elektor

électronique pour labo et loisirs

no.19
janvier 1980

8 FF
63 FB

Top-amp

60 watts avec une facilité déconcertante

vocodeur

la musique qui "parle"

SUISSE	4.60 FS
ITALIE	2000 Lires
ESPAGNE	180 Pesetas
CANADA	1,75 $ (surface)
CANADA	2,55 $ (par avion)
ALGERIE	10 Dinars
TUNISIE	1000 Mil

elektor 19

3e année janvier 1980

ELEKTOR sarl
B.P. 59; 45, Grand' Rue; Le Doulieu; 59940 Estaires
Tél.: (28) 43.86.61
Heures d'ouverture: 8h30 - 12h45 et 13h30 - 16h45, du lundi au vendredi
Banque: Crédit Lyonnais Bailleul Compte no.: 6660.70030X CCP Lille 7-163-54R
Veuillez libeller tous vos chèques à l'ordre de Elektor sarl
Elektor parait mensuellement
Le numéro 25/26 (juillet/août) est un numéro double

ABONNEMENTS: Elektor sarl — France — Etranger

Abonnement 1980 (11 numéros) — 80 FF — 100 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

DIRECTEUR DE LA PUBLICATION: Robert Safie

REDACTION-FRANCE: Bernard Develter (responsable)
Jean François Desclaux

EDITEUR: W. van der Horst

REDACTEURS TECHNIQUES

J. Barendrecht — G. Nachbar
G.H.K. Dam — A. Nachtman
P. Holmes — K.S.M. Walraven
E. Krempelsauer — 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.

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

DROIT DE REPRODUCTION:
Elektuur B.V. 6190 AB Beek (L), Pays Bas
Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangelt, RFA
Elektor Publishers Ltd, Canterbury CT1 1PE, Kent, U.K.
JCE, 20092 Cinisello B., Milan, Italie
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

décodage

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
$h_{fe, min}$	100
$P_{tot, max}$	100 mW
$f_{T, min}$	100 MHz

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

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

	DUS	DUG
$U_{R, max}$	25 V	20 V
$I_{F, max}$	100 mA	35 mA
$I_{R, max}$	1 µA	100 µA
$P_{tot, max}$	250 mW	250 mW
$C_{D, max}$	5 pF	10 pF

Voici quelques types version 'DUS': BA 127, BA 217, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.
Et quelques types version 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

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

Familles BC 107 (-8, -9)

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

Familles BC 177 (-8, -9)

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

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

Valeur des résistances et capacités

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

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

Quelques exemples:
Valeurs de résistances:
2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω
470 = 470 Ω
Sauf indication contraire, les résistances utilisées dans les schémas sont des 1/4 watt, carbone, de tolérance 5% max.
Valeurs de capacités: 4p7 = 4, 7 pF = 0,000 000 000 0047 F
10 n = 0,01 µF = 10^{-8} F
La tension en continu des condensateurs autres qu'électrolytiques est supposée être d'au moins 60 V; une bonne règle est de choisir une valeur de tension double de celle d'alimentation.

Points de mesure

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

Tension secteur

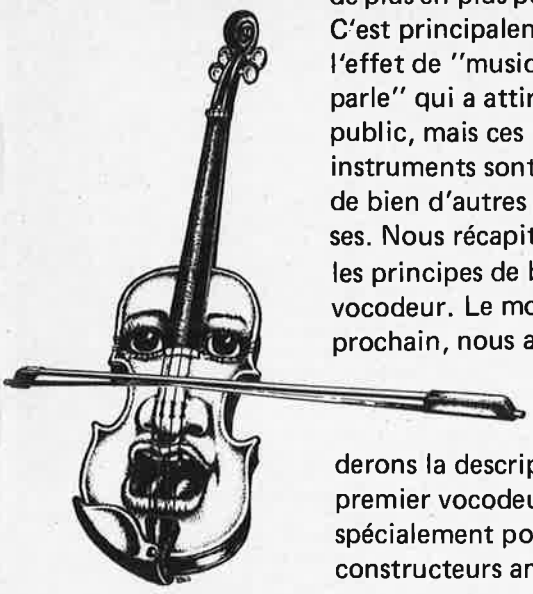
Les circuits sont calculés pour 220 V, sinus, 50 Hz.

Services aux lecteurs:

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

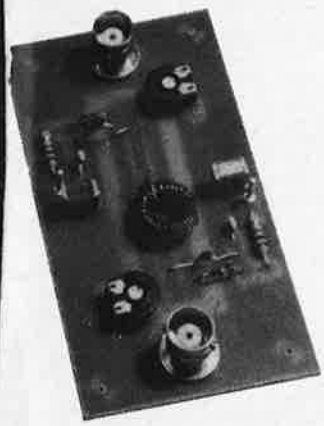
sommaire

page 1-18



Les **vocodeurs** deviennent de plus en plus populaires. C'est principalement l'effet de "musique qui parle" qui a attiré le public, mais ces instruments sont capables de bien d'autres prouesses. Nous récapitulons ici les principes de base du vocodeur. Le mois prochain, nous aborderons la description du premier vocodeur conçu spécialement pour les constructeurs amateurs.

page 1-32



Le **TOS-mètre** est un appareil indispensable à l'adaptation de l'antenne d'émission en sortie d'un émetteur. Nous ne nous contentons pas de présenter la théorie d'un tel appareil; ce qu'il est, à quoi il sert, comment il fonctionne; nous proposons aussi la réalisation pratique d'un TOS-mètre à très large bande.

page 1-38

Que peut-on faire avec un gros radiateur, quelques composants actifs, un circuit imprimé et l'un de ces nouveaux circuits hybrides amplificateurs audio? Le **top-amp**, un excellent amplificateur de puissance, avec très peu de distortion, très peu de bruit et aucun réglage!

selektor 1-12
Notre remarquable sens de la justesse

la boule de cristal 1-15
Un regard vers les années 80

minuterie d'éclairage à faible durée 1-17

vocodeur (F. Visser) 1-18
Un brillant avenir pour la musique qui parle

le tort d'Elektor 1-24

régulateur de vitesse servo-commandé pour maquette de navire 1-25

les lignes à retard analogiques 1-26
De nouvelles techniques de lignes à retard sont régulièrement inventées. Le nombre et la diversité des applications augmentent. Cet article traite des lignes à retard utilisant les principes du transfert de charges et des ondes de surface.

TOS-mètre 1-32

économiseur de piles 1-35

polyflash 1-36
Ce "séquenceur de flashes" permet de commander jusqu'à cinq flashes à intervalles réglables. Ce dispositif permet la prise de vue multiple au moindre prix.

top-amp 1-38
HiFi hybride

codeur SECAM 1-42
Grâce à cette réalisation pratique d'un codeur SECAM, on pourra enfin utiliser l'"ordinateur pour jeux TV" avec un téléviseur conforme aux normes françaises.

adieu E300, bonjour J300 1-47

top-preamp 1-48
Un préamplificateur intégré pour le Top-amp. Des organes de commande ramenés au strict nécessaire composent un "tableau de bord" aux dimensions réduites mais facile à exploiter. En somme, la taille d'une "mini" avec les performances d'une "jaguar". Et tout cela, pour un prix raisonnable. C'est l'étage d'entrée idéal pour le Top-amp.

jeux d'aiguilles 1-55

commutateur de télécommande 1-56
Comment transmettre une fonction "tout ou rien" ou une inversion par voie de télécommande proportionnelle.

seize états logiques sur un oscilloscope (R. Rastetter) 1-58
Pouvoir afficher le niveau logique des seize broches d'un circuit intégré sur l'écran d'un oscilloscope pourra être très utile lors du dépannage de circuits digitaux.

l'ionosphère 1-60
L'influence de l'ionosphère sur les transmissions à la longue distance.

générateur de fonctions CMOS 1-63
Il est possible, en utilisant un seul circuit intégré CMOS bon marché et une poignée de composants discrets, de réaliser un générateur de fonctions très simples

antivol à touche sensitive pour voiture (E. Schorer) 1-65

marché 1-66

eps circuits imprimés

De nombreux circuits décrits dans Elektor sont accompagnés par un dessin de circuit imprimé. Pour ceux qui ne se sentent pas aptes ou qui n'ont pas le temps de réaliser eux-mêmes leurs circuits imprimés, nous leur proposons ces circuits gravés et percés. La plaque-support est faite en matière de qualité supérieure et le prix de vente dépend des frais d'élaboration et de la technologie employée (simple ou double-face, trous métallisés, pastilles étamées, matériaux de base).
Ces circuits imprimés EPS sont disponibles chez de nombreux revendeurs de composants. (cf liste des points de vente EPS + ESS)
Il est également possible de les commander auprès d'Elektor en joignant 3,75 FF pour les frais de port et d'emballage. Ces circuits vous seront expédiés par retour du courrier ou, en cas de rupture de stock, dans un délai d'environ 3 semaines.
Le paiement doit être effectué à la commande, pour la France, le paiement peut être réalisé:

- par chèque adressé à Elektor Sarl
- par virement bancaire sur le compte no 6660.70030 X du Crédit Lyonnais
- par chèque ou virement postal sur le compte CCP Lille 7-163-54R

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

Exemple:

Carte CPU	(F1)	9851	100,00
1	2	3	4

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

F1: MAI-JUIN 1978

Récepteur BLU	6031	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-AOUT 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 / 4523	32,75
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-fréquencemètre	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
Adapteur BLU	9641	15,45
Chasse au lièvre	9764	51,85
Fréquencemètre 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 réverberation 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

digicarillon	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	82,50
spiroscope	9970	29,85
voltmètre numérique universel	79005	29,35
adapteur 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	11,2
compte-tours	9460	17,—
thermomètre:		
convertisseur température/tension	9755-1	26,0
comptage et affichage	9755-2	28,8
système d'alarme centralisé:		
poste central	9950-1	31,2
poste esclave	9950-2	27,5
poste d'alarme	9950-3	15,—
fer à souder à température régulée	9952	20,6

F10: AVRIL 1979

amplificateur TDA 2020	9144	21,25
clignoteur	9203	15,50
préamplificateur HF	9413	12,50
sonde à effet de champ	9427	15,—
base de temps de précision	9448	24,7
alim. pour base de temps	9448-1	12,5
horloge digitale multifonctions	9500	40,—
biofeedback vidéo:		
amplificateur alpha	9825-1	29,75
générateur vidéo	9825-2	27,5
préampli pour tête de lecteure dynamique	9911	40,5
tête de turc	79006	22,5

F11: MAI 1979

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

F12: JUIN 1979

ioniseur	9823	30,—
électromètre	9826-1	12,5
électrodes imprimées	9826-2	10,5
générateur de trains d'ondes	79017	30,
microordinateur BASIC	79075	75,—
interface pour systèmes à μP	79101	15,5

F13/14: CIRCUITS DE VACANCES 1979

fréquencemètre pour synthétiseurs	79114	17,
la fin des animateurs de radio	79505	21,
amplificateur pour servomoteur	79509	7,
émetteur à ultrasons pour casque	79510	18,
récepteur à ultrasons pour casque	79511	17,
chargeur de batterie automatique	79517	16,

F15: SEPTEMBRE 1979

digiscope	9926-1	56,
affichage pour digiscope	9926-2	15,
platine FI pour tuner FM	78087	20,
chargeur d'accumulateurs au cadmium-nickel	79024	20,—
arbitre électronique	79033	23,50
générateur simple de sons bizarres	79077	15,75
décodeur stéréo	79082	22,—
Elekarillon	79095	56,—

eps circuits imprimés

F16. OCTOBRE 1979

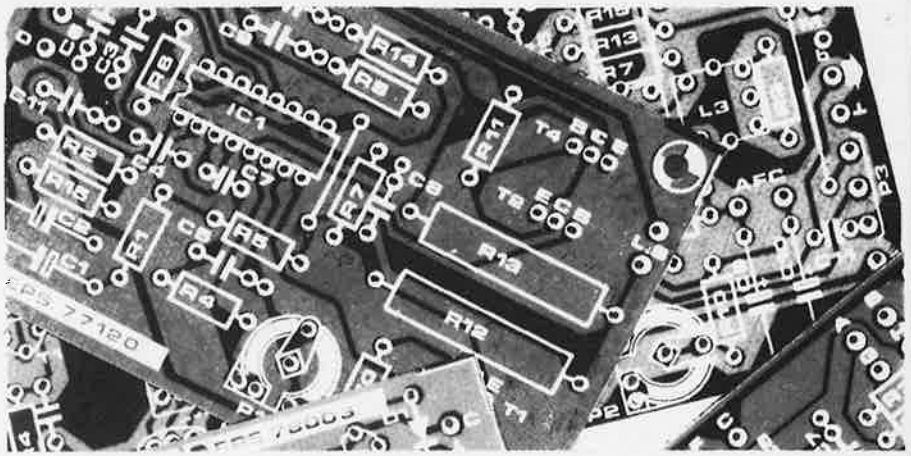
détecteur d'approche	9974	26,50
extension mémoire pour l'Elekterminal	79038	56,—
modulateur en anneau	79040	23,25
digirafad:		
circuit principal	79088-1	51,—
alimentation et horloge	79088-2	
circuit d'affichage	79088-3	
gate-dip	79514	14,25
accord par touches sensitives	79519	38,75

F17: NOVEMBRE 1979

fuzz-box réglable	9984	14,—
amplificateur téléphonique:		
circuit principal	9987-1	20,50
capteur	9987-2	16,—
clignoteur de puissance	78003	13,—
générateur sinusoïdal	79019	17,50
ordinateur pour jeux TV:		
circuit principal avec documentation	79073	187,50
alimentation	79073-1	29,—
circuit imprimé clavier	79073-2	43,—

F18: DECEMBRE 1979

monoselektor	79039	72,—
pronostiqueur sportif	79053	19,50
programmateur	79093	26,—
convertisseur ondes courtes	79650	14,50
affichage numérique de fréquence d'accord		



circuit principal	80021-1	57,50
circuit d'affichage	80021-2	26,—

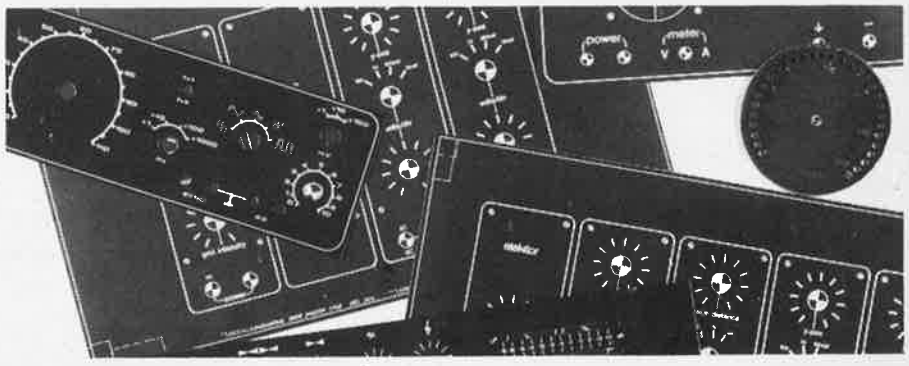
NOUVEAU

F19: JANVIER 1980

TOS-mètre	79513	11,25
top-amp	80023	11,25
top-preamp	80031	41,25
codeur SECAM	80049	86,—

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
** alimentation de laboratoire robuste	79034-F	6,25
** monoselektor	79039-F	15,—



** = 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	ESS001	12,50
ordinateur pour jeux TV: peinture au clavier, horloge, boîte à musique, morpion, texte . . . cadre, locomotive.	ESS003	15,—
NIBL-E	ESS004	15,—
pour le SC/MP: alunissage, bataille navale, jeu du NIM, journal lumineux, rythme biologique, programme d'analyse, désassembleur + listing de ces programmes	ESS005	25,—

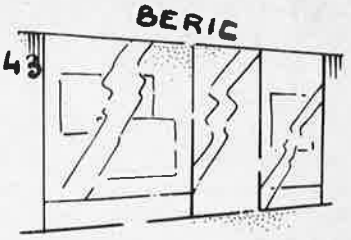
UN fournisseur pour vos kits

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)

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).

		composants	C.I. seul
ELEKTOR N° 1			
6031	Récept. BLU (avec galva)	123,—	38,40
9453	Générateur de fonct (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 géné. de fonc.	—	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 µP 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
9905	Interface cassette	140,—	30,75
9945	Consonant (avec alim)	306,—	75,—
ELEKTOR N° 7			
9985	Sablier (avec H_2P_2)	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	Elekterminal	822,—	130,—
9949	Luminant	322,—	l'ens. 71,—
79005	Voltmètre numérique universal	154,—	21,—
79035	Adaptateur pour millivoltmètre alternatif	48.—	15,50
ELEKTOR N° 9			
9952	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	Compte tours	21,00	17,00
ELEKTOR N° 10			
9825	Biofeedback	156,—	57,25
9144	Amoli HiFi 20 W TDA 2020	71,—	21,25
ELEKTOR N° 11			
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
ELEKTOR N° 12			
79075	Microordinateur Basic	598,—	75,—
9823	Ioniseur	80,—	40,—
79101	Lien entre microordinateur et Elekterminal	15,—	15,50
ELEKTOR N° 15			
79082	Décodeur stéréo	133,—	22,—
78087	Platine FI pour tuner FM avec galva	133,—	20,75
79077	Générateur simple de sons bizarres avec HP	45,—	15,75
79024	Chargeur fiable pour batterie au cadmium nickel avec transfo	120,—	20,—
79095	Elekarillon	184,—	56,—
ELEKTOR N° 16			
79514	Gate dip	152,—	14,25
79038	Extension mémoire pour Elekterminal (sans connecteur)	364,—	56,—
79088	Digifarad + transfo	288,—	le jeu: 51,—
79519	Accord par touches sensitives	182,—	38,75
9974	Détecteur d'approche + transfo	94,—	26,50
ELEKTOR N° 17			
79073-1-2	voir ci-contre!		
79019	Générateur sinusoïdal + transfo	98,—	17,50
9987	Ampli téléphonique + ventouse et transfo	111,—	le jeu: 36,50
9984	Fuzz box réglable	32	14,—
ELEKTOR N° 18			
79650	Convertisseur ondes courtes (sur une fréquence à préciser)	122,—	14,50
79053	Pronostiqueur	72,—	19,50
79093	Programmateur + transfo	317,—	25,75
79039	Monosélector + transfo	313,—	le jeu: 87,—
80021	Affichage numérique de la fréquence d'accord + transfo	475,—	le jeu: 83,50

		composants	C.I. seul
ELEKTOR N° 19			
80023a	TOP-AMP version avec OM 931	197,—	11,25
80023b	TOP-AMP version avec OM 961	241,—	11,25
80031	TOP-PREAMP avec transfo	384,—	41,25
79513	TOS-METRE avec galva	93,—	11,25
80049	Codeur SECAM	240,—	86,—

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

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

HORLOGES DIGITALES SECTEUR AFFICHEURS L.E.D.

avec alarme (fonction réveil)

TMS3874LK- Horloges digitales secteur avec alarme. Heures et minutes (bloc de 4 digits de 13 mm filtre incorporé multiplex) battement des secondes commande directe possible d'un triac pour allumage d'un appareil sur secteur.
Cablage simplifié par boîtier 18 broches attaque directe des afficheurs LED à CATHODE COMMUNE. Livré avec notice en français.
Kit complet sans boîtier, ni alarme. Prix: 137F
BUZ- Module alarme pour horloge. Dims: 22x16x16 mm. Prix: 15 F
BTMS- Boîtier pour horloge TMS3874NLK. Dims: 135 x 100 x 45 mm 35F
HRPC 6: HORLOGE-REVEIL-CALENDRIER SUR 4 ANS, 6 chiffres, 24 heures. Heures, minutes et secondes sur 6 digits, fonction réveil avec répétition calendrier jours/ mois programmé sur 4 ans (exposition de la date à la demande ou automatiquement: date durant 2 secondes, heure durant 8 secondes). Fonction programmateur d'une durée max. de 9 h 59 mn, oscillateur incorporé prenant le relais en cas de coupure de secteur. Fonctionnement autonome sur batterie par adjonction simple d'un quartz 100, 800 kHz. Circuit CMOS 28 broches avec notice en français . . . . . P.U. 63 F
HRPC 6, livré avec support et 6 afficheurs:
8 mm TIL 313 . . . . . P.U. 135 F
9 mm FND 357 . . . . . P.U. 147 F
11 mm NR 440 . . . . . P.U. 159 F
13 mm TIL 322 (= FND 500) . . . . . P.U. 171 F
20 mm FND 800 . . . . . P.U. 240 F
Kit complet (sans boîtier) avec TIL 322 . . . . . 290 F
Quartz 100, 800 Khz pour base de temps, batterie ou piles pour HPRC6 P.U. 80 F
BUZ Module alarme . . . . . P.U. 15 F
BTQ- Kit base de temps à quartz pour horloge 50 Hz (donne également les fréquences étalons: 3200-1600-800-400-200-100 et 50 Hz) permet le fonctionnement sur batterie de toutes les horloges secteur. Prix. 90 F

Fréquencemètre Multimètre

BBC505- Fréquencemètre-Multimètre-Conception **BERIC.**
Il comprend:
BRC50- Partie fréquencemètre. Périodemètre. Impulsiomètre. Chronomètre. Affichage 6 chiffres à 7 segments LED. Précision 2/10-5 +/— 1 digit. Fréquence mesurée de 50 Hz à 600 Mhz. Sensibilité moyenne 50 mV. Périodemètre de 1 µ-sec. à plusieurs sec. Chronomètre à 5 gammes de la sec. à la µsec. Impulsiomètre 4 gammes en impulsions positif et négatif. Alim. 12V (2,2A) et alim. secteur incorporée. Fort boîtier professionel + pieds de pupitre excamotables. Face avant dural de 3mm. Encombrement 22 x 11 x 27 cm. Complet en kit avec notice très détaillée (30 pages). 1250 F
BRC50PB- Platines de base et d'affichage sans alim. secteur, sans tolerie, sans les commandes montées sur la face avant. Toujours en kit avec notice. 750 F
PM50- Partie Multimètre. Voltmètre. Ampèremètre CC et CA Ohmmètre. Capacimètre. Précision globale 3
Précision globale +/—1%, +/—1 digit. Affichage sur 5 digits. +dépassement. Inversion automatique de polarité. L'entrée 10M Ohms. Gammes: V de 0 à 1000V résolution de 1mV à 100 mV suivant gamme VCC et VCA (fréq. de 20 à 500 Hz. ICC et ICA de 0 à 1A résolution de 1 µA à 100 µA suivant gamme. R de 0 à 10M Ohms résolution de 1/Ohm à 100/Ohm suivant gamme. C lecture à 6 digits. De 0 à 10.000 µF résolution de 1 pF à 10 nF suivant gamme. Ensemble en kit de même qualité s'incorporant à l'ensemble. 620 F
NOTICE- Du BRC505 (sa valeur est déduite en cas d'achat ultérieur de l'appareil. 30 F
ACCESSOIRES DU BRC505.
SH150- Sonde fréquencemètre de 50 Hz à 170 Mhz entrée haute impédance 10M Ohms. Sortie sur coax 50 Ω. En kit 55 F

VOUS LES CHERCHEZ, NOUS LES AVONS!

Les composants pour l'ordinateur pour jeux TV (79073).

Jeu de 4 circuits RTC: 2650, 2616, 2636, 2621: . . . . . 496,—
Quartz 867 MHz: . . . . . 40,—
Ligne de retard pour codeur SECAM: . . . . . 20,—
Jeu de 2 manches de commande 680K: . . . . . 60,—
Jeu de 28 digitast: . . . . . 180,—
Autres composants sur demande.

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 PTT: 10% - COMMANDES SUPERIEURES à 300 F franco - COMMANDE MINIMUM 60 F (+ port)
B.P. n° 4-92240 MALAKOFF - Magasin: 43, r. Victor-Hugo (Métro porte de Vanves) — Téléphone: 657-68-33. Fermé dimanche et lundi
Tous nos prix s'entendent T.T.C. mais port en sus. Expédition rapide. En CR majoration 10,00 F. **C.C.P. PARIS 16578-99**

BERIC

Service livres d'Elektor

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

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

vous voulez apprendre l'électronique?..

CEDITEL vous en donne LES MOYENS.

nos systèmes d'enseignement vous amènent à un haut niveau théorique et pratique, sans connaissances préalables et à des prix défiant toute concurrence.

de conception récente, ils traitent des dernières techniques et comportent tout le matériel permettant la réalisation des montages.

demandez notre documentation GRATUITE à CEDITEL S.A.
bp9 30410 Molières/Cèze

TEL.:(66) 25.18.94
NOM, PRENOM
ADR.
EL-9

UN AUTRE GAGNANT!

avec un nouvel oscilloscope professionnel au prix de 18.500 FB... on ne pouvait pas échouer!

La nouvelle gamme améliorée des oscilloscopes Telequipment a un pédigré parfait, car nous fabriquons les meilleurs oscilloscopes à bas prix.

La série D1000 est simple à l'emploi, portable, robuste, et facile à maintenir.

La vente est supportée par un service après-vente mondial.

Telequipment & Tektronix, c.à.d. une combinaison de qualité, "engineering" et expertise – c.à.d. notre garantie de fiabilité.

Modèle	Bande passante	Sensibilité	Modes add	X-Y	x5 Gain	Secs/div. variable	Prix (hors TVA 16%)
D1010	10	5	non	non	non	non	18.500 FB
D1011	10	1*	oui	oui	oui	oui	20.500 FB
D1015	15	5	non	non	non	non	23.500 FB
D1016	15	1*	oui	oui	oui	oui	26.500 FB

*5mV à bande passante complète et 1mV à 4MHz.

Accessoires: 2 probes x10 type TP2: 1.160 FB/pièce. (hors TVA 16%)

TELEQUIPMENT

The world's finest low cost oscilloscopes

Tektronix possède un réseau de distributeurs à travers la Belgique, pour vous économiser un grand déplacement éventuel.

Tektronix®

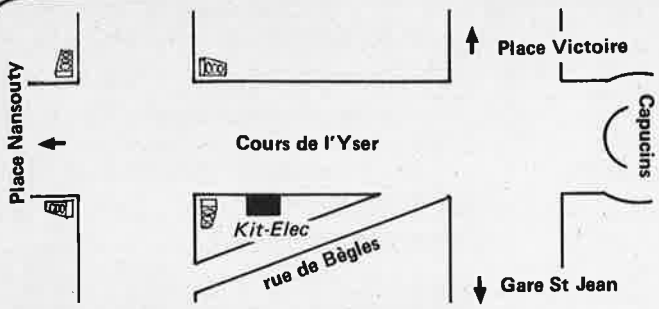
COMMITTED TO EXCELLENCE

Tektronix, Mercure Center, Rue de la Fusée, 100
(parallèle au Boulevard Léopold III) 1130 Bruxelles
Tél: 02/720.80.20

Je commande un oscilloscope no. _____ à _____ FB
Je commande ___ 2XTP2 probes à _____ FB
Envoyez-moi la documentation de la série D1000 ☐
Envoyez-moi la liste de vos revendeurs en Belgique ☐

Nom:
Fonction:
Firme:
Adresse:

Tél:



KIT-ELEC

— *Composants électroniques*
— *Kits - Josty-Amtron - H.P. Siare*
— *Circuits Elektor - Revues*
— *Transistor 2N2905 ..... 2,40*
— *Zener 1W3 ..... 1,40*
— *Diode 1N4007 ..... 0,95*

BORDEAUX

64, Cours de L'Yser Tél. : (56) 91.43.89

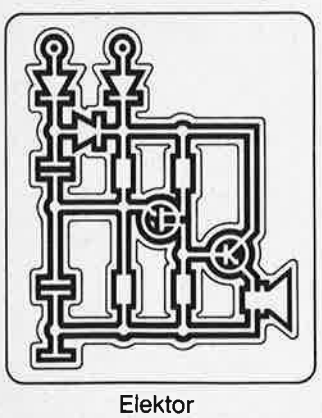
Service livres d'Elektor

FORMANT
plus de 120 pages

ISBN 2-86408-002-8

Ce livre présente une description complète de la réalisation (assortie de circuits imprimés et faces avant EPS) d'un synthétiseur de musique à très hautes performances. Sa conception modulaire lui confère une grande souplesse d'utilisation et offre la possibilité de réaliser un synthétiseur correspondant exactement au goût et au budget du constructeur.
Un chapitre important, accompagné d'une cassette de démonstration, traite de l'utilisation et du réglage du Formant, afin que celui-ci ne reste pas une 'montagne de circuits électroniques' dont on ne sait pas se servir.

prix: 60 F avec cassette de démonstration



300 CIRCUITS

ISBN 2-86408-003-6

plus de 250 pages

format: 14 cm x 21 cm

Ce livre regroupe 300 articles dans lesquels sont présentés des schémas d'électronique complets et facilement réalisables ainsi que des idées originales de conception de circuits.
Les quelques 250 pages de '300 CIRCUITS' vous proposent une multitude de projets originaux allant du plus simple au plus sophistiqué.

prix: 45 F

Ces deux livres sont disponibles auprès de Elektor sarl,

B.P. 59, 59940 Estaires, France.

Prière de joindre le paiement à la commande.

* Beaucoup de "Points de Vente EPS/ESS" pourront vous les fournir également.

EREL BOUTIQUE

SIEMENS

Composants :
Actifs Passifs
Optoélectronique
Relais

66-68, RUE DE LA FOLIE-REGNAULT
75011 PARIS. TEL. 379 92.58 +
OUVERT DU LUNDI AU SAMEDI DE 9 H A 18 H
Métro : Père-Lachaise - Autobus 61 et 69
Expéditions : P. et E., 15 F T.T.C.
CATALOGUE 78/79 600 PAGES 25,00 F Expéd. 36,20 TTC

Circuits intégrés linéaires

DONT T.V.A. 17,60 % INCLUSE

Type	Fonction	Boitier	TTC
	A - Radio A.M. (PO - GO - OC)		
TCA 440	Circuit récep. A.M. (faible conso. f<30 MHz)	DIL 16	22,00
TDA 1046	Circuit récepteur A.M. + démo. (f< 30 MHz)	DIL 16	28,00
S 054 T	Double hétérodyne pour ondes courtes		31,50
S 187 B	Synt. fréq. 27 MHz par ex. (CB) + mém. S 353	DIL 28	268,10
S 89	Div. progr. 50,51,100,101,200 ou 202< 500 MHz	DIL 14	203,90
	B - Radio F.M. + Décodeur stéréo		
S 041 E	Amplif. FM/FI + démodul. (faible consom.)	TO-100	36,75
S 041 P	Amplif. FM/FI + démodul. (faible consom.)	DIL 14	16,00
S 042 E	Mélangeur HF (<200 Mhz)	TO-100	47,25
S 042 P	Mélangeur HF (<200 MHz)	DIL 14	18,00
SDA 5690	Radio FM synt. tension (+ ampli. op. TDB 0453A)	DIL 28	139,55
TBA 120 S	Amplif. FM/FI + démodul. (<12 MHz sensi.30 pV)	DIL 14	11,05
TCA 4500A	Décodeur stéréo sans bobinage	DIL 16	37,60
TDA 1047	CI FM/FI + démodul. (rad.< 15 Mhz 30 pV, AFC)	DIL 18	29,00
	D - Affichage à LED et sur tube image		
SDA 2004	Com. 4 x 7 segments LED (BCD ⟶8888)	DIL 18	72,80
SDA 2005	Com. aff. tube image canal, du programme etc...	DIL 18	109,20
SDA 5680	Compteur fréquence radio com. cristaux liquides	DIL 28	242,40
UAA 170	Commande L.E.D. (1 point parmi 16, lin.)	DIL 16	18,00
UAA 170 L	Commande L.E.D. (1 point parmi 16, log.)	DIL 16	25,30
UAA 180	Commande L.E.D. (barreau de 1 à 12 LED)	DIL 16	18,00
SAB 3211	Com. 2 x 7 segments LED (BCD⟶88)	DIL 16	28,80
SAB 3211Z	Com. 2 x 7 segments LED (BCD (+1)⟶88)	DIL 16	28,80
	E - Synthèse de fréquence et de tension		
S 0436	Diviseur par 64 tête HF (f<1 GHz, 200 V, ECL)	DIL 6	54,80
SDA 2001	Diviseur par 64 tête HF (f<1 GHz, 20 mV, ECL)	DIL 18	90,30
SDA 2004	Com. 4 x 7 segments (BCD⟶8888)	DIL 18	72,80
SDA 2005	Com. aff. tube image canal, du programme,etc...	DIL 18	109,20
SDA 2007	Récepteur décodeur télécommande à infrarouge	DIL 18	71,50
SDA 2008	Emetteur codeur télécommande à infrarouge	DIL 18	70,35
SDA 4040	Diviseur 256 ECL (200 mV, f<1 GHz, ECL)	DIL 18	58,20
SDA 4041	Diviseur 256 ECL sensible (10 mV f 1 GHz ECL)	DIL 18	90,85
SDA 5690	Radio FM, synthèse de tension)	le jeu	139,55
TDB 0453A	Amplif. op. PNP synthèse de tension)		
S 187 B	Synt. fréq. 27 MHz par ex. (CB) + mém. S 353)	DIL 28	268,10
S 89	Div. progr. 50,51,100,101,200 ou 202 (<500 MHz)	DIL 14	203,90
	F - Fréquence intermédiaire vidéo + CAF de TV		
TBA 1441	CI Vidéo/FI pour récep. TV (tuner npn)	DIL 16	28,80
TDA 4260	Circuit CAF avec plage de courant programmable	DIL 8	17,05
TDA 5500	Amplif. FI vidéo + démod. + Entrée/Sortie VCR	DIL 16	33,25
S 178	Générateur impulsion vidéo	DIL 28	295,00
	G - Fréquence intermédiaire son TV		
TBA 120 S	Amplif. FM/FI + démod. (<12 MHz sensib. 30 pV)	DIL 14	11,05
TDA 1048	FI son AM France (faible distor. pot. vol. éle)	DIL 16	23,25
TDA 2840	CI son quasi paral. (GERB. FM, de TBA 120 T/U)	DIL 14	27,65
TDA 2841	CI son quasi paral. + CAF (GERB.FM + TBA 120T/U)	DIL 16	32,75
TDA 4280TU	Son paral.AM+dém.+FI son FM 5,5MHz+dém. BF	DIL 18	41,15
	H - Basse fréquence Radio + TV		
TDA 1037	Amplf. BF puissance sécurité thermique (5W)	SIL 9	18,00
TDA 2870	Amplificateur BF 10 W + protection C.C.	TO-220/7	23,10
TDA 3000	Amplificateur BF 15 W + protection C.C.	TO-220/7	25,20
TDA 4290	Com. vol. aigues + basses commut. phys. tout él.	DIL 14	28,00
	I - Commutation canaux et BF		
SAS 560 S	Com. commu. effleur. (prior. canal 1/4)	DIL 16	26,00
SAS 570 S	Com. commu. effleur. (4 canaux)	DIL 16	26,00
SAS 580	Com. commu. effleur. (faible dérive pr.1)	DIL 18	27,30
SAS 590	Com. commu. effleur. (faible dérive 4 canaux)	DIL 18	27,30
SAS 5800	4 étages commu. varicap TV + muting (pr.1)	DIL 22	38,70
SAS 5900	4 étages commu. varicap TV + muting	DIL 18	39,75
SAS 6800	5 inverseurs com. touche à effleur.	DIL 18	34,50
SAS 6810	1 inverseur com. touche à effleur.	DIL 6	16,65
TDA 1195	Quadruple inverseur BF (commandé 2 par 2)	DIL 18	33,60
	J - PAL + Synchro + Balayage + Alimentation TV		
TDA 2522	Démodulateur synchrome PAL	DIL 16	44,20
TDA 2560	Luminance et chrominance PAL	DIL 16	36,50
TDA 2590	Séparateur synchro. + oscil. de ligne	DIL 16	41,90
TDA 4600	Régulateur pour alimentation à découpage	DIL 18	40,10
	K - Télécommande par infrarouge		
SAB 3209	Télécom. IR 3 fonct. anal./60 ordres(récept.)	DIL 18	100,00
SAB 3210	Télécom. IR 3 fonct. anal./60 ordres(émet.)	DIL 18	55,40
SAB 3211	Commande 2 x 7 segments (BCD⟶ 88)	DIL 16	28,80
SAB 3271	Télécom. IR + sorties paral. et sérielles(réc)	DIL 16	82,10
SAB 4209	Télécom. IR 4 fonct. anal./120 ordres(récep.)	DIL 18	84,00
SAB 3211Z	Commande 2 x 7 segments LED (BCD (+1)⟶88)	DIL 16	28,80
SDA 2007	Récepteur décodeur télécommande IR	DIL 18	71,50
SDA 2008	Emetteur décodeur télécommande IR	DIL 18	70,35
TDA 4050	Prémpli. pour récepteur télécom. IR	DIL 8	22,05
	L - Diviseur de fréquence		
S 0436	Diviseur par 64 ECL (200 mV,< 1 GHz)	DIL 6	54,80
SDA 2001	Diviseur par 64 (200 mV,< 1 GHz)	DIL 18	90,30
SDA 4040	Diviseur 256 ECL (200 mV,<1 GHz)	DIL 14	58,20
SDA 4041	Diviseur 256 ECL plus sensible (10 mV,<1 GHz)	DIL 18	90,95
S89 500 MHz	Divis. program. par 50,51,100,101,200,202	DIL 14	203,90

Circuits intégrés linéaires

Type	Fonction	Boitier	TTC
S 353	Matrice diodes program. 10 entrées 16 sorties	DIL 28	93,25
S 566 B	CI pour gradateur de lumière ext. cde par hor.	DIL 8	36,75
S 576 C	CI pour gradateur de lumière (2è génération)	DIL 8	41,85
SAS 250	Commutateur statique à commande magnétique	Plastique	22,80
SAS 251	Commutateur statique à commande magnétique	Plastique	17,55
SAS 261	Commutateur statique à commande magnétique	Plastique	21,10
TAA 521A	Amplificateur opérationnel (709)	DIL 14	8,95
TAA 761S	Amplificateur opérationnel	TO-78	18,55
TAA 761A	Amplificateur opérationnel	DIL 6	8,00
TAA 765A	Amplificateur opérationnel	DIL 6	10,00
TAA 861A	Amplificateur opérationnel	DIL 6	7,50
TAA 865A	Amplificateur opérationnel	DIL 6	9,45
TAA 2761A	Double amplificateur opérationnel (2xTAA 761)	DIL 8	11,70
TAA 4761A	Quadruple amplificateur opérationnel (4xTAA761)	DIL 14	17,85
TAB 1453A	Amplificateur opérationnel (TFA 1001 W)	DIP 6	19,05
TBA 221B	Amplificateur opérationnel (741)	DIL 8	4,20
TBA 830G	Amplificateur pour microphone	TO-72	55,90
TBB 0747A	Double amplificateur opérationnel (747)	DIL 14	9,90
TBB 0748B	Amplificateur opérationnel (748)	DIL 8	5,95
TBB 1458B	Double amplificateur opérationnel (1458)	DIL 8	9,45
TBB 2331B	Double amplificateur opérationnel (2xTCA 331)	DIL 8	11,70
TBB 4331A	Quadruple amplificateur opérationnel (4	DIL 14	11,05
TCA 105	Détecteur de seuil	DIL 6	20,00
TCA 205A	Détecteur de proximité et à fente	DIL 14	25,00
TCA 311A	Amplificateur opérationnel à entrée Darlington	DIL 6	8,40
TCA 315A	Amplificateur opérationnel à entrée Darlington	DIL 6	10,70
TCA 321A	Amplificateur opérationnel	DIL 6	8,40
TCA 325A	Amplificateur opérationnel	DIL 6	10,70
TCA 331A	Amplificateur opérationnel à entrée Darlington	DIL 6	8,40
TCA 335A	Amplificateur opérationnel à entrée Darlington	DIL 6	11,00
TCA 345A	Détecteur de seuil	DIL 4	18,00
TCA 671	Réseau de transistors avec 5 transistors NPN	DIL 14	13,60
TCA 971	Réseau de transistors avec 5 transistors NPN	DIL 14	13,60
TCA 780	CI de commande de semi conducteur de puissance	DIL 16	28,00
TCA 955	Circuit de régulateur de vitesse	DIL 14	33,00
TCA 965	Détecteur à double seuil	DIL 14	21,00
TDB 0555B	Circuit base de temps	DIL 8	5,45
TDB 0556A	Circuit double base de temps	DIL 14	13,65
TDB 0723A	Régulateur de tension ajustable + - 65 MA	DIL 14	9,10
TDB 7805T	Régulateur de tension positive 5 V 2,2 A	TO-220AB	10,50
TDB 7806T	Régulateur de tension positive 6 V 2,2 A	TO-220AB	10,50
TDB 7808T	Régulateur de tension positive 8 V 2,2 A	TO-220AB	10,50
TDB 7812T	Régulateur de tension positive 12 V 2,2 A	TO-220AB	10,50
TDB 7815T	Régulateur de tension positive 15 V 2,1 A	TO-220AB	10,50
TDB 7818T	Régulateur de tension positive 18 V 2,1 A	TO-220AB	10,50
TDB 7824T	Régulateur de tension positive 24 V 2,1 A	TO-220AB	10,50
TDB 0117T	Régulateur de tension ajustable 1,2 à 37V 1,5 A	TO-220AB	35,70

Composants optoélectroniques

PHOTOCOUPLEURS

		TTC
CNY 18 IV	TO 72	14,05
CNY 18 V	TO 72	15,50
CNY 17 I	DIL 6	9,45
CNY 17 II	DIL 6	10,15
SFH 600 III	DIL 6	10,50

L E D IR

		P.deRay.	
LD 261		0,5-1	6,70
LD 262A69	ligne	0,5-4,0	sur dem.
LD 242 III	TO 18	6,3-12,5	8,50
LD 271	Led 5	15 (⌀ 8)	4,00
SFH 400 III	TO 18	32-64	21,00

PHOTODIODES

		Sens.	
BPW 32		10	20,60
BPW 33		50	24,90
BP 104	I.R.	40	14,40
BPX 63	TC 18	10	15,70
SFH 200		20	15,10
BPX 91B		50	23,55
BPX 61	TO 5	70	28,20

PHOTOTRANSISTORS

BPY 62 II	TO 18	2-4	7,15
BP 103B III	Led 5	4-8	4,15
BP 103 II	TO 18	0,25-5,0	7,20
BP 103 III	TO 18	0,4-0,8	7,50
BPY 61 III	MinVer	3,2-6,3	43,55
BPX 81		0,63-1,25	3,60
BPW 17			9,65

PHOTORESISTANCES

		R.osbc MΩ	R.lum KΩ	
RPY 60	TO 5	100	0,3-0,8	19,75
RPY 61	TO 5	1	0,3-0,8	19,75

Extrait offrant le meilleur rapport qualité-prix

Documentation OPTO et tarifs sur demande pour autres produits

L E D 3 m/m

	MCD	CDMA	TTC
LD32-II	r 2,0-4,0	10	2,50
LD36-II	j 1,6-3,2	10	2,55
LD371	v 2,0-4,0	20	1,75

L E D 5 m/m

LD32-II	r 2,0-4,0	10	2,50
LD52-C	r 15 - 30	10	4,40
LD36-II	j 1,6-3,2	10	2,55
LD56-C	j 10 - 20	10	4,83
LD57-II	v 3,2-6,4	20	2,10
LD57-C	v 20 - 40	10	
LD57CA	v 12-24	10	2,80

LD 5 m/m grand angle 160° 140°

CQX131	v 2,5-5,0	20	3,05
CQX231	r 2,0-4,0	20	3,40
CQX33-II	j 2,0-5,0	20	4,85

L E D en ligne

LD463	r 0,6-1,2	20	6,35
LD464	r 0,6-1,2	20	8,50
LD466	r 0,6-1,2	20	13,40
LD468	r 0,6-1,2	20	17,85
LD473	v 3,2-6,3	20	7,00
LD474	v 3,2-6,3	20	9,25
LD476	v 3,2-6,3	20	14,45
LD478	v 3,2-6,3	20	19,45

Afficheurs L E D Rouges Verts

TYPE 13,5 m/m		Pol.		TTC
HA II 41	Chiffre	A.C.	v 9,40	r 6,51
HA II 42	Signe	A.C.	v 9,40	r 6,51
HA II 43	Chiffre	C.C.	v 9,40	r 6,51
HA II 44	Signe	C.C.	v 9,40	r 6,51

TYPE 18 m/m				
HA II 81	Chiffre	A.C.	v 11,30	r 8,82
HA II 82	Signe	A.C.	v 11,30	r 8,82
HA II 83	Chiffre	C.C.	v 11,30	r 8,82
HA II 84	Signe	C.C.	v 11,30	r 8,82

CONDENSATEURS

RADIAUX FILM PLASTIQUE METALISE M.K.H. au pas de 5 m/m 7,5 m/m 10 m/m 15 m/m

ELECTROCHIMIQUES AXIAUX avec date de fabrication sur le boitier

ELECTROCHIMIQUES RADIAUX avec repère de date de fabrication

STYROFLEX OU AU POLYPROPYLENE

Sur demande gratuitement tarifs documentation SIEMENS pour :

TANTAL PERLE ET BOITIER SURMOULE EPOXY
CIRCUITS LOGIQUES L.S.L. FZH F2J FZL
Circuits Intégrés logiques LSL
Alimentation 11,4 à 17 v
Haute immunité aux parasites
VARISTORS S.I.O.V.

ALLUMAGE ELECTRONIQUE SRP 2000 265,00 F
TESTEURS DE TENSION

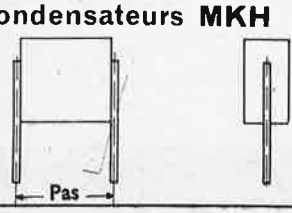
TELECOMMANDE INFRAROUGE
Système modulaire
INFRAFERN 500

DIVERS

Fer à souder "J B C "
Matériel pour C.I. "Seno"
Mini perçeuses

NOTA :
Liste notes applications et fiches information technique sur demande

Condensateurs MKH



Valeur	Pas mm	Prix	Valeur	Pas mm	Prix	Valeur	Pas mm	Prix
1000 pF	7,5	0,50	0,015 µF	7,5	0,50	0,22 µF	7,5	1,10
1500 pF	7,5	0,50	0,022 µF	7,5	0,50	0,33 µF	7,5	1,50
2200 pF	7,5	0,50	0,033 µF	7,5	0,50	0,47 µF	7,5	1,75
3300 pF	7,5	0,50	0,047 µF	7,5	0,55	0,68 µF	7,5	2,30
4700 pF	7,5	0,50	0,068 µF	7,5	0,60	1 µF	10	2,75
6800 pF	7,5	0,50	0,1 µF	7,5	0,70	1,5 µF	15	3,25
0,01 µF	7,5	0,50	0,15 µF	7,5	0,85	2,2 µF	15	4,00

ELEKTRONIKLADEN ELEKTRONIKLADEN

nouveaux horaires d'ouverture : 9h30-12h00,14h00-19h00
Fermé le dimanche et lundi matin

6800	99,50	SFF 96364	199,—	1488	35,—	MC 1350	10,—
SC/MP	99,—	µP catalogue	49,—	1489	29,—	UAA 180	18,—
Z 80	187,50	**connecteurs:**		8T26	14,—	UAA 170	18,—
8080	99,50	DIL 16	7,50	8T95	9,50	11C90	116,—
6844	246,—	V25 male	22,80	8T97	13,—	7216C	210,—
8224	43,20	V25 femelle	29,50	DS 8861	19,—	95H90	79,—
8228	61,—	boîtier	15,40	HM 7641	129,—	BC 547	0,80
Z 80 DMA	470,—	**quartz:**		8602	25,50	BC 557	0,80
2708	87,—	1 MHz	43,—	81 LS 97	19,—	BD 139	4,—
2516 disponible		2 MHz	43,—	9368	13,50	BD 140	4,—
AY-5-1013	49,50	4 MHz	39,—	ISP 8A 650 RAM I/O	97,—	BF 450	4,50
AY-3-1015	74,—	**wrapping:**		ICL 8038	37,50	BF 494	2,20
TR 1602 B	65,—	pistolets, wrappeurs à main, broches, fils, dénudeurs, supports		MK 50398	85,—	BF 900	6,80
2114 L	84,—			TCA 73025	10,—	BF 905	8,—
2102 L	15,—	**fers à souder JBC**		TCA 740	22,50	E 300	4,—
5101	74,40	15,30, 40, 65 Watts		TAA 611	11,80	2N2646	8,—
2533	41,—			TDA 1022	42,90	2N3055	5,50
RO-3-2513	67,80	mini perceuses: alimentation + support + forêts + fraises		TL 084	14,—	2N3819	3,—
MM 57109	189,—			SO 41 P	13,50	2N3866	6,80
notice en français pour dito:	27,—	nouveau: BAC 08 (conv. D/A)		SO 42 P	14,50	2N3553	12,—
AY-5-2376	125,—			MC 1496	12,90	MPF 102	4,—
				MC 4044	25,50	XR 2206	48,—
				MC 1310	14,50	et de nombreuses nouveautés	

ATTENTION: pour la vente par correspondance, adresser vos commandes à Paris, à l'adresse du magasin.

ATTENTION! LES COMMANDES SONT EFFECTUEES UNIQUEMENT EN CONTRE-REMBOURSEMENT! (NE PAS JOINDRE DE CHEQUE A LA COMMANDE.)

135 bis, bd du MONTPARNASSE 75006 PARIS
METRO: VAVIN - MONTPARNASSE - RASPAIL AUTOBUS: 91
TEL.: 320 37 02 – TELEX: 203 643 F ELADENF – PARKING SOUTERRAIN.

ELEKTRONIKLADEN ELEKTRONIKLADEN

elektor
C'est de la lecture agréable

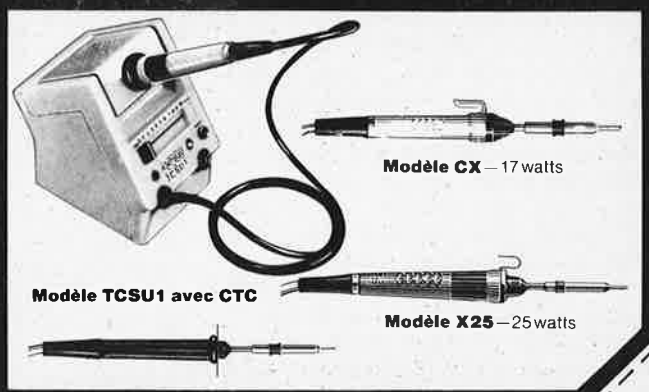
elektor
C'est de l'information internationale

elektor
C'est des montages faciles à réaliser

elektor
C'est aussi . . .
. . . un service de Questions Techniques, les circuits imprimés, les faces avants, le service software . . .

elektor
C'est: 45, Grand'rue
Le Doulieu, B.P. 59
59940 ESTAIRES
tél. (28) 43.86.61

ELECTRONICIENS
POUR FAIRE DES SOUDURES PRECISES ET RAPIDES ET PROTEGER VOS SEMICONDUCTEURS
OPTEZ
pour les
4-ANTEX



ANTEX
Agents généraux pour la France
Ets V. KLIATCHKO
6 bis rue Auguste Vitu
75015 PARIS Tel. 577 84-46

demande de documentation
FIRME ou NOM
ADRESSE

Notre remarquable sens de la justesse

(par le Dr R. A. Henson*)

Pour écouter ou pour chanter même les airs les plus simples, il nous faut un sens de la hauteur des sons. Notre capacité à apprécier cette dernière de façon logique est remarquable, mais l'analyse de notre manière de procéder est loin d'être simple. Bien que nous possédions beaucoup d'informations sur la façon dont l'oreille répond à des sons de diverses fréquences, nous ne savons encore que très peu de choses sur le traitement central effectué ensuite par le système nerveux et par le cerveau.

La hauteur d'un son n'est rien d'autre que sa position sur une gamme de fréquences. Le sens de la hauteur participe à la perception de tous les sons complexes; par exemple, la parole humaine possède son registre de hauteurs. Dans cet article, nous ne considèrerons que les relations entre hauteur et musique. En général, la hauteur d'un ton dépend de sa fréquence fondamentale, qui définit si sa situation sur l'échelle musicale est haute ou basse. Nous distinguons un ton d'un autre par leur différence de fondamental. La musique est composée d'une succession de tons et de combinaisons de tons qui sont perçus, analysés et codés par le système nerveux suivant des méthodes qu'il faudra explorer, mais il faut d'abord traiter les questions d'accord et de gamme, ainsi que la qualité de notre audition.

La hauteur orchestrale uniformément acceptée de nos jours fait correspondre une fréquence de 440 Hz au la_3, c'est-à-dire au la situé au-dessus du do moyen. Il était devenu nécessaire de conclure cet accord international parce que l'on utilisait des hauteurs différentes suivant les pays, et parce que l'on avait assisté, au cours du 19ème siècle, à une élévation progressive de hauteur, le la_3 ayant atteint jusqu'à 461 Hz dans certains pays. Les gammes musicales sont des ensembles de hauteurs disposées de telle sorte qu'elles contiennent un maximum de consonances, où les divers tons se marient harmonieusement, et un minimum de dissonances, où c'est le contraire qui se produit. L'accord suivant la "gamme tempérée" a dominé la musique occidentale pendant trois siècles parce que, contrairement à l'ancienne "gamme parfaite", il autorise l'emploi sans réaccord de la totalité des 24 touches (do majeur, do mineur, do dièse et ainsi de suite). Dans la gamme tempérée, l'octave est divisé en 12 pas de fréquence, logarithmiquement égaux, la fréquence de chacun d'eux étant supérieure de 5,9 % à celle du pas précédent. Ces pas, appelés demi-tons, sont divisés chacun en 100 intervalles égaux, ou centièmes, de sorte qu'un octave contient 1200 centièmes. Cette méthode d'accord est imparfaite et moins précise que les méthodes précédentes. Comme l'a écrit Balbour, l'éminent compositeur et organiste américain, "tous les musiciens et chanteurs jouent faux la plupart du temps . . . ce sont les erreurs de la gamme tempérée".

Disposons-nous en nous-mêmes d'un système d'accord?

Il est impossible de répondre avec certitude à cette question, à cause de l'entraînement et de l'exposition précoce aux stimuli musicaux. Nous pouvons dire cependant que la gamme de hauteurs interne des musiciens occidentaux correspond à la gamme tempérée, mais avec une légère tendance à relever toutes les notes liées à la note tonique; la hauteur de la notation naturelle est à peine plus aigüe que celle de la gamme tempérée.

Les possibilités normales

Quelle partie de la gamme normale des fréquences est-elle effectivement entendue? Cela dépend de l'âge de l'auditeur, ainsi que de la signification accordée à l'expression "entendre" une fréquence. Certains tuyaux d'orgue sont plus "perçus" "qu'entendus". Les chiffres communément admis sont de 16 à 20 000 Hz pour les jeunes, et de 20 à 16 000 Hz pour les adultes. L'ouïe est la plus sensible pour les fréquences comprises entre 1000 et 3000 Hz, elle est très réduite aux extrémités supérieure et inférieure de la gamme. La capacité des gens à discriminer la hauteur des sons peut aller de l'absence totale de sensibilité à un accord ou à une tonalité, jusqu'au sens de la hauteur absolue. Bien que ce sens soit très développé chez certains, il n'y a pas de preuve expérimentale de leur capacité à séparer de façon rationnelle mieux que des intervalles d'un quart de ton. L'aptitude à détecter de petites variations de fréquences diminue rapidement au-delà de 4000 Hz. Certains auteurs parlent de la "hauteur" et de la "coloration" d'un ton. La hauteur ou ton signifie sa fréquence, tandis que la coloration indique la façon dont le ton agit sur l'auditeur. Certains ont avancé l'idée que la coloration joue un rôle dans l'identification de la hauteur, mais Roederer** croit que cette notion n'est basée sur aucune fondation psycho-acoustique, parce que tous les intervalles sont égaux dans la gamme tempérée; seule la hauteur est différente. Peut-être s'agit-il là d'une question métaphysique, mais il ne doit y avoir que peu de musiciens qui accepteraient l'idée que le do majeur soit confondu avec le mi bémol majeur. Le sens de la hauteur relative est indispensable pour pouvoir écouter ou chanter même un air simple. La plupart d'entre nous perçoivent la musique et s'en souviennent en termes de suites de changements de hauteur, plutôt qu'en valeur de hauteur orchestrale ou autre. Le sens de la hauteur parfaite ou absolue est la capacité de nommer une note qui sonne, ou d'identifier sa fréquence, ou les deux, et de chanter directement une note donnée avec précision. Il semble que les possesseurs du sens de la hauteur absolue disposent d'une grille de hauteur interne, dont ils se servent pour mesurer les sons qu'ils captent, bien qu'on puisse observer d'un jour à l'autre — par exemple pendant les règles — une souplesse considérable dans la hauteur des points de référence.

On s'est posé pendant longtemps la question de savoir si le sens de la hauteur absolue était inné ou acquis, mais le point de vue qui prévaut aujourd'hui est que l'hérédité et l'environnement jouent chacun leur rôle. Un entraînement précoce est nécessaire au développement du sens de la hauteur absolue, et les contraintes importantes comprennent probablement de longues expositions à des sons de fréquence constante, ainsi que des expériences effectuées à une seule hauteur critique. Il se peut que le sens de la hauteur absolue soit notre manière naturelle de réagir à une fréquence, mais il est détruit en nous par notre environnement musical qui dépend de la hauteur relative. Il est certain que l'on peut apprendre le sens de la hauteur absolue pendant la petite enfance, mais alors que l'entraînement permet aux adultes d'améliorer leur perception des hauteurs, personne n'a réussi à entraîner des adolescents ou des gens plus âgés, peu doués au départ, pour identifier les sons. Il est probable qu'un don très développé pour reconnaître les sons découle presque toujours du renforcement par un adulte des aptitudes d'un enfant.

Le sens de la hauteur parfaite constitue un avantage pour certains aspects de la

* Département de Neurologie, Hôpital de Londres.

** J.G. Roederer, Professeur de Physique à l'université de Denver, Colorado, USA.

pratique musicale, mais il présente aussi des inconvénients. Par exemple, un chanteur doit effectuer une transposition délibérée lorsqu'on change de gamme. Il est intéressant de noter que tout individu normal peut conserver l'information de hauteur absolue pendant un laps de temps allant de dix secondes à quelques minutes,mais l'information est alors perdue.

La perception de la hauteur

Il faut qu'une note de musique résonne pendant deux ou trois cycles au moins pour pouvoir déterminer sa fréquence avec précision. L'oreille et le cerveau sont plus sensibles aux changements de hauteur d'une mélodie qu'aux motifs musicaux flous, tels qu'un "glissando" de pianiste. Il faut également tenir compte des problèmes d'accord et d'intonation. L'analyse électronique a montré que les violonistes professionnels, ainsi que les joueurs d'instrument à vent en bois, s'écartent légèrement de la gamme tempérée en accordant ou en jouant de leur instrument, et ces écarts diffèrent d'un joueur à l'autre. En d'autres termes, ils ne jouent pas tous la même fréquence pour une note donnée. Heureusement, le mécanisme du traitement acoustique de l'oreille ignore les fluctuations mineures de hauteur, de sorte que nous replaçons clairement les tons à la bonne place. Lorsque les fluctuations sont plus importantes, le ton peut sembler désaccordé, avec l'apparition de battements d'une fréquence avec une autre, ou être perçu comme le demi-ton ou même le ton suivant, au-dessus ou au-dessous de la hauteur désirée. Des considérations de cette nature ont conduit à émettre l'hypothèse que l'on peut définir la hauteur de façon opérationnelle, comme le correspondant subjectif de chacun des évènements auditifs contenus dans un morceau de musique.

L'analyseur périphérique

La capacité de l'oreille humaine d'analyser les ondes sonores est vraiment remarquable. La perception des sons musicaux fait intervenir plusieurs facteurs, comprenant l'identification de la hauteur, de la durée, de l'intensité et du rythme d'une série de tons, et cela exige un analyseur périphérique efficace des ondes sonores produites. Dans le cas présent, seul nous concerne le problème de la perception de la hauteur des sons.

Les cent dernières années ont vu naître de nombreuses théories sur la discrimination de la hauteur des sons, mais même aujourd'hui aucune solution unique n'a pu être établie. Ce qui suit représente la somme des connaissances et des idées actuelles. Les ondes sonores sont transmises de l'extérieur, par l'intermédiaire du tympan et des osselets de l'oreille moyenne, jusqu'à la membrane de la fenêtre ronde, qui engendre des changements de la pression des liquides cochléaires de l'oreille interne. Les récepteurs de son du limaçon sont les cellules internes ciliées, disposées le long de la membrane basilaire. Ces cellules sont excitées par une onde progressive qui se propage toujours à travers la membrane, de la base jusqu'au sommet du limaçon. L'amplitude de l'onde progressive est maximale en un point déterminé par la fréquence du stimulus sonore. Les fréquences élevées engendrent des vibrations dans une petite partie de la base de la lame cochléaire; les fréquences basses font entrer en vibration la totalité de la membrane. L'endroit où les cellules ciliées internes sont excitées peut très bien intervenir dans la perception des fréquences élevées, et cette idée est renforcée par le fait que les personnes atteintes d'une affection de la base du limaçon sont sourdes aux tons élevés. Mais cette théorie n'explique pas comment nous percevons les tonalités basses, et on a pu avancer l'idée que les fréquences basses sont représentées par la cadence des impulsions nerveuses engendrées par le stimulus. Les fibres nerveuses cochléaires, qui joignent l'oreille à l'écorce cérébrale, ne peuvent transporter plus de 500 à 600 impulsions par seconde, et cela a conduit à la théorie "des salves". D'après cette théorie, un groupe de fibres peut transporter l'information de fréquence, de sorte que la fréquence du stimulus est représentée par la combinaison de l'ensemble des impulsions nerveuses produites. Cette idée est acceptable sur un plan général, mais elle rencontre des objections sur le plan physiologique, en particulier pour les fréquences supérieures à 3000 Hz. Il est probable que la place, la fréquence et les groupements temporels jouent tous un rôle dans la perception de la hauteur des sons. Les harmoniques peuvent aider à identifier le fondamental des tons inférieurs, car si l'on fait retentir un ensemble d'harmoniques sans le fondamental, l'oreille de l'auditeur l'engendre et nous entendons exactement la même chose.

Le second mécanisme

Cette première partie de l'analyse faite par la membrane basilaire n'est pas suffisante pour expliquer le degré de finesse dans la discrimination des hauteurs que l'oreille humaine parvient à atteindre. Des études sur l'accord mécanique de la membrane basilaire ont montré qu'elle se comporte comme une structure accordée à large bande, très amortie; d'autre part, des enregistrements récents de l'activité d'une seule fibre nerveuse auditive ont

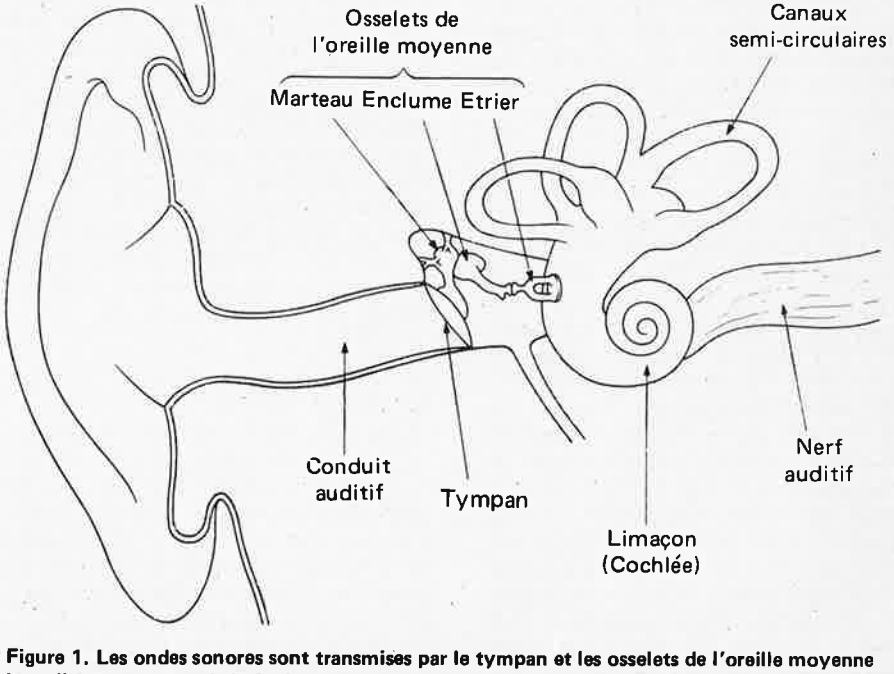


Figure 1. Les ondes sonores sont transmises par le tympan et les osselets de l'oreille moyenne jusqu'à la membrane de la fenêtre ronde, qui engendre des variations de pression des liquides cochléaires de l'oreille interne.

montré qu'à ce niveau l'accord est suffisamment fin pour satisfaire les exigences psychophysiques. Il doit donc se trouver à l'intérieur du limaçon un second mécanisme expliquant les différences d'accord entre les deux structures, et on a avancé que le faisceau olivo-cochléaire, qui va de l'écorce cérébrale à l'oreille interne, participe à ce mécanisme. Pour les intensités les plus fortes — par exemple le fortissima de l'orchestre — l'accord nerveux du limaçon est large, et il semble qu'il doit exister un autre mécanisme d'accord à l'intérieur du système nerveux pour traiter les sons forts. Un neurone auditif simple possède une fréquence préférentielle, mais il peut également répondre aux fréquences voisines; c'est-à-dire que les fréquences auxquelles répondent les neurones se recouvrent. Sachant comment fonctionne le système, un dispositif de ce type est essentiel pour assurer la transition d'un son à un autre qu'exige l'audition de la musique; il contribue également à l'appréciation de l'intensité du son. Des études psychophysiques suggèrent que la sélectivité fréquentielle est obtenue chez l'homme par l'équivalent d'une banque de filtres se recouvrant partiellement, un système qui permet-trait de séparer les composantes indivi-duelles d'un signal complexe pour les analyser. Ce sont des mesures psychophysiques, appliquées aux bandes reconnues comme critiques, qui ont permis de trouver les bandes passantes effectives du système auditif humain. Il apparaît que ces bandes critiques vont d'une largeur de 200 Hz pour une fréquence de 1 kHz, à une largeur de 2 kHz pour une fréquence de 10 kHz. Un tel mécanisme pourrait expliquer pourquoi nous entendons comme la même note ou le même ton les signaux émis par des instruments ou des voix, malgré les différences normales d'accord ou de résonance. Les matériaux toniques qui ne concernent pas le travail en cours sont inhibés par un processus dit "d'accord". La sensibilité si délicate de l'oreille humaine est mise en évi-dence par notre faculté de séparer des tons entendus simultanément et partageant les mêmes harmoniques. Nous avons été incapables, jusqu'à présent, de comprendre comment fonctionnent les mécanismes qui produisent ces effets psychophysiques. Un processeur central de hauteurs doit transformer les impulsions nerveuses qui arrivent, et qui portent l'infor-mation de hauteur, en des clichés fixes, de sorte que tous les stimuli de même périodicité soient représentés de la même manière. Des hauteurs différentes produiraient alors des sensations individuelles. Nous avons déjà vu qu'un système auditif devait être capable d'effectuer des classements par catégories, et d'accepter des tons de fréquences voisines, ou partageant les mêmes harmoniques. Le système nerveux remplit cette fonction d'une façon que nous ne comprenons pas. Le système auditif doit intégrer les stimuli appliqués aux deux oreilles, et sa capacité à effectuer ce travail est soulignée par la façon dont les composantes harmoniques d'un ton appliqué simultanément aux deux oreilles se combinent de telle sorte que le sujet entende le fondamental.

Les études conventionnelles de neuroanatomie et de neurophysiologie n'ont donné que peu d'informations sur le traitement central de la hauteur des sons, bien que les circuits complexes de l'audition dans l'écorce cérébrale aient été parfaitement décrits. Les fibres des nerfs auditifs venant des deux oreilles internes irriguent les deux côtés de l'écorce cérébrale après leur premier relais dans les noyaux cochléaires. Il apparaît que ces fibres se relaient au moins en quatre points dans les noyaux de l'écorce cérébrale avant d'atteindre le centre de l'audi-tion du cortex.

Le dernier relais se trouve dans le thalamus, et le rayonnement auditif qui le quitte s'écoule vers le cortex auditif. Si l'on fait abstraction de la complexité des noyaux et des voies de liaison, les recherches sont rendues difficiles parce que l'emploi d'anesthésiques déforme les réponses auditives provoquées chez l'homme ou les animaux de laboratoire; mais naturellement on obtient bien plus de ces réponses anormales sous anes-thésie que dans d'autres conditions. Toutefois, nous pouvons dire qu'en général l'organisation imposée par le limaçon à la fréquence est conservée à travers les noyaux de l'écorce cérébrale jusqu'au thalamus et au centre de l'audition. Des expériences faites sur le chat ont montré qu'il existe une représentation cochléaire systématique dans le cortex auditif primaire, mais les opinions divergent lorsqu'il s'agit de savoir si les techniques utilisées montrent à ce niveau la réalité.

Le cortex auditif

Le cortex auditif primaire, c'est-à-dire la partie du cerveau qui n'est concernée que par les signaux venant du système cochléaire, se trouve dans une zone entourée par le cortex secondaire. Chez les animaux, ce cortex secondaire intervient également pour engendrer une sorte de représentation systèma-tique de la hauteur des fréquences. Le cortex auditif diffère sur certains points des autres parties du cortex, mais les cellules nerveuses sont arrangées en colonnes, suivant la disposition habi-tuelle. Beaucoup de ces cellules sont accordées finement, et le nombre de cellules excitées augmente avec l'inten-sité du son. Comme nous devions nous y attendre, la population des cellules nerveuses n'est pas uniforme ; cela est dû à la variété des informations trans-mises, relativement à l'audition des sons. Les circuits descendant du cortex traversent ceux des noyaux de l'écorce cérébrale qui concernent l'audition. On peut penser que ces circuits commandent et mettent en forme les entrées relatives à la hauteur des sons, en amplifiant ou en atténuant les signaux, pour assurer entre autres choses la suprématie des fréquences dominantes. Nous avons la preuve, grâce à l'observation de sujets dont le cerveau est endommagé à la suite de traumatismes, que l'homme peut distinguer des tons purs de fréquences différentes sans l'intervention du cortex auditif. Mais de tels patients sont incapables de reconnaître des sons complexes.

Nous ne savons pas comment le cerveau traite les signaux de l'audition. D'après les principes généraux, nous pouvons supposer que les impulsions nerveuses qui parviennent au cerveau sont analysées en termes de hauteur, de durée, de rythme, d'intensité, de séquence et de localisation. Cette analyse n'est pas limitée aux cellules de la zone immédiate de projection; les groupes et les colonnes de cellules voisines y participent également. Après l'analyse vient la synthèse. A l'intérieur du cortex, de nouveaux échantillons de hauteur de son, se présentant comme des messages codés d'impulsions ner-veuses, sont opposés aux anciens, et les divers stimuli sont comparés les uns aux autres, et leurs contrastes mis en évidence.

D'autre considérations sur le traitement central de la hauteur des sons nous amèneraient à discuter des concepts psychologiques et psychophysiques qui sortent du cadre de cet article. En conclusion, nous pouvons cependant affirmer que de nombreux facteurs participent à la discrimination de la hauteur des sons: mémoire sémantique, mémoire musicale, prédiction, réglage et décalage. On peut s'attendre, au cours des prochaines années, à des progrès dans notre connaissance des processus de l'analyse périphérique de la hauteur des sons. Mais il faudra attendre probablement beaucoup plus longtemps avant de trouver la solution du problème central de la hauteur des sons.

Spectrum 156

(464 S)

la boule de cristal

regard vers les années 80

Il est toujours intéressant, au début d'une nouvelle décennie, d'essayer de s'imaginer quelles seront les tendances pour les années à venir. Cela devient spécialement intéressant lorsque l'on se trouve aux portes d'une décennie dont les prévisions d'avenir ont été tracées en traits aussi noirs que les années 80. Qui ne connait pas le livre 1984, de Georges Orwell, dans lequel notre avenir est dépeint d'une manière si effrayante? On peut facilement s'imaginer que la vision d'Orwell ne se réalisera pas dans les dix prochaines années. Il existe cependant d'autres perspectives tout aussi effrayantes; Les quotidiens, hebdomadaires et mensuels nous ressassent continuellement le problème de la pénurie d'énergie, la disparition de la couche d'ozone nous fait courir un danger mortel du fait de radiations et la teneur de plus en plus élevée en CO_2 de l'air pourrait bien, un jour, nous faire cuire tout vifs.

Nous voulons laisser de côté le pessimisme qui ressort de toutes ces prévisions. Nous avons une technologie qui se développe. La façon dont elle se développe, nous en sommes maîtres, il n'y a donc aucune raison de craindre le seuil des années 80. Peut-être le monde deviendra-t-il un peu plus juste. La femme sort enfin de son rôle traditionnel et, désormais, a son mot à dire dans le domaine technique, mot qui fera peut-être progresser les connaissances.

Ce sur quoi nous aimerions mettre l'accent dans ces colonnes, est la perspective de ce qui sera possible de réaliser, sur le plan technique, dans les dix prochaines années. Le fait de savoir si nous allons réellement faire usage de ces possibilités n'est, naturellement, dépendant que de nous-mêmes. La seule condition est que nous restions sans cesse au fait des nouveautés. Le libre accès à l'information est indispensable. Celui-ci ira en s'améliorant dans les prochaines années. L'introduction des systèmes Antiope et Télétel est à notre porte. Les études deviennent plus courtes, les matières superflues disparaissent des programmes. Ce bagage superflu peut parfaitement être introduit dans un ordinateur. Les études vont de plus en plus tendre vers l'apprentissage de l'interprétation des faits, des résultats et devenir de moins en moins spécialisées. On peut même, à la limite, considérer comme possible l'étude combinée de plusieurs disciplines, avec comme résultat l'amélioration des méthodes de recherches. Tout cela laisse présupposer un remaniement profond de l'enseignement. La question est de savoir si une telle démocratisation de la connaissance sera acceptée unanimement. Il est facile de concevoir que les plus fortes résistances naîtront de l'ordre établi, du moins dans les dix premières années à venir. Les spécialistes vont se révolter, les politiciens vont se cabrer et l'enseignement n'aura pas assez de cent ans pour s'adapter. Nous ne parlerons pas ici des penseurs qui se révolteront pendant deux mille ans contre un changement plus ou moins révolutionnaire de nos mentalités. Quand bien même nous cantonnerions-nous aux possibilités techniques (sans y attacher une quelconque notion de hiérarchie), tout essai de prospective est terriblement ardu. Il est à peu près certain qu'une nouvelle technologie va voir le jour aux alentours de 1985, une technologie dont la richesse ne peut absolument pas, à ce jour, être estimée. La nature même de cette technologie totalement neuve est encore nimbée de brouillard. Cela pourra être une autre utilisation de forces existantes, comme la force de pesanteur, mais cela pourra tout aussi bien être une toute nouvelle forme d'énergie, par exemple la transformation immédiate de l'énergie chimique en énergie mécanique. Une telle découverte est en vue, nous ne sommes peut-être pour l'instant que de pauvres diables tâtonnant dans le noir, mais nous serons probablement assez rapidement en mesure d'en tirer avantage.

Adieu disque! Adieu bande magnétique!

Les heures de gloire de la bande magnétique et du disque comme support de l'information sonore sont presque révolues. Même le nouveau et révolutionnaire Compact Disc de Philips n'a pas une espérance de vie très longue. La tendance est au digital. En ce sens, le Compact Disc peut être considéré comme un pas dans la bonne direction. Le chipotage avec de nombreuses parties mécaniques mobiles a eu aussi ses heures de gloire. Que ce soit sous forme de disque en rotation, de rouleau de cire, ou de dérouleur de bande, sa fin est proche.

Un système audio, de technologie digitale (disons de 16 bits avec une fréquence d'échantillonnage de 50 kHz) nécessite 6000 Mbits pour une heure d'enregistrement stéréo. Six mille millions de bits, où aller les chercher? La solution actuelle est bel et bien le Compact Disc. Mais il existe aussi des mémoires sous forme de circuits intégrés. Il y a même déjà une "mémoire à bulles" de 1 Moctet, mais elle est encore d'un prix inabordable. Les ROM n'ont pas encore une capacité suffisante, mais elles s'en approchent lentement, comme le montre la figure 1. Dans une décennie les ROM remplaceront les disques et les musicassettes pré-enregistrées. Le remplacement des cassettes et bandes "vierges" est aussi pour demain. Il existe des EAROM (Electrically Alterable ROM, càd des ROM dont le contenu est modifiable par des signaux électriques) qui, d'ici peu, possèderont la capacité requise.

Le son sera bientôt "tout semiconducteur"!

Adieu organes!

Le corps humain est constitué de

quelques dizaines d'organes indispensables. Ceux qui, par malheur, perdent l'un ou l'autre de ces organes vitaux sont confrontés à des problèmes quasi-inhumains. Il existe bien des organes artificiels, pensez par exemple au rein artificiel, mais ce sont des appareils particulièrement malcommodes. La miniaturisation toujours plus poussée de l'électronique, allant de pair avec une connaissance croissante du fonctionnement des organes vont sûrement conduire au remplacement des organes déficients par des moyens techniques. Il n'est pas question de recréer un être humain complet, mais lorsque l'on peut offrir à certains d'entre nous une existence plus humaine à l'aide de la technologie, on ne peut pas négliger cette aubaine. Toutes les variables mécaniques et biochimiques existant dans le processus, seront transformées par des convertisseurs appropriés (transducteurs) en signaux électriques et vice-versa. Ces signaux se dirigeront vers une espèce d'Unité Centrale de Traitement (ou Bioprocesseur) par l'intermédiaire d'une interface d'entrée/sortie. Le cerveau central prend les décisions sur la base de la grandeur des variables d'entrée. Le bioprocesseur est couplé a une mémoire qui contient toutes les données indispensables. L'ensemble fonctionne environ de la manière suivante: si la concentration de la substance X dans le sang (par exemple) dépasse la valeur Y, transformez cette substance X en une substance Z.
Il faudra encore un certain temps avant que nous puissions créer un tel organe. Mais nous verrons bientôt les premières tentatives dans cette direction.

Adieu bricoleur . . . ou pas?

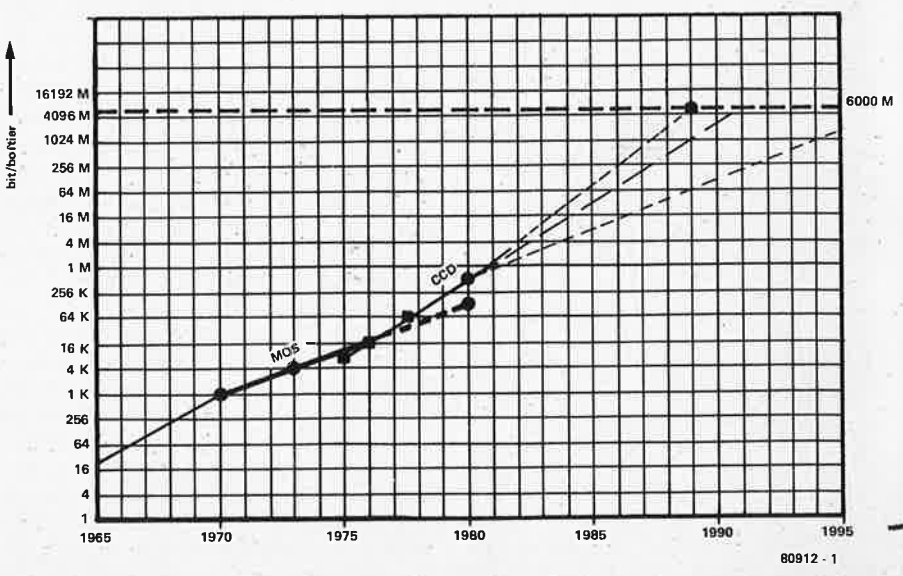
L'électronique en tant que hobby a-t-elle encore un avenir? En dehors de la réparation des appareils commerciaux (toujours nécessaire et rarement une sinécure), nous vous répondons quand même par l'affirmative. Naturellement, il y aura de plus en plus de circuits tout prêts sur le marché, les uns sous forme de circuits intégrés et les autres sous forme de circuits hybrides. Ils seront souvent bon marché, en tout cas meilleur marché que si vous les construisiez vous-mêmes. Où est donc dans tout cela l'avenir du bricoleur électronicien? Nous pensons que cet avenir est déjà très actuel, dès l'instant où quelque chose de nouveau apparaît à la vitrine du magasin, quoique ces nouveautés soient encore relativement chères. Nous pensons aussi qu'il faille chercher un avenir dans la créativité. En cela nous entendons rechercher de nouvelles utilisations pour des éléments déjà existants. Finalement, l'avenir réside aussi dans le fait d'occuper son temps libre. Un hobby reçoit souvent l'estampille "utile ou inutile", mais les mesures qui permettent d'arriver à l'une ou l'autre de ces appréciations sont souvent d'un ordre purement économique. Il faudrait choisir l'appréciation sur d'autres bases, d'un caractère moins rationnel. L'électronique en tant que hobby ne doit pas perdre son charme, même si l'on tente de le "juger" différemment. Pour cela, il faut qu'il existe des possibilités nouvelles. Ces dernières peuvent disparaître complètement par suite du manque de composants intéressants. Les fabricants sont tout heureux quand un de leurs nouveaux composants est annoncé dans un journal d'électronique de loisirs, mais, par contre, ils ne semblent pas éprouver un empressement quelconque pour rendre cet élément facilement disponible dans le marché qui alimente les hobbyistes. Messieurs les fabricants, pourriez-vous prendre comme résolution pour cette nouvelle décennie d'attacher un peu plus d'importance au marché de l'électronique de loisirs?

Adieu lourdeur!

Nos appareils électriques sont d'une lourdeur incomparable. Que ce soit un appareil de TV, une armature de lampe ou une enceinte acoustique, tous sont reconnaissables à leur forme disgrâcieuse. Bien que les ergonomes se débattent comme de beaux diables pour essayer de donner aux appareils une forme agréable en utilisant les composants actuels, nous pensons qu'ils n'y sont pas encore parvenus avec tout le bonheur voulu. Mais les prochaines années nous apporteront des éléments plus plats, discrets et flexibles. On sera beaucoup moins lié aux limitations techniques lors de la détermination de l'aspect extérieur d'un appareil. La réserve lors du design de nouveaux appareils reste de rigueur, les nouvelles possibilités techniques ne doivent pas déboucher sur une nouvelle laideur stylistique.
Les composants deviennent plus plats: le tube cathodique plat est annoncé (National en a déjà présenté une version "de poche"). Philips disposait déjà il y a une quinzaine d'années de la technologie nécessaire, mais n'y avait pas cru. Pour l'instant, ce sont des développements de panneaux électroluminescents qui sont poursuivis dans le secret des laboratoires. Nous avons déjà connu des haut-parleurs plats, pensez aux "isoplanars" (qui ressemblaient à un tableau d'où sortait la musique), mais dont le son laissait cependant à désirer. Les haut-parleurs électrostatiques sont bien connus, mais ils ne peuvent pas être suspendus directement contre les murs et force nous est de constater qu'ils ne sont pas, esthétiquement parlant, des plus beaux. Quelques cerveaux fertiles nous préparent, derrière le rideau, de nouvelles versions de haut-parleurs plats. Les dix prochaines années en verront probablement le lancement.
Les armatures plates pour luminaires ne sont plus aussi loin que cela. La tendance actuelle est de faire disparaître les lampes dans les plafonds ou les planchers, ce qui produit un éclairage sous forme d'une grande surface régulièrement illuminée, pour autant que le plancher ou le plafond soit réalisé en verre translucide opalin. D'ici quelque temps, cependant, apparaîtront des panneaux d'éclairage aussi plats qu'une pièce de un franc! Les appareils fonctionnels deviennent donc plus beaux, en tout cas utilisent moins d'espace, la place épargnée restant disponible pour les éléments vraiment beaux: une statue, une plante ou quoi ce soit d'encore plus esthétique.

Adieu tracas!

L'automatisation des bureaux résonne comme un danger. Cependant que l'automatisation de la maison fait pousser des cris de joie. Le degré atteint par l'automatisation dans les dix prochaines années sera, en grande partie, fonction de nous-mêmes. Ce qui est sûr, c'est qu'en tout cas une nouvelle distri-

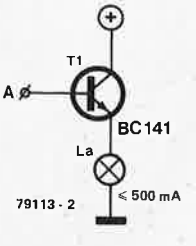


bution ainsi qu'une revalorisation du travail vont avoir lieu. Il est d'autre part certain que la proportion des loisirs va croître dans la prochaine décennie. Une grande partie des gens vont passer leur temps de loisir à des tâches peu amusantes. Tondre la pelouse, par exemple, exige beaucoup de temps si bien que les véritables "amateurs" de ce genre de sport sont assez rares. C'est pour cela qu'il est probable que d'ici peu, une tondeuse programmable fera son apparition. Les cuisines vont aussi devenir des terrains de plus en plus automatisés. Il existe déjà des fours programmables qui prennent en charge une bonne partie de la confection d'un repas. Le banquier à domicile deviendra, d'ici peu, lui aussi une réalité. En 1990, tout le monde disposera d'un terminal d'ordinateur à domicile, par l'intermédiaire duquel il pourra communiquer toutes ses transactions à l'ordinateur des Comptes Chèques Postaux ou à la banque. On pourra ainsi s'épargner des trajets jusqu'à la boîte aux lettres. En fait, il s'agit de savoir si, à cette époque, les boîtes aux lettres feront encore partie de notre environnement quotidien . . .
En résumé, beaucoup des tracas qui, pour l'instant, occupent nos loisirs nous seront épargnés dans les prochaines années. Il nous faudra donc trouver de nouvelles occupations qui nous permettront de prendre du bon temps. Cela pourra être le modelage. Beaucoup disent par avance qu'ils ne seront pas capables d'une telle activité. Qu'ils se détrompent, l'électronique les aidera à l'apprendre très rapidement. Il suffira de prendre une image tri-dimensionnelle de l'objet que l'on voudra copier et il ne s'agira plus, par après, que de remplir l'hologramme de terre glaise. Après quelques exercices, cet art n'offrira plus aucune difficulté, et l'expérience acquise permettra de se livrer à la recherche de nouvelles formes inédites. On pourra se servir de l'ordinateur pour créer de nouveaux patrons d'habits. On pourra ainsi s'habiller sur mesure, en ayant la satisfaction qu'apporte le travail effectué par soi-même.
L'ordinateur a déjà créé un hobby: la programmation, par exemple. D'aucuns se sont attelés à la réalisation de leur ordinateur personnel. C'est dans ce domaine particulier que nous, Elektor, pouvons vous être utiles dans les prochaines années . . .

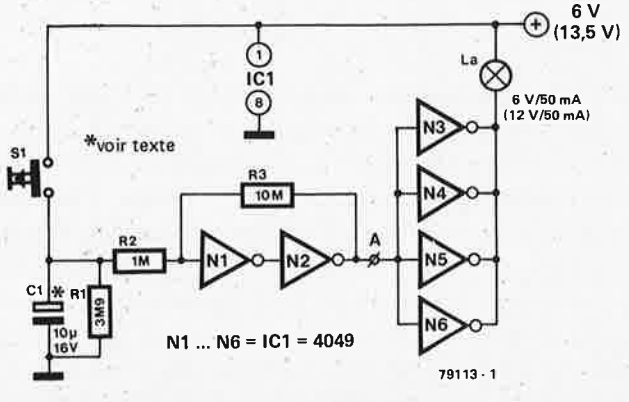
minuterie d'éclairage à faible durée

Même dans les maisons modernes bien équipées d'aujourd'hui, il reste des "coins" où il est nécessaire d'avoir un éclairage d'appoint. Un éclairage momentané est habituellement suffisant dans le placard à balais ou la niche du compteur (d'eau, de gaz ou d'électricité), de sorte que ça ne vaudrait pas le coup de tirer des fils pour installer une lampe alimentée par le secteur; une solution plus simple et plus économique consiste à utiliser un dispositif alimenté par pile, qui ferait éclairer une ampoule pour une brève durée. Comme on le voit à l'examen du schéma, un tel circuit n'est pas compliqué du tout. En faisant seulement appel à un circuit intégré CMOS, à trois résistances et à un condensateur, le circuit proposé fera allumer une ampoule pendant un court intervalle de temps.
Le fonctionnement du circuit est tout à fait évident: quand on appuie sur le bouton poussoir, C1 se charge à la tension d'alimentation. Les sorties des quatre inverseurs (N3 à N6), connectées en parallèle, sont à l'état bas, et la lampe s'allume. Quand on a relâché le bouton poussoir, C1 se décharge dans R1. La bascule de Schmitt construite avec N1 et N2 change d'état quand sa tension d'entrée ne vaut plus que la moitié de la tension d'alimentation, ce qui provoque l'extinction de l'ampoule. La résistance R3 constitue une boucle de réaction positive qui assure à la bascule de Schmitt un changement d'état très rapide.
Avec les valeurs de résistances indiquées sur le schéma, la lampe va rester allumée, en gros, pendant 2,5 secondes pour chaque μF de C1. Un condensateur de 10 μF donnera donc une durée d'allumage de 25 secondes.
On peut alimenter le circuit au moyen de quatre éléments de 1,5 V branchés en série. Si on désire une lampe plus puissante, sachant qu'on ne peut augmenter le courant qui passe dans le circuit intégré, on peut monter la tension d'alimentation jusqu'à 13,5 V (trois piles de 4,5 V en série). Pour des puissances encore plus importantes, on remplace les quatre inverseurs connectés en parallèle par un transistor, comme il est indiqué sur la figure 2. La tension d'alimentation et la tension nominale de l'ampoule devront être en conformité, et n'importe quelle valeur est possible entre 4,5 V et 15 V. Le courant dans l'ampoule ne devra pas dans ce cas dépasser 500 mA.

2



1



vocodeur

F. Visser

un brillant avenir pour la musique qui parle

L'intérêt pour les vocodeurs ne cesse d'augmenter à une vitesse étonnante. Spécialement pour les vocodeurs musicaux à grande diffusion: le nombre de fabricants et le nombre de modèles semblent suivre une croissance exponentielle dont l'extrémité n'est pas prévisible. Un an après les premiers articles sur les vocodeurs dans elektor, nous revenons sur ce sujet, et cette fois avec la description complète des circuits d'un vocodeur spécialement élaboré pour les réalisateurs amateurs. Mais, un peu de patience, nous allons d'abord examiner ensemble les origines et les principes de base des vocodeurs pour que chacun sache de quoi nous parlons, puis nous aborderons la circuiterie, le mois prochain.

En fait, il n'est pas surprenant que les vocodeurs aient suscité tant d'intérêt en si peu de temps. La musique pop est le domaine dans lequel tous les genres d'effets produits synthétiquement ont provoqué un engouement croissant au cours des dernières années. Si l'on y ajoute l'attrait indéniable exercé par tout ce qui touche à la production artificielle de la parole (ce n'est là rien de vraiment nouveau, on s'en préoccupe depuis des siècles!), nous tenons deux solides arguments plaidant sans restriction en faveur du vocodeur que nous allons vous proposer.

Un peu d'histoire. . .

Bien que la production synthétique de la parole ne soit pas l'objet essentiel du vocodeur, il n'en est pas moins vrai que les premières expériences tentées dans cette direction peuvent être rattachées aux prémices de l'histoire du vocodeur.

C'est un certain von Kempelen qui se livra aux premières expériences réussies dans ce domaine. Aux alentours de 1790, il construisit une machine compliquée réunissant un impressionnant assemblage de soufflets, de membranes, de résonateurs et de tuyaux. Pour si incroyable que cela paraisse, elle émettait des sons d'une "voix humaine"!

Au début du siècle, Stewart réussit à construire le premier synthétiseur électrique de sons vocaux élémentaires. Cet appareil inspira Homer Dudley qui travaillait aux laboratoires de la Bell System, aux Etats-Unis; son invention fut brevetée en 1936. Il baptisa du nom de "Vocoder" son analyseur/synthétiseur de parole (appellation résultant de la contraction de "VOice enCODER-decoder"). Cet appareil avait pour but l'acheminement de la parole dans la bande la plus étroite possible, par l'intermédiaire d'une ligne de transmission. En d'autres termes, il s'agissait bien de télécommunications. Comme cela ne pouvait manquer de se produire, les militaires manifestèrent le plus grand intérêt pour ce nouveau dispositif. Non seulement il présentait l'avantage de ne requérir qu'une étroite bande de transmission, mais il offrait également la possibilité de recourir au codage de la parole, autrement dit au "brouillage".

A l'image de l'ordinateur, le vocodeur s'est révélé l'un des dispositifs électroniques les plus susceptibles d'exciter la curiosité. C'est ce qui ressort de la manière avec laquelle l'invention d'Homer Dudley s'est répandue

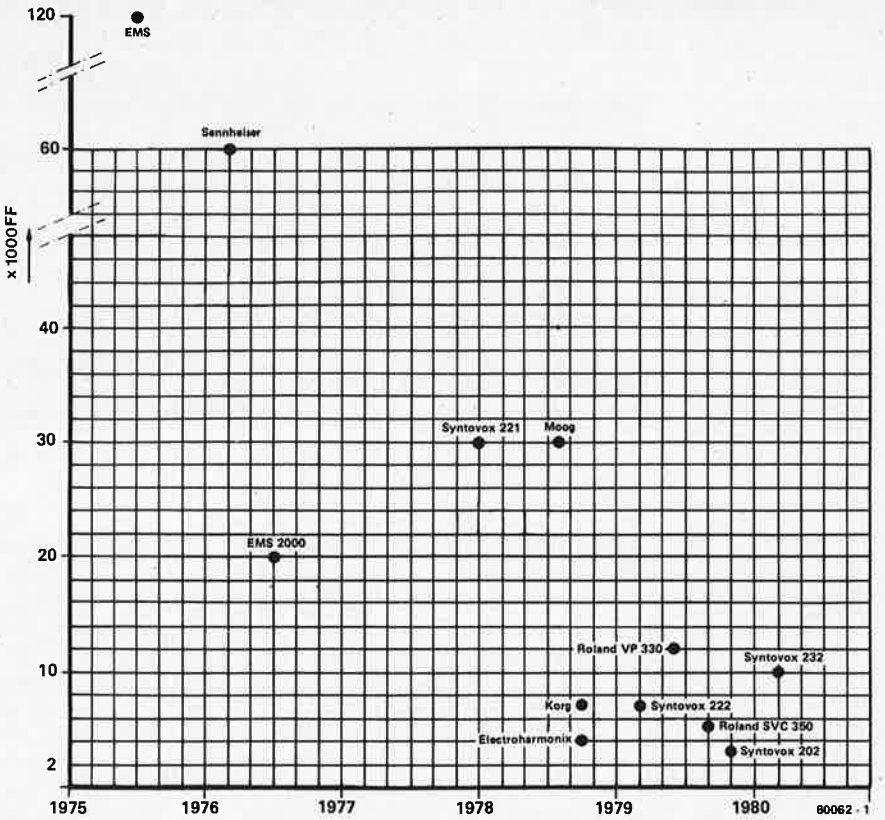


Figure 1. Prix et date de lancement des différents vocodeurs en France

dans des domaines très différents. C'est vers 1950 que sortit le premier enregistrement sur disque, le "piano parlant", qui fut véritablement la première application musicale du vocodeur. Le titre du disque était "Sparky". Il eut un retentissement exceptionnel, si l'on considère qu'à cet époque, cet art en était à ses débuts. Mais on ne lui décerna aucune mention honorable, car, après tout, on l'accepta simplement comme un autre sous-produit de cette "étrange science électronique". Cet accueil désinvolte, encore qu'intrigué, fut plus général lorsque Radio Luxembourg lança le premier sa ritournelle publicitaire célèbre, et aussi lorsque les Beatles se servirent d'un vocodeur EMI pour produire certains effets extrêmement sophistiqués.

Il fallut attendre 1975 pour que le mystère entourant le vocodeur commence à se dissiper. Jusqu'alors, on ne l'avait utilisé que dans quelques laboratoires importants (Bell, Siemens, EMI, Philips, Sennheiser). Et cela pour une bonne raison; ces appareils étaient si volumineux que certains remplissaient toute une pièce.

Il est intéressant de comparer l'évolution du vocodeur à celle de l'ordinateur. A l'origine, ce dernier fut considéré comme une machine plutôt redoutable et très puissante. Il y a seulement 25 ans, on estimait qu'il suffirait de deux ordinateurs pour couvrir l'ensemble des besoins des Etats-Unis; l'un installé sur la côte Est, l'autre sur la côte Ouest. En fait, le moment approche rapidement où l'un de ces appareils équipera chaque foyer! Il n'est guère vraisemblable que la diffusion du vocodeur atteigne un tel degré. Cependant, à l'image des premières inventions qualifiées de "révolutionnaires" (chemin de fer, automobile, ordinateur, synthétiseur de musique électronique), sa vulgarisation pourrait être bien supérieure à celle envisagée primitivement. L'analyse, la synthèse et l'identification de la parole, les entrées et sorties conversationnelles sur les systèmes ordinateurs, ainsi que (et ce ne sont pas les moindres) les applications au domaine de la musique (électronique), partout l'on retrouve l'utilisation du vocodeur auquel on ne connaît pas encore de limite.

Tableau 1

	Prix approximatif (TVA comprise)
Electroharmonix	4 000 FF
EMS Vocoder	120 000 FF
EMS 2000 Vocoder	20 000 FF
EMS 1000 Vocoder	10 000 FF
Korg Vocoder	7 000 FF
Roland VP 330	12 000 FF
Roland SVC 350	5 000 FF
Sennheiser VSM 201	60 000 FF
Syntovox 221	30 000 FF
Syntovox 222	6 500 FF
Syntovox 232	10 000 FF
Syntovox 202	3 000 FF
Moog Vocoder	30 000 FF

Les appareils du marché

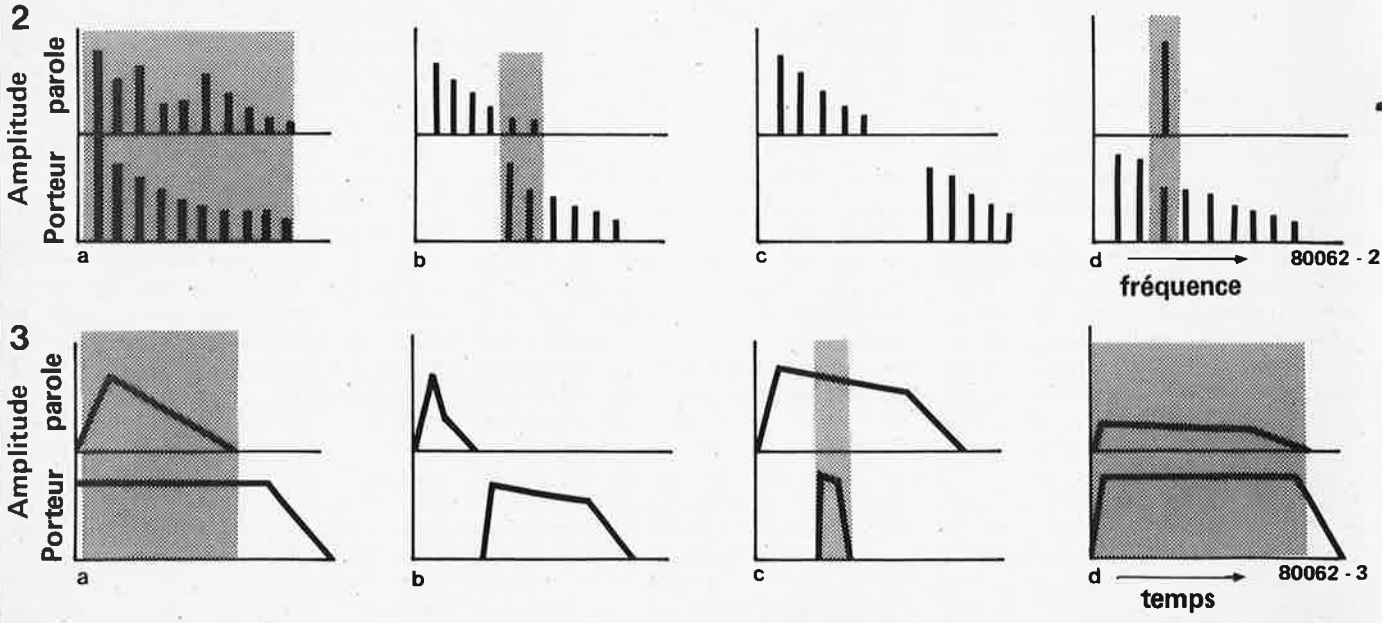
Ainsi que nous l'avons déjà dit, 1975 peut être considérée comme une année marquante dans l'histoire du vocodeur. Cette année-là, un constructeur britannique de synthétiseurs de musique et d'équipements spécialisés du même genre présenta un vocodeur conçu par Tim Orr. La firme EMS était déjà connue pour son "sens de l'avenir"; c'était l'un des leaders dans le domaine de la musique électronique. Elle fut donc la première à lancer un instrument totalement nouveau, le vocodeur.

Il n'entre pas dans le cadre de cet article d'analyser la philosophie de marketing adoptée par chacun des constructeurs actuels, mais un seul exemple servira à illustrer la confusion et les hésitations, tant de la part des fabricants que de celle des musiciens, qui n'ont cessé de se manifester depuis qu'est apparu le premier vocodeur d'EMS. Le docteur Robert A. Moog, qui fut le "père" du premier synthétiseur de musique, fut le premier à construire un vocodeur à voies, en 1970. Celui-ci se composait d'une multitude de filtres, de détecteurs d'enveloppe et d'amplificateurs commandés en tension. On l'utilisa pour l'adaption d'un choral de Beethoven interprété par Walter Carlos dans le film "Orange Mécanique". Il semblerait qu'à cette époque, Moog ne sut pas entrevoir le moindre avenir commercial pour une version plus pratique de cet appareil. Il fallut donc attendre l'apparition du vocodeur terriblement coûteux d'EMS pour que quelques autres constructeurs s'y intéressent soudain (Sennheiser, Synton, Bode). Cela eut pour conséquence de contraindre Moog à faire face à la réalité: sa vaste

gamme de productions restait incomplète sans qu'y figure un vocodeur.
Il n'en reste pas moins que le vocodeur Moog disponible présentement n'est pas de sa propre conception; il le fabrique sous licence. Les droits sont la propriété de Harald Bode, qui, lui-même, a lancé sur le marché son vocodeur personnel (breveté) depuis déjà un certain temps. Nous reviendrons ultérieurement sur ce brevet.
La compétition croissante et la chute des prix intervenues depuis 1975 ressortent nettement à l'étude de la figure 1. On remarque en particulier, qu'au cours des deux dernières années, il ne s'écoule que quelques mois entre l'apparition de nouveaux constructeurs, ou de nouveaux modèles! Ceux de nos lecteurs intéressés davantage par les prix que par la date de lancement pourront consulter la liste des divers types disponibles et de leur prix approximatif figurant dans le tableau 1.

Applications

Les premiers vocodeurs grand format à apparaître sur le marché (EMS Vocoder, Sennheiser VSM 201, Syntovox 221) étaient des appareils de "haut de gamme". Leur prix était élevé, très largement au-dessus des moyens financiers des musiciens ou même d'un petit auditorium, et leur exploitation était si complexe qu'il était difficile d'atteindre un haut niveau de perfection artistique... Leur utilisation était limitée aux studios importants, aux stations de radiodiffusion, aux studios cinématographiques et à quelques groupes pop celèbres, ainsi qu'à quelques compositeurs ayant leur propre studio d'enregistrement. D'autre part, ce système offrant une bonne intelligibilité ainsi que la précision vocale constituait un excellent moyen de recherche sur la parole.
Un marché potentiel important restait inexploité, en l'occurence celui des musiciens et des groupes toujours à l'affût d'un nouvel effet, d'un nouveau "son". Il ne manquait plus qu'un précurseur pour présenter un vocodeur à un prix accessible au musicien moyen. En dépit de toute probabilité, nul ce se manifesta . . .!
En novembre 1978, le constructeur américain Electroharmonix présenta un vocodeur au prix de 800 dollars environ, à l'occasion d'une exposition de l'Audio Engineering Society à New York. Il est vrai qu'un fabricant japonais (Korg) exposait également un vocodeur, mais d'un prix beaucoup plus élevé. Selon toute apparence, ces deux instruments avaient été construits très rapidement et les services commerciaux s'étaient trouvés placés, sans préalable, devant la nécessité de présenter les caractéristiques d'appareils extrêmement complexes à une masse importante d'acheteurs potentiels. Circonstance aggravante, les quelques personnes qui possédaient une certaine connaissance du matériel manquèrent de prendre conscience de l'ampleur de ses potentialités; seule la production de "musique parlante" mobilisa leur attention. Le fait est qu'il existe un champ d'application tout à fait différent pour le vocodeur, à savoir l'apprentissage du langage pour les handicapés. Cet instrument est susceptible d'émettre des sons vocaux, voire même des mots complets, et ceux-ci peuvent servir de modèles à l'égard de celui qui apprend, car ce dernier peut comparer ses tentatives par rapport aux sons originaux délivrés par le vocodeur.
Il se pourrait également que "l'entraînement à l'expression" soit un autre



Figures 2 et 3. Les deux signaux d'entrée du vocodeur "porteur" et "parole" doivent avoir des spectres de fréquence qui concordent autant que possible (figure 2). De plus ils doivent se produire plus ou moins simultanément (figure 3) Plus ils se chevauchent, meilleur sera l'effet. Les figures 2a et 3a montrent une concordance correcte des fréquences et des temps, les figures 2d et 3d sont encore acceptables. Considérées ensemble, les figures 2b et 3b ne donneront aucun résultat à cause du décalage des "temps", de même les figures 2c et 3c illustrent un cas où il n'y pas de concordance des fréquences.

domaine d'application extrêmement important. La modification de certains sons par l'émission d'autres sonorités (vocales) se révèle souvent d'un effet très bénéfique pour ceux qui participent à ce genre de thérapie (de groupe). Les résultats les plus intéressants, et parfois les plus drôles, s'obtiennent lorsqu'un individu arrive à surmonter ses inhibitions initiales face à un groupe de ses semblables.

Applications musicales

Grâce au vocodeur, il est possible de superposer des caractéristiques phoniques au son d'un instrument de musique (Electric Light Orchestra, Herbie Hancock) ou toute autre tonalité fondamentale. Mais, il y a plus; c'est également un auxiliaire idéal pour réaliser la transformation du timbre d'un son en lui superposant, par exemple, une "coloration" vocale.

Certaines restrictions sont à prendre en compte; il est vrai qu'elles sont peu nombreuses. Deux éléments particuliers limitent le choix des sources sonores. En premier lieu, il est essentiel que les deux sons soient émis simultanément; le vocodage se pratique "en direct". Ensuite, les deux spectres sonores doivent se chevaucher autant qu'il est possible. Les figures 2 et 3 montrent quelques exemples. La coloration du timbre d'un instrument de musique ne constitue pas la seule possibilité. La puissance du signal résultant est également déterminée par celle du signal vocal. En soi, c'est un aspect extrêmement utile. Le temps d'établissement (attack) et le premier temps d'amortissement (decay) d'une sonorité musicale sont susceptibles d'être modifiés en chantant plus ou moins fort; des instruments, qui, normalement, auraient une "attaque" relativement lente peuvent être rendus plus percutants en vocalisant l'effet "explosif" souhaité; les cordes jouées sur un orgue, sur un synthétiseur polyphonique ou par un ensemble de violons peuvent être colorées, et selon un certain rythme, en chantant des notes brèves de la hauteur de son désirée. On comprend sans peine que tout cela demande une certaine pratique. Les effets musicaux susceptibles d'être obtenus d'un vocodeur dépendent intégralement des capacités vocales (et du souffle!) de l'interprète.

En ce qui concerne les applications musicales, l'une des caractéristiques les plus importantes du vocodeur réside dans l'assimilation qu'on peut en faire à une sorte d'interface entre l'interprète et l'instrument de musique. Cet appareil est un auxiliaire idéal pour les musiciens désirant se caractériser par un "timbre" personnel qui soit comme la "signature" exclusive de leur interprétation. Le musicien dispose d'un outil de travail "en temps réel" dont il peut user pour modifier immédiatement la tonalité de la structure tonale, alors même qu'il joue de l'instrument. Il lui est possible de rendre le son plus rauque, plus doux, plus percutant. Le résultat est perceptible dans l'instant même, de sorte qu'il s'établit comme un genre de feedback entre le musicien qui peut entendre exactement ce qu'il réalise et l'instrument qu'il anime; cela lui permet d'infléchir le contrôle vocal qu'il exerce en fonction de l'effet recherché. Dans la mesure où il s'agit de "jouer" du vocodeur, le résultat s'apparente à celui obtenu en jouant d'un instrument traditionnel, telle la légèreté du toucher sur le clavier d'un piano, par exemple, ou encore l'application précise des lèvres sur l'embouchure d'un instrument à vent. Dans ces cas-là également, le résultat final est conditionné par un semblable mécanisme de "feedback". De ce point de vue, il n'est pas sans intérêt de noter que cet effet est presque inexistant lorsqu'on joue d'un autre instrument électronique puisque la programmation, les préréglages, les paramètres, ne peuvent être modifiés qu'à l'aide d'une commande manuelle ou au pied indépendante. Cette commande ne se prête pas à des inflexions aussi immédiates et précises de la totalité du son, avec pour conséquence l'extrême difficulté pour le musicien d'obtenir exactement l'effet désiré.

Conception d'un vocodeur

Ce n'est pas une mince entreprise que de concevoir et de réaliser un vocodeur susceptible d'en arriver au stade de la production (de masse). Avant de passer à l'examen de ce problème, il est nécessaire de s'intéresser d'un peu plus près aux principes de base impliqués. Nos lecteurs sont invités à se reporter aux deux articles consacrés aux vocodeurs publiés dans les numéros 5/6 et 7 d'Elektor, dans lesquels ce sujet est amplement développé. Dans le présent article, nous nous limiterons à quelques brèves explications.

Pour l'essentiel, un vocodeur se compose donc de deux groupes de filtres identiques; l'un d'entre eux sert à diviser le signal phonique en un certain nombre de bandes de fréquences distinctes très étroites. De chacune de celles-ci on dérive une tension utilisée pour commander l'autre groupe de filtres, qui reconstruit le spectre phonique. Il pourrait sembler plutôt inutile de se servir de la parole pour refaire de la parole, mais la différence réside dans le fait que le second groupe de filtres se voit appliquer un signal d'entrée complètement distinct qui servira de fondement au signal reconstruit. Le premier groupe de filtres constitue la section "analyseur", le second, la section "synthétiseur". Le signal appliqué à l'entrée du "synthétiseur" est appelé signal "porteur", "d'excitation" ou "de remplacement".

Comme l'indique le schéma synoptique de la figure 4, la section analyseur est essentiellement semblable à un equaliser graphique, avec, quand même, une différence majeure: les signaux de sortie des divers filtres ne sont pas sommés. Chacun des filtres est suivi de son propre redresseur et d'un filtre passe-bas;

4

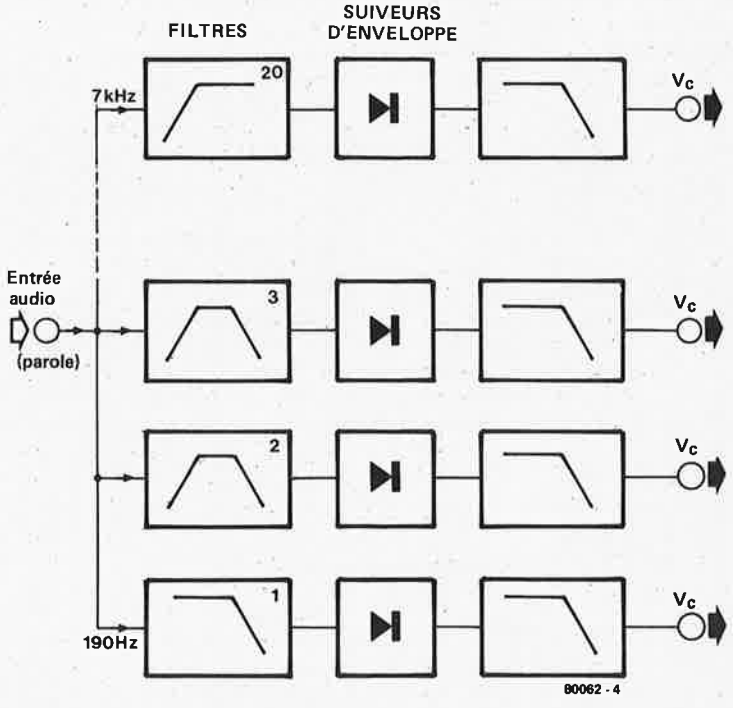
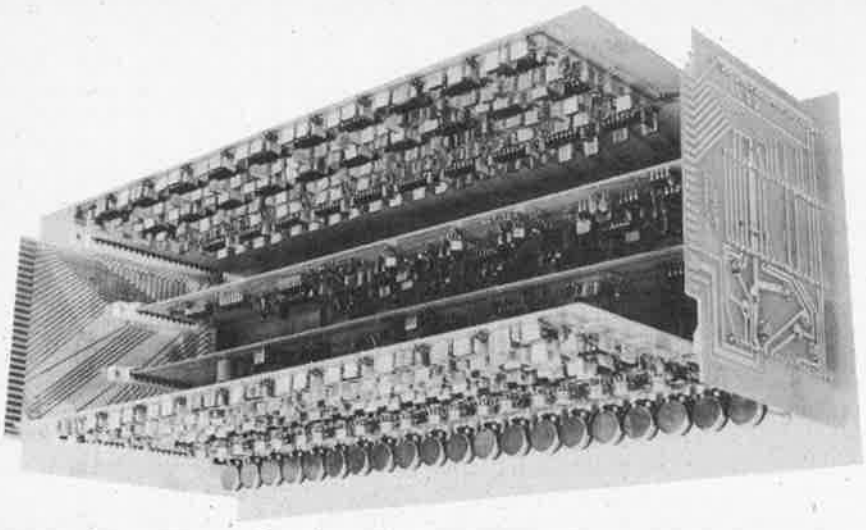


Figure 4. La section analyseur d'un vocodeur consiste en un jeu de filtres et de redresseurs suivis de réseaux passe-bas (suiveurs d'enveloppe). Cette section fournit à partir du signal d'entrée (parole) un jeu de tensions de commande: un V_C par bande de fréquence.



ces derniers éléments constituent un suiveur d'enveloppe. C'est de cette manière qu'un signal phonique est converti en un ensemble de tensions de commande (V_C) pilotant la section synthétiseur.

Le second groupe de filtres composant la section synthétiseur pourrait aussi s'apparenter à un equaliser graphique (figure 5). Dans ce cas, chacun des filtres est suivi par un amplificateur commandé en tension; les sorties de ces VCA sont sommées pour constituer le signal de sortie final. Ramené à sa forme la plus simple, il semblerait que ce système remplisse les conditions nécessaires à la réalisation d'un vocodeur. Selon toute probabilité, les résultats obtenus ne rappeleraient que très vaguement, en vérité, l'instrument réel... avec une absence remarquable d'intelligibilité et de dynamique.

De nombreux tests et des recherches intensives ont permis de dresser une liste de conditions relatives aux diverses sections du schéma synoptique que nous venons d'examiner. Dans une certaine mesure, ces exigences précises dépendent de l'application envisagée pour le vocodeur.

En général, s'il est prévu de superposer des sons vocaux à quelque autre son, il suffira d'utiliser des filtres couvrant la gamme de fréquences comprises entre 300 Hz et 3 kHz. Il est certain que l'emploi d'un nombre plus élevé de filtres permettant de couvrir une largeur de bande totale plus importante conduira à l'obtention d'une meilleure "définition". Les vocodeurs grand format de EMS, Sennheiser et Synton comportent approximativement une vingtaine de filtres, la gamme couverte allant de 200 Hz à 8 kHz. Dans cette gamme, on se sert de filtres passe-bande tant pour l'analyse que pour la synthèse. Les fréquences inférieures à 200 Hz et supérieures à 8 kHz sont traitées respectivement par un filtre passe-bas et par un filtre passe-haut, de telle sorte que la totalité de la bande audio allant de 30 Hz à 16 kHz soit exploitée par le vocodeur.

Lorsqu'on utilise un grand nombre de filtres, le fractionnement de la bande audio ne pose pas de réel problème. Mais, dans ce cas, la réalisation des filtres est plus critique; il faut une bande passante passablement étroite et bien définie, la fréquence centrale doit être à chaque fois très précise. Dans les appareils grand format, tels ceux mentionnés ci-dessus, il est d'usage de se servir de filtres de tierce (ou d'une équivalence approximative). Les vocodeurs dans lesquels le nombre des filtres est moins important doivent, c'est évident, tolérer un espacement plus large des fréquences centrales, car, la même largeur globale de bande doit être répartie entre un nombre inférieur de filtres passe-bande. D'autre part, les filtres couvrent des bandes de largeurs différentes dans le cas où l'on veut obtenir une analyse et une synthèse plus précises de la partie de la gamme des fréquences dont le rôle est déterminant pour l'intelligibilité de la parole. Le nombre de filtres utilisés (ainsi que l'espacement de leurs fréquences centrales) détermine la largeur de bande requise pour chaque filtre ainsi que la raideur de la caractéristique en dehors de la bande. Si les bandes traitées par les filtres sont très proches l'une de l'autre mais que la coupure des flancs n'est pas suffisamment rapide, il en résultera un chevauchement des fréquences très marqué. En conséquence, la parole sera indistincte et "floue". C'est ce qui se produira presque immanquablement si l'on se sert de deux equalisers graphiques, comme nous l'envisagions dans l'un des paragraphes précédents. Les filtres d'un equaliser sont en effet conçus de manière telle que leur facteur Q soit relativement faible, ce qui entraîne un certain chevauchement des fréquences des bandes adjacentes, mais, pratiquement, du point de vue musical strict, le résultat est plus intéressant.

La méthode la plus facile et la moins onéreuse pour réaliser un filtre dont la coupure soit nette, consiste à se servir d'un gyrateur, mais d'autres inconvénients surgissent. Ce type de circuit a tendance à "sonner" de manière appréciable et des fréquences indésirables se manifestent. Ces deux effets affectent très sérieusement l'intelligibilité. En fait, nous pourrions poursuivre notre quête au travers des différents types de filtres, mais sans que cela nous apporte vraiment grand-chose que nous ne sachions. Dans

5

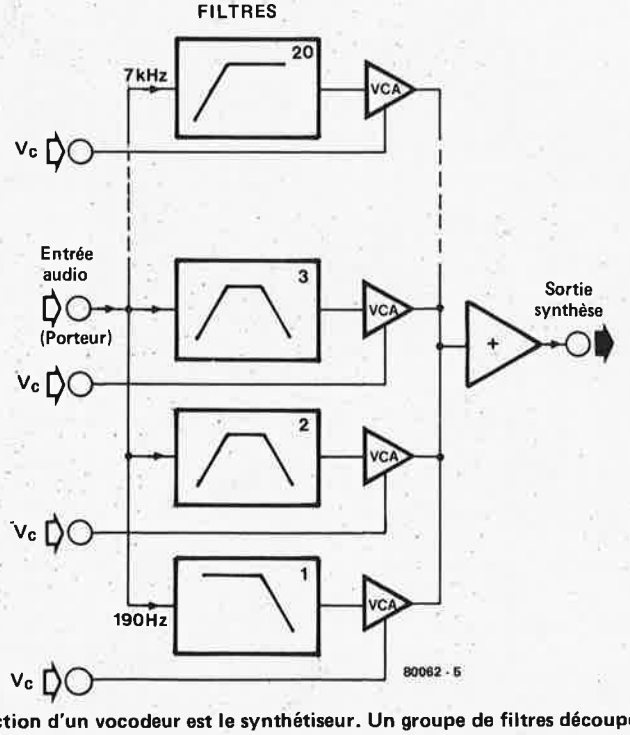


Figure 5. L'autre section d'un vocodeur est le synthétiseur. Un groupe de filtres découpe le signal "porteur" (musique, par exemple) en plusieurs bandes de fréquence étroites. Le niveau de sortie de chaque voie est déterminé par les signaux de commande appliqués aux amplificateurs commandés en tension (VCA); ces signaux de commande (V_C) sont normalement délivrés par la section analyseur.

la pratique, il n'y a guère qu'un seul filtre qui convienne réellement. Aucun d'entre nous ne sera surpris de constater que ce n'est aucunement le meilleur marché.

Pour l'obtention d'une intelligibilité optimale, la pente initiale du filtre devrait être de l'ordre des 50 . . . 54 dB/octave. C'est le type utilisé dans le Syntovox 221 de Synton. Hélas, le grand nombre de composants aux marges de tolérances étroites qu'il requiert, exclut son emploi dans un vocodeur dont le prix de revient reste modéré. Le VSM 201 de Sennheiser, par exemple, est équipé de filtres dont la pente est de 36 dB/octave. Dans le vocodeur grand format d'EMS, la pente est de 30 dB/octave. Le prix élevé des systèmes professionnels est la conséquence directe du coût important des composants et de l'assemblage, entraîné par la présence d'un grand nombre de filtres de haute précision.

Mais la qualité des filtres n'est pas seule en cause. Dans la section analyseur, chaque filtre doit être suivi d'un détecteur ou suiveur d'enveloppe, composé d'un redresseur et d'un filtre passe-bas. En ce point, les tensions d'offset de sortie sont la source de problèmes; elles sont capables de réduire à néant la dynamique du système dans son entier. Restent deux possibilités: soit utiliser des composants très soigneusement sélectionnés, soit insérer un dispositif d'étalonnage. La fréquence de coupure du filtre passe-bas est un autre point à prendre en compte. Il n'est pas très recommandé de se servir de filtres identiques; chaque fréquence de coupure devrait être fonction de la fréquence centrale du filtre correspondant de la section analyseur.

Ce n'est pas simple, n'est-ce-pas! Mais, il faut tenir bon, car nous ne sommes pas au bout de nos peines. Souvenons-nous que les choses vont toujours plus mal avant d'aller mieux: la section synthétiseur va nous poser des problèmes encore plus nombreux.

Dans cette section, chaque filtre doit être suivi d'un amplificateur commandé en tension (ou en courant). Lorsqu'on dresse une liste de toutes les méthodes permettant de réaliser un VCA (amplificateur commandé en tension), l'OTA (Operational transconductance Amplifier = Amplificateur opérationnel à transconductance) se révèle être le meilleur choix. Ce qui n'implique pas qu'il soit idéal, ce n'est certes pas le cas. La transconductance, ou conductance mutuelle (gm) que l'on appelle également la pente, présente un facteur de tolérance plutôt défavorable, mais il existe encore deux autres problèmes. Tout d'abord, les OTA sont bruyants. Ils sifflent. Après tout, il y a bien d'autres amplificateurs bruyants, et le reproche est peut-être un peu excessif; mais voilà, on ne peut se servir que de niveaux de signaux très bas si l'on veut maintenir le taux de distorsion dans des limites acceptables, de sorte que le rapport signal/bruit en pâtit. D'autre part, la dispersion du signal depuis l'entrée de commande jusqu'à sa sortie est souvent considérable. Il n'est pas question de mettre en cause le fabricant de l'OTA (CA3080), car cette dispersion n'est pas inscrite dans les listes de caractéristiques et elle est relativement sans importance pour la plupart des applications. Néanmoins, dans un vocodeur il est essentiel qu'elle soit aussi réduite que possible; sinon, les signaux de commande délivrés par la section analyseur peuvent cheminer jusqu'à la sortie, même en l'absence d'un signal "porteur". C'est très gênant, pour ne pas dire plus ...

Comme nous l'avons déjà vu, la solution réside dans le choix très sévère des composants ou dans le montage d'un dispositif d'étalonnage. A dire vrai, lorsqu'on s'attache à l'obtention de résultats réellement bons, il faut mettre les deux propositions en pratique. C'est pour cette raison que, dans le projet de réalisation que nous allons publier le mois prochain, nous avons prévu un nombre important d'ajustements; même ainsi, une procédure de contrôle adéquate permettra d'écarter les OTA "douteux" préalablement et, par conséquent, d'améliorer le résultat final.

Jusqu'à présent, nous nous sommes concentrés sur l'examen des deux parties essentielles d'un vocodeur, à savoir l'analyseur et le synthétiseur. C'est en se servant de ces deux sections qu'il est possible de superposer des sons phoniques à d'autre signaux. Plus précisément, il s'agit des sons "voisés" (par exemple, les voyelles). La synthèse complète, incluant les sons "dévoisés" (s, f, p etc...) n'est pas réalisable à l'aide de ce système fondamental. Elle exige un générateur de bruit et un détecteur de sons voisés/dévoisés; ce dernier, en particulier, est un circuit passablement complexe. Notre intention est d'en faire ultérieurement une description approfondie. Cependant, si la construction d'un vocodeur est envisagée pour des applications musicales, le système de base étudié jusqu'à présent est tout à fait approprié. D'ailleurs, la plupart des vocodeurs de bas de gamme, présentement sur le marché, sont dépourvus du détecteur de sons voisés/dévoisés, essentiellement pour une question de prix.

Il est bon de noter que, si le vocodeur est utilisé en association avec des instruments de musique ayant un spectre étendu, aux nombreuses harmoniques de rang plus élevé, on obtiendra une approximation raisonnable de sons dévoisés sans avoir à recourir au détecteur de sons voisés/dévoisés et à son générateur de bruit.

Brevets

La consultation des fiches du bureau des brevets révèle qu'il existe des centaines de brevets en relation directe avec le vocodeur, et qu'il y en a même davantage s'y rattachant d'une manière ou d'une autre, tels ceux concernant l'identification de la parole, la détection des fréquences vocales fondamentales, etc...

Le brevet le plus récent ayant trait au vocodeur a été pris au nom de Harold Bode, le constructeur de l'appareil fabriqué également par Moog, sous licence. L'élément essentiel de ce brevet est une petite astuce ingénieuse que Bode exploite dans son vocodeur pour accroître l'intelligibilité de la parole; les filtres de son appareil n'ont qu'une pente de 24 dB/octave.

Ainsi que nous l'avons expliqué dans le cours de cet exposé, l'intelligibilité de la parole synthétisée dépend du type de filtre utilisé, et, par conséquent, de son fonctionnement général ainsi que de la raideur de la caractéristique en dehors de la bande passante. Lorsqu'il n'est pas prévu qu'un vocodeur soit utilisé à la synthèse de la parole, dans toute l'acception du terme qui sous-entend que des tensions de commande externes puissent être appliquées pour créer une articulation intelligible,

il est alors possible de renforcer l'intelligibilité associée aux applications musicales en ajoutant la gamme des hautes fréquences du signal vocal (située au-dessus de 3 kHz) au signal de sortie du vocodeur. Ce signal à haute fréquence ne comporte que le signal de bruit et des transitoires en rapport avec des consonnes telles que k, p, et t.

Le désavantage essentiel de ce système réside dans le fait qu'il faut se servir d'une voix réelle pour piloter le vocodeur; si l'on utilise des signaux de commande artificiels, les composantes à haute fréquence seront absentes du signal de sortie. En outre, ce système de "shuntage des hautes fréquences" produit un effet analogue à celui de la "percée du signal" en direction de la sortie du vocodeur. En dépit de ces inconvénients, l'adjonction de la composante haute fréquence est assez intéressante et l'amateur avisé ne résistera pas au plaisir de se livrer à l'expérience lorsqu'il construira son vocodeur personnel.

L'avenir

Une évaluation des possibilités de développement des vocodeurs reste difficile. Dans l'instant présent, il ne semble guère vraisemblable que soit réalisée une version digitale du système. Le vocodeur analogique traditionnel bénéficie de la caractéristique unique qui lui est propre, à savoir le fonctionnement "en temps réel". Le signal qui lui est appliqué est analysé immédiatement, et le signal de sortie de la section analyseur sert à la synthèse simultanée. En dépit des problèmes soulevés par l'utilisation de filtres analogiques précis (déphasage), il n'est guère possible d'envisager qu'une version digitale soit mise au point à un prix raisonnable dans un proche avenir. La synthèse entièrement artificielle de la parole est un autre problème, évidemment. Il existe plusieurs tentatives de résolution par des moyens numériques. Le candidat à la construction d'un vocodeur digital est confronté à la nécessité d'analyser suffisamment rapidement et précisément des signaux complexes, tels que ceux du langage, pour réaliser un appareil exploitable.

Le vocodeur musical, déjà très en vogue, a un avenir brillant. Le nombre des constructeurs comme celui des modèles croîtront rapidement et cela ne pourra qu'entraîner une diminution des prix. Néanmoins, il n'est pas permis d'espérer que dans un proche avenir, le prix des vocodeurs se situera à un niveau voisin de celui des "boîtes à effets". C'est un instrument bien trop complexe pour qu'une telle éventualité soit pensable; si l'on veut que ses performances soient optimales, il est nécessaire de mettre en œuvre un nombre important de composants aux marges de tolérances étroites. Ceci et le nombre d'heures de travail humain consacrées à la construction d'un appareil semblent écarter la perspective de l'apparition d'un vocodeur à bas prix de revient, grâce à une production de masse, au moins pour quelque temps.

Il est permis de penser que, dans un avenir plus très lointain, les vocodeurs seront incorporés dans les orgues électroniques. Dans quelques années, il se pourrait que la plupart des orgues soient équipés d'un bouton "vocodeur" permettant de disposer de l'un des effets les plus étonnants de notre époque, et les plus susceptibles de contribuer à l'inspiration créatrice, tout simplement en pressant une touche!

Que dire de l'avenir tout proche? du mois prochain?

Là, au moins, nous pouvons pronostiquer à coup sûr: pour autant que nous le sachions, ce sera l'apparition du premier vocodeur conçu tout spécialement à l'intention du futur constructeur, vous, fidèle lecteur d'Elektor! ⏮

Bibliographie:
Elektor, numéros 5/6 et 7: Vocodeurs.
Elektor, édition anglaise, janvier 1978: Elektor Equaliser

le tort d'elektor

économiseur de piles pour cambrioleur

Elektor n° 13/14, juillet/août 1979, p. 7-19. La valeur de C1 ne doit pas être de 33 μ mais de 33n.

métronome

Elektor n° 13/14, juillet/août 1979, p. 7-20. L'extrémité du potentiomètre reliée au curseur doit être connectée au +9 V et non pas à la masse de l'alimentation.

mesure digitale du contraste d'un négatif

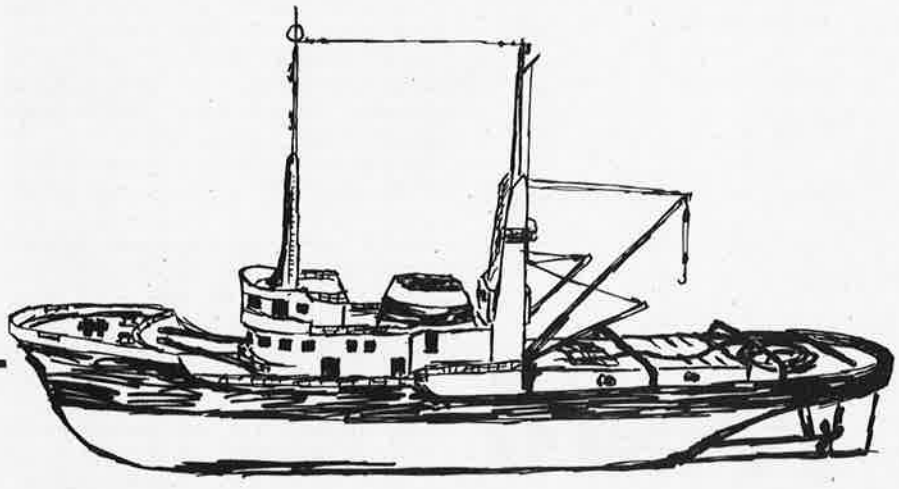
Elektor n° 13/14, juillet 1979, p. 7-57. Il faut placer un inverseur supplémentaire entre la sortie de N8 et la résistance R17. On pourra pour cela employer la quatrième porte NAND contenue dans le circuit intégré 74LS00 (les deux entrées seront reliées à la sortie de la porte N8). Ainsi le point décimal de l'afficheur s'allumera pendant le cycle de mesure.

programmateur

Elektor n° 18, décembre 1979, p. 12-53. Il est possible qu' avec la valeur de C2 indiquée sur la figure 1 (1 μ), le rapport cyclique de l'horloge ne convienne pas. Cela pourra être corrigé simplement en jouant sur la valeur du condensateur C2 qui, en général, ne devrait pas dépasser 100n et qui pourrait même dans certains cas être supprimé.

du 21 décembre au 1er janvier

Les bureaux de Elektor sont fermés. C'est un tort, nous le savons, mais ce n'est que pour mieux vous servir durant l'année 1980. ⏮



régulateur de vitesse servo-commandé pour maquette de navire

La vitesse de croisière d'une maquette de bateau peut être modifiée en agissant sur la tension d'alimentation du moteur électrique, sous la commande de signaux radio-électriques. D'ordinaire cette tâche est entièrement confiée à l'électronique. Toutefois, dans cet article, il sera question d'un servo-mécanisme commandant la tension d'alimentation du moteur par l'intermédiaire d'un potentiomètre et d'un circuit électronique.

Le régulateur de vitesse est alimenté par deux accus de 6V. L'accu supérieur sert d'alimentation dans le cas d'un fonctionnement en marche avant, tandis que l'inférieur est sollicité pour la marche arrière (le sens de rotation du moteur s'inverse).

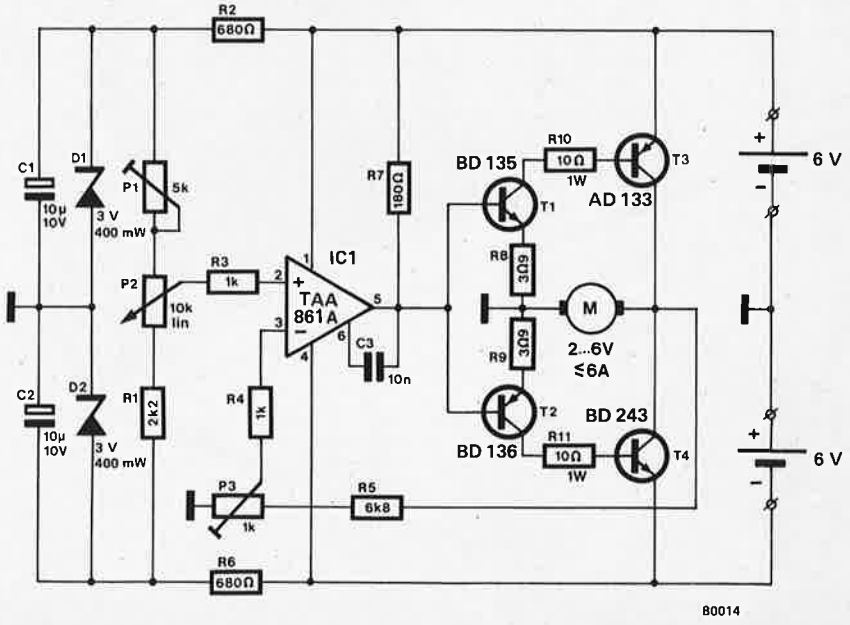
Le potentiomètre P2 est solidaire du servo. A l'état de repos, aucune tension (par rapport à la masse) n'est présente sur le curseur de P2. Lorsque le potentiomètre est actionné sous l'influence du servo, l'entrée inverseuse de IC1 se trouve, en fonction du sens de rotation, à un potentiel positif ou négatif. IC1 commande à son tour la mise en conduction de T3 ou T4. Le moteur doit être connecté de façon à ce que le bateau avance quand T3 est conducteur. Comme dans la plupart des cas, la marche avant est la plus fréquemment utilisée, l'accu supérieur doit être de capacité plus élevée que celle de son homologue inférieur.

Les diodes Zener D1 et D2, ainsi que les condensateurs C1 et C2 veillent à ce qu'une variation de la tension d'alimentation ne puisse affecter le réglage de vitesse. Il est, de plus, recommandé de déparasiter le moteur de manière suffisante.

Avant de se livrer aux ajustements, il convient de s'assurer que le curseur du potentiomètre se trouve bien aux alentours de la position médiane, lorsque le servo est lui-même à l'état neutre. Cette concordance n'est qu'une question d'adaptation mécanique entre le servo et l'axe du potentiomètre. P1 permet de corriger une légère déviation de ce réglage. A cet effet, il faut placer un voltmètre entre le curseur de P2 et la masse, et régler P1 de façon à ce que la lecture soit nulle.

L'étape suivante consiste à placer le servo dans l'un de ses états extrêmes. Le potentiomètre P3 est réglé de façon à soumettre le moteur à la plus haute tension qu'il puisse supporter.

Les transistors doivent être suffisamment refroidis. Ils doivent être isolés électriquement du radiateur par l'intermédiaire de petites feuilles de mica spécialement conçues à cet effet. Le radiateur doit avoir une résistance thermique de 2,8° C/W (ou toute valeur inférieure). ⏮

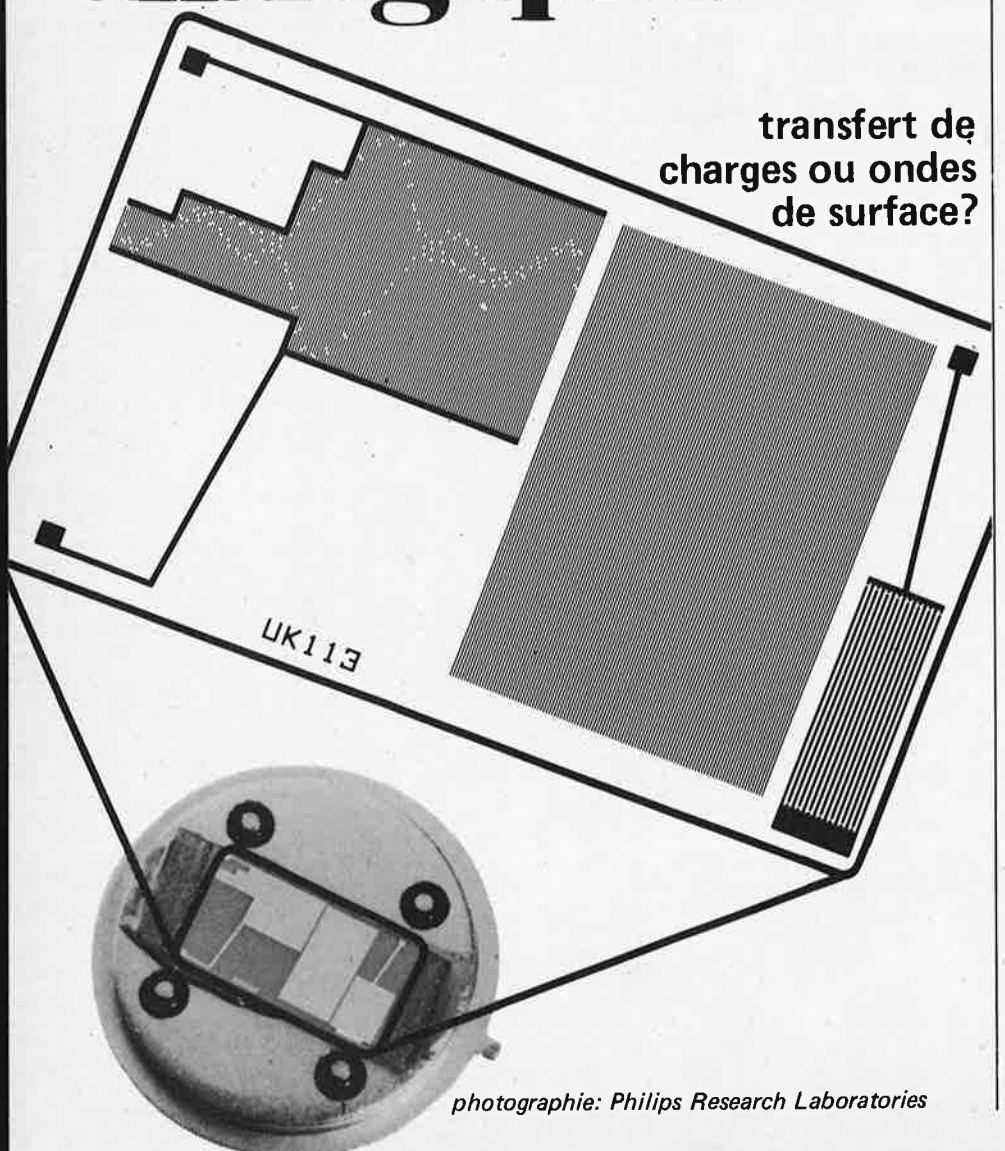


U. Passern

Nous avons déjà beaucoup parlé des mémoires à transfert de charges, à propos d'une unité de réverbération, et du TV-Scope. Employer de telles mémoires pour de pareilles applications ne constitue que le sommet d'un iceberg. Un iceberg qui promet d'ailleurs de devenir une toute nouvelle branche de l'électronique: la technique des lignes à retard analogiques. De nouvelles sortes de lignes à retard sont régulièrement développées, et de nouvelles applications découvertes. Des lignes à retard qui fonctionnent selon le principe du transfert de charges ou celui des ondes de surface, auront des applications allant du filtrage transversal à l'analyse fréquentielle en temps réel.

des possibilités à n'en plus finir . . .

lignes à retard analogiques



photographie: Philips Research Laboratories

Il existe deux sortes de composants électroniques capables de retarder un signal donné. Elles diffèrent totalement dans leur principe, mais possèdent des applications apparentées. La première catégorie fait appel au transfert de charges électriques. Le vocable anglais pour ces composants est "charge transfer devices", que l'on abrège souvent en les appelant CTD. Ces composants englobent notamment les "mémoires-baquets" et les "charge coupled devices" (deux espèces différentes de CTD, dont les applications sont identiques; ce qui explique pourquoi, dans la suite, nous les nommerons indistinctement CTD).

Le transfert de charges utilisé dans les CTD n'est pas la seule manière de retarder un signal analogique. Transformez un signal électrique en une vibration mécanique. Ces vibrations sont à même de générer une onde mécanique. Lorsque cette onde s'est un peu déplacée, captez-la et retransformez-la en un signal électrique. Ce signal est pareil à l'original, mais tout simplement retardé. Ce principe est utilisé dans les *lignes à retard à ondes de surface,* que l'on appelle souvent, de façon moins correcte, *filtres à ondes de surface*. L'électronicien trouve encore cette dernière appellation trop longue et parle plutôt de *filtres SAW*, abréviation du nom anglais *"surface acoustic wave"*.

Des petits condensateurs en file indienne

Quand on veut retarder un signal analogique, il faut, en fait, le conserver un certain temps. Une des façons d'arriver à ce résultat est de prélever périodiquement des échantillons du signal et de les conserver. C'est exactement ce qui se passe dans un CTD.

Une des façons les plus simples de réaliser un CTD est représentée en figure 1. Ce n'est finalement rien d'autre qu'une file de condensateurs. Une des armatures du condensateur est formée par l'électrode de porte, l'autre par une petite surface de silicium du type P. Le diélectrique est constitué par de l'oxyde de silicium. Un "pas" dans la ligne à retard est formé par trois de ces petits condensateurs placés l'un derrière l'autre (un rectangle pointillé les entoure). Les portes des trois condensateurs sont désignées par g1, g2 et g3.

Le signal est transféré d'un "pas" à l'autre sous forme de petits paquets de charges: chaque petit paquet correspond à un échantillon prélevé dans le signal.

A l'intérieur même d'un "pas", les charges se transfèrent aussi; de g1 à g2, puis de g2 à g3 et ensuite de g3 à g1 du "pas" suivant. Pour transférer une charge de g1 vers g2, il suffit d'élever légèrement la tension de g2 et d'abaisser celle de g1. Pour déplacer la charge d'un pas dans le CTD, il faut donc donner trois impulsions de déplacement. La

vitesse de déplacement, et donc le retard introduit par le CTD est fonction de la fréquence de ces impulsions de déplacement.
Le premier pas du CTD est construit à l'aide d'une jonction PN classique. Le signal à ralentir, pourvu d'une tension positive est placé sur une surface de silicium N rapportée dans le substrat. Les porteurs négatifs (électrons) présents dans le silicium P vont se rapprocher de la jonction, il y en aura d'autant plus que la tension d'entrée sera grande. Une courte impulsion sur la porte d'échantillonnage veille à ce qu'une partie des porteurs de charges se retrouve sous g_S et permette ainsi aux transferts consécutifs d'avoir lieu.
Le dernier pas du CTD n'a absolument rien d'exceptionnel: le signal de sortie est tout simplement prélevé sur la dernière électrode. Comme cette électrode forme une source capacitive, il faut lui adapter un amplificateur-tampon possédant une impédance d'entrée très élevée.
Le nombre de condensateurs par pas (ici 3) ne dépend pas du principe. Le système est aussi valable avec deux condensateurs qu'avec trois. En pratique le nombre de trois est souvent choisi; il est suffisant pour éviter que les paquets de charges ne se mélangent. Il existe d'autres manières de construire des CTD, mais le principe des paquets de charges en transfert reste toujours appliqué.

1

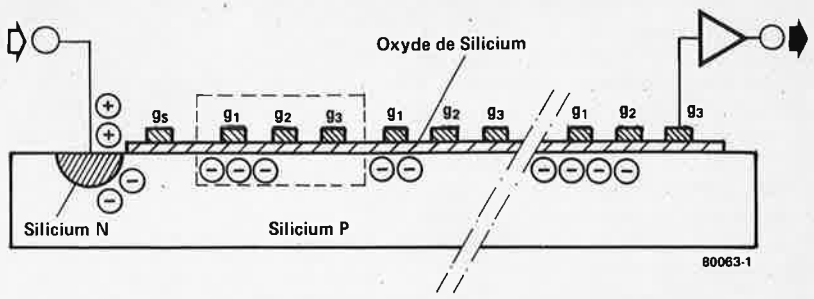


Figure 1. Un CTD (charge transfert device) vu en coupe. On constate qu'il ne s'agit de rien d'autre que d'une file de condensateurs qui se transmettent des petits paquets de charges. Trois de ces condensateurs forment ce que l'on appelle un "pas".

2

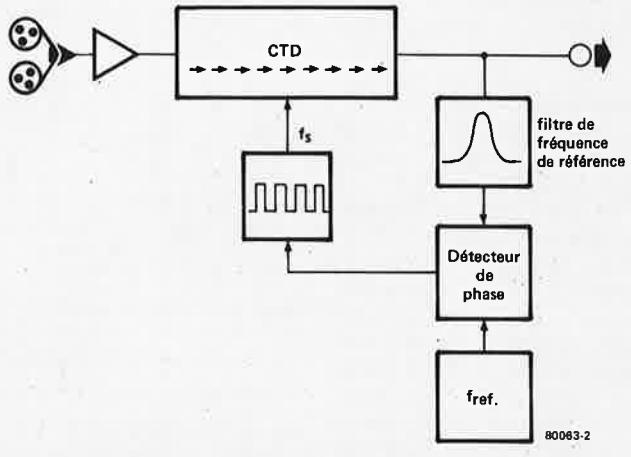


Figure 2. Ce principe est appliqué pour supprimer les inconvénients des variations rapides de la vitesse de la bande dans les enregistreurs audio et vidéo. La boucle d'asservissement maintient constante dans le signal de sortie une fréquence pilote enregistrée en même temps que le signal.

Deux avantages

Les CTD procurent deux avantages importants: le ralentissement est modifiable de l'extérieur en adaptant la fréquence des impulsions d'avancement appliquées aux portes, et en plus, les CTD sont faciles à fabriquer (en tout cas pour le fabricant de circuits intégrés). La fabrication a lieu exactement comme celle d'un circuit intégré habituel.
La combinaison d'un CTD et d'un autre circuit à semiconducteurs est séduisante. C'est ainsi que l'on trouvera de manière quasi-certaine l'amplificateur-tampon de la figure 1 et le circuit générant les impulsions d'avancement intégrés sur la puce où se trouve la ligne à retard proprement dite. Un CTD peut aussi être intégré facilement dans un système intégré plus important. Un CTD possédant cent pas (c'est-à-dire trois cents condensateurs) n'occupe pas plus de 2,5 x 0,25 mm sur une puce, ce qui ne correspond qu'à 2% de la surface disponible sur une puce d'un circuit à haute densité d'intégration de 5 x 5 mm.

Quelles utilisations?

Il existe dans le commerce des CTD susceptibles de fonctionner jusqu'à des fréquence d'échantillonnage de 20 MHz, ce qui implique que le signal de fréquence maximale qu'on lui applique ne dépasse pas 10 MHz. En laboratoire, il en existe maintenant qui montent à une fréquence d'échantillonnage de 130 MHz (signal de fréquence maximale de 65 MHz). Les CTD possédant plus de mille pas sont maintenant chose courante.
Un CTD "courant", comme celui qui a été décrit jusqu'à présent (plus loin nous parlerons de CTD "spéciaux"), a déjà fait l'objet de nombreuses descriptions dans ces colonnes. Il en est fait grand usage dans les appareils de trucage du son. Un CTD peut servir à réaliser des effets sonores tels que: phasing, mise en forme, vibrato, chœur, réverbération et écho. Les CTD peuvent aussi rendre service dans le domaine de la mesure. On peut, par exemple, les utiliser pour *compresser* ou *dilater* une *base de temps*. C'est ce qu'il se passe dans la version améliorée du TV-scope (voir bibliographie). Un signal est "enregistré" dans le CTD avec une certaine fréquence d'échantillonnage, puis, "reproduit" avec une autre fréquence. L'impression finale est celle d'un signal "étiré" ou "compressé" dans le domaine temporel.
Une autre application touchant à la mesure est *l'enregistrement des transitoires*. Une transitoire est un phénomène unique, de courte durée; en un certain sens le contraire d'un signal périodique. Des impulsions parasites erratiques sont un exemple de phénomènes transitoires. Ces signaux aléatoires ne sont généralement pas facilement visualisables sur un oscilloscope. Il est très difficile de distinguer autre chose qu'un vague éclair. Pour rendre un tel signal visible, on peut le transformer en un signal périodique. Cela se réalise en enregistrant la transitoire dans un CTD et en la "rejouant" de manière périodique, la lecture pouvant s'effectuer à la même vitesse que l'enregistrement ou à tout autre rythme. Cette application est de la plus haute importance dans l'électronique médicale (pulsations cardiaques irrégulières, signaux émis par le cerveau etc.).

Atténuation du scintillement (flutter)

L'application de la figure 2 a été développée à l'intention des enregistreurs vidéo et audio. Son but est de compenser les variations rapides de la vitesse de défilement de la bande (scintillement ou flutter). Les enregistreurs vidéo en particulier ne peuvent supporter le moindre scintillement sans que cela se traduise immédiatement par une notable dégradation du signal reproduit.
A l'enregistrement, une tonalité pilote très stable est enregistrée en même temps que le signal utile. A la reproduction, le signal est dirigé vers un CTD possédant un retard variable. Si la vitesse de la bande s'accroît, on compense en accroissant également le retard occasionné par le CTD, tandis qu'un ralentissement de la bande est rattrapé en diminuant le retard du CTD. On se rend compte que la vitesse de la bande varie en observant la reproduction de la

fréquence pilote ajoutée à l'enregistrement. Celle-ci est isolée du signal par filtrage, et comparée à une référence stable dans un comparateur de phase. Le signal issu du comparateur de phase sert à piloter le générateur donnant la fréquence des impulsions d'avancement du CTD. La boucle d'asservissement maintient la fréquence pilote constante dans le signal reproduit, et, de cette façon, veille à ce que le signal de sortie soit disponible à la vitesse adéquate.

Des ondes de surface grâce à la piézo-électricité

Un filtre à ondes de surface est un composant essentiellement différent d'un CTD. La raison pour laquelle nous en parlons en même temps est qu'ils offrent tous deux de nombreuses nouvelles possibilités à l'électronique. A la place du vocable de filtre à ondes de surface, l'électronicien parle le plus souvent de filtres SAW.

La construction d'un filtre SAW est encore plus simple que celle des CTD; il suffit pour s'en convaincre de regarder la figure 3. On utilise l'effet piézo-électrique. Les matériaux pièzo-électriques se déforment mécaniquement sous l'effet d'un champ électrique, et inversement: sous une déformation mécanique, un champ électrique prend naissance. Un coup de marteau sur un cristal piézo-électrique peut ainsi donner une impulsion très courte de quelques milliers de volts. Ceci est suffisant pour créer un arc dont il est fait usage dans les allume-gaz "électroniques" ou, dans un domaine plus sympathique, dans les dispositifs de mise à feu des grenades. Une utilisation plus subtile de l'effet piézo-électrique réside dans la construction de microphones à cristal ou de haut-parleurs spéciaux pour hautes fréquences.

Un filtre SAW consiste en un petit bloc de matériau piézo-électrique dont la surface est garnie d'électrodes métalliques. D'un côté du bloc, les électrodes forment un transducteur d'entrée, qui assure la transformation du signal électrique en vibration mécanique, tandis que de l'autre côté, les électrodes forment un transducteur de sortie qui retransforme les vibrations mécaniques en signal électrique. Les vibrations mécaniques apparaissent essentiellement à la surface du bloc. C'est sur cette surface que se meut une onde se déplaçant du transducteur d'entrée vers celui de sortie. Il s'agit d'une onde progressive dont l'amplitude n'excède pas quelques nanomètres (10^{-9} m).

Une longueur d'onde bien plus courte que dans le vide

La vitesse à laquelle l'onde se déplace en surface est, pour autant que le cristal piézo-électrique possède une structure bien régulière, en gros, indépendante de la fréquence. L'ordre de grandeur est d'environ 3000 m par seconde. L'onde est, dès lors, 100.000 fois plus lente que si elle se déplaçait dans le vide (ou dans l'air). Cela signifie que la longueur d'onde d'une telle onde de surface est approximativement aussi 100.000 fois plus courte que la longueur d'onde électromagnétique dans l'air. La longueur d'onde d'un signal à 30 MHz est, dans l'air de 10 m, tandis que dans le filtre SAW elle est réduite à 0,1 mm. Tout cela nous explique de quelle façon on peut rendre un filtre SAW sélectif. En écartant les électrodes d'entrée aussi bien que celles de sortie d'une distance de 0,1 mm, les signaux possédant la même longueur d'onde vont mutuellement se renforcer. Tous les signaux à d'autres fréquences et, par conséquent, d'autres longueurs d'onde vont, eux, mutuellement s'affaiblir. Plus le nombre d'électrodes écartées de cette distance est important, plus le filtre est sélectif. Les électrodes sont appelées "doigts". On peut fabriquer des filtres SAW d'une sélectivité inouïe.

La gamme des signaux pouvant être filtrés par cette méthode s'étend de quelques 5 MHz à quelques GHz. Les filtres SAW sont utilisés depuis peu au compte-goutte comme filtres sélectifs dans les étages à fréquence intermédiaire des appareils de télévision. Avantages: fabrication très simple et pas de réglage. Inconvénients (du reste pas dans le domaine des téléviseurs): affaiblissement d'insertion très important et fréquence de résonance non modifiable (en fait uniquement programmable par masque).

Autres possibilités

Si l'utilisation des filtres à ondes de surface dans les filtres de bande est déjà extrêmement intéressante en raison de leur énorme sélectivité, leur principe de construction laisse envisager toute une série d'autres applications. En particulier, lorsque l'on rend le transducteur d'entrée à large bande et que l'on adopte pour le transducteur de sortie une structure spéciale.

Un exemple d'un tel filtre SAW spécial est représenté à la figure 4. Le transducteur d'entrée ne comporte que deux doigts, ce qui suppose qu'il est à peine sélectif (il est donc à large bande). Le transducteur de sortie est composé de doigts se rapprochant de plus en plus. Appliquons maintenant un signal quelconque à l'entrée. On sait qu'un signal quelconque est constitué d'une somme de signaux sinusoïdaux. Cet ensemble de sinusoïdes arrive au transducteur d'entrée. Les doigts les plus écartés les uns des autres sont les plus sensibles aux sinusoïdes possédant une grande longueur d'onde, et par conséquent, de basse fréquence. A l'inverse, les doigts les plus rapprochés sont plus sensibles aux sinusoïdes de haute fréquence. Les sinusoïdes à haute et basse fréquences arrivent sous forme d'un signal électrique à la sortie du filtre SAW. Seulement, elles n'y arrivent pas toutes en même temps. Le retard des composantes à basse fréquence est inférieur à celui des composantes à haute fréquence. Les basses fréquences arrivent donc avant les hautes fréquences.

Nous allons maintenant redresser le signal de sortie, comme sur le dessin. Il apparaît une tension continue proportionnelle au signal "capté" sur le transducteur de sortie. Que se passe-t-il si l'on applique un signal quelconque, pendant un temps limité, sur l'entrée du filtre SAW? La tension continue recueillie en sortie va, tout d'abord, être proportionnelle aux composantes à

3

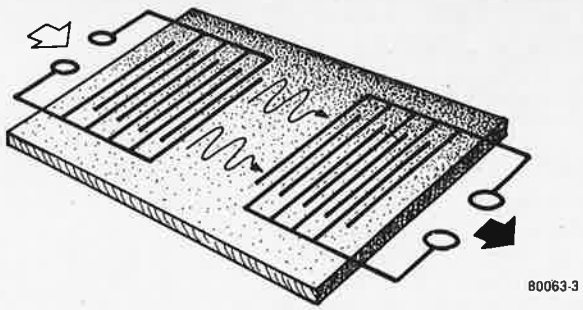


Figure 3. Un filtre à ondes de surface (filtre SAW). Il est constitué d'électrodes métalliques placées sur une petite plaque de matériau piézo-électrique. Le transducteur d'entrée se trouve à gauche, celui de sortie, à droite. En ce qui concerne la construction, ils sont identiques.

4

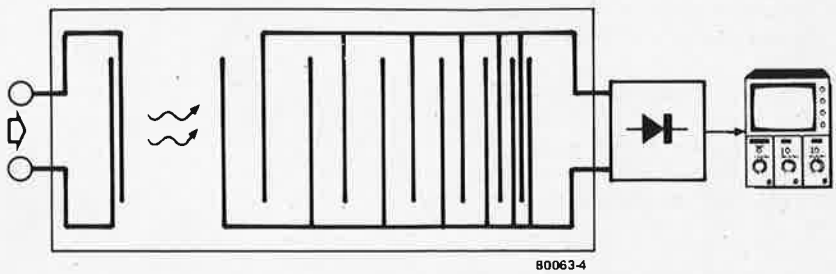
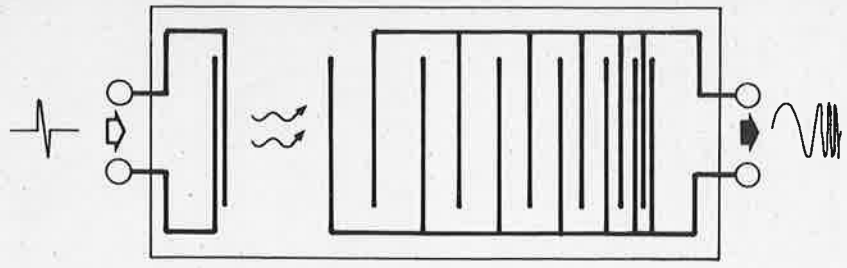
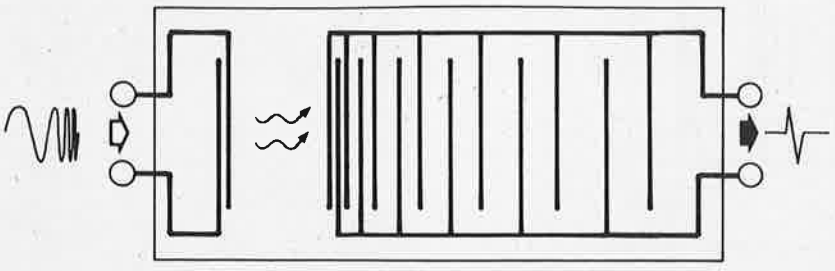


Figure 4. Ce filtre SAW spécial, grâce à la structure remarquable de son transducteur de sortie, rend possible l'analyse spectrale de signaux impulsionnels. Le signal de sortie du filtre ne nécessite plus que d'être redressé pour être visualisé sur un oscilloscope.

5



80063-5a



80063 5b

Figure 5. Filtre à "piaulements", du genre de ceux utilisés dans la technique radar ou dans l'électronique médicale. La figure 5a représente un filtre "émetteur", la figure 5b un filtre "récepteur".

basse fréquence, et par la suite, devenir progressivement proportionnelle aux composantes à haute fréquence.
Si le signal comporte peu de composantes à basse fréquence et beaucoup à haute fréquence, le signal final va, d'abord, être bas et puis haut. Si c'est justement l'inverse qui se produit, c'est-à-dire s'il y a plus de basses fréquences que de hautes, la situation est renversée: la tension de sortie est d'abord haute, puis basse. Nous avons sous les yeux un appareil très pratique: un analyseur de spectre. Si l'on applique le signal de sortie de la figure 4 à l'entrée d'un oscilloscope, on peut observer la caractéristique fréquentielle du signal d'entrée. Bien que l'analyse décrite ici ne soit valable que pour des signaux appliqués de manière impulsionnelle, il est clair que cette application particulière du filtre SAW ouvre la porte vers l'analyse fréquentielle intégrée sur une seule puce. En pratique, il sera nécessaire d'y ajouter un tant soit peu d'électronique périphérique. C'est pourquoi il est intéressant de noter que la combinaison d'un filtre SAW et d'un circuit monolithique est parfaitement possible. Ils sont fabriqués en partant d'une puce de silicium sur laquelle est rapportée une fine couche de matériau piézo-électrique (par exemple d'oxyde de zinc).

Piaulements

Nous retrouvons le filtre SAW spécial de la figure 4 sur la figure 5a. Une impulsion de courte durée lui est maintenant appliquée. Une telle impulsion contient toutes les composantes fréquentielles possibles, et c'est ainsi que l'on retrouve à la sortie du filtre SAW le "piaulement" représenté. Il s'agit d'un signal sinusoïdal augmentant rapidement en fréquence (dans le jargon technique anglo-saxon on appelle un tel signal un "chip"). Sur la figure 5b, un tel "piaulement" sert de signal d'entrée à un second filtre SAW, dont le signal de sortie est à nouveau une impulsion de durée limitée.
Ces "piaulements" sont utilisés dans la technique radar. En effet, dans ce domaine, on émet des impulsions, et on en capte toujours d'autres. Seulement, comment savoir si l'impulsion que l'on reçoit est exactement celle que l'on vient d'émettre l'instant auparavant? Parce que, finalement, le monde regorge d'impulsions qui de plus, se ressemblent toutes. Il serait plus intéressant d'émettre un "piaulement" à la place d'une impulsion, et de retransformer le "piaulement" capté en une impulsion. Seul un piaulement possédant exactement la même forme ressort de tout ce traitement sous la forme d'une belle impulsion bien nette; tous les autres signaux sont éliminés par le filtrage dû au filtre SAW. Un avantage certain à émettre un piaulement à la place d'une impulsion est que l'émetteur radar ne doit pas disposer d'une aussi grande puissance de pointe; ce qui n'est pas négligeable.
Cette basse puissance de pointe explique pourquoi les piaulements sont utilisés dans l'appareillage médical avancé (par exemple dans la "radiographie par ultra-sons"). Les risques d'abîmer les organes sont beaucoup moins importants dans le cas où un piaulement est utilisé à la place d'une impulsion abrupte.

Filtres appariés

Les filtres à piaulements, pour les nommer ainsi (voir figure 5), forment un exemple de paire de filtres accordés sur eux-mêmes, (en anglais, c'est ce qu'on appelle des "matched filters"). Le premier filtre délivre un signal donné, et le second ne donne une impulsion abrupte que lorsque ce premier signal se présente à son entrée. Ce filtre est donc sélectif pour le premier signal, mais d'une manière tout à fait différente de celle du filtre résonnant usuel, qui, lui, est sélectif par rapport à une fréquence donnée.
De tels filtres appariés peuvent être fabriqués de multiples façons. Un filtre "émetteur" peut émettre à la place d'un piaulement toute autre "mélodie", pour autant que le filtre "récepteur" soit lui aussi accordé sur ce signal. Un exemple est représenté à la figure 6. Il faut remarquer que les filtres appartenant à une même paire peuvent être inversés, et reformer une nouvelle paire. La "mélodie" est dans ce cas, "jouée en marche arrière".

Les filtres transversaux

Les filtres transversaux constituent une classe de filtres tout à fait universelle. Le principe en est connu depuis longtemps mais les applications pratiques en étaient, jusqu'il y a peu, plutôt rares, si l'on fait exception de quelques réalisations dans le domaine digital. La forme générale d'un filtre transversal est représentée par le synoptique de la figure 7. Le signal de sortie d'un filtre transversal est la somme pondérée d'un nombre donné de copies "retardées" du signal d'entrée. Par "somme pondérée", on entend que les copies, avant d'être ajoutées les unes aux autres, sont tout d'abord multipliées par un "facteur de pondération" P.
Prouver noir sur blanc ce que nous venons d'énoncer nous conduirait un peu loin; nous nous contenterons donc d'affirmer que le choix judicieux du retard τ et du facteur de pondération P permet d'obtenir à peu prés n'importe quelle caractéristique de fréquence. Il n'existe quasiment pas de courbe de réponse suffisamment bizarre qui ne puisse être synthétisée par un filtre transversal. C'est loin d'être vrai pour un filtre traditionnel composé "classiquement" de bobines, de condensateurs et de résistances. Bien que le calcul du temps exact de retard ainsi que du facteur de pondération soit, même pour le mathématicien, un problème ardu, il est néanmoins possible. Soit dit entre parenthèses, un déphaseur (trucage sonore) et les appareils analogues peuvent être considérés comme des formes simples de filtres transversaux.
Comment arrive-t-on, de façon concrète, au retard τ et au facteur de pondération P dans un filtre transversal? Les retards sont obtenus de manière extrêmement simple, il suffit de calculer correctement la distance entre les doigts du transducteur d'entrée et celui de sortie. Plus grande est la distance, plus long est le retard. Quant au facteur de pondé-

6

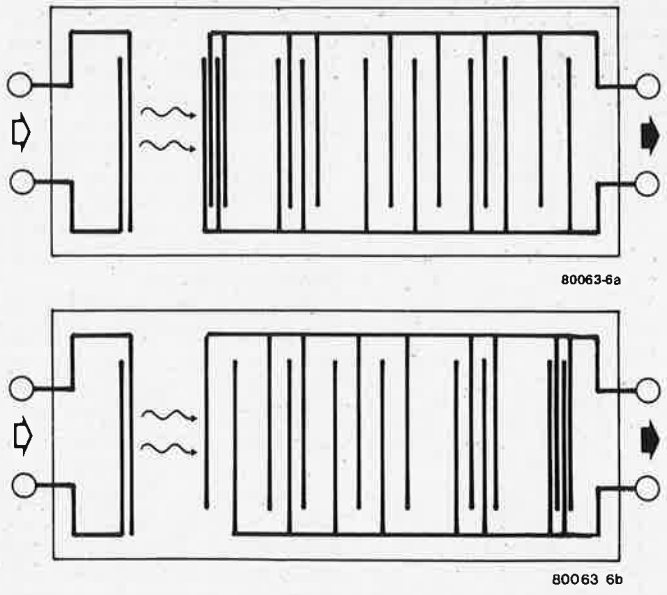


Figure 6. Tout comme les filtres de la figure 5, ces filtres sont appelés "filtres appariés" Le filtre de la figure 6a peut être utilisé pour émettre un signal et celui de la figure 6b pour le détecter. Les filtres peuvent cependant être intervertis!

7

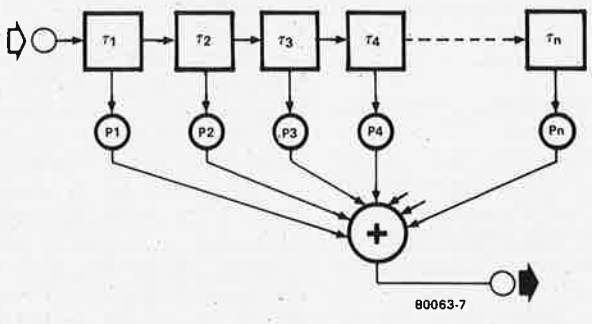


Figure 7. Schéma de principe d'un filtre transversal. τ_1, τ_2 . . . ralentissent le signal. Les "p" sont des facteurs de pondération, facteurs constants par lesquels les signaux retardés sont multipliés.

ration, il peut être lui aussi incorporé à la structure du filtre SAW, en jouant sur la *longueur* des doigts. Un exemple d'un tel filtre transversal est représenté à la figure 8. Comme il est d'usage en pratique, les distances respectives entre les doigts du transducteur de sortie sont toujours les mêmes, bien que des exemplaires dont les distances sont irrégulières soient tout aussi réalisables. Un tel filtre peut montrer une caractéristique de fréquence tout à fait remarquable.

Revenons aux CTD

Nous avons commencé nos explications en parlant des filtres à transfert de charges et nous venons de faire un grand détour par les filtres SAW, c'est-à-dire les filtres à ondes de surface. L'étude des filtres transversaux nous ramène aux CTD. Ces derniers sont, en effet, particulièrement aptes à la construction de filtres transversaux. Une des façons les plus communes d'arriver à ce résultat consiste à utiliser la technique dite des *"électrodes séparées"*, dont une illustration est donnée à la figure 9. Un coup d'œil à cette figure nous fait comprendre en quoi consiste cette technique: les électrodes de porte des CTD sont séparées en deux parties, et une seule partie seulement joue pleinement son rôle dans les échanges de charges qui vont se produire par la suite. Une seule des parties de l'électrode va prélever la charge sur le condensateur précédent, ou bien, va la céder au suivant. Cette technique des électrodes séparées permet de réaliser de manière relativement simple des fonctions sophistiquées. Les quatres électrodes de la figure 10 effectuent, dans leur ensemble, toute une série d'opérations mathématiques compliquées, qu'il est convenu d'appeler, en toute simplicité, "algorithme de transformation de tchilp en Z". Cet ensemble de quatre électrodes peut aussi être, tout comme le SAW de la figure 4, utilisé afin d'analyser le contenu fréquentiel d'un signal. Par opposition aux SAW, les CTD peuvent être utilisés dans le cas de signaux d'entrée apparaissant de façon continue (le SAW ne peut, lui, accepter que des signaux impulsionnels. On prévoit que dans l'avenir, de tels circuits soient appelés à jouer un grand rôle dans la reconnaissance des langages ainsi que dans la synthèse de ceux-ci. Que ces puces soient capables de choses aussi sensationnelles vient du fait, calculé un jour par un courageux, qu'elles sont capables d'autant de calculs par seconde et ce, avec autant de précision, qu'un millier des ordinateurs IBM les plus puissants...

8

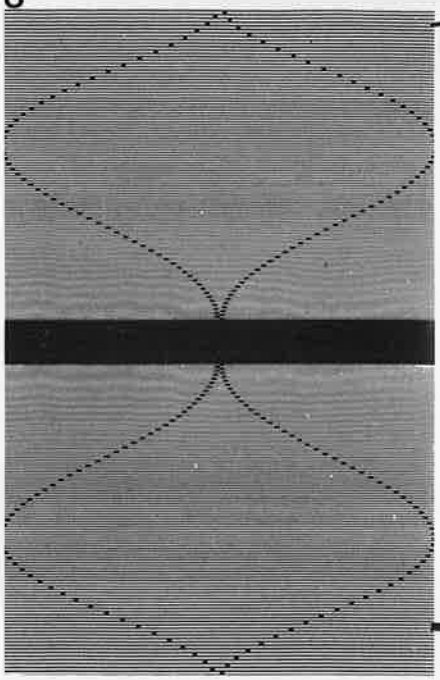


Figure 8. Un filtre transversal SAW peut ressembler à ce schéma. Cette version est symétrique; non seulement le transducteur de sortie est de forme spéciale, mais aussi le transducteur d'entrée (photo AEG - TELEFUNKEN).

Programmables

Nous ne sommes pas encore au bout de nos peines. Les filtres transversaux programmables (qui existent déjà) offrent eux aussi des possibilités exceptionnellement variées. Bien que les filtres transversaux SAW ainsi que les CTD soient rigides, en ce sens qu'ils possèdent une et une seule caractéristique de fréquence (quand on les considère de l'extérieur), il est cependant possible de fabriquer un filtre transversal dont la réponse soit ajustable. Cela peut se concevoir de manière simple en prenant une ligne à retard possédant, à intervalles réguliers, une sortie et en réglant les facteurs de pondérations à l'aide de potentiomètres. La similitude de la figure 11 avec la forme générale d'un filtre transversal n'échappe probablement à personne. Maintenant, comment concevoir une ligne à retard possédant, à intervalles réguliers, les sorties indispensables? Rien n'est plus simple que d'équiper un CTD d'une sortie après chaque "pas" plutôt que d'une seule sortie après le dernier. De tels CTD sont d'ailleurs en vente dans le commerce, leur but étant de construire des filtres transversaux.

Le filtre transversal de la figure 11 est

9

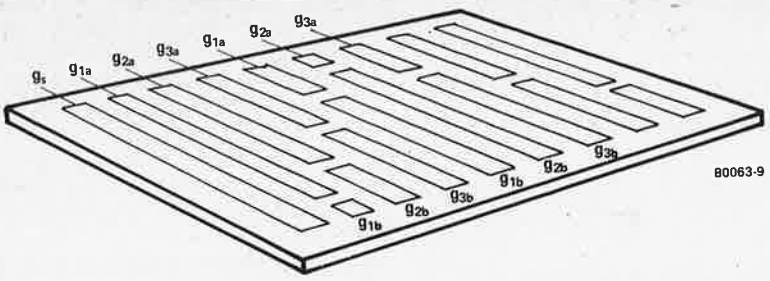


Figure 9. Un CTD peut devenir lui aussi un filtre transversal, si l'on fait usage de la technique des "électrodes séparées". Les électrodes de portes sont, à cet effet, séparées en deux parties, une de ces parties seulement intervient dans le processus de transmission des charges.

11

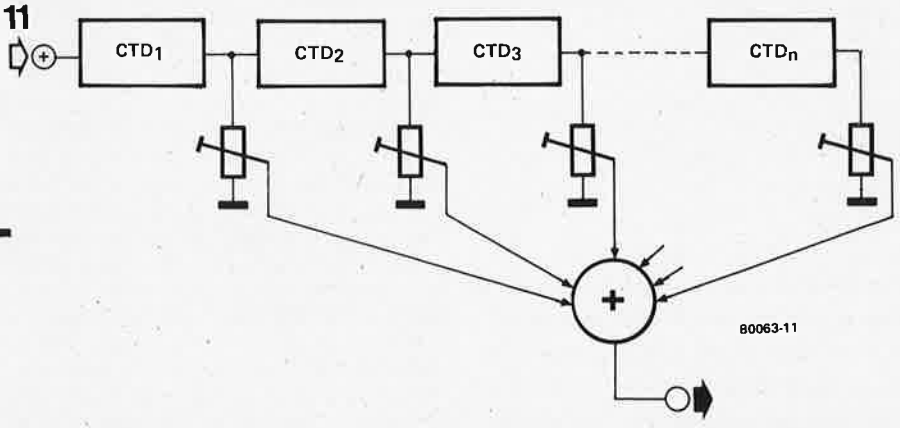


Figure 11. Un filtre transversal programmable peut être réalisé ainsi. Des filtres plus universels ne sont presque pas imaginables.

programmable au moyen de quelques dizaines de potentiomètres. C'est une solution chère et pas toujours pratique. Mais heureusement, les potentiomètres intégrés ne font plus partie de l'arsenal de la science-fiction; alors qu'est-ce qui nous empêche de placer ceux-ci immédiatement sur la puce? Et pourquoi ne pas y incorporer aussi, par la même occasion, un circuit permettant de calculer la position exacte dans laquelle doivent se trouver les potentiomètres intégrés: un micro-ordinateur? Les possibilités deviennent, à ce stade, illimitées.

Il existe une autre méthode permettant de rendre un CTD programmable. Il suffit de partir de l'idée des électrodes séparées et de placer un interrupteur MOS aux endroits où celles-ci sont coupées. Quand ce dernier est ouvert, l'électrode est effectivement séparée en deux parties. Chaque interrupteur MOS peut être commandé par une mémoire à semiconducteurs intégrée elle aussi sur la puce. De plus, chaque électrode peut être équipée d'un nombre supérieur de possibilités de séparations (interrupteurs MOS) et ainsi d'un nombre encore plus important de caractéristiques fréquentielles potentielles. De la même manière, on peut penser à équiper les divers emplacements des doigts d'un filtre SAW d'interrupteurs MOS, ce qui le fait lui aussi devenir programmable.

Toutes les possibilités n'ont pas encore été exploitées

Tout ce que nous venons d'évoquer nous persuade que la technique des lignes à retard analogiques est encore loin d'avoir été exploitée totalement. Ce qui nous apparaît maintenant comme certain est que les filtres CTD et SAW vont, de plus en plus, faire partie de l'électronique de tous les jours. Nous ne devons pas, pour cette raison, nous étonner que beaucoup de recherches soit orientées vers ce domaine. Beaucoup de nouvelles applications restent, sans aucun doute, à trouver.

Nous n'avons, d'ailleurs, pas encore soufflé mot d'une application riche de promesses dans le domaine particulier des CTD photosensibles et luminescents. Peut-être le tube-image plat est-il, enfin, pour demain ...

Mais ceci, cependant, fait l'objet d'une autre histoire. ◀

10

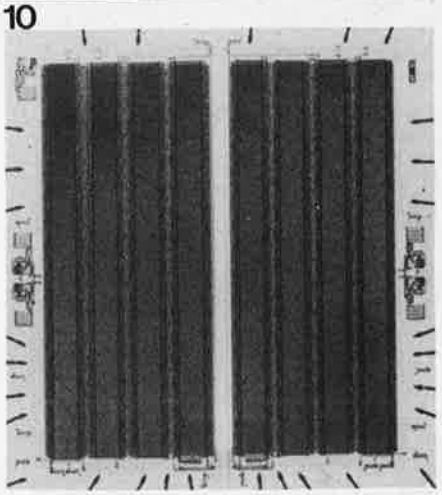


Figure 10. Une puce sur laquelle est disposé un filtre transversal CTD quadruple. En fait, il s'agit de quatre filtres distincts. Ensemble, ils effectuent un traitement sophistiqué du signal. Cette application est d'importance pour la reconnaissance et la synthèse de langage (photo Reticon).

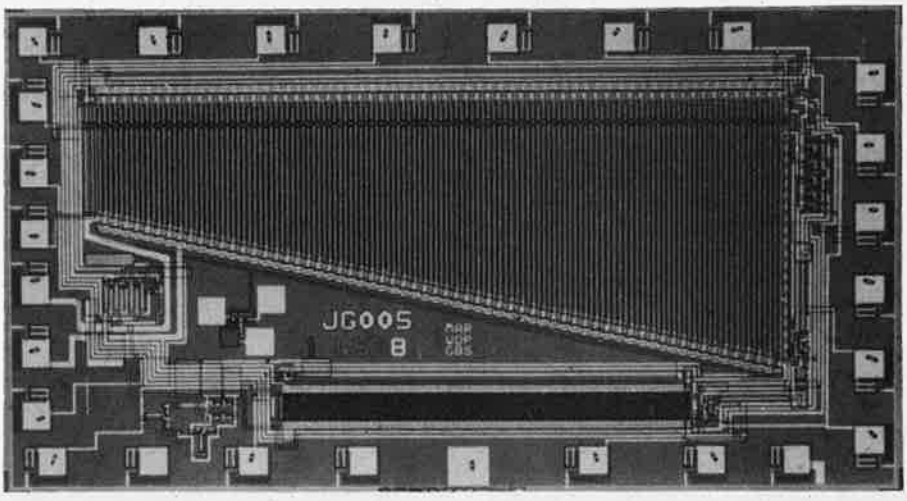
Bibliographie:

Robert W. Broderson & Richard M. White: New Technologies for Signal Processing. Science 195-4283, 18 mars 1977. (Article difficile)

TV-Scope,
Elektor nº 4, novembre/décembre 78 p. 11-29 et 11-36
5/6, Edition spéciale 78 p. 12-13
7, janvier 79 p. 1-40

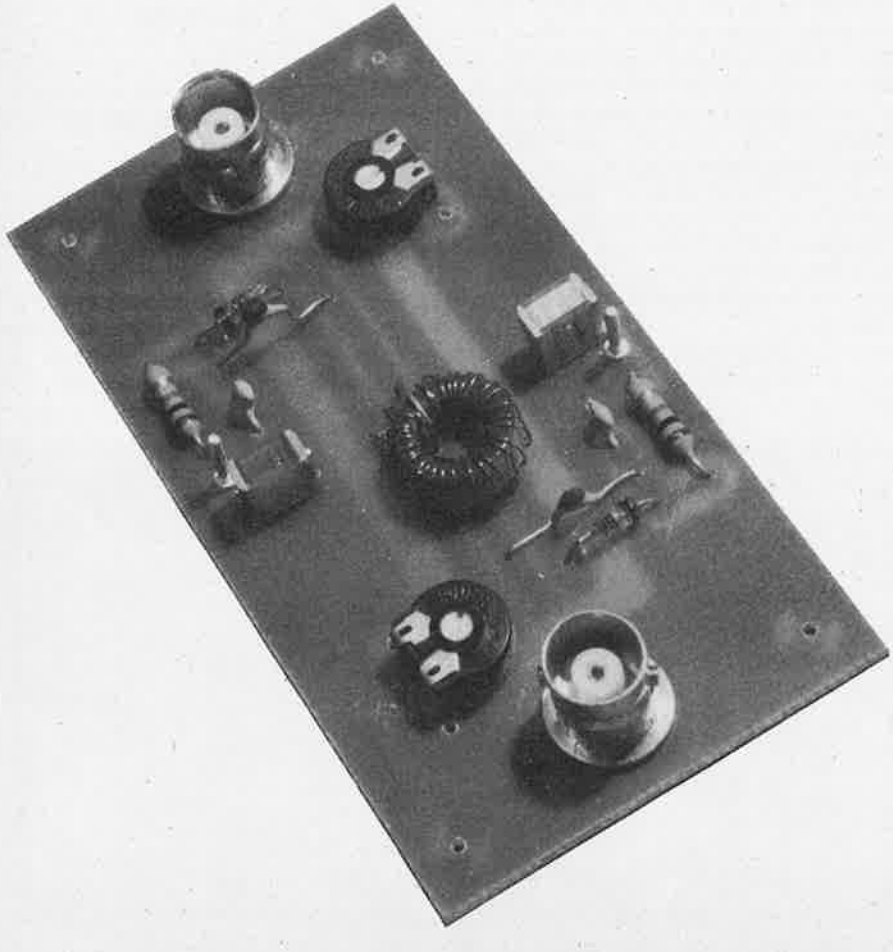
Chambre de réverbération analogique Elektor nº 5/6, Edition spéciale 78 - p. 12-56

Lignes à retard audio.
Première partie: Elektor 11 mai 78. p. 5-21.
Deuxième partie: Elektor 12 juin 78. p. 6-36. (Traite des applications des lignes à retard analogiques dans le domaine audio).



TOS-mètre

Pour rayonner le maximum de puissance avec une antenne d'émission, il est indispensable de l'adapter correctement à l'émetteur. Une mauvaise adaptation peut même être désastreuse pour l'étage de sortie (onéreux) de l'émetteur. C'est pour cela que les radio-amateurs utilisent souvent un appareil nommé mesureur du taux d'ondes stationnaires, ou TOS-mètre. Dans cet article, nous ne nous contenterons pas de décrire la théorie d'un tel montage; ce qu'il est, à quoi il sert, comment il fonctionne; un montage pratique d un TOS-mètre à très large bande sera décrit. Avec un circuit imprimé, naturellement.



Presque tous ceux qui ont tant soit peu d'expérience en électronique, ont entendu parler de l'adaptation d'impédance. Mais combien d'entre eux savent ce que c'est? Non que ce soit vraiment important, car en fait cela n'a d'autre raison d'être que de fournir un sujet de conversation aux fanatiques de l'audio, quand ils ont épuisé tous les autres...

Il y a pourtant un groupe d'enthousiastes de l'électronique qui considèrent l'adaptation d'impédance comme étant de première importance. Ce sont les radio-amateurs! Pour eux une mauvaise adaptation peut avoir des conséquences désastreuses. Au mieux, la portée de leur émetteur est considérablement réduite; au pire ils détruisent l'étage de sortie.

Heureusement il n'est pas trop difficile d'éviter les désadaptations. Pourvu que vous sachiez ce que vous faites, bien sûr! Si vous achetez un émetteur tout fait, son impédance de sortie est normalement spécifiée. De même pour les antennes d'émission le fabricant indique l'impédance. Une des meilleures choses à faire est alors de choisir une antenne de la même impédance que l'émetteur, et de les relier par un câble également de cette impédance. Par exemple, si l'émetteur a une impédance de sortie de 75Ω, le plus évident est de choisir une antenne 75Ω et du câble coaxial de 75Ω.

Pourtant la vie n'est pas toujours aussi belle. Beaucoup d'amateurs, non seulement construisent eux-mêmes leur émetteur, mais de plus tendent eux-mêmes leur fil d'antenne et en expérimentent de toutes dimensions et de toutes formes, parfois des plus bizarres. Dans ce cas, les deux impédances sont inconnues, et le transfert maximal d'énergie ne peut s'obtenir qu'empiriquement.

Pourquoi?

Le plus simple des circuits équivalents possibles pour représenter un émetteur et sa charge est donné sur la figure 1. Une source de tension alternative idéale, U, qui est la tension (à vide) donnée par l'émetteur, attaque la charge, Z_a, via son impédance interne, Z_i. La puissance P_a appliquée à Z_a peut être calculée par:

$$P_a = \frac{U^2 \cdot Z_a}{(Z_i + Z_a)^2}$$

La puissance P_a est donc maximale quand Z_a est égale à Z_i. Concrètement, si l'impédance de sortie de l'émetteur est de 75Ω, il faut utiliser un câble de 75Ω. De même, le transfert de puissance du câble à l'antenne sera le plus grand quand l'impédance de cette antenne sera égale à celle du câble. Dans ce cas toute la puissance fournie par l'émetteur est appliquée à l'antenne (les pertes dans le câble sont normalement négligeables). Qu'arrive-t-il quand l'impédance de l'antenne n'est pas égale à l'impédance du câble? Le transfert d'énergie vers l'antenne n'est

1

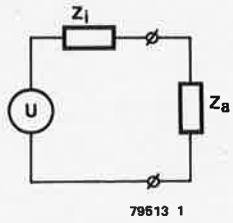


Figure 1. Le plus simple des circuits équivalents à un émetteur débitant dans une charge. Pour le meilleur transfert de puissance, l'impédance de la charge Z_a doit être égale à Z_i.

2

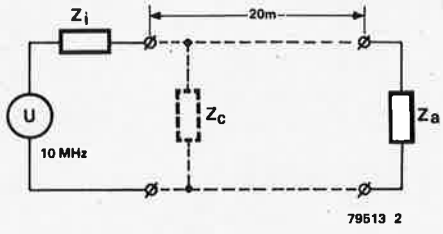


Figure 2. En pratique, l'antenne est reliée à l'émetteur par un câble. A 10 MHz, il faut une période entière pour parcourir un câble de 20 mètres.

3

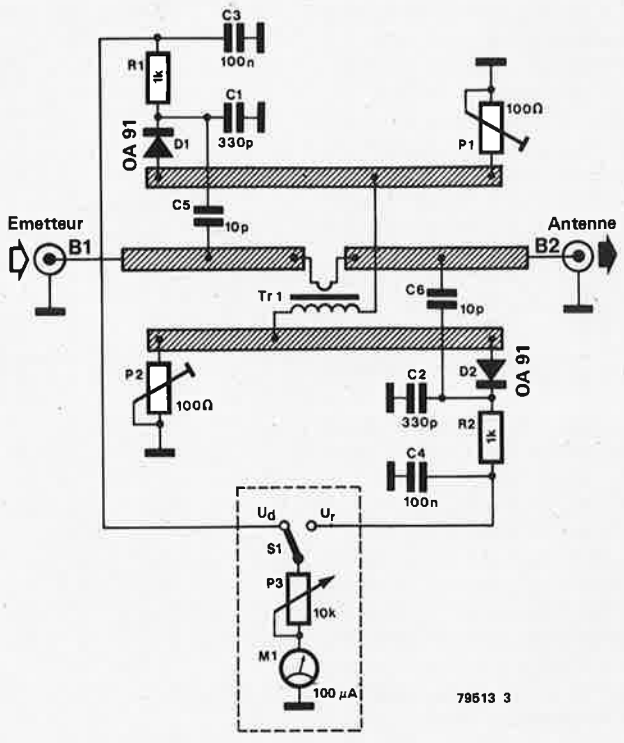


Figure 3. On peut utiliser ce TOS-mètre jusqu'à 30 MHz. Il faut utiliser des diodes au germanium, de préférence du type OA91. Le transformateur est bobiné sur un tore de ferrite.

plus idéal, et une onde stationnaire apparaît le long du câble. Ceci demande quelques éclaircissements.

Habituellement, l'antenne n'est pas montée sur le dessus de l'émetteur. Elle est sur le toit, ou en haut d'un mât, ou dans quelque situation élevée. Dans tous les cas, loin de l'émetteur, celui-ci étant de préférence dans un endroit confortable (ou fonctionnel) de la maison. La liaison entre les deux se fait par câble. La puissance fournie par l'émetteur court donc le long de ce câble vers l'antenne. Tout ceci est très schématique, mais voyons de plus près ce qu'il se passe dans le câble.

Le signal électrique se déplace à très grande vitesse:

200.000 à 300.000 km/s. Un calcul simple nous montre que pour parcourir 20 mètres de câble, ce signal met 100ns au moins. 10 MHz est une fréquence courante pour un radio-amateur, et la période est alors justement de 100ns. Cela veut dire que la source de tension devra avoir effectué une période complète avant que le moindre signal n'apparaisse au bout du câble, 20 mètres plus loin!

La source de tension ne peut donc pas "savoir" ce qu'il se passe au bout de ce câble. Elle n'en connaît que le début, et ne peut donc y envoyer qu'un courant correspondant à l'impédance de ce bout de câble. Quand le courant arrive à l'autre bout, le résultat dépend de ce qu'il y trouve. Si l'impédance de l'antenne est la même que celle du câble, donc si l'ensemble est bien adapté, le courant ne "s'aperçoit pas" du passage de l'un à l'autre. Il passe en totalité dans l'antenne où il est rayonné. Toute la puissance est donc transmise, puisque le même courant apparaît dans la même impédance.

Mais si l'impédance de l'antenne est plus élevée, il va s'y "cogner" dessus. Une tension supérieure sera développée, analogue à une nouvelle source de tension connectée à ce bout du câble, et qui bien sûr va elle-même envoyer un nouveau courant dans le câble . . . en sens inverse! L'onde directe et l'onde "réfléchie" vont interférer et donner une onde stationnaire. Il se passe quelque chose d'analogue si l'impédance de l'antenne est trop basse.

On peut détecter ces ondes stationnaires en faisant courir un mesureur de champ le long du câble. En certains points on détecte un maximum de champ, et à d'autres un minimum. Ces points sont espacés régulièrement. Si l'antenne est mal adaptée, le champ à sa base est faible, ce qui correspond à une faible puissance rayonnée.

Si on ne connait pas l'impédance de l'antenne, la désadaptation peut être déterminée en mesurant la quantité d'énergie réfléchie. En se servant de coupleurs directionnels qui ne laissent passer les ondes que dans un seul sens, on peut séparer les ondes directes des ondes réfléchies. Le rapport entre les deux mesure la précision de l'adaptation. Pour être plus précis, le rapport entre la somme et la différence de la tension directe (U_d, qui se dirige vers l'antenne) et de la tension réfléchie (U_r) donne le Taux d'Ondes Stationnaires (TOS).

$$TOS = \frac{U_d + U_r}{U_d - U_r}$$

Il est évident que le TOS est égal à 1 si la tension réfléchie est nulle; il devient infini si tout le signal est réfléchi. C'est ce qu'il se produit quand l'impédance de l'antenne est nulle ou infinie. Notez que l'impédance de l'antenne dont on parle est l'impédance à la fréquence transmise. Si l'antenne est correctement conçue pour cette fréquence, elle est en résonance et son impédance est réelle.

Le TOS-mètre

Nous avons maintenant une idée de ce qu'il faut mesurer. Reste à savoir comment. Le circuit du TOS-mètre donné sur la figure 3 peut être utilisé entre 2 MHz et 30 MHz. On le connecte en série dans le câble, près de l'émetteur. Le signal passe à travers le primaire d'un transformateur. Les courants directs et réfléchis induisent des courants dans le secondaire, dans des sens opposés. En combinant la tension totale $U_d + U_r$ avec les tensions correctement choisies et redressées du secondaire, on peut

obtenir U_d et U_r. Ces tensions, (sur C2 et C1 respectivement) peuvent être mesurées avec un circuit de mesure très simple, constitué de filtres passe-bas (R1-C3 et R2-C4) et d'un galvanomètre avec une résistance ajustable en série.
A des fréquences de plus de 30 MHz, il n'est plus nécessaire d'utiliser de transformateur. Il est remplacé par deux lignes secondaires parallèles à la ligne principale où passe le signal. C'est ce que montre la figure 4. Les caractéristiques directionnelles de ce circuit sont les meilleures quand

$$\frac{P1}{Z_{2L}} = \frac{Z_{1L}}{Z_a} \text{ et } \frac{P2}{Z_{2L}} = \frac{Z_{1L}}{Z_a}$$

où Z_a est l'impédance caractéristique de la ligne.
Evidemment, les ondes électriques peuvent parcourir les lignes dans toutes les directions, mais si les conditions ci-dessus sont remplies, elles seront très vite atténuées dans l'une des directions. Les diodes conduisant dans une seule direction (comme devraient le faire la plupart des diodes . . .), l'onde directe va développer une tension sur C2, et l'onde réfléchie une tension sur C1. Les deux tensions sont mesurées comme on l'a vu précédemment.

Le circuit imprimé

Il n'y a pas besoin de deux modèles de circuit imprimé pour ces deux versions. Il y a si peu de différences entre les deux qu'on pourra facilement utiliser le même, comme on le voit sur la figure 5.
Si on réalise la version de la figure 3 (jusqu'à 30 MHz), la ligne centrale doit être coupée en deux. Il suffit pour cela d'enlever un peu de cuivre entre les deux trous du centre. Le transformateur est bobiné sur un tore. Le secondaire comprend 30 tours; le primaire seulement la moitié d'un, ce qui équivaut à passer simplement un fil à travers l'anneau. Ce fil est soudé dans les deux trous ménagés sur la ligne centrale, ce qui fixe le transformateur par la même occasion. La réalisation est clairement visible sur la photo.
Pour la version VHF (figure 4) c'est encore plus facile, on ne touche pas à la ligne centrale. Il faut seulement veiller à ne pas monter C5, C6 et le transformateur.

Calibration

Pour les deux circuits, la calibration est très simple. On place le circuit dans la liaison d'antenne, près de l'émetteur. D'abord, l'inverseur est placé en position "U_d" et P3 est ajusté pour obtenir une assez grande déviation. Notez que ces trois composants ne sont pas montés sur le circuit imprimé. Maintenant l'inverseur est placé en position "U_r" et on ajuste P2 pour une déviation minimale.

4

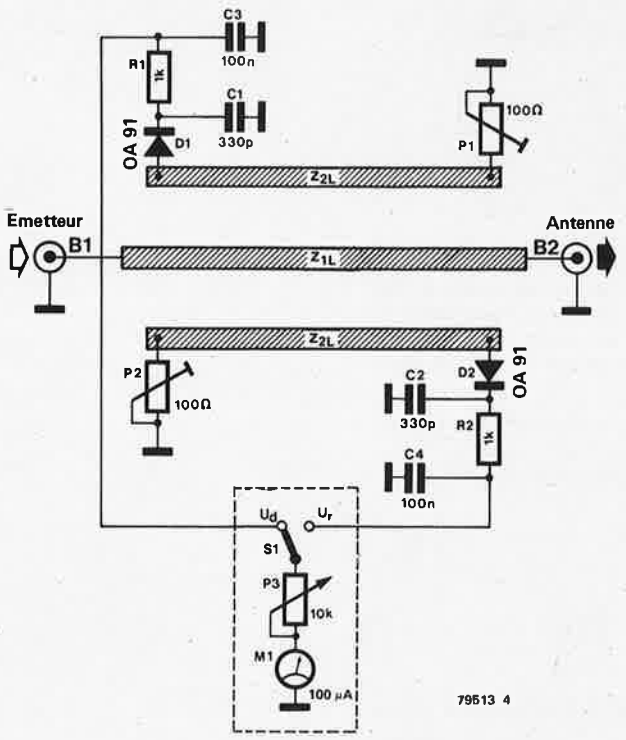


Figure 4. Le TOS-mètre est encore plus simple si on l'utilise en VHF (100 à 300 MHz).

5

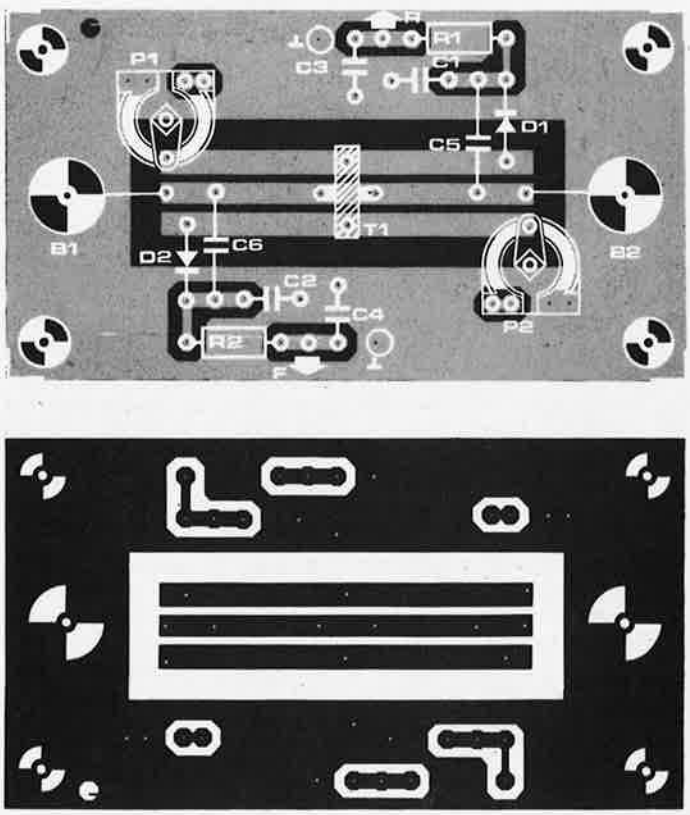


Figure 5. Le même circuit imprimé est utilisé pour les deux montages. S1, P3 et le galvomètre sont montés hors du circuit imprimé. Il faut couper la ligne centrale pour le circuit de la figure 3, comme c'est expliqué dans le texte.

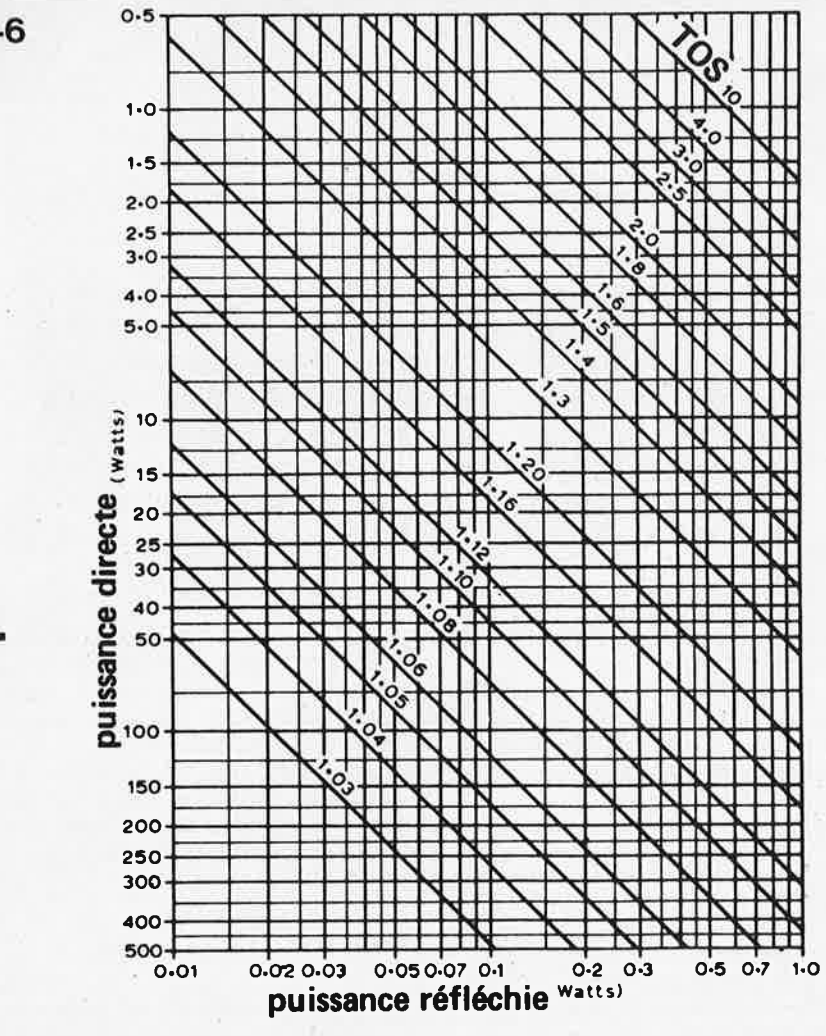


Figure 6. Ce graphique illustre la signification de la valeur du TOS. En pratique, des valeurs de moins de 2 sont considérées comme assez bonnes!

Liste des composants

Résistances:
R1,R2 = 1k
P1,P2 = 100Ω ajustable
P3 = 10 k ajustable

Condensateurs:
C1,C2 = 330p (céramique)
C3,C4 = 100n
C5*,C6* = 10p (céramique)

Semiconducteurs:
D1,D2 = 0A91 ou équivalent

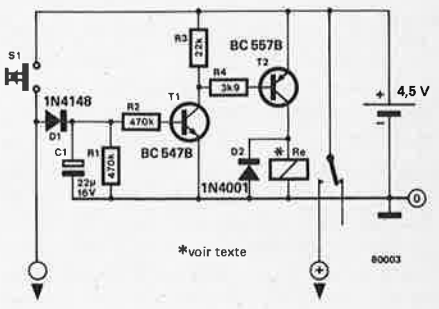
Divers:
M1 = galvanomètre 100μA
Tr1* = Tore type Siferrit R12,5 ou Amidon T50-6
primaire: 0,5 tour, fil de cuivre argenté de 1mm
secondaire: 30 tours, fil de cuivre de 0,5mm
S1 = inverseur simple
2 connecteurs de type BNC ou S0239

* Ces composants ne sont utilisés que sur la version HF (moins de 30 MHz).

On branche ensuite le circuit à l'envers! La sortie antenne est reliée à l'émetteur, et l'entrée est reliée à l'antenne. La même procédure de calibration est reprise, mais cette fois on ne touche pas à P2 et on ajuste P1 pour une déviation minimale en position "U_r".
Après avoir remis l'appareil à l'endroit, on peut vérifier le réglage de P2; puis de P1 à nouveau et ainsi de suite, jusqu'à ce qu'on ne puisse plus rien améliorer.
Quand on a trouvé les meilleurs réglages de P1 et P2, on met l'inverseur sur "U_f" et on ajuste P3 pour une déviation à pleine échelle. En position "U_r", le galvanomètre indiquera l'importance de l'onde réfléchie. Si les impédances sont correctement adaptées le galvanomètre restera à zéro. Cela correspond à un TOS de 1, comme on l'a vu plus haut; en d'autres termes, l'échelle du TOS-mètre va de 1 à l'infini.
Si on essaye une nouvelle antenne, l'instrument indiquera la précision de son adaptation, ou de sa désadaptation... Si le galvanomètre a une échelle linéaire, on la gradue facilement avec les valeurs du TOS: infini à pleine échelle, "7" aux trois-quarts, "3" au milieu, "1,6" au quart, "1,2" au dizième, "1,1" au vingtième et "1" au zéro. En pratique un TOS de moins de 2 est correct.

économiseur de piles

Dans de nombreux jeux électroniques tels que la roulette, les dés électroniques ou le jeu de "pile ou face", nous pouvons considérablement allonger la durée de nos piles en déconnectant après chaque utilisation soit le circuit complet, soit simplement le dispositif d'affichage, qui consomme à lui seul une grande quantité de courant.
Il serait naturellement trop fatigant de le faire manuellement. D'où l'utilité du circuit décrit ci-dessous qui se chargera de cette "corvée" automatiquement.



Ce circuit est en fait une simple minuterie. Lorsqu'on appuie sur le bouton poussoir S1 qui commande le circuit, le condensateur C1 se charge rapidement via D1. Le transistor T1 devient conducteur, le relais est alors excité par l'intermédiaire de T2, permettant l'alimentation du circuit. Lorsqu'on relâche S1, rien ne se passe tout de suite. C1 se décharge à travers R1, R2 et la jonction base-émetteur de T1, qui se bloque alors. Le relais est désexcité et le circuit n'est plus alimenté.
Les valeurs des composants indiquées sur le schéma imposent un délai d'environ 3s pour déconnecter l'affichage.
Si cet intervalle est jugé trop court (ou trop long), il suffit de modifier les valeurs de C1 et / ou R1 et R2.

polyflash

des éclairs à la chaîne

La fixation des différentes phases du déroulement d'un mouvement sur un négatif ou une diapositive est rendue possible par l'utilisation d'une série de prises de vue se succédant à cadence très rapide. Comme les appareils photographiques permettant la prise de vue multiple coûtent très cher, il est préférable de déclencher des impulsions de la source lumineuse à la manière d'un dispositif stroboscopique. Cet effet est obtenu en provoquant l'éclatement successif de plusieurs flashes. Le circuit que nous avons baptisé "Polyflash" commande jusqu'à cinq flashes à intervalles réglables indépendamment les uns des autres. On obtient donc une séquence d'éclairs variable et l'on pourrait judicieusement comparer Le Polyflash à une sorte de "séquenceur de flashes".

Les photographes que passionne l'expérimentation (et tout photographe amateur n'est-il pas possédé par ce démon?) ont, avec la prise de vue multiple, un moyen supplémentaire de réaliser des images intéressantes. Un dispositif de commande approprié permet de prendre une série de poses en cours de déroulement d'un mouvement, selon une séquence modifiable. Ce qui est important en la circonstance, c'est que chaque intervalle entre deux prises de vue soit réglable dans des limites assez larges pour rendre possible la photographie de mouvements se déroulant à vitesses différentes.

Des appareils de commande de flashes remplissant ces conditions sont évidemment disponibles chez les revendeurs spécialisés afin de satisfaire les besoins des amateurs exigeants, et cela à des prix comparables à ceux des appareils de photo reflex bien équipés.

Par contre, construit par l'utilisateur, le Polyflash ne reviendra pas plus cher qu'un simple "pocket". La gamme de réglage de l'intervalle entre deux éclairs va de dix millisecondes à plusieurs secondes. La séquence d'éclairs la plus courte est déterminée par la durée d'éclairement du type de flash utilisé. On peut se servir aussi bien d'un flash électronique, d'un flash au magnésium ou du flashcube. Du seul point de vue du prix de revient le plus faible à l'éclair, on accordera la préférence au flash électronique alimenté par piles ou par accus, pour l'application envisagée. Les flashes alimentés sur piles sont fréquemment très bon marché, ce qui permet de limiter les dépenses occasionnées par l'achat de plusieurs exemplaires.

Circuit

Le principe du dispositif est extrêmement simple: on se sert d'un réseau à retard comportant quatre monostables

1

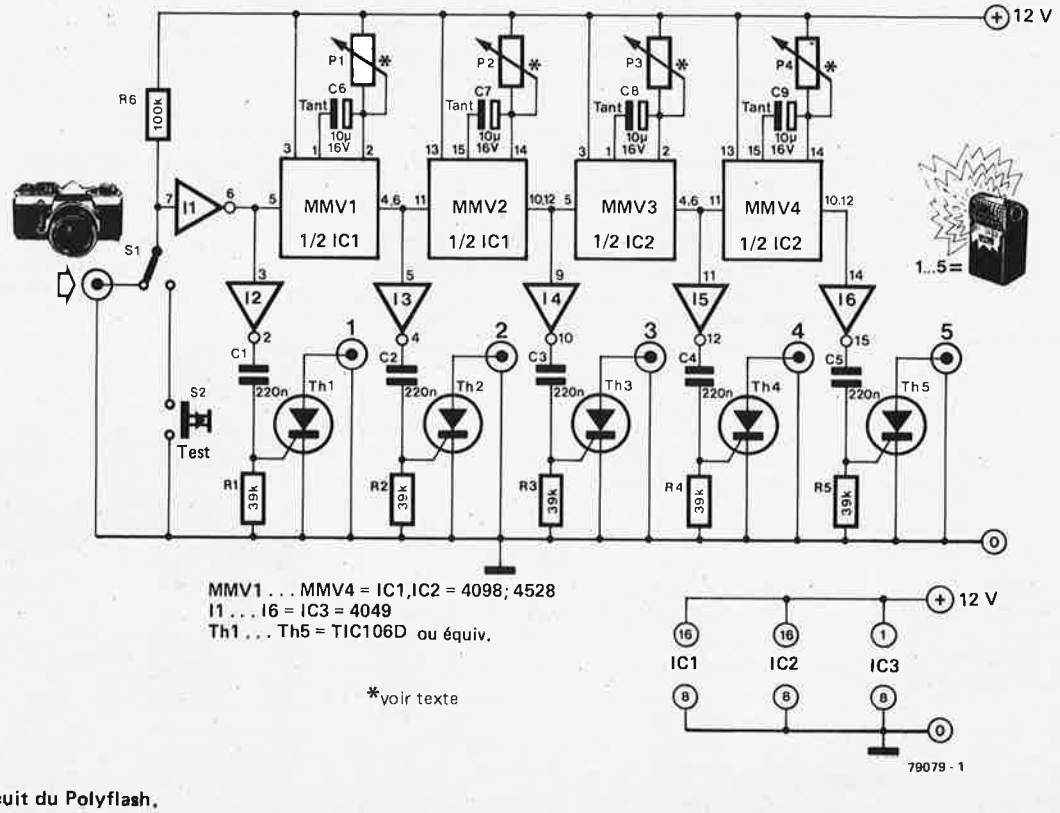


Figure 1. Circuit du Polyflash.

(figure 1). Le contact de l'appareil photo déclenche le premier monostable et le premier thyristor. A la fin de l'écoulement du temps de retardement du premier monostable, le front descendant de l'impulsion à sa sortie déclenche le thyristor Th2 et, par conséquent, le premier éclair ainsi que le second monostable, lequel, après écoulement de son temps de retardement réglé à l'aide de P2, amorce le troisième flash et déclenche le troisième monostable, le processus se poursuivant jusqu'à ce que le cinquième flash ait été amorcé et qu'ainsi s'achève le cycle de temporisation. Chaque thyristor amorcé est mis hors circuit automatiquement lorsque le condensateur d'amorçage du flash s'est déchargé et que l'intensité du courant d'entretien tombe en-dessous de la valeur requise.
La séquence d'éclairs peut être également déclenchée à des fins expérimentales à l'aide du bouton-poussoir S2 (qui se substitue alors au contact de l'appareil photo), dès lors que l'inverseur S1 ait été préalablement mis en position "Test". Les rebondissements du contact de l'appareil (ou du poussoir S2, dans le cas d'un test) n'ont aucune incidence, car, en cas de nouveau déclenchement du premier monostable, les flashes ne sont pas encore remis en état de fonctionner.
Afin qu'il soit possible d'effectuer des tests et des réglages du circuit sans que soient raccordés les flashes, on peut incorporer dans le dispositif des LED, qui, en s'allumant, jouent le rôle d'indicateurs d'éclairs. La figure 2a montre un projet de montage se composant d'un condensateur électrochimique, de deux résistances et d'une LED. Par l'intermédiaire de la LED, le condensateur se charge rapidement et, dès que le thyristor concerné s'amorce, la diode s'illumine pendant un court instant. Après que le thyristor soit revenu à l'état non conducteur, le condensateur électrochimique peut se décharger à nouveau par l'intermédiaire de la résistance de 180k.
L'alimentation peut se faire à l'aide d'un bloc d'alimentation miniature, stabilisé, de 12 V/100mA; le circuit de la figure 2b convient parfaitement à cet objectif.
Lorsque le Polyflash n'est pas utilisé fréquemment, il est possible de se servir de piles qui seront amplement suffisantes pour couvrir la faible consommation du circuit.

Réalisation et extension

L'expérience a démontré que la réalisation du circuit se faisait sans complication. L'approvisionnement en composants ne soulève aucune difficulté, car il s'agit d'éléments tout à fait standards. N'importe quel type de thyristor débitant 5 ampères sous 400 volts peut convenir et il ne faut pas hésiter à profiter des offres spéciales pour amateurs. L'assemblage se fait sur une plaquette perforée normalisée. Les supports de flashes sont normalement distribués par les vendeurs de matériel photographique.
Rien n'empêche d'augmenter à volonté la capacité du circuit en multipliant les sorties de commande par l'adjonction d'un nombre de monostables correspondant. Le réglage de la séquence d'éclairs est réalisé, au choix, de deux manières: ou, comme le montre le schéma de montage, on utilise des potentiomètres, ou l'on remplace ceux-ci par un commutateur à plots avec des résistances fixes. Un commutateur de ce type équipé de 10 résistances fixes coûte à peine plus cher qu'un potentiomètre mais présente l'avantage de garantir que les temps préréglés seront respectés rigoureusement par la suite. Le calcul de la valeur des résistances est simple: à une résistance de 1 k correspond un temps de retard d'environ 5 millisecondes, et, par exemple, avec 100 k on compte une demi-seconde, avec 1 M on table sur 5 secondes. Si l'on utilise des potentiomètres, la valeur des résistances est calculée d'après la durée de séquence maximale désirée; en règle générale, on retient des valeurs de l'ordre de 470 (500)k ou 1 M.
La tolérance relative aux temps indiqués peut aller jusqu'à 50% (tolérance totale des condensateurs électrochimiques 10µ et des CI). Pour les amateurs de précision, il faut chronométrer les temps et étalonner l'échelle des cadrans de manière appropriée, lorsqu'il s'agit de potentiomètres, et remplacer les résistances fixes par des potentiomètres ajustables, lorsqu'il s'agit de commutateurs, le réglage étant fait une fois pour toutes. Le dessin de la figure 3b présente un projet de réalisation de la plaque frontale du Polyflash. ◀

2

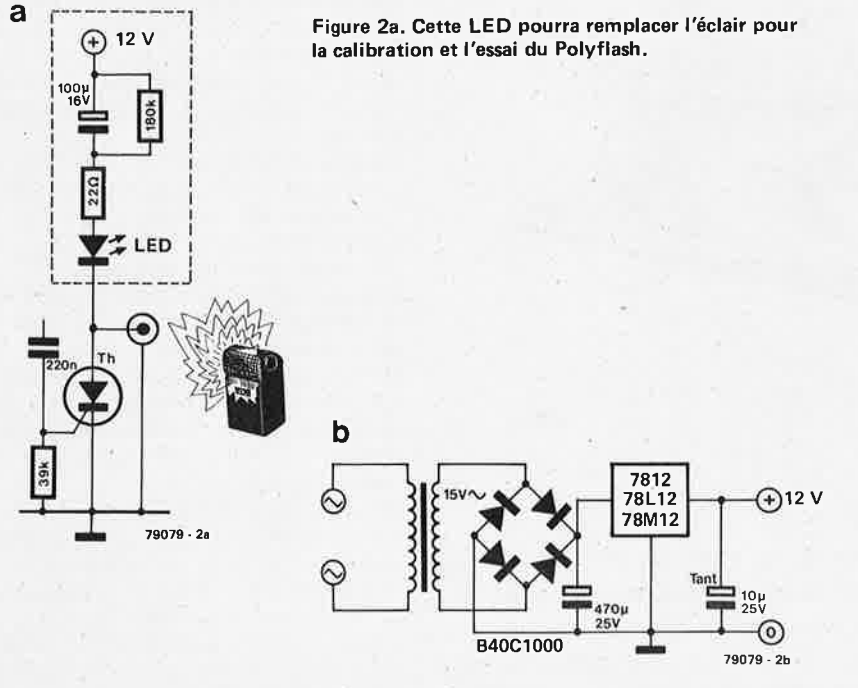


Figure 2a. Cette LED pourra remplacer l'éclair pour la calibration et l'essai du Polyflash.

Figure 2b. Une alimentation convenable pour le Polyflash.

3

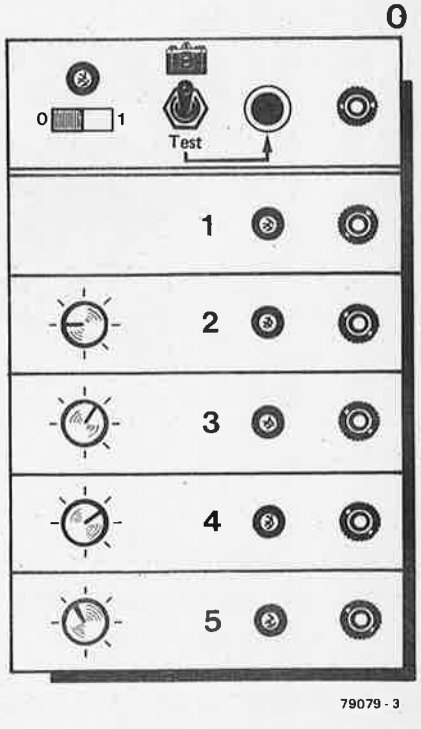
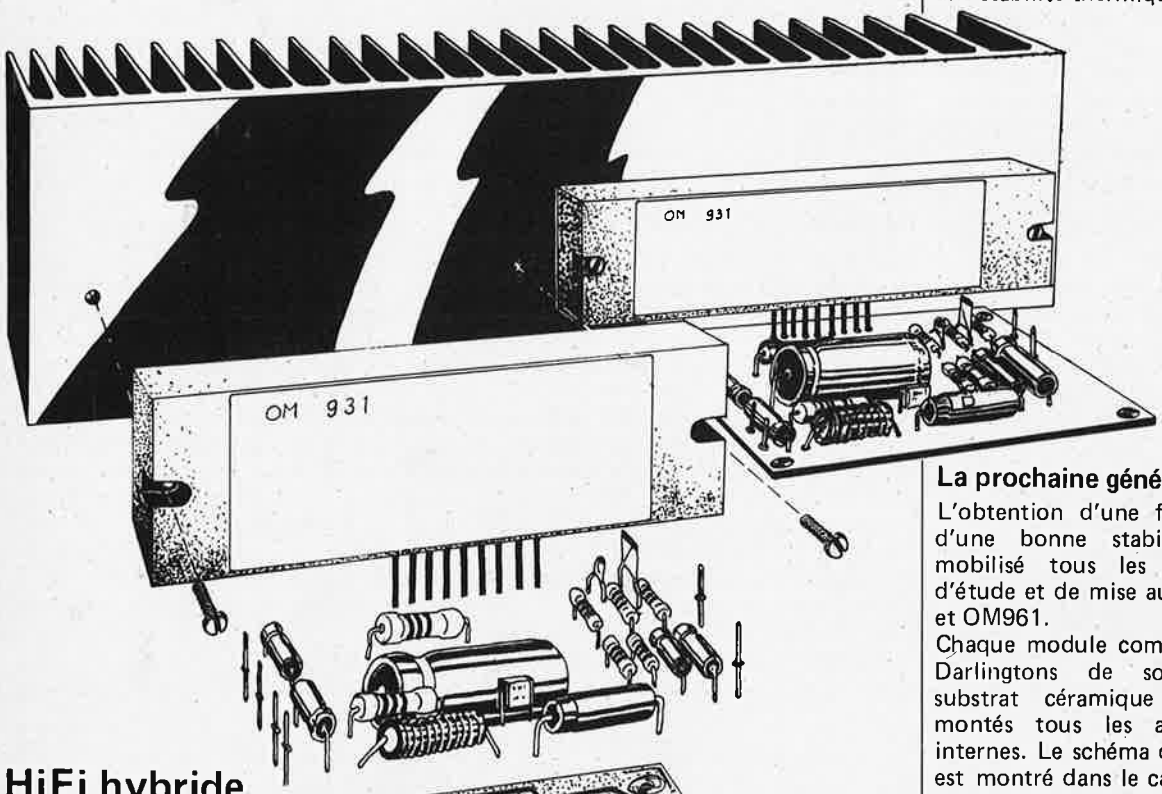
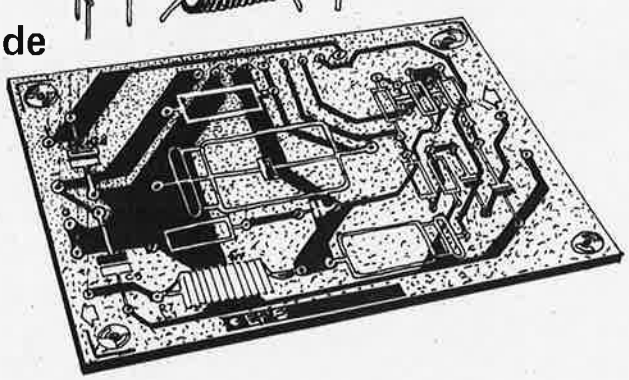


Figure 3. Exemple de réalisation de la face avant du Polyflash.

top-amp



HiFi hybride



Les modules amplificateurs de puissance audio hybrides ne constituent pas vraiment une nouveauté. Ce qui est réellement nouveau, ce sont les progrès technologiques rapides qui ont conduit à la production de modules de très haute qualité. A ce titre, il faut citer, par exemple, les modèles OM931 et OM961 de chez RTC délivrant respectivement 30 ou 60 watts très "purs" dans 4 ou 8 ohms.
L'article qui suit va nous permettre de mieux découvrir ces "poids légers au punch de poids lourds".

En un sens, il est surprenant que les publicitaires ne nous aient pas encore gratifiés d'une expression du genre "Compact Power R " pour caractériser l'étage de sortie des amplificateurs du bas et du milieu de la gamme des prix. Il faut bien admettre qu'une bonne partie d'entre eux sont équipés, actuellement, d'un module amplificateur de puissance hybride. Mais voici qu'est née une nouvelle génération de circuits hybrides qui s'avèrent de qualité tout à fait satisfaisante, ainsi que nous allons pouvoir le vérifier. Il a été possible de réaliser un meilleur circuit et d'obtenir une stabilité thermique renforcée.

La prochaine génération

L'obtention d'une faible distorsion et d'une bonne stabilité thermique a mobilisé tous les efforts en cours d'étude et de mise au point des OM931 et OM961.
Chaque module comporte une paire de Darlingtons de sortie ainsi qu'un substrat céramique sur lequel sont montés tous les autres composants internes. Le schéma du circuit (interne) est montré dans le cadre de la figure 1; tandis que nous l'étudierons, il sera parfois profitable de se reporter à la figure 2 qui présente, elle, un circuit complet incluant tous les composants externes.
L'étage d'entrée est un amplificateur différentiel PNP constitué de T1 et T2, auquel est associée une source de courant (T3) située "en bout de piste". La valeur de la résistance R3 est virtuellement égale à celle de R1 + R2, ce qui signifie que la dissipation de T2 est presque identique à celle de T1, afin que soit réalisé l'équilibre thermique de cette paire de transistors. Par voie de conséquence, l'offset en courant continu à la sortie est maintenu à une valeur minimale.
Le signal de sortie de T1 (circulant au travers de R2) est appliqué à un étage tampon, T4, puis, au driver (T5). Le condensateur C1 assure la compensation de fréquence; cependant sa valeur est inférieure à celle prévue habituellement, car le circuit de correction de fréquence utilisé est plutôt peu commun (ainsi que le montre la figure 2).
Le courant de polarisation de l'étage de sortie est déterminé par T6, P1, R11 et R12. Cet étage de sortie est

formé de deux Darlingtons, T9 + T10 et T11 + T12. La résistance R12 sert à contrebalancer les incidences des variations de la tension d'alimentation sur le réglage de la polarisation. On constate que dans le circuit complet présenté en figure 2, un condensateur électrochimique est connecté entre la sortie (broches 3 et 4) et la broche 8. C'est ainsi qu'est réalisé un "bootstrapping", ce qui a pour résultat que l'impédance de collecteur "vue" par T5 est nettement supérieure à la résistance de l'ensemble R13 + R14 + R15 afin qu'un gain en boucle ouverte élevé soit obtenu.

Si l'on n'y prend garde en cours de réalisation, le bootstrapping est susceptible de provoquer des incidents, aussi faut-il y consacrer un soin particulier. A supposer que D2 soit éliminée, il faut s'attendre au pire ... La tension présente à la borne 8 peut facilement prendre une valeur supérieure à celle de la tension d'alimentation. Sans la présence de D2, la tension disponible à la base de T9 ne pourra être supérieure que d'environ 0,5V à la tension d'alimentation; le transistor sera déjà porté à saturation... Si nous admettons qu'il est plutôt fâcheux qu'un "écrêtage" se produise dans l'étage de sortie (le temps de recouvrement relativement long conduit à une distorsion audible), il est évident que c'est une heureuse inspiration que "d'écrêter" en un point du circuit situé en amont, même s'il faut pour cela sacrifier quelques centaines de millivolts de la tension de sortie à pleine puissance, à condition, bien entendu, que cela permette d'obtenir un temps de rétablissement nettement plus court. Le circuit de bootstrap procure la solution idéale qui consiste à scinder la résistance série en deux éléments (R13 et R14) et à connecter le point commun à la tension d'alimentation positive au travers d'une diode (D2). La valeur de chacune des deux résistances est déterminée pour que D2 passe à l'état conducteur pour un niveau de signal tout juste inférieur à celui nécessaire pour porter à saturation la paire T9 + T10. La diode D2 étant polarisée dans le sens passant, le mécanisme du bootstrap se trouve effectivement mis hors d'action; l'impédance de collecteur subsistante de T5 est la valeur relativement faible de R13, et, de ce fait, le gain en boucle ouverte s'effondre. On obtient ainsi une caractéristique de recouvrement nettement améliorée après que l'amplificateur ait été amené à écrêtage. Nos lecteurs désireux d'approfondir le sujet pourront utilement se reporter à la liste des ouvrages indiqués sous la rubrique "Bibliographie" en fin d'article.

Le reste des composants, T7, T8, R16 . . . R24, C3, C4, D3 . . . D8, est essentiellement du domaine du circuit de protection. Quand celui-ci entre en action, T7 ou T8 passe à l'état saturé, ce qui a pour effet d'interrompre l'attaque de la paire T9 + T10 ou de la paire T11 + T12, respectivement. La tension de la jonction base-émetteur de T7 et T8 dépend à la fois de la tension et de l'intensité du courant de sortie. Les diodes D7 et D8 ont pour rôle la protection des dispositifs de sortie contre les pointes de tension excessives qui pourraient se produire, par exemple, si le circuit de protection entrait en action tout en attaquant une forte charge inductive.

1

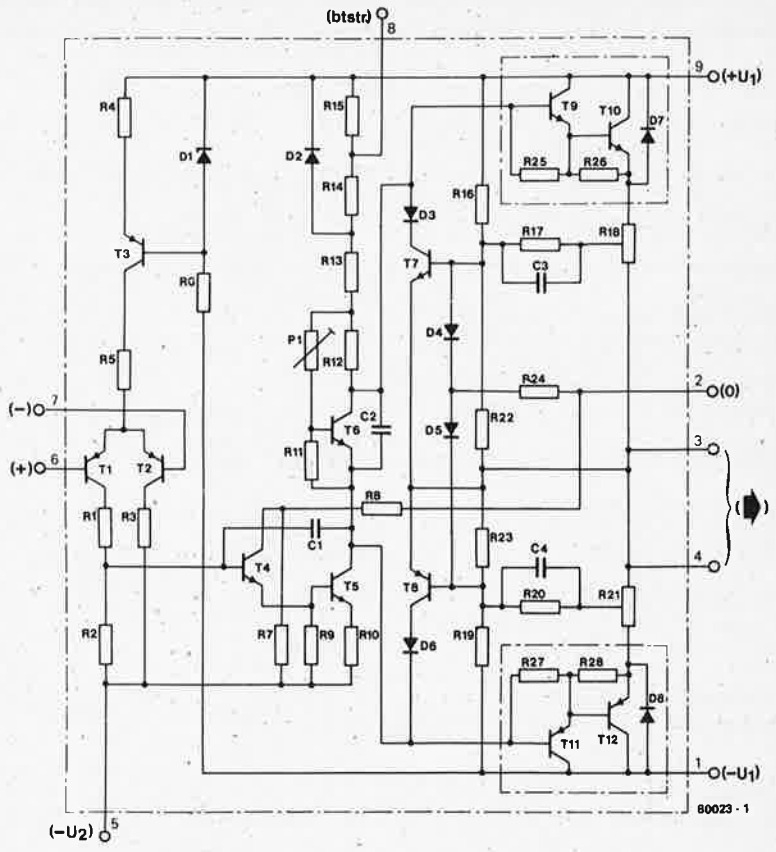


Figure 1. Circuit interne des modules amplificateurs de puissance OM931 et OM961.

2

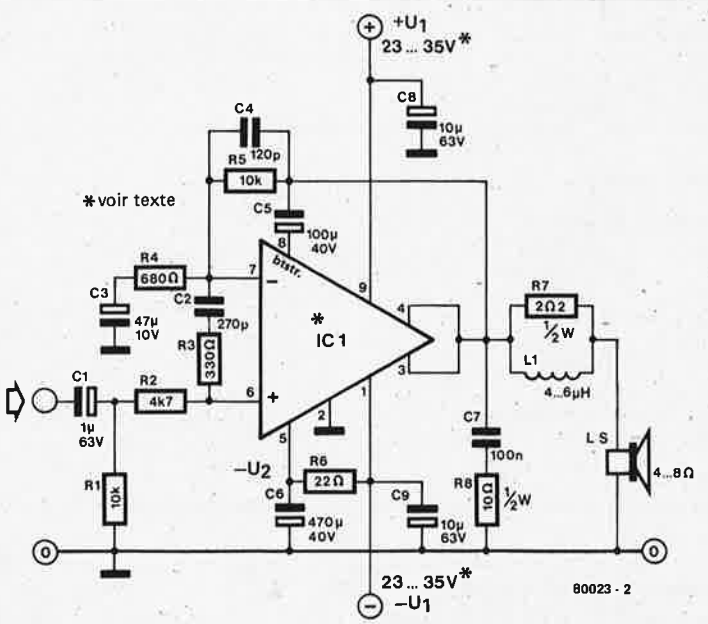


Figure 2. Amplificateur de puissance complet utilisant soit le OM931, soit le OM961. Le circuit est proposé par la firme Philips.

Les composants externes

La figure 2 représente le circuit d'un amplificateur de puissance utilisant le OM931 ou le OM961, ainsi que le propose Philips dans une note d'application. On se sert d'une alimentation symétrique, de sorte que le haut-parleur puisse être directement couplé en courant continu; il n'y a pas de condensateur électrochimique de sortie.

Caractéristiques essentielles des OM931 et OM961

		OM931		OM961
Tension d'alimentation	± 23V	± 26V	± 31V	± 35V
Courant de repos	80 mA	80 mA	100 mA	100 mA
Puissance de sortie, 4Ω (1)	30 W	-	60 W	-
Puissance de sortie, 8Ω (1)	-	30 W	-	60 W
Niveau d'écrêtage à 1kHz, 4Ω, d = 0,7%	40 W	40W	75W	75W
Distorsion harmonique totale à 1kHz, 1 W	0,02%	0,02%	0,02%	0,02%
Sensibilité d'entrée	$0,7V_{RMS}$	$1,0V_{RMS}$	$1,0V_{RMS}$	$1,4V_{RMS}$
Impédance d'entrée		10 k		
Gain en boucle ouverte		80dB (10 000 x)		
Gain en circuit fermé		24dB (15,7 x)		
Taux de réaction		56dB (630 x)		
Réponse en fréquence à 10dB en-dessous de la puissance de sortie maximale		30 . . . 40 000 Hz -1dB		
Largeur de bande de puissance (-3dB, d = 1%)		20 . . . 40 000Hz		
Rapport signal/bruit pour une puissance de sortie de 50mW		75dB		
Rapport signal/bruit pour la puissance de sortie maximale		> 102dB		
Tension d'offset continue en sortie		± 20 mV		
Réjection de l'ondulation de l'alimentation		> 65dB		
Impédance de sortie		50 mΩ		
Tension d'alimentation maximum absolue OM931		± 40V		
OM961		± 45V		
Température maximale du boîtier		95°C		

Note (1): pour une distorsion harmonique totale ⩽0,2% à toutes les fréquences comprises entre 20 Hz et 20 kHz (réglement FTC).

C5 est le condensateur électrochimique du bootstrap. C7 et R8 assurent une charge précise à haute fréquence, ce qui garantit une stabilité absolue. L1 et R7 atténuent considérablement l'incidence d'une charge capacitive, qui, autrement, pourrait se manifester par un effet de "sonnerie".

La contre-réaction de la sortie sur l'entrée inverseuse est assurée par R4, R5, C3 et C4. En association avec R4 et R5, C4 participe à la compensation de phase. Autre précaution utile, aux fréquences acoustiques, le gain en boucle fermée est déterminé par R4 et R5. Plus précisément, le gain est donné par la formule $1 + \frac{R4}{R5}$.

R2, R3 et C2 méritent une mention particulière. En association avec R1 (connectée en parallèle avec l'impédance de source fournie par le pré-amplificateur), ces composants garantissent que le gain en boucle ouverte décroisse dès qu'une fréquence donnée est dépassée. Il faut une combinaison de ce genre pour maintenir

Liste des composants

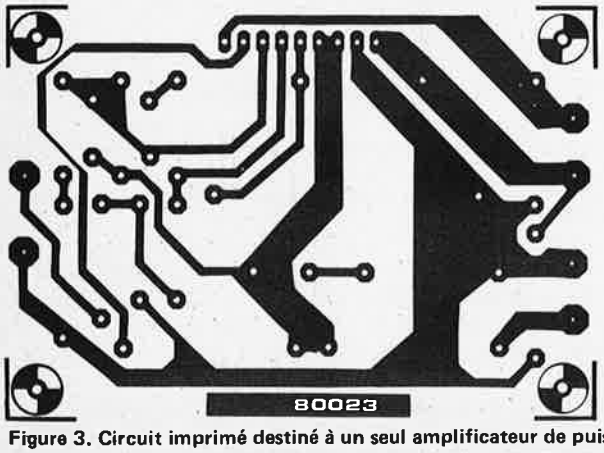
Résistances:
R1,R5 = 10k
R2 = 4k7
R3 = 330Ω
R4 = 680Ω
R6 = 22Ω
R7 = 2Ω2/1 W
R8 = 10Ω/½W

Condensateurs:
C1 = 1µ/63V
C2 = 270p
C3 = 47µ/10V
C4 = 120p
C5 = 100µ/40V
C6 = 470µ/40V
C7 = 100n
C8,C9 = 10µ/63V

Semiconducteurs:
IC1 = OM931 ou OM961

Divers:
Dissipateur 0,8° C/W (OM961) ou 1,4° C/W (OM931)
L1 = 4 à 6µH; 40 spires bobinées sur R7, fil de cuivre émaillé Ø = 0,6 mm

3



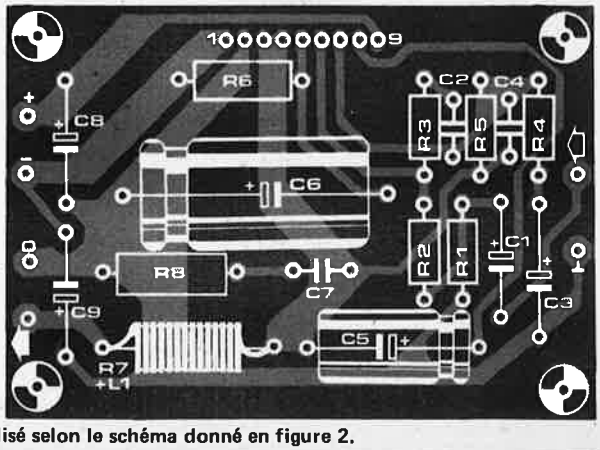
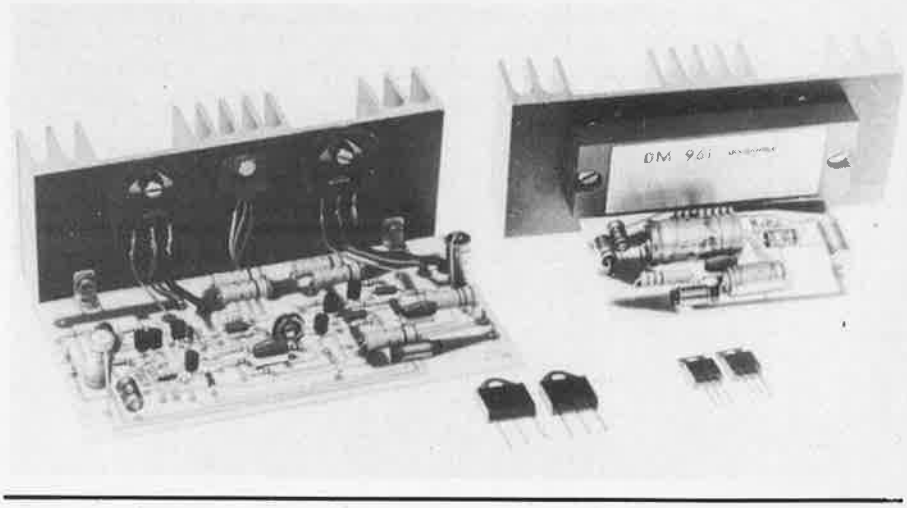


Figure 3. Circuit imprimé destiné à un seul amplificateur de puissance (mono) réalisé selon le schéma donné en figure 2.

la stabilité d'un amplificateur à contre-réaction; en disposant ces composants en amont de l'amplificateur (et en fait, hors de la boucle de réaction), le danger de surcharge *dans* la boucle est éliminé. C'est de cette manière qu'est écartée la distorsion d'intermodulation due aux effets transitoires.
Le tableau résume les caractéristiques essentielles des deux amplificateurs réalisés en fonction du circuit présenté en figure 2, en se servant soit du OM931, soit du OM961. Les chiffres indiqués parlent d'eux-mêmes...

Réalisation

La figure 3 présente une plaquette de circuit imprimé. Elle convient à un amplificateur de puissance unique (c'est-à-dire, mono); pour la stéréo, il faut utiliser deux plaquettes. Les détails mécaniques relatifs aux modules amplificateurs proprement dits sont donnés en figure 4.
Lorsqu'on installe l'un des modules (OM931 ou OM961) sur la platine et sur le dissipateur thermique, il faut qu'il soit écarté d'environ 13 mm de la plaquette; le bord de celle-ci doit presque affleurer le dissipateur. En cas de version stéréo, les deux modules peuvent être montés sur un radiateur commun, à condition que celui-ci ait une résistance thermique suffisamment basse.
Le tableau donne les indications relatives aux tensions d'alimentation symétriques. Il est bon de noter que, lorsqu'on se sert d'une alimentation non stabilisée du type présenté en figure 5, les tensions données doivent être disponibles à pleine puissance. Bien entendu, hors puissance, les tensions relevées seront plus élevées; néanmoins, les valeurs maximales (± 40V pour le OM931 et ± 45V pour le OM961) ne devront jamais être dépassées et il serait bon de prévoir une marge destinée à couvrir une surtension d'environ 10% par rapport à la valeur nominale du réseau.
Les intensités relatives au transformateur et au redresseur de la figure 5 dépendront de la puissance de sortie nécessaire, de l'impédance de charge et du nombre de modules connectés sur la même alimentation. Pour chaque module, l'intensité absorbée est indiquée ci-dessous:
OM931, 30W dans 4Ω: 1,25 A
OM931, 30W dans 8Ω: 0,9 A
OM961, 60W dans 4Ω: 1,75 A
OM961, 60W dans 8Ω: 1,25 A
Il est évident que pour un amplificateur stéréo, l'intensité totale absorbée sera double de celle précisée ci-dessus. Le câblage de l'amplificateur doit être effectué avec soin. Un câblage défectueux est susceptible de réduire à néant le rendement de l'amplificateur le mieux conçu; il peut même être à l'origine d'un taux de distorsion considérablement supérieur au taux normal! Cela n'a rien de surprenant si l'on se souvient que, lorsque l'amplificateur fonctionne à pleine puissance, le courant important circulant dans le conducteur d'alimentation positif n'est appliqué que pendant l'alternance positive du signal de sortie; en réalité, il s'agit d'un redressement mono-alternance. On peut faire la même observation pour ce qui concerne le conducteur négatif. Cela signifie tout simplement que les harmoniques de rang plus élevé sont produites en quantité! Et il ne faut qu'une légère capacité ou inductance de fuite pour qu'elles se retrouvent à l'entrée de l'amplificateur...
Par conséquent, il est nécessaire que les conducteurs d'alimentation soient courts, directs, et aussi éloignés que possible du câblage d'entrée. L'emploi de fil de câblage d'une bonne section constitue un investissement judicieux; la résistance reste faible. Le conducteur de retour du haut-parleur doit être connecté directement aux électrochimiques de l'alimentation et non pas au commun de celle-ci situé sur la plaquette de circuit imprimé. En ce qui concerne un amplificateur stéréo, il ne faut pas succomber à la tentation d'utiliser un même conducteur à deux usages. On se servira de fils de câblage séparés pour toutes les lignes d'alimentation, les retours de haut-parleurs, etc. Le câblage d'entrée sera fait avec du câble blindé. Si le coffret doit être connecté au commun de l'alimentation, cela se fera à l'entrée et non pas sur le bloc d'alimentation.
Nous savons bien que tout cela peut paraître un peu excessif. Mais, ce serait quand même trop dommage d'acheter des modules amplificateurs de bonne qualité, pour ensuite réduire à néant leurs performances en sabotant la réalisation par une parcimonie regrettable!
Pour finir, il nous faut encore préciser que le plus grand soin sera accordé à L1, R7 et aux connexions relatives à ces composants. C'est virtuellement la totalité de l'intensité du signal de sortie qui s'écoule au travers de L1 et un raccordement défectueux en détruirait le facteur d'amortissement.



4

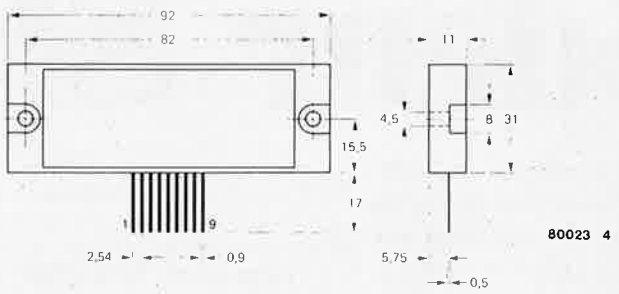
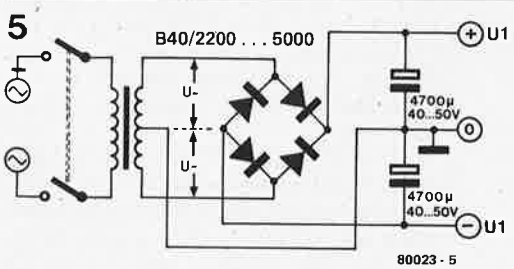


Figure 4. Croquis côté du OM931 et du OM961.

5



OM931	30 W dans 4 Ω	V~ = 20 V
OM931	30 W dans 8 Ω	V~ = 22 V
OM961	60 W dans 4 Ω	V~ = 28 V
OM961	60 W dans 8 Ω	V~ = 30 V

Figure 5. Bloc d'alimentation non stabilisée, symétrique, destiné à (aux) l'amplificateur(s) de puissance.

Bibliographie

1. *La contre-réaction; Elektor, Novembre 1979*
2. *Equin; Elektor, Juillet/Août 1978*

codeur SECAM

La technique de codage SECAM n'est pas particulièrement simple. Elaborer un circuit réalisable par des amateurs n'était pas chose facile. Nous y sommes pourtant parvenu, mais une attention particulière devra être portée aux réglages du circuit. On pourra enfin utiliser l'ordinateur pour jeux TV (voir Elektor nº 17, nov. 79) avec un téléviseur conforme aux normes françaises. Cocorico!

Les problèmes de colorimètrie sont loin d'être simples. Comment définir toute couleur avec un minimum d'informations, et comment reconstituer fidèlement ces couleurs? Car tout le problème est là. De tous temps, les peintres ont su qu'en mélangeant les couleurs primaires de leur palette, ils pouvaient obtenir la totalité des teintes qu'ils désiraient, avec précisément la nuance et l'intensité voulues. Ils ont toujours été capables de retrouver sur leur toile la couleur qu'ils observaient dans le paysage ou sur la nature morte qu'ils avaient à reproduire. Mais ils ne faisaient leur tableau qu'à un seul exemplaire. En télévision couleur, non seulement on ne dispose plus d'un Raphaël ou d'un Goya pour analyser les couleurs, mais il faut reproduire exactement les images à des millions d'exemplaires. Il a donc fallu fixer un système de référence, et pour cela on a choisi trois couleurs, le rouge, le vert et le bleu, avec des longueurs d'onde bien précises, on leur a affecté un coefficient fixant leur intensité relative, et le blanc obtenu en les mélangeant a été considéré comme le blanc étalon.

Ceci posé, il faut transmettre l'image, après l'avoir analysée point par point, avec toutes ses informations: luminance (intensité lumineuse d'un point), chrominance (sa couleur), mais aussi les signaux de synchronisation ligne et trame, comme en télévision noir et blanc. L'analyse donne pour chaque point trois tensions proportionnelles à la quantité relative des trois couleurs primaires (RVB) dans la couleur du point. La façon dont se fait la transmission de ces tensions, est très variable. On connait les procédés NTSC, premier en date et qui fonde tous les autres systèmes, le PAL en vigueur dans bon nombre de pays européens, et le SECAM français. Les systèmes PAL et SECAM sont des tentatives d'amélioration du NTSC.

La compatibilité avec les systèmes noir et blanc est un impératif majeur. Il faut absolument qu'un téléspectateur qui n'est pas équipé d'un téléviseur couleur puisse recevoir les émissions même diffusées en couleur, et réciproquement, qu'un téléspectateur qui n'a qu'un téléviseur couleur puisse recevoir les émissions transmises en noir et blanc. C'est pour cela que l'on mélange tout d'abord les trois tensions, dans une proportion qui respecte les différences de sensibilité de l'œil pour chaque couleur. On obtient alors

$$Y = 0{,}30\ R + 0{,}59\ V + 0{,}11\ B$$

Cette combinaison linéaire des intensités de chaque couleur représente l'intensité lumineuse globale du point: c'est sa luminance. Elle est transmise de façon classique par l'émetteur de télévision, c'est elle qui transmet le plus d'informations (qui a la plus grande bande passante) afin de fournir le plus de détails à l'image. En effet l'œil est plus sensible à une variation de luminosité qu'à une variation de couleur. Il reste ensuite peu de place dans le spectre de fréquence pour les signaux de chrominance. C'est pour cela qu'on a déployé des trésors d'astuce, et que les procédés sont différents d'un pays à l'autre. Le signal de luminance que l'on transmet en noir et blanc, et ce signal Y sont tout à fait analogues, et c'est ce qui assure la compatibilité.

Pour extraire les trois inconnues (R, V et B) du signal de luminance, il nous faut trois équations. On dispose déjà de la combinaison linéaire qui définit Y, il nous en faut donc deux autres. On transmettra donc en tout

$$Y = R + V + B$$

$$D_B = B - Y$$

$$D_R = R - Y$$

où l'on n'a pas tenu compte des coefficients affectés à chaque tension, pour simplifier. Ceux-ci sont choisis pour que D_R et D_B soient compris entre -1 et +1. Dans le récepteur, des circuits de décodage assurent la résolution de ce système.

Le procédé SECAM a choisi de transmettre consécutivement les signaux D_B et D_R, chacun pendant une ligne, ceci pour éviter les distorsions qu'entraine leur mélange dans une transmission simultanée telle que celle du système PAL. On perd ainsi un peu en définition verticale des couleurs, mais le faible pouvoir séparateur de l'œil pour les couleurs fait que cela passe inaperçu. La richesse du signal de luminance compense ce défaut. Les signaux D_B et D_R modulent en fréquence une sous-porteuse, ce qui évite tout problème de parasites entrainant de la distorsion dans l'image.

Le codeur SECAM

Le problème qui nous occupe ici est de transmettre, sous une forme reconnaissable par un récepteur TV SECAM les signaux de couleur synthétisés par l'ordinateur pour jeux TV décrit dans notre numéro de novembre. Ces signaux sont digitaux, donc l'image assez "grossière", et cela va nous permettre de réaliser un codeur simplifié mais qui, bien que ne répondant pas aux

1

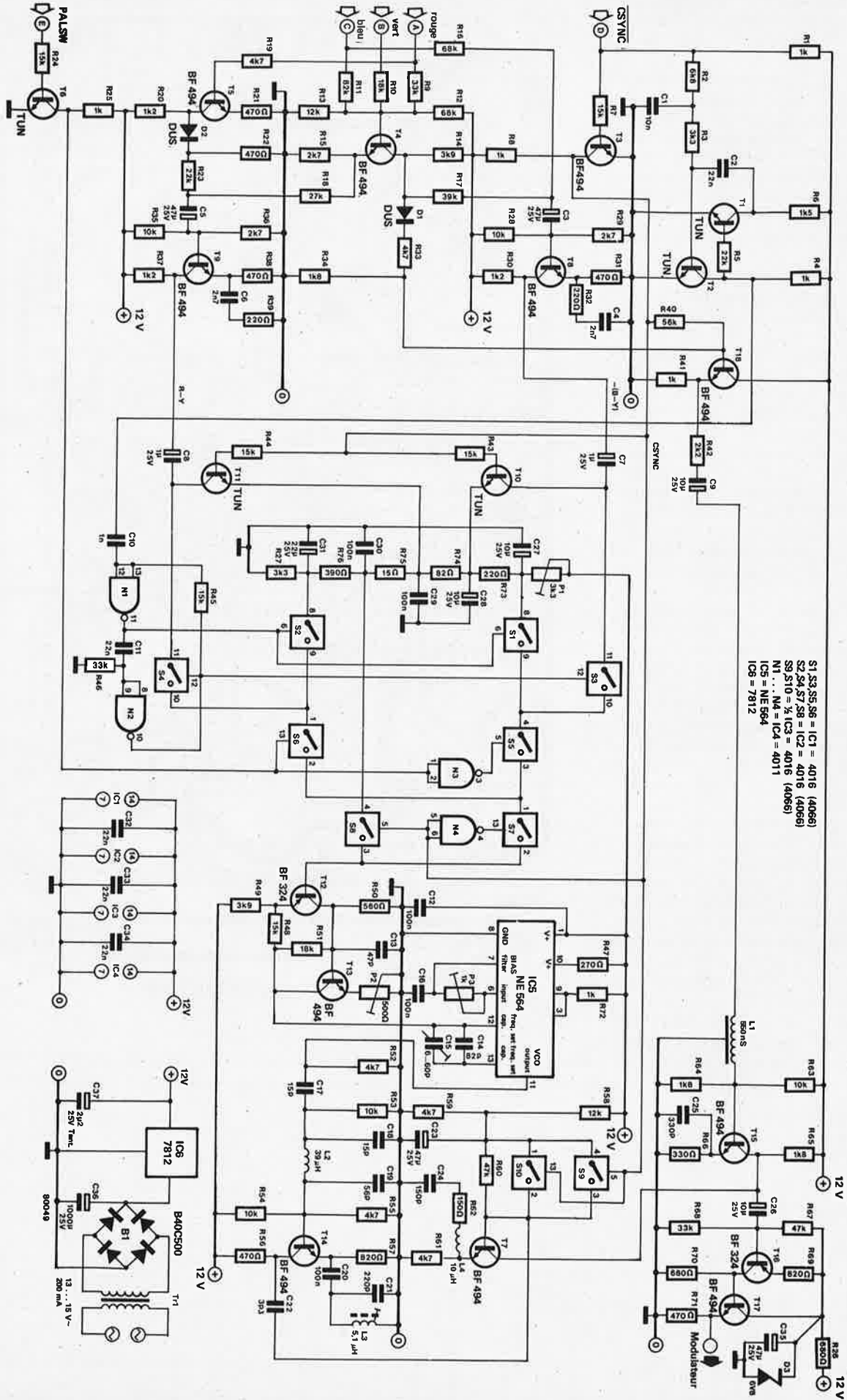


Figure 1. Schéma du codeur SECAM de l'ordinateur pour jeux TV publié dans Elektor n° 17 (novembre 1979).

normes SECAM, permettra d'obtenir de bons résultats. On supprime en particulier les asservissements des fréquences et l'inversion périodique de la sous-porteuse.

Le schéma de ce codeur est montré sur la figure 1. Les trois signaux R, V et B sont appliqués par un mélangeur résistif donnant les bons coefficients, au transistor T4. On obtient ainsi le signal de luminance Y sur son émetteur. Le signal R est inversé par le transistor T5, et ajouté au signal Y. A la sortie de T9, monté en inverseur, on a donc le signal $D_R = R - Y$.

De la même façon, on ajoute le signal B avec le signal -Y disponible sur le collecteur de T4. L'inversion par T8 nous donne un signal -(B - Y). Deux cellules RC placées dans les émetteurs des transistors inverseurs T8 et T9 (C4-R32 et C6-R39) assurent une préaccentuation du signal.

L'ordinateur pour jeux TV fournit les signaux de synchronisation composite CSYNC (synchro ligne et trame mélangées) et le signal de bascule PALSW. Ils sont à des niveaux TTL et doivent être amenés à une amplitude de 12 V pour être utilisables dans le codeur. C'est le rôle des transistors T3 et T6-T7.

CSYNC est ajouté à -Y pour obtenir le signal -Y composite qui sera ensuite lui-même ajouté au signal de chrominance. On extrait le signal de synchronisation trame en intégrant CSYNC dans C1. T1 et T2 le mettent en forme pour attaquer le monostable réalisé avec N1 et N2. Ce monostable, d'une période de 900μs, génère le temps d'insertion des lignes d'identification de trame. Pendant la durée de l'impulsion de synchronisation de ligne, les signaux (R-Y) et -(B-Y) sont supprimés par T10 et T11 au profit de deux tensions, V2 pour la ligne -(B-Y) et V3 pour la ligne (R-Y). Ces deux paliers donneront des signaux respectivement à 4,25 MHz et 4,406 MHz, comme nous le verrons par la suite. On identifie ainsi les lignes qui portent -(B -Y) et les lignes qui portent (R - Y).

Les inverseurs réalisés avec S1-S3 et S2-S4 commutent les lignes d'identification de trame, pendant le retour de

2

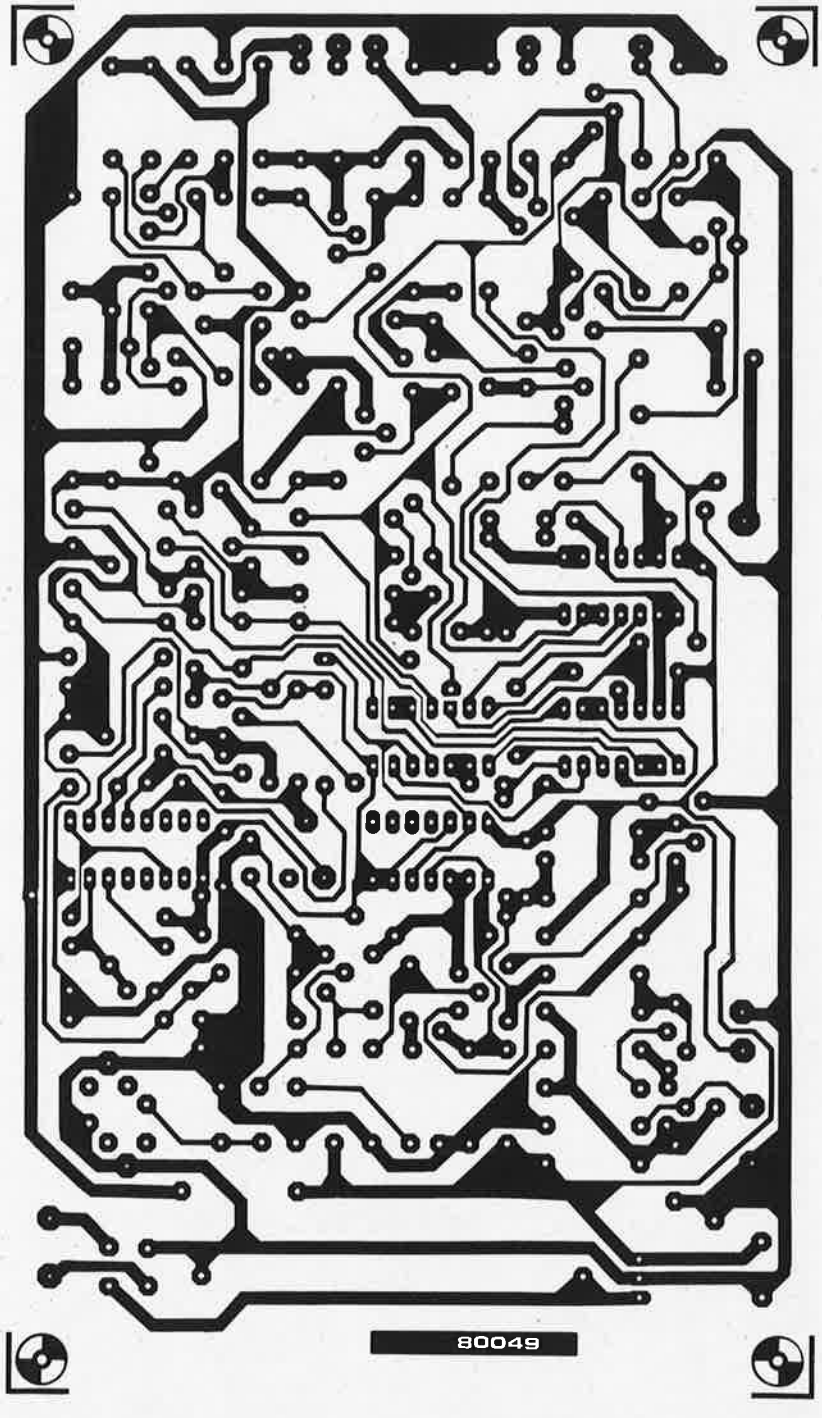


Figure 2. Circuit imprimé EPS 80049 et implantation des composants du codeur SECAM.

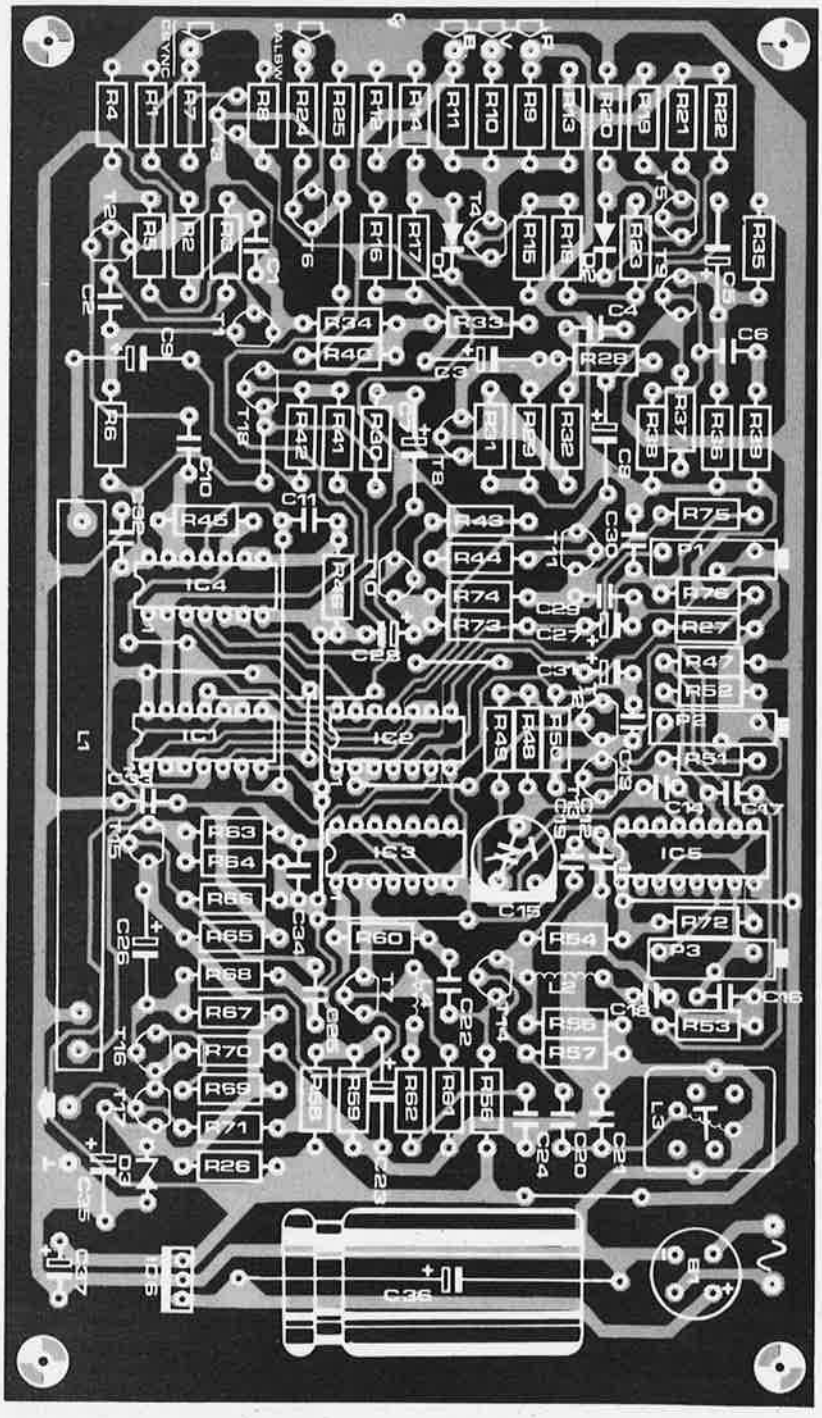
Liste des composants du codeur SECAM

Résistances:

R1,R4,R8,R25,R41,R72 = 1 k
R2 = 6k8
R3,R27 = 3k3
R5,R23 = 22 k
R6 = 1k5
R7,R24,R43,R44,R45,R48 = 15 k
R9,R46,R68 = 33 k
R10,R51 = 18 k
R11 = 82 k
R12,R16,R60 = 68 k
R13,R58 = 12 k
R14,R49 = 3k9
R15,R29,R36 = 2k7
R17 = 39 k
R18 = 27 k
R19,R33,R52, R55,R59,R61 = 4k7
R20,R30,R37 = 1k2
R21,R22.R31, R38,R56,R71 = 470 Ω
R28,R35,R53,R54,R63 = 10 k
R32,R39,R73 = 220 Ω
R34,R64,R65 = 1k8
R40 = 56 k
R42 = 2k2
R47 = 270 Ω
R50 = 560 Ω
R60,R67 = 47 k
R62 = 150 Ω
R66 = 330 Ω
R57,R69 = 820 Ω
R26,R70 = 680 Ω
R74 = 82 Ω
R44,R75 = 15 Ω
R76 = 390 Ω
P1 = 3k3 ajust. (Hélitrim)
P2 = 500 Ω ajust. (Hélitrim)
P3 = 1 k ajust. (Hélitrim)

Condensateurs:

C1 = 10 n
C2,C11 = 22 n
C3,C5,C23,C38 = 47 µ/25 V
C4,C6 = 2,7 n
C7,C8 = 1µ/25 V
C9,C26,C27,C28 = 10 µ/25 V



la trame. Ils sont commandés par le monostable que l'on vient de décrire. C'est enfin l'inverseur réalisé avec S5 et S6 qui commute -(B - Y) et (R - Y) à chaque nouvelle ligne, par le signal de bascule PALSW fourni par le jeu. Un dernier inverseur réalisé avec S7 et S8, crée un palier normalement utilisé pour asservir l'oscillateur de sous-porteuse pendant l'impulsion de synchronisation ligne.

On a donc, au fil des inverseurs, réalisé un signal de chrominance, sous la forme d'une suite de paliers de tensions, qui comprend toutes les informations de couleur et d'identification. On y trouve: en début de trame V1 alterné avec V5 une ligne sur deux et cela sur une douzaine de lignes, puis les signaux D_R et D_B une ligne sur deux, pendant tout le reste de la durée de l'image, chaque ligne commençant par V2 ouV3. Les paliers de tension sont définis avec précision par un diviseur potentiomètrique, et produiront chacun un signal d'une fréquence donnée. La fidélité des couleurs dépendra de la précision de ces tensions.

Le signal ainsi obtenu va moduler en fréquence un VCO réalisé avec une PLL NE 564 (IC5). L'entrée de réglage fin de ce circuit est attaquée en courant par les transistors T12 et T13. La sous-porteuse chrominance est disponible à la sortie du VCO, sur la broche 11.

Il faut encore faire subir quelques transformations à cette sous-porteuse, car le VCO fournit des signaux carrés. Elle passe donc d'abord par un filtre passe-bas, qui la met en forme et permet d'éliminer les harmoniques indésirables. Le signal ainsi purifié passe par le transistor T14. Un circuit accordé dans son émetteur lui donne une réponse en "anti-cloche", ce qui diminue l'amplitude de la sous-porteuse aux fréquences centrales (autour de 4,286 MHz), et l'augmente aux fréquences extrêmes. Cela permet de minimiser l'influence du bruit. Un circuit de réponse inverse estutilisé dans le récepteur pour restituer une réponse en fréquence uniforme. Pour terminer, on supprime la sous-porteuse pendant les impulsions de synchronisation ligne et trame, grâce à S9 et S10

C10 = 1 n
C12,C16,C20,C29,C30 = 100 n
C13 = 47 p
C14 = 82 p
C15 = 6 . . . 60 p ajust.
C17,C18 = 15 p
C19 = 56 p
C21 = 220 p
C22 = 3p3
C24 = 150 p
C25 = 330 p
C31 = 22 µ/25 V
C32,C33,C34 = 22 n
C35 = 47 µ/25 V
C36 = 1000 µ/25 V
C37 = 2.2 µ/25 V Tantale

Bobinages:

L1 = ligne à retard EM 1000/56
TLC 1398 OREGA
L2 = 39 µH
L3 = 5,1 µH
L4 = 10 µH

Semiconducteurs:

T1,T2,T6,T10,T11 = TUN
T3,T4,T5,T7,T8,
T9,T13,T14,T15,
T17,T18 = BF 494
T12,T16 = BF 324
D1,D2 = DUS
D3 = Zener 6V8

B = pont redresseur B40C500
ou équ.
IC1,IC2,IC3 = 4016 (4066)
IC4 = 4011
IC5 = NE 564
IC6 = 78M12

Divers:

Transfo secteur
13 . . . 15 V/200 mA

3

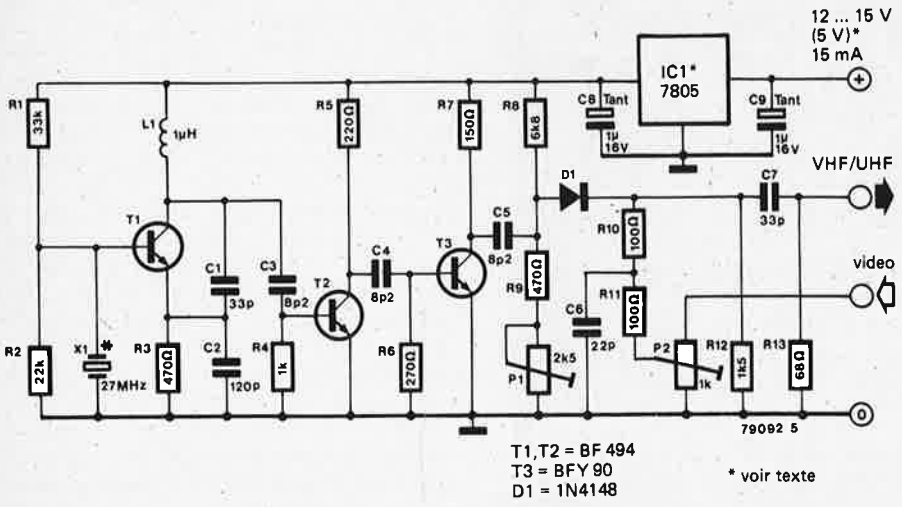


Figure 3. Schéma du modulateur VHF/UHF, dont la description détaillée a été faite dans Elektor n° 4. Il faut l'utiliser si l'on ne dispose pas d'un téléviseur avec une entrée vidéo.

Tableau 1

Tension	Fréquence (MHz)
V1	3,9
V2	4,25
V3	4,406
V4	4,43
V5	4,75

Tableau 1. Fréquences, correspondant aux tensions de référence, qui doivent être produites par le VCO.

Tableau 2

R	V	B	Couleur
0	0	0	blanc
0	0	1	jaune
0	1	0	magenta
0	1	1	rouge
1	0	0	cyan
1	0	1	vert
1	1	0	bleu
1	1	1	noir

Tableau 2. Code RVB pour réaliser quelques couleurs.

4

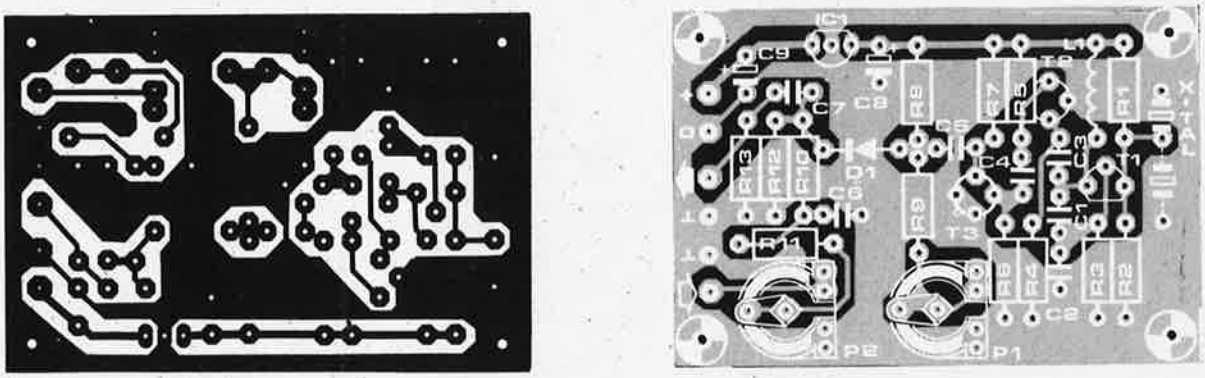


Figure 4. Circuit imprimé EPS 9967 et implantation des composants du modulateur VHF/UHF. Pour la modulation positive (normes françaises), la diode D1 doit être inversée par rapport à la disposition proposée sur le schéma d'implantation.

commandés par CSYNC. C24-R62-L4 constituent un filtre passe-bas qui évite qu'une composante luminance parasite ne s'ajoute au signal codé.

Pendant cette longue explication, nous avons un peu oublié le signal -Y composite qui a été créé au niveau de T18. S'il a fallu longtemps pour faire cette description, il faut aussi longtemps au signal de chrominance pour parcourir toutes ces étapes, et pour que l'on puisse mélanger des signaux de chrominance et -Y composite qui soient en bon synchronisme, il faut retarder -Y composite. C'est le rôle de la ligne à retard L1, qui diffère la transmission du signal de 550ns. Le mélange se fait au niveau de T15. Enfin T6 et T7 amplifient le signal vidéo complet avant de l'appliquer au modulateur VHF/UHF. En effet la plupart des téléviseurs ne sont pas équipés d'une entrée vidéo, mais seulement d'entrées VHF et UHF. Il faut donc utiliser un petit oscillateur, que l'on modulera avec le signal vidéo. Un tel modulateur a été décrit dans Elektor n° 4 de novembre/décembre 1978, pour être utilisé avec le TV Scope. Il est décrit en détail dans les pages 11-72 et suivantes, et nous nous contenterons ici de rappeler son schéma, le dessin de son circuit imprimé et la liste de ses composants. On pourra l'alimenter à partir de la tension de 6,8 V qui alimente les transistors T16 et T17. On reliera à l'aide d'un fil de câblage les deux points correspondant à l'entrée et à la sortie du régulateur.

Réalisation et mise au point

Il faut apporter beaucoup de soins à la réalisation du codeur et du modulateur. Les connexions devront être les plus courtes possibles, et il faudra veiller tout particulièrement à éviter les boucles de masse. Le codeur et le modulateur devront être placés dans des boîtes métalliques pour éviter des interférences qui pourraient créer des moirages sur l'écran. Lorsque tous les composants, sauf IC2, ont été montés sur les deux circuits imprimés, et que tout a été vérifié une dernière fois, on peut mettre le montage sous tension.

On commence par le modulateur, en le connectant à la prise antenne du téléviseur par un câble coaxial d'impédance 75Ω. Régler P1 à mi-course et caler le téléviseur sur une harmonique de rang faible en UHF. Quand la porteuse est reçue, l'écran du téléviseur devient plus sombre et le bruit (effet de chute de neige) disparaît.

La mise au point du modulateur est délicate, tous les réglages influant les uns sur les autres. On relie d'abord V4 à la base de T12, tous les potentiomètres étant réglés à mi-course. On règle alors C15 pour obtenir une oscillation du VCO à 4,43MHz. On peut alors relier successivement les cinq tensions de référence, et agir sur P1,P2 et C15 de façon à obtenir *toutes* les fréquences indiquées au tableau 1. On applique ensuite à la base de T12 une tension telle que le VCO oscille à 4,286MHz. L3 est ajusté pour avoir un signal minimum sur la base de T19. Mais dès que l'on a obtenu un accord correct de C15, l'approximation du réglage global est suffisante pour obtenir une image stable, en noir et blanc ou avec des couleurs curieuses, mais cela fournira une indication plus "parlante" pour la suite de la mise au point. Un programme de mires pour l'ordinateur pour jeux TV, disponible sur le disque ESS006, facilitera grandement cette étape. On remet

donc IC2 en place et on ajuste P2 du modulateur de telle façon que l'amplitude du signal vidéo, mesurée au curseur, n'excède pas 3 V crête-crête. P2 et C15 doivent être réglés conjointement pour obtenir de bonnes couleurs sur *tout* le spectre. P3 permettra d'obtenir des couleurs pures, et une bonne transition entre elles. On reviendra plusieurs fois sur ces réglages, car ils agissent tous les uns sur les autres, jusqu'à ne plus pouvoir obtenir d'amélioration. Il faut noter également que le réglage du téléviseur (contraste, luminosité, chrominance) influe considérablement sur la qualité de l'image, et il sera bon de le retoucher pour éliminer éventuellement des défauts rebelles. On cale le tuner sur la bande latérale qui donne la meilleure image. S'il est réglé sur la mauvaise bande latérale l'image aura tendance à apparaître négative. Si l'image est instable verticalement (c'est-à-dire défile) il sera nécessaire de régler P1 jusqu'à ce qu'elle se stabilise. P2 est utilisé pour régler le contraste en faisant varier le niveau d'entrée vidéo mais il faut prendre soin de ne pas trop augmenter ce niveau, sinon l'image apparaîtrait négative dans les blancs. Enfin il faut noter que, quand on utilise le modulateur, la sortie doit toujours être directement connectée au téléviseur par l'intermédiaire d'un câble coaxial et ne doit jamais être reliée à un câble non blindé ou à tout autre objet conducteur qui pourrait se comporter comme une antenne, auquel cas l'utilisateur pourrait recevoir l'indésirable visite d'un fonctionnaire des Postes et Télécommunications!

Utilisation

On peut maintenant jouir pleinement des possibilités de l'ordinateur pour jeux TV et l'on pourra enfin livrer les combats acharnés que l'on espérait depuis longtemps.

Mais ce codeur SECAM a été conçu plus particulièrement pour cette utilisation, il n'est pas impossible de l'utiliser pour d'autres applications. Il peut traiter des signaux de couleur analogiques. Il pourra donc, à condition de lui fournir les bons signaux de synchronisation, CSYNC et PALSW servir d'interface pour une toute autre application, par exemple d'un autre microordinateur qui ne serait pas nécessairement orienté vers les jeux. Le tableau 2 donne à titre indicatif le code RVB correspondant à quelques couleurs. D'autres pourront être obtenues en utilisant des tensions intermédiaires aux 0 et 1 logiques (0 et + 5V). La voie est ouverte aux expérimentateurs inventifs! ◀

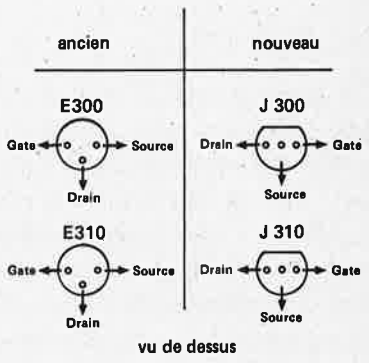
Projet réalisé avec la collaboration du Laboratoire d'Applications RTC (Suresnes) et de la Société Occitane d'Electronique (Toulouse).

adieu E300/310, bonjour J300/310

On connait bien les JFET E300 et E310, qui ont été utilisés très souvent dans les projets d'Elektor. Récemment pourtant, ces deux vieux "chevaux de bataille" ont été abandonnés par le constructeur, et remplacés par deux nouveaux transistors équivalents qui ont le même numéro, au préfixe près: J300 et J310. Ils peuvent remplacer exactement les E300 et E310. Pourquoi donc tout ce tapage? C'est qu'en fait il y a une légère différence: les J300/J310 n'ont plus le même boîtier. On peut maintenant repérer le brochage par dessus, mais il a dû être modifié complètement. Voici les différences:

En utilisant un circuit imprimé d'Elektor il faudra donc vérifier s'il a été conçu pour un E300/310 ou pour un J300/310.

Un autre point important: le J300 existe en 4 versions A, B, C et D. Il y avait une dispersion considérable dans les caractéristiques des E300. Les J300 couvrent le même domaine mais avec beaucoup plus de précision. Les principales différences sont répertoriées sur le tableau 1. ◀



vu de dessus

Tableau 1.

Caractéristiques		J300A		J300B		J300C		J300D		Unité	Conditions de mesure
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max		
I_{DSS}	Courant de saturation du drain	4	9	7	15	12	25	21	45	mA	$V_{DS} = 10$ V, $V_{GS} = 0$
$V_{GS(off)}$	Tension de pincement	−1,5	−3,0	−2,0	−4,0	−2,5	−5,0	−3,5	−7,0	V	$V_{DS} = 10$ V, $I_D = 1$ nA

top-preamp

un préamplificateur intégré pour le Top-amp

Voilà un préampli qui sort de l'ordinaire. Des organes de commande ramenés au strict nécessaire composent un "tableau de bord" aux dimensions réduites mais facile à exploiter. En somme, la taille d'une "mini" avec les performances d'une "jaguar". Et tout cela, pour un prix raisonnable. C'est l'étage d'entrée idéal pour le Top-amp décrit d'autre part dans ce numéro. Ses composants essentiels, les voici: des préamplificateurs modernes à faible bruit, un choix judicieux de résistances et de condensateurs, et, bien entendu, un circuit imprimé suffisamment petit pour se loger dans tout coffret de dimensions normales.

L'électronique est incontestablement l'un des domaines où le slogan à la mode "Small is beautiful", qu'on pourrait traduire pour la circonstance par "C'est petit, donc c'est beau", se trouve illustré par les faits. Une annonce publicitaire à la télévision néerlandaise présente un bébé trônant dans une position familière sur une "chaîne Hifi" complète. Bien que le symbolisme soit sans doute fortuit, la taille réduite de l'équipement s'en trouve singulièrement soulignée. Tout près de là, on voit le récepteur TV miniature dont l'écran est approximativement de la même dimension que la main du bébé. Il semblerait que quelqu'un ait décrété que tout espace vide à l'intérieur d'une ébénisterie n'a décidément aucune utilité. Ce n'est pas seulement que la petitesse soit l'idéal; la simplicité est un autre mot-clé. En ce qui concerne les équipements audio, par exemple, le nombre des dispositifs de commande (et, par conséquent, celui des entrées et des sorties) se trouve réduit au strict minimum. Il existe même sur le marché des amplificateurs sans réglages de tonalité, et ceci, le croirait-on, pour le même prix.

Elagage

La réduction du nombre des boutons, commutateurs, entrées et sorties contribue à diminuer le prix de revient d'un préampli; simultanément, il est possible de se contenter d'une plaquette de circuit imprimé et d'un coffret de taille plus modeste, ce qui, à nouveau, entraîne une contraction des coûts. Une certaine fraction des sommes économisées peut être consacrée,

Tableau

Caractéristiques

- sensibilité d'entrée (pour une tension de sortie de 500 mV dans une charge de 10 k):
  - cellule magnétique: 2,6 mV (50 kΩ, 1kHz)
  - tuner: 130 mV (⩾50 kΩ)
  - magnéto: 130 mV (⩾50 kΩ)
- impédance de sortie: ⩽1k2
- correcteur de tonalité: ± 10 dB à 50 Hz (graves); ± 10 dB à 10 kHz (aigus)
- réglage de balance: + 3,3 dB — ∞ dB (charge 10 k); + 2,3 dB, — ∞ dB (sans charge)
- rapport signal/bruit (tension de référence 500 mV RMS):
  - cellule magnétique: 65 dB (1 kΩ montée en série avec 100 mH en parallèle sur l'entrée)
  - tuner: 75 dB
- tension maximum à l'entrée cellule magnétique à 1 kHz: 200 mV environ
- réponse en fréquence (correcteurs de tonalité en position "neutre"): 15 Hz . . . 100 kHz $^{+0}_{-1}$ dB
- diaphonie (20 Hz . . . 20 kHz): ⩽ - 60 dB
- gain (balance en position médiane, charge de sortie 10 k):
  - de l'entrée magnétique vers la sortie magnéto: 34 dB (x 50)
  - de l'entrée magnétique vers la sortie préampli: 45,5 dB (x 188)

1

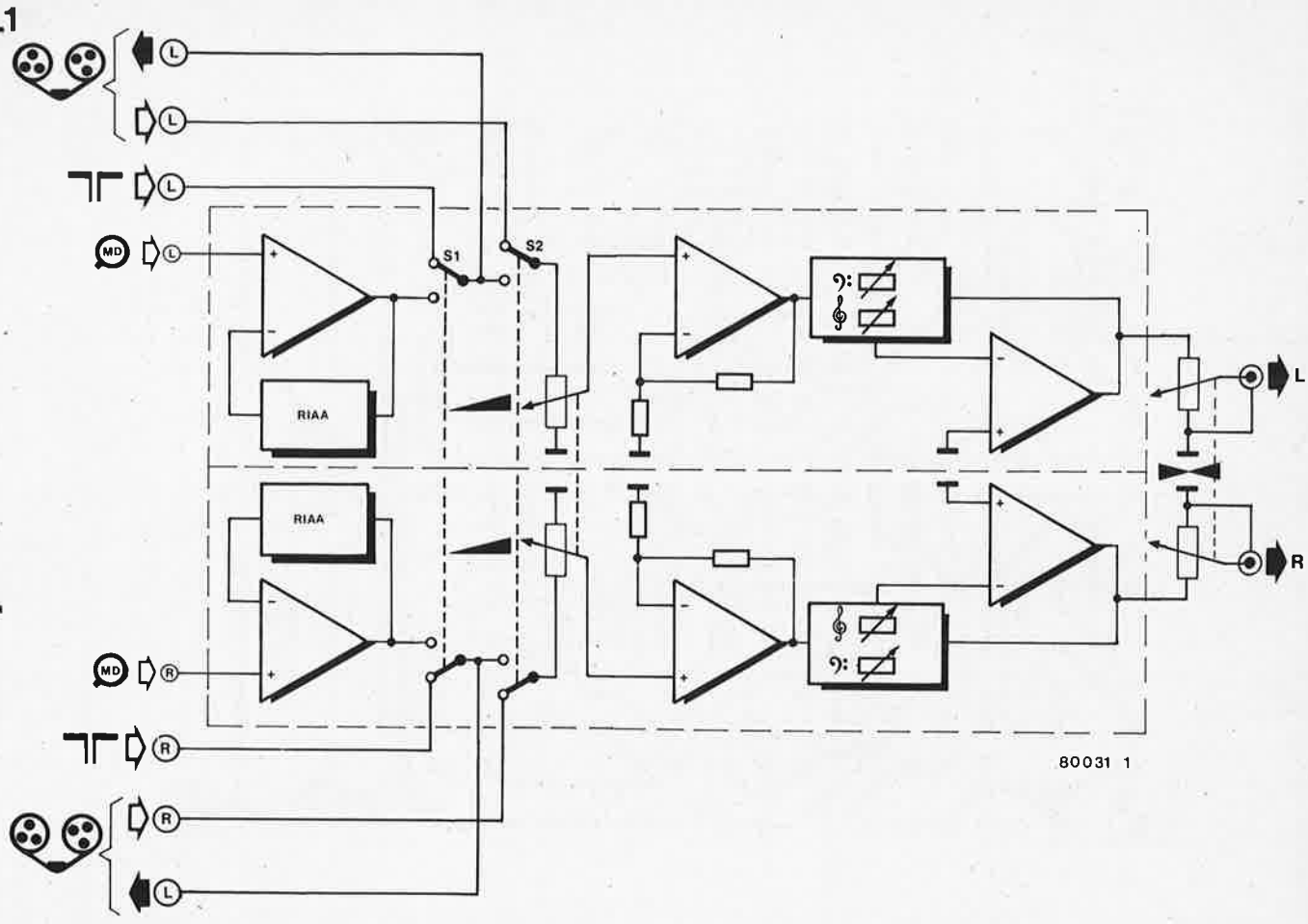


Figure 1. L'élagage décrit dans l'article ressort à l'examen du schéma synoptique. Néanmoins, la réduction des organes de commande et des "équipements" ne signifie nullement une diminution des performances, bien au contraire.

2

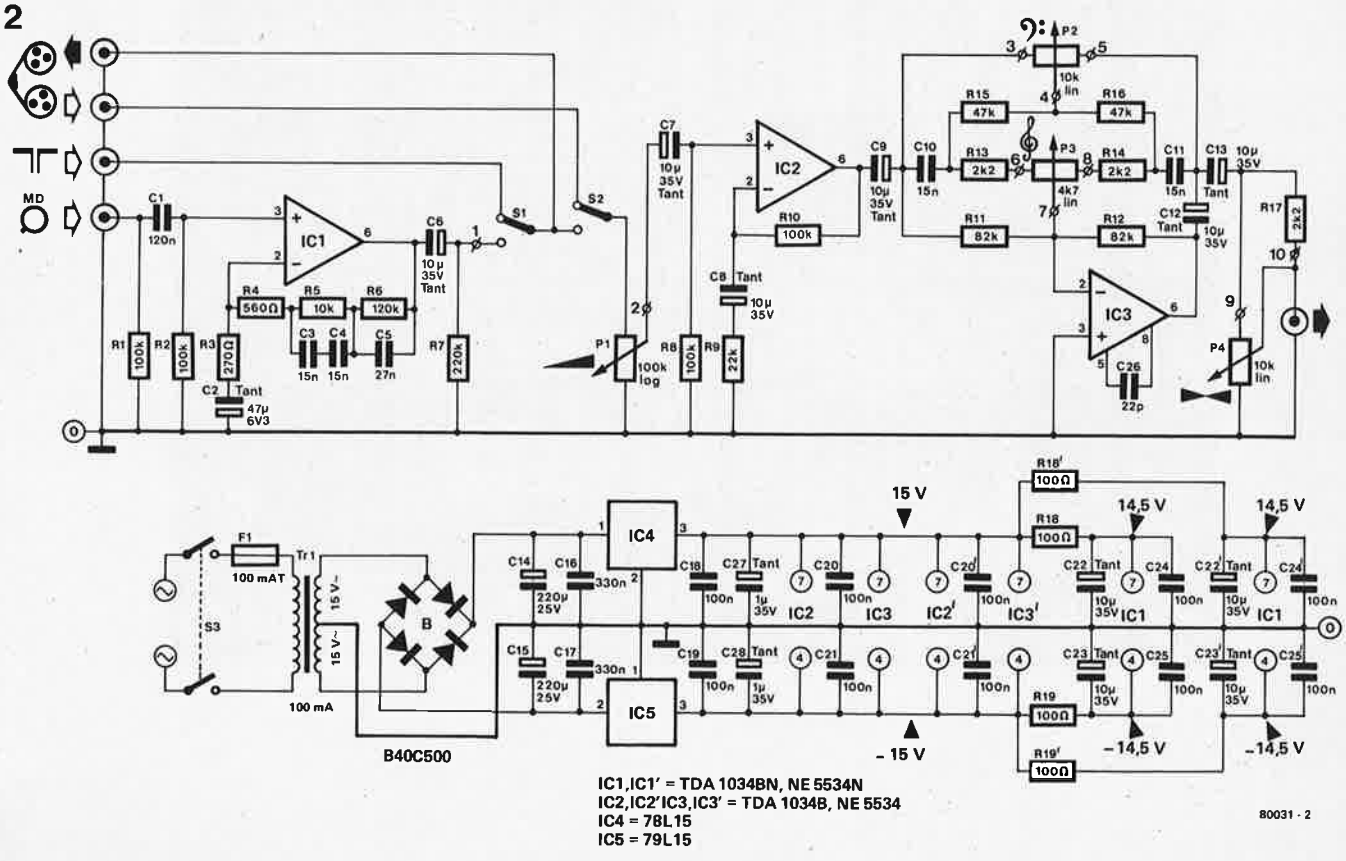
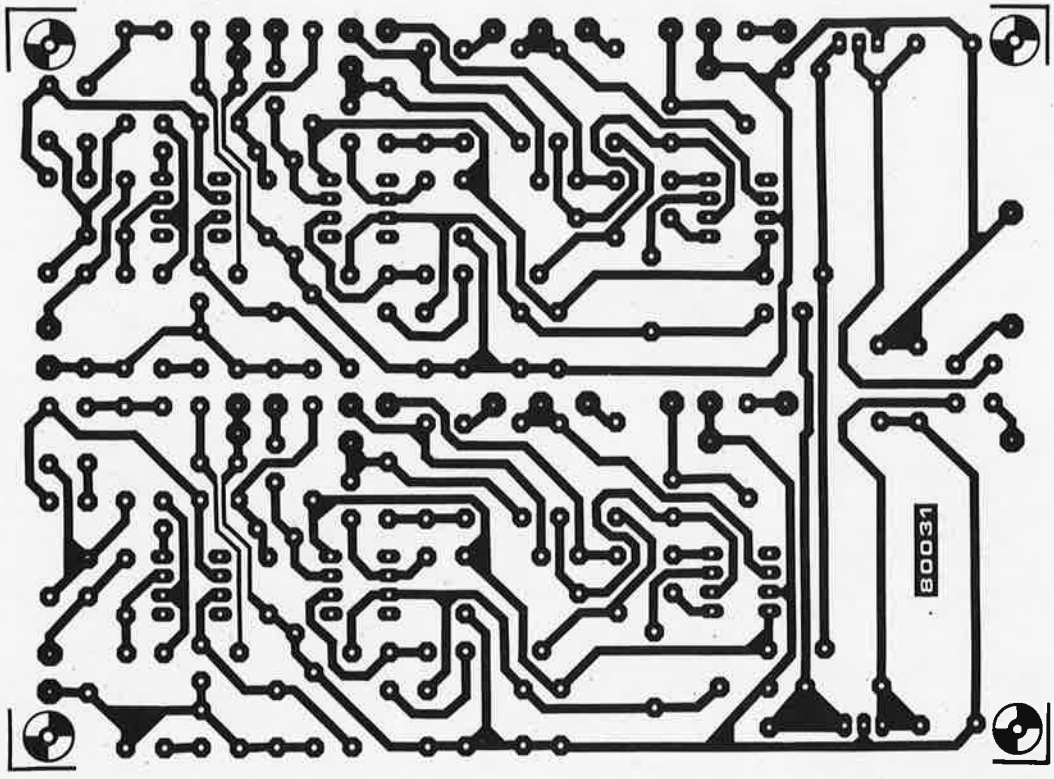


Figure 2. Circuit complet d'un canal du top-preamp accompagné du bloc d'alimentation complet.

3



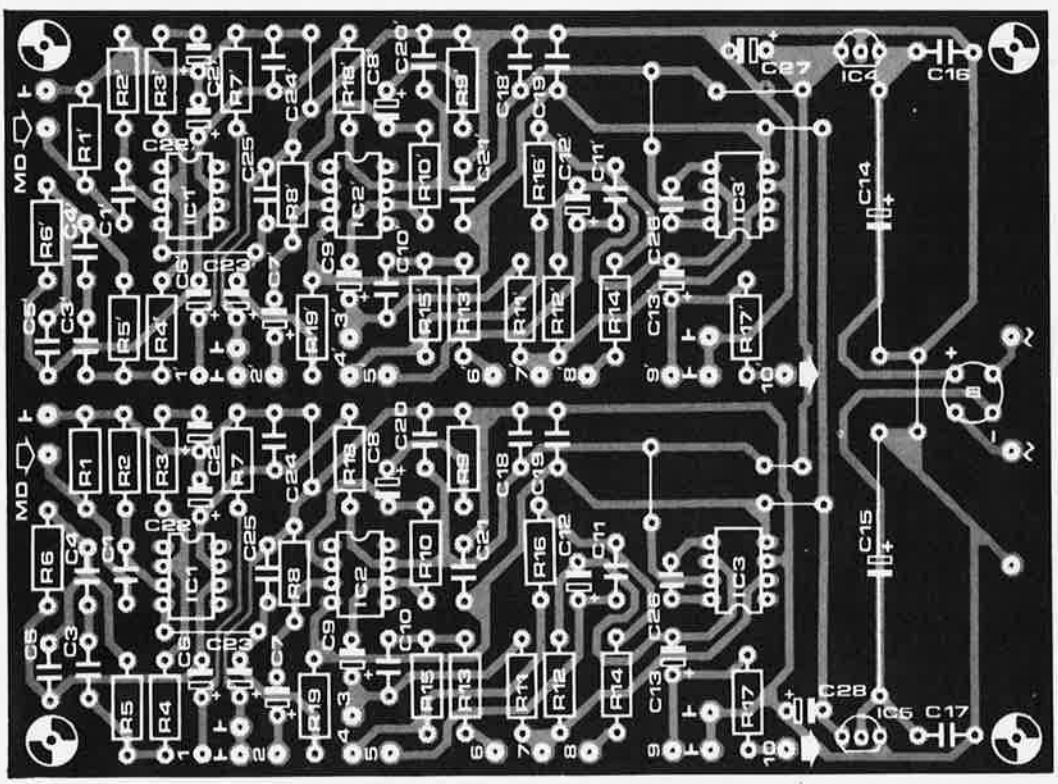


Figure 3. Les composants des deux canaux et du bloc d'alimentation sont montés sur cette plaquette de circuit imprimé.

4

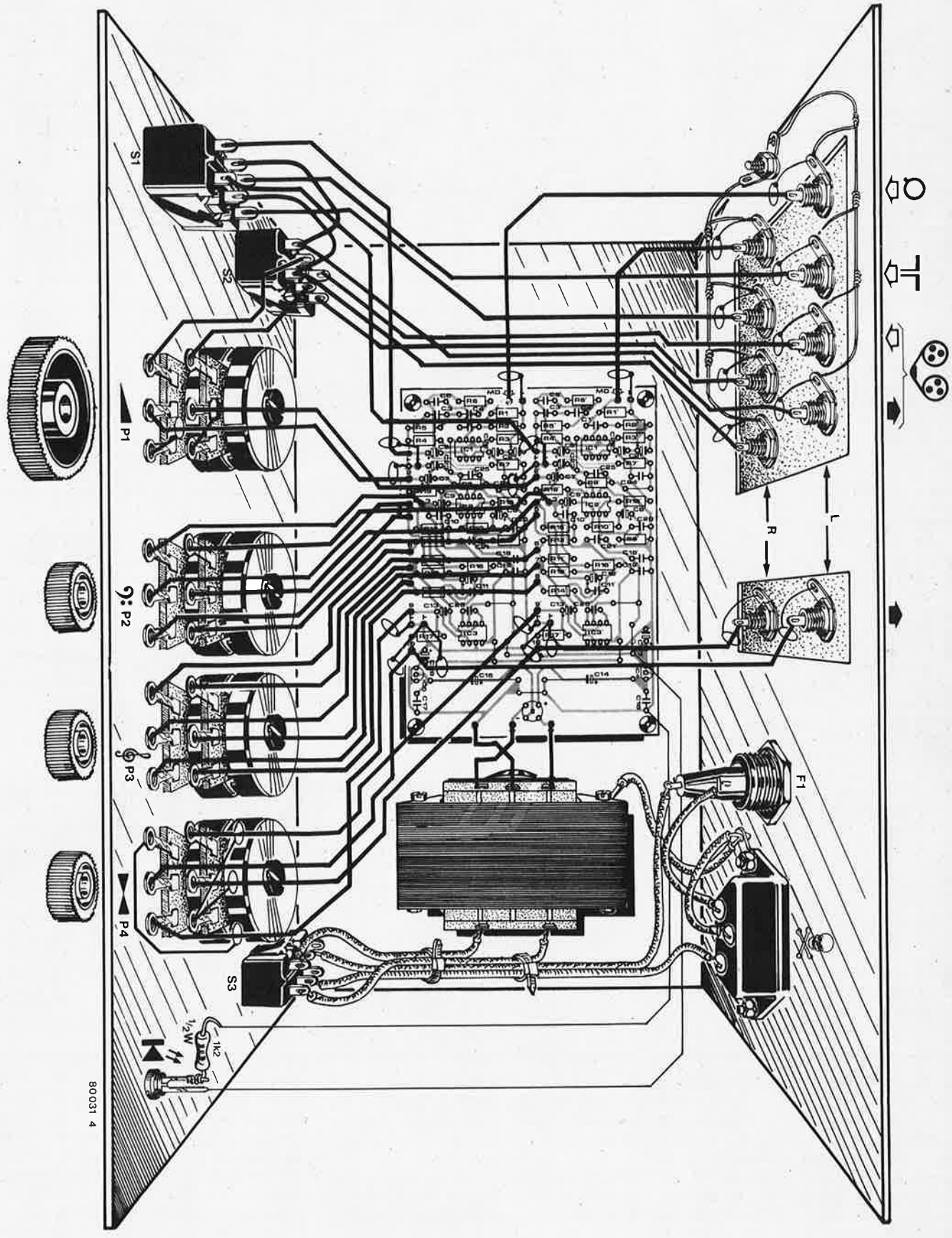


Figure 4. Schéma de câblage.

Liste des composants

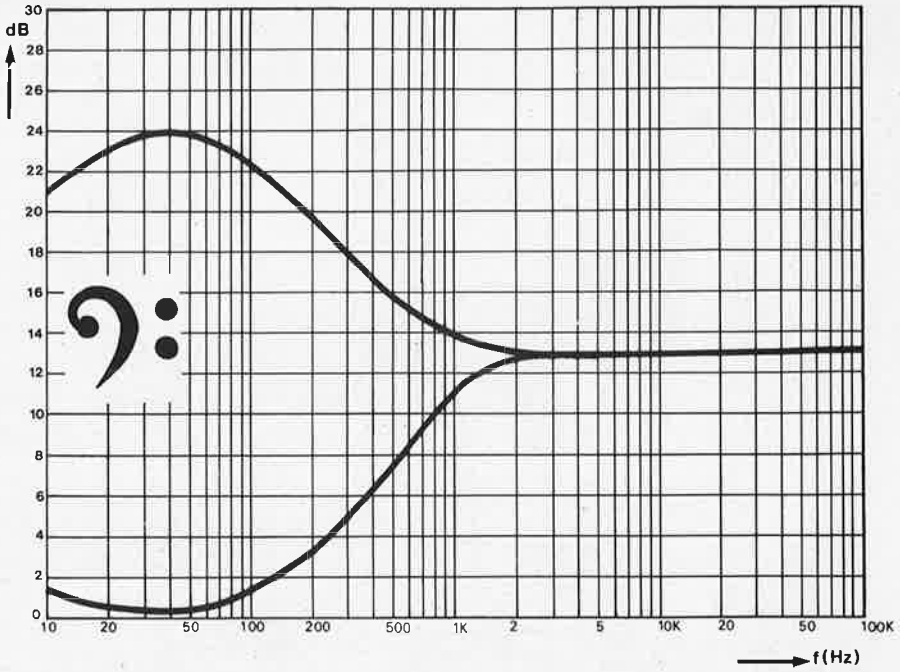
Résistances:
R1,R1',R2,R2',R8,R8',R10,R10' = 100k
R3,R3' = 270Ω
R4,R4' = 560Ω
R5,R5' = 10 k
R6,R6' = 120 k
R7,R7' = 220 k
R9,R9' = 22k
R11,R11',R12,R12' = 82 k
R13,R13',R14,R14',R17,R17' = 2k2
R15,R15',R16,R16' = 47 k
R18,R18',R19,R19' = 100Ω
P1 + P1' = 100 k log. stéréo
P2 + P2', P4 + P4' = 10 k lin. stéréo
P3 + P3' = 4k7 (5k) lin. stéréo

Condensateurs:
C1,C1' = 120 n
C2,C2' = 47 µ/6V3 tantale
C3,C3',C4,C4',C10,C10',C11,C11' = 15 n
C5,C5' = 27 n
C6,C6',C7,C7',C8,C8',C9,C9',
C12,C12',C13,C13',C22,C22',
C23,C23' = 10 µ/35 V tantale
C14,C15 = 220 µ/25 V
C16,C17 = 330 n
C18,C19,C20,C20',C21,C21',
C24,C24',C25,C25' = 100 n
C26,C26' = 22 p
C27,C28 = 1 µ/35 V tantale

Semiconducteurs:
IC1,IC1 = TDA1034BN,
NE5534N (Philips/Signetics/RTC)
IC2,IC2',IC3,IC3' = TDA1034B,
NE5534 (Philips/Signetics/RTC)
IC4 = MC78L15CP (10%) ou
MC78L15ACP (5%) (Motorola) ou équ.
IC5 = MC79L15CP (10%) ou
MC79L15ACP (5%) (Motorola) ou équ.
B1 = B40C500

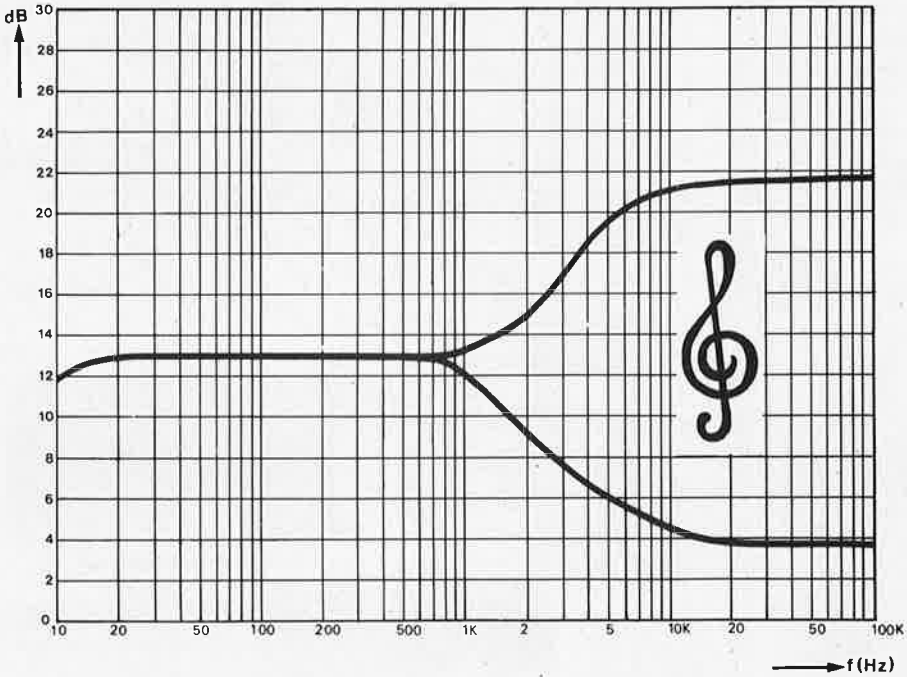
Divers:
S1 + S1',S2 + S2' = Commutateur bipolaire, deux voies
S3 = Commutateur secteur bipolaire
Tr1 = Transformateur 2 x 15 V, 100 mA
F1 = Fusible lent, 100 mA rétardé

5ab



80031 5ab

5cd



80031 5cd

comme c'est le cas pour le projet qui nous intéresse, à l'utilisation de composants de qualité supérieure afin d'obtenir de meilleures performances; les amplificateurs opérationnels à faible bruit en constituent un bon exemple. Il est évident que les premières questions que l'on se pose sont: de quoi peut-on se passer? qu'est-ce qui est essentiel? qu'est-ce qui l'est moins, qu'est-ce qui l'est plus? qu'est-ce qui est réellement indispensable dans un préampli?

• une sortie vers l'amplificateur de puissance? C'est certain.

• une sortie magnéto? Oui, si l'on dispose de cet appareil; dans le cas contraire, non. Conclusion: l'option reste ouverte et il faut en tenir compte.

• une entrée magnéto? Là encore, c'est facultatif. Si la réponse est positive, il faut prévoir un commutateur "monitor".

• des entrées pour d'autres sources de signaux? Oui, sans hésitation. Mais, pour lesquelles? Cellule magnétique? Oui. Tuner? Oui, également. Micro? "Auxiliaire"? Dans neuf cas sur dix, elles ne sont pas utilisées; aussi, restons sages et n'y pensons plus. Une entrée cellule dynamique? Non, de préférence; elle fait grimper le prix de revient, alors que la plupart des utilisateurs n'en veulent pas et que ceux qui la désirent ont la ressource d'ajouter un préampli indépendant. Au fond, voilà une formule authentiquement démocratique.

• une commande de volume? Oui, à la majorité des voix.

• un régulateur de puissance physiologique? De grâce, non! Pourquoi s'imposer un potentiomètre à prise

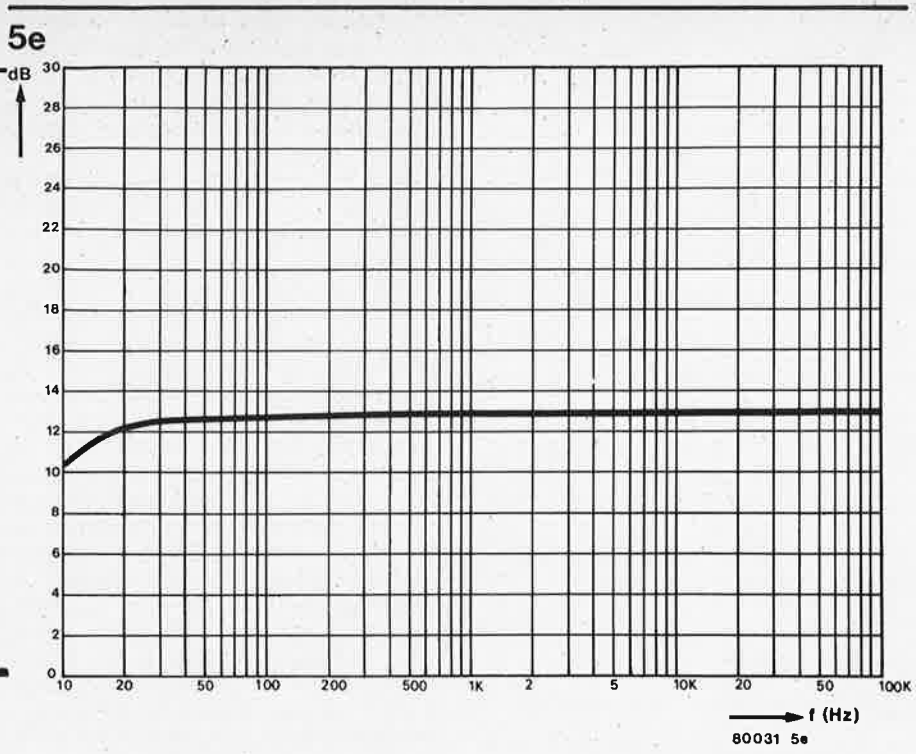


Figure 5. Caractéristiques de la correction de tonalité.

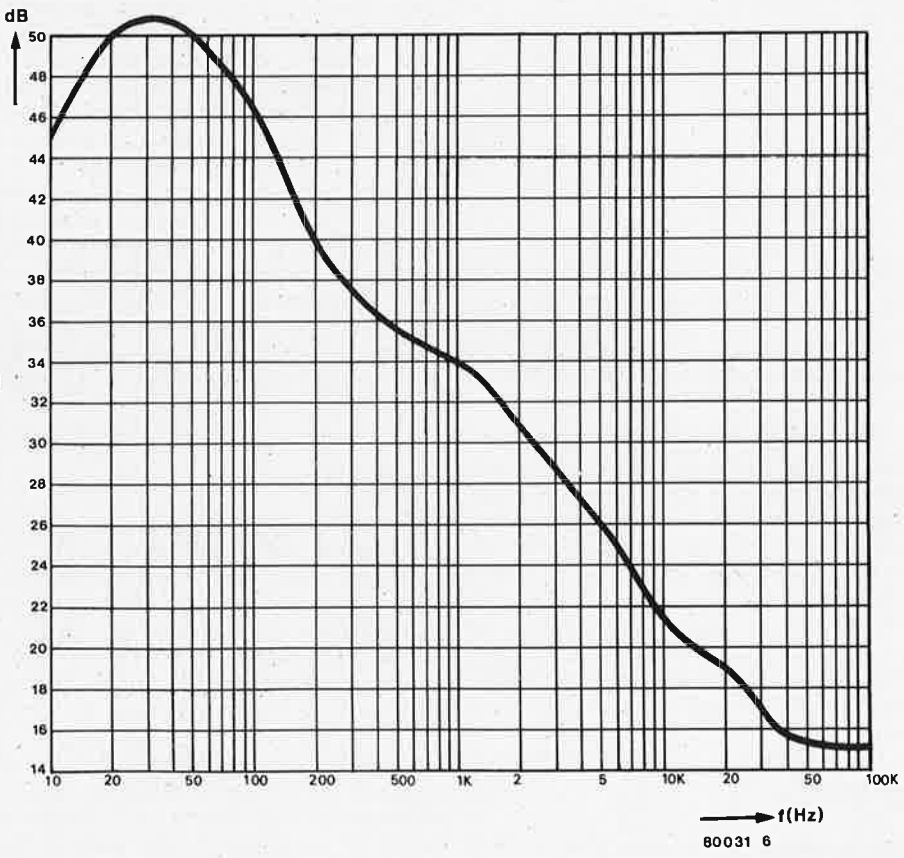


Figure 6. Réponse en fréquence du préamplificateur pour cellule magnétique (correction RIAA/IEC).

disgracieux, un lot de résistances et de condensateurs, et l'obligation d'utiliser tout cela en jetant un regard en coin aux courbes de Fletcher-Munson (en supposant qu'on sache où le trouver), et pour quel résultat décevant? Ces courbes concernent la pression acoustique effective, laquelle dépend du "niveau 0 dB", des haut-parleurs et de l'aménagement de la salle d'écoute. Non, la seule solution satisfaisante consiste à prévoir des régulateurs de graves et d'aigus appropriés. Ce qui, d'ailleurs, prépare la réponse à la question suivante:

- des correcteurs de tonalité? Oui, c'est bien préférable. Pour les graves, d'une part; pour les aigus, d'autre part. Et surtout pas du genre vicieux, mais, par exemple, ± 10 dB avec des fréquences de coupure bien adaptées ainsi qu'une commande souple et sans à-coups, ce qui exclut le type de régulateur restant sans incidence pendant un moment et qui, brutalement, donne le maximum d'atténuation ou d'amplification, comme un véritable interrupteur. Un commutateur "d'annulation" pourrait être utile, mais, une position médiane "neutre" fera tout aussi bien l'affaire.

- des filtres de ronflement et de crachements? Si oui, associés à un commutateur? Oui, mais pas vraiment, et cela demande quelques précisions. Il est primordial de disposer d'un filtre de ronflement fixe, mais, pour une fréquence basse et déterminée, et aussi précis que possible. Le but est de protéger les haut-parleurs (et l'amplificateur, d'ailleurs) des infra-sons de niveau élevé. Pour les filtres de scratch, c'est autre chose. Ils sont inutiles à moins de fonctionner dans la bande audio, aussi il n'est pas question de les laisser constamment en circuit. D'autre part, la qualité des sources de signaux s'améliore si rapidement qu'il est vraisemblable que, si l'on a prévu un commutateur d'isolement, le filtre de crachements restera hors circuit de manière permanente. Dans ce cas, le plus simple et le moins coûteux est de l'éliminer définitivement du circuit.

- un régulateur de balance? Oui, malheureusement. Trop souvent, sa position médiane ne correspond pas au réglage optimum, ce qui devrait être, cependant, pour obtenir un équilibrage idéal. Il est évident qu'un réglage de balance efficace est souhaitable; il est bon qu'il puisse éliminer complètement l'un des canaux. A défaut d'autre chose, cela permet éventuellement de réaliser quelques tests.

- un commutateur mono/stéréo? Son seul véritable usage est de réduire le bruit de fond à l'écoute d'une émission stéréo VHF-FM de faible puissance. C'est une fonction spécifique du tuner (dans lequel il est très souvent incorporé). Pourquoi faudrait-il qu'il existe en double exemplaire?

7

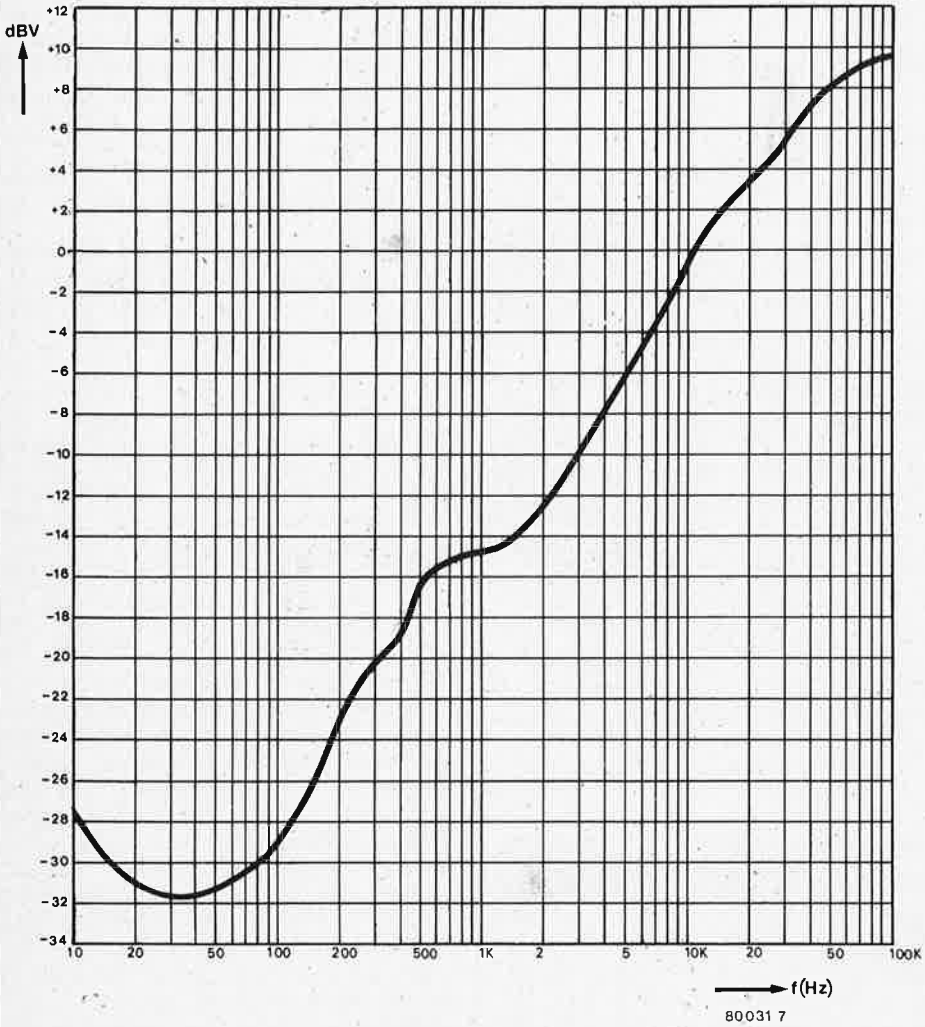


Figure 7. La tension maximale d'entrée du préamplificateur pour cellule magnétique, exprimée en mV RMS, est fonction de la fréquence.

• d'autres raffinements? Non, ce qui nous intéresse, ce sont les commandes essentielles.

De la ligne et des performances attrayantes

Après cette opération d'élagage, seules subsistent les caractéristiques nécessaires et suffisantes. Un préampli dont la réalisation sera conforme aux principes dégagés remplira exactement la mission pour laquelle il aura été conçu, à savoir procurer à l'auditeur le plaisir de l'écoute sans que la multiplicité des organes de commande lui impose une fatigue visuelle proche de la cécité.

La figure 1 présente le schéma synoptique du Top-préamp. Le commutateur sélecteur d'entrée, S1, ne peut occuper que deux positions: tuner ou préampli MD. Le signal sélectionné est appliqué à la sortie magnéto et au commutateur moniteur, S2, auquel font suite la commande de volume et un étage amplificateur qui élève le niveau du signal à celui nécessaire à l'attaque de la plupart des amplificateurs de puissance (500 à 1000 mV). Le gain de l'étage de commande de tonalité qui le suit est égal à l'unité (0 dB, en d'autres termes). Le régulateur de balance constitue le dernier maillon de la chaîne.

Du schéma synoptique à la réalisation

La figure 2 présente le schéma du circuit. On y distingue un canal associé au bloc d'alimentation complet. Le circuit étant d'une évidente simplicité, un bref exposé devrait être suffisant.

Le préamplificateur pour cellules magnétiques se compose d'un amplificateur opérationnel (IC1) et d'une poignée de composants passifs. R4 constitue le seul élément particulier de ce circuit, car elle uniformise la réponse en fréquence à un niveau approximativement supérieur à 35 kHz (alors que la courbe d'égalisation spécifiée par les normes RIAA prévoit une correction sans limite). La compensation de fréquence pour IC1 n'est donc plus nécessaire et l'on obtient un meilleur rendement dynamique de l'ampli-op (temps de montée). L'étage amplificateur principal (IC2) est un circuit classique. Les valeurs indiquées pour R9 et R10 lui donnent un gain de 5. L'étage correcteur de tonalité (IC3 et les composants qui lui sont associés) est d'une réalisation moins traditionnelle. Les deux condensateurs, C10 et C11, déterminent la fréquence de coupure pour les commandes de graves et d'aigus. Un circuit plus conventionnel requerrait quatre condensateurs. Les électrochimiques C9 et C12 séparent nettement les tensions continues des potentiomètres P2 et P3. C'est une précaution désormais très largement adoptée, ce qui est heureux, car sans cela les commandes deviennent immanquablement très bruyantes.

Finalement, un potentiomètre linéaire sert de commande de balance. La position médiane doit permettre d'obtenir un gain identique dans les deux canaux, mais ce serait vraiment dommage de gâcher 6 dB d'amplification dans chacun de ceux-ci. La solution réside dans l'adjonction de R17; à vide, la perte n'est que de 2,3 dB pour la position médiane. Chargé par une impédance de 10 k (celle du Top-amp, par exemple), la perte n'est encore que de 3,3 dB. Avantage supplémentaire, la présence de R17 assure une caractéristique de commande plus "confortable". L'alimentation doit être stabilisée et redressée de manière appropriée. C'est ce à quoi servent IC4, IC5 et un certain nombre de condensateurs.

Montage

293 trous répartis sur les 137,5 centimètres carrés de surface de la plaquette cuivrée ménagent l'espace nécessaire au montage de tous les composants que requiert une version stéréo. La figure 3 en est l'illustration; les composants repérés par un accent aigu placé à droite sont ceux du canal droit.

Les potentiomètres et commutateurs ne sont pas installés sur la plaquette, ce qui contribue à la réduction des dimensions (et, par conséquent, du prix) ainsi qu'à l'obtention d'une plus grande souplesse de réalisation.

La figure 4 présente le schéma de câblage complet. Bien que sur le croquis les entrées et les sorties se fassent par l'intermédiaire de prises "cinch", il n'est pas interdit d'utiliser d'autres types.

Encore un petit mot à propos des amplis op

Le TDA1034 (NE5534) est un amplificateur bipolaire; en d'autres termes, exactement comme ses prédécesseurs (741, TBA221, LM301, LM307, etc...). Autre caractéristique qu'il partage avec ceux-ci, c'est le brochage, identique à celui du 741. Mais, là s'achève la ressemblance.

Le schéma révèle l'organisation interne du circuit intégré. Il n'est pas nécessaire de s'attarder sur les moindres détails, mais trois aspects de cet amplificateur opérationnel audio de studio méritent une attention particulière. L'étage de sortie est capable de traiter des signaux allant jusqu'à 10 V RMS, pour une largeur de bande de puissance de 70 kHz, et sans distorsion de croisement, dans une charge de 600 Ω.

En outre, l'étage d'entrée est conçu pour l'obtention d'un très faible bruit. Le bruit d'entrée équivalent, est de 7 nV/Hz à 30 Hz et 4 nV/Hz à 1 kHz. Il existe même une version N, à un bruit extrêmement faible, spécifiée à 5,5 et 3,5 nV/Hz, respectivement; son facteur de bruit n'est que de 0,9 dB (pour une largeur de bande de 20 kHz et une résistance de source de 5 k).

La largeur de bande à gain unitaire est d'environ 20 MHz; en tenant compte de la compensation en fréquence, elle garde la valeur encore très appréciable de 10 MHz (22 pF entre les broches 5 et 8). La disposition habile de quatre condensateurs (C1 . . . C4) assure à la fois une largeur de bande importante et un temps de montée élevé (13 V/μs, sans compensation; 6 V/μs, avec compensation). Une compensation de fréquence est nécessaire pour tout gain en boucle fermée inférieur à trois.

Pour en terminer, voici encore quelques autres caractéristiques importantes:

gain en boucle ouverte: 100 000

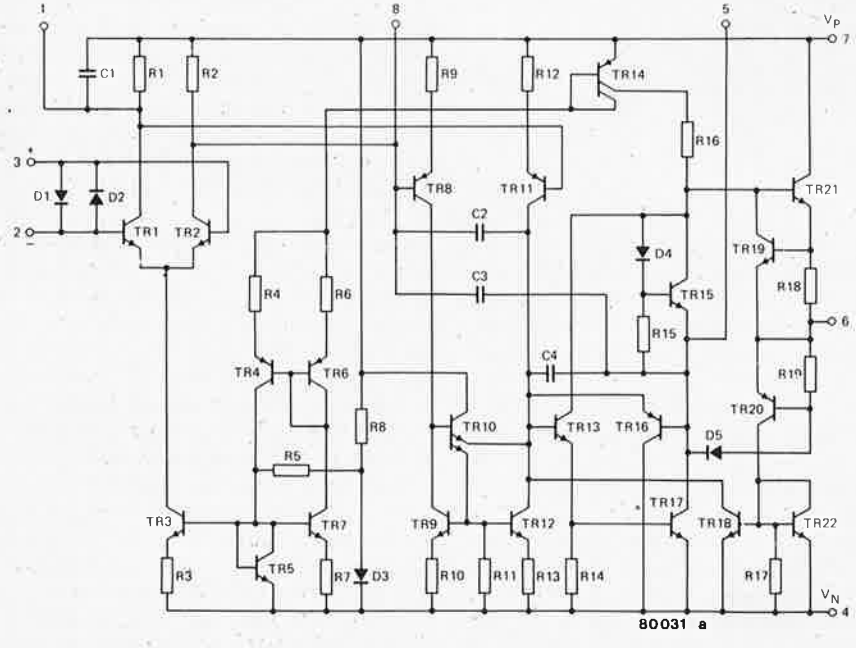
largeur de bande en boucle ouverte:
environ 1200 Hz
(sans compensation)
environ 600 Hz
(avec compensation)

A titre de comparaison, pour un 741 elle est inférieure à 10 Hz !

gamme des tensions d'alimentation:
± 3 V . . . ± 20 V

réjection en mode commun: 100 dB

consommation: normale: 4,2 mA
maximale: 7 mA

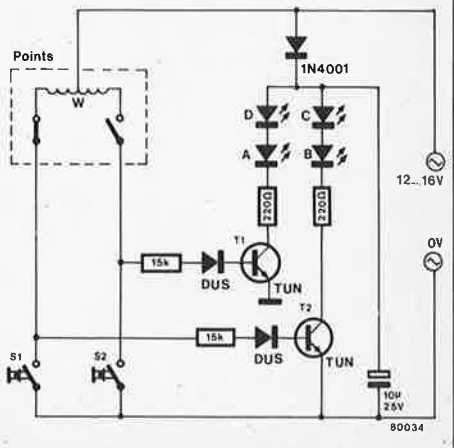


jeux d'aiguilles

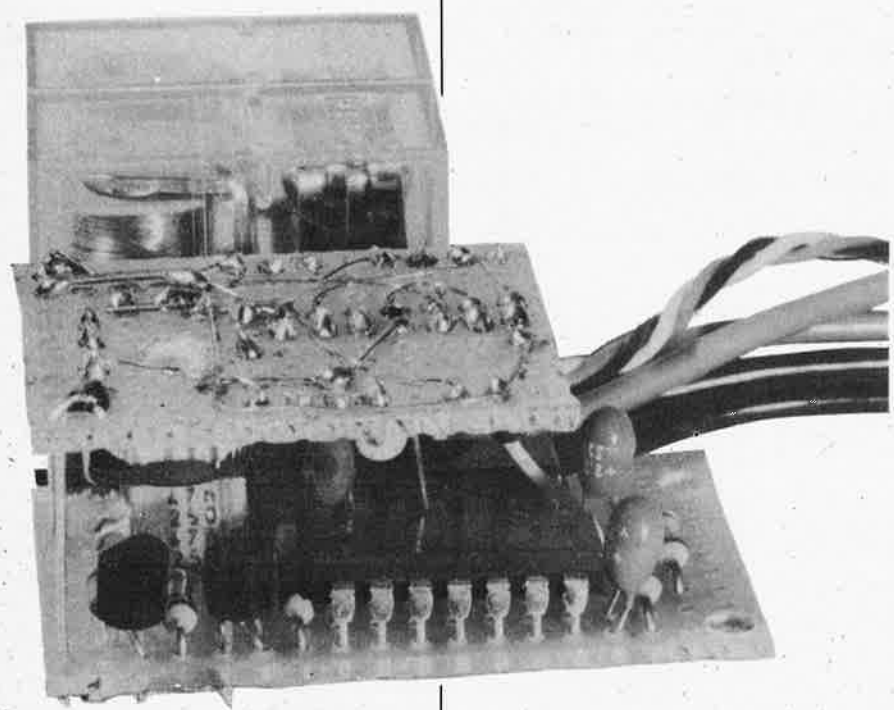
Qu'un train miniature soit commandé par l'intermédiaire d'un microprocesseur ou qu'il le soit manuellement, la visualisation de "l'état du réseau" est toujours un élément intéressant. A défaut d'autre chose, cela constitue un tableau de commande très impressionnant. Pour certaines opérations, il est même essentiel de disposer d'une vue d'ensemble très claire, à moins naturellement, que l'objectif principal du modéliste amateur ne soit d'imiter de la manière la plus réaliste les collisions et les déraillements.

A cet égard, les aiguillages ont une extrême importance. Ainsi que tout amateur chevronné l'a constaté, il n'est pas toujours très facile de distinguer d'un peu loin la position occupée par un bloc d'aiguilles. Même les "sémaphores" mécaniques ne fournissent pas nécessairement une indication sans équivoque sur la position.

L'indicateur décrit dans cet article donne un affichage sans ambiguïté sur le tableau de commande principal. Des LED de différentes couleurs sont utilisées pour délivrer une indication précise visible d'un seul coup d'œil. On peut difficilement imaginer un circuit d'une plus grande simplicité. On se sert d'aiguillages électro-mécaniques comportant des interrupteurs d'extrêmité incorporés. L'un des interrupteurs est ouvert tandis que l'autre reste fermé quand l'aiguillage est en position de fonctionnement. L'interrupteur fermé permet que le transistor correspondant soit porté à l'état saturé, ce qui provoque l'illumination d'un jeu de LED. Une des deux LED de chaque paire, les boutons-poussoirs et les composants électroniques associés sont montés sur le tableau de commande; l'autre LED de chaque paire est installée le long de la voie, à proximité du jeu d'aiguilles correspondant, ce qui donne une indication sur le lieu même de la manœuvre.



commutateur de télécommande



Ce circuit très simple permet de transmettre une fonction "tout ou rien" ou une inversion par une voie de télécommande proportionnelle.

Plusieurs manières de transmettre les ordres à distance sont utilisées dans le monde du modélisme. Une de ces méthodes consiste à envoyer des impulsions, d'une durée de 1,0 à 2,0 ms avec un cycle de répétition de 20 ms. Dans ce système, l'ordre à exécuter est déterminé par la durée de l'impulsion. Le moteur peut, par exemple tourner à droite lorsque la durée des impulsions est comprise entre 1,0 et 1,25 ms. Quand les impulsions sont plus longues que 1,25 ms, tout en restant inférieures à 1,75 ms, le moteur est à l'arrêt. Finalement, pour toute impulsion dont la durée est comprise entre 1,75 et 2,0 ms, le moteur tourne à gauche. Les impulsions reçues sont, comme il apparaît dans le schéma de principe de la figure 1, appliquées aux entrées trigger des monostables MMV1 et MMV2 ainsi qu'aux entrées "données" des flip-flops FF1 et FF2.

Supposons qu'une impulsion de 1,1 ms soit reçue (A de la figure 2). Le monostable MMV1 est déclenché et délivre des créneaux d'une longueur de 1,25 ms. La sortie $\overline{Q}$ de MMV1 délivre elle un signal inversé qui sert de signal d'horloge à FF1 (B de la figure 2). Lors du flanc positif (montant) de l'impulsion d'horloge, l'information est transférée de l'entrée "donnée" du flip-flop vers sa sortie. La sortie Q prend donc un état bas, indépendamment de ce qu'était l'état précédent. (C de la figure 2). Son inverse, $\overline{Q}$ (D de la figure 2), est donc à l'état haut, et occasionne de ce fait le passage d'un courant de base dans T1, ce qui provoque l'attraction du relais Re1.

D'une manière analogue, MMV2 délivre une impulsion d'horloge d'une durée de 1,75 ms (déterminée par R2 et C2, E de la figure 2) au flip-flop FF2. Au flanc montant de ce dernier signal, l'information présente à l'entrée "donnée" est transférée à la sortie Q. Dans le cas présent, il s'agit d'un état bas, si bien que T2 se bloque (F de la figure 2). Les deux bornes du moteur M sont connectées à deux pôles différents de l'alimentation de 8,4 V, et donc celui-ci peut tourner. Lorsque les impulsions reçues ont une durée comprise entre 1,25 et 1,75 ms, les deux transistors reçoivent la même information, et donc le moteur se trouve dans l'impossibilité de tourner. Lorsque ce sont des impulsions d'une longueur supérieure à 1,75 ms, T1 se bloque tandis que T2, lui, se met à conduire et provoque une rotation du moteur dans le sens inverse. Le circuit réalisé à l'aide des portes NAND (dont les entrées sont des triggers de Schmitt) N1,N2 et N3 veille à ce que les flip-flops FF1 et FF2 prennent de façon certaine un état déterminé lors de la mise sous tension. Ce circuit a aussi pour but de découpler le moteur de son alimentation dans le cas où celle-ci tomberait sous une certaine tension pré-déterminée. Cette protection évite une détérioration de l'accu.

Comme il est fait usage d'une quadruple porte NAND, il y en a une qui reste inutilisée on pourra éventuellement la placer en série avec l'entrée dans le cas où le circuit devrait être commandé par des impulsions de commande négatives.

L'électronique de ce circuit réclame une alimentation basse tension qui pourra être prise sur l'accu qui alimente le récepteur. On pourra ajouter L1 et C7 pour filtrer l'alimentation, mais L1 sera la plupart du temps superflue. L'alimentation du moteur sera normalement délivrée par un accumulateur séparé. La tension dépendra bien sûr du moteur utilisé; les relais doivent aussi pouvoir commuter la même tension de façon fiable. Si on utilise une alimentation séparée, la valeur de R5 (en série avec P1) devra être modifiée en conséquence. La tension au curseur de P1 devra être

1

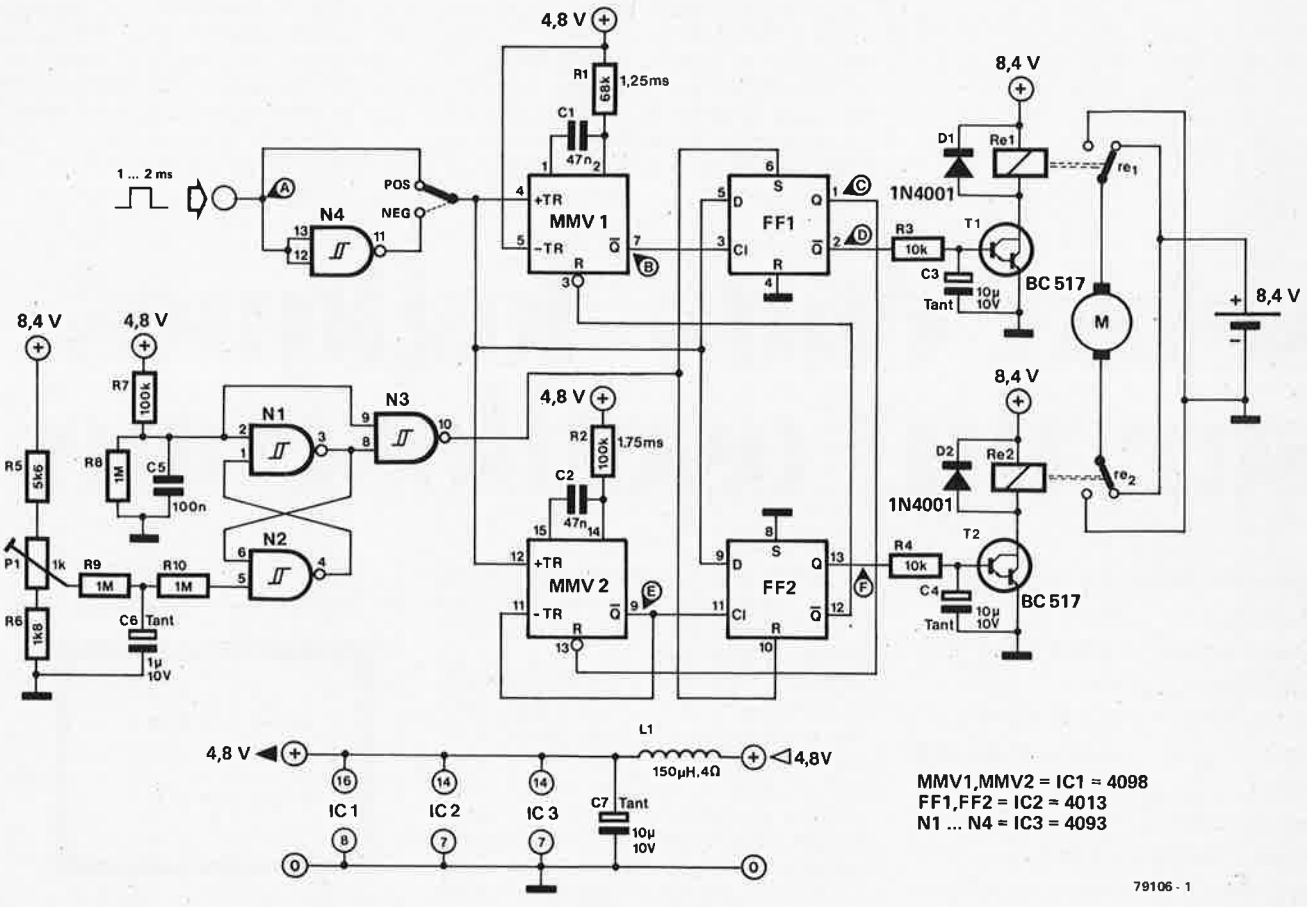


Figure 1. Schéma de principe du commutateur de télécommande.

2

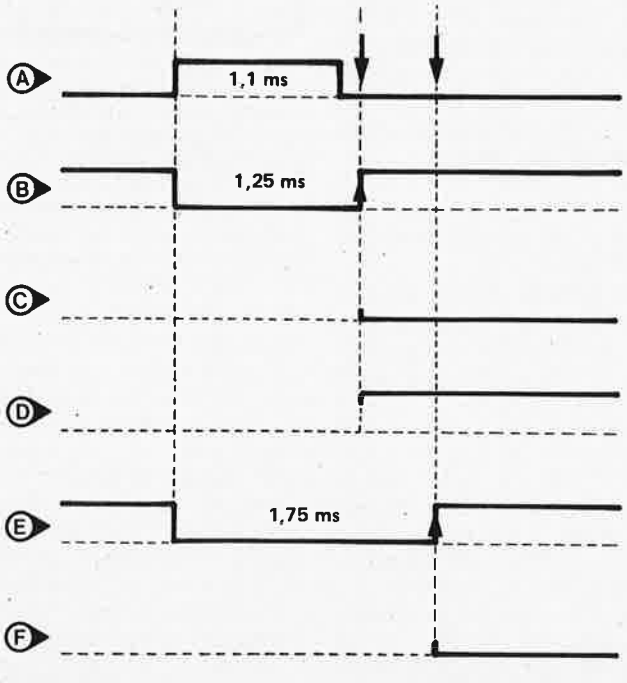


Figure 2. Oscillogrammes de fonctionnement du commutateur de télécommande.

réglée à environ 2,2 V quand les batteries sont à pleine charge. Le moteur sera alors mis hors circuit quand la tension aura chuté de 10%. Une autre manière de régler P1 est d'assurer que le moteur s'arrête quand on le bloque alors qu'il était sous tension. Ce réglage devra être effectué très lentement car C6 et R9 entrainent un retard considérable.

Quand le circuit de protection a fonctionné, la seule solution pour le réenclencher est de débrancher l'alimentation de 4,8 V pendant quelques secondes. La procédure sera la même, lors de la mise en place du modèle réduit, si la batterie qui alimente le moteur est installée en dernier, le circuit de protection aura déjà détecté une tension trop basse. Comme dans le cas du réarmement, il faudra couper l'alimentation de 4,8 V pendant quelques secondes. Si on trouve cela gênant, un bouton poussoir pourra être inséré en parallèle avec R8 et C5.

Un dernier point: s'il s'avère que le moteur tourne dans le mauvais sens, on inversera les connexions du moteur et non celles de la batterie! Le circuit de protection risquerait de ne pas fonctionner . . .

seize états logiques sur un oscilloscope

Quand on dépanne des circuits digitaux, il est souvent utile de pouvoir examiner l'état logique en différents points simultanément. Par exemple, on peut souhaiter visualiser ensemble les états logiques de toutes les broches d'un circuit intégré "dual in line". Il existe pour cela sur le marché un bon nombre de pinces de test, munies de deux rangées de diodes électroluminescentes qui s'allument quand la broche correspondante est à l'état haut. On peut obtenir un résultat similaire, si on a accès à un oscilloscope, au moyen du circuit décrit ci-dessous.

R. Rastetter

L'indicateur d'états pour circuits intégrés DIL est utilisé conjointement avec une pince de test à seize broches, qui est fixée sur le circuit intégré à contrôler. Les seize signaux délivrés par la pince sont appliqués aux entrées du circuit, qui en déduit deux nouveaux signaux qui attaqueront, eux, les entrées X et Y de l'oscillo. La figure 1 montre comment les niveaux logiques apparaissent sur l'écran de l'oscillo: avec la même disposition que les broches du circuit intégré. Chaque broche a ainsi son point lumineux, ceux qui représentent un état "haut" apparaissant un peu plus vers le haut de l'écran que ceux qui représentent un état "bas".

La figure 2 montre le schéma synoptique du circuit indicateur d'états pour DIL. Les seize signaux logiques de la pince test sont pris l'un après l'autre, pour être affichés, au moyen de deux sélecteurs de données. Si on fait une mesure sur un circuit intégré DIL à quatorze broches, les entrées en l'air de la pince donneront une représentation à l'état haut. Les deux sélecteurs de données sont commandés par un compteur binaire à quatre bits qui reçoit les impulsions d'un générateur d'horloge séparé. Le compteur commande également un convertisseur numérique-analogique dont la sortie fournit une tension en escalier à huit marches. Cette tension en escalier est appliquée à l'entrée X de l'oscillo et donne la position horizontale de chaque point lumineux sur l'écran. Les positions verticales des points lumineux sont déterminées par le bit le moins significatif du compteur et par l'état logique du signal choisi par le sélecteur de données, l'entrée Y de l'oscillo recevant en fait la somme de ces deux signaux.

Le schéma de principe du circuit indicateur d'états pour DIL est représenté figure 3. Le circuit utilise des circuits intégrés TTL et est conçu pour faire des mesures sur des circuits de cette famille. Les deux sélecteurs de données de la figure 2 sont réalisés avec des 74151, et on a pris un 7493 pour le compteur à quatre bits. Le générateur d'impulsions qui fournit le signal d'horloge au compteur est construit sur deux bascules de Schmitt. La fréquence de l'horloge est d'environ 70kHz. En appuyant sur le bouton poussoir S1, on peut diminuer cette fréquence d'environ 3kHz. Cette possibilité est utilisée quand la fréquence d'horloge du circuit à tester est la même que celle du circuit indicateur, ce qui, avec le jeu des déphasages, pourrait faire apparaître constant un niveau en réalité en évolution. On peut vérifier si c'est le cas en appuyant sur le bouton poussoir.

Le circuit additionneur du schéma synoptique est constitué simplement de trois résistances (R7,R8,R9), tandis que le convertisseur digital-analogique est nettement plus compliqué; il est constitué de trois portes NAND (N1 à N3), connectées en inverseurs, et des résistances R1 à R6.

On peut réaliser un circuit identique avec des circuits intégrés CMOS, dans le cas où il faudrait tester des circuits logiques de ce type, travaillant sous une tension différente des 5V qu'on utilise ici. Bien que cela soit possible en principe, il n'est pas recommandé de réaliser l'indicateur en CMOS et de l'utiliser pour tester des circuits intégrés TTL (il peut survenir des problèmes de décalages d'impulsions et de déclenchement).

La tension d'alimentation de 5V (stabilisée) devra pouvoir débiter au moins 125mA.

1

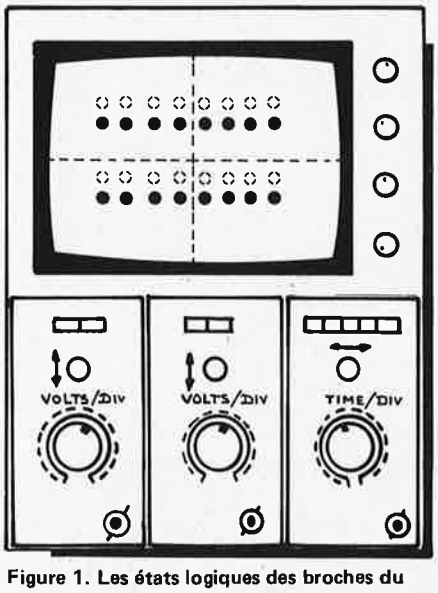


Figure 1. Les états logiques des broches du circuit intégré testé sont visualisées sur l'oscillo comme on le voit ici. Les états bas sont représentés par des points lumineux apparaissant aux endroits où sont dessinés ici des points noirs, et les niveaux hauts par des points lumineux apparaissant aux endroits où sont dessinés des cercles en pointillé. La disposition est la même que celle des broches du circuit intégré DIL.

2

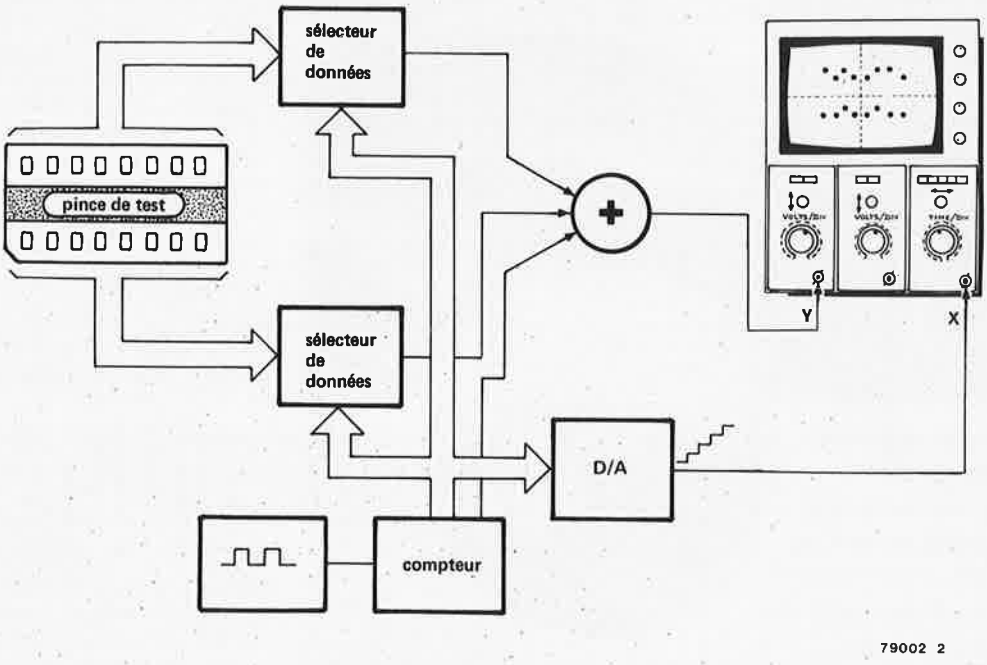


Figure 2. Schéma synoptique de l'indicateur d'états pour circuit intégrés DIL. On relie les sorties du circuit aux entrées X et Y d'un oscillo ordinaire.

3

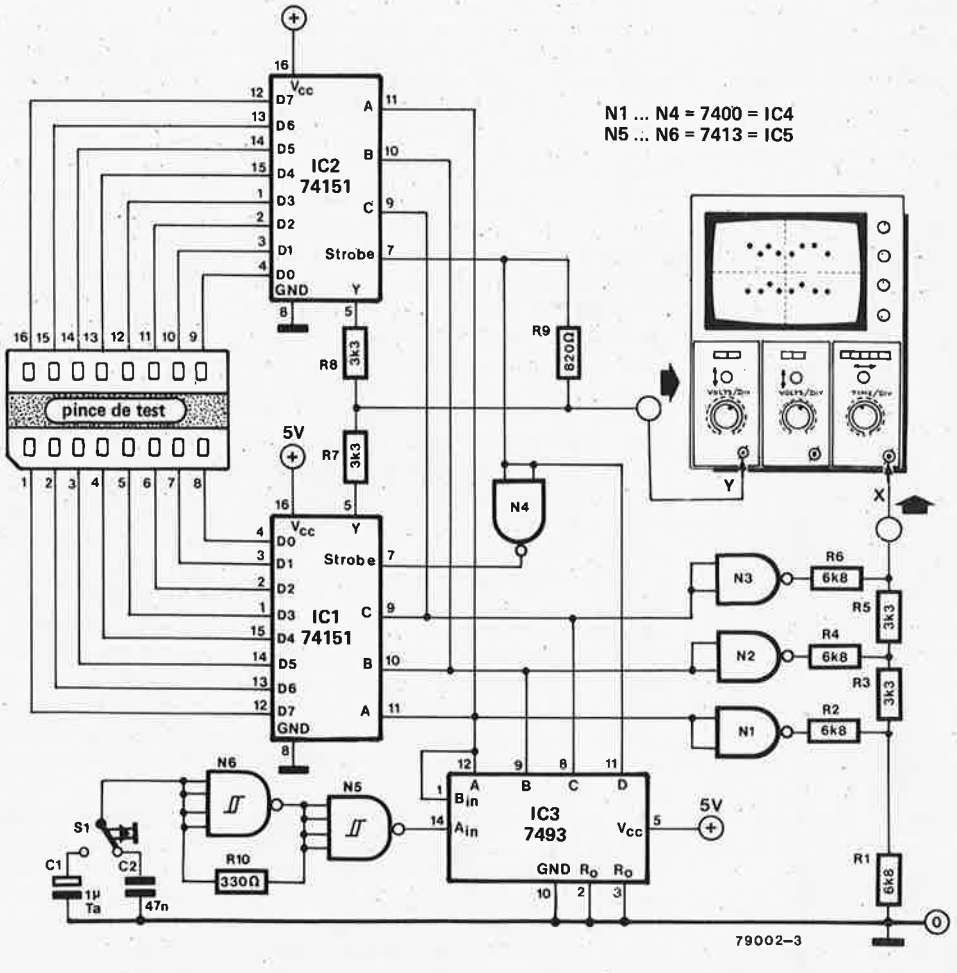
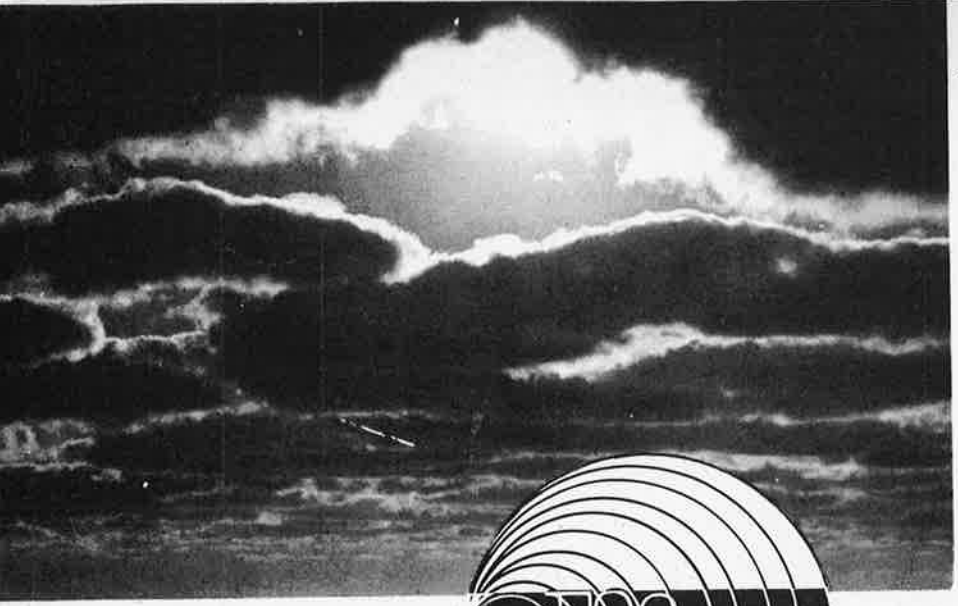


Figure 3. Schéma de principe. On réalise le circuit au moyen de circuits intégrés TTL, bien qu'il soit possible aussi d'utiliser des CMOS.



l'ionosphère

Pourquoi la réception des ondes à longues distances est-elle possible? Pourquoi est-ce que la propagation des ondes moyennes sur courtes distances n'est bonne que le jour? Il y a tant de questions liées à la réception des ondes courtes que la plupart d'entre nous ne savons absolument pas quelle fréquence choisir, à quelle heure écouter et ce que l'on a le plus de chances d'entendre. Cet article sur l'ionosphère n'a d'autre but que d'apporter quelques éclaircissements sur la réception des ondes courtes.

Les communications radio à longues distances ne sont possibles qu'à cause de la présence de l'ionosphère. Il s'agit d'une région de l'atmosphère terrestre située à une altitude qui est comprise (approximativement) entre 90 km et 320 km. L'ionisation de l'ionosphère est attribuée au rayonnement ultraviolet qui provient du Soleil. La partie ionisée de l'ionosphère ne constitue pas une seule région, mais comporte en fait plusieurs couches différentes.

La couche E

Située à environ 100 km au-dessus de la surface de la Terre, la couche E est la région utile la plus basse de l'ionosphère. La couche E est si basse dans l'atmosphère que les ions libres ont une faible distance à parcourir avant de se recombiner avec des électrons. Il en résulte des particules neutres qui ne réfléchiront pas les ondes radio.

C'est pour cette raison que la couche E n'est utile que le jour avec une efficacité habituellement plus marquée vers midi. Elle disparaît presque après le coucher du soleil.

Un phénomène qu'il est bon de mentionner est la "sporadique E" qui présente généralement peu d'intérêt pour les personnes qui écoutent les stations de radiodiffusion en ondes courtes. Les "sporadiques E" sont formées de nappes irrégulières présentant une ionisation relativement importante et qui flottent dans la couche E. On rencontre habituellement ces nappes dans les régions équatoriales, mais elles se forment également sous les climats tempérés durant les mois d'été. Toutefois, elles peuvent apparaître pratiquement n'importe quand. Nous ne comprenons pas encore complètement les causes et les raisons de ces "sporadiques E", c'est pourquoi il est virtuellement impossible de les prévoir.

Les distances que l'on peut atteindre par réflexion d'une onde radio sur la couche E se situent habituellement entre 650 km et 2000 km – voir la figure 1. Les signaux sont en général très forts, mais ils peuvent varier dans de grandes proportions. Les "sporadiques E" sont généralement à l'origine de propagations exceptionnelles, sur de très longues distances, de signaux de télévision. En lui-même le DX TV est un passe-temps passionnant, mais il sort du cadre de cet article.

La couche F

La couche F est cette zone ou région de l'atmosphère qui est réellement la bonne à tout faire des communications radio à longues distances. Elle se situe à 280 km environ au-dessus de la Terre. Toutefois, pendant le jour, elle se subdivise en deux zones distinctes, les couches F1 et F2, qui se situent respectivement à une altitude d'environ 225 km et 320 km, les jours où le niveau d'ionisation est élevé. De bons jours!

Ces deux couches, après le coucher du Soleil, se recombinent pour n'en former qu'une, la couche F. La distance maximale que l'on peut atteindre par une seule réflexion sur la couche F est d'environ 4000 km – voir la figure 2, qui représente également les altitudes relatives des différentes couches. La région F est à une altitude tellement élevée que la recombinaison des ions et des électrons en particules neutres ne se fait qu'à une très faible cadence. Le niveau d'ionisation commence à décroître après le coucher du Soleil, puis devient progressivement de plus en plus faible jusqu'à atteindre son plus bas niveau juste avant le lever du soleil. On peut remarquer cette décroissance progressive du niveau d'ionisation par la disparition primitive de stations qui émettaient sur des fréquences proches de la fréquence maximale d'utilisation du jour.

La couche D

Sous la couche E, se situe une région qui n'est pas du tout propice aux communications radio, mais qui au contraire les entrave! C'est cette région que l'on appelle la couche D. Cette couche peut absorber presque complètement (sans en réfléchir une parcelle) les transmissions radio qui sont sur des fréquences inférieures à 4 . . . 8 MHz environ. Naturellement, la valeur de la plus haute fréquence absorbée et le niveau d'absorption sont fonctions de l'ionisation, qui dépend directement de la hauteur du Soleil. La couche D est la plus importante aux environs de midi en plein été. Durant l'hiver elle est beaucoup moins intense.

Tableau 1

Bandes de fréquence HF

Fréquence (kHz)	Bande (m)
2300 - 2945	120
3200 - 3400	90
3900 - 4000	75
4750 - 5060	60
5950 - 6200	49
7100 - 7300	41
9500 - 9775	31
11700 - 11975	25
15100 - 15450	19
11700 - 17900	16
21450 - 21750	13
25600 - 26100	11

Tableau 2

Bandes amateurs

Fréquence (MHz)	Bande (m)
1,8 - 2	160
3,5 - 4	80
7 - 7,3	40
14 - 14,35	20
21 - 21,45	15
27 - 29,6	10

Seule une onde radio possédant un angle de rayonnement élevé peut arriver à traverser la couche D et à revenir à la surface de la Terre. Puisque l'on utilise un angle de rayonnement faible dans le cas de communications à longues distances, on peut voir pourquoi seules les communications à courtes distances sont possibles à des fréquences basses lorsque la couche D est ionisée.

En résumé . . .

On peut déduire de la discussion précédente que le coefficient de réflexion relatif des différentes couches de l'ionosphère est grandement influencé par le Soleil. La couche F est la plus élevée et la plus utile aux communications à longues distances. Elle est utile vingt quatre heures sur vingt quatre, mais elle s'affaiblit progressivement au fur et à mesure que la nuit s'avance. La couche E est utile pour des communications à beaucoup plus courte distance, les fréquences plus basses étant mieux réfléchies. Cependant lorsque la couche D devient ionisée, elle commence à absorber les fréquences plus basses, ce qui limite leur utilisation aux communications à courtes distances durant le jour.

C'est en été au lever du Soleil que l'on peut le mieux mettre en évidence ce phénomène. Lorsque l'on écoute la bande des ondes moyennes, il est possible, avant l'aurore, d'entendre un grand nombre de stations très éloignées, mais quand le Soleil commence à poindre (aux premiers rayons), ces stations commencent à disparaître. Cela ne prend quelquefois que quelques minutes. Il est à nouveau possible au crépuscule de réentendre ces stations très éloignées et les signaux reçus deviennent de plus en plus forts au fur et à mesure que l'obscurité progresse.

Taches solaires et autres effets

Naturellement, il y a bien d'autres choses qui affectent l'ionosphère et sa capacité à réfléchir les ondes radio.

Les taches solaires

Les taches solaires ont, en moyenne, un cycle de 11 ans entre le nombre minimal et le nombre maximal de taches; toutefois ce cycle peut varier entre 9 et 13 ans. Le maximum et le minimum de taches varient énormément d'un cycle à l'autre, mais généralement le maximum a des variations plus nettes que le minimum. Il ne faut pas croire que les cycles des taches solaires sont sinusoïdaux. On rencontre des périodes où le nombre de taches solaires augmente jusqu'à un niveau relativement élevé, à un moment où la valeur normale serait plutôt basse. Ces pointes isolées ne durent habituellement pas plus de quelques mois.

Durant la partie basse du cycle, l'ionosphère est très active et les communications sont bonnes jusqu'aux plus hautes limites du spectre HF (30 MHz . . . 50 MHz).

1

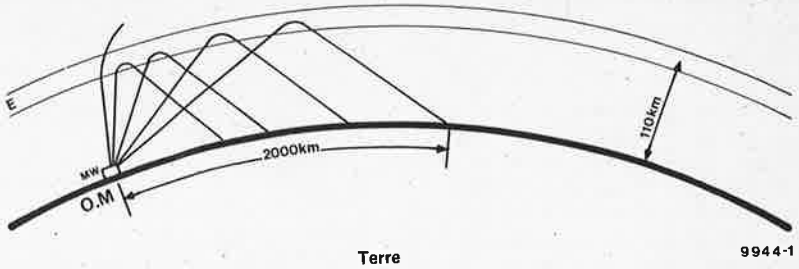


Figure 1. Distances que l'on peut atteindre par réflexion d'une onde radio sur la couche E.

2

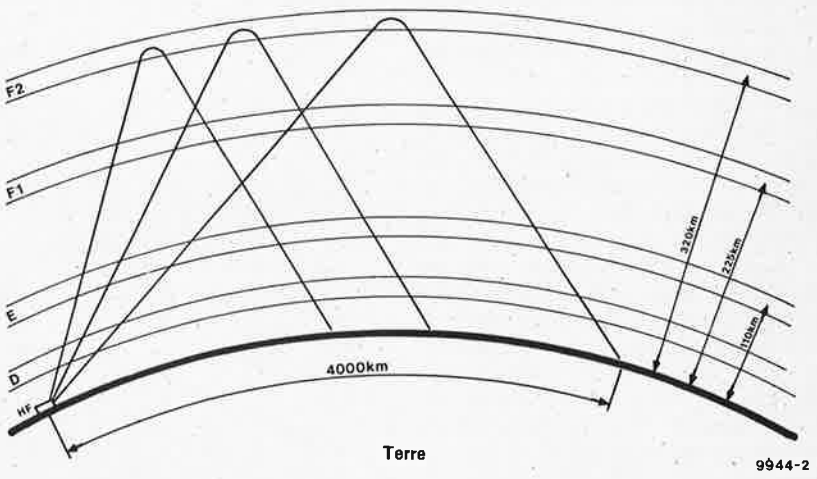


Figure 2. Distances que l'on peut atteindre par réflexion d'une onde radio sur la couche F.

SID en SWF

Des augmentations soudaines de l'activité solaire (comme par exemple les éruptions solaires) déclenchent des changements très rapides dans les diverses couches de l'ionosphère. Quand ces conditions se produisent, on peut noter des variations particulièrement soudaines de l'absorption de la couche D qui peuvent durer de quelques minutes seulement à quelques heures. Ces changements soudains ont donné naissance au sigle SID ("Sudden Ionospheric Disturbance" c'est-à-dire perturbation soudaine de l'ionosphère). Les SID et SWF ("Shortwave Fade-outs" c'est-à-dire disparition graduelle des ondes courtes) varient largement en intensité et en durée. Toutefois les effets ont tendance à être plus importants en période d'activité solaire importante.

Rayonnement solaire

On rencontre deux sortes principales de rayonnements solaires, la lumière ultraviolette et les particules chargées. La lumière met environ 8 minutes pour parvenir du Soleil jusqu'à la Terre et ses effets sur l'ionosphère sont assez rapides. D'un autre côté, les particules se déplacent à une vitesse beaucoup plus lente et elles peuvent mettre jusqu'à 40 heures pour avoir un effet quelconque sur les communications. Ces effets sont habituellement les suivants: une haute absorption par la couche D et la génération d'une aurore boréale. Ces effets peuvent se reproduire tous les 27 jours, ce qui correspond à la période de rotation du Soleil. Selon l'intensité du phénomène, cette réapparition peut se reproduire jusqu'à 4 ou 5 fois d'affilée.

Réflexions multiples

Il est possible qu'un signal se "réflechisse" plus d'une fois, voir la figure 3. Malgré un affaiblissement dû aux réflexions sur le sol et à l'absorption ionosphérique, on peut atteindre des points situés à plus de 20000 km en employant des réflexions multiples. Habituellement, les niveaux des signaux sont quelque peu plus faibles, sont entachés d'un distortion plus élevée et d'un peu plus de fading que des signaux recueillis après une seule réflexion.

Le fading

Le fading est quelquefois dû au fait que le signal suit deux ou plusieurs trajets avant d'arriver, avec des phases différentes, à l'endroit où se trouve le récepteur. Si un ou plusieurs des trajets sont instables, alors le changement de phase peut complètement faire disparaître le signal. D'autres choses (comme les variations météorologiques ou les masses d'air en mouvement) tendent également à créer des conditions de réception radio instables. Le mot fading recouvre une variété presque infinie de phénomènes.

Angle de rayonnement et "muf" (fréquence maximale d'utilisation)

L'angle avec lequel le signal émis frappe l'ionosphère est intimement lié à la "distance de saut" (il s'agit de la distance minimale où la réception d'une onde, réfléchie sur l'ionosphère, devient possible). La distance entre le point le plus proche et le plus éloigné, où il est possible d'établir une liaison radio pour une fréquence donnée s'appelle la "zone de réception". Si l'on considère la figure 4, le point B est la distance de saut la plus courte alors que le point A est la distance de saut la plus longue pour une fréquence de 21 MHz; la distance entre ces deux points est la zone de réception. Pour une fréquence de 14 MHz la zone de réception est comprise entre les points A et C. On peut voir, en examinant la figure 4, qu'une onde émise avec un faible angle de rayonnement (le rayonnement quitte l'antenne parallèlement à la surface de la Terre) a une distance de saut plus longue que celle que peut avoir un rayonnement émis avec un angle plus important (c'est-à-dire avec un angle de rayonnement élevé). Il faut remarquer que l'effet de courbure dépend non seulement de l'angle avec lequel les ondes frappent l'ionosphère, mais également de leur fréquence.

La "fréquence maximale d'utilisation" (muf) est la fréquence la plus élevée qui soit utilisable, à un instant donné, pour une communication. La muf a aussi une incidence sur la distance de saut comme on peut le voir à la figure 4. Lorsque la muf est de 28 MHz environ, seule une onde possédant un très faible angle de rayonnement peut être refléchie vers la terre. Lorsque l'on descend en fréquence, l'ionosphère apparaît comme étant plus dense, réfléchissant par conséquent une onde qui possède un angle d'incidence plus élevé (voir le cas du 21 MHz et du 14 MHz). On peut également entendre ce phénomène lorsque l'on écoute des stations dont la fréquence est proche de la muf à un instant où l'ionosphère devient plus pauvre: la distance de saut semble devenir plus longue alors qu'en fait les stations plus proches, qui nécessitent des angles de réflexion élevés, s'évanouissent, laissant les stations plus éloignées qui sont réfléchies avec des angles plus bas.
On peut en conclure d'après l'étude ci-dessus, qu'il est important, pour obtenir de bonnes communications à longues distances, que l'antenne concentre la plus grande partie de la puissance émise dans un faible angle de rayonnement. D'autre part l'antenne du récepteur doit aussi être conçue pour que la plus grande partie de son "gain" soit obtenue pour un angle de rayonnement faible. Si l'on souhaite réaliser une liaison à plus courte distance, il faut utiliser une fréquence plus basse, en même temps qu'un angle de rayonnement plus élevé pour obtenir des signaux plus forts.

3

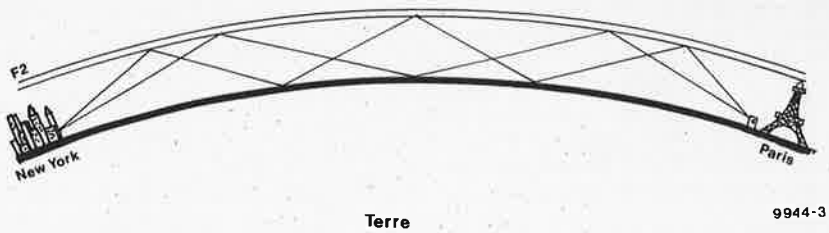


Figure 3. Cas de réflexions multiples.

4

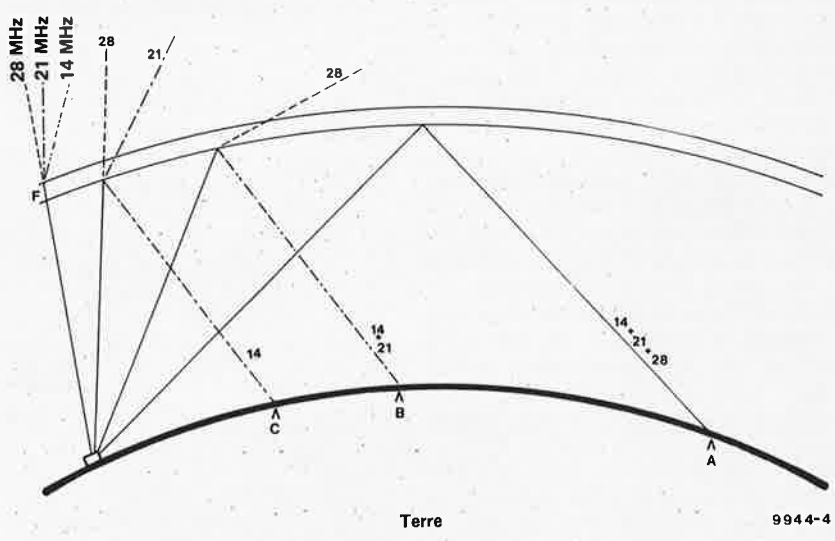


Figure 4. Influence de la muf sur les distances de saut.

Prévisions

Faire des prévisions sur les conditions de réception ou sur les conditions ionosphériques est un travail réellement épineux étant donné le grand nombre de variables. Cependant si l'on tient compte des facteurs que l'on connait à peu près et si on les relie aux expériences passées, il est possible d'effectuer des formulations générales sur les conditions de réception des bandes, pour une fréquence donnée.

Où et quand écouter

Les bandes des 90 m et des 75 m sont rarement utilisables au-delà de 300 km durant le jour, mais il est possible d'obtenir, de nuit, des distances plus longues. Durant les mois d'été, le bruit électrostatique et tous les autres bruits atmosphériques rendent l'utilisation de ces bandes quelque peu problématique.
Les bandes des 60 m, 49 m et des 41 m ont des caractéristiques semblables à celles des deux bandes précédentes sauf que la distance que l'on peut obtenir de jour est beaucoup plus grande. Ces trois bandes ont également tendance à rester ouvertes plus souvent la nuit que ne le font les bandes de fréquence plus élevée.
Les bandes des 31 m, 25 m et des 19 m sont les véritables bandes DX. Durant les années où le nombre de taches solaires est important, elles sont presque tout le temps ouvertes. Elles sont tout particulièrement excellentes à l'aurore et au crépuscule quand l'activité solaire est basse.
Les bandes des 16 m et des 13 m ont une propagation très variable qui dépend du niveau de l'activité solaire. Durant les périodes de grande activité solaire, ces bandes sont bonnes pour effectuer des écoutes à très longues distances; cependant elles deviennent sans intérêt durant les périodes de faible activité solaire.

En conclusion

Le Soleil est le facteur principal qui domine toutes les communications radio au-delà de l'échelon local. Les conditions de réception radio varient avec des cycles évidents comme l'heure du jour ou la saison de l'année. Puisque ces paramètres changent avec la latitude et la longitude du lieu, il est possible d'avoir un nombre pratiquement infini de fluctuations exceptionnelles dans les communications. Le Soleil, les taches solaires et tous les autres rayonnements solaires entraînent des changements moins évidents dans l'ionosphère.
Il faut tenir compte de ces facteurs, et de beaucoup d'autres encore lorsque l'on choisit la fréquence qui doit générer un trajet désiré. On ne peut pas toujours obtenir les meilleurs résultats. Toutefois nous espérons que cet article vous aura familiarisé avec la réception des ondes radio, qu'il contribuera à réduire la marge d'insuccès et que cela vous apportera encore plus de plaisir à l'écoute des ondes courtes.

générateur de fonctions CMOS

Il est possible, en n'utilisant qu'un circuit intégré CMOS bon marché et une poignée de composants discrets, de construire un générateur de fonctions d'emplois multiples, délivrant un choix de trois formes d'ondes sur tout le spectre audio, et même au-delà.

Ce projet devait être initialement un générateur audio d'usage général, facile à monter et à utiliser. Ce but a certainement été atteint, le circuit offrant le choix entre des ondes sinusoïdales carrées et triangulaires avec une gamme de fréquences allant d'environ 12Hz à 70kHz, tout en n'utilisant qu'un seul circuit intégré sextuple inverseur CMOS et quelques composants discrets. Bien sûr, ce projet n'offre pas les performances de circuits plus sophistiqués, particulièrement en ce qui concerne la pureté des ondes aux fréquences élevées, mais c'est néanmoins un appareil très utile pour le travail en audio.

Le signal en triangle est envoyé, au moyen d'un amplificateur tampon, sur un metteur en forme à diodes qui arrondit les pics et les creux du triangle de façon à simuler une sinusoïde.
On peut choisir l'une quelconque des trois ondes au moyen d'un commutateur à trois positions, et l'envoyer sur un amplificateur tampon de sortie. On fait varier la fréquence des trois signaux en modifiant la constante de temps de l'intégrateur, ce qui modifie la pente des rampes, et par suite la fréquence.

Schéma de principe

Le schéma de principe du générateur

1

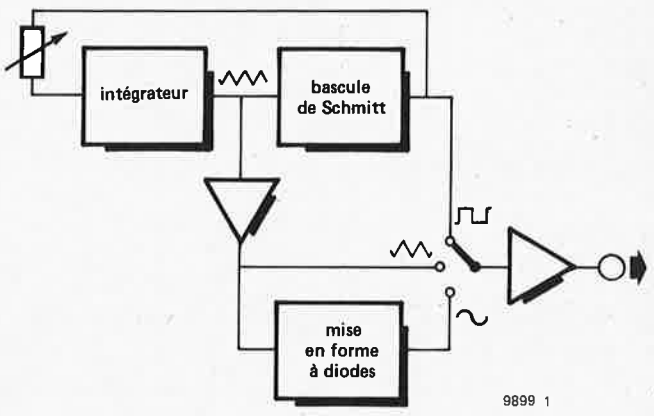


Figure 1. Schéma synoptique du générateur de fonctions CMOS.

Schéma synoptique

La figure 1 explique le principe de fonctionnement du circuit. Le cœur du générateur est un générateur de signaux triangulaires et carrés constitué d'un intégrateur et d'une bascule de Schmitt. Quand la sortie de la bascule de Schmitt est haute, la tension ainsi obtenue, injectée à l'entrée de l'intégrateur, lui fait produire une rampe décroissante. Quand cette rampe atteint le seuil inférieur, la bascule de Schmitt change d'état et sa sortie devient basse. Cette tension, injectée sur l'intégrateur, lui fait délivrer une rampe ascendante. Quand cette rampe atteint le seuil supérieur, la bascule de Schmitt change d'état et sa sortie devient haute, ce qui fait délivrer par l'intégrateur une rampe descendante, et ainsi de suite. Les rampes ascendante et descendante de la sortie de l'intégrateur constituent un signal triangulaire dont l'amplitude est déterminée par l'hystérésis de la bascule de Schmitt (c'est-à-dire par la différence entre les seuils supérieurs et inférieurs). La sortie de la bascule de Schmitt est évidemment un signal carré constitué de l'alternance des états haut et bas.

de fonctions CMOS est donné sur la figure 2. L'intégrateur est construit autour d'un inverseur CMOS, N1, et la bascule de Schmitt utilise deux inverseurs liés par une réaction positive, N2 et N3.
Le circuit fonctionne de la façon suivante, en supposant pour l'instant le curseur de P2 en butée vers le bas: quand la sortie de N3 est haute, il circule dans R1 et P1 un courant

$$\frac{U_b - U_t}{P_1 + R_1}$$

où U_b est la tension d'alimentation et U_t la tension de seuil de N1. Etant donné que ce courant ne peut circuler dans l'impédance d'entrée élevée de l'inverseur, il circule dans C1 (ou C2 selon la position de S1).
La tension aux bornes de C1 augmente ainsi linéairement, ce qui fait diminuer linéairement la tension de sortie de N1 jusqu'à ce que le seuil inférieur de la bascule de Schmitt soit atteint, et la sortie de la bascule passe à l'état bas. Il passe maintenant dans P1 et R1 le courant.

$$\frac{-U_t}{P_1 + R_1}$$

Ce courant passe aussi dans C1, ce qui fait croître linéairement la tension de sortie de N1 jusqu'à ce que le seuil supérieur de la bascule de Schmitt soit atteint; la sortie de la bascule passe alors à l'état haut, et le cycle recommence.

Pour assurer la symétrie du triangle (c'est-à-dire l'égalité des valeurs absolues des pentes des rampes ascendante et descendante), les courants de charge et de décharge du condensateur doivent être égaux, ce qui signifie que $U_b - U_t$ doit être égal à U_t. Malheureusement, U_t est déterminée par les caractéristiques de l'inverseur CMOS et est nominalement égale à 55 % de la tension d'alimentation: de 6 V, U_t = 3,3 V et $U_b - U_t$ = 2,7 V. On surmonte cette difficulté au moyen de P2, qui permet un ajustement de la symétrie. Supposons pour l'instant que R4 est reliée au + de l'alimentation (position A). Quel que soit le réglage de P2, la tension de sortie de la bascule de Schmitt à l'état haut sera toujours U_b. Par contre, quand la sortie de N3 est basse, R4 et P2 forment un diviseur potentiométrique, ce qui permet d'envoyer sur P1, selon le réglage du curseur de P2, une tension comprise entre 0 et 3 V. Cela signifie que la chute de tension aux bornes de R1 + P1 n'est plus $-U_t$ mais $U_{P2} - U_t$. Si la tension sur le curseur de P2 est d'environ 0,6 V, $U_{P2} - U_t$ vaudra alors environ − 2,7 V, ce qui rend égaux en valeur absolue les courants de charge et de décharge. Evidemment, le réglage de P2 devra correspondre au générateur de fonctions utilisé, étant donnée la dispersion dans les valeurs de U_t. Si U_t vaut moins de la moitié de la tension d'alimentation, il sera nécessaire de relier le point chaud de R4 à la masse (position B).

On dispose de deux gammes de fréquences, choisies au moyen de S1: 12 Hz à 1 kHz et 1 kHz à environ 70 kHz. Le réglage fin de la fréquence est obtenu par P1, qui fait varier la valeur absolue des courants de charge et de décharge de C1 ou C2, et par suite la valeur absolue de la pente des rampes de l'intégrateur.

Le signal carré délivré par N3 est envoyé, par l'intermédiaire du commutateur de sélection d'onde S2, sur un amplificateur tampon, constitué de deux inverseurs (connectés en parallèle pour ajouter leurs courants de sortie) polarisés pour en faire des amplis linéaires. La sortie du signal triangulaire passe par un amplificateur tampon N4 avant d'être envoyée sur le commutateur de sélection et l'amplificateur tampon de sortie.

Le signal triangulaire issu de N4 est aussi envoyé sur le metteur en forme sinusoïdale, constitué de R9, R11, C3, D1 et D2. D1 et D2 ne dérivent qu'un faible courant jusqu'à environ ± 0,5 V, mais au-delà de cette tension, leur résistance dynamique chute, et elles écrêtent logarithmiquement les pics et les creux du signal triangulaire, produisant un signal à peu près sinusoïdal. La sortie sinusoïdale est envoyée sur S2 et l'amplificateur de sortie à travers C5 et R10.

On ajuste la pureté de la sinusoïde avec P4, qui fait varier le gain de l'ampli construit sur N4 et par suite la tension appliquée au metteur en forme sinusoïdale. Un signal trop faible sera tel que l'amplitude du triangle sera inférieure à la tension de seuil des diodes, et il passera sans écrêtage; un

2

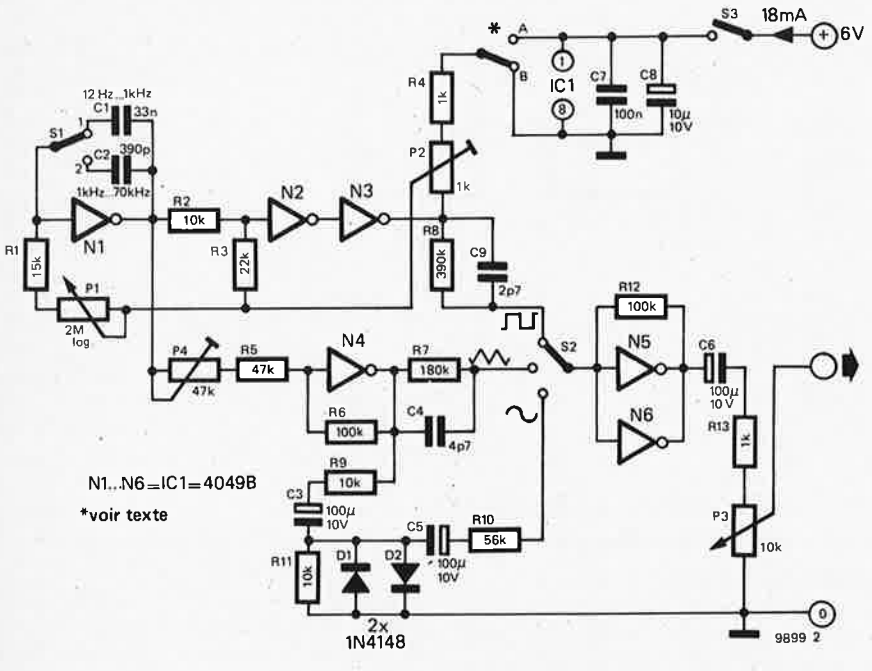
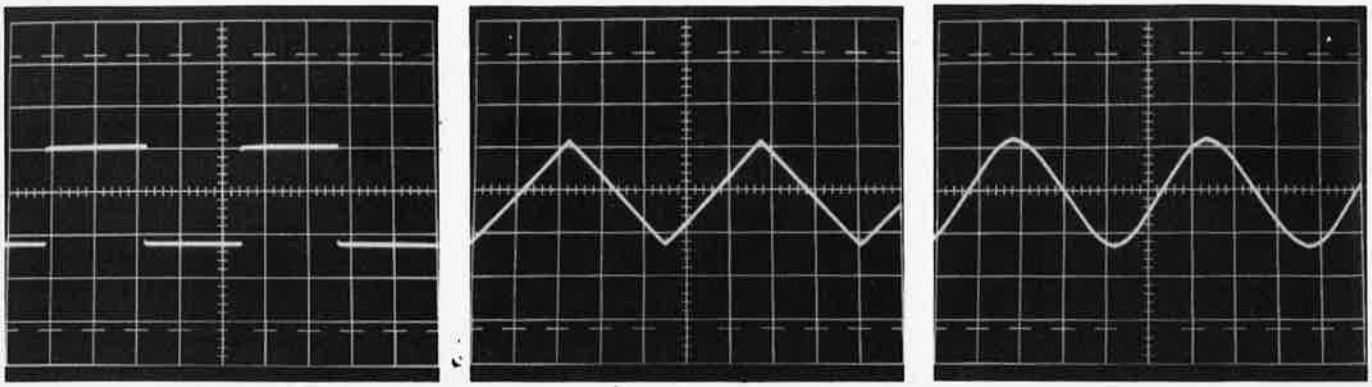


Figure 2. Schéma de principe du générateur de fonctions.

3



Photos. Les trois ondes produites par le générateur de fonctions.

signal trop fort verra ses pics et ses creux trop atténués, donnant une mauvaise sinusoïde.
Les résistances placées en série avec l'entrée de l'amplificateur tampon de sortie sont choisies de façon à ce que les trois ondes aient une amplitude maximale crête à crête de 1,2 V à la sortie. Le niveau de sortie peut être réglé au moyen de P3.

Préréglages

Les seuls préréglages à effectuer sont ceux de la pureté du triangle et de la sinusoïde. La meilleure façon de constater la pureté du signal triangulaire est d'observer le signal carré, le triangle étant symétrique quand le créneau a un rapport cyclique de 50 % (durées égales des périodes haute et basse). Cette condition est obtenue en réglant P2. Si la symétrie a été améliorée, sans toutefois être parfaite, et que le curseur de P2 est en butée vers la sortie de N3, relier le point chaud de R4 à la deuxième position.
On règle la pureté de la sinusoïde au moyen de P4, soit à vue de nez, soit en recherchant la distorsion minimale si on dispose d'un distorsiomètre. La tension d'alimentation pouvant influer sur la tension de sortie des différentes ondes, et par suite sur la pureté de la sinusoïde, l'alimentation de 6 V devra être stabilisée. Si on utilise des piles, il faudra veiller à ce qu'elles ne soient pas trop déchargées.
Les circuits intégrés CMOS utilisés en mode linéaire absorbent plus de courant que quand on les utilise en commutation, leur mode normal. De ce fait, la tension d'alimentation ne devra pas dépasser 6 V, sous peine de surchauffer le circuit intégré par une trop grande dissipation de puissance.

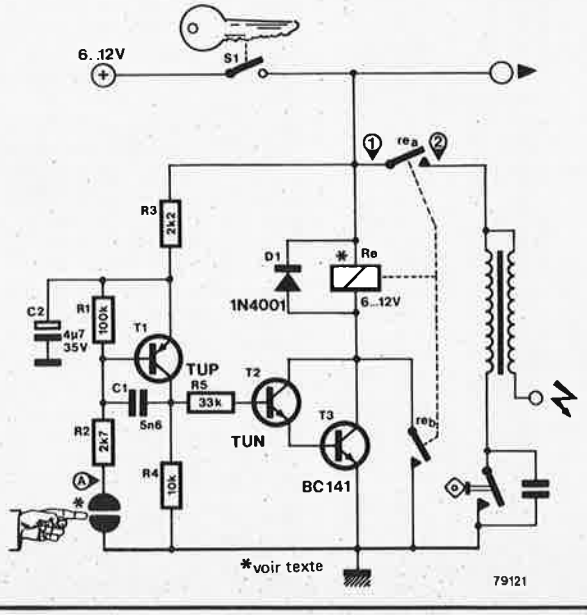
Performances

On peut juger de la pureté des ondes obtenues, sur les photos d'oscillogrammes de la figure 3. Dans les trois cas, la sensibilité verticale est de 500 mV/div, et la vitesse de la base de temps est de 200 µs/div.

antivol à touche sensitive pour voiture

E. Schorer

On ne compte plus les dispositifs qui ont été conçus, au cours des âges, pour décourager l'intérêt porté par les voleurs à nos voitures. Nombre de ces dispositifs avaient pour but de faire échouer les personnes réussissant à court-circuiter les contacts du "Neiman" ou ayant une fausse clé. Dans ce cas, l'idée directrice est de mettre en place un deuxième contact de démarrage, en série avec celui d'origine, ce second contact étant caché ou camouflé. Cette approche est en principe attrayante, mais elle comporte deux inconvénients. D'abord, le deuxième interrupteur doit être bien sûr soigneusement dissimulé, tout en restant à portée du conducteur, critères apparemment incompatibles. Ensuite, il faut, quand le contact principal est coupé et que la clé est enlevée du "Neiman", que le contact auxiliaire, caché, soit aussi coupé, sinon le circuit antivol ne sert à rien. Car il est bien facile d'oublier de couper le deuxième contact quand on quitte sa voiture rapidement.
Le circuit présenté ici constitue une tentative pour surmonter ces deux difficultés. Pour faire démarrer le moteur, on commence par fermer le contact d'allumage, S1. La bobine n'est pas pour autant alimentée, car le contact re/a du relais, inséré dans le circuit du primaire de la bobine, n'est pas fermé. En posant le doigt sur la touche sensitive, on envoie un faible courant dans la base de T1, ce qui rend ce transistor passant, ainsi que le darlington (T2,T3). Le relais Re est ainsi excité, et il le demeure grâce à son contact re/b, même quand on n'effleure plus la touche sensitive. On peut alors faire démarrer normalement le moteur. Quand on coupe le contact au "Neiman", l'excitation du relais cesse, ce qui réarme automatiquement le dispositif antivol.
Le circuit est pratiquement évident. Le réseau (R3, C2), qui est incorporé dans la ligne d'alimentation de T1, et le condensateur de stabilisation C1 protègent le circuit contre les effets de tensions transitoires qui pourraient être générés, par exemple, par le moteur de l'essuie-glace ou celui de la ventilation; il se peut, en effet, que ceux-ci soient déjà en fonctionnement avant que le relais ne soit excité. On empêche ainsi l'excitation du relais par des parasites.
En ce qui concerne la conception de la touche sensitive, le choix du camouflage optimal est laissé à l'appréciation de chacun. Il faudra faire appel à un relais convenablement fiable et robuste, car il sera évidemment soumis à de fortes vibrations. Beaucoup de petits relais pour applications automobiles sont munis de bornes de contact en forme de languettes qui sont idéales pour ce genre d'utilisation. Il est possible, en mettant en œuvre une petite astuce, d'assurer la conservation de son "secret" à l'automobile quand on la conduit dans un garage pour une réparation ou une opération d'entretien. Il suffit d'avoir préparé un fil de court-circuit, qui restera branché en permanence, par exemple au point 1 du circuit, et qu'on connectera simplement au point 2 avant de faire pénétrer la voiture chez l'homme de l'art; le circuit de démarrage aura alors un comportement normal lors des manœuvres dans le garage. Il est évident que, moyennant quelques modifications mineures, on peut utiliser ce circuit pour mettre en route, par simple contact du doigt sur une touche sensitive, de nombreux accessoires.



marché

Séminaires Microtel

Microtel-Club annonce les dates des prochaines sessions des séminaires d'initiation à la microinformatique:

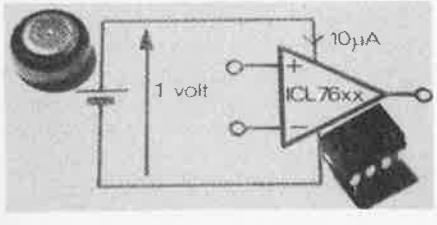
— du 14 au 25 janvier
— du 4 au 15 février
— du 17 au 28 mars
— du 14 au 25 avril

Ces sessions de deux semaines sont ouvertes à douze stagiaires. L'objectif est de former concrètement des non spécialistes au domaine de la microinformatique, en mêlant intimement une formation théorique et la manipulation de microordinateurs et de microprocesseurs.

Microtel-Club
9, rue Huysmans,
75006 PARIS
Tél: 558.39.65

Amplificateurs opérationnels CMOS

INTERSIL introduit une gamme complète de 11 amplificateurs opérationnels monolithiques en technologie CMOS.
Ces amplificateurs sont destinés aux applications générales nécessitant une faible puissance, une impédance d'entrée importante (elle est supérieure aux BI-FET), des protections aux tensions élevées, des tensions de mode commun importantes . . .



Cette famille utilise les brochages standard des amplificateurs opérationnels monolithiques. Elle comprend notamment:
— les ICL 7611/12/13/14/15, modèles simples
— les ICL 7621/22, modèle doubles
— les ICL 7631/32, modèles triples
— les ICL 7641/42, modèles quadruples

Les principales caractéristiques de ces composants sont:
— Alimentation: de ± 0,5 V à ± 8 V (peuvent fonctionner avec une simple pile de 1,5 V)
— Courant programmable à l'aide d'une broche unique (consommation minimum: 10 µW)
— Très faible courant d'entrée: 1 pA
— Faible bruit: 0,01 pA/$\sqrt{Hz}$
— Vitesse de montée: 1,6 V/µS (à IQ = 1 mA)
— Gain unité: 1,4 MHz (à IQ = 1 mA)

Intersil
3, rue de Marly
F-78000 Versailles
Auriema
rue Brogniez 172A
B-1070 Bruxelles

(1400 M)

Un ordinateur familial

Texas Instruments vient d'annoncer la sortie de son ordinateur familial, accompagné par une série de programmes d'application en mémoire morte du type "SOLID-STATE SOFTWARE". La version européenne de cet ordinateur, dont la référence est TI-99/4, se compose d'une console avec clavier dotée d'une mémoire RAM de 16K, de circuits générateur de sons, de possibilités de représentations graphiques en couleur et d'un langage BASIC étendu très puissant.

Ce nouvel ordinateur, d'une très grande facilité d'utilisation, met ainsi la puissance de l'informatique au service de chaque foyer, pour la gestion du budget familial, l'éducation et les loisirs. Grâce aux modules de commande enfichables "SOLID-STATE SOFTWARE" (R) contenant les programmes d'application, le TI-99/4 met a la disposition de toute la famille une large gamme de possibilités. Les différents modules de commande permettent l'utilisation de cet ordinateur dans un grand nombre de domaines, même par des non-initiés à l'informatique ou à la programmation. L'accès à un programme se fait simplement par l'enfichage d'un module particulier, suivi de quelques pressions sur les touches du clavier. Un dialogue s'établit alors par l'intermédiaire de l'écran du moniteur ou du téléviseur.
Les modules actuellement disponibles comprennent la résolution de problèmes financiers, la gestion du budget familial, des jeux éducatifs, l'enseignement de la grammaire élémentaire, des programmes d'exercices physiques, l'enseignement de l'arithmétique, un jeu de football américain, un programme de créations graphiques, ainsi que des modules de démonstration et de diagnostics. Renfermant jusqu'à cinq puces de mémoire morte (ROM), ces modules fournissent à l'utilisateur l'accès instantané aux programmes, sans avoir à attendre la mise en mémoire du contenu d'une bande magnétique par exemple, processus qui, on le sait, peut durer plusieurs minutes.
Un dispositif de contrôle à distance du TI-99/4 est également présenté. Il se compose d'une manette multi-position du type "manche à balai", et d'une touche de déclenchement. Deux dispositifs de contrôle à distance peuvent être reliés à tout moment à la console.
L'ordinateur familial TI-99/4 de Texas Instruments est programmable en langage BASIC. Ce BASIC-TI possède la virgule flottante et une précision de 13 chiffres. Il est entièrement compatible avec les normes ASCII et ANSI. Il permet également les représentations graphiques avec un jeu de 16 couleurs et la génération de musique grâce à 3 générateurs à 4 octaves chacun.

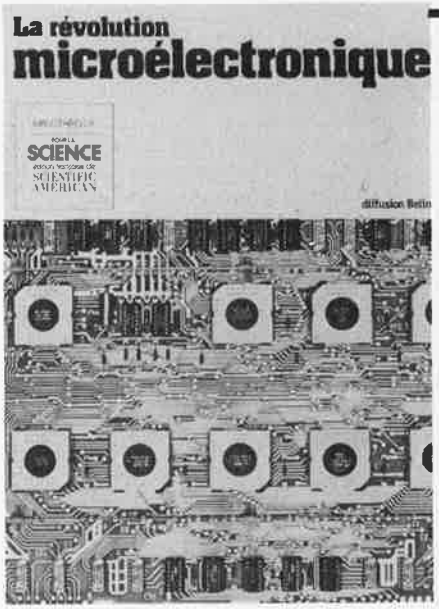
Texas Instruments
La Boursidière, Bloc A
R.N. 186
92350 Le Plessis Robinson

(1403 M)

elekture

La révolution micro-électronique

Ce livre est constitué de onze articles tirés de "pour la science", la version française de "Scientific American". Les auteurs collaborent pratiquement tous avec les grands noms de la microélectronique (IBM, Hewlett-Packard, Texas Instruments, . . .) et nous ouvrent avec complaisance les portes de leurs laboratoires. Bien que la plupart des articles soient compréhensibles par des non-spécialistes, les auteurs, grâce à une démarche très rationnelle, en arrivent à sortir des lieux communs des ouvrages d'initiation aux nouvelles technologies.



Les microprocesseurs et autres microordinateurs sont bien sûr les vedettes de ce livre. Bien que n'entrant pas dans le détail des microcommandes, on pourra se faire une idée du fonctionnement interne de ces composants. On apprendra également comment ils sont fabriqués, puis on les verra utilisés dans de nombreuses applications comme les télécommunications, l'instrumentation, le contrôle et les gros ordinateurs.
Les différentes étapes technologiques qui ont mené à la microélectronique sophistiquée de nos jours sont particulièrement bien expliquées dans l'article intitulé "Les éléments de circuits électroniques". Les personnes qui ne se sont aperçues de l'évolution de la technologie des semiconducteurs que par l'augmentation du nombre de soudures par unité de surface apprécieront beaucoup de pouvoir comprendre quelle a été l'évolution à l'intérieur des boîtiers.
Accompagné de figures très claires et de magnifiques photographies, ce livre nous offre un beau voyage dans le royaume de la microélectronique.

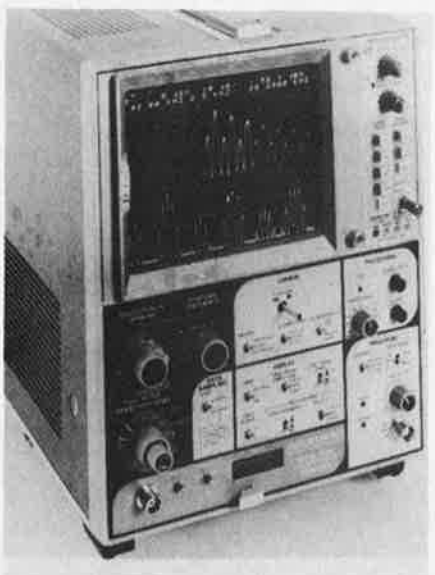
138 pages, 21 x 29 cm
prix indicatif: 45 F
bibliothèque Pour la Science
diffusion Belin

(1402 M)

marché

Un analyseur de spectre BF

Spécialiste du filtrage et de l'analyse spectrale, Rockland accentue son avance dans ce domaine en introduisant un nouveau concept d'analyseur basse fréquence: l'analyseur 7530 A, alliant les performances d'un calculateur numérique à la simplicité d'un analyseur à balayage.
Une miniaturisation poussée des circuits a permis la réalisation de cet analyseur sous forme d'un tiroir compact adaptable à tous les oscilloscopes Tektronix de la série 7000. Sans aucune modification de l'oscilloscope, l'utilisateur dispose ainsi d'un véritable analyseur à transformation de Fourrier numérique rapide, dit FFT, à usages multiples couvrant la gamme de fréquences du continu à 100 kHz.



Grâce à un procédé original, une "dimension" supplémentaire est donnée à la représentation des spectres; en effet, le spectre global 0 à 100 kHz acquis par l'analyseur est visualisé sur l'écran en arrière-plan de façon permanente, tandis qu'apparaît, très dilatée en premier plan, la portion du spectre à étudier.
Le spectre total des fréquences est présenté avec une intensité réduite à l'exception d'une zone limitée surbrillante qui permet à l'opérateur de sélectionner la plage de fréquences utile dans le but d'une étude détaillée.
Le 7530 A combine la simplicité d'un analyseur traditionnel du type hétérodyne et les caractéristiques sophistiquées d'un analyseur numérique du type FFT, conservant même à 100 kHz, une résolution de 1 Hz et possédant une dynamique de 90 dB jusqu'ici jamais atteinte sur ce type d'appareil, ainsi qu'un bruit propre de 10 navovolts/$\sqrt{Hz}$.
Des avantages majeurs sont ainsi offerts par l'analyseur 7530 A:

1) Une simplicité étonnante réduit les commandes strictement opérationnelles à trois: sensibilité, résolution, origine des fréquences. En effet, alors qu'un microprocesseur rapide est affecté au calcul de la transformée de Fourrier, un second microprocesseur se substitue à l'opérateur pour toutes les tâches d'automation, simplifiant à l'extrême le mode opératoire. Ce perfectionnement lui permet de manipuler l'appareil comme un analyseur conventionnel.

2) Les valeurs de fréquence et d'amplitude apparaissent sur l'écran en annotations claires, les amplitudes se lisent en dB, dBm, dBR (avec référence choisie librement) et en volts efficaces, volts^2, V/$\sqrt{Hz}$, V^2/Hz.

3) Du fait de l'algorithme numérique employé qui permet de calculer globalement toutes les fréquences contenues dans la bande étudiée, la rapidité du traitement est jusqu'à 200 fois supérieure à celle d'un analyseur classique, tout en garantissant une précision de 0,001% sur la fréquence et de ± 0,1 dB sur la linéarité d'amplitude.
Ainsi, les utilisateurs apprécieront-ils d'avoir en permanence sous les yeux à la fois la totalité du spectre et une plage étroite de ce spectre en y concentrant les 200 points de mesure.
En concevant cet analyseur sous forme de tiroir modulaire d'oscilloscope courant, Rockland est l'innovateur de la seconde génération d'analyseurs numériques de spectres d'emploi général.

Tekelec-Airtronic S.A.
Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet
B.P. 2
92310 SEVRES

(1374 M)

marché

Une nouvelle RAM HMOS d'Intel, la 2114A

La 2114A est la version HMOS du standard industriel 2114 RAM statique 1K x 4. Elle est caractérisée par une consommation de 40 à 70 mA (40% de moins que la 2114) et des vitesses de 120 à 250 ns. Le procédé HMOS d'Intel a permis de produire cette seconde génération de mémoire RAM en offrant une puissance et des temps d'accès améliorés par rapport à la 2114, tout en restant parfaitement compatible.
Kirk MacKenzie, Directeur du Marketing pour les RAM statiques de la Division Produits Mémoires Intel Aloha, Oregon, déclare: "La fiabilité des mémoires Intel RAM statiques HMOS et la disponibilité de cette nouvelle mémoire seront assez rapides pour leurs nouvelles applications et est compatible avec la 2114 pour qu'ils puissent améliorer leurs projets actuels par un remplacement de boîtier à boîtier".
Mettant l'accent sur l'expérience d'Intel concernant la fabrication et la production HMOS, MacKenzie poursuit: "Les 3 années suivant l'introduction de la première mémoire Intel HMOS, nous avons produit plus de 7 millions de RAM avec cette technologie. Son organisation 1K x 4 bien connue de tous les concepteurs, sa faible consommation, et son fonctionnement entièrement statique font de la 2114A la mémoire idéale pour toutes les applications microprocesseurs".
Enfin, les rendements en technologie HMOS sont bien supérieurs et permettront une meilleure disponibilité de ce produit.

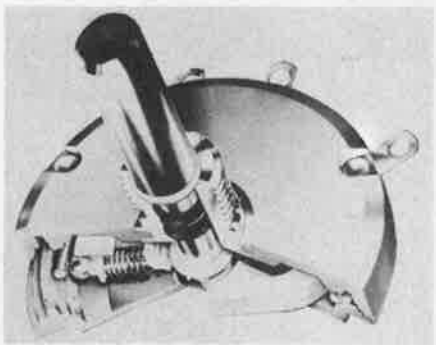
Intel Corporation Sarl
SILIC 223. 5, place de la Balance
94528 RUNGIS CEDEX

(1381 M)

marché

Potentiomètres à curseur à bille

C'est au Salon des Composants Electroniques d'avril 1979 que la société CP Electronique présentait pour la première fois en France la société Kifel.
Kifel est un fabricant suisse de potentiomètres de haute précision.
Les potentiomètres Kifel sont équipés d'un curseur à bille (système breveté), et se distinguent par une linéarité de haute précision dans un petit diamètre.
L'épaisseur du corps de ce genre de potentiomètre est à peu près la moitié de l'épaisseur des potentiomètres conventionnels.



La bille équipant le curseur n'use pratiquement pas la piste résistante. Ceci permet d'indiquer des longueurs de vie durant lesquelles les caractéristiques électriques ne sont pratiquement pas altérées. Ce type de potentiomètre est absolument insensible aux chocs et aux vibrations. Les normes MIL sont largement garanties.
Ce potentiomètre est disponible en version multisections montées sur le même axe, avec ou sans commutateur de 2A/250 volts. En outre, la simplicité du système permet de mettre sur le marché un potentiomètre de précision à un prix trés avantageux.

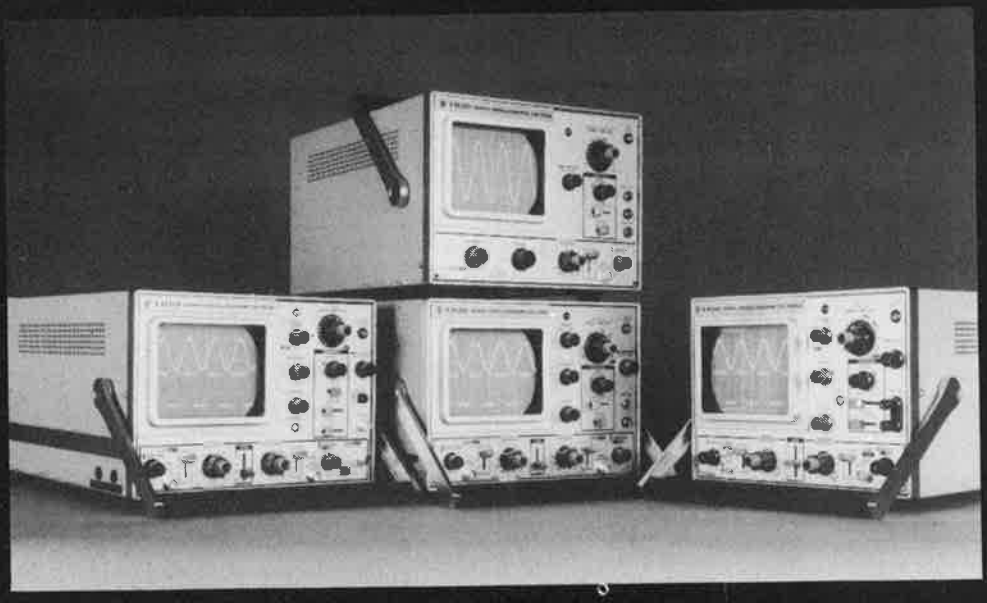
composants et produits électroniques,
51, rue de la rivière, B.P. 1,
78420 CARRIERES-SUR-SEINE

(1382 M)

marché

TRIO

LA NOUVELLE SERIE



CS-1572
- 2 canaux
- spécial TV
- DC-30 MHz
- 5 MV/CM
- prix: 25.379 FB + tva

CS-1577
- 2 canaux
- DC-30 MHz
- 2 MV/CM
- Ligne à retard
- prix: 25.379 FB + tva

CS-1570
- 2 canaux
- DC-30 MHz
- 5 MV/CM
- Ligne à retard
- prix: 23.948 FB + tva

CS-1566
- 2 canaux
- DC-20 MHz
- 5 MV/CM
- prix: 18.500 FB + tva

CS-1560
- 2 canaux
- DC-15 MHz
- 10 MV/CM
- prix: 15.985 FB + tva

CS-1562
- 2 canaux
- DC-10 MHz
- 10 MV/CM
- prix: 13.983FB + tva

CS-1559
- 1 canal
- DC-10 MHz
- 10 MV/CM
- prix: 12.960 FB + tva

CS-1575
- 2 canaux x-y
- DC-5 MHz
- 1 MV/CM
- Stereoscope/phasemètre
- prix: 16.802 FB + tva

CS-1352
- 2 canaux
- DC-15 MHz
- 2 MV/DIV.
- NiCad batterie incl.
- prix: 23.806 FB + tva

2 ANS DE GARANTIE
VENTE EN BELGIQUE
PORT GRATUIT

mcr ELECTRONICS MARKETING

chaussée de Nivelles 100 – 1420 Braine l'Alleud- Tél: (02) 3848062 (4 lignes) Telex 62569

S.A.
TRIAC
N.V.

118, boulevard Lemonnierlaan 118
1000 BRUXELLES
Tél.: 02/513 19 61 et 513 19 62 Télex N° 61694

Heures d'ouverture: tous les jours de 8h30 à 18h30 sans interruption. le samedi de 8h30 à 17h.

TRIAC

pécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-special Belgiq

OSCILLOSCOPE LEADER

LBO-507

LBO-508

LBO-520

	Type LBO - 507	Type LBO - 508	Type LBO - 520
Vertical Amplifier Deflection Sensitivity Accuracy Band width (DC) (– 3dB) (AC) Rise Time Input Impedance Maximum input Voltage	10mV/cm - 20V/cm 11 steps (1 - 2 - 5) ± 3% DC - 20MHz (4cm/Def) 2Hz - 20MHz (4cm/Def) 17,5 nsec 1MΩ 35pF 600V (DC + ACp-p)	10mV/cm - 20V/cm 11 steps (1 - 2 - 5) ± 3% DC - 20MHz (4cm/Def) 2Hz - 20MHz (4cm/Def) 17,5 nsec 1MΩ 35pF 600V (DC + ACp-p)	5mV/cm - 5V/cm 10 steps (1 - 2 - 5) ± 3% DC - 30MHz (8cm/Def) 2Hz - 30MHz (8cm/Def) 11,7 nsec 1MΩ 35pF 600V (DC + ACp-p)
Time Base Sweep speed Accuracy Magnification	0,5μs/cm - 200ms/cm 18 steps (1 - 2 - 5) ± 5% X 5 ± 5% (100ns/cm)	0,5μs/cm - 200ms/cm 18 steps (1 - 2 - 5) ± 5% X 5 ± 5% (100ns/cm)	0,2μs/cm - 500ms/cm 20 steps (1 - 2 - 5) ± 3% X 10 ± 5% (20ns/cm)
Synchronization Mode Signal Source Coupling Slope Sensitivity (INT) (EXT) Freq. Response (AUTO) (NORM)	AUTO,NORM INT, EXT AC (INT), DC (EXT), TV + - Effective display area amplitude 1 cm 100mVp-p 50Hz - 20MHz 2Hz - 20MHz	AUTO,NORM INT,EXT AC (INT), DC (EXT), TV + - Effective display area amplitude 1 cm 100mVp-p 50Hz - 20MHz 2Hz - 20MHz	AUTO,NORM, SINGLE INT (CH-1,CH-2) EXT AC,HF REJ, TV, DC (EXT) + - Effective display area amplitude 0,5 cm 600mVp-p 20Hz - 30MHz 2Hz - 30MHz
Horizontal Amplifier Deflection Sensitivity Freq. Response X - Y operation X - Y Phase Diif.	200mV/cm (MAG X 5) 1V/cm (MAG X 1) DC - 250kHz (– 3dB)	10mV/cm - 20V/cm 11 steps (1 - 2 - 5) DC (2Hz) - 800kHz (–3dB) CH-1 on $X_a$xis, CH-2 on Y axis less than 3° at 100kHz	5mV/cm - 5V/cm 10 steps (1 - 2 - 5) DC (2Hz) - 1MHz (–3dB) CH-1 on $X_a$xis, CH-2 on Y axis less than 3° at 100kHz
Wave form Voltage	Square wave at line frequency 0,5 Vp-p ± 3%	square wave at line frequency 0,5 Vp-p ± 3%	Square wave at 1kHz 0,5 Vp-p ± 3%
Power Supply	100,117,200,234V 50/60Hz	100,117,200,234V 50/60Hz	100,117,200,234V 50/60Hz
Dimensions Weight	290 x 160 x 375 mm 6,5 kg	290 x 160 x 375 mm 7,0 kg	290 x 160 x 375 mm 8,5 kg
Prix - Prijs	23.650,–	27.840,–	45.125,–

LES DETECTEURS DE METAUX

(CM.6000.D)

appareil	détection	alimentation + autonomie	poids avec piles	signaux	disque utilisé Ø	profondeur de détection maximum	prix en FB TVA incluse
COINGETTER 1	tous métaux	9V = 80 hr.	850 g	HP + prise casque	15 cm	40 cm	3760
COINGETTER 2	tous métaux	9V = 80 hr.	1000 g	HP + prise casque	15 cm	80 cm	5250
CM.2.TR.D	tous métaux + discrimination variable	9V = 80 hr.	1450 g	HP + prise casque + cadran	20 cm	90 cm	13750
CM.2.TR.D.HM	tous métaux + discrimination variable	9V = 80 hr.	1450 g	"	20 cm	90 cm	15150
CM.4.TR.D	tous métaux + discrimination variable	9V + 12V = 80 hr.	1850 g	"	20 cm	105 cm	17650
CM.6000.D	tous métaux + discrimination variable + atténuateur en toute détection	9V + 12V = 30 hr. ou batteries rechargeables en option	2000 g	"	20 cm	160 cm	25650
CM.5000.D	tous métaux + discrimination variable + atténuateur	9V = 60 hr.	2000 g	"	20 cm	135 cm	22150
CM.5.D.HM	tous métaux + discrimination variable + atténuateur	9V + 12V = 40 hr.	2000 g	"	20 cm	135 cm	23750
BC.2	tous métaux	9V = 100 hr.	1200 g	HP + prise casque	20 cm	90 cm	6500
BC.4	tous métaux	9V = 100 hr.	1200 g	HP + prise casque + cadran	20 cm	90 cm	7250
BC.5	tous métaux + discrimination variable	9 V = 100 hr.	1450 g	HP + prise casque	20 cm	90 cm	10950
BC.6.D	tous métaux + discrimination variable	9V = 100 hr.	1450 g	HP + prise casque + cadran	20 cm	90 cm	11650
AMPHIBIAN	tous métaux immersion jusqu'à 30 m	9V = 80 hr.	2000 g	avec casque	20 cm	90 cm	17300

publicité-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-spécial Belgique-sp

MEDELOR

VENTE PAR CORRESPONDANCE

MEDELOR BP7 69390 VERNAISON

- catalogue gratuit
- port 5F80 avec règlement joint à la commande
- port 17F30 contre-remboursement
- expédition immédiate sur notre stock
- **REMISE 10% A PARTIR DE 300 F D'ACHAT**
- commande téléphonée : (78) 07 92 31

MICROMOTEURS A COURANT CONTINU

Modèle	Tension	A vide		En charge		Prix unitaire
		TPM	mA	g/cm	W	
RE 140	3 V	13800	340	10,4	1,15	4,80
RE 280	3 V	9200	200	18,5	1,3	6,90
RS 385	15 V	14000	415	100,0	20	28,–
RS 545	16 V	16800	465	160,0	22,7	39,–

MOTOREDUCTEUR en KIT avec RE140 (de 2 à 2200 tours) . . . 10,– Lot de 5 . . .35,–

KIT PERCEUSE (RS385 + mandrin et pinces) . . 37,–

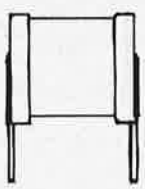
SEMI-CONDUCTEURS

Référence	Unité	Lot de 10	Lot de 20	Lot de 100
BC 107	2.–	17.–	– – –	150.–
BC 108	2.–	17.–	– – –	150.–
BC 109	2.–	17.–	– – –	150.–
BC 237	1.10	– – –	16.–	59.–
BC 307	1.10	– – –	16.–	59.–
BC 546	1.–	– – –	14.–	55.–
BC 556	1.–	– – –	14.–	55.–
2 N 1711	1.70	13.–	– – –	100.–
2 N 2222	1.60	12.–	– – –	98.–
2 N 2219	1.70	13.–	– – –	100.–
741	3.–	24.–	– – –	209.–
TRIAC 6A	5.–	42.–	– – –	380.–

CONDENSATEURS PLASTIPUCE SIEMENS

Pas de 7mm5, boitier isolé, tolérance 10% **Série MKT**

Valeurs (nF)	Tension	Unité	Lot de 20
10 15	400V	0.90	12. –
22 33 47	250V	0.90	12. –
68	100V	1.–	13. –
100	-	1.10	14. –
150	-	1.40	17. –
220	-	1.70	21. –
330	-	2.30	28. –
470	-	2.70	33. –

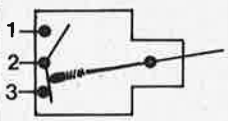


ASSORTIMENT de 10 de chaque valeur (110 pièces) : 89,–

INTERRUPTEURS ET INVERSEURS 2A 250V

Canon 12mm et levier à palette isolé noir avec écrou borgne

Modèle	Unité	Lot de 10
Interrupteur simple	3.30	28.40
Inverseur simple	3.60	31.–
Inverseur double	4.60	39.80
Inv. double zéro central	5.30	46.–

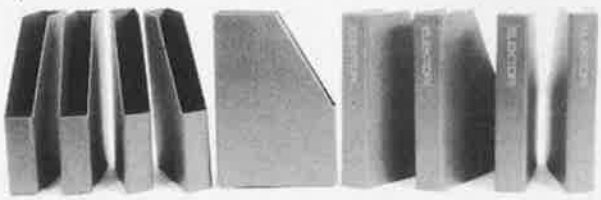


POINTS DE VENTE NOUVEAUX PDV BIENVENUS !!!

01000 ELBO . 346 avenu de Lyon . BOURG EN BRESSE
02000 LAON TELE . 1 rue de la Herse . LAON
02100 RGK ELECTRONIQUE . 11 rue de Lille . ST QUENTIN
06300 ELECTRONIQUE ASSISTANCE . 7 Bd St Roch . NICE
26000 CICOM . 3 rue Berthelot . VALENCE
26200 ELECTRONIQUE Distribution.22 r. Meyer.MONTELIMAR
35400 HOUTIN . 76 Bd Rochebonne . ST MALO
58000 CORATEL . 12 rue du Banlay . NEVERS
60000 MOD'ELEC . 19 rue Desgroux . BEAUVAIS
63000 ATOLL . 37 rue des Jacobins . CLERMONT FERRAND
63500 ELECTRONIQUE ST REMI . 95 rue de Brioude . ISSOIRE
69007 DEGARAT . 110 Gde Rue de la Guillotière . LYON
69400 SARRAZIN . 399 chemin des Sables . VILLEFRANCHE
73100 BOSSON . 14 rue Lamartine . AIX LES BAINS
84000 KIT SELECTION . 29 rue St Etienne . AVIGNON

La cassette de rangement

ELEKTOR



ELEKTOR a conçu cette cassette de rangement pour vous faciliter la consultation d'anciens numéros et afin que vous puissiez conserver d'une façon ordonnée votre collection d'ELEKTOR.

Chez vous, dans votre bibliothèque, une cassette de rangement annuelle vous permettra de retrouver rapidement le numéro dans lequel à été publié l'information que vous recherchez. De plus, votre collection d'ELEKTOR est protégée des détériorations éventuelles. Vous éviterez aussi le désagrément d'égarer un ou plusieurs numéros avec cette élégante cassette de rangement.

La cassette de rangement ELEKTOR ne comporte aucun système d'attache compliqué. Vous pourrez retirer ou remettre en place chaque numéro simplement et à votre convenance.

Pour obtenir la ou les cassettes de rangement ELEKTOR que vous désirez, consulter les revendeurs EPS/ESS (la plupart en disposent), ou, pour les recevoir par courrier, directement chez vous et dans les plus brefs délais, faites parvenir votre commande, en joignant votre règlement, à:

ELEKTOR

BP 59 59940 ESTAIRES

Prix: 27FF

OFFRES DU MOIS

UN AUTRE GAGNANT!

avec un nouvel oscilloscope professionnel on ne pouvait pas échouer!

La nouvelle gamme améliorée des oscilloscopes Telequipment a un pédigré parfait, car nous fabriquons les meilleurs oscilloscopes à bas prix.

La série D1000 est simple à l'emploi, portable, robuste, et facile à maintenir.

La vente est supportée par un service après-vente mondial.

Telequipment & Tektronix, c.à.d. une combinaison de qualité, "engineering" et expertise – c.à.d. notre garantie de fiabilité.

Modèle	Bande passante	Sensibilité	Modes add	X-Y	x5 Gain	Secs/div. variable
D1010	10	5	non	non	non	non
D1011	10	1*	oui	oui	oui	oui
D1015	15	5	non	non	non	non
D1016	15	1*	oui	oui	oui	oui

*5mV à bande passante complète et 1mV à 4MHz.
Accessoires: 2 probes x10 type TP2

	TVAC FB	HT FF
D1010	19950	2460
D1011	21950	2705
Probes x1x10=	1200	150
D1015	25350	3140
D1016	29150	3590
Fin de série limité au stock		
S61	12950	1600
D61A	17950	2210

		TVAC FB	HT FF
7710/1	Ampli 4 W	250	31
7710/2	Ampli 15 W	400	50
9076	Tester TUPTUN	520	64
9191	Préampli TCA 730/740	750	93
9376	Digisplay	940	116
9325	Digicarillon	580	72
9343	Pere Bros	70	9
9376	Digisplay	940	116
9392/1+2	Compte tour	900	111
9392/3+4	Affichage 16 LED	430	53
9398	Préampli préco	600	74
9399	Ampli préco	525	65
9401	Ampli EQUIN	975	120
	Alimentation 36 V	1200	148
	Alimentation 44 V	1300	160
9419/1	Led audio stéréo	800	99
9419/2	Led audio	1280	158
9423a	Antenne MF (excepté CV)	290	36
9430A	Digit 1 + circuit + pins + composants + transfo	1200	148
9444	Table de mixage + TF	1460	180
9448/1	Alimentation + TF	340	42
9453	Générateur BF + TF	1200	148
	Face avant générateur	130	16
9460	Compte tours	280	35
9465	Alimentation LM 317	570	71
	idem-3A5	870	108
9499/2	Alimentation	190	24
9800/1	Mire CCIR	2000	247
9800/2	Mire CCIR	535	66
9800/3	Mire CCIR	860	106
9817/1+2	Led UAA 170	620	77
9823	Ionisateur	700	87
9827	Magnétiseur + Switches	395	49
9846/1	SC/MP Carte I/O	1550	191
9846/2	SC/MP Base	1650	204
9851	SC/MP CPU CART	3350	413
9857	Bus print	700	87
9860	Pickmètre	250	31
9862/1	Emetteur infra-rouge	165	21
9862/2	Récepteur infra-rouge	580	72
9863	SC/MP Ext. mémoire	2500	308
9873	Modulateur couleur	2250	277
9874	Elektornado Ampli 100 W	1150	142
	Alimentation (4 ohm - 100 W)	940	16
	Alimentation (8 ohm - 100 W)	1260	156
9885	SC/MP 4K Ram	4600	570
9893	SC/MP IN/OUT	3990	492
9905	SC/MP Cassette inter.	990	122
9906	SC/MP Alimentation	830	103
9911	Preampli stéréo	1100	136
9914	Module 1 octave	969	120
9915	Générateur de note	1975	244
9944	Table de mixage stéréo	1630	201
9945	Consonant + TF	2200	271
	face avant pour dito	300	37
9949	Luminant (1+2+3)	2000	247
9954	Preconsonant	370	46
9966	ELEKTERMINAL	4500	555
9968/1	TV Scope	360	45
9968/2	TV Scope	870	108
9968/3	TV Scope	210	26
9968/4	TV Scope	210	26
9968/5	TV Scope	370	46
	transfo	209	26

N.B.: Les prix en FF sont HORS TAXES.

Modes de paiement — Belgique Compte 371-0401042-13
Versement bancaire ou CCP 271-0047735-43
Minimum de commande 1500 FB 000-0240558-95

Modes de paiement France
EUROCHEQUE barré et signé au nom de Tevelabo
ou transfert bancaire Société générale de Banque compte 271-0047735-43
Banque Bruxelles Lambert compte 371-0401042-13
Minimum de commande 500 FF

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

Affaires exeptionelles

pour édudiants, écoles, travaux pratiques

RESISTANCES: 1/2 W et 1 W agglo. 5 et 10%, les 100 par 20 valeurs . . . . . 10 F
CONDENSATEURS PAPIER "COGECO" – Toutes valeurs de 4700 à 470.000 pF, le 100 en 10 valeurs . . . . . 20 F
CONDENS. CERAM 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 DISQUE, de 22 pF à 0,47 nF, par 100 en 20 valeurs . . . . 35 F
CONDENS. CHIMIQUES: 10 uF, 100 uF, les 50 . . . . . 30 F
CONDENS. TANTALE GOUTTE: 1 uF, 2,2 uF, 10 uF, la pièce . . . . . 1,80 F
CONDENS. TROPICAL, sous tube verre serti métal, les 50 en 5 valeurs . . . . . 10 F
RESISTANCES COUCHE METALLIQUE 5 %,
1/3 et 1/2 W . . . . . par 100 de même valeur: . . . . . 15 F
par 10 de même valeur: . . . . . 2 F
POTENTIOMETRE "DUNCAN" professionnel, course 70 mm . . . . . 100 F

SUPPORTS CI

8 broches 1,70
14 broches 2,10
16 broches 2,30
24 broches 3,40
40 broches 7,00

CIRCUITS intégré TTL

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 - 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
74LS02 - 03 - 08 - 12 -15 - 20 - 55 - 133 - 260 4,–
74LS05 - 26 - 28 - 33 - 40 4,50
74LS13 - 136 5,–
74LS90 - 92 - 125 6,50
74LS365 7,–
74LS290 8,–
74LS155 - 158 9,–
74LS193 13,–
74LS194 14,–
74LS295 16,–

CI INTEGRES DIVERS

CA 3060 . . . . . 24,—
CA 3080 . . . . . 8,—
CA 3086 . . . . . 8,—
CA 3140 . . . . . 20,—
DS 75492 N . . . . . 15,—
FX 209 . . . . . 108,—
LM 301 AN 4,50
LM 307 N 7,60
LM 308 N . . . . . 10,—
LM 3080 N . . . . . 11,—
LM 311 N 8,70
LM 317 K . . . . . 42,—
LM 322 N . . . . . 44,—
LM 324 N 10,50
LM 336 Z . . . . . 19,—
LM 337 K . . . . . 48,—
LM 358 N 9,40
LM 377 N . . . . . 22,—
LM 378 N . . . . . 28,—
LM 379 S . . . . . 66,—
LM 383 T . . . . . 28,—
LM 387 N . . . . . 13,—
LM 391 N60 . . . . . 22,—
LM 391 N80 . . . . . 26,—
LM 555 CN 5,20
LM 556 CN . . . . . 10,—
LM 723 CN 6,60
LM 741 CN 3,50
MA 1003 . . . . . 222,—
MA 1012 C . . . . . 152,—
MM 2112 . . . . . 24,—
MM 50398 . . . . . 125,—
MM 5058 . . . . . 58,—
MM 5377 N . . . . . 77,—
MM 538 AAN . . . . . 196,—
MM 74C22 N . . . . . 60,—
MM 74C925 N . . . . . 86,—
MM 74C926 N . . . . . 86,—
MM 74C935 N ou ADD3501 . . . . . 204,—
MM 80C97 N 8,80
MM 80C98 N . . . . . 10,—
NSB 5388 . . . . . 90,—
SAD 1024 . . . . . 172,—
SAS 560 . . . . . 27,—
SAS 570 . . . . . 27,—
TL 084 . . . . . 19,—
UAA 170 . . . . . 23,—
UAA 180 . . . . . 23,—
µA 726 . . . . . 98,—
XR 2206 . . . . . 68,—

• CI •

Orgue électrique
SAA 1004-1005 . . . . . 40,—
SAJ 110 . . . . . 30,—
TDA 0470 . . . . . 28,—
AY 1/0212 . . . . . 105,—
AY 1/1320 . . . . . 99,—
25002 . . . . . 16,—
74 S 124 . . . . . 65,—

Compte tenu des difficultés d'approvisionnement de certains circuits intégrés, les prix indiqués dans la publicité sont donnés à titre indicatif et peuvent être soumis à variation.

OPTO ELECTRONIQUE

AFFICHEURS 7,62 mm Rouges
TIL 312 Anode commune . . . . . 12,—
TIL 313 Cathode commune . . . . 12,—
TIL 327 Polarité ± . . . . . 13,—

AFFICHEURS 12,7 mm Rouges
TIL 701 Anode commune . . . . . 13,—
TIL 702 Cathode commune . . . . 13,—
TIL 703 Polarité ± pour 701 . . . 14,40
TIL 704 Polarité ± pour 702 . . . 14,—

PHOTOCOUPLEUR
TIL 111 10,20

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

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

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

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

TRANSISTORS DE PUISSANCE MOTOROLA

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

CIRCUITS INTEGRES CMOS

4001 à 4007 . . . . . 3,—
4008 - 4022 . . . . . 10,—
4009 - 10 - 19 - 30 - 33 - 49 - 50 . . 7,50
4011 - 23 - 25 . . . . . 3,—
4013 - 16 - 27 6,50
4014 - 15 - 17 - 18 - 20 - 21 - 28 - 29 12,—
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,—

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,—
MM 2833-5058 . . . . . 68,—
BB 142 5,20

MICROPROCESSEURS

8080 AC - 8 bits . . . . . 93 F
8212 C - Entrée - Sortie . . . . . 38 F
8214 - Contrôleur d'interrupteur . . 74 F
8216 - Bus driver . . . . . 38 F
8224 - Générateur d'horloge . . . . 60 F
8226 - Bus driver . . . . . 38 F
8228 - Contrôleur de système . . . . 73 F
8238 - Contrôleur de système . . . . 73 F
8251 - Interface . . . . . 88 F
8253 - Horloge programmable . . . 228 F
8255 - Interface . . . . . 78 F
8257 - D.M.A. . . . . 186 F
8259 - Contrôleur d'inter program. 179 F

MEMOIRES STATIQUES

I K Statique - 2102 ALC-4 . . . . . 33 F
2111 ALC-4 . . . . . 39 F
2101 ALC-4 . . . . . 39 F
C MOS 1 K - 5101 LC-1 . . . . . 93 F
4 K Statique - 2114 LC-1 . . . . . 172 F

MEMOIRES DYNAMIQUES

16 K - 416 C-2 . . . . . 134 F
371 D - Contrôleur de cassette . . . 621 F
372 D - Contrôleur et FLoppy . . . 680 F

REPROM

8 K 2708 . . . . . 120 F

TRANSFO TORIQUES

"METALIMPHY"

Qualité professionelle

Primaire: 2x110 V

VA

33 - Sec - 2 x 9 V - 2 x 12 V - 2 x 18 V . . . . . 107 F
47 - Sec - 2 x 9 V - 2 x 12 V - 2 x 12 V . . . . . 116 F
68 - Sec - 2 x 9 V - 2 x 12 V - 2 x 22 V . . . . . 125 F
100 - Sec - 2 x 12 V - 2 x 22 V - 2 x 30 V . . . . . 138 F
150 - Sec - 2 x 12 V - 2 x 22 V - 2 x 30 V . . . . . 158 F
220 - Sec - 2 x 24 - 2 x 30 V . . . . 182 F
330 - Sec - 2 x 35 V . . . . . 245 F

FIL EMAILLE

Fil fin émaillé et sous soie mono brin et Litze pour bobinages – Self de choke – Self de filtrage – Filtre passe haut et passe bas.

POTS FERRITES

miniatures et subminiatures pour matériel professionel.
Télécommunications – Marine – Aviation – Matériel mèdical – Radio amateurs.
Gammes couvertes de 50 kHz à 200 MHz.

Perles et tores en ferrites.
– Démultiplicateurs et boutons démultipliés professionels de JACKSON et GROSSMANN.
– Condensateurs variables miniatures.
– Trimers miniatures de JACKSON pour HF à isolement élevé pour émetteur.
– Galvanomètres de tableau de précision et indicateurs BERTRAM.

• ACCESSOIRES POUR ENCEINTES •

COINS CHROMES
AM 20, pièce 2,40 • AM 21, pièce 2,40
AM 22, pièce 6,— • AM 23, pièce 6,—
AM 25, pièce 1,40
Cache-jack fem. p. chas. F 1100 1,60 F

POIGNÉES D'ENCEINTES
MI 12 plast. 4 F • MAM 17 mét. 28,— F
Poignée valise ML 18 . . . . . 10,— F

TISSUS

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

• OUTILLAGE 'SAFICO' •

• APPAREILS DE MESURE •

Voc - Centrad - Novotest

• TRANSFO. D'ALIMENTATION •

TOUS MODELES

• VU-METRES •

Indicateur de balance 0 central
150 µA. D. du cadran: 40 x 15 mm 10,— F

RESSORT DE REVERBERATION

≫ HAMMOND ≪

MODELE 4 F . . . . . 185,— F
MODELE 9 F . . . . . 265,— 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

MODULES ENFICHABLES POUR MAGNETOPHONE

PA enregistrement . . . . . 65 F
PA lecture . . . . . 78 F
Oscillateur mono . . . . . 120,— F
Oscillateur pour stéréo . . . . . 180,— F
Alimentation . . . . . 320,— F

PIANO-CLAVECIN-ORGUE 5 OCTAVES

'MF 50 S' COMPLET EN KIT 2900 F

EN MODULES SEPARES

- Ensemble oscillateur/diviseur. Alimentation 1 A . . . . . 930,— F
- Clavier 5 octaves, 2 contacts, avec 61 plaquettes percussion piano . . . . . 1450,— F
- Boîte de timbres piano avec clés . . . . . 215,— F
- Valise gainée . . . . . 400,— F

ORGUE SEUL, 5 OCTAVES: en valise . . . . . 2200,— F
Avec **ensemble oscillateur ci-dessus**
Boîte de timbres supplémentaire avec clés pour orgue . . . . . 280,— F

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus	Contacts 1	2	3
1 octave	100 F	170 F		
2 octaves	180 F	240 F	280 F	320 F
3 octaves	260 F	420 F	490 F	560 F
4 octaves	340 F	540 F	630 F	720 F
5 octaves	440 F	700 F	820 F	960 F
7½ octave	750 F	950 F		

Boîte de rythmes 'Supermatic'
'S 12' . . . . . 1480,— F
'Elgam Match 12' . . . . . 900,— F

PEDALIERS

1 octave . . . . . 400,— F
1 octave ½ . . . . . 600,— F
Tirette d'harmonie . . . . . 7,— F
Clé double inverseur . . . . . 8,— F

MODULES
Vibrato . . . . . 70,— F
Repeat . . . . . 80,— F
Percussion . . . . . 120,— F
Sustain avec clés . . . . . 395,— F

MAGNETIC FRANCE vous présente son choix de kits élaborés d'après les schémas de ELEKTOR.

Ces kits sont complets avec circuits imprimés, face avant s'il y a lieu, transfos, alims et coffret si mention spéciale.

ELEKTOR N° 1
9465 avec galvas et transfo . . . . 260,—

ELEKTOR N° 3
9076 TUP, TUN, Testeur avec face avant . . . . . 155,—
9444 Table de mixage stéréo . 380,—
9817 — 9817. 2. Voltmètre . . 145,—
9860 Voltmètre crête . . . . . 45,—

PIANO 5 OCTAVES
en Kit complet avec clavier 5 octaves . . . . . 3000,—
9914 Module une octave . . . . 288,—
9915 Générateur de notes universel . . . . . 329,—
9979 Alimentation piano . . . 198,—
9981 Filtre + pré ampli piano . 420,—
Clavier 5 octaves avec 1 contact piano . . . . . 700,—

ELEKTOR N° 4
9913-1 Chambre de réverbération digitale . . . . . 700,—
9913-2 Carte d'extension . . . . . 730,—
9927 Mini fréquencemètre . . . 317,—
78041 Compteur de vitesse pour bicyclette . . . . . 114,—

ELEKTOR N° 5/6
1234 Réducteur dynamique de bruit . . . . . 45,—
9887.1—2—3 et 4 Fréquencemètre 1/4 de GHz . . . . . 1290,—
9905 Interface cassette . . . . . 170,—
9945 Consonant . . . . . 395,—
9973 Chambre de réverbération analogique . . . . . 510,—

ELEKTOR N° 7
9954 Préconsonant . . . . . 65,—
9965 Clavier ASCII . . . . . 530,—
Le jeu de 55 touches pour clavier ASCII 248,—
9985 Un sablier qui caquette avec H.P. . . . . 116,—

ELEKTOR N° 8
9325 Digicarillon . . . . . 99,—
9949.1—2—3. Luminant . . . . . 396,—
79005 Voltmètre numérique . . . 184,—
79035 Adapteur pour millivoltmètre alternatif . . . . . 69,—

ELEKTOR N° 9
9950; 1—2—3 Système d'alarme centralisé . . . . . 310,—
9952 Fer a souder à température régulée . . . . . 85,—
9392.1 — 9392.2 Voltmètre à affichage circulaire. 32 LEDs 163,—
9460 Compte tours avec affichage 32 leds . . . . . 215,—

ELEKTOR N° 10
9144 Amplificateur TDA 2020 . 79,—
9413 Préamplificateur HF . . . 38,—
9825-1 et -2 Biofeedback . . . . 270,—
9911 Préampli pour tête de lecture dynamique . . . . . 248,—

ELEKTOR N° 11
79026 Clap switch . . . . . 99,—
79034 Alimentation de laboratoire robuste 5 A. sans galva . . . 293,—
79070 Stentor avec transfo 75 Watts . . . . . 310,—
79070 Stentor avec transfo 150 Watts . . . . . 450,—
79071 Assistentor . . . . . 95,—

ELEKTOR N° 12
9823 Ioniseur . . . . . 120,—
9826.1 et 2 Electromètre . . . . 70,—
79101 Interface entre microordinateur et Elekterminal . . 30,—
79017 Générateur de train l'ondes . . . . . 140,—

ELEKTOR N° 13/14
79114 Fréquencemètre pour synthétiseur . . . . . 88,—
79517 Chargeur de batterie automatique avec transfo . . . 245,—

ELEKTOR N° 15
79095 Elekarillon . . . . . 259,—
79024 Chargeur de batteries au cadmium nickel . . . . . 150,—
79033 Arbitre électronique . . . 70,—

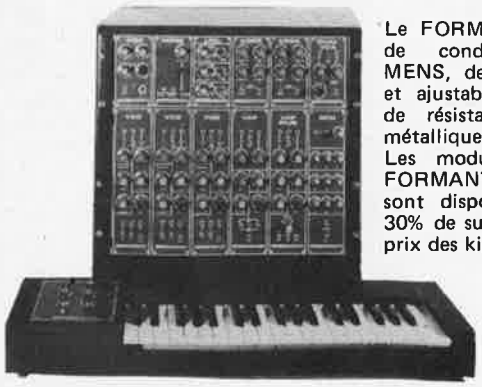
ELEKTOR N° 17
79019 Générateur sinusoïdal . 137,50
78003 Warning électronique . 48,—
9987-1,-2 Amplificateur téléphonique 146,50
9984 Fuzz box réglable . . . 74,—

FORMANT Ensemble FORMANT, version de base comprenant: Clavier 3 octaves 2 contacts. Récepteur + Interface clavier. 3 VCO 1 VCF. 1 DUAL/VCA. 1 Noise. 1 COM. 2 ADSR; 1 alimentation. Prix de l'ensemble: **3300 frs.**
Modules séparés: avec circuit imprimé et face avant.

Interface clavier . . . . . 190,—
Récepteur d'interface . . . . . 45,—
Alimentation avec transfo . . . . 390,—
VCF 24 dB . . . . . 390,—
Filtre de résonnance . . . . . 290,—
Noise . . . . . 170,—
COM . . . . . 190,—
DUAL/VCA . . . . . 260,—
LFOs . . . . . 260,—
VCF . . . . . 290,—
ADSR . . . . . 190,—
VCO . . . . . 470,—
Circuit clavier avec clavier 3 octaves 2 contacts . . . . . 540,—

FORMANT, version de base, en ordre de marche:

5300,—



Le FORMANT est équipé de condensateurs SIEMENS, de potentiomètres et ajustables "CERMET", de résistances à couche métallique 1%.
Les modules séparés de FORMANT câblés, testés sont disponible: comptez 30% de supplément sur les prix des kits.

MAGNETIC-FRANCE
11, Pl. de la Nation -75011 Paris
ouvert de 9 h 30 à 12 h et de 14 à 19 h
Tél: 379 39 88

CREDIT
Nous consulter
RER et Métro: Nation
FERME LE LUNDI

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

EUROPE ELECTRONIQUE
2, rue Châteauredon — 13001 MARSEILLE

TRANSISTORS

TUN. les 10	9,00
TUP. les 10	10,00
BC 140	3,50
BC 141	5,30
BC 160	3,70
BC 161	5,80
BC 516	3,60
BC 517	3,20
BC 547B	1,10
BC 557B	1,20
BC 549C	1,20
BC 559C	1,30
BD 135	4,50
BD 136	4,80
BD 139	5,30
BD 140	6,00
BD 241	6,20
BD 242	6,60
BF 245A	5,20
BF 245B	5,20
BF 245C	5,20
BF 256A	5,60
BF 256B	5,60
BF 256C	5,60
BF 451	4,00
BF 494	2,80
BFY 90	9,50
E 300 (J 300)	5,00
TIP 122	14,00
TIP 2955	9,00
2N 3055 (Mot.)	8,00
3N 211	11,20

DIODES

1N 4001	0,70
1N 4002	0,80
1N 4004	1,00
1N 4007	1,20
1N 5406	2,60
DUS. les 10	3,00
DUG. les 10	6,00
BB 104	6,00
Zener 400mW	1,60
Zener 1W	2,00

PONTS

BY 164	6,20
400V/1A	4,50
B250C 3700/2200	14,00
B 80C 5000/3300	18,50

OPTO

HP 5082/7750	14,80
HP 5082/7760	14,80
FND 500	15,00
FND 507	15,00
TIL 111	9,80

MICROPROCESSEUR

SC/MP I	90,00
SC/MP II	120,00
INS 8295N	386,00
2102 (450 nS)	13,50
2112 (450 nS)	22,50
SFF 96364	180,00
RO-3-2513	94,00

C.I. LINÉAIRES

CA 3060E	24,00
CA 3080	8,40
CA 3084	31,00
CA 3086	6,10
CA 3094	15,30
CA 3130	11,00
CA 3140	9,50
CA 3189E	38,00
LF 356N	10,50
LF 357N	10,50
LM 324	6,60
LM 339	6,30
LM 1496	8,00
LM 3900	6,80
SO 41P	15,80
TCA 4500A	22,00
TDA 1034	31,00
TDA 2020	34,00
TL 074	25,00
TL 084	17,00
UAA 170	17,00
UAA 180	17,00
XR 2206	45,00
XR 4136	11,80
µA 726 C	96,00
555	3,60
556	8,00
567	14,80
709 (DIP 2x4)	5,20
741	3,50
755. les 10	29,00
741. les 10	27,00

TTL LS

74LS00	2,40
74LS04	2,60
74LS05	2,60
74LS08	2,40
74LS10	2,40
74LS13	7,00
74LS37	3,90
74LS42	6,50
74LS73	4,30
74LS74	5,30
74LS75	7,00
74LS83	11,70
74LS85	13,50
74LS86	5,30
74LS93	8,10
74LS95	13,50
74LS113	5,10
74LS125	7,40
74LS136	5,90
74LS138	8,10
74LS139	8,10
74LS151	7,20
74LS155	13,30
74LS156	13,30
74LS157	7,20
74LS163	14,70
74LS165	14,40
74LS174	17,60
74LS192	11,10
74LS193	11,10
74LS196	15,60
74LS251	12,30
74LS258	9,80

COMPOSANTS PASSIFS ET DIVERS

Quartz 1 MHZ	50,00
Quartz 2 MHZ	50,00
Quartz 4 MHZ	50,00
Quartz 1,008 MHZ	60,00
Quartz 4,433 MHZ	25,00
Quartz 8,867 MHZ	40,00
Self Min. 1 µH	5,00
Self Min. 2,2 µH	5,00
Self Min. 4,7 µH	5,00
Self Min. 10 µH	5,00
Self Min. 22 µH	5,00
Self Min. 47 µH	5,00
Self Min. 100 µH	5,00
Self Min. 220 µH	5,00
Self Min. 470 µH	5,00

SUPPORTS C.I.

2x4	1,30	2x7	1,80
2x8	2,00	2x9	2,40
2x12	3,50	2x14	3,80
2x20			4,90

SFD 455	10,50
SFE 10,7 MA	8,00
34342 TOKO	5,00
34343 TOKO	5,00
BLR 3107 N	22,50
Touche TKC	4,50
Digistast	8,00
Digitast à LED	10,00
HP Min. 0,2W/8Ω	8,00
Rés. 1/4W	0,25
Rés. ajustable	1,60
Pot. Lin	3,50
Pot. Log	3,50
Pot. bobiné 470Ω	15,00

COMMUTATEURS

1x12 pos	9,50
2x6 pos	9,50
3x4 pos	9,50
4x3 pos	9,50
4 circ. 5 pos.	22,00

Quartz bande 27 MHZ (C.B.)	8,00
Transducteurs U.S. MURATA MA 40L1R	35,00
Transducteurs U.S. MURATA MA 40L1S	35,00
Radiateur spécial pour TDA 2020	14,00
Connecteur DIN 41612 64 broches Mâle	22,50
Connecteur DIN 41612 64 broches Femelle	35,70
Connecteur DIN 41617 31 broches Mâle	9,50
Connecteur DIN 41617 31 broches Femelle	10,80
Connecteur 25 broches 90° MIN D Femelle	29,50

REGULATEURS

78L05	4,00
78L12	4,00
78L15	4,00
7805	12,00
7812	12,00
7815	12,00
7905	14,70
7912	14,70
7915	14,70
78G(ajustable)	14,50
79G(ajustable)	18,50
723	5,20
LM 317K	34,00
µA 78HG	80,00

C.I. SPÉCIAUX

AM 2833	80,00
AY-1-0212	89,00
AY-1-1320	78,00
AY-5-1013	54,00
AY-5-2376	125,00
CA 3161E	14,80
CA 3162E	50,00
FX 209	108,00
MK 50398N	85,00
SAD 1024	140,00
3817D	59,00
74C928	67,00
95H90	80,00

DM 81LS95	18,00
DM 81LS97	18,00

C/MOS

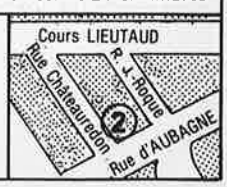
4001	2,20
4011	2,20
4012	2,20
4013	5,50
4015	10,40
4017	9,30
4020	12,60
4023	2,60
4024	8,20
4027	5,40
4034	24,50
4040	10,50
4042	8,40
4049	4,50
4050	4,50
4060	13,50
4066	6,80
4068	3,00
4069	2,50
4070	3,00
4071	3,00
4081	3,00
4093	6,90
4518	12,20
4528	12,60

Quelques exemples de prix de nos KITS suivant articles parus dans ELEKTOR

ELEKTOR	KIT COMPOSANTS (conforme à la liste ELEKTOR)	Prix TTC	Circ.Imprimé	Prix TTC
N° 1	Générateur de fonctions (transfo. inclus)	227,80	EPS 9453	32,75
	Générateur de fonctions - Face avant		EPS 9453-6	24,90
	Alimentation stabilisée (transfo inclus-sans galva.)	165,80	EPS 9465	25,30
N° 4	Modulateur UHF-VHF	56,00	EPS 9967	16,00
	Mini-Fréquencemètre (transfo. inclus)	278,00	EPS 9927	32,00
N° 7	Détecteur de Métaux	84,00	EPS 9750	27,15
	Clavier ASCII	430,00	EPS 9965	78,25
N° 8	Voltmètre numérique universel	155,00	EPS 79005	29,35
N° 9	Voltmètre avec affichage circulaire 32 LEDs	118,00	EPS 9392-1 et 2	47,00
	Compte-tours	22,00	EPS 9460	17,00
N° 10	Amplificateur TDA 2020	78,00	EPS 9144	21,25
N° 11	Clap switch (transducteur inclus)	62,00	EPS 79026	15,50
	Alimentation de labo. version 5A (transfo inclus)	338,00	EPS 79034	24,00
	Face avant pour Alimentation de labo		EPS 79034-F	6,25
N° 12	Ioniseur	76,00	EPS 9823	30,00
N° 15	Platine F.I. pour tuner FM (Vu-mètre inclus)	138,00	EPS 78087	20,75
	Décodeur stéréo	130,00	EPS 79082	22,00
	Générateur simple de sons bizarres (HP inclus)	48,00	EPS 79077	15,75
N° 16	Modulateur en anneau	62,00	EPS 79040	23,25
N° 17	Amplificateur téléphonique (transfo inclus)	100,00	EPS 9987-1 et 2	36,50
	Fuzz-Box réglable	34,50	EPS 9984	14,00

Liste complète de nos composants et de nos kits ELEKTOR contre 2 F en timbres

EUROPE ELECTRONIQUE
2, rue Châteauredon. 13001 MARSEILLE
Tél. (91) 54.78.18 - Télex 430 227 F
MAGASIN ouvert de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h sauf lundi.
VENTE PAR CORRESPONDANCE : commande minimum 60 F.
Règlement à la commande (port 15 F - franco à partir de 300 F) ou contre-remboursement.



Liste des Points de Vente EPS+ESS

FRANCE

01000	BOURG EN BRESSE	Elbo; 346, avenue de Lyon, Péronnas
02000	LAON	Laon Télé; 1, rue de la Herse
02100	SAINT-QUENTIN	J. Manier; 110, rue Pierre Brossolette
02100	SAINT-QUENTIN	Loisirs Electronique; 35, rue Croix-Belle-Porte
06000	NICE	Hi Fi Diffusion; 19, rue Tonduti de l'Escarène
13001	MARSEILLE	Europe Electronique; 2, rue du Châteauredon
13006	MARSEILLE	Profelec service; 135, rue Breteuil
13006	MARSEILLE	Semélec; 90, rue Edmond-Rostand
13011	MARSEILLE	Electronic Loisirs; 546g, rue Mireille Lauze
16000	ANGOULEME	Electronic Labo; 84, route de Royan
16000	ANGOULEME	S.D. Electronique; 252, rue de Périgueux
17000	LA ROCHELLE	SMR Tamisier; 20-22, rue du Palais
17100	SAINTES	Musithèque; 38, cours National
18000	BOURGES	CAD Electronique; 8, rue Edouard Vaillant
21000	DIJON	Eurotechnic; 23, rue du Petit Potet
24100	BERGERAC	R. Pommarel; 14, place Doublet
25000	BESANÇON	Reboul; 34-36, rue d'Arènes
26500	BOURG LES VALENCE	ECA Electronique; 22, quai Thannaron
30000	NIMES	Cini Radio Télec; passage Guérin
31200	TOULOUSE	Shunt Radio; 117, route d'Albi
33000	BORDEAUX	Kit Elec; 64, cours de l'Yser
33000	BORDEAUX	Electrome; 17, rue Fondeaudège
33300	BORDEAUX	Electronique 33; 91, quai de Bacalan
33820	ST GIERS S/GIRONDE	Sono Equipement; Mr F. Bouvet
34000	MONTPELLIER	SNDE; 9, rue du Grand-Saint-Jean
34000	MONTPELLIER	Son et Lumière; 5, rue d'Alsace
40103	DAX Cx	Malfroy Hi Fi; 7, rue St Vincent, B.P. 124
44000	NANTES	ASN Nantes; 34, rue Foure
45000	ORLEANS	L'Electron; 37, faubourg Saint-Vincent
45000	ORLEANS	RLC Electronique; 152, rue de Bourgogne
45200	MONTARGIS	Electronique Service; 90, rue de la Libération
49000	ANGERS	Electronique Loisirs; 39, rue Beaurepaire
49300	CHOLET	Electronique Loisir Berthelot; 16, rue St Martin
51100	REIMS	Séphora Music; 45, rue de Thillois
54400	LONGWY	Comélec; 66, rue du Metz
57000	METZ	CSE; 15, rue Clovis
58000	NEVERS	Coratel; 12, rue du Banlay
59000	LILLE	Decock Electronique; 4, rue Colbert
59140	DUNKERQUE	Loisirs Electroniques; 19, rue du Dr Louis Lemaire
59200	TOURCOING	Hien; 51-53, rue de Tournai
59600	MAUBEUGE	Electronique 2000; 5, rue de la Liberté
59800	LILLE	Sélectronic; 11, rue de la Clef
62100	CALAIS	V.F. Electr. Comp.; 21, rue Mgr. Piedfort
63100	CLERMONT-FERRAND	Electron Shop; 20, avenue de la République
64100	BAYONNE	Electronique et Loisirs; 3, rue Tour de Sault
66300	THUIR	Renzini Electronic; 23 bis, Boulevard Kléber
67000	STRASBOURG	Bric Electronic; 39, faubourg National
67000	STRASBOURG	Dahms Electronique; 32, rue Oberlin
69008	LYON	Speed Elec; 67, rue Bataille
69390	VERNAISON	Médelor; B.P. 7
75006	PARIS	Elektronikladen; 135 bis, bd du Montparnasse
75010	PARIS	LAG Electronic; 26, rue d'Hauteville
75011	PARIS	Erel Boutique; 66-68, rue de la Folie-Regnault
75011	PARIS	Magnétic France; 11, place de la Nation
75011	PARIS	Radio Robur; 102, boulevard Beaumarchais
75014	PARIS	Compokit; 221, boulevard Raspail
75015	PARIS	Radio Beaugrenelle; 6, rue Beaugrenelle
75341	PARIS Cx 07	Au Pigeon Voyageur; 252, boulevard Saint Germain
76000	ROUEN	Electro Kit 76; 18 bis, rue d'Amiens
76600	LE HAVRE	Electronic Center; 6, rue Paul-Doumer
78630	ORGEVAL	LAG Electronic; rue de Vernouillet
82000	MONTAUBAN	R. Posselle; 1, rue Joliot-Curie
86360	CHASSENEUIL	J.F. Electronique; rue du Commerce RN 10
87000	LIMOGES	J.F. Electronique; 19, rue Gustave Courbet
87000	LIMOGES	Limtronic; 54, avenue Georges Dumas
87000	LIMOGES	La Technique Moderne; 8, impasse A. Renoir
89100	SENS MAILLOT	Sens Electronique; galerie marchande GEM
89230	PONTIGNY	La Source aux Idées; 31, rue Paul Desjardins
90000	BELFORT	Electron Belfort; 10, rue d'Evette
92190	MEUDON	Ets Lefèvre; 22, place H. Brousse
92220	BAGNEUX	B.H. Electronique; 164, avenue Aristide Briand
92240	MALAKOFF	Béric; 43, boulevard Victor Hugo, B.P. 4
94700	MAISONS-ALFORT	ASN Diffusion; 99, avenue du Général Leclerc

BELGIQUE

1000	BRUXELLES	Cobélec; 87, avenue Stalingrade
1000	BRUXELLES	Radio Bourse; 14-16-18, rue du Marché aux Herbes
1000	BRUXELLES	Radio Bourse; 4, rue de la Fourche
1000	BRUXELLES	Triac; boulevard Lemonnier 118-120
1000	BRUXELLES	Vadelec; 24-26, avenue de l'Héliport
1030	BRUXELLES	Capitani; 78-80, rue du Corbeau
1300	WAVRE	Electroson-Wavre; 9, rue du Chemin de Fer
1400	NIVELLES	Tévélabo; 149, rue de Namur
1520	LEMBEEK-HALLE	Halélectronics; Acaciastraat 10
1800	VILVOORDE	Fa Pitteroff; Leuvensestraat 162
2000	ANTWERPEN	Fa Arton; Sint Katelijnevest 31-35-37-39
2000	ANTWERPEN	EDC; Mechelsesteenweg 91
2000	ANTWERPEN	Radio Bourse; Sint Katelijnevest 53
2060	MERKSEM	MEC; Laaglandlaan 1a
2110	DEURNE	Jopa Elektronik; Ruggeveldlaan 798
2140	WESTMALLE	Fa Gerardi; Antwerpsesteenweg 154
2180	KALMTHOUT	Audiotronics; Kapellensteenweg 389
2200	BORGERHOUT	Telesound; Bacchuslaan 78
2500	LIER	Stereorama; Berlarij 51-53
3000	LEUVEN	Lovan Electronics; Diestsestraat 177
4000	LIEGE	Radio Bourse; 112, rue de la Cathédrale
4800	VERVIERS	Longtain; 10, rue David
5200	HUY	Centre Electronique Hutois; 15, rue du Coq
5200	HUY	Spectrasound; 16, rue des Jardins
5700	AUVELAIS	Pierre André; 25, rue du Dr Rommedenne
6000	CHARLEROI	Elektrokit; 142, boulevard Tirou
6000	CHARLEROI	Labora; 7-14, rue Turenne
7000	MONS	Best Electronics; 49, rue A. Masquelier
7000	MONS	Multikits; 41, rue des Fripiens
7100	LA LOUVIERE	Cotéra; 36, rue Arthur Warocqué
8500	KORTRIJK	International Electronics; Grote Kring 11a
8500	KORTRIJK	International Electronics; Grote Kring 11a
9000	GENT	EDC; Stationsstraat 10
9000	GENT	Radio Bourse; Vlaanderenstraat 120
9000	GENT	Radiohome; Lange Violettestraat

SUISSE

1217	MEYRIN	Loffet Electronique; 6, rue de la Golette
2052	FONTAINEMELON	URS Meyer; 17, rue Bellevue
2922	COURCHAVON	Lehmann J. Jacques (radio TV)

comment un lecteur d'ELEKTOR entre en contact avec un autre lecteur d'ELEKTOR ?

Petites Annonces

VOTRE C.I. sur epoxy pour 20FF le dm², étamage inclus, port 10FF. Rivero, 19, rue de la Croix, 13007 Marseille

JEUNE ELECTRONICIEN, ne restez plus isolé! Venez dans mon petit labo. Pour renseignements: écrire avec cv et envelope timbrée avec adresse: Logist, Ch. de Ninoua, Bruxelles

RECHERCHE schéma Vitus Europe VI année 1927. Schémathèque à partir numéro 24. QST Français. La TSF pour Tous n°s 2, 4, 5, 8, 9, 11 à 20, 23 à 26, 29, 31 à 34. Lampes TM et Fotos bleues. ALIX, Les Chênes, ave. des Coteaux, 06400 Cannes, tél. (93) 45.94.48

2 EMPLOIS chez Elektor: Responsable Traitement de Publicité ayant permis de conduire, langue maternelle française et praticant soit l'anglais, l'allemand ou le néerlandais. ET Technico-Commercial avec connaissances de base en électronique, ayant permis pour déplacements fréquants. Ecrire avec cv et prétentions à R. Safie, Elektor, B.P. 59, 59940 Estaires

ACHETE schémas & photocopie auto-radios, transist. PO.GO. FM récents & Optalix 323. Valentin, 34 r.P. Brosselette, 52000 Chaumont

Voir l'encart dans ce numéro pour les Conditions d'insertion des Petites Annonces *Elektor.*

dates limites remise annonces

no	édition	date
20	février	10-12-79
21	mars	11-01-80
22	avril	12-02-80
23	mai	11-03-80
24	juin	03-04-80
25/26	juillet/août	21-05-80
27	septembre	08-07-80
28	octobre	12-08-80
29	novembre	09-09-80
30	décembre	07-10-80
31	janvier 1981	04-11-80

Selectronic

VENTE PAR CORRESPONDANCE
– Paiement à la commande: ajouter 18 F pour frais. Franco au dessus de 300 F.
– Contre Remboursement: + 25,00 F

11, RUE DE LA CLEF
59800 LILLE

Magasin de vente ouvert de **9h 30** à **12h 30** et de **14h** à **19h**, du mardi matin au samedi soir. Le lundi après-midi de **15h** à **19h**.
Tél.: **(20) 55.98.98**

MUSIQUE:

Claviers Kimber Allen (décrit dans le n° 3 de Elektor, ainsi que dans le livre Formant):
– Clavier 3 oct (37 notes) . **440,00**
– Clavier 4 oct (49 notes) . **517,00**
– Clavier 5 oct (61 notes) . **627,00**
Blocs contacts à fils plaqués OR de Kimber Allen:
– 1 inverseur **4,40**
– double (pour Formant) . . . **5,00**

FORMANT:

Nos kits concernant le synthétiseur FORMANT sont conformes aux listes du livre. Ils sont fournis avec face avant, boutons, interrupteurs, etc. Voir ELEKTOR décembre.

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 la notice de montage suivant l'article original ELEKTOR.

DISPONIBLES:

Les kits dont vous trouverez la liste dans notre publicité précédente. (ELEKTOR, N° de décembre, 4° page de couverture). Les prix restent inchangés.

PROMOTIONS

Valables du 15/12/79 au 15/01/80.

IONISEUR (9823)	Les bienfaits des ions négatifs	**98,00 F**
ELEKARILLON (79095)	Carillon programmable	**209,00 F**
COMPTE-TOURS (9460+9392-1 et 2)	Affichage 32 LED	**150,00 F**
CLAVIER ASCII (9965)	60 touches + 2 space-bar . . .	**425,00 F**
ELEKTERMINAL (9966)	Avec mémoires programmées Sans connecteur	**850,00 F**

-composants electroniques-accessoires audio-materiel electrique-

A TOULOUSE
SHUNT

SHUNT Radio diminue la résistance entre la conception et la réalisation d'un montage!
117, route d'Albi **31200 TOULOUSE** tél.: (61) 48.34.02
- revendeur Elektor - dépositaire Hitachi - revendeur Elektor -.

le
A DUNKERQUE
LOISIRS ELECTRONIQUES

COMPOSANT ELECTRONIQUE — KIT — SONORISATION
ECLAIRAGE — MESURE

VIENT D'OUVRIR

19, rue du Docteur Louis Lemaire — 59140 DUNKERQUE

– grand choix de composants
– matériel de sonorisation
– large gamme d'éclairage
– sélection de kits suivant réalisation Elektor
– matériel de mesure
– HiFi sur commande
– librairie Elektor

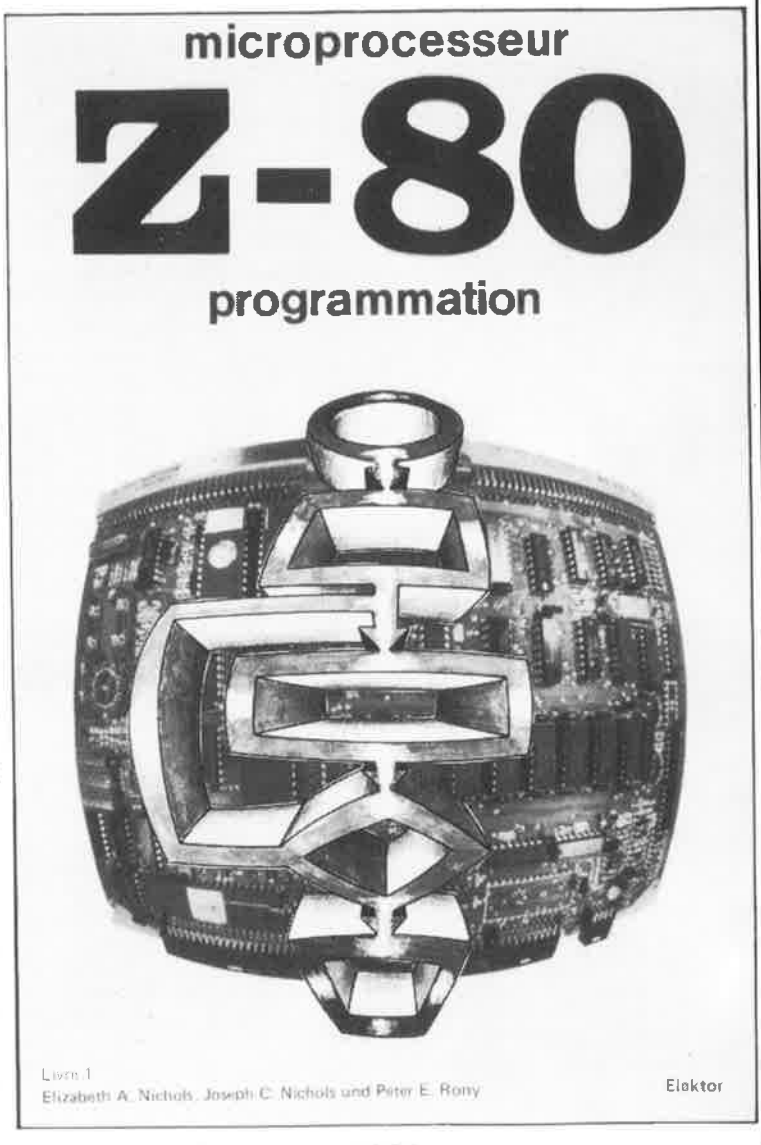
Voici le nouveau livre elektor

microprocesseur
Z-80
programmation

par Elizabeth A. Nichols
Joseph C. Nichols
et Peter R. Rony

Le microprocesseur Z-80 est l'un des microprocesseurs 8 bits les plus performants du marché actuel. Se débattre parmi les dix modes d'adressage différents et parmi les centaines d'instructions du Z-80 pourrait sembler un peu rébarbatif. Grâce à ce nouveau livre, présentant des qualités didactiques exceptionnelles, la programmation du Z-80 est mise à la portée de tous. Chaque groupe d'instructions fait l'objet d'un chapitre séparé qui se termine par une série de manipulations sur le Nanocomputer®, un microordinateur de SGS-ATES. Après une étude approfondie du livre "microprocesseur Z-80, programmation" le lecteur pourra entrer dans le monde des microprocesseurs avec le sourire.

Cet ouvrage fait partie d'une série de trois livres qui forment un cours complet d'initiation aux microprocesseurs.



Disponible fin janvier 1980
Prix de vente: **70 FF**
Prix de Lancement: **55 FF**
jusqu'au 31 janvier 1980

Pour commander utiliser le bon de souscription détachable à l'intérieur.