulateur I_C , arrive sur le circuit à diode. La partie tension alternative, qui se trouve ainsi aux bornes de la diode, sera ensuite amplifiée par le deuxième étage amplificateur; puis fournira le signal de sortie du circuit. Après redressement, c'est ce signal qui fournira aussi le courant régulateur de la diode. On vient de créer un circuit régulateur; quand la tension d'entrée diminue, la tension régulatrice de la diode diminue également, et il en résulte que la résistance pour le courant alternatif de la diode augmente. Le signal d'entrée se trouve alors amplifié à la sortie de l'Assistantor. Les différences de dynamique, pouvant atteindre facilement 35 dB dans des conditions ordinaires, seront de cette façon ramenées à un maximum de 6 dB. Donc, les faibles passages dans la parole seront reproduits avec 30 dB en plus, sans pour cela modifier les passages les plus forts.

Le circuit

Le schéma de la figure 5 montre le détail du circuit. A première vue nous pouvons déjà constater que la résistance, réglée par le courant, ne comporte pas qu'une seule diode, mais qu'elle se compose de quatre diodes identiques en pont. De cette façon, le circuit atténuateur est devenu symétrique, réduisant dans de fortes proportions la distorsion. Pour obtenir une symétrie parfaite de 4 diodes, la solution la plus



simple sera d'utiliser une cellule monolytique en pont, comme dans les alimentations classiques.

Le signal, avant d'attaquer ce circuit atténuateur sera d'abord considérablement amplifié par T1 et A1. Cette amplification est ajustable par P1. A2 sert de déphaseur, afin que le signal puisse être présenté au circuit atténuateur sous forme symétrique. Après l'atténuateur à diode, on retrouve le même genre de circuit: A3 amplifie le signal comprimé pendant que A4 fonctionne en déphaseur. De cette façon, le signal comprimé est également disponible sous forme symétrique. Ceci permet un redressement double alternance pour obtenir le courant

régulateur. Ce redressement se fait avec les transistors T2 et T3 et le filtrage est obtenu avec le condensateur C15. Le signal régulateur pour l'atténuateur à diode est disponible sur l'émetteur de T4. Avec le potentiomètre P2 on règle la constante de temps; cette constante détermine la vitesse avec laquelle la compression agit. Assistantor est muni de deux sorties de niveaux différents. En A on trouve une tension plus élevée qu'en B. La sortie A est destinée à être raccordé à Stentor ou à un autre amplificateur alors qu'on trouve en B un signal adapté à une entrée microphone. Ce signal est destiné à être raccordé sur l'entrée microphone d'un walkie talkie, ou interphone par exemple. Les deux signaux de sortie sont réglables à l'aide des potentiomètres P3, resp. P4. A cause d'une amplification assez importante (jusqu'à environ 86 dB) le circuit est relativement sensible à toute forme de rayonnement haute fréquence (réception radio). C'est pour éviter cela que l'entrée, les sorties et la ligne d'alimentation ont été découplées à l'aide des perles de ferrite (self de choc) L1 à L4 et de quelques condensateurs de 1n (C1, C18 à C21). Ce découplage est surtout important si le circuit doit être utilisé aux environs d'un appareillage haute fréquence (émetteurs ou récepteurs).

Dans des cas exceptionnels, où il n'y a vraiment pas de problème de rayonnement haute fréquence à prévoir, ces découplages peuvent éventuellement être supprimés. Quand on veut par contre utiliser Assistantor + Stentor en tant que crieur public mobile, le mieux sera de prévoir d'emblée les selfs de choc et les condensateurs.

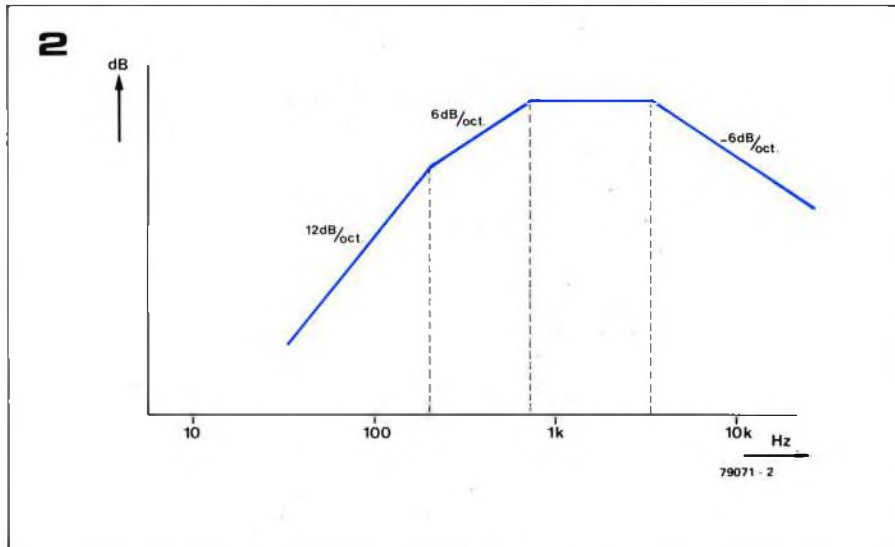
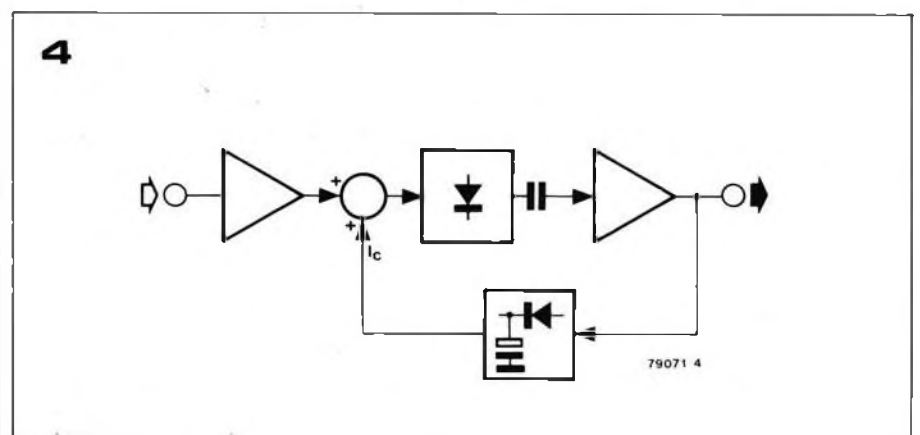
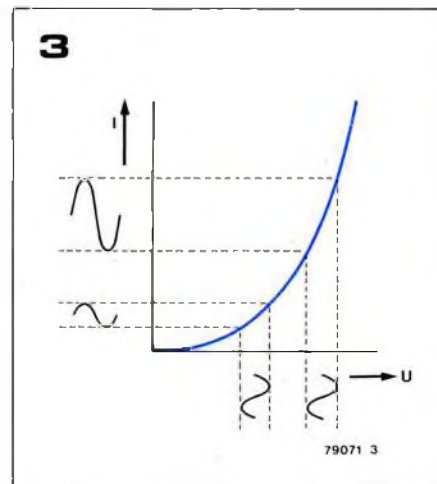


Figure 1. Dans une ambiance bruyante les passages faibles de la parole ne surmonteront pas le bruit, et ne seront donc pas perçus. La figure 1a illustre cela avec la courbe du signal de la parole et le bruit d'ambiance en grisé. La figure 1b montre l'effet de la compression de modulation: le niveau de tous les passages de la parole se situent maintenant au dessus du bruit de fond sans que les passages les plus forts aient été amplifiés.

Figure 2. La compréhension de la parole sera encore améliorée, en atténuant certaines fréquences en plus de la compression de modulation. D'après des essais il s'est avéré qu'une courbe de réponse comme celle-ci, donnait des résultats optimums.

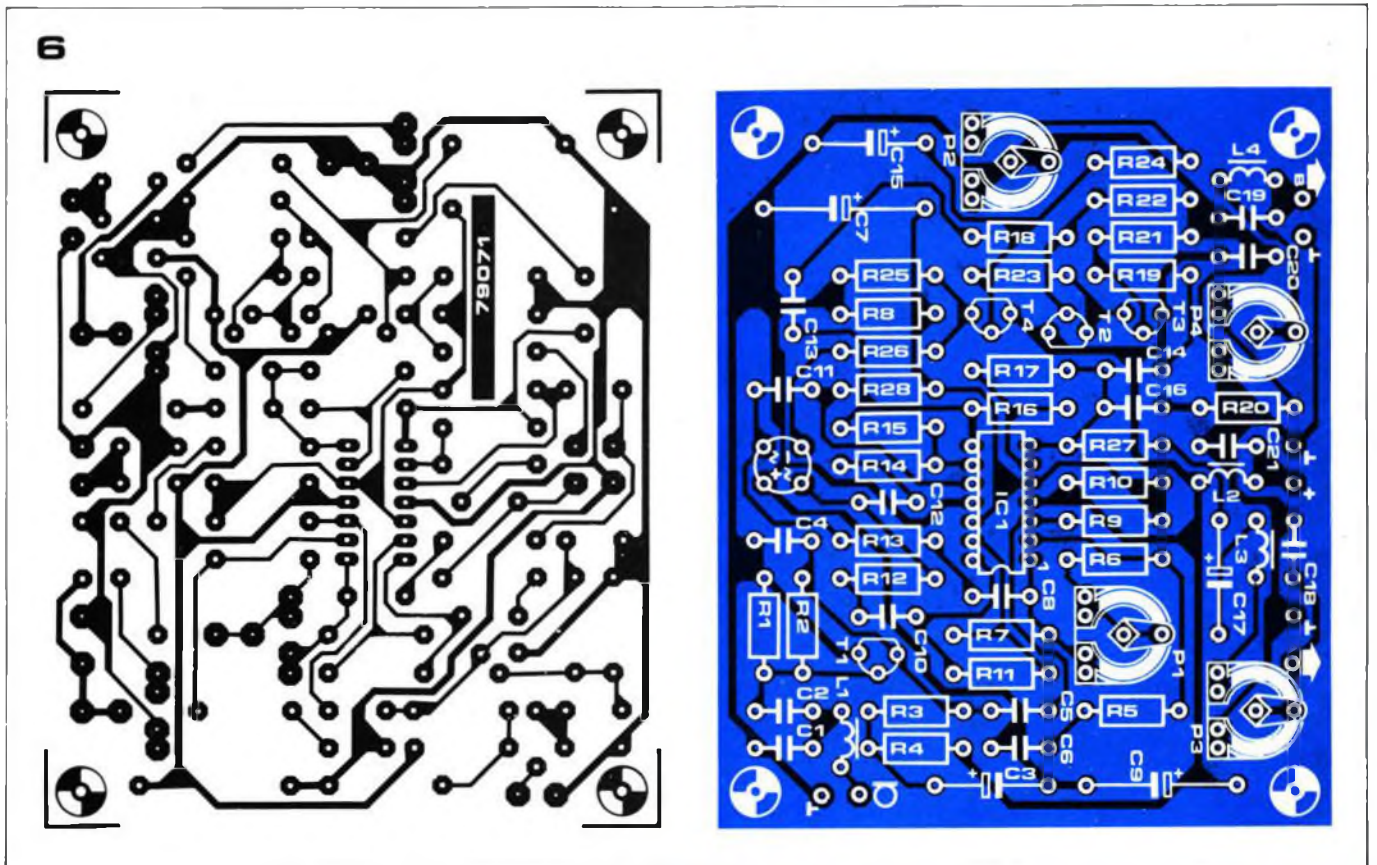
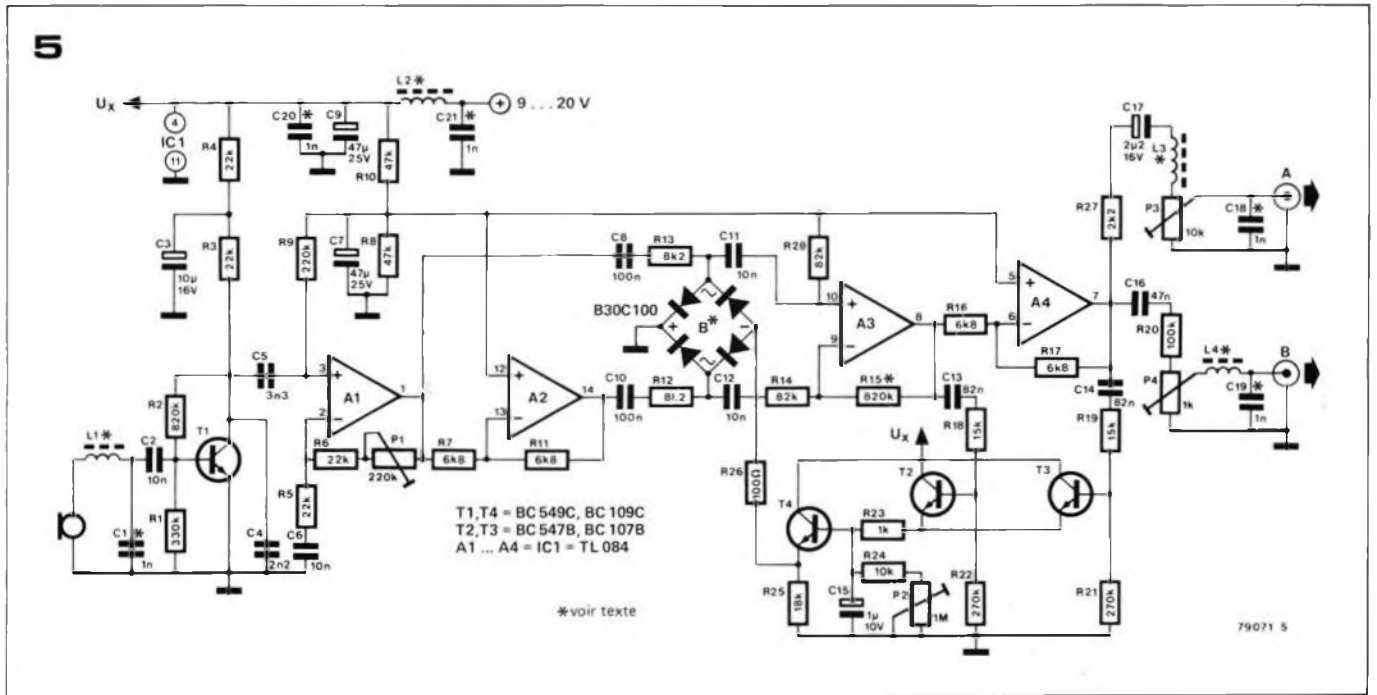
Figure 3. La compression de modulation peut se réaliser en utilisant la caractéristique de transfert non linéaire d'une diode. L'atténuation du signal dépend de la tension continue aux bornes de la diode.

Figure 4. Schéma synoptique de l'Assistantor.



Construction et utilisation

La figure 6, présente le circuit imprimé. En ce qui concerne l'application des composants relatifs au découplage en haute fréquence veuillez vous rapporter aux remarques faites ci-dessus. Les selfs de choc L1 à L4 sont indiquées sur la plaquette comme des selfs. L'auto-induction de ces éléments sera obtenue en passant un fil isolé deux ou trois fois, par le trou de la perle afin de former une petite self de trois à quatre spires.



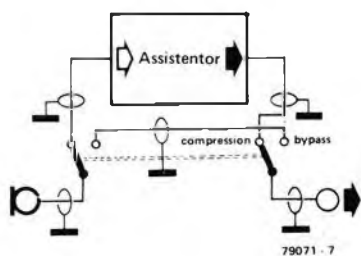
Pour le redresseur en pont, en principe, n'importe quel type peut convenir. Nous conseillons seulement de ne pas prendre un modèle trop fort, de préférence un type de 100 mA, plutôt qu'un modèle de plusieurs Ampères. C'est pour cela qu'on trouve dans la nomenclature le type B30C100, mais ceci n'est à considérer qu'en tant que valeur indicative.

La sensibilité du circuit s'ajuste à l'aide du potentiomètre P1. Si l'on souhaite une sensibilité en dehors de la plage du potentiomètre, un réglage supplémentaire est possible en changeant la résis-

tance R15. Une valeur plus élevée de cette résistance entraîne une plus grande sensibilité (et des signaux de sortie plus importants en même temps). La constante de temps (disons: vitesse) est réglable par P2. L'utilisation de l'Assistantor ne se limite pas à une collaboration avec le Stentor ou avec un autre amplificateur du genre "beaucoup de volume, peu de hifi", afin de pouvoir se faire entendre par un maximum de personnes. En réalité, Assistantor servira partout où un niveau, sans cesse changeant, du signal d'entrée doit être transformé en signaux électriques

moins modulés (sans pour autant trop exiger de la qualité sonore). Des applications se présentant immédiatement à nous se trouvent au niveau de l'émission, de l'interphone et du "public address". Une autre application peu banale de cet appareil: Elektor France a utilisé l'Assistantor pour la réalisation des flash publicitaires sur Europe 1 en décembre 1978! Mais l'Assistantor trouvera également sa place dans une installation de radio amateur, qui aura de cette façon, pour la même puissance d'émission, un rayon d'action plus important.

7



79071 - 7

Liste des composants

- Résistances:
 R1 = 330 k
 R2 = 820 k
 R3 . . . R6 = 22 k
 R7, R11, R16, R17 = 6k8
 R8, R10 = 47 k
 R9 = 220 k
 R12, R13 = 8k2
 R14, R28 = 82 k
 R15 = 820 k (voir texte)
 R18, R19 = 15 k
 R20 = 100 k
 R21, R22 = 270 k
 R23 = 1 k
 R24 = 10 k
 R25 = 18 k
 R26 = 100 Ω
 R27 = 2k2
 P1 = 220 k ajust.
 P2 = 1 M ajust.
 P3 = 10 k ajust.
 P4 = 1 k ajust.

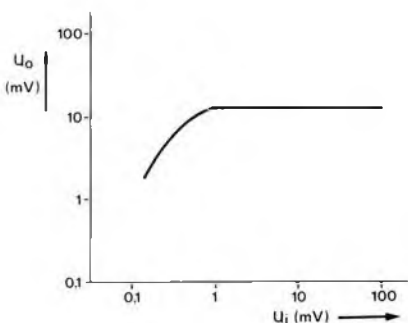
- Condensateurs:
 C1, C18 . . . C21 = 1 n (voir texte)
 C2, C6, C11, C12 = 10 n
 C3 = 10 μ/16 V
 C4 = 2n2
 C5 = 3n3
 C7, C9 = 47 μ/25 V
 C8, C10 = 100 n
 C13, C14 = 82 n
 C15 = 1 μ/10 V
 C16 = 47 n
 C17 = 2μ2/16 V

- Semiconducteurs:
 T1, T4 = BC 549C, BC 109C
 T2, T3 = BC 547B, BC 107B
 IC1 = TL 084
 B1 = pont redresseur B30C100 (voir texte)

- Divers:
 L1 . . . L4 = perle de ferrite (self de choc)
 (voir texte)

Comme dernière possibilité d'application nous pensons ici à un régulateur de niveau pour dictaphone. La figure 7 montre la façon de monter un inverseur qui sera nécessaire surtout lors de l'utilisation avec un émetteur. Enfin la figure 8 donne la courbe de transfert de l'Assistantor lorsque P1 est positionné pour la sensibilité maximale. Nous voyons la tension sur la sortie B (U_o) pour différentes tensions d'entrée (U_i). La sensibilité du dispositif est excellente car la compression totale a déjà lieu pour une tension d'entrée de 1 mV.

8



79071 - 8

Figure 5. Schéma détaillé. L'atténuation à diode ne comporte pas seulement une seule diode, mais est constitué de quatre diodes en pont. De cette façon la distorsion sera fortement réduite.

Figure 6. Circuit imprimé côté cuivre et côté composants. Il faudra prendre des précautions spéciales pour éviter les conséquences d'un rayonnement haute fréquence (voir texte).

Figure 7. Dans certaines applications il est pratique de munir le dispositif d'un commutateur "bypass". Cette figure indique comment brancher ce commutateur.

Figure 8. En B la tension de sortie U_o , en fonction de la tension d'entrée U_i . On constate que la compression de modulation a déjà lieu pour une tension d'entrée de 1 mV.

le tort d'Elektor

Modifications
 Additions
 Améliorations
 Corrections
 de schémas publiés dans Elektor

Générateur de notes universel

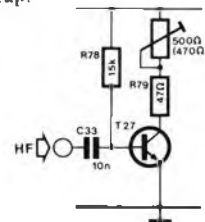
Elektor n° 3, septembre/octobre 1978, p. 9-33. Dans la liste des composants, les circuits intégrés IC14 à IC16 devraient être des 4049 comme indiqué sur la figure 1.

Piano électronique

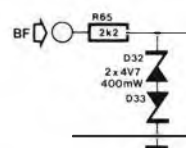
Elektor n° 3, septembre/octobre 1978, p. 9-39. Dans le module une octave présenté figure 7, il est recommandé, pour des raisons de sécurité de fonctionnement, d'inclure une résistance 27 Ω/1 W et un fusible 400 mA rapide en série entre $-U_2$ et les contacts de touche fermés au repos.

Fréquencemètre 1/4 GHz

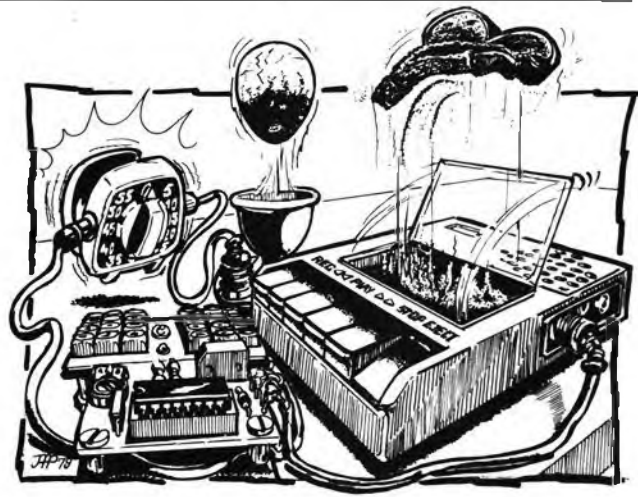
Elektor n° 5/6, Edition Spéciale 78/79, p. 12-69. La sensibilité de l'amplificateur HF pourra être améliorée en remplaçant R79 par une résistance de 47 Ω montée en série avec un ajustable de 500 Ω (470 Ω), en abaissant R78 à 15K et en remplacement R84 par un strap.



Bien que le circuit fonctionne dans la plupart des cas avec la disposition des diodes D32 et D33 montrée en figure 11, l'écrêtage pourra être limité en montant ces deux diodes zéner tête-bêche.



l'ICU, un 'mini' micro- processeur



Mettre en oeuvre un microprocesseur demande de la part de son utilisateur une somme de connaissances approfondies qu'il lui faut parfaitement maîtriser s'il désire mener à bien son projet. Par ailleurs, et ceci est un problème supplémentaire, dans un certain nombre d'applications il est inutile d'employer un circuit aussi sophistiqué.

En sortant tout dernièrement un nouveau circuit intégré, Motorola semble avoir réussi à faire d'une pierre deux coups. Il s'agit de l'ICU (de Industrial Control Unit signifiant Unité de Commande Industrielle) qui porte la référence MC 14500B. Ce circuit, qui est en fait un processeur 1 bit, a été tout spécialement développé pour être utilisé dans des applications de commande industrielle simples; de plus, sa programmation est extrêmement aisée.

Cet article, qui traite de ce 'mini' microprocesseur devrait particulièrement intéresser les lecteurs qui ont eu des déboires en s'attaquant à ses 'grands frères', et les réconcilier avec ce genre de circuit.

Caractéristiques principales de l'ICU

- exécute 16 fonctions logiques
- ligne de données bidirectionnelle 1 bit
- mémoire 1 bit
- quatre flags de sortie
- conforme aux spécifications Jedec B concernant les circuits CMOS
- tension d'alimentation comprise entre 3 et 18 V
- fréquence d'horloge du continu à 1 MHz
- destiné à l'origine aux systèmes de commande industriels

De plus en plus on utilise le microprocesseur dans des applications nécessitant la commande d'appareillages. Cette utilisation croissante s'explique par le fait qu'il est possible, en modifiant simplement le programme, d'adapter le microprocesseur à tel ou tel problème. Ceci provient de la souplesse inhérente au concept du programme mémorisé. Nous pouvons citer le cas, dans le domaine grand-public, d'un certain nombre d'appareils qui renferment un microprocesseur: tel est le cas de certaines machines à laver, machines à coudre ou fours. Par contre sur un plan industriel, les microprocesseurs sont apparus sur le marché dans une multitude d'appareillages effectuant des commandes de processus évolutifs. Cependant dans le cas de certaines applications de contrôle impliquant des tâches orientées vers une décision (citons par exemple: les détecteurs d'intrus, la commande de feux de signalisation, de modèles réduits, de trains, les projecteurs de diapositives, les programmeurs de PROM, pour ne citer que quelques cas susceptibles d'intéresser un amateur enthousiaste), il serait aussi inopportun d'utiliser un microprocesseur pour résoudre un problème aussi simple, que d'employer un marteau-pilon pour casser une noisette. C'est pour cette raison qu'un nouveau type de circuit a été développé par Motorola. Il s'agit du MC 14500B, qui est un ICU ou processeur 1 bit, qui présente l'avantage d'une programmation simple sans avoir l'inconvénient de la complexité, inutile ici, d'un microprocesseur.

Nous pouvons considérer l'ICU comme étant une sorte de microprocesseur simplifié, capable d'effectuer des opérations logiques sur des données de 1 bit et de transférer le résultat à un dispositif de sortie.

Le principal avantage de l'ICU réside dans le fait qu'il s'agit d'un circuit simple et facile à programmer. Un utilisateur inexpérimenté peut très rapidement se familiariser avec le système de base et voir de quelle façon il peut l'adapter à ses besoins particuliers. L'ICU représente ainsi une excellente introduction aux systèmes utilisant des microprocesseurs.

Cet article est bâti de la façon suivante: tout d'abord nous trouverons une description fondamentale de l'ICU (MC 14500B), puis, à l'aide de quelques exemples, nous verrons comment il est possible de le programmer pour lui faire effectuer diverses fonctions logiques. Pour les lecteurs qui sont particulièrement intéressés par le MC 14500B, nous les invitons vivement à se reporter au manuel réalisé par Motorola; ils y trouveront une description plus détaillée, qu'il n'est pas possible (pour des questions de place) de reproduire ici.

Caractéristiques générales

Le MC 14500B, fabriqué par Motorola, est un processeur statique 1 bit, intégré sur un seul circuit, et réalisé en technologie CMOS. Il est logé dans un boîtier DIL (Dual In Line) de 16 broches. Ce circuit intégré qui est commandé par un oscillateur d'horloge interne à une seule phase, exécute une instruction par période d'horloge. La fréquence de cet oscillateur peut atteindre 1 MHz. D'autre part le signal d'horloge peut être piloté par un oscillateur externe. Les caractéristiques électriques de l'ICU sont conformes aux spécifications Jedec B concernant les circuits CMOS de la série B. La tension d'alimentation de l'ICU peut varier entre 3 et 18 V (pratiquement on peut choisir, à condition que le circuit ne soit pas employé dans un milieu parasité, une tension d'alimentation de 5 V, ce qui permet d'utiliser l'ICU conjointement avec de la TTL). Il faut aussi noter que l'ICU peut attaquer au moins un circuit intégré TTL Low Power et que les sorties Data et Write peuvent, elles, commander deux entrées TTL classiques. L'énorme avantage de l'ICU par rapport aux autres circuits intégrés logiques conventionnels est qu'il est programmable, c'est-à-dire qu'il peut réaliser diverses sortes d'opérations logiques. Le tableau 1 représente le jeu d'instructions de l'ICU, soit 16 instructions de 4 bits. L'ICU est un processeur 1 bit; cela signifie que les données, qui sont manipulées bit par bit, vont vers l'ICU et proviennent de l'ICU en empruntant un bus de données bidirectionnel de 1 bit. Quand on souhaite réaliser une

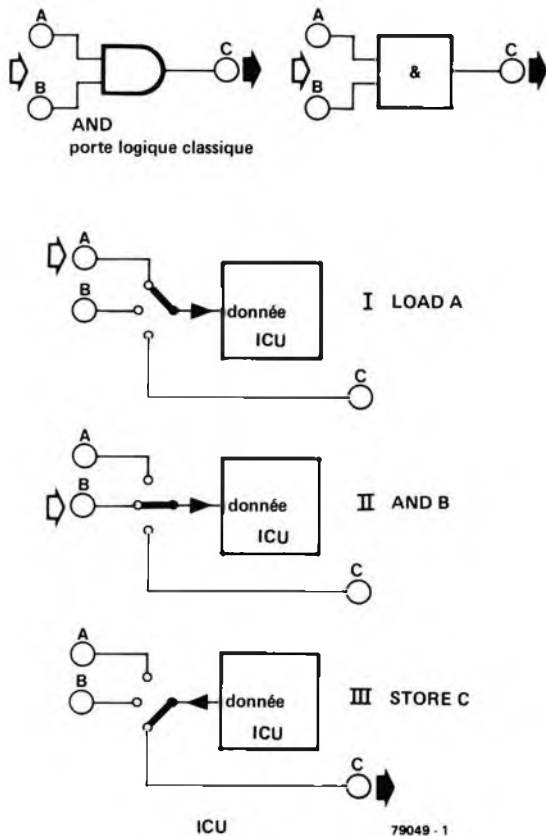
opération logique portant sur plus d'un bit de données (par exemple une fonction AND) on utilise un registre interne qui est appelé **Registre Résultat (RR)**. Pour réaliser cette fonction logique (AND), on charge le premier bit de données dans le **Registre Résultat** au moyen de l'instruction **LOAD**. On indique ensuite à l'ICU qu'il doit exécuter une instruction **AND** et que le second bit de données se trouve sur le bus bidirectionnel de données. L'instruction **AND** est réalisée sur la donnée présente dans le **Registre Résultat** et sur celle qui se situe sur le bus de données. Le résultat de cette opération constitue le nouveau contenu du **Registre Résultat** (ce registre est

celui dans lequel se trouve le résultat de n'importe quelle opération logique effectuée par l'ICU, d'où son nom). Puisqu'il est nécessaire d'utiliser une troisième instruction (**STORE**) pour transférer le résultat obtenu vers un dispositif de sortie, nous constatons qu'il nous faut réaliser trois opérations distinctes pour simuler une porte AND à deux entrées (voir figure 1). L'ICU est bâti, de même qu'un microprocesseur classique, sur le concept d'un programme mémorisé. Les instructions que doit exécuter l'ICU sont mémorisées dans la mémoire du système sous une forme séquentielle. Toutefois, en plus des codes opérations de l'ICU, la mémoire doit contenir l'adresse des

données qui doivent être chargées dans le **Registre Résultat**, de même que l'adresse du latch de sortie qui doit contenir les données du **Registre Résultat**. Les adresses sont décodées par des sélecteurs d'entrée et de sortie, comme le montre le schéma synoptique de la figure 2.

Reprenons une fois de plus l'exemple d'une fonction logique AND, qui doit porter sur deux signaux d'entrée A et B, et qui sont respectivement présents sur les entrées 1 et 5 du sélecteur d'entrée. Supposons que l'on veuille mémoriser le résultat de cette opération à la sortie 9 du latch de sortie. Quand on envoie une adresse donnée au sélecteur d'entrée ou de sortie, l'entrée ou la sortie correspon-

1



2

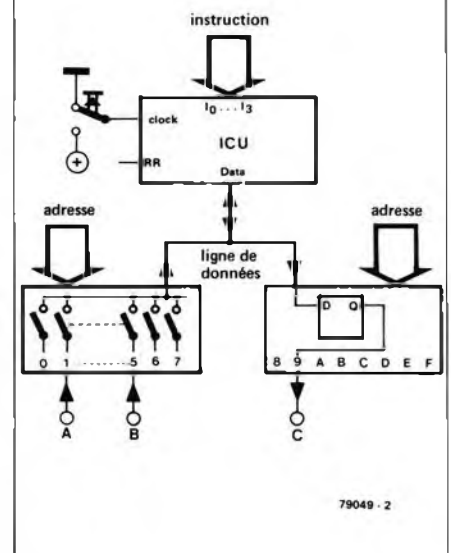


Figure 1. Cette figure illustre bien la différence existant entre logique câblée et logique programmée. La porte logique n'effectue qu'une seule opération pour réaliser la fonction demandée, alors que l'ICU exécute trois opérations distinctes pour faire la même chose.

Figure 2. Schéma synoptique d'un système bâti autour d'un ICU. Les impulsions d'horloge sont ici générées manuellement.

Tableau 1. Jeu d'instructions de l'ICU.

Tableau 1

	code opération	mémorique	Action
#0	0000	NOPO	aucun changement dans les registres. $R \rightarrow, FLGO \leftarrow \neg$
#1	0001	LD	charger le registre résultat. $Data \rightarrow RR$
#2	0010	LDC	charger le complément $Data \rightarrow RR$
#3	0011	AND	AND logique. $RR \cdot D \rightarrow RR$
#4	0100	ANDC	AND logique compl. $RR \cdot \bar{D} \rightarrow RR$
#5	0101	OR	OR logique. $RR + D \rightarrow RR$
#6	0110	ORC	OR logique compl. $RR + \bar{D} \rightarrow RR$
#7	0111	XNOR	NOR exclusif. If $RR = D, RR \leftarrow \bar{1}$
#8	1000	STO	mémoriser. $RR \rightarrow Data Pin, Write \leftarrow 1$
#9	1001	STOC	mémoriser le complément. $RR \rightarrow Data Pin, Write \leftarrow 1$
#A	1010	IEN	valider l'entrée. $D \rightarrow IEN Reg.$
#B	1011	OEN	valider la sortie. $D \rightarrow OEN Reg.$
#C	1100	JMP	sauter. $JMP Flag \leftarrow \neg$
#D	1101	RTN	retourner. $RTN flag \leftarrow \neg$, passer à l'instruction suivante
#E	1110	SKZ	passer à l'instruction suivante si $RR = 0$
#F	1111	NOPF	aucun changement dans les registres $RR \rightarrow RR, FLGF \leftarrow \neg$

dante est placée sur la ligne de données de l'ICU. L'opération AND s'effectue alors de la façon suivante :

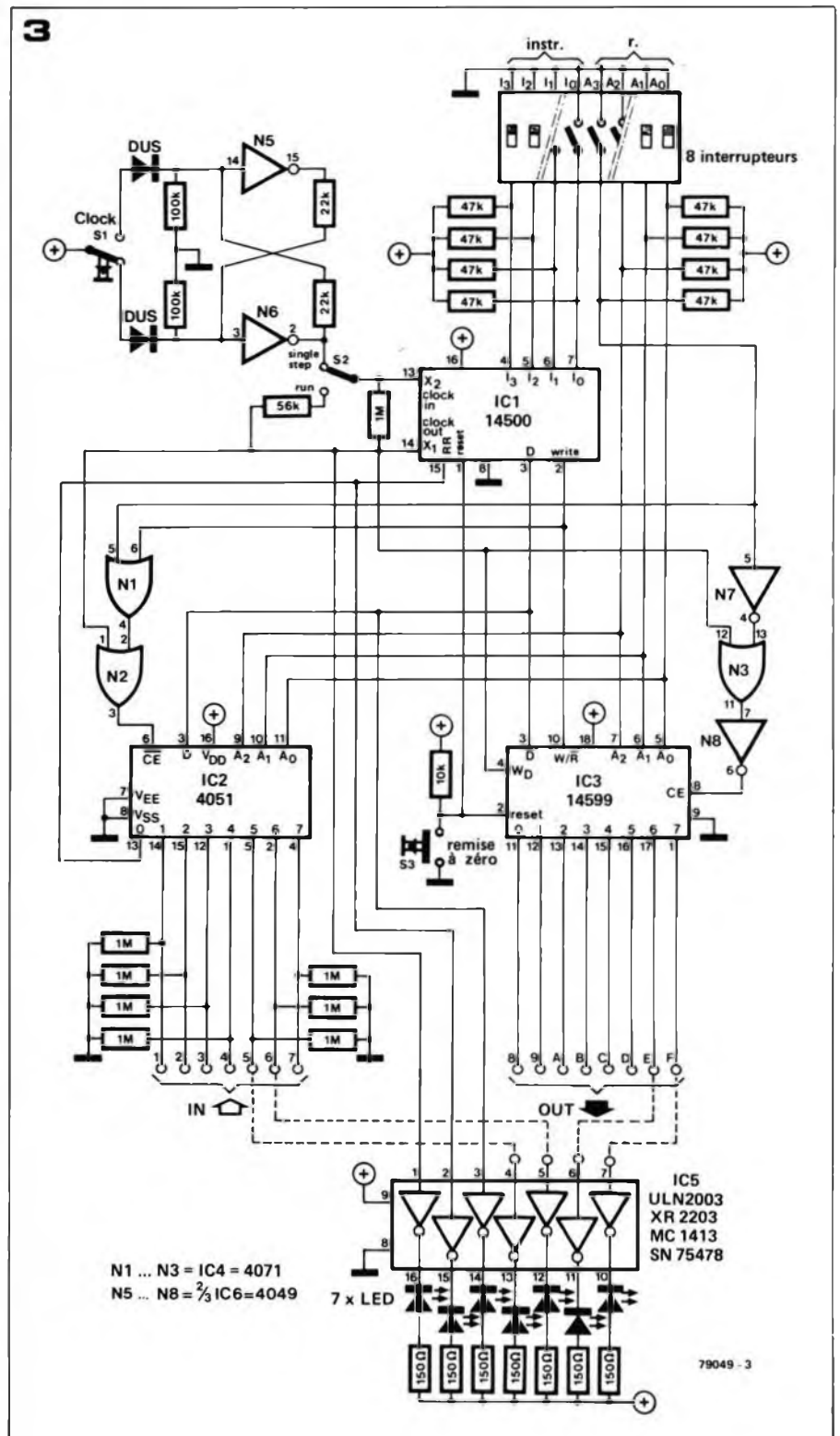
- 1) La mémoire du système indique à l'ICU qu'il doit réaliser une instruction LOAD (LD) et donne au sélecteur d'entrée l'adresse de la donnée d'entrée. La valeur logique de cette entrée est ensuite transférée (via le bus de données 1 bit de l'ICU) vers le Registre Résultat.
- 2) La mémoire fournit maintenant à l'ICU l'instruction suivante (ici l'instruction AND) pendant que le sélecteur d'entrée reçoit l'adresse de l'entrée 5. La fonction logique AND s'effectue alors entre la donnée présente sur la ligne de données de l'ICU et celle qui se trouve dans le Registre Résultat (le contenu initial du Registre Résultat est perdu).
- 3) Enfin l'instruction STORE (STO) informe l'ICU qu'il doit transférer le contenu du Registre Résultat (via la ligne de données bidirectionnelle) vers le latch de sortie 9, dont le sélecteur de sortie avait l'adresse.

Mémoire programme et compteur programme

Un autre des gros avantages que présente un système construit autour de l'ICU est la possibilité d'augmenter à l'infini le nombre d'entrées et de sorties, à condition que la mémoire soit suffisamment vaste pour adresser les différentes entrées/sorties. Le compteur programme (PC) fournit à la mémoire du système l'adresse de l'instruction qui doit être exécutée. Le compteur programme comptera normalement jusqu'à sa valeur la plus élevée avant de repasser à zéro, puis recommencer. Aussi est-il possible de 'reboucler' un programme en exécutant de façon répétitive la séquence des instructions.

Description d'un système minimum construit autour de l'ICU

Nous trouvons, en figure 3, le schéma d'un système minimum, réalisé sur la base du schéma synoptique de la figure 2. Le système dispose de 8 entrées et de 8 latches de sortie. Le circuit intégré IC3 est un circuit multiplexeur-démultiplexeur, qui, de même que l'ICU possède une ligne de données bidirectionnelle. Aussi est-il possible à l'ICU, non seulement d'inscrire des données dans un latch de sortie, mais encore de les extraire. L'instruction que l'on veut voir réaliser, ainsi que l'adresse de la donnée sur laquelle porte cette instruction, sont données au moyen d'un interrupteur Dual In Line. Dans ces conditions il est nécessaire de générer manuellement les signaux d'horloge, en agissant sur le bouton poussoir S1. Il faut évidemment s'assurer que l'on envoie bien une seule impulsion d'horloge à la fois, sinon l'ICU exécuterait une instruction particulière



plusieurs fois d'affilée. Il est possible de visualiser, au moyen de LEDs l'état du Registre Résultat, de la ligne de données... Ces LEDs sont branchées (via des buffers) aux points les plus importants du circuit. Si l'on sent que tout part de travers, on a toujours la ressource, en agissant sur S2 (ce qui a pour effet de mettre à l'état haut la patte de remise à zéro de l'ICU) d'effacer le contenu de tous les registres et de mettre à zéro les sorties FLAG. En employant un mot adresse de 4 bits, il est possible de choisir entre 16 positions: nous avons pris, dans le cas présent, 8 entrées et 8 sorties. Le bit adresse de

pois le plus élevé, A3, est utilisé pour commander les entrées Chip Enable (CE) des circuits IC2 et IC3, ce qui permet donc de commander les lignes d'entrée et de sortie. L'emploi de A3 conjointement à celui du signal Write de l'ICU permet d'affirmer que l'un seulement des circuits IC2, IC3 ou ICU a effectivement accès, à n'importe quel moment, à la ligne de données. La conception de base du système représenté à la figure 3, est calquée de façon frappante sur celle des systèmes plus gros construits autour de microprocesseurs, et qui emploient également un bus de données et un bus d'adresses

Tableau 2

INSTRUCTION	CODE	DIL	Horloge (X 1)	Ligne de données	RR	entrée 1	entrée 5	sortie 9	
LD A	0001	0001	1	X	X	X	X	X	charger A
			0	1	X	1	X	X	
			1	X	1	X	X	X	
AND B	0011	0101	1	X	1	X	X	X	AND avec B
			0	1	1	X	1	X	
			1	X	1	X	X	X	
STO C	1000	1001	1	X	1	X	X	X	mémoriser le résultat dans C
			0	1	1	X	X	1	
			1	1	1	X	X	1	

X = 1 ou 0, 0 après avoir actionné la touche Reset

4

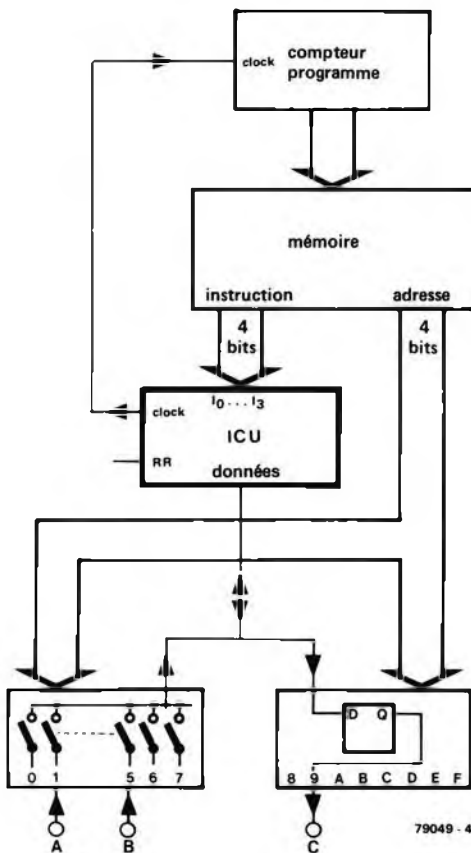


Figure 3. Schéma d'un petit système utilisant un ICU. Les impulsions d'horloge sont générées manuellement. On envoie au moyen d'interrupteurs les instructions qui doivent être exécutées ainsi que les adresses des données. Le circuit possède sept entrées (la huitième étant connectée au Registre Résultat de l'ICU) et huit latches de sortie. Une série de LEDs permet de visualiser l'état de la ligne de données, du Registre Résultat, du signal d'horloge, des entrées et des sorties sélectionnées. On peut augmenter le nombre d'entrées/sorties en accroissant le nombre de bits adresses sur le bus adresse. Avec 8 bits adresses, on peut aller jusqu'à 256 entrées/sorties.

Figure 4. Schéma synoptique d'un système (il s'agit même du plus petit) construit autour de l'ICU. Voyons à quoi correspondent les 'pavés' qui constituent un tel ensemble.

- L'ICU: il commande le transit des données dans le système et il exécute sur les données des opérations logiques dans son 'Registre Résultat'. Ces données se trouvent sur une ligne de données 1 bit bidirectionnelle.
- La mémoire programme: elle mémorise les instructions que doit exécuter l'ICU.
- Le compteur programme: il présente séquentiellement à l'ICU les instructions dans l'ordre où elles se succèdent.
- Les sélecteurs d'entrée et de sortie: ils décodent les adresses des opérandes qui sont en mémoire. Ils déterminent par où doivent entrer ou sortir les données.

Tableau 2. Ce tableau indique dans quel état se trouvent les LED indicatrices, à chaque étape du programme AND. Pour clarifier encore les choses et obtenir une meilleure analyse, nous avons indiqué ce que l'on obtient à chaque niveau d'horloge (haut et bas).

commun à de nombreux circuits intégrés.

Voyons maintenant, comment il est possible à tout un chacun, d'exécuter réellement, au moyen du montage pratique de la figure 3, le programme correspondant à la fonction logique AND. Ce programme, comme nous l'avons déjà vu peut s'écrire:

1. LOAD A
2. AND B
3. STORE C

On peut trouver, en consultant dans le tableau 1 le jeu d'instructions de l'ICU, le code opération de ces instructions. Nous devons tout d'abord nous assurer

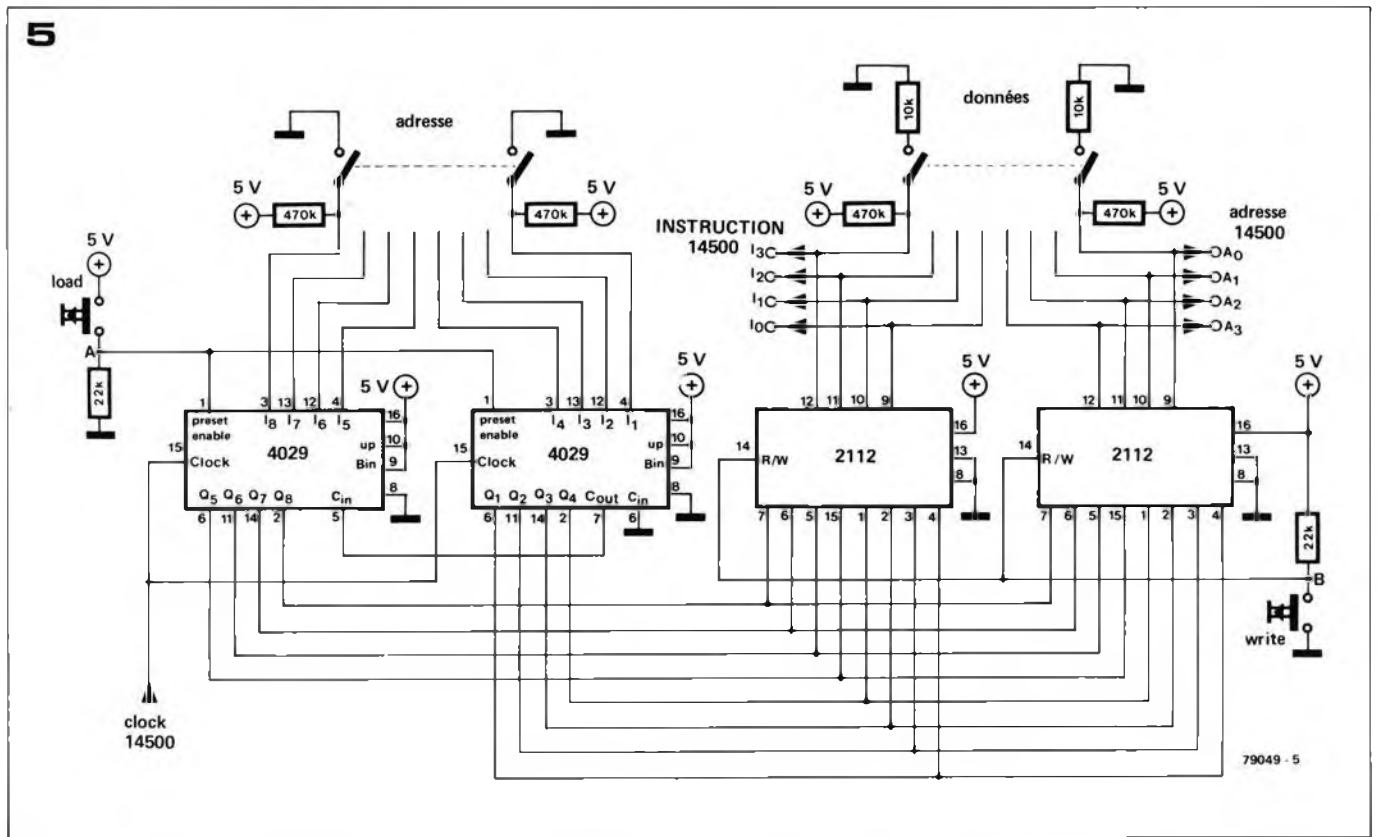
que les données A et B sont bien respectivement présentes aux entrées 1 et 5 et que C doit bien être mémorisé en sortie 9. Dans ce cas les adresses de ces emplacements sont, tout simplement, les équivalents binaires de 1, 5 et 9, c'est-à-dire 0001, 0101, et 1001. L'interrupteur DIL doit alors être positionné comme suit:

- 1) 0001 0001 après quoi on applique une impulsion d'horloge (le contenu A est alors transféré dans RR)
- 2) 0011 0101 après quoi on applique une impulsion d'horloge (A · B = C)
- 3) 1000 1001 après quoi on applique une impulsion d'horloge (C est trans-

féré en sortie 9)

Voyons, pas à pas, comment cela se passe:

- Les quatre interrupteurs DIL de droite sont positionnés sur l'adresse binaire 0001; ce qui fait qu'à la prochaine impulsion d'horloge, l'entrée 1 de IC2 sera reliée à la ligne de données de l'ICU. Portons, par exemple au moyen d'un fil, cette entrée au niveau logique '1'. Ensuite les quatre interrupteurs DIL de gauche sont positionnés sur le code instruction 0001 (LOAD), puis on agit sur le bouton poussoir S1, ce qui a pour conséquence de faire passer à



l'état bas le signal d'horloge qui rentre sur la patte 14 de l'ICU, et d'éteindre la LED indicatrice de l'état du signal d'horloge. Sur le flanc descendant du signal d'horloge (qui était précédemment à l'état haut) l'ICU mémorise dans son Registre Instruction l'instruction LOAD; une fois que S1 a été relâché (ce qui fait passer le signal d'horloge à l'état haut), la donnée qui est présente sur la ligne de données est inscrite dans le Registre Résultat. Puisque la ligne de données est à l'état haut, c'est un '1' qui se place dans le Registre Résultat: la LED correspondante s'allume.

- On peut maintenant programmer sur l'interrupteur DIL la seconde instruction (0011 = AND) et l'adresse de la seconde donnée. Supposons que l'on mette également l'entrée 5 à un niveau haut. Dès que le signal d'horloge passe à l'état bas, l'entrée 5 est connectée à la ligne de données et l'ICU portera l'instruction AND dans son Registre Instruction. La LED visualisant l'état de la ligne de données doit alors s'allumer. Dès qu'on relâche le bouton poussoir S1 (le signal d'horloge repasse à l'état haut), l'ICU exécute l'instruction logique, et puisque $1 \cdot 1 = 1$ le Registre Résultat contiendra un '1'.
- La troisième instruction diffère légèrement des deux premières. Une fois que le code opération de l'instruction (1000 = STO) et l'adresse désirée ont été programmées sur l'interrupteur DIL et que S1 a été pressé, l'ICU exécute immédiatement l'instruction. Les seules instructions que l'ICU exécute sur les flancs de

descente du signal d'horloge sont les instructions STORE et Flag. Les instructions Flag (JMP, RTN, FLGO, FLGF) sont utilisées pour générer des signaux de contrôle externes disponibles sur les pattes 9 à 12 de l'ICU. Ces flags de sortie restent actifs durant toute une période d'horloge après le flanc de descente du signal d'horloge.

Dans le cas où l'ICU lit dans son Registre Instruction une instruction STORE, le contenu du Register Résultat est placé sur la ligne de données et la ligne Write (broche 2) est validée (elle passe à l'état haut). Dans ces conditions le bit présent sur la ligne de données est mémorisé sur la sortie appropriée (FF9). Puis, sur le flanc de montée de l'impulsion d'horloge, la ligne Write repasse à l'état haut.

Nous pouvons voir dans le tableau 2 l'état des diverses LED indicatrices, au cours des principales étapes du programme ci-dessus.

Le programme que nous venons d'étudier est un exemple simple montrant de quelle façon on programme l'ICU pour simuler une porte logique conventionnelle. Nous trouverons en figure 8 d'autres exemples de programmes simulant diverses fonctions logiques (porte AND à 4 entrées, NAND, OR, EXOR...).

Comme nous l'avons vu précédemment, l'ICU doit effectuer plusieurs opérations pour faire ce que fait très simplement une porte logique classique (à titre indicatif il faut 10 pas de programme pour réaliser la fonction exécutée par une bascule D).

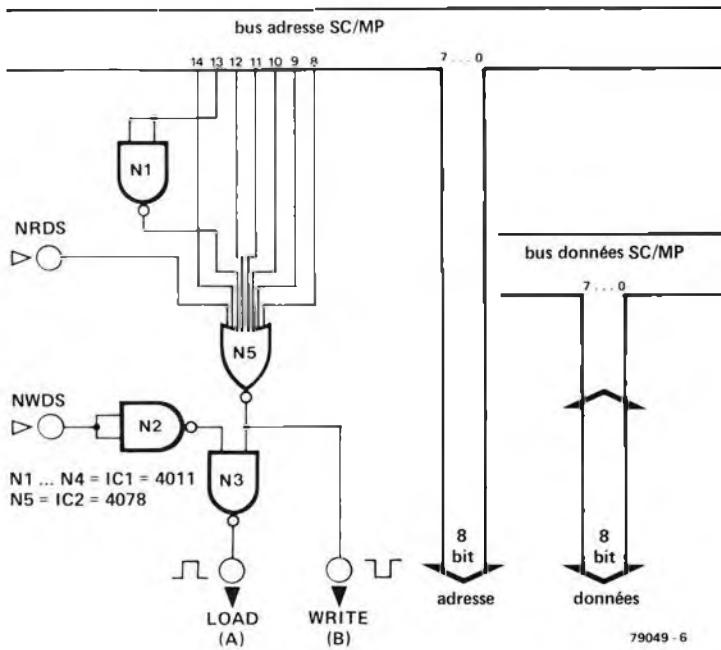
C'est pourquoi l'ICU sera plus lent pour exécuter une fonction donnée. Si l'on

prend, par exemple une fréquence d'horloge égale à 330 kHz, le programme ci-dessus qui simule une porte AND à deux entrées prendra approximativement 10 μ s. Il faut cependant voir que, si l'ICU est effectivement plus lent qu'une porte classique, il est aussi beaucoup plus souple puisque, par simple programmation, il peut réaliser un grand nombre de fonctions distinctes.

La possibilité d'exécuter le programme, instruction par instruction, est d'un intérêt primordial pour le débutant qui veut se familiariser avec la programmation des microprocesseurs. Une telle façon de procéder prend évidemment du temps. En particulier, il est beaucoup plus intéressant (dès que l'on aborde des programmes plus longs) de mettre en mémoire les instructions du programme et d'utiliser un compteur programme qui assurera la lecture séquentielle des instructions et des données: c'est ce que représente le schéma synoptique de la figure 4. Les impulsions d'horloge peuvent provenir de l'oscillateur interne de l'ICU, la fréquence pouvant atteindre 1 MHz (c'est-à-dire une instruction par μ s).

Le schéma d'un tel système est donné à la figure 5. Les instructions et les adresses sont rentrées manuellement dans deux RAM (du type 2112) de 256 mots de 4 bits. Le compteur programme, formé de deux 4029 (compteurs prépositionnables) compte de 000 jusqu'à 256 avant de repartir de 000. Ce compteur est incrémenté de un à chaque impulsion d'horloge; son rôle est de fournir à l'ICU le contenu de l'emplacement mémoire correspondant. Ainsi les instructions du programme

6



sont exécutées dans un ordre correct. Voici comment on mémorise les instructions composant le programme: le contenu de la mémoire est tout d'abord effacé en fermant l'interrupteur DATA, en plaçant sur la position 'run' l'interrupteur S2 de la figure 3 et en appuyant sur l'interrupteur 'write'. On inscrit donc dans tous les emplacements mémoire un '0' logique. Dans ce cas là, toute la mémoire est effacée en, approximativement, 1 ms puisque la fréquence d'horloge (déterminée par la résistance externe de 56 k) est de 330 kHz.

On arrête ensuite l'oscillateur d'horloge en plaçant l'interrupteur S2 de la figure 3 en position 'single step' (c'est-à-dire 'pas à pas'). La première instruction du programme, accompagnée de l'adresse de l'opérande est maintenant placée sur les lignes de données des mémoires 2112, puis mémorisée en pressant simplement l'interrupteur 'write'. Une impulsion d'horloge est alors générée manuellement, incrémentant par là même le compteur programme en prévision de la prochaine instruction.

Une fois que toutes les instructions ont été mémorisées, on peut lancer le programme en mettant l'interrupteur S2 en position 'run'. On peut également générer manuellement les impulsions d'horloge, exécutant ainsi le programme instruction par instruction, ce qui permet de vérifier l'état des diverses LED. C'est pour simplifier cette façon de procéder qu'il a été inclus un second interrupteur DIL et un bouton nommé 'load'.

On sait maintenant que quand on rentre un programme, le compteur programme

est incrémenté de un à chaque instruction; ainsi à un programme contenant par exemple 5 instructions, correspondra un contenu du compteur programme égal à 005. Si l'on veut exécuter manuellement le programme, il faudra générer 256 - 5 = 251 impulsions d'horloge avant que le compteur programme se repositionne au début du programme. Tout cela devient facultatif dès lors que l'on se sert de l'interrupteur DIL et du bouton 'load'. Il suffit maintenant d'afficher sur l'interrupteur DIL l'adresse de la première instruction (par exemple 0000 0001), puis de presser le bouton 'load'. Le compteur programme est alors positionné à cette adresse.

Il est possible de visualiser à tout instant le contenu du compteur programme et celui de la mémoire en rajoutant des LED supplémentaires accompagnées de leurs buffers (ULN 2003). On peut également, si on le souhaite, utiliser des afficheurs sept segments — ou mieux encore connecter tout l'ensemble à un système à microprocesseur existant: on voit à la figure 6 le schéma d'une interface simple qui permet d'associer l'ICU au SC/MP. On se sert alors des afficheurs et du clavier du SC/MP pour lire et écrire les données transitant dans l'ICU. Dans ces conditions il est également possible, en utilisant le programme de chargement cassette du SC/MP, de mettre un programme de l'ICU sur bande magnétique. L'ICU est une extension utile du SC/MP, puisqu'il peut accomplir certaines tâches de commande simples, libérant ainsi le microprocesseur pour d'autres opérations plus complexes.

Figure 5. Un tel système peut tourner tout seul dès lors qu'on lui connecte une mémoire et un compteur programme. Les programmes sont exécutés au rythme de l'oscillateur d'horloge interne à l'ICU. Dans le cas du montage de la figure 3, cette fréquence avoisine les 300 kHz (on peut donc utiliser n'importe quelle version de 2112).

Figure 6. Il est simple de réaliser une interface entre l'ICU et le SC/MP. En étant soigneux, on peut se servir des supports de circuits intégrés sur lesquels viennent se mettre les interrupteurs DIL, en guise de connecteurs. L'adresse de la mémoire du système ICU va de 2000 à 20FF: ceci est dû à la présence de l'inverseur dans la ligne adresse 13.

Instructions de validation. IEN et OEN.

Avant de procéder à l'étude d'un exemple de programme qui peut 'tourner' sur le système décrit ci-dessus, il est tout d'abord nécessaire de jeter un coup d'oeil à deux instructions de l'ICU qui sont d'une importance capitale: il s'agit des instructions IEN et OEN. Il est possible, dans tout système à microprocesseur d'effectuer des sauts conditionnels; c'est-à-dire qu'en fonction du résultat d'un test, le processeur peut sauter un certain nombre d'instructions. Le microprocesseur est alors apte à prendre des décisions logiques. Par exemple: si le signal A est à l'état haut, la lampe rouge doit s'allumer, sinon c'est la lampe verte qui doit l'être. Une façon habituelle de résoudre ce problème est de tester dans quel état logique se trouve le signal A; suivant le résultat du test, le processeur continuera normalement à dérouler ces instructions (à savoir que le compteur programme, qui est incrémenté de un, charge l'adresse de l'instruction qui suit immédiatement la précédente), ou alors le processeur réalisera un saut jusqu'à une autre partie du programme (dans ce cas le compteur programme n'est pas incrémenté de un, mais par exemple de 10, 100 ou toute autre valeur). La partie du programme qui a été sautée contient l'instruction 'allumer la lampe rouge et éteindre la lampe verte' alors que la partie du programme que va exécuter le processeur contient l'instruction 'éteindre la lampe rouge et allumer la lampe verte'.

Un microprocesseur, qui exécute un tel saut, a une conception de circuit

Tableau 3

Ligne no.	Instr.	hex	binaire	
01	ORC RR 60	0110 0000		forcer '1' dans RR
02	IEN RR A0	1010 0000		entrées validées
03	OEN RR 80	1011 0000		sorties validées
04	LD C1 11	0001 0001		charger '1'
05	XNOR B1 7E	0111 1110		EXNOR avec le premier bit du compteur
06	STOC B1 9E	1001 1110		mémoriser le résultat dans le premier bit du compteur
07	AND C1 31	0011 0001		générer la retenue
08	STO C2 8F	1000 1111		mémoriser la retenue dans la mémoire bloc-notes
09	XNOR B2 7D	0111 1101		EXNOR de la retenue précédente avec le second bit du compteur
10	STOC B2 9D	1001 1101		mémoriser le résultat dans le second bit du compteur
11	AND C1 3F	0011 1111		générer la nouvelle retenue
12	STO C2 8F	1000 1111		mémoriser la nouvelle retenue dans la mémoire bloc-notes
13	XNOR B3 7C	0111 1100		
14	STOC B3 9C	1001 1100		
15	AND C2 3F	0011 1111		
16	STO C3 8F	1000 1111		
17	XNOR B4 7B	0111 1011		
18	STOC B4 9B	1001 1011		
19	AND C3 3F	0011 1111		
20	STO C4 8F	1000 1111		
21	XNOR B5 7A	0111 1010		
22	STOC B5 9A	1001 1010		
23	AND C4 3F	0011 1111		
24	STO C5 8F	1000 1111		
25	XNOR B6 79	0111 1001		
26	STOC B6 99	1001 1001		
27	AND C5 3F	0011 1111		
28	STO C6 8F	1000 1111		
30	XNOR B7 78	0111 1000		
31	STOC B7 98	1001 1000		
32	ANDC RR 40	0100 0000		forcer '0' dans RR
33	IEN RR A0	1010 0000		déconnecter les entrées
34	OEN RR 80	1011 0000		déconnecter les sorties

beaucoup plus compliquée que celle de l'ICU, aussi est-il nécessaire d'aborder le problème d'une autre façon. La solution retenue est la suivante: l'ICU va exécuter séquentiellement son programme, et suivant le résultat du test, on l'empêchera ou non d'exécuter un bloc d'instructions. Tel est le rôle des instructions IEN et OEN qui agissent sur les données entrant dans l'ICU ou allant de l'ICU vers un dispositif de sortie. Elles valident ou non les données en entrée ou en sortie.

IEN

Cette instruction donne l'ordre à l'ICU de mémoriser la donnée qui se situe sur la ligne de données dans son 'registre de validation d'entrée'. Si ce registre est chargé avec un '0' logique, toutes les données qui vont se présenter à l'entrée de l'ICU seront interprétées comme étant des '0' logiques, et ceci jusqu'à ce que le registre IEN soit chargé avec un '1' logique (par une instruction ultérieure IEN). Il faut noter qu'une instruction LDC ou ORC aura comme effet de charger le Registre Résultat avec un '1' logique et ceci sans tenir compte de l'état des entrées. Il est donc recommandé de faire attention à ce que l'on fait lorsqu'on manipule l'instruction IEN.

OEN.

Cette instruction est semblable à l'instruction IEN. L'ICU place la donnée qui se trouve sur la ligne de données

dans son 'registre de validation de sortie'. Si ce registre est chargé avec un '0' logique, le signal 'write' provenant de l'ICU est inhibé, mettant ainsi hors service le dispositif de sortie.

Une fois que ce registre OEN a été chargé avec un '0' logique, les sorties du système ne se modifieront pas jusqu'à ce qu'apparaisse une instruction OEN qui charge un '1' logique dans le registre OEN. C'est ainsi que l'ICU peut effectivement sauter des blocs entiers d'instructions.

La figure 7a donne l'exemple d'un programme avec saut conditionnel, qui utilise une instruction OEN. La donnée A est tout d'abord chargée dans le Registre Résultat, et le complément de A est chargé dans une mémoire de type bloc-notes. L'instruction OEN réalise le test 'A = 0'. Si A est effectivement égal à '0', l'instruction OEN fait que les instructions 4 et 5 sont inhibées et par conséquent sautées. La seconde instruction OEN porte sur le complément de A (qui est dans ce cas égal à un '1' logique); le signal 'write' est alors validé et les instructions 7 et 8 sont exécutées. Si A n'était pas égal à un '0' logique mais à un '1' logique, les instructions 4 et 5 auraient été exécutées, alors que les instructions 7 et 8 auraient été ignorées.

Quand on place à l'état logique haut la patte de remise à zéro générale (RST), tous les registres, y compris les registres IEN et OEN sont effacés (ils contiennent 0). Par conséquent, il est

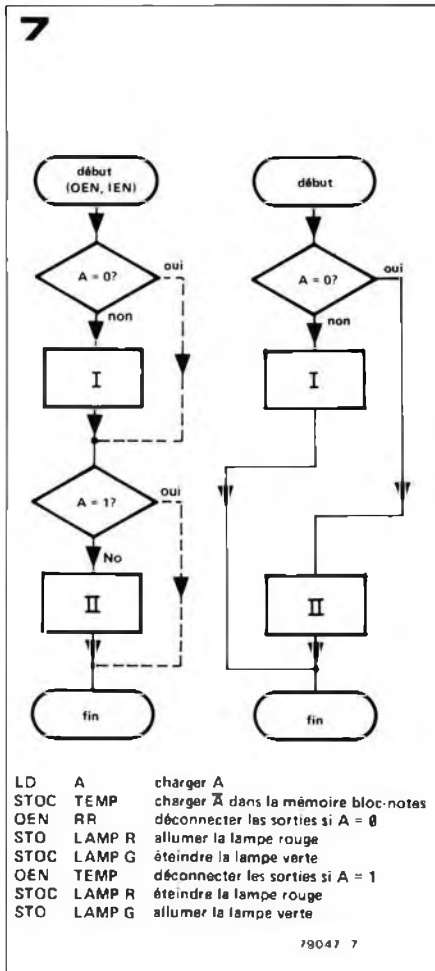
nécessaire, au début de tout programme, de charger les registres IEN et OEN avec un '1' logique. Cela peut être un problème puisque nous ne sommes pas certains de la présence à l'une des entrées d'un '1' logique. Il est cependant possible en utilisant l'instruction ORC et le Registre Résultat de forcer un '1' logique dans le Registre Résultat (puisque la donnée qui est inversée et combinée dans un OR avec le contenu du Registre Résultat est celle que contenait initialement le Registre Résultat; l'un ou l'autre signal est obligatoirement égal à un '1' logique, RR ou $\overline{RR} = 1$). Le registre IEN peut alors être chargé au moyen de l'instruction IEN RR.

Tout programme doit donc commencer par les trois instructions suivantes:

```
ORC RR
IEN RR
OEN RR
```

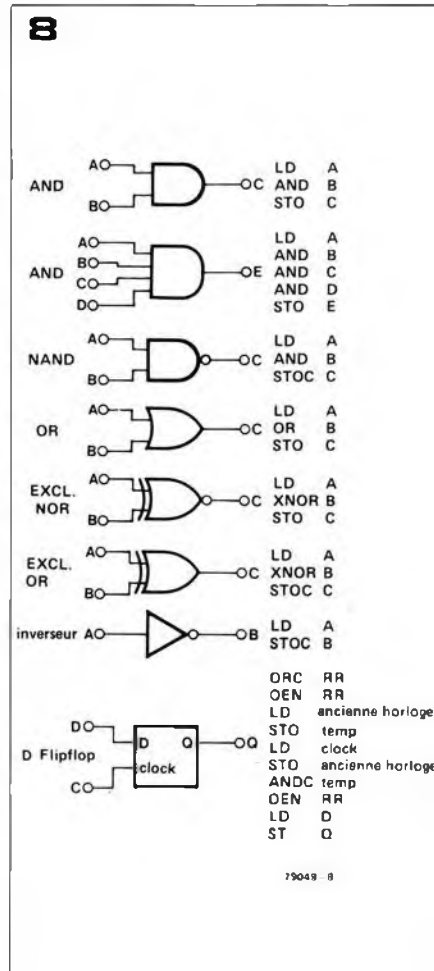
(dans le système minimum que nous avons décrit, le Registre Résultat est connecté à l'entrée 0, c'est-à-dire à l'adresse 0000).

Il est aussi plus prudent de terminer chaque programme en chargeant un '0' logique dans les registres IEN et OEN. Cela évite en effet que l'ICU exécute des instructions qui seraient placées en mémoire à la suite du programme que l'on veut exécuter. Le sous-programme approprié est ANDC RR (qui a pour effet de charger '0' dans le Registre Résultat); cette instruction doit être suivie par OEN RR et IEN RR.



Exemple de programme qui tourne sur l'ICU

Le tableau 3 donne le listing d'un exemple de programme qui peut tourner sur le système de base qui a été décrit précédemment. Le circuit intégré IC3 est utilisé comme un compteur. Chaque fois que le programme, qui comprend 34 pas, est exécuté le contenu du compteur est incrémenté de un. Le compteur comprend huit étages; cependant un bit est utilisé comme mémoire bloc-notes destinée à mémoriser le bit de retenue, de sorte que la capacité maximale de comptage n'est que de $2^7 = 128$. Si l'on considère la fréquence d'horloge est grossièrement égale à 300 kHz et que le compteur programme va jusqu'à 256 avant de repartir de 000, le programme exécutera alors une boucle complète (le compteur sera donc incrémenté de un) approximativement toutes les 0,9 ms ($256 \times 3,3 \mu s$). La LED 8 visualise le contenu du bit 8 du compteur; elle clignotera donc toutes les $128 \times 0,9 \text{ ms} = 109 \text{ ms}$, ce qui correspond à une fréquence qui est légèrement inférieure à 10 Hz. Le compteur est incrémenté de la façon suivante: quand on additionne deux bits, on ne peut avoir que quatre possibilités: $0 + 0 = 0$, $1 + 0 = 1$, $0 + 1 = 1$, $1 + 1 = 0$ avec dans ce dernier cas la génération d'une retenue. La fonction logique représentée par la table de vérité ci-dessus peut être simulée au



moyen d'une instruction XNOR, qui ne génère un '1' en sortie que si et seulement si les deux entrées sont identiques. Il faut faire suivre l'instruction XNOR par l'instruction STOC qui pour effet d'inverser le résultat. La retenue est générée en utilisant une instruction AND, puisqu'il n'y a retenue que si le résultat de la fonction XNOR est égal à un '1' logique et si l'une des deux entrées est aussi égale à un '1' logique. L'addition est effectuée avec un bit du compteur qui est combiné avec la retenue venant de l'addition précédente. Au début du comptage, il n'y a aucune retenue provenant du bit précédent, de telle sorte qu'il faut qu'un '1' logique soit présent à l'entrée 1. S'il y avait un '0' logique à cette entrée, le circuit ne ferait qu'additionner des zéros; la sortie du compteur n'évoluerait jamais! L'opération exécutée par le programme peut être traduite par les équations suivantes:

$$S_n = B_n + C_n \text{ et } C_{n+1} = \overline{S_n} \cdot B_n$$

(où S représente la somme, B le bit, C la retenue et où n peut varier de 1 à 7).

Alors

Bit 1 '1'
+ Retenue 1 + '1'

Somme 1 = '0'

Retenue 2 = $\overline{\text{Somme 1}} \cdot \text{Bit 1}$
= $\overline{0} \cdot 1$
= $1 \cdot 1$
= '1'

Figure 7. Ces deux organigrammes illustrent bien par quel procédé l'ICU réalise des sauts conditionnels. Supposons que le dit programme contienne deux blocs d'instructions numérotés I et II. Un microprocesseur classique sauterait tout simplement un bloc d'instructions en forçant dans son compteur programme l'adresse où il doit se rendre. L'ICU, lui, déroule toutes les instructions de son programme, mais en ne tenant pas compte du bloc d'instructions qu'il doit sauter.

Figure 8. L'ICU a été spécialement développé pour exécuter un grand nombre de fonctions logiques. Toutes les portes logiques représentées ici peuvent être simulées par programme. Il est même possible, comme le montre l'exemple de la bascule D de réaliser des opérations logiques relativement complexes.

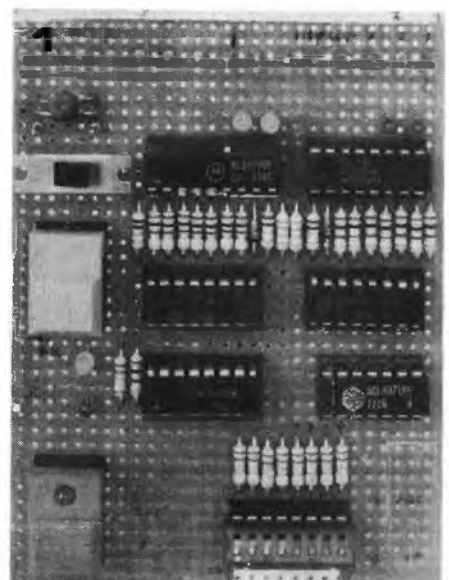
Photo 1. Prototype du système minimum qui a été construit autour de l'ICU.

Tableau 3. Listing d'un exemple de programme qui utilise IC3 comme compteur. Le but du programme est de faire clignoter une LED.

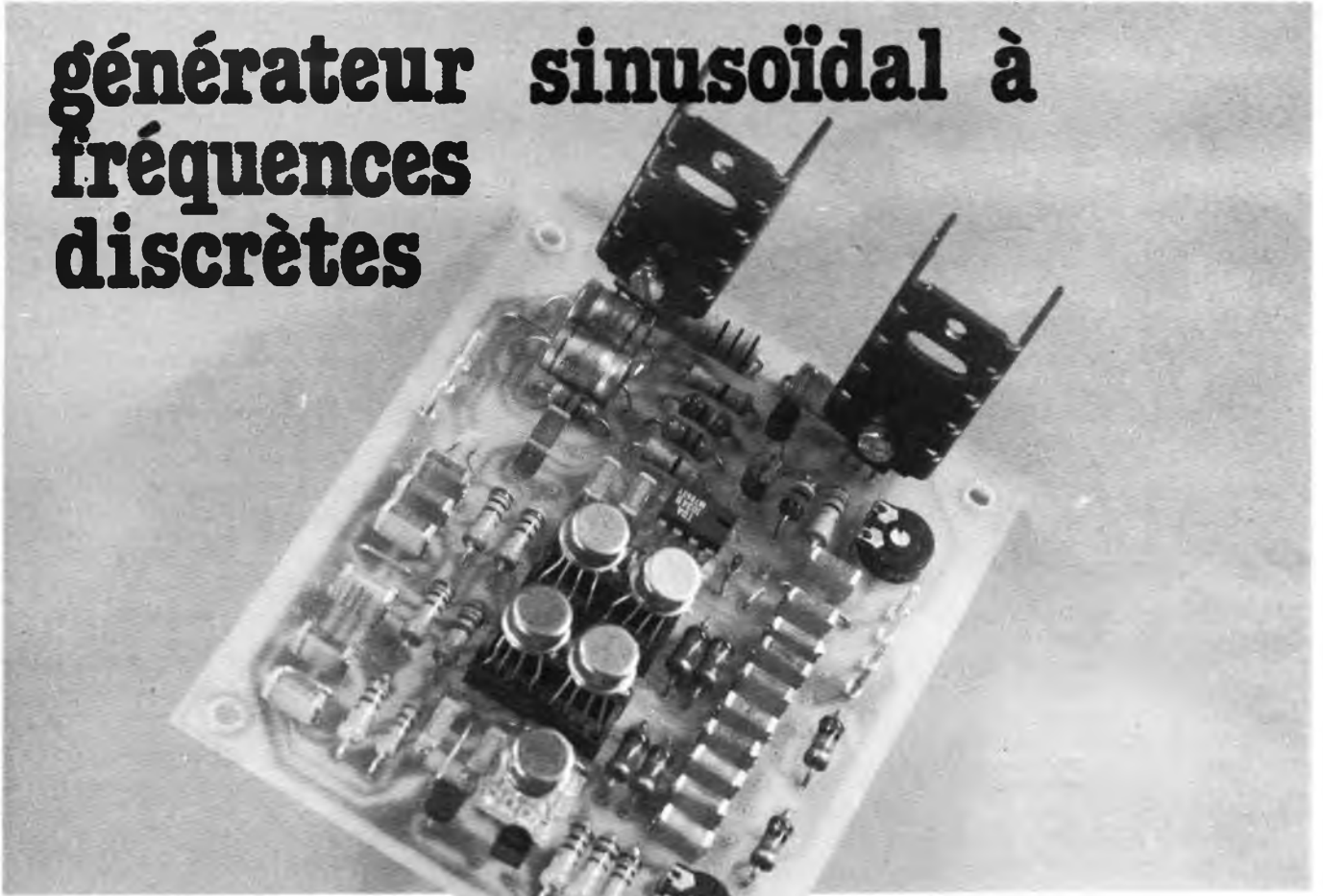
Nous donnons en figure 8 une illustration supplémentaire de quelques courts programmes qui permettent de simuler quelques fonctions logiques classiques.

Bibliographie:

Motorola Industrial Unit Handbook. (Disponible auprès des distributeurs Motorola)



générateur sinusoïdal à fréquences discrètes



Le générateur sinusoïdal est un outil pratiquement indispensable pour celui qui entreprend de s'occuper de tests et de mesures sur des appareils électroniques. On l'utilise couramment pour relever la courbe de réponse ou mesurer le taux de distorsion d'un appareil audiofréquence. En particulier, la distorsion harmonique est considérée comme l'un des paramètres importants en ce qui concerne les performances des amplificateurs audiofréquences, et, pour mesurer celle-ci avec une bonne précision, il est évidemment impératif que le signal appliqué à l'entrée pour faire ce relevé soit lui-même aussi peu distordu que possible. En fait, le taux de distorsion du signal sinusoïdal d'entrée doit être d'au moins un ordre de grandeur inférieur à celui qui est apporté par l'amplificateur. De plus, il est important que la fréquence de cette sinusoïde soit extrêmement stable, si on veut éviter d'être constamment obligé d'ajuster le réglage du filtre réjecteur du distorsiomètre. La stabilité de l'amplitude de la sinusoïde est d'importance secondaire dans les mesures de distorsion, mais c'est souvent un facteur fondamental dans nombre d'autres mesures qu'on peut être conduit à effectuer.

Variation continue ou fréquences discrètes?

S'il faut satisfaire simultanément les trois caractéristiques mentionnées ci-dessus, à savoir stabilité de

Nombre de mesures nécessitent d'injecter un signal alternatif qui soit le plus proche possible d'une sinusoïde parfaite. Non seulement l'amplitude du signal doit être absolument stable, mais il faut aussi que le ronflement, le bruit et la distorsion harmonique soient réduits le plus possible. Le générateur sinusoïdal à fréquence unique décrit ici délivre une tension sinusoïdale dont la distorsion harmonique est inférieure à 0,0025% et dont l'amplitude est stable à moins de 0,1% près.

l'amplitude et de la fréquence et taux de distorsion extrêmement bas, cela conduit malheureusement à exclure l'utilisation d'un générateur sinusoïdal à fréquence continuellement variable. Il est vrai que de tels appareils existent, mais ils sont excessivement complexes et chers, et les générateurs sinusoïdaux à variation continue de la fréquence, de haute qualité, qu'on peut trouver dans le commerce peuvent se compter sur les doigts d'une main.

Le défaut principal des générateurs sinusoïdaux à variation continue de la fréquence est l'instabilité de l'amplitude. Dans à peu près tous les cas, c'est un circuit oscillateur* qui produit la sinusoïde qu'on trouve à la sortie. Un oscillateur est essentiellement un amplificateur muni d'une réaction positive, la boucle de réaction comportant des condensateurs et des résistances câblés de façon à constituer des circuits sélectifs convenables. Dans l'exemple de l'oscillateur à pont de Wien représenté

* Afin de dissiper tout malentendu, précisons qu'un générateur sinusoïdal ne comporte pas nécessairement un oscillateur. On peut obtenir un signal sinusoïdal, par exemple, en filtrant convenablement un signal en créneau fourni par un oscillateur extérieur. Cependant, comme on va le voir, si le signal en créneau est obtenu à partir de la sortie sinusoïdale du générateur, celui-ci doit évidemment comporter un oscillateur.

Caractéristiques

Distorsion harmonique: $< 0,005\%$
 pour: $f = 40 \text{ Hz à } 10 \text{ kHz}$
 $U_{\text{sortie}} \leq 6 \text{ V cc}$
 Charge $\geq 600 \Omega$ (sortie I)
 Charge $\geq 47 \Omega$ (sortie II)
 valeur typique: $0,0025\%$, augmentant linéairement avec l'amplitude
 Stabilité de la fréquence: $\frac{\Delta f_{\text{osc}}}{f_{\text{osc}}} \leq 0,01\%$
 Stabilité de l'amplitude: $\frac{\Delta A}{A} \leq 0,1\%$

1

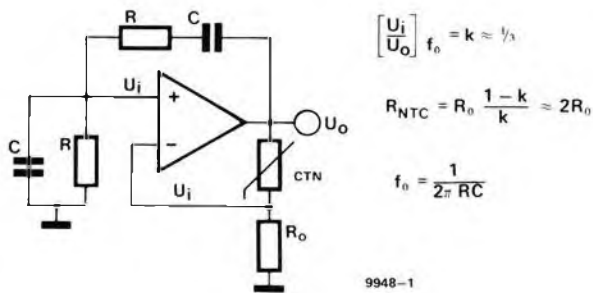


Figure 1. Principe de l'oscillateur à pont de Wien.

Figure 2. Schéma synoptique fondamental de l'oscillateur utilisé dans le générateur sinusoïdal à fréquence unique.

Figure 3. Courbe de réponse en fréquence pour l'amplitude (a) et la phase (b) du type de filtre passe bande utilisé dans le générateur sinusoïdal à fréquence unique. Les courbes '1' correspondent à un coefficient Q faible, et les courbes '2' à un coefficient Q élevé. La réponse d'un ensemble de deux tels filtres branchés en cascade s'obtient en ajoutant point par point les réponses individuelles des deux filtres.

2

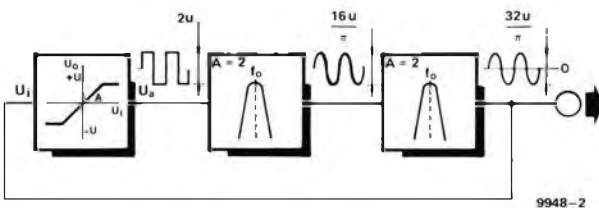
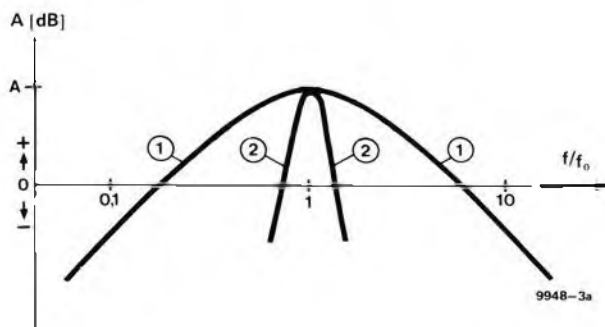


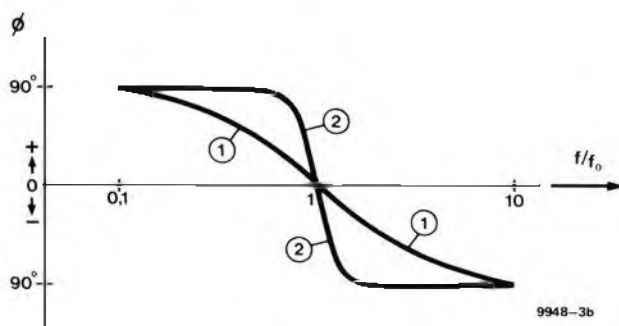
figure 1, la réaction positive est appliquée à l'entrée non inverseuse de l'ampli op par l'intermédiaire du circuit RC, alors qu'une contre-réaction est appliquée à l'entrée inverseuse, par l'intermédiaire du diviseur de tension formé par R_0 et la résistance à coefficient de température négatif (thermistance CTN).

Si la contre-réaction a un taux supérieur à celui de la réaction positive, les oscillations ne seront pas entretenues, et la tension à la sortie de l'amplificateur va voir son amplitude chuter; si, par contre, c'est la réaction positive qui l'emporte, la tension à la sortie de l'amplificateur va voir son amplitude croître jusqu'à la saturation. On empêche le système de se trouver dans l'un ou l'autre de ces cas grâce à la thermistance. Celle-ci stabilise l'amplitude de la tension de sortie de la manière suivante: quand l'amplitude de la tension de sortie augmente, le courant traversant la thermistance augmente, ce qui fait augmenter sa température, et il s'ensuit une diminution de sa résistance. Ceci conduit à une augmentation du taux de contre-réaction qui entraîne automatiquement une diminution du gain de l'amplificateur. Le mécanisme inverse se produit si l'amplitude de la tension de sortie tend à diminuer; la thermistance dissipant moins de chaleur, sa résistance augmente, réduisant ainsi le taux de contre-réaction. On donne aux résistances et aux condensateurs des deux bras du pont

3a



3b



4

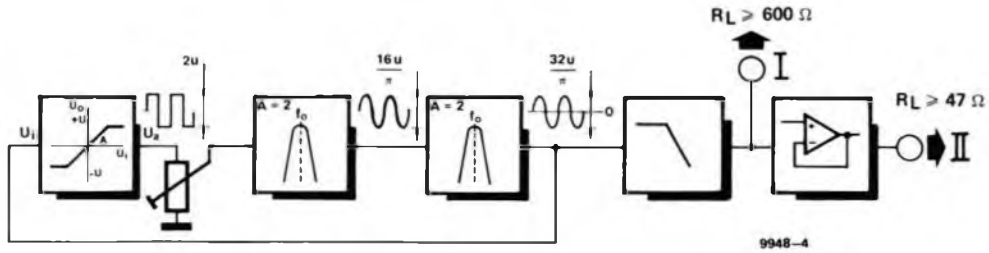


Figure 4. Schéma synoptique complet du générateur sinusoïdal à fréquence unique.

5

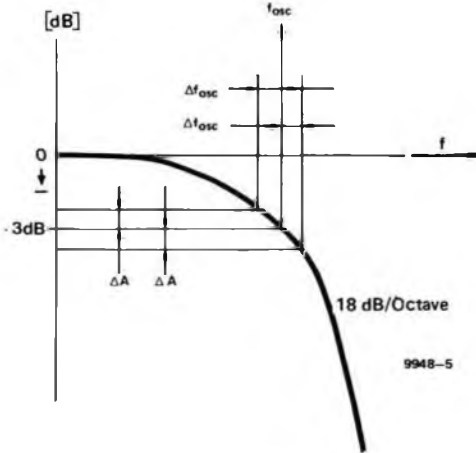


Figure 5. Effets d'une variation de fréquence sur la stabilité en amplitude du générateur, compte tenu de la pente du filtre passe bas de sortie.

Figure 6. Schéma de principe complet du générateur sinusoïdal à fréquence unique.

des valeurs identiques; de cette façon, à la fréquence de résonance, f_0 du circuit, l'amplitude de la tension réinjectée par la boucle de réaction positive est de $1/3$ de celle de la tension de sortie. Celle-ci se fixe à un niveau qui donne à la thermistance CTN une valeur double de celle de R_0 . On pourrait évidemment faire varier de façon continue la fréquence de l'oscillateur, en faisant varier les constantes de temps RC des deux bras du pont, en utilisant un potentiomètre double ou un condensateur variable à deux cages. Mais il est pratiquement impossible de trouver des potentiomètres doubles ou des condensateurs variables dont les deux parties soient parfaitement apariées. Toute différence entre les valeurs des résistances et des condensateurs des deux bras du pont a pour effet de modifier le taux de réaction positive, k , ce qui a pour effet de modifier la valeur de la thermistance CTN (figure 1). Dans ces conditions, si on fait varier la fréquence de l'oscillateur, on fait aussi varier l'amplitude de la tension de sortie. Autrement dit, l'amplitude du signal de sortie pour la nouvelle fréquence (après que l'équilibre soit atteint entre la réaction positive et la contre-réaction) est différente de celle qu'on avait obtenue avant de changer de fréquence. L'ampli op n'est pas la seule source de distorsion de la sinusoïde de sortie (on peut d'ailleurs remédier à cela avec un gain en boucle ouverte important); un

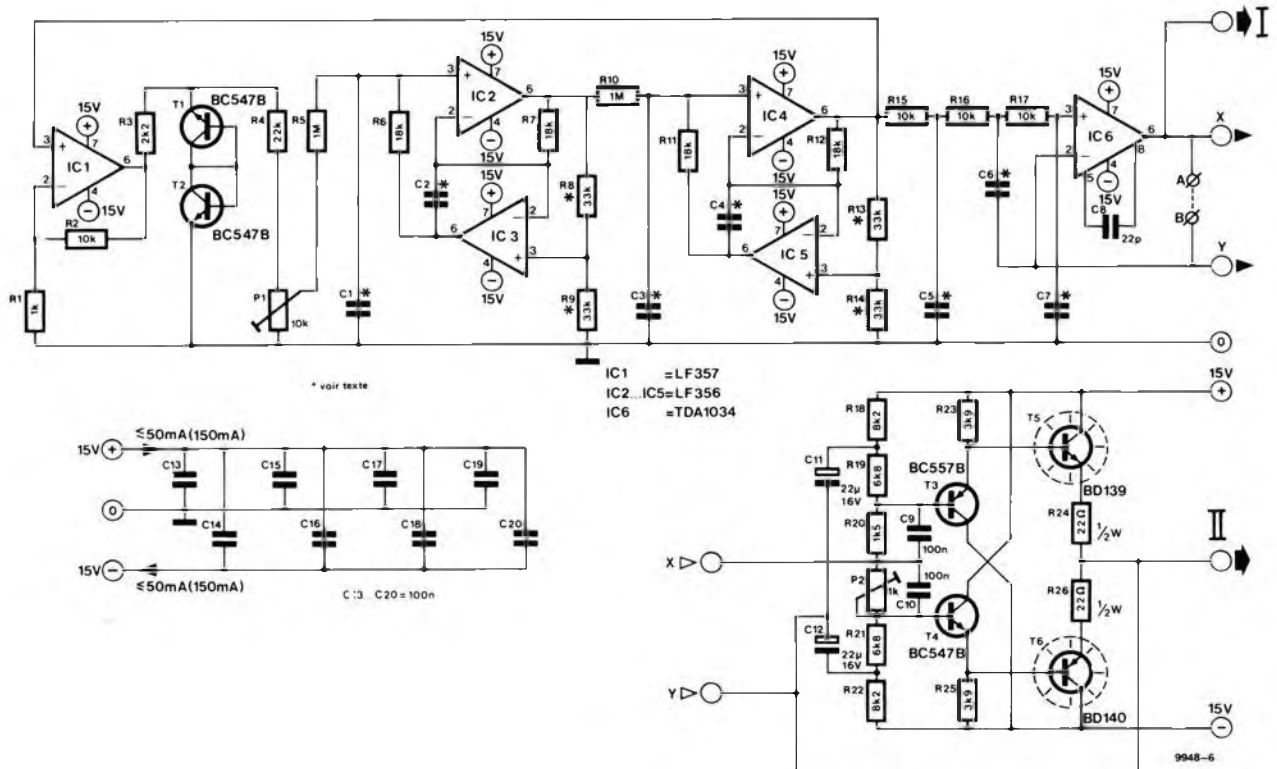
autre facteur contributif est le fait que la caractéristique tension/courant de la thermistance ne soit pas tout à fait linéaire. On peut d'ailleurs aussi utiliser d'autres composants pour stabiliser l'amplitude, comme par exemple une ampoule à incandescence, un réseau de diodes et de résistances, ou un transistor à effet de champ réglé en tension, mais aucun n'est parfait. Dans un grand nombre d'utilisations, les défauts mentionnés ci-dessus ne sont pas particulièrement critiques; cependant, dans les cas où la précision est nécessaire, ils sont une source d'erreurs inacceptable. Pour cette raison, la solution la plus communément adoptée est de se passer de la facilité, dont on connaît l'attraction, offerte par une variation continue de la fréquence, et, à la place, d'utiliser un oscillateur ne possédant que quelques fréquences, parmi lesquelles le choix se fait par commutation. Ceci revient fondamentalement à avoir une série d'oscillateurs individuels, chacun étant accordé de façon optimale sur une seule fréquence. C'est une manière élégante de résoudre le problème de la stabilité de l'amplitude qui s'attache diaboliquement aux oscillateurs à variation continue de la fréquence. Si on considère qu'un générateur sinusoïdal à variation continue de la fréquence de haute qualité coûte aux environs de 5000 à 6000 F, alors que, par contre, un oscillateur sinusoïdal à fréquence unique peut être construit pour moins de 100 F, et que, de plus,

on n'utilise habituellement que quatre ou cinq fréquences pour les mesures de distorsion harmonique, il est évident qu'un générateur à fréquences discrètes représente une approche très rentable.

Générateur sinusoïdal à fréquence unique

Le fonctionnement du circuit est illustré par le schéma synoptique de la figure 2. Un créneau symétrique est envoyé sur des circuits sélectifs branchés en cascade (dans la figure 2, on a une cascade de deux filtres). Ces filtres éliminent les harmoniques contenues dans le signal en créneau, ne laissant que le signal fondamental sinusoïdal à peu près pur. On utilise ensuite ce signal sinusoïdal pour déclencher le générateur du créneau dont il dérive. On limite l'amplitude de la sinusoïde à la valeur $\pm u$ avant de la réinjecter à l'entrée du générateur de créneau, de façon à entretenir les oscillations. En fait, pour que ceci se produise, deux conditions doivent être remplies: d'abord, les signaux d'entrée et de sortie doivent être en phase; ceci signifie que le déphasage introduit par les filtres doit être 0° , 360° , ou un multiple de 360° (on néglige le déphasage apporté par le circuit limiteur). Deuxièmement, le gain en boucle du système à la fréquence d'accord, f_{osc} , doit être supérieur à 1. Ce gain est le produit de ceux du circuit limiteur, des filtres, et de l'amortissement apporté par

6



l'atténuateur qu'on peut être conduit à inclure dans le système. Dans le schéma de la figure 2, les fréquences centrales des deux circuits sélectifs sont identiques, et par suite $f_{OSC} = f_0$. Le signal de sortie du circuit limiteur n'est pas un signal carré parfait, le circuit n'ayant pas un gain infini. A strictement parler, le signal de sortie est une sinusoïde écrêtée, qui ressemble plus à un trapèze symétrique qu'à un carré. Ceci n'est pas grave, cependant, car ce type d'onde a moins d'harmoniques à éliminer qu'un signal carré parfait. La figure 3a montre la courbe de réponse amplitude/fréquence du type de filtre utilisé dans le circuit, tandis que la courbe de la figure 3b est la réponse phase/fréquence de ce filtre. La courbe de réponse globale de plusieurs filtres connectés en cascade peut être obtenue en ajoutant point par point les réponses individuelles de chaque filtre. La fréquence de résonance du système est celle pour laquelle la courbe de réponse phase/fréquence globale coupe l'axe des fréquences. Si les deux circuits sélectifs ont des fréquences centrales légèrement décalées, f_{01} et f_{02} , la fréquence de résonance f_{OSC} de l'ensemble est égale à $\sqrt{f_{01} \cdot f_{02}}$. Les valeurs d'amplitudes indiquées figure 2 supposent que le signal de sortie du limiteur est un signal carré parfait et que le gain des circuits sélectifs à la résonance est égal à 2. La suppression des harmoniques par les filtres est expliquée dans l'appendice 2 à la fin de cet article.

Le circuit

La figure 4 montre le schéma synoptique du générateur sinusoïdal à fréquence unique complet, et la figure 6 montre le schéma du circuit correspondant. En plus des éléments de la figure 2, le schéma synoptique de la figure 4 comporte un atténuateur variable (sous la forme d'un potentiomètre), un filtre passe bas et un étage tampon en sortie.

En plus de son rôle dans la variation de l'amplitude de la tension de sortie, le potentiomètre remplit une deuxième fonction. S'il n'y avait pas à ce point du système un organe de réglage du niveau du signal, on courrait le risque de saturer les filtres par un signal d'entrée trop intense, ce qui leur ferait écrêter le signal de sortie.

L'étage tampon de sortie assure au générateur, même dans des conditions de charge sévères, un signal de sortie peu distordu. C'est une démarche évidente que de combiner l'étage tampon de sortie et un filtre passe bas dont la pente est de 18 dB/octave, ce dernier ne nécessitant que trois résistances supplémentaires et autant de condensateurs. Si la fréquence de coupure de ce filtre est calculée pour coïncider à peu près avec la fréquence de l'oscillateur, on obtient une suppression encore meilleure des harmoniques sans trop perdre en niveau de tension et sans trop affecter la stabilité de l'amplitude du signal de sortie. Ce dernier point peut nécessiter

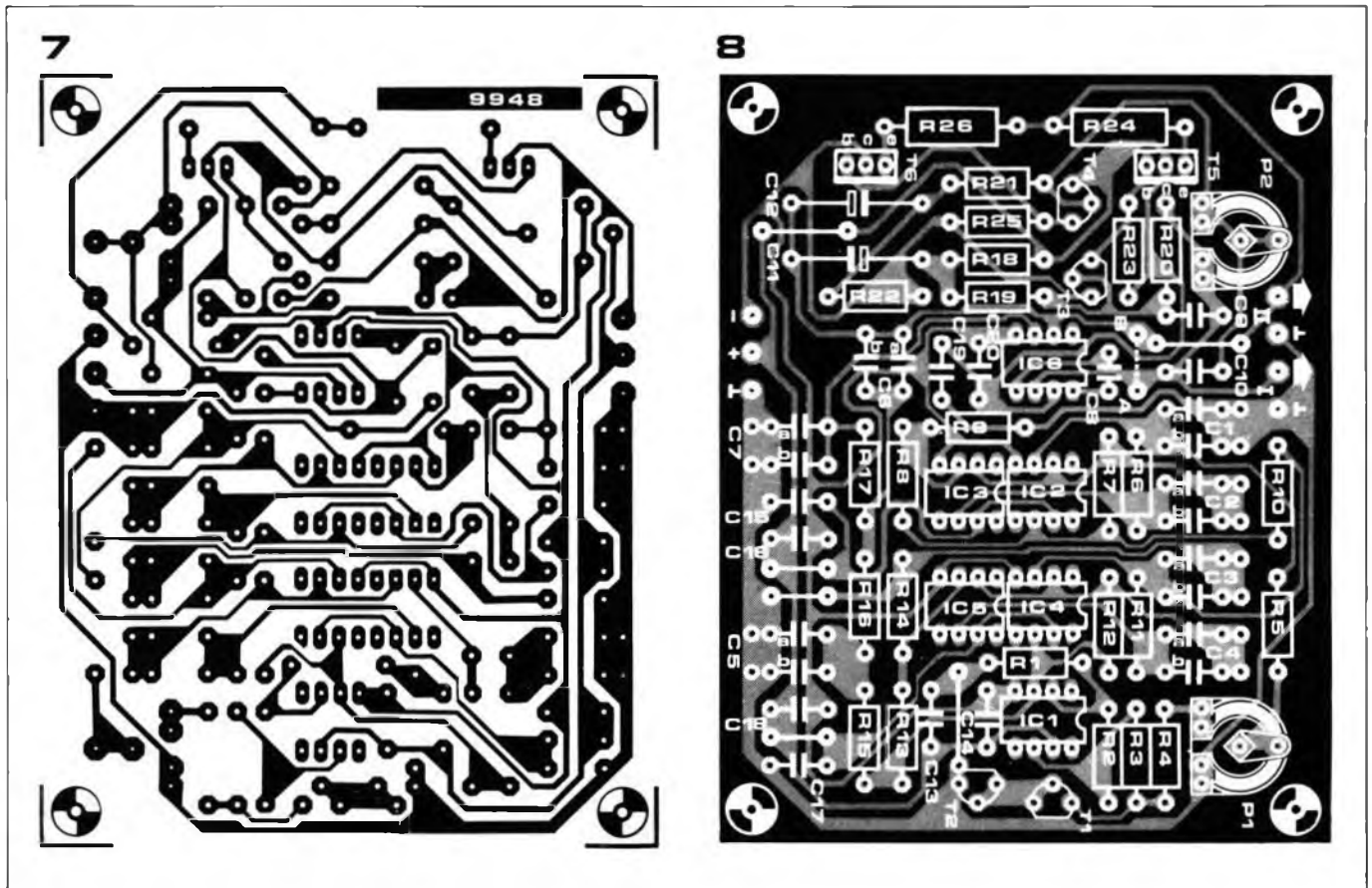
quelques explications complémentaires, s'appuyant sur la figure 5. Si on suppose que la fréquence de l'oscillateur peut varier de $\pm \Delta f_{OSC}$ (la stabilité en

fréquence est alors $\frac{\Delta f_{OSC}}{f_{OSC}} \times 100\%$),

l'amplitude du signal à la sortie du filtre passe bas varie alors de $\pm \Delta A$; aux variations d'amplitude dues à l'oscillateur lui-même, s'ajoutent ainsi, pour la tension de sortie du générateur, les variations d'amplitude dues au glissement de fréquence. Heureusement, compte tenu de l'extrême stabilité de l'oscillateur, et de la variation relativement graduelle de la pente du filtre au point -3 dB, cet effet est en pratique peu important. Le schéma du circuit du générateur sinusoïdal à fréquence unique est représenté figure 6.

Le circuit limiteur comporte IC1, qui a un gain de 11, R3 et l'ensemble (T1, T2) connecté comme deux diodes zener symétriques. La tension trapézoïdale développée à la jonction de R3 et R4 est atténuée par le pont (R4, P1), et est envoyée sur le premier circuit sélectif, constitué de IC2, IC3, R5 à R9, C1 et C2. Le deuxième filtre passe bande (IC4, IC5, R10 à R14, C3 et C4) est identique au premier; une description plus détaillée de ces filtres est donnée dans l'appendice 1, à la fin de cet article.

Les composants qui déterminent la fréquence centrale du filtre passe bas sont R15, R16, R17, C5, C6 et C7, et



IC6 est l'ampli à émetteur suiveur associé, qui sert d'étage tampon. Si on le désire, on peut brancher à la sortie de IC6 un ampli à émetteurs suiveurs symétrique (T3 à T6, et composants associés), ce qui permet au générateur de débiter dans des impédances de charge aussi faibles que 47Ω . Si on ne prévoit pas d'avoir à attaquer des charges d'impédance si faible, on peut se passer de l'ampli à émetteurs suiveurs symétrique et de ses composants associés, on relie les points A et B du circuit, et les sorties I et II peuvent attaquer des charges d'impédance supérieure ou égale à 600Ω .

La fréquence de l'oscillateur est déterminée par les valeurs des composants C1 à C7:

$$C1 = C2 = C3 = C4 = \frac{8,842}{f_{osc}}$$

$$C5 = \frac{22}{f_{osc}}; C6 = \frac{56}{f_{osc}} \text{ et } C7 = \frac{3,9}{f_{osc}}$$

Les capacités sont données en nanofarads si les fréquences sont exprimées en kHz.

Réalisation

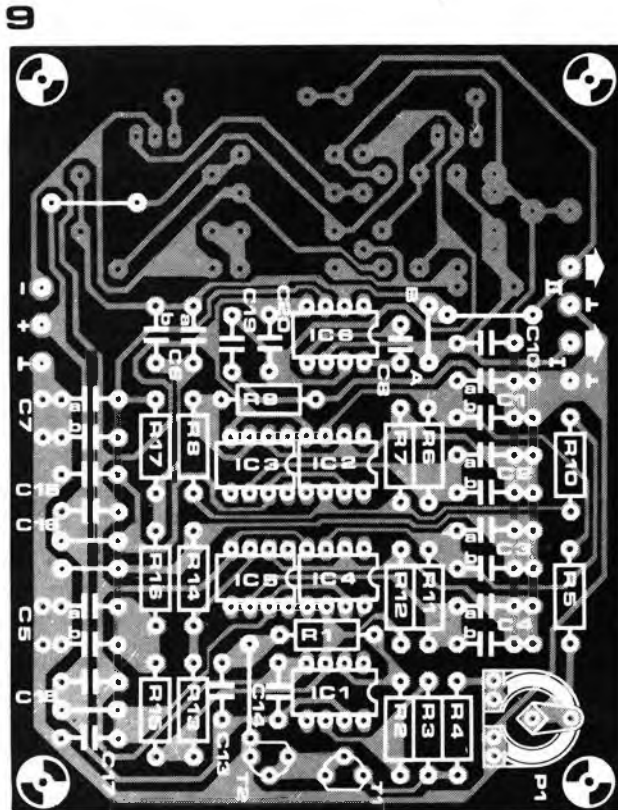
Les figures 7 et 8 montrent respectivement le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants sur la plaquette, pour la version 47Ω du générateur sinusoïdal à fréquence unique. La figure 9 montre l'implantation des composants pour la version qui ne comporte pas en sortie d'étage tampon à émetteurs suiveurs symétrique (impédance de charge supérieure ou égale à 600Ω).

En ce qui concerne le choix des valeurs des composants, celles-ci sont nominalement, pour R8, R9, R13 et R14, de $33 \text{ k}\Omega$; le chapitre suivant, décrivant le processus de réglage, indique les modifications possibles de ces valeurs. Les valeurs de R6, R7, R11 et R12 devront être aussi proches que possible les unes des autres. Le meilleur moyen est de mesurer leur résistance, mais il suffit en pratique de prendre quatre résistances successives sur la 'bande' du conditionnement. Bien que souhaitable, l'emploi de résistances à couche d'oxyde métallique à 1 ou 2% n'est pas absolument nécessaire. Les valeurs des condensateurs C1 à C7 sont déduites des formules données plus haut. De la place a été ménagée sur la plaquette de circuit imprimé pour pouvoir réaliser les valeurs calculées par la mise en parallèle de deux condensateurs. Les condensateurs C1 à C4 doivent avoir des valeurs aussi proches que possible les unes des autres. Une dispersion dans les valeurs des condensateurs C1 à C4 ou des résistances R6, R7, R11 et R12 peut affecter légèrement la qualité du signal de sortie. On peut toutefois rattrapper ce défaut au cours des réglages, décrits ci-après.

Réglages

Un réglage correct du générateur sinusoïdal ne peut se faire sans oscilloscope. Après les vérifications d'usage, relier le générateur à l'entrée de l'oscilloscope et procéder à la mise sous tension. Déplacer le

curseur de P1 à fond vers l'extrémité reliée à R4, ce qui, espérons le, devrait faire apparaître un sinusoïde sur l'écran. Si rien ne se passe, c'est que le circuit ne veut pas osciller; ceci est sûrement dû au fait que les fréquences centrales des deux circuits sélectifs sont trop éloignées l'une de l'autre, ce décalage donnant à la boucle, pour la fréquence de résonance, un gain inférieur à 1. La seule chose à faire, dans ce cas, est d'accorder les fréquences de ces filtres. La figure 10a montre les courbes de réponse de plusieurs circuits sélectifs accordés sur des fréquences différentes, et la figure 10b montre trois courbes de réponse obtenues en branchant deux de ces filtres en cascade: ① quand ils ont tous les deux une courbe de réponse telle que la courbe n° 1 de la figure 10a (les deux filtres ont la même fréquence centrale); ② quand les deux filtres ont leurs fréquences centrales légèrement décalées, comme c'est le cas des courbes n° 2 de la figure 10a; et ③ quand leurs fréquences centrales sont franchement décalées (courbes n° 3 de la figure 10a). Les coefficients Q et les gains à la résonance A des différents filtres individuels dont les courbes de réponse sont représentées figure 10a sont identiques. Il apparaît donc que plus la différence entre les fréquences centrales des deux filtres est grande, plus le gain à la fréquence de résonance globale est faible (il peut même se produire que le gain de la boucle du système soit inférieur à 1; voir aussi appendice 3), et moins les



fréquences élevées, c'est à dire les harmoniques, sont éliminées. On devra donc s'assurer autant que faire se peut que les fréquences centrales des deux filtres passe bande soient les plus proches possible, suffisamment au moins pour permettre à l'oscillateur de démarrer. Si, au cours des réglages, l'oscillateur refuse de démarrer, on peut augmenter temporairement le gain de la boucle en shuntant R1 par une résistance de quelques centaines d'ohms. Dès que l'oscillateur fonctionne, visualiser à l'oscilloscope les signaux à la sortie des deux filtres passe bande. Les signaux sur les broches 6 de IC2 et IC4 présenteront sûrement un important déphasage (si le déphasage avait été faible, l'oscillation aurait commencé dès le début des opérations). Ce déphasage est une mesure du décalage entre les fréquences centrales des deux circuits sélectifs. En conséquence, ajuster la fréquence centrale de l'un des filtres (ou des deux) jusqu'à ce que les deux signaux soient le plus près possible d'être en phase; on doit constater simultanément une augmentation de l'amplitude de la tension de sortie (sinusoïdale) de IC4. Réaliser les ajustements nécessaires en modifiant la valeur d'une ou plusieurs des résistances R8, R9, R13 et R14 (voir appendice 1). Chacune de ces résistances peut avoir une valeur comprise entre 22 k Ω et 68 k Ω . Bien sûr, il est aussi possible de modifier la valeur d'autres composants servant à déterminer la fréquence d'accord (voir également l'appendice 1). Une fois

que les fréquences d'accord des circuits sélectifs ont été alignées aussi précisément que possible, on peut enlever le shunt sur R1. Comme on l'a dit plus haut, plus l'accord des deux filtres sera précis, plus le gain du système à la résonance sera élevé; s'il en résulte un écrêtage de la tension de sortie d'un des filtres, ajuster P1 pour donner à la boucle un gain correct. Les réglages sont alors terminés.

Conclusion

Le générateur sinusoïdal à fréquence unique requiert une alimentation stabilisée symétrique de ± 15 V. Chaque oscillateur consomme au maximum 50 mA en version 600 Ω et 150 mA en version 47 Ω . Le courant de repos de l'étage de sortie basse impédance doit être ajusté à 100 mA en agissant sur P2. Plus le signal de sortie a une amplitude faible, plus faible est le taux de distorsion. On peut régler l'amplitude du signal de sortie à la valeur désirée au moyen de P1. L'utilisation de P1 comme organe de réglage du niveau est cependant limitée par deux conditions: vers le haut, il faut éviter d'arriver à la saturation, et, vers le bas, il faut s'arrêter avant que l'oscillateur ne cesse de fonctionner. On peut d'ailleurs se passer de P1. Pour cela, réunir R4 et R5, et, entre cette connection et la masse, insérer une résistance de valeur convenable. Dans neuf cas sur dix, la valeur d'une simple résistance au carbone s'avèrera plus stable que celle obtenue avec un potentiomètre; la démarche décrite ci-dessus peut ainsi

Figure 7 et 8. Dessin du circuit imprimé et implantation des composants sur la plaquette pour le schéma de la figure 6 (EPS 9948).

Figure 9. Implantation des composants pour la version 600 Ω seule.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 1 k
 R2, R15, R16, R17 = 10 k
 R3 = 2k2
 R4 = 22 k
 R5, R10 = 1 M
 R6, R7, R11, R12 = 18 k
 R8¹, R9¹, R13¹, R14¹ = 33 k
 R18², R22² = 8k2
 R19², R21² = 6k8
 R20² = 1k5
 R23², R25² = 3k9
 R24², R26² = 22 Ω /1/2W
 P1 = 10 k ajustable
 P2² = 1 k ajustable

Condensateurs:

C1, C2, C3, C4, C5, C6,
 C7 = voir texte¹
 C8 = 22 p
 C9¹, C10¹, C13, C14, C15, C16, C17,
 C18, C19, C20 = 100 n
 C11², C12² = 22 μ /16 V

Semiconducteurs:

T1, T2, T4² = BC 107B, BC 547B
 ou équivalent
 T3² = BC 177B, BC 557B
 ou équivalent
 T5² = BD 139
 T6² = BD 140
 IC1 = LF 357 (National Semi-
 conductors ou seconde source)
 IC2, IC3, IC4, IC5, IC6 = LF 356
 (National Semiconductors ou
 seconde source)
 IC7 = TDA 1034 (Philips),
 NE 5534 (Signetics).

Notes:

1. valeurs nominales; voir texte.
2. ces composants ne sont utilisés que pour la version 50 Ω (sortie II, liaison AB non réalisée).
3. les capacités C1 à C7 sont réalisées en branchant en parallèle deux condensateurs distincts repérés par a et b.

N.B. Le dessin d'implantation des composants représenté figure 9 n'est valable que pour la version normale (sortie 600 Ω) du circuit; l'implantation représentée figure 8 s'applique à la version normale et à la version optionnelle (sortie 50 Ω). Si on ne désire réaliser que la version normale, on peut omettre la mise en place de plusieurs composants (en particulier T3 à T6 et P2).

améliorer la stabilité globale de l'amplitude du générateur. Si on a besoin de plusieurs fréquences, et si on veut maintenir le faible coût du système, il serait logique d'utiliser un commutateur à neuf circuits (pour C1 à C7 et P1) et autant de positions que de fréquences nécessaires. Si cette solution est la plus élégante, il n'est pas sûr que ce soit la moins coûteuse. Les générateurs à fréquences discrètes sont évidemment utilisés de façon courante en audiofréquences, mais le modèle décrit ici peut également être utilisé à des fréquences plus élevées. C'est d'ailleurs dans cet esprit qu'a été conçue la version 50 Ω. A moins de posséder un générateur bi-fréquence accordable, la mesure de la distorsion d'intermodulation dans les amplificateurs HF peut se révéler une affaire délicate. En envoyant la sortie du générateur sinusoïdal à fréquence unique sur un mélangeur double symétrique (voir figure 11), on obtient deux signaux de sortie dont les fréquences diffèrent de deux fois la fréquence du signal d'entrée. Les harmoniques impaires sont d'un intérêt particulier, leurs fréquences se trouvant dans la région de signaux désirés. La distorsion d'intermodulation du générateur bi-fréquence lui-même doit être de moins de -60 dB si ont veut des mesures fiables — caractéristique à laquelle satisfait fort bien le générateur sinusoïdal à fréquence unique.

Bibliographie:

1. *Spot frequency sinewave generator, Elektor (édition anglaise), n° 27/28, Juillet/août 1977.*
2. *Klein et Zaalbert van Zelst, A non-linear low output impedance AF oscillator with extremely low distortion, Philips Technical Journal, 25.20.1963.*

Appendice

1. On montre que la fréquence d'accord, f_0 , le gain à la résonance A, et le coefficient de qualité, Q, du circuit sélectif construit sur IC2 et IC3 (figure 2) sont donnés par les relations:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{R9}{R8} \cdot R6 \cdot R7 \cdot C1 \cdot C2}}$$

$$A = \frac{R8 + R9}{R9}$$

$$Q = R5 \sqrt{\frac{R8 \cdot C1}{R9 \cdot C2} \cdot \frac{1}{R6 \cdot R7}}$$

Si on peut poser $C1 = C2 = C$, $R8 = R9$, $R5 = RQ$, $R6 = R7 = R$, on a alors les relations simplifiées

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad A = 2 \text{ et } Q = \frac{RQ}{R}$$

Ces relations sont également valables pour le deuxième filtre (construit sur IC4 et IC5). D'après l'expression de f_0 , on constate qu'on peut obtenir de (faibles) variations de la fréquence

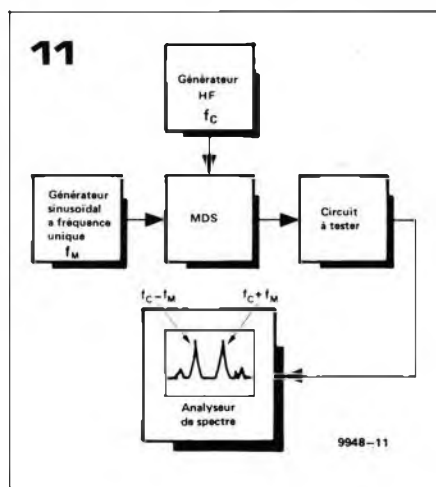
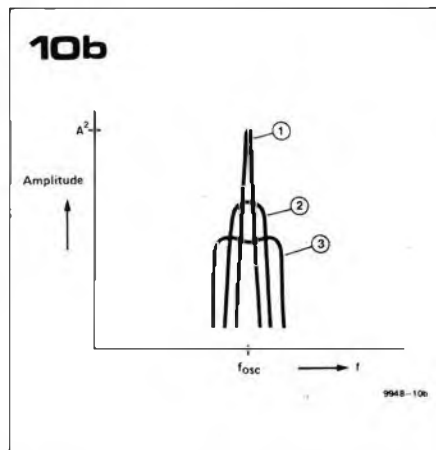
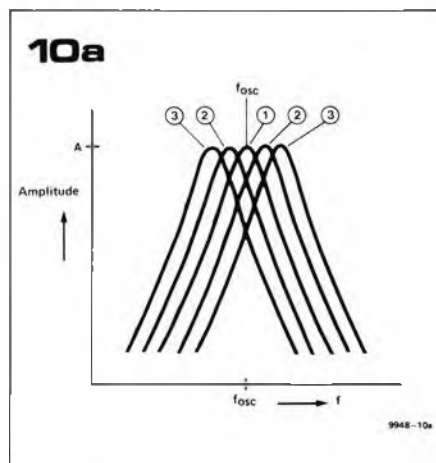


Figure 10a et 10b. Effet d'un écart entre les fréquences centrales des deux filtres sur la réponse amplitude/fréquence de l'ensemble.

Figure 11. Façon d'utiliser le générateur sinusoïdal à fréquence unique pour mesurer la distorsion d'intermodulation dans les amplificateurs HF.

centrale des deux filtres en modifiant la valeur d'une ou de quelques unes des résistances R8, R9, R13 et R14. 2. Si on ne se préoccupe que des amplitudes des signaux transmis par les circuits sélectifs utilisés, on montre que

$$\frac{u_s^2}{u_e^2} A^2 = \frac{n^2}{(n^2 - 1)^2 + \frac{n^2}{Q^2}}$$

où u_e et u_s sont les amplitudes des tensions à l'entrée et à la sortie du filtre et $n = \frac{f}{f_0}$.

Si le coefficient Q du filtre est suffisamment grand, l'expression se simplifie en

$$\frac{u_s}{u_e} = \frac{nA}{(n^2 - 1)Q} \text{ pour } n > 1$$

Un créneau symétrique ne comporte que des harmoniques impaires (qui s'ajoutent à la fondamentale, dont l'amplitude est $\frac{4}{\pi}$ fois celle du créneau), c'est à dire $n = 3, 5, 7, \text{etc.}$ L'amplitude de la $n^{\text{ième}}$ harmonique est $\frac{1}{n}$ fois celle

de la fondamentale. La troisième harmonique a donc une amplitude qui ne vaut que $33 \frac{1}{3} \%$ de celle la fondamentale, la cinquième 20%, la septième environ 14%, et ainsi de suite. Le coefficient Q des filtres représentés figure 2 est d'environ 55. Si les fréquences centrales, f_{01} et f_{02} , des deux filtres sont identiques (et donc égales à la fréquence de résonance $f_{osc} = \sqrt{f_{01} \cdot f_{02}}$), chaque filtre divisera l'amplitude de la troisième harmonique par 147, celle de la cinquième par 264, et ainsi de suite. En connectant deux filtres en cascade, ces rapports sont élevés au carré. En fait, on envoie sur ces filtres non pas un signal carré parfait, mais une onde en trapèze, dont les harmoniques sont moins prononcées que celles du signal carré.

3. Dans le cas de deux filtres branchés en cascade, dont les fréquences de résonance sont f_{01} et f_{02} ($f_{02} > f_{01}$, par exemple), mais qui ont le même gain à la résonance et le même coefficient de qualité Q, on montre que la fréquence de résonance de l'ensemble est $\sqrt{f_{01} \cdot f_{02}}$, et que le gain à la résonance est divisé par

$$1 + (Q \frac{1 - x^2}{x})^2 \text{ où } x = \sqrt{\frac{f_{02}}{f_{01}}}$$

Si, du fait des tolérances sur les composants, f_{01} et f_{02} sont différentes de plus de 10% (ce qui donne $x^2 = 1,1$ et $x \simeq 1,05$), et pour un coefficient Q de 55, le gain de l'ensemble des deux filtres à la fréquence d'oscillation est divisé par 28,4. Pour cette raison, il est important de veiller à ce que les composants utilisés dans les deux filtres soient appariés au mieux.

MARCHE

Traceurs électrostatiques

Réprésenté en FRANCE par Tekelec Airtronic, VERSATEC commercialise les traceurs électrostatiques montage rack de la série 3000 et 7000.

La série 3000 présente les caractéristiques suivantes:

- version civile:
- 4 ou 8 points/mm;
- 28 cm de large;
- travaille en traceur, imprimante 132 colonnes et en Hard Copy de console graphique;
- coupe papier automatique ou télécommandé;
- présentation en rack ou coffret;
- inclinaison autorisée en fonctionnement 15° par rapport à l'horizontale;
- vitesse de tracé 2,54 cm/s.

La série 7000 est une version militaire de la série 3000. Elle répond à toutes les spécifications militaires (normes US), température, vibration, choc, tempête, etc...



Un premier modèle a déjà été vendu en France pour effectuer des tests et essais de contrôle. Ces différents traceurs peuvent se connecter à tous les calculateurs existants sur le marché.

Tekelec Airtronic
B.P. 2
92310 Sèvres

(1099 M)

Thermomètres de poche à cristaux liquides

Cette nouvelle génération à réponse rapide et à mise en oeuvre simple marque un tournant dans le domaine des mesures de température. Une simple pile de 9 V assure, en effet, six mois d'utilisation en usage courant. De plus, l'appareil vient en heure avant la fin d'autonomie de la pile. L'affichage, un cristal liquide en mode réflectif de 12 mm de haut, permet une utilisation en plein soleil. Tous les composants sont montés dans un boîtier en ABS moulé, très résistant. La technique employée est la CMOS et permet ainsi:



- la linéarisation
- la compensation automatique de soudure froide
- le zéro automatique
- l'indication automatique de polarité
- le test de la pile
- la détection de coupure

Un autre point très important: la résolution commutable de 0,1°C à 1°C ce qui permet des types de mesures très différents suivant les applications, sans changement d'appareil ou de sonde.

Deux modèles sont disponibles:

- le modèle ALPHA K pour thermocouple NICKEL NICKEL. Gammes de -65 à 1150°C et précision de 0,2% de la lecture. 2 résolutions 0,1°C et 1°C
- le modèle ALPHA Pt pour sonde platine 100 Ohms à 0°C. Gammes de -150 à 750°C et précision ± 0,2% de la lecture.

9 types de sondes du type thermocouple K sont disponibles, soit pour les mesures dans les liquides, soit pour des mesures de surface.

4 types de sondes platine sont disponibles, soit pour des mesures dans les liquides ou dans l'air, soit pour des insertions dans les conduites de liquides ou gaz, soit pour des mesures de surface.

TEKELEC-AIRTRONIC S.A.,
Cité des Bruyères,
Rue Carle Vernet - B.P. N° 2,
92310 SEVRES

(1168 M)

Micromat, un microordinateur de jeux

La société Stellar créée en Octobre 1977 et spécialisée dans la recherche et la réalisation électronique vient de mettre au point un microordinateur universel, le Micromat MGCS-1, dont la vocation principale est le jeu. Présenté sous la forme d'un seul boîtier compact et complet, il a

été conçu et construit autour du microprocesseur Z80.

Il se caractérise par la présence de plusieurs jeux résidents, tant stratégiques ou tactiques (Morpion, Dames, Bridg'it...) que dynamiques (atterrissage lunaire, guerre des étoiles en temps réel...). Il peut en outre accepter: des cartouches comportant des programmes de jeux très élaborés (Echecs, Go...) ainsi que des programmes sur bandes magnétiques (cassettes standards), ou disques 45 tours.

Le Micromat est fourni déjà équipé d'une importante mémoire vive. 3 supports internes et le logiciel adéquat permettent de pouvoir quadrupler cette capacité. Il possède également la faculté de pouvoir mémoriser les différentes variables occurant lors du déroulement d'une partie, et d'enregistrer ultérieurement celles-ci sur magnéto cassettes. Par exemple, le



déroulement entier d'une partie d'échec peut être reporté sur bande magnétique, permettant par là, ou de la reprendre ultérieurement, ou de la communiquer à un éventuel partenaire.

La communication avec l'utilisateur s'effectue à l'aide d'un clavier simple et fonctionnel de 18 touches et d'un afficheur 8 digits 14 segments. Toutes les possibilités de cet affichage sont utilisées au maximum, le transformant en un écran lumineux capable de formuler un grand nombre de commentaires (en bon français!),

de visualiser, de faire défiler et clignoter les graphismes les plus divers, en les animant d'une façon réaliste. Aussi tous ces commentaires, le Micromat les accompagnera d'une petite musique de son choix, triste, ironique ou triomphante, en fonction des circonstances.

Caractéristiques techniques:

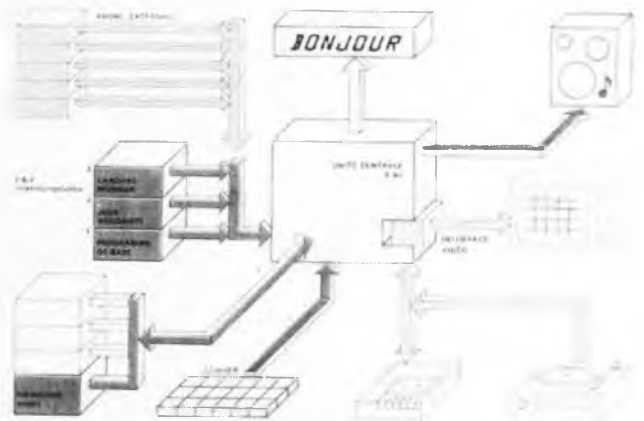
- unité centrale: microprocesseur Zilog Z80
- clavier hexadécimal
- affichage 8 digits, 14 segments + point décimal
- PROM résidente: programme de base: 1 Koctet jeux résidents: 1 Koctet messages et musiques résidents: 1 Koctet
- RAM fournie: 1 Kmots de 8 bits
- interface d'entrée magnéto cassettes ou disques
- interface sortie magnéto cassettes

Possibilités d'extensions:

- entrée de programmes compatibles pré-enregistrés sur cassette ou disque.
- 1 à 5 Koctets sur PROM programmée, disponibles sous forme de cartouches enfichables sur l'appareil
- 1 à 3 Koctets de RAM enfichables sur les supports prévus à l'intérieur de l'appareil
- carte de visualisation couleur permettant d'entrer sur tout poste du commerce
- convertisseurs analogique/digital permettant de contrôler le déplacement d'objets sur l'écran TV

Stellar,
Z.I. du Carré,
Route de la Marigarde,
06130 Grasse

(1167M)



I.C. systems s.a.

I.C. systems S.A.

est très heureux de vous informer de la création d'une nouvelle division

MICROSHOP
IC Systems S.A.
Rue du commerce 22
1040 BRUXELLES
Tel. 02/513.88.90

Ouverture: de 10 à 18 heures, samedi compris
ENTREE LIBRE

Ouverture officielle le mercredi 2 mai 1979 à 15.00h.

Grâce à notre longue expérience nous pouvons vous aider pour toutes les applications dans le domaine des microprocesseurs.

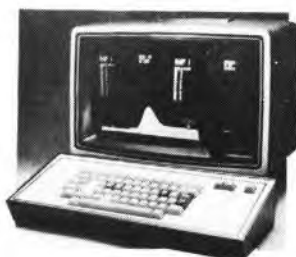


PET COMMODORE 2001-8K

Microordinateur complet autour du microprocesseur 6502 Terminal vidéo, clavier et lecteur/enregistreur de cassette incorporé.

Extension: interface pour un deuxième magnétophone, interface IEEE-488 (HP-IB), interface RS232, 8 lignes d'entrée/sortie programmables. Maintenant aussi floppy disk et imprimante

Nouvelle prix pour le PET-2001-8	BFRS 43450,—
24K bytes extension de mémoire	BFRS 33713,—
Dual disk drive (250K)	BFRS 67347,—
RS 232/V24 interface	BFRS 12093,—
Imprimante professionnelle	BFRS 64728,—
Pet interface	BFRS 6975,—



COMPUCOLOR

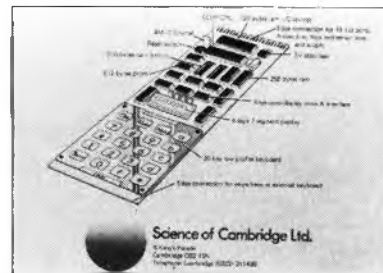
Le premier vrai microordinateur personal avec floppy disk incorporé, moniteur à couleurs et haute résolution graphique. Memoire RAM 16K, processeur 8080A, clavier professionnel. CompuColor II model 4-16K BFRS 87875,—



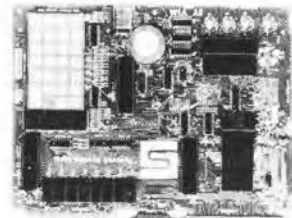
APPLE, avec floppy disk et imprimante. Un système complet et prêt. Le Apple vient standard avec 8K basic et moniteur in ROM, graphiques en couleurs, max. 48K RAM, interface cassette, connecteur pour jeu I/O ASCII clavier.

NASCOM computer kit. Kit avec le Z80, avec 2K RAM, monitor en ROM, interface cassette, TTY, video et UHF interface. Une grande quantité d'extension est déjà disponible.

NASCOM I KIT BFRS 15488,—

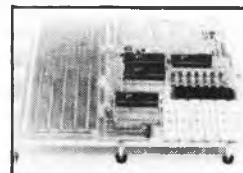


MK 14 microcomputer kit. Le kit le plus intéressant pour l'initiation au point de vu du prix et possibilités kit avec le SC/MP, Hex clavier et LED display.



SYM I + KTM2 + BAS I microordinateur complet en modules. Le SYM I est un système avanca, aussi appelé le SUPER-KIM Extensions pour le SYM board computer sont le KTM2 video interface et terminal clavier, pour affichage de 24 lignes de 40 caractères sur televeiseur ordinaire. Le BAS I vous donne en plus tous les possibilités du langue Basic.

Rockwell AIM 65 Microordinateur complet pour étude, développement de programmes applications professionnelles où pour votre joie. Le système contient un clavier de V54 boutons, display alphanumérique, 20 colonnes imprimante technique interface, TTY cassette.



SDK 85 Kit développement pour le microprocesseur Intel 8085.
SDK 86 Kit de développement pour le microprocesseur 8086 le premier kit 16 bits! En plus: une serie de livres et d'hebdomadaires sur les microprocesseurs, leurs applications et leur programmation.

I.C. systems s.a.

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

SAD 1024
 XR 2206
 TUN ou TUP les 14
 TL 084
 NE 555
 1N4148
 1N4007
 741 les 10
 3055 RCA
 Triac BA, 400V
 EXEP. Carte RAM 4K compatible système Elektor, avec CI en 9M - avec notice

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

dates limites remise annonces

no.	édition	date
12	juin 79	02-04-79
13/14	juillet/août	10-05-79
15	septembre 79	10-07-79
16	octobre 79	09-08-79
17	novembre	07-09-79
18	décembre 79	17-10-79
19	janvier 80	12-11-79

Petites Annonces

CA 3162E 65F SOUSSI
 15 Parc de Béarn 92210
 St Cloud

H **halelectronics**
 Acaciastraat 10 - 1520 Lembeek-Halle (Belgique)
 Tél: 02-356.03.90 (après 18 h)
 Banque: KB 427-0099771-12

Depuis plus de deux ans nous nous spécialisons dans la vente de composants pour montages Elektor.

Voici un extrait de notre programme de kits, élaborés d'après des réalisations publiés dans Elektor:

Horloge digitale multifonctions n° 9500 avec transfo, relais et displays	1750 FB
Préampli. HF 9413	240 FB
Ampli. 20 Watt avec TDA 2020 n° 9144	675 FB
Chenillard à leds n° 9203	345 FB
Fer à souder à température réglée 9952	950 FB
Mini récepteur ondes courtes 9920	1075 FB
Biofeedback n° 9825 1-2	1590 FB
Voltmètre numérique universel n° 79005 avec ajust. Carmet et rés. de précision	1200 FB
Adaptateur pour millivoltmètre alternatif 79035	400 FB
Préco (preamppli) 9398	610 FB
Préco (ampli régulateur) 9399	595 FB
Table de mixage stéréo 5 entrées 9444	2150 FB
Equi ampli. 35 Watt 8 ohm (2N3055RCA) 9401	970 FB
Voltmètre de crête 9860	270 FB
Affichage à leds avec uaa 180 n° 9817	730 FB
Chambre de réverbération digitale n° 9913-1	4300 FB
Circuit d'extension 9913-2	3950 FB
Chambre de réverbération analogique 9973	2790 FB
VU mètre luminant avec leds plates 9949	2250 FB
Générateur de fonctions 9453	1320 FB
Alimentation stabilisée 2.5-25 V/2 A (LM317k) n° 9465	750 FB
Mini fréquencemètre avec displays et transfo n° 9927	1900 FB
Fréquencemètre 1/4 GHz complet avec transfo 9887	7000 FB
Minuterie longue durée n° 9902	390 FB
Un sablier qui caquette 9985	645 FB
Consonant 9945	2350 FB
Preconsonant 9954	460 FB
TV scope version de base n° 9968	2500 FB
TV scope version améliorée (9968 + 9969)	5550 FB
Stentor 79070	
Assistantor 79071	
Alimentation de Laboratoire 79034	

prix à l'étude

Demandez liste gratuite de nos kits élaborés d'après des réalisations publiées dans Elektor!

Heures d'ouverture: mercredi à partir de 18 h, samedi de 9 à 13 h. Nous nous trouvons dans le lotissement 'Kriekenveld' à côté de l'ancienne route Halle-Engbien.
 Commandes par courrier: Paiement d'avance par chèque à notre ordre, majoré de 70 FB frais expédition

LISTE DES POINTS DE VENTE EPS + ESS

02000 LAON	LAON TELE 1, rue de la Herse
13009 MARSEILLE	Europ Electronique 2, rue Chat. Redon
16000 ANGOULEME	ELECTRONIC LABO 84, route de Royan
25000 BESANCON	REBOUL 34 36, rue d'Arènes
26500 BOURG-LES-VALENCE	ECA ELECTRONIQUE 22, quai Thannaron
30000 NIMES	Le Point Electronique 14, rue Roussy
34000 MONTPELLIER	SO. NIFO. 14, rue Auguste
44000 NANTES	SON et LUMIERE 5, rue d'Aisace
45000 ORLEANS	KIT 44 65, quai de la Fosse
45000 ORLEANS	L'ELECTRON 37, Faubourg St Vincent
49300 CHOLET	R.L.C. ELECTRONIQUE 152, rue Bourgogne
54400 LONGWY	B.G.M. ELECTRONIQUE 166, rue St Martin
57000 METZ	COMelec 66, rue de Metz
58000 NEVERS	C.S.E. 15, rue Clovis
59000 LILLE	CORATEL 12, rue du Banlay
59000 LILLE	DECOCK ELECTRONIQUE 4, rue Colbert
59600 MAUBEUGE	SELECTION 14, boulevard Carnot
62000 CALAIS	ELECTRONIQUE 2000 5, rue de la Liberté
63000 CLERMONT FERRAND	V.F. Electr. Comp., 21 rue Monseigneur Piedfort
63000 CLERMONT FERRAND	ELECTRON SHOP 20, rue de la République
64100 BAYONNE	SIDAC Grand Passage 21, rue Blatin
67000 STRASBOURG	ELECTRONIQUE et LOISIRS 3, rue Tour de Sault
67000 STRASBOURG	BRIC ELECTRONIQUE 39, Faubourg National
68000 MULHOUSE	DAHMS ELECTRONIQUE 32, rue Oberlin
68170 RIXHEM	ELECTRONIQUE CENTER, 18 rue Ernest Meninger
72000 LE MANS	R.I.D. Parc d'Entremont 6, rue Oeillets
75000 PARIS	ELECTRO SOLD 21, rue St Martin
75011 PARIS	ELEKTRONIKLADEN 135 bis, Bd de Montparnasse
75015 PARIS	MAGNETIC FRANCE 11, Place de la Nation
75341 PARIS CEDEX 07	RADIO BEAUGRENELLE 6, rue Beaugrenelle
80000 AMIENS	Au Pigeon Voyageur 252, Blvd St Germain
86360 CHASSENEUIL	EUREKA ELECTRONIQUE 6, rue Allart
89100 SENS MAILLOT	J.F. ELECTRONIQUE Rue du Commerce RN 10
90000 BELFORT	SENS ELECTRONIQUE Galerie marchande GEM
90000 VIEUX BELFORT	ELECTRON BELFORT 10, rue d'Evette
92000 NANTERRE	ELECTRON CENTER 1, rue Christophe Keller
92240 MALAKOFF	FANATRONIC 2, bd Sud-Est
51100 REIMS	B.E.R.I.C. 43, bd Victor Hugo B.P. 4
69008 LYON	Séphora Music: 45 rue de Thillois
17000 LA ROCHELLE	Speed-Elec: 67 rue Bataille
	SMR Tamisier SA, 20-22 rue du Palais

BELGIQUE

1000 BRUXELLES	COBELEC 87, Ave Stalingrad
1000 BRUXELLES	VADELEC 24-26, Ave de l'Héliport
1030 BRUXELLES	CAPITANI 78-80, rue du Corbeau
1000 BRUXELLES	G.M. ELECTRONICS 213, bd Lemonnier
1000 BRUXELLES	VADELEC 35-37, rue de la Roue
1300 WAVRE	ELECTROSON-WAVRE 9, rue du Chemin de Fer
1400 NIVELLES	TEVELABO 149, rue de Namur
1520 LEMBEEK-HALLE	Halélectronics, Acaciastraat 10
1800 VILVOORDE	Fa Pitteroff, Leuvensestraat 162
2000 ANTWERPEN	Fa. Artton, St. Katelijnevast 31, 35, 37, 39
2000 ANTWERPEN	E.D.C., Minderbroedersru: 40-42
2060 MERKSEM	M.E.C., Laaglandaan 1A
2140 WESTMALLE	Fa Gerardi, Antwerpsesteenweg 154
2180 KALMTHOUT	AUDIOTRONICS, Kapellensteenweg 389
2200 BORGERHOUT	TELESOUND, Bacchuslaan 78
2500 LIER	STEREORAMA, Berlijzi 51-53
3000 LEUVEN	LOVAN ELECTRONICS, Dietsestraat 177
4220 JEMEPPE	SPECTRASOUND 16, rue du Pont
4800 VERVIERS	LONGTAIN S.A. 10, rue David
5200 HUY	Centre Electronique Hutois S.C. 15, rue du Coq
5700 AUVELAIS	PIERRE ANDRE 25, rue du Dr. Romadeene
6000 CHARLEROI	LABORA 7-14, rue Turenne
7000 MONS	COMelec 26, rue des Juifs
7000 MONS	MULTIKITS 41, rue des Fripiens
7000 MONS	BEST ELECTRONIC 49, Rue David
8500 KORTRIJK	International Electronics, Grote Kring 11A

SUISSE:

1217 MEYRIN	Loffet Electronique 6, rue de la Golette
2922 COURCHAVON	LEHMANN J. Jacques (radio T.V.)

ESPAGNE:

BILBAO	KEYTRON ELECTRONICA Hurtado de Amézaga, 20
--------	--

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
	50 BC 347(8)(9)....	350
	50 BC 557(8)(9)....	350
Kit 2	10 BY 126	
	10 BY 127	
	10 1N 4002	
	5 BY 164	
	5 BY 179	
	1 Pont 5A 200V....	500
Kit 4	10 2N3055	
	10 Traces 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 1613	
	10 2N 1711	
	10 2N 2222	
	10 2N 4036.....	500
Kit 8	10 Diodes 6A 100V	
	10 " 1A5 200V...400	
Pont	1A5 200V.....	25
	1A5 600V.....	30
	5A 200V.....	54
	5A 600V.....	68
	6A 200V.....	46
	6A 600V.....	60
	10A 200V.....	136
	10A 600V.....	195
	25A 200V.....	180
	25A 600V.....	230

5 Kit isolement TO3.....	50
5 " " TO66.....	50
5 " " TO220.....	50

50 1N4148.....	100
15 Diodes 1A5 200V.....	75
15 " 1A5 600V.....	110

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

IC'S	
XR 2206 CP.....	240
LAA 170.....	130
UAA180.....	130

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

Sirène de police 1550

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

Oscillo Tektronix	
D 61A (2x 10 MHz).....	17900
S 61 (1x5 MHz).....	17000

Appareil de tableau a cadre mobile	
50ua.....	350
1ma 5ma 10ma.....	330
15A 20A.....	410
100V 300V.....	345

50ua.....	395
100ua 500ua 1A 5A.....	390
10V 15V 30V 50V 100V 300	380
1A 5A AC.....	425
50ua.....	440
500ua 1ma 10ma 50ma.....	410
10A 15A.....	430
10V 15V 30V 50V.....	410
15V 30V 300V AC.....	460
10A 15A.....	435

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

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

Boutons axe 4mm	
10mm.....	15
13mm.....	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	
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
15+16+4+4 650ma.....	226
15+16+4+4 1A2.....	371
28+28+7*7 0.9A.....	429
28+28+7*7 1A5.....	510
28+28+7*7 2A8.....	784
Transformateurs audio	
3000-5000-7000//3-3.....	174
universel.....	244
800//2.5-5.....	168
62.5-125-250-500//5-7-15.249	
Transfo de separation	
100 VA.....	528
250 VA.....	1050

Condens.Tantale 35 V	
0.1 uF.....	10
0.22.....	10
0.33.....	10
0.47.....	10
1.....	10
1.5.....	10
2.2.....	10
3.3.....	11
4.7.....	12
10.....	17
Cond.Tantale 25V	
1.3 uF.....	10
10.....	14
Cond.Tantale 16V	
2.2 uF.....	9
10.....	12
22.....	16
Cond.Tantale 10V	
6.8 uF.....	10
Cond.Tantale 6V3	
4.7 uF.....	10
J3.....	14
47.....	16
100.....	20

DISPLAY	
LED 3m/m et 3m/m	
Rouge - Vert - Jaune.....	10
Par 50 pièces.....	8
Par 100 pièces.....	6
LD 37 CA.....	20
CQY84.....	60
HA1141R.....	100
HA1143R.....	100

Relais SIEMENS	
V 23154-2 inv.....	160
" 4 inv.....	190
6-12-15-18V	
Socquet cablage ou CI.....	35
Clips pour dito.....	5
Relais ZETTLER	
Az 530 - 1 inv. 2A5.....	100
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.....	240
Socquet cablage ou C.I.....	50
Relais miniature 1A5	
15x10x10mm.....	120
Relais Reed DIP.....	120

Boites complètes ELECTOR(aur)	
Ampli 4 W 7710/1.....	250
" 15 W 7710/2.....	400
Preampli 9141.....	750
Display 9376.....	940
Compte tour 9392/+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.....	340
TIME BASE 9448.....	1050
GEN BF XR2206 9453.....	1595
ALIM LM317 9465.....	937
Mire CCIR 9800/1.....	2000
" 9800/2.....	535
" 9800/3.....	860
LED UAA170 9817/1*2.....	620
Magnétiseur 9827.....	395
SC/NP 9846/1.....	1550
" 9846/2.....	1650
" 9851.....	3851

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

Appareil de mesure	
Multimetre 1000 ohm/V.....	500
" 5000.....	520
20000 ohm/V C7205.....	660
" 7202.....	765
" 7201.....	905
" 7082.....	1420
" 7001.....	1890

Voyants neon rouge-vert	
jaune-blanc-22V.....	25
Chambre d'echo MELDS.....	
" 4325.....	4325

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

Interrupteur 6A	
Simple plastic.....	23
Simple métal.....	31
Bipolaire.....	79
Inverseur bipolaire.....	91
Inverseur miniature 3A.....	
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 NBLE	
Allumage élect.....	1230
AMPLI 2x5 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.....	60
AMPLI 2x40W BE0 161.....	2615
BE0 162.....	885
B B O 866/A.....	5120
B B O 873.....	5525
BEK 023.....	1765
BEK 036.....	3175
BEK 022.....	3535
BEK 024.....	880

SC/NP 9857.....	700
Packmetre 9860.....	250
SC/NP 9863.....	2250
Ampli100 W 9874.....	1150
SC/NP 9885.....	5800
" 9887.....	4500
" 9905.....	1150
" 9911.....	1100

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

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

Modos de paiements
Virement bancaire ou ccp compte 371.0401042.13
271.0047735.43
0001.0240558.45

Chèque barré a l'ordre de tevelabo joint a votre commande

Ajouter 70 Fb pour participation aux frais de port

en cas de poids hors norme difference de port sera demandé

Documentations semi-conducteur (notre specialité) 100 Fb

TEVELABO

TEL. 067/224642

149 Rue de Namur 1400 Nivelles Belgium

TELEX 57736

NEC

EXCLUSIVITE
BERIC

LE PLUS "ULTRA"



CQ 110 E

TRANSCIVER « DECA »

160 m à 10 m - 280 w input - tous modes :
AM-SSB-CW-FSK-FAX-SSTV.

Affichage digital - 3 filtres à quartz - vox - noise
blanker - marqueur - PA ventilé.

ALIMENTATION secteur et batterie ainsi que
HP incorporé, livré avec cordons et micro.

8 635 F TTC



CQ 201

VFO « UNIVERSEL » pouvant s'utiliser avec le
CQ 110 E. 5 à 5,5 MHz ou tout autre standard :
8,2 à 8,7 MHz ou 8,9 à 9,4 MHz.

Affichage digital 100 Hz.
Stabilité exceptionnelle.

4 686 F TTC

CQ 301

LINÉAIRE POUR EXPORTATION UNIQUEMENT



CQP 2200 E 144 MHz

TRANSCIVER « FM » POUR TRAFIC RELAIS
Equipé de R0 à R9 + 2 fréquences de dégagement :
3 w ou 1 w commutable.

1 753 F TTC



CQR 700

RÉCEPTEUR de 170kHz à 30 MHz en 6 bandes.
Band spread 500 kHz + marqueur incorporé
50 et 500 kHz - noise blanker - « S » mètre -
bonne sélectivité 3 kHz en SSB -
HP incorporé.

2 274 F TTC

DEMONSTRATION PERMANENTE DANS NOTRE SHACK

BERIC 43, RUE VICTOR HUGO
92240 MALAKOFF ☎ **657 68 33**

[DOCUMENTATION ET CONDITIONS DE CREDIT SUR SIMPLE DEMANDE]