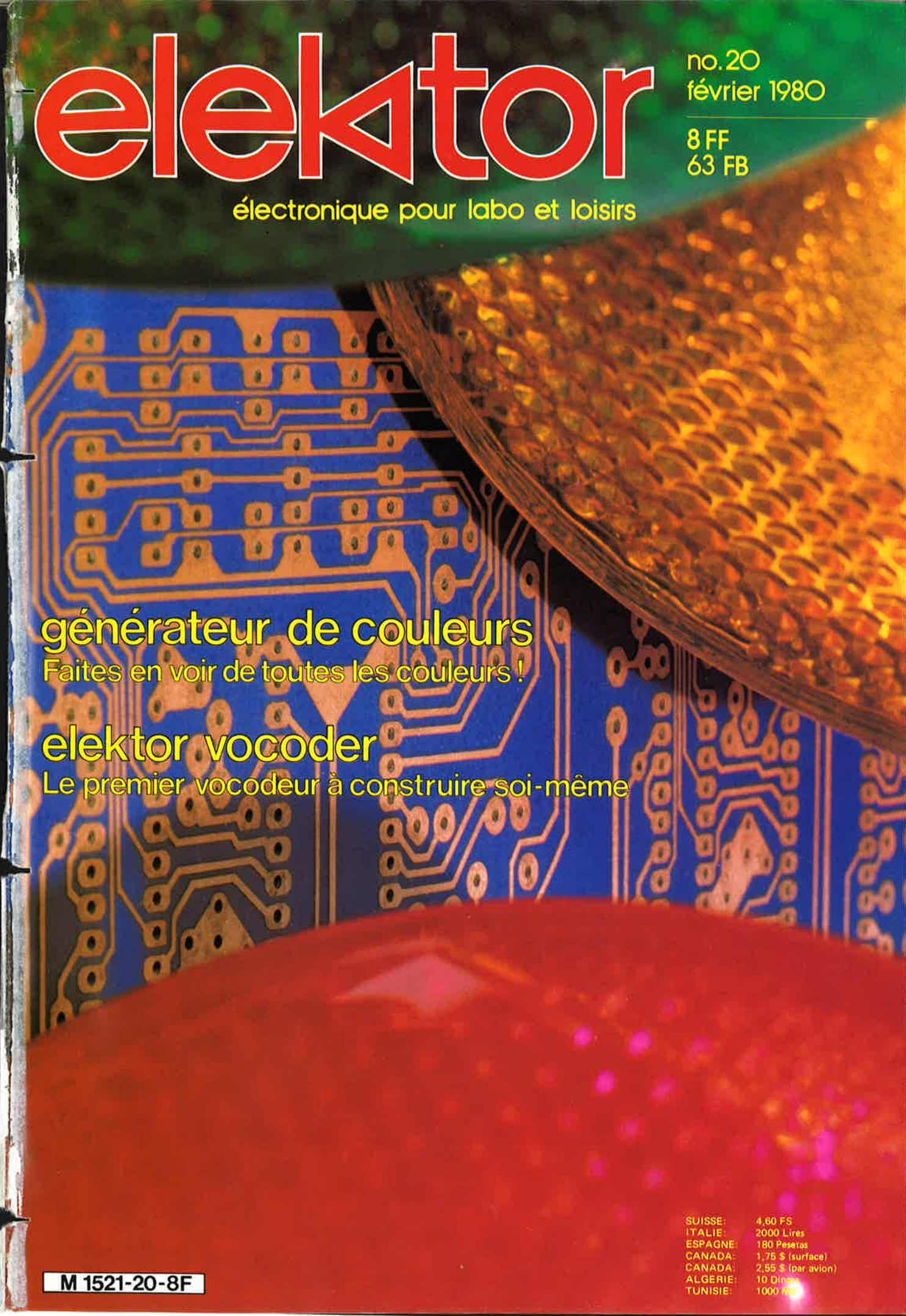
elektor

no. 20
février 1980

8 FF
63 FB

électronique pour labo et loisirs



générateur de couleurs

Faites en voir de toutes les couleurs !

elektor vocoder

Le premier vocodeur à construire soi-même

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

M 1521-20-8F

elektor 20

3e année **février 1980**

ELEKTOR sarl
B.P. 59; 45, Grand' Rue; Le Doulieu; 59940 Estaires
Tél.: (28) 43.86.61 Telex: 132 167 F
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 complet (11 numéros)	80 FF	100 FF
Abonnement à partir de mars 1980	66 FF	82 FF

Les anciens numéros sont disponibles au prix indiqué sur la couverture du numéro demandé (cf bon de commande)

Changement d'adresse: Veuillez nous le communiquer au moins six semaines à l'avance. Mentionnez nouvelle et ancienne adresse, en joignant si possible une étiquette ayant servi à vous envoyer l'un des derniers numéros

DIRECTEUR DE LA PUBLICATION: Robert Safie

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

EDITEUR: W. van der Horst

REDACTEURS TECHNIQUES

J. Barendrecht
G.H.K. Dam
P. Holmes
E. Krempelsauer
G. Nachbar
A. Nachtmann
K.S.M. Walraven
P. de Winter

Questions techniques par téléphone uniquement le lundi entre 13h30 et 16h45.
Les questions par écrit seront adressées au département QT.
Prière de joindre une enveloppe adressée à vous même et un timbre ou un coupon-réponse international.

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

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

TARIF DE PUBLICITE: Un tarif national pour les publicités insérées dans l'édition française de Elektor et un tarif international pour les publicités insérées dans les éditions néerlandaise, allemande et anglaise peuvent être obtenus sur simple demande.

DROITS D'AUTEUR

Dessins, photographies, projets de toute nature et spécialement de circuits imprimés, ainsi que les articles publiés dans Elektor bénéficient du droit d'auteur et ne peuvent être en tout ou en partie ni reproduits ni imités sans la permission écrite préalable de la Société éditrice ni à fortiori contrefaits.
Certains circuits, dispositifs, composants, etc. décrits dans cette revue peuvent bénéficier des droits propres aux brevets; la Société éditrice n'accepte aucune responsabilité du fait de l'absence de mention à ce sujet.
Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non-commerciaux.
L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice.
La Société éditrice n'est pas tenue de renvoyer des articles qui lui parviennent sans demande de sa part et qu'elle n'accepte pas pour publication.
Si la Société éditrice accepte pour publication un article qui lui est envoyé, elle est en droit de l'amender et/ou de la faire amender à ses frais; la Société éditrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités contre la rémunération en usage chez elle.

DROIT DE REPRODUCTION:
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

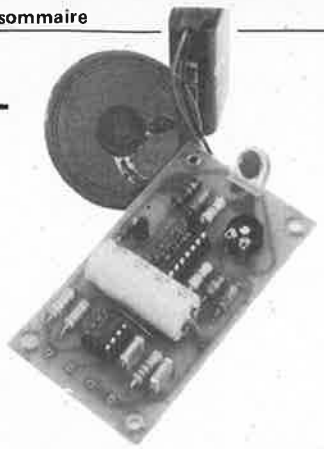
Sauf indication contraire, les tensions indiquées doivent être mesurées avec un voltmètre de résistance interne de 20 kΩ/V.

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, à votre choix par écrit ou par téléphone. Dans ce dernier cas, vous pouvez téléphoner le lundi, de 14h.00 à 16h.30. Les lettres contenant des questions techniques doivent être adressées au Département QT; veuillez bien joindre une enveloppe affranchie, adressée à vous-même. Les lettres émanant d'un pays autre que la France doivent être accompagnées d'un coupon-réponse international.
- **Le tort d'Elektor**
  Toute modification importante, complément, correction et/ou amélioration à des réalisations d'Elektor est annoncée sous la rubrique 'Le Tort d'Elektor'.



page 2-20

La **peste électronique** se comporte comme un criquet pendant la nuit. Quelques minutes après l'extinction de la lumière, le circuit se met à striduler, il s'arrête dès que l'on allume la lumière avec des intentions agressives.

sommaire

selektor 2-11
Questions de couleurs. Nouvelle tête de lecture pour magnétophone.

générateur de couleurs 2-16

régulateur de vitesse pour perceuse miniature . 2-18
Ce circuit permet de faire varier la vitesse d'une petite perceuse pour circuit imprimé et de maintenir cette vitesse indépendante de la charge.

peste électronique (W. Verbiest) 2-20
. . . ou un petit circuit exaspérant.

les méthodes modernes de régulation de tension 2-22
Comment se servir des régulateurs de tension à découpage.

golf de poche 2-26
La simulation électronique de ces petits jeux de quatre sous consistant à placer la petite bille dans le cratère d'un volcan miniature.

la charge rapide des accumulateurs au Cd-Ni . 2-29
Deux méthodes pour charger rapidement les batteries au Cadmium-Nickel.

interrupteur commandé par la voix 2-32
Principalement destiné aux radio-amateurs, ce circuit placera automatiquement l'appareil en position émission dès qu'il détectera la "voix de son maître".

le vocodeur d'Elektor (1) 2-34
Description des schémas de principe des différents éléments du vocodeur.

nouveau bus pour système à μP 2-41

des potentiomètres "taillés sur mesure" 2-42
(G. Reinhold)
Comment modifier la courbe de réponse d'un potentiomètre en ajoutant une ou deux résistances fixes.

économiseur de carburant (W.H.M. van Dreumel) 2-46
Piège à gaspi.

train à vapeur 2-48

amplificateur d'autoradio 4 W 2-51

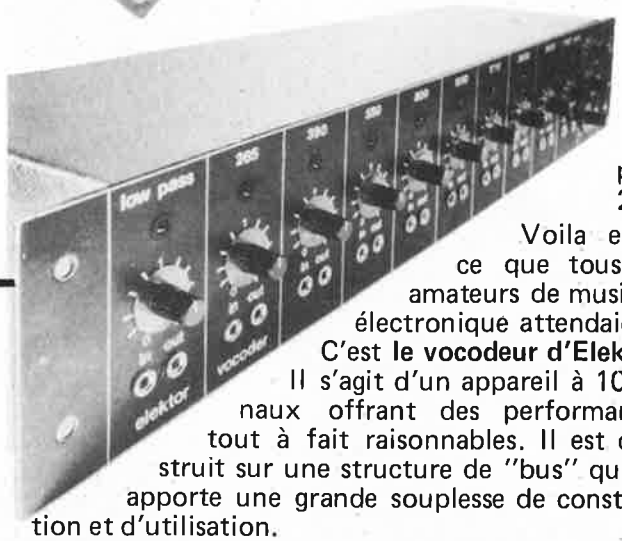
expérimentor 2-52
Les applications des PWM.

gradateur sensitif 2-55
Une simple pression du doigt sur la touche sensitive suffit à allumer ou éteindre une lampe en tout-ou-rien ou de manière progressive.

compte-tours numérique (A. Ohde) 2-56

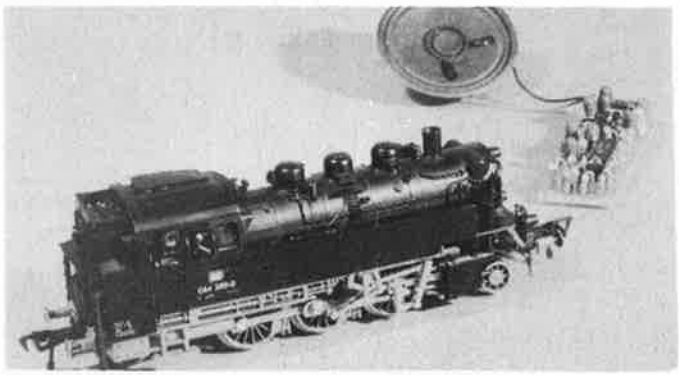
marché 2-57

elekture 2-59



page 2-34

Voila enfin ce que tous les amateurs de musique électronique attendaient! C'est **le vocodeur d'Elektor**. Il s'agit d'un appareil à 10 canaux offrant des performances tout à fait raisonnables. Il est construit sur une structure de "bus" qui lui apporte une grande souplesse de construction et d'utilisation.



page 2-48

Ce générateur sonore imitant le **train à vapeur** est si petit qu'il pourra être inséré à l'intérieur du modèle réduit. Il produit le son de la vapeur variant avec la vitesse de la locomotive, il peut également imiter le sifflet à vapeur.

page 2-16

Le **générateur de couleurs** produit une lumière d'intensité pratiquement constante qui prend successivement toutes les teintes du spectre. Utilisé en éclairage indirect ce sera du plus bel effet.

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	32,75
	4523	
Carte CPU (F1)	9851	100,—
Préampli pour micro à électret	9866	11,75

F3: SEPTEMBRE-OCTOBRE 1978

TUP TUN Testeur	9076	34,05
face avant pour TUP TUN Testeur	9076-2	30,25
table de mixage stéréo	9444	77,25
voltmètre	9817	26,65
carte d'affichage	9817-2	
carte bus (F1, F2)	9857	36,50
voltmètre de crête	9860	20,—
carte extension mémoire (F1, F2)	9863	150,—
carte Hex I/O (F1, F2)	9893	200,—
module une octave (piano)	9914	39,50
filtres + préampli (piano)	9981	70,—
alimentation (piano)	9979	24,50
générateur de notes universel	9915	88,75

F4: NOVEMBRE-DECEMBRE 1978

Jeu de billes	9753	31,25
carte RAM 4 k	9885	175,—
alimentation pour SC/MP	9906	43,50
chambre de réverbération	9913-1	51,50
circuit d'extension	9913-2	17,50
mini-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	11,25
compte-tours	9460	17,—
thermomètre:		
convertisseur température/tension	9755-1	26,05
comptage et affichage	9755-2	28,80
système d'alarme centralisé:		
poste central	9950-1	31,25
poste esclave	9950-2	27,50
poste d'alarme	9950-3	15,—
fer à souder à température régulée	9952	20,65

F10: AVRIL 1979

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

F11: MAI 1979

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

F12: JUIN 1979

ioniseur	9823	30,—
électromètre	9826-1	12,50
électrodes imprimées	9826-2	10,50
générateur de trains d'ondes	79017	30,—
microordinateur BASIC	79075	75,—
interface pour systèmes à μP	79101	15,50

F13/14: CIRCUITS DE VACANCES 1979

fréquencemètre pour synthétiseurs	79114	17,—
la fin des animateurs de radio	79505	21,—
amplificateur pour servomoteur	79509	7,50
émetteur à ultrasons pour casque	79510	18,—
récepteur à ultrasons pour casque	79511	17,50
chargeur de batterie automatique	79517	16,—

F15: SEPTEMBRE 1979

digiscope	9926-1	56,25
affichage pour digiscope	9926-2	15,65
platine FI pour tuner FM	78087	20,75
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

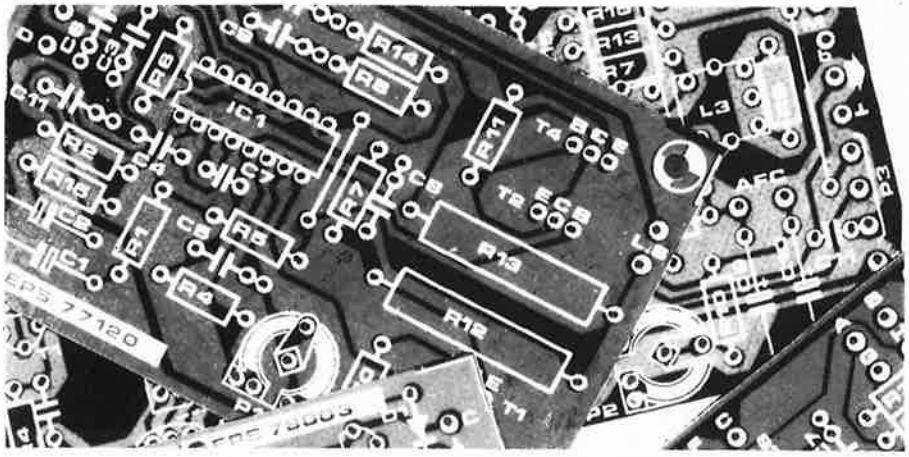
détecteur d'approche	9974	26,50
extension mémoire pour l'Elekterminal	79038	56,—
modulateur en anneau	79040	23,25
digirafad:		
circuit principal	79088-1	51,—
alimentation et horloge	79088-2	
circuit d'affichage	79088-3	
gate-dip	79514	14,25
accord par touches sensitives	79519	38,75

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,—
documentation seule	79073-D	12,50

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,—

F19: JANVIER 1980

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

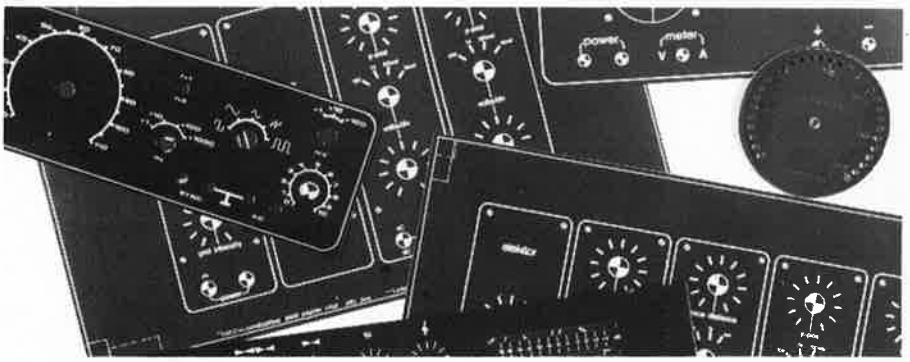
NOUVEAU

F20: FEVRIER 1980

golf de poche	9988	15,60
amplificateur d'autoradio 4 W	77101	15,60
gradateur sensitif	78065	14,—
peste électronique	80016	11,—
train à vapeur	80019	12,—
nouveau bus pour système à µP	80024	61,—
générateur de couleurs	80027	26,50

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,—

	Kits Elektor C.I. + components + T.F. = transfo fourni	TVAC FB	HT FF
1471	Sifflet à vapeur	290	38
1473	Train à vapeur	320	42
7710/1	Ampli 4 W	250	32
7710/2	Ampli 15 W	400	51
78003	Clignoteur de puissance	270	35
79005	Voltm. numérique univ.	850	111
79017	Génér. de train d'onde	660	86
79019	Génér. sinusoidal + T.F.	670	87
79024	Chargeur cad/nick. + T.F.	960	125
79033	Arbitre electronique	550	72
79034	Alimentation labo	1250	163
79035	Milliv. + injecteur	500	65
79038	Extension mémoire	1920	250
79039	Monosélector	2680	348
79040	Modulateur en anneau	540	70
79053	Prononticqueur	560	73
79070	Stentor + T.F. (pas de H.P.)	1800	234
79071	Assistentor	550	72
79075	Basic	3320	432
79077	Génér. de son bizarre	450	59
79088/1+2+3	Digifarad	1870	243
79095	Elekcarillon	1640	213
79101	Interface microproc.	200	26
79114	Fréquencemètre	500	65
79505	Fin des animateurs radio	400	52
	Relais pour dito + socquet	300	39
79514	Gate dip + galvonamètre	1390	181
79517	Chargeur de batterie	690	90
	T.F. pour dito	1040	136
79519	Accord par touches	990	129
80021/1+2	Affichage numérique	2800	364
80024	Bus print	1350	176
9076	Tester TUP TUN	520	68
	Face avant pour dito	200	26
9191	Préampli TCA 730/740	750	98
9325	Digicarillion	580	75
9343	Pése bras	70	9
9392/1+2	Compte tour + face avant	900	117
9392/3+4	Affichage 16 LED	430	56
9398	Préampli preco	600	78
9399	Ampli,préco	525	68
9401	Ampli 40 W Equin	975	127
	Alimentation pour dito	1300	169
9419/1	LED audio	800	104
9419/2	LED audio	1280	166
9430	Digit 1 + composants	1200	156
9444	Table de mixage	1460	190
9448/1	Alimentation + T.F.	340	44
9448	Base de temps de precis.	1050	137
9453	Générateur B.F.	1200	156
	Face avant pour dito	130	17
9460	Compte tours	280	36
9465	Alimentation LM 317	570	74
9499/2	Alimentation	190	24
9755/1	Conv. temp. tension + T.F.	740	96
9755/2	Comptage + affichage	820	107
9800/1	Mire C.C.I.R.	2000	260
9800/2	Mire C.C.I.R.	535	70
9800/3	Mire C.C.I.R.	860	112
9817/1+2	LED UAA 170	620	81
9823	Ionisateur	700	91
9825/1	Amplificateur alpha	710	92
9825/2	Générateur vidéo	610	79
9827	Magnétiseur + switch	395	51
9846/1	Carte IN/OUT	1550	202
9846/2	SC/MP	1300	169
9851	CPU CART		
9857	Bus print	700	91
9860	Pickmètre	325	42
9862/1	Emetteur infrarouge	165	22
9862/2	Récepteur infrarouge	580	75
9863	Extension mémoire	2500	325
9873	Modulateur couleur	2250	293
9874	Elektornado	1150	150
	Alimentation pour dito	1260	164
9885	SC/MP 4K RAM	4600	598
9887/1à4	Fréquencemètre + T.F.	7650	995
9893	SC/MP IN-OUT	3990	519
9905	Cassette interface	990	129
9906	Alimentation SC/MP	830	108
9911	Préampli stéréo	1100	143
9914	Module 1 octave	969	126
9915	Générateur de note	1975	257
9926/1+2	Digiscope + T.F.	1960	255
9902	Minuterie longue durée + T.F.	740	96
9913/1	Chambre de reverb. + T.F.	3400	442
9913/2	Circuit d'extension	2100	273
9927	Mini fréquencemètre + T.F.	1880	245
9945	Consonant + T.F.	2200	286
9949/1à 3	Luminant	2000	260
9948	Générateur sinusoidal	1270	165
9950/1	Système d'alarme	860	112
9950/2	Système d'alarme	790	103
9950/3	Système d'alarme	340	44
9954	Préconsonant	370	48
9966	Elekterminal	4500	585
9967	Modulateur UHF-VHF	500	65
9968/1	TV scope	360	45
9968/2	TV scope	870	113
9968/3	TV scope	210	27
9968/4	TV scope	210	27
9968/5	TV scope	370	48
9969/1	TV scope	2600	338
9969/2	TV scope	330	43
9969/3	TV scope	340	44
9972	SC/MP Buffer	310	40
9973	Chambre réverbero	2840	370
9974	Détecteur d'approche	695	90
9979	Alimentation piano	713	93
9981	Filtre et préampli	1020	133
9984	Fuzz-box	470	61
9985	Sablier	550	72
9987/1+2	Ampli téléphone	770	100
9826/1+2	Electromètre	420	55

OSCILLOSCOPE		
D1010	20300	2640
D1011	22700	2951
D1015	26000	3380
D1016	29500	3835
Allumage électronique	1200	156
Interrupteur miniature de qualité		
1 INVERSEUR les 10 pièces	260	34
2 INVERSEURS les 10 pièces	370	48
Support IC		
8 pin les 50 pièces	250	33
14 pin les 50 pièces	300	39
16 pin les 50 pièces	325	43
18 pin les 30 pièces	240	32
20 pin les 20 pièces	180	24
22 pin les 20 pièces	200	26
24 pin les 15 pièces	165	22
28 pin les 10 pièces	150	20
40 pin les 10 pièces	200	26

Modes de paiement-Belgique et France
Virement compte 371.0401042.13
271.0047735.43
000.0240558.95
EUROCHEQUE barré et signé au nom de Tévelabo
Pour la France AUROCHEQUE en francs Belge et VIREMENTS en francs Français
TVAC = TVA comprise
HT = TVA Française non comprise

Minimum de commande Belgique 1500 FB + 70 FB
France 500 FF + 10 FF

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

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**

Nos kits comprennent le circuit imprimé EPS et tous les composants nécessaires à la réalisation, selon liste publiée dans l'article d'ELEKTOR, ainsi que la face-avant, si mentionnée.

FORMANT: OFFRE SPECIALE

5% remise sur les prix ci-dessous, pendant le mois de FEVRIER 1980.

FORMANT. Synthétiseur. Les kits comprennent EPS + Face avant.

– VCO (9723-1)	**499,00**
– VCF (9724-1)	**205,00**
– Interface (9721-1)	**179,00**
– ADSR (9725)	**138,50**
– Dual VCA (9726)	**185,00**
– LFO (9727)	**175,00**
– Noise (9728)	**110,00**
– COM (9729)	**129,00**
– Alim. (9721-3)	**349,00**
– RFM (9951)	**225,00**
– 24 dB VCF (9953)	**369,00**

(Elektor N°20)

Gradateur sensitif 600 W	**75,00**
Locomotive à vapeur	**75,00**
Peste électronique	**43,00**
Ampli 4 W (77101)	**48,00**
Bagatelle (9988)	**49,90**
Générateur de couleurs (sans lampe)	**217,00**

LISTE COMPLETE DES KITS DISPONIBLE:
voir ELEKTOR N° 19 - Décembre 1979, en 4ème page de couverture.

GRATUIT! Le catalogue SELECTRONIC est paru!
Envoi contre 5,00 F en timbre-poste pour frais d'expéd.

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**
– Clavier "FORMANT" 3 octaves, avec contacts doubles	**595,00**
– Clavier "PIANO" 5 octaves, avec contacts inverseurs	**859,00**

PIANO électronique (voir Elektor N° 3)

– Générateur de notes (9915)	**325,00**
– Filtres + préampli (9981)	**209,00**
– Circuit une octave (9914)	**229,00**
– Alimentation (9979)	**190,00**
– Le kit complet 5 octaves avec les EPS, le clavier en Kimber Allen et ses contacts	**2530,00**
– TOP-AMP (80023) 30 W	**205,00**
TOP-AMP (80023) 60 W	**275,00**
– TOP-PREAMP (80031)	**340,00**

application PG-905
GENERATEUR D'IMPULSIONS

- répétition: 1 Hz ~ 10 MHz
- largeur: 50 nS ~ 5 mS
- délai: 10 nS ~ 2 µS
- sortie: 5 V/50 Ohm
  10 V/ouvert
- sortie synchronisation
- entrée synchronisation
- référence Xtal interne 10 MHz
- mode calibré Xtal: 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz

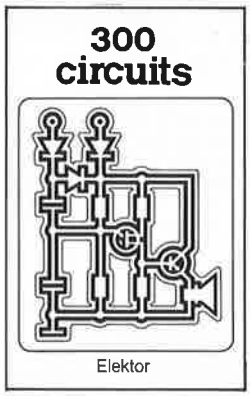
PRIX: 9.905 FB + TVA
1.405 FF + TVA

en Belgique: expédition gratuite
en France: expédition en port dû, après réception de votre réglement (chèque ou transfert bancaire)

mcr ELECTRONICS MARKETING

Chaussée de Nivelles 100
1420 BRAINE l'ALLEUD
Tél.: (02) 3848062. Télex: 62569
de France: 19-322-3848062

SERVICE LIVRES ELEKTOR



300 CIRCUITS

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.

format: 14 cm x 21 cm **prix: 45 F**

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

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

Do you understand English?

Si vous ne connaissez pas l'anglais technique, alors voici une excellente occasion de l'apprendre. Si vous possédez déjà quelques notions en anglais technique, vous apprécierez beaucoup l'"Elektor Book 75". **prix:30F**

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 micro-ordinateur 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.

Disponible fin janvier 1980 Prix de vente:70F

Ces livres sont disponibles chez la plupart de nos revendeurs EPS/ESS dont la liste se trouve en dernière page. Vous pouvez les commander aussi chez Elektor, B.P. 59, 59940 ESTAIRES, en joignant votre paiement à la commande et en ajoutant 5,25 FF pour participation aux frais de port. Utilisez de préférence le bon de commande en encart.

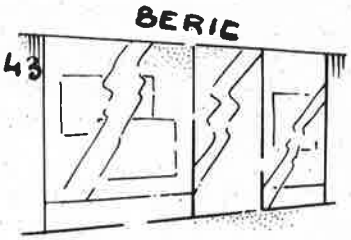
UN fournisseur pour vos kits

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.P.)	88,—	24,25
9750	Détecteur de métaux (avec écouteur)	85,—	27,15
9965	Clavier ASCII	456,—	76,25
9954	Préconsonant	38,—	25,—
ELEKTOR N° 8			
9966	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	Ampli 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	33	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,—
ELEKTOR N° 20			
80019	Locomotive à vapeur avec HP	72,—	12,—
80016	Peste électronique avec HP	43,—	11,—
78065	Gradateur sensitif version 400 W	69,—	14,—
77101	Amplificateur auto-radio 4 W	38,—	15,60
80024	Nouveau bus pour système à µP jeu de 5 com m + F	250,—	61,—
80027	Générateur de couleurs	208,—	26,50
9988	Bagatelle de poche avec manche à balai	55,—	15,60

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 professionnel + 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

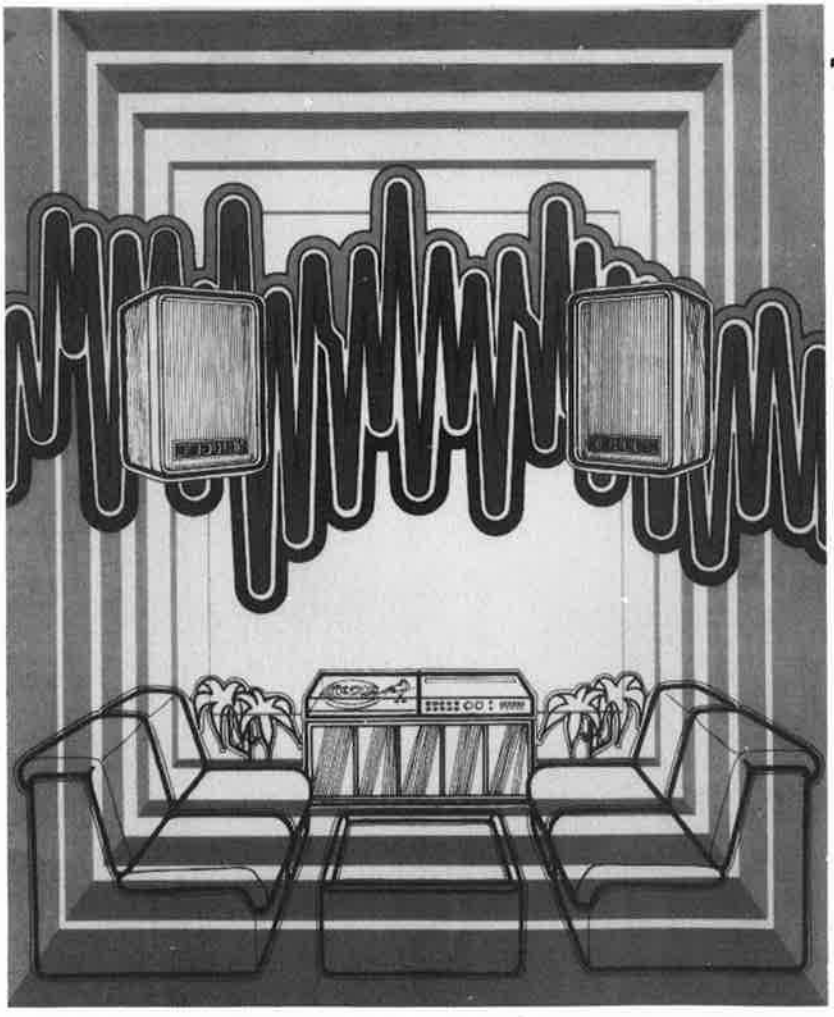
nouveau livre elektor

****

l'électronique elektor

un hobby créatif

le SON



Si vous ne vous sentez pas l'âme d'un musicien, peut-être pourriez vous faire preuve de créativité en réalisant vous même votre ensemble de reproduction sonore.

* un amplificateur, un préamplificateur, des filtres actifs pour haut-parleurs permettent de réaliser un système de base
* les equalisers, compresseur, phasing, vibrato permettent de personnaliser le son
* le générateur de rythmes permet même de créer des sons originaux

Tout ça, et bien plus, c'est dans le livre "le son". Ecrit dans un style semblabe à celui du magazine, ce nouveau livre Elektor présente une multitude de montages électroniques destinés au traitement du son et pour la plupart desquels a été élaboré un circuit imprimé EPS.

Disponible après mars
Prix de vente: 35,— FF

Prix de souscription:
valable jusqu'au 29 février 1980 **25 FF**

Pour bénéficier du prix promotionnel veuillez utiliser le bon de souscription en encart à l'intérieur et l'envoyer avant le 29 février 1980.

Questions de couleurs

(par le Dr. M.R. Pointer)

Il semble qu'au cours des dernières années nous ayons pris conscience du fait que le monde dans lequel nous vivons est un monde coloré. La télévision en couleur est maintenant aussi répandue que l'était le noir et blanc il y a dix ans; les cinéastes n'utilisent pratiquement plus que des films couleur dans leur caméra; nous voyons apparaître de plus en plus souvent dans nos journaux nationaux des suppléments ou des publicités en couleur. Pourquoi les objets sont-ils colorés? Comment voyons-nous les couleurs? Et comment les mesurons-nous?

Dans l'ensemble du spectre électromagnétique, seule une petite bande de radiations, s'étendant des rayons gamma aux ondes radio, est capable d'exciter l'œil. Les limites de ce spectre visible ne sont pas très bien définies, mais nous pouvons dire qu'il occupe la bande des longueurs d'onde comprises entre 380 et 780 nanomètres; la longueur d'onde la plus courte représente l'extrémité bleue du spectre, et la longueur d'onde la plus grande, l'extrémité rouge.

Avant de pouvoir voir un objet coloré, nous devons disposer d'une source de lumière; c'est elle qui fournit l'énergie ou la puissance électromagnétique à laquelle répond notre œil. On peut considérer comme blanches la plupart des sources de lumière, mais si l'on mesurait leur distribution spectrale de puissance, on trouverait que des lampes différentes fournissent des quantités d'énergie différentes aux diverses longueurs d'onde. Même la plus fondamentale des sources de lumière, la lumière du jour, prend de nombreuses formes; toutefois la lumière du jour est généralement plus puissante à l'extrémité bleue du spectre, tandis que les lampes à incandescence ou au tungstène ont tendance à émettre plus d'énergie à l'extrémité rouge.

Considérons maintenant l'objet qui est illuminé par cette lumière blanche: s'il est coloré, il contient habituellement un pigment ou colorant qui absorbe la lumière d'une façon sélective pour certaines parties du spectre, de sorte qu'un objet qui a été coloré avec une teinture rouge paraîtra rouge, même si on l'éclaire avec une lumière blanche, parce qu'il absorbe la lumière aux longueurs d'onde courtes (bleue) et moyennes (vert et jaune), tandis qu'il réfléchit la lumière aux grandes longueurs d'onde (rouge). De même, un morceau de verre violet doit absorber la lumière verte et laisser passer les lumières rouge et bleue pour donner l'impression visuelle du violet. Naturellement, des lumières blanches différentes rendront d'une façon différente des objets colorés: la prédominance de l'énergie rouge d'une lampe au tungstène fera paraître des objets rouges encore plus rouges que s'ils étaient vus à la lumière du jour, qui contient moins d'énergie dans le rouge. Dans une certaine mesure l'œil compense ces différences dues aux sources de lumière: cette capacité est connue sous le nom d'adaptation chromatique. La façon de rendre les couleurs est un sujet de recherches permanent, en particulier pour M. B. Halstead en Angleterre et pour d'autres chercheurs en Hollande et aux USA. Un point particulièrement intéressant est celui de la préférence des couleurs. Par exemple, les gens préfèrent-ils les pommes d'une certaine couleur, quelle que soit la source de lumière utilisée pour les éclairer? Il importe au constructeur de lampes d'obtenir ce type d'informations pour étudier de nouvelles lampes.

1

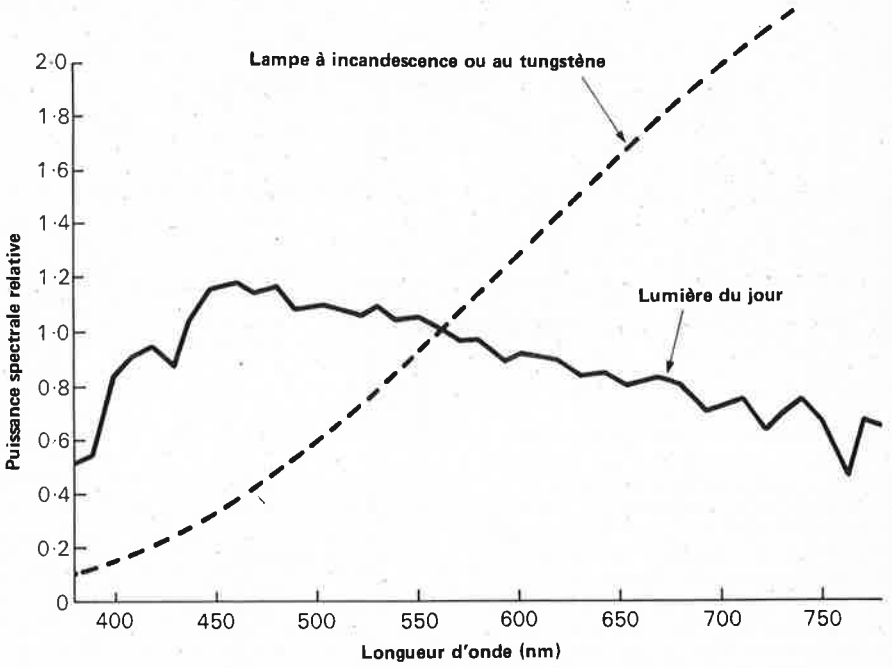


Figure 1. Distribution des puissances spectrales relatives d'une phase typique de la lumière du jour (trait continu) et d'une lampe à incandescence ou au tungstène (trait pointillé).

La vision des couleurs

La lumière entrant dans l'œil est focalisée sur la rétine, tissu nerveux qui tapisse la paroi interne du globe oculaire. Les récepteurs — ou capteurs — de lumière, appelés cônes et bâtonnets, sont situés dans la couche la plus éloignée de l'avant de l'œil, de sorte que la lumière doit traverser plusieurs autres couches de cellules avant de les atteindre. Il se produit dans les récepteurs une réaction photo-chimique, et en ce qui concerne la couleur, ce sont les cônes qui sont importants. Les bâtonnets concernent la vision à faible intensité (scotopique), tandis que les cônes fonctionnent aux intensités élevées (photopiques). La vision scotopique est monochrome, mais la vision photopigue est en couleur.

On suppose en général qu'il existe trois types de cônes récepteurs, certains étant surtout sensibles à la lumière de grande longueur d'onde, d'autres à la lumière de longueur d'onde courte, et d'autres présentant un pic de sensibilité entre les deux types précédents. Les substances chimiques des trois types de cônes, qui sont responsables des réactions photochimiques, n'ont pas encore été isolées d'une rétine, et les courbes de sensibilité possibles n'ont

2

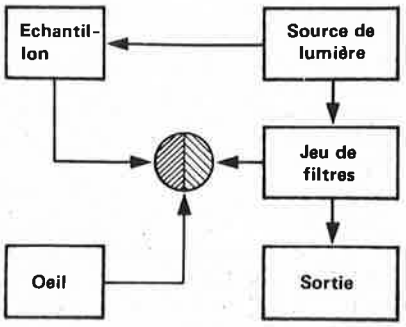


Figure 2. Principe du tinctomètre optique flexible pour mesurer les couleurs. La lumière émise par une lampe à quartz à vapeur d'halogène arrive à l'échantillon par deux chemins, l'un direct et l'autre à travers un jeu de filtres colorés. La lumière tombant sur l'échantillon par l'un des chemins est présentée à côté de celle qui arrive par l'autre, ce qui permet d'équilibrer les couleurs en sélectionnant les filtres. On peut également équilibrer les intensités au moyen d'un diaphragme à ouverture variable. D'après les propriétés connues des filtres, on peut calculer les valeurs du "rouge", du "vert" et du "bleu" que l'on peut convertir en un jeu de coordonnées définitives.

3

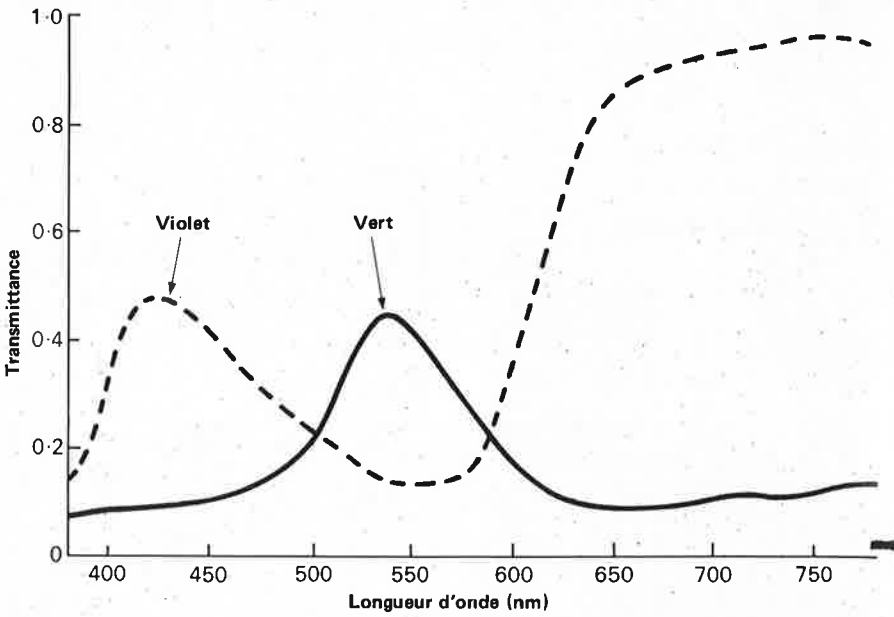


Figure 3. Transmittance spectrale d'un verre vert (trait plein) et d'un verre violet (trait pointillé). Le verre vert transmet surtout la lumière verte; le verre violet absorbe le vert mais le rouge et le bleu.

pu être trouvées qu'indirectement. C'est Thomas Young qui a proposé le premier l'idée de trois types de cônes récepteurs; il a été suivi par Helmholtz qui a montré que l'on peut reproduire une couleur au moyen de trois rayonnements seulement — tels que le rouge, le vert et le bleu — mélangés dans de bonnes proportions. Cette théorie trichromatique constitue le principe de nombreux instruments de colorimétrie, et de nombreux systèmes de reproduction des couleurs.

Les signaux engendrés dans les récepteurs individuels sont combinés et codés dans les diverses cellules qui viennent à la suite des bâtonnets et des cônes dans le système de la vision. Ils sont alors transmis à l'extérieur de l'œil, le long du nerf optique, jusqu'au cerveau. Le codage est nécessaire parce que l'on estime à six millions le nombre de cônes d'une rétine humaine, et à un million seulement le nombre de fibres nerveuses qui quittent l'œil. De plus, ces fibres nerveuses doivent également transmettre les signaux émis par les bâtonnets, dont on estime le nombre à environ 100 millions. Des travaux récents ont suggéré que ces signaux ne sont pas réellement des signaux de "couleur", mais un signal de luminance composé de signaux combinés de rouge, de vert et de bleu, ainsi que de signaux donnant les différences des couleurs prises deux à deux. Cela ressemble d'une façon tout à fait remarquable à la transmission d'un signal de luminance et de deux signaux de chrominance, qui fonctionne avec succès dans les systèmes de télévision en couleurs.

La colorimétrie

Il y a trois moyens principaux de mesurer les couleurs. Le premier moyen est évidemment l'œil. Un exemple de colorimètre visuel est donné par le tinctomètre optique flexible, conçu et réalisé en Angleterre, qui a été utilisé avec un grand succès dans les laboratoires de contrôle de qualité. L'instrument contient une lampe à quartz à vapeur d'halogène pour illuminer l'échantillon à mesurer (si nécessaire, on peut amener la lumière jusqu'à l'échantillon au moyen d'une fibre optique). Cette lampe sert également à illuminer des filtres, comprenant des jeux de verres de diverses densités et présentant une raie d'absorption dans le rouge, le vert ou le bleu; ces verres ont une stabilité remarquable, et ils peuvent être fabriqués et reproduits avec une précision très élevée. Un système optique permet de voir côte à côte la lumière venant de l'échantillon et celle d'un autre faisceau qui traverse directement les filtres, de sorte que l'on puisse équilibrer les couleurs en ajustant les filtres. On équilibre également les brillances, au moyen d'un diaphragme variable. On peut se servir des propriétés connues des filtres pour donner une valeur au "rouge", au "vert" et au "bleu", et ces nombres peuvent être convertis en un jeu de coordonnées qui caractérisent la couleur d'une façon unique. Ce système de coordonnées a été adopté par la CIE (Commission Internationale de l'Eclairage), et son emploi est international. Le second moyen important de mesurer les couleurs est d'utiliser un colorimètre photoélectrique. Cet appareil tente de copier la façon de travailler de l'œil humain grâce à trois cellules photoélectriques, munies de filtres convenables, afin de reproduire les réponses spectrales de trois canaux de l'œil sensibles aux couleurs. Il est très difficile d'obtenir des réponses parfaitement adaptées mais de nombreux instruments modernes s'en approchent très près.

Les colorimètres photoélectriques modernes, venant habituellement des USA, sont souvent populaires à cause de la vitesse à laquelle ils travaillent. Ils contiennent des microprocesseurs qui leur permettent de présenter les résultats dans de nombreux systèmes différents de coordonnées. On peut également afficher la différence entre la couleur que l'on mesure et une couleur étalon enregistrée dans la mémoire du microprocesseur.

Spectrophotométrie

Le troisième moyen de mesurer les couleurs consiste à se servir d'un

selektor

spectrophotomètre. Celui-ci ne mesure pas directement les valeurs du "rouge", du "vert" et du "bleu", mais la quantité relative d'énergie réfléchie ou transmise par un échantillon, en termes de longueur d'onde. Un instrument typique comporte une source de lumière blanche, habituellement une lampe à quartz à vapeur d'halogène, qui illumine un réseau produisant un spectre de lumière dont les longueurs d'onde vont de 220 à 900 nm. Pour les ultraviolets, à l'extrémité des courtes longueurs d'onde du spectre, on utilise une lampe au deutérium, parce que la lampe à quartz à vapeur d'halogène n'est pas une source assez riche en énergie ultraviolette. Un spectrophotomètre anglais, relativement récent, utilise un réseau holographique au lieu du réseau plus traditionnel en verre rayé, réduisant ainsi d'un ordre de grandeur la quantité de lumière diffusée dans l'instrument: une amélioration sensible. Les instruments plus anciens utilisaient un ou deux prismes de verre pour produire le spectre, mais ceux-ci étaient encombrants, leur prix de revient était élevé, et ils dispersaient plus les longueurs d'onde rouges que les bleues.

Le spectre produit par le réseau est analysé par une fente variable qui sert à définir la bande passante. Le faisceau de lumière est alors partagé en deux faisceaux, par exemple à l'aide d'un système de miroir tournant. Lorsqu'on effectue des mesures de transmission, l'un des faisceaux traverse l'échantillon, tandis que l'autre arrive directement au détecteur. On compare alors l'énergie des deux faisceaux en détectant la lumière à l'aide d'un photomultiplicateur, ce qui donne une mesure de l'atténuation introduite par l'échantillon. En balayant le spectre à l'aide de la fente, on peut relever toute la courbe de réponse spectrale et la tracer sur un enregistreur. Les derniers spectrophotomètres contiennent un microprocesseur qui leur permet d'enregistrer les données nécessaires à la commande d'une mesure particulière, comme la longueur d'onde de début d'analyse, celle de fin d'analyse, la vitesse du balayage, et ainsi de suite. On peut également enregistrer ces données dans un ordinateur couplé à l'instrument et mettre en mémoire les données spectrales en même temps que l'instrument les engendre. Il est également possible de commander directement le spectrophotomètre à partir de l'ordinateur, en lui envoyant les informations d'analyse nécessaires. La CIE a pu spécifier les caractéristiques d'observation des couleurs d'un "observateur standard" d'après les résultats d'une vingtaine d'observateurs réels. La CIE a également standardisé plusieurs sources de lumière en publiant leurs tables de distribution spectrale de puissance. Parmi celles-ci, nous citerons l'Illuminant Standard S_A, qui représente une illumination par incandescence, et l'Illuminant Standard D_{65} qui représente une phase de la lumière du jour, et dont la température de couleur corrélée est d'environ 6500 K. Si l'on intègre les données spectrales de transmittance ou de réflectance obtenues à l'aide du spectrophotomètre, à partir d'un illuminant spécifié, et en tenant compte des trois courbes de réponse spectrales de l'observateur standard, on peut alors calculer les valeurs du "rouge", du "vert" et du "bleu". Cette façon de procéder permet de mesurer ou de calculer, pour n'importe quelle couleur, une spécification unique sous la forme de trois nombres.

4

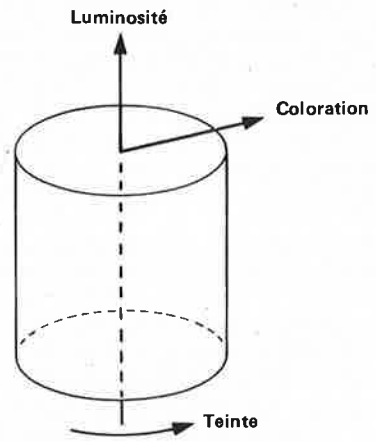


Figure 4. Evaluation d'une couleur représentée sous la forme géométrique d'un "solide de couleur" cylindrique. On mesure d'abord la teinte en évaluant quelles sont les deux couleurs primaires sur les quatre (rouge, jaune, vert et bleu) qui sont présentes; les quatre teintes correspondent à des points équidistants situés sur un cercle. Puis on estime le pourcentage de la teinte dominante (par exemple on pourra estimer un orange à 60% de jaune et à 40% de rouge). La luminosité est une mesure de l'éclat d'un objet, que l'on juge par rapport à un objet blanc situé dans le même environnement et recevant la même lumière, et que l'on pace sur une échelle dont une extrémité représente le noir, ou zéro, et l'autre extrémité le blanc, ou 100. Si l'on admet que le cercle des teintes n'est qu'une tranche du cylindre, la luminosité est la distance de cette tranche au pied du cylindre. La coloration est une mesure subjective du contenu chromatique: estimée par rapport à l'éclat d'une couleur, c'est le degré de saturation; par rapport à l'éclat moyen de l'environnement, on l'appelle "chroma perçue".

La précision varie d'un instrument à l'autre. Par exemple, si l'on veut que la précision d'un spectrophotomètre corresponde à celle de l'œil humain, il faut que les transmittances ou les réflectances spectrales soient mesurées avec une erreur aléatoire de moins de 0,4 % de la valeur correcte, et à mieux que 0,2 % pour une erreur qui varie de façon systématique avec la longueur d'onde.

L'apparence des couleurs

Les mesures de colorimétrie ne nous disent qu'approximativement à quoi ressemble la couleur dans des conditions d'observation particulières. L'apparence d'une couleur est affectée par de nombreux facteurs externes, comme l'intensité et la composition spectrale de la source de lumière utilisée pour l'observer, la luminance et la chromaticité de la zone qui entoure la couleur, l'accoutumance à l'objet et la connaissance de sa couleur particulière, et la dernière couleur que l'observateur a vue auparavant (l'œil retient une "post-image" pendant un court intervalle de temps). Nous avons mis au point dans notre laboratoire une technique qui permet d'évaluer l'apparence d'une couleur dans les conditions dans lesquelles elle est observée. Le Dr R. W. G. Hunt, qui appartient également aux Laboratoires de Recherche de Kodak, a proposé et défini un ensemble de termes à l'usage des observateurs, certains étant nouveaux dans la science des couleurs.

Les propriétés fondamentales

Les sensations liées aux couleurs possèdent trois propriétés fondamentales, à savoir la teinte, l'éclat et la coloration. On juge souvent l'éclat d'un objet par rapport à un objet blanc baigné par le même environnement et la même lumière, mesure que l'on appelle également la luminosité. La coloration est un terme nouveau, qui recouvre la mesure subjective du contenu chromatique d'une couleur. Si l'on juge sa proportion par rapport à l'éclat de la couleur, la mesure s'exprime comme le degré de saturation; si l'on juge sa proportion par rapport à l'éclat moyen de l'environnement, on emploie le terme de "chroma perçue". Si l'on observe un coussin coloré dont une partie est éclairée en éclairage direct, et l'autre partie est dans l'ombre, la coloration des deux parties est différente parce que le niveau de l'éclairage est différent,

mais la saturation est la même ainsi que la chroma perçue, car bien que le niveau de l'éclairage soit différent, l'éclat du coussin et celui de l'environnement sont plus faibles dans la partie ombrée, et l'on tient compte de ces facteurs.
Plusieurs expériences ont montré que les observateurs sont capables de classer la teinte, la coloration et la luminosité d'une couleur sur des bases purement psychologiques. On peut classer la teinte d'une couleur de test en évaluant d'abord, parmi les quatre couleurs primaires — rouge, jaune, vert et bleu — quelles sont les deux couleurs présentes. On peut imaginer que ces quatre teintes sont représentées par quatre points situés à égale distance sur un cercle des teintes; on ne peut pas rencontrer simultanément des teintes situées aux deux extrémités d'un diamètre de ce cercle, de sorte que la décision initiale fixe la teinte à l'intérieur d'un quadrant particulier du cercle. La teinte dominante est déterminée de cette façon, et son amplitude est estimée en pourcentage. On évalue ensuite la teinte secondaire: on peut chiffrer par exemple une couleur orange à 60 pour cent de jaune et à 40 pour cent de rouge. L'évaluation de l'observateur est basée sur une échelle d'intervalles, c'est-à-dire une échelle dont les deux extrémités sont des points fixes. L'expérience a montré que les observateurs semblent avoir une idée presque uniforme des couleurs primaires pures: rouge, jaune, vert et bleu. La coloration s'exprime comme un rapport. Pour un jeu donné de couleurs de test, on montre à l'observateur une couleur "neutre", puis on lui demande de donner à la première couleur de test un nombre par lequel il pense pouvoir représenter sa coloration sur une échelle rapportée au neutre. On lui demande alors de calibrer les autres couleurs à l'aide de la même échelle. Cette échelle est demi-ouverte, de sorte que la première couleur de test fournit surtout une référence quelque part sur cette échelle. Chaque observateur utilise les nombres à sa façon, mais le nombre attribué à la première couleur n'a pas d'importance réelle pourvu que toutes les couleurs observées par la suite soient placées sur la même échelle.

Termes géométriques

Les différences entre observateurs signifient que les statistiques de l'arithmétique ordinaire ne peuvent avoir aucun sens, de sorte qu'il faut avoir recours à un moyen géométrique pour trouver une moyenne. En termes géométriques nous pouvons représenter la coloration par la distance radiale de la couleur à partir du centre du cercle des teintes, le centre représentant le point neutre. La luminosité est mesurée sur une échelle d'intervalles. Une extrémité représente le noir, ou zéro, et l'autre extrémité représente le blanc, ou 100. D'un point de vue géométrique, si l'on considère que le cercle des teintes n'est qu'une tranche de cylindre, la luminosité sera la distance de cette tranche à la base du cylindre.
L'expérience montre que les observateurs acceptent facilement ces idées et qu'ils arrivent facilement à repérer les couleurs, non seulement d'une façon cohérente personnelle, mais encore avec peu de divergences l'un par rapport à l'autre. Le travail se poursuit maintenant pour tenter de lier ces évaluations subjectives à des mesures objectives, avec des marges convenables pour tenir compte des autres paramètres qui définissent une scène particulière et qui influencent l'apparence d'une couleur dans cette scène.
La science des couleurs possède de nombreuses facettes. Elle dépend d'instruments qui donnent des mesures objectives, et d'observateurs humains qui peuvent donner des mesures subjectives fiables. Mais ceux d'entre nous qui s'intéressent à la science des couleurs partageront sans doute les pensées d'Alice dans l'ouvrage de Lewis Caroll: " Tout cela est très bien, dit Alice, mais c'est assez difficile à comprendre".

Division des recherches,
Société Kodak, Harrow, Middlesex
(tiré de Spectrum N° 160)

Nouvelle tête de lecture pour magnétophone

Des éléments magnéto-résistifs peuvent acquérir par contre-réaction magnétique une telle linéarité qu'il soit en principe possible de les utiliser pour un grand nombre d'applications dans le domaine de l'enregistrement magnétique. Ce sont les résultats de travaux récents du Laboratoire de Recherche Philips à Eindhoven (Pays-Bas). Le principe de fonctionnement des éléments magnéto-résistifs repose sur la variation de la résistance électrique d'un conducteur sous l'influence d'un champ magnétique extérieur. Ces éléments ont une bonne sensibilité, qui est indépendante de la vitesse de défilement de la bande. Les technologies couches minces permettent d'en produire des versions miniaturisées et donc de fabriquer des têtes de lecture à bon rendement signal/bruit et faible diaphonie. En utilisant conjointement des matériaux nouveaux plus performants pour les bandes magnétiques, il est possible d'augmenter la densité d'enregistrement. Toutefois, l'effet de magnéto-résistance est loin d'être linéaire, inconvénient qu'il n'a été possible de compenser que partiellement jusqu'à maintenant. Néanmoins, la contre-réaction magnétique permet d'améliorer la linéarité dans une mesure telle qu'il est même possible d'envisager l'emploi d'éléments magnéto-résistifs dans les têtes de lecture des appareils électroacoustiques à haute fidélité.
Grâce à l'amélioration constante des caractéristiques des bandes magnétiques, on est capable d'enregistrer une plus grande densité d'information. Les têtes de lecture et d'enregistrement miniaturisées nécessaires sont fabriquées par des technologies couches minces. On préfère les têtes de lecture miniaturisées basées sur l'effet de magnéto-résistance d'une couche mince de matériau ferromagnétique (figure 1a) aux têtes de lecture inductives, dont la sensibilité est relativement faible en version couches minces. Toutefois, l'effet de magnéto-résistance est fortement non-linéaire, comme le montre la figure 1b, qui représente la variation de résistance ΔR d'un élément magnéto-résistif en fonction du champ extérieur H: un élément magnéto-résistif fonctionne normalement au voisinage du point A; où la non-linéarité est maximale; si l'on applique un champ magnétique constant, on déplace alors le point de fonctionnement vers B et on obtient ainsi une linéarité raisonnable.

Contre-réaction

Toutefois, les applications électro-acoustiques haute fidélité exigent une linéarité encore meilleure que l'on peut obtenir en associant le déplacement du point de fonctionnement et une contre-réaction magnétique. Pour cela, une partie du courant de sortie de l'amplificateur de lecture est ramenée sur un conducteur qui longe le ruban magnéto-résistif, et donne naissance à un champ magnétique de sens opposé au champ incident.
La figure 2 montre le résultat de cette contre-réaction. La courbe supérieure représente le spectre de fréquence du signal de sortie d'un élément magnéto-résistif sans contre-réaction, soumis à un champ magnétique alternatif à la fréquence de 1 kHz. Le très grand nombre de fortes harmoniques est dû au comportement non-linéaire de cet élément. Avec une contre-réaction magnétique on obtient la courbe inférieure, dans laquelle les harmoniques ont pratiquement disparu.
D'autre part, la comparaison des deux courbes montre qu'avec contre-réaction, il y a une réduction appréciable du bruit. Le bruit dont il s'agit ici est celui dit de Barkhausen, qui résulte du brusque déplacement des parois des

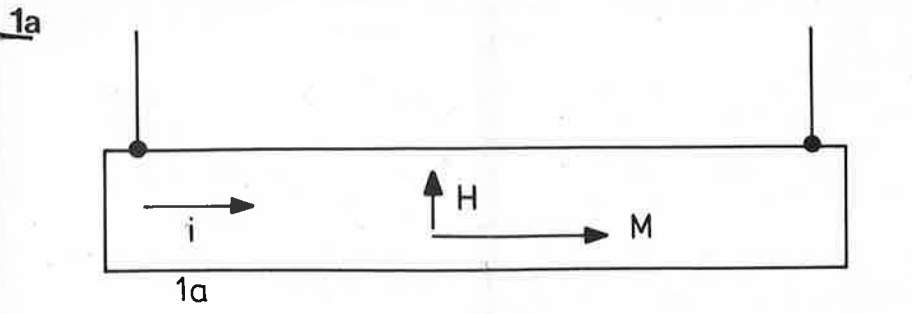


Figure 1a. Version simplifiée d'un ruban magnéto-résistif. Le courant de mesure i et l'aimantation naturelle M, qui résulte de l'anisotropie de forme, ont la même direction. H est le champ extérieur à détecter qui entraîne une rotation de l'aimantation M et, par suite, une modification de la résistance électrique.

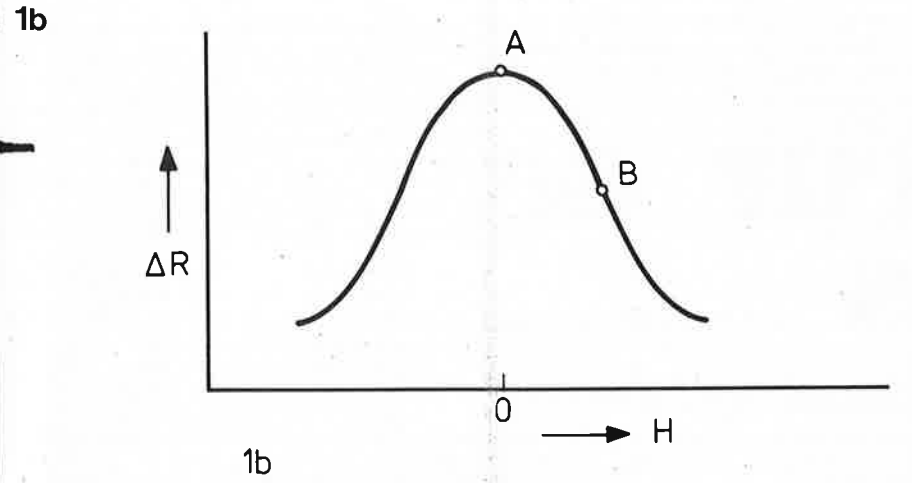


Figure 1b. Variation de résistance ΔR due à l'effet de magnéto-résistance en fonction du champ extérieur H. Normalement, le point de fonctionnement d'un ruban magnéto-résistif se situe au voisinage du point A et la non-linéarité est importante. Par application d'un champ extérieur constant, on peut déplacer le point de fonctionnement vers le point B et obtenir une assez bonne linéarité.

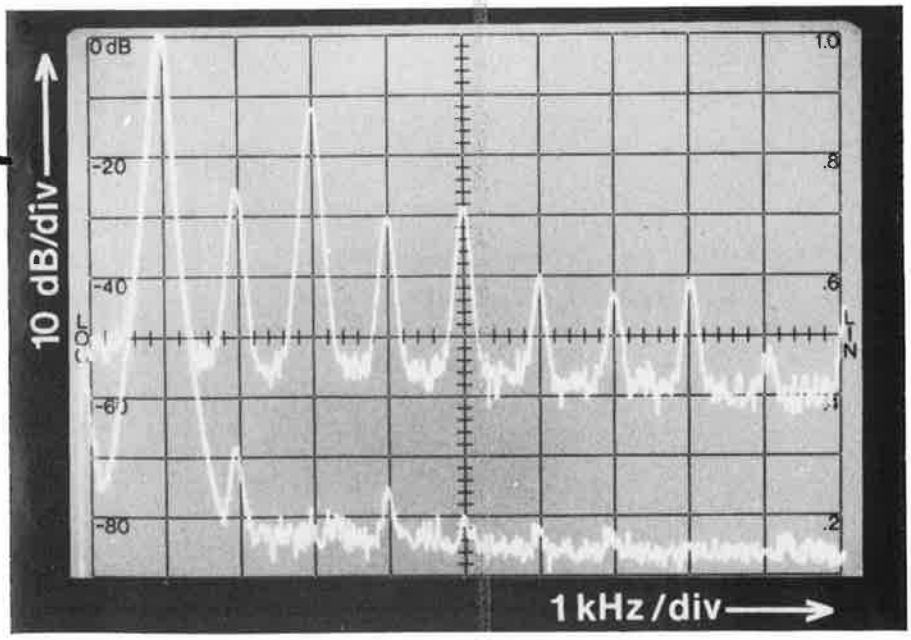


Figure 2. Courbe de réponse en fréquence sans (en haut) et avec (en bas) contre-réaction magnétique lors de l'excitation d'un élément magnéto-résistif dans un champ magnétique alternatif à la fréquence de 1 kHz. Sans contre-réaction, la distorsion donne naissance à un grand nombre d'harmoniques et on note l'existence d'un bruit de fond dit bruit de Barkhausen. Si l'on emploie la contre-réaction magnétique, il y a disparition presque totale des harmoniques et une forte réduction du bruit.

domaines magnétiques lors d'un changement de l'aimantation du ruban magnéto-résistif contenant plus d'un domaine. Ce bruit de Barkhausen est fortement réduit par la contre-réaction, parce que ce bruit, tout comme la distorsion, augmente au moins comme une fonction linéaire de l'amplitude du champ magnétique alternatif à détecter.

Le champ magnétique constant nécessaire pour déplacer le point de fonctionnement est obtenu en faisant passer un courant continu additionnel par le conducteur de contre-réaction Ce déplacement peut également être obtenu en utilisant la configuration en "enseigne de barbier" ("barber-pole") de l'élément magnéto-résistif, qui a été développée il y a un certain nombre d'années dans le laboratoire Philips.

Il est rappelé que cette communication concerne des résultats de recherche en laboratoire et ne préjuge pas d'une production industrielle ou d'une commercialisation, du moins dans l'immédiat.

Philips
Concern Press Office
P.O. Box 523
5600 AM Eindhoven
Pays Bas

(522 S)

générateur de couleurs

(W. H. M. van Dreumel)

que vos amis en voient de toutes les couleurs!

Les générateurs d'effets de lumière sont bien connus de tous, mais celui que nous vous proposons ici est différent: la quantité de lumière qu'il diffuse est quasiment constante, mais prend successivement toutes les teintes du spectre. Utilisé comme éclairage indirect, il produira un très bel effet dans vos réceptions (qu'elles se déroulent à l'intérieur ou à l'extérieur de votre maison), les vitrines des magasins, ou même comme "jeu de lumière" permanent dans votre jardin.

Le circuit est constitué de trois parties sensiblement identiques. Au cœur de chacune se trouve un circuit intégré Siemens de type S566B* qui était à l'origine destiné au gradateur sensitif (décrit par ailleurs dans ce numéro). Lorsque l'entrée de commande de ce circuit est validée de manière permanente, il délivre un signal au triac qui provoquera périodiquement l'allumage et l'extinction progressifs de la lampe. Le cycle complet dure 7 secondes.

En utilisant 3 de ces circuits, et en décalant chaque cycle de 2, 3 secondes, on obtiendra trois cycles de recouvrement, comme il est montré à la figure 1. Chaque triac commande une lampe fournissant chacune l'une des trois couleurs primaires: le rouge, le vert et le bleu. Si toutes trois sont dirigées sur le même arrière-plan blanc, la couleur qui en résultera balaiera le spectre des couleurs en 7 secondes.

Le schéma synoptique est donné à la figure 2.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 330Ω/1W
R2,R5,R10 = 1M5
R6,R7,R11 = 4M7
R3,R4,R8,R9,R12,R13 = 470k
R14,R16,R18 = 10k
R15,R17,R19 = 120Ω
R20,R21 = 100k
P1,P2 = 470k ajustable

Condensateurs:

C1 = 220n/400V
C2 = 47µ/25V
C3,C6,C9 = 470n/400V
C4,C5,C7,C8,C10,C11 = 47n
C12,C13,C14 = 150n/400V
C15,C16 = 100n

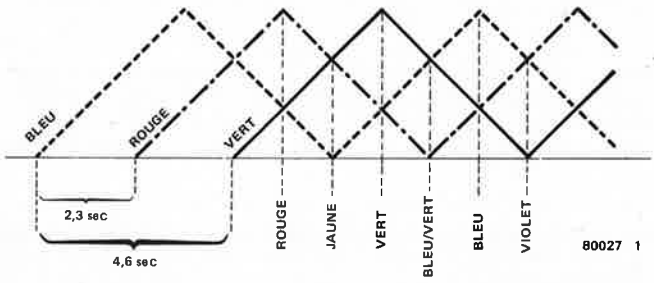
Semiconducteurs:

IC1,IC2,IC3 = S566B (Siemens) voir note
T1,T2,T3 = BC107B,BC547B ou équ.
T4,T5 = BC177B,BC557B ou équ.
Tri1,Tri2,Tri3 = Triac 2A/400V (par exemple TIC 226D, Texas Instruments)
D1 = diode Zener 15V/1W
D2 = 1N4001
D3,D4 = diode Zener 5,6V/250mW

Divers:

L1,L2,L3 = 50µH/2A (sur tore)
F1,F2,F3 = fusible 2A (pour circuit imprimé) à fusion retardée
La1 = lampe bleue, max. 400 W
La2 = lampe verte, max. 400 W
La3 = lampe rouge, max. 400 W

1



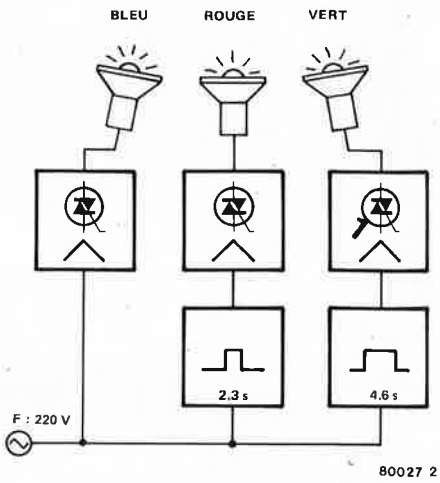
Le circuit

Le circuit complet est donné à la figure 3. La configuration du circuit est la même que pour le gradateur sensitif, dont nous avons déjà parlé plus haut. Les circuits construits autour de T4 et T5 fournissent les temps de décalage initiaux à la première mise en marche. P1 et P2 ont pour rôle de régler ces décalages à respectivement 2, 3 et 4, 6 s. Les S566B sont conçus pour, une fois validés au bon moment, assurer la permanence de ce décalage.

Comme dans le circuit original, R1 et C1 sont utilisés pour abaisser à 15V la tension du secteur. La stabilisation est réalisée au moyen de la diode Zener D1.

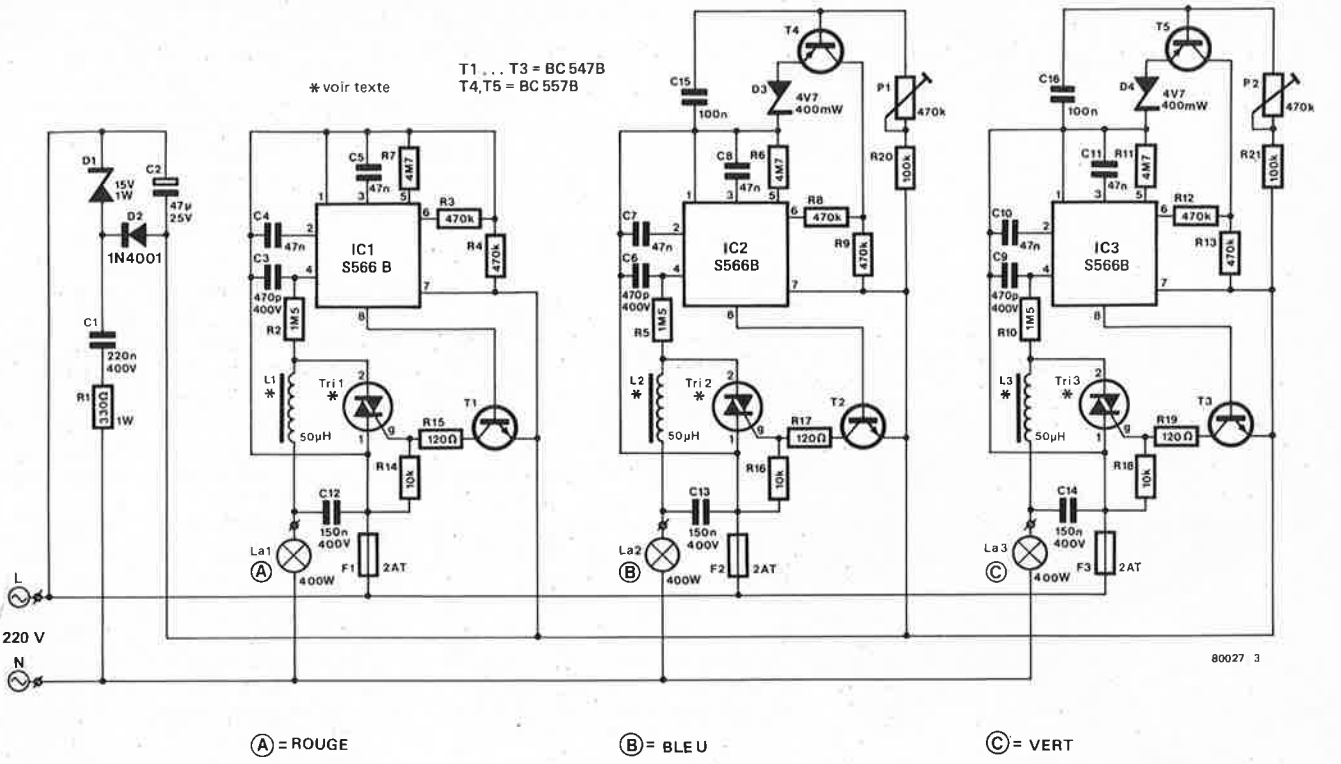
Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont respectivement donnés aux figures 4 et 5. Remarquez que le circuit est relié au secteur. C'est pourquoi il doit être protégé par un boîtier isolant. Il faut faire particulièrement attention lors du réglage des temps de décalage.

2

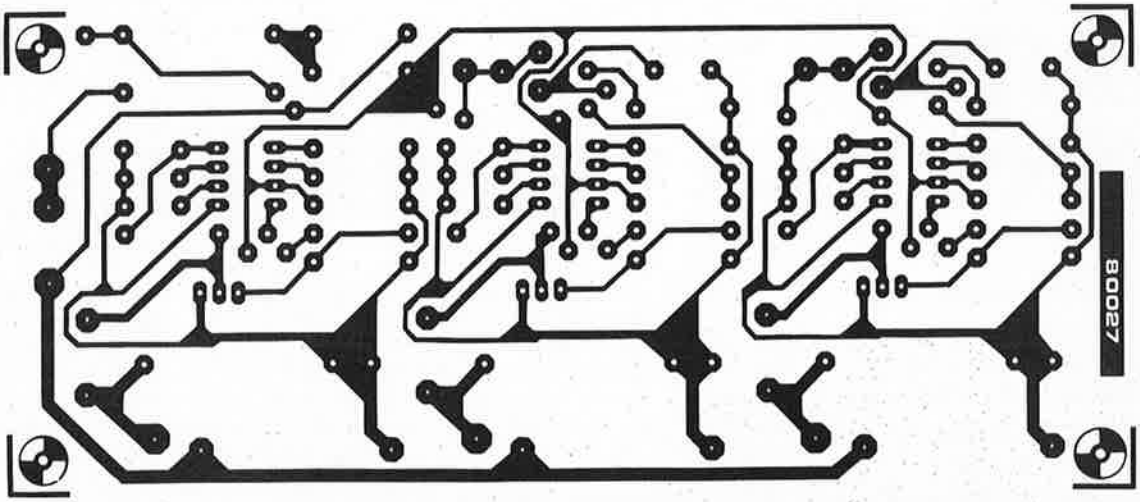


* Notez que le NE566 ne peut convenir dans ce circuit!
C'est un générateur de fonctions, il n'a rien à voir avec le S566B.

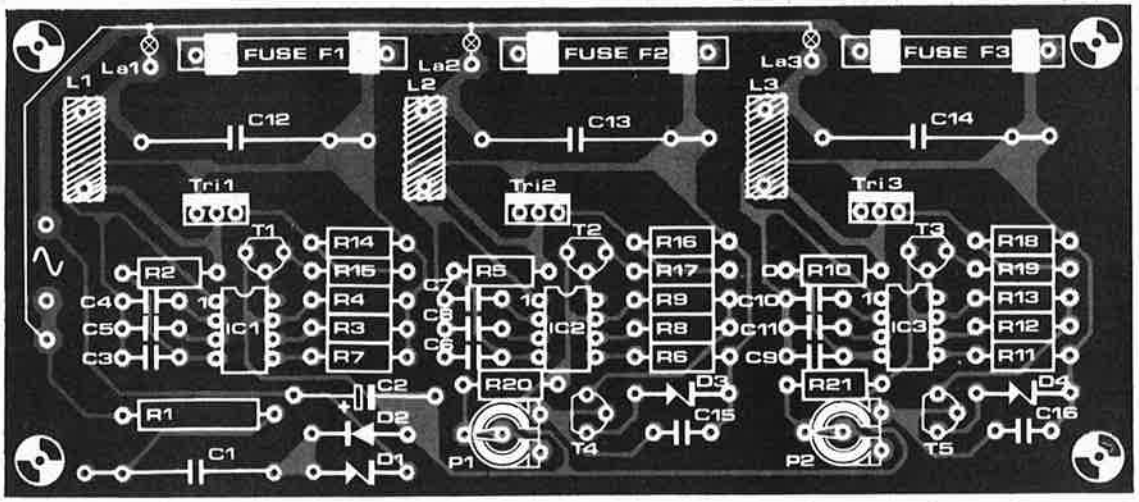
3

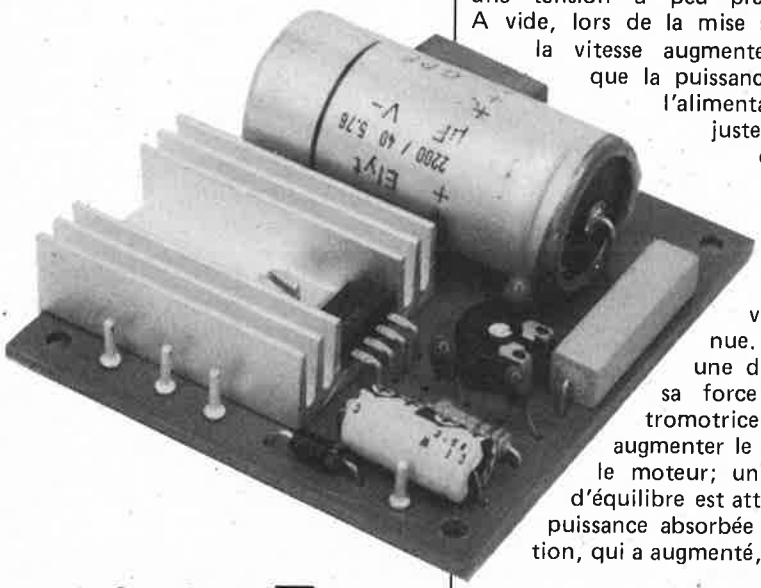

* voir texte
T1 . . . T3 = BC 547B
T4,T5 = BC 557B
D1 15V 1W
D2 1N4001
C2 47µ 25V
C1 220n 400V
R1 330Ω 1W
IC1 S566 B
IC2 S566B
IC3 S566B
C3 470p 400V
C4 47n
C5 47n
R2 1M5
R3 470k
R4 470k
R5 1M5
R6 4M7
R7 4M7
R8 470k
R9 470k
R10 1M5
R11 4M7
R12 470k
R13 470k
L1 *
L2 *
L3 *
Tri1 *
Tri2 *
Tri3 *
50µH
R14 10k
R15 120Ω
R16 10k
R17 120Ω
R18 10k
R19 120Ω
T1
T2
T3
C12 150n 400V
C13 150n 400V
C14 150n 400V
La1 400W
La2 400W
La3 400W
F1 2AT
F2 2AT
F3 2AT
C15 100n
C16 100n
D3 4V7 400mW
D4 4V7 400mW
P1 470k
P2 470k
R20 100k
R21 100k
T4
T5
L
220 V
N
80027 3
Ⓐ = ROUGE
Ⓑ = BLEU
Ⓒ = VERT

4


80027

5


FUSE F1
FUSE F2
FUSE F3
La1
La2
La3
L1
L2
L3
C12
C13
C14
Tri1
Tri2
Tri3
T1
T2
T3
R14
R15
R4
R3
R7
R16
R17
R9
R8
R6
R18
R19
R13
R12
R11
R2
R5
R10
C4
C5
C3
C7
C8
C6
C10
C11
C9
IC1
IC2
IC3
C2
R1
C1
D2
D1
R20
R21
D3
D4
C15
C16
P1
P2
T4
T5



régulateur de vitesse pour perceuse miniature

On trouve depuis quelque temps dans le commerce des perceuses électriques miniatures. La plupart d'entre elles sont alimentées par des piles. Pour les travaux de précision, il est utile de faire varier la vitesse; et si on peut maintenir cette vitesse indépendante de la charge, ce n'en est que mieux. On réalise ces deux objectifs à la fois, d'une manière simple, en utilisant un régulateur de tension intégré.

Avant de regarder le circuit du régulateur de vitesse, il serait bon de jeter un coup d'œil au fonctionnement de ces petits moteurs. Et de se demander pourquoi la vitesse chute quand on les charge.

Normalement, on applique au moteur une tension à peu près constante. A vide, lors de la mise sous tension, la vitesse augmente jusqu'à ce que la puissance absorbée à l'alimentation couvre juste les pertes électriques et mécaniques dans le moteur. Quand on charge le moteur, sa vitesse diminue. Il s'ensuit une diminution de sa force contre-électromotrice, ce qui fait augmenter le courant dans le moteur; un nouvel état d'équilibre est atteint quand la puissance absorbée à l'alimentation, qui a augmenté, est égale à la somme des pertes électriques et mécaniques, qui ont diminué, et de la puissance cédée à la charge. En d'autres termes, le moteur donne la puissance voulue à la charge, mais avec une vitesse plus faible. Mais il faut aussi tenir compte du fait que l'alimentation a une résistance interne, et que l'augmentation du courant débité entraîne une diminution de la tension fournie, surtout s'il s'agit d'une pile. Le cumul de ces deux causes, l'augmentation de la charge et la diminution de la tension d'alimentation, provoque immanquablement l'arrêt du moteur.

Si on doit maintenir la vitesse constante, il faudra augmenter la tension aux bornes du moteur quand sa charge augmentera. De cette façon, le courant (et la puissance sur l'arbre) pourra augmenter et la vitesse ne sera pas affectée.

Dans le circuit décrit ici, le composant actif principal est un circuit intégré régulateur de tension du type 79 G. C'est un régulateur de tension négative; il a été choisi parce qu'on peut faire descendre sa tension de sortie à – 2,23 V. La tension minimale de son équivalent positif, le 78 G, est d'environ 5 V. L'extension de la plage de commande vers les basses tensions est importante car les moteurs utilisés dans les perceuses miniature sont plutôt du type basse tension (elles sont conçues pour être alimentées par pile). Le circuit proposé peut être utilisé pour alimenter des moteurs dans la gamme de 2,5 à 12 V, avec un courant pouvant aller jusqu'à 1 A.

Comme le montre la figure 1, le circuit de base du régulateur de vitesse utilisant ce circuit intégré est très simple. La la vitesse augmente jusqu'à ce que la puissance absorbée à l'alimentation couvre juste les pertes électriques et mécaniques dans le moteur. Quand on charge le moteur, sa vitesse diminue. Il s'ensuit une diminution de sa force contre-électromotrice, ce qui fait augmenter le courant dans le moteur; un nouvel état d'équilibre est atteint quand la puissance absorbée à l'alimentation, qui a augmenté, est égale à la somme des pertes électriques et mécaniques, qui ont diminué, et de la puissance cédée à la charge. En d'autres termes, le moteur donne la puissance voulue à la charge, mais avec une vitesse plus faible. Mais il faut aussi tenir compte du fait que l'alimentation a une résistance interne, et que l'augmentation du courant débité entraîne une diminution de la tension fournie, surtout s'il s'agit d'une pile. Le cumul de ces deux causes, l'augmentation de la charge et la diminution de la tension d'alimentation tension de sortie est déterminée par le rapport entre les deux résistances:

$$U_s = \frac{R1 + R2}{R2} \times U_c$$

Pour le 79 G, U_c = – 2,23 V.

Comme on peut le constater, la tension de sortie de ce régulateur est déterminée par la tension appliquée à l'entrée de commande — c'est-à-dire celle qui existe au point de jonction de R1 et R2. Pour être plus précis, c'est la tension entre l'entrée de commande et la borne "commun" qui détermine la tension de sortie. Sachant cela, le circuit réel (figure 2) n'est pas si compliqué à comprendre.

Quand le moteur est chargé, sa vitesse a tendance à chuter. Le courant qui passe dans le moteur augmente, ce qui augmente la chute de tension aux bornes de R2. Le circuit intégré va alors s'efforcer de rétablir la différence de potentiel initiale entre les entrées "commande" et "commun", en augmentant sa tension de sortie. Ceci

1

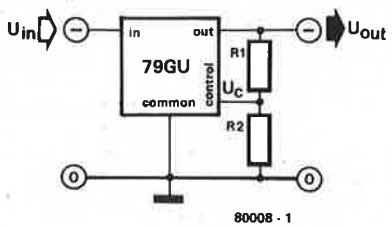


Figure 1. Quand le régulateur de tension est monté de façon classique, le circuit intégré adapte sa tension de sortie de façon à maintenir constamment égale à 2,23 V la différence de potentiel entre son entrée de commande et la borne commune. Ceci signifie que la tension de sortie est déterminée par R1 et R2.

Liste des composants

Résistances:
R1* = 2k2
R2* = 4,7 Ω/5W
P1 = 10 k lin.
P2 = 100 Ω ajustable

Condensateurs:
C1 = 2 200 µ/35 V
C2 = 2µ2/35 V tantale
C3 = 100 µ/16 V
C4,C5 = 1µ/25 V tantale

Semiconducteurs:
IC1 = 79 G
D1 = 1 N 4001
B1 = B 40 C 1500

Divers:
Tr = transformateur 18 V/1A
F = fusible 100 mA retardé
radiateur pour IC1

* voir texte

signifie que le moteur reçoit plus de puissance — ce qui tend à empêcher la chute de sa vitesse.
Si on considère la puissance délivrée par le moteur à la broche de la perceuse, plus il en débite, plus on lui en donne. Ceci correspond à la définition de la réaction — et plus précisément de la réaction positive. Pour avoir un fonctionnement correct, il faut évidemment fixer correctement le taux de réaction. La solution simpliste serait de prendre pour R2 un potentiomètre ajustable. Mais ceci ne serait pas réaliste; avez-vous déjà vu un potentiomètre de 4,7Ω qui tolérerait sans broncher un courant pouvant monter jusqu'à 1A? La solution de la résistance de puissance R2 branchée en parallèle sur le potentiomètre est bien meilleure. Quand le curseur du potentiomètre est en butée vers le haut, cette portion de circuit est identique au schéma de la figure 1, tant qu'on ne considère que le régulateur intégré; la tension aux bornes du moteur est ainsi maintenue constante. Plus on déplace le curseur de P2 vers le bas, plus on augmente le taux de réaction. Quand

2

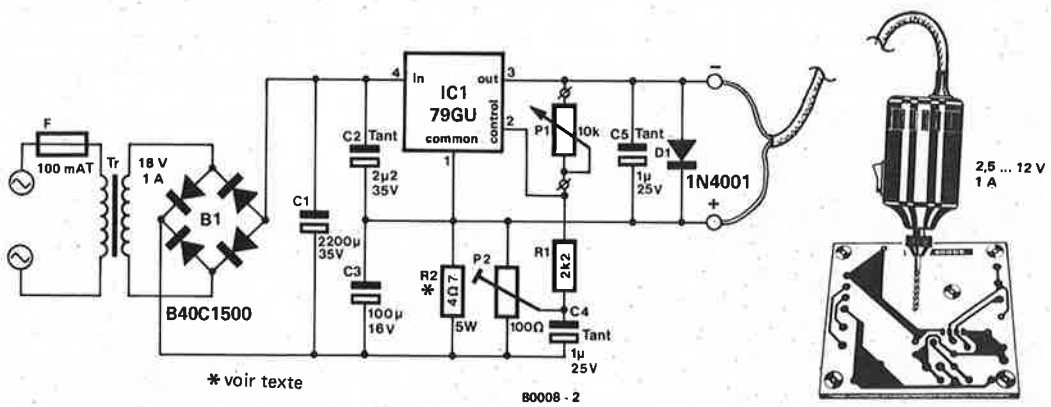


Figure 2. Schéma de principe. La position de P1 détermine la vitesse du moteur; l'ajustable P2 est réglé de façon à ce que la vitesse reste constante quand on charge le moteur.

3

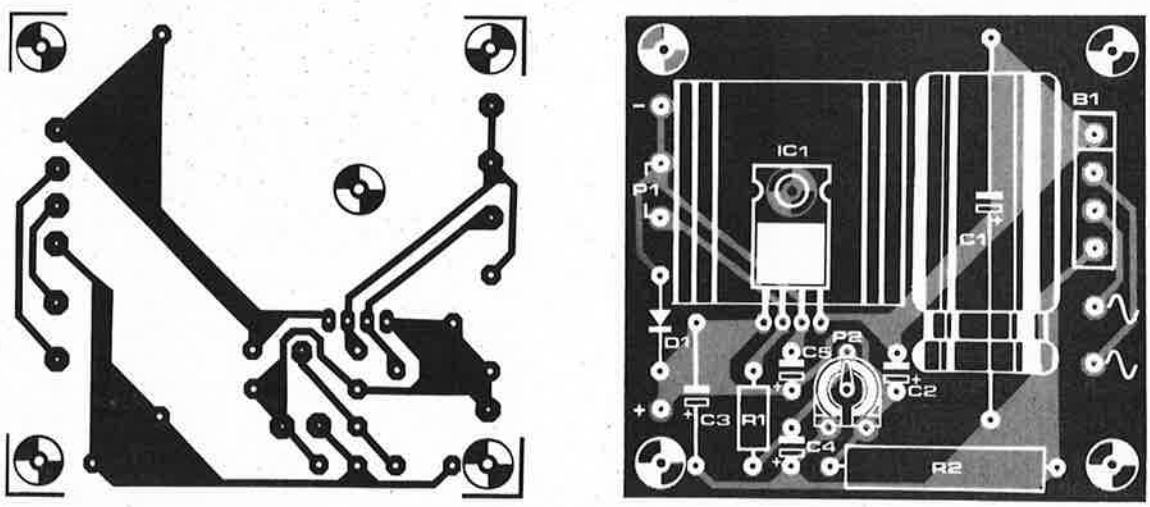


Figure 3. Dessin du circuit imprimé et implantation des composants. Noter qu'il ne part que deux fils vers P1: la liaison entre le curseur et une des extrémités de la piste est faite sur le potentiomètre.

P2 est correctement réglé, la vitesse du moteur doit être pratiquement constante quelle que soit la charge.

Réalisation et préréglage

La figure 3 donne le plan d'un circuit imprimé convenant à notre projet. Les seuls composants qui ne soient pas montés sur la plaquette sont le transformateur, le fusible, et le potentiomètre P1.
Le câblage étant terminé, il convient, avant de brancher le moteur, de procéder à un test préalable. Le curseur de P2 est tourné à fond dans le sens des aiguilles d'une montre; on applique alors la tension de sortie. Mesurer cette tension (entre les bornes de sortie + et –). Elle doit être suffisamment en dessous de la tension maximale admissible pour le moteur — disons qu'elle doit lui être inférieure d'environ 20%. Si on est trop loin de cette valeur, il faut modifier R1: en augmentant R1, on diminue la tension de sortie, et vice versa.
On place alors P1 environ à mi-course, et on branche la perceuse. On règle soigneusement l'ajustable P2 pour que la vitesse du moteur soit juste sur le point d'augmenter. Si on donne un taux de réaction trop grand, on va faire s'emballer le moteur; trop peu de réaction, par contre, rend le circuit moins efficace. Il est possible, pour certains moteurs, que même la position la plus basse de P2 ne soit pas assez basse, et que la vitesse chute en charge. Il faut dans ce cas augmenter la valeur de R2 et reprendre la procédure de tarage.
Ce circuit ne fait évidemment pas de miracles. Si on augmente la charge du moteur alors que le circuit est à la limite de ses possibilités, avec la tension de sortie maximale, la vitesse chutera forcément. C'est aussi bien ainsi, car si le régulateur continuait à augmenter sa tension de sortie, on dépasserait la tension maximale que peut supporter le moteur, et il grillerait. On comprend ainsi pourquoi il est si important de donner à R1 la valeur correcte, car cette résistance détermine la valeur maximale de la tension appliquée au moteur. Et ce n'est pas une précaution superflue que de mesurer à nouveau la tension maximale délivrée par le régulateur une fois P2 réglé: placer P1 au maximum et augmenter la charge du moteur. La tension à ses bornes ne doit en aucun cas dépasser de plus de 20% la tension nominale; s'il y a encore dépassement, il faut augmenter encore plus R1. On peut aussi brancher une résistance en parallèle sur P1, réduisant la résistance maximale que peut présenter ce potentiomètre.
Il n'y a pas à s'en faire quant à un éventuel dommage causé au circuit intégré — il comporte une protection interne contre les court-circuits et les surcharges thermiques.

la peste électronique

... ou un petit circuit exaspérant

Ne vous est-il jamais arrivé de ne pas pouvoir dormir à cause d'un grillon? Souvenez-vous: vous éteignez la lumière, vous vous installez bien confortablement, et au moment même où vous vous laissez aller dans les bras de Morphée, l'insecte commence à faire un bruit irritant. Mais dès que vous allumez la lumière pour partir à la recherche de l'intrus, celui-ci s'arrête. Traquer et capturer ce type d'animal bruyant et nocturne risque de prendre du temps et de plus ce n'est pas bon pour les nerfs.
On peut, bien sûr, obtenir une telle bestiole de façon électronique. Pour quoi faire? juste pour s'amuser.

Les farceurs voudront dissimuler le montage de telle sorte qu'il faudra quelques temps à leur victime pour le découvrir. Pour cela, il faut qu'il soit petit; de plus, il doit être alimenté par pile — s'il avait un fil secteur à la patte, ce serait vraiment trop facile. Le montage décrit ici satisfait à ces deux impératifs: il tient sur un petit circuit imprimé et fonctionne à partir d'une petite pile de 9V.

Ici, le détecteur de lumière est une LDR (Light Dependant Resistor c'est-à-dire une photorésistance). Dans l'obscurité sa résistance est relativement élevée. On règle le potentiomètre P1, monté en résistance variable, de telle sorte que les entrées de la porte CMOS N1 soient, dans ces conditions, au niveau logique zéro. Nous verrons ultérieurement comment effectuer le réglage de ce potentiomètre.
Les deux portes CMOS, N1 et N2, telles qu'elles sont connectées constituent un "trigger". Lorsque la tension présente sur les entrées de la porte N1 tombe en dessous du seuil de déclenchement, la sortie de la porte N2 passe au niveau logique zéro. Le transistor T1 est alors bloqué et le condensateur C1 peut se charger à travers la résistance R5.
La tension présente aux bornes du condensateur C1 croît tellement lentement que cela peut prendre quelques minutes avant qu'elle atteigne le seuil de déclenchement supérieur du deuxième "trigger" constitué des portes N3 et N4. A cet instant précis, la sortie de la porte N4 passe au niveau logique un, ce qui correspond pratiquement à la pleine tension d'alimentation. Ceci maintient l'entrée de remise à zéro du timer 555 (le circuit intégré IC2) à l'état haut, ce qui valide ce circuit intégré. Le 555 est ici employé comme oscillateur. Il attaque un haut-parleur et c'est comme cela qu'est généré le son irritant que l'on peut entendre.
Lorsque votre victime allume la lumière pour essayer de découvrir l'origine du bruit, la valeur de la résistance de la LDR décroît brusquement. Le premier circuit "trigger" (constitué des portes N1 et N2) change d'état, ce qui entraîne la saturation du transistor T1. Le condensateur C1 se décharge rapidement à travers la résistance R4, la sortie du second circuit "trigger" passe à l'état "bas" et l'oscillateur est bloqué.

W. Verbiest

1

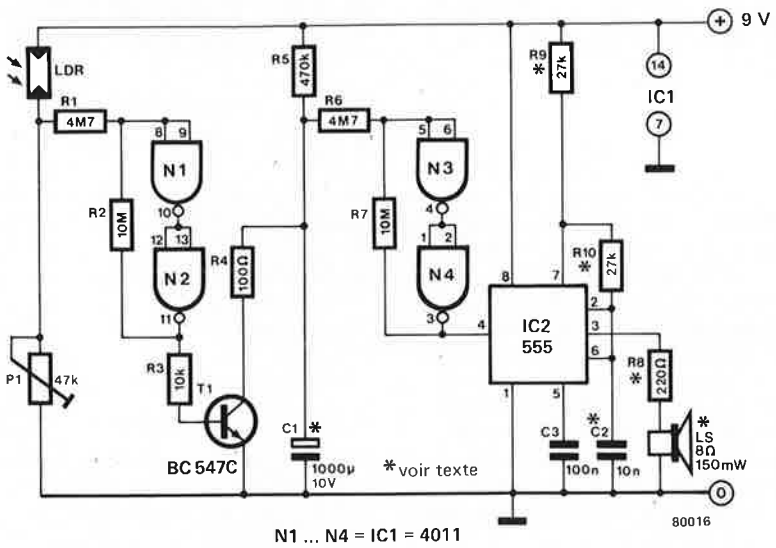


Figure 1. Cela suffit pour réaliser cette peste électronique. Le fonctionnement du montage est commandé par la LDR.

Liste des composants

Résistances:
R1,R6 = 4M7
R2,R7 = 10M
R3 = 10k
R4 = 100Ω
R5 = 470k
R8* = 220Ω
R9*,R10* = 27k
P1 = 47k résistance variable
LDR

Condensateurs:
C1* = 1000µ /10V
C2* = 10n
C3 = 100n

Semiconducteurs:
T1 = BC107B,BC547C ou équ.
IC1 = 4011
IC2 = 555

* voir texte

2

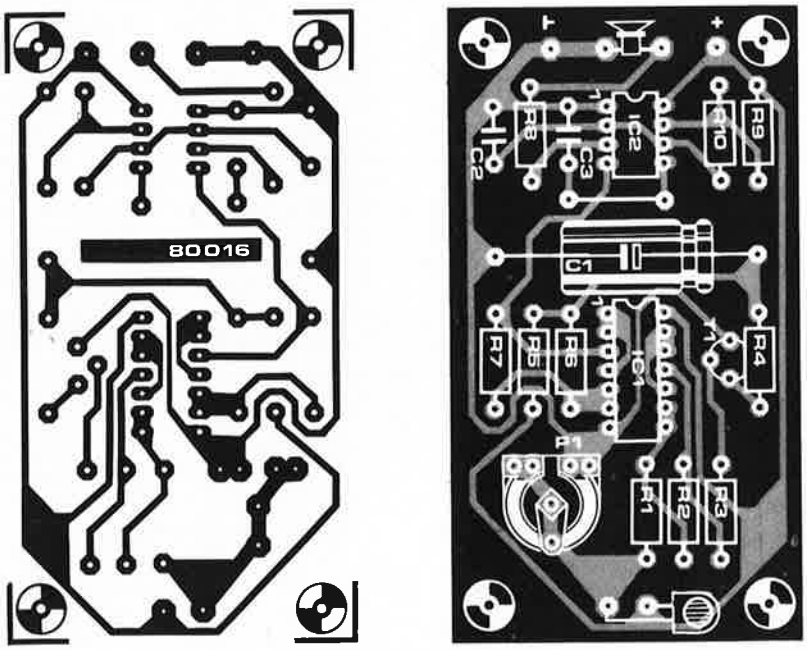


Figure 2. Tous les composants de la peste électronique nocturne tiennent sur ce circuit imprimé.

Lorsque la lumière est à nouveau éteinte, il attend quelques minutes avant de recommencer. C'est vraiment exaspérant...

Le réglage

Il faut régler la résistance ajustable P1 pour que les entrées de la porte N1 soient au niveau logique zéro lorsque le montage est plongé dans l'obscurité. La méthode la plus facile consiste à brancher un voltmètre à la sortie de la porte N2. On commence par régler la résistance ajustable P1 de façon à ce que cette sortie bascule jusqu'à environ la pleine tension d'alimentation; ensuite on revient dans l'autre sens jusqu'à ce que la sortie passe au niveau logique "bas" (pratiquement 0V) – la LDR étant évidemment dans l'obscurité. Voici achevé le réglage du montage.

Il est possible, cela dépend du goût de chacun, de modifier la durée qui s'écoule entre le moment où l'on éteint la lumière et le moment où l'on entend le premier couinement provenant de l'oscillateur. Il suffit pour cela de changer la valeur du condensateur C1. De même, on peut obtenir une fréquence différente en modifiant la valeur du condensateur C2. Le rapport des résistances R9 et R10 détermine le type de son obtenu.

Enfin, le niveau sonore dépend de la valeur de la résistance R8. Notez cependant que cette valeur ne doit pas être inférieure à 100 Ω. Il est possible d'utiliser n'importe quel haut-parleur d'impédance supérieure ou égale à 4 Ω. Plus l'impédance est élevée, plus le son sera bruyant.

les méthodes modernes de régulation de tension

comment se servir des régulateurs de tension à découpage

Pour obtenir les meilleures performances des systèmes électroniques modernes, il est souhaitable de se servir de bons régulateurs de tension. Ces régulateurs sont en général de type classique, basé sur le transistor ballast série. Leur conception et leur réalisation ne posent que peu de problèmes; mais ils ne se font pas remarquer par leur rendement. C'est pourquoi l'on tend de plus en plus à employer des alimentations à découpage dont le rendement est bien meilleur. Dans cet article, nous étudions les avantages et les inconvénients des régulateurs à découpage, d'un point de vue pratique.

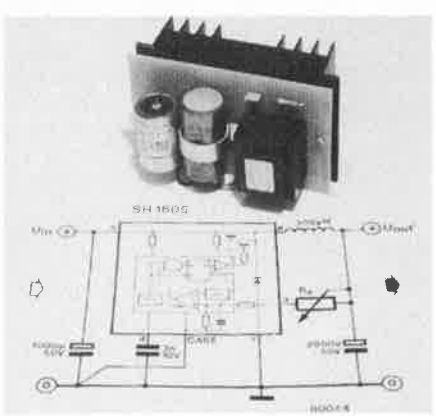
Dans un circuit d'alimentation classique, le transistor ballast série fonctionne en mode linéaire, en un point intermédiaire entre deux extrêmes, le blocage et la saturation. Ce transistor agit comme une résistance variable et il va dissiper une puissance relativement importante à cause de la chute de tension à ses bornes. La puissance dissipée augmente proportionnellement à l'augmentation du courant de charge ou à celle de la tension différentielle entrée/sortie. C'est le principal inconvénient des régulateurs de tension classiques.

Au contraire, le transistor d'un circuit d'alimentation à découpage ne travaille qu'au blocage ou à la saturation; il est soit complètement passant, soit complètement coupé. Ce sont là les meilleures conditions de travail pour un transistor. Comme nous le savons tous, le rendement est le rapport de la puissance de sortie divisée par la puissance d'entrée. En général, un régulateur de tension à transistor ballast série atteindra rarement un rendement de 50%, tandis que celui des régulateurs à découpage peut atteindre une valeur de 75% (et parfois même une valeur supérieure). Cela peut ne pas nous apparaître comme révolutionnaire, mais un examen plus détaillé va nous en révéler le véritable gain.

Prenons une alimentation conçue pour une puissance de sortie de 10 Watts (5V, 2A). Avec un rendement de 50%, la puissance consommée à l'entrée est de 20 Watts, le double de la puissance de sortie. La différence entre les deux, 10 W, est dissipée par le circuit. Si l'on utilise pour la même alimentation un régulateur à découpage dont le rendement est de 75%, la puissance dissipée n'est plus que de 3,3 W, soit une amélioration de 300%! Cela autorise un radiateur beaucoup plus petit, et un transformateur dont la taille n'est que les deux tiers environ de celle d'un système conventionnel.

L'envers de la médaille

Si on les compare aux régulateurs conventionnels, il faut bien admettre que les beautés des systèmes à découpage sont ternies par quelques défauts. L'ondulation en sortie est considérablement plus élevée (parfois plusieurs dizaines de millivolts) et la réponse aux variations brutales de charge est plus paresseuse. La circuiterie peut engendrer des sifflements ou des chuintements; de plus, elle est sensible aux interférences par rayonnement HF, à cause du procédé de commutation rapide. Cela peut naturellement avoir des effets nuisibles sur d'autres parties du système. Le rendement des alimentations à découpage dépend dans une large mesure de la vitesse de commutation, et il faut donc absolument utiliser des transistors (et des diodes) "rapides". Ces organes doivent être sélectionnés très soigneusement, en tenant compte des paramètres. Les constructeurs proposent des types spécifiquement adaptés à cet emploi, mais ils coûtent cher. Une autre source d'ennuis, en particulier pour des amateurs, est l'obligation de disposer d'une inductance, et d'une inductance spéciale pour cet usage. Nous donnons ci-dessous quelques détails à ce sujet.



Photographie 1. Une présentation peu orthodoxe d'un circuit! Elle est suffisamment claire. Ce circuit fournira 5 A sous 5 V.

1

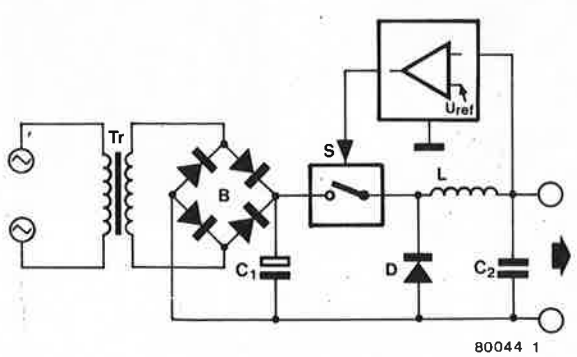


Figure 1. Synoptique d'un régulateur à découpage. S représente un interrupteur électronique, tel qu'un transistor de commutation rapide. L'inductance L emmagasine de l'énergie tant que S est fermé, puis la restitue lorsque S est ouvert.

Comment fonctionnent les régulateurs à découpage?

Il existe deux types principaux d'alimentation à découpage couramment utilisés, la figure 1 donne le synoptique de la version la plus simple. Le circuit de commande du régulateur diffère d'un circuit normal parce que le commutateur statique S commute la puissance de sortie sans consommer d'énergie. Le circuit contient également une inductance de "lissage" et une diode dont les fonctions deviendront plus claires par la suite.

Le principe illustré par la figure 2 s'approcherait de l'idéal. La tension du secteur est directement redressée puis appliquée à un circuit de commutation muni d'un système de régulation, de façon à produire un courant alternatif dont la tension soit régulée, et dont la fréquence soit bien plus élevée que celle du secteur. Cette tension régulée est ramenée au niveau de sortie désiré, puis elle est redressée et filtrée. Le transformateur est dans ce cas un transformateur d'alimentation ferroxcube, conçu pour fonctionner à des fréquences de découpage élevées, par exemple autour de 25 kHz, et il est bien plus petit qu'un transformateur secteur conventionnel de puissance semblable.

Il faut remarquer dès maintenant qu'en pratique les régulateurs à découpage n'utilisent pas une onde carrée symétrique, mais plutôt une onde commandée, réglée normalement pour un facteur de forme de 6:1, cela conduisant au meilleur rendement.

Des possibilités supplémentaires

Les systèmes à découpage sont capables de faire un peu plus que d'abaisser simplement des tensions positives. Ils peuvent également engendrer des tensions négatives, mais leur véritable avantage par rapport aux systèmes conventionnels réside dans leur capacité à produire des tensions de sortie supérieures à la tension d'entrée. Cela permet d'obtenir de nombreuses tensions positives et négatives, à partir d'une seule source, à l'aide de plusieurs circuits régulateurs. Les figures 3, 4 et 5 illustrent ce principe et montrent que les composants utilisés sont les mêmes, et que seule change la configuration.

Description du circuit

Les figures 3a et 3b décrivent le fonctionnement d'un régulateur abaisseur de tension. La tension non régulée est appliquée aux bornes d'entrée U_{in} et la sortie stabilisée est appliquée aux bornes de la charge R_L. Lorsque l'interrupteur S est ouvert, aucun courant d'entrée ne peut circuler, et toute la tension d'entrée apparaît entre les contacts de l'interrupteur. Lorsque S est fermé (figure 3a), toute la tension d'entrée est appliquée aux bornes de

2

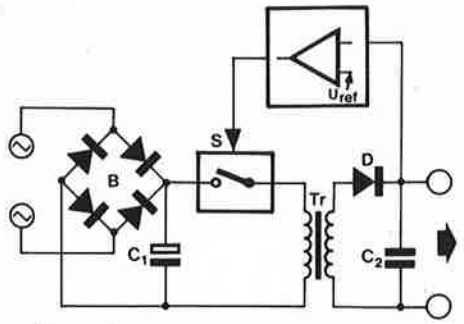
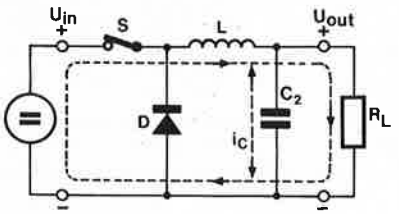
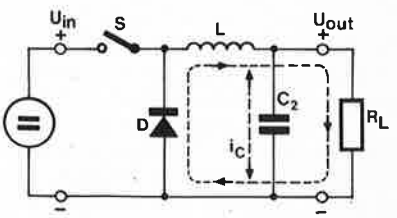


Figure 2. Une configuration élégante qui supprime un gros transformateur secteur en lui substituant un modèle plus petit, avec un noyau spécial, travaillant à une fréquence beaucoup plus élevée. Pour des raisons de sécurité, cette conception n'est pas recommandée pour les amateurs.

3a



b



c

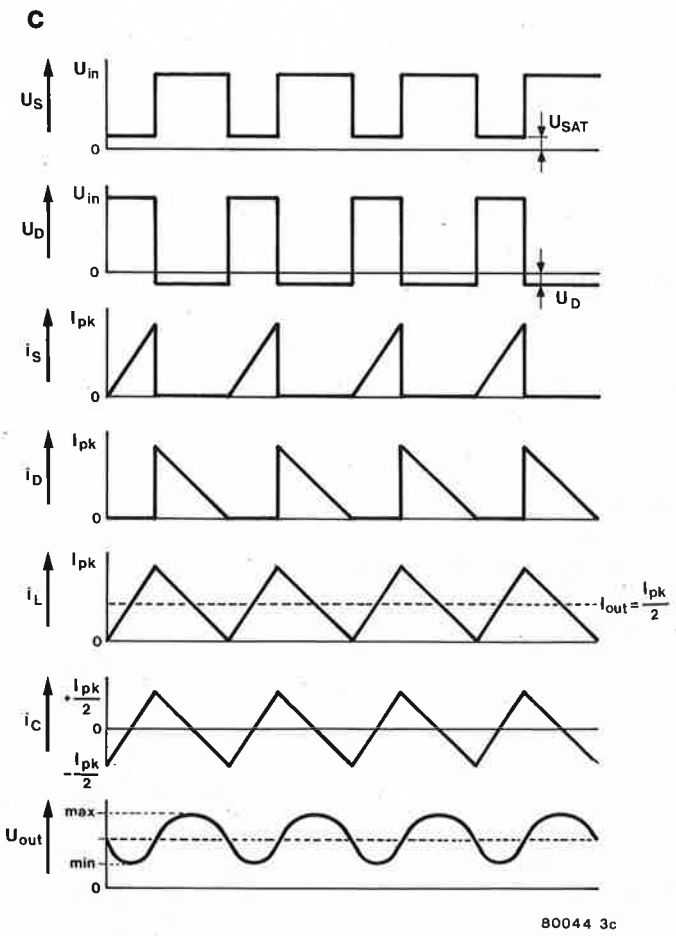


Figure 3. Les performances d'un régulateur à découpage sont déterminées par les propriétés de l'inductance L. Les courants qui traversent les inductances sont stationnaires, comme les tensions aux bornes des condensateurs.

la diode D (non passante), ainsi qu'à l'extrémité "haute" de l'inductance L. Bien qu'à l'instant initial toute la tension apparaisse aux bornes de l'inductance, le courant qui la traverse ne va augmenter que de façon exponentielle pour changer le condensateur C2 et faire monter la tension de sortie. Dès que la tension de sortie aux bornes de R_L et de C2 monte jusqu'à un niveau fixé à l'avance, on ouvre de nouveau S et le courant d'entrée est coupé (figure 3b). Le courant qui traverse L ne peut pas tomber instantanément à zéro, car l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance ne saurait y rester; comme le montrent les flèches sur la figure 3b, le courant circule maintenant à travers D (qui est passante dans cette direction), continuant à charger C2 et à alimenter R_L.

Lorsque le courant fourni par L tombe en dessous du courant consommé par la charge, C2 complète la différence et en se déchargeant il fait diminuer la tension de sortie. Dès que cette tension de sortie tombe en dessous du seuil prédéterminé, l'interrupteur se ferme et le premier cycle se reproduit. Pour aider ceux de nos lecteurs qui désirent des informations plus précises, les graphiques de la figure 3c décrivent les formes des divers courants et tensions du circuit.

De nombreux constructeurs produisent maintenant des circuits intégrés conçus spécialement pour les alimentations à découpage.

La photo 1 en représente un exemple typique. Ce régulateur 5 volts, 5 ampères se compose d'un circuit intégré Fairchild SH 1605 et de cinq autres composants seulement. Notons quelques unes de ses performances:

- Tension d'entrée comprise entre 12 et 18 V;
- Caractéristiques de sortie maximum: 5 V, 5 A;
- Courant de sortie minimum: 1 A;
- Ondulation: 100 mV;
- Rendement: 70 %.

Inversion de polarité

Au prix d'une légère modification de la configuration (comprenant l'inversion de la diode), le circuit régulateur peut inverser la polarité de la tension d'entrée. La figure 4 montre comment réaliser cette opération à l'aide d'un IC Texas TL 497.

Le principe de fonctionnement doit maintenant nous être familier: l'énergie magnétique est emmagasinée dans l'inductance L pendant les périodes où S est fermé. Lorsque S s'ouvre, L engendre un courant qui charge C2 sous une tension négative à travers la diode D. Lorsque C2 est chargé à la tension désirée, S se ferme à nouveau et le cycle recommence.

L'élévation de la tension

Les circuits décrits jusqu'ici abaissent

4

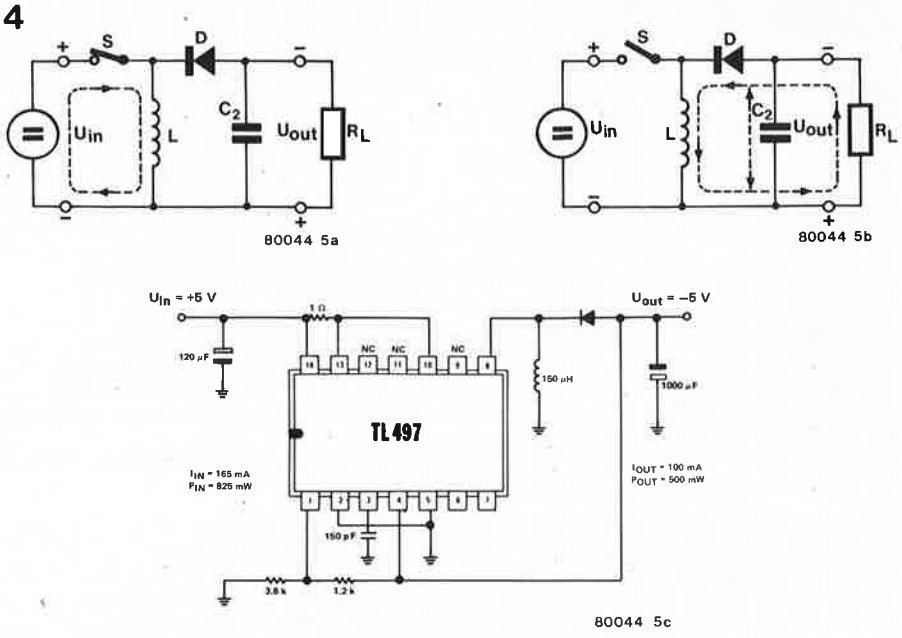
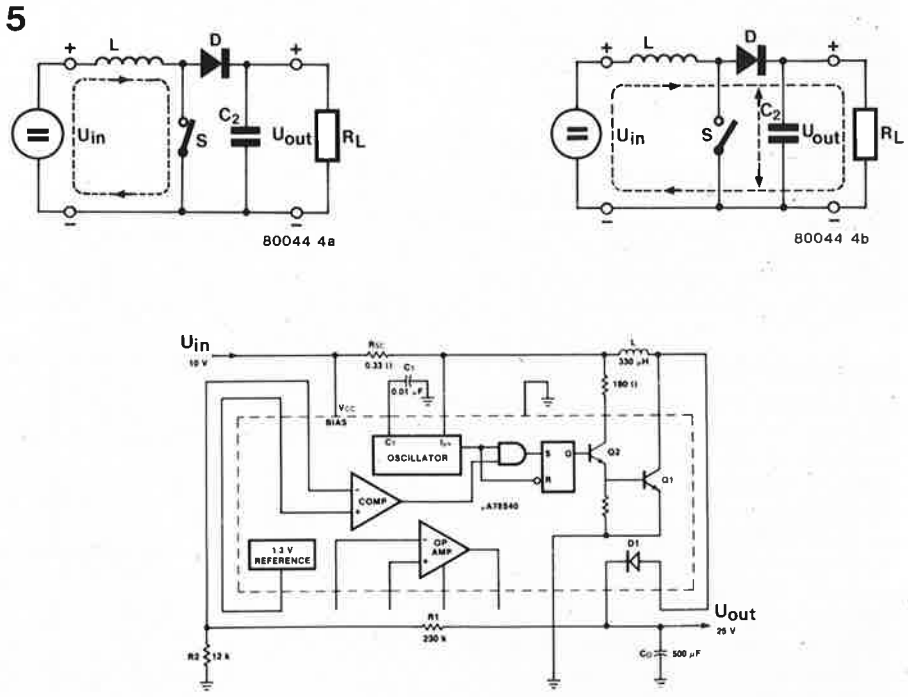


Figure 4. Cette configuration permet d'obtenir des sorties à polarité inversée, de tension supérieure ou inférieure à la tension d'entrée.

5



Performances opérationnelles typiques du circuit élévateur.
$T_A = 25°C$

Caractéristique	Condition	Valeur typique
Tension de sortie	$I_{OUT} = 50$ mA	25 V
Régulation amont	$5V < V_{IN} < 15$ V	4,0 mV
Régulation aval	$5mA < I_{OUT} < 100mA$	2,0 mV
Courant max. de sortie	$V_{OUT} = 23,75$ V	150 mA
Ondulation de sortie	$I_{OUT} = 50$ mA	30 mV
Rendement	$I_{OUT} = 50$ mA	79 %
Courant de repos	$I_{OUT} = 50$ mA	2,6 mA

Figure 5. La tension de sortie de ce régulateur est supérieure à celle du transformateur après redressement.

la tension d'entrée ou en inversent la polarité. Cependant, comme nous l'avons déjà signalé, les régulateurs à découpage peuvent également fonctionner en élévateurs de tension. La figure 5 illustre le principe de ce fonctionnement. Lorsque l'interrupteur S est fermé, le courant ne peut circuler qu'à travers l'inductance L. Cependant, lorsque S s'ouvre, une tension élevée est induite dans L, et cette tension charge le condensateur C2 à travers la diode D. Lorsque la tension aux bornes de C2 est suffisamment élevée, on ferme de nouveau l'interrupteur.

La figure 5 montre également un circuit pratique utilisant le circuit intégré Fairchild μA 78S40. De même que l'IC Texas cité plus haut, on peut utiliser ce composant dans les trois configurations de base, à savoir en abaisseur, en inverseur ou en élévateur.

A partir d'une tension d'entrée de 10 V, ce circuit peut fournir 160 mA sous 25 V avec un rendement de 79%. Le μA 78S40 permet de traiter des courants pouvant atteindre 1,5 A. Le courant de sortie correspondant est la moitié de cette valeur, soit 750 mA. Il faut toutefois noter que la diode interne (D1) ne peut pas supporter plus de 300 mA. On peut naturellement augmenter les performances à l'aide d'une diode et d'un transistor de commutation externes.

D'autres caractéristiques techniques

Nous n'avons discuté que de quelques unes des applications des circuits intégrés. Les lecteurs qui désirent concevoir leur propre équipement pourront se reporter à la bibliographie indiquée à la fin de cet article, qui renvoie aux feuilles de caractéristiques des constructeurs.

Quelques trucs

Dans une certaine mesure, la construction d'un régulateur à découpage est semblable à celle d'un circuit à haute fréquence. La raideur des flancs de commutation, et les composantes à haute fréquence qui en découlent, exigent beaucoup de soins. Il faut absolument que les conducteurs qui transportent des courants pulsés soient aussi courts que possible. La circuiterie devra être mise à la masse en un seul point.

C'est surtout le condensateur de sortie qui détermine l'ondulation résiduelle, et les modèles au tantale sont recommandés à cause des hautes fréquences qui sont mises en jeu. On pourra également remplacer un seul condensateur de forte valeur par un ensemble de plusieurs condensateurs électrolytiques ordinaires connectés en parallèle pour obtenir la capacité totale désirée. On améliorera encore les performances en utilisant des condensateurs dont la tension de service soit le double de la tension de sortie.

6

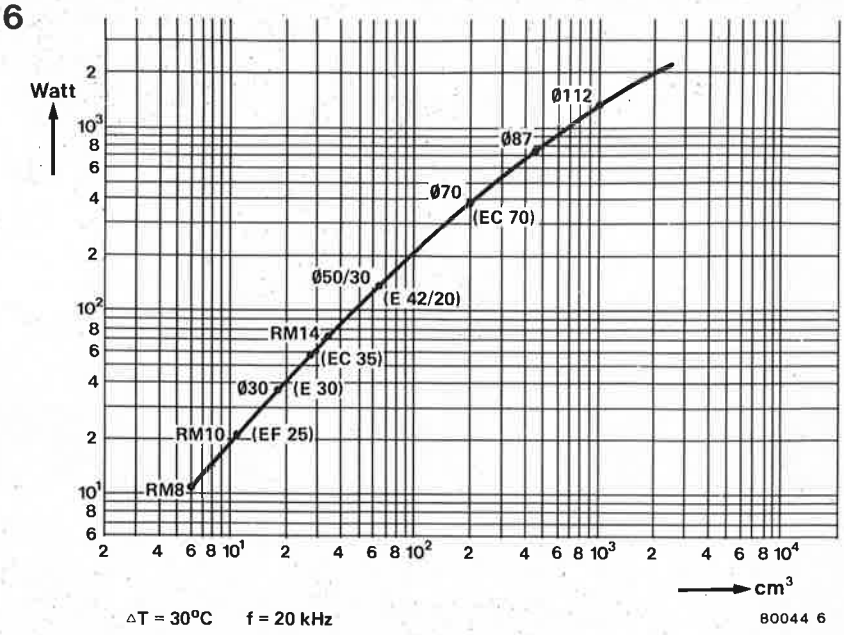


Figure 6. Ce graphique spécifie la puissance maximum transférable en fonction de la taille du noyau (ferroxcube) d'une inductance.

Malheureusement, la plupart des diodes de redressement courantes sont inutilisables. Cette règle s'applique également aux transistors de commutation: s'ils ne sont pas assez rapides, les semiconducteurs vont dissiper une puissance excessive, ce qui réduit le rendement du régulateur.

La construction de l'inductance

La plupart des constructeurs amateurs préfèrent éviter les problèmes associés à la conception et à la construction des bobinages. Bien que l'on trouve maintenant des inductances toutes faites, l'amateur ne pourra pas éviter d'avoir parfois à calculer et à construire lui-même les inductances dont il a besoin. Heureusement, cela n'est pas trop difficile: même ainsi, les quelques suggestions suivantes peuvent être utiles. Les inductances en question sont habituellement bobinées sur des noyaux en ferroxcube, tels que Siemens N27 ou Philips 3C8, qui sont bien adaptés à ces montages grâce à leurs faibles pertes aux fréquences élevées mises en jeu, autour de 20 à 50 kHz.

Pour simplifier les calculs, nous ne considèrerons que deux paramètres seulement, à savoir l'induction admissible dans le noyau, et la valeur de l'inductance à réaliser. Le graphique de la figure 6 spécifie la quantité maximum de puissance transférable en fonction de la taille du noyau de l'inductance. Lorsque l'induction dépasse une valeur maximum, l'inductance diminue, ce qui fait passer un courant excessif à travers la bobine. Ce courant excessif ne se contentera pas de détruire rapidement le transistor de commutation et la diode de redressement, mais il fera aussi monter dangereusement la tension de sortie. C'est pourquoi il est important d'utiliser des noyaux de section généreuse. Le graphique indique qu'un noyau en pot de 30 mm de diamètre peut convenir jusqu'à une puissance de 30 W. Après avoir choisi la section du noyau, il faut maintenant calculer la valeur de l'inductance à réaliser. Pour cela, il faut trouver le paramètre A_L (inductance spécifique). Ce paramètre est fonction du type de matériau magnétique, de la section du noyau et de l'entrefer; il est donné par le constructeur. Dans la plupart des cas, il est possible de choisir des paramètres conduisant à bobiner un nombre de tours convenable, disons de 50 à 100. Un nombre de tours plus petit peut sembler plus attractif, mais il ne faut pas se laisser tenter car cela conduit à des pertes d'inductance plus élevées. On obtiendra le rendement optimum en utilisant le plus gros fil permettant de remplir complètement le noyau. L'inductance résultante est égale à la valeur du paramètre A_L, exprimé en nanohenrys, multipliée par le carré du nombre de tours. Pour un noyau ayant un A_L de 400 nH, si l'on désire réaliser une inductance de 300 μH, le calcul conduit à:

$$\sqrt{\frac{300 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 10^{-9}}} = 27 \text{ tours}$$

Bibliographie:
Philips: Data Handbook "soft ferrites"
Siemens: Datenbuch "Ferrite"
Fairchild: Data Sheet SH 1605
Data Sheet μA 78S40
Application note SH 1605
Application note μA 78S40
Texas Instruments: Application Report "designing switching voltage regulators with TL 497".

golf de poche

De nombreux jeux traditionnels, qui s'étaient transmis de génération en génération sans modification, peuvent maintenant être l'objet d'une simulation électronique (voir le jeu de billes décrit dans Elektor n° 4 de novembre - décembre 1978). En particulier, les "jeux vidéo", qui utilisent l'écran d'un téléviseur pour afficher le "terrain de jeu", ont acquis une énorme popularité ces dernières années; et, avec l'avènement de puces de circuits intégrés permettant des jeux de plus en plus complexes, cette tendance ne montre pas encore de signe de ralentissement. Mais il y a aussi beaucoup de versions électroniques de jeux populaires qui ne nécessitent pas une visualisation sur un écran TV. L'un des plus simples (mais pas forcément des plus faciles) est celui qui vous est présenté ici.

Le jeu qui vous est présenté ici tient à la fois du billard et du golf. Du golf, il a la situation isolée du trou et l'absence de rebond sur les bandes. Du billard, il a la planéité de la surface et le roulement sans frottement. Ce jeu fait appel à la dextérité manuelle, et est destiné à tester la sûreté de votre main, la solidité de vos nerfs, et votre infinie patience. Rappelez-vous votre enfance. Combien de fois n'avez-vous pas joué avec ces petites boîtes cylindriques de faible hauteur, munies d'un couvercle transparent, sur le fond desquelles roulait une petite bille. Le but du jeu était de faire aller la bille dans un trou peu profond, représentant souvent l'œil d'un animal, et découpé sur le fond de la boîte. Etant donné la légèreté de la bille et sa petite taille, et du fait que sa surface et celle sur laquelle elle roule sont extrêmement lisses et offrent un très faible coefficient de frottement, il est particulièrement difficile de diriger le mouvement de la bille et même de la maintenir fixe en un point donné. De plus, le trou est très peu profond, et il suffit d'un rien pour que la bille en sorte.

Cette particularité est encore plus gênante quand on exerce sa dextérité sur une version plus compliquée du jeu, qui comporte deux billes, ou plus, qu'il faut faire aller dans autant de trous. Combien de fois n'a-t-on observé des personnes sur le point de placer la deuxième bille après avoir difficilement placé la première, voir celle-ci sortir de son trou! On a même vu des adultes en pleurer de frustration.

On joue avec ce jeu de la façon suivante: une "bille" unique, dont la position est repérée par quatre diodes électroluminescentes, doit être dirigée de façon à tomber dans un "trou" symbolisé par une diode électroluminescente d'une autre couleur. La dispositions des cinq diodes est indiquée figure 1. On peut faire "rouler" la bille, qui, bien sûr, n'existe pas physiquement, dans deux directions repérées par analogie avec les points cardinaux (comme au bridge): nord-sud et est-ouest. On sait ainsi si la bille est, par rapport au trou, au nord, au sud, à l'est ou à l'ouest. La bille est dirigée au moyen des deux potentiomètres, un pour chaque direction. Quand on a réussi à placer la bille dans le "trou", la diode centrale s'allume et les quatre autres diodes sont éteintes. Le degré de difficulté du jeu, ou, si on veut, la "taille du trou", peut être réglé au moyen d'un troisième potentiomètre ("handicap").

Le circuit

L'électronique de la simulation correspond au schéma de principe de la figure 2. Le circuit est constitué fondamentalement de deux comparateurs à fenêtre construits avec (A1, A2) et (A3, A4). Pour faciliter l'explication du fonctionnement de ce genre de circuit, on a extrait de l'ensemble le schéma typique du comparateur à fenêtre (figure 3). Comme on peut le constater, le circuit a une seule entrée, U_i, et deux sorties, U_1 et U_2. Les ampli-ops A1 et A2 sont câblés de façon à former deux comparateurs, c'est-à-dire que, du fait de l'absence de contre-réaction, leurs sorties ne peuvent prendre que l'un des deux états "haut" et "bas". Quand la tension à l'entrée non inverseuse (+) d'un comparateur est supérieure à celle de l'entrée inverseuse (-), la tension de sortie du comparateur a pour valeur la tension d'alimentation positive. Réciproquement, si la tension sur l'entrée inverseuse est supérieure à la tension sur l'entrée non inverseuse, la sortie du comparateur atteint la tension de l'alimentation négative, soit, dans le cas de nos circuits, le niveau 0.

L'une des entrées de chaque comparateur de la figure 3 est reliée à une source de référence à tension constante.

1

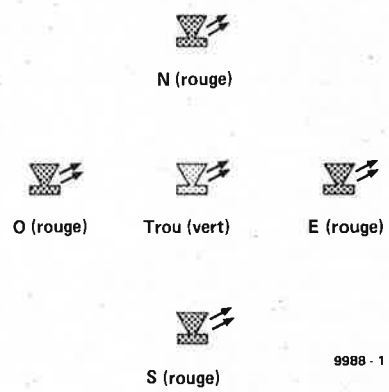


Figure 1. La "planche de bord" de ce billard-golf électronique comporte cinq diodes électroluminescentes. Celle du milieu, verte, s'allume quand le joueur réussit à faire entrer la bille dans le trou. Les quatre autres diodes, rouges, indiquent la position de la bille par rapport au trou.

Ces tensions de référence proviennent d'un diviseur de tension constitué de R1, P et R2. Selon la valeur de la tension d'entrée U_i, on peut se trouver dans un des trois cas suivants:

a) U_i est supérieure à U_a (et donc aussi à U_b), ce qui rend U_1 haut et U_2 bas;
b) U_i est inférieure à U_b (et donc aussi à U_a), ce qui rend U_1 bas et U_2 haut;
c) U_i est comprise entre U_a et U_b, ce qui rend U_1 et U_2 simultanément bas. On dit dans ce cas que U_i est "à l'intérieur de la fenêtre". On fait varier la "largeur de la fenêtre" au moyen du potentiomètre P.

Ces trois situations sont représentées par le diagramme de la figure 4 qui montre comment les sorties des deux ampli-ops répondent à une tension d'entrée croissante.

On utilise deux de ces comparateurs à fenêtre dans le circuit de notre billard-golf. Chacune des entrées provient d'un potentiomètre, respectivement P1 et P3. P1 correspond à la commande de la bille dans la direction nord-sud (ou commande "verticale"), et P3 à la commande "horizontale" (direction est-ouest). Chacune des sorties des deux comparateurs à fenêtre attaque une diode électroluminescente. Il est clair, d'après la figure 4, que chaque tension de sortie est à l'état haut quand la tension d'entrée du comparateur est "de son côté" par rapport à la fenêtre. Avec deux comparateurs à fenêtre, dont les tensions d'entrée représentent respectivement les positions "verticale" et "horizontale" de la "bille" (et dont les fenêtres sont "en regard"), il est évident que les états logiques des sorties des comparateurs, et par suite l'état lumineux (allumé ou éteint) des diodes électroluminescentes correspondantes, nous indiquent de quel côté du "trou" a "roulé" la "bille". Si les quatre diodes de pointage sont éteintes, la diode centrale s'allume, indiquant au joueur qu'il a réussi à mettre la bille dans le trou. On attaque les diodes électroluminescentes directement par les sorties des comparateurs, en plaçant en série à chaque fois une résistance pour limiter le courant. Les tensions aux bornes de ces résistances servent aussi à rendre T1 passant. Ce transistor sera ainsi conducteur tant que l'une des diodes D1 à D4 sera allumée. Si les quatre diodes électroluminescentes sont éteintes simultanément, par contre, T1 se bloque, ce qui rend T2 passant, et la diode électroluminescente centrale D5, verte, s'allume.

Les largeurs des fenêtres, et par suite le niveau de difficulté du jeu, peuvent être modifiées au moyen du potentiomètre double P2a et b.

2

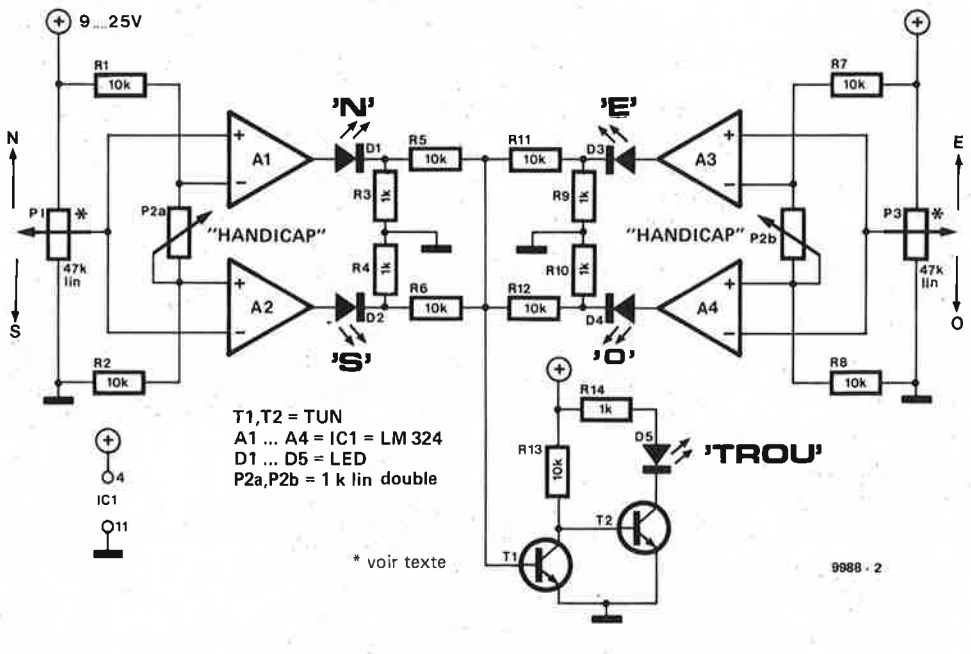


Figure 2. Schéma de principe du billard-golf électronique, basé sur deux comparateurs à fenêtre.

Réalisation

On peut réaliser le câblage du billard-golf électronique au moyen du circuit imprimé représenté figure 5. C'est délibérément qu'on n'a pas réservé de place pour les potentiomètres. De ce fait, on a pu réduire la taille de la plaquette et son prix, et on laisse au constructeur toute latitude dans le choix des commandes et du type de boîtier. Dans le cas de jeux comme celui que nous proposons ici, surtout s'ils sont destinés à être offerts en cadeau, l'attractivité du contenant est aussi importante que le contenu électronique.

Bien que l'aspect physique de la réalisation soit, comme on l'a déjà dit, laissé à l'initiative de l'ingéniosité personnelle, la figure 6 donne un exemple d'une approche possible. En ce qui concerne les commandes, un point vaut la peine d'être noté: on peut, bien sûr utiliser de classiques potentiomètres rotatifs ou rectilignes pour P1 et P3. Cependant, pour ceux qui voudraient se lancer dans la dépense (ou pour ceux qui ne reculeraient pas devant les difficultés de le construire eux-même), le plaisir du jeu peut être considérablement augmenté en utilisant un manche de commande à la place de ces deux potentiomètres. Il augmente un peu la difficulté en rendant plus délicate la commande séparée des deux directions (il faut plus de doigté que pour agir sur un potentiomètre pour éteindre un couple de diodes électroluminescentes, puis sur l'autre potentiomètre pour l'autre couple de diodes). Que vous le vouliez ou non, la manœuvre du manche de commande

3

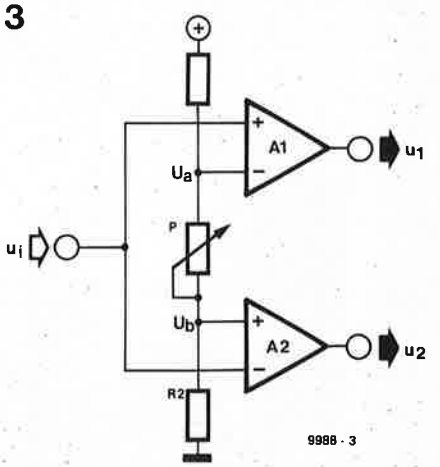


Figure 3. Schéma de principe d'un comparateur à fenêtre.

4

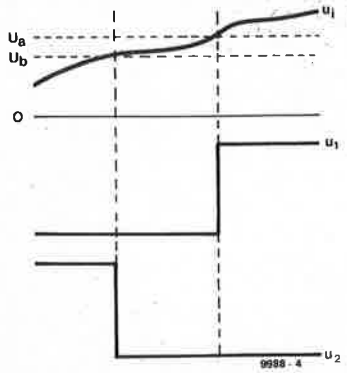


Figure 4. Diagramme indiquant comment varient les tensions de sortie, U_1 et U_2, de chaque comparateur, en fonction de la tension d'entrée U_i.

Liste des composants

Résistances:

R1,R2,R5 . . . R8,
R11,R12,R13 = 10 k
R3,R4,R9,R10,R14 = 1 k
P1,P3 = 47 k (50 k)
potentiomètre lin.
P2ab = 1k potentiomètre
double lin.

Semiconducteurs:

IC1 = LM 324
T1,T2 = TUN
D1 . . . D4 = LED rouge
D5 = LED verte

fait souvent déplacer les deux potentiomètres à la fois, ce qui simule parfaitement le maniement de la petite boîte décrite au début de cet article. Et puis, comme on le voit sur la figure 6, "ça a plus de gueule!"

On trouvera dans le numéro 11 d'Elektor la façon de construire un manche de commande avec deux potentiomètres rotatifs classiques. En ce qui concerne les potentiomètres, qu'ils soient ou non commandés par un manche, il est à noter que les valeurs de P1 et P3 ne sont absolument pas critiques, et qu'on peut leur donner toute valeur comprise entre 1 kΩ et 1 MΩ. Il n'est d'autre part pas très important que P1 et P3 aient des valeurs différentes, voire même largement différentes. ⏮

5

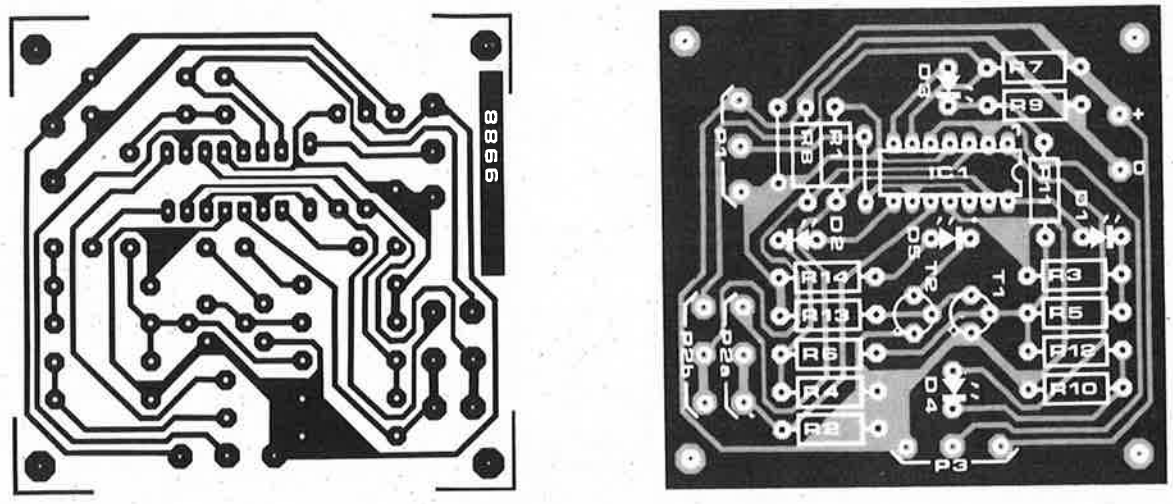


Figure 5. Plaquette de circuit imprimé pour le billard-golf électronique. C'est délibérément qu'il n'a été réservé aucun emplacement pour les potentiomètres.

6

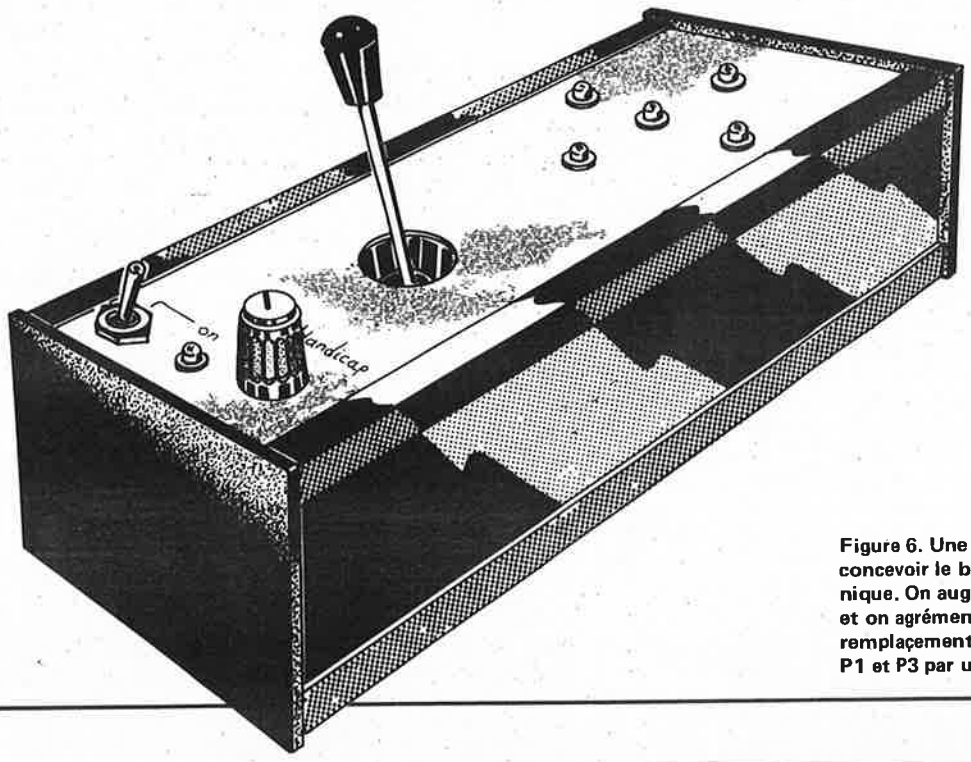
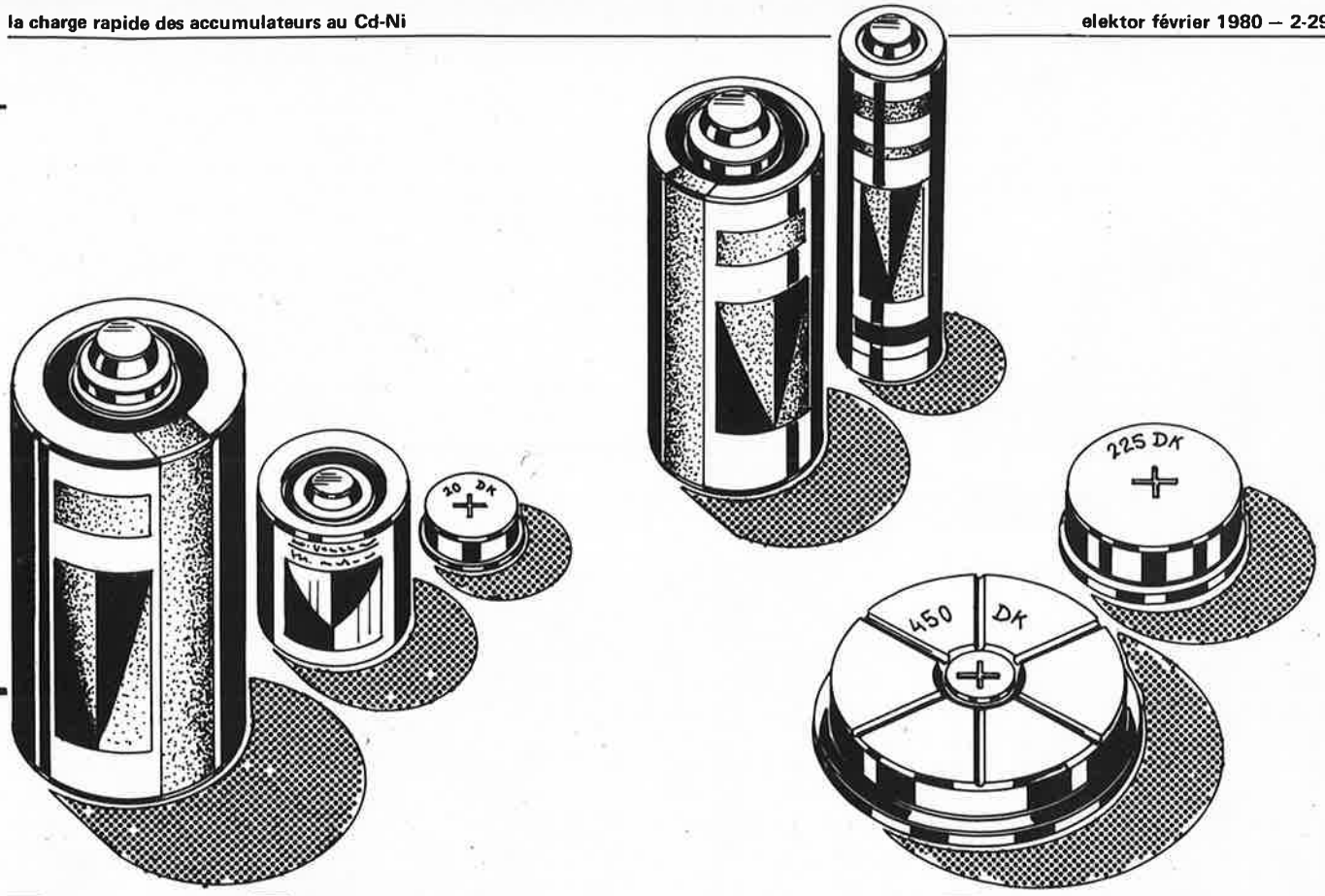


Figure 6. Une des nombreuses façons de concevoir le boîtier du billard-golf électronique. On augmente les possibilités du jeu et on agrémente son aspect physique en remplaçement les potentiomètres classiques P1 et P3 par un manche de commande.



la charge rapide des accumulateurs au Cd-Ni

Les batteries au Cadmiun-Nickel présentent l'avantage d'être rechargeables. Elles ne doivent donc pas être remplacées aussi souvent que de simples batteries "sèches". Malheureusement les recharger demande beaucoup de temps, ce qui est gênant si on désire les réutiliser aussitôt. On peut alors les charger de manière accélérée, mais cela doit être fait avec beaucoup de soin.

La recharge accélérée des batteries au Cd-Ni (durée: 1 heure seulement) est aujourd'hui devenue chose courante. Certains circuits destinés à charger ces batteries sous tension constante sont utilisés régulièrement. Malheureusement, la charge totale est dans ce cas pratiquement inconnue (ces systèmes sont cependant employés pour des batteries démontables). Toutes les difficultés auxquelles vous vous heurtez lorsque vous désirez recharger des batteries au Cd-Ni sont encore aggravées en cas de recharge accélérée. D'un côté, vous voulez être certain que votre batterie sera parfaitement chargée lorsque le temps de charge se sera écoulé; De l'autre, vous savez qu'elle ne peut tolérer que des surcharges très limitées: en effet, si elle est chargée au-delà de sa limite de sécurité, la pression du gaz à l'intérieur de la batterie augmentera très rapidement. La valve de sécurité — si elle existe — s'ouvrira alors, empêchant que la batterie n'explose. Mais cette valve ne peut que limiter les dégâts: la capacité de la batterie au Cd-Ni (qui se mesure en mA/H) diminuera alors de façon régulière.

Il n'y a pas encore si longtemps, le seul moyen efficace pour recharger les batteries au Cd-Ni était de les décharger d'abord complétement, pour ensuite les recharger avec un courant d'intensité connue et durant une durée déterminée. De cette façon, on ne risquait pas de surcharger une batterie à moitié déchargée, avec tous les risques que cela occasionnait... La figure 1 représente les tracés de la tension, de la température et de la pression du gaz en fonction de la charge de la batterie. Initialement, toutes trois augmentent lentement. Aux abords de la pleine charge, la tension commence à augmenter plus rapidement. Simultanément, une proportion de plus en plus importante de l'énergie absorbée par la batterie est utilisée dans la fabrication du gaz (à savoir de l'oxygène), au lieu d'être emmagasinée dans les électrodes. Conséquences: la pression augmente, une partie de l'oxygène se recombine à la cathode, produisant de la chaleur. Comme la température

augmente, la tension de la batterie diminue (les batteries au Cd-Ni ont en effet un coefficient de température négatif d'environ - 4mV/°C). Ce qui explique cette "bosse" dans le tracé de la tension: initialement, celle-ci augmente puis recommence à diminuer lorsque la batterie est à pleine charge. Ce principe est valable pour toutes les batteries au Cd-Ni. Les valeurs de la figure 1 sont simplement données à titre d'indication. Des valeurs différentes seraient obtenues pour d'autres types de batteries. De toute façon, les fabricants indiquent toujours si leurs batteries peuvent – ou non – être rechargées de façon accélérée, de combien elles peuvent être surchargées et quel courant maximal peut être utilisé. Pour éviter que la valve de sécurité ne s'ouvre, voire même que la batterie n'explose, les limites de sécurité indiquées par le fabricant doivent être respectées.

Le temps de charge ne doit donc pas être prolongé. L'étude de l'un ou plus des trois paramètres donnés à la figure 1 permet de déterminer la fin du temps de charge. Mesurer la pression à l'intérieur de la batterie n'est pas très pratique; Nous pouvons d'ores et déjà éliminer ce moyen. Mesurer la température est davantage possible, mais plutôt maladroit. Reste donc la tension.

A cause de l'effet de température, il n'est pas possible d'utiliser un seuil fixe. Le fonctionnement du circuit donné à la figure 2 dépend du taux d'accroissement de la tension de la batterie. Comme on peut le voir à la figure 1, cette tension commence à augmenter rapidement aux abords de la pleine charge puis, lorsque la pente de la courbe devient d'environ 45°, une LED s'allume. Un relais déconnecte alors la batterie.

Le circuit lui-même est tout à fait ingénieux: un oscillateur (A4) délivre une impulsion toutes les 10 secondes environ, ce qui ferme les interrupteurs électroniques S1 et S2. A1 se comporte alors comme un suiveur de tension, C1 se charge sous la tension d'entrée de la broche 3 de A1, tandis que C2 est

1

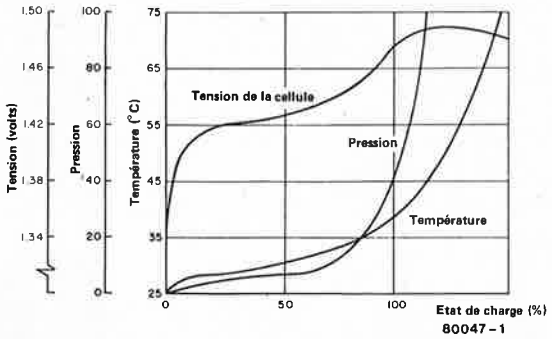


Figure 1. Variations de tension, pression et température dans une cellule au Cd-Ni pendant un cycle de charge rapide.

2

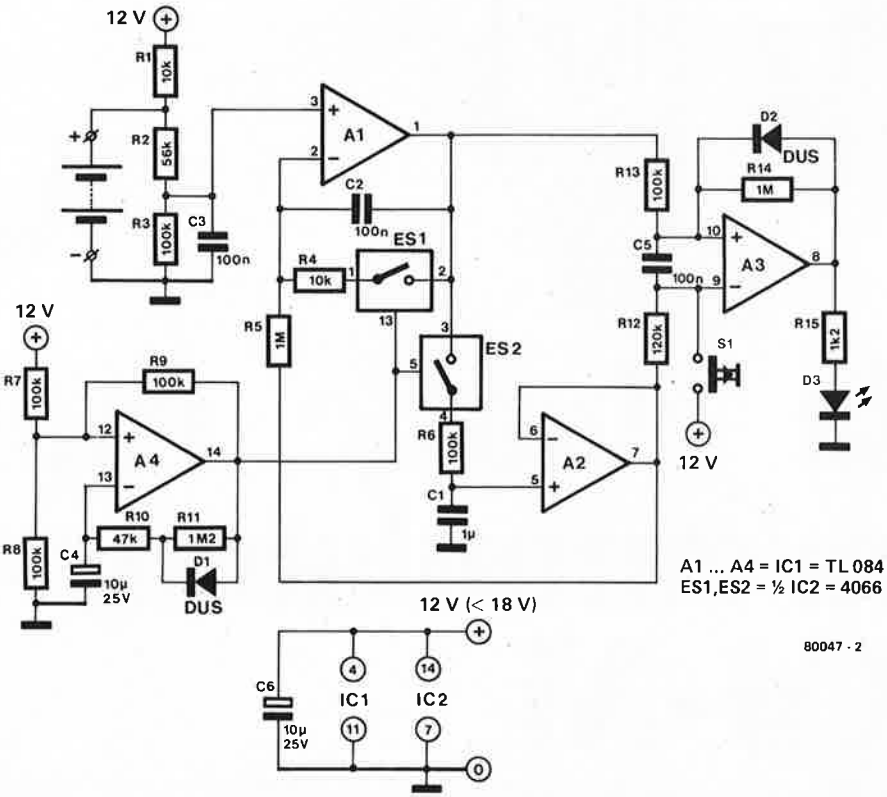


Figure 2. Ce circuit chargeur rapide réagit à l'acroissement plus rapide de la tension de cellule quand l'état de charge atteint 100%.

déchargé. Le décalage des tensions d'entrées de A1 et A2 est compensé automatiquement par le circuit de telle façon que les tensions à leurs sorties soient toujours identiques. La fin de l'impulsion délivrée par A4 déclenche l'ouverture de S1 et S2. A1 devient alors intégrateur et C1 n'est plus relié à sa sortie. Les tensions de sortie de A1 et A2 sont toujours identiques. S'il se produit un accroissement de la tension d'entrée, qui est en fait fonction de la tension aux bornes des batteries, cet accroissement sera intégré par A1. Plus la tension augmentera rapidement et plus la tension de sortie de A1 sera élevée. Si la différence de tension aux sorties de A1 et A2 devient plus importante que le seuil du trigger A3, sa sortie passera à l'état haut et la LED 3 s'allumera.

Le seuil du trigger dépend de la valeur

3

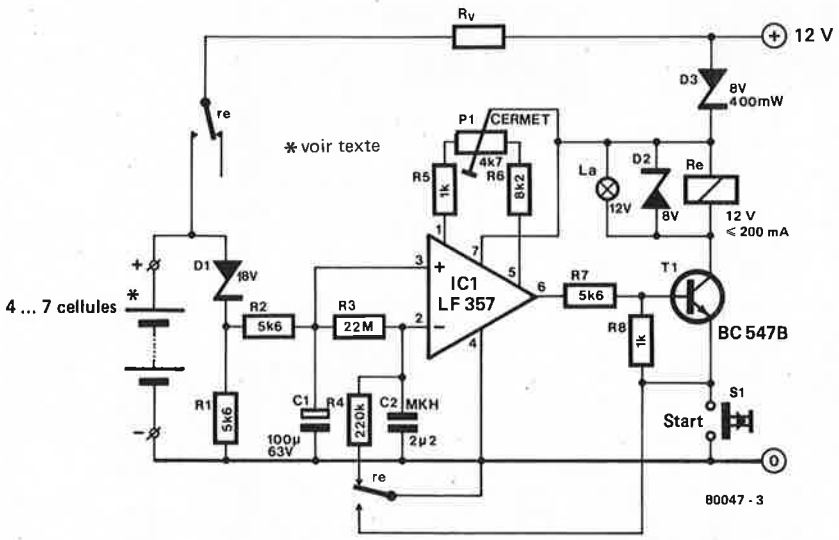


Figure 3. Un circuit de charge rapide réagissant à la chute de la tension de cellule quand l'accumulateur est chargé au maximum.

de R14 et des tensions de sortie initiales de A1 et A2. Si celle-ci est plus élevée (ce qui correspond à un plus grand nombre de batteries en série), le seuil sera lui-même plus élevé. Cela signifie que c'est le taux d'accroissement *relatif* qui détermine le point de coupure — autrement dit la forme du tracé de la figure 1. Le circuit, tel quel, peut donc être utilisé pour charger un nombre quelconque de batteries variant entre 4 et 12, à condition que soit choisie une alimentation en tension adéquate (fournissant entre 12 et 18V). Cette alimentation sera égale à la tension aux bornes des batteries grâce au diviseur de tension R2/R3 (seulement si elle est comprise entre 12 et 18V).

Ce circuit a été essayé de nombreuses fois: il fonctionne parfaitement à condition que toutes les batteries au Cd-Ni chargées au même moment, aient été initialement déchargées de la même manière. Nous n'avons cependant effectué aucune comparaison de durée de vie entre batteries chargées "normalement" et/ou de façon accélérée.

Un fabricant allemand de grande réputation fournit le circuit représenté à la figure 3 pour une somme modique. Dans ce cas, un bon ampli-op à faible courant d'entrée est utilisé pour mesurer le taux d'accroissement de la tension d'entrée. Tant que cette tension augmente, la tension à l'entrée inverseuse sera en retard de phase, et sera légèrement inférieure (par rapport à la tension de l'entrée non-inverseuse) parce que C2 doit se charger à travers une résistance élevée (R3). La tension de sortie de IC1 restera à l'état haut, le relais est excité.

Dès que la courbe représentant la tension de la batterie atteint son maximum (cf figure 1), la tension d'entrée recommence à chuter. La tension à l'entrée inverseuse est toujours en retard de phase, mais elle est maintenant plus élevée qu'à l'entrée non-inverseuse. La sortie de l'ampli-op passe à l'état bas, le relais est désexcité.

Il apparaît à la figure 1 que ce circuit impose un délai à l'ouverture plus long que le circuit donné à la figure 2, mais le point de coupure obtenu est plus sûr. De plus, les batteries seront chargées davantage. En moyenne, une batterie doit être chargée à 120 % pour atteindre 100 % de sa capacité; la charge à 100 % ne donne que 80 % de sa capacité. Etrange, mais vrai.

Revenons à la figure 3. Le potentiomètre P1 est ajusté de telle manière que l'ampli-op passe au niveau bas lorsque la tension à l'entrée inverseuse devient de 4 ou 5 mV supérieure à la tension présente à la broche 3. Lorsque le relais n'est plus excité, d'une part il déconnecte l'émetteur du transistor (de cette façon, le relais ne peut plus être excité une seconde fois) et décharge C2, qui chargera une nouvelle série de batteries. De l'autre, il déconnecte l'alimentation en tension.

Certaines restrictions — valables pour les deux circuits — doivent cependant être apportées:

— Toutes les batteries doivent avoir la même capacité (ce sera toujours le cas si elles sont chargées comme un seul élément).

— Les batteries doivent pouvoir supporter une recharge accélérée (suivez les recommandations du fabricant).

— La température des batteries doit avoisiner la température ambiante avant que ne commence la recharge. Des batteries "chaudes" commenceraient par se refroidir, leur tension changerait, le point de coupure pourrait devenir incorrect.

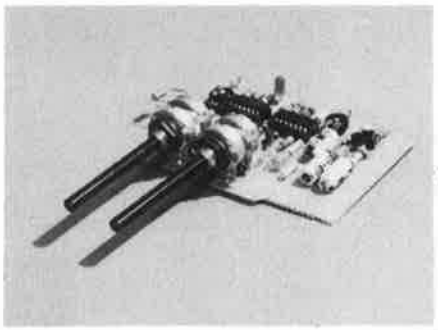
— Les batteries doivent toutes être déchargées de la même façon. Si elles sont restées inutilisées pendant un certain temps, elles se seront déchargées partiellement. Le niveau de décharge peut alors varier considérablement d'une batterie à une autre. Elles n'atteindront donc pas toutes la pleine charge au même moment. Celles qui étaient au départ "chargées" davantage pourraient alors être endommagées par une recharge accélérée. Le même cas peut se produire à la suite d'une succession de recharges accélérées. Puisque toutes les capacités ne peuvent être identiques, certaines batteries deviendront moins chargées que d'autres après plusieurs cycles de "décharge-recharge". C'est pourquoi il est recommandé de recharger la batterie de manière "normale" la première fois (durée: 7 heures avec un courant égal à 20 . . . 30 % de la capacité de la batterie). La fois suivante, on pourra la recharger de façon accélérée. Après environ 5 recharges "accélérées", il faudra reprendre un cycle de recharge "normale".

En cas de recharge accélérée, le courant doit être égal à deux fois la capacité de la batterie. Si le courant est plus faible, la forme du tracé représentant la tension de la batterie ne sera plus suffisamment prononcée.

interrupteur commandé par la voix

... ou transmettez en disant "Go"

Les radio-amateurs ont coutume de se servir d'un micro PTT (Push To Talk c'est-à-dire "pousser pour parler") pour passer du mode "réception" au mode "émission". Cette commutation peut également s'effectuer automatiquement. Il suffit pour cela d'utiliser un montage qui détecte le signal vocal provenant du microphone. Cette sorte de micro PTT automatique est habituellement connue sous l'appellation de VOX.



Les systèmes VOX que l'on trouve habituellement sur le marché ont l'inconvénient de réagir à n'importe quel son situé au-dessus d'un certain niveau. Les divers bruits ambiants peuvent très facilement faire commuter un VOX en mode "émission", ce qui fait que le message en cours de réception est "découpé en rondelles", et par là-même peut être tout à fait incompréhensible.
Malgré cela, un VOX est un petit gadget très utile. En effet, il est très agréable, lorsque l'on émet, d'avoir les deux mains libres — pour prendre des notes, effectuer des réglages ou ne serait-ce que pour se décapsuler une canette de bière. Si seulement le VOX se comportait mieux, il nous rendrait la vie tellement plus simple!

Le VOX qui est décrit dans cet article peut répondre à ce souhait. Il est assez intelligent pour faire ce qu'on lui dit — ignorant complètement les raclements de chaise ou tout autre bruit du même style.

Le schéma synoptique

Le VOX se branche derrière le microphone. Tout son capté par le micro attaque donc l'entrée du VOX. Pour supprimer les inconvénients mentionnés ci-dessus, le VOX doit être capable de faire une distinction entre la "voix de son maître" et tout autre son. Une bonne solution, en pratique, consiste à filtrer le signal provenant du microphone à l'aide d'un filtre passe-bande assez étroit. Ce filtre est réglé sur une bande de fréquence qui se révèle caractéristique de la voix du radio-amateur; tout son situé hors de cette bande n'est pas pris en compte. La sortie de ce filtre peut servir à commander le relais d'émission.
La figure 1 représente le schéma synoptique de ce VOX intelligent. Le signal issu du microphone attaque un étage d'entrée amplificateur; il est possible de régler le gain de cet étage à n'importe quelle valeur comprise entre 1 et 100. L'ensemble suivant est le filtre passe-bande lui-même dont il est possible de régler la fréquence centrale et le facteur de surtension Q. Le signal de sortie (s'il y en a un) de ce filtre va à un étage amplificateur de gain 200. Même de très petits signaux en entrée entraîneront un écrêtage en sortie; la sortie sera donc constituée d'un signal carré. Ce signal est alors utilisé pour déclencher un monostable qui génère lui-même une impulsion de sortie de longueur variable (vous l'avez deviné!) comprise entre 0,5s et 2,5s, pour être précis. Ce monostable est réarmable; en d'autres termes tant qu'il y a des impulsions de déclenchement durant le délai choisi (entre 0,5s et 2,5s), la sortie restera continuellement à l'état haut.
Enfin, on rencontre un étage de puissance destiné à commander le relais.

1

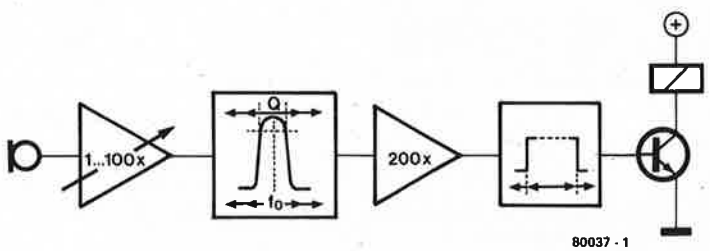


Figure 1. Schéma synoptique du VOX "intelligent". La fréquence centrale et le facteur de surtension Q de ce filtre sont réglables indépendamment l'un de l'autre, de telle sorte qu'il soit possible de sélectionner une bande de fréquence caractéristique de la voix du radio-amateur.

Le schéma

Comme on peut le voir à la figure 2, l'impédance d'entrée du montage dépend

presque exclusivement de la résistance R2, dont la valeur est égale à 47 kΩ. Ce montage représente donc une charge quasi-négligeable et peut être connecté sans problème en parallèle sur l'amplificateur du microphone situé à l'intérieur de l'émetteur.

Le gain de l'étage d'entrée (constitué de A1) est égal à P1/R1 + 1. Lorsque P1 est au minimum, le montage a un gain unitaire; lorsque P1 est au maximum, le gain est alors de 101. Il est préférable de travailler avec un gain aussi faible que possible, mais assurant encore un fonctionnement fiable: un gain trop élevé ne fera pas répondre le montage plus vite, mais augmentera le risque de voir passer des bruits ambiants indésirables! La bobine L1 et le condensateur C1 sont inclus pour bloquer les signaux haute-fréquence. Il ne faut pas oublier que le montage est employé dans un émetteur! Il est possible d'ajuster le gain de l'étage d'entrée dans une plage assez large pour pouvoir utiliser pratiquement n'importe quel type de microphone.

Les trois amplificateurs suivants, A2, A3, A4 constituent le filtre à "caractéristique variable". Le potentiomètre double P2a/b règle le facteur de surtension Q du filtre, à savoir la largeur relative de la bande passante. Ce facteur de surtension Q peut prendre une valeur comprise entre 1 et 50. L'autre potentiomètre double, P3a/b, ajuste la fréquence centrale. En jouant sur les potentiomètres P2 et P3, il est possible de façonner ce filtre jusqu'à ce qu'il corresponde à la bande vocale désirée.

La sortie de ce filtre (broche 8 de IC1c) attaque un étage amplificateur constitué du seul transistor T1, et de là va à l'entrée de déclenchement du monostable (du type 4528). La sortie de ce monostable attaque à son tour, par l'intermédiaire du transistor T2, le relais émission/réception.

La largeur de l'impulsion de sortie du monostable dépend de la valeur de P4, R20 et C7. On peut obtenir, avec les valeurs indiquées, une durée comprise entre 0,5s et 2,5s. Si on le souhaite, il est possible d'avoir une gamme différente, en modifiant les valeurs de l'un ou de tous les composants.

Il faut utiliser une alimentation stabilisée de 12 V. L'intensité consommée dépendra surtout du relais employé; toutefois une alimentation pouvant délivrer 500mA devrait être plus que suffisante. Les amplificateurs opérationnels nécessitent une alimentation symétrique, ceci peut s'obtenir en créant à l'aide des transistors T3 et T4, une sorte de "point milieu artificiel". Naturellement, on peut supprimer cette partie du montage (utilisant les composants suivants: T3, T4, D2, D3, R21 et R22), si l'on dispose d'une alimentation symétrique ± 6V. Il faut monter les condensateurs C4, C8, C9 et C10 quel que soit le type d'alimentation utilisé.

La réalisation

Aucun circuit imprimé n'a été conçu pour ce montage. Nous faisons confiance à l'expérience des radio-amateurs, ils peuvent y arriver sans problème. Il faut impérativement utiliser un câble blindé pour établir la connexion au microphone; plus courte elle sera, meilleur sera le résultat.

Nous vous conseillons d'employer des supports de circuits intégrés. A part cela, aucun autre point particulier ne nécessite d'explication supplémentaire. Quant au choix des composants, deux points seulement sont dignes d'attention: les deux potentiomètres doubles doivent être de bonne qualité. Le couplage mécanique doit être fiable, cela facilitera le modelage de la courbe de réponse du filtre. Par ailleurs, le type de transistor employé pour T2 dépendra du relais choisi. Il sera peut-être nécessaire d'utiliser un BC 141, avec même, si possible, un radiateur assurant le refroidissement. Vous noterez que le courant de base de ce transistor est limité à environ 0,5mA; aussi, si l'on utilise un relais "musclé", il faudra que le transistor ait un gain en courant suffisant, et on pourra même employer un Darlington.

2

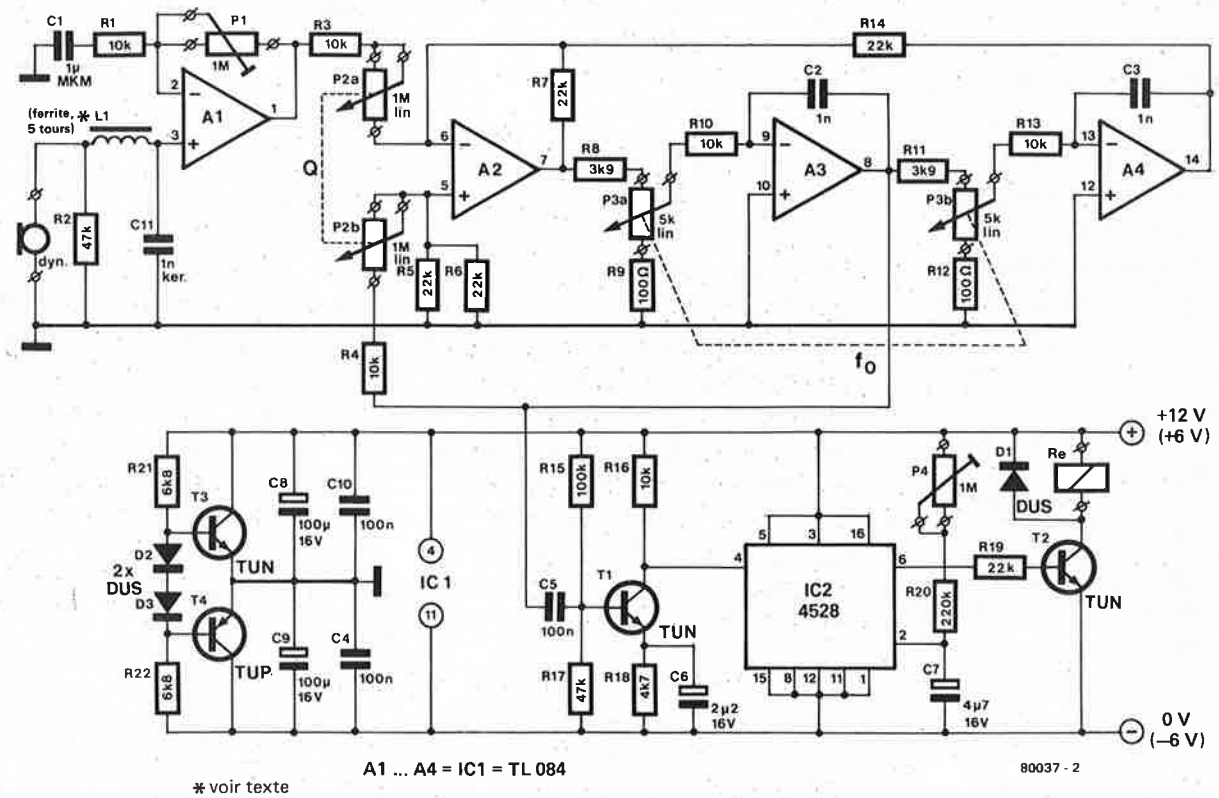


Figure 2. Schéma complet. Les quatre amplificateurs opérationnels sont tous contenus dans un boîtier de circuit intégré unique (un TL 084). L'ensemble est alors réalisé sous une forme très compacte.

le vocodeur d'Elektor (1)

une première mondiale!

La série d'articles traitant de la théorie des vocodeurs doit avoir suscité un grand nombre de lecteurs enthousiastes, brûlant d'impatience à la perspective d'en construire un.
Quant aux techniciens d'Elektor, le problème est de ceux qu'ils chérissent: tout le monde attend un projet, mais personne n'a réussi jusqu'alors à sortir un système qui convienne.
Eh bien, maintenant, ils l'ont fait! C'est un vocodeur 10 voies, conçu en collaboration avec Synton Electronics, des orfèvres en la matière. L'instrument témoigne de bonnes performances pour un investissement très raisonnable. Voilà qui est idéal pour le musicien rempli d'ardeur, mais qui ne peut se permettre de folles dépenses!

Il ne fait pas de doute que, pour ceux qui manient plus volontiers le fer à souder que la règle à calcul, la théorie du vocodeur aura été abordée, au point où nous en sommes, avec un luxe de détails plus que suffisant. L'année dernière nous avions examiné le "comment" et le "pourquoi", et nous avions décrit les principes de base de quelques rares appareils disponibles sur le marché. L'article du mois dernier avait pour objet la présentation quelque peu abrégée de l'histoire et de la technologie des vocodeurs; mais, en même temps, il constituait comme une sorte d'exercice de "mise en train" pour le projet de construction exposé dans le présent numéro. Nous nous sommes attardés très longuement sur les difficultés inhérentes à la conception d'un vocodeur, lesquelles sont naturellement encore plus perceptibles lorsqu'il s'agit d'un instrument destiné à être réalisé par le constructeur amateur, que lorsqu'on envisage la production commerciale. Les circuits doivent être d'une fiabilité absolue et l'incidence des taux de tolérance des composants doit être réduite au strict minimum. Heureusement, les problèmes ne sont pas insurmontables, nous allons le voir.

Caractéristiques

Nombre de voies:	10
Entrée parole	
sensibilité:	ajustable de 10 mV à 7,7 V
impédance:	10 kΩ
Entrée porteur	
sensibilité:	770 mV
impédance:	100 kΩ
Sortie ligne	
niveau de sortie:	770 mV
Gamme de fréquences	30 . . 16000 Hz

Une fois encore...

Il semble que nous ne nous soyons pas fait faute d'expliquer ce qu'est un vocodeur... Nous n'avons vraiment pas l'intention de nous répéter. Mais, pour ceux qui éprouveraient encore quelque incertitude, malgré nos précédents exposés, nous allons en donner ci-après une brève définition:
Un vocodeur est une "boîte" comportant deux entrées: l'une pour un signal vocal, l'autre pour un signal "porteur" ou de "remplacement" (en

pratique, c'est habituellement quelque type de signal "musical"). A l'intérieur de la "boîte", les caractéristiques du signal vocal (parole) sont superposées au signal porteur. A la sortie, il n'existe plus qu'un signal unique. Celui-ci comporte toutes les caractéristiques (ainsi que l'intelligibilité) du signal vocal d'entrée, mais le son *de base*, émis par celui qui prononce les paroles (le chanteur, qui est en même temps l'instrumentiste), et qui est formé des vibrations des cordes vocales, des résonances créées dans les cavités buccale et nasale, est remplacé par celui du signal musical. Il en résulte quelque chose qui possède une sonorité musicale, mais qui parle également.

Comment cela se fait-il? C'est ce que nous allons expliquer dans nos divers articles. Mais, puisqu'il nous faut aussi bien ménager une transition progressive vers le schéma synoptique et les circuits que nous allons vous présenter, il nous paraît opportun de jeter un rapide coup d'œil au "contenu de la boîte"

La plupart des vocodeurs sont du type "à voies". Bien entendu, il existe d'autres systèmes (à oscillateur hétérodyne, par exemple), mais leur complexité est telle qu'on les utilise rarement dans la pratique. Le vocodeur d'Elektor est, lui aussi, du type à voies et nous ne nous intéresserons donc pas aux autres possibilités. L'article du mois dernier comportait des schémas synoptiques illustrant le principe de base. Un examen rapide du schéma synoptique du vocodeur d'Elektor révèle une identité presque complète (figure 1).

Le vocodeur à voies est formé de deux partie essentielles: la section analyseur et la section synthétiseur. Celles-ci sont très semblables et se caractérisent par un jeu de filtres identique (soit deux groupes de dix, pour le vocodeur d'Elektor).

Dans la section analyseur, les filtres servent à fractionner le signal vocal d'entrée en un nombre correspondant de bandes de fréquences. Le signal de sortie de chaque filtre est redressé, puis appliqué à un filtre passe-bas; il en résulte finalement un ensemble de tensions continues variables, chacune d'entre elles correspondant à "l'enveloppe" du signal vocal pour toute bande de fréquences concernée.

La section synthétiseur divise le signal "porteur" en un nombre de bandes de fréquences identique à celui de la section analyseur. Le niveau du signal de sortie de chaque bande est modifié par un VCA (amplificateur commandé en tension) piloté par l'une des tensions de commande délivrées par la section analyseur. "L'enveloppe" d'amplitude de chaque bande de fréquences découpée dans le signal phonique est donc superposée à la bande de fréquences correspondante du signal porteur. Les sorties de tous les VCA sont ensuite sommées pour que soit délivré le signal de sortie global, lequel se caractérise fondamentalement par la présence des composantes sonores du signal porteur auxquelles est imprimée l'articulation de la parole; en d'autres termes, il s'agit bien de musique qui parle.

Le vocodeur d'Elektor

C'est après que nos services techniques aient pratiqué toute une série d'expériences sur des circuits vocodeurs, que nous en vînmes à entrer en contact avec Synton Electronics, les fabricants des célèbres vocodeurs Syntovox. Un certain nombre d'échanges de vues extrêmement enrichissants auxquels nous avons procédé avec ces spécialistes se sont traduits par le circuit que nous décrivons dans cet article et qui est celui d'un vocodeur conçu tout spécialement à l'intention du constructeur amateur.

Le nombre des voies (constituées par les bandes de fréquences, tant de la section analyseur que de la section synthétiseur) est limité à dix, ce choix étant guidé par quelques bonnes raisons. Il convient en effet à une bonne reproduction musicale ainsi qu'à une intelligibilité satisfaisante de la "parole". En outre, il représente un compromis acceptable entre les performances nécessaires et le prix de revient. Qui songerait à nier que la sonorité d'une version à vingt voies pourrait être encore meilleure, plus "détaillée"; mais, dans la pratique, l'amélioration obtenue justifie rarement la dépense et la complexité sensiblement plus importantes découlant d'une telle réalisation. Car, il ne faudrait pas seulement deux fois plus de filtres; ceux-ci devraient avoir une pente beaucoup plus "raide" (environ 50 dB/octave), ce qui impliquerait une réalisation très précise assortie d'un recours à des composants coûteux. En règle générale, la sélection de ces derniers doit être très stricte pour ce type de filtres, et c'est là une exigence pas toujours à la portée de l'amateur moyen. Par contre, pour un vocodeur à dix voies, des filtres dont la pente est de 24 dB/octave peuvent être utilisés sans inconvénient. Leur complexité est moins grande, et, ce qui compte bien davantage, des résultats tout à fait satisfaisants sont obtenus sans devoir

1

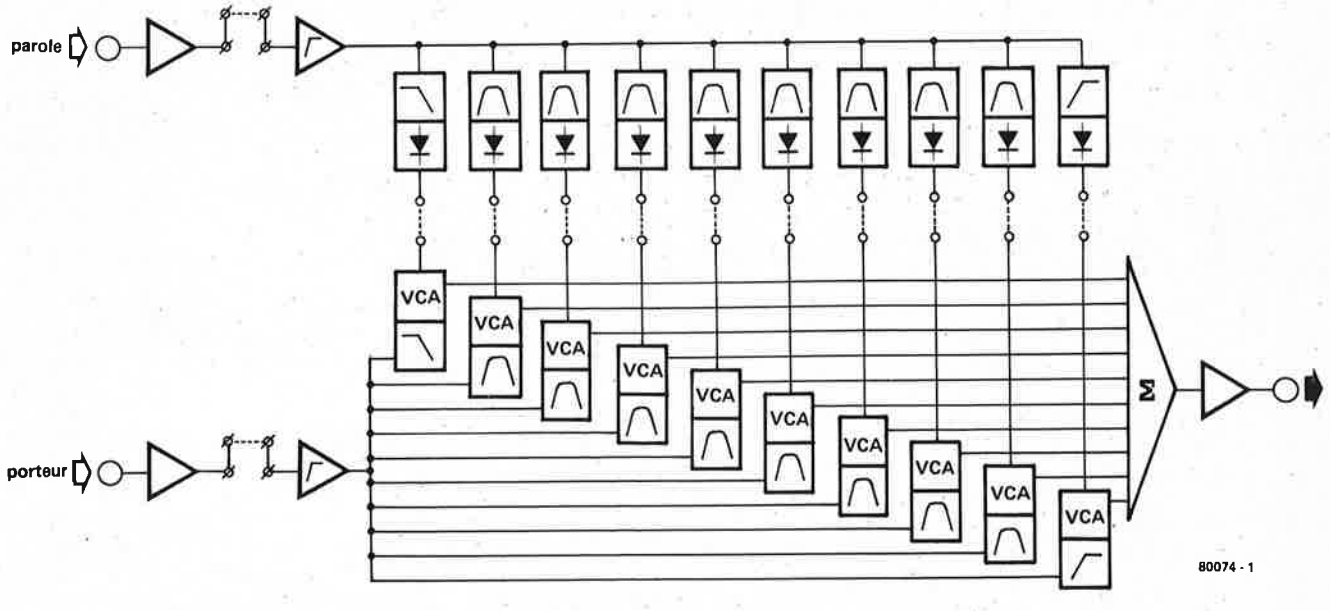


Figure 1. Schéma synoptique du vocodeur d'Elektor.

2

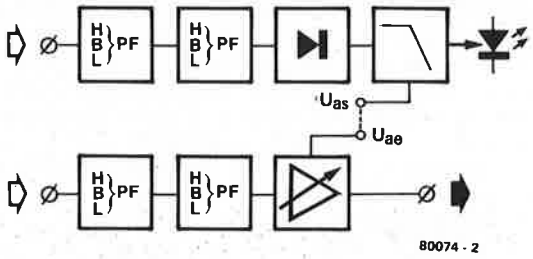


Figure 2. Schéma synoptique d'une unité de filtrage.

recourir à des composants ou à des équipements de mesure peu courants.

D'ailleurs, la fiabilité a constitué un facteur décisif dans la conception globale du circuit, et pas seulement des filtres. Partout où cela fut possible, le circuit a été disposé pour que les taux de tolérance des composants ainsi que le câblage restent sans incidence sur le fonctionnement. D'autre part, un grand nombre de points d'ajustement ont été ménagés et ils sont sensiblement plus généreusement distribués que dans les équipements professionnels. C'est ainsi que sont acquis de bons résultats sans que l'on doive pour autant procéder à la sélection sévère des composants, habituellement nécessaire.

Tableau 1

Filtre passe-bande	Fréquence centrale	Gamme de fréquences	C1 . . . C8	C9	C10	C11
BPF—1	265 Hz	210 - 320	82 n	220 n	33 n	330 n
BPF 2	390 Hz	320 - 460	56 n	150 n	22 n	220 n
BPF 3	550 Hz	460 - 640	39 n	100 n	15 n	150 n
BPF 4	800 Hz	640 - 960	27 n	68 n	10 n	100 n
BPF 5	1200 Hz	960 - 1440	18 n	47 n	6 n8	68 n
BPF 6	1770 Hz	1440 - 2100	12 n	47 n	6 n8	68 n
BPF 7	2650 Hz	2100 - 3200	8 n2	47 n	6 n8	68 n
BPF 8	3900 Hz	3200 - 4600	5 n6	47 n	6 n8	68 n

Tableau 1. Pour le circuit de la figure 3, la valeur des condensateurs C1 à C11 doit être choisie dans ce tableau.

3

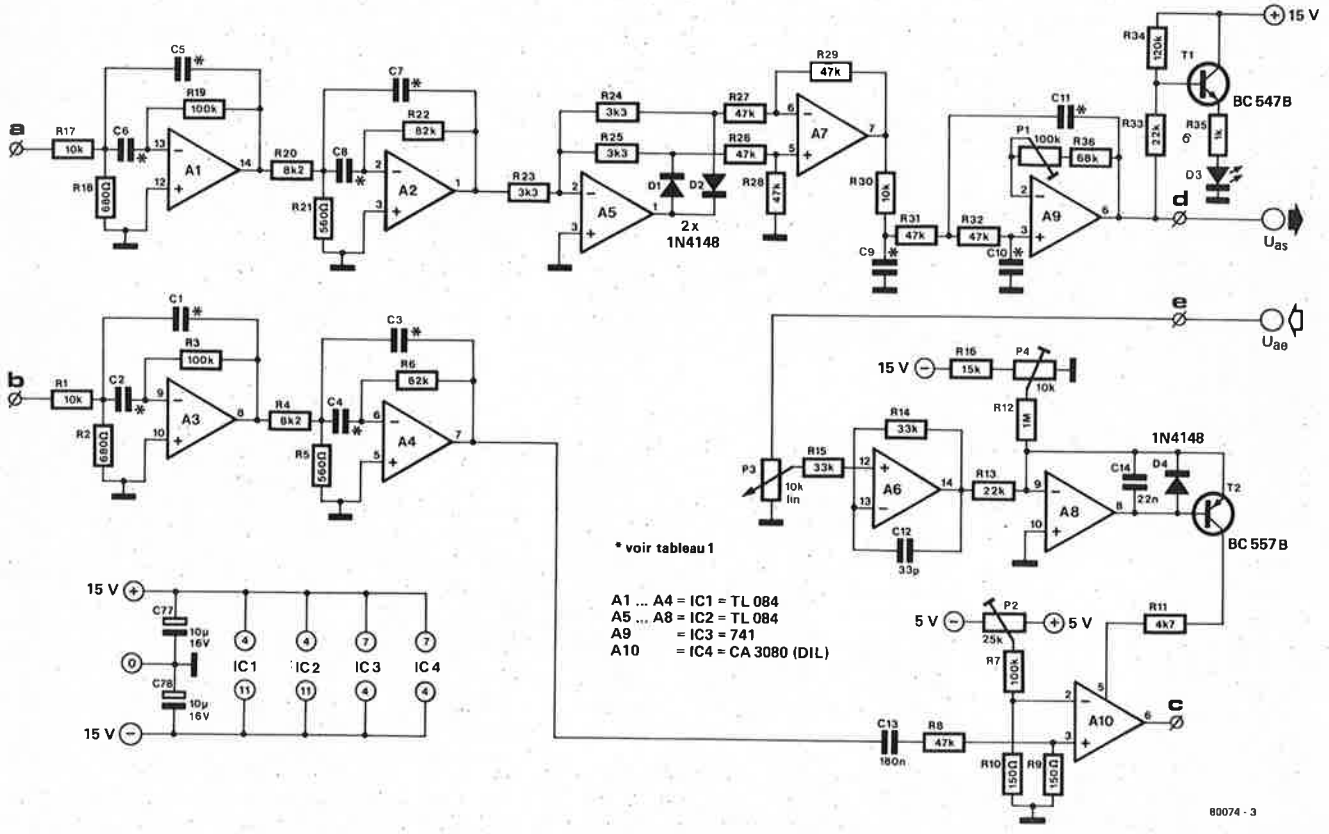


Figure 3. Circuit complet d'une unité de filtre passe-bande.

Deux dispositifs ont été exclus délibérément de la version de base; il s'agit de l'analyseur de spectre et du détecteur de sons voisés/dévoisés. A cela il y a une raison évidente; leur utilité ne fait pas de doute, mais ils coûtent cher! Néanmoins, le circuit de base permet leur adjonction ultérieure et il est très vraisemblable que, dans un avenir assez proche, nous publierons des projets appropriés. Dans le moment même, cependant, nous nous en passerons. Ce qui n'empêche que nous ayons prévu un petit équipement, qui, *lui,* est d'ores et déjà inclus: dix LED, soit une pour chaque voie, donnent une indication de l'évolution du spectre du signal phonique. Ce n'est pas que son utilisation pratique soit constante, mais il reste sans grande incidence sur le prix de revient.

Question primordiale pour un grand nombre d'entre vous, quel investissement tout cela implique-t-il? Un bref examen des figures 3 à 6 fait vite apparaître qu'il y a quand même un certain nombre de composants dans un vocodeur. Pour parler franc, les ampli-ops n'y manquent pas. Ce qui n'arrange rien, il y faut également quelques plaquettes de circuits imprimés, et celles-ci ne sont pas tout à fait aussi bon marché que nous le souhaiterions. Globalement, nous estimons qu'il y a lieu d'envisager une dépense de l'ordre de 1000 FF. C'est évidemment une somme appréciable pour une réalisation d'amateur, mais elle reste très raisonnable pour un bon vocodeur tel que celui-ci.

Et le contenu de la boîte?

La figure 1 présente le schéma synoptique du vocodeur d'Elektor. La partie supérieure constitue la section analyseur tandis que la partie inférieure représente la section synthétiseur.

Occupons-nous d'abord de l'analyseur. Le signal émis par le microphone est appliqué à un préamplificateur approprié. Bien que cela n'apparaisse pas dans le schéma synoptique, la sensibilité de ce point d'entrée est ajustable dans de larges limites afin qu'il puisse également être utilisé en tant qu'entrée de ligne pour un préamplificateur de microphone externe. Le préamplificateur est suivi d'un étage séparateur comportant une coupure des basses dont la fréquence est approximativement inférieure à 30 Hz.

La sortie de cet étage séparateur est appliquée aux filtres qui la divisent en bandes de fréquences au nombre de dix, soit une bande par filtre. Elles ne sont pas toutes identiques, cependant. Ensemble, les filtres couvrent la totalité de la bande audio comprise entre 30 Hz environ et 16 KHz, mais, le premier filtre (passe-bas) et le dixième (passe-haut) traitent une part relativement importante du spectre. C'est ainsi que le filtre passe-bas couvre la gamme des fréquences allant de 30 à 200 Hz; le passe-haut concerne toutes les fréquences supérieures à 4600 Hz. La zone centrale s'étendant de 200 à 4600 Hz est la plus déterminante à l'égard de la parole; elle est divisée en huit bandes par les autres filtres.

Chacun des filtres est suivi par un redresseur de précision et par un filtre passe-bas. Ce dernier ne figure pas en tant que tel dans le schéma synoptique, car il est considéré comme un élément essentiel de l'étage redresseur. Il est évident que, s'agissant d'un vocodeur, ce ne sont pas les fluctuations rapides du signal phonique ou les composantes de la fréquence redressée mono ou bi-alternance subsistantes qui nous intéressent; ce que nous voulons, c'est la tendance générale du niveau de chaque bande de fréquences.

Dans la section synthétiseur, le premier étage est également un préamplificateur, mais du signal porteur, en l'occurence. Cette fois encore, il est suivi par un étage séparateur, semblable à celui de l'analyseur. De là, le signal est appliqué aux filtres, lesquels sont identiques à ceux du premier groupe. La sortie de chaque filtre est acheminée vers un VCA dont la tension de commande est délivrée par le filtre et le redresseur correspondants de la section analyseur. Les signaux de sortie de l'ensemble des dix VCA sont sommés et le signal somme est appliqué à l'étage séparateur de sortie.

Finalement, il nous faut aborder la signification de toutes les lignes pointillées. Tant dans la section analyseur que dans la section synthétiseur, la liaison entre le préamplificateur d'entrée et l'étage redresseur suivant est rendue accessible afin de rendre possible l'adjonction ultérieure d'un détecteur de sons

4

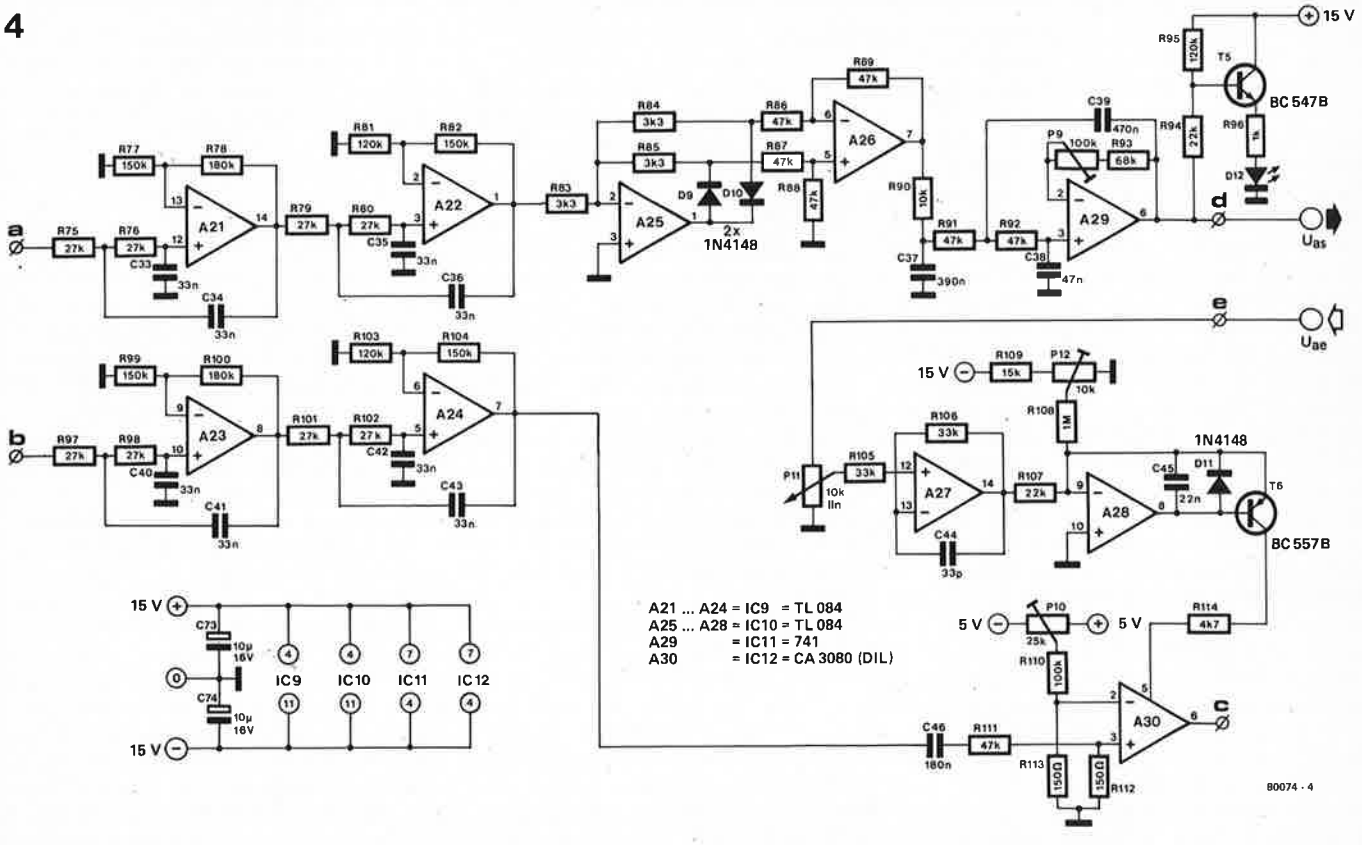


Figure 4. L'unité de filtre passe-bas.

5

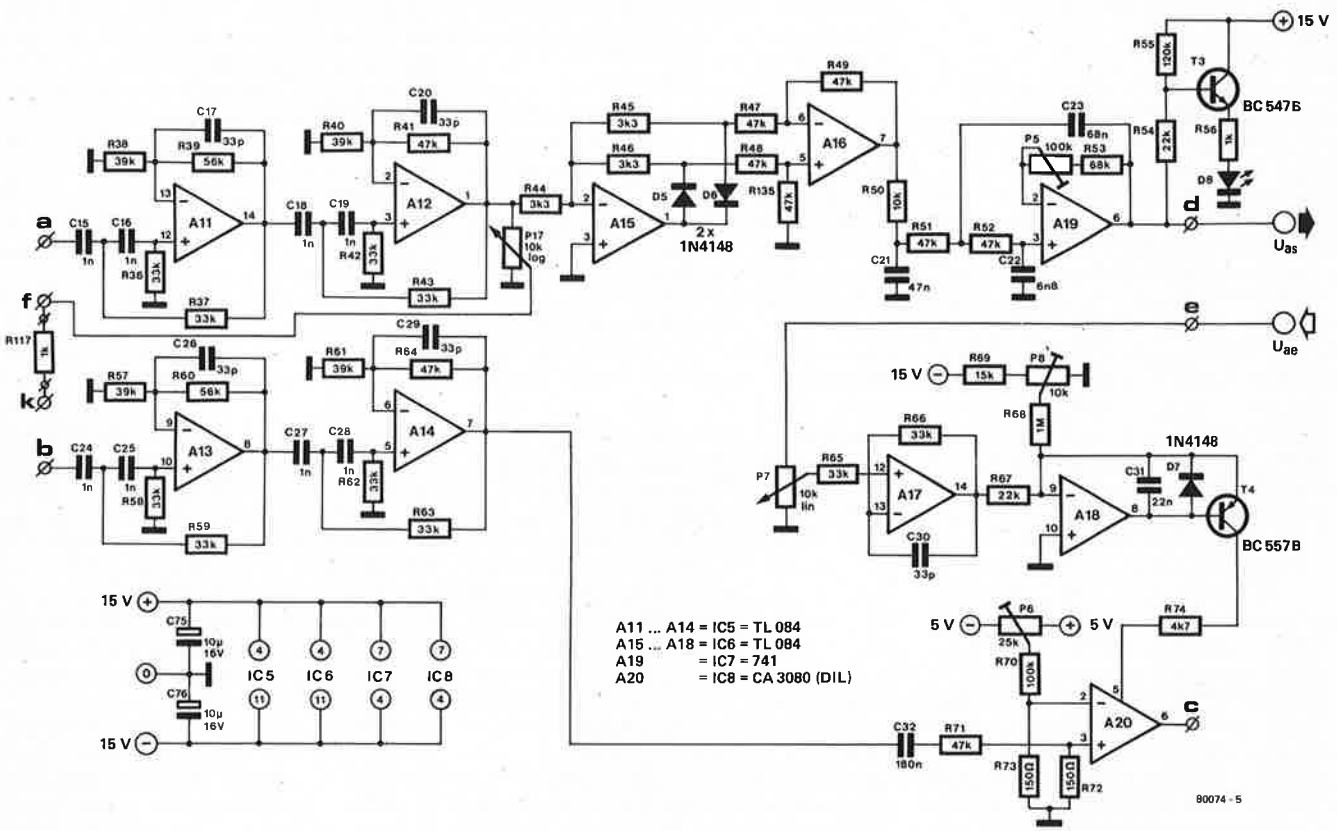


Figure 5. L'unité de filtre passe-haut.

voisés/dévoisés. En fait, aussi bien les sorties que les entrées sont raccordées à un connecteur; de là, elles cheminent le long d'un support de bus jusqu'à un autre connecteur (prévu pour le futur détecteur). Par la même occasion, toutes les pistes cuivrées sont shuntées délibérément afin que chaque sortie d'amplificateur soit connectée à l'entrée de l'étage séparateur correspondante. L'orsqu'il faudra ajouter un détecteur de sons voisés/dévoisés, les shunts entre les pistes seront éliminés.

En outre, la connexion entre chaque sortie de redresseur et l'entrée de commande du VCA correspondant est représentée par une ligne pointillée. Ces points sont ramenés à des douilles placées sur la face avant de l'instrument. Cette disposition présente l'avantage de rendre possible le raccordement délibéré de certaines ou de l'ensemble des sorties à des VCA qui ne conviennent pas normalement, afin d'obtenir des effets spéciaux. C'est une facilité sur laquelle nous reviendrons de manière plus détaillée ultérieurement, lorsque nous aborderons le chapitre traitant de l'utilisation du vocodeur.

Pour le moment, toute notre attention se concentre sur les caractéristiques électroniques des diverses sections révélées par le schéma synoptique et nous en venons donc aux circuits.

Les circuits

Comme nous allons le constater, c'est la construction modulaire qui a été retenue pour la réalisation du vocodeur. Les diverses parties du circuit général sont montées sur des circuits imprimés distincts. Il y en a douze au total, soit un pour l'alimentation, un qui regroupe les amplificateurs et séparateurs d'entrée auxquels s'ajoutent l'amplificateur sommateur et le séparateur de sortie, et enfin un par unité de filtrage. Ce dernier comporte une section complète telle qu'elle est représentée entourée de lignes pointillées dans la figure 1, à savoir deux filtres passe-haut, passe-bas ou passe-bande complets associés au redresseur et au VCA correspondants. La figure 2 montre un schéma synoptique plus détaillé d'un ensemble de filtrage.

Etant donné que le circuit complet du vocodeur atteint des dimensions particulièrement importantes et qu'il serait donc difficile de l'assimiler d'un seul coup (ce qui d'ailleurs rendrait pratiquement impossible son impression sur une page de la revue), il sera plus commode de considérer chacune de ses sections séparément. Nous allons donc commencer par l'élément de base au cœur du vocodeur, l'unité de filtrage. Notre intérêt se tourne en premier lieu vers la version filtre passe-bande, car elle se retrouve huit fois avec seulement quelques modifications mineures des valeurs des composants.

Le filtre passe-bande

Le circuit est donné en figure 3. Ceux d'entre vous qui pensaient que nous exagérions lorsque nous disions que le circuit complet était très étendu changeront sans doute d'avis maintenant. Et songez que tous ces composants ne représentent tout juste qu'une unité de filtrage et qu'il en existe dix comme ça dans notre vocodeur.

Ainsi que nous l'avons déjà mentionné, la version passe-bande illustrée dans le cadre de la figure 3 est présente en huit exemplaires. Chacune d'entre elles traite une bande déterminée située dans la gamme des fréquences allant de 200 à 4600 Hz et ceci se reflète évidemment dans les valeurs des composants. C'est en particulier le cas des condensateurs C1 à C11. Le tableau 1 donne leur valeur précise pour les filtres passe-bande BPF1 à BPF8, et il indique également la fréquence centrale résultante de chaque filtre.

Dès que l'on examine un peu plus attentivement le circuit de la figure 3,

6a

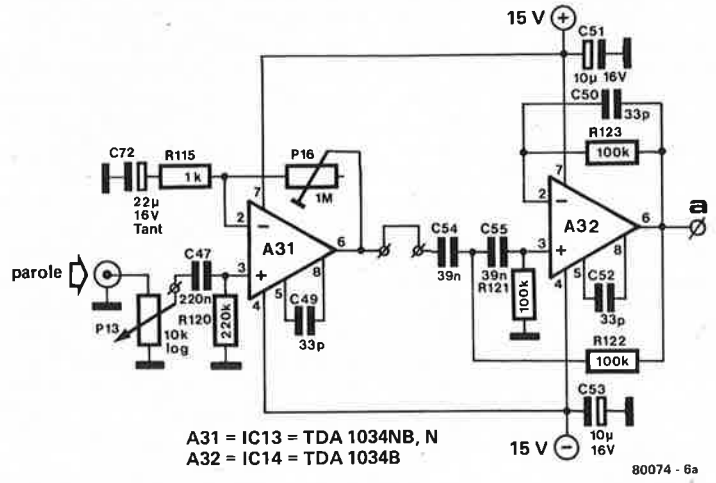


Figure 6a. Amplificateur d'entrée "parole" pour micro.

6b

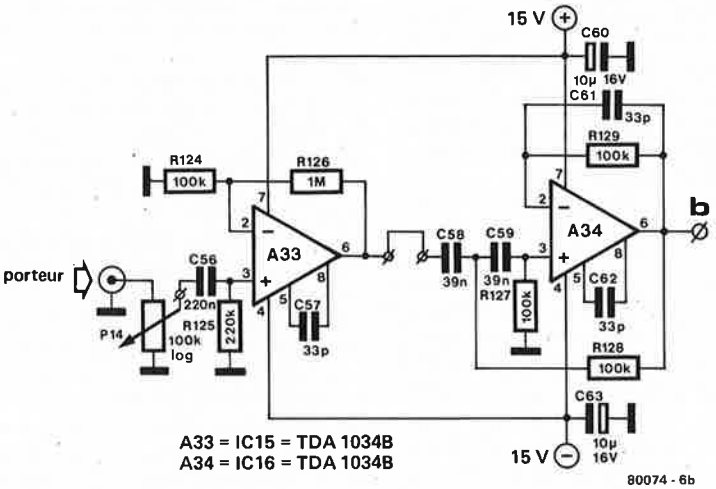


Figure 6b. Amplificateur d'entrée pour le signal "porteur".

6c

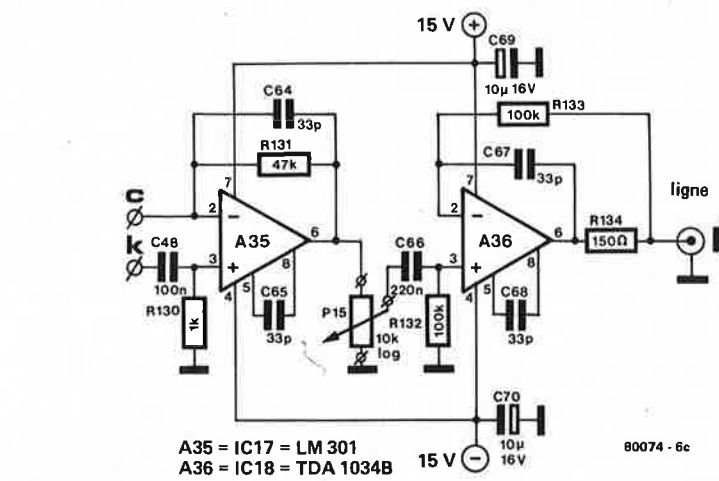


Figure 6c. Amplificateur de sortie.

il n'est plus très difficile de distinguer les diverses sections qui composent le schéma synoptique de la figure 2. Et d'abord, repérons les entrées et les sorties. Les points "a" et "b" sont les entrées respectives du filtre analyseur (parole) et du filtre synthétiseur (signal porteur); "c" est la sortie du signal, en d'autres termes, la sortie du VCA. Le point "d" est la sortie de la tension de commande provenant du redresseur (plus exactement, provenant du filtre passe-bas final) de la section analyseur: U_{as}; quant à "e", c'est l'entrée de la tension de commande, U_{ae}, du VCA de la section synthétiseur. A1 et A2 associés à leurs composants constituent le filtre passe-bande de la section analyseur. Une configuration identique regroupant A3 et A4, joue le même rôle dans la section synthétiseur. Le redresseur de précision est organisé autour de A5 et A7; il est suivi par le filtre passe-bas construit avec A9. Enfin, A10 est l'amplificateur commandé en tension (VCA). Bien sûr, il existe quelques autres ampli-ops, mais cette question sera abordée ultérieurement.

Une chose apparaît très clairement: ce circuit comporte un grand nombre d'amplificateurs opérationnels. Et ce n'est pas le seul, d'ailleurs; tous les circuits du vocodeur font appel aux ampli-ops. La raison essentielle de cette disposition est d'obtenir, dans l'ensemble, un circuit aussi simple que possible; si nous utilisions des transistors, nous arriverions à créer un véritable imbroglio ... Heureusement, les ampli-ops de haute qualité, facilement disponibles sur le marché actuellement, sont tout à fait appropriés au traitement de la bande audio.

La plupart des amplificateurs opérationnels utilisés dans ce filtre sont du type J-FET d'entrée (TEC à jonction). Un TL084 en comporte quatre. Il est également possible de se servir d'un 4741, ce qui procure l'avantage supplémentaire d'une consommation en courant inférieure. Ces deux types ont déjà figuré dans des projets publiés antérieurement dans Elektor, et ce avec des résultats satisfaisants; l'approvisionnement, quant à lui, ne pose pas de problème. Leur prix unitaire est de moins de 20 F. Un 741 tous usages prend place également dans le circuit; un OTA du type CA3080 est prévu pour le VCA. Tout cela est bien connu des lecteurs d'Elektor!

Les filtres passe-bande sont d'un type très connu; dans chaque section, deux filtres de Rauch sont connectés en cascade. Les valeurs légèrement différentes des composants du premier et du second garantissent l'obtention d'une caractéristique totale quelque peu "nivelée" au lieu de la pointe aiguë que délivrerait un filtre unique. Chaque filtre a une pente de 12 dB/octave, ce qui fait que, les deux filtres étant connectés en cascade, la pente composée est de 24 dB/octave. Il peut être intéressant de noter au passage que

la pente de n'importe quel filtre correctement conçu peut faire l'objet d'une estimation en multipliant le nombre des condensateurs "actifs" par 6. Par exemple, dans ce circuit, un seul filtre comporte deux condensateurs, ce qui, multiplié par 6, donne bien 12 dB/octave.

Mais, revenons-en au circuit. Dans la section analyseur, le filtre passe-bande est suivi par deux ampli-ops du circuit redresseur bi-alternance (A5, A7, D1, D2) et par un circuit RC (R30 et C9) qui "nettoie" le signal obtenu. Un filtre passe-bas actif (A9) accomplit l'essentiel du lissage. Il faut adapter le filtre passe-bas à la gamme de fréquences sélectionnée par le filtre passe-bande précédent. C'est pour cette raison qu'on affecte à C9, C10 et C11 des valeurs différentes dans chaque section, ainsi que le montre le tableau 1.

En l'absence de signal, la composante en courant continu de la tension de commande U_{as} devrait être nulle dans le cas idéal. C'est pour cela qu'un ajustement d'offset (potentiomètre ajustable P1) est inséré pour le réglage de A9. La visualisation du "spectre phonique" à l'aide d'un ensemble de LED, dont nous avons fait mention dans un paragraphe précédent, est réalisée en se servant de la même tension de commande pour piloter une LED (D3) par l'intermédiaire d'un transistor (T1).

Dans la section synthétiseur, les deux premiers ampli-ops (A3 et A4) sont utilisés dans un agencement du filtre identique à celui de la section analyseur. Vient ensuite le VCA dans lequel on se sert d'un OTA (A10). Puisqu'un OTA (Amplificateur opérationnel à transconductance) est en fait un amplificateur commandé en courant, il est nécessaire de prévoir un petit circuit supplémentaire. L'amplificateur A6 sépare l'entrée du reste du montage, et la tension U_{ae} est appliquée à un convertisseur tension-courant formé de A8 et T2. Ce dernier est essentiellement une source de courant commandée en tension; les variations de la tension de commande U_a sont converties en variations du courant de polarisation de l'OTA (à la broche 5 de A10). P4 sert à fixer le seuil d'intensité de ce courant; nous en décrirons ultérieurement la procédure d'étalonnage. Les mêmes observations s'appliquent à l'étalonnage de P2 dont la présence est prévue pour équilibrer l'amplificateur différentiel d'entrée de l'OTA, précaution destinée à empêcher que les variations du courant de polarisation n'interfèrent sur la sortie, en l'absence d'un signal "porteur".

Filtres passe-bas et passe-haut

Les circuits des figures 4 et 5 témoignent d'une forte analogie avec celui de la figure 3. Ce n'est guère surprenant puisque la seule réelle différence entre l'unité passe-bande (figure 3), l'unité passe-bas (figure 4) et l'unité passe-haut (figure 5) réside dans le circuit de filtrage même. Et, même à ce niveau, les différences sont accessoires. Les filtres passe-haut et passe-bas sont des variantes tout à fait classiques du filtre Sallen & Key, bien connu de chacun. Comme déjà vu antérieurement, les deux sections sont connectées en cascade pour obtenir une pente de filtre totale de 24 dB/octave (souvenez-vous: quatre condensateurs, et l'on multiplie par 6). Pour le filtre passe-bas, la fréquence de coupure est fixée à 200 Hz; pour le filtre passe-haut, c'est 4600 Hz.

Module d'entrée-sortie

La figure 6 montre le reste du vocodeur constitué par les circuits d'entrée et de sortie, tous regroupés sur une seule plaquette de circuit imprimé.

Un bon rapport signal/bruit et une possibilité d'attaque suffisante sont d'extrême importance pour ces deux circuits. Dans ces conditions, l'amplificateur opérationnel "idéal" n'est autre que le célèbre TDA1034 (ou NE5534). S'il existe des difficultés d'approvisionnement, on peut se servir (temporairement) d'un LF357, mais alors le rapport signal/bruit en pâtira.

La figure 6a présente le circuit d'entrée parole. L'ampli-op A31 sert de préamplificateur de microphone à très faible bruit. Le gain en tension est susceptible d'être ajusté entre l'unité et 1000 pour toute sensibilité d'entrée située entre 10 mV et 7,7 V. Le potentiomètre P13 sert à régler la sensibilité. L'impédance d'entrée est d'environ 10 kΩ et l'on peut donc en pratique se servir de microphones de n'importe quelle impédance. Il existe également une entrée ligne utilisable pour les signaux provenant d'un préamplificateur de microphone externe; dans ce cas, le gain est ajusté à 12 environ. La sortie de A31 est amenée, par l'intermédiaire de la plaquette de bus, jusqu'à un connecteur de réserve. Ainsi qu'on l'a déjà mentionné cette disposition a été adoptée pour offrir la possibilité d'ajouter ultérieurement un détecteur de sons voisés/dévoisés qui sera suivi de l'étage séparateur/amplificateur, A32.

L'adjonction de C54 et C55 permet de l'utiliser en tant que filtre de ronflement actif. La sortie "a" de A32 est connectée à la totalité des dix entrées "a" des unités de filtrage. La commande de sensibilité P14 est suivie d'un préamplificateur d'entrée (A33) dont le gain est environ de 10. Comme en sortie de A31, le signal fait ensuite un détour par le connecteur de réserve. Enfin, A34 sert de filtre de coupure des basses combinant un étage séparateur/amplificateur actif, identique à celui de la figure 6a. A son tour, la sortie "b" est connectée à la totalité des dix entrées "b" des unités de filtrage. Les sorties de toutes les plaquettes de filtres (point "c" des figures 3, 4 et 5) sont connectées à l'entrée "c" de la figure 6c, qui n'est autre que l'entrée de l'amplificateur sommateur. Le premier étage (A35, dans le LM301) est suivi d'un potentiomètre de commande de niveau de sortie (P15) et d'un étage séparateur de sortie (A36). Pour des raisons déjà signalées (faible bruit et puissance d'attaque de sortie élevée) on se sert d'un TDA1034 pour cet étage final. Le niveau de sortie (ligne) nominal du vocodeur est d'environ 700 mV; l'impédance de sortie est très basse (quelques ohms) en raison de la contre-réaction: l'action de R134 est annulée (cette résistance est incluse pour la stabilité et la protection contre les court-circuits).

Et ensuite...?

Nous parlerons du circuit d'alimentation, des circuits imprimés et des listes des composants. Ensuite, naturellement, viendront les détails de construction et les procédures d'étalonnage. Cela représente encore beaucoup de choses, mais nous espérons pouvoir le faire dans notre prochain numéro.

Quoi d'autre encore? Un article consacré à l'utilisation du vocodeur est d'ores et déjà prévu, puis nous envisageons de perfectionner la visualisation par LED, qui n'est guère plus qu'un gadget dans sa version actuelle, afin que le vocodeur puisse être employé comme un analyseur de spectre simple. Ce sera là une extension très utile.

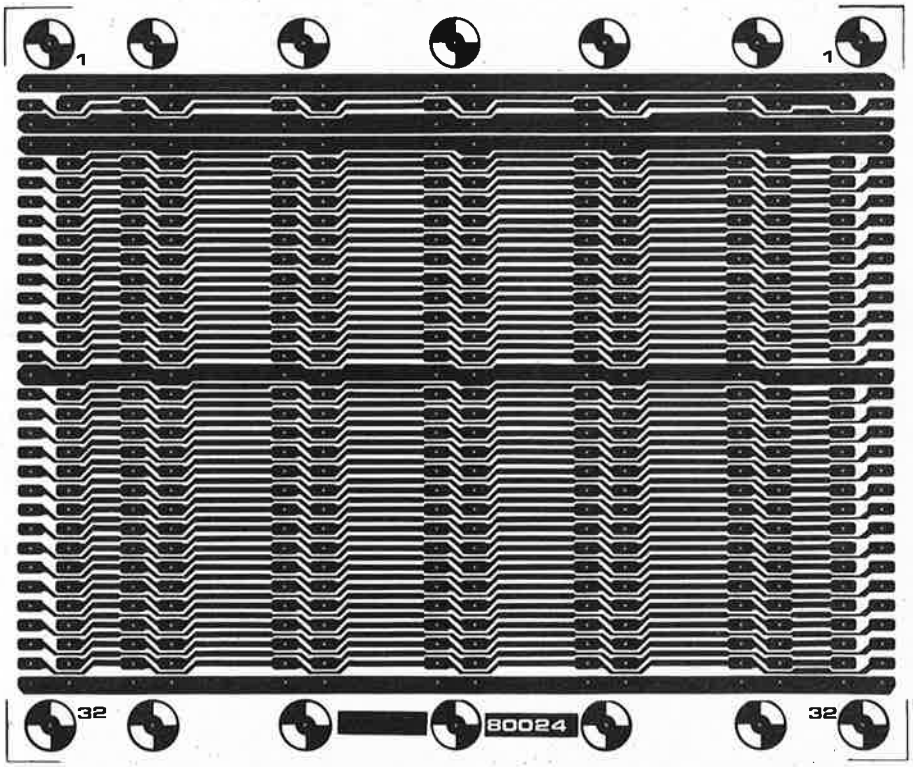
Les projets ultérieurs restent encore un peu vagues, mais il est certain que nous espérons bien vous proposer une solution intéressante pour le détecteur de sons voisés/dévoisés ainsi que pour le générateur de bruit qui lui est associé, dans un avenir pas très lointain. Une chose est sûre, nous n'avons pas fini de vous parler des vocodeurs... Il s'en faut de beaucoup!

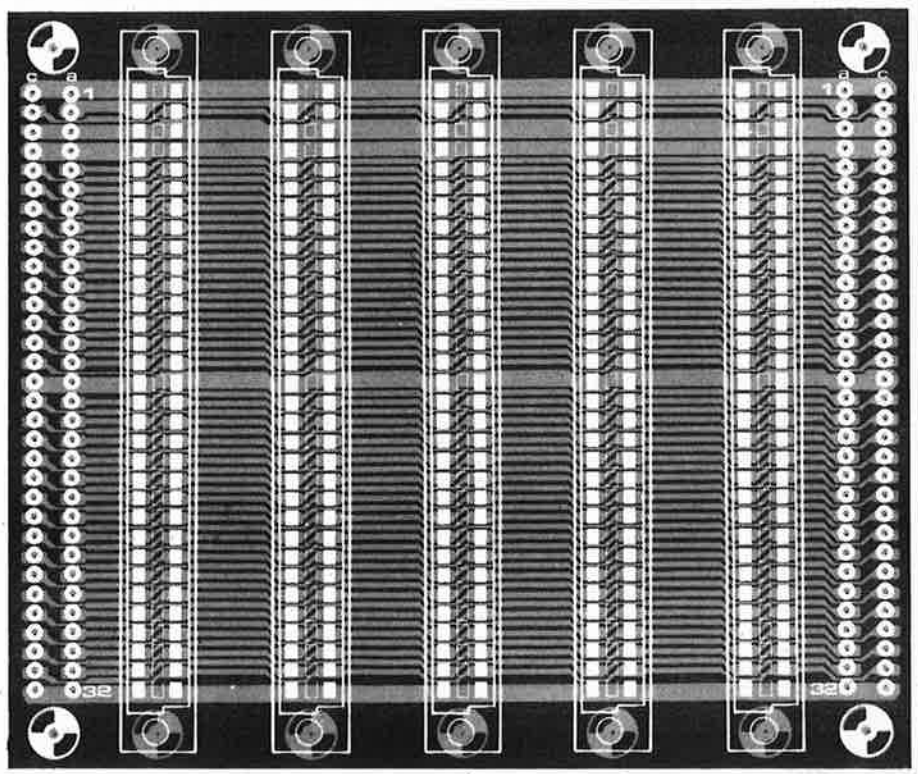
Bibliographie:

Elektor, numéros 5/6 et 7: Vocodeurs
Elektor, numéro 19: Vocodeur, Top-préamp.

nouveau bus pour systèmes à μP

Les différentes unités d'un système à microprocesseur sont généralement interconnectées par une carte "bus". Celle utilisée dans le SC/MP de Elektor (EPS 9857) peut relier jusqu'à 3 cartes.
Les systèmes employant les μP évoluent constamment. Si l'emploi de plusieurs mémoires s'avère nécessaire, par incorporation du NIBL-E par exemple, 2 bus occuperont trop de place. D'où l'utilité de cette nouvelle carte que nous vous proposons dans cet article. Comme on peut le voir sur les figures 1 et 2, elle est de mêmes dimensions que la précédente, mais pourra relier jusqu'à 5 cartes au lieu de 3. Les 2 connecteurs supplémentaires sont placés à mi-distance entre les 3 connecteurs d'origine. Ceci pour faciliter une éventuelle remise à jour du microordinateur, du point de vue mécanique s'entend.
Nous en avons profité pour simplifier les connexions entre bus adjacents. Les colonnes a et c à l'extrémité gauche de la carte ont été transposées (aucun connecteur ne sera donc soudé à cet endroit!). Les connexions entre les 2 bus peuvent donc être réalisées au moyen de fil de câblage sans risques de court-circuits entre les connexions a et c. De même, tout enchevêtrement des fils de câblage sera ainsi évité lors de la mise sous tension du bus.





des potentiomètres "taillés sur mesure"

ou 1 potentiomètre + 1 (ou 2) résistance(s) = 1 potentiomètre modifié

Presque tous les potentiomètres ont une courbe de réponse très simple (soit linéaire soit logarithmique). A vrai dire, cela convient très bien dans la plupart des applications, mais il y a des cas où l'on souhaiterait avoir une variation particulière. Heureusement, il n'est pas trop difficile de modifier ces courbes de réponse, en ajoutant simplement une ou deux résistances fixes. C'est ce que nous allons traiter dans cet article.

G. Reinhold

Les potentiomètres portent l'indication "lin" ou "log". Celle-ci caractérise la loi de variation de la résistance mesurée entre le curseur et l'une des extrémités du potentiomètre qui est supposée croître de manière linéaire ou logarithmique en fonction du déplacement du curseur sur la piste. On peut reporter ce type de courbe de réponse sur un graphique où l'on indique, en fonction de la position du curseur, la valeur de la résistance mesurée entre le curseur et une extrémité de la piste, exprimée sous la forme de pourcentage de la résistance totale.

Il est des applications où la courbe de réponse est sans aucune importance. Elles ne sont pas nombreuses, cependant. Dans la plupart des cas, le type de réglage nécessaire impose une courbe de réponse "idéale" au potentiomètre, qui est propre à cette application. Reste maintenant à savoir si cela est possible ou pas...

La figure 1 représente les trois courbes de réponse que l'on rencontre le plus couramment. On porte sur l'axe horizontal la position du curseur (que ce soit pour un potentiomètre rotatif ou pour un potentiomètre rectiligne) exprimée sous la forme de pourcentage de la longueur totale de la piste: x = 0 correspond à l'extrémité "inférieure" (axe du potentiomètre complètement tourné dans le sens inverse des aiguilles d'une montre dans le cas d'un potentiomètre rotatif) et x = 100 correspond à l'autre extrémité. Sur l'axe vertical, on porte la valeur de la résistance (sous la forme de pourcentage) comprise entre le curseur et l'extrémité "inférieure" de la piste.

La réponse linéaire est la plus facile à représenter: elle est constituée d'une ligne droite qui part d'une résistance nulle pour l'extrémité "inférieure" et qui va à une résistance maximale pour l'autre extrémité. (Il faut tout de même remarquer qu'il s'agit d'une courbe théorique: en effet, il faut déjà pouvoir dénicher un potentiomètre qui ait une résistance nulle à l'une de ses extrémités...).

Les potentiomètres marqués "log" sont censés posséder ce que l'on appelle une courbe de réponse "logarithmique positive"; il s'agit de la courbe qui est marquée "pos-log" à la figure 1. Dans ce cas, l'atténuation, exprimée en dB, varie linéairement en fonction de la position du curseur, c'est ce qui convient parfaitement, par exemple, à une commande de volume sonore.

Enfin, la courbe de réponse du poten-

tiomètre "anti-log" qui est marquée "neg-log" sur la figure 1) est moins bien connue. Comme on peut le voir, il s'agit du "reflet" (comme dans un miroir) de la courbe de réponse d'un potentiomètre logarithmique classique; ceci peut être très utile, par exemple, dans certains montages de correcteurs de tonalité.
Nous en avons assez vu en ce qui concerne les courbes de réponse théoriques. Qu'en est-il exactement dans la réalité? Eh bien... les figures 2 et 3 représentent respectivement des résultats de tracés de courbes de réponse de potentiomètres logarithmiques et linéaires. Si les tracés correspondant aux potentiomètres linéaires sont assez mauvais, que dire de ceux des potentiomètres logarithmiques? Pour le moins, ils sont horribles!!!

Et si l'on ajoutait une résistance ou deux?

Voyons ce qui a été fait à la figure 4: on peut ajouter des résistances fixes entre le curseur et l'une (ou les deux) extrémité(s). Fondamentalement, le résultat est toujours un potentiomètre — mais sa courbe de réponse peut être étrange ou merveilleuse, cela dépendra du rapport qu'il existe entre la résistance totale du potentiomètre et celle de la (ou des) résistances(s) fixe(s).
Les divers résultats sont représentés sous la forme d'une série fascinante de tracés. Par exemple, prenons le cas de la figure 5: elle représente ce qu'il est possible d'obtenir en "greffant" une résistance fixe sur un potentiomètre linéaire. La résistance du potentiomètre est exprimée sous la forme de 100 "unités"; on peut alors exprimer la valeur de la résistance fixe sous la forme de pourcentage. "R = 25", par exemple, signifie que la valeur de la résistance fixe est égale à 25% de celle du potentiomètre. Un potentiomètre de 470 kΩ et une résistance fixe de 120 kΩ illustrent assez bien cet exemple. Si l'on examine la figure 5, les lignes continues de la moitié supérieure gauche correspondent au cas où la résistance fixe est placée entre l'extrémité "supérieure" du potentiomètre et le curseur; les lignes pointillées concernent le cas où la résistance est montée de la même façon que R3. Il faut remarquer que les deux courbes obtenues pour R = 10 (c'est-à-dire que la résistance fixe est égale au dixième de la résistance totale du potentiomètre) sont une assez bonne approximation des courbes anti-log et log. Cela signifie que l'on peut transformer un potentiomètre linéaire de 4,7 kΩ en un potentiomètre logarithmique de 4,7 kΩ, en "greffant" une résistance de 470 Ω entre le curseur et l'extrémité "inférieure"! La figure 6 représente les résultats théoriques de la "greffe" d'une résistance fixe sur un potentiomètre logarithmique. La courbe "supérieure" (pour R2 = 10) est une approximation convenable d'une réponse linéaire. Nous renvoyons maintenant

1

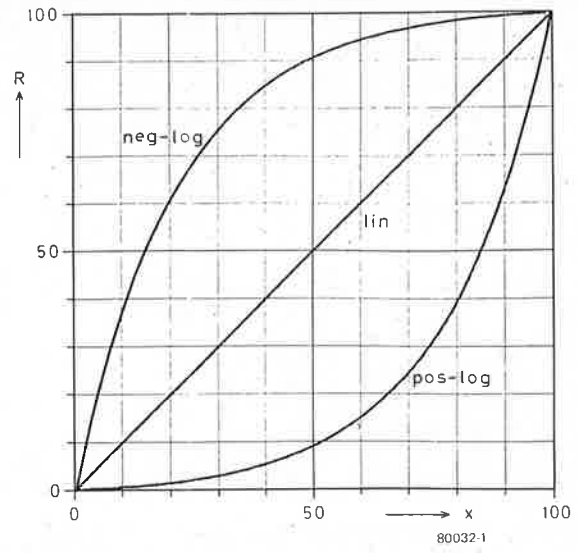


Figure 1. Trois types de potentiomètres sont normalement disponibles: ceux qui ont des courbes de réponse linéaires, logarithmiques ("pos-log") et anti-logarithmiques ("nég-log").

2

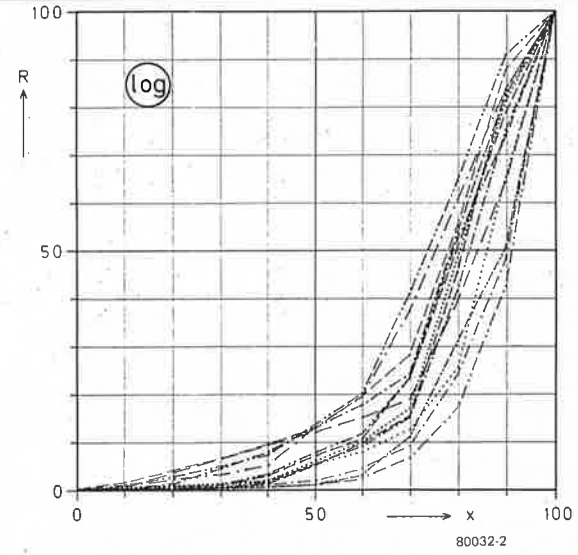


Figure 2. En pratique, les potentiomètres dits logarithmiques peuvent avoir un grand nombre de courbes de réponse. En fait, la courbe de réponse peut être plus ou moins approchée (plutôt moins que plus) sous la forme d'une série de segments de droite.

3

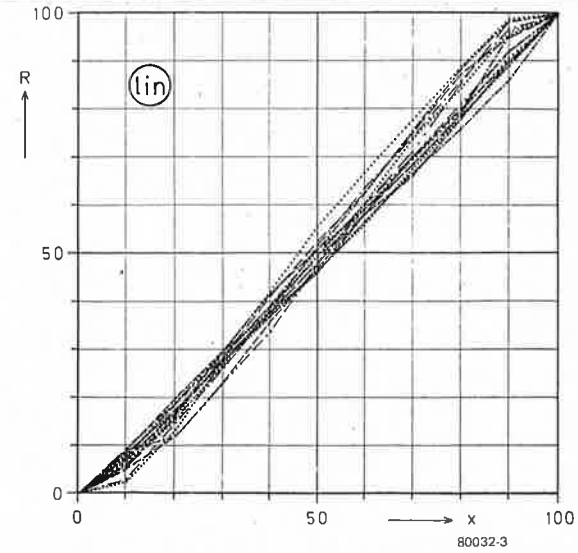


Figure 3. Les potentiomètres linéaires sont généralement meilleurs. Les principaux problèmes surviennent vers les deux extrémités.

4

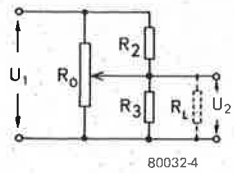


Figure 4. On peut ajouter une ou deux résistances fixes, entre le curseur et l'une (ou les deux) extrémité(s). Les résultats peuvent être surprenants!

quiconque aurait envie de vérifier ce point, aux courbes de la figure 2...
Que pouvons nous dire si l'on ajoute deux résistances? Dans le fond, pourquoi pas. Pour le moins que l'on puisse dire, les résultats sont étranges (voir les figures 7 et 8 qui concernent respectivement des potentiomètres linéaires et des potentiomètres logarithmiques). Ces courbes ont été tracées en tenant compte des paramètres suivants: la valeur de l'une des résistances est égale à 25% de la valeur totale du potentiomètre et l'on a fait varier la valeur de l'autre résistance: les montages dessinés dans les coins supérieur gauche et inférieur droit correspondent respectivement aux tracés en lignes continues et en lignes pointillées. Enfin, les figures 9 et 10 donnent quelque idée de ce que l'on peut obtenir dans le cas où les deux résistances sont égales (leur valeur variant entre 10% et 100% de la valeur totale). Tous ces tracés passent évidemment par le point où le curseur est à la moitié de la résistance totale. Quiconque souhaiterait obtenir un réglage fin au centre de la course d'un potentiomètre et un réglage grossier vers les extrémités, devrait jeter un coup d'œil au tracé qui correspond à R2 = R3 = 10 à la figure 9.
"Ajouter une résistance ou deux" avons nous dit. Et regardez ce qu'il s'est produit! Deux conséquences supplémentaires peuvent également se produire, et il n'est pas aisé de les mettre en évidence au seul examen des tracés. La résistance totale du potentiomètre modifié n'est plus constante, ou est réduite. Le montage qui utiliserait un tel potentiomètre pourrait ne pas apprécier... Aussi la "greffe" de résistances fixes entre le curseur et l'extrémité "inférieure" doit être manipulée avec la plus grande attention... Il peut arriver quelque chose de similaire dans le cas où un potentiomètre de valeur relativement élevée est suivi d'un montage dont l'impédance est relativement basse!

5

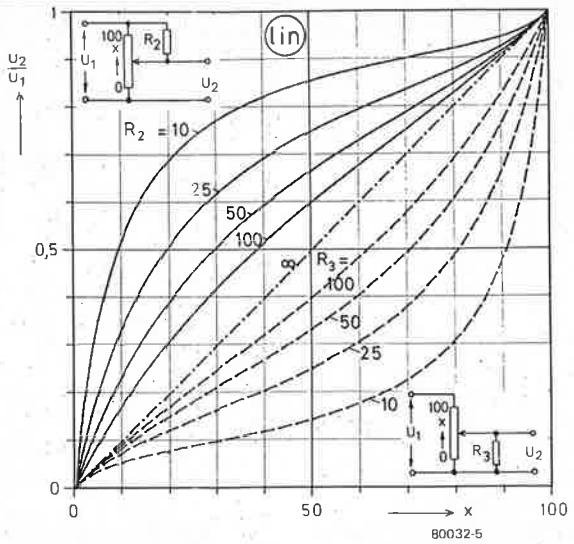


Figure 5. Il est possible d'obtenir ces caractéristiques en "greffant" une résistance sur un potentiomètre linéaire.

6

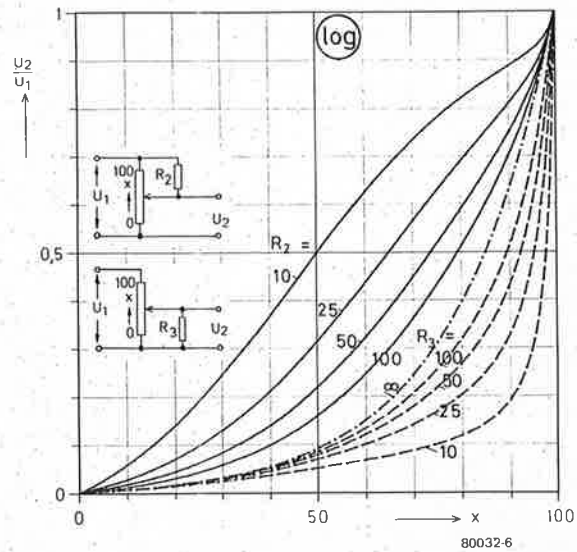


Figure 6. A condition que l'on puisse disposer d'un potentiomètre logarithmique ayant une réponse théoriquement idéale (?), on peut obtenir ces courbes, modifiées en "greffant" une résistance fixe.

7

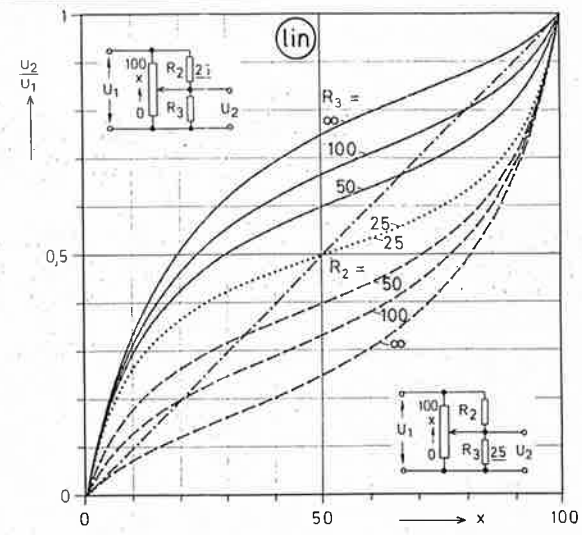


Figure 7. Branchement de deux résistances sur un potentiomètre linéaire. Les lignes continues correspondent au cas où la valeur de la résistance R2 est fixe, et égale au 1/4 de la valeur totale du potentiomètre; les lignes pointillées sont obtenues lorsque c'est la résistance R3 qui est fixe et la résistance R2 qui varie.

8

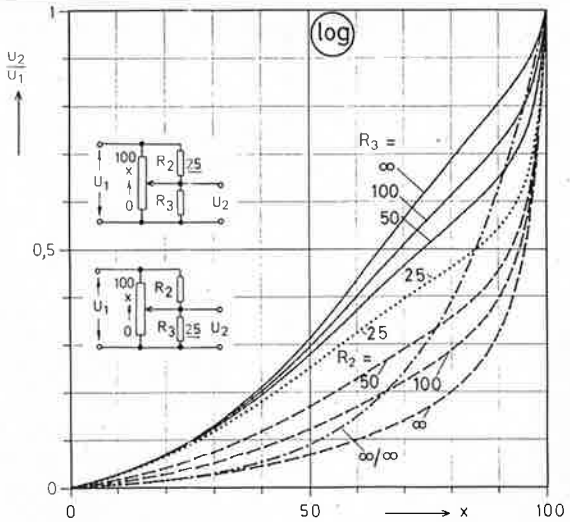


Figure 8. Un potentiomètre logarithmique et deux résistances peuvent être à l'origine de cet étrange réseau de courbes. Comme précédemment, les lignes continues correspondent au cas où la valeur de la résistance R2 est fixe et celle de la résistance R3 varie, et les lignes pointillées sont obtenues lorsque la résistance R3 est fixe et égale au 1/4 de la valeur totale du potentiomètre. En référence nous indiquons également le tracé fondamental logarithmique.

9

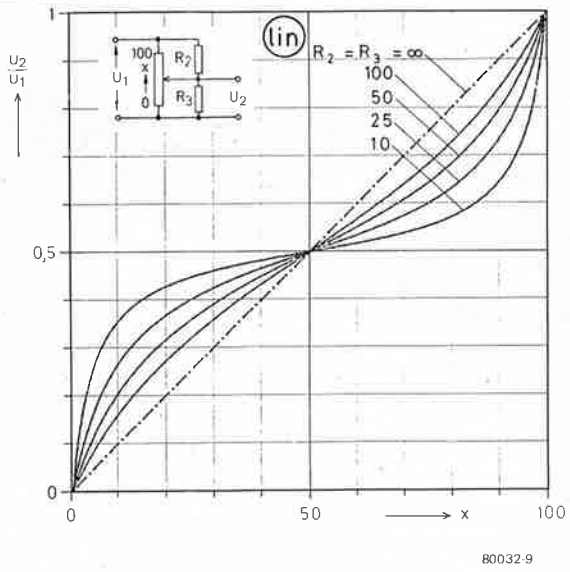


Figure 9. On obtient ce réseau de courbes en utilisant un potentiomètre linéaire et deux résistances égales.

10

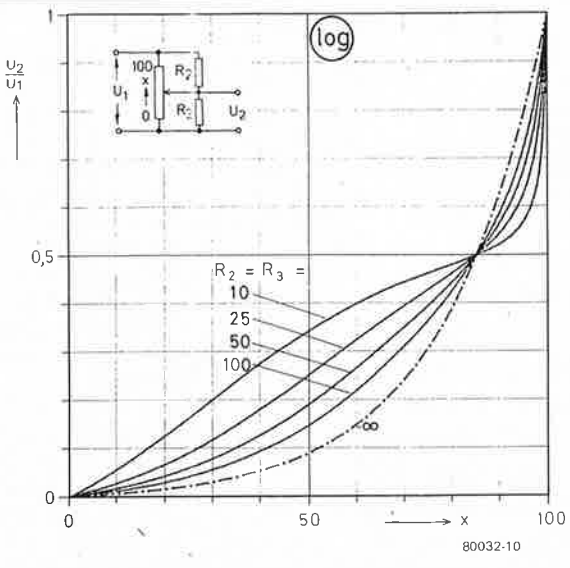
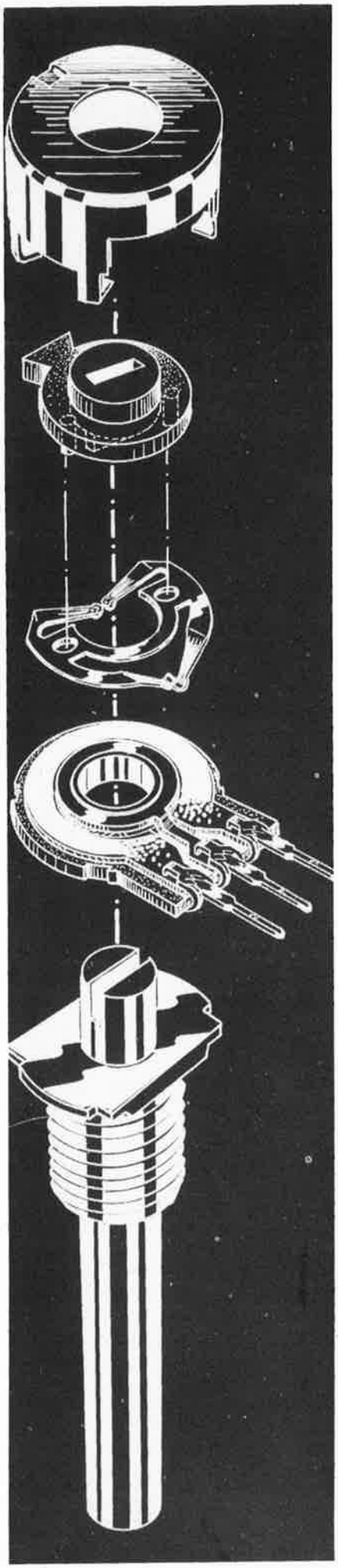
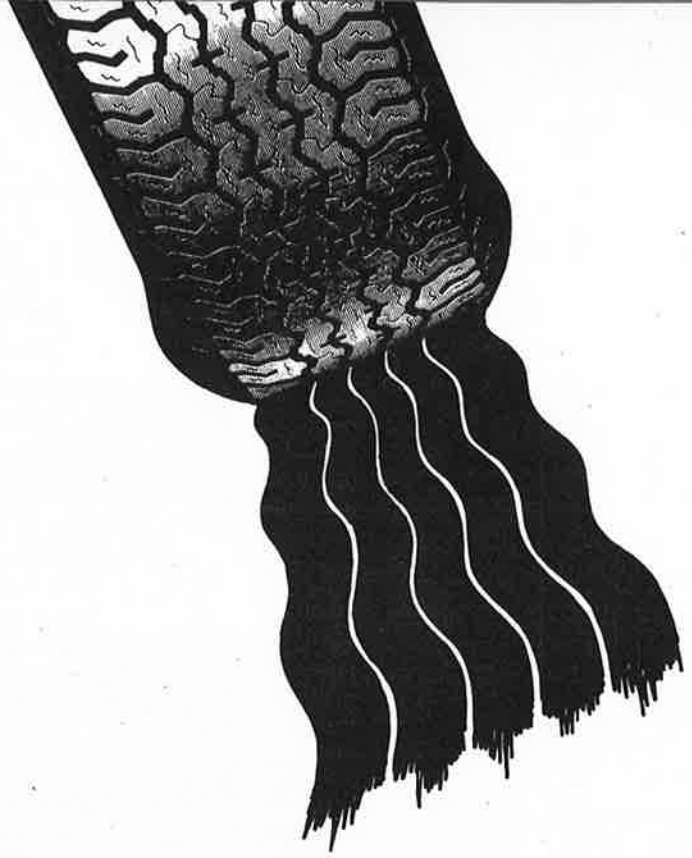


Figure 10. On peut également utiliser deux résistances égales conjointement à un potentiomètre logarithmique.





économiseur de carburant

piège à gaspi

W. H. M. van Dreumel

Bien qu'il y ait un haut-parleur dans le circuit, il n'a rien à voir avec l'auto-radio, ni avec l'écoute des cassettes; ce dispositif est un outil sonore destiné à aider l'automobiliste à conduire en douceur (et donc en faisant des économies). Alors que beaucoup de phénomènes suivent une progression arithmétique, on constate que le coût de l'automobile suit une progression géométrique, et toute méthode permettant d'économiser de l'argent sur la route sera sans aucun doute accueillie avec enthousiasme. On vise ici le coût des accélérations (et l'accélération des coûts). Autrement dit, si vous résistiez tout au long de la semaine prochaine à l'envie d'enfoncer le champignon à fond, combien de carburant aurez-vous économisé? Essayez un peu, pour voir.

Il est évidemment possible de calculer avec une bonne précision l'énergie nécessaire à accélérer sa voiture, disons, de 30 à 60 km/h (s'il vous plaît, ne téléphonez pas pour cela à votre Automobile-Club favori). Succinctement, le calcul commence de la façon suivante: si votre voiture roule initialement a x mètres par seconde et si, au bout de t secondes, sa vitesse est passée à y mètres par seconde, l'accélération a est définie par

$$a = \frac{y - x}{t}$$

et s'exprime en m/s^2 (mètres par seconde au carré).

Arrêtons là la théorie. Il nous suffira pour le moment de savoir qu'il est possible de déterminer le taux de variation de la vitesse d'une automobile au moyen d'un appareil à mesurer l'accélération: un accéléromètre. On a constaté qu'en conduite douce l'accélération est rarement supérieure à $1\ m/s^2$. Et vous? Etes-vous un conducteur à $5\ m/s^2$?

L'accéléromètre

Comment procéder pratiquement pour mesurer l'accélération? Il existe un appareil très simple que de trop nombreux conducteurs ont juste devant leurs yeux: ces petites mascottes pendouillant au bout d'un fil. Quand la voiture est immobile ou qu'elle se déplace à vitesse constante, la mascotte tire sur son fil "verticalement" (tant qu'on peut négliger les effets de la théorie de la relativité). Pendant les périodes d'augmentation de la vitesse, la mascotte tire son fil vers l'arrière de la voiture; plus l'accélération est grande, plus le fil s'écarte de la "verticale" (voir figure 1).

L'accéléromètre de l'économiseur de carburant est basé sur ce principe. Comme on le voit sur la figure 2, le cœur du dispositif est une "masselotte fixée sur une plaquette tournant autour d'un axe dans un boîtier" . . ., construite bien sûr soi-même. Au cours des accélérations de la voiture, la plaquette lestée va pivoter autour de son axe et va provoquer la modification de la fréquence d'un oscillateur audio. Pour des accélérations faibles, la fréquence de sortie sera si basse qu'elle sera virtuellement inaudible. En accélérant un peu, on entendra un faible bourdonnement. Un démarrage sur les chapeaux de roues donnera un son bien net. On aura réalisé, en somme, un oscillateur à commande par plaquette pivotante.

La figure 2 montre les détails mécaniques. La plaquette pivotante peut être découpée dans de la tôle de cuivre,

et elle sera munie à son extrémité supérieure d'un manchon soudé. On passe un boulon dans le trou et on le fixe sur une platine support de façon à ce que la plaquette puisse tourner librement autour de son axe. La vue de côté de la figure 2c est sûrement plus explicite que cette description.
A l'extrémité inférieure de la plaquette, la masselotte peut être constituée par un écrou lourd, dont la masse optimale sera déterminée expérimentalement.
Comme on peut le voir sur les figures 2b et 2c, une diode électroluminescente et une photorésistance sont montées face à face sur les deux parois du boîtier parallèles à la plaquette pivotante, de façon à ce que la photorésistance ne "voie" pas la LED quand la plaquette est verticale. La LED ne commence à éclairer la photorésistance qu'à partir du moment où la plaquette a pivoté vers l'arrière d'un petit angle. La loi de correspondance entre la fréquence du son émis et l'accélération est définie en donnant à l'échancrure découpée dans la plaquette la forme voulue: une forme presque carrée, telle que celle qui est représentée ici donnera une brusque variation d'une basse à une haute fréquence, alors qu'une forme en coin donnera une variation plus graduelle.
Le boîtier du prototype a été réalisé en soudant des morceaux de tôle de cuivre, et l'auteur a dû verser dans le fond du boîtier de l'huile moteur épaisse afin d'amortir les mouvements de la plaquette lestée. Ce type de liquide amortisseur ne pourra évidemment être utilisé que par nos lecteurs les plus fortunés. Si vous n'êtes pas en fonds, vous pouvez aussi demander à votre cuisinière habituelle de vous préparer une purée de pommes de terre bien fluide.
Le dispositif terminé, on peut le mettre en place dans un endroit convenable de la voiture. La plaquette doit être libre de se balancer vers l'arrière, et, bien sûr, elle doit avoir une position au repos "verticale" vers le bas – deux critères qui limitent quelque peu le nombre d'endroits acceptables dans la voiture. Si le dispositif se révèle trop sensible – couinant même pour de faibles accélérations, il y a deux solutions. La première est d'utiliser une masselotte plus lourde, mais la modification risque de nécessiter le désassemblage de la moitié du dispositif. Une autre méthode semble préférable: placer le boîtier obliquement de façon à ce que la plaquette soit en butée contre la paroi quand la voiture est immobile. Il faudra alors que l'accélération ait atteint un certain seuil minimal avant que la plaquette ne commence à bouger.

Le circuit

Le multivibrateur astable qui produit le signal à fréquence audio est représenté sur le schéma de la figure 3. Il est constitué classiquement d'un "555", et son fonctionnement a déjà été décrit moultes fois . . . La fréquence du signal de sortie dépend de la valeur prise par la photorésistance, de R1 et de C1. Selon que la photorésistance reçoit plus ou moins de lumière, la fréquence est plus ou moins élevée. On peut modifier la gamme de fréquences produites en donnant à C1 une valeur différente.
Il faut utiliser un haut parleur d'impédance élevée, 60 Ω étant un minimum absolu. Si on ne dispose que d'un haut parleur de faible impédance, il faut mettre une résistance en série de façon que la résistance totale soit supérieure à 60 Ω.
Nous ne prétendons pas que cet article va empêcher la prochaine crise pétrolière, mais il peut aider nos lecteurs à réduire un tantinet leur budget "voiture". Et ils pourront dire: "Depuis que j'utilise l'accéléromètre piègeur de Gaspi d'Elektor, je suis un conducteur à 1 m/s^2".

1

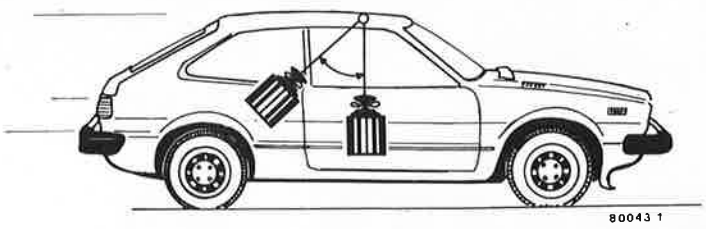


Figure 1. Une masselotte suspendue à un fil part vers l'arrière quand la voiture accélère.

2

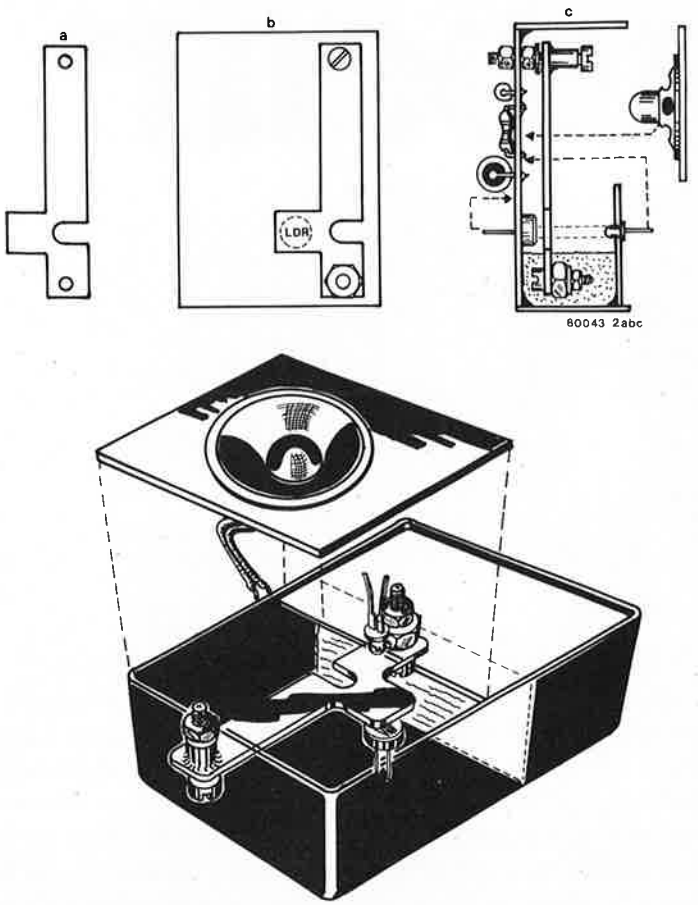


Figure 2. Détails mécaniques d'une version plus sophistiquée de la masselotte au bout d'un fil.

3

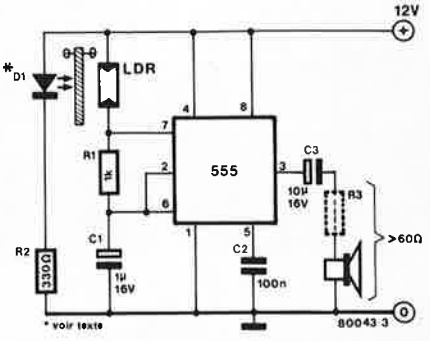


Figure 3. Circuit de l'oscillateur audio.

train à vapeur

On peut utiliser l'électronique pour simuler la gamme la plus stupéfiante qui soit de choses différentes. Des machines-robots, des générateurs d'effets sonores, des odorats électroniques — tout ce que vous pouvez imaginer à déjà été essayé! Certaines réalisations sont évidemment plus difficiles que d'autres; il est sans aucun doute plus facile d'imiter le son engendré par une locomotive à vapeur que d'avoir à apprécier le goût de diverses variétés de café. Cependant cela peut représenter une difficulté que d'incorporer un générateur d'effets sonores réalistes à l'intérieur d'un modèle réduit de locomotive. C'est toutefois possible, en employant des composants miniatures et un petit circuit imprimé.

Ce générateur est destiné à être monté dans des modèles réduits HO. Ils sont assez volumineux pour offrir une place suffisante à l'électronique - que ce soit dans la chaudière ou dans le tender. Le même montage peut tenir dans des modèles plus petits... mais pas avec le circuit imprimé que nous donnons ici. On peut l'employer sur des réseaux de chemin de fer fonctionnant soit en continu soit en alternatif.

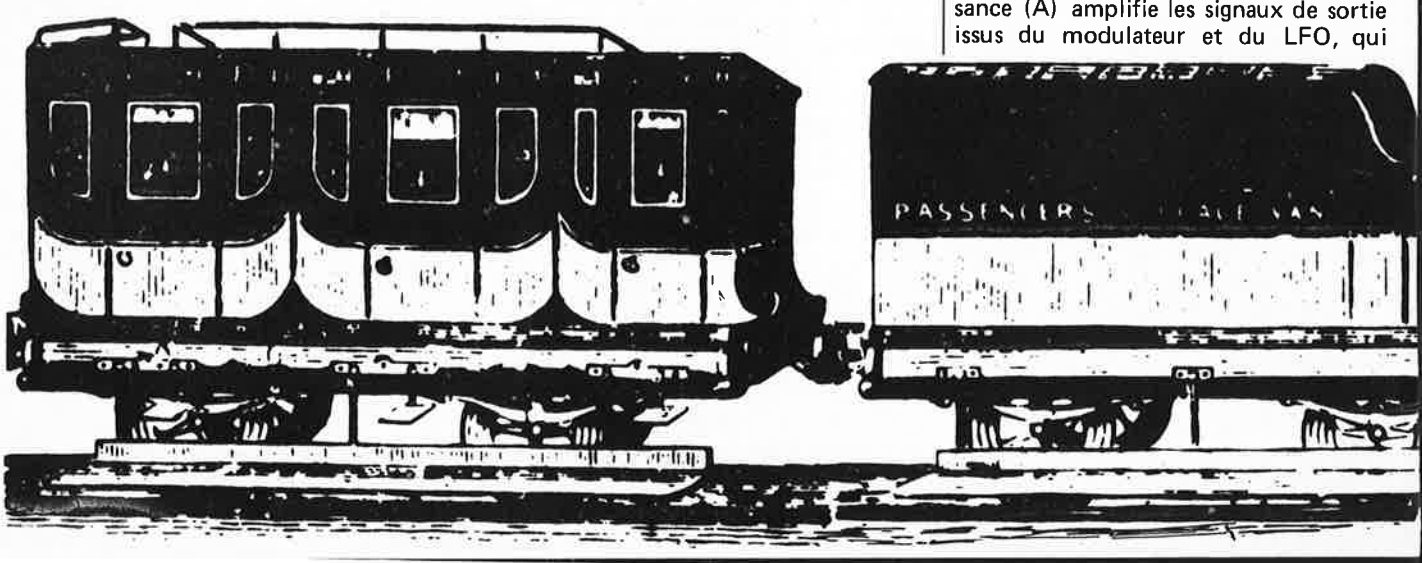
Que fait exactement ce simulateur de locomotive à vapeur? Tout d'abord, il imite les jets de vapeur s'échappant des cylindres. Pour être le plus réaliste possible, ce phénomène doit évidemment être lié à la vitesse du convoi: plus la machine va vite, plus les jets de vapeur doivent être rapprochés. On pourrait également inclure un supplément merveilleux: obtenir un son différent suivant que la machine gravit ou descend une pente: malheureusement l'électronique nécessaire occuperait beaucoup trop de place... Enfin il y a, naturellement, un sifflet à vapeur. Cà, c'est inclus.

Le montage est alimenté par une pile ou mieux par des batteries au cadmium-nickel, de telle sorte que les bruits générés par la machine seront encore perceptibles aux basses vitesses et même à l'arrêt.

Le schéma synoptique

Comme vous deviez vous y attendre, le bruit de la vapeur provient d'un générateur de bruit (voir la figure 1). Aucun problème pour le faire électroniquement (ou alors il faudrait que ce soit un gros problème pour s'en passer!). Le rythme désiré est obtenu à l'aide d'un modulateur piloté par un VCO (Voltage Controlled Oscillator, c'est-à-dire, oscillateur commandé en tension). Ce VCO produit un signal basse-fréquence qui varie en fonction de la vitesse de la machine: sa tension de commande est issue de la tension d'alimentation du moteur.

Le son du sifflet à vapeur provient également du générateur de bruit. Dans ce cas, le bruit est envoyé à un oscillateur basse-fréquence (LFO de Low Frequency Oscillator), qui produit ce son de sifflet à vapeur typiquement "enroué". Un amplificateur de puissance (A) amplifie les signaux de sortie issus du modulateur et du LFO, qui



attaqueront le haut-parleur.
Le sifflet à vapeur est mis en route par un interrupteur. Naturellement cela peut se faire manuellement, mais ce n'est pas assez réaliste. Un meilleur système consiste à monter un micro-switch sous la machine et à ajouter une "bosse" entre les rails. Cette "bosse" doit être placée là où l'on veut entendre le sifflet.

Le schéma

Le schéma représenté à la figure 2 est, à première vue, assez effrayant. Cela peut paraître incroyable, mais il tient intégralement sur le circuit imprimé que l'on peut voir à la figure 3. Cependant, laissons le montage de côté pour le moment, et jetons un regard plus attentif au schéma.
La source de bruit initiale est la diode zener D1. Le transistor T1 et l'amplificateur opérationnel A1 amplifient sa sortie. L'étape suivante consiste à moduler ce signal de bruit, ce qui produit les "jets de vapeur". C'est ce que fait l'amplificateur opérationnel A2; le signal de commande de ce modulateur provient d'un VCO à basse-fréquence (constitué de A3). Le potentiomètre P1 règle la profondeur de modulation. Le potentiomètre P2 détermine, lui, la polarisation continue de l'amplificateur opérationnel A2; c'est ce qui fait varier le niveau du bruit et donc le "son". Quand la machine est à l'arrêt, on règle le potentiomètre P2 pour obtenir le "chuintement" caractéristique souhaité.
Lorsque la machine démarre, il y a évidemment présence d'une tension de commande (alternative ou continue) aux bornes du moteur M. Cette tension redressée par les diodes D4 . . . D7 sature le transistor T2. Le VCO (A3) commence à osciller, modulant ainsi le bruit. Le fait d'avoir ajouté la diode D3 a plusieurs effets intéressants: la tension présente aux bornes du condensateur C15 chute plus rapidement qu'elle ne peut monter, aussi obtient-on des jets de vapeur beaucoup plus soudains; lorsque la tension augmente, la tension continue moyenne présente aux bornes du condensateur C15 tendra à augmenter, ce qui a pour effet de faire croître le niveau du bruit; enfin, quand la machine s'arrête, la tension présente aux bornes du condensateur C15 s'achemine lentement jusqu'à une valeur

1

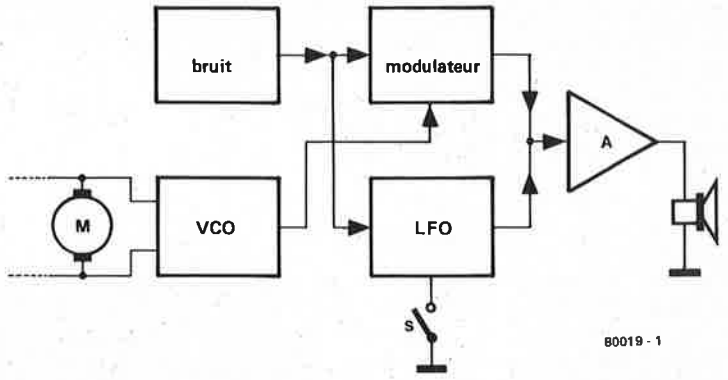


Figure 1. Schéma synoptique du générateur de son de la locomotive à vapeur. Un générateur de bruit fournit le bruit de la vapeur et ajoute le bruit typiquement 'enroué' du sifflet à vapeur.

2

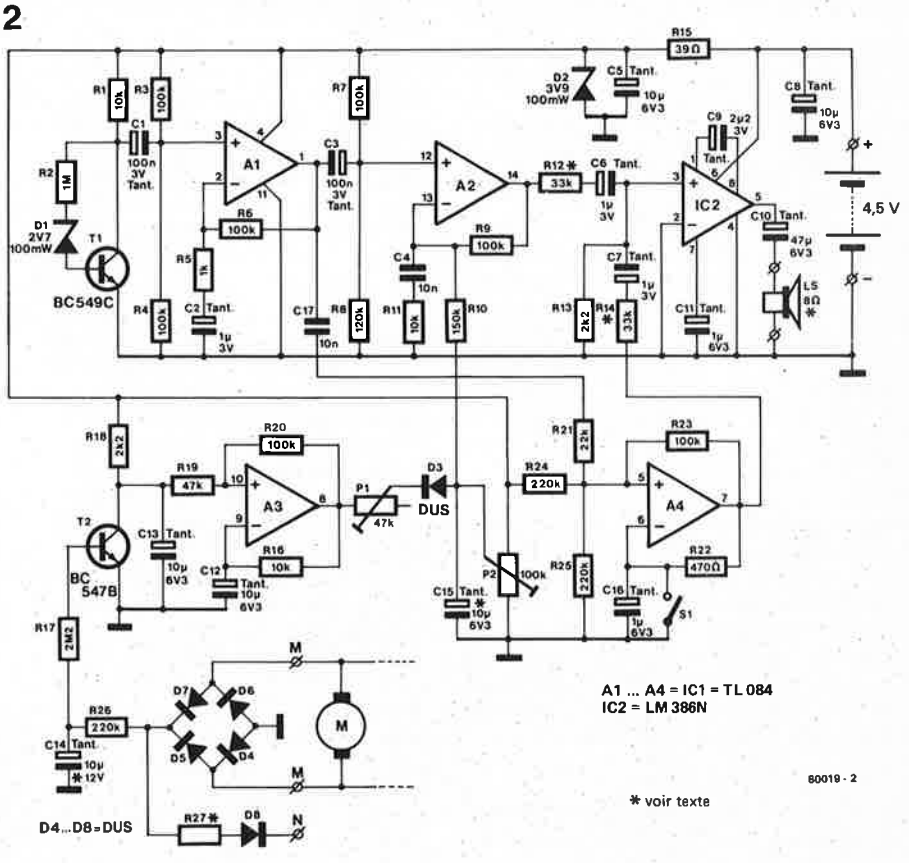
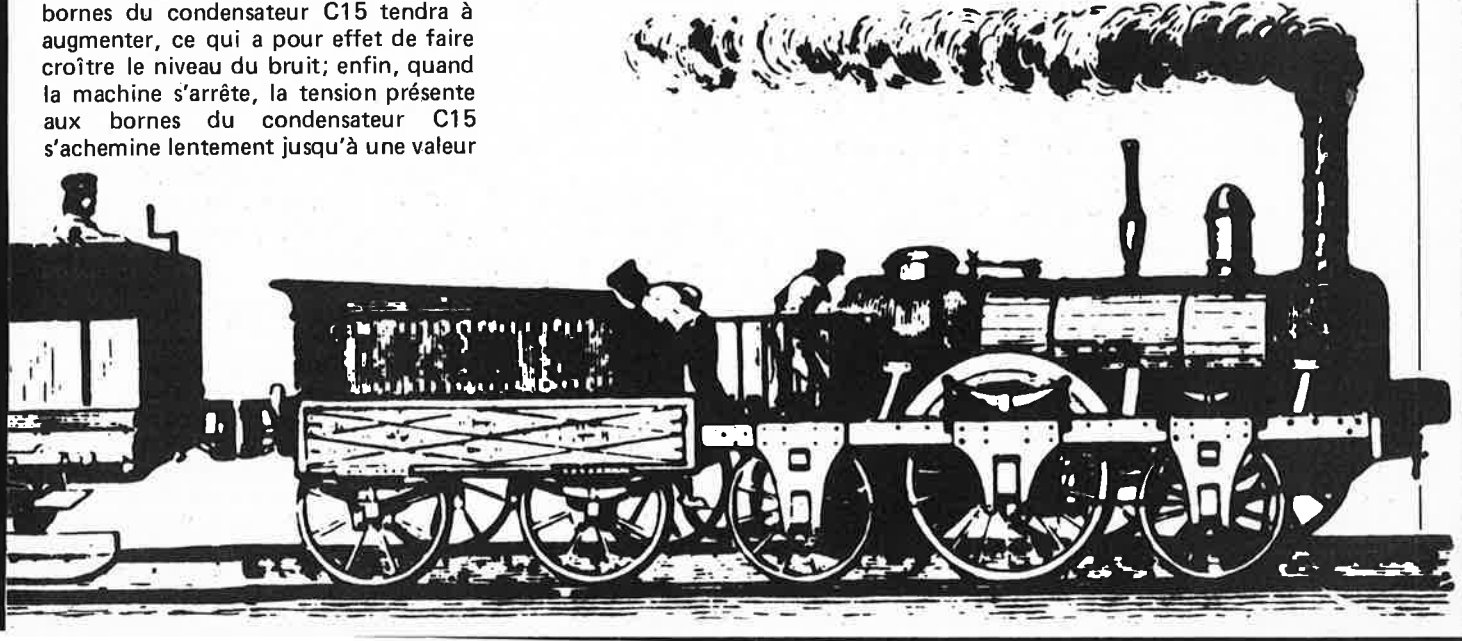


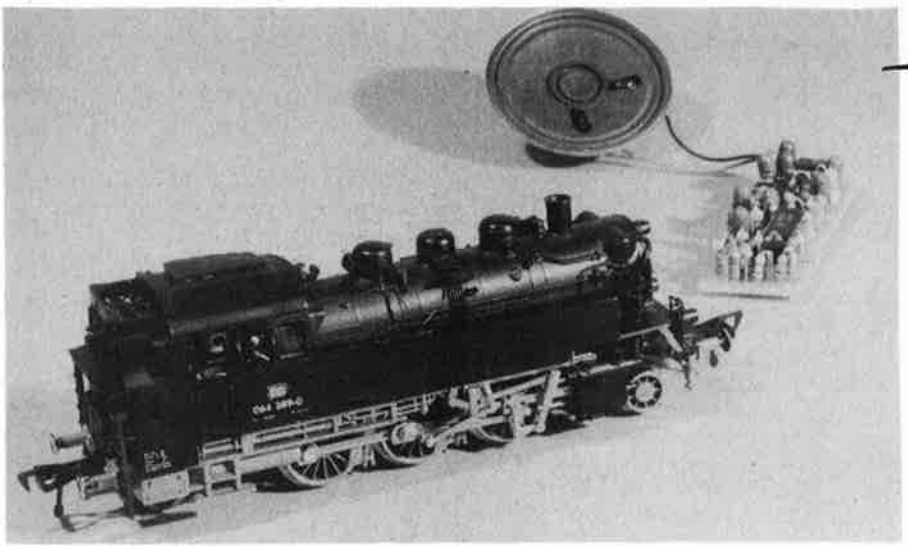
Figure 2. Cela peut paraître incroyable, mais tout ce montage tient sur le circuit imprimé représenté en figure 3.



finale qui correspond à celle du stationnement (machine à l'arrêt).
Lorsque la machine accélère, la tension présente aux bornes du moteur croît. La fréquence du VCO augmente, de telle sorte que les jets de vapeur arrivent plus rapidement. Il y a, naturellement, un léger retard; si la tension présente aux bornes du moteur augmente brusquement, la machine mettra quelques secondes à prendre de la vitesse. C'est pourquoi on incorpore dans le circuit de commande un retard équivalent grâce à C14. Si nécessaire, il est possible de modifier la valeur de ce condensateur jusqu'à ce que la cadence d'émission des jets de vapeur corresponde avec une précision suffisante à la vitesse réelle de la machine même lorsqu'elle accélère ou freine. Un réglage de ce type, déterminé une fois pour toutes, ne peut être évidemment qu'approximatif: le fait d'ajouter plus ou moins de wagons au convoi peut légèrement bouleverser la synchronisation. Cependant, lors des essais, cet effet a été à peine perceptible.
Le son du sifflet à vapeur est produit par l'amplificateur opérationnel A4. Il s'agit tout simplement d'un oscillateur basse-fréquence. On lui additionne le bruit par l'intermédiaire du condensateur C 17, afin de générer le son caractéristique. Le sifflet est mis en route ou arrêté par l'interrupteur S1. Comme nous l'avons indiqué précédemment, il est assez astucieux d'utiliser un micro-switch situé sous la machine et qui est commandé par des "bosses" placées entre les rails.
Les signaux "vapeur" et "sifflet" sont tous deux envoyés à l'amplificateur opérationnel (que l'on peut "hardiment" baptiser du nom d'amplificateur de puissance"...). Pour modifier les niveaux de ces deux signaux, il suffit de changer les valeurs de R12 et/ou R14.

La réalisation

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont donnés à la figure 3. Afin de gagner le plus de place possible, les résistances (1/8 W) et les diodes sont montées verticalement. C'est pour la même raison que l'on emploiera des condensateurs électrochimiques du type perles au tantale: ils sont en effet beaucoup plus petits que leurs homologues classiques.
Du côté composant, il y a seulement la place pour indiquer le numéro des résistances et des condensateurs (sans même le préfixe R ou C). Faites attention, ne les mélangez pas!



Cela peut vous poser un problème que de vous procurer un haut-parleur ad hoc qui soit suffisamment petit pour se loger à l'intérieur de la machine ou du tender. Si cela peut vous aider, sachez que, n'importe quelle impédance comprise entre 4 et 16 Ω conviendra.
Enfin l'alimentation. Trois piles de 1,5 V connectées en série conviendront, mais il serait beaucoup plus pratique d'employer des accumulateurs au cadmium-nickel. Ces batteries peuvent être rechargées directement à partir de la tension d'alimentation présente aux bornes du moteur lorsque la machine circule sur le réseau. Une prise appropriée est indiquée (par la lettre "N" sur le circuit imprimé et à la figure 2); elle est reliée au "+" des accumulateurs au cadmium-nickel. Attention de ne pas oublier, dans ce cas, le branchement de l'alimentation positive ("+") au reste du montage! "N" n'est pas branché au "+" de la plaque. La valeur de la résistance R27 dépend de la tension maximale qui peut être présente aux bornes du moteur et de la capacité des accumulateurs au cadmium-nickel; l'intensité de charge maximale, exprimée en mA, doit être limitée au dixième de la capacité d'un accumulateur, exprimée en mAh. En d'autres termes, le courant de charge maximal d'un accumulateur de 500 mAh doit être égal à 50 mA; cette limite dépend de la valeur de la résistance R27 et de la différence de tension entre la tension maximale qui peut être présente aux bornes du moteur et la tension totale de l'accumulateur (4,5V).
Si l'on utilise des piles classiques, on peut supprimer la résistance R27 et la diode D8.

Liste des composants

Résistances:
R1,R11,R16 = 10k
R2 = 1M
R3,R4,R6,R7,R8,R9,R20,
R23 = 100k
R8 = 120k
R5 = 1k
R10 = 150k
R12,R14 = 33k
R13,R18 = 2k2
R15 = 39 Ω
R17 = 2M2
R19 = 47k
R21 = 22k
R22 = 470 Ω
R24,R25,R2b = 220k
R27 = (voir texte)
P1 = 47k ajustable
P2 = 100k ajustable

Condensateurs:
C1,C3 = 0.1μ/3V tantale
C2,C6,C7,C8 = 1μ/3V tantale
C4,C17 = 10n
C5,C12,C13,
C15 = 10μ/6.3V tantale
C9 = 2μ2/3V tantale
C10 = 47μ/6.3V tantale
C11,C16 = 1μ/6.3V tantale
C14 = 10μ/12V tantale

Semiconducteurs:
T1 = BC549C,BC109C ou equ.
T2 = BC547B,BC107B ou equ.
IC1 = TL084
IC2 = LM386N
D1 = 2V7/100mW diode zener
D2 = 3V9/100mW diode zener
D3 . . . D8 = DUS

Vous pourrez remarquer que la prise "N" et la prise reliée à l'interrupteur S1 sont toutes deux situées sur le côté cuivre du circuit imprimé.

3

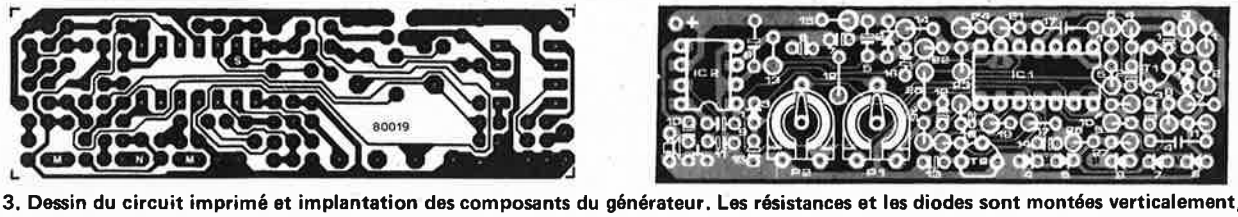


Figure 3. Dessin du circuit imprimé et implantation des composants du générateur. Les résistances et les diodes sont montées verticalement, les prises 'N' et 'S1' sont toutes deux situées côté cuivre du circuit imprimé et ceci pour des questions de place. Noter que seuls les numéros des résistances et des condensateurs sont donnés, sans les préfixes 'R' ou 'C'.

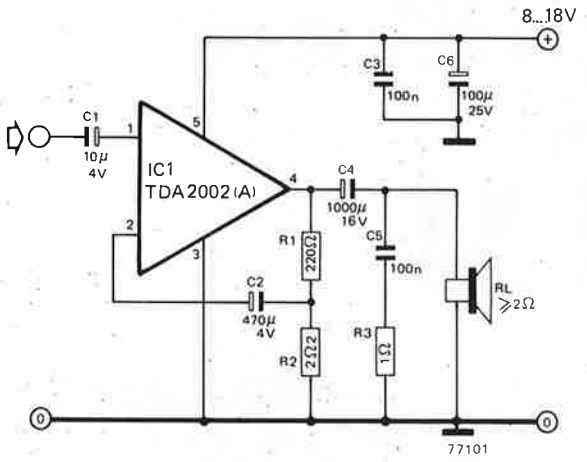
amplificateur d'autoradio 4W

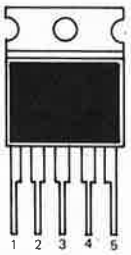
Les TDA2002 et TDA2002A sont des amplificateurs à circuit intégré conçus spécialement pour l'équipement des auto-radios dont l'environnement électrique hostile impose une fiabilité des circuits à toute épreuve.

La tension d'alimentation peut être comprise entre +8 et +18 V, et le circuit intégré supportera sans dommage des crêtes de tension transitoires allant jusqu'à 28 V. Il peut sortir un courant de sortie de court-circuit de 3,5 A et dissipe une puissance de 15 W pour une température de boîtier de 90°C. Pour une tension d'alimentation de 14,4 V (batterie en charge pleine), la puissance de sortie maximale est d'au moins 4,8 W, et on l'estime couramment à 5,2 W dans 4 Ω. En fait, le circuit intégré attaquera des impédances de charge d'à peine 2 Ω, jusqu'à 28 A et dissipe une puissance sortie est d'au moins 7 W, et plus généralement de 8 W. Les valeurs de puissance de sortie indiquées ci-dessus sont toutes mesurées avec un taux de distorsion de 10%, mais, il est évident que celui-ci est inférieur lorsque la puissance de sortie diminue (0,2% dans des conditions normales). Dans le circuit présenté ci-dessous, le gain de l'amplificateur est de 100 et il est déterminé par le rapport entre R1 et R2.

Le dissipateur thermique approprié au circuit intégré sera constitué d'une plaque d'aluminium de 3 mm d'épaisseur dont la surface sera de 45 cm², ou encore, d'un radiateur du commerce dont la résistance thermique sera de 8° C/W (ou moins).

(SGS/Ates)



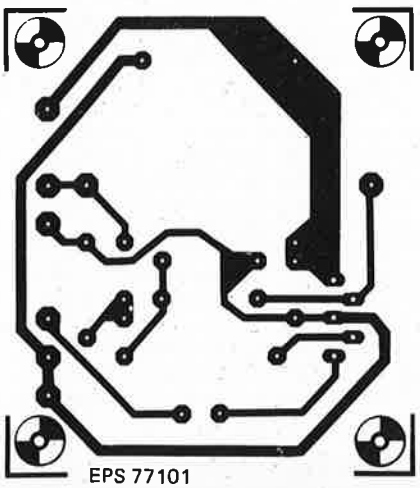


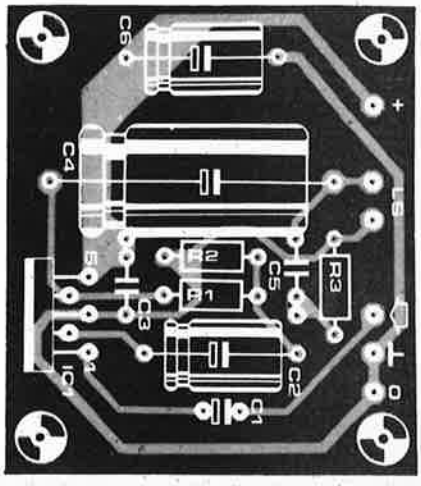
Liste des composants

Résistances:
R1 = 220 Ω
R2 = 2Ω2
R3 = 1 Ω

Condensateurs:
C1 = 10 µ/4 V
C2 = 470 µ/4 V
C3,C5 = 100 n
C4 = 1000 µ/16 V
C6 = 100 µ/25 V

Semiconducteurs:
IC1 = TDA 2002 (A)

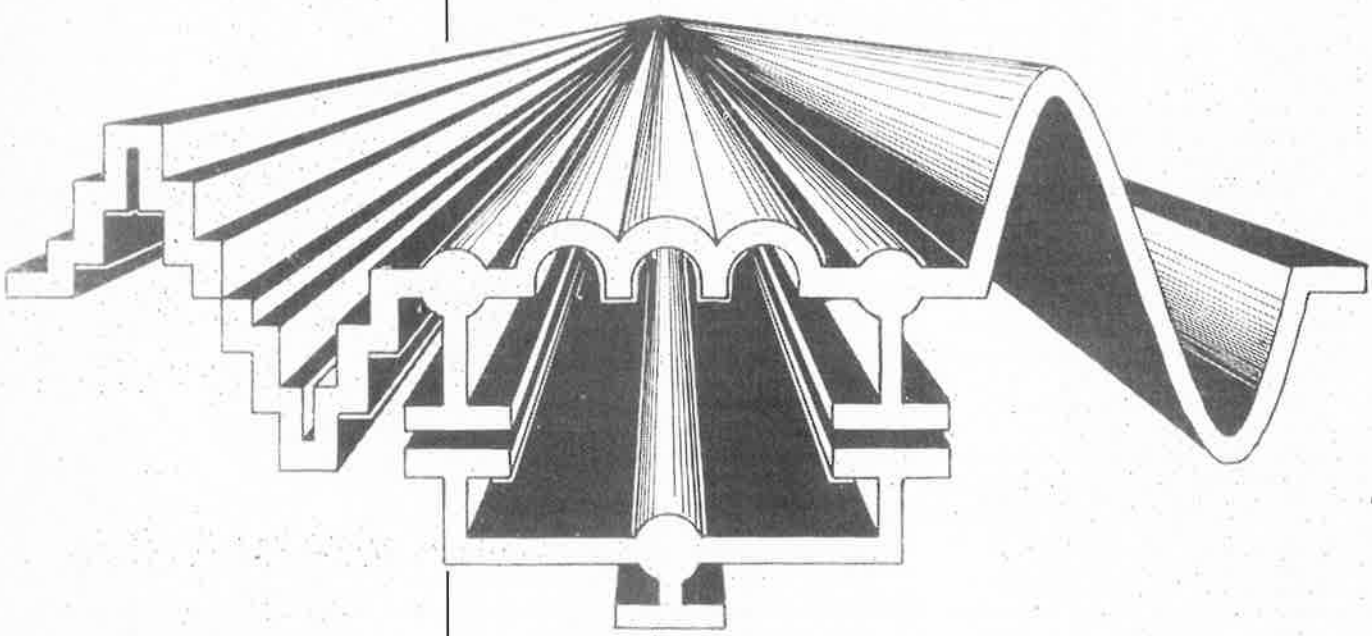




expérimentor
expérimentor
expérimentor

Une invitation à l'expérience, pour vérifier et améliorer des idées intéressantes mais incomplètes.

les applications des PWM



Le système PWM auto-oscillant décrit dans le numéro 16 d'Elektor (octobre 1979) peut convenir à plusieurs applications. Nous présentons dans cet article deux exemples intéressants: un suppresseur de parasites, et un système de commande de volume multicanaux. Le suppresseur de parasites (une sorte de véritable "piège à impulsions") est extrêmement efficace; le système de commande de volume a l'avantage de bien asservir entre eux un nombre quelconque de canaux.

Le type de parasites qui nous intéresse se compose typiquement de pics pointus séparés par des intervalles relativement longs, et dont le niveau est souvent très supérieur à celui du signal utile. Elles sont habituellement provoquées par des étincelles électriques, dans les moteurs électriques, les systèmes d'allumage, ou même d'éclairage. Il est en général difficile de les supprimer correctement, parce que les niveaux élevés en haute fréquence tendent à surcharger les récepteurs, provoquant une sorte de distorsion d'intermodulation. La sélectivité du filtrage normal n'est pas d'un grand secours, puisque leur spectre couvre pratiquement du continu à 200 MHz, ou plus. Même si l'on supprime les composantes situées au-dessus de la bande audio, il subsiste une impulsion à l'intérieur de cette bande, même si son amplitude, sa largeur et son "slew rate" ont été modifiés.

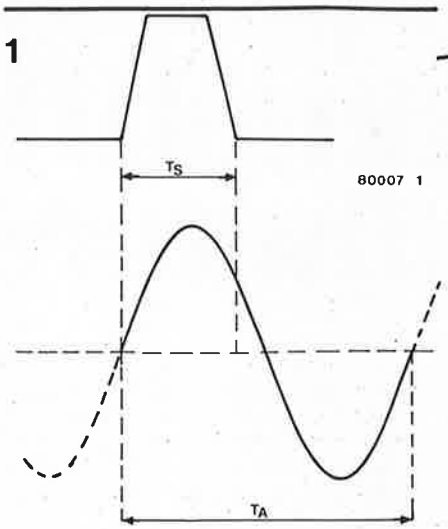


Figure 1. On suppose dans ce cas que l'impulsion parasite est plus courte que la moitié de la période du signal utile. Cela signifie que l'on peut la supprimer, à condition de pouvoir la détecter.

Il est pourtant possible de supprimer efficacement ces impulsions, à condition que leur durée soit inférieure à la demi-période de la fréquence utile la plus élevée (voir la figure 1). Pendant la période de l'impulsion, T_S, on peut couper le circuit du signal; l'impulsion parasite est ainsi bloquée. Naturellement, le signal l'est aussi (figure 2a); mais un filtrage passe-bas en sortie lui rend sa forme initiale (figure 2b) — c'est essentiellement le même principe que l'échantillonage.

Une meilleure façon de remplir le "trou" laissé par l'impulsion consiste à maintenir le niveau du signal constant pendant la durée de l'impulsion. Cela peut se réaliser en utilisant un échantillonneur-bloqueur dans le circuit du signal, et en s'arrangeant pour que les impulsions d'échantillonnage soient interrompues brièvement lorsque l'on détecte une impulsion parasite. Cette idée est illustrée par la figure 2c. Il aurait été encore meilleur de tracer une ligne droite entre les valeurs du signal juste avant et juste après l'impulsion, comme indiqué sur la figure 2d; mais ce système serait assez onéreux, puisqu'il exige une sorte de ligne à retard.

Dans tous les cas il faut trouver un procédé permettant de détecter la présence d'une impulsion parasite. Cette opération s'effectue habituellement par détection du niveau: l'amplitude des impulsions réellement gênantes est supérieure à celle du signal. Les impulsions de même niveau, ou de niveau inférieur à l'amplitude maximum du signal restent indétectables.

Il existe une autre façon de se débarrasser des impulsions; utiliser un circuit dont le slew-rate est relativement faible, juste suffisant pour laisser passer le signal audio sans aucune distorsion. Les flancs raides des impulsions

2

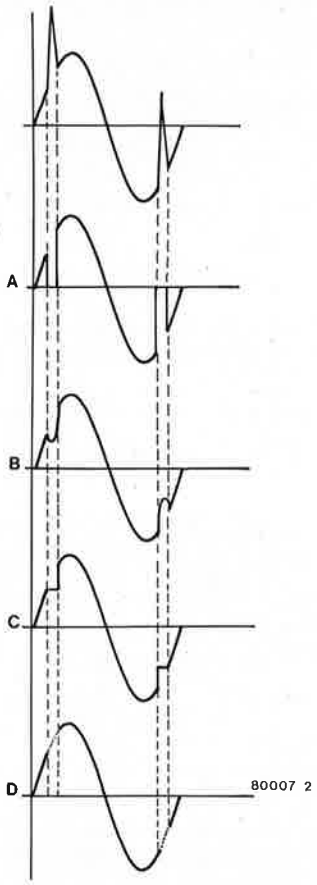


Figure 2. A partir d'un signal affecté de deux courtes impulsions parasites, et en supposant que l'on puisse détecter ces impulsions, les possibilités de les supprimer sont les suivantes:
a) interrompre le circuit du signal pendant la durée des impulsions. Cela laisse un trou.
b) comme a), mais en ajoutant une sorte d'intégration (par exemple un filtre passe-bas) pour combler le trou.
c) dans ce cas, le niveau du signal reste constant pendant la durée de l'impulsion, ce qui donne une portion plate. Après intégration, le signal a bien meilleur aspect que dans les exemples précédents.
d) excellent, mais très cher: les niveaux du signal avant et après l'impulsion sont comparés, puis on effectue une interpolation linéaire entre les deux. Cela exige une sorte de ligne à retard analogique, puisque le circuit ne peut pas fournir de signal de sortie avant la fin de l'impulsion.

3

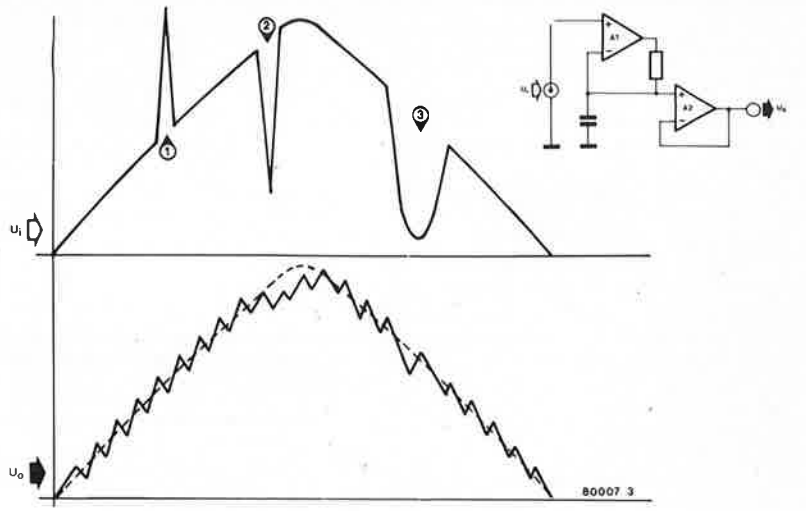


Figure 3. Synoptique du suppresseur de parasites à PWM. Le niveau du signal aux bornes du condensateur ne peut varier que par pas. Une impulsion brève ne peut jamais augmenter le niveau de plus d'un seul pas. Lorsque la largeur de l'impulsion augmente, elle peut s'étaler sur plusieurs pas, et elle se remarque de plus en plus.

4

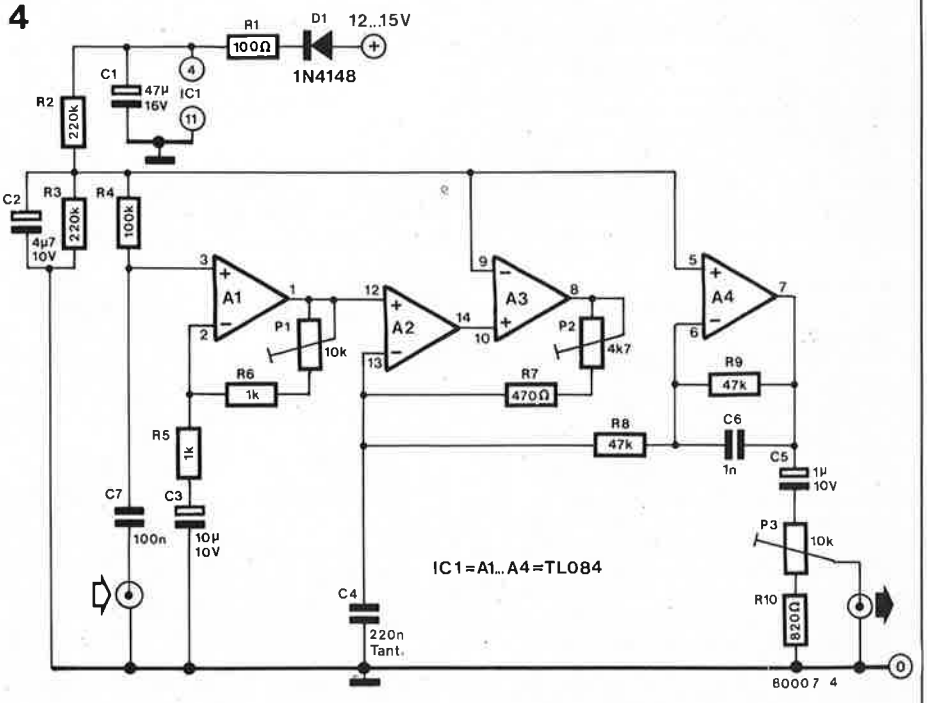


Figure 4. Circuit complet d'un suppresseur de parasites pour récepteurs VHF-FM (et ondes courtes).

seront limités par le slew-rate, et comme elles sont assez courtes, leur amplitude sera considérablement réduite. L'avantage de ce système, c'est qu'il traite de la même façon toutes les impulsions d'interférences, quel que soit leur niveau par rapport à celui du signal audio. L'inconvénient est que les impulsions ne sont pas complètement supprimées — mais bien entendu, les autres systèmes aussi laissent subsister soit une bosse, soit un creux à l'endroit où se trouvait l'impulsion. Un autre inconvénient de nombreux systèmes basés sur le slew-rate est qu'ils sont dissymétriques; ils réagissent différemment aux impulsions positives et aux impulsions négatives.

Le système PWM auto-oscillant décrit dans le numéro d'octobre 1979 peut servir de base pour un suppresseur d'interférences à slew-rate, comme le montre la figure 3. Tant que l'amplificateur PWM, A1, n'est pas surchargé (par un signal d'entrée dont l'amplitude et/ou la fréquence est trop élevée), le signal de sortie u_o va suivre le signal d'entrée u_i. Avec une différence: le signal de sortie se compose d'une série de paliers, approchant la forme du signal d'entrée. La sortie ne peut varier que d'une seule marche à chaque période du signal d'horloge interne.

Comme le montrent les courbes de la figure 3, ce type de système fonctionnera le mieux pour des impulsions d'interférence courtes. Plus longue est l'impulsion par rapport à la période de l'horloge interne, plus prononcé sera l'effet sur le signal de sortie final.

Le circuit

Le circuit représenté sur la figure 4 est une illustration pratique du principe décrit ci-dessus. Il est étudié plus spécialement pour réduire les interférences venant des systèmes d'allumage des automobiles lorsqu'on écoute un auto-radio VHF-FM.

Le signal d'entrée est d'abord amplifié (A1) jusqu'au niveau requis par le système de modulation de largeur proprement dit (A2, A3). Ce système est le plus efficace pour des signaux d'entrée de niveau compris entre 3V et 6V crête à crête. La fréquence du signal horloge interne est réglée par P2; pour fonctionner dans une radio VHF-FM stéréo, il faut que cette fréquence d'horloge soit d'au moins 106 kHz pour éviter tout effet "d'aliasing". C'est là encore le même principe que l'échantillonnage: la fréquence d'horloge (cadence d'échantillonnage) doit être au moins le double de la plus haute des fréquences du signal (53 kHz pour un système stéréo FM).

Toutefois, le circuit devient moins efficace lorsque la fréquence de l'horloge augmente, comme nous l'avons expliqué plus haut. Pour cette raison, on a trouvé mieux en pratique de

prendre une fréquence d'horloge interne de 38 kHz. Si un signal stéréo existe, l'horloge va se synchroniser sur la sous-porteuse (pour être précis, sur la tonalité pilote à 19 kHz); l'aliasing produit alors une démodulation partielle des composantes de la différence stéréo, au lieu de produire une vilaine distorsion.

P3 sert à ajuster le niveau du signal de sortie à la même valeur que celui du signal d'origine. Le réglage optimum de P1, P2 et P3 correspond à un compromis entre la suppression des parasites et la qualité du signal. Si l'on désire une reproduction musicale de haute qualité, il faudra se contenter d'une suppression des parasites légèrement moins efficace; si l'on désire une qualité qui corresponde à des bulletins d'information (ou à du trafic), il est pratiquement possible de parvenir à une suppression totale.

Il faut noter que le signal audio doit être pris en un point du récepteur situé avant le circuit de désaccentuation. Si cela n'est pas possible, le circuit de désaccentuation existant devra être supprimé; dans le circuit que nous décrivons ici, R9 et C6 fournissent la pente convenable.

On peut également se servir du même circuit dans les récepteurs à ondes courtes, à condition que la bande passante FI soit supérieure à la plus haute des fréquences de modulation. En pratique, cela signifie que le circuit convient à l'écoute de la bande normale de radiodiffusion en ondes courtes.

La construction du circuit n'est pas critique. Il faut toutefois réaliser, au moment de l'installer, que le signal de l'horloge interne est très riche en harmoniques. C'est pourquoi le circuit doit être correctement blindé.

Autres applications et améliorations

Il n'y a pas de raison de restreindre l'emploi de ce type de suppresseur d'interférences aux systèmes audio. Si l'on considère que l'on peut obtenir une image TV acceptable avec une bande passante de seulement 1 . . . 2MHz, il semble évident de concevoir un "chasse-neige" pour récepteurs de TV. Cela exige toutefois de solides connaissances et une bonne compréhension du poste de TV en question, afin de trouver le point correct du circuit, et de maintenir un bon niveau et une bonne adaptation des impédances.

Revenons aux applications audio; on peut améliorer le circuit en s'arangeant pour que la fréquence d'horloge soit modifiée à la demande par le signal d'entrée. Ce principe est illustré par la figure 5. La fréquence d'horloge est commandée par le courant de polarisation I_{abc} d'un OTA (Amplificateur Opérationnel à Transconductance). Ce courant de polarisation doit être obtenu à partir du signal d'entrée. Avec un peu de soin, on doit obtenir un suppresseur dynamique de parasites et de bruit.

5

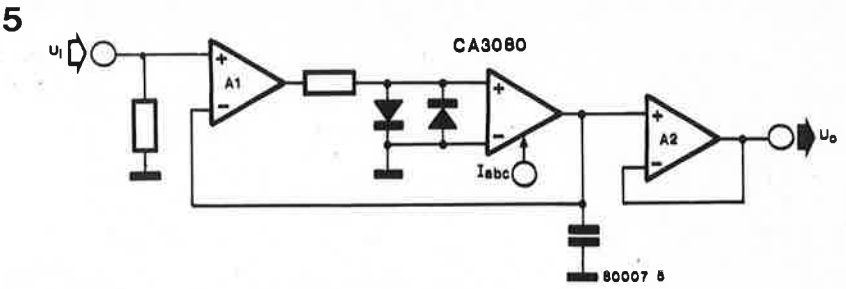


Figure 5. Si la fréquence de l'horloge interne du système PWM varie en fonction du signal d'entrée (par exemple à l'aide d'un OTA), on peut obtenir un suppresseur dynamique de parasites et de bruit.

6

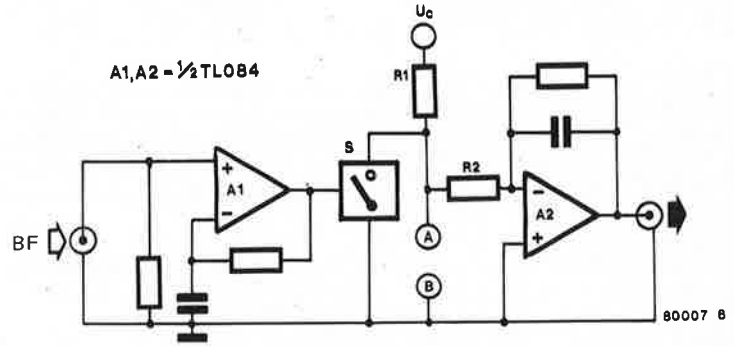


Figure 6. Synoptique d'une commande de volume multicanaux. La tension de commande, U_C, est commune à plusieurs de ces unités; elle fait varier tous les niveaux de sortie, de façon tout à fait simultanée.

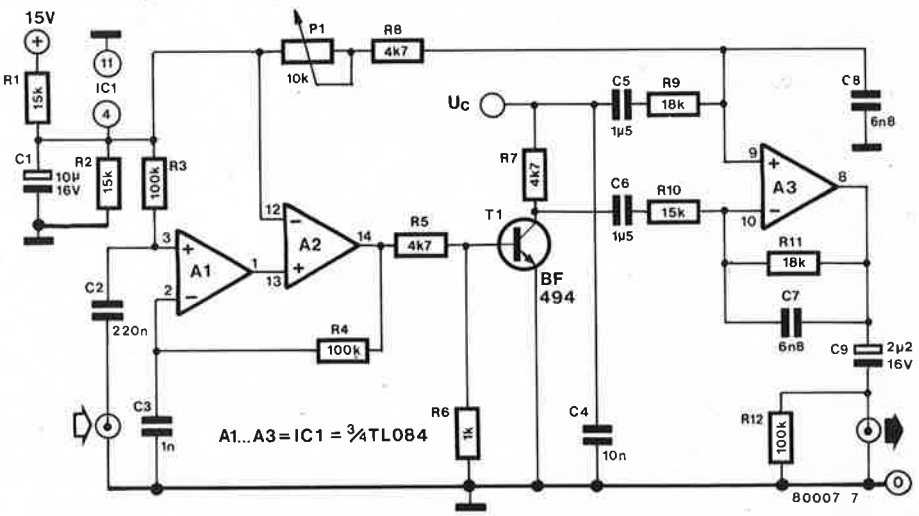


Figure 7. Un circuit pratique pour la commande de volume multicanaux. Dans ce cas, on ajoute une possibilité supplémentaire: une composante alternative superposée à la tension de commande continue (U_C) produit une modulation d'amplitude du signal de sortie.

Commande de volume multicanaux

La figure 6 représente le circuit de base. Le signal audio est converti en un signal modulé PWM, et le résultat sert à commander un interrupteur électronique. Lorsque l'interrupteur S est fermé, la tension entre les points A et B est nulle. Lorsque l'interrupteur est ouvert, au contraire, la tension est égale à $(1 - R1/R2) \times U_C$. La tension de sortie est donc proportionnelle à la tension de commande U_C; si l'on utilise la même tension de commande pour plusieurs canaux, ils vont tous se suivre exactement. Très utile. La dynamique de commande dépend des caractéristiques de l'interrupteur électronique. La suppression maximale réalisable sera limitée aussi bien par les fuites (de l'entrée de commande jusqu'à la sortie) que par une impédance "fermée" non nulle (par exemple la tension de saturation d'un transistor de commutation).

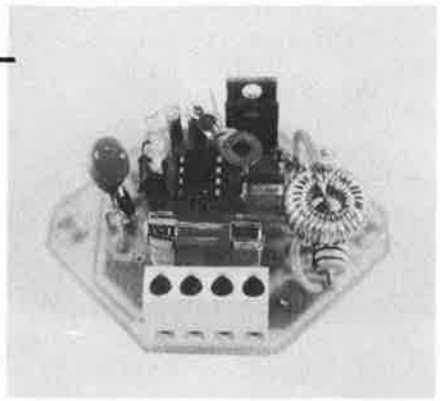
Nous allons illustrer ce principe sur un circuit pratique. Sur la figure 7, A1 et A2 engendrent le signal PWM. T1 est l'interrupteur électronique, et A3 filtre le signal de sortie venant de l'interrupteur: notons qu'à un instant donné l'amplitude est déterminée par deux signaux: le signal PWM dérivé du signal d'entrée, et la tension de commande U_C.

Pour augmenter la gamme des applications possibles, ajoutons une possibilité supplémentaire. La tension de commande (U_C) est également appliquée à l'entrée non inverseuse de A3. Les fluctuations rapides de la tension de commande vont maintenant se traduire par une modulation d'amplitude du signal de sortie.

La dynamique de commande de ce circuit est égale à:

$$20 \log \frac{u_o\ (U_C = 12\ V)}{u_o\ (U_C = 0\ V)} = 60\ dB$$

La distorsion dépend de la fréquence du signal d'entrée et de la valeur de U_C, cette dernière en particulier à cause des mauvaises caractéristiques de commutation de T1. Par exemple, pour un niveau du signal d'entrée de 1,8 V et une fréquence d'entrée de 6 kHz, une tension de commande basse de 0,12 V provoquera une distorsion d'environ 1%. Ce circuit peut naturellement être soit amélioré, soit simplifié, suivant l'application à laquelle il est destiné.



Liste des composants

Résistances:
R1 = 1 k
R2 = 1M5
R3 = 10 k
R4 = 120 Ω
R5,R6 = 470 k
R7,R8,R9,R10,R11,R12 = 4M7

Condensateurs:
C1 = 150 n/250 V
C2 = 220 n/250 V
C3 = 47 n/16 V
C4 = 47 n
C5,C6 = 470 p

Semiconducteurs:
T1 = BC 547B ou équ.
T2 = BC 308 ou équ.
Tri = PL ⩽ 200 W = TWC 03A60
ou tout autre type 1 A
PL ⩽ 400 W = TCC 02A60
ou tout autre type 2 A
(le triac doit être refroidi)
D1 = BZX 97/C15
D2 = 1N4004
L1 = self de choc toroïdale
(50 . . . 100 μH)

gradateur sensitif

Ce gradateur sensitif offre la particularité d'être uniquement constitué de composants semiconducteurs, aucun interrupteur mécanique, aucun potentiomètre n'y est utilisé. Une simple pression du doigt sur la touche sensible suffit à allumer ou éteindre une lampe en tout ou rien ou de manière progressive.

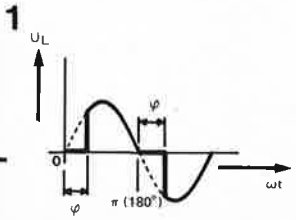
Le cœur de ce circuit est le circuit intégré S566B de Siemens, qui commande principalement la commutation du triac. L'instant où celle-ci s'effectue influe sur l'éclat de la lampe. En effet, plus tôt le triac sera déclenché, plus grand sera l'angle de conduction et davantage de puissance sera délivrée à la lampe. Toute variation de 30° à 150° de l'angle de conduction du triac entraîne une variation de la puissance fournie.

La figure 2 montre l'évolution de l'angle de conduction du triac en fonction de la pression exercée sur la touche sensible. Un simple effleurement (60 à 400 ms) donne à la lampe le même éclat qu'elle avait avant extinction. Un second effleurement éteint la lampe.

Si l'on appuie sur la touche sensible pendant plus de 400 ms la lampe commencera à s'allumer et s'éteindre de manière graduelle puisque le circuit intégré provoque successivement l'augmentation et la diminution de l'angle de conduction. Lorsqu'on retire le doigt de la touche sensible, la lampe garde le même éclat.

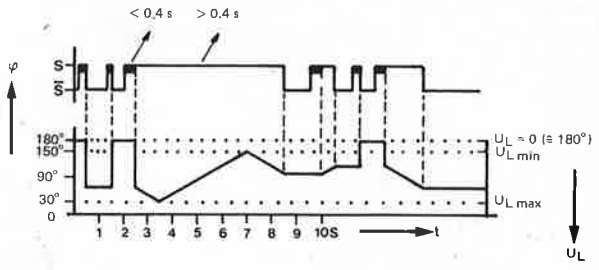
Le circuit complet du gradateur sensitif employant le S566B est donné à la figure 3. On peut tout aussi bien commander le circuit en remplaçant la touche sensible par un bouton poussoir ou par des touches sensitives multiples.

1



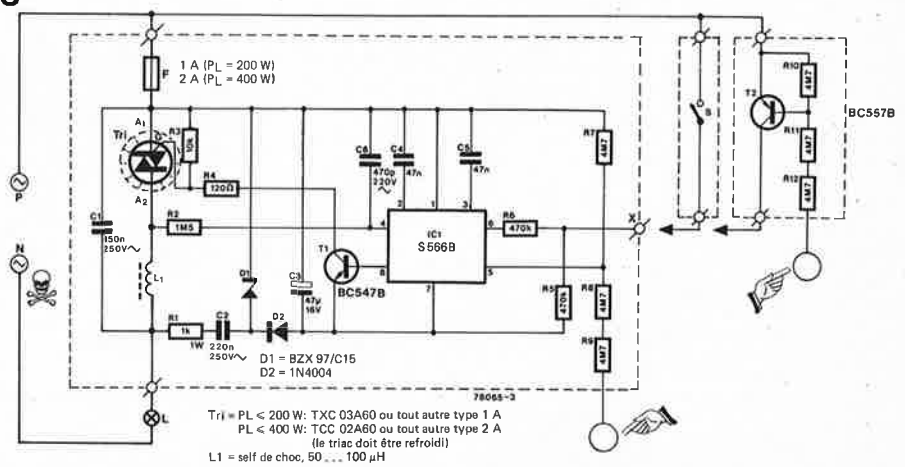
78065-1

2

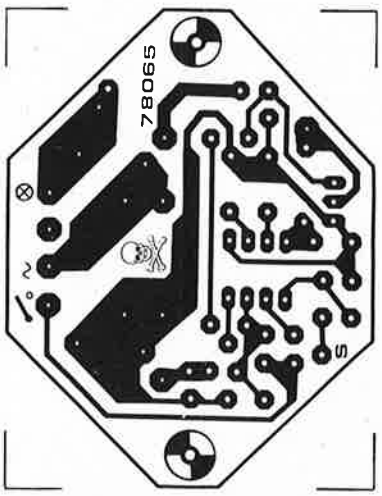


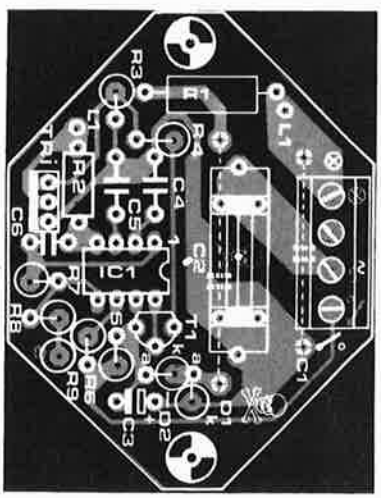
78065-2

3



4





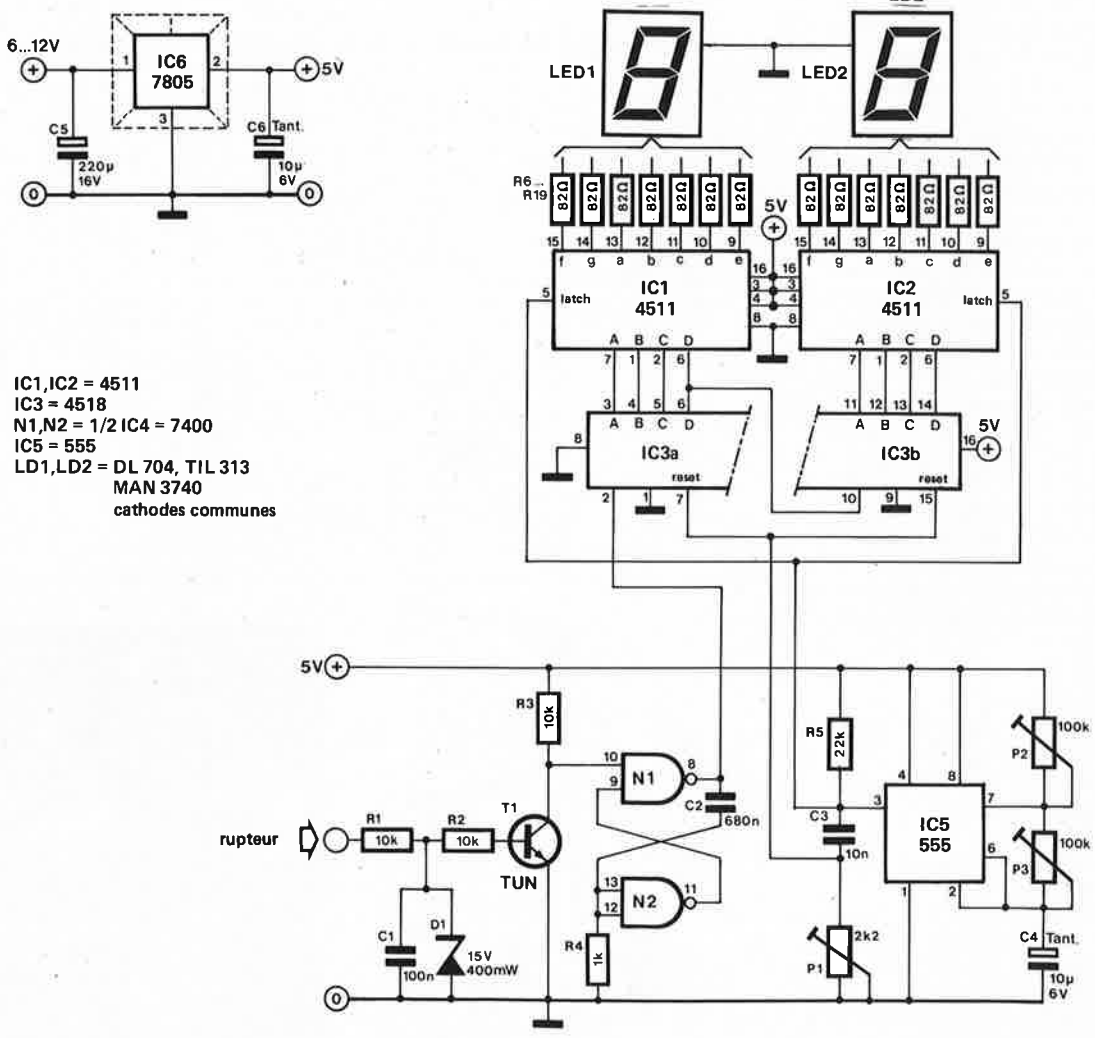
compte-tours numérique

A. Ohde

Dans la plupart des voitures, la vitesse de rotation du moteur (tr/mn) est visualisée sur un indicateur à aiguille. Mais il est parfaitement possible d'utiliser des afficheurs numériques à sept segments.

Tableau

Type du moteur	Fréquence d'entrée (en Hz) pour 6000 tr/mn	Affichage pour 50 Hz
1 cyl. 2 temps	100	30
2 cyl. 2 temps	200	15
3 cyl. 2 temps	300	10
1 cyl. 4 temps	50	60
2 cyl. 4 temps	100	30
4 cyl. 4 temps	200	15
6 cyl. 4 temps	300	10
8 cyl. 4 temps	400	voir texte



Le circuit décrit ici fournit un affichage à deux chiffres indiquant les centaines de tours par minute, c'est-à-dire que pour 6 000 tr/mn on lira 60. Il y a deux raisons principales pour n'afficher que deux chiffres. La première est tout simplement qu'une précision supérieure n'est pas nécessaire, et la seconde est qu'il faudrait un temps de comptage des impulsions plus grand, et il en résulterait une inaptitude du compte-tours à suivre les brusques variations de régime du moteur.

Ce circuit est une approche différente du compte-tours qui avait été proposé dans notre numéro 9 de mars 1979. Ici aussi le signal d'entrée vient du rupteur; on obtient un train d'impulsions dont l'amplitude est aussi limitée par une diode zener (D1). La conception change à partir de la mise en forme des impulsions, qui se fait ici par le transistor T1 et le monostable (N1, N2).

Les impulsions sont comptées par IC3 (double décade de comptage), dont les sorties sont reliées à deux circuits de portes réalisant le décodage BCD-7 segments et l'attaque de l'afficheur. Les impulsions de remise à zéro des compteurs (signal de base de temps) et de commande des portes sont fournies par un temporisateur type 555 (IC5).

Il y a trois réglages à effectuer sur le circuit. Le potentiomètre ajustable P1 règle la largeur des impulsions de remise à zéro. Dans la plupart des cas, il suffira de laisser ce potentiomètre à mi-course. Il est toutefois possible que la reproductibilité des lectures soit améliorée en donnant une autre position à P1. La fréquence de commande des portes, et par suite la durée d'affichage de chaque mesure, est réglée au moyen de P2. Enfin, P3 sert à calibrer le compteur. On peut utiliser pour cela soit un générateur B F étalonné, soit la fréquence du secteur. Dans le premier cas, le réglage de la fréquence du générateur sera fonction du type de moteur avec lequel le compteur sera utilisé. On étalonne le compte-tours pour un régime nominal de 6000 tr/mn: selon le nombre d'impulsions produites par le moteur à chaque tour du vilebrequin, on envoie à l'entrée un signal de fréquence convenable (voir tableau, colonne du milieu), et on règle P3 pour que l'affichage soit égal à 60. Si on ne dispose pas d'un générateur BF, on peut utiliser une tension de faible amplitude à la fréquence du secteur (tension de sortie d'un transfo pour sonnerie, par exemple). On ajuste P3 pour produire l'affichage correspondant au type de moteur (voir tableau, "affichage pour 50 Hz"). En ce qui concerne la dernière ligne du tableau (8 cylindres, 4 temps), l'affichage devrait être 7,5 avec une entrée de 50 Hz, ce qui est impossible. Dans ce cas, on peut envoyer un signal à 100 Hz obtenu par redressement sans filtrage de la fréquence du secteur. On règlera alors P3 pour lire 15 sur l'affichage.

marché

Le prix de l'institut Franklin pour le développement du microprocesseur.

Le Dr Marcian E. Hoff d'Intel Corporation a reçu de l'Institut Franklin la médaille "Stuart Ballantine" pour le développement du microprocesseur.

La médaille "Stuart Ballantine" est l'une des récompenses les plus recherchées aux Etats-Unis pour les réalisations scientifiques et techniques.

Le Dr Hoff, en plus de son travail sur les microprocesseurs a contribué au développement du premier circuit mémoire LSI destiné à la fois aux unités centrales de gros ordinateurs et microprocesseurs, et plus récemment au développement du premier microprocesseur analogique (2920).

Né le 28 octobre 1937 à Rochester, New-York, Ted Hoff reçoit le diplôme de l'Institut Polytechnique Rensselaer (Troy, N.Y.) en 1958 et les diplômes M. S et Ph. D de l'Université de Stanford respectivement en 1959 et 1962. Entre 1962 et 1968, Dr Hoff a travaillé sur la conception et la recherche de configuration d'unités centrales à Stanford.

En 1968, il rentra chez Intel Corporation en qualité de Directeur de la Recherche et des Applications où il travailla sur plusieurs microprocesseurs et circuits mémoires.

En 1969, il proposa l'architecture du microprocesseur, son travail conduisant à la production du premier microprocesseur, le 4004 en 1971.

Depuis 1974, il s'est spécialisé dans les produits Télécom, contribuant au développement des technologies du circuit LSI employé dans les circuits Codec et plus récemment le microprocesseur analogique 2920.

Intel Corporation
5, place de la Balance, Silic 223
94528 RUNGIS Cedex

L'oscilloscope P78 Pantec

Cet appareil d'une conception et d'une esthétique résolument moderne est entièrement équipé de transistors à effet de champ et de circuits intégrés.

Caractéristiques générales:

- Tube cathodique à écran plat de 12,7 cm de côté, persistance moyenne (longue sur demande), blindage en mu-métal
- Couleur de la trace: bleu-vert
- Ecran plat avec graticule gradué en centimètres
- Dimensions: 290 x 180 x 400 mm
- Poignée orientable pour l'inclinaison voulue de l'appareil
- Poids: 7,5 Kg
- Alimentation: 220 volts alternatifs 50 Hz ou 60 Hz
  Tolérance sur alimentation ± 10%

Caractéristiques techniques:

Ampli Vertical:

- Bande passante — en continu de 0Hz à 10 MHz (- 3dB)
  — en alternatif de 2 Hz à 10 MHz (- 3dB)
- Temps de montée $<$35 nano secondes
- Surmodulation $<$ 10%
- Atténuateur: Calibre de 11 positions en séquence 1—2—5. Précision ± 5%
- Sensibilité: de 10 mV/cm à 20 V/cm — Sur le canal A un ampli de gain 10 permet d'élever la sensibilité à 1 mV/cm
- Impédance d'entrée: 1MΩ en parallèle avec 35 pF
- Tension maxi admissible: 500 V crête/crête
- Représentation: Voie A seulement
  Voie B seulement
  A et B ensemble (découpage à 30 KHz)
  A et B alternativement (fréquence de la base de temps)
- Un calibrateur incorporé permet de contrôler la sensibilité de l'ampli vertical et le réglage des sondes
  Signal délivré: Signal carré 1 KHz ± 10%
  Amplitude 1V ± 2%

Ampli Horizontal:

- Bande passante: 0 Hz à 1 MHz
- Sensibilité: 0,2 V/cm à 50 V/cm (ajustable continuellement)
- Impédance d'entrée: 50 KΩ

Base de temps:

La base de temps est déclenchée à partir du signal d'entrée. En l'absence de signal, elle relaxe

- Gammes: 1 S/cm à 0,2 uS/cm en 21 gammes (ajustable continuellement entre chaque gamme)
- Précision: ± 5%
- Loupe électronique: multiplie la vitesse de la base de temps par 5

Synchronisation:

- Sources: Interne, Externe, positif ou négatif
- Déclenchement: DC - AC - TV lignes — TV trames (avec dispositif interne de séparation ligne/trame)
- Niveau: Interne $\geq$ 0,5 cm de 0 à 3 MHz
  $\geq$ 1 cm de 3 MHz à 10 MHz
  Externe: au moins 1 V

Axe Z:

- Une impulsion positive de 20 Volts est suffisante pour effacer la trace
- Impédance d'entrée: 100 KHz

Accessoires livrés avec l'oscilloscope:

- 2 sondes rapport 1/1 avec fiches BNC et câble coaxial
- 1 cordon alimentation

Carlo Gavazzi
27-29, rue Pujol
75018 Paris

(1444 M)

marché

3M conçoit, fabrique et commercialise des produits destinés à l'électricité depuis plus de vingt ans

Le nombre et la variété de ces produits se sont rapidement multipliés ces dernières années, en liaison avec le considérable accroissement de la demande et la diversification des besoins. Ces produits sont en grande partie fabriqués en France, dans le complexe industriel de Beauchamp (Val d'Oise) où se trouve également un service technique et un centre de formation à la clientèle. La structure commerciale de 3M France et un réseau de distributeurs très complet bénéficiant de l'assistance technique 3M assurent une implantation sur tout le territoire national.

Mais qu'il s'agisse d'énergie ou de construction électrique, de construction électronique ou de télécommunications, deux opérations fondamentales, la connexion et l'isolation occupent une place prépondérante.

La technique du connecteur auto-dénudant à contact en U pré-isolé est ainsi utilisée sur les divers marchés de l'énergie électrique, des télécommunications et de la construction électronique. Adapté à chaque utilisation spécifique, il permet d'obtenir des dérivations simples, doubles ou triples dans les domaines de l'énergie électrique et des télécommunications, et des connecteurs possédant de 10 à 60 contacts pour la construction électronique.

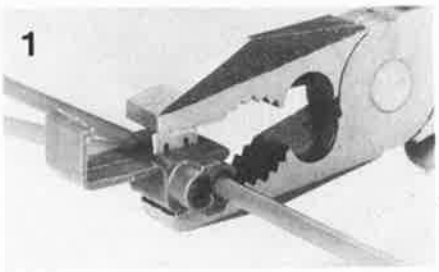
Le connecteur Scotchlok 530 (photo 1) connecte et isole en une seule opération sans avoir préalablement à dénuder. Il convient aux câbles rigides et souples, massifs ou câblés en acceptant les sections de 1,5 mm^2 à 2,5 mm^2 en jonctions, dérivations ou double dérivations.

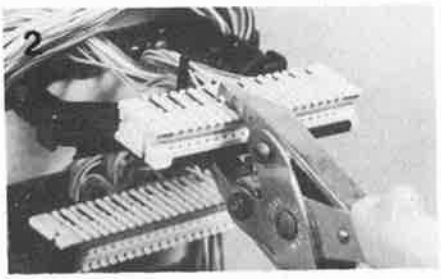
Il est constitué d'un corps en matière isolante (polypropylène) comportant 2 canaux de guidage des fils et un couvercle à charnière pour protéger les contacts. Un élément métallique en U assure le contact électrique en étant serré jusqu'à ce qu'il établisse le contact à la surface des conducteurs.

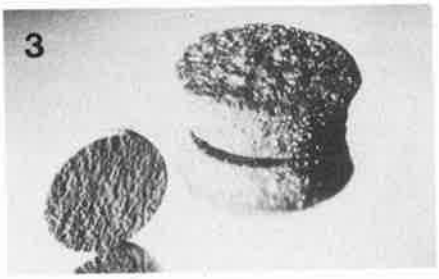
Le connecteur Scotchlok 530 a reçu un avis favorable de l'UTE (Union Technique de l'Electricité): il peut être utilisé pour assurer la connexion des conducteurs dans les installations électriques, dans les conditions définies à la Section 526 de la norme NF C 15-100.

3M lance également une nouvelle gamme de connecteurs Scotchflex pour câble en nappe (photo 2). Cette nouvelle gamme comprend des connecteurs 10, 16, 20, 26, 34, 40, 50 et 60 contacts. Les connecteurs femelles de type WWP à monter sur câble sont équipés du contact en U auto-dénudant, les connecteurs mâles de transition à monter sur carte existent équipés ou non de verrous éjecteurs. L'ensemble peut être détrompé à l'aide de clé de polarisation optionnelle sans perte de contact.

Les nouveaux connecteurs WWP présentent les caractéristiques suivantes: ils ont les mêmes éléments de contact que la gamme précédemment commercialisée. La fixation du couvercle du connecteur sur le corps est assurée par un clips métallique en J offrant une rétention du couvercle supérieure à celle







de l'ancien connecteur WWP équipé du capot antitraction. Un système antitraction amovible (clips antitraction) facilite l'assemblage.

Ils possèdent deux fentes de polarisation dans lesquelles viennent se loger les clés de polarité montées sur les connecteurs de transition. La polarisation se fait sans perte de contact et accroît la rétention du connecteur WWP dans le connecteur de transition.

3M s'est également spécialisé dans la résolution des problèmes posés par l'isolation électrique. Il propose une gamme de rubans et de mastics adaptés à chacun des domaines de l'énergie et de la construction électrique et des télécommunications où ils assurent les fonctions d'isolation, de maintien, de protection et d'identification. La technique de l'injection développée par 3M permet d'assurer l'étanchéité parfaite des montages. Sur le marché de l'énergie électrique, différents types de résines isolantes ininflammables ou non sont utilisés dans les trousses de raccordement Scotchcast. Des trousses spécifiques ont été mises au point conformément à la normalisation Française pour les travaux en basse et moyenne tension (trousses de jonction, de dérivation et d'extrémités). Les télécommunications utilisent également des trousses de jonction tandis que dans le domaine de la construction électrique, l'étanchéité des systèmes est assurée par l'emploi de résines époxy et polyuréthane.

3M a développé récemment plusieurs produits qui permettent d'augmenter la sécurité en protégeant les appareils et les câbles lors d'accidents.

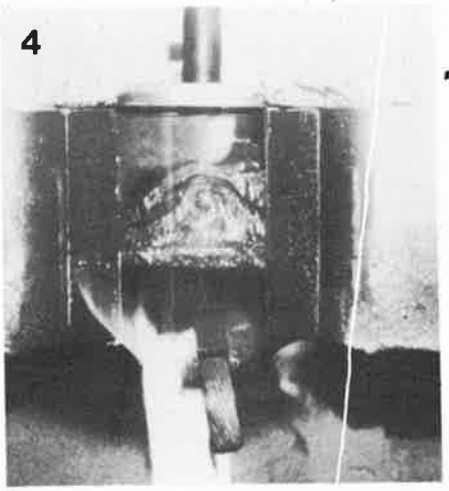
Le coupe-feu 3M FS 195 (photo 3) est une substance flexible et intumescente qui prévient l'extension du feu et de la fumée en obturant les ouvertures et en protégeant les surfaces vulnérables.

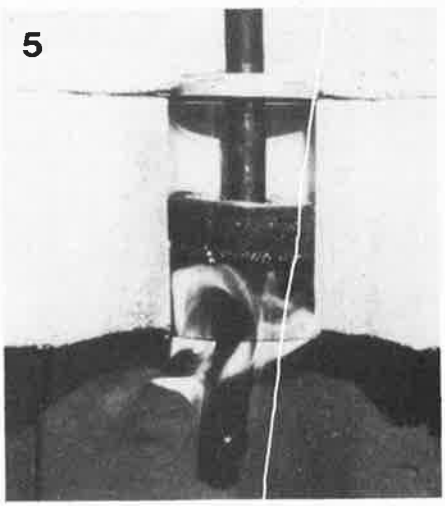
Constitué de caoutchouc vulcanisé, flexible, le coupe-feu 3M commence à augmenter de volume sous l'effet de la chaleur (à partir de 120 °C). Cette dilatation s'effectue dans toutes les directions et est de l'ordre de 5 à 11 fois le volume original. Le coupe-feu forme un bouchon carbonisé qui bloque le passage de l'air. Il stoppe radicalement la progression de la chaleur et de la fumée, mais protège également les installations contre les dégradations occasionnées par l'eau sous pression des lances à incendies.

Le coupe-feu 3M résiste très bien à l'humidité.

Disponible en feuilles de 25 mm d'épaisseur, le coupe-feu 3M peut être découpé à la dimension voulue afin d'être incorporé dans des appareils ou appliqué en couche extérieure protectrice. Lorsqu'il est exposé à une chaleur très intense, il se carbonise et offre ainsi plus de résistance que la plupart des revêtements organiques.

Le coupe-feu 3M assure l'étanchéité au feu des orifices de passage des câbles et tuyauteries dans les cloisons et planchers, la protection contre l'incendie des chemins de câbles (photo 4 et 5). l'étanchéité des portes coupe-feu, la protection de tout type de citernes de stockage de produits inflammables, la protection des compartiments de stockage dans les camions et wagons citernes, la protection



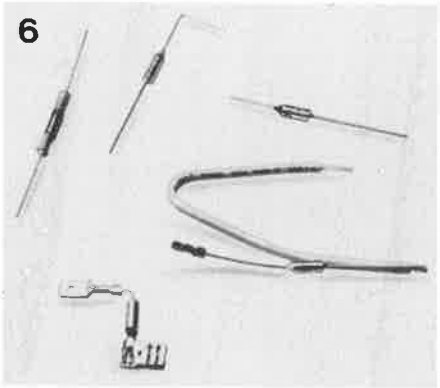


directe des câbles par enrubannage, l'isolation au feu de machines.

3M propose un autre composant assurant la protection thermique de tout appareil électronique. Il s'agit d'un coupe-circuit miniature,

marché

non réarmable et sensible à la température (photo 6).
Sa fonction consiste à protéger les appareils électriques et les équipements électroniques contre toute élévation dangereuse de la température normale de fonctionnement.
Tout échauffement anormal d'un appareil électrique constitue une menace pour la sécurité personnelle et le matériel. Il importe donc de maîtriser par des mesures préventives tous risques résultant de défauts tels que: court-circuit, blocage du rotor, défaillance du thermostat, vieillissement des isolants et coupe-circuits eutectiques.



Ce coupe-circuit thermique se monte en série sur le circuit d'alimentation de l'appareil ou composant à protéger. Dès que l'élévation de la température ambiante atteint le seuil critique prédéterminé, le système interne du coupe-circuit thermique agit et coupe définitivement le circuit d'alimentation électrique.

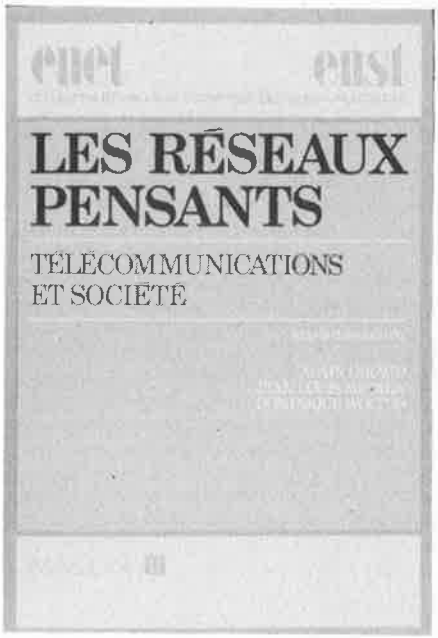
3M France
boulevard de l'Oise,
95006 CERGY-PONTOISE CEDEX

(1424 M)

elekture

Les réseaux pensants

Les nouveaux moyens de communication interactive ne sont plus transparents. Que nous apporteront ces nouveaux réseaux qui se permettent de manipuler et de stocker l'information? Le colloque "Sciences humaines et télécommunications" a essayé de préciser les fondements de la recherche en sciences humaines dans le domaine des télécommunications. L'ouvrage intitulé "les réseaux pensants" constitue un compte-rendu de ce colloque.
L'histoire et la géographie des télécommunications et en particulier du téléphone nous montre que la révolution des communications par l'électronique est déja commencée. Il est important de connaître l'histoire du monopole des télécommunications pour rechercher quel chemin pourra prendre cet ancien service public pour devenir plus efficace. L'usager passera-t-il de la condition d'administré à celle de client? Les auteurs essaient aussi d'entrevoir quels changements de société et de communication entre les hommes pourrait entrainer l'évolution des télécommunications.
La seconde partie du livre traite de l'incidence

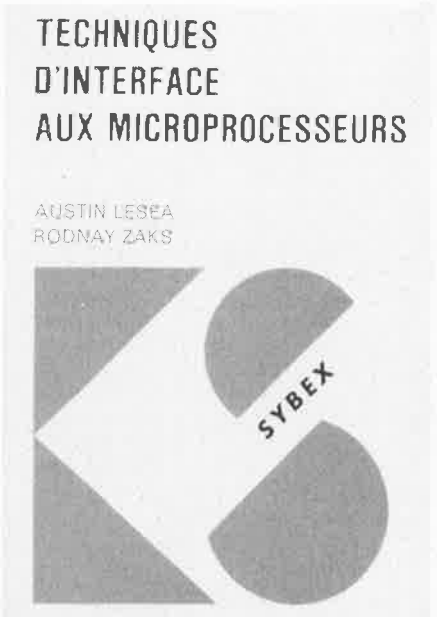


de l'introduction des matériels de communication dans l'entreprise. Il est certain que ceux-ci transformeront le travail humain ainsi que les relations sociales. Pour améliorer le dialogue homme-machine, il faudra modifier les conditions de travail et avoir le soucis de l'ergonomie des matériels de communications. Société relationelle ou société cablée? Telle est la question posée dans la troisième partie du livre. La tendance actuelle du développement des télécommunications est que les coûts dépendent de moins en moins de la distance, que les différents modes de communication tendent à converger et que les communications interpersonnelles sont en plein essor. On peut se demander quel est le moteur de cette évolution: est-ce la technique avec l'apport des nouveaux matériels ou est-ce le social?
Le fait de citer des textes de plusieurs dizaines de personnes permet à cet ouvrage de nous donner une vue objective sur ce que nous réserve les progrès de la télématique. Les auteurs (Giraud, Missika et Wolton) ont réalisé un livre harmonieux et non pas un ramassis disparate des textes de conférences. Les dernières lignes de la conclusion sont très révélatrices du contenu de ce livre important. "Il ne faut pas confondre la communication humaine avec son double technique. La profusion frénétique de sens, de mots, d'images, d'explications que ce double permet ne nous aidera que modérement dans la rencontre d'autrui."

280 pages, 16 x 24 cm
prix indicatif: 65 F
Collection technique et scientifique des télécommunications
éditeur: Masson

Techniques d'interface aux microprocesseurs

Les microprocesseurs sont de plus en plus puissants. Pour qu'ils puissent constituer des outils intelligents et efficaces ils ont besoin, d'une part, d'un ensemble de programmes, le logiciel, et d'autre part, d'une circuiterie les adaptant à l'environnement extérieur, les interfaces. Les techniques d'interface ne sont pas aussi souples que le logiciel car elles dépendent beaucoup plus des composants électroniques utilisés. Elles ont pourtant un impact essentiel sur les performances et sur le prix d'un système.
L'ouvrage "Techniques d'interface aux microprocesseurs" de A. Lesea et R. Zaks est l'"interface" idéale entre la personne qui n'a qu'une connaissance générale des microprocesseurs et les notices techniques des fabricants de composants. En effet, lorsque vous avez acheté un PIA 6820 et qu'après avoir attendu quelques semaines, vous avez reçu le feuille de caractéristiques de chez Motorola, vous n'êtes pas encore au bout de vos peines. Insérer le nouveau composant dans votre système vous demandera encore beaucoup d'efforts. Une vue d'ensemble sur tous les problèmes d'interfaçage sera bien souvent utile et c'est ce que prétend apporter ce livre.



Ecrit dans un style très clair, ce volume présente des descriptions succintes de tous les éléments mis en oeuvre dans la réalisation d'interfaces. Les textes ne se perdent pas dans la description de détails futiles et sont accompagnés de nombreux schémas et figures. Beaucoup d'exemples sont donnés se rapportant aux séries 8080 de Intel et 6800 de Motorola. On y décrit la plupart des composants d'interface (DMA, USART, PIO et autres ACIA) permettant de dialoguer avec toute la gamme des périphériques (cassette, écran TV, disquette et même synthétiseur de musique). La description de la conversion analogique/digital et digital/analogique ainsi que des techniques et standards de bus (en particulier le bus S100) est essentielle pour la compréhension des communications avec les équipements extérieurs. Les méthodes de test et de mise au point ne sont décrites que de manière très succinte. Un exemple d'interface entre 32 terminaux RS 232C et un ordinateur PDP 11/70 donne un aperçu très représentatif des problèmes de multiplexage.

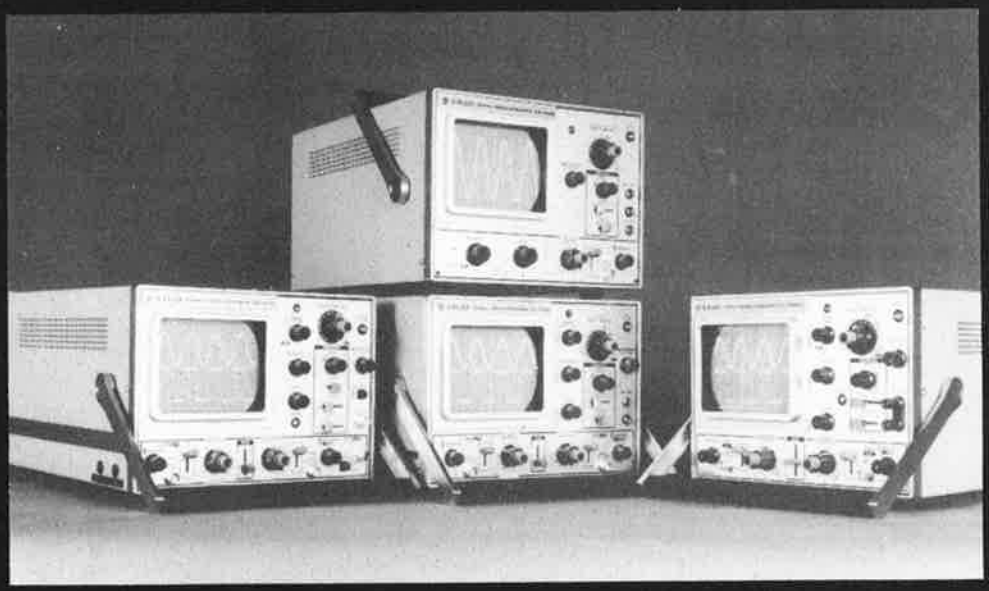
400 pages, 14 x 21, 5 cm
prix indicatif: 70 F
éditeur Sybex

(1423 M)

elekture

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: 21.547 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

NOUVEAU

CS-1830
- 2 canaux
- DC-30 MHz
- 2 MV/CM
- Bande de temps retardée
- prix: 28.975FB + tva

2 ANS DE GARANTIE
VENTE EN BELGIQUE
SERVICE EN
NOTRE LABORATOIRE
PORT GRATUIT

mcr ELECTRONICS MARKETING

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

FORMANT

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 démonstration

les circuits imprimés EPS pour le Formant

	référence	prix
interface clavier	9721-1	40,—
récepteur d'interface	9721-2	15,—
alimentation	9721-3	48,75
circuit de clavier	9721-4	12,40
VCO	9723-1	97,50
VCF	9724-1	42,50
ADSR	9725	42,50
DUAL-VCA	9726	44,50
LFO	9727	46,75
NOISE	9728	41,—
COM	9729	41,25
RFM	9951	45,75
VCF 24 dB	9953	48,90

les faces avant EPS (en métal, laquées noir mat)

	référence	prix
interface	9721-F	16,25
VCO	9723-F	16,25
VCF	9724-F	16,25
ADSR	9725-F	16,25
DUAL-VCA	9726-F	16,25
LFO	9727-F	16,25
NOISE	9728-F	16,25
COM	9729-F	16,25
RFM	9951-F	16,25
VCF 24 dB	9953-F	16,25

Joindre votre paiement à la commande. Utiliser de préférence le bon de commande en encart. Ajouter 5,25 FF pour participation aux frais de port.

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

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, 1/4 ou 1/2 W: 5 % 2 %
Par 100 de même valeur . . . . . **15,— F** —
Par 10 de même valeur . . . . . **2,— F** **3,— F**

POTENTIOMETRE "DUNCAN" professionel, 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 — LF 351 . . . . . **4,50**
LM 307 N **7,60**
LM 308 N . . . . . **10,—**
LM 3080 N . . . . . **11,—**
LM 311 N — LF 356 . . . . . **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 — CA 3084 . . . . . **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,—**
1496 . . . . . **6,—**
XR 4136 . . . . . **15,—**

• 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,—**

CELLULES SOLAIRES

0,5 V - 0,5 A
PIECE : 29 F
Par 12 pour alimenter un poste à transistors

25 F PIECE

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,—**
40 - 41 - 44 - 46 - 47 - 60 . . . . . **12,—**
4035 . . . . . **14,—**
14034 . . . . . **40,—**

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**
BB 104 - 105 . . . . . **6,—**

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 F Loppy . . . **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. **4,80 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.mèt. **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
Avec **ensemble oscillateur ci-dessus** . . . . . **2200,— F**
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"
"S12" . . . . . **1480,— F**
"Elgam Match 12" . . . . . **960,— 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,—**

ELEKTOR N° 18
80021 Affichage numérique de fréquence . . . . . **590,—**
79039 Monoselektor . . . . . **420,—**
79053 Pronostiqueur sportif . . . . **95,—**
79650 Convertisseur OC. 1 fréquence à préciser . . . . **140,—**

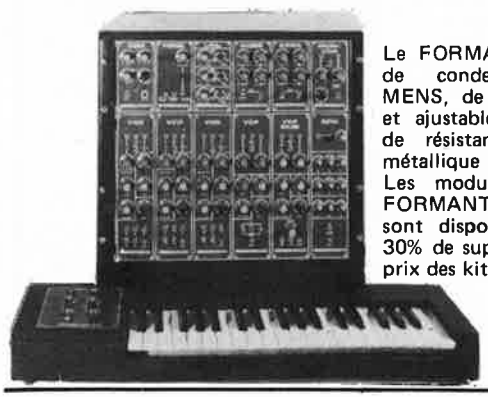
ELEKTOR N° 19
80049 Codeur SECAM . . . . . **460,—**
9767 Modulateur UHF/VHF . . . **85,—**
79513 Tos-Mètre . . . . . **150,—**
80031 Top Pré-ampli . . . . . **400,—**

ELEKTOR N° 20
80019 Locomotive à vapeur . . . . **80,—**
78065 Gradateur sensitif (sans touche) . . . . . **45,—**
77101 Ampli auto radio . . . . . **56,—**
9988 Bagatelle de poche . . . . . **60,—**
80027 Générateur de couleurs avec 3 spots . . . . . **250,—**

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:



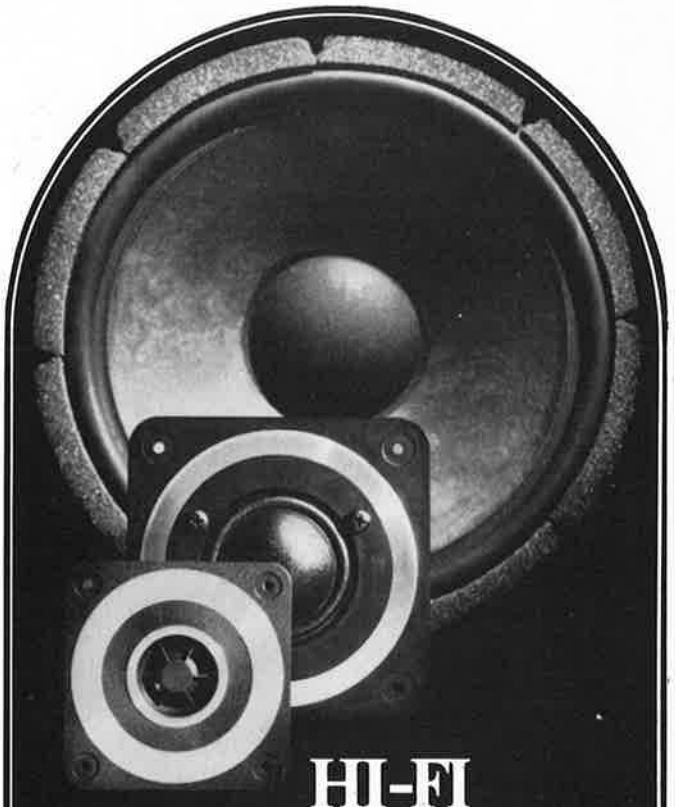
5300,—

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



HI-FI de puissance faites votre choix dans la gamme des haut-parleurs MBLE

Que ce soit une enceinte acoustique à un seul haut-parleur ou plusieurs haut-parleurs, vous trouverez le type adapté à votre problème.

Plus de 30 haut-parleurs différents de stock en permanence.
Le meilleur rapport qualité/prix.

Bon pour une documentation gratuite avec de nombreux exemples pratiques de réalisation.

MBLE s.a.
Département C.E. DOC.
Rue des Deux-Gares, 80
1070 Bruxelles
Tél.: 02/523.00.00

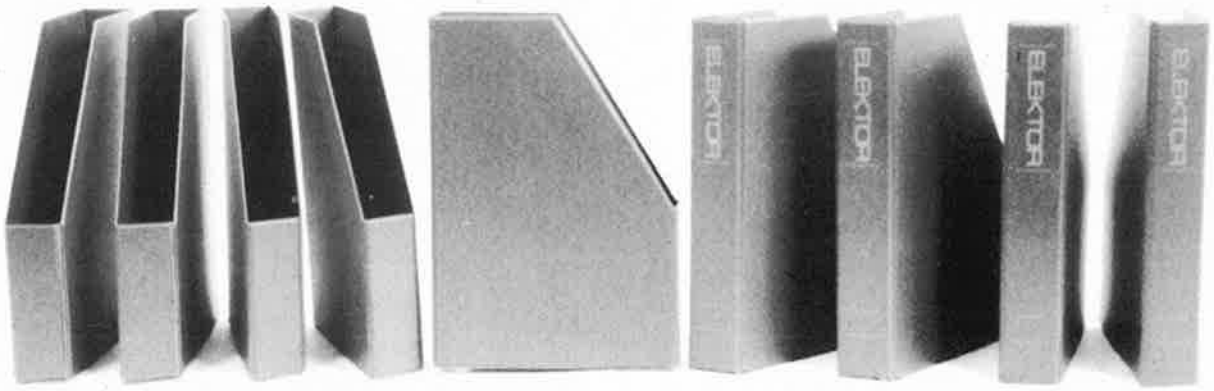
Nom .....

Prénom .....

Adresse .....

Tél.: .....

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 cotre 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, consultet 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

MEDELOR

VENTE PAR CORRESPONDANCE
MEDELOR BP 7 69390 VERNAISON

- Catalogue gratuit
- Port 6F40 avec règlement joint à la commande
- Port 18F70 contre-remboursement
- Expédition immédiate sur notre stock
- REMISE 10% A PARTIR DE 300.00 F D'ACHAT
- Commande téléphonée: (7) 846.20.40

LES SACS MEDELOR

Le SAC est un ensemble de composants électroniques correspondant à un montage. Contrairement au KIT, le SAC ne comprend pas de circuit imprimé, mais il peut être construit sur notre support universel, la PLAQUE. Chaque SAC est livré avec une notice détaillée que l'on peut se procurer séparément (1F50).

Alimentation variable 4 A 15V/1A6. Sans transformateur	SAC 11001	33.00
Alimentation symétrique 7 A 20V/1A. Sans transformateur	SAC 11002	49.00
Alimentation variable 7 A 20V/1A. Sans transformateur	SAC 11003	25.00
Alimentation 0 A 30V/1A. Règlable en courant. Sans transformateur	SAC 11004	60.00
Transformateur 36VA 2X18V. Convenant aux alimentations		77.00
Ohmètre à leds 6 gammes de mesure (10 ohms à 10 mégohms)	SAC 13001	18.00
Voltmètre 0 A 30 volts à leds. Avec CI UAA170 et 16 Leds	SAC 14002	50.00
Générateur d'impulsion. 2 fois 5 gammes	SAC 15001	37.00
Générateur de marches d'escalier. De 2 à 100 marches	SAC 15008	25.00
Injecteur de signaux BF. Signaux découpés	SAC 15009	14.00
Générateur de fonction. Avec XR2206	SAC 15010	125.00
Compteur deux digits. Juxtaposable, remise à zéro	SAC 16001	61.00
Préamplificateur BF. Linéaire à CI, gain ajustable	SAC 21001	12.00
Préamplificateur à grande dynamique. Linéaire	SAC 21002	11.00
Amplificateur BF 7 watts. Avec TBA810S	SAC 22003	30.00
Amplificateur BF 50 watts. Sans mise au point	SAC 22004	67.00
Mélangeur BF 3 canaux. Mini table de mixage à fets	SAC 24001	29.00
Compresseur de modulation. Avec 2 ampli OP	SAC 25001	13.00
Equaliser à huit fréquences. Mono. Exploration +/- 8dB	SAC 25002	76.00
Boîte de distorsion. Règlage par potentiomètres	SAC 32001	21.00
Déformateur de voix. Déformation du timbre de la voix	SAC 32002	30.00
Phasing. Avec règlage du rythme de rotation de phase	SAC 32003	65.00
Cinq instrument à percussion à touch control. Avec 4011	SAC 31001	70.00
Cymbales et caisse claire à touch control	SAC 31002	55.00
Gradateur de lumière. Jusqu'à 1000 Watts avec radiateur	SAC 41001	19.00
Modulateur de lumière à 3 canaux. Filtres passifs	SAC 42001	56.00
Modulateur de lumière autonome. Capteur, alimentation secteur	SAC 42002	145.00
Clignoteur simple. Pour ampoule secteur 2 à 10 Hz	SAC 43001	17.00
Chenillard 8 canaux. Vitesse réglable	SAC 43002	95.00
Minuterie à touch control. Avec relais	SAC 51001	31.00
Cadenceur d'essuie glace. Avec relais	SAC 52001	35.00
Intégrateur photo. Alimentation secteur et relais	SAC 53001	110.00
Avertisseur sonore. 50 mW avec HP. Son modulé en fréquence	SAC 55001	19.00
Préamplificateur 144MHz. Double filtre de bande et 40673	SAC 61001	28.00
Détecteur blu avec S041P. Pour MF455	SAC 63001	41.00
Détecteur FM 455KHz. Avec S041P	SAC 63002	27.00
Jeu de dé électronique. Affichage 7 leds	SAC 71001	25.00
Pour jouer au loto. Affichage sur 2 7-segments	SAC 71002	65.00
Plaque epoxy double face (12 x 17 cm), gravure universelle		15.00

POINTS DE VENTE

nous recherchons d'autres points de vente dans toute la France.

01000 ELBO. 346, Avenue 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, rue Meyer. MONTELIMAR
35400 ETS 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 REMY. 95, rue de Brioude. ISSOIRE
69007 ETS DEGARAT. 110, Gde rue de la Guillotière. LYON
69400 ETS SARAZIN. 399, chemin des Sables. VILLEFRANCHE
71600 CLUB 2000. 3, avenue de la Gare. PARAY LE MONIAL
73100 ETS BOSSON. 14, rue Lamartine. AIX LES BAINS
84000 KIT SELECTION. 29, rue St-Etienne. AVIGNON

elektor
C'est de la lecture agréable

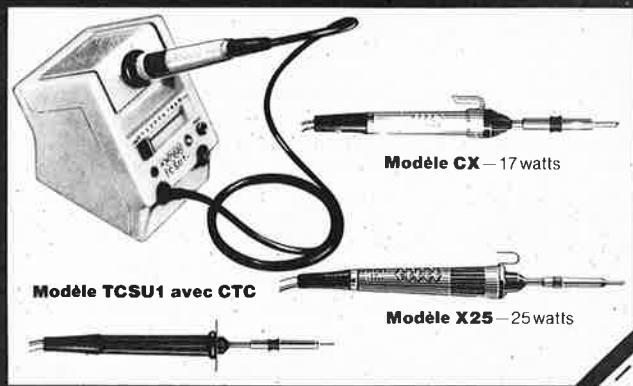
elektor
C'est de l'information internationale

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 generaux pour la France
Ets V. KLIATCHKO
6 bis rue Auguste Vitu.
75015 PARIS. Tel: 577 84-46

demande de documentation
FIRME ou NOM
ADRESSE

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
86000	POITIERS	J.F. Electronique; 202, Grand'rue
86360	CHASSENEUIL	J.F. Electronique; rue du Commerce RN 10
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 Stalingrad
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)

dates limites remise annonces

no	édition	date
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

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

Petites Annonces

BERIC RECHERCHE un technicien pour la mise au point des Kits suivant les articles dans ELEKTOR. Connaissance HF souhaitée, lieu de travail MALAKOFF du Mardi au Samedi.
Adresser candidature à Beric, 43, rue V. Hugo, 92240 Malakoff ou tél. 657.68.33 (M. Gérard)

POUR 18 F le dm^2 votre C.I. étamé sur verre époxy. Port: 8 F RIVERO, 19, rue de la Croix 13007 Marseille

A VENDRE 350 F oscilloscope unitron type 307 tube Ø 7 cm BTH de 0,55 1 µs Av de 0,1 V à 50 V plus 1 sonde 1/10 BP 10MH Tél. G. STREBLER (88) 78.38.34

PRÉAMPLI-AMPLI BF

CA 3020	25,00 F
LM 380	15,00 F
LM 381	20,00 F
TAA 300	15,50 F
TAA 611 B 12	11,80 F
TBA 641 B 11	22,00 F
TBA 800	11,40 F
TBA 810	14,00 F
TBA 915	26,00 F
TCA 730	25,10 F
TCA 740	22,50 F
TCA 940	29,50 F
TDA 2002	23,00 F
TDA 2020	40,00 F

ARRAYS

CA 3018	12,80 F
CA 3046	10,00 F
CA 3049	25,80 F
CA 3086	7,50 F
CA 3096	19,50 F

COMPARATEURS

LM 710	5,20 F
SN 72810	6,90 F

GÉNÉRATEURS

ICL 8038	43,00 F
NE 566	32,00 F
XR 2206	51,00 F
XR 2207	33,00 F

CIRCUITS HF

CA 3089	23,00 F
LM 373	43,70 F
MC 1496	12,90 F
MC 4044	25,50 F
OM 335	89,00 F
SO 41 P	13,50 F
SO 42 P	14,50 F
SL 611	30,00 F
SL 613	30,00 F
SL 620	45,00 F
SL 624	44,00 F
TBA 120	7,50 F
TBA 120 S	7,50 F
TDA 1047	28,40 F
95 H 90	79,90 F
11 C 90	116,00 F

HORLOGES

ICM 7038	41,50 F
MM 5314	28,70 F
MM 5316	48,00 F
NE 555	4,20 F
NE 556	11,00 F

OPs

CA 3080	9,50 F
CA 3130	12,50 F
CA 3140	13,00 F
LF 356	12,00 F
LM 301	7,50 F
LM 307	10,30 F
LM 308	17,70 F
LM 318	25,50 F
LM 324	8,50 F
LM 709	3,80 F
LM 741	3,50 F
LM 747	9,90 F
LM 749	20,00 F
LM 3900	6,80 F
LM 3301	6,80 F
MC 1458	10,00 F
RC 4136	9,00 F
TAA 761	9,90 F
TAA 861	7,50 F
TL 071	13,00 F
TL 084	13,00 F
XR 4212	20,00 F

PILs

CA 3090 AQ	45,00 F
MC 1310 P	14,50 F
NE 561	55,00 F
NE 562	55,00 F
NE 565	14,00 F
NE 567	16,00 F
XR 2211	57,50 F

RÉGULATEURS

LM 317 T	20,00 F
LM 317 K	35,00 F
LM 309 K	14,50 F
LM 723	4,50 F
78XX	10,00 F
79XX	12,00 F
78LXX	4,00 F

DIVERS

FX 209	110,00 F
MK 50398	85,00 F
LM 3909	10,00 F
NE 543 K	26,00 F
S 566 B	29,00 F
UAA 170	17,00 F
UAA 180	17,00 F

NOUVEAUTÉS

78H05 ..... 75,00 F
(5volts 5 ampères)
78P05 ..... 120,00 F
(5 volts 10 ampères)

CONVERTISSEURS 8 bits

A/D	230,00 F
D/A	28,00 F

CPU

8080	99,50 F
6800	78,00 F
Z 80	187,50 F
SC/MP II	98,00 F

PÉRIPHÉRIQUES

8205	7,50 F
8216	22,00 F
8224	43,20 F
8226	21,20 F
8228	61,90 F
6810	38,00 F
6844	249,00 F
Z 80 CTC	94,50 F
Z 80 PIO	94,50 F
Z 80 DMA	470,00 F
Z 80 SIO	665,00 F

RAMs STATIQUES

7489	19,00 F
2101	30,00 F
5101	74,40 F
2102 L-2	12,50 F
2114 L	84,00 F
4044-45	84,00 F

RAMs DYNAMIQUES

4027-25 NL	51,65 F
4116-25 NL	87,00 F

PROMS-EPROMS

74S188	18,25 F
74S388	30,00 F
HM7641	129,00 F
2708	95,00 F
2516 *(5 volts)*	En stock

BUFFERS

8T26	14,00 F
8T95	9,50 F
8T97	13,00 F
81LS97	18,00 F
75140	19,00 F
MC 1488 L	39,00 F
MC 1489 L	32,00 F

DIVERS

AY 5 1013	59,50 F
AY 3 1015	72,00 F
TMS 6011	62,50 F
AY 5 2376	148,00 F
SFF 96364	205,00 F
RO 3 2513	67,80 F
MM 57109	198,00 F
MC 14411	89,00 F
MM 5220 BL	124,00 F
MM 5220 DF	124,00 F
RAM I/O	97,00 F
MC 8602	25,50 F
2533	41,25 F

TTL

7400	1,60 F
7404	1,75 F
7410	1,75 F
7413	3,35 F
7420	1,75 F
7447	5,90 F
7474	2,65 F
7490	3,80 F
7493	4,20 F
74120	12,00 F
74121	3,25 F
74155	7,80 F
74192	9,10 F

TTL LS

LS 00	4,00 F
LS 04	4,00 F
LS 05	4,00 F
LS 08	4,50 F
LS 10	4,00 F
LS 11	4,00 F
LS 32	5,00 F
LS 75	6,00 F
LS 139	13,00 F
LS 163	12,50 F
LS 165	18,00 F
LS 175	12,50 F

CMOS

4000	2,20 F
4017	10,00 F
4016	4,60 F
4024	9,10 F
4053	11,75 F
4081	2,50 F

QUARTZ

1.000 MHz	43,00 F
1.008 MHz	43,00 F
2.000 MHz	43,00 F
3,2768 MHz	39,00 F
4.000 MHz	39,00 F
5.000 MHz	39,00 F
10.000 MHz	39,00 F
10.000,0 MHz	49,00 F
10,245 MHz	43,00 F

FILTRES CÉRAMIQUES

SFD 455 B	7,50 F
SFE 5,5 MA	7,50 F
SFE 10,7	6,60 F
CFS 455 J	115,00 F
IE 500	75,00 F

Miniperceuses P2	145,00 F
Alimentation	145,00 F
Support	150,00 F
Forets(0,6 à 3mm)	3,00 F
Fraises	4,20 F

Fers à souder JBC

15 W	75,90 F
30 & 40 W	51,60 F
65 W	56,20 F
Pannes long. durée	17,15 F

Mesureurs PANTEC

Minor	289,00 F
Dolomiti USI	453,00 F
Usijet	92,00 F

Symboles transfert ALFAC

Mylar format A4 ..... 15,00 F

Coffrets en fer blanc pour blindages HF

WB1 (37x37x30)	6,40 F
WB10 (74x74x50)	14,40 F
WB11 (74x111x30)	14,40 F
WB12 (74x111x50)	16,00 F
WB13 (74x148x50)	17,60 F

Résistances 5% 1/4 W

les 10	1,30 F
la pièce	0,14 F

NOTA : listes non exhaustives

Nous assurons la taille des quartz. Consultez-nous.

ELEKTRONIKLADEN
135 bis, boulevard du Montparnasse
75006 PARIS
Tél. : 320.37.02 - Télex 203.643 F

HORAIRES MAGASIN :
9 h 30 - 12 h 00
14 h 00 - 19 h 00
Fermé le dimanche et le lundi matin

ENVOIS CONTRE-REMBOURSEMENT.

Frais de 15,00 à 30,00 F selon nature du matériel.

OUVERTURE DU NOUVEAU MAGASIN

POITIERS JF électronique

J.F. ELECTRONIQUE

202, Grand'rue - Poitiers
tél. (49) 41.34.97

notre promotion du mois . . .

2708	64,00 F	BC 107	0,50 F
SAD 1024	90,00 F	BC 177	0,50 F
TL 084	11,00 F	741	2,00 F
Triac 8 A, 400 V	4,00 F	555	2,50 F
1N4148	0,20 F	BC 109-C	1,50 F

Service Elektor EPS — T.T.L. — C-MOS — Kit ELCO — Josty — I.M.D. — Outillage Mesure — Point Pentec.

Conditions de vente par correspondance:
Expédition franco au-dessus de **100,00 F.** En dessous de **100,00 F : 6,00 F** frais fixe.
Pas d'envoi contre-remboursement.
Paiement à la commande ou, après accord, à réception de facture.

à LILLE

Ets DECOCK ELECTRONIQUE

4, rue Colbert, 59800 LILLE Tel. 57.76.34
LE PLUS GRAND SPECIALISTE DU NORD

disponible tout le materiel WRAPPING OK

Outil à wrapper simple	57,— F
Outil à wrapper avec bobine	117,60 F
Outil à inserer les CI 14 et 16 broches	29,50 F
Outil à inserer les CI Mos 14 et 16 broches	65,— F
Outil à inserer les CI Mos 36 et 40 broches	77,— F

Supports CI à wrapper de 14 à 40 broches, Connecteurs divers, Guides cartes, Cosses, Cablage, Accessoires divers.

PROMOTION EXCEPTIONNELLE:

PROMOTION EXCEPTIONNELLE: Mini-perceuse 9 à 15 volts, 15000 Tours/m. 0,6 amp. + Support + 3 accessoires . . . . . **89,— F**

MAX 50 Fréquencemètre digital 100 Hz à 50 MHz	819,— F
MAX 100 Fréquencemètre digital 20 Hz à 100 MHz	1119,— F
MAX 550 Fréquencemètre digital 1000 Hz à 550 MHz	1419,— F
Générateur de fonction 2001	1079,— F
Générateur de fonction 4001	1339,— F

Leds 5 mm Rouges	0,90
Leds 5 mm Vertes	1,70
Leds 5 mm Jaunes	1,60
Leds 3 mm Rouges	1,10
Leds 3 mm Vertes	1,50
Leds 3 mm Jaunes	1,70
OA 95	0,30
1N4148	0,30
1N5404 3 A 400 V	1,80
R250H 6 A 400 V	6,20
BC108B	1,40
BC238B	0,80
BC547B	0,90
BD135	2,20

BU126	16,50
BU208	17,20
TIP31A	4,10
TIP2955	8,10
TIP3055	6,70
2N1711	2,40
2N2219A	2,40
2N2222A	1,40
2N2646	5,10
2N3055 60 V	4,40
2N3055H 100 V	7,90
Triacs 8 A-400 V	4,30
Diacs 32 V	1,70

Thyristors:	
C103YY TO98, 0,8 A 60 V	2,60
11T4-TO-5 1,6 A-50 V	4,10
C106D-TO-220 4 A-400 V	5,50
C122D-TO-220 8 A-400 V	9,50
TBA800	14,30
TBA810S	13,20
TBA810AS	11,40
LM741 8 broches	2,70

TMS3874	20,20
MM5316	53,80
NE555	3,20
SN7400	2,10
SN7413	3,—
SN7473	2,50
SN7490	4,20
Régulateurs TO-220 positif 1,5 A toutes tensions	7,70

ELECTRONIQUE DECOCK 4, rue Colbert LILLE

Ouvert de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h
Dimanche de 9 h à 13 h
Fermé le lundi toute la journée