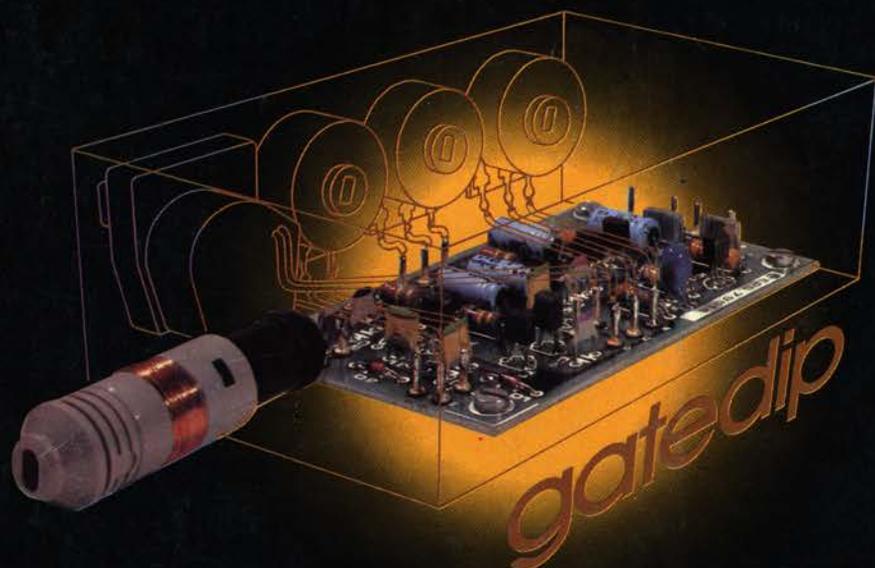


elektor

électronique pour labo et loisirs

no.16
octobre 1979

8 FF
59 FB

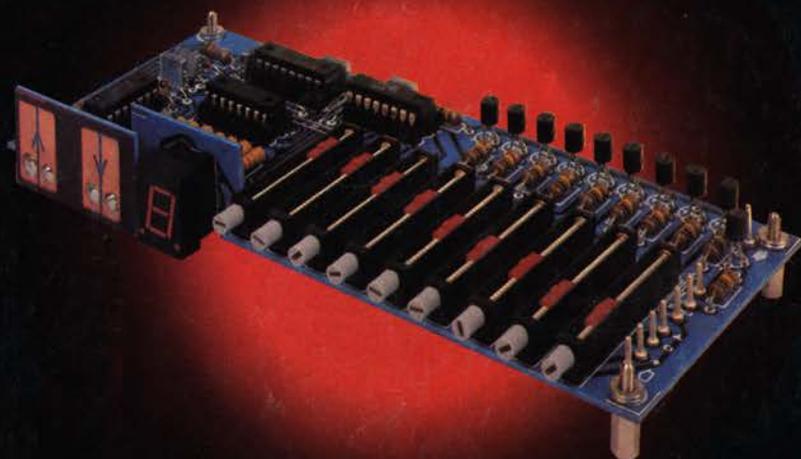


gate-dip

les fréquences de
résonance déterminées
instantanément

accord par touches sensitives

stations présélectionnées
commandées par touches
à effleurement



digifarad capacimètre digital

SUISSE: 4,40 FS
ITALIE: 1500 Lires
ESPAGNE: 180 Pesetas
CANADA: 1,75 \$ (surfacté)
CANADA: 2,55 \$ (par avion)
ALGERIE: 10 Dinars
TUNISIE: 1000 Mil.

elektor

16

décodage

2e année

octobre 1979

ELEKTOR sarlB.P. 59; 45, Grand' Rue; Le Douliou; 59940 Estaires
Tél.: (28) 43.86.61Heures d'ouverture: 8h30 - 12h45 et 13h30 - 16h45,
du lundi au vendrediBanque: Crédit Lyonnais Bailleul Compte no.:
6660.70030X CCP Lille 7-163-54R

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

Elektor paraît mensuellement

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

ABONNEMENTS: Elektor sarl	France	Etranger
Abonnement 1979 complet (11 numéros)	80 FF	100 FF
Abonnement 1980 (11 numéros)	80 FF	100 FF

Les anciens numéros sont disponibles au prix indiqué sur la
couverture du numéro demandé (cf bon de commande)Changement d'adresse: Veuillez nous le communiquer au moins six
semaines à l'avance. Mentionnez nouvelle et ancienne adresse, en
joignant si possible une étiquette ayant servi à vous envoyer l'un des
derniers numéros**DIRECTEUR DE LA PUBLICATION:** Robert Safie**ASSISTANT-DIRECTEUR COMMERCIAL:** G.J.J. Kieft**REDACTION-FRANCE:** Jean François Desclaux Bernard Develter**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.**DIRECTEUR ARTISTIQUE:** Frans van RooijToute correspondance sera adressée au département concerné à l'aide
des initiales suivantes:

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

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

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

Elektor Verlag GmbH, 5133 Gangel, RFA

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

JCE, 20092 Cinisello B., 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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Familles BC 107 (-8, -9)BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9),
BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9),
BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9),
BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3),
BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4),
BC 437 (-8, -9), BC 414**Familles BC 177 (-8, -9)**BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9),
BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9),
BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2),
BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3),
BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4),
BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' peut se lire indifférem-
ment µA 741, LM 741,

MCS 41, MIC 741, RM 741,
SN 72741, etc.**Valeur des résistances et capacités**En donnant la valeur de compo-
sants, les virgules et les multiples
de zéro sont, autant que possible,
omis. Les virgules sont remplacées
par l'une des abréviations
suivantes, toutes utilisées sur le
plan international:

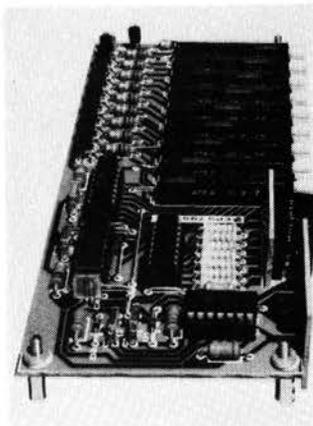
p (pico)	= 10 ⁻¹²
n (nano-)	= 10 ⁻⁹
µ (micro-)	= 10 ⁻⁶
m (milli-)	= 10 ⁻³
k (kilo-)	= 10 ³
M (mega-)	= 10 ⁶
G (giga-)	= 10 ⁹

Quelques exemples:

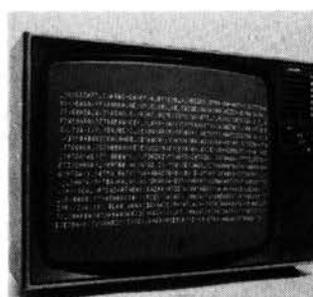
Valeurs de résistances:
2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω
470 = 470 ΩSauf indication contraire, les
résistances utilisées dans les
schémas sont des 1/4 watt,
carbone, de tolérance 5% max.Valeurs de capacités: 4p7 =
4,7 pF = 0,000 000 000 0047 F
10 n = 0,01 µF = 10⁻⁸ FLa tension en continu des conden-
sateurs autres qu'électrolytiques
est supposée être d'au moins
60 V; une bonne règle est de
choisir une valeur de tension
double de celle d'alimentation.**Points de mesure**Sauf indication contraire, les
tensions indiquées doivent être
mesurées avec un voltmètre de
résistance interne de 20 kΩ/V.**Tension secteur**Les circuits sont calculés pour
220 V, sinus, 50 Hz.**Services aux lecteurs:**

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

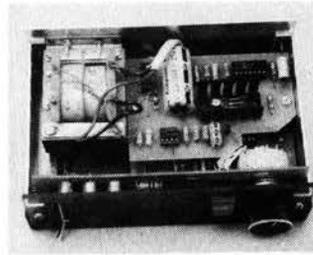
sommaire



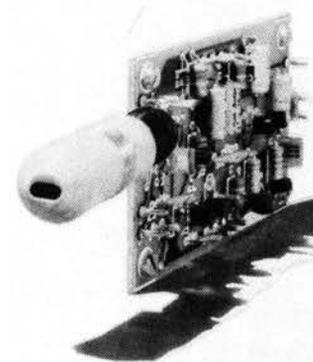
page 10-18
 La facilité d'emploi de votre tuner FM pourra être accrue à l'aide du circuit d'accord par touches sensibles. En effleurant du doigt les touches "up" et "down", il est possible de choisir parmi 9 stations pré-réglées et, comble du raffinement, le numéro de la station sélectionnée s'inscrit sur un afficheur 7-segments.



page 10-22
 L'extension mémoire pour l'Elekterminal, terminal vidéo décrit dans un précédent numéro d'Elektor, permet de réaliser un instrument idéal pour communiquer avec un ordinateur. Maintenant doté d'une mémoire de quatre pages, l'Elekterminal devient l'outil de programmation rêvé.



page 10-26
 Le digifarad est un capacimètre digital très compact permettant de mesurer des capacités de 10 nF à 10 000 μ F avec une précision d'environ 2%. De plus il ne revient pas trop cher à réaliser soi-même, alors pourquoi s'en priver?



page 10-38
 Il est souvent précieux de disposer d'un appareil permettant d'accorder les circuits HF. Utilisant des bobines facilement réalisables soi-même et des composants très courants, le gate-dip est prêt à remplacer avantageusement son ancêtre à tubes le grid-dip.

selektor	10-12
Vers l'âge de la bio-électronique.	
détecteur d'approche	10-15
Beaucoup de systèmes anti intrusion utilisent les ultra-sons ou les micro-ondes. Le circuit étudié ici détecte les variations du champ électrique et les traduit en un signal sonore.	
accord par touches sensibles	10-18
Stations présélectionnées commandées par touches à effleurlement.	
extension mémoire pour l'Elekterminal	10-22
digifarad (J. Guthier)	10-26
Capacimètre digital.	
modulateur en anneau	10-30
Depuis peu, le modulateur en anneau a trouvé de nombreuses applications en musique électronique, il compte désormais au nombre des équipements normaux des synthésiseurs. De plus, grâce au suiveur d'enveloppe qui lui est adjoint, le circuit présenté ici pourra être utilisé avec tout autre instrument de musique électrique.	
la séparation de la gauche et de la droite	10-34
Le sujet de cet article n'est pas la scène politique mais plutôt une salle de séjour où les deux enceintes d'une installation stéréo essaient chacune de s'imposer. Hélas les signaux qui leur sont injectés sont déjà entachés de diaphonie. Une société japonaise a fait des recherches dans ce domaine et a élaboré un circuit qui apporte une diminution notable de cette diaphonie.	
gate-dip	10-38
La fréquence de résonance des circuits LC déterminée instantanément.	
des mesures dans les règles	10-42
Lorsque l'on veut acheter une machine à laver, pas de problème: 5 kilogrammes de linge, 12 programmes, ... Quand on est amené à acheter un amplificateur stéréo: puissance musicale instantanée de crête = 90 W, S/N = 80 dB, ... on est perdu! Nous espérons que les nouvelles normes IHF aideront à changer cette situation.	
générateur de trains d'ondes IHF	10-48
Des salves dans les règles.	
sonnette pour portes avant et arrière	10-49
La sonnette sonnera différemment selon que le visiteur se présentera à la porte avant ou à la porte arrière de votre maison.	
la commande des équipements alimentés par le secteur	10-50
L'interface entre un circuit de commande électronique et un appareil alimenté par le secteur a longtemps été le relais. Il est temps maintenant d'en venir aux relais électroniques plus rapides et plus fiables.	
blindage sans capacité	10-54
régulateur de tension et de courant pour voiture	10-55
L'équivalent électronique des anciens régulateurs électromécaniques destinés à contrôler le courant et la tension du générateur.	
vobulateur (L. Köppen)	10-56
Il est bien sûr possible de déterminer la réponse en fréquence d'un amplificateur avec un simple générateur sinusoïdal, un voltmètre alternatif et de nombreuses feuilles de papier quadrillé. Si l'on disposait d'un vobulateur, la "manip" serait toutefois beaucoup plus facile.	
le tort d'elektor	10-60
Microordinateur BASIC · Chorosynth.	
plus à droite, moins à gauche (W. v. Rooyen)	10-61
expérimentor	10-62
Amplificateur PWM auto-oscillant	
marché	10-65

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-AOÛT 1978

sifflet à vapeur	1471	17,—
train à vapeur	1473	18,15
pèse-bras imprimé	9343	10,40
Equin	9401	35,—
Antenne MF	9423	14,65
Tête HF	9512-A	55,—
ampli HF	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
Adaptateur 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 réverbération analogique	9973	61,50

F7: JANVIER 1979

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

F8: FEVRIER 1979

digicarrillon	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
adaptateur pour millivoltmètre alternatif	79035	21,25

F9: MARS 1979

dispositifs d'affichage à LEDs:		
voltmètre avec affichage circulaire 32 diodes	9392-1	17,75
voltmètre pour 16 diodes	9392-3	12,50

affichage rectiligne 16 diodes	9392-4	11,25
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 lecteur 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,—
assistantor	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,—
Elekarrillon	79095	56,—

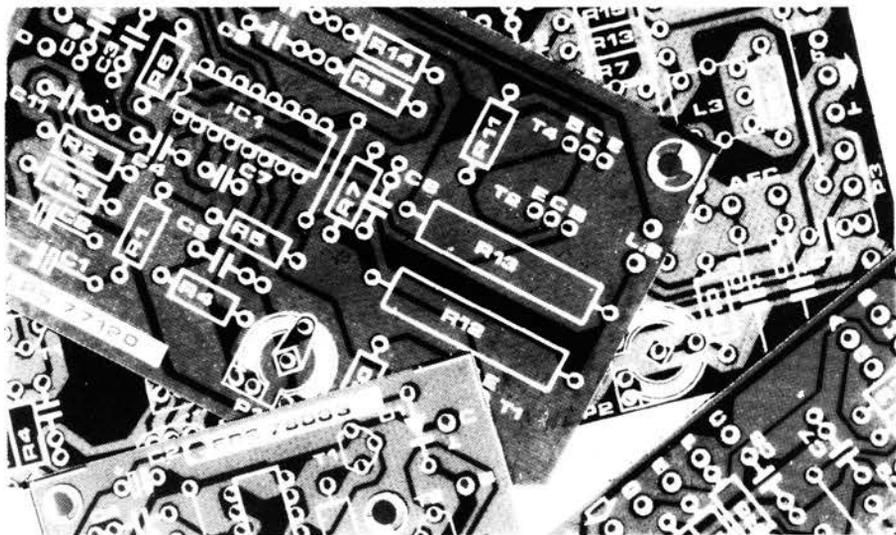
eps

circuits imprimés

NOUVEAU

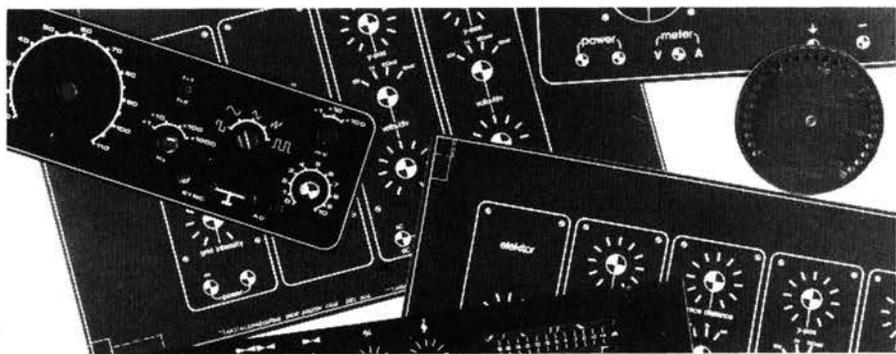
F16. OCTOBRE 1979

détecteur d'approche	9974	26,50
extension mémoire pour l'Elekterminal	79038	56,—
modulateur en anneau digirafad:	79040	23,25
circuit principal	79088-1	18,—
alimentation et horloge	79088-2	17,25
circuit d'affichage	79088-3	15,75
gate-dip	79514	14,25
accord par touches sensibles	79519	38,75



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



* = 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



POITIERS
electronique
 Composants passifs et actifs - T.T.L. - C.MOS.
CIRCUITS IMPRIMES "EPS" Micro-ordinateurs KITS
 SAD 1024 90,00 F 1N 4007 0,60 F
 XR 2206 38,00 F 741 les 10 25,00 F
 TUP ou TUN les 10 8,00 F 2N 3055 RCA 6,50 F
 TL 084 11,00 F Triac 8A, 400 V 4,00 F
 NE 555 3,00 F LF 356 ou LF 357 8,50 F
 1N 4148 0,20 F
 Vente par correspondance et sur place:
 RN 10 - rue du Commerce 86360 CHASSENEUIL
 tél (49) 52.77.09 (également vente en gros)
 19, rue Gustave Courbet 87100 LIMOGES
 tél (55) 37.54.32 (magasin de détail)
 Conditions de vente par correspondance:
 Expédition franco au-dessus de 100,00 F.
 Pas d'envoi contre-remboursement.
 Paiement à la commande ou,
 après accord, à réception
 de facture.

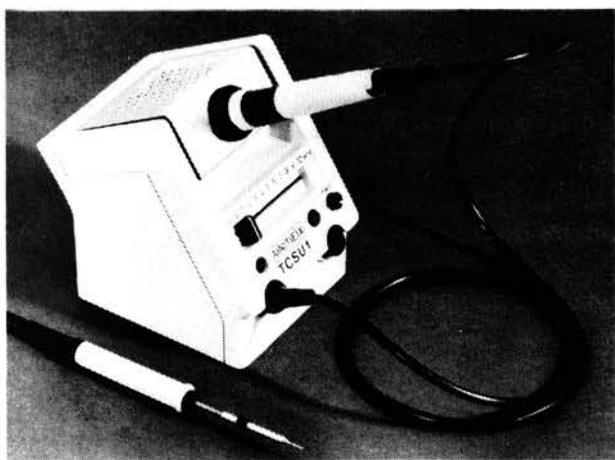
Kit-ELEC

Place Nansouty
 Cours de l'Yser
 Place Victoire
 Gare St Jean
 rue de Bègles
 Capucins

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

- Composants électroniques
- Kits - Josty-Amtron - H.P. Siare
- Circuits Elektor - Revues

à des prix étudiés



A N T E X

Une gamme prestigieuse,
 du fer à souder conventionnel
 à la station BT régulée électroniquement
 permettant un réglage de température
 très précis
 (tol. 2%)



Ets Lecomte
 56, rue A. Baudhuin - 6258 Lambusart (Belgique)
 Tél : 071/81.30.24 - Telex : 51057 ETLECO.

elektor

poursuit son expansion en
 créant des postes de

**collaborateurs
 rédactionnels**

Vous serez familiarisé avec l'électronique, vous
 connaîtrez soit l'allemand, soit le néerlandais et
 aurez des dispositions pour écrire des textes
 techniques en français.

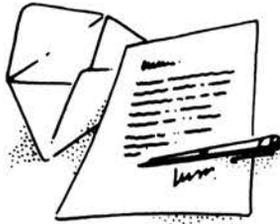
Le lieu de travail est à Beek (Limburg, Pays Bas)
 et/ou à Estaires (Nord, France). Nous offrons des
 conditions d'emploi particulièrement attrayantes.
 Prière d'envoyer votre curriculum vitae et
 prétentions à:

Elektor,
 direction, B.P. 59, 59940 Estaires

UN fournisseur pour vos kits

BERIC

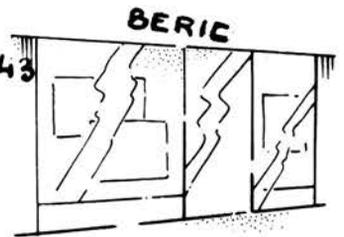
TROIS moyens faciles pour nous joindre . . . 43



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)

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

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

HORLOGES DIGITALES SECTEUR

AFFICHEURS L.E.D.

avec alarme (fonction réveil)

TMS3874LK- Horloges digitales secteur avec alarme. Heures et minutes (bloc de 4 digits de 13 mm filtre incorporé multiplex) battement des secondes commande directe possible d'un triac pour allumage d'un appareil sur secteur.
Câblage simplifié par boîtier 18 broches attaque directe des afficheurs LED à CATHODE COMMUNE. Livré avec notice en français.
Kit complet sans boîtier, ni alarme. Prix: 137 F
BUZ. Module alarme pour horloge. Dims: 22x16x16 mm. Prix: 15 F
BTMS: Boîtier pour horloge TMS3874NLK. Dims: 135 x 100 x 45 mm 35 F
HRPC 6: HORLOGE-REVEIL-CALENDRIER SUR 4 ANS, 6 chiffres, 24 heures. Heures, minutes et secondes sur 6 digits, fonction réveil avec répétition calendrier jours/ mois programmé sur 4 ans (exposition de la date à la demande ou automatiquement: date durant 2 secondes, heure durant 8 secondes). Fonction programmeur d'une durée max. de 9 h 59 mn, oscillateur incorporé prenant le relais en cas de coupure de secteur. Fonctionnement autonome sur batterie par adjonction simple d'un quartz 100, 800 KHz. Circuit CMOS 28 broches avec notice en français P.U. 63 F
HRPC 6, livré avec support et 6 afficheurs:
8 mm TIL 313 P.U. 135 F
9 mm FND 357 P.U. 147 F
11 mm NR 440 P.U. 159 F
13 mm TIL 322 (= FND 500) P.U. 171 F
20 mm FND 800 P.U. 240 F
Kit complet (sans boîtier) avec TIL 322 290 F
Quartz 100, 800 KHz pour base de temps, batterie ou piles pour HPRC6 P.U. 80 F
BUZ Module alarme P.U. 15 F
BT0. Kit base de temps à quartz pour horloge 50 Hz (donne également les fréquences étalons: 3200-1600-800-400-200-100 et 50 Hz) permet le fonctionnement sur batterie de toutes les horloges secteur. Prix. 90 F



FABRICATION

BERIC

Fréquence-mètre Multimètre



BBC505- Fréquence-mètre-Multimètre-Conception BERIC.

Il comprend:

BRC50- Partie fréquence-mètre, Périodémètre, 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. Périodémètre de 1 µsec. à plusieurs sec. Chronomètre à 5 gammes de la sec. à la µsec. Impulsiomètre 4 gammes en impulsions positif et négatif. Alim. 12V (2,2A) et alim. secteur incorporée. Fort boîtier professionnel à pieds de pupitre excamotables. Face avant durale de 3mm. Encombrement 22 x 11 x 27 cm. Complet en kit avec notice très détaillée (30 pages). 1250 F

BRC50PB- Platinas de base et d'affichage sans alim. secteur, sans 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, Capacité-mètre. Précision globale 3

Précision globale +/- 1%, +/- 1 digit. Affichage sur 5 digits, +dépassement. Inversion automatique de polarité. L'entrée 10M Ohms. Gammes: V de 0 à 1000V résolution de 1mV à 100 mV suivant gamme VCC et VCA (fréq. de 20 à 500 Hz, ICC et ICA de 0 à 1A résolution de 1 µA à 100µA suivant gamme, R de 0 à 10M Ohms résolution de 1/Ohm à 100/Ohm suivant gamme, C lecture à 6 digits. De 0 à 10.000 µF résolution de 1 pF à 10 nF suivant gamme. Ensemble en kit de même qualité s'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 fréquence-mètre 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 des montages 79082 et 78087 (Elektor N° 15):	
TCA 4500A	22,—
CA 3189E	38,—
les selfs 34343 (TOKO)	5,—
34342 (TOKO)	5,—
et fitres BLR 3107A (TOKO)	21,—
SFE 10,7MA (Maruta)	8,—

KITS composants et circuits imprimés suivant des réalisations publiées dans ELEKTOR

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

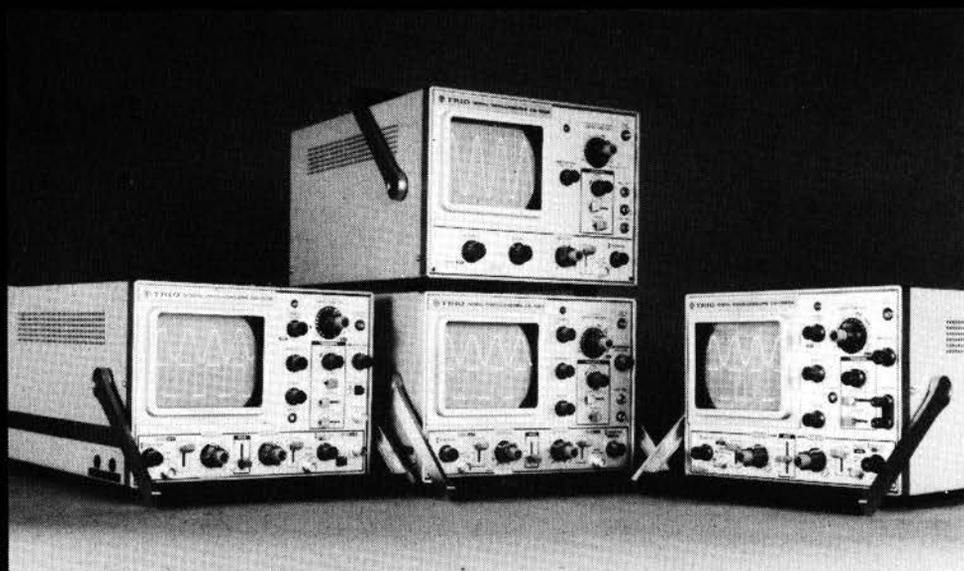
ELEKTOR N° 1	composants	C.I. seul
6031 Récept. BLU (avec galva)	123,—	38,40
9453 Générateur de fonct (avec transfo)	254,—	32,75
9465 Alim (avec 2 galva et transfo)	230,—	25,30
9846-1 RAM E/S	216,—	68,—
9846-2 SC/MP avec notice	242,—	23,50
Face avant généré de fonc.		24,90
ELEKTOR N° 2		
9401 Equin mono + 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	176,—	30,25
9863 Carte ext mémoire avec MM 5204Q program	150,—	150,—
9857 Carte BUS jeu de 3 connect. adapt.	188,—	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 Fréquence-mètre avec transfo	284,—	32,—
ELEKTOR N° 5/6		
9887-1-2-3-4		
Fréquence-mètre 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 universel	154,—	21,—
79035 Adaptateur pour millivoltmètre alternatif	48,—	15,50
9970 Spiroscope avec transfo	106,—	23,50
9920 Mini-récepteur ondes courtes	92,—	18,—
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		
9925 Biofeedback	156,—	57,25
9144 Ampli HiFi 20 W TDA 2020	71,—	21,25
9448 Base de temps pour fréquence-mètre	205,—	37,25
ELEKTOR N° 11		
79070 Stentor + Transfo	325,00	37,00
79071 Assistantor	59,00	24,00
79034 Alim de labo + transfo, sans galva, version 5 A	263,00	le jeu: 30,25
Galvanomètre, cadre mobile, classe 2,5 pour 79034	170,00	xx,xx
79026 Clap Switch + transducteur	74,00	15,00
9948 Générateur sinusoïdal à fréq. discrètes	194,00	27,50
ELEKTOR N° 12		
79017 Généré de trains d'ondes	109,—	30,—
79075 Microordinateur Basic	598,—	75,—
9826 Electromètre + HP	48,—	le jeu: 23,—
9823 Ioniseur	80,—	40,—
9395 Compresseur dynamique HiFi	70,—	43,75
79101 Lien entre microordinateur et Elekterminal	15,—	15,50
ELEKTOR N° 15		
79082 Décodeur stéréo	133,—	22,—
78087 Platine F1 pour tuner FM avec galva	133,—	20,75
79077 Générateur simple de sons bizarres avec HP	45,—	15,75
79033 Arbitre électronique	42,—	23,50
79024 Chargeur fiable pour batterie au cadmium nickel avec transfo	120,—	20,—
79095 Elekarillon	184,—	56,—
9926 Digiscope avec transfo	268,—	le jeu: 71,90
ELEKTOR N° 16		
79514 Gate dip	152,—	14,25
79040 Modulateur en anneau	64,—	23,25
79038 Extension mémoire pour Elekterminal (sans connecteur)	364,—	56,—
79088 Digifard + transfo	288,—	le jeu: 51,—
79518 Accord par touches sensibles	182,—	38,75
9974 Détecteur d'approche + transfo	94,—	26,50

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% - COMMANDE 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: 657-58-33. 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

 **TRIO**

LA NOUVELLE SERIE



CS-1572

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

CS-1577

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

CS-1570

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

CS-1566

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

CS-1560

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

CS-1562

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

CS-1559

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

CS-1575

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

CS-1352

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

**2 ANS DE GARANTIE
VENTE EN BELGIQUE
PORT GRATUIT**

 **ELECTRONICS
MARKETING**



Transformateurs d'alimentation toriques

Les avantages d'utilisation du transformateur torique

- Réduction de poids et de taille
- Réduction de perte de flux électrique
- Réduction du phénomène de ronflement
- Réduction des pertes.

Vendus complets avec leur système de fixation
Stock important en 30-50-80-120-160 et 220 VA

Ets Lecomte
56, rue A. Baudhuin - 6258 Lambusart (Belgique)
Tél : 071/81.30.24 - Telex : 51057 ETLECO.

feeling

N'ATTENDEZ PAS DECEMBRE POUR VOUS

RE-ABONNER

L'abonnement 1980 (numéro 19 à 30) est actuellement fixé à 80 FF (100 FF pour l'étranger). Assurez-vous, dès maintenant, de la continuité de votre collection ELEKTOR.

Envoyez votre règlement en précisant, très lisiblement, vos coordonnées, votre numéro d'abonné et indiquez qu'il s'agit d'un ré-abonnement 1980.

Vous pouvez aussi découper tout simplement votre étiquette adresse qui est collée sur la pochette d'envoi. Portez au dos la mention "ré-abonnement" ainsi que les corrections éventuelles, et joignez-la à votre règlement.

Envoyez à

ELEKTOR, "R.A."
B.P. 59
59940 ESTAIRES

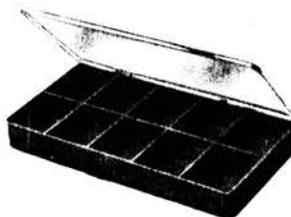
AU HAVRE

ou par correspondance

ELECTRONIC CENTER

(ouvert tous les jours)

3, rue Paul-Doumer, 76600 LE HAVRE, France
tel. (35) 425978



Hobby-box FB 105
FF 15,00

Boîte de rangement en matière plastique avec couvercle transparent. 265 x 140 x 30 (10 cases).

KITS-COMPOSANTS

Tous nos kits-composants sont livrés dans une hobby-box

- 300 résistances couche carbone 1/2 W 5% FB 415
Ensemble des valeurs usuelles (30 valeurs) FF 60,00
- 100 condensateurs chimiques 16 V FB 550
mF: 1, 2.2, 3.3, 4.7, 10, 22, 47, 100, 220, 470 FF 80,00
- 100 condensateurs chimiques 25 V FB 655
mF: 1, 2.2, 3.3, 4.7, 10, 22, 47, 100, 220, 470 FF 95,00
- 100 condensateurs chimiques 63 V FB 830
mF: 1, 2.2, 3.3, 4.7, 10, 22, 47, 100, 220, 470 FF 120,00
- 300 condensateurs céramiques de 1 pF à 33 nF (30 valeurs) FB 620
FF 90,00

AFFAIRES RARES

- 10 plaques époxy 160 x 200 FB 520
FF 75,00
- 10 plaques époxy double face FB 655
FF 95,00
- 10 C.I. 741 FB 210
FF 30,00
- 10 C.I. NE 555 FB 280
FF 40,00
- 5 transistors UJT 2N 2646 FB 190
FF 27,00
- 5 afficheurs Fairchild couleur rouge, 9 mm FB 210
FF 30,00
- 30 leds ϕ 3.5 (10 R + 10 V + 10 J) FB 345
FF 50,00

Si vous ne pouvez pas nous rendre visite au Havre, retournez-nous cette annonce après y avoir indiqué le nombre de lots commandés dans chaque case.

Nom: Prénom:
Adresse:

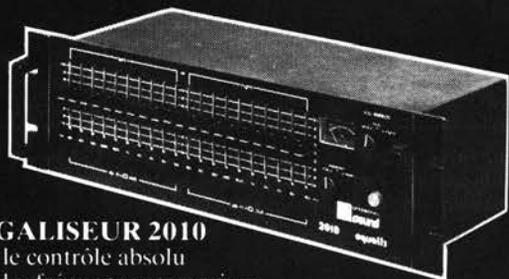
Ci-joint chèque de FF: (prévoir 12,00 FF de port)
Pour la Belgique: Eurochèque en FF ou virement en FB (prévoir FB 85 de port).



professional sound
est un produit POLYKIT

PROFESSIONAL SOUND

Une gamme d'appareils SONO extraordinaires...



EGALISEUR 2010
Pour le contrôle absolu
des fréquences comprises
entre 35 Hz et 16 kHz.



**AMPLI 2200
BOOSTER 2 × 200 W RMS**
2 × 200 W RMS sans distorsion,
protection intégrale.



**AMPLI 2100
SEMI-BOOSTER**
2 × 100 W RMS
2 × 100 W RMS sans distorsion,
protection intégrale.



**ENCEINTES
ACOUSTIQUES**
TYPE 1120
120 W RMS,
8 Ω, 50 litres.
TYPE 1200
200 W RMS, 8 Ω, 100 litres,
type bass-reflex.

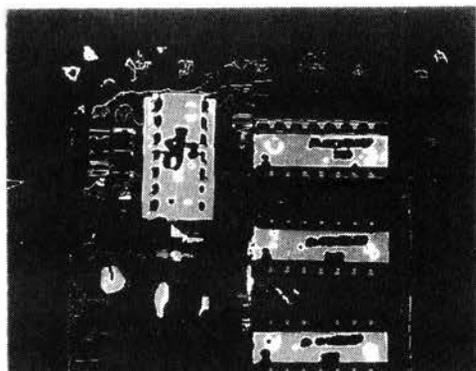


En vente
chez votre distributeur Polykit.

POLYKIT

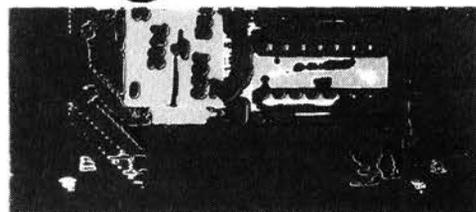
rue des deux Gares, 80 1070 Bruxelles Tél. : 02 523.00.00

Service livres d'Elektor



digit 1

introduction à la
technique digitale



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

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

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

Prix 50,- F, circuit imprimé compris.

par H. Ritz

notre méthode :



**faire
et
voir**

apprenez l'électronique par la pratique

Sans « maths », ni connaissances scientifiques préalables, ce cours complet, très clair et très moderne, est basé sur la pratique (montages,

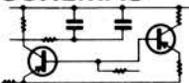
manipulations, etc.) et l'image (visualisation des expériences sur oscilloscope).

TROIS REGLES NECESSAIRES A UN BON ENSEIGNEMENT

1 CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

Vous vous familiariserez d'abord avec tous les composants électroniques lors du montage d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété à la fin des cours.

2 COMPRENEZ LES SCHEMAS



Vous apprendrez à lire, établir tous les schémas de montage et circuits fondamentaux employés en électronique.

3 FAITES PLUS DE 40 EXPERIENCES

Avec votre oscilloscope, « véritable œil de l'électronicien », vous vérifierez le fonctionnement de plus de 40 circuits : action du courant dans les circuits, effets magnétiques, redressement, transistors, semi-conducteurs, amplificateurs oscillateur, calculateur simple, circuit photo-électrique, récepteur radio, émetteur simple, circuit retardateur, commutateur transistor, etc.

A la fin du cours, dont le rythme est choisi par l'élève suivant son emploi du temps, vous pourrez remettre en fonction la plupart des appareils électroniques : récepteurs radio et télévision, commandes à distances, machines programmées, etc.

LECTRONI-TEC

Enseignement privé par correspondance

REND VIVANTE L'ÉLECTRONIQUE

35801 DINARD

GRATUIT Pour recevoir sans engagement notre brochure couleur 32 pages, remplissez et envoyez ce bon à
LECTRONI-TEC, 35801 DINARD

NOM (majuscules S.V.P.) _____

ADRESSE _____

EL 910

Vers l'âge de la bio-électronique

"Les politiciens mesurent mal l'importance du combat pour la domination dans la technologie de l'information, et l'homme de la rue ne le comprend pas. Mais l'Europe ne doit pas se faire d'illusions sur la nature de l'enjeu," déclare Douglas Stevenson, le vice-président d'ITT, responsable des composants et des semi-conducteurs. "L'âge des biocomposants, où l'homme pourra commander la machine par sa seule pensée, est très proche..."

Il y a cinquante ans, il y eut une mauvaise époque pour les futurologues. Au début de 1929, la plupart d'entre eux étaient optimistes pour la Bourse de New-York. En octobre on était en pleine crise. Le Monde n'allait pas

selektor
SELEKTOR

en sortir avant la Deuxième Guerre Mondiale. Si j'avais fait un pronostic en 1929 sur l'avenir des composants électroniques, je me serais également trompé. La plupart des éléments de base des circuits étaient connus: résistances, condensateurs, bobines, tubes électroniques, tube cathodique. En aucun cas je n'aurais pu prévoir la découverte des semi-conducteurs. Le transistor ne devait apparaître que 20 ans plus tard! Depuis, tout s'est accéléré. La période sur laquelle on peut faire une prospective sans trop de risques d'erreur, est de plus en plus courte. Néanmoins, certaines tendances peuvent être extrapolées, d'autres imaginées. Par exemple, le nombre de gens employés dans l'industrie des composants électroniques continuera à diminuer. En même temps, ce nombre restreint sera capable de créer et de produire une plus grande variété, et un plus grand nombre de composants. Il est important de distinguer le volume et la valeur. En termes réels, l'ensemble de l'industrie, dans la prochaine décennie, n'augmentera en valeur que de 5% par an. En termes physiques, le nombre de fonctions réalisées augmentera de 20 à 30% par an. L'électronique jouera un plus grand rôle dans notre vie.

Vers la société des loisirs

Regardez les applications domestiques. La plupart des appareils qui facilitent les tâches domestiques sont fondés sur un produit du 19^{ème} siècle: le moteur électrique. Il a été le facteur principal du rejet si massif des employés de maison de notre société. De nos jours, les foyers qui n'ont jamais pensé à embaucher un employé de maison, ont plusieurs appareils pour leur épargner du travail, qui ne sont rien moins que des moteurs: aspirateurs,

machines à laver, sècheurs, ponceuses, mixers, ventilateurs, pompes, tondeuses, perceuses.

Essentiellement, tous évitent des efforts physiques. L'impact de l'électronique dans la maison a largement contribué à rendre la vie plus agréable. Elle a fourni des loisirs sous forme de radio, télévision, chaîne Hi-Fi, magnétophone et plus récemment de jeu vidéo.

Un produit récent, la calculatrice de poche, montre bien ce qu'il va se passer. C'est en informatique que se fera une énorme croissance: dans tout ce qui concerne le stockage, la manipulation, la transmission et la diffusion de l'information. Le nombre et la puissance de ces produits va augmenter, dans la maison, et encore plus dans l'industrie et le commerce.

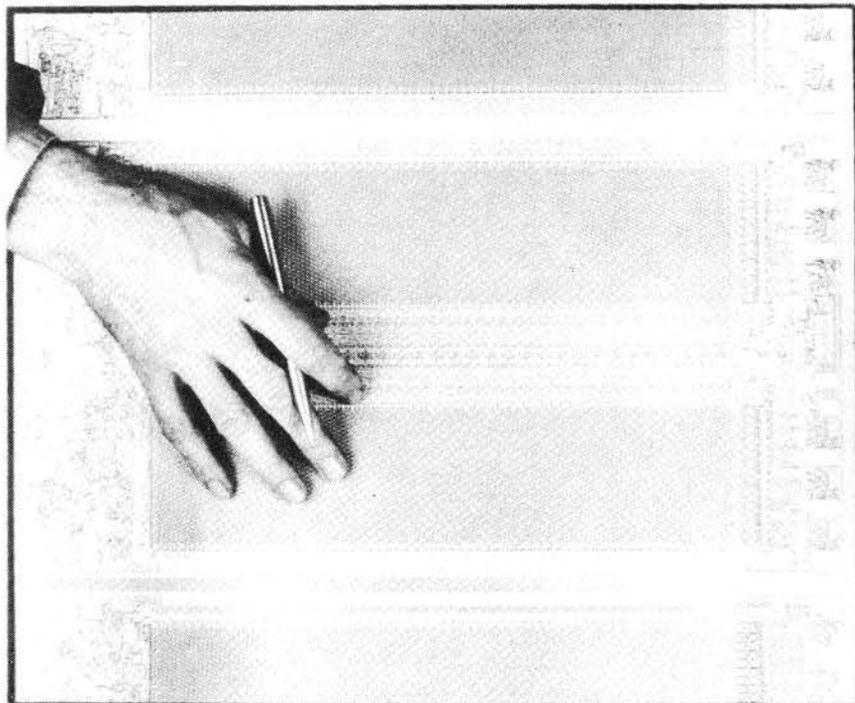
L'électronique rendra nos vies plus faciles en se souvenant de beaucoup de petites choses simples mais utiles, en faisant ce qu'il faut, quand il le faut. Un exemple, qui n'est pas si futuriste, est la programmation des soirées de télévision en famille. On pourrait éditer un journal de programmes, qui contiendrait les références, codées par une suite de barres imprimées, nécessaires pour régler la machine. Une semaine à l'avance par exemple, le téléspectateur pourrait choisir les émissions qu'il veut voir, et avec un stylo lumineux, il balayerait ces barres. Elles seraient ainsi lues et mises en mémoire dans le téléviseur, qui se mettrait en marche puis s'arrêterait,

selektor
SELEKTOR

au début et à la fin de l'émission. C'est une application simple, que, dans la décennie à venir, nous accepterons comme le moyen normal d'organiser nos loisirs. Nous trouverons étrange notre façon de faire actuelle. Une autre application à laquelle on songe déjà, concerne les systèmes de sécurité, depuis les verrous programmables, jusqu'aux systèmes de surveillance complète, de vérification et d'alarme. L'avenir n'est pas tellement dans les

selektor
SELEKTOR

applications spécifiques mais plutôt dans les systèmes intégrés. Il y aura des systèmes d'automatisme domestiques assez compacts pour être placés sous l'escalier, ou pour prendre une petite place dans le placard. Ils feront tout, depuis la commande de la lumière, du chauffage central, de la cuisinière et de la machine à laver, jusqu'au contrôle de la consommation d'électricité de gaz et d'eau. On peut déjà voir des maisons reliées au monde extérieur par une combinaison du téléphone et du téléviseur. Sans sortir de chez soi, on peut ainsi consulter une banque de données sur ordinateur, pour obtenir une quelconque information (chiffres ou événements de dernière minute) ou tout autre service. En reliant un système d'automatisme domestique avec le téléphone et le téléviseur, nous aurons les éléments nécessaires pour enregistrer, contrôler, transmettre et afficher des informations. Beaucoup de nos activités actuelles, qui nous obligent à sortir par tout temps, à



chercher une place de parking, à nous battre avec la foule, seront bientôt accomplies sans bouger de notre fauteuil.

Ces systèmes seront fondés sur la puissance de travail à très faible coût des microprocesseurs. Ils donneront une impulsion fantastique au développement des systèmes automatiques. Nous disposons déjà des moyens technologiques des 10 ou 15 années à venir. Il ne suffit plus que de les appliquer.

Un monde dépendant de l'énergie

Ces applications ne sont pas seulement une progression vers une société de loisirs, ou de paresse, suivant votre point de vue. C'est une nécessité économique. Chaque jour il devient plus évident que le grand tournant des années 70 a été la brutale augmentation des prix du pétrole, fin 1973. Cela nous a rappelé la vraie valeur de l'énergie, le fait que les ressources terrestres ne sont pas inépuisables et doivent être préservées. Il faut se faire à l'idée que les taux de croissance des années 60 ne sont plus possibles. L'électronique rend possibles des approches nouvelles de certains problèmes. Il y a un monde entre le contact physique et la télécommunication. Il est beaucoup plus économique de transporter des informations que des gens, que ce soit entre deux villes ou entre

selektor

deux continents. Comme le prix de la main d'œuvre augmente et que l'encombrement des télécommunications diminue, il sera bientôt plus rentable d'envoyer les relevés de consommation électrique par téléphone à l'aide d'impulsions codées, que de les faire lire par un préposé humain. Le facteur disparaîtra au profit d'un facsimile à domicile.

On ne peut pas sous-estimer le problème de l'énergie. A la fin du siècle, il y aura pénurie d'énergie, qui pourra provoquer une instabilité sociale internationale, et un cataclysme nucléaire ne sera pas impossible. A ce moment, il faudra combler le trou avec une énergie de fusion nucléaire sûre. Il y aura entre les deux une période, dix ans peut-être, où le sort du Monde restera en suspens.

La nouvelle révolution industrielle

Quels sont alors les avènements respectifs des composants discrets et des circuits intégrés? On a en tellement dit ces temps derniers sur les circuits intégrés, et en particulier sur les microprocesseurs, que les composants discrets

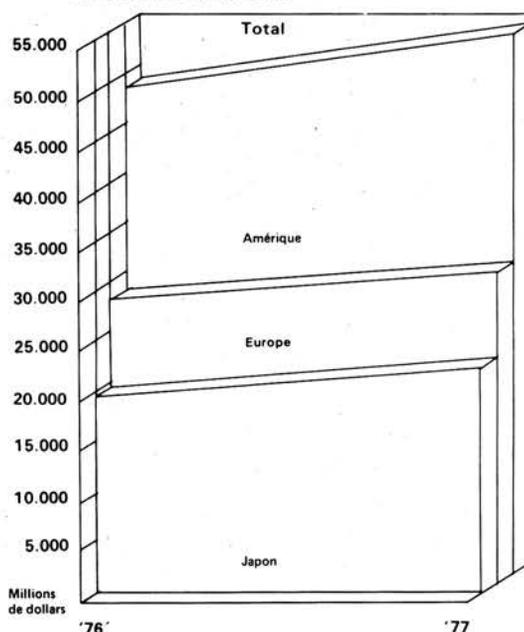
peuvent sembler avoir des perspectives limitées différemment. En fait, ils continueront leur croissance jusqu'aux alentours de 1985. Viendra alors le déclin, sauf pour les éléments de puissance. Ce sera un processus lent. Vers la fin du siècle, je prévois une demande en composants discrets d'environ 75% du volume actuel. Mais si la qualité va diminuer, la valeur va augmenter. L'industrie des composants continuera dans la ligne d'une plus grande intégration, au sens large du terme. Nous avons vu les composants devenir circuits, les circuits devenir systèmes, les systèmes devenir programmables. Nous devons de plus en plus penser en termes de sous-systèmes.

Les principaux constructeurs sont déjà entrés dans l'ère du sous-système, et même du système complet. Des exemples en sont les unités de guidage pour missiles sol-air, qui sont de complexes "quasi-systèmes". Cela continuera ainsi partout où la technologie de base et la fonction du système global seront interdépendantes. On ne peut pas les dissocier.

Tout composant qui permet la liaison avec l'homme, ou qui réalise une fonction de puissance, a son avenir assuré. Dans ces catégories entrent des choses comme les boutons-poussoirs, les afficheurs, les unités de puissance, les moteurs; qu'ils soient linéaires ou rotatifs. Les humains ne s'effaceront pas devant la micro-électronique. Ils ont à recevoir et à communiquer des informations. De même, pour agir sur le monde physique, les composants miniatures devront toujours avoir leurs signaux amplifiés par des éléments de puissance.

D'un autre côté, les composants passifs discrets vont décliner. Ce sont les résistances, les bobines, les condensateurs de petites capacités. Beaucoup de leurs fonctions sont réalisées à plus bas prix par des éléments actifs semi-conducteurs.

Position de l'industrie électronique Japonaise sur le marché international



Pour survivre en ces circonstances de développement rapide de la technologie, de gammes de produits mouvantes et d'instabilité des prix, les fabricants devront faire leurs prévisions justes, sinon du premier coup, du moins très vite après. Les principales mesures de survie des mieux adaptées, et aucun constructeur ne peut prétendre qu'il fait partie de ceux qui s'en sortiront quoi qu'il arrive, devront être en place dès le début des années 90.

Les japonais feront tout pour obtenir sur les secteurs industriels et professionnels de l'électronique, ce qu'ils ont obtenu sur l'électronique grand public. Ce sera le principal facteur politique dans l'industrie, dans les 10 ou 15 prochaines années. C'est fondamentalement différent de la bataille commerciale pour la construction de produits tels que des voitures ou des motos, ou pour la construction de super-pétroliers. Ce n'est rien moins qu'une bataille pour la domination sur l'ensemble de la technologie de l'information, ce qui est la clef de tout le reste. Les japonais ont très bien compris la structure triangulaire de l'avenir, survie-technologie-pouvoir politique, et agissent en fonction de cela. L'Occident ne doit pas avoir d'illusions sur l'enjeu.

Ceci, je crois, est compris au plus haut niveau des responsables de l'industrie, mais les dirigeants politiques ne l'estiment pas à sa juste valeur, et le grand public encore moins. Les facilités de fabrication en LSI et la possibilité d'utiliser une grande puissance de traitement à bas prix, signifie tout simplement une nouvelle révolution industrielle. C'est là l'extrême pointe de la technologie mondiale d'aujourd'hui, utilisable pour le contrôle de toute une usine chimique, aussi bien que pour commander un jouet sophistiqué.

Sur le plan pratique, l'industrie va se

concentrer en énormes unités d'étude et de fabrication de composants. D'ici 50 ans, 30% de ces unités seront japonaises, 40% seront aux USA et quelques contrées d'Europe Occidentale se partageront 30%. Les technologies secondaires seront distancées de plus en plus.

Le "spécialiste polyvalent"

Dans le combat pour la survie, la plus vulnérable sera l'entreprise de taille moyenne: celle qui n'a ni les ressources et le vaste marché des grandes, ni le savoir-faire et la flexibilité de l'entreprise spécialisée. Il n'y aura plus de place par exemple, pour le fabricant spécialiste d'un composant hyperfréquence ou optique de haute qualité, ayant un chiffre d'affaire courant aux alentours de 100 millions de Francs par an. Pour se maintenir, il faudrait qu'il ait une technologie de pointe et qu'il travaille superbement bien. Si je cherchais un placement sûr à long terme, je n'investirais pas dans une entreprise ayant moins d'un milliard de Francs de chiffre d'affaire.

selektor
SELEKTOR

La future distribution de la taille des entreprises aura deux sommets assez hauts, et un creux irrégulier dans le domaine des 100 millions à 1 milliard de Francs. Dans ce domaine, il sera très difficile de supporter les dépenses de recherche et développement, les investissements en capitaux, le marketing. Pour donner un exemple simple, la chaîne de construction d'un tube de TV couleur, que l'on peut considérer comme un produit intermédiaire coûte facilement 30 millions de Francs. Il y a vingt ans, on pouvait se contenter de fabriquer 50 000 tubes par an. Aujourd'hui, la limite extrême est de deux millions. Pour espérer survivre, il faudra maintenir la technologie en profondeur. Cela veut dire choisir dans quelle technologie il faudra travailler. Et ce devra être une technologie primaire. Il faudra au moins se maintenir à égalité avec les concurrents dans ces domaines. Dans les autres, de seconde importance, il sera nécessaire de garder la possibilité de mettre en œuvre, en cas de besoin, une réserve de "muscle industriel". La CEE pouvait déclarer au Japon qu'elle ne produirait pas certains composants, mais qu'elle en resterait capable, afin de ne pas être rançonnée. Une raréfaction de physiciens et d'ingénieurs vraiment créatifs pourrait nous empêcher d'agir de la sorte. Nous pouvons manquer de mains d'œuvre du niveau nécessaire. De même qu'il

y aura des systèmes totalement intégrés, il faudra des ingénieurs et des physiciens polyvalents. A la fin du siècle des individus devront posséder intégralement plusieurs disciplines pour être aptes à concevoir des systèmes. Un équipement donné demandera un être humain en corrélation avec lui à 100%.

Dans la production des composants électroniques, nous verrons la disparition du personnel de plus bas niveau, sauf pour la maintenance. Dans vingt ans, l'industrie électronique n'emploiera plus de personnel sans qualification. Avec les environnements totalement contrôlés, il ne faudra même plus quelqu'un pour balayer les ateliers. D'autre part, il faudra faire de lourds investissements en machines, qui devront fabriquer des produits vite périmés. La recherche des défauts se fera par ordinateurs. On intégrera des systèmes d'une telle complexité, que seules de grosses sociétés pourront les réaliser.

Un profond changement dans le travail

Le volume de production sera tel qu'il faudra être sûr du marché. Les producteurs seront liés à leurs clients. Chacun devra adopter l'autre. Les petites sociétés devront continuellement consulter et tenir compte de l'avis de leurs clients. Encore une fois, le mot d'ordre sera intégration.

Des développements technologiques de cette sorte et de cette importance, ne peuvent qu'entraîner de profonds changements sociaux. L'organisation du travail changera. Une grande réduction des heures de travail est improbable. Nous ne verrons pas la semaine de 30 heures dans les cinq prochaines décennies. Un composant dont nous ne disposons pas encore, mais que nous aimerions beaucoup développer, est celui qui permettrait de convertir la lumière du Soleil, non en électricité comme le font les cellules solaires, mais en énergie chimique, comme le font les organismes vivants. Cela suppose la production en laboratoire

selektor
SELEKTOR

de membranes artificielles, contenant des éléments capables de réaliser des fonctions spécifiques ou même analogues. Chez ITT, on travaille déjà sur des membranes qui peuvent séparer les ions positifs des ions négatifs. Ainsi ces membranes peuvent avoir des applications très pratiques, comme le stockage d'éléments ou le contrôle de la pollution. Elles peuvent servir de capteurs et de filtres pour toutes sortes de corps, tant dans une atmosphère toxique que pour obtenir une très faible densité d'impuretés. Et ceci avec une efficacité

selektor
SELEKTOR

et une précision très au dessus des possibilités des méthodes physiques courantes. Des environnements "super propres" sont possibles.

De telles recherches sont seulement le début de la transformation de fonctions biologiques, pour produire d'autres fonctions utiles. Cet immense domaine sera la prochaine grande étape dans l'évolution des composants. Le genre de choses auxquelles je pense, serait par exemple la photosynthèse à grande échelle, l'équivalent d'une plante captant la lumière solaire et l'humidité, et capable de croître. Un autre exemple de stockage et de transport efficace de l'énergie. L'électronique évoluera vers l'ingénierie biologique, la biophysique et la biochimie. Nous acceptons comme une réalité quotidienne que l'on puisse synthétiser la voix humaine. Alors pourquoi pas de la nourriture pour les pays affamés?

En allant encore plus loin, pourquoi ne pas relier directement un être humain à un ordinateur? Je ne crois pas qu'il sera possible de relier directement un cerveau humain à un ordinateur. Mais quelle augmentation de la puissance mentale ce serait! Et cela sans aucun logiciel. Une somme considérable d'analyses mathématiques a déjà été faite sur le cerveau. Le mailon qui manque, c'est l'interface biologique.

Cela fait verser l'électronique dans la neurologie. Un tel progrès peut faire faire des pas de géant à la recherche, dans une foule de domaines. Actuellement nous devons utiliser du software, une étape qui occupe beaucoup d'homme-années en traduction de suites d'instructions précises et détaillées, compréhensibles par la machine non-pensante.

Il y a une pénurie de programmeurs. La réalisation des projets s'en trouve retardée. C'est un énorme problème. Si nous pouvions avoir une liaison directe de l'homme à l'ordinateur, comme la vie serait plus facile! Nous avons déjà des doigts et des bras artificiels, commandés par des signaux du cerveau. Avec un transducteur organique, on pourrait poser ses doigts sur un capteur et faire passer des signaux "pensés" pour commander un appareil.

A la fin de ce siècle, nous verrons les premiers composants bio-électroniques et des sous-ensembles réalisant, au moins, des fonctions de base comme le tri ou le stockage. La liaison directe homme-machine appartient au 21^{ème} siècle." ■

L'existence de champs électriques naturels et artificiels est quasiment universelle. La présence d'objets dans le champ (en particulier s'ils sont conducteurs) en affecte fortement la géométrie et l'intensité. Aussi longtemps que ces objets restent immobiles, l'image du champ ne se modifie que lentement. A l'inverse, si un grand corps (conducteur électrique) se déplace dans le champ (p. ex. un corps humain), alors de puissantes et rapides variations vont se produire.

du genre de celles qui apparaissent lorsque des corps se déplacent dans le champ, sont ignorées. Normalement les tensions aux deux entrées du comparateur sont identiques, mais en ce cas de variation rapide du champ seule la première entrée du comparateur va être affectée d'une variation de tension, ce qui provoque une modification de la tension de sortie du comparateur. Deux problèmes doivent encore être résolus afin de pouvoir être à même de construire un détecteur d'approche

détecteur d'approche

Il existe de multiples méthodes pour déterminer la présence d'une personne dans un espace donné, les plus utilisées faisant usage d'ultra-sons ou de micro-ondes. Ces méthodes sont souvent utilisées dans des systèmes de détection anti-intrusion. L'approche choisie dans cet article est basée sur le fait qu'une personne se déplaçant dans un espace donné y affecte la géométrie et l'intensité du champ électrique. Le circuit étudié détecte les variations du champ électrique et les traduit en un signal d'alarme.

1

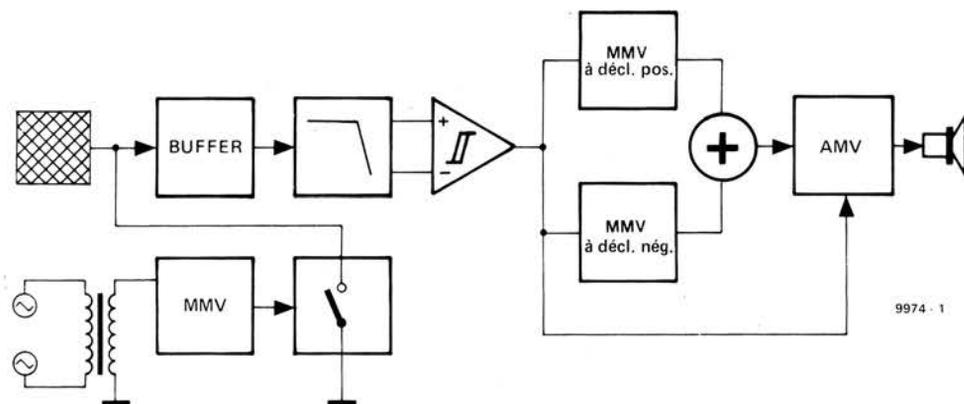


Figure 1. Synoptique du détecteur d'approche.

Un champ électrique peut être mesuré à l'aide d'une électrode raccordée à une entrée d'amplificateur d'impédance élevée. Toute variation dans l'intensité du champ pourra par la suite être mise en évidence par un comparateur analogique.

Quand la sortie de l'amplificateur du détecteur est raccordée à l'entrée du comparateur, la tension à cette entrée est constituée d'une composante continue occasionnée par le champ normal, à laquelle est superposée une composante variable (concordant avec les modifications du champ). Si le même signal est fourni à la deuxième entrée du comparateur par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas, et si la fréquence de coupure de celui-ci est suffisamment basse (environ 0,2 Hz), la tension d'entrée du comparateur ne sera fonction que de la composante statique du champ électrique. Bien que de très lentes variations du champ naturel puissent être suivies, des variations rapides,

d'usage pratique. Le premier de ceux-ci concerne le bruit à 50 Hz toujours aussi ennuyeux dans les constructions où il existe une installation électrique. Le signal à 50 Hz est détecté comme une variation rapide du champ par le capteur et, par conséquent, sans mesures particulières, conduirait à déclencher l'alarme de manière continue. Un deuxième filtre passe-bas est en mesure de maîtriser ce problème. Sa fréquence de coupure doit être calculée de façon à ce que la fréquence de 50 Hz soit totalement supprimée, mais qu'il subsiste tout de même une plage de travail suffisamment importante. Dans le projet dont il est question ici, cette fréquence a été fixée à 1,8 Hz.

Le deuxième problème est d'un tout autre ordre. Comme précisé plus haut, le capteur est relié à l'entrée à haute impédance d'un amplificateur. Le capteur ne peut, en effet, être chargé de manière exagérée. En conséquence, la charge stockée dans le capteur n'est pas

évacuée et donc il est le siège d'un potentiel sans cesse égal au plus haut potentiel qui se présente (comme un thermomètre médical qui n'indique que la plus haute température à laquelle il a été soumis). Le capteur doit donc être périodiquement déchargé. Cette fonction peut être confiée à un interrupteur électronique, mais il faut prêter une attention particulière au fait que la fréquence de commande de l'interrupteur n'interfère pas avec la fréquence de 50 Hz du réseau. La décharge doit se

monostables. Un de ceux-ci réagit aux flancs montants, tandis que l'autre est sensible aux flancs descendants. Le résultat est qu'aussi bien le passage du comparateur de l'état haut à l'état bas, que l'inverse sont détectés. Les sorties des deux monostables sont utilisées pour déclencher un astable, lequel à son tour commande un haut-parleur. La fréquence d'oscillation de l'astable est fonction de la tension de sortie du comparateur, si bien que le signal d'avertissement peut être composé de

comparateur de façon à améliorer le comportement en commutation. On arrive à ce résultat en reliant la sortie à une des entrées d'offset de l'ampli-op. Une variation amenant la sortie du comparateur à l'état bas produit par l'intermédiaire de C8 un état bas à l'entrée de N1. La sortie de N1 devient donc haute et la sortie de N2, basse. Un passage de la sortie du comparateur à l'état haut produit, via C9, un état haut sur l'entrée de N2, si bien que, dans ce cas aussi, la sortie de N2 devient

2

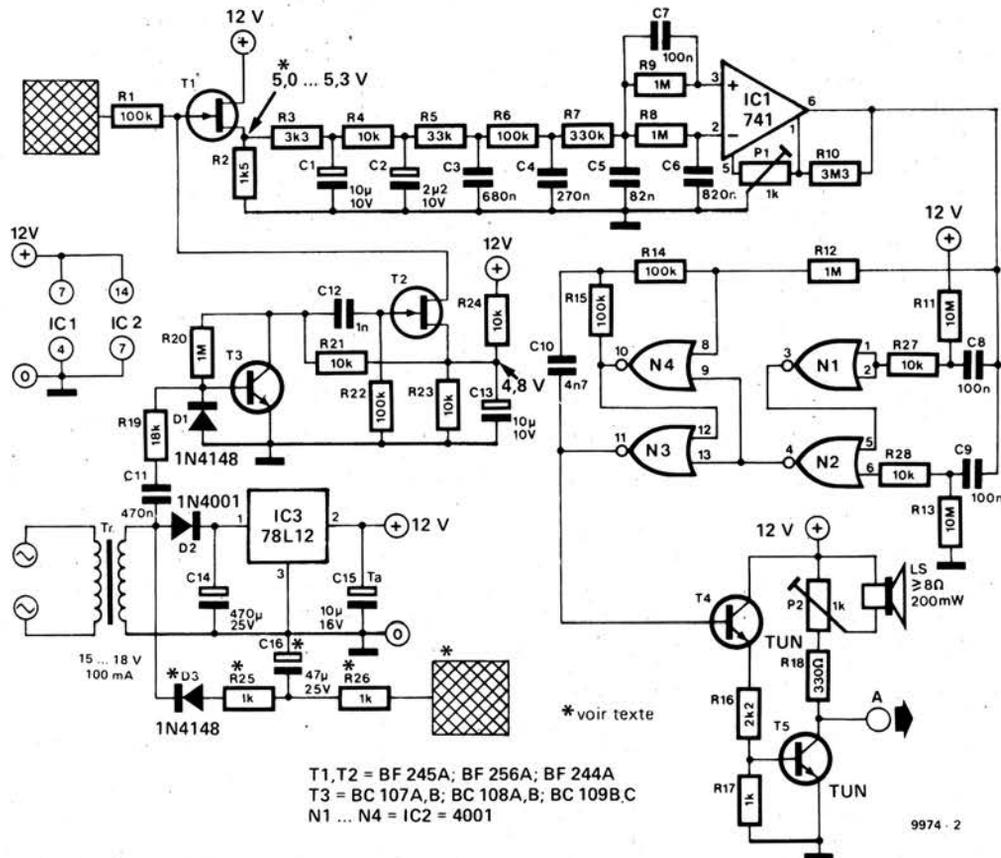


Figure 2. Schéma complet du détecteur d'approche. Une électrode supplémentaire peut être utilisée comme terre artificielle dans le cas où une terre réelle n'est pas disponible.

produire au même rythme que la fréquence du secteur, c'est pourquoi la manière la plus commode pour commander l'interrupteur est de le piloter par la fréquence du réseau.

Synoptique

Le synoptique du détecteur d'approche est représenté sur la figure 1. Le capteur est relié à un étage tampon dont la sortie est appliquée au filtre passe-bas. Ce filtre est formé de deux sections: la première est le filtre à 50 Hz dont la sortie est connectée à l'entrée du comparateur, c'est-à-dire à l'entrée "signal" (+). La deuxième section (possédant une fréquence de coupure beaucoup plus basse) est reliée à la deuxième entrée du comparateur: l'entrée "référence" (-). Seule l'entrée "signal" voit apparaître les variations de tension provoquées par les déplacements dans le champ. Le signal de sortie du comparateur est délivré à deux multivibrateurs

deux fréquences différentes.

Le circuit

Le schéma complet du détecteur d'approche est visible en figure 2. Le capteur est raccordé à la grille du FET T1, connecté en drain commun. Cet étage possède une impédance d'entrée extrêmement haute, ainsi qu'une très faible impédance de sortie. L'amplification est légèrement inférieure à 1. Les résistances de R3 à R7 et les condensateurs associés forment un filtre passe-bas, qui atténue le signal parasite à 50 Hz. La sortie de ce filtre est connectée à l'entrée non inverseuse du comparateur (un ampli-op 741) par l'intermédiaire de R9 et C7. Le signal fourni à l'entrée inverseuse (entrée de référence) est tout d'abord filtré par le passe-bas construit à l'aide de R8 et C6. De cette façon, seules les variations de tension à fréquences basses arrivent sur cette entrée. Un certain hystérésis est apporté au

basse. La durée pendant laquelle la sortie de N2 reste à l'état bas, est fonction de la constante de temps du réseau formé par C8 et R11 (ou par C9 et R13). N3 et N4 forment un multivibrateur astable, qui commande un petit amplificateur audio. Quand la sortie de N2 est à l'état bas, l'astable oscille. La fréquence d'oscillation est déterminée (via R12) par la tension de sortie du comparateur. Le capteur est déchargé au travers du FET T2 toutes les 20 ms. Le transistor T3 se bloque à chaque passage par zéro de la tension alternative secondaire, ce qui permet la conduction de T2 pendant un temps limité.

Alimentation

L'alimentation du circuit est confiée à un transformateur de 15 ou 18 V/100 mA. La tension est redressée à une alternance à l'aide de D2 et filtrée par C14. IC2 stabilise cette tension à une valeur de 12 V. La tension à 50 Hz est aussi uti-

3

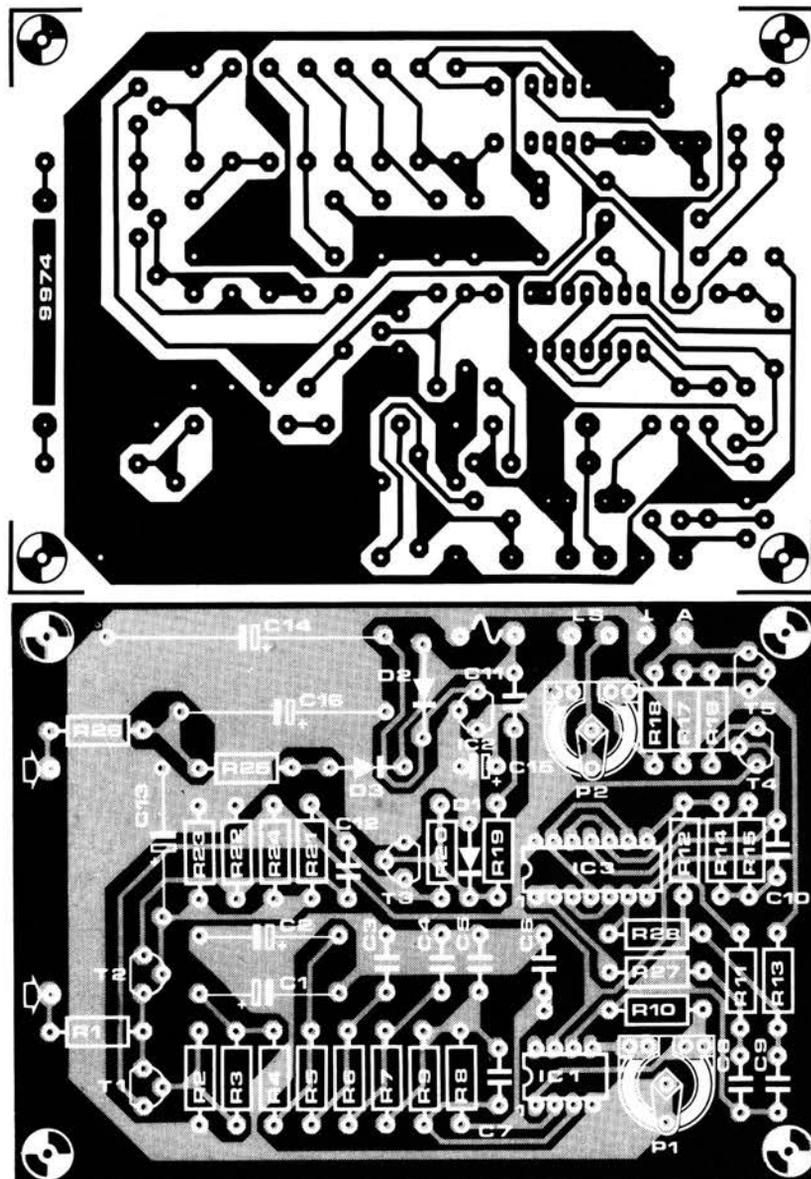


Figure 3. Dessin du circuit imprimé et disposition des composants du circuit de la figure 2. Tous les éléments sont montés sur le circuit imprimé, à l'exception du haut-parleur, de l'électrode et du transformateur.

Liste des composants

Résistances:

R1, R6, R14, R15, R22 = 100 k
 R2 = 1k5
 R3 = 3k3
 R4, R21, R23, R24, R27, R28 = 10k
 R5 = 33k
 R7 = 330k
 R8, R9, R12, R20 = 1 M
 R10 = 3M3
 R11, R13 = 10M
 R16 = 2k2
 R17, R25, R26 = 1k
 R18 = 330Ω
 R19 = 18k
 P1, P2 = 1k ajustable

Condensateurs:

C1, C13 = 10μ/10V
 C2 = 2μ2/10V
 C3 = 680 n
 C4 = 270 n
 C5 = 82 n
 C6 = 820 n
 C7, C8, C9 = 100 n
 C10 = 4n7
 C11 = 470 n
 C12 = 1 n
 C14 = 470μ/25V
 C15 = 10μ/16V tantale
 C16 = 47μ/25V

Semi-conducteurs:

T1, T2 = BF 244A, BF 245A,
 BF 256A
 T3 = BC 107A/B, BC 108A/B,
 BC 109B/C
 T4, T5 = TUN
 D1, D3 = 1N4148, 1N914
 D2 = 1N4001
 IC1 = 741
 IC2 = N1 ... N4 = 4001
 IC3 = 78L12

Divers:

Transformateur secteur
 15 ou 18 V/100 mA

lisée pour la commande de l'interrupteur électronique formé par T3 et T2. La masse du circuit doit être reliée à la masse du réseau ou à une canalisation métallique. Si une telle mise à la masse n'est pas possible, il faut alors faire usage d'une "masse artificielle" sous la forme d'une électrode supplémentaire. Celle-ci peut être connectée à une tension négative, comme on peut le voir à la figure 2. Si l'on dispose d'une "vraie" terre, les composants R25, R26, C16, D3 et l'électrode supplémentaire deviennent superflus.

Construction et emploi

Le dessin du circuit imprimé et la disposition des composants du détecteur d'approche sont montrés en figure 3. Tous les composants peuvent être montés sur le circuit imprimé à l'exception du haut-parleur et du transformateur. Le capteur est réalisé dans un morceau d'époxy pour circuits imprimés d'une

dimension approximative de 15x15 cm. Si on doit faire usage de deux électrodes, le mieux est de les éloigner d'environ 1 m.

Le capteur doit être bien isolé de tous les objets qui l'environnent. Le fixer à l'extérieur du boîtier contenant le montage est probablement une bonne solution. Il ne faut cependant pas oublier d'installer de petites entretoises isolantes (par exemples en nylon) entre le capteur et le boîtier. Le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension; P1 permet de régler la sensibilité à volonté, tandis que P2 permet l'ajustement du niveau sonore.

Bien que le circuit ne soit pas spécialement étudié pour cet usage, il peut être utilisé comme détecteur anti-intrusion. Il faut cependant en connaître les limites.

L'enclenchement d'appareils dans le voisinage peut conduire à un déclenchement intempestif de l'alarme. La disposition du capteur doit tenir compte

de ces phénomènes. Le désavantage des alarmes ultra-sonores et des systèmes à micro-ondes, notamment la sensibilité au bruit provoqué par les rideaux sous l'effet des courants d'air, n'affecte en aucun cas le détecteur décrit ci-dessus. Une deuxième alarme peut être connectée au point A. Au repos, A est à l'état haut, mais lorsque l'alarme retentit, le point A prend alternativement l'état haut et l'état bas. ■

accord par touches sensitives

stations présélectionnées commandées par touches à effleurement

L'un des arguments de vente des fabricants de tuners stéréo modernes est le nombre de stations pré-réglées parmi lesquelles on peut choisir rapidement l'un de ses programmes favoris. Hélas ce genre de dispositif est souvent considéré comme un luxe et est ensuite difficile à installer sur un récepteur existant. Le circuit décrit ici permet, à l'aide de deux interrupteurs à effleurement, de choisir parmi 9 stations pré-réglées. Il implique donc moins de contraintes mécaniques et peut s'adapter à tout récepteur accordé par diode varicap.

Beaucoup de tuners comportent des diodes varicap (à capacité variable). Ce sont des diodes qui ont été spécialement étudiées pour que leur capacité puisse varier sous l'influence d'une tension de commande. Si une varicap fait partie d'un circuit LC, on pourra faire varier la fréquence de résonance de celui-ci à l'aide d'une commande en tension. Dans la plupart des tuners la tension de commande ou *tension d'accord* est tirée d'une alimentation stabilisée et est réglée à l'aide d'un potentiomètre. Les principales exigences concernant la tension d'accord sont qu'elle doit être stable et la plus indépendante possible des fluctuations de température. L'accord par présélection pourrait être réalisé en utilisant non pas un potentiomètre, mais plusieurs potentiomètres

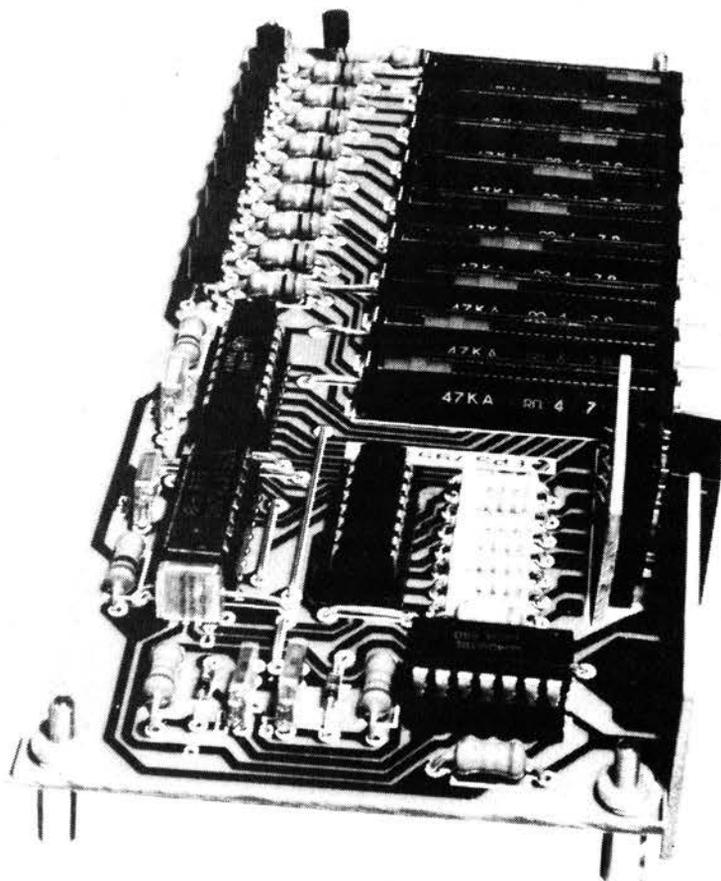
connectés en parallèle dont l'un serait sélectionné à l'aide d'interrupteurs (voir figure 1). A un instant donné, un seul interrupteur pourrait être fermé; quand par exemple Sb est fermé, S1 est automatiquement ouvert. En réglant les potentiomètres de présélection de manière à obtenir une station différente pour chaque interrupteur, on a ainsi réalisé un dispositif d'accord par présélection simple et efficace.

Dans le circuit décrit ici, cette idée de base a été quelque peu raffinée: avec seulement deux interrupteurs, il est possible de choisir parmi 10 stations pré-réglées. En employant des interrupteurs à effleurement, les mécanismes d'enclenchement ne sont plus nécessaires, de plus la réalisation et l'aspect des interrupteurs pourront être fonction du goût et des exigences du constructeur.

Le circuit

Sur la plupart des récepteurs, pour pouvoir couvrir une gamme allant de 87 à 104 MHz la tension d'accord doit pouvoir varier d'environ 2 ou 3 volts jusqu'à approximativement 30 volts. Il est donc évident que l'on ne pourra pas utiliser des interrupteurs CMOS conventionnels car ils peuvent au maximum commuter des tensions de 15 volts. Toutefois, comme le montre le schéma de la figure 2, les buffers CMOS N1...N4 constituent deux interrupteurs à effleurement convenables.

Sous des conditions normales, les entrées de N1 et N3 sont maintenues hautes par les résistances R1 et R2. Quand l'une des touches sensibles est appuyée, l'entrée de la porte correspondante passe à l'état bas (0 logique). La sortie de cette porte est portée à l'état haut, ce qui entraîne la charge rapide de C1 ou C2, puis le passage à l'état bas des



1
 buffers suivants (N2/N4). Si l'on retire son doigt des contacts de la touche, la sortie de la première porte repasse à 0 et le condensateur correspondant se décharge lentement via la résistance en parallèle. Ainsi, chaque fois qu'une touche sensible est manipulée, un 0 logique est appliqué à l'entrée up ou down de IC1 (compteur/décompteur synchrone à décade). Ce circuit intégré compte les impulsions appliquées à ses entrées quand l'entrée LOAD est basse et présente en sortie le résultat sous forme BCD.

Lors de la mise sous tension, l'entrée LOAD du compteur est portée à l'état bas via R22 et C3, ainsi les sorties du compteur sont remises à zéro. Quand la touche "up" est activée, le compteur est incrémenté de 1, c'est à dire que le

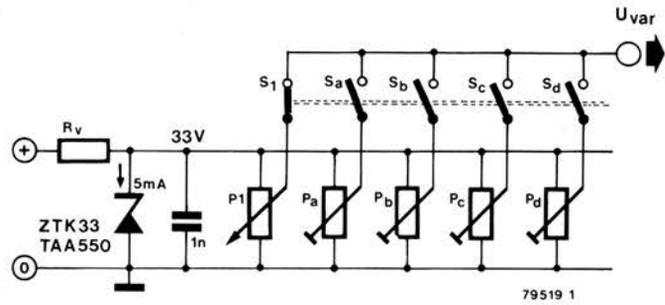


Figure 1. Cet arrangement de potentiomètres et interrupteurs constitue le plus élémentaire des circuits de sélection de stations prééglées. Le seul inconvénient est la nécessité d'un assemblage d'interrupteurs à déclenchement automatique.

2

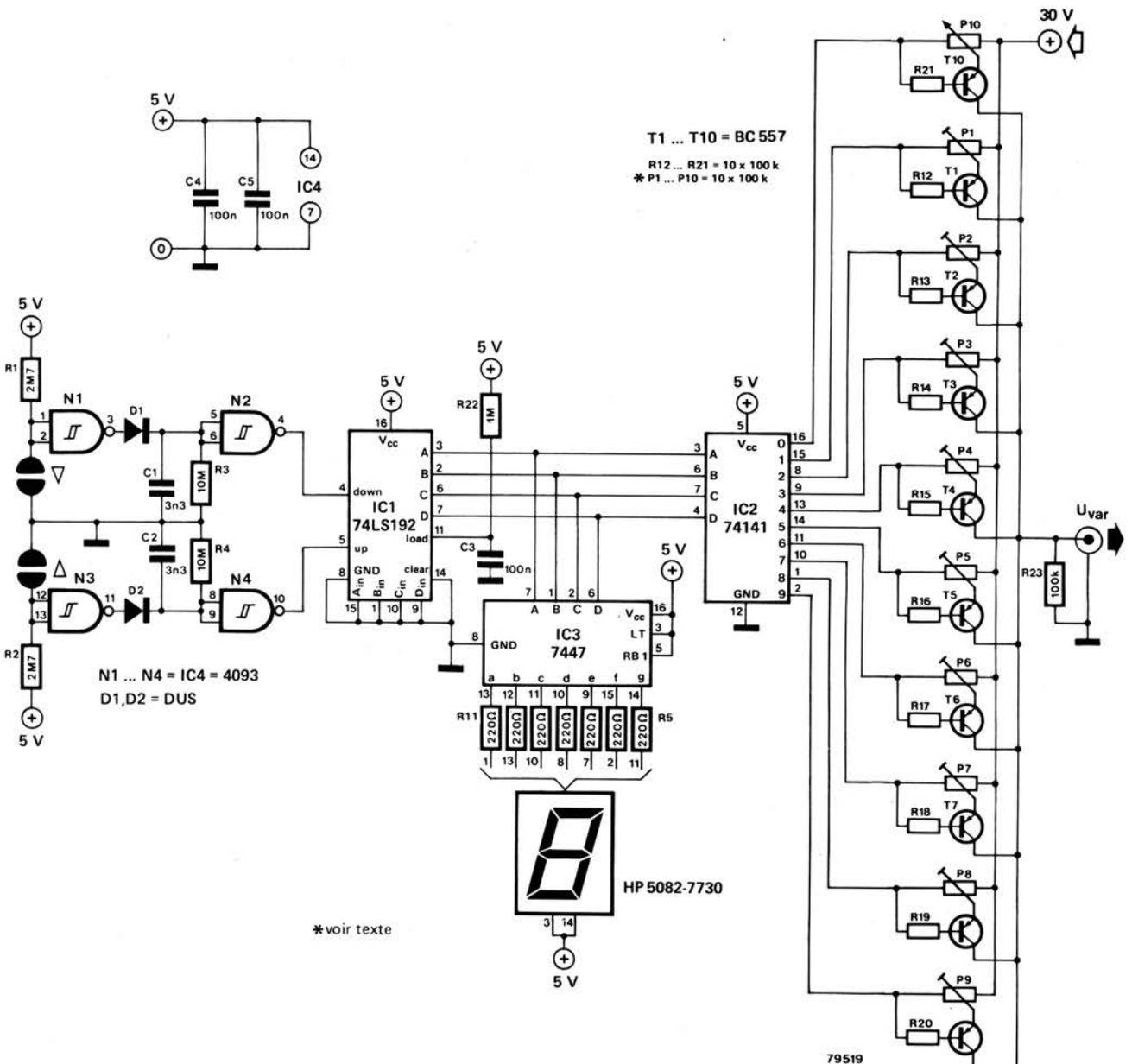


Figure 2. Schéma complet du circuit d'accord par touches présélectionnées. A l'aide de seulement deux interrupteurs à effleurement, on pourra choisir parmi neuf stations prééglées.

3

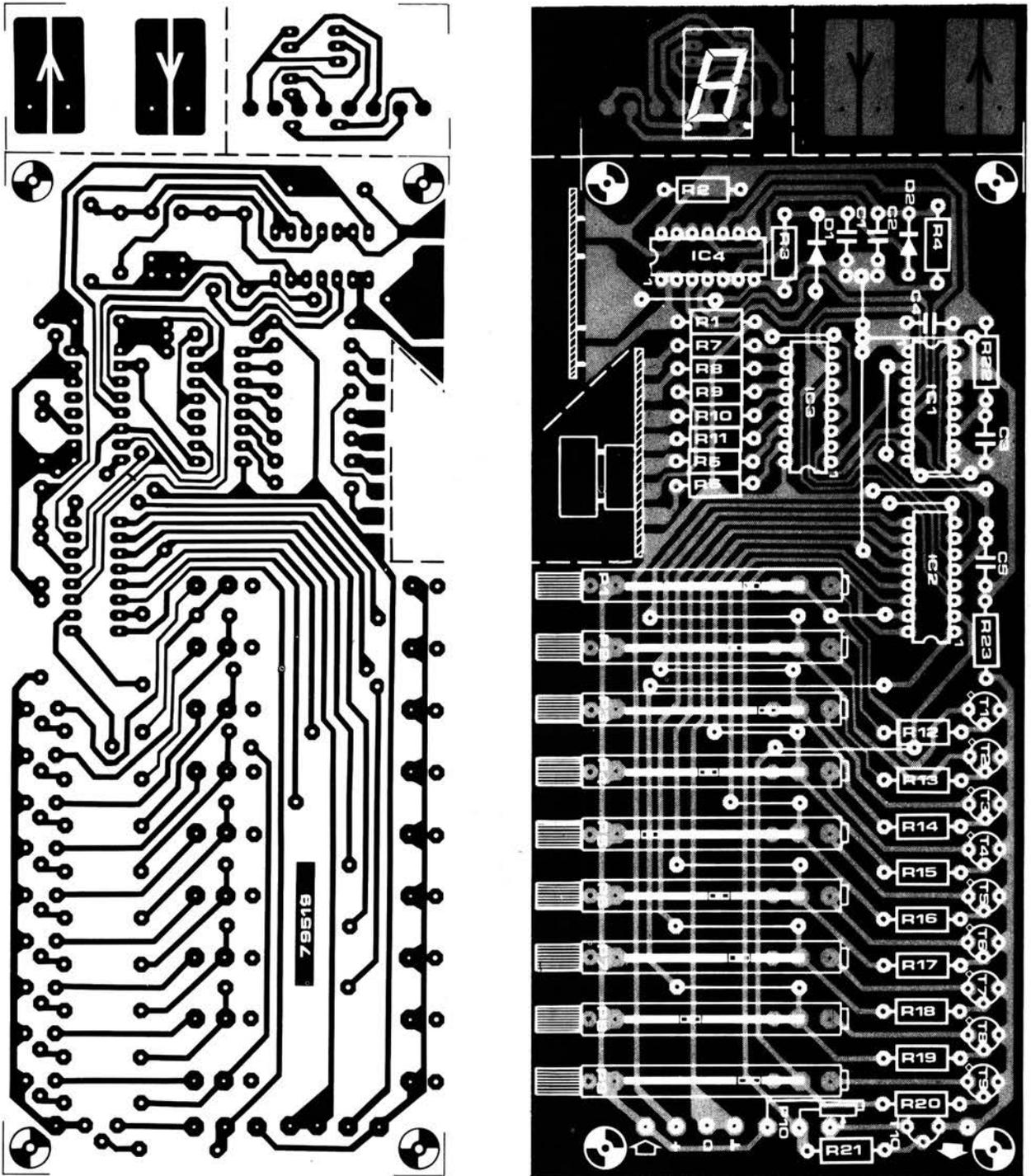


Figure 3. Circuit imprimé pour le dispositif d'accord par touches sensibles. Un petit travail initial de découpage à la scie est nécessaire pour séparer la plaquette en trois parties.

Liste des composants

Résistances:

R1, R2 = 2M7
 R3, R4 = 10 M
 R5 ... R11 = 220 Ω
 R12 ... R21, R23 = 100 k
 R22 = 1 M

P1 ... P9 = 50 k ou 100 k,
 potentiomètre ajustable 20
 tours (Pihér)
 P10 = 50 k ou 100 k, potio-
 mètre 10 tours

Condensateurs:

C1, C2 = 3n3
 C3, C4, C5 = 100 n

Semiconducteurs:

D1, D2 = DUS
 T1 ... T10 = BC 556, BC 557
 IC1 = 74LS192
 IC2 = 74141
 IC3 = 7447
 IC4 = N1 ... N4 = CD 4093
 afficheur = HP 5082 - 7750
 (anode commune)

nombre 1 apparait en BCD aux sorties du compteur. Si on appuie une seconde fois sur la touche up, le nombre 2 apparait aux sortie du compteur, et ainsi de suite. En touchant l'interrupteur "down", le nombre présent en sortie du compteur est décrémenté de 1. Les sorties du compteur sont connectées à un décodeur/driver BCD-décimal (IC2). Selon l'état de l'entrée BCD, une des sorties de ce circuit intégré passe à l'état bas. Les sorties du compteur sont également reliées à un décodeur/driver BCD-7 segments qui est connecté à un afficheur 7 segments. Ainsi le chiffre indique clairement l'état du compteur et aussi laquelle des sorties de IC2 est active.

Quand une sortie de IC2 est basse, le transistor correspondant est saturé. La tension d'émetteur du transistor est déterminée par la position du curseur du potentiomètre associé. La chute de tension à travers le transistor se limite à une petite tension de saturation.

alors un potentiomètre dix-tours normal.

Construction

Il faudra manier la scie à découper pour réaliser ce circuit d'accord par touches sensibles. En effet, le circuit imprimé disponible auprès du service EPS est constitué de trois sections qui devront être séparées les unes des autres avant de pouvoir souder les composants en place. La première section comprend quatre surfaces de cuivre formant les deux paires de contacts de touche. La seconde section est prévue pour y implanter l'afficheur 7 segments. Une partie du circuit principal devra être découpée à l'endroit où l'afficheur doit être monté. Comme le montre la photo 1, la plaque d'affichage et les contacts de touche seront montés perpendiculairement au circuit imprimé principal. On pourra bien sûr modifier la présentation des touches sensibles selon ses

de tension, le fonctionnement du circuit dépend quelque peu de la température. Toutefois, la plupart des tuners comportent un contrôle automatique de fréquence (AFC) assez efficace qui fera éviter tout problème. La tension d'alimentation est de 5 V, quant à l'entrée de tension d'accord, elle ne doit pas dépasser 30 V. A la mise sous tension, le circuit sélectionne automatiquement le canal 0, c'est à dire celui où le récepteur est accordé manuellement. Si l'on désire qu'une station pré réglée soit choisie immédiatement à la mise sous tension, il faut alors programmer les entrées de IC1 pour sélectionner un autre canal. Par exemple, si la broche 15 du circuit intégré est connectée au + de l'alimentation, c'est le canal 1 qui sera mis en service automatiquement. Il est enfin peut-être utile de faire remarquer que si l'affichage ne s'avère pas nécessaire, alors R5... R11, IC3 ainsi que l'afficheur lui-même pourront être omis. ■

1

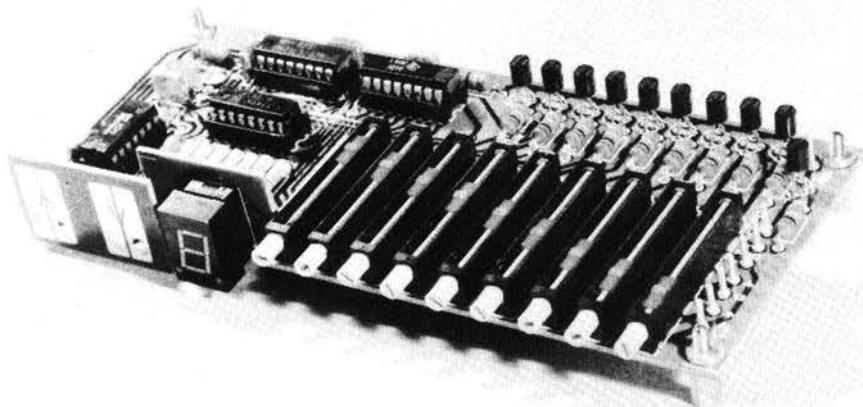


Photo 1. Une section du circuit imprimé est détachée du circuit principal à l'endroit où doit être montée la plaque d'affichage sur laquelle est implanté l'afficheur 7 segments.

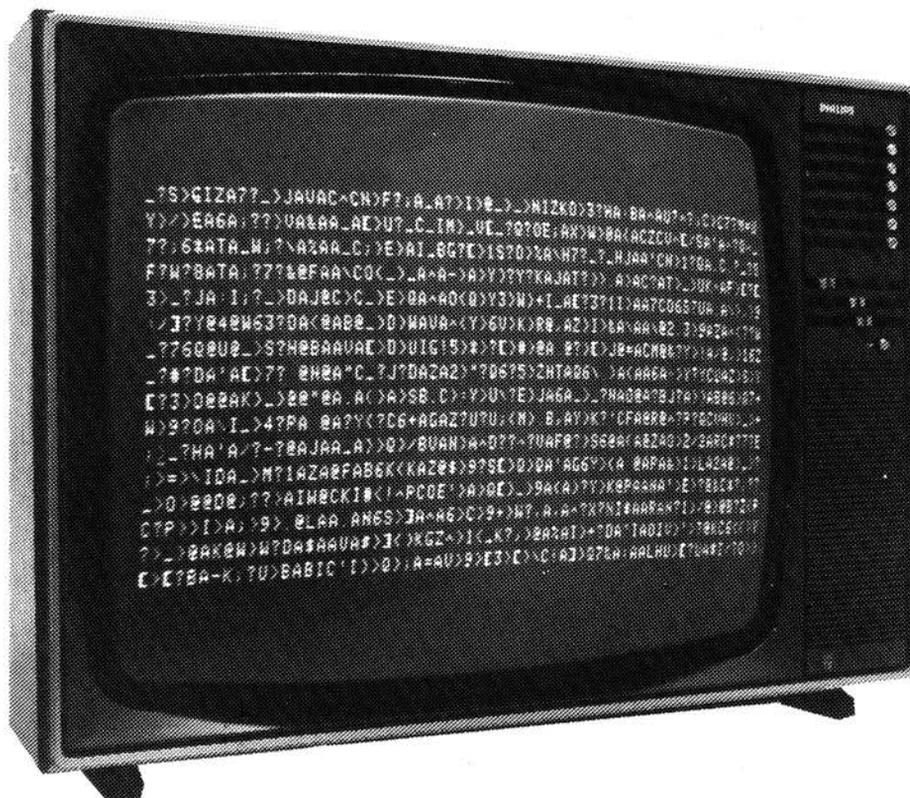
La tension de sortie du circuit (c'est à dire la tension d'accord pour les diodes varicap) peut donc être déterminée par le réglage de chaque potentiomètre qui définit la tension adéquate quand la sortie correspondante de IC2 est à l'état bas.

On dispose de 9 potentiomètres de présélection et donc la possibilité de choisir parmi 9 stations. Si l'on désire accorder le tuner de façon manuelle (sortie du compteur à zéro), on utilise

goûts personnels. Les potentiomètres utilisés sont des ajustables 20 tours de chez Piher. Pour le potentiomètre 10 tours, on pourra utiliser le potentiomètre d'accord du récepteur auquel on adjoint ce circuit de présélection.

Conclusion

Comme ce sont des transistors qui remplissent la fonction d'interrupteurs



Une capacité de mémoire de 16 lignes s'avère être en pratique nettement trop faible. Même un programme BASIC simple nécessite souvent plus d'espace. Une augmentation de la capacité mémoire existante (une page) sera, par conséquent la bienvenue.

Afin de réaliser l'adjonction d'un certain nombre de pages, il est nécessaire d'ajouter un circuit de commande dont le but est de sélectionner la bonne page. Une page entière peut être affichée sur l'écran, mais aussi les fragments de deux pages adjacentes. Un *compteur de pages* est nécessaire afin de rendre cette fonction possible. La manière dont tout cela est réalisé est représentée par le synoptique de la figure 1. Le compteur de pages choisit la page voulue par l'intermédiaire du signal \overline{CE} . Les pages 1, 2 et 3 sont placées sur le circuit d'extension, alors que la page 0 se trouve sur le circuit imprimé de l'Elekterminal. La commande du compteur de pages est assurée par le CRTC du terminal et par les touches UP et DOWN du clavier ASCII.

Afin de pouvoir travailler commodément avec plusieurs pages, les possibilités suivantes sont nécessaires:

- Le compteur de pages doit pouvoir s'incrémenter et se décrémenter.

extension mémoire pour l'Elekterminal

L'Elekterminal, terminal vidéo décrit dans Elektor n° 8 (février 1979), est un outil très commode pour communiquer avec un ordinateur. S'il comporte une mémoire de 4 pages, on en fait alors un instrument d'une très grande souplesse qui pourra remplacer le papier brouillon, le crayon noir et la gomme du programmeur.

- A la fin de la dernière page, c'est la première page qui doit à nouveau apparaître sur l'écran.
- Lors d'une décrémentement du compteur, la dernière page doit suivre la première.
- Il doit être possible d'afficher deux fragments de deux pages adjacentes. La meilleure représentation que l'on puisse se faire est de s'imaginer les quatre pages se faisant suite sur un tambour. Le tambour peut tourner à droite et à gauche, de telle façon qu'une partie de la mémoire (16 lignes) soit toujours visible sur l'écran.

Compteur de pages

De ce qui précède, il semble bien que le compteur de pages forme un maillon important entre le terminal et la mémoire de texte.

Afin d'expliquer le fonctionnement du compteur, il est nécessaire d'effectuer un bref retour sur le contrôleur de tube cathodique (CRTC) utilisé dans l'Elekterminal. Ce dernier contient un comparateur de fin de page qui délivre les signaux RP et RS. La sortie RS donne un signal en cas de passage d'une page à l'autre en un endroit quelconque de l'écran. Quand c'est une page entière qui est affichée, RS est à "1". Si par contre, ce sont les morceaux de deux pages qui apparaissent sur l'écran,



alors la page située en dessous du tube est considérée comme étant la page réelle. Tout au long de cette partie de la page, RS est à "1", tandis que quand on se trouve dans la partie appartenant à la page précédente, il est à "0". Par exemple, les lignes 7 à 16 de la page 2 et les lignes 1 à 6 de la page 3 sont affichées sur l'écran, la sortie RS est à "0" pendant les 10 premières lignes et à "1" pendant les 6 suivantes. La sortie RP donne une impulsion passant à "0" lorsqu'une limite de page est dépassée en bas de l'écran. Cette impulsion n'est délivrée que si une pression sur la touche LF (line feed) ou ESC (escape) entraîne le passage à la page suivante.

Les signaux RP et RS sont utilisés pour la commande du compteur de pages.

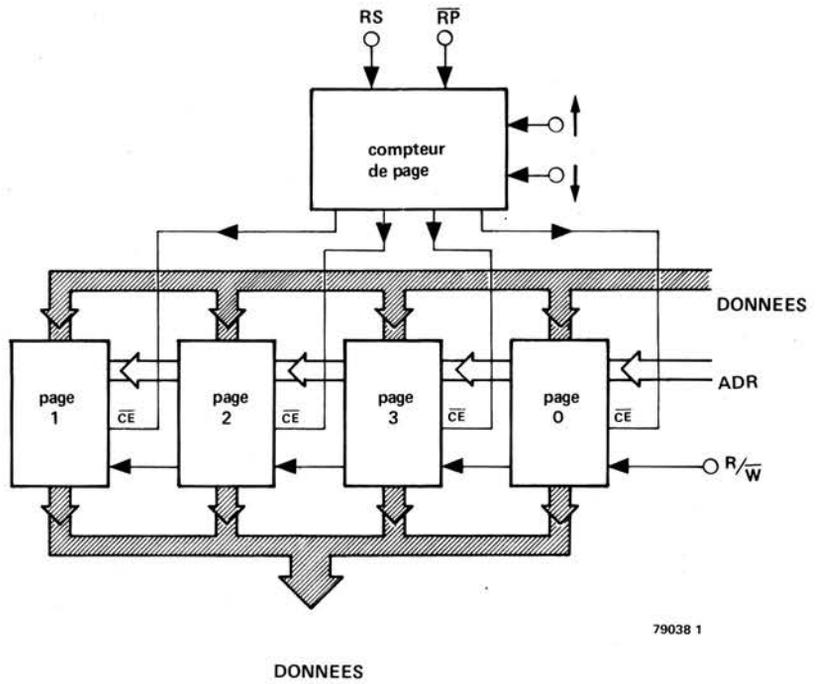
Le circuit

Comme on peut le voir sur la figure 2, le compteur de pages est assez simple et est constitué d'un compteur-décompteur (IC1), d'un additionneur à 4 bits parallèles (IC2) et d'un décodeur de ligne 2 par 4 (IC3). La mémoire pour trois pages est réalisée à l'aide de 18 RAM 2102A4 (figure 3). Il est aussi possible d'utiliser des mémoires "low power" (2102AL4) qui permettraient de réduire d'environ 30% la consommation de courant. La carte d'extension comporte également un circuit anti-rebond (autour de N3...N6) pour les touches page-up et page-down du clavier ASCII qui jusqu'alors ne pouvaient être utilisées. Leur but est de permettre à l'utilisateur de "tourner" une page complète de la mémoire en une seule manoeuvre, c'est à dire de passer aux 16 lignes précédentes ou aux 16 lignes suivantes indépendamment du fait qu'elles constituent une page entière ou qu'elles soient formées de sections de deux pages successives.

Quand la sortie RP du CRTC passe à l'état bas ou quand on appuie sur la touche page-up. Le contenu du compteur est augmenté de "1", tandis que l'enfoncement de la touche page-down provoque une décrémentation de 1. L'additionneur parallèle détermine, par la suite, la somme binaire du contenu du compteur et du signal RS. Selon le résultat le décodeur traduit cette somme de deux bits en activant une des 4 lignes qui valident les circuits intégrés mémoire correspondants.

Lorsqu'une page entière est affichée, la sortie RS est à l'état haut. Cela a comme conséquence que le numéro de chaque page est augmenté de 1. Le synoptique de la figure 1 montre la numérotation des pages reconnue par le compteur de pages. La dernière page (page 0) est située sur le circuit imprimé de l'Elekterminal. Si ce sont les fragments de deux pages adjacentes qui apparaissent sur l'écran, RS est à l'état bas pendant le morceau appartenant à la première page et bas pendant la seconde, de telle façon que le compteur de pages passe toujours au bon moment de l'une

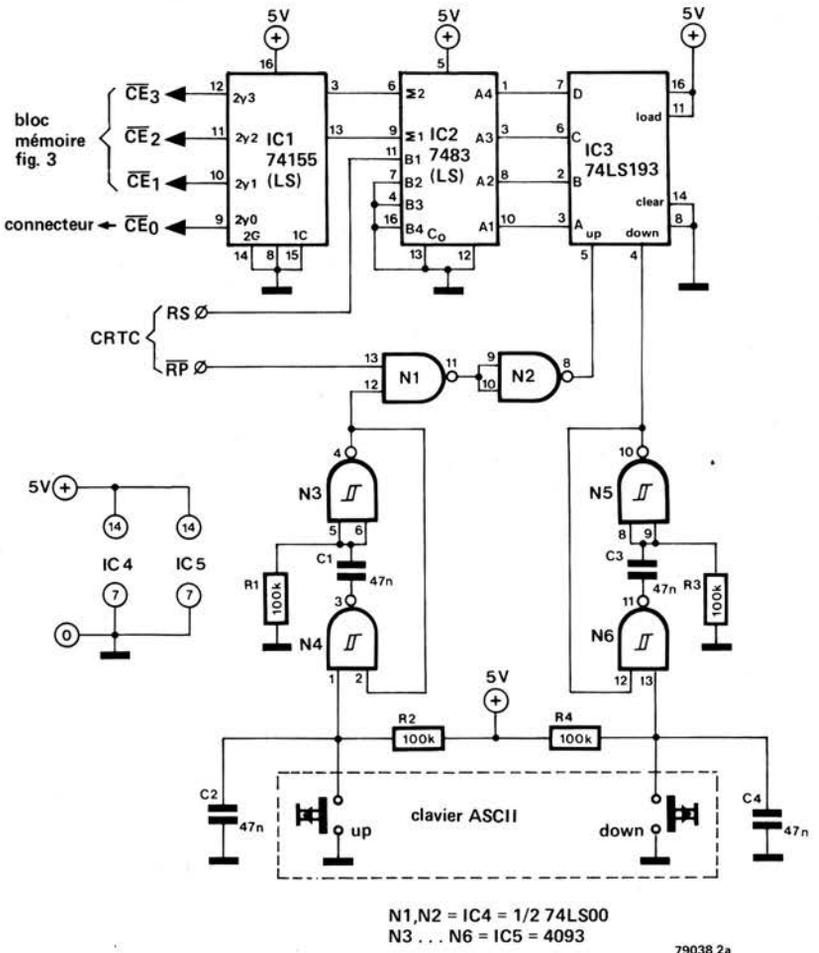
1



79038 1

Figure 1. Synoptique de l'extension de la mémoire de page. La page 0 se trouve sur le circuit imprimé de l'Elekterminal.

2



N1, N2 = IC4 = 1/2 74LS00
N3...N6 = IC5 = 4093

79038 2a

Figure 2. Schéma du compteur de page et du circuit anti-rebond. La numérotation des entrées et sorties correspond à celle du circuit imprimé de l'Elekterminal.

3

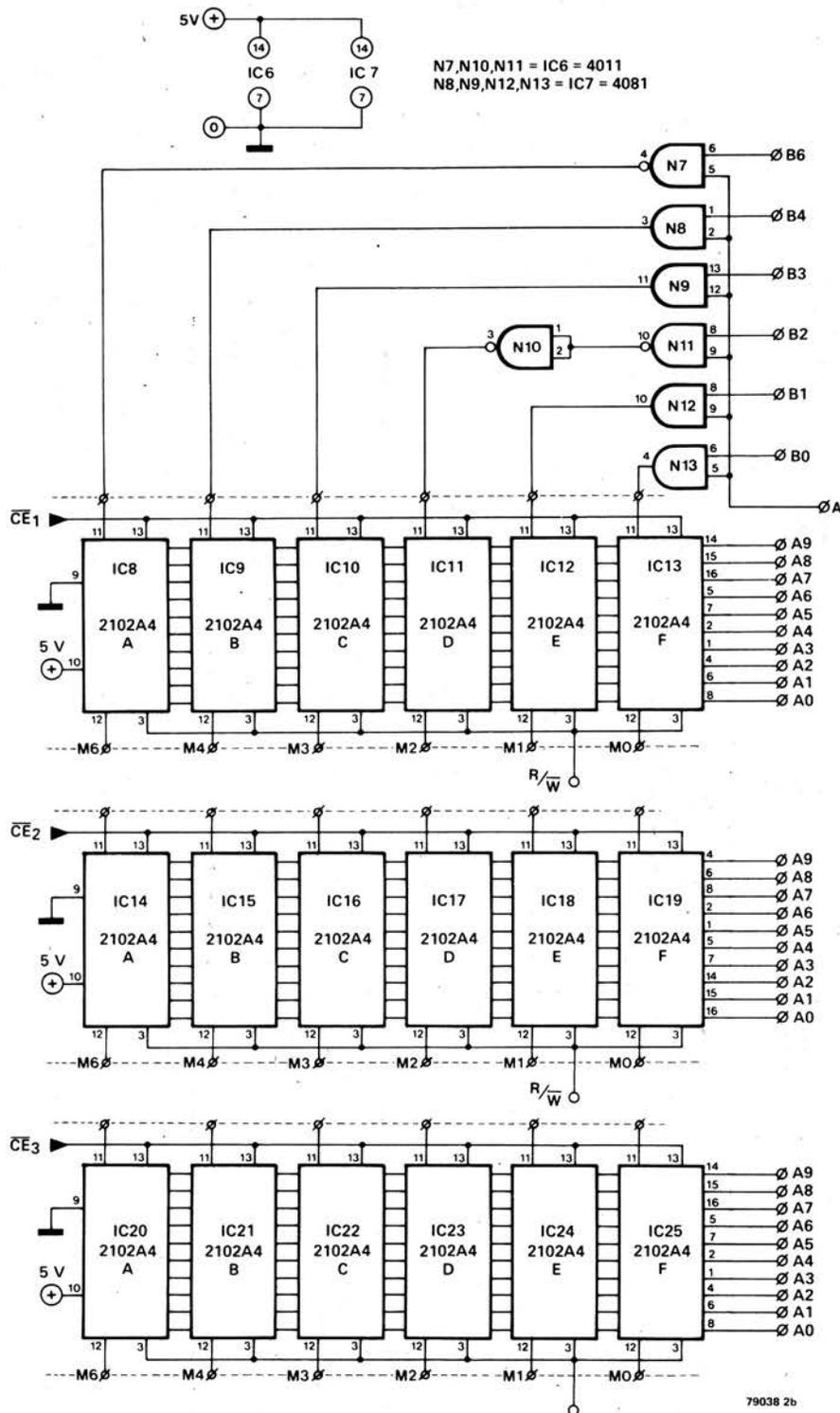


Figure 3. Le circuit d'extension mémoire.

à l'autre de ces pages. Pour la description du fonctionnement des mémoires de pages, le lecteur se référera à l'article sur l'Elekterminal (Elektor n° 8, février 1979).

Circuit imprimé

Le circuit imprimé de l'extension mémoire (figure 4) est pourvu de deux connecteurs, de façon à faciliter son interconnexion avec le circuit imprimé

du terminal. Le connecteur à 26 pôles doit être soudé sur la face inférieure du circuit d'extension, de manière à ce qu'il s'adapte au connecteur correspondant du circuit du terminal. Quelques raccords ne figurent pas sur ce connecteur, notamment B0...B4, B5 et les connexions relatives aux touches page-up et page-down. A cet effet, il est fait usage d'un connecteur à 8 pôles qui doivent être reliés aux points

Liste des composants

Résistances:

R1...R4 = 100 k

Condensateurs:

C1...C4 = 47 n

Semi-conducteurs:

IC1 = 74LS155*
IC2 = 74LS83*
IC3 = 74LS193
IC4 = 74LS00
IC5 = 4093
IC6 = 4011
IC7 = 4081
IC8...IC25 = 2102-1, 2102A4, 2102AL4

Divers:**

Connecteur mâle monté sur la face inférieure du circuit imprimé: ITT-Cannon, type G09A45C4DBAA.

1 x 26 pôles (en cas d'usage de câble en nappe, type G09A45C4DCAA

* L'usage de Low Power Schottky est préférable; des TTL normaux peuvent cependant être utilisés.

** L'usage de connecteurs n'est pas impératif.

correspondants du *second* connecteur situé sur le circuit de l'Elekterminal. Si on ne désire pas faire usage de connecteurs, les liaisons peuvent évidemment être réalisées en câble plat. Le circuit d'extension est ainsi raccordé et il ne subsiste plus qu'une modification à faire subir au circuit du terminal: la connexion entre CE de IC3 et la masse est supprimée (voir figure 5).

La raccordement des touches page-up et page-down peut se faire de deux façons différentes. Les points existant à l'usage de ces touches sur le clavier peuvent être, soit directement reliés au circuit d'extension, soit connectés par l'intermédiaire du circuit du terminal.

4

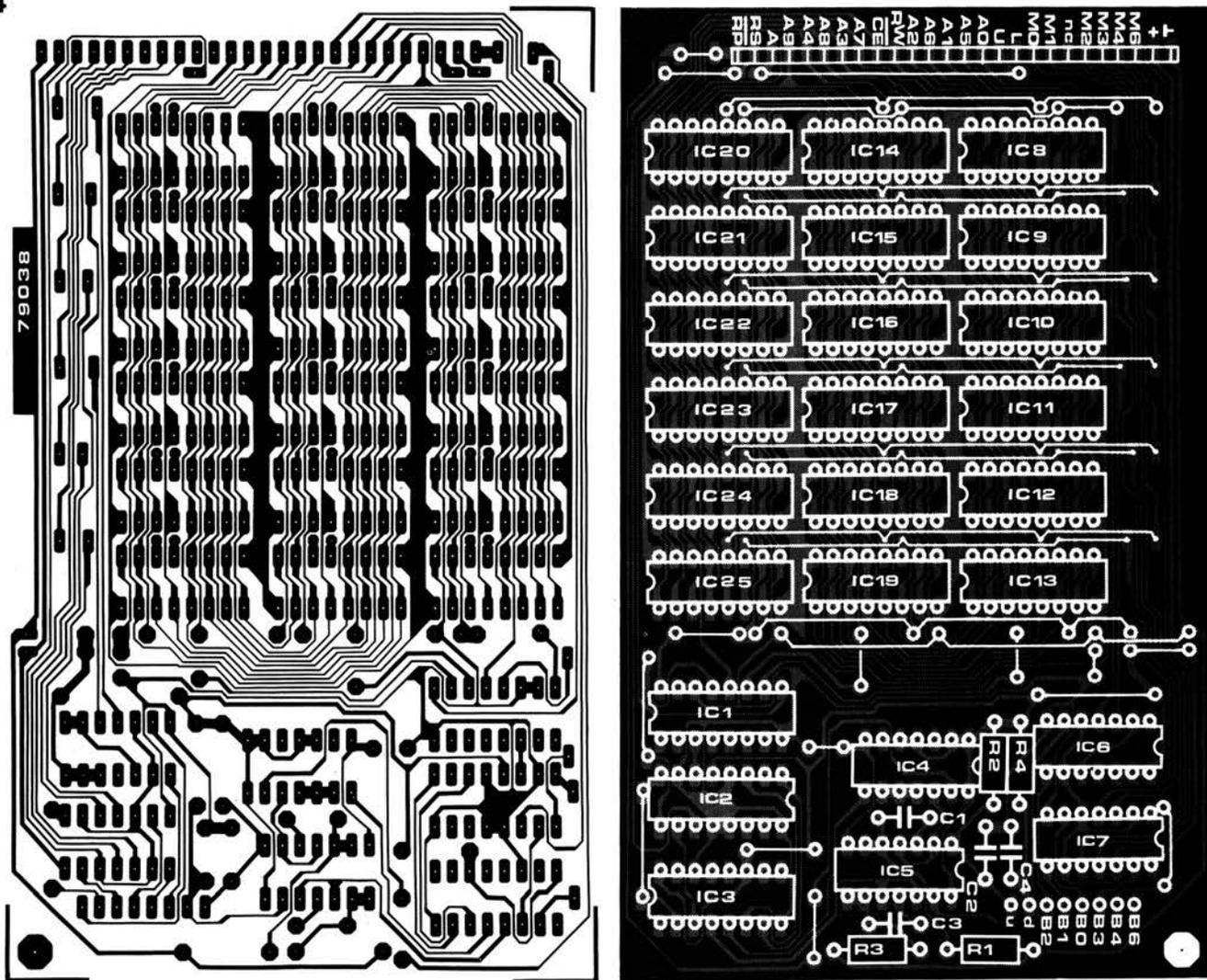


Figure 4. Circuit imprimé et implantation des composants de l'extension de mémoire de page.

5

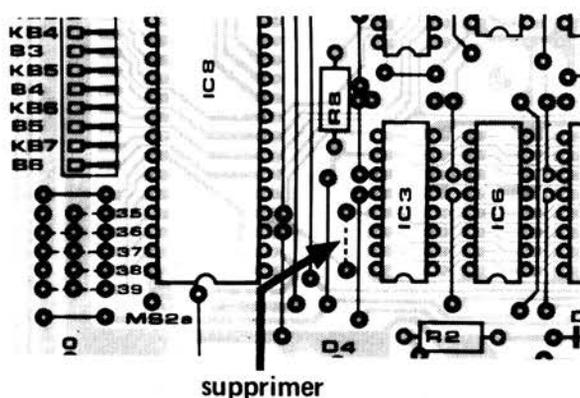


Figure 5. Vue de la connexion à supprimer sur le circuit imprimé de l'Elekterminal.

S'il est fait usage de connecteurs, cette dernière solution sera la plus pratique.

Scrolling

La conception du circuit est telle que l'utilisateur n'éprouve pas la moindre gêne en travaillant avec les différentes pages.

Si, durant l'usage du terminal, la capa-

cité de la première page est dépassée, le terminal progresse de lui-même vers la page suivante. En cas de dépassement de la capacité totale de 64 lignes, le terminal recommence à nouveau à écrire sur la première page. L'information qui s'y trouvait précédemment est évidemment détruite.

Les touches page-up et page-down peuvent être utilisées pour l'examen des pages. La touche ESC permet le

passage de ligne en ligne, de cette manière on peut aussi amener sur l'écran deux fragments contigus de deux pages consécutives. Dans ce cas, en enfonceant les touches page-up et page-down, on ne fait pas apparaître une nouvelle page complète, mais bien les 16 lignes précédentes ou suivantes de la mémoire.

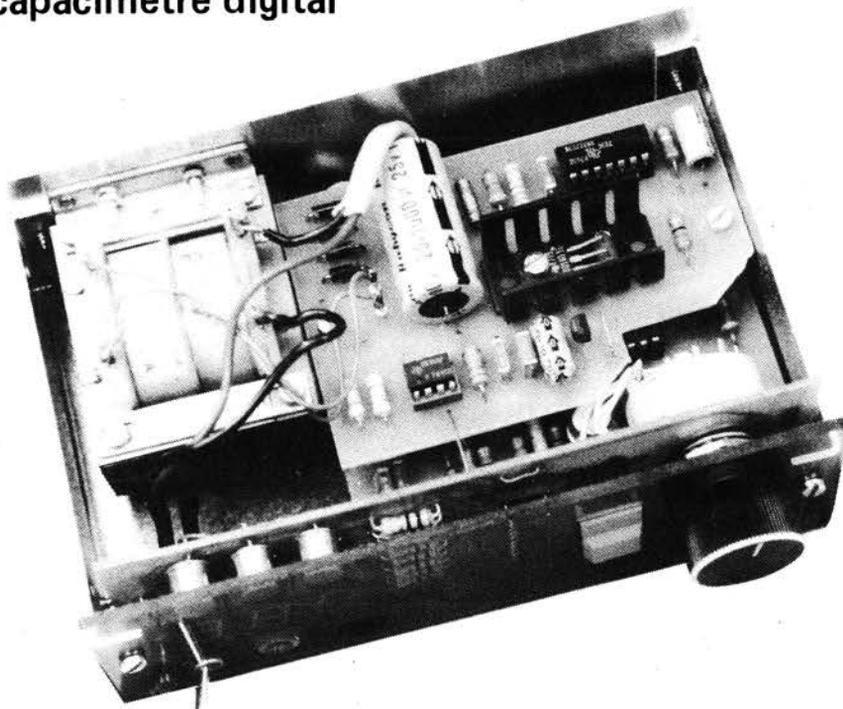
La touche LF peut elle aussi être utilisée pour faire avancer les lignes, mais cela se traduit par l'apparition d'une ligne vide sur l'écran en même temps qu'elle est effacée de la mémoire.

Alimentation

La consommation du circuit d'extension est d'environ 600 mA s'il est fait usage de mémoires normales. Dans le cas de mémoires low power, le courant diminue jusqu'à environ 400 mA. Si la capacité de l'alimentation de l'Elekterminal n'est pas suffisante pour cette extension, il faudra songer à l'adapter. Nous vous conseillons de vous reporter à l'article concernant l'alimentation du système SC/MP parue dans Elektor n° 4 de novembre/décembre 1978.

digifarad

capacimètre digital



Etant donné que de nombreux types de condensateurs — en particulier les condensateurs électrolytiques — ont une tolérance très large (20% est une valeur courante), il faut souvent pouvoir mesurer les condensateurs rapidement et avec une précision raisonnable (par exemple pour construire une minuterie de précision, pour adapter les constantes de temps de plusieurs réseaux RC, etc.). Naturellement, un capacimètre permet aussi de mesurer la valeur de ces condensateurs non marqués qui finissent par s'entasser au fond d'une boîte de vieux rossignols, ou de rechercher les éventuels défauts de condensateurs "suspects" — bref, c'est un complément utile aux appareils de mesure d'un constructeur amateur. Le circuit décrit ci-dessous présente l'avantage d'avoir un affichage digital; il possède 5 décades de mesure, allant de 10 nF à 10 000 μ F, et sa précision est d'environ 2%.

J. Guther

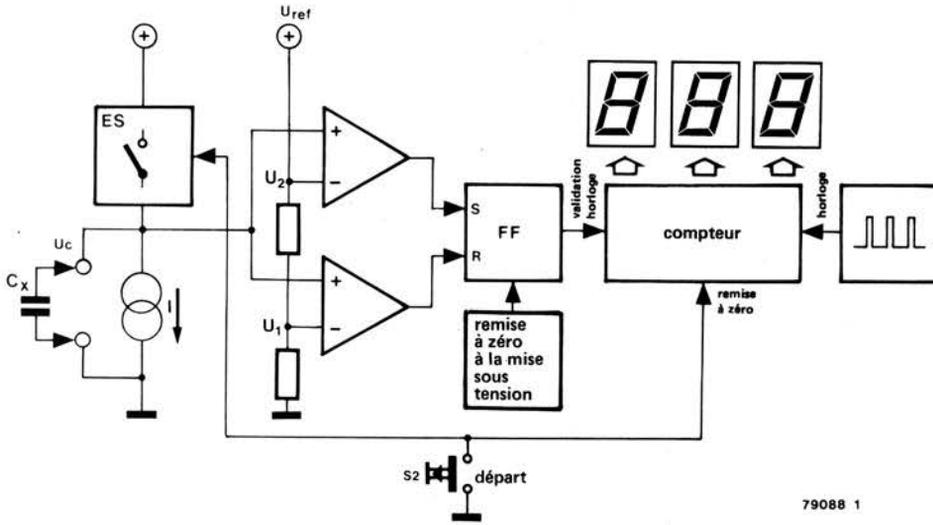
La gamme des appareils de mesure digitaux s'étend de plus en plus. Tensions, courants, fréquences, résistances, températures, aujourd'hui toutes ces grandeurs sont couramment mesurées et affichées sous forme digitale. Cette constatation ne concerne pas les seules applications "professionnelles", et même le "constructeur amateur" est devenu digitaliste (voir par exemple le "voltmètre numérique universel" du numéro 8 d'Elektor). Le temps est maintenant venu d'ajouter à cette gamme un capacimètre digital, le "digifarad". La figure 1 donne le schéma synoptique du "digifarad". C_x représente la capacité à mesurer, inconnue. Une pression sur le bouton "départ" ferme momentanément l'interrupteur électronique, ES, de sorte que C_x se charge sous une tension donnée (U_c).

Lorsque ES s'ouvre à nouveau, C_x est déchargé par un générateur à courant constant (I), et la tension qui en résulte aux bornes de C_x décroît de façon linéaire. Toutes choses égales par ailleurs, la vitesse de la décharge est déterminée par la valeur de C_x . La tension aux bornes du condensateur est appliquée à un comparateur à fenêtre formé de deux ampli-ops et d'une bascule du type set/reset. La sortie du comparateur est basse tant que U_c reste compris entre les tensions de référence supérieure et inférieure (U_1 et U_2) de la "fenêtre". Cela active un compteur à trois chiffres qui compte le nombre d'impulsions. Enfin, si l'on fait varier la valeur du courant constant I, on peut s'arranger pour mesurer de la même façon des condensateurs de valeurs très différentes.

La figure 2 montre le schéma complet du Digifarad. La source à courant constant est formée par l'ampli-op A1 et le transistor T1. La valeur du courant est déterminée par la position du sélecteur de calibre, S1 (voir tableau 1). L'ampli-op fait varier le courant qui traverse T1 et la résistance du calibre sélectionné, de telle sorte que la tension de l'entrée inverseuse soit toujours égale à la tension de référence fixe de l'entrée non-inverseuse. L'interrupteur électronique, ES, se compose du transistor T2, que le bouton de départ, S2, et la bascule N3/N4 rendent conducteur.

La tension aux bornes de C_x est prélevée par l'ampli-op A2, puis appliquée au comparateur à fenêtre formé par A3 et A4. N1, N2, C1, C2, R18 et R19 forment une bascule du type set/reset qui est déclenchée par les changements d'état de la sortie du comparateur à fenêtre. Lorsque C_x est complètement chargé, les sorties de A3 et A4 sont hautes toutes les deux. Toutefois, lorsque la tension de C_x atteint le seuil supérieur de la fenêtre (c'est-à-dire lorsque la tension de l'entrée non-inverseuse de A2 tombe en-dessous de celle de l'entrée inverseuse), la sortie de A2 devient basse; il en résulte que la sortie de N2 devient basse également, et le

1



79088 1

Figure 1. Synoptique du capacimètre digital. Le condensateur inconnu, C_x , est déchargé sous un courant constant, I . Plus la décharge dure, plus on compte d'impulsions.

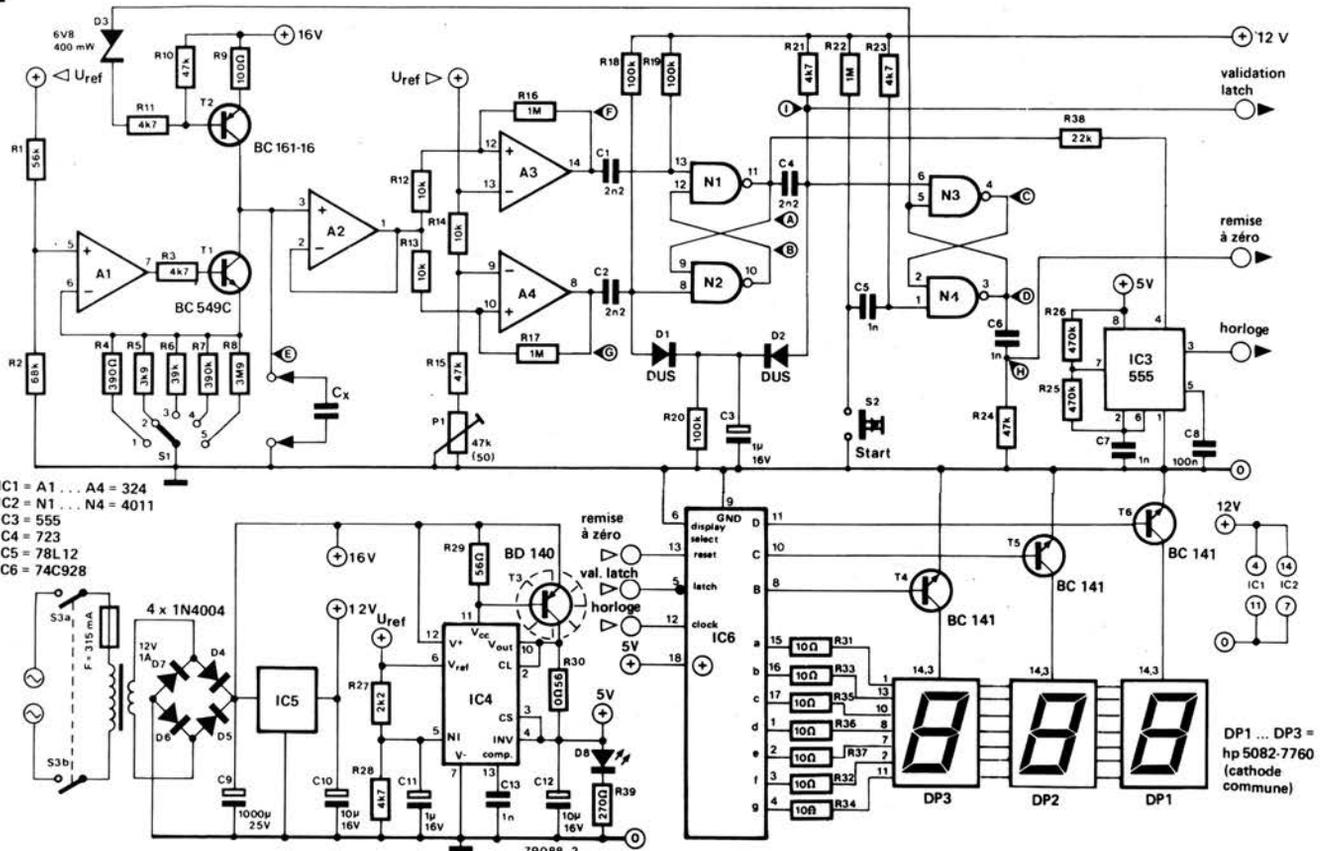
compteur est activé. La capacité inconnue continuant à se décharger, la tension de C_x atteint le seuil inférieur de la fenêtre, cependant que la sortie de A4 devient basse. Cela rend la sortie de N2 haute et arrête le comptage. En plus de rendre T2 conducteur, la seconde bascule, constituée par N3 et N4, fournit les signaux de remise à zéro et de validation du compteur. L'affichage est inhibé pendant le cycle de comptage, de sorte que la lecture

soit stable. R18, R20, R21, C3 et les deux diodes garantissent aux deux bascules un état initial correct à la mise sous tension. Le signal d'horloge du compteur est fourni par un 555 (IC3) connecté en multivibrateur astable. IC6 comprend le compteur, le latch (mémoire intermédiaire) et un décodeur-driver 7-segments capable d'attaquer directement les afficheurs (DP1 à DP3). Ces afficheurs sont du type à cathode com-

Tableau 1.

Position de S1	Courant I	Gamme
1	1 μ A	999 nF
2	10 μ A	9,99 μ F
3	100 μ A	99,9 μ F
4	1 mA	999 μ F
5	10 mA	9,99 mF

2



- IC1 = A1 ... A4 = 324
- IC2 = N1 ... N4 = 4011
- IC3 = 555
- IC4 = 723
- IC5 = 78L12
- IC6 = 74C928

Figure 2. Schéma complet. On utilise des afficheurs du type à cathode commune.

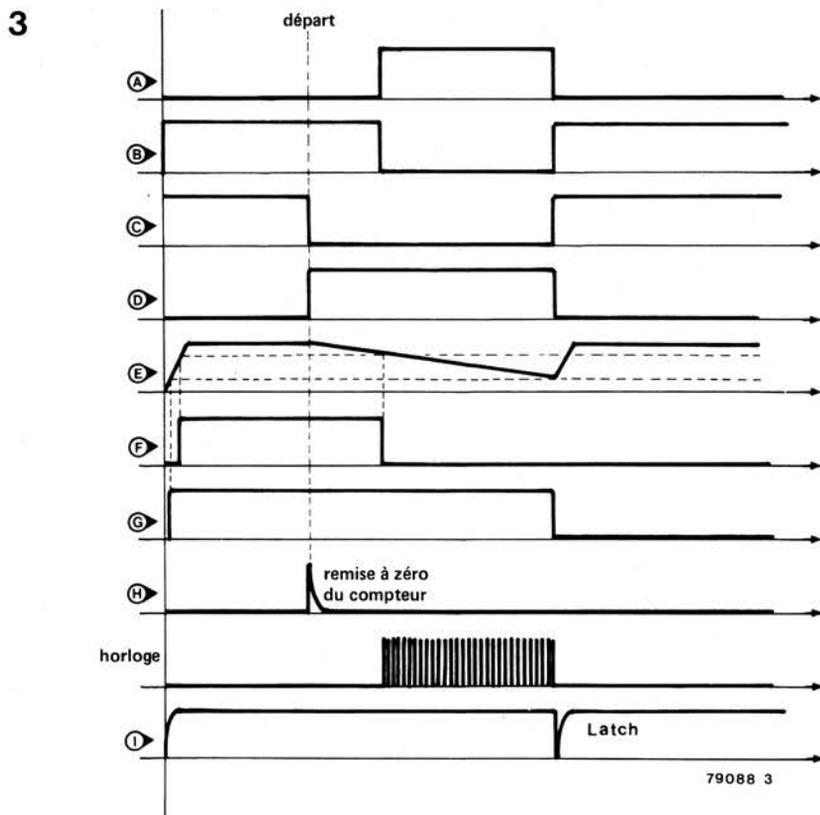


Figure 3. Diagrammes des formes d'onde rencontrées dans le circuit. Les courbes A ... I représentent les tensions aux points correspondants de la figure 2.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 56 k
 R2 = 68 k
 R3, R11, R21, R23, R28 = 4k7
 R4 = 390 Ω
 R5 = 3k9
 R6 = 39 k
 R7 = 390 k
 R8 = 3M9
 R9 = 100 Ω
 R10 = 68 k
 R12, R13, R14 = 10 k
 R15, R24 = 47 k
 R16, R17, R22 = 1 M
 R18, R19, R20 = 100 k
 R25, R23 = 470 k
 R27 = 2k2
 R29 = 56 Ω
 R30 = 0,56 Ω
 R31 ... R37 = 18 Ω
 R38 = 22 k
 R39 = 270 Ω
 P1 = 47 k ajust.

Condensateurs:

C1, C2, C4 = 2n2
 C3 = 1 μ /16 V
 C5, C6, C7, C13 = 1 n
 C8 = 100 n
 C9 = 1000 μ /25 V
 C10, C11, C12 = 10 μ /16 V

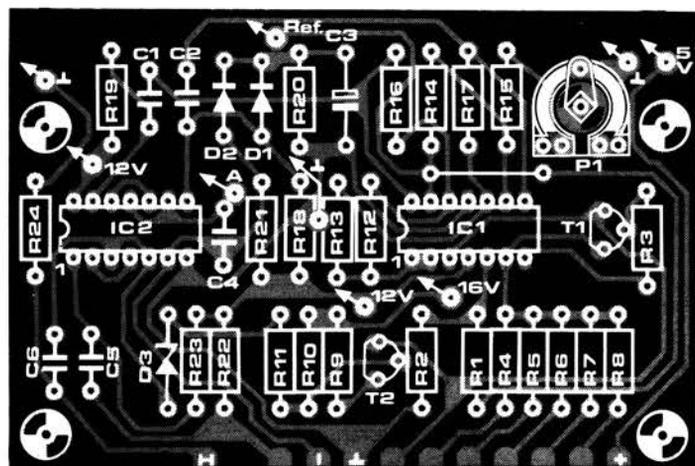
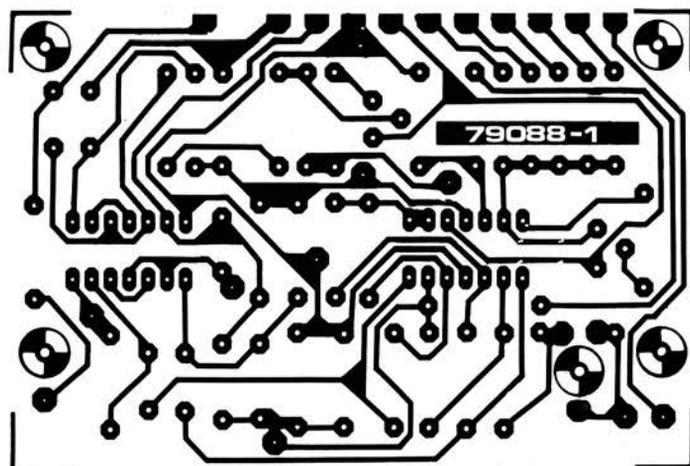
Semiconducteurs:

D1, D2 = DUS
 D3 ... D6 = 1N4001
 D7 = LED
 D8 = zener 6V8/400 mW
 T1 = BC 549C
 T2 = BC 161
 T3 = BD140 (sur radiateur)
 T4, T5, T6 = BC 141
 IC1 = TL 084
 IC2 = 4011
 IC3 = 555
 IC4 = 723
 IC5 = 78L12
 IC6 = 74C928
 tous les ICs sur support sauf IC5
 DP1 ... DP3 = HP 5082-7760,
 DL704, ou équ.
 (cathode commune)

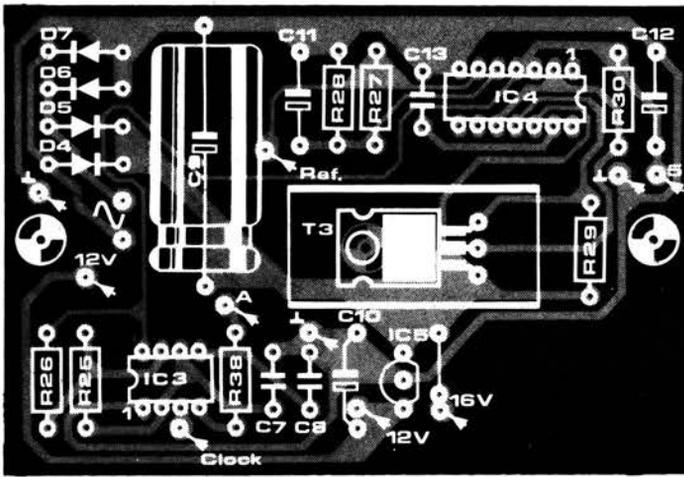
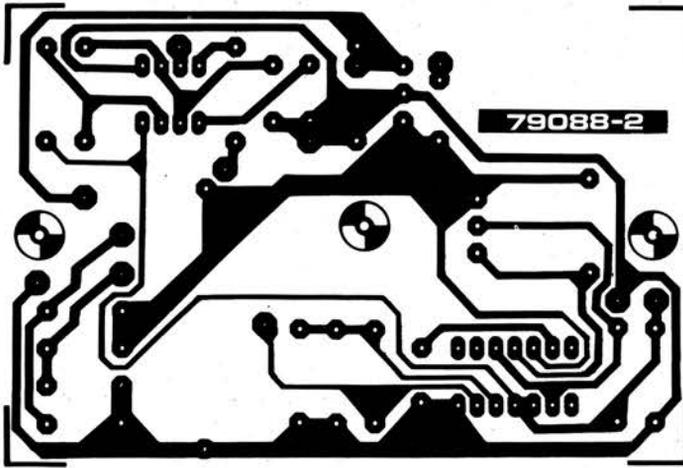
Divers:

Transformateur secteur:
 secondaire 12 V/1 A
 Fusible 315 mA retardé
 2 bornes à vis (rouge et noir)
 S1 = commutateur 6 positions
 1 circuit
 S2 = Digitast (Shadow)
 S3 = interrupteur secteur

4a



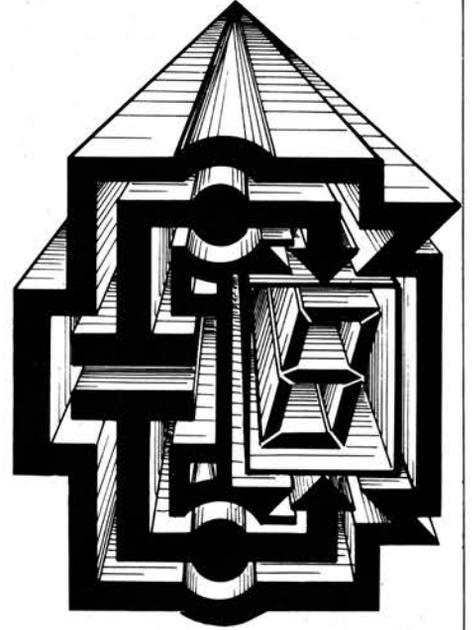
4b



mune (par exemple HP 5082 - 7760, DL 704, etc.).

L'alimentation stabilisée est fournie par un 723, à partir duquel on obtient également la tension de référence constante, U_{ref} . D'autres types de régulateurs 12 V ne conviendront pas.

Le circuit ne contient qu'un seul point de calibration, à savoir le potentiomètre de réglage, P1. On pourra procéder à l'étalonnage à l'aide d'un condensateur de tolérance serrée, et de valeur connue (par exemple, les condensateurs au mica argenté ont une tolérance typique de 1%).



4c

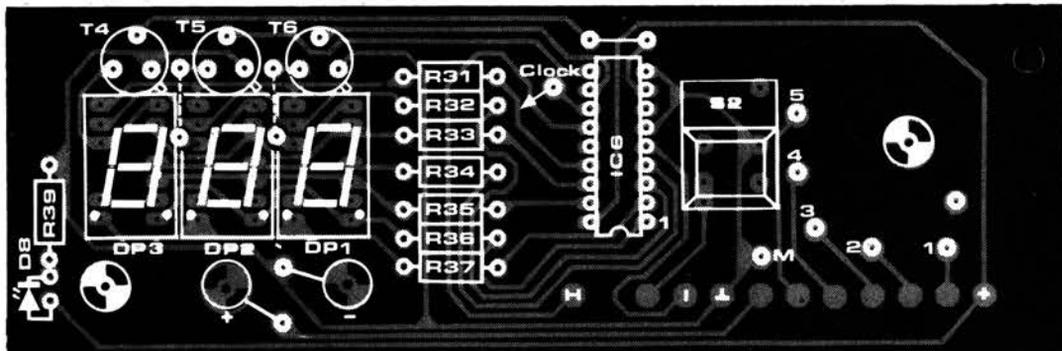
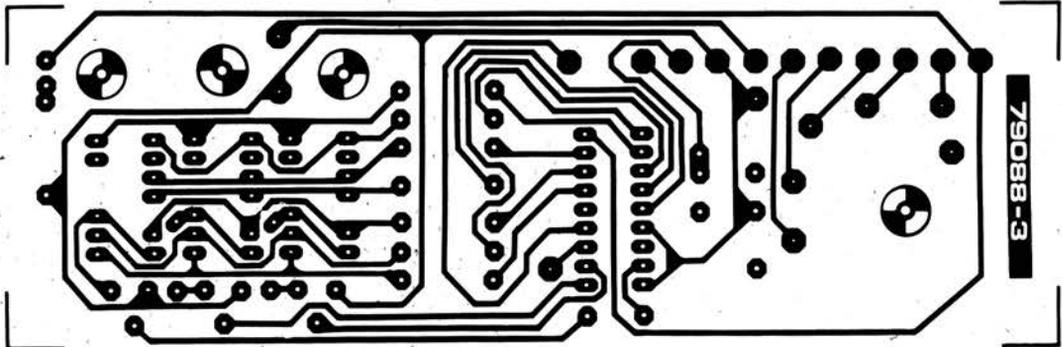


Figure 4. Les trois circuits imprimés nécessaires à la réalisation du Digifarad. Le circuit principal (4a) et le circuit supportant l'alimentation et le générateur d'horloge (4b) seront montés l'un au dessus de l'autre et fixés entre eux par des entretoises. Le circuit d'affichage (4c) sera placé juste derrière la face avant du boîtier.

Le modulateur en anneau est essentiellement un multiplicateur à quatre quadrants (1 quadrant = 90°), ce qui veut dire que c'est un circuit qui multiplie deux tensions d'entrée, qu'elles soient positives ou négatives, et fait en sorte que la polarité de la tension résultante soit correcte. Par conséquent, une tension positive multipliée par une tension négative produit une tension négative; la multiplication d'une tension négative par une autre tension négative engendre une tension positive, et ainsi de suite.

La question est de savoir en quoi un circuit de ce genre peut intéresser l'amateur passionné de musique électronique? La réponse à cette interrogation résulte de l'examen de l'expression mathématique du produit de deux ondes sinusoïdales sous la forme que voici:

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta =$$

$$\frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta).$$

Etant donné qu'un cosinus est tout simplement une sinusoïde ayant subi un

modulateur en anneau

et suiveur d'enveloppe

Un modulateur en anneau est un circuit utilisé à l'origine à la modulation et à la détection de signaux de transmission dans les systèmes de télécommunications. Cependant, à une époque plus récente, le modulateur en anneau a trouvé une application intéressante dans le domaine de la musique électronique et, en fait, il compte désormais au nombre des équipements normaux de nombreux synthétiseurs.

déphasage de 90° , on peut considérer que la multiplication de deux ondes sinusoïdales a pour résultat deux nouvelles sinusoïdes dont les fréquences sont respectivement la somme et la différence des deux signaux initiaux. Il est bon de noter que ceci n'est vrai que pour les signaux sinusoïdaux et ne saurait s'appliquer à d'autres formes d'onde. Mais, la combinaison de sinusoïdes produira le même résultat. Et par exemple, si une combinaison de deux ondes sinusoïdales est multipliée par une troisième onde sinusoïdale, chacune des composantes sinusoïdales du signal original dégagera ses "propres" somme et différence comme résultats de la multiplication. Ce processus de multiplication de deux signaux d'entrée sinusoïdaux est illustré par la photo de la figure 1. La sinusoïde dont le tracé est visible à la partie supérieure est multipliée par une seconde sinusoïde de fréquence supérieure, la forme d'onde résultante est celle du tracé situé à la partie inférieure.

"Klangs"

La propriété la plus caractéristique du modulateur en anneau réside dans sa capacité à exploiter la relation harmonique existant entre différentes notes. Un autre exemple servira à mieux expliquer cet aspect. Il est donc supposé que deux signaux sinusoïdaux, dont les fréquences sont respectivement de 2,5 et 4,5 kHz, soient appliqués à l'une des entrées d'un modulateur en anneau. Ces fréquences sont dans le rapport de 5 à 9, ce qui veut dire, en termes musicaux, que la note résultante est à peu près équivalente à une septième basse (les fréquences réelles correspondent plutôt à des aiguës, mais elles ont été choisies surtout pour l'illustration de l'exemple). Si une troisième onde sinusoïdale, dont la fréquence est de 500 Hz, est alors appliquée à l'autre entrée du modulateur en anneau, qu'en résultera-t-il à la sortie? Le signal de fréquence 2,5 kHz multiplié par le signal de 500 Hz engendre deux nouveaux signaux dont les fréquences respectives sont 2 et 3 kHz. De manière analogue, la multiplication des signaux de fréquences 4,5 kHz et

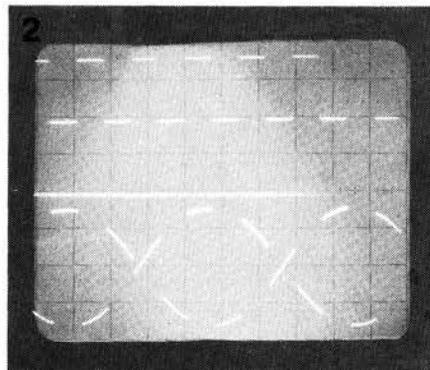
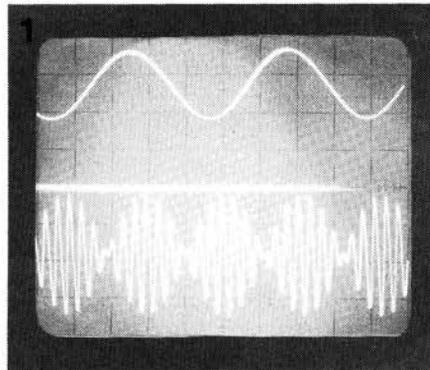


Figure 1. Le signal présenté à la partie inférieure de la photo est le résultat de la multiplication de l'onde sinusoïdale du tracé supérieur avec une seconde onde sinusoïdale de fréquence beaucoup plus élevée, effectuée par le modulateur en anneau.

Figure 2. Cette photo illustre le résultat de la multiplication d'une onde rectangulaire (tracé supérieur) et d'une onde sinusoïdale, se traduisant par le tracé à la partie inférieure.

500 Hz produira deux nouveaux signaux de 4 et 5 kHz. Par conséquent, quatre signaux dont les fréquences seront 2, 3, 4 et 5 kHz seront désormais disponibles à la sortie du modulateur, et ils constitueront un accord majeur. La relation musicale de la septième basse aura donc été transformée en une autre correspondant à un accord majeur.

Cependant, l'exemple qui vient d'être exposé n'est pas caractéristique, car il constitue davantage une exception qu'une règle qui voudrait que l'application de fréquences réparties selon une

Quand une onde en dents de scie est appliquée à l'une des entrées d'un modulateur en anneau et qu'une onde sinusoïdale pure, d'une fréquence de 300 Hz par exemple, est appliquée à l'autre entrée, chaque harmonique de la dent de scie est multipliée par la sinusoïde et une série de signaux dont les fréquences sont 0,7; 1,3; 1,7; 2,3; 2,7; 3,3 kHz... etc vont être disponibles à la sortie. On constate donc que la dent de scie originale de 1 kHz et la sinusoïde de 300 Hz ont été converties par le modulateur en anneau en une note

hauteur de son (pour autant que l'on puisse encore parler de "hauteur de son" s'agissant de telles tonalités) et du timbre, tandis qu'ils parcourent toute la gamme des possibilités tonales allant de la pure harmonie à la dissonance la plus stridente.

L'association de sons "normaux" et d'un signal de bruit permet également de réaliser des effets extrêmement intéressants en utilisant le modulateur en anneau en combinaison avec divers types de filtres, ainsi qu'en employant conjointement plusieurs modulateurs en anneau. Stockhausen, le compositeur moderne bien connu, a déjà écrit une oeuvre pour orgue Hammond et quatre modulateurs en anneau!

3

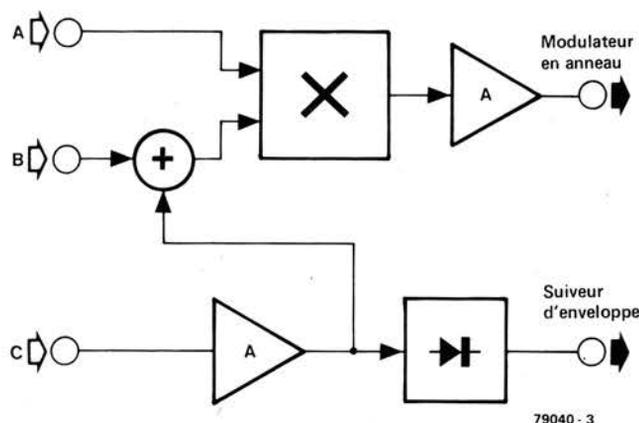


Figure 3. Schéma synoptique du modulateur en anneau d'Elektor.

relation musicale à l'entrée d'un modulateur en anneau résulterait en l'obtention à la sortie d'un accord cohérent d'un point de vue musical. Pour la plus grande partie des cas, la relation harmonique des signaux sommes et différences disponibles à la sortie du modulateur ne sera pas adéquate et le son obtenu sera dissonant, non musical.

Ceci est particulièrement vrai lorsque d'autres formes d'onde que la sinusoïde sont utilisées en tant que signaux d'entrée. Le photo 2 est une illustration de ce qui se produit lorsqu'une sinusoïde est multipliée par un signal rectangulaire d'entrée. Chacun sait que les formes d'onde périodiques non-sinusoïdales peuvent être considérées comme étant constituées d'une onde fondamentale sinusoïdale ayant la fréquence d'un signal particulier à laquelle s'ajoute un certain nombre d'harmoniques de la fondamentale, celles-ci étant des ondes sinusoïdales dont les fréquences sont des multiples de la fréquence fondamentale. En conséquence, par exemple, une onde en dents de scie, dont la fréquence est de 1 kHz, est formée de sinusoïdes dont les fréquences sont de 1, 2, 3 kHz... etc. Le caractère de la note résultante est fonction de l'intensité relative des harmoniques la composant.

complexe composée d'harmoniques n'ayant pas de relation musicale. Et si, la sinusoïde de 300 Hz est alors remplacée par un second signal en dents de scie, le signal de sortie obtenu a une structure harmonique encore plus "dense" et plus complexe. Rien qu'à l'extrémité inférieure du spectre, il contiendra les fréquences suivantes: 100, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1100, 1200, 1300, 1400, 1500, 1600 et 1700 Hz. Chacun de ces sons a une amplitude caractéristique, des fréquences particulières tendant à dominer alors que d'autres sont relativement atténuées. En raison de sa structure harmonique extrêmement complexe, le timbre du signal résultant ressemble à celui d'une grosse cloche ou d'un gong, ou encore au son d'une pièce métallique frappant une autre pièce métallique (le marteau sur l'enclume, par exemple). Ce type d'effet de percussion porte le nom de "klang" et les compositeurs de musique électronique l'utilisent fréquemment.

Les capacités du modulateur en anneau sont exploitées au maximum lorsque les deux signaux d'entrée subissent une variation de fréquence (modulés par un signal basse fréquence, par exemple). Il en résulte des sons qui témoignent de formidables évolutions à la fois de la

Doubleur de fréquence

Le modulateur en anneau est susceptible d'être utilisé dans des applications musicales plus "conventionnelles" en tant que doubleur de fréquence ou décaleur d'octave (doubler la fréquence équivaut naturellement à décaler la hauteur de son du signal pour l'amener à l'octave immédiatement supérieure). Pour obtenir ce résultat, il suffit simplement d'appliquer le même signal aux deux entrées du modulateur. Il est clair que, dans ce cas la fréquence différentielle des deux signaux d'entrée sera de 0 Hz, ce qui veut dire qu'il n'y aura pas de signal différentiel disponible à la sortie, alors que le signal somme aura doublé la fréquence du signal d'entrée initial. Lorsque le modulateur est utilisé en doubleur de fréquence de signaux non-sinusoïdaux ou polyphoniques, l'apparition d'une intermodulation très importante entre les harmoniques les composant engendre une série d'effets sonores très intéressants. Une autre possibilité consiste à soumettre les deux signaux d'entrée à l'action d'un générateur de phasing ou d'une chambre d'écho.

Enfin, le modulateur en anneau peut être employé de manière un peu moins traditionnelle en tant qu'amplificateur commandé en tension. La tension de commande est appliquée à l'une des entrées tandis que le signal devant être modulé est injecté à l'autre.

Le modulateur en anneau, instrument de musique

Les remarques qui précèdent ne font que souligner brièvement quelques-unes des applications "musicales" du modulateur en anneau. Il est évident néanmoins qu'il constitue un instrument parfaitement indiqué pour ceux que passionne le vaste champ de la musique expérimentale et les chercheurs d'effets sonores totalement nouveaux. Mais, c'est un instrument "difficile", exigeant de la part de celui qui l'utilise un haut degré d'habileté et de connaissances s'il désire en exploiter au maximum les capacités. Cependant, le modulateur en anneau est un équipement de base de la plupart des synthétiseurs de taille

moyenne, ainsi qu'un accessoire banal dans la panoplie des guitaristes, des "joueurs de clavier" et autres instrumentistes.

Un modulateur en anneau qui n'en est pas un

Après ce préambule un peu long, mais nécessaire, les aspects techniques du circuit vont être abordés. Il convient malgré tout de commencer par mettre un terme à un léger malentendu subsistant malencontreusement au sujet du véritable nom du circuit en question. En fait, l'expression "modulateur en anneau" s'applique à un type de circuit déterminé dont le fonctionnement est celui d'un multiplicateur à quatre quadrants (pour autant qu'il s'agisse de tensions alternatives), et qui, au début de l'ère de la musique électronique, fut employé pour produire cet effet particulier. Entretemps, cependant, des

que double" et désignerait donc un circuit assez délicat composé d'une association de sources de courants commandées en tension. Dans cet ordre d'idées, il est heureux que le modulateur symétrique double soit désormais disponible sous la forme d'un circuit intégré qui ne nécessite plus que l'adjonction de quelques composants accessoires pour réaliser un "modulateur en anneau" convenant aux applications musicales.

Circuit

La figure 3 présente le schéma synoptique du modulateur en anneau d'Elektor. On constatera que celui-ci (désigné par le signe X) comporte trois entrées. Les deux entrées A et B reçoivent des niveaux de signaux allant jusqu'à environ 1,5 V de crête à crête, ce qui les rend exploitables dans le FORMANT d'Elektor ainsi que dans d'autres synthétiseurs.

modulateur en anneau), utilise deux ampli-ops, A2 et A4, pour former un détecteur de crête amplificateur réalisant un circuit suiveur d'enveloppe dont l'amplitude de sortie va jusqu'à 10 V de crête à crête. La forme d'onde de sortie relative à l'enveloppe du signal d'entrée à niveau bas (entrée C) peut être employée en association avec un synthétiseur.

La figure 4 représente le schéma du circuit du modulateur en anneau, dont le coeur est IC1, modulateur symétrique double effectuant la multiplication des signaux d'entrée. C'est un circuit intégré LM 1496N de National (ou encore un MC 1496P de Motorola). Il est nécessaire de lui adjoindre quelques résistances externes pour que son fonctionnement soit satisfaisant. L'amplitude des deux signaux de sortie doit être limitée, car existe le danger que les signaux d'entrée ne soient pas suffisamment supprimés

4

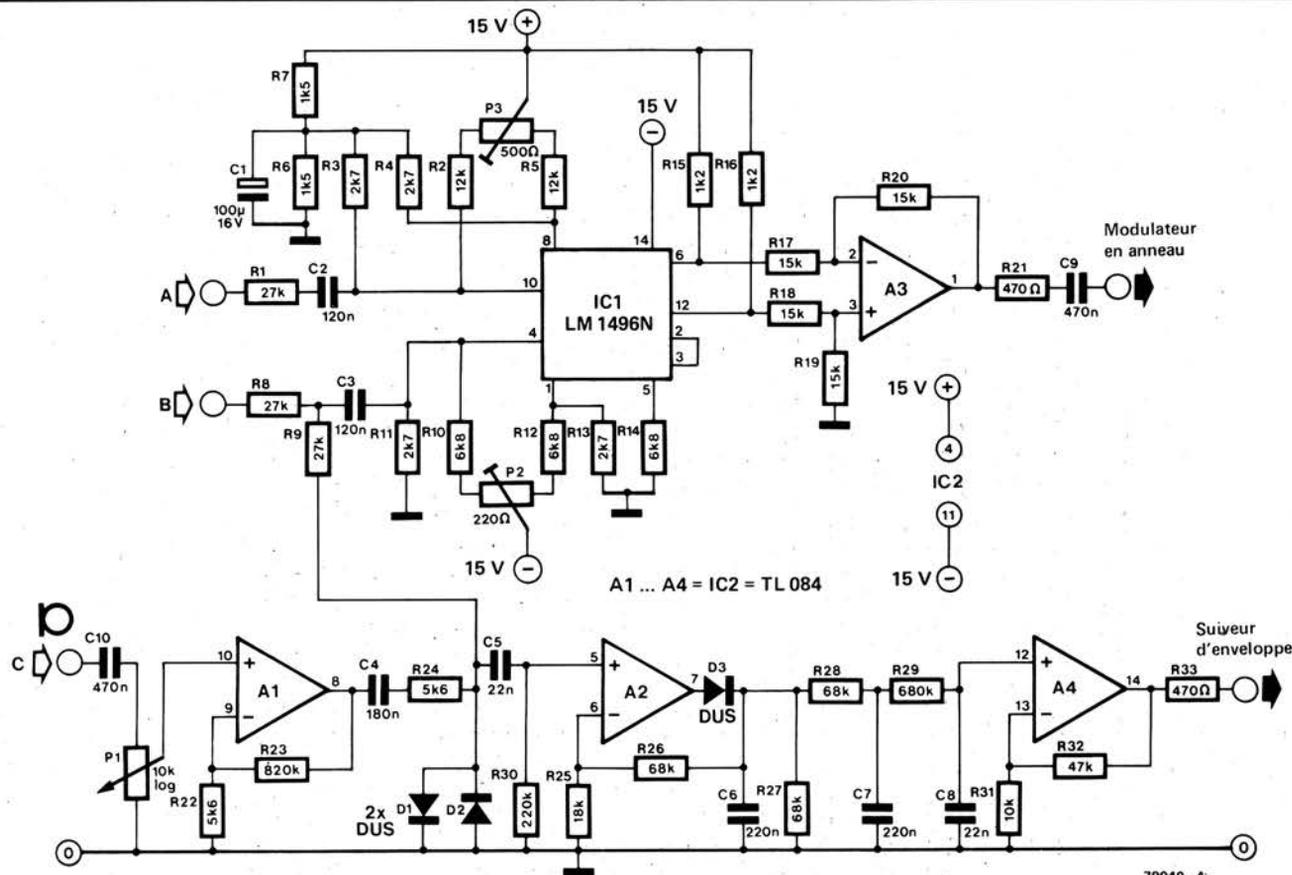


Figure 4. Schéma complet du circuit du modulateur en anneau. Le véritable processus de "modulation en anneau" est réalisé dans le circuit intégré modulateur symétrique double IC1.

circuits nouveaux et mieux adaptés ont été mis au point pour satisfaire le même objectif et ceux-ci sont utilisés presque exclusivement, dès lors qu'il s'agit d'applications musicales. Mais, la désignation de modulateur en anneau a subsisté, car la plupart des musiciens n'accordent d'intérêt qu'à ce qui sort de la "boîte noire" et non à ce qu'elle contient.

Ce type de multiplicateur, utilisé dans la plupart des circuits de modulation en anneau modernes, s'accommoderait mieux du nom de "modulateur symétri-

L'entrée C est équipée d'un préamplificateur dont le niveau d'entrée maximum est de 10 mV et qui est donc d'une sensibilité suffisante pour la plupart des phonocapteurs de guitares et des microphones.

Le fait que les entrées B et C puissent être utilisées simultanément tandis qu'elles sont mixées préalablement à leur entrée dans le circuit intégré du modulateur, constitue une autre caractéristique de ce montage.

Un dispositif complémentaire (bien que n'étant pas un élément fonctionnel du

et qu'ils apparaissent à la sortie. C'est la raison pour laquelle les signaux d'entrée sont maintenus à un niveau acceptable (environ 150 mVcc au maximum) à l'aide des réseaux diviseurs R1/R3 et R8/R11, ce qui a pour effet de garantir que les signaux d'entrée seront abaissés d'environ 50 dB à la sortie. Leur suppression peut être optimisée en ajustant les potentiomètres P2 et P3. R6 et R7 ajustent les tensions d'offset continues présentes aux bornes 8 et 10 du circuit intégré tandis que les autres résistances qui lui sont associées garan-

5

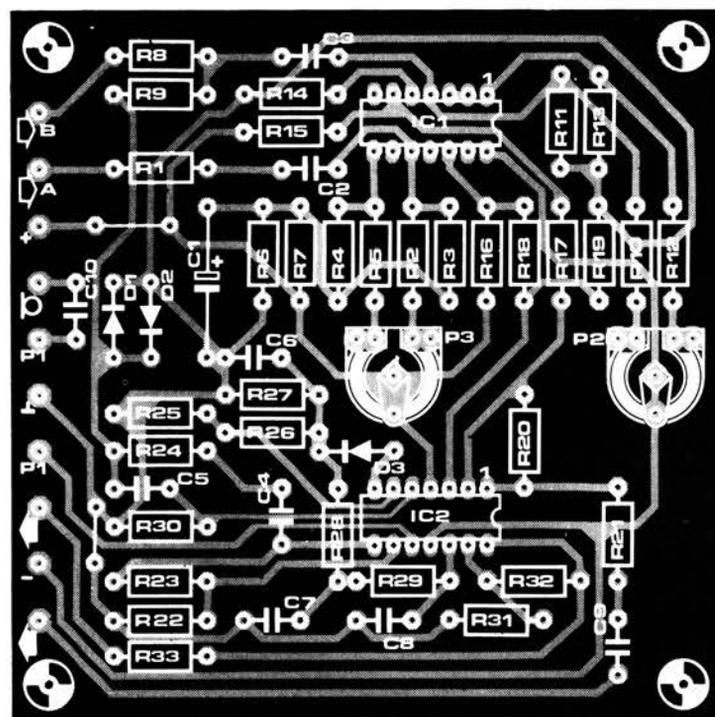
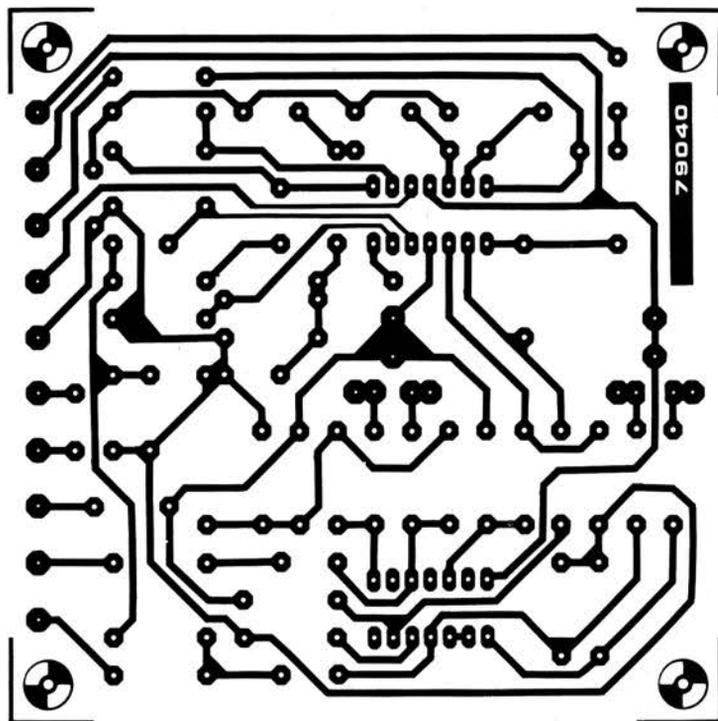


Figure 5. Circuit imprimé correspondant au schéma de la figure 4 (EPS 79040).

Liste des composants

Résistances:

R1, R8, R9 = 27 k
 R2, R5 = 12 k
 R3, R4, R11, R13 = 2k7
 R6, R7 = 1k5
 R10, R12, R14 = 6k8
 R15, R16 = 1k2
 R17 ... R20 = 15 k
 R21, R33 = 470 Ω
 R22, R24 = 5k6

R23 = 820 k
 R25 = 18 k
 R26, R27, R28 = 68 k
 R29 = 680 k
 R30 = 220 k
 R31 = 10 k
 R32 = 47 k
 P1 = potentiomètre 10 k log
 P2 = potentiomètre ajustable,
 220 Ω (250 Ω)
 P3 = potentiomètre ajustable,
 500 Ω

tissent la polarisation correcte des courants continus. La tension de sortie est ajustée à 1,5 Vcc qui est le niveau standard du synthétiseur FORMANT. L'ampli-op A3 fonctionne simplement en étage tampon de sortie.

L'entrée C, utilisant l'ampli-op A1 en préamplificateur, a été conçue en fonction des phonocapteurs de guitares, des microphones etc. Le niveau d'entrée de cet étage est réglable à l'aide de P1, tandis que sa sortie est appliquée au modulateur en anneau, par l'intermédiaire de R9, ainsi qu'au suiveur d'enveloppe via C5. Les diodes D1 et D2 sont montées pour bloquer en ce point les tensions excessivement élevées. Les deux autres ampli-ops, A2 et A4, font partie du suiveur d'enveloppe, le détecteur de crête étant formé par l'ensemble D3, C6 et A2. Le signal redressé est alors injecté au travers d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est de 10 Hz. Enfin, l'ampli-op A4 permet que la tension de sortie du suiveur d'enveloppe puisse évoluer entre 0 et 10 V environ.

Réalisation et montage

Le circuit peut être installé sur le circuit imprimé présenté en figure 5. Outre le MC 1496P, il existe un autre IC équivalent du LM 1496N, le S 5596 de Signetics. Malheureusement son brochage est différent et il ne peut donc être utilisé sur la platine de la figure 5. Les tensions d'alimentation du circuit sont de +15 V et -15 V. De l'ordre de quelques dizaines de milliampères, la consommation de courant est extrêmement faible. La mise au point du circuit est tout à fait simple: un signal est appliqué à l'entrée A et le potentiomètre P3 est ajusté pour qu'il soit aussi peu audible que possible à la sortie. Le même processus est appliqué au signal injecté à l'entrée B, et ce, grâce au potentiomètre P2. Finalement, toute la procédure est reprise, et le circuit se trouve prêt à l'utilisation. L'amateur de musique expérimentale peut s'embarquer pour ce qu'on lui souhaite être une fructueuse "odyssée" à la découverte de nouveaux horizons musicaux...

Condensateurs:

C1 = 100 μ /16 V
 C2, C3 = 120 n
 C4 = 180 n
 C5 = 22 n
 C6, C7 = 220 n
 C8 = 22 n
 C9, C10 = 470 n

Semi-conducteurs:

IC1 = LM 1496N (National) ou
 MC 1496P (Motorola)
 IC2 = TL 084
 D1 ... D3 = DUS

la séparation de la gauche et de la droite

circuit supprimeur de diaphonie



Le sujet de cet article ne sera pas la scène politique mais aura comme décor une salle de séjour où les deux enceintes d'une installation stéréo s'efforcent d'imposer chacune leur partition. Malheureusement une fraction, destinée à l'une, sera également reproduite par l'autre. Ce phénomène, avant toute autre chose, est surtout dû à la tête de lecture. Une société Japonaise a fait des recherches dans ce domaine et il s'est avéré que l'électronique peut nous venir en aide et apporter une amélioration sensible. Comment? C'est le propos de cet article. Afin que la gauche ne force pas la main à la droite. Et inversement, évidemment!

Depuis une bonne vingtaine d'années la stéréophonie est entrée dans les mœurs. Rien n'est plus banal. Autour des années quarante, les recherches dans ce domaine ont commencé et les chercheurs de l'époque ont bien mérité les honneurs de leurs travaux. Mais au fond, la stéréo, qu'est-ce que c'est? Pour rappel: il y a deux canaux sonores, droit et gauche, attaquant deux haut-parleurs, suffisamment écartés l'un de l'autre. La plage entre les deux haut-parleurs constitue un décor sonore, "l'image" stéréo (figure 1). La position d'un instrument particulier ou d'un soliste au sein de l'image stéréo est déterminée par l'amplitude relative (et la phase) du signal électrique correspondant sur chacun des canaux. Plus la différence entre les deux canaux sera grande, plus le son résultant semblera être émis par le canal sur lequel il est le plus fort. L'endroit où l'on peut situer un soliste déterminé, vocal ou instrumental, dépend de la disposition des haut-parleurs et du niveau du signal électrique dans les canaux de droite et de gauche.

Toute la lumière sur la diaphonie

Dans un cas idéal les informations de droite et de gauche ne seront mélangées

qu'après traduction en signaux musicaux par les haut-parleurs. En réalité, de légers mélanges des canaux droit et gauche se produisent déjà plus tôt à différents endroits de la chaîne. Ainsi les informations auront un peu de ressemblance. En ajoutant un peu de noir au blanc on obtient du gris-clair. Noir avec un peu de blanc donne un gris-foncé. La différence entre gris-clair et gris-foncé est moindre qu'entre noir et blanc (voir figure 2). Ce mélange prématuré et non souhaitable des deux informations (canaux) est dû à ce qu'on appelle la diaphonie. Plus ce phénomène est important, plus la ressemblance entre les deux canaux est grande et l'image stéréo d'autant plus étroite (figure 1b). Le décor sonore a tendance à se déplacer vers le milieu et l'auditeur a la sensation de n'entendre qu'un son. Dans un amplificateur, différentes causes peuvent être à l'origine de ce phénomène. Couplages capacitifs et/ou inductifs entre les fils de câblage ou pistes imprimées des deux canaux, l'alimentation commune, ou encore la conception de la balance peuvent mener à la diaphonie. Néanmoins, il ne s'agit pas là de facteurs déterminants, car la diaphonie qui se forme, ailleurs dans la chaîne, est bien plus importante. Par contre, si l'on souhaite

quand-même un ampli avec une excellente séparation des canaux (l'indication étant donnée en dB; la séparation sera la meilleure avec le nombre de dB le plus élevé), cela existe: alimentations séparées (voire stabilisées) pour les amplis de puissance, circuits imprimés séparés pour les canaux de gauche et de droite. Bref, un appareil mono en double, à part l'ébénisterie et le cordon secteur. Sachez pourtant que ce genre de luxe se paie très cher. Existe-t-il un autre endroit dans la chaîne où se produit encore plus de diaphonie? oui, au niveau du disque. D'abord celle qui s'est formée au moment de la gravure. On ne peut rien y changer. D'ailleurs, une séparation de 40 à 50 dB, au niveau du sillon, est aujourd'hui faisable.

Malheureusement on ne peut pas dire de même en ce qui concerne la cellule phonocaptrice. Dans le domaine des fréquences importantes pour la stéréo, c.à.d. entre quelques centaines et quelques milliers de Hz, la séparation des canaux sera de 20 à 25 dB. Dans le meilleur des cas, on peut atteindre 25 à 30 dB. Pour les fréquences plus hautes et plus basses la diaphonie sera plus élevée, mais c'est moins grave. L'origine de ce phénomène dans les têtes de lecture est assez complexe et nous nous limiterons à constater que parmi tous les éléments favorisant la diaphonie, c'est bien la tête de lecture qui est la plus coupable.

De la diaphonie à "la chuchophonie".

Peut-on élargir, jusqu'à disons 40 dB, la séparation des canaux dans les fréquences moyennes, tout en améliorant également un peu, la séparation dans les fréquences basses et hautes? Oui, d'après la société Japonaise Denon, qui a développé un circuit permettant les améliorations de la figure 3. L'appareil avec lequel on peut couper la parole à la diaphonie a été baptisé "Phono Crosstalk Canceller (PCC)", donc: "circuit supprimeur de diaphonie". Le dispositif est muni de quatre potentiomètres, accessibles de l'extérieur, dont deux sont utilisés pour le réglage (à l'oreille) de la diaphonie minimale du canal de gauche vers celui de droite et les deux autres pour une diaphonie minimale de la droite vers la gauche. Le réglage se fait à l'écoute d'un disque d'essai adéquat.

L'appareil est disponible comme unité indépendante; certains amplificateurs Denon sont déjà équipés du PCC.

Dites-le avec des vecteurs

Le "comment" de ce dispositif de suppression de diaphonie s'explique le mieux à l'aide des diagrammes de phase de la figure 4, où les tensions sont représentées par des vecteurs. Ajoutez une tension à une tension égale,

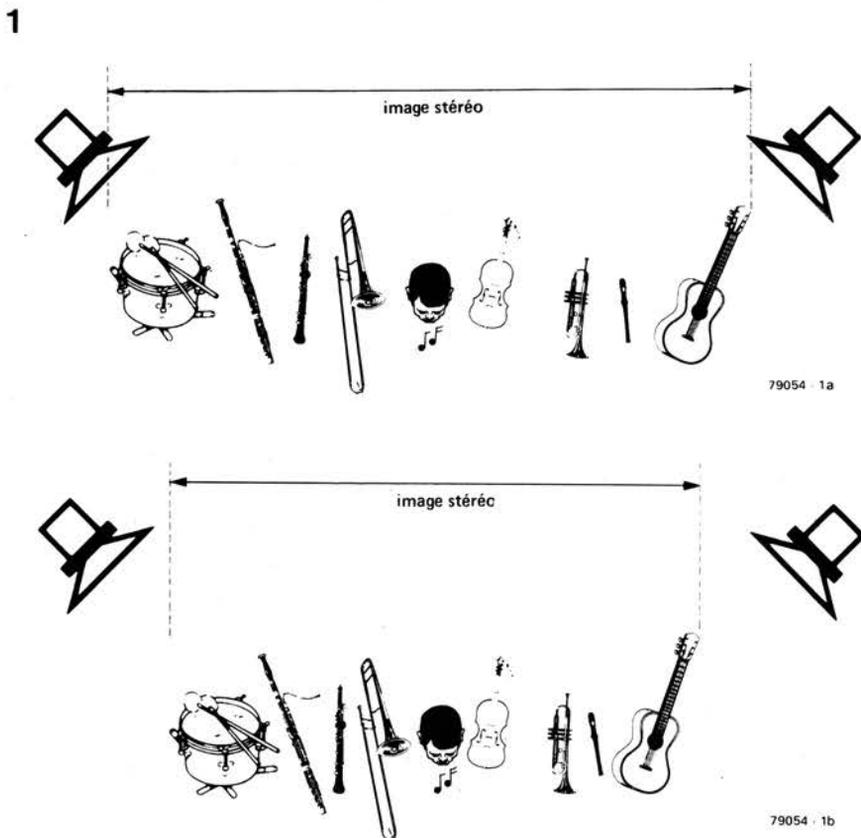


Figure 1. La diaphonie favorise un rapprochement des différents éléments séparés du décor sonore. "l'image" stéréo se resserre.

mais de phase opposée, et l'on obtient l'annulation. Un vecteur de la figure 4a d'une certaine longueur, ajouté à un autre vecteur, de même longueur mais de sens opposé, donne comme résultat un vecteur de longueur nulle, soit l'annulation.

Si une différence de phase φ existe entre deux tensions A et B, les vecteurs s'y rapportant, formeront aussi un angle φ l'un par rapport à l'autre (4b); l'addition des tensions donne la tension C et enfin, B déduit de A donne la tension D. Si dans la figure 4c la tension utile d'un canal est représentée par A et la tension de diaphonie de l'autre canal par B, on peut analyser B par un facteur de diaphonie C, en phase avec le signal principal A, et un facteur de diaphonie D, déphasé de 90° par rapport au signal principal. Pour éliminer la diaphonie il suffit de fabriquer les tensions C' et D' (résultant en B') et de les ajouter au signal composé du signal principal et du signal de diaphonie.

Ce raisonnement s'applique de la même façon à la figure 4d où le facteur de diaphonie est déphasé de 180° par rapport à celui de la figure 4c. En supposant que la valeur de φ et la longueur de B soient indépendantes de la fréquence, la suppression de diaphonie pourrait être totale mais cela ne correspond pas à la réalité et un coup d'œil sur la figure 3 nous l'apprend vite, dommage! Par contre, la nécessité d'obtenir une suppression du phénomène est la plus importante dans le

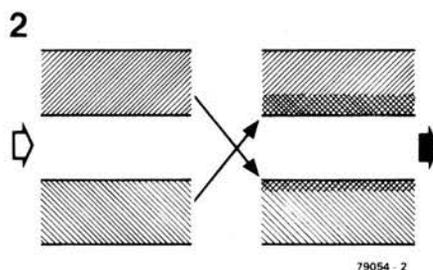


Figure 2. Représentation schématique de la diaphonie entre deux canaux. Plus les plages de recouvrement sont larges, plus la stéréophonie a tendance à ressembler à la monophonie. Le dessin de notre figure montre une diaphonie asymétrique, c.à.d. que celle d'un canal vers l'autre n'est pas identique à celle de l'autre vers le premier.

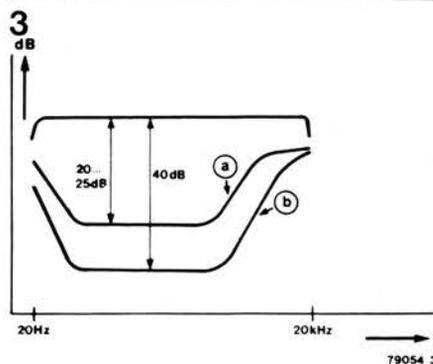


Figure 3. Séparation des canaux en fonction de la fréquence, avec (a) et sans (b) circuit supprimeur de diaphonie.

domaine des fréquences moyennes, là où φ et B sont à peu près constants (voir la séparation des canaux en dB). C'est donc là que le principe va pouvoir être utilisé. Certaines têtes de lecture fonctionnent d'après le principe de la figure 4c et d'autres d'après la figure 4d. On doit donc pouvoir régler indépendamment les tensions C' et D' qui doivent se trouver disponibles dans les deux polarités (phases), d'où les deux potentiomètres. D'autre part, la diaphonie d'un canal vers l'autre n'étant pas nécessairement égale à celle de l'autre vers l'un (asymétrie), les réglages doivent se faire séparément pour les deux canaux, donc à l'aide de quatre potentiomètres.

Synoptique du PCC-1000

La figure 5 montre le schéma synoptique du "Phono Crosstalk Canceller" PCC-1000 de Denon. On peut y voir les composants de chaque canal: deux déphaseurs 180° , un déphaseur 90° , deux potentiomètres mono munis d'une prise médiane reliée à la masse, puis un circuit totaliseur et c'est tout. Les tensions prélevées sur les curseurs de potentiomètres d'un canal seront rajoutées au circuit totaliseur de l'autre canal. Grâce à la prise médiane, reliée à la masse, nous disposons de deux polarités pour les quatre tensions de compensation, c'est la tête de lecture qui déterminera la polarité adéquate.

Le PCC-1000 plus en détail

Le schéma du circuit est donné à la figure 6. Etant donné que le dispositif est destiné à être branché entre la sortie magnétophone (lecture) et l'entrée magnétophone (entrée monitor) du (pré)amplificateur, ces prises de raccordement se trouvent détournées de leur usage initial. Des prises de connection pour magnétophone ont été prévues sur l'appareil et S2 remplace la position "magnétophone" du sélecteur d'entrées du préamplificateur. Avec le commutateur S3 on peut choisir entre "canal de gauche seulement" (position 1), "canal de droite seulement" (position 3) et enfin "canal de gauche plus canal de droite" (position 2). Les positions 1 et 3 servent aux réglages; en fonctionnement normal (stéréo), la position 2 est utilisée. Le sélecteur S1 met le circuit suppresseur de diaphonie en ou hors circuit. Nous allons commencer l'analyse du schéma par la fin. Les transistors 5,7 et 9, respectivement 6,8 et 10, associés à bon nombre de résistances et condensateurs, forment l'amplificateur sommateur; les trois signaux d'entrée (figure 5) y sont appliqués à travers les résistances R29, R31 et R33, respectivement R30, R32 et R34; le point commun de ces résistances se trouve à la masse virtuelle. La tension de collecteur de TR1 (TR2)

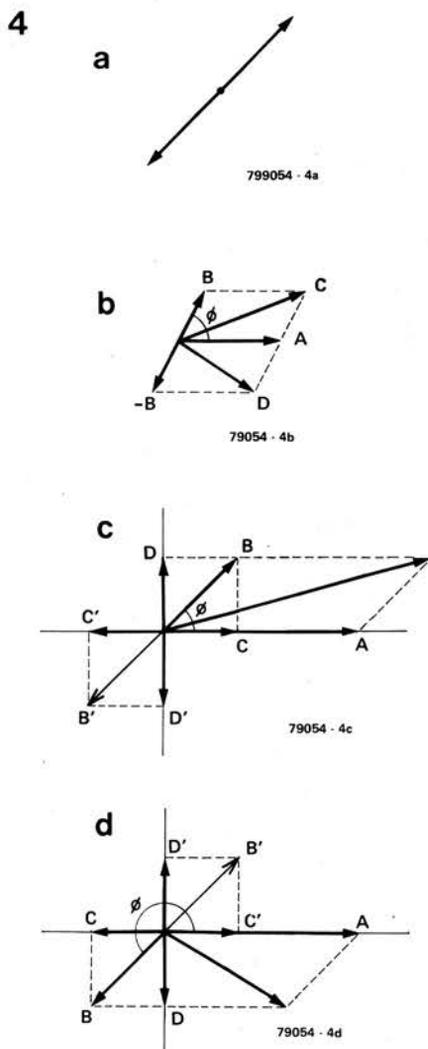


Figure 4. Ce diagramme de phase illustre comment annuler la diaphonie en ajoutant à un signal d'amplitude égale mais de phase opposée.

5

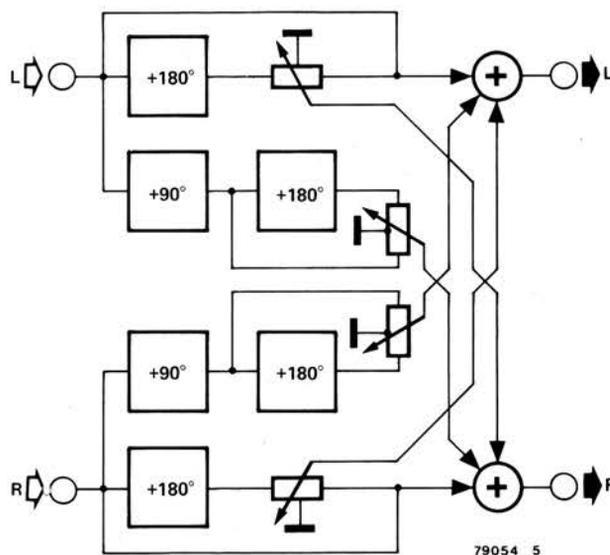


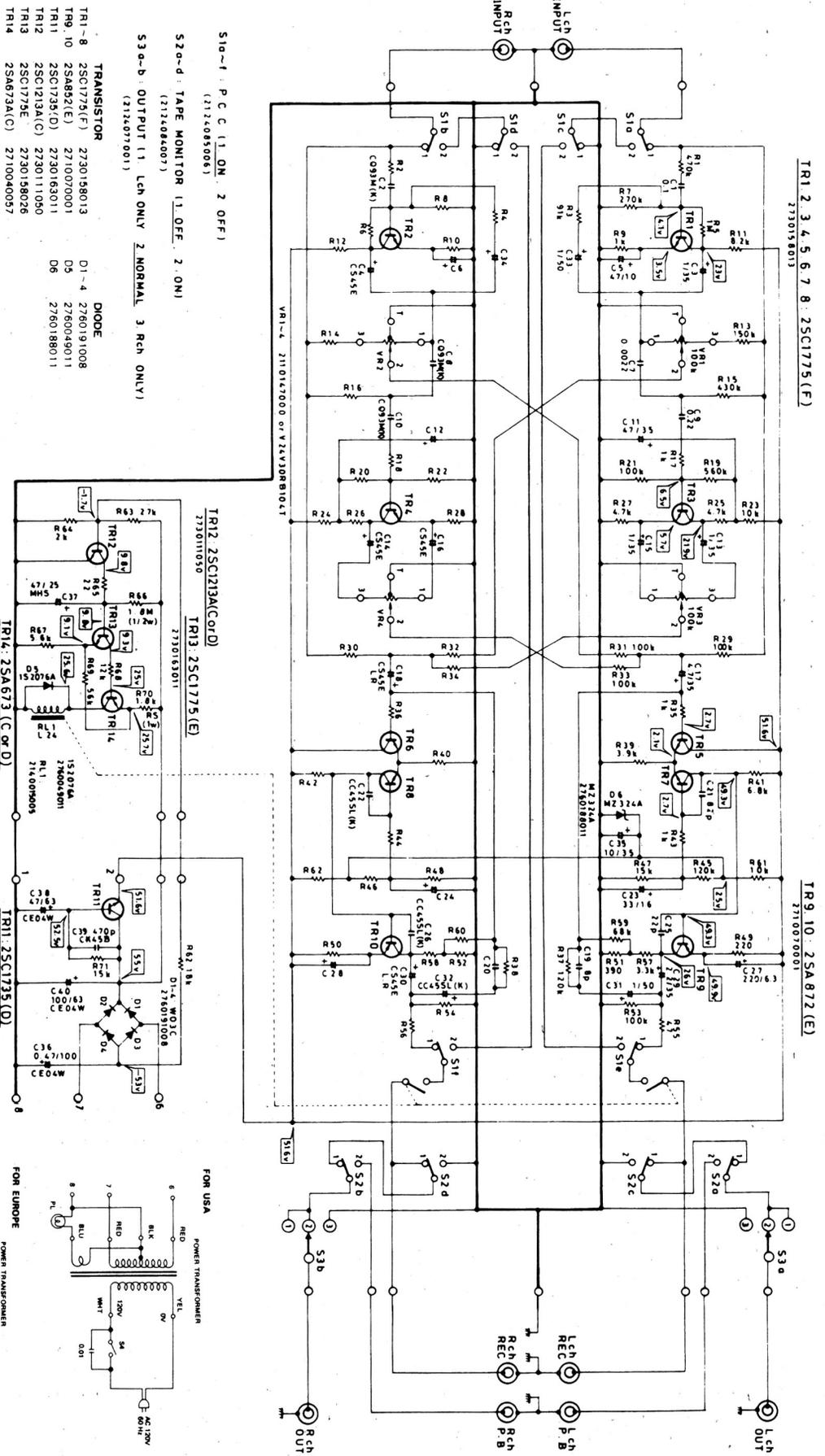
Figure 5. Schéma synoptique du "Phono Crosstalk Canceller" PCC-1000 de Denon.

est en opposition de phase par rapport à la tension d'entrée. La tension sur le curseur de VR1 (VR2) détermine l'amplitude et la phase (polarité) de la tension de compensation C' (voir figures 4c et 4d). Un déphasage de 90° se produit sous l'influence du réseau RC: C7/R15 (C8/R16). L'étage formé autour de TR3 (TR4) introduit de nouveau un déphasage de 180° . La tension au curseur de VR3 (VR4) détermine l'amplitude et la phase (polarité) de la tension de compensation D' (voir figure 4c et 4d). Il n'y a rien d'autre d'important à dire en ce qui concerne le schéma de principe de la figure 6, le reste étant l'alimentation.

Avec ou sans diaphonie?

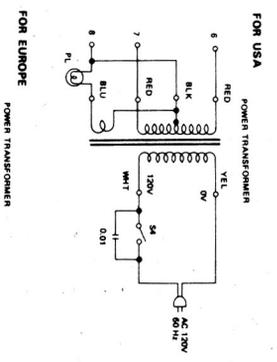
En conclusion on peut se demander si ces améliorations qui sont si spectaculaires en décibels le sont également à l'oreille. Très bonne question! Nous croyons que oui, mais on rencontre déjà trop de bancs d'essai où l'image stéréophonique de la cellule X l'emporte sur la cellule Y, alors qu'en réalité la séparation des canaux était bien souvent moins bonne pour X que pour Y. Mais nous ne voulons pas entrer dans une polémique à ce propos: notre curiosité s'est réveillée. Ce n'est ni la complexité, ni le coût qui feront obstacle à l'électronique. Nous aurons certainement l'occasion d'y revenir. ■

CROSSTALK CANCELLER PCC-1000



- S1a-f : P C C (1 ON, 2 OFF)
 (2121085006)
 S2a-d : TAPE MONITOR (1 OFF, 2 ON)
 (2121084007)
 S3a-b : OUTPUT (1 Lch ONLY, 2 NORMAL, 3 Rch ONLY)
 (2121077001)
- | TRANSISTOR | | DIODE | | |
|------------|-------------|------------|------|-------------|
| TR1-8 | 2SC1773(F) | 2730158013 | D1-4 | 2760191008 |
| TR9, 10 | 2SA852(E) | 2710070001 | D5 | 2760049011 |
| TR11 | 2SC1735(D) | 2730163011 | TR12 | 2SC1213A(C) |
| TR12 | 2SC1213A(C) | 2730111050 | TR13 | 2SC1773E |
| TR13 | 2SC1773E | 2730158026 | TR14 | 2SA673A(C) |
| TR14 | 2SA673A(C) | 2710040057 | | |

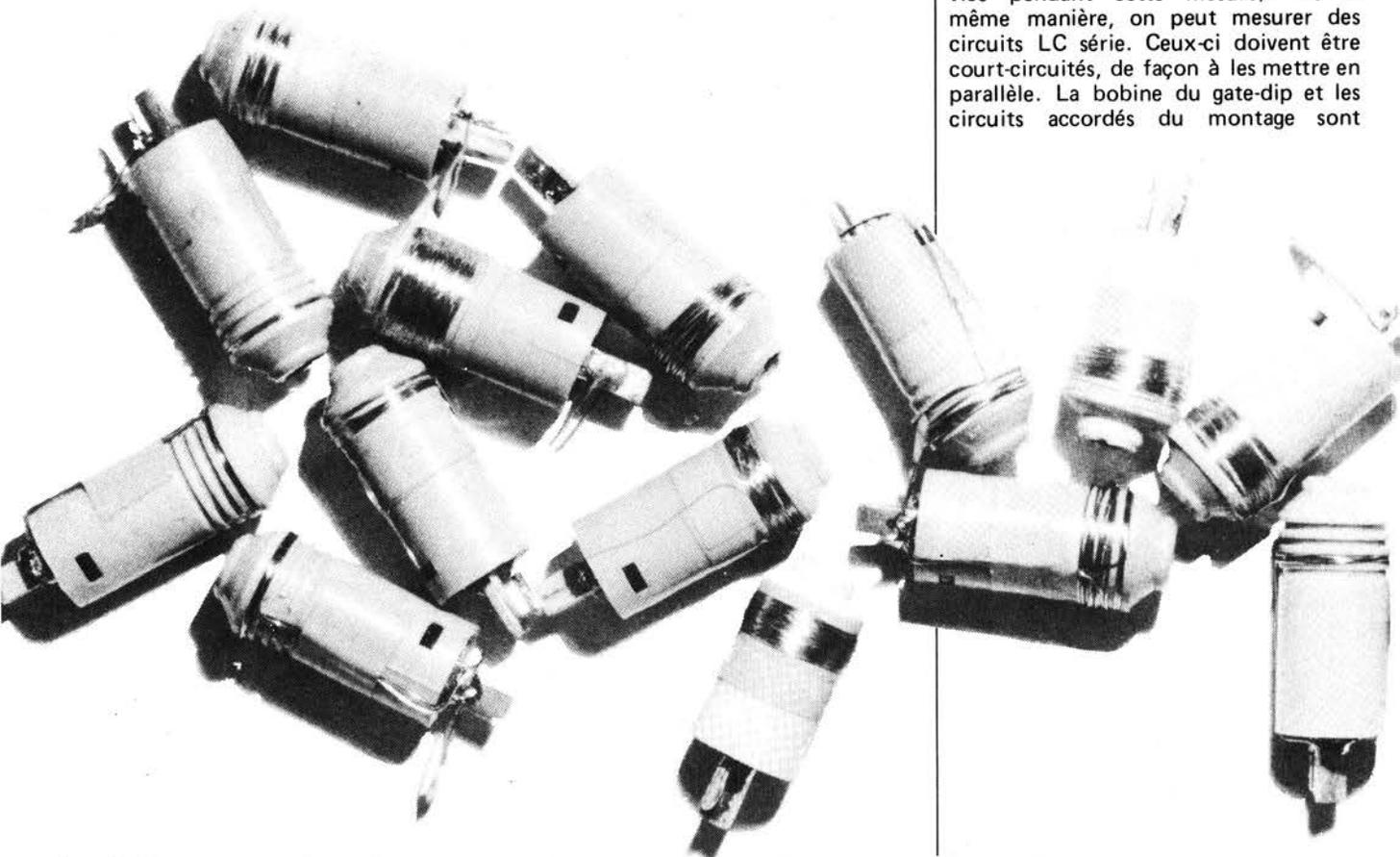
NOTES
 ALL RESISTANCE VALUES IN OHM K=1,000 OHM M=1,000,000 OHM
 ALL CAPACITANCE VALUES IN MICRO FARAD P=PICTO-FARAD
 EVERY VOLTAGE AND CURRENTS IS MEASURED AT NO SIGNAL INPUT CONDITION.
 CIRCUIT AND PARTS ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT PRIOR NOTICE.



79054 6

Figure 6. Le schéma complet du circuit suppresseur de diaphonie.

gate-dip



la fréquence de résonance des circuits LC déterminée instantanément

Le réglage des circuits accordés en technique HF exige un appareillage relativement coûteux. Peu d'électroniciens amateurs peuvent se permettre de pareilles dépenses. Il existe toutefois une méthode meilleur marché et plus simple: le gate-dip (autrefois nommé grid-dip). C'est donc un appareil qui ne devrait manquer à l'arsenal des instruments de mesure d'aucun électronicien amateur.

Un gate-dip (au temps des tubes électroniques encore nommé grid-dip) est un appareil pratique à l'aide duquel on peut déterminer la fréquence de résonance des circuits accordés HF d'une manière simple, sans être obligé de réaliser de quelconques connections galvaniques. La détermination des fréquences de résonance s'effectue comme suit:

Le gate-dip dispose d'une bobine qui fait partie d'un oscillateur à fréquence variable. Cette bobine est placée dans le voisinage du circuit LC parallèle à mesurer (le montage dans lequel se trouve ce circuit accordé est hors service pendant cette mesure). De la même manière, on peut mesurer des circuits LC série. Ceux-ci doivent être court-circuités, de façon à les mettre en parallèle. La bobine du gate-dip et les circuits accordés du montage sont

couplés magnétiquement. Plus la fréquence du gate-dip approche de la fréquence de résonance du circuit passif, plus l'oscillateur se charge (amortissement). Un petit instrument de mesure indique cette approche. Au moment où la déviation atteint un maximum, le circuit passif est en résonance et la fréquence peut être lue sur une échelle graduée. Le gate-dip décrit dans cet article fait usage d'une diode lambda.

La diode lambda

Beaucoup d'entre vous n'ont sûrement jamais entendu parler des diodes lambda; c'est pourquoi nous allons un peu nous attarder sur ce composant. Peut-être avez-vous déjà eu l'occasion d'entendre parler d'une diode tunnel? La particularité de cette diode est qu'une partie de sa caractéristique tension-courant

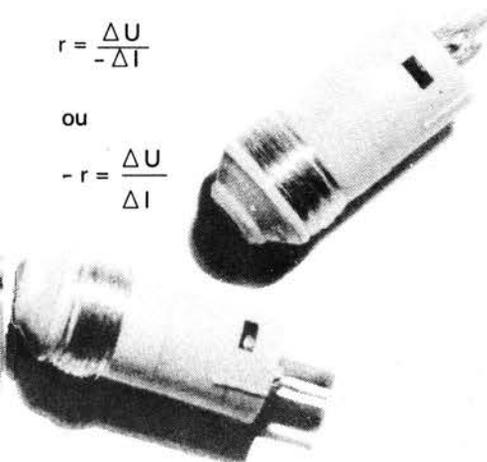
présente une résistance dynamique (résistance différentielle) négative. Cette propriété fut découverte en 1957 par le Docteur *Léo Esaki*. Résistance négative, voilà un concept bizarre, alors qu'habituellement nous ne parlons jamais que de résistances positives. Une résistance positive (normale) présente un rapport proportionnel entre le courant et la tension. Si l'on augmente la tension aux bornes de la résistance, le courant augmente de façon proportionnelle. A l'inverse, une résistance négative présente une proportionnalité inverse entre courant et tension; si la tension diminue, le courant augmente.

La figure 1 montre la caractéristique d'une diode tunnel. Dans le domaine - r, la résistance dynamique de la diode tunnel est négative. On peut s'en rendre compte de la façon suivante: supposons la diode polarisée au point P. Augmentons la tension d'une valeur ΔU , le courant diminue d'une valeur ΔI , en d'autres mots, le courant a augmenté d'une fraction négative ($-\Delta I$). La résistance dynamique est donc:

$$r = \frac{\Delta U}{-\Delta I}$$

ou

$$-r = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$



La résistance différentielle négative est minimale à l'endroit où la caractéristique est la plus verticale. En ce point, l'effet de résistance négative est donc maximal.

La question qui se pose maintenant est de savoir ce que l'on peut bien pouvoir faire avec une résistance négative. En

1

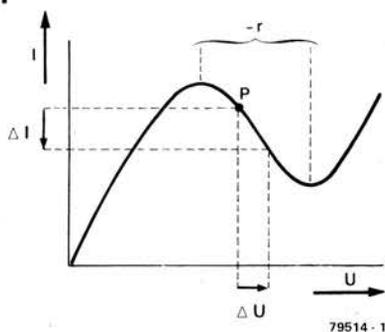
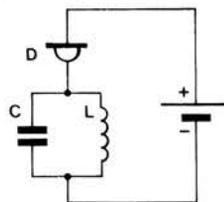


Figure 1. Une diode tunnel possède une caractéristique bizarre. En un endroit donné, la résistance dynamique est négative. Dans cette zone, la diode tunnel fonctionne comme un élément actif.

fait, on peut se dire qu'une résistance négative est l'inverse d'une résistance positive et constitue de ce fait un élément actif. On devrait pouvoir en faire un oscillateur, et c'est d'ailleurs un des usages les plus fréquents de la diode tunnel. La figure 2 montre un exemple simple d'oscillateur utilisant une diode

2



79514 - 2

Figure 2. Un nombre réduit d'éléments est nécessaire pour construire un oscillateur à diode tunnel. La simplicité du montage est une caractéristique de ce genre d'oscillateurs.

tunnel. Le courant moyen dans la diode tunnel s'ajuste de lui-même à l'endroit où l'effet de la résistance négative est le plus prononcé (donc à l'endroit le plus abrupt de la zone de résistance négative). Les qualités d'un oscillateur à diode tunnel sont, entre autres, une consommation minimale, une bonne stabilité en fréquence et, last but not least, la simplicité du circuit. De meilleurs résultats ont encore été obtenus depuis l'introduction des FET. C'est pourquoi l'usage des diodes tunnel n'est presque plus de mise de nos jours. En fait, les circuits à base de FET sont d'application un peu plus compliquée, c'est pour cette raison que beaucoup de chercheurs ont été amenés à trouver une solution plus simple. Le résultat de cette recherche de la perfection est la diode lambda. Cette diode est constituée d'un FET à canal N et d'un FET à canal P, et présente entre anode et cathode une caractéristique à peu près identique à celle de la diode tunnel. La diode lambda peut être utilisée comme élément actif d'oscillateurs. Un exemple de cette application est l'oscillateur de notre gate-dip.

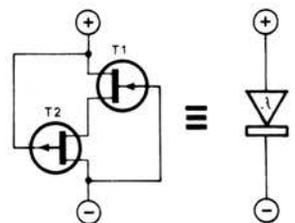
Le gate-dip

La figure 4 représente le schéma du gate-dip. En faisant usage d'un stabilisateur de tension, le montage peut être alimenté par une pile de 9V, ce qui en comparaison de l'alimentation secteur présente des avantages pratiques. La diode lambda est formée par le FET T1 et le transistor T2. La configuration est sensiblement différente de celle de la figure 3, mais du point de vue des courants alternatifs, le résultat est exactement le même. Vu la faiblesse relative de la pente des FET à canal P, il a été fait usage d'un transistor comme remplaçant. Le circuit oscillant est constitué par une bobine L_x et une capacité

variable C3 à l'aide de laquelle la fréquence peut être ajustée. La diode lambda est polarisée en un point quelconque où la résistance est négative. Les diodes D1 et D2 veillent à une limitation favorable de la plage de réglage.

R1, D3 et C2 forment un redresseur, qui redresse la tension de l'oscillateur. Une tension continue négative prend donc naissance aux bornes de D3 (L_x peut être considérée comme un court-circuit en courant continu), elle sera utilisée comme tension de réglage pour la diode lambda (via la grille de T1). Cette tension est transmise au FET T3 (connecté par l'intermédiaire d'un réseau de filtrage R2-C4). Le potentiomètre est réglé de façon à ce que l'instrument de mesure soit environ à zéro. Si on place maintenant la bobine L_x dans les environs d'un circuit LC à mesurer, et que l'on fait varier la fréquence à l'aide de C3, la tension négative sur D3 diminue à mesure que l'amortissement, causé par les pertes d'énergie dans le circuit, croît. Une diminution de la tension négative fait augmenter le potentiel de la source de T3, qui à son tour fait dévier l'appareil de mesure. A l'instant où la déviation est maximale, la valeur de C3 donne la fréquence de résonance du circuit. A l'inverse des grid-dips, il faut donc s'arranger pour ajuster C3 afin d'obtenir la déviation maximum.

3

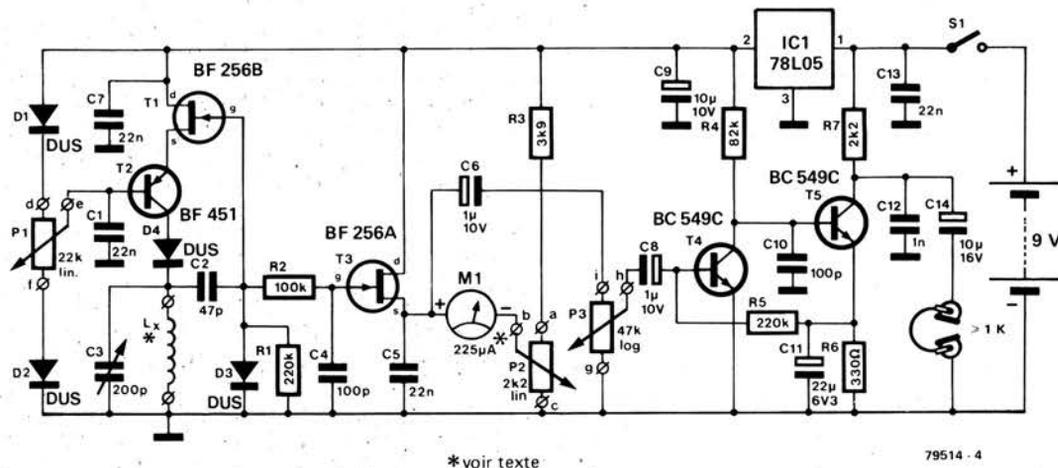


79514 - 3

Figure 3. Si on relie un FET canal N et un FET canal P de cette façon, on obtient une diode lambda. Cette diode possède une caractéristique équivalente à celle de la diode tunnel.

Le fonctionnement d'un oscillateur peut être contrôlé lui aussi à l'aide du gate-dip. Pour cela, il suffit d'approcher la bobine aux environs du circuit oscillant. Entre les fréquences d'oscillation des deux circuits, prend naissance une interférence. Un ajustement précis de C3 permet d'obtenir des fréquences de battement dans le domaine audible. Ces fréquences relativement basses, ne sont pas suffisamment redressées et apparaissent par conséquent sur la base de T3. Ce signal est transféré à un amplificateur de sortie, construit autour de T4 et T5. Les fréquences des battements sont mises en évidence par un écouteur. Le potentiomètre P3 sert de contrôle de volume. Lors du contrôle des circuits accordés de récepteurs, il est même possible de

4

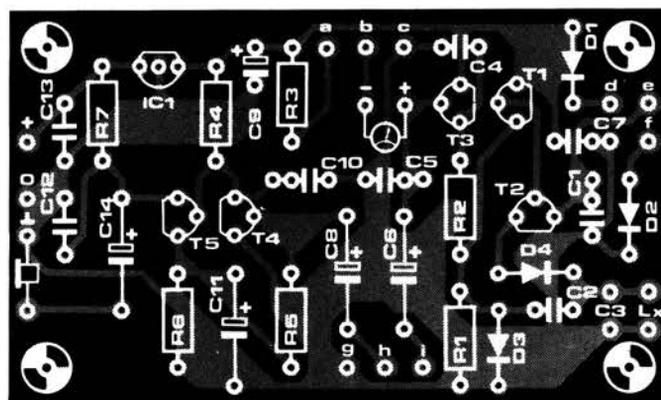
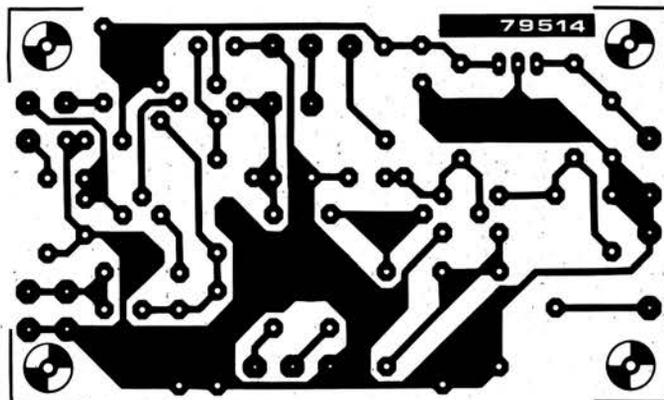


*voir texte

79514 - 4

Figure 4. Le schéma complet du gate-dip. Le FET T1 et le transistor T2 forment la diode lambda. A première vue, cette configuration ne ressemble pas à celle de la figure 3. Du point de vue des courants alternatifs, la base de T2 est reliée au drain de T1 et la gâchette de T1 au collecteur de T2. Le schéma équivalent en alternatif correspond donc à celui de la diode lambda, sauf qu'ici, le FET est remplacé par un transistor.

5



Liste des composants

Résistances:

R1, R5 = 220 k
 R2 = 100 k
 R3 = 3k9
 R4 = 82k
 R6 = 330Ω
 R7 = 2k2
 P1 = 22k lin.
 P2 = 2k2 lin.
 P3 = 47k log.

Condensateurs:

C1, C5, C7, C13 = 22n
 C2 = 47p
 C3 = 200p variable
 C4 = 100p
 C6, C8 = 1μ/10V
 C9 = 10μ/10V tantale
 C10 = 100p
 C11 = 22μ/6,3V
 C12 = 1n
 C14 = 10μ/16V

Semi-conducteurs:

T1 = BF256B
 T2 = BF451
 T3 = BF256A
 T4, T5 = BC549C
 IC1 = 78L05
 D1 ... D4 = DUS

Divers:

L1 : voir texte et tableau
 M1 : galvanomètre 225μA (ou plus sensible)
 S1 : interrupteur simple
 7 fiches pour haut-parleur (en matière plastique)
 1 prise châssis pour fiche de haut-parleur.

Figure 5. Le dessin et la disposition des éléments du circuit imprimé. La bobine L n'est pas montée sur le circuit imprimé mais y est connectée par l'intermédiaire d'une prise pour haut-parleur (en matière plastique). On peut enficher de cette manière différentes bobines dans la partie châssis de la prise, ce qui permet de disposer de différentes gammes de mesure.

démoduler directement le signal selon le principe de la conversion directe: en ajustant soigneusement l'oscillateur du gate-dip pour un battement nul. L'oscillateur à diode lambda fonctionne

alors comme un étage mélangeur auto-oscillant. Cette propriété rend possible l'étalonnage précis de l'échelle de fréquences (de plus amples détails seront donnés plus loin).

Construction

La figure 5 donne le dessin et la disposition des composants du circuit imprimé. La bobine L_x n'est pas montée sur le circuit imprimé, mais sur une

fiche (en matière plastique) utilisée pour les haut-parleurs. Ceci permet l'interchangeabilité facile des bobines, et l'accès à plusieurs gammes de mesure. Le tableau donne la correspondance entre les différents bobinages et les fréquences couvertes.

Les bobines sont montées chacune sur une fiche de haut-parleur, le plus loin possible des connexions métalliques (voir figure 6). Si du fer se trouve près de la bobine, il y a création de pertes-fer, qui augmentent avec la fréquence. L'ennui de ces pertes est qu'après chaque ajustement de C3, il se produit un dérèglement du zéro de l'appareil de mesure. Ce phénomène n'est pas trop grave, car l'appareil de mesure ne sert ici que d'indicateur. Néanmoins, trop de pertes font tellement dévier l'aiguille, que le point précis d'ajustement n'est même plus discernable.

Les extrémités du fil émaillé sont soudées aux bornes de raccordement de la fiche

fil courts. Cette manière de procéder facilite l'échange des bobines couvrant l'ensemble des gammes de mesure.

Le condensateur d'accord C3 est lui aussi connecté au circuit imprimé par des câbles courts et de gros calibre; des fils trop longs empêchant toute mesure au-delà de 80 MHz.

Calibration et usage

Avant de pouvoir équiper le gate-dip d'une échelle calibrée, il faut d'abord s'habituer au maniement de ce nouvel appareil. Il n'existe pas à proprement parler de véritable point de réglage. Les potentiomètres P1 et P2 doivent être ajustés de façon à ce que le creux soit le mieux possible mis en évidence. L'instrument de mesure doit être considéré à cet effet comme un indicateur; ce n'est pas tant l'indication mais bien le comportement de l'aiguille qui importe. P2, plus que de servir de réglage de zéro,

bine caprice) cela peut être corrigé par un réglage correct de P2.

Le potentiomètre P1 sert de réglage de polarisation de la diode lambda. Ce réglage détermine la sensibilité du gate-dip. Une mise au point valable peut se conduire comme suit:

Tourner le curseur de P1 vers la cathode de D1. L'oscillateur est hors service et la déviation de l'aiguille maximale. S'assurer que l'aiguille ne bute pas en fin de course (si nécessaire, corriger à l'aide de P2). Tourner le curseur de P1 dans l'autre direction. A un certain moment, la déviation diminue (l'oscillateur fonctionne). Continuer à tourner le potentiomètre P1 jusqu'à atteindre une déviation minimale (ajuster éventuellement P2). Ajuster l'aiguille, à l'aide de P2, entre ces deux limites. Après échange de L1, la position de P2 doit à nouveau être corrigée.

Afin d'acquérir une expérience dans les réglages, on peut s'entraîner à ausculter un circuit oscillant dont la fréquence de résonance est connue. On peut essayer d'augmenter la sensibilité en jouant expérimentalement sur la valeur de P1.

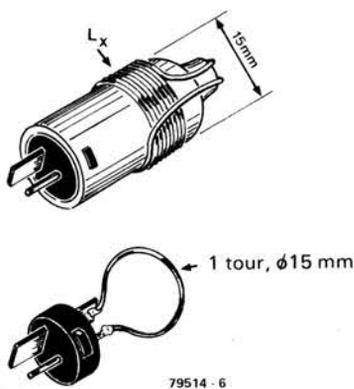
La procédure qui va suivre a pour but de permettre la calibration du condensateur variable C3. Nous allons utiliser le gate-dip comme démodulateur AM. Un fil vertical ou horizontal d'une longueur minimum de 10 m sert d'antenne. (Pour les habitants d'appartements: il s'agira de 10 m "par-dessus le balcon"). Une spire de couplage lie magnétiquement l'antenne et la bobine du gate-dip (voir figure 7). L'extrémité libre de la spire de couplage doit être reliée à la masse (conduite d'eau ou masse la plus proche). Le condensateur C3 est ajusté jusqu'à réception dans les écouteurs d'un émetteur AM connu. La fréquence de l'oscillateur est donc égale à celle de la porteuse de l'émetteur (voir à cet effet divers programmes, journaux etc.). En s'accordant sur plusieurs émetteurs différents, on obtient plusieurs points de calibration de l'échelle de fréquence dont est équipé le condensateur variable. La calibration des gammes supérieures peut à la rigueur s'effectuer en utilisant des circuits accordés dont la fréquence d'oscillation est connue.

La position de P1 pour laquelle la réception est la plus forte donne automatiquement la sensibilité maximale lors de l'utilisation en gate-dip. Afin de rendre le réglage plus facile, il est conseillé d'adapter un frein mécanique sur le condensateur variable.

Tableau:

Nombre de tours	Ø fil de Cu	Fréquences
230	0,1 mm	374 kHz ... 871 kHz
110	0,1 mm	701 kHz ... 1616 kHz
47	0,2 mm	1535 kHz ... 4326 kHz
23	0,2 mm	2712 kHz ... 7224 kHz
12	0,6 mm	6777 kHz ... 21,2 MHz
5	0,6 mm	12,6 MHz ... 45,6 MHz
2	0,6 mm	27 MHz ... 80 MHz
1	1 mm	50 MHz ... 150 MHz

6

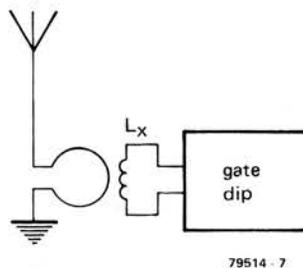


79514 - 6

Figure 6. Ce dessin montre clairement la façon de fabriquer les bobines. Il est important d'éloigner au maximum les bobinages de toutes parties métalliques afin de limiter les pertes fer.

en les passant au travers du trou prévu pour le passage du fil. La partie châssis de la fiche est montée sur le boîtier du gate-dip. Elle est raccordée au circuit imprimé par l'intermédiaire de gros

7



79514 - 7

Figure 7. L'utilisation du gate-dip comme démodulateur AM permet l'étalonnage précis de l'échelle des fréquences (principe de la conversion directe). Un fil horizontal ou vertical d'une longueur de 10 m sert d'antenne.

sert surtout à maintenir l'aiguille dans la zone utile de l'instrument de mesure. Si l'aiguille dévie trop (par exemple à cause de pertes d'énergie dans les pièces métalliques situées au voisinage de la bo-



des mesures dans les règles

normes de mesure pour amplificateurs audio

Il faut faire attention, lorsqu'on est amené à acheter un équipement audio, au fait que les caractéristiques mentionnées dans les publicités et dans la littérature fournie par le fabricant, peuvent se révéler tristement trompeuses. Très souvent, les "consommateurs" comprennent mal le "jargon" technique; de plus les fabricants ont tendance à faire ressortir les chiffres qui mettent leur produit en valeur et à indiquer les autres caractéristiques en tout petit... et encore. La confusion devient complète quand toutes sortes de nouvelles tromperies sont insérées dans des tableaux de caractéristiques "pseudo-techniques".

Citons, par exemple, la "puissance musicale instantanée de crête", le "canal piloté", etc... Pouah!!! L'Institut Américain de la Haute Fidélité (IHF) a récemment publié de nouvelles normes concernant les "Méthodes de Mesures sur les Amplificateurs Audio". Dans cet article, nous ne traiterons que quelques uns des points les plus importants.

Les nombres sont un trait commun de notre société. Toutes sortes de "choses" sont exprimées par des chiffres. Il n'y a aucun problème véritable si la "chose" en question peut être mesurée objectivement et s'il est possible d'utiliser une sorte d'échelle de référence: les distances sont exprimées en kilomètres ou en miles; un prix est exprimé en livres, en dollars ou en francs (il s'agit là d'échelles se modifiant peu à peu); les tremblements de terre sont mesurés sur l'échelle de Richter.

Il est beaucoup plus difficile d'essayer d'apprécier de cette façon une "qualité". La qualité se reporte à une évaluation subjective de l'ensemble de tous les points bons et mauvais relatifs à quelque sujet. Les problèmes ici sont les suivants: tout d'abord identifier toutes les caractéristiques concernées; deuxièmement trouver une façon de les mesurer; enfin les "peser" avec précision — c'est-à-dire déterminer l'importance de chacune d'elles lorsque l'on vient à "calculer" la "qualité" globale.

Quand on vient à évaluer un équipement audio hi-fi, il n'existe pas de telle "mesure de qualité" globale. Le client qui souhaite acheter un matériel de qualité est bien obligé d'essayer de se débrouiller avec des listes de caractéristiques techniques fournies par chaque fabricant — chacun essayant de caser sa propre production. L'acheteur potentiel doit alors être en mesure de répondre aux questions suivantes:

1) La liste des caractéristiques contient-elle toutes les informations

appropriées indispensables à l'évaluation de l'équipement — sans "délayage" et (ou) omissions?

2) Pour autant que les chiffres figurant dans les listes de caractéristiques soient le résultat de quelque mesure, les procédures de mesure sont-elles bien appropriées d'une part et définies avec suffisamment de précision d'autre part?

La seconde question fait allusion au fait que quelques fabricants semblent consacrer plus de temps à trouver des lacunes dans les normes existantes qu'à concevoir en premier lieu un équipement valable. Il en a résulté une "inflation dans les feuilles de caractéristiques" que même les fabricants pleins de bonnes intentions ont été obligés de suivre.

La première question est encore plus fondamentale: est-il possible de définir une série de mesures qui couvre tous les aspects "qualité" et, si oui, la liste des caractéristiques contient-elle l'ensemble complet des résultats (sans "chichi" inutile)?

Malheureusement, la réponse est non. C'est l'oreille humaine qui établit le critère final de qualité et, jusqu'à présent, il n'a pas été trouvé d'ensemble de mesures d'où l'on pourrait tirer un "chiffre de mérite" qui soit en accord avec le verdict rendu par l'oreille, et ceci dans tous les cas. Cette situation évidemment, est assez peu satisfaisante. A l'heure actuelle, les chercheurs se penchent sur trois problèmes principaux: quels sont les aspects de la performance que nous oublions de mesurer? quelle est l'importance relative de ces aspects? est-ce que chacun mesure ces mêmes aspects de la même façon?

C'est la dernière question, en particulier, qui est le thème de cet article. Les nouvelles normes de mesure IHF spécifient quels sont les aspects de la performance que l'on doit mesurer et comment s'y prendre. Ces normes ne tentent pas de donner des valeurs minimales à respecter, comme c'est le cas avec les célèbres (ou abominables) normes DIN 45500. Un amplificateur peut (et doit) être "mesuré suivant les normes IHF-A-202", mais il serait absurde d'affirmer qu'il "satisfait aux normes IHF".

IHF-A-202, 1978

Durant les douze années qui se sont écoulées depuis la présentation des dernières normes IHF concernant les amplificateurs (IHF-A-201, 1966), plusieurs modifications sont survenues dans la conception des amplificateurs. Les nouvelles "méthodes standard de mesure pour amplificateurs audio" sont tout autant basées sur la théorie courante que sur la pratique. Il est hautement improbable qu'elles n'évoluent pas: des développements futurs rendront probablement nécessaire, dans une dizaine d'années, une révision de l'ensemble. Toutefois, en attendant, ces nouvelles normes

devraient permettre d'avoir des feuilles de caractéristiques d'amplificateurs plus significatives que jamais auparavant.

Le tableau donne la liste de toutes les caractéristiques que l'on doit mesurer, soit 28 au total. Une nette distinction est faite entre les caractéristiques "fondamentales", et les caractéristiques "annexes". Pour évaluer un amplificateur suivant les normes IHF, il faut que toutes les caractéristiques "fondamentales" soient indiquées. Accessoirement il est possible de mentionner les caractéristiques "annexes" à condition que ce soit le résultat de mesures effectuées suivant ces normes.

Dans cet article, les normes sont réparties en trois sections:

1. Puissance, les watts et les watts qui n'en sont pas.
2. Distorsion.
3. Autres caractéristiques.

Des watts normalisés

La valeur de la puissance de sortie d'un amplificateur est encore une des premières choses que commence par regarder un acheteur éventuel. Les fabricants le savent... C'est pourquoi il est indispensable de disposer de règles strictes non seulement en ce qui concerne la méthode de mesure, mais encore pour décrire le résultat.

A l'avenir, les caractéristiques de puissance pourront être indiquées soit en Watts soit en "dBW". 0 dBW est équivalent à une puissance de sortie de référence de 1 W dissipée dans une résistance de charge de référence. Les dBW constituent une échelle de mesure de puissance logarithmique. Les mesures sont donc faites par rapport à la puissance de référence de 1 W.

Une puissance de 10 W est équivalente à 10 dBW; 100 W devient 20 dBW; 250 mW devient -6 dBW. L'utilisation des dBW peut ne pas faire l'affaire de ceux qui sont partisans des grands nombres (dire "200 Watts" ronfle mieux que "23 dBW"), mais il s'agit d'une spécification bien plus réaliste.

Puissance moyenne continue de sortie

La puissance moyenne continue de sortie (quelquefois la puissance continue est dénommée "puissance RMS": c'est faux) d'un amplificateur est la puissance qui est délivrée dans une charge nominale lorsque l'amplificateur reçoit en entrée un signal sinusoïdal via une entrée ligne. La valeur correspondante doit être valable pour toute la bande passante nominale et au taux de distorsion harmonique nominal. On ne doit plus voir, imprimées en "petits caractères", des indications du style: "1kHz, 10% THD". La valeur de la puissance est obtenue en mesurant la valeur efficace de la tension de sortie. On peut donc en déduire la puissance correspondante. Si la mesure de la puissance de sortie d'un amplificateur est faite pour plusieurs impédances de charge, il faut alors mesurer

Tableau

Caractéristiques fondamentales qui doivent être indiquées:

Pour les amplificateurs de puissance

1. puissance moyenne continue de sortie
2. réserve de dynamique (dynamic headroom)
3. réponse en fréquence
4. sensibilité
5. rapport signal sur bruit A pondéré

Pour les préamplificateurs

1. réponse en fréquence
2. tension maximale de sortie
3. distorsion harmonique totale
4. sensibilité
5. rapport signal sur bruit A pondéré
6. signal d'entrée maximal
7. impédance d'entrée

Pour les amplificateurs intégrés

1. puissance moyenne continue de sortie
2. réserve de dynamique (dynamic headroom)
3. réponse en fréquence
4. sensibilité
5. rapport signal sur bruit A pondéré
6. signal d'entrée maximal
7. impédance d'entrée

Caractéristiques annexes pouvant être indiquées:

1. jeu d'écrêtage (clipping headroom)
2. impédance de sortie
3. coefficient d'amortissement large bande
4. coefficient d'amortissement à basse-fréquence
5. rapport signal sur bruit CCIR/ARM
6. réponse des correcteurs de tonalité
7. fréquence de coupure des filtres
8. pente du filtre
9. diaphonie
10. diaphonie A pondérée
11. diaphonie CCIR/ARM
12. distorsion d'intermodulation SMPTE
13. distorsion d'intermodulation IHF
14. durée de rétablissement après surcharge transitoire
15. facteur de montée
16. charge réactive
17. charge capacitive
18. séparation
19. différence des réponses en fréquence
20. erreur de réglage de gain
21. erreur de réglage des contrôles de tonalité

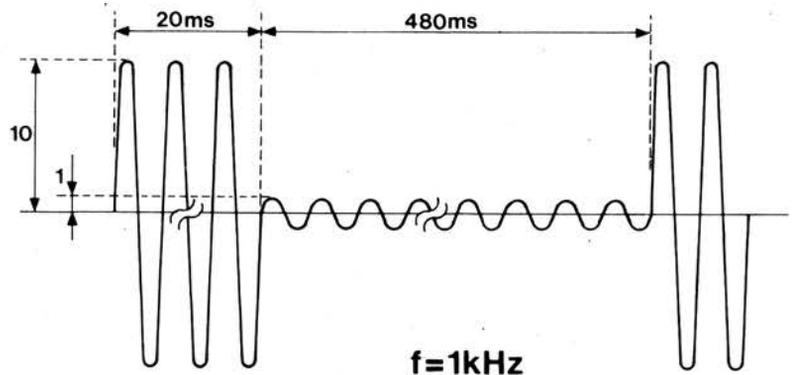
la puissance moyenne continue de sortie séparément pour chaque impédance de charge. Voici d'autres "règles du jeu":

- tous les canaux doivent fonctionner sous des conditions identiques; en d'autres termes, dans le cas d'un amplificateur stéréo, les deux canaux doivent recevoir le même signal quand on mesure la puissance de sortie.
- il faut mentionner dans les caractéristiques de la puissance de sortie, les indications portant sur la (ou les) impédance(s) de charge nominale(s), la bande passante nominale (par exemple de 20 Hz . . . 20 kHz) et le taux de distorsion harmonique total nominal.
- avant d'effectuer cette mesure, l'amplificateur doit fonctionner pendant une heure à un tiers de la puissance moyenne continue de sortie spécifiée (chauffage pour de bon! ce qui devrait satisfaire les fabricants de ventilateurs de refroidissement).
- pour la mesure proprement dite, il faut appliquer pendant au moins cinq minutes le signal sinusoïdal.
- le taux de distorsion harmonique total nominal doit être valable pour toutes les puissances de sortie depuis -6 dBW (250 mW) jusqu'à la pleine puissance, et ceci sur toute la bande passante nominale. Ce qui veut dire qu'un amplificateur possédant une faible distorsion à pleine puissance et une mauvaise distorsion de croisement à des niveaux plus faibles (et en fait ce sont eux les plus importants) est condamné à ne pas être apprécié.

Réserve de dynamique (Dynamic headroom)

La publicité moderne aime bien parler de "puissance musicale". Cette puissance indique plus de watts que la "puissance continue" et de plus à un nom très poétique. La puissance musicale est censée indiquer le nombre de watts que peut délivrer un amplificateur pendant de courts instants. La question est de savoir quelle doit être leur durée?...

1



salve normalisée IHF

79030 1

L'idée initiale est tout-à-fait raisonnable. Un amplificateur possédant une alimentation simple, non régulée est capable de délivrer beaucoup de puissance pendant un court instant, jusqu'à ce que l'alimentation s'écroule. La musique est formée de brèves pointes de haut niveau, avec une puissance moyenne qui est approximativement plus basse de 17 dB. Par conséquent, un amplificateur ayant une puissance continue de 20 W et une "puissance musicale" de 100 W peut avoir une sonorité aussi bonne, aussi "nette", aussi bruyante qu'un amplificateur ayant une puissance continue et une "puissance musicale" toutes deux égales à 100 W. Malheureusement il n'existe pas de procédure de mesure standard pour déterminer la "puissance musicale".

Les nouvelles normes IHF retiennent l'idée, mais suppriment la confusion. Au lieu de parler de "puissance musicale" en watts, on introduit une valeur de "réserve de dynamique" (dynamic headroom) en dB. Ce qui est le plus important, c'est la méthode de mesure:

- on utilise une salve ayant une période de 500 ms et un rapport cyclique de 4%, une fréquence de 1 kHz et une différence de niveau de 20 dB. En d'autres termes le signal à 1 kHz est à un niveau standard pendant 480 périodes, il est ensuite porté à +20 dB pendant 20 périodes; puis il revient au niveau de référence pendant 480 périodes et ainsi de suite. Les changements de niveau doivent se produire au passage à zéro du signal à 1 kHz. (Un schéma simple permettant d'obtenir un tel signal est décrit dans ce même numéro).
- on envoie ce signal de test à l'entrée de l'amplificateur chargé par la (ou les) impédance(s) de charge nominale(s).
- on observe à l'oscilloscope la tension de sortie de l'amplificateur. On ajuste le niveau d'entrée à la valeur maximale qui n'occasionne pas d'écrêtage des pics du signal durant les salves à +20 dB.
- on relève, pendant les salves à +20 dB, la valeur de la tension de sortie. On en déduit la puissance de sortie correspondante; le rapport, exprimé en dB, entre cette valeur et celle de la puissance moyenne continue, est appelé la "réserve de dynamique" (dynamic headroom).

Prenons un exemple. Supposons que la puissance moyenne continue de sortie nominale soit de 40 W (= +16 dBW) et que la puissance de sortie, sans distorsion, correspondant à une salve, soit de 50 W (= +17 dBW), la réserve de dynamique a une valeur désolante de 1 dB.

La durée de 20 ms pendant laquelle le signal est à un "niveau haut" est tout-à-fait satisfaisante: que ce soit avec de la musique ou de la parole, les pointes durent rarement plus de 10 à 15 ms. De plus il est vraiment exceptionnel que de telles pointes se succèdent

toutes les demi-secondes.

Jeu d'écrêtage (clipping headroom)

Rafrâchissons-nous la mémoire: la "puissance moyenne continue de sortie" doit être valable sur toute la bande passante, et au taux de distorsion harmonique nominal. On pourra souvent obtenir un niveau de sortie plus élevé à 1 kHz, de façon certaine si le niveau est spécifié comme étant le "point d'écrêtage" de l'amplificateur, c'est-à-dire le point où l'écrêtage est sur le point d'apparaître sur l'écran d'un oscilloscope. Le "jeu d'écrêtage" (clipping headroom), suivant les normes IHF se rachète par le fait qu'il doit être exprimé en dB.

Prenons un exemple. La puissance continue de sortie d'un amplificateur est de 40 W (+16 dBW), mais à 1 kHz il est possible d'obtenir pour une puissance de 45 W (+16,5 dBW) une sinusoïde semblant "parfaite" sur l'écran de l'oscilloscope. On peut alors dire que le "jeu d'écrêtage" est de 0,5 dB, si tant est qu'un rédacteur publicitaire soit prêt à mentionner cette valeur!

Si aucune fréquence n'est indiquée, la mesure doit être effectuée à 1 kHz. On peut utiliser d'autres fréquences à la condition expresse de les préciser. Il est aussi admis de faire la mesure sur une bande de fréquence. Il faut cependant remarquer qu'une fois qu'une valeur est donnée, le "jeu d'écrêtage" doit être spécifié pour toutes les impédances de charge nominales.

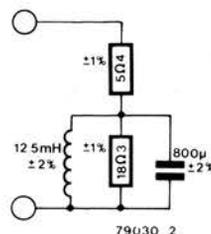
Charge réactive

Jusqu'à présent, ceci n'était pas mentionné dans les caractéristiques d'un amplificateur. Personne n'ignore que beaucoup d'amplificateurs ne satisfont à leurs caractéristiques "officielles" que lorsqu'ils travaillent sur charge résistive. Mais dès qu'ils sont chargés par un haut-parleur, ils commencent à faire des choses horribles. Des "choses horribles", en ce sens que toute tentative d'alimenter à pleine puissance un haut-parleur fait opérer brièvement, mais de façon audible, les circuits de protection incorporés! On peut noter que cet effet se remarque plus particulièrement aux fréquences proches de la fréquence de résonance du haut-parleur.

Une solution possible à ce problème consisterait à utiliser un haut-parleur de référence en lieu et place d'une résistance de charge, et à mesurer la distorsion en fonction de la fréquence, et ceci à pleine charge. Il existe cependant un problème mineur: où peut-on se procurer un "haut-parleur de référence", qui résiste à une pleine puissance continue (sinusoïdale), sans aller rejoindre les amplificateurs de puissance célestes au paradis des bons haut-parleurs? Il est une idée fautive qui veut que, par exemple, un haut-parleur de 40 W résiste réellement à 40 W de puissance continue sur toute sa gamme

de fréquence. Non monsieur! Il est conçu pour "encaisser" le signal de sortie (musique ou parole) issu d'un amplificateur de 40 W. Et ceci est, très certainement, autre chose.

2



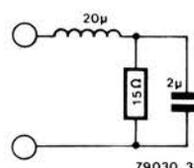
Il est nécessaire de trouver une solution différente. Que diriez-vous d'utiliser une charge passive qui posséderait des caractéristiques semblables (en particulier aux basses fréquences) à celles d'un haut-parleur? La figure 2 donne le schéma d'une telle charge. Fondamentalement cette charge (recommandée dans les normes IHF) "paraît" identique à un haut-parleur, pour l'amplificateur. Il s'agit d'un circuit résonant parallèle amorti avec une résistance série; sa fréquence de résonance est de 50,3 Hz. Le déphasage est de $\pm 39^\circ$ respectivement à 40 Hz et 63 Hz.

La procédure de mesure est la suivante: on envoie une sinusoïde à 40 Hz et on fixe le niveau de sortie pour qu'il corresponde à un taux de distorsion harmonique total de 1%. Ce test est répété à 63 Hz. Le plus faible des deux niveaux est utilisé pour en tirer une mesure de puissance moyenne continue, exprimé en dB, est la "puissance réactive". Au mieux cette valeur sera de 0 dB; normalement elle doit être négative.

Charge capacitive

Oh pardon! Ces messieurs de l'IHF l'ont oubliée. Pourtant c'est dommage: il est tout-à-fait courant de trouver des haut-parleurs électrostatiques dans une installation moderne. Un test similaire au précédent, utilisant une charge passive qui possède des caractéristiques semblables (en particulier pour les fréquences hautes) à celles d'un haut-parleur électrostatique, fournira des résultats hautement intéressants et ceci dans de nombreux cas. Messieurs de l'IHF, pouvons-nous vous offrir ce malicieux petit réseau? Voyez la figure 3.

3



Distorsion

Une autre caractéristique favorite. Plus elle est faible, meilleur c'est — ou c'est ce que tout le monde suppose. La question est de savoir comment on obtient de faibles chiffres de distorsion. Par une bonne conception, ou ...

Distorsion harmonique

De tous les types de distorsion, c'est la mieux connue, la plus ancienne et la plus facilement mesurée. Comme cela a été dit précédemment, cependant, les chiffres cités n'ont que peu de rapport avec la "qualité" audible. Avec l'apparition de l'analyseur de spectre, il est possible de donner une caractéristique plus utile, basée sur une méthode de mesure plus réaliste. Tout d'abord, citons quelques définitions nouvelles (ou revues):

- le taux de distorsion de la X_i ème harmonique d'une sinusoïde de fréquence f est numériquement égal à 100 fois le rapport de la tension efficace de la composante du signal de fréquence Xf à la tension efficace de la composante du signal à la fréquence f (à savoir la fondamentale). Dit plus simplement: c'est le rapport entre les tensions efficaces de la X_i ème harmonique et de la fondamentale, exprimé sous la forme d'un pourcentage. Il est possible d'exprimer la distorsion harmonique sous la forme d'une liste de pourcentages, à condition que toutes les harmoniques dont l'amplitude excède 10% de l'amplitude de l'harmonique la plus forte soient incluse dans la liste.
- le taux de distorsion harmonique total (THD) d'une sinusoïde de fréquence f est (attention, prenons notre respiration!) numériquement égal à 100 fois le rapport de la racine carrée de la somme des carrés des tensions efficaces de chacune des composantes harmoniques individuelles, à la tension efficace de la fondamentale. La formule suivante semble plus simple:

$$\% \text{ THD} = 100 \frac{\sqrt{X_2^2 + X_3^2 + X_4^2 + \dots}}{\sqrt{X_1^2}}$$

Comme précédemment, il faut tenir compte de toutes les harmoniques ayant une amplitude supérieure à 10% de celle de l'harmonique la plus forte.

Une variation sur ce thème: c'est le taux de distorsion harmonique total pondéré (WTHD). On utilise essentiellement la même formule, avec une légère différence: les termes X^2 sont chacun multipliés par un facteur de pondération destiné à exprimer la valeur subjective de nuisance de telle ou telle harmonique particulière. Cependant, les facteurs de pondération ne sont pas imposés par l'IHF; aussi une valeur de WTHD ne peut seulement être mentionnée que

dans le cas où le fabricant précise le système de pondération qu'il a utilisé.

Les trois caractéristiques de distorsion harmonique indiquées jusqu'ici sont toutes basées sur des mesures effectuées avec un analyseur de spectre (onéreux). Il est toujours possible d'utiliser le traditionnel (et relativement bon marché) distorsiomètre. Dans ce cas, il faut préciser que les résultats obtenus sont dénommés: taux de distorsion harmonique total plus bruit (THD + N). Ce qui veut bien dire ce que cela veut dire.

Des quatre caractéristiques de distorsion harmonique décrites ci-dessus, il faut qu'au moins l'une d'entre elles soit incluse dans les caractéristiques de l'amplificateur de puissance; comme nous l'avons vu précédemment, cette caractéristique fait intégralement partie de la caractéristique de la "puissance moyenne continue de sortie".

En ce qui concerne un préamplificateur, la caractéristique de distorsion harmonique totale est définie comme étant la plus grande valeur de la distorsion harmonique totale mesurée aux bornes de sortie à n'importe quelle fréquence de la bande passante nominale (!). La mesure doit être effectuée pour chaque entrée, dans les conditions suivantes:

- niveau du signal d'entrée (entrée ligne): 2,0 V (= +6 dBV);
- niveau de sortie: également 2,0 V;
- niveau du signal d'entrée pour une cellule dynamique: 20 mV à 1 kHz, le niveau dépendant de la fréquence suivant l'inverse de la correction normalisée;
- niveau du signal d'entrée pour une cellule électrodynamique: 2 mV à 1 kHz également réglé pour suivre la courbe de correction.

L'un dans l'autre, une procédure de mesure tout-à-fait réaliste.

Distorsion d'intermodulation

Distorsion d'intermodulation SMPTE (SMPTE-IM)

La SMPTE-IM est une mesure de distorsion d'intermodulation bien connue, qui met en œuvre des sinusoïdes à 60 Hz et à 7 kHz dans un rapport de 4:1. A notre avis un test totalement inutile, puisqu'il ne fournit pas d'information supplémentaire par rapport à la mesure du taux de distorsion harmonique total. Sans perdre plus de temps, passons.

Distorsion d'intermodulation IHF (IHF-IM)

La IHF-IM utilise deux sinusoïdes, f_1 et f_2 , d'égale amplitude et ayant une différence de fréquence constante (1 kHz), qui sont envoyées en entrée. Le taux des composantes de la distorsion d'intermodulation IHF est relevé en fonction de la "fréquence centrale" $\frac{1}{2}(f_1 + f_2)$. Cinq points sont spécifiés, ils correspondent à des niveaux de sortie de -12 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB et 0 dB relativement au niveau de sortie de référence. L'ensemble complet des

cinq points doit être donné pour toutes les impédances de charge nominales, (section amplificateur de puissance) et pour toutes les entrées (section préamplificateur: entrées disques attaquées par l'intermédiaire d'un réseau inverse de correction de fréquence). Plus jamais les rédacteurs publicitaires n'auront besoin de se creuser la tête pour trouver un nombre suffisant d'illustrations.

Il est aussi possible d'exprimer en chiffres la distorsion d'intermodulation IHF. Dans ce cas, le plus haut pourcentage trouvé est indiqué, pour chaque impédance de charge et pour chaque entrée.

Qu'est-ce exactement que le taux de distorsion d'intermodulation IHF?

On mesure seulement les composantes d'intermodulation du deuxième au cinquième ordre de la façon suivante:

- second ordre: $f_1 \pm f_2$
- troisième ordre: $2f_1 \pm f_2$ et $f_1 \pm 2f_2$
- quatrième ordre: $2f_1 \pm 2f_2$
- cinquième ordre: $3f_1 \pm 2f_2$ et $2f_1 \pm 3f_2$

De ces douze composantes, seulement celles dont la fréquence est inférieure à 20 kHz et dont l'amplitude excède 10% de l'amplitude de la composante d'intermodulation la plus forte, sont utilisées dans le calcul final. On calcule la valeur efficace de ces composantes et on divise la valeur obtenue par la valeur efficace du signal d'entrée complexe ($f_1 + f_2$). Le résultat, exprimé sous la forme d'un pourcentage, représente la valeur de la distorsion d'intermodulation IHF.

Distorsion d'intermodulation transitoire (TIM)

Elle reçoit une mention "honorable" dans les normes IHF. Il s'agit d'une "forme de distorsion d'intermodulation dynamique qui peut être associée aux amplificateurs à contre-réaction utilisant une compensation de retard, et qui est causée par le fonctionnement non linéaire (limitation du temps de montée) d'un ou plusieurs étages d'amplification dans la boucle de contre-réaction, avec des conditions qui incluent un changement rapide de la tension d'entrée". Toutefois les normes IHF ne recommandent pas de procédure de mesure; elles nous informent seulement que "plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. N'importe laquelle peut être utilisée, à condition que cette méthode soit exposée et que les résultats soient indiqués".

Il faut cependant mesurer la facilité avec laquelle un amplificateur prend en compte les changements rapides de la tension d'entrée.

On définit un facteur de montée comme étant le rapport de la fréquence la plus élevée qui peut être appliquée à l'entrée de l'amplificateur, avec un niveau qui produit une sortie nominale à 1 kHz, à 20 kHz.

La procédure de mesure est la suivante: On positionne la commande de gain de façon à avoir le gain maximum (amplificateur de puissance) ou de façon à avoir

un gain total de + 12 dB (préamplificateur). On applique à l'entrée une sinusoïde à 1 kHz (chaque entrée doit être mesurée l'une après l'autre), puis on augmente jusqu'à ce que la puissance moyenne continue de sortie nominale (ou la tension de sortie, pour un préamplificateur) soit atteinte.

On augmente maintenant la fréquence jusqu'à ce que la distorsion harmonique totale du signal de sortie soit de 1%. La fréquence à laquelle cela se passe, divisée par 20 kHz donne la valeur du facteur de montée. En d'autres termes, si le niveau 1% est atteint à 10 kHz, le facteur de montée est de 0,5; d'un autre côté si le taux de distorsion harmonique total 1% est seulement obtenu pour des fréquences supérieures à 20 kHz, le facteur de montée est égal à 1.

Comme avec tous les tests de distorsion, il faut répéter les mesures pour toutes les entrées et pour toutes les impédances de charge nominales; il faut faire précéder les entrées de cellules dynamiques ou électrodynamiques, d'un réseau ayant une caractéristique de réponse en fréquence inverse.

Les autres caractéristiques

Un très grand nombre "d'autres" mesures standard sont décrites. Beaucoup trop pour cet article. Nous ne nous pencherons que sur les "mesures" les plus intéressantes.

La mesure de la *sensibilité* d'un amplificateur, c'est la mesure de la tension d'entrée efficace nécessaire à l'obtention d'un certain niveau de sortie. Pour être plus précis, il s'agit du niveau de sortie de référence, c'est-à-dire 1 W pour une sortie haut-parleur et 0,5 V pour une sortie de préamplificateur. La mesure est effectuée à 1 kHz, pour toutes les entrées et avec une commande de gain positionnée au maximum. Si des commandes de gain ajustables sont attachées à chaque entrée, il faudra mesurer la sensibilité et indiquer sa valeur pour les deux réglages extrêmes de cette commande: d'abord la sensibilité maximale, ensuite la minimale.

La mesure du *signal d'entrée maximum*, c'est la mesure du signal maximum, exprimée en volts, que peut amplifier l'amplificateur d'entrée sans écrêtage. Il faut noter que ceci s'applique à tous les étages précédant la commande principale de gain: le gain est progressivement réduit pour éviter l'écrêtage. Lorsqu'on utilise un oscilloscope, il est très facile de distinguer l'écrêtage en entrée et en sortie: dans le premier cas, le fait de régler la commande principale de gain modifie le niveau de sortie, mais tout "palier" reste visible; si l'écrêtage se produit dans l'étage de sortie, le seul effet de la commande de gain est de modifier la largeur des paliers, le niveau restant constant.

Il faut effectuer la mesure pour plusieurs fréquences situées dans la bande passante nominale de l'amplificateur; la valeur

minimum ainsi obtenue est retenue comme étant la valeur maximale du signal d'entrée. Comme d'habitude, on utilise un réseau de correction de la réponse en fréquence, quand on mesure les entrées disques du préamplificateur. Nous avons ici un léger compte à régler. Si toutes les mesures relatives aux entrées disques des préamplificateurs, que nous avons vues jusqu'ici, sont réalistes, celle-ci, à notre avis, ne l'est pas du tout. Comme nous l'avons indiqué plusieurs fois par le passé, les possibilités qu'a un préamplificateur pour disques de traiter un signal, devraient être considérées à la lumière des niveaux du signal d'entrée théoriquement possibles: c'est-à-dire le niveau maximum du signal qui peut être enregistré, en fonction de la fréquence. Pour abréger, aux fréquences situées au-dessus de 3 kHz approximativement, le niveau maximal du signal d'entrée, tel qu'il a été mesuré suivant la procédure standard IHF, peut décroître de 6 dB par octave, sans affecter pour autant les performances. Forcer les fabricants à spécifier la valeur minimale obtenue à l'intérieur de toute la bande passante nominale (jusqu'à, disons, 20 kHz) peut conduire à des comparaisons injustement partiales.

La *tension maximale de sortie d'un préamplificateur* est le niveau de sortie minimal sinusoïdal, exprimé en volts efficaces (ou en dBV), qui peut être fourni sur toute la bande passante nominale avec un taux de distorsion harmonique total de 1%. Il faut mesurer toutes les entrées, et la commande de gain doit être positionnée pour donner un gain total de + 12 dB. Une définition assez simple, avec un point qu'il faut noter: la sortie du préamplificateur doit être chargée par une résistance de 10 k Ω , branchée en parallèle avec un condensateur de 1 nF ("charge de référence normalisée" pour un préamplificateur).

Rapport signal sur bruit (S/N)

Devinette: une spécification d'un amplificateur de puissance de 100 W mentionne: "S/N = 80 dB". Le rapport signal sur bruit d'un amplificateur de 40 W est donné pour 70 dB. Lequel est le plus entaché de bruit? Des propositions? La personne qui possède la bonne réponse est vraiment très forte. Vous être tombés sur une des choses les

plus dingues. Que diriez-vous maintenant d'un amplificateur qui aurait un rapport signal sur bruit de - 60 dB? La majeure partie de l'ensemble doit être constituée d'un générateur de bruit à large bande.

Il est inutile d'indiquer dans les caractéristiques le rapport signal sur bruit, à moins que le niveau du signal ne soit précisé. Il doit faire partie des spécifications données, ou mieux la mesure doit être effectuée suivant des normes qui précisent un certain niveau. Les normes IHF effectuent cette dernière approche: le rapport signal sur bruit doit être mesuré au niveau de sortie de référence 0,5 V pour un préamplificateur et 1 W pour un amplificateur de puissance).

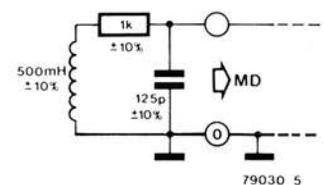
On mesure le bruit en sortie à l'aide d'un "filtre pondérateur". La caractéristique fréquentielle de ce filtre tient compte du fait que quelques bandes de fréquence sont plus ennuyantes que d'autres. Les normes IHF recommandent par conséquent un rapport signal sur bruit pondéré.

Rapport signal sur bruit pondéré

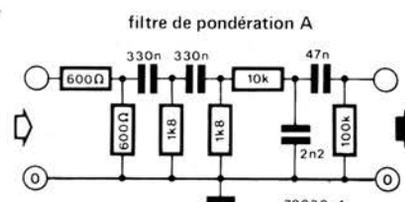
Il s'agit du rapport, exprimé en dB, du niveau de sortie de référence au niveau de bruit A pondéré. La mesure est effectuée pour toutes les entrées, avec la commande de gain réglée suivant les conditions normalisées de test (c'est-à-dire un gain total de 0 dB pour une entrée ligne). L'entrée testée doit être fermée sur une impédance spécifiée: une résistance de 1 k Ω pour une entrée ligne, une résistance de 100 Ω pour une entrée électrodynamique et le réseau de la figure 5 pour une entrée cellule dynamique. Aucune incohérence, aucune entrée court circuitée. Les charges terminales recommandées sont des approximations raisonnables des charges d'entrée que l'on trouve habituellement en pratique. Ainsi les résultats des mesures doivent être vraisemblablement plus réalistes que par le passé. Une idée géniale.

Les normes attirent notre attention sur le fait suivant: il faut prendre soin

5



4



que les charges terminales n'agissent pas comme des capteurs de champs électrostatiques ou électromagnétiques. Il ne faut pas s'inquiéter: toute induction indésirable de ce genre conduirait à des valeurs plus médiocres, et aucun fabricant ne commettra cette erreur. Il est possible d'effectuer une mesure similaire en utilisant un réseau de pondération CCLR. Dans ce cas le résultat

doit être indiqué sous la forme suivante: "rapport signal sur bruit CCIR/ARM". Voyons maintenant le dernier point, mais non le moindre.

Durée de rétablissement après surcharge transitoire

Il s'agit du temps nécessaire à un amplificateur pour se "remettre" d'une surcharge de 10 dB d'une durée de 20 ms, possédant une cadence de répétition de une toutes les 0,5 seconde.

On applique sur l'entrée adéquate le signal de salve représenté à la figure 1. On positionne la commande de gain de telle façon qu'une entrée ayant un niveau de référence produise un niveau de sortie qui soit de 10 dB sous la valeur de la puissance moyenne continue (ou de la tension de sortie suivant le cas). On examine, à l'aide d'un oscilloscope le signal de sortie; en particulier la portion du signal qui arrive immédiatement après le retour du signal d'entrée au niveau de référence. On détermine le nombre de sinusoides qui sont encore visiblement distordues; ce chiffre exprimé en millisecondes est la durée de rétablissement.

En conclusion

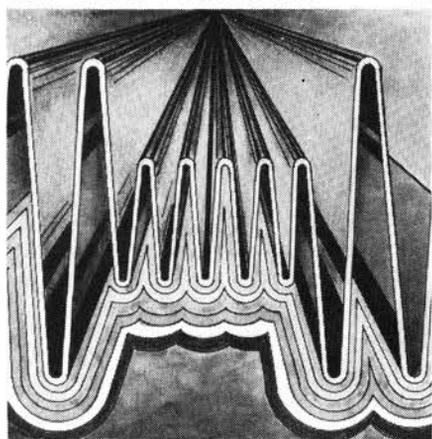
Il faudra très certainement un certain laps de temps avant que les nouvelles normes IHF fassent leur apparition dans les pages de publicité. Puisqu'elles viennent des USA, il faut s'attendre à ce que ce soient les fabricants américains (et japonais) qui soient les premiers à les utiliser.

Quant à l'Europe? Silence embarrassé. Malgré le Marché Commun et l'unité européenne, les fabricants européens et les instituts de normalisation n'ont pas encore réussi à proposer des normes similaires remises à jour. Rendons leur justice, ils y travaillent, mais il y a un net retard comparativement à la situation aux Etats-Unis. Allons messieurs, dépêchez-vous!

Les normes DIN 45500 sont mortes, il est grand temps de les enterrer.

Bibliographie

Il est possible de se procurer les documents officiels des normes IHF, "IHF-A-202" auprès de: The Institute of High Fidelity, Inc. 489 Fifth Avenue New-York N. Y 10017, USA. 



Les décibels, mais c'est très simple . . .

Le décibel (dB) est la dixième partie du "Bel", mais pour quelque raison, on n'a jamais utilisé que le décibel. A-t-on jamais entendu parler de centibels ou de millibels? Le dB est employé pour caractériser des rapports de tensions, courants et puissances (pour n'en citer que quelques uns), du genre: de combien cette tension est-elle plus grande que celle-ci? Le nombre de dB est défini comme étant égal à 10 fois ou à 20 fois le logarithme du rapport en question. 10 fois pour les rapports de puissances, et 20 fois pour les rapports de tensions ou de courants.

Pourquoi? Et en particulier pourquoi utiliser les logarithmes, et pourquoi utiliser un facteur de multiplication différent pour les rapports de puissances? Pour commencer par le premier point: les rapports qui nous intéressent peuvent être très grands, allant facilement jusqu'à 100000. De plus, dans la plupart des cas où l'on utilise les dB, les changements "significatifs" sont ceux où un signal est multiplié par un certain facteur. Par exemple, l'augmentation "perçue" d'un niveau de puissance de, disons 10 W à 20 W (X2) est la même que l'augmentation "perçue" de 100 W à 200 W! Dans les deux cas, la puissance est doublée, et c'est ce qui compte. Exprimés en dB, les deux rapports sont équivalents à une augmentation de 3 dB. L'utilisation des dB résout le premier point: des rapports de puissances de 100000: 1 à 1: 100000 correspondent à une échelle, en dB, qui va de + 50 dB à - 50 dB. Malgré cette "compression d'échelle", un rapport (significatif) de 2:1 est encore clairement exprimé sous la forme de + 3 dB.

Le second point, concernant la différence des facteurs de multiplication, est facile à expliquer. La puissance (en watts) est égale au carré de la tension, divisé par la résistance. Par conséquent, si une tension augmente de, disons, 1 V à 3 V (x3), la puissance correspondante augmentera de 1 W à 9 W (x9). Cependant l'effet est le même: il s'agit simplement d'exprimer de deux façons différentes le même changement de niveau. Quand on utilise les dB, ce sont les effets qui nous intéressent, et ainsi il est préférable d'utiliser la même valeur en dB pour exprimer les deux rapports; en d'autres termes, si le rapport de puissance est exprimé en dB, il est utile de donner le rapport de tensions élevé au carré. Puisque les dB sont logarithmiques, ceci est équivalent à multiplier

le logarithme du rapport par 2: si les "dB de puissance" sont égaux à 10 fois le logarithme du rapport, les "dB de tension" (et de courant, . . .) doivent être égaux à 20 fois le logarithme du rapport.

Assez pour la théorie. En pratique, on se débrouille très bien avec les dB. Bien qu'il soit tout-à-fait possible de calculer les logarithmes des rapports, cela se passe habituellement de façon plus simple. En sachant que le fait d'ajouter des dB est équivalent à multiplier des rapports, nous avons seulement besoin de retenir quelques valeurs. Ceci nous permettra de "calculer" virtuellement n'importe quel rapport avec un degré de précision suffisant. Allons-y!

nombre de dB	rapport de puissance	rapport de tension
0	1:1	1:1
+ 3	2:1	$\sqrt{2}$:1 ($\approx 1,4$:1)
+ 6	4:1	2:1
+10	10:1	$\sqrt{10}$:1 (≈ 3 :1)
+20	100:1	10:1

Donnons quelques exemples:

- Un rapport de tensions est donné pour 32 dB. $32 = 20+6+6$ donc le rapport est de $10 \times 2 \times 2 = 40$.
- Un rapport de tensions est donné pour 34 dB. $34 = 20+20-6$ donc le rapport est de $10 \times 10 \times \frac{1}{2} = 50$.

Noter que le signe moins indique simplement que le rapport travaille "en direction opposée" +6 dB = 2:1 (x2), aussi -6 dB = 1:2 (x 1/2).

- Un rapport de tensions est donné pour 33 dB. Que faut-il faire? D'une façon empirique 1 dB est approximativement égal à 10% de la valeur pour les rapports de tensions (et à 20% pour les rapports de puissances); ainsi $33 = 32+1$ (ou $34-1$), le rapport est donc de $40+10\% = 44$ (ou $50-10\% = 45$).
- La puissance de sortie d'un amplificateur est de 60 W. Combien cela fait-il de dBW? En d'autres termes: quel est le rapport, en dB, entre 60 W, et le niveau de référence (1 W)? Une approche: 60 W est juste au-dessus de 50 W; $50 = 100 \div 2$, aussi 50 W correspond à $20-3 = 17$ dBW; 60 W est donc légèrement au-dessus... Mais de combien? 1 dB = 20%, parfait. Ainsi 60 W doit correspondre à 18 dBW. Un calcul rigoureux donnerait le résultat suivant: 17,78151250 !!! La valeur "18" est donc tout-à-fait satisfaisante.

générateur de trains d'ondes IHF

un train d'ondes dans les règles

Pour certaines mesures audio, le standard IHF dont nous avons eu l'occasion de parler dans ce numéro spécifie un type particulier de trains d'ondes; il s'agit d'une sinusoïde à 1 kHz au niveau de référence standard pendant 480 ms et à +20 dB pendant 20 ms, puis retour au niveau standard pendant 480 ms et ainsi de suite. Les changements de niveau doivent coïncider avec les passages à zéro de la sinusoïde.

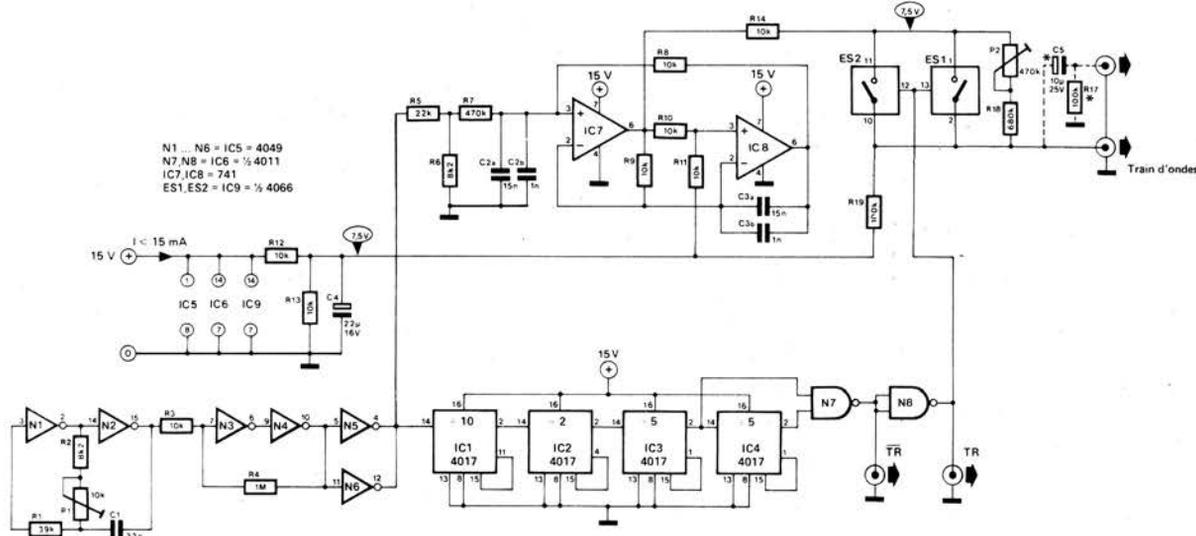
La figure 1 représente le schéma d'un tel générateur. Bien que ce montage

soit dérivé du générateur de trains d'ondes publié dans le numéro de juin 1979, il ne pourra pas être adapté à la plaque de circuit imprimé d'origine.

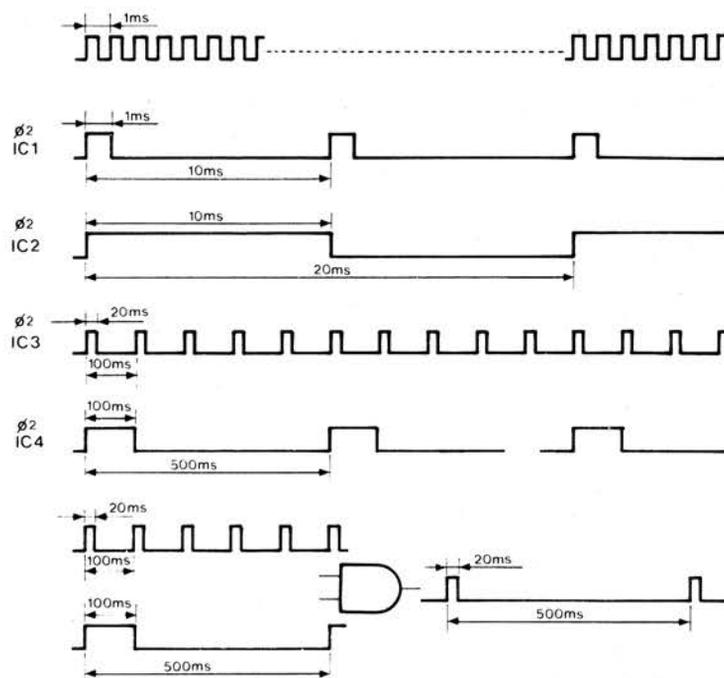
Les registres à décalage prévus à l'origine IC1 ... IC4 ne pouvaient pas compter jusqu'à 480, aussi ont-ils été remplacés par des 4017. Le signal présent à la patte 2 de IC3 est à l'état "haut" pendant 100 ms et à l'état "bas" pendant 80 ms; à la patte 2 de IC4, le signal est à l'état "haut" pendant 100 ms et à l'état "bas" pendant 400 ms. Ces deux signaux

sont combinés dans une porte AND (constituée de N7 et N8). Il en résulte un signal (TR) qui est à l'état "haut" pendant 20 ms et à l'état "bas" pendant 480 ms. Le rapport cyclique des trains d'ondes est donc au "standard IHF". Comme dans le schéma d'origine, la sortie du générateur d'horloge pilote non seulement le compteur, mais encore attaque un filtre actif (composé de IC7, IC8) afin d'obtenir une sinusoïde à 1 kHz suffisamment pure. Cette sinusoïde est envoyée à deux commutateurs électro-

1



2



niques (ES1 et ES2) branchés en parallèle afin de réduire la résistance du sens "passant". Si on le souhaite, on peut évidemment connecter en parallèle les quatre interrupteurs contenus dans le circuit intégré.

Quand les interrupteurs sont fermés, l'atténuation de la sinusoïde est déterminée par le rapport de R14 à R19 (pour l'alternatif l'extrémité inférieure de R19 est effectivement à la masse!). Quand les interrupteurs s'ouvrent, P2 et R18 sont connectés en série avec R14. Pour calibrer l'ensemble, il faut tout d'abord ajuster P1 pour que le début et la fin de chaque train d'ondes coïncident avec les passages à zéro de la sinusoïde, comme cela a été décrit dans l'article d'origine. On règle ensuite P2 de telle façon que la différence entre les deux niveaux du train d'ondes soit égale à 20 dB (x 10).

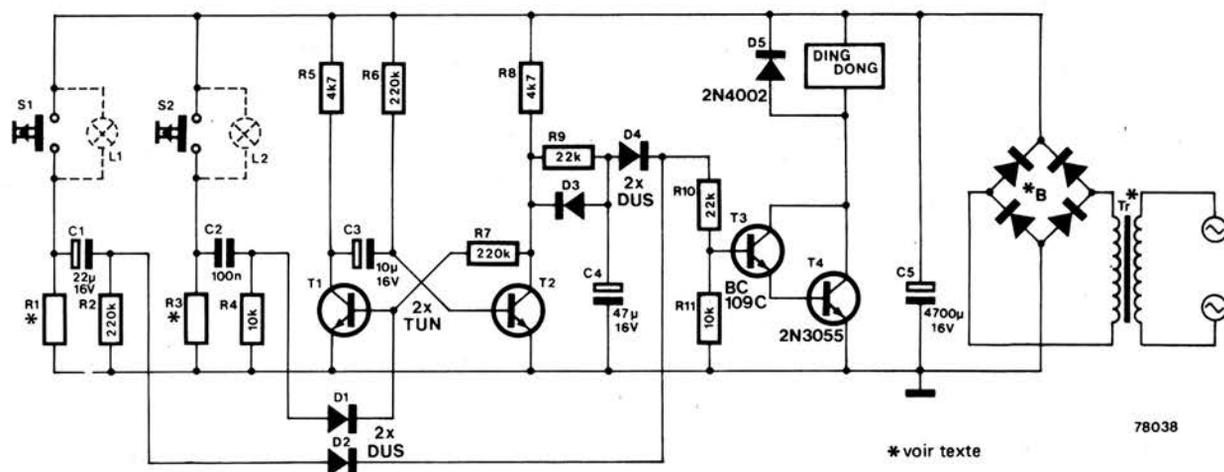
Bibliographie:
 Générateur de trains d'ondes.
 Elektor Juin 1979 p. 6 - 44.

Quelques modèles de carillons de porte sont conçus pour donner des sons différents suivant l'entrée où se présente le visiteur, mais ils sont rares. Cet article décrit un montage qui transforme n'importe quelle sonnette en un carillon qui fait "ding-dong" pour la porte de devant, et "dong" pour celle de derrière. Il évite aussi les désagréments causés par les impatients qui s'acharnent sur le bouton de la sonnette. Quand le "ding-dong" a retenti, l'appareil est inhibé pendant environ 5 secondes. Pour le "dong", qui est moins strident, une répétition toutes les 2 secondes est supportable.

Quand on presse le bouton de sonnette arrière (S2), le monostable réalisé avec T1 et T2 est déclenché, T1 se sature et T2 se bloque. C4 se charge alors lentement à travers R8 et R9, le marteau se pose doucement sur le premier timbre et empêche ainsi le "ding" de tinter. Quand le monostable rebascule, après environ une demi seconde, C4 se décharge rapidement à travers D3 et T2. T3 et T4 se bloquent et le marteau frappe l'autre timbre, produisant le "dong".

Si on utilise des boutons de sonnette lumineux, R1 et R3 doivent être prévues entre 10 et 33 Ω /2W pour alimen-

sonnette pour portes avant et arrière



* voir texte

78038

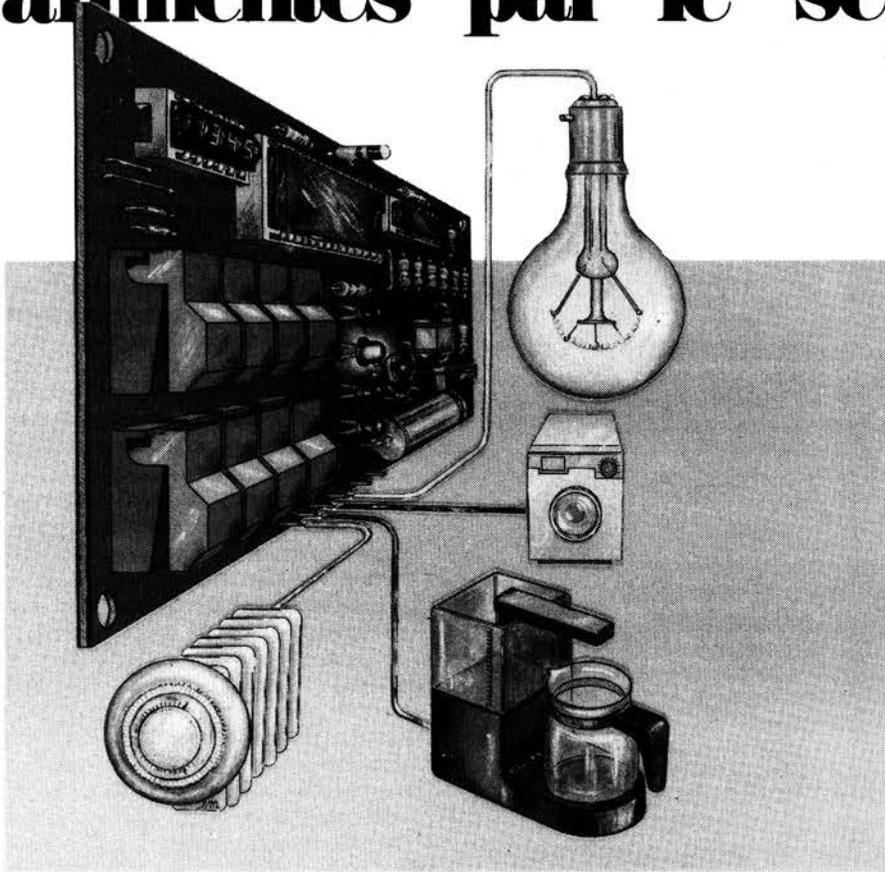
Le circuit fonctionne comme suit: quand on presse le bouton de sonnette avant (S1), C1 se charge à travers D2, R10 et les jonctions émetteur-base des transistors T3 et T4. Ces transistors sont saturés brièvement, ce qui fait aller et venir rapidement le marteau, produisant ainsi le "ding-dong". Ensuite il ne peut plus rien se passer tant que C1 n'est pas déchargé à travers R1 et R2, ce qui demande plusieurs secondes après le relâchement de S1. Des actions répétées sur le bouton n'ont aucun effet.

ter correctement les lampes. Autrement toute valeur entre 4k7 et 47k conviendra.

On peut utiliser le transformateur de la sonnette d'origine. Le pont doit pouvoir redresser au moins 1A. ■

De nombreux circuits électroniques sont utilisés pour commander des équipements alimentés par le secteur. Une solution consisterait à utiliser un bon vieux relais électromécanique, mais cela présente certains inconvénients. Par nature, le relais mécanique est relativement lent et sujet à l'usure. De plus, il est relativement encombrant. Ces raisons justifient son remplacement par un dispositif électronique moderne: le triac.

la commande des équipements alimentés par le secteur



Si l'on veut, par exemple, commander une cafetière électrique à partir d'une horloge digitale, le problème majeur est celui de l'étage tampon qui doit permettre d'isoler parfaitement la charge du circuit de commande. De même, de nombreux circuits électroniques destinés à un usage domestique pourront piloter en toute sécurité une charge alimentée par le secteur en utilisant l'un des quatre relais électroniques présentés dans cet article.

Dans les applications industrielles, la tendance est à l'emploi de ce que l'on appelle un "relais statique" : un triac et son électronique associée. Nous donnons ci-dessous la description de quatre exemples de ce type de relais électronique, fiable et silencieux.

Ces circuits sont décrits par ordre de complexité croissante; chacun d'eux peut remplacer un relais mécanique, et même le circuit le plus simple constitue une amélioration.

Couplage optoélectronique = sécurité.

Il y a deux raisons principales pour utiliser un relais: un faible courant de commande permet de commuter un courant de charge important, et la charge est électriquement isolée du circuit de commande. Cet "isolement galvanique" tient au fait qu'aucun courant ne peut circuler de la charge vers le circuit de commande. En d'autres termes, on est toujours en sécurité si l'on touche le circuit de commande, même si la charge est connectée au secteur.

Dans un relais mécanique, l'isolement est obtenu par le fait que la bobine du relais n'est pas connectée à ses contacts. Dans la version électronique plus moderne, cette simple précaution de sécurité est souvent omise: le circuit de commande est directement relié au triac, et avec lui au secteur.

Il est souhaitable, dans la plupart des applications, de rétablir l'isolement entre les deux parties du circuit. Il faut trouver un moyen quelconque de transmettre au triac le signal de commande sans véritable connexion électrique. A l'heure actuelle, le moyen de transmission évident est la lumière. Si le circuit de commande est conçu pour allumer une LED, et si l'on utilise un phototransistor pour déclencher le triac, l'isolement électrique peut être maintenu. Lorsque la LED et le phototransistor sont montés dans le même boîtier, l'ensemble s'appelle un coupleur opto-électronique.

Commutation synchrone ou asynchrone?

Il existe plusieurs façons de commuter la tension secteur. Dans ce domaine, notre attention se portera principalement sur la différence entre commutation synchrone et asynchrone. La commutation est dite asynchrone si l'alimentation de la charge est établie ou interrompue au moment du passage par zéro de la tension (ou du courant) sec-

Circuit n° 1: la simplicité même.

La figure 1 donne un schéma simple et fiable de relais statique. Dans ce circuit, l'alimentation n'est pas appliquée à la charge au passage par zéro du secteur, mais elle est coupée en synchronisme. Comme dans pratiquement tous les circuits utilisant des triacs, l'extinction synchrone se produit toute seule: le triac s'éteint lorsque le courant qui le traverse tombe en dessous d'une cer-

sée en inverse. Quelle que soit la phase, la tension aux bornes des deux diodes sera donc légèrement supérieure à 6 V. Le triac reçoit alors un courant de gâchette (via ces deux diodes, R2 et C1), et il s'allume, alimentant la charge. Si la LED du coupleur optoélectronique n'est pas excitée, le phototransistor se bloque. Lorsque la tension entre les points A et B augmente après un passage par zéro du secteur, T1 va devenir con-

1

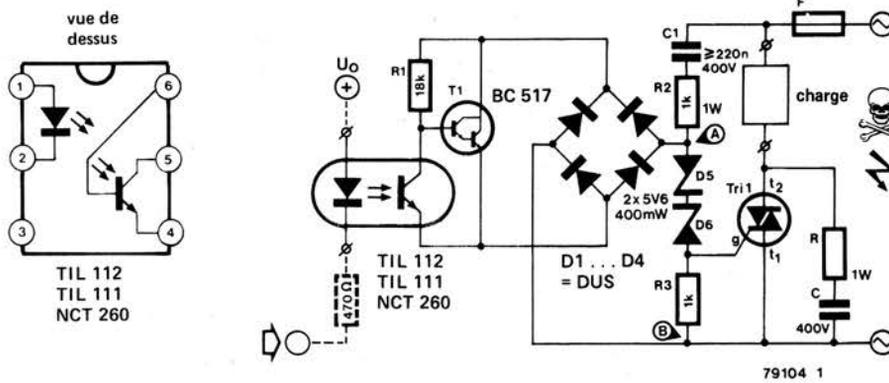


Figure 1. Un relais électronique tout simple. La charge n'est pas mise sous tension au moment du passage par zéro de la forme d'onde du secteur — sinon par pur hasard.

2

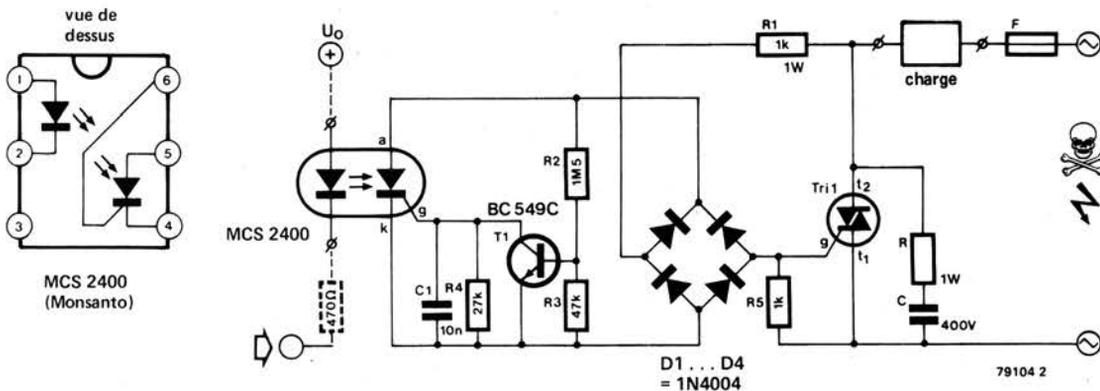


Figure 2. Un schéma amélioré qui assure une commutation synchrone du secteur.

teur. Cette façon de procéder a l'avantage de réduire au minimum les impulsions génératrices d'interférences. Tout le monde a entendu les horribles interférences radio et TV (ou au moins en aura entendu parler), que des gradateurs de lumière de mauvaise qualité peuvent provoquer. En théorie, la commutation synchrone a un inconvénient: l'alimentation de la charge n'est pas établie ou interrompue immédiatement. Le circuit doit "attendre" un passage par zéro. Toutefois, comme il se produit un passage par zéro toutes les 10 millisecondes, il est vraiment rare que cela pose un problème. Personne n'ira s'inquiéter d'un retard de 10 ms de l'extinction d'un chauffage d'aquarium! La seule raison pour laquelle la commutation synchrone ne s'est pas imposée comme standard est que le circuit de commande associé est plus cher...

taine valeur minimum, appelée courant de maintien.

La liaison avec le circuit de commande est constituée par un coupleur optoélectronique. Lorsqu'il passe un courant suffisant à travers la LED, le phototransistor devient conducteur. Ceci provoque le blocage du "transistor darlington" T1, de sorte qu'il ne peut circuler qu'un courant très faible à travers le circuit en pont. (Noter que l'on peut remplacer T1 par deux BC 107 en cascade). En fait, le circuit en pont ne constitue plus un "court-circuit" entre les points A et B, de sorte que la tension entre ces points peut dépasser la tension de "zener" déterminée par D5 et D6. Suivant la phase de la tension secteur, l'une de ces diodes sera polarisée en direct (produisant une chute de tension directe "normale" d'environ 0,7 V), et l'autre sera polari-

ducteur. Cette tension est alors limitée à la tension de déchet de deux diodes, à celle de deux jonctions base-émetteur, et à la tension de saturation de T1 — environ 3 V en tout. Cela n'est pas suffisant pour que les diodes zener puissent conduire, de sorte que le triac ne reçoit aucun courant de gâchette. La charge n'est pas alimentée.

Dans ce circuit, la charge est alimentée lorsque la LED du coupleur optoélectronique est traversée par un courant d'au moins 5 mA. La résistance (en pointillé) placée entre le circuit de commande et la LED sera donc dimensionnée de façon à laisser passer un courant de 5 mA quand la charge doit être alimentée.

La résistance R et le condensateur C, connectés aux bornes du triac, sont particulièrement importants pour commuter des charges inductives. Leur va-

leur dépend du type de la charge, comme nous l'expliquons par ailleurs ("Le réseau RC")

Une amélioration: la commutation synchrone

Comme nous l'avons vu ci-dessous, il est habituellement préférable de commuter la charge au moment où le courant qui traverse le triac passe par zéro. De cette façon, on peut réduire au minimum les "pics" générateurs d'interférences. L'extinction au passage par zéro ne pose aucun problème, comme nous l'avons déjà vu: le triac s'occupe tout seul de cette question. L'allumage est un problème différent. Il faut trouver un moyen de s'assurer que le triac ne soit allumé que lorsque la tension à ses bornes est nulle — ou négligeable. En d'autres termes: il ne faut pas allumer le triac au milieu d'une période (du secteur), lorsque la tension n'est pas voisine de zéro. Le circuit représenté sur la figure 2 réalise cette fonction.

gâchette du triac n'est pas interrompue. Lorsque la LED du coupleur optoélectronique est traversée par un courant supérieur à 10 mA, la charge est alimentée dès le passage par zéro suivant. Les connexions au circuit de commande sont également indiquées en traits pointillés; on trouvera au paragraphe "Le réseau RC" les explications relatives aux valeurs de la résistance et du condensateur connectés en série aux bornes du triac.

Commande continue pour charges faibles

Les deux circuits que nous venons de décrire sont fiables, à condition que la charge soit suffisante. Mais l'une des caractéristiques des triacs est qu'ils "s'éteignent" (ils cessent de conduire) si le courant qui les traverse tombe en-dessous d'une certaine valeur, appelée "courant de maintien". Cette caractéristique ne constitue pas toujours un inconvénient: dans les deux circuits décrits plus haut, c'est elle qui permet de couper l'alimentation de la charge au

de R2, R3 et R4. Noter l'utilisation de deux résistances en série, de sorte que chacune d'elles ne chute que la moitié de la tension secteur — les résistances 1/4 W ne peuvent normalement pas supporter plus de 250 V environ. Pour engendrer des impulsions de sortie, il faut que l'entrée "reset" soit au potentiel haut; c'est le cas lorsque le phototransistor du coupleur optoélectronique est conducteur.

Les impulsions de sortie du premier monostable servent à déclencher MMV2. Ce second monostable engendre des impulsions de sortie de 35 ms — égales à presque deux fois la période de la forme d'onde du secteur. Ces impulsions servent à saturer T1, ce qui fournit au triac un courant de gâchette, et permet d'alimenter la charge.

Lorsqu'aucun courant ne traverse la LED du coupleur optoélectronique, le phototransistor se bloque, ce qui porte l'entrée "reset" de MMV1 au potentiel "bas". Aucune autre impulsion n'est engendrée, de sorte qu'à la fin de la dernière impulsion de 35 ms, T1 et le triac ces-

3

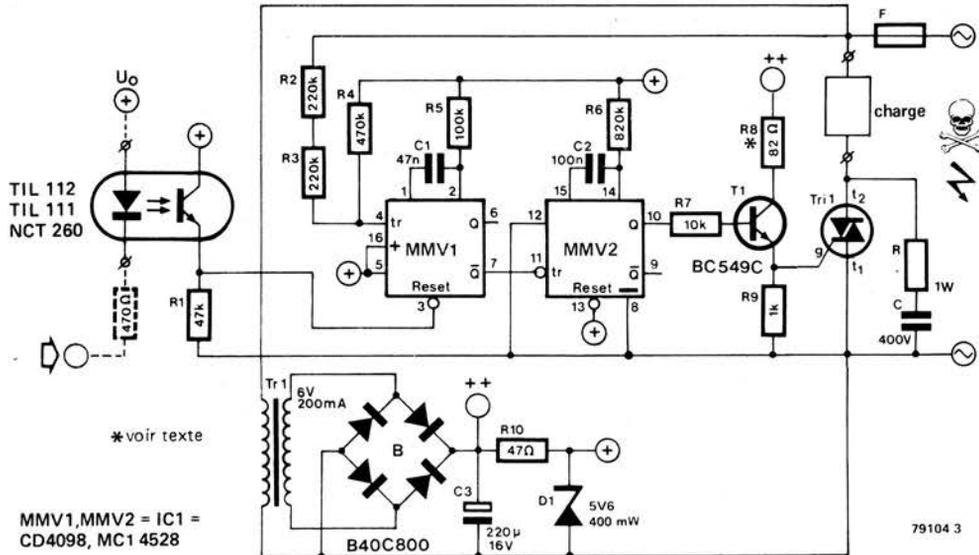


Figure 3. Il faut un circuit sensiblement plus complexe pour commuter des charges faibles. Le courant de gâchette du triac est maintenu pendant toute la durée du cycle "marche".

Dans ce cas, la liaison au circuit de commande est faite par un coupleur optoélectronique composé d'une LED et d'un phototransistor. Le courant de gâchette du triac circule à travers R1, le pont de diodes et ce phototransistor; le thyristor est allumé lorsqu'il est éclairé par la LED — à condition que sa gâchette ne soit pas court-circuitée par T1. Pendant la plus grande partie de la période du secteur, la tension aux bornes du circuit en pont est suffisante pour débloquent T1: il faut que cette tension soit inférieure à 20 V pour que T1 soit bloqué. Ce n'est qu'à partir de ce point — proche du passage par zéro — que l'on peut déclencher le phototransistor, ce qui permet d'allumer le triac. D'autre part, T1 ne peut plus se débloquent après le déclenchement du thyristor, de sorte que la commande de

passage par zéro du courant. Par contre elle devient un inconvénient lorsque la charge est si faible que le courant de charge est inférieur au courant de maintien. Heureusement, un triac sera toujours conducteur si son courant de gâchette est suffisamment élevé — que le courant principal soit suffisant ou non pour le "maintenir". Pour les charges faibles, il faut donc maintenir le courant de gâchette aussi longtemps que le triac doit rester "allumé". Ce résultat peut être obtenu, comme le montre la figure 3, à l'aide des deux multivibrateurs monostables d'un circuit intégré CMOS. Le premier monostable (MMV1) engendre des impulsions de 1 ms au passage par zéro précédant une alternance positive de la forme d'onde du secteur; les impulsions de déclenchement nécessaires sont dérivées du secteur au moyen

sent de conduire, coupant l'alimentation de la charge.

Dans ce montage, le circuit intégré CMOS et le transistor exigent une tension d'alimentation positive. Pour alimenter la charge, il faut fournir continuellement à la gâchette un courant d'environ 100 mA. Cela élimine en fait l'utilisation d'une résistance série et d'une diode pour dériver cette tension d'alimentation à partir du secteur: il faudrait dissiper à peu près 20 W dans la résistance! On se sert pour cette raison d'un petit transformateur et d'un redresseur en pont. T1 est alimenté par la tension "brute" (environ 9 V), tandis que l'alimentation du IC CMOS et du phototransistor est stabilisée par une diode zener.

La tension secondaire du transformateur n'est pas particulièrement critique.

Toutefois, si elle était sensiblement plus élevée que 6 V, il faudrait augmenter en conséquence la valeur de R8 et de R10. Certains types de triacs peuvent demander un courant de gâchette exceptionnellement élevé, d'autres peuvent se contenter d'un courant de gâchette exceptionnellement faible, auquel cas on pourra modifier la valeur de R8. Neuf fois sur dix la valeur indiquée conviendra.

Il faut noter que les deux côtés de l'alimentation, primaire et secondaire, sont connectés au secteur! Il ne faut se servir en aucun cas de cette alimentation pour alimenter un autre circuit — le circuit de commande, par exemple. Il faut considérer l'ensemble du circuit représenté comme bloc isolé: les seules connexions au "monde extérieur" sont celles du secteur, de la charge, et de la commande de la LED du coupleur optoélectronique. La résistance entre le circuit de commande et la LED sera calculée pour laisser passer 5 mA quand la charge doit être alimentée; les explications relatives au réseau RC série con-

que la largeur de l'impulsion passe à 650 μ s.

Le courant de gâchette est égal à 6 V divisés par la valeur de R6, soit 90 mA environ pour la valeur donnée. Comme les impulsions de déclenchement sont très courtes, le IC peut être alimenté à partir du secteur à travers une résistance chutrice et un condensateur (R5 et C3). L'avantage d'utiliser un condensateur est que le déphasage entraîne une dissipation de puissance bien plus faible.

Conseils pour la réalisation

Le point le plus important à considérer dans ce type de circuit est la sécurité électrique. Toutes les parties du circuit, à la seule exception près des connexions à la LED de l'optocoupleur, sont en relation avec le secteur. Une construction soignée est donc impérative.

Le choix du triac est déterminé principalement par le courant de charge maximum. Dans certains cas, il peut se produire à la mise sous tension des pointes de commutation atteignant plusieurs fois le courant de charge nominal — en

Le réseau RC

Dans tous les schémas, un réseau RC est connecté aux bornes du triac. Ce réseau est destiné à empêcher le triac de s'allumer au mauvais moment, ou même à le protéger. Il y a deux choses à éviter dans tout circuit comportant un triac: une tension excessive aux bornes du triac, et une augmentation trop rapide de cette tension.

Une tension trop forte provoque simplement un "claquage" du triac. Les triacs sont couramment spécifiés pour une tension de 400 V, et l'on trouve aussi des modèles spécifiés à 630 V. A première vue, 400 V apparaît comme une valeur confortable. Mais si l'on considère que la tension crête d'un secteur 245 V atteint environ 346 V, et que des variations de $\pm 10\%$ de la tension nominale sont parfaitement réalistes, la marge de sécurité se réduit dangereusement.

Le second phénomène, "une augmentation trop rapide de la tension aux bornes du triac" est peut-être moins évident. La plupart des triacs peuvent supporter une augmentation de tension à une vitesse de 200 volts par microseconde; une augmentation plus rapide peut provoquer l'allumage du triac. Une façon de limiter la vitesse de variation serait de brancher un "gros" condensateur aux bornes du triac. Mais si l'on allumait le triac en un point où le condensateur est chargé, il se produirait une énorme pointe de courant qui détruirait presque certainement le triac. Pour cette raison, il faut *obligatoirement* placer une résistance en série avec le condensateur. On peut en calculer la valeur minimum à partir des valeurs maximum de la tension et du courant du triac; par exemple, pour un triac de 6 A, il vient:

$$R = \frac{V_{\max}}{I_{\max}} = \frac{346}{6} \approx 56 \Omega$$

Un autre point à considérer est l'effet d'une charge inductive (même partiellement). Le réseau RC placé aux bornes du triac et le réseau RL de la charge constituent ensemble un circuit RLC série. Si ce circuit résonnant est insuffisamment amorti (amortissement $d \ll 1$), il peut se produire une oscillation — le triac s'allumant et s'éteignant à une fréquence déterminée par le réseau RLC. D'autre part, la tension peut grimper au-dessus de la valeur maximum admissible pour le triac... Il faut donc, au moment de choisir la valeur de la résistance, estimer l'amortissement du circuit résonnant. Si l'on appelle R_{tot} la somme des résistances, et L celle des inductances, l'amortissement est donné par:

$$d = \frac{R_{\text{tot}}}{2\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

4

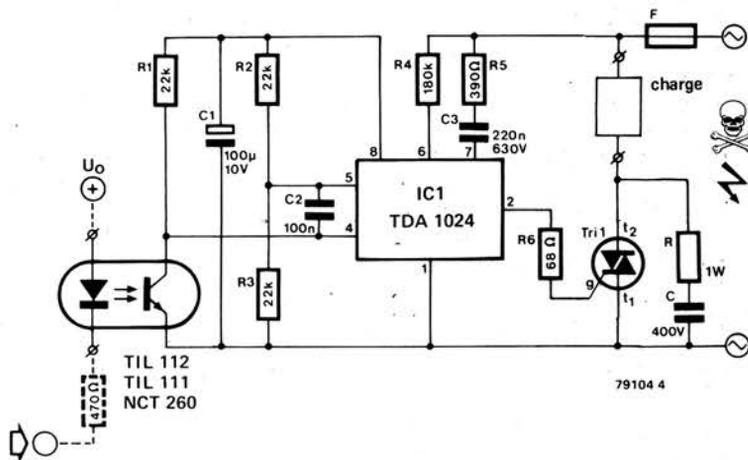


Figure 4. On peut également se servir d'un circuit intégré spécialement conçu pour cet usage, le TDA 1024. En gros, ce circuit remplit les mêmes fonctions que celui de la figure 2.

necté aux bornes du triac sont données à part.

Enfin: un circuit intégré spécial.

Un circuit intégré spécialement étudié pour la commande des triacs est disponible chez RTC: le TDA 1024. Le schéma de la figure 4 indique comment l'utiliser à partir d'un optocoupleur.

Lorsque le phototransistor du coupleur optoélectronique est éclairé, le IC commence à produire des impulsions synchrones du secteur pour déclencher le triac. La largeur de ces impulsions est déterminée par R4; avec la valeur donnée, on obtiendra des impulsions larges d'environ 150 μ s. Pour commuter des charges faibles (une ampoule de 40 W par exemple) il est souhaitable d'augmenter la valeur de R4 jusqu'au maximum admissible (820 k) de sorte

particulier si l'on commute des moteurs, mais aussi dans une moindre mesure si la charge se compose de lampes à incandescence ou de résistances de chauffage. Il faut naturellement choisir le triac en conséquence. Les mêmes considérations s'appliquent au fusible, F, pour lequel on choisira de préférence un modèle à fusion retardée. Le triac exige un refroidissement approprié. Noter que le radiateur sera également connecté au secteur, à moins d'utiliser une rondelle isolante de mica.

Lorsque la puissance d'une résistance, ou la tension de service d'un condensateur sont spécifiées, il faut bien entendu les respecter. Le condensateur C doit avoir une tension de service d'au moins 400 V. Dans tous les autres cas, on pourra utiliser des résistances 1/4 W et des condensateurs "normaux".

Comme l'idée de départ était d'étouffer les pics de tension à l'aide d'un condensateur, il est logique d'en utiliser un "gros". En pratique, on choisira normalement une valeur de l'ordre de 47 nF ... 100 nF / 400 V ... 630 V. Dans la plupart des applications (sauf pour les charges purement inductives), on peut estimer à 100 μ H l'inductance série du câblage secteur et de la charge. Si la charge se compose, disons d'une lampe de 60 W (avec une résistance série de 1 k), et si l'on a pris pour R une résistance de 56 Ω , l'amortissement sera:

$$d = \frac{1056}{2\sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-6}}{47 \cdot 10^{-9}}}} \approx 11,5$$

Correct. Il ne faut s'attendre à aucun problème jusqu'à ce que la résistance de la charge devienne inférieure à environ 36 Ω (ce qui correspond à un bon 1600 W). Pour commuter des charges plus importantes, il faudra utiliser un condensateur de plus forte valeur.

La vitesse maximum d'augmentation de la tension est atteinte lorsque l'on allume le triac au moment où la tension secteur passe par sa valeur crête. Dans l'exemple précédent, elle est égale à:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{RV}{L} = \frac{56 \cdot 346}{100 \cdot 10^{-6}} \approx 193 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Cette valeur est juste inférieure à la limite de sécurité.

On peut illustrer, sur un exemple simple, les problèmes liés aux charges inductives. Supposons que nous voulions commuter un tube fluorescent et le ballast associé. Les valeurs classiques de la résistance et de l'inductance d'un ballast sont respectivement de 200 Ω et de 1 H. L'amortissement est donc égal à environ:

$$d = \frac{250}{2\sqrt{\frac{1}{47 \cdot 10^{-9}}}} \approx 0,03!$$

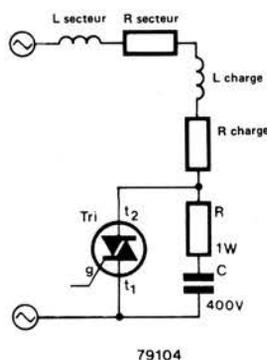
Résultat? Une oscillation, et le tube ne s'éteindra pas. Le remède évident consiste à augmenter la valeur de R; on peut en calculer la valeur minimum (pour $d = 1$) de la façon suivante:

$$R_{\min} = d \cdot 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 1 \cdot 2\sqrt{\frac{1}{47 \cdot 10^{-9}}} \approx 10 \text{ k}$$

Il faut vérifier, pour ces nouvelles valeurs, la vitesse de variation de la tension:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 346}{1} = 3,46 \text{ V}/\mu\text{s}$$

C'est une valeur parfaitement sûre.



Résumé

Pour des charges "normales" (lampes à incandescence, éléments chauffants, etc.) jusqu'à 1 kW, on peut utiliser un triac de 6 A. Dans ce cas, on pourra prendre pour R une valeur de sécurité de 56 Ω /1 W, et la bonne valeur du condensateur sera 47 nF/400 V. Il n'y a aucun risque à jouer la sécurité: si on le désire, on pourra porter la capacité à 100 nF et la tension de service à 630 V. Pour des triacs de 10 A (charges pouvant atteindre 1600 W) la valeur de la résistance peut descendre jusqu'à 39 Ω , à condition d'utiliser un condensateur de 100 nF. Les mêmes valeurs conviennent à des triacs de 15 A; toutefois dans ce cas, on pourra également adopter les valeurs de 27 Ω et 150 ou 220 nF.

Pour commuter des tubes fluorescents (noter qu'il est impossible d'utiliser un gradateur avec ce type d'éclairage!), il faut augmenter considérablement la valeur de R — jusqu'à plus de 10 k. Pour commuter d'autres charges "étranges" on pourra calculer les valeurs correspondantes de R et de C en appliquant la méthode décrite ci-dessus. ■

blindage sans capacité

Dans un grand nombre d'applications, il est nécessaire de blinder les câbles, pour protéger les liaisons des interférences (ronflement du secteur, HF etc...). Malheureusement, entre le conducteur qui porte le signal et l'écran, il y a inévitablement une certaine capacité.

Il est possible que cette capacité gêne le transfert de signaux à haute fréquence. Par exemple, le câble blindé qui relie une tête de lecture à bobine mobile à son préamplificateur, a une capacité qui affecte la réponse en fréquence de l'ensemble. Bien que cette capacité ne puisse être éliminée, on peut heureusement supprimer ses effets. Si nous veillons à maintenir sa charge constante (par exemple si elle est nulle), et qu'en aucun cas elle ne dépende du signal présent sur le câble, nous avons éliminé son influence.



Mais comment faire? Le blindage est relié au conducteur via un suiveur de tension, dont l'impédance de sortie est considérablement plus faible que celle du câble. Cela peut se faire à n'importe quelle extrémité du câble (l'autre extrémité étant laissée flottante). Ainsi le blindage n'a plus d'effet capacitif, puisque la sortie de l'ampli-op a une très faible impédance.

Si le blindage était utilisé comme connexion de retour, il faudrait trouver une autre solution pour ramener cette masse. Il y a plusieurs possibilités: on peut utiliser un autre conducteur interne au câble blindé, ou un autre blindage externe, ou les deux. Dans ce dernier cas, le blindage est connecté aux masses des boîtiers du "récepteur" et de "l'émetteur", et ne transporte aucun courant. ■

Quand on examine le fonctionnement des régulateurs de tension conventionnels, on se demande pourquoi ils ne sont pas plus souvent en panne. Leur principe est le suivant: Quand le moteur tourne au ralenti, l'excitateur (F) de la dynamo est alimenté en courant via le témoin de contact. L'induit n'est pas relié à la batterie, car à ce moment il a une tension trop basse, et la batterie se déchargerait. Quand la vitesse du moteur augmente, la tension de sortie de la dynamo augmente aussi. Dès qu'elle est supérieure à la tension de la batterie, un relai établit la liaison, et la batterie se charge. A pleine vitesse, si la tension de la dynamo dépasse 14,5V, un second relai coupe son excitation. Le champ diminue et la

inférieure à celle de la batterie. Ainsi la batterie ne peut pas se décharger dans la dynamo.

Quand on met le contact, l'excitateur de la dynamo reçoit un courant via la lampe témoin et T1. D3 évite que le courant ne soit dévié dans l'induit qui a une résistance plus faible. Quand la vitesse du moteur croît, la tension de la dynamo augmente aussi, et arrive à fournir son propre courant d'excitation via D3 et T1. L'augmentation du potentiel de la cathode de D3 éteint progressivement le témoin. Quand la tension de sortie de la dynamo atteint environ 13 - 14 V, la batterie commence à se recharger. IC1 est un comparateur qui contrôle la tension de la dynamo. Pendant qu'elle augmente, la tension

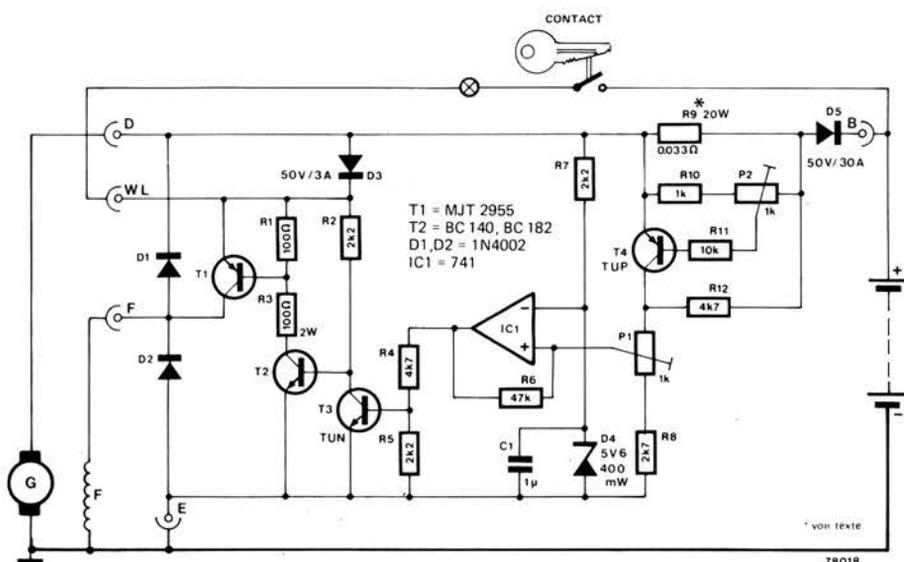
régulateur de tension et de courant pour voiture

Bien que beaucoup de voitures récentes soient équipées de régulateurs transistorisés pour contrôler le courant et la tension du générateur, il reste encore des millions de vieux modèles qui n'ont qu'un régulateur électromécanique, normalement peu fiable. Ce circuit est conçu pour remplacer directement un régulateur de ce type, et même s'il est prévu initialement pour une dynamo, il convient très bien à un alternateur.

tension de sortie tombe jusqu'à faire décoller le relai. Celui-ci bat donc sans arrêt, maintenant la tension à 14,5 V pour éviter une surcharge de la batterie. Un troisième relai est placé en série dans la sortie de la dynamo, de façon à ce que tout le courant produit traverse sa bobine. Si ce courant devient supérieur à la limite de sécurité, par exemple si la batterie est totalement déchargée, le relai colle et débranche l'excitateur de la dynamo. Ceci est le principe de base, mais le schéma varie d'une voiture à l'autre.

Voici le schéma d'un régulateur électronique. Le premier relai est remplacé par D5, qui est polarisée en inverse quand la tension de la dynamo est

de l'entrée inverseuse de IC1 est supérieure à celle de la non-inverseuse, et donc sa sortie est basse, et T3 est bloqué. Quand la tension de sortie de la dynamo dépasse 5,6 V, la tension de l'entrée inverseuse est stabilisée à cette valeur par D4. Quand la tension de la dynamo dépasse le maximum admissible (ajustable par P1), le potentiel de l'entrée non-inverseuse de IC1 dépasse celui de l'entrée inverseuse, et la sortie de IC1 va donc saturer T3. Celui-ci, à son tour bloque T2 et T1, et l'excitation de la dynamo est coupée. Le champ diminue alors et la tension de sortie tombe également, ce qui fait rebasculer le comparateur. R6 donne quelques centaines de millivolts d'hystérésis, ce qui permet au circuit de fonctionner en régulateur à découpage. T1 est soit saturé, soit bloqué et dissipe donc peu de puissance. La régulation du courant est obtenue grâce à T4. Quand le courant qui traverse R9 provoque à ses bornes une chute de tension supérieure à la valeur admissible, T4 devient conducteur. Cela fait augmenter le potentiel de l'entrée non-inverseuse de IC1, et supprime le champ d'excitation. La valeur de R9 (0,033Ω/20W, formée de 10 résistances de 0,33Ω/2W en parallèle) convient à un courant maximal de 20A. Pour des courants plus importants, il faut réduire R9. On peut monter le circuit dans le boîtier d'un vieux régulateur électromécanique, avec le même brochage. On peut ainsi faire le remplacement immédiat. P1 et P2 permettent d'ajuster la tension et le courant suivant les indications du constructeur de la voiture. T1 et D5 doivent être montés avec un radiateur isolé du châssis.

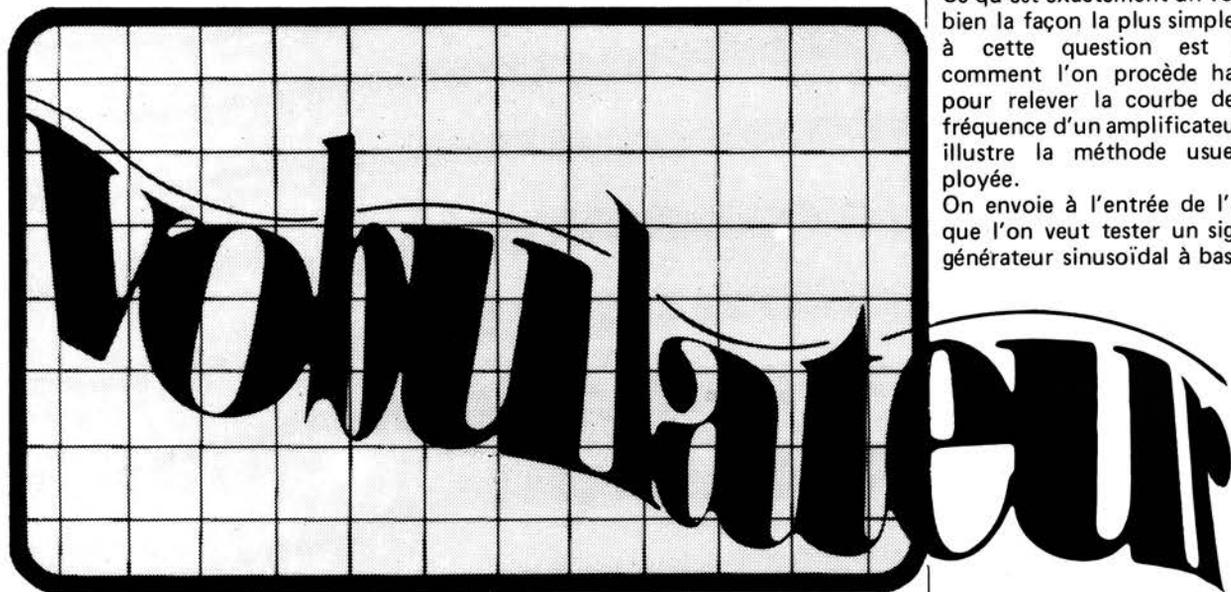


Habituellement, le vobulateur ne fait pas partie du parc d'appareils de mesure élémentaires que l'on peut s'attendre à trouver chez un amateur passionné d'électronique, pour la simple raison qu'un tel appareil est normalement trop cher. On peut toutefois se contenter d'un appareil qui fournisse des résultats relatifs (ce qui est souvent plus important que d'effectuer la mesure d'une grandeur avec une précision absolue). Il n'y a alors aucune raison de ne pas inclure un vobulateur dans l'ensemble des appareils de mesure dont se sert un amateur.

Mais au fait pourquoi un vobulateur?

Ce qu'est exactement un vobulateur? Eh bien la façon la plus simple de répondre à cette question est de regarder comment l'on procède habituellement pour relever la courbe de réponse en fréquence d'un amplificateur. La figure 1 illustre la méthode usuellement employée.

On envoie à l'entrée de l'amplificateur que l'on veut tester un signal issu d'un générateur sinusoïdal à basse fréquence.



Lorsque l'on veut déterminer la réponse en fréquence d'un amplificateur, il faut normalement effectuer soigneusement un certain nombre de mesures de contrôle, se munir d'une grande quantité de feuilles de papier quadrillé sur lesquelles on reportera les graphiques, et surtout il faut énormément de patience. On peut considérer qu'il s'agit presque d'une corvée que d'avoir à se débattre avec des valeurs crête-crête, des valeurs efficaces de tension, des dB, des logarithmes, etc. . . au risque d'ailleurs de commettre, et c'est facile, des erreurs qui "fausseront" les résultats définitifs. Il est cependant possible, si l'on dispose d'un oscilloscope, de visualiser directement sur l'écran les courbes de réponse en fréquence — à condition d'avoir en sa possession l'appareil qui est décrit ici: un vobulateur.

On mesure alors en sortie de l'amplificateur, à l'aide d'un voltmètre alternatif, l'amplitude du signal de sortie. Tout en nous assurant maintenant que l'amplitude du signal d'entrée est maintenue constante, nous effectuons la mesure de l'amplitude du signal de sortie pour un certain nombre de fréquences d'entrée distinctes. Nous reportons ensuite les valeurs mesurées sur un graphique où la fréquence est portée en abscisse (axe horizontal) et l'amplitude (la tension) en ordonnée (axe vertical). De cette façon nous voyons immédiatement quelle est l'allure de la réponse en fréquence de l'amplificateur: si elle est plate... quelle est la fréquence de coupure, etc...

En procédant ainsi, chaque fois que nous désirons effectuer une nouvelle mesure, nous devons modifier manuellement la fréquence du générateur sinusoïdal. Ce serait évidemment plus simple si l'on pouvait, d'une façon ou d'une autre, le faire automatiquement. Par ailleurs, nous pourrions couvrir de façon continue l'excursion en fréquence, au lieu de se contenter de quelques valeurs ponctuelles. Cela nous permettrait de vérifier que nous ne sautons pas de légers creux ou de légères bosses dans la courbe

de réponse de l'amplificateur. C'est pourquoi nous avons besoin d'un signal dont la fréquence augmente de façon continue. En d'autres termes, il s'agit là d'un vobulateur.

Nous voyons en figure 2 comment utiliser un vobulateur pour visualiser sur un écran d'oscilloscope la réponse en fréquence d'un amplificateur.

Le vobulateur fournit en fait deux signaux: le signal dont nous venons de parler et qui attaque l'amplificateur et une tension qui varie avec la fréquence du signal d'entrée. Ce dernier signal, que l'on appellera X, est destiné à commander la déviation horizontale de l'oscilloscope (amplificateur X). La déviation verticale du spot est fonction d'une tension qui est proportionnelle à l'amplitude du signal de sortie de l'amplificateur. Cette tension est facilement obtenue en redressant et en filtrant le signal de sortie de l'amplificateur. Il en résulte donc que l'on voit, visualisée sur l'écran de l'oscilloscope, la réponse en fréquence de l'amplificateur. L'amplitude est en ordonnée et la fréquence en abscisse.

Pas linéaire, mais logarithmique

Comme le savent, sans aucun doute, la plupart des lecteurs, on utilise habituellement dans de tels graphiques un axe des fréquences logarithmique. La question est donc de savoir comment être certain d'avoir une relation logarithmique entre la fréquence du signal issu du vobulateur et le signal d'entrée de la base de temps externe (X). Une solution possible consisterait à augmenter linéairement la fréquence du signal de balayage pendant que celle du signal X augmenterait logarithmiquement. Il existe cependant une meilleure solution. On laisse la tension X augmenter linéairement et on fait croître exponentiellement (en fonction

1

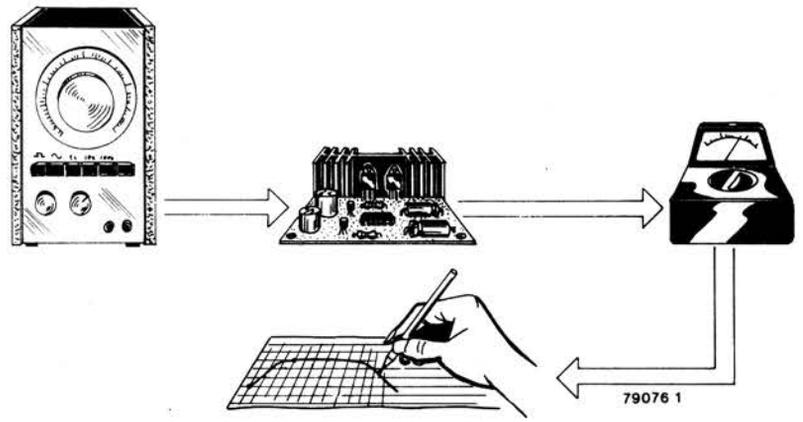


Figure 1. Cette figure illustre la méthode fondamentale utilisée pour relever la réponse en fréquence d'un amplificateur et ceci en se servant d'un générateur basse-fréquence et d'un voltmètre alternatif.

du temps) la fréquence. Il existe ainsi une relation logarithmique entre la fréquence et la tension X, pendant que la déviation horizontale de l'oscilloscope reste constante. Cela signifie également que la brillance de la trace reste uniforme et, chose plus importante, que l'on peut utiliser le générateur (linéaire) de la base de temps de l'oscilloscope (puisque tout oscilloscope ne dispose pas d'une entrée X).

Il faut remarquer que l'axe vertical de la réponse en fréquence devrait avoir une échelle logarithmique, une facilité que ne peut fournir le circuit qui est décrit ici. D'ailleurs, à proprement parler, disposer d'un axe Y logarithmique ne fait pas partie des fonctions d'un vobulateur; son travail consiste simplement à fournir les signaux nécessaires à la procédure de mesure. Nous avons eu l'occasion d'étudier dans le numéro de septembre/octobre 1978 d'Elektor un montage qui convient

(avec son circuit imprimé). Il s'agit d'un voltmètre de crête BF.

Schéma de principe

Le schéma synoptique de la figure 3 illustre la conception fondamentale du vobulateur.

On utilise un oscillateur délivrant un signal carré asymétrique pour déclencher un générateur de dents de scie. Ce dernier fournit la tension de commande destinée à l'entrée X de l'oscilloscope. On se sert également de cette tension X pour commander le VCO, par l'intermédiaire d'un convertisseur exponentiel. Le signal qui sort de ce convertisseur a une fréquence exponentielle par rapport à celle de la tension X. Le schéma synoptique est complété par des étages intermédiaires qui délivrent les divers signaux de sortie.

Le vobulateur dispose de deux sorties: sur la première on a le choix entre un

2

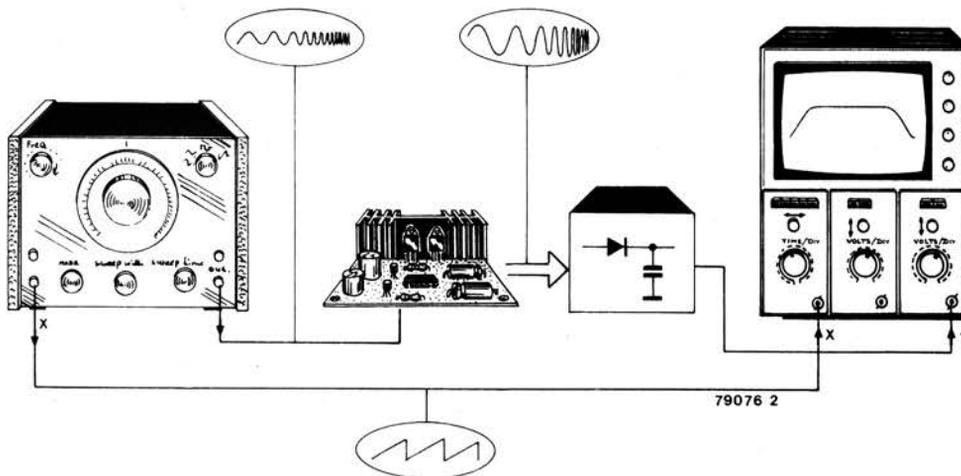
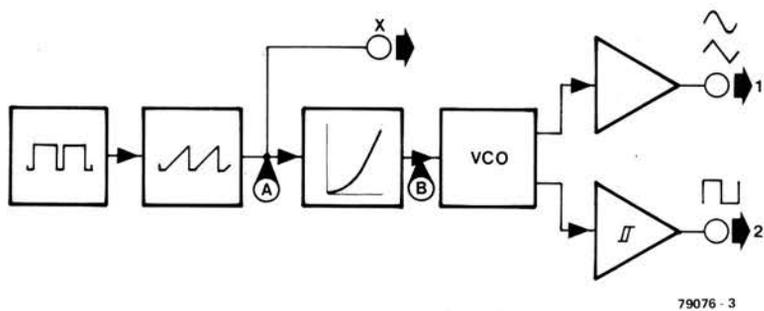


Figure 2. A l'aide d'un vobulateur et d'un oscilloscope, on peut effectuer la même mesure virtuellement automatiquement. Le vobulateur génère un signal de sortie sinusoïdal dont la fréquence augmente de façon continue et un signal en dents de scie qui est utilisé comme entrée de base de temps externe pour l'oscilloscope.

3



79076 - 3

Figure 3. Schéma synoptique du vobulateur. Afin d'obtenir une échelle de fréquence logarithme logarithmique, il existe une relation exponentielle entre la valeur instantanée de la dent de scie et la fréquence du VCO.

signal sinusoïdal et un signal triangulaire, alors que sur la seconde on ne dispose que d'un signal carré. Bien que les signaux triangulaires et carrés ne soient généralement pas utilisés pour déterminer la réponse en fréquence de montages, ils peuvent être utiles dans un certain nombre d'autres applications. Le montage contient également un interrupteur marqué "manuel". S'il est basculé sur cette position, il est possible

de faire varier de façon continue la fréquence du générateur à l'aide d'un potentiomètre, plutôt que d'avoir un balayage automatique de la gamme de fréquence.

Le schéma détaillé

La figure 4 représente le schéma complet du vobulateur. Comme on peut le voir le montage contient un certain nombre

d'interrupteurs dont les fonctions sont les suivantes:

- S1: suppression du balayage
- S2: balayage/manuel
- S3: sinusoïde/triangle
- S4: gamme de fréquence
- S5: atténuateur de sortie

Une description plus détaillée de ces fonctions sera faite ultérieurement dans cet article.

L'oscillateur délivrant le signal carré asymétrique est construit autour des transistors T1 et T2. La sortie de cet oscillateur est atténuée par le pont de résistances R6 et R7, puis limitée en tension par les diodes D1 et D2 montées "tête-bêche". Ce signal est alors utilisé pour déclencher le générateur de dents de scie bâti autour du circuit intégré IC1 et du transistor union-jonction (UJT) T3. Lorsque la tension présente aux bornes du condensateur C3 atteint une certaine valeur, le transistor T3 devient passant. Il en résulte en sortie du circuit intégré IC1 une rampe négative. La période de la dent de scie est approximativement de 10 secondes, ce qui peut sembler assez long. Il est cependant important que la fréquence de la dent de scie soit beaucoup plus

4

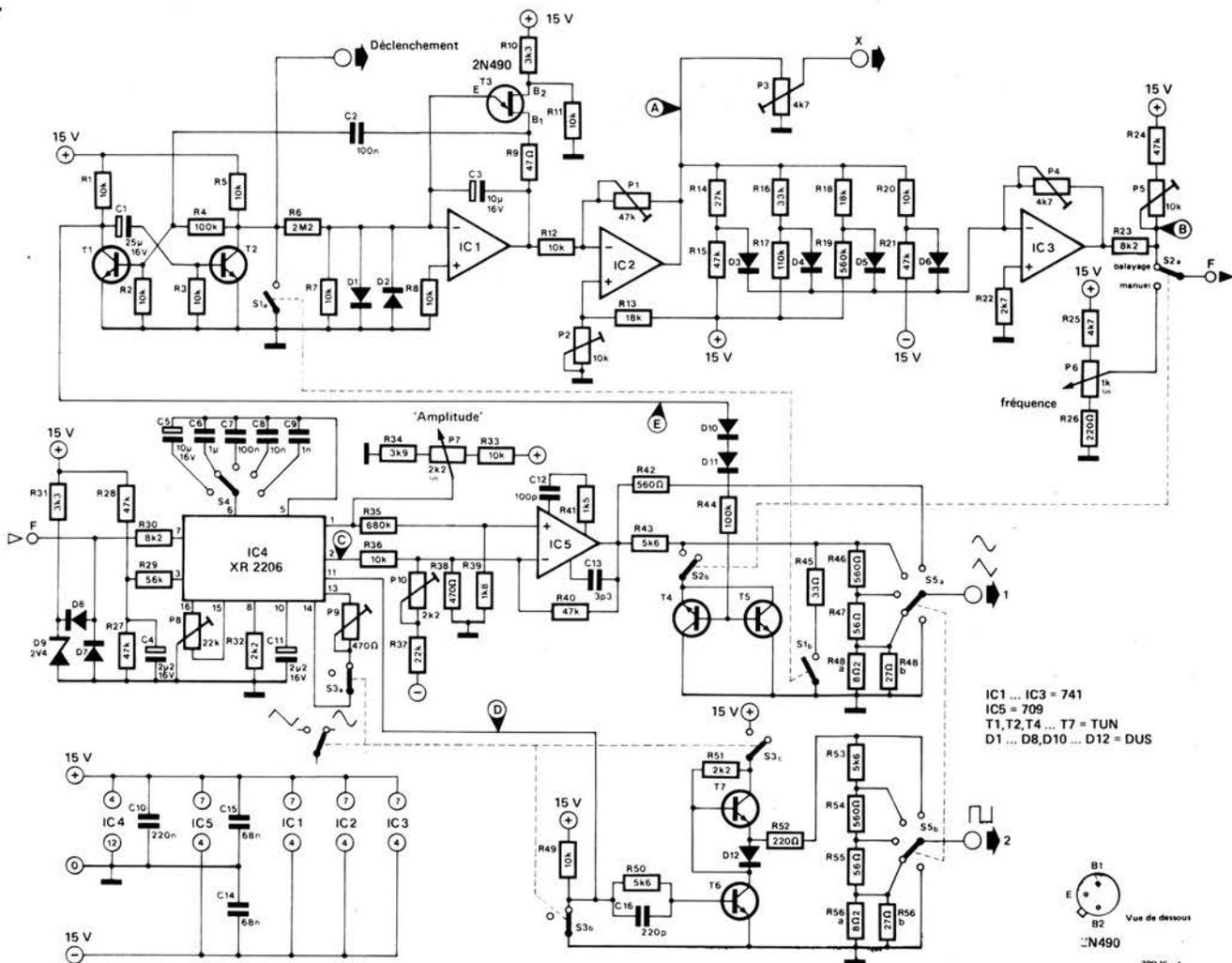
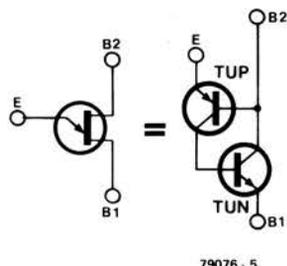


Figure 4. Schéma complet du vobulateur. Le convertisseur exponentiel est réalisé sous la forme d'un réseau de diodes et de résistances.

5



79076 - 5

Figure 5. Si on le souhaite, il est possible de remplacer par deux transistors distincts, le transistor unijonction du générateur de dents de scie.

basse que la plus basse fréquence générée par le VCO. Après avoir été amplifié puis inversé par le circuit intégré IC2, le signal en dents de scie est utilisé comme signal de base de temps externe pour l'oscilloscope. La valeur crête-crête de la tension au point A est de 16 V.

Il s'agit maintenant d'obtenir à partir de cette tension en dents de scie une tension exponentielle. Dans ce but, on utilise un réseau de diodes et de résistances composé de D3... D6 et de R14... R21. Ce réseau constitue essentiellement un atténuateur de tension dans lequel la valeur de la tension d'entrée (à savoir la valeur en A) détermine quelles sont les résistances qui sont incluses dans la chaîne d'atténuation. De même qu'avec tous les convertisseurs exponentiels, le réseau de diodes-résistances ne fournit qu'un signal approximativement exponentiel. L'avantage de cet ensemble est qu'il possède cependant une excellente stabilité en température.

Le circuit intégré IC3 amplifie la tension de sortie du réseau. Il est possible d'ajuster à l'aide des potentiomètres P4 et P5 les caractéristiques de l'exponentielle — la procédure de réglage sera ultérieurement étudiée dans cet article. En supposant que P4 et P5 aient été correctement réglés, on trouvera au point B un signal synchrone de la dent de scie et qui croît exponentiellement avec le temps.

L'oscillateur

Le véritable signal de balayage est fourni par le circuit intégré IC4 qui est un générateur de fonctions du type XR 2206. Il a été fait une description détaillée de ce circuit intégré dans le numéro 1 d'Elektor publié en mai/juin 1978.

Son entrée est protégée contre les tensions excessivement élevées par les diodes D7... D9 et par R31.

Le circuit intégré possède deux sorties qui fournissent un signal de même fréquence. Suivant la position de l'interrupteur S3, on aura en sortie de la patte 2 (point C) un triangle ou une sinusoïde, alors qu'en sortie de la patte 11 (point D) on aura un signal

carré symétrique. Le commutateur de gammes permet de sélectionner l'une des cinq gammes suivantes: 1 — 10 Hz; 10 — 100 Hz; 100 Hz — 1 kHz; 1 — 10 kHz; 10 — 100 kHz. Le potentiomètre P7 permet de faire varier l'amplitude du signal de sortie sinusoïde/triangle. Quand l'interrupteur S2 est en position "balayage", la fréquence de l'oscillateur est commandée par la sortie du convertisseur exponentiel. Lorsque cet interrupteur est en position "manuel", l'ensemble fonctionne comme un classique générateur de fonctions, dont on peut régler la fréquence par l'intermédiaire du potentiomètre P6.

Le circuit intégré IC5 amplifie la sortie sinusoïde/triangle. Cet amplificateur opérationnel doit être capable de travailler sur des signaux d'entrée de grande amplitude; c'est pourquoi il a été choisi un 709 qui possède un temps de montée bien plus faible que celui d'un classique 741 (IC1 ... IC3). La tension de commande qui détermine l'amplitude du signal sinusoïde/triangle est non seulement envoyée à la patte 1 de IC4, mais également à l'entrée non inverseuse de IC5 par l'intermédiaire de la résistance R35. Ceci compense l'effet de la tension de commande sur la composante continue au point C. La sortie sinusoïde/triangle attaque un atténuateur. Grâce au commutateur S5, on peut faire varier par pas de 20 dB l'amplitude du signal de sortie. Le circuit est protégé des court-circuits quelle que soit la position du commutateur.

Les transistors T4 et T5 montés tête-bêche constituent un limiteur régulé en tension. Quand la tension au point E devient élevée, les transistors T4 et T5 reçoivent un courant de base et conduisent respectivement sur les demi-périodes négatives et positives du signal, de telle sorte que le signal sinusoïde/triangle soit limité à la tension de saturation de ces transistors. Ceci assure une suppression du signal durant le flanc de descente de la dent de scie. C'est pour cette raison que la tension au point E est prélevée sur l'oscillateur de signaux carrés qui déclenche le générateur de dents de scie.

Le circuit intégré XR 2206 fournit

également un signal de sortie carré (disponible à la patte 11) qui est amplifié par le montage réalisé autour des transistors T6 et T7. Bien que ce montage puisse sembler assez inhabituel, il s'agit fondamentalement de l'équivalent en composants discrets d'une sortie totem-pole de circuit intégré TTL. La diode D12 a l'effet suivant: lorsque T6 est saturé, la tension sur la base de T7 est plus basse que celle de l'émetteur: par conséquent T7 est bloqué. Inversement, quand T6 est bloqué, la diode D12 est polarisée en inverse et la base de T7 est à un potentiel plus élevé que celui de l'émetteur, de sorte que T7 est saturé.

La sortie du signal carré est aussi disponible en sortie d'un atténuateur commutable; cependant, contrairement à la sortie sinusoïde/triangle, il n'y a pas suppression du signal durant le flanc de descente de la dent de scie, puisqu'il y a très peu d'intérêt à utiliser le signal carré en mode "balayage".

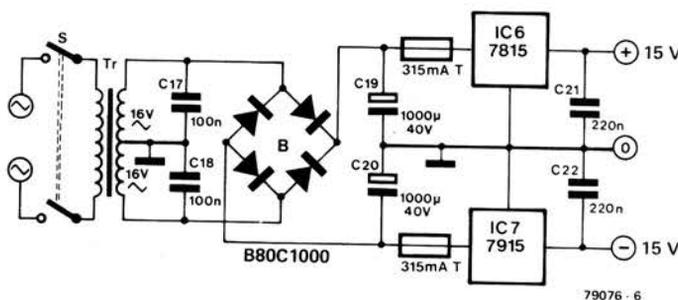
Sortie de déclenchement

Il a été ajouté à l'ensemble, en plus de la sortie X et des deux sorties du générateur de fonctions, une sortie de déclenchement que l'on peut utiliser si l'oscilloscope ne possède pas d'entrée de base de temps externe. Le signal qui est présent à la sortie de déclenchement reste haut pendant la durée du balayage et doit alors être envoyé à l'entrée de synchronisation de l'oscilloscope. La sortie de déclenchement peut également être employée, lorsqu'elle attaque l'entrée Z des oscilloscopes qui en sont équipés, afin d'assurer l'extinction de la trace durant le flanc de descente de la dent de scie.

Le bouton poussoir S1, lorsqu'il est fermé, inhibe le balayage. Si ce bouton poussoir est fermé durant un balayage, le cycle est interrompu et le signal présent en sortie 1 est supprimé.

Le commutateur S3 permet de choisir le signal disponible en sortie 1: sinusoïde ou triangle. En même temps, il commute en entrée et en sortie le signal carré. Ce dernier est seulement présent quand S3a

6



79076 - 6

Figure 6. Schéma d'une alimentation qui convient très bien au vobulateur.

est sur la position triangle. Cela évite que des impulsions parasites, dues à une diaphonie entre les deux sorties, se retrouvent superposées à la sinusoïde.

Réalisation

La réalisation du vobulateur demande beaucoup de soin. Plus particulièrement, il est recommandé de monter soigneusement la partie qui se situe autour du circuit intégré IC5. En effet, cet amplificateur opérationnel est sous-compensé afin d'obtenir un très faible temps de montée. Cela signifie qu'il risque d'avoir une fâcheuse tendance à osciller; c'est pour pallier cet inconvénient que l'on a ajouté la résistance R38. Les condensateurs C14 et C15 doivent être montés aussi près que possible du circuit intégré. Il peut être intéressant d'utiliser un potentiomètre multitours très doux pour P6 qui est destiné à faire varier la fréquence quand on utilise le générateur en mode "manuel". Cela permet d'obtenir un réglage précis.

Si le transistor unijonction devait poser, dans certaines régions, des problèmes d'approvisionnement, on pourrait le remplacer par l'un des modèles suivants: 2N 492, 2N 1671, 2N 2418, 2N 2420, 2N 2422, une possibilité supplémentaire étant le TIS 43. De plus, il est également possible, comme on peut le voir à la figure 5, de remplacer l'UJT par deux transistors distincts.

Pour alimenter le vobulateur, il est nécessaire de disposer d'une alimentation qui puisse fournir +15V et -15V sous 300 mA. La figure 6 représente le schéma d'une telle alimentation dont on peut effectuer la réalisation en utilisant le circuit imprimé EPS 9968-5.

Procédure d'étalonnage

Le vobulateur possède huit potentiomètres ajustables qui doivent tous être positionnés à mi-course avant d'entamer la procédure d'étalonnage. Même remarque également en ce qui concerne les potentiomètres de commande P6 (fréquence) et P7 (amplitude). Le commutateur S5 doit être positionné pour avoir l'atténuation minimale. L'interrupteur S2 doit être en mode "manuel". Si l'interrupteur S3 est sur la position "triangle" on doit simultanément obtenir un signal triangulaire en sortie 1 et un signal carré en sortie 2. Si l'interrupteur S2 est sur l'autre position, le signal carré doit être absent.

A l'aide du potentiomètre P7, on devrait pouvoir faire varier l'amplitude du signal triangulaire, au moins dans un rapport 10. Si ce n'était pas le cas, il faudrait choisir pour la résistance R33 une plus petite valeur. De même, grâce au potentiomètre P6, on devrait pouvoir faire varier la fréquence dans un rapport 10. Si ce n'était pas le cas, il faudrait réduire simultanément la valeur des résistances R25 et R26.

La symétrie du triangle et de la sinusoïde

peut être ajustée au moyen du potentiomètre P8, alors que le taux de distorsion de la sinusoïde peut être réduit à un minimum en jouant sur le potentiomètre P9. Pour ces réglages, il est indispensable d'avoir un oscilloscope à sa disposition.

Lorsque le vobulateur a "chauffé" pendant au moins cinq minutes, il est possible de régler le potentiomètre P10 pour avoir une composante continue nulle (tension d'offset) en sortie 1 (triangle/sinusoïde). Quand on fait varier, par l'intermédiaire du potentiomètre P7, la valeur de l'amplitude, cette tension d'offset devrait rester nulle. Toutefois si cette tension venait à varier, il faudrait modifier la valeur de la résistance R35.

Après avoir réglé le générateur de fonctions et les étages de sortie, le réglage des potentiomètres P1 ... P5 achèvera la procédure de mise au point. Il faut régler, grâce au potentiomètre P1, l'amplitude de la dent de scie au point A à 16V crête-crête, alors que P2 n'a d'autre rôle que d'assurer que la dent de scie soit bien symétrique autour de 0 V. Si le besoin s'en faisait sentir, on pourrait atténuer la dent de scie, à l'aide du potentiomètre P3, avant de l'envoyer à l'entrée X de l'oscilloscope.

Les potentiomètres P4 (amplitude) et P5 (niveau de tension continue) sont réglés de façon à ce que la tension exponentielle au point B varie entre +2,75V et +0,54V. On s'apercevra que le réglage de P5 joue sur celui de P4. Une fois que ces deux potentiomètres auront été correctement réglés, le vobulateur sera prêt à rendre de nombreux services.

Les performances de l'ensemble sont excellentes — surtout en fonction du coût de réalisation relativement bas. A l'intérieur d'une gamme de fréquences qui va de 5 Hz à 100 kHz, l'amplitude du signal de balayage est constante à $\pm 0,25$ dB; en dessous de 5 Hz, l'amplitude augmente légèrement: Les caractéristiques fréquentielles de ce générateur sont également extrêmement stables et le réglage de la tension d'offset en sortie 1 n'accuse qu'une très légère dérive due à la température.

le tort d'elektort

Modifications
Additions
Améliorations
Corrections
de schémas publiés dans Elektor

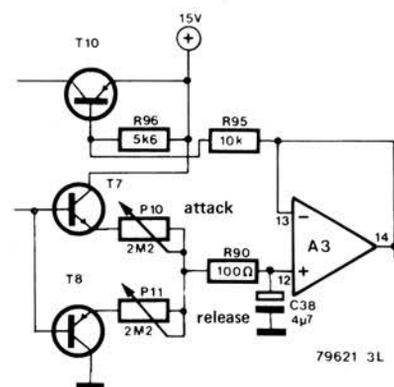
Microordinateur BASIC

Elektor n° 12, juin 1979, p. 6-25. Les ROM NIBL INS8295 livrées actuellement par National Semiconductor ne correspondent plus aux spécimens utilisés pour la réalisation du circuit imprimé Elektor. Les entrées Chip Select CS1 et CS2 doivent être connectées à la masse et non pas au 5 V comme il est montré sur les figures 7 et 8.

Sur le circuit imprimé, il suffit de supprimer le strap reliant les broches 20 et 21 au +5 V et d'établir une liaison entre ces deux broches et le point 32a, c du connecteur.

Chorosynth

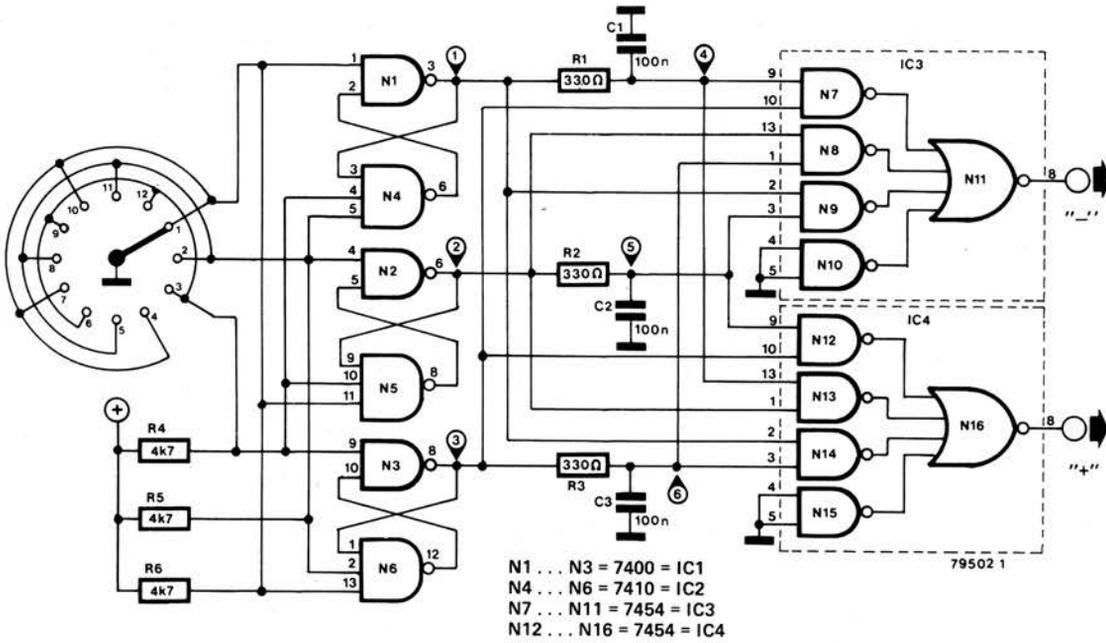
Elektor n° 13/14, juillet/août 1979, p. 8-22. Dans le circuit de mise en forme d'enveloppe, l'extrémité gauche de la résistance R95 doit être reliée à la base du transistor T10 et non pas au +15 V.



plus à droite, moins à gauche

W. v. Rooyen

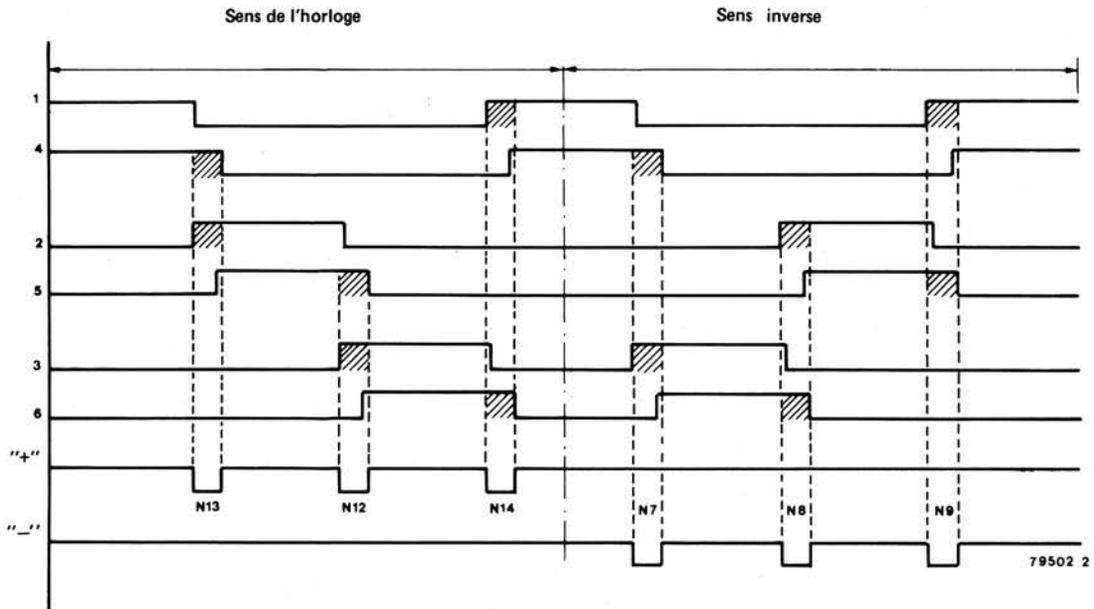
1



Ne nous demandez pas à quoi peut bien servir ce circuit, bien qu'il ait sûrement une utilité quelconque. L'auteur lui-même a dit: "Ca peut servir à régler une horloge..." ce qui est assez vrai, du moins si l'horloge est en TTL. De toute façon, nous sommes certains que quelque lecteur inventif trouvera d'autres applications. Fondamentalement, ce circuit utilise un commutateur à 12 positions (ou de

n'importe quelle autre dimension, pourvu que ce soit un multiple de 3). Suivant le sens dans lequel on tourne le commutateur, des impulsions sont délivrées par la sortie "+" ou par la sortie "-". Quand il est au repos, les deux sorties sont à l'état haut. Le commutateur doit être un modèle à "coupure avant établissement", et la butée à la douzième position doit être supprimée.

2

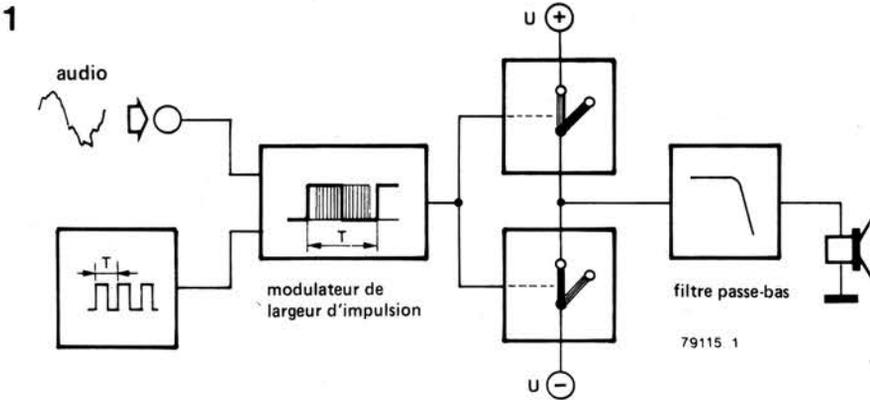


Amplificateur PWM auto-oscillant

experimenter

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

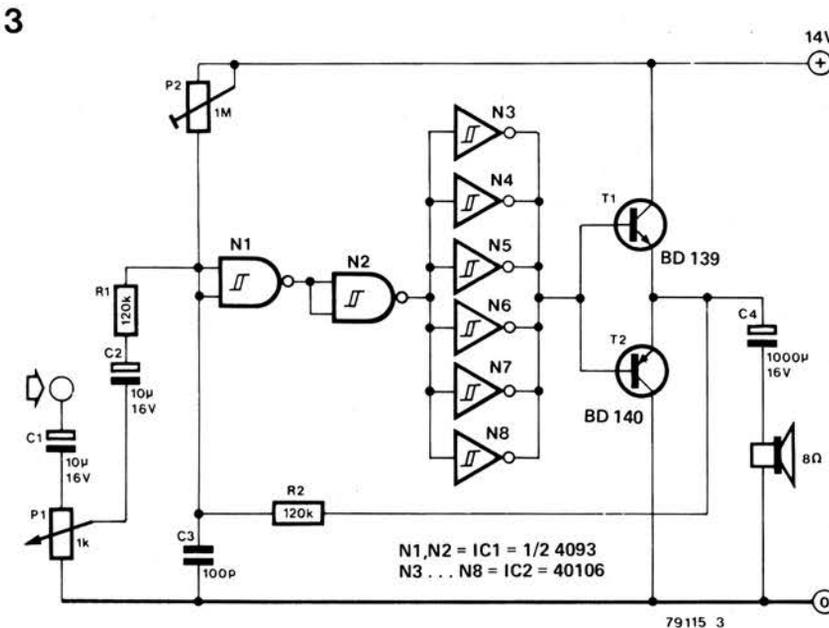
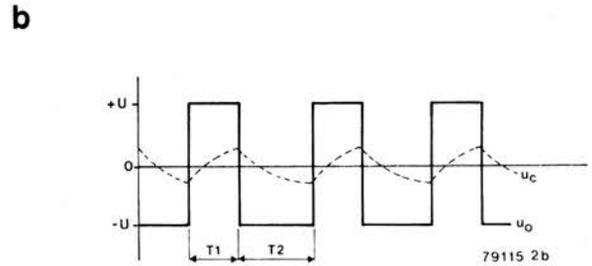
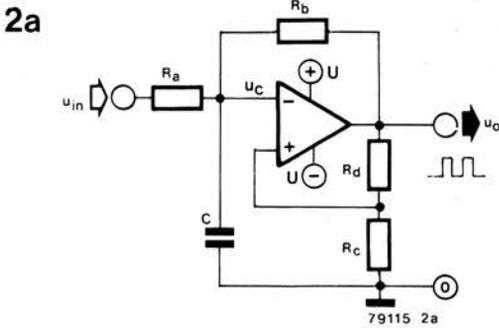
Avec le concours de P. GEELEN



L'attention de plus en plus soutenue que l'on porte aux méthodes de traitement digital d'un signal audio, a mené à rechercher le moyen d'utiliser les transistors de sortie des amplificateurs en interrupteurs. Un exemple récent en est l'amplificateur PWM (modulation de largeur d'impulsion) ou classe D, dans lequel le signal analogique d'entrée est converti en un train d'impulsions digitales, dont le rapport cyclique varie en fonction de l'amplitude.

Le principe de base de presque tous les amplificateurs PWM est illustré sur le synoptique de la figure 1. Les transistors de sortie ne sont pas commandés linéairement (c'est-à-dire plus le signal est fort, plus le transistor conduit et inversement), mais fonctionnent plutôt comme des interrupteurs: ils sont donc soit complètement bloqués, soit complètement saturés. Cela signifie que ces transistors, soit laissent passer un courant et ont une très faible chute de tension, soit chutent la totalité de la tension d'alimentation, mais ne laissent passer qu'un très faible courant. Par conséquent, les transistors ne dissipent que très peu de puissance, et l'amplificateur est en principe beaucoup plus efficace que ceux à étage de sortie conventionnel (linéaire).

Le signal audio est appliqué en modulant le rapport cyclique d'un signal carré de commutation. Au repos, ce rapport cyclique est de 50%; chaque transistor de sortie est commuté pendant une durée égale, et la tension moyenne de sortie est d'environ zéro volt. Si l'un des interrupteurs (transistors) est commuté plus longtemps que l'autre, la tension moyenne de sortie deviendra positive ou négative (suivant la polarité du signal d'entrée). Le signal d'entrée est donc utilisé



pour commander le rapport cyclique du signal de commutation, de telle façon que la tension moyenne à la sortie lui soit proportionnelle.

En plus de leur rendement accru, les amplificateurs PWM ont l'avantage d'être en principe dépourvus des problèmes inhérents aux non-linéarités des caractéristiques de transfert des autres étages de sortie à transistor (distorsion de croisement par exemple). D'un autre côté, il y a l'inconvénient de devoir utiliser un filtre passe-bas à faibles pertes, pour reconstituer le signal analogique (sinon l'amplificateur a tendance à se comporter comme un émetteur de radio!).

En pratique, le principe ci-dessus peut être mis en œuvre de plusieurs façon, et bien qu'il y ait déjà des amplificateurs PWM sur le marché (voir "Amplificateurs PWM" dans Elektor d'avril 1979), la plupart de ces approches en sont encore au stade expérimental. Une possibilité, qui fait l'objet de cet article est l'amplificateur PWM auto-oscillant, dans lequel le générateur de signal carré, le modulateur de largeur d'impulsion et l'étage de sortie sont confondus. Cela devrait permettre de simplifier la conception du circuit.

Principe de base

La figure 2a montre un circuit de principe qui peut être utilisé pour cette application. A la sortie on trouve une tension carrée asymétrique u_o , qui varie entre les valeurs $+U$ et $-U$. Ce signal de sortie est montré en détail sur la figure 2b, où l'on voit aussi la tension sur le condensateur C. Le rapport cyclique, est défini par le rapport entre le temps où u_o est "haut", et le temps où u_o est "bas", soit $T1/T2$. On peut montrer que le rapport cyclique dépend de la tension d'entrée, u_{in} .

Ainsi:

$$\delta = \frac{\ln \frac{a \cdot u_{in} + b}{a \cdot u_{in} + c}}{\ln \frac{a \cdot u_{in} + b}{a \cdot u_{in} + c} + \ln \frac{a \cdot u_{in} - b}{a \cdot u_{in} - c}}$$

où

$$a = \frac{R_b}{R_a + R_b} \cdot \frac{1}{U}$$

$$b = \frac{R_a}{R_a + R_b} + \frac{R_c}{R_c + R_d}$$

$$c = \frac{R_a}{R_a + R_b} - \frac{R_c}{R_c + R_d}$$

$\ln x$ est le logarithme naturel (ou népérien) de x .

Malheureusement, nous aurions aimé que le rapport cyclique varie linéairement avec la tension d'entrée, u_{in} , ce qui n'est vraiment pas le cas avec tous ces log qui se promènent dans l'équation. Pourtant il y a une astuce possible: si R_d est beaucoup plus grand que

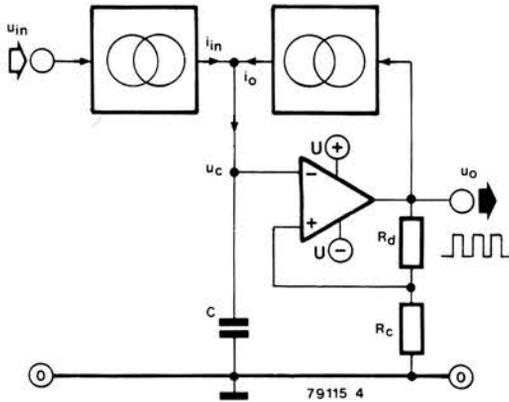
$$R_c, \frac{R_c}{R_c + R_d} \text{ devient si petit que b et c sont}$$

pratiquement égaux, et les nombres dont on doit prendre les logs sont égaux à 1. On peut ainsi faire l'approximation à un terme linéaire. En sautant quelques lignes de calcul, on obtient finalement:

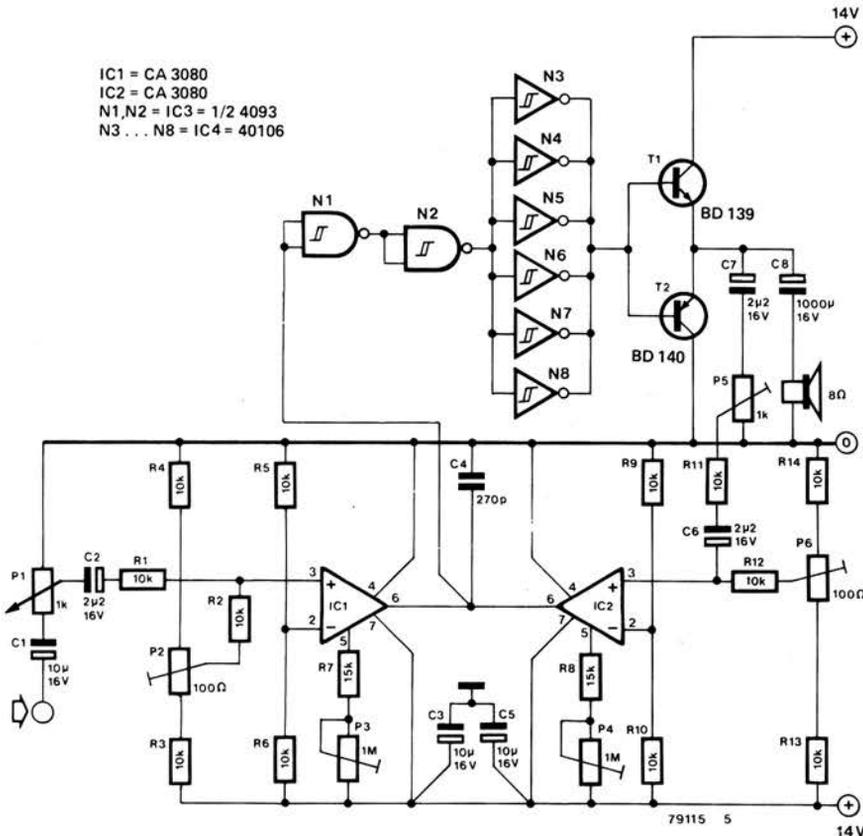
$$\delta = - \frac{R_b}{2 \cdot R_a \cdot U} u_{in} + \frac{1}{2} \quad (R_d \gg R_c)$$

C'est exactement ce que l'on voulait: le rapport cyclique varie linéairement avec la tension d'entrée. De plus, on voit que le rapport cyclique est égal à $\frac{1}{2}$ (50%) quand le signal d'entrée est nul.

4



5



IC1 = CA 3080
 IC2 = CA 3080
 N1, N2 = IC3 = 1/2 4093
 N3... N8 = IC4 = 40106

Circuit pratique

Au laboratoire d'Elektor, on a essayé de mettre en pratique cette idée, sur le papier fort séduisante. Le premier résultat de nos efforts est montré sur la figure 3. L'amplificateur/comparateur du synoptique comprend les inverseurs CMOS N3... N8 et les deux transistors. Ces inverseurs sont connectés en parallèle pour pouvoir fournir un courant suffisant aux bases des transistors. C3 correspond au condensateur C de la figure 2. La contre-réaction est appliquée par R2; R1 correspond à R_a . La réaction, qui sur la figure 2 était réalisée par R_c et R_d , peut à première vue ne pas être évidente dans le circuit de la figure 3. Elle est pourtant bien présente. A cause du retard introduit par les portes, le montage oscille de la même façon qu'un oscillateur CMOS conventionnel. Le rapport cyclique du signal de sortie est ajusté à 50% par P2 (entrée à la masse). Une maquette de ce circuit a fonctionné correctement sans haut-parleur. Une distorsion de 2% a été mesurée avec un niveau de sortie de 6 V_{CC} . Mais, dès que l'on a branché un haut-parleur, la distorsion est montée au niveau inacceptable de 40%.

Sources de courant

On peut s'attendre à une amélioration des performances en remplaçant R_a et R_b de la figure 2 par des sources de courant commandées (voir figure 4). Le condensateur C est alors chargé et déchargé par des courants que l'on peut considérer comme constants pendant la durée d'un cycle. A long terme, le courant i_{in} est directement proportionnel à la tension d'entrée u_{in} . Le courant de sortie, i_o , est proportionnel à la tension de sortie, u_o . Quand u_o est haute, i_o est égal à I , et quand u_o est basse, i_o est égal à $-I$. On peut montrer que le rapport cyclique est proportionnel à la tension d'entrée u_{in} , cette fois sans avoir à faire d'approximation:

$$\delta = - \frac{1}{2 \cdot I} \cdot i_{in} + \frac{1}{2}$$

Une bonne source de courant commandée (en tension) est l'amplificateur opérationnel à transconductance (OTA). C'est un type particulier d'ampli-op qui fournit un courant de sortie proportionnel à la tension d'entrée. Son impédance de sortie est donc aussi grande que possible, alors que normalement, elle est la plus petite possible. Comme on le voit sur la figure 5, l'emploi de sources de courant complique considérablement le circuit. Pour faire fonctionner correctement un OTA, il faut un bon nombre de résistances autour de lui. Le circuit est réglé ainsi: initialement, on enlève IC1, et on règle P4 pour avoir environ

100 kHz. Le rapport cyclique est réglé à 50% au moyen de P6. P5 est ajusté pour que IC2 ne soit pas surchargé. IC1 est alors replacé sur le circuit, et on ajuste P3 pour régler le courant de sortie de l'OTA. La distorsion est minimale pour le plus petit courant permettant un fonctionnement correct. Enfin, on réajuste le rapport cyclique à 50%. Hélas, tout cela n'en vaut presque pas la peine, car la distorsion en charge reste de 30%

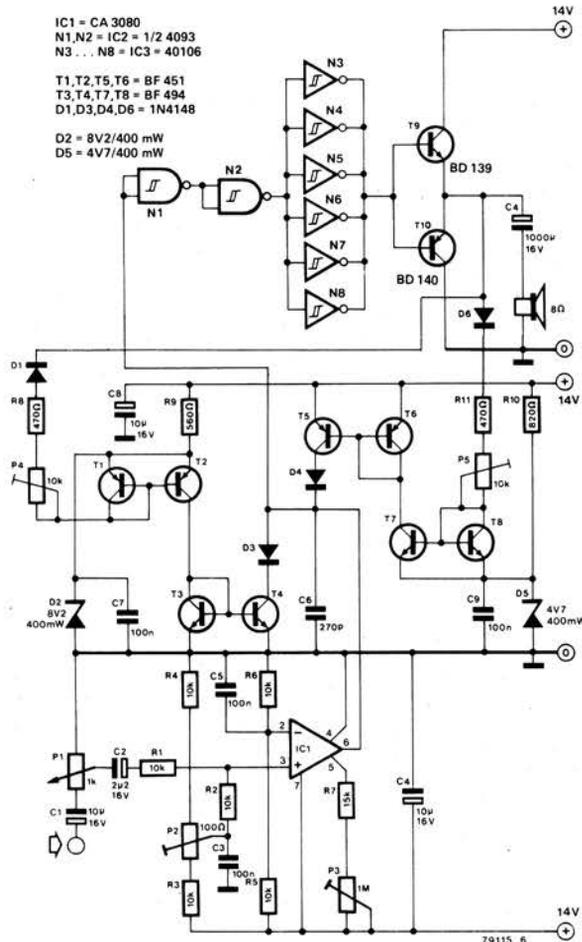
au moins (malgré seulement 0,5% sans haut-parleur).

Surtension

La raison de cette énorme distorsion semble être la surtension, causée par l'inductance du haut-parleur. IC2 ne peut pas réagir correctement aux pointes de tension que cela provoque, et qui sur le front descendant dépassent le zéro volt. C'est pour cela que

l'on a remplacé IC2 par une "double source de courant", réalisée en composants discrets, et qui, en cas de dépassement du zéro volt (tension négative), décharge le condensateur. Comme on peut le voir sur la figure 6, le circuit est assez compliqué. La fonction du condensateur C de la figure 2 est assurée par C6. La seconde source de courant pour décharger le condensateur est constituée des transistors T1... T4. Le réglage est semblable à celui du montage précédent. On enlève d'abord IC1 pour ajuster la fréquence et le rapport cyclique par P4 et P5. La fréquence varie avec P4 et P5 simultanément et le rapport cyclique avec P4, suivant la position de P5. P2 et P3 sont réglés de la même façon que précédemment. La distorsion en charge est tombée à environ 5%, ce qui est enfin une amélioration considérable. Bien sûr, c'est typiquement un "circuit d'essai", dans lequel les performances ne justifient pas la complexité de la conception. Mais cela montre que le principe offre des perspectives intéressantes.

6

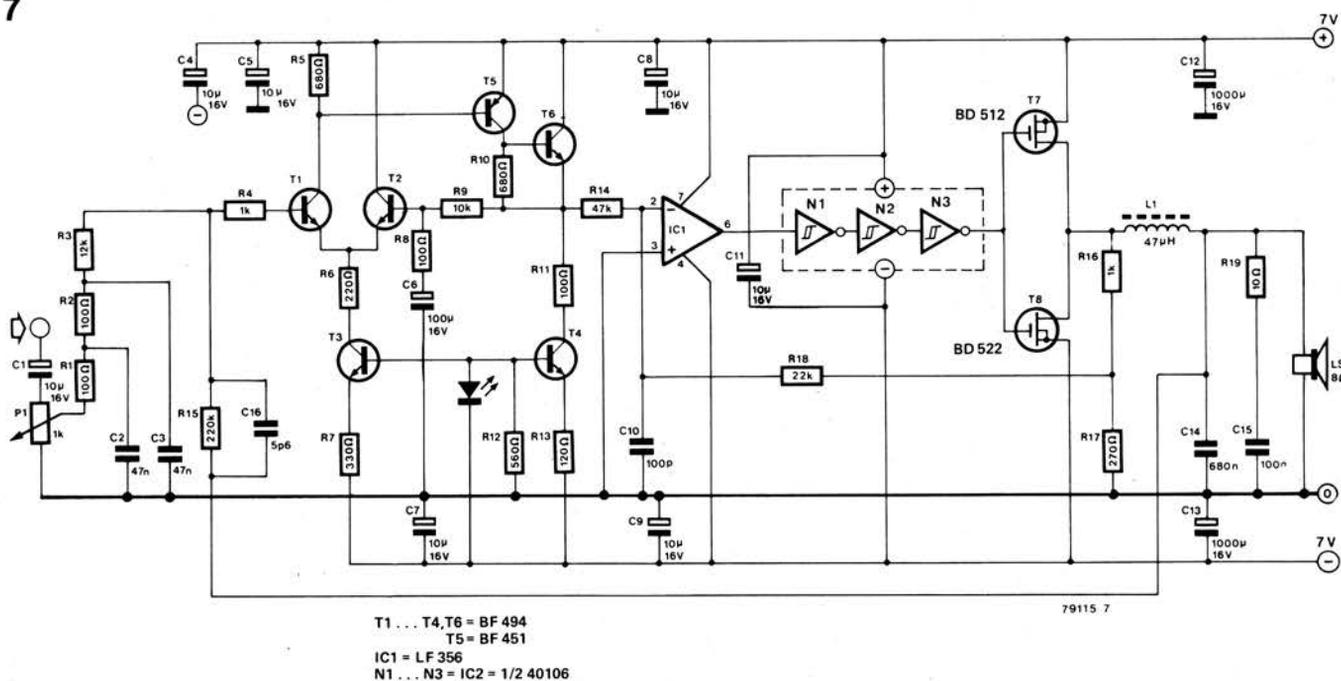


Avec des V-FET

Enfin, la figure 7 montre le résultat d'une autre étude, où les transistors de sortie bipolaires habituels ont été remplacés par des V-FET, qui sont susceptibles de vitesses de commutation plus élevées. C10 joue le rôle de la capacité C originale. On a choisi une alimentation symétrique (+ et - 7V), et l'idée de sources de courant contrôlées a été abandonnée. Un étage d'amplification à composants discrets a été ajouté entre l'entrée et C10. La distorsion due à la suppression des sources de courant est éliminée en augmentant la contre-réaction (R15). Le filtre passe-bas de la sortie comprend la bobine L1 et le condensateur C14. Un circuit RC élimine les composantes à haute fréquence du signal d'entrée.

Le résultat de ce circuit est assez encourageant: un chiffre d'environ 0,4% de distorsion a été obtenu pour une puissance de sortie d'environ 1 W. Il est évident que les performances sont sans commune mesure avec la complexité, mais les perspectives sont assez bonnes pour justifier des recherches plus poussées sur ces amplificateurs.

7



marché musique

De l'ambiance à la Porte de Versailles

Du 10 au 15 Décembre 1979 se déroulera, au Parc des Expositions de la Porte de Versailles, une très importante manifestation qui regroupera trois expositions internationales:

- la 7ème Exposition Internationale MESUCORA
- jumelée avec la 68ème Exposition de Physique
- et ELEC '79 - Exposition Internationale de l'Equipelement Electrique

Un tel rassemblement de salons spécialisés complémentaires (2000 firmes présentes, 65.000 m² d'exposition, 70.000 visiteurs pro-

Amplificateur Hi Fi intégré 20 W

SESCOSEM, division semiconducteurs du groupe Thomson CSF introduit un amplificateur basse fréquence 20 W entièrement protégé. Ce composant est l'aboutissement d'une évolution technique qui prend son origine dans les petits amplificateurs BF du type TBA 790, mis sur le marché en 1970, et fournissant 1 W.

- Les progrès se sont accomplis suivant deux axes:
- d'une part l'accroissement en tension et en courant, pour obtenir une pastille de quelques millimètres carrés pouvant fournir un courant de 3,5 A et supporter une tension de 36 V;
 - d'autre part, le développement d'un boîtier dissipant permettant d'évacuer très efficacement la chaleur dégagée afin de maintenir la puce à une

circuits et les surcharges thermiques.

Le TDA 1102 SP est plus spécialement destiné aux applications où deux tensions d'alimentation sont utilisées en opposition, permettant la suppression du condensateur de liaison vers le haut-parleur.

Le TDA 1103 SP est destiné aux applications à une seule tension d'alimentation.

SESCOSEM
B.P. 5
92403 Courbevoie Cedex

(1270 M)

Nouveau kilovoltmètre à couplage par fibre optique

La société Pulsar Associates représentée en France par Tekelec Airtronic a développé un nouveau kilovoltmètre numérique garantissant un isolement intégral par fibre optique entre la partie diviseur et la partie voltmètre.

Ce perfectionnement permet à l'utilisateur de placer le diviseur sur la source THT à mesurer (maximum 100 kilovolts) et de faire la mesure sur le voltmètre que l'on peut placer jusqu'à une distance de 30 mètres, grâce au couplage optique.

La sécurité d'emploi est totale, car le système est entièrement flottant et alimenté par batteries rechargeables incorporées.

Le voltmètre offre également une sortie oscilloscope pour l'observation des signaux transitoires en alternatif.

marché musique



fessionnels en 1976) constituera en 1979, à PARIS, un pôle d'attraction international unique pour tous les décideurs, ingénieurs et techniciens qui sont responsables des équipements scientifiques et industriels.

Cette manifestation sera l'occasion d'une confrontation internationale et interdisciplinaire capable de répondre aux besoins d'un large marché en expansion. En provenance de plus de trente pays, seront exposés les systèmes et appareils les mieux élaborés dans les domaines de la Recherche, de la Mesure, du Contrôle, de la Régulation, de l'Automatisme et de l'Informatique Industrielle d'une part et, d'autre part, les équipements électriques pour l'Industrie, les Collectivités et l'Habitat.

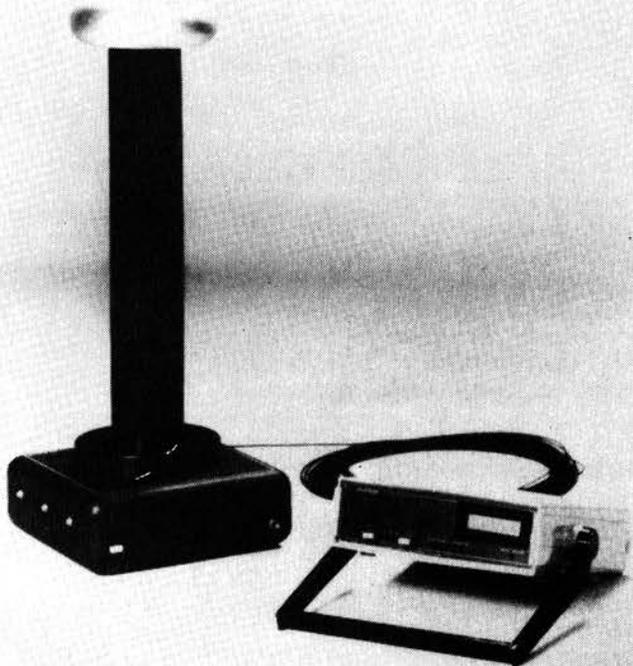
SEPIC/MESUCORA
40, rue du Colisée
75381 PARIS CEDEX 08
Tél. 225.37.76 - 359.42.50

(1269 M)

température acceptable. Les caractéristiques principales de l'amplificateur ainsi réalisé sont les suivantes:

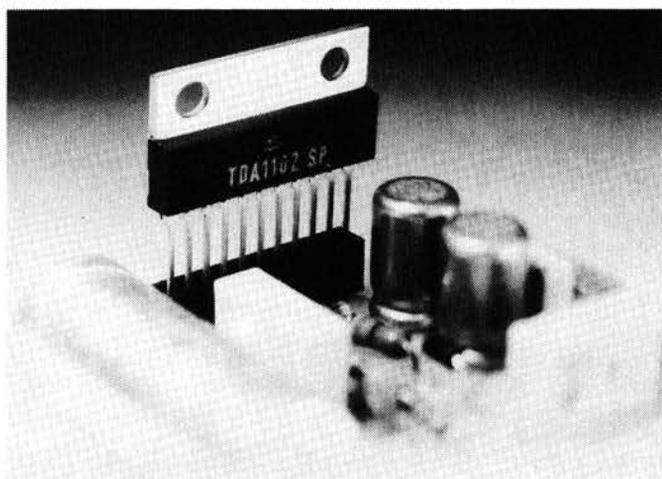
- tension d'alimentation maximale = 36 V
- courant de sortie maximal = 3,5 A
- puissance de sortie = 20 W à l'écrêtage
- bande passante = 10 Hz à 50 kHz
- distorsion typique = 0,05%

Ce circuit est équipé d'un système de protection contre les courts-



D'autre part, une entrée calibration permet un étalonnage rapide et complet des deux éléments du système.

Tekelec - Airtronic
Cité des Bruyères,
Rue Carle Vernet,
B.P. 2
92310 SEVRES



marché musique

marché musique

marché

Transcodeur ASCII, RTTY, CW à microprocesseur

Il aurait été injuste que le radioamateur ne bénéficie pas de la révolution apportée par le microprocesseur. Avec le Θ -7000 de Tono, c'est un microordinateur qui devient l'opérateur, et qui facilite la liaison par sa grande efficacité.

Le Θ -7000 est un terminal comme on en utilise en informatique pour dialoguer avec l'ordinateur. Il en a toutes les caractéristiques et toutes les qualités et peut être utilisé comme tel. Mais il connaît aussi le Morse et le Baudot, ce qui le rend apte à établir le dialogue entre deux radioamateurs, au moyen de leur stations respectives, dans un langage compatible avec les règles des télécommunications.

Le dialogue se fait par l'intermédiaire d'un clavier et d'un écran vidéo (téléviseur). Le clavier est analogue à celui d'une machine à écrire ou d'un télétype. Le texte est mémorisé en deux pages de 16 lignes de 32 caractères. L'une peut être utilisée

frappe avant l'émission ("Rub Out"). Le contenu de la partie sauvegardée est visualisé sur une 17^{ème} ligne, avec son numéro d'ordre dans la mémoire globale, le numéro de la page et le mode en RTTY (lettres ou chiffres). La mémoire tampon peut servir à enregistrer le début de la réponse pendant la réception d'un message ("Preload"), de façon à diminuer la durée des temps morts. Il est possible de ne visualiser que le texte reçu. Le curseur est commandé par le clavier, ou par des signaux extérieurs en cas d'utilisation avec un microordinateur. Le texte peut être enregistré sur un magnétophone ou visualisé à partir de celui-ci, ce qui rend inutile l'utilisation d'une imprimante en RTTY. Cependant une sortie ASCII parallèle (8 bits + strobe) est prévue pour en connecter une. Le Θ -7000 possède un démodulateur de hautes performances équipé de filtres actifs. Le fonctionnement est très sûr, même lorsque le rapport signal/bruit est faible. Le modulateur est piloté par un quartz, ce qui lui confère une haute stabilité. La liaison peut se faire en CW (Morse), RTTY (Baudot) ou ASCII. La gamme de vitesse est large:

- Réglage automatique de la vitesse en réception CW.
- 4 vitesses émission/réception en RTTY.
- 4 vitesses émission/réception en ASCII.



en réception, l'autre en émission. On les échange sur simple basculement d'un interrupteur. De plus, une mémoire sauvegardée de 7 lignes de 32 caractères permet de conserver les séquences les plus souvent utilisées (indicatif, texte d'appel, etc...), lorsque l'alimentation est coupée. Ces sept lignes peuvent être émises répétitivement sur simple demande au clavier. Lorsque la 16^{ème} ligne est terminée, la première s'efface automatiquement. On peut transmettre en une seule fois la totalité de la page ("Send Out"). Une mémoire tampon de 23 caractères permet de compenser la différence de vitesse entre la frappe et la transmission. Elle permet également de corriger les fautes de

A l'émission en CW, la longueur des traits peut se régler dans un rapport de 1 : 3 à 1 : 6. En connectant un manipulateur sur le panneau arrière, la machine lit et affiche sur l'écran le texte manipulé. On peut ainsi apprendre facilement le code Morse.

En RTTY, on dispose de trois shifts: 170, 425 ou 850 Hz, ajustés au mieux par une commande. On peut transmettre ou recevoir sans option FSK. La réception est assurée même si un des signaux mark ou space est brouillé ou absent (Single Side RTTY). Les changements lettres/chiffres sont ajoutés automatiquement. Quand on reçoit un signal space, on repasse automatiquement en mode lettre, ce qui évite en cas de QRM

ou de perte du signal lettre, d'imprimer une série de chiffres. Un retour de chariot (CR) ou un interligne (LF) sont remplacés par = (égale pour CR) ou _ (souligné pour LF).

La commutation émission/réception se fait automatiquement par le microprocesseur.

Un moniteur sonore permet de contrôler l'émission des signaux. On peut également connecter un oscilloscope pour le réglage du démodulateur (signal en croix). L'option Θ -22 permet de recevoir des messages en son absence, et un système de codage permet de ne recevoir que ceux qui vous sont destinés (SELCAL). La version Θ -350 a les mêmes caractéristiques que le Θ -7000, mais ne permet que la réception.

Générale Electronique Services,
16, Passage de la Main-d'Or,
75011 PARIS

(1243 M)

marché

Commodore CBM 3001

Commodore distribué par CP Electronique, commercialise un ensemble de matériels informatiques adapté aussi bien au processus industriel qu'à l'informatique de gestion.

L'ensemble est distribué sous la référence CBM 3001 (Commodore Business Machine).

La gamme CBM 3001 comprend:

- 1) Le CBM 3032 Microordinateur 32k octets RAM disponible pour l'utilisateur:
 - Clavier machine à écrire caractère ASCII et graphique, clavier numérique séparé.
 - Ecran incorporé 25 lignes de 40 caractères.
 - Basic, étendu et résident avec grande facilité d'édition.

(1240 M)

marché



- Accès au langage machine.
- Interface IEEE-488.
- Connecteur d'accès à un port de 8 lignes d'entrée/sortie bidirectionnelles compatibles TTL et programmables.
- Connecteur d'accès à tous les bus du microprocesseur.
- Interface pour lecteur/enregistreur de cassettes.

CBM 3016 mêmes caractéristiques mais 16k octets de mémoire RAM disponible.

- 2) Le CBM 3040, unité de double floppy, simple densité, capacité 2 fois 180 000 octets.
 - Enregistrement simple face.
 - Disc operating system (DOS) intégré sur ROM dans l'unité de disquettes.
 - Périphérique "intelligent" (la mémoire vive du microordinateur est intégralement disponible).
 - Drive shugart (SA 390).
 - Interface IEEE-488.

- 3) Le CBM 3022 imprimante à impact.
 - 80 colonnes, 90 caractères par seconde.
 - Entraînement à traction.
 - Matrice à aiguille.
 - Impression des caractères ASCII et graphiques du CBM.
 - Impression des caractères élargis.
 - Impression formatée.
 - Saut de lignes programmable.

CBM 3023 mêmes caractéristiques mais à friction.

Composants et produits électroniques

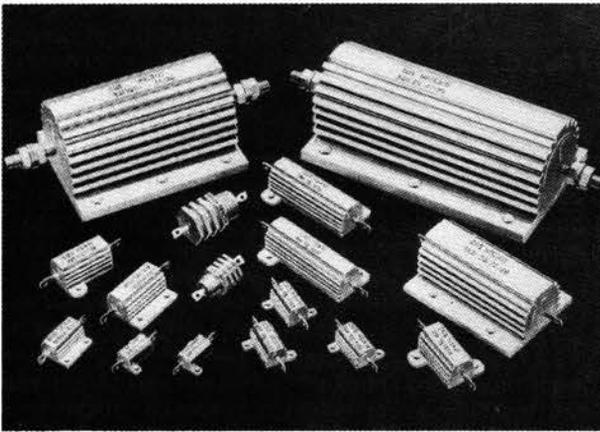
51, rue de la rivière,
B.P. 1,

78420 CARRIERES-SUR-SEINE

TTL-CIRCUITS INTEGRES TEXAS

7400-7401-7402-7403-7404-7405-7408-7409-7410-7412-7420-7430-7440-7450-7451-7453-7454-7460	1.80 Frs
7422-7423-7425-7426-7427-7432-7472	1.95 Frs
7406-7407-7413-7416-7417-7428-7433-7437-7438-7470-7473-7474-7476-7486-74110-74121	3.00 Frs
7475-7480-7490-7495-74111-74122-74125-74126-74128-7492-7493	5.00 Frs
7414-7442-7443-7444-7447-7481-7482-7483-7484-74123-74132-74175-74151-74153	7.00 Frs
7445-7446-7486-74116-74160-74161-74165-74174	10.00 Frs
TBA 231 - TAA 611 B12	11.00 Frs
L.141 T1 ± 18 V	11.00 Frs
L.141 T2 ± 22 V	11.00 Frs
T.M.S. 2708	80.00 Frs
T.M.S. 4060	40.00 Frs

RESISTANCES S/RADIATEURS



10 W. TOUTES VALEURS	10.00 Frs
25 W. TOUTES VALEURS	12.00 Frs
50 W. TOUTES VALEURS	15.00 Frs



PRISES FILTRES

P.S. 620/1 AMP.	70.00 Frs
P.S. 620/3 AMP.	80.00 Frs
P.S. 620/10 AMP.	95.00 Frs

TRANSFORMATEURS

4 VA. 220/ 2 x 6 CI	27.00 Frs
4 VA. 220/ 2 x 12 CI	
2 x 24 CI	
8 VA. 220/2 x 6 CI	45.00 Frs
220/2 x 12 CI	
220/2 x 24 CI	

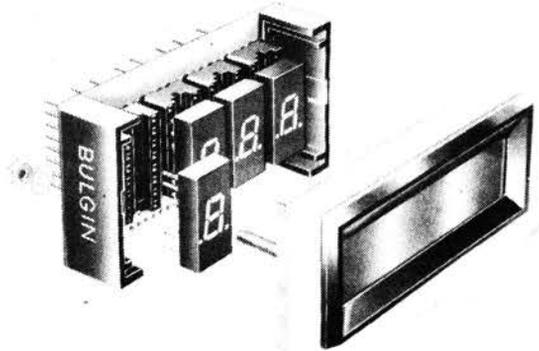
TRANSISTORS

A.D. 149	9.50 Frs
A.S.Z. 15	22.50 Frs
BUX 11	72.00 Frs
BUX 12	82.00 Frs
BUX 13	108.00 Frs
BUX 15	168.00 Frs
BUX 20	109.00 Frs
BUX 21	125.00 Frs
BUX 22	145.00 Frs
BUX 23	185.00 Frs
BUX 24	219.00 Frs
BUX 25	245.00 Frs
BUX 37	47.00 Frs
BUX 39	21.00 Frs
BUX 40	24.00 Frs
BUX 42	52.00 Frs
BUX 43	59.00 Frs
BUX 44	73.00 Frs
BUX 45	98.00 Frs
M.J. 4030	15.00 Frs
M.J. 4033	15.00 Frs
2N1671 A.	37.00 Frs
2N2646	6.00 Frs
2N3055 R.C.A.	7.00 Frs

REGULATEURS DE TENSION

TO 220-7805 à 7824	10.50 Frs
TO 220-7905 à 7924	11.00 Frs
TO 3-7805 à 7824	19.50 Frs
TO 3-7905 à 7924	21.50 Frs
TO 3-LM 309 K	24.00 Frs
TO 3-LM 323 K	40.00 Frs

SUPPORTS D'AFFICHEURS



3 DIGITS	46.00 Frs
4 DIGITS	55.00 Frs
6 DIGITS	67.00 Frs



A.S.N. NANTES
34, RUE FOURRE
44000 - NANTES
TEL. (40)-47.78.23

Commandes par correspondance:
minimum 50 Frs. plus 10 Frs. frais d'envoi
(joindre un chèque à votre commande).

**TOUS LES COMPOSANTS
ELECTRONIQUES EUROPEENS**

99, AVENUE GENERAL LECLERC
94700-MAISONS ALFORT.
TEL. 368.34.88

ELECTRONIC LOISIRS
546 G. Avenue MIREILLE LAUZE
13011 - MARSEILLE 11ème
TEL. (91)-44.78.76.

MEDELOR

MEDELOR BP7 69390 VERNAISON

MOTEURS ELECTRIQUES A COURANT CONTINU

Référence	Tension	A vide		En charge		Prix unitaire
		Vitesse tpm	Courant mA	Couple	Puissance	
RE140	3 V	13800	340	6,5	0W4	4,80
RE280	3 V	9200	200	18,5	1W3	6,90
RS385	15 V	14000		100,0	20W	28,00
RS545	16 V	16800	460	160,0	22W7	39,00

MOTO REDUCTEUR AVEC RE140 (2 à 2000 tpm).
 Lot de 5 35,00
 KIT PERCEUSE AVEC RS385 (sans carter, avec pinces) . . . 37,00

ALLUMAGE ELECTRONIQUE A DECHARGE CAPACITIVE

KIT UK875 à monter . . . 250,00

PROMOTION SEMI CONDUCTEURS

Référence	Prix unitaire	Lot de 10	Lot de 100
2N1711	1,70	13,00	100,00
2N2219	1,70	13,00	100,00
2N2222	1,60	12,00	98,00
741	3,00	24,00	209,00

NOUVEAUX SACS MEDELOR

SAC 15009 INJECTEUR DE SIGNAUX BF 14,00
 SAC 21002 PREAMPLI A GRANDE DYNAMIQUE 11,00
 SAC 31001 CINQ INSTRUMENTS A PERCUSSION
 A TOUCH CONTROL 70,00

VENTE PAR CORRESPONDANCE

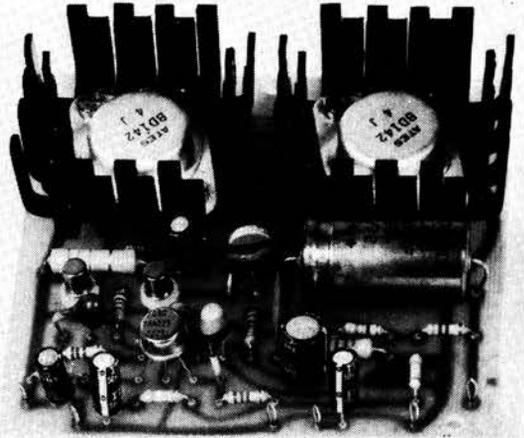
Médolor EXPEDITION IMMEDIATE SUR STOCK
 BP7 REMISE 10% A PARTIR DE 300,00 francs d'achat
 69390 VERNAISON

CONDITIONS DE VENTE

- règlement joint à la commande (CCP 1.069.60 J LYON).
 Port 5,80
- règlement contre-remboursement. Port 17,30
- commande téléphonique: (78) 07.92.31: contre remboursement.
- catalogue gratuit
- points de vente recherchés sur toute la France

POINTS DE VENTE

- 26200 ELECTRONIQUE DISTRIBUTION - 22, RUE MEYER - MONTEILIMAR
- 2600 CICOM - 3, RUE BERTHELOT - VALENCE
- 5800 CORATEL - 12, RUE DU BANLAY - NEVERS
- 6300 ATOLL - 37, RUE DES JACOBINS - CLERMONT FERRAND
- 69007 ETS DEGARAT - 110, GDE RUE DE LA GUILLOTIERE - LYON 7^e
- 69400 LA MAISON DU COMPOSANT - 399, CHEMIN DES SABLES - VILLEFRANCHE



Modules

Modules entièrement câblés
 Avec des préamplis mono ou stéréo
 Avec une gamme d'amplis allant de 30 W eff. à 370 W eff. alimentés séparément.

Construisez sur mesure votre amplificateur. Un schéma détaillé est fourni avec chaque module.



Ets Lecomte

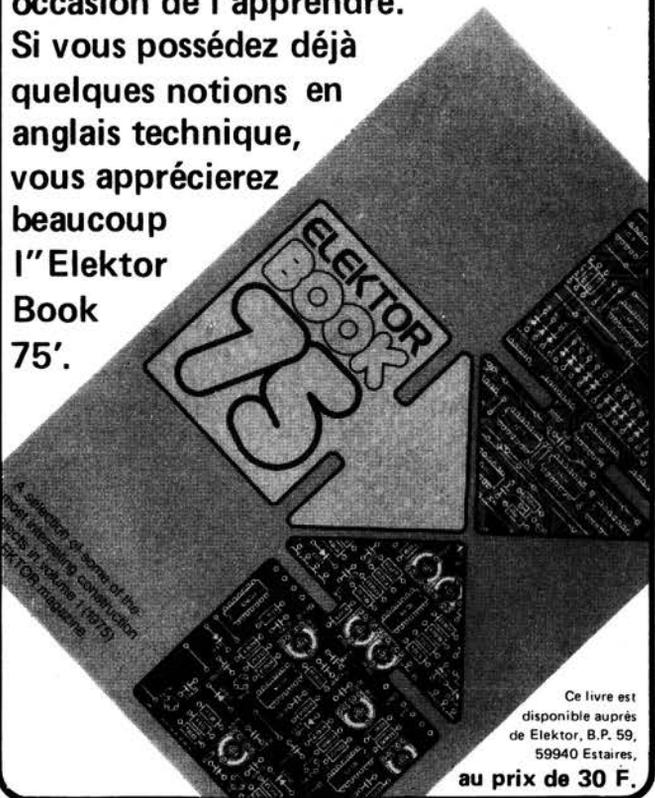
56, rue A. Baudhuin - 6258 Lambusart (Belgique)
 Tél : 071/81.30.24 - Telex : 51057 ETLECO.

feeling

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'.



Ce livre est disponible auprès de Elektor, B.P. 59, 59940 Estaires,

au prix de 30 F.

OFFRES DU MOIS

UN AUTRE GAGNANT!



avec un nouvel oscilloscope professionnel on ne pouvait pas échouer!

La nouvelle gamme améliorée des oscilloscopes Tequipment a un pedigree parfait, car nous fabriquons les meilleurs oscilloscopes à bas prix. La série D1000 est simple à l'emploi, portable, robuste, et facile à maintenir.

La vente est supportée par un service après-vente mondial. Tequipment & Tektronix, c.à.d. une combinaison de qualité, "engineering" et expertise - c.à.d. notre garantie de fiabilité.

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

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

	TVAC	HT
	FB	FF
D1010	19950	2460
D1011	21950	2705
Probes x1x10=	1200	150
D1015	25350	3140
D1016	29150	3590
Fin de série limité au stock		
S61	12950	1600
D61A	17950	2210
	TVAC	HT
	FB	FF
7710/1	250	31
7710/2	400	50
9076	520	64
9191		
TCA 730/740	750	93
9376	940	116
9325	580	72
9343	70	9
9376	940	116
9392/1+2	900	111
9392/3+4		
16 LED	430	53
9398	600	74
9399	525	65

	TVAC	HT
	FB	FF
9401	975	120
Ampli EQUIN		
Alimentation 36 V	1200	148
Alimentation 44 V	1300	160
9419/1	800	99
9419/2	1280	158
9423a		
Antenne MF		
(excepté CV)	290	36
9430A		
Digit 1 + circuit		
+ pins + composants		
+ transfo	1200	148
9444	1460	180
9448/1	340	42
9453	1200	148
Générateur BF + TF		
Face avant générateur	130	16
9460	280	35
9465	570	71
Alimentation LM 317		
idem-3A5	870	108
9499/2	190	24
9800/1	2000	247
9800/2	535	66
9800/3	860	106
9817/1+2	620	77
9823	700	87
9827	395	49
9846/1	1550	191
9846/2	1650	204
9851	3350	413
9857	700	87
9860	250	31
9862/1	165	21
9862/2	580	72
9863	2500	308
9873	2250	277
9874	1150	142
Elektornado Ampli 100 W		
Alimentation (4 ohm - 100 W)	940	116
Alimentation (8 ohm - 100 W)	1260	156
9885	4600	570
9893	3990	492
9905	990	122
9906	830	103
9911	1100	136
9914	969	120
9915	1975	244
9944	1630	201
9945	2200	271
Consonant + TF		
face avant pour dito	300	37
9949	2000	247
9954	370	46
9966	4500	555
9968/1	360	45
9968/2	870	108
9968/3	210	26
9968/4	210	26
9968/5	370	46
transfo	209	26

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

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

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

TEVELABO

TEL. 067/224642
TELEX 57736

149 Rue de Namur 1400 Nivelles Belgium

Affaires exceptionnelles

pour étudiants, écoles, travaux pratiques

RESISTANCES: 1/2 W et 1 W agglo. 5 et 10%, les 100 par 20 valeurs	10 F
RESISTANCES COUCHE 5%-1/2 W. 1 tes valeurs, par 10 de chaque	1,40 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	30 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 2%, 1/3 W par 100 de même valeur:	15 F
par 10 de même valeur:	2 F
POTENTIOMETRE "DUNCAN" professionnel, course 70 mm	100 F

SUPPORTS CI

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

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

CIRCUITS intégré TTL National

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

CI INTEGRES DIVERS

National semi conducteur

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

OPTO ELECTRONIQUE

AFFICHEURS 7,62 mm Rouges

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

AFFICHEURS 12,7 mm Rouges

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

PHOTOCOUPLEUR

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

DIODE L.E.D.
avec lentille de Fresnel incorporée

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

DIODES L.E.D. 3 mm

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

DIODES L.E.D. 5 mm

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

TRIACS

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

TRANSISTORS DE PUISSANCE MOTOROLA

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

CIRCUITS INTEGRES CMOS

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

PONTS REDRESSEURS

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

* 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,—

Semiconducteurs:

CA 3060	24,—
CA 3080	8,—
CA 3086	8,—
FX 209	108,—
uA 726	98,—
MM 2112	24,—
MM 5058	58,—
MK 50398	125,—
SAD 1024	172,—
TL 084	16,—
XR 2206	45,—
95H90	80,—
MM 5387	196,—
MM 5377	77,—

SIEMENS

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

LES KITS SUIVANT SCHEMAS ELEKTOR

complets avec circuits imprimés, face avant s'il y a lieu, transformateurs, alimentation 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	347,—
9817 - 9817. 2. Voltmètre	145,—
9860 Voltmètre crête	45,—

PIANO 5 OCTAVES
en Kit complet avec clavier 5 octaves

9914 Module une octave	3000,—
9915 Générateur de notes universel	288,—
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	
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	280,—
9952 Fer à 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 Pré amplificateur HF	38,—
9825.1 Biofeedback	236,—
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 Assistantor	95,—

ELEKTOR N° 12

9823 Ioniseur	120,—
79075 Microordinateur BASIC	690,—
9826.1 et 2 Electromètre	70,—
79101 Interface entre microordinateur et Elektor micro	30,—
79017 Générateur de train d'ondes	140,—

ELEKTOR N° 15

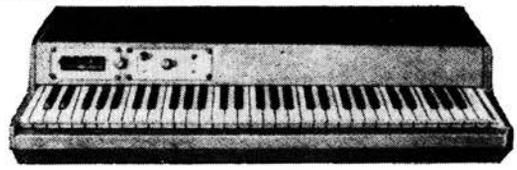
79095 Elekarillon	259,—
79024 Chargeur de batteries au cadmium nickel	150,—
79033 Arbitre électronique	70,—

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 résonance	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,—

PIANO-CLAVECIN-ORGUE 5 OCTAVES

'MF 50 S' COMPLET EN KIT 2900 F



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

EN MODULES SEPARES

PIECES DETACHEES POUR ORGUES

Claviers	Nus			Contacts			PEDALIER
	1	2	3	1	2	3	
1 octave	100 F	170 F		1 octave			400,— F
2 octaves	180 F	240 F	280 F	1 octave 1/2			600,— F
3 octaves	260 F	420 F	490 F	Tirette d'harmonie			7,— F
4 octaves	340 F	540 F	630 F	Clé double inverseur			8,— F
5 octaves	440 F	700 F	820 F				
7 1/2 octave	750 F	950 F					

MODULES	PEDALIER	
	1	2
Boîte de rythmes 'Supernatic' 'S 12'	1480,— F	
'Elgam Match 12'	900,— F	
Vibrato		70,— F
Repeat		80,— F
Percussion		120,— F
Sustain avec clés		395,— F

MAGNETIC-FRANCE

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

CREDIT

Nous consulter
RER et Métro: Nation
FERME LE LUNDI

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

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 professionnel.

Télécommunications - Marine - Aviation - Matériel médical - Radio amateurs.

Gammes couvertes de 50 kHz à 200 MHz.

- Perles et tores en ferrites.
- Démultiplicateurs et boutons démultipliés professionnels 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 2,10 • AM 21, pièce 2,10
AM 22, pièce 4,- • AM 23, pièce 4,-
AM 25, pièce 1,40
Cache-jack fem. p. chas. F 1100 1,60 F

POIGNEES D'ENCEINTES

MI 12 plast. 4 F • MAM 17 mét. 24,- F
Poignée valise ML 18. 9,- F
Pieds caoutch. φ 30 mm, haut, 13 mm
Prix 1,30 F

TISSUS

Nylon spécial pour enceintes
Couleur champagne,
en 1,20 de large le m 48,- F
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 170,- F
MODELE 9 F 245,- F

**MODULES CABLES
POUR TABLES DE MIXAGE**

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

TETES MAGNETIQUES

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

TETES POUR CINEMA

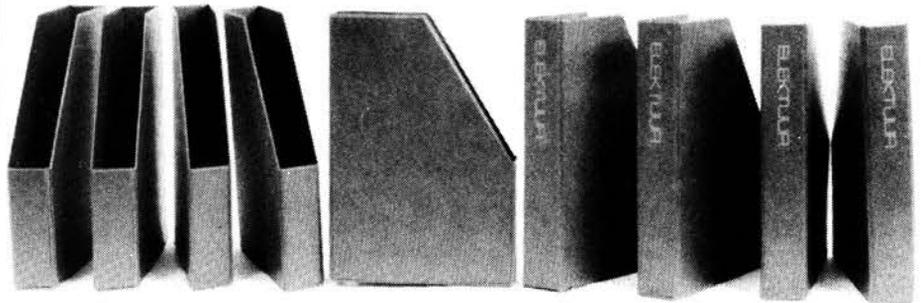
8 mm - SUPER 8 et 16 mm
Nous consulter

**MODULES ENFICHABLES
POUR MAGNETOPHONE**

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

NOUVEAU

La cassette de rangement ELEKTOR



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

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

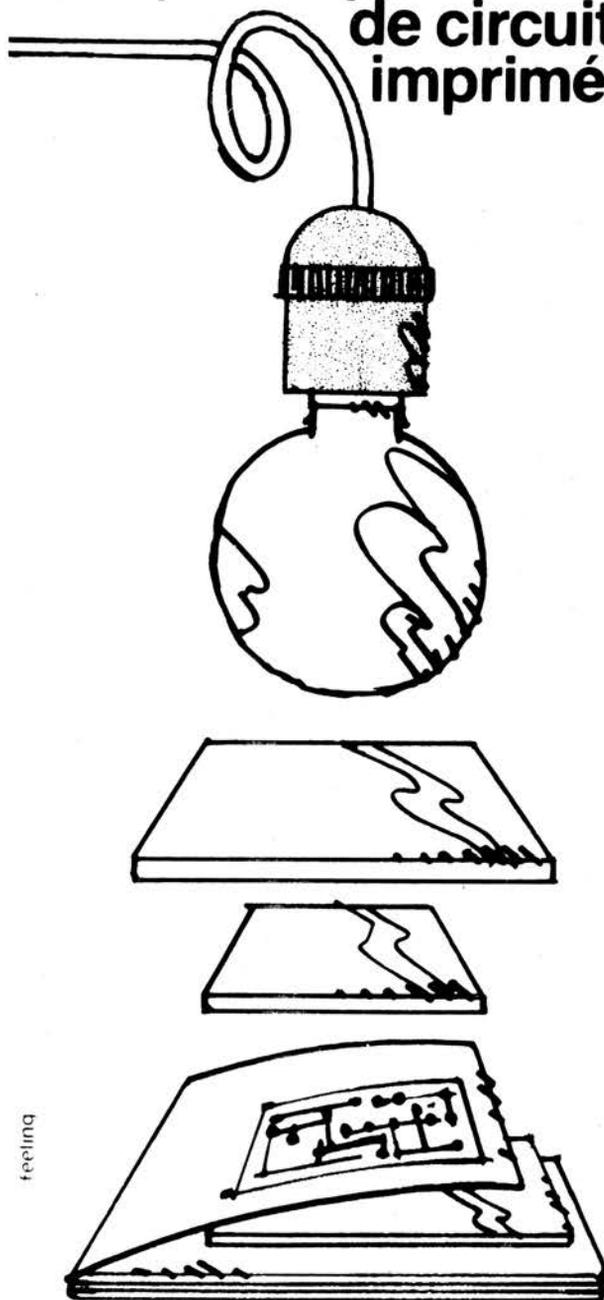
La cassette de rangement ELEKTOR ne comporte aucun système d'attache compliqué. Vous pourrez retirer ou remettre en place chaque numéro simplement et à votre convenance.

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

ELEKTOR
BP 59, 59940 ESTAIRES

Prix: 27FF

Pour reproduire n'importe quel dessin de circuit imprimé...



feeling

SENO PHOTOTRANSFER

est la méthode la plus efficace et la plus simple :

déposer le film phototransfer à plat sur le dessin

presser l'ensemble avec une plaque de verre

éclairer

développer et fixer (avec les produits SENO)

pour obtenir ainsi un film transparent, prêt à l'emploi

SENO... c'est toute une gamme de produits de haute qualité pour réaliser soi-même des circuits imprimés, films photosensibles, plaquettes photosensibles, bain d'étamage, de decapage et d'argentage, symboles, transferts, etc.

Les produits SENO sont en vente chez votre détaillant de matériel électronique



MBLE S.A.
Rue des Deux Gares 80
1070 Bruxelles
Tél. 02/523.00.00

BEK 100 jusque 25 kgs

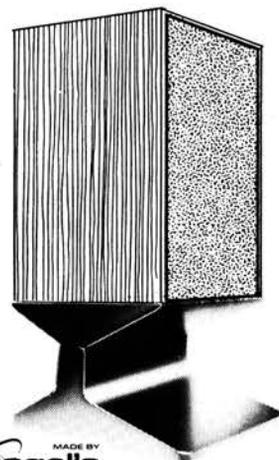


MINOR 5 - jusque 5 kgs



Vos baffles ne poseront plus sur le sol.
Système de suspension idéal de vos baffles.
Orientables, permettant à vos enceintes de garder leurs résonances propres.

CONSOLE VE 2521
Une mise en valeur sûre de vos enceintes acoustiques. Cette console donnera à votre baffle une esthétique parfaite. De plus elle améliorera la qualité de la tonalité. Réglable d'une inclinaison de 0 à 5°



MADE BY
vogel's
HOLLAND
Importateur pour la Belgique et la France

Ets Lecomte

56, rue A. Baudhuin - 6258 Lambusart (Belgique)
Tel : 071/81.30.24 - Telex : 51057 ETI ECO.

feeling

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 . . .

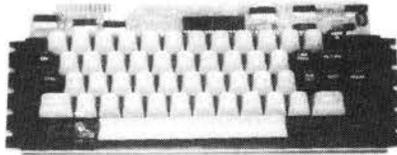
. . . un service de Questions Techniques, les circuits imprimés, les faces avants, le service software . . .

elektor

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

ROBELEC

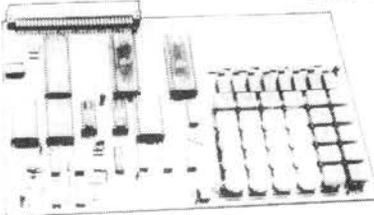
87, avenue de Stalingrade
1000 BRUXELLES
tél: 02/5122958
télèx: cobex 26988
ouvert du lundi au vendredi de 8h30 à 18h30, le samedi de 8h30 à 17h00.



CLAVIER
entièrement codé en ASCII: **4695 FB**
732 FF

MICROORDINATEUR EUROCOM-1

L'EUROCOM-1. Kit microordinateur entièrement monté et testé. Basé sur le microprocesseur MC6802 et offert à un prix qui est mieux qu'un défi: **9190 FB**
1433 FF



- * documentation très complète jointe
- * avec interface cassette (Kansas City)
- * programme moniteur très confortable de 2K EPROM
- * 40 lignes parallèles I/O programmables (2 PAIs)
- * tous les lignes adresse, données, contrôle et I/O sont accessibles
- * mémoire RAM de 1Kbyte, non compris les 128 bytes du 6802

OFFRES SPECIALES

NE 555	9 FB	1,50 FF
les 10	80 FB	12,50 FF
UA 741	13 FB	2,00 FF
les 10	120 FB	18,50 FF
LM 324	25 FB	4,00 FF
les 10	200 FB	31,00 FF
LM 723	25 FB	4,00 FF
les 10	200 FB	31,00 FF
BC 109B	5 FB	0,80 FF
BD 135	12 FB	2,00 FF
BD 136	12 FB	2,00 FF
BD 137	12 FB	2,00 FF
BD 139	13 FB	2,00 FF
BD 140	13 FB	2,00 FF
TIP 2955	35 FB	5,50 FF
TIP 3055	35 FB	5,50 FF
2N3055 RCA	30 FB	4,75 FF
les 10	270 FB	41,75 FF

DISPLAYS

TIL 312	65 FB	10,00 FF
TIL 313	65 FB	10,00 FF
TIL 701	65 FB	10,00 FF
TIL 702	65 FB	10,00 FF

CONDENSATEUR A VISSER

1000 µF 63V	60 FB	9,25 FF
2200 µF 63V	90 FB	14,00 FF
4700 µF 63V	135 FB	21,00 FF
10000 µF 63V	225 FB	34,75 FF
22000 µF 63V	395 FB	61,00 FF

IC NATIONAL

LM 301	18 FB	3,00 FF
LM 308	32 FB	5,00 FF
LM 311	34 FB	5,25 FF
LM 317	95 FB	14,75 FF
LM 338	295 FB	45,50 FF
LM 339	30 FB	4,75 FF
LM 348	56 FB	8,75 FF
LM 349	80 FB	12,50 FF
LM 358	35 FB	5,50 FF
LM 373	210 FB	32,50 FF
LM 377	110 FB	17,00 FF
LM 367	142 FB	22,00 FF
LM 380	59 FB	9,25 FF
LM 381	99 FB	15,25 FF
LM 382	79 FB	12,25 FF
LM 387	65 FB	10,00 FF
LM 388	65 FB	10,00 FF
LM 389	65 FB	10,00 FF
LM 391	115 FB	17,75 FF
LM 393	39 FB	6,00 FF
LM 556	40 FB	6,25 FF
LM 566	110 FB	17,00 FF
LM 3900	40 FB	6,25 FF
LM 3909	49 FB	7,75 FF
LM 3911	69 FB	10,75 FF
LM 3911H	80 FB	12,50 FF

SUPPORTS IC

quantité: 1	10	1	10 pièces
8p	6 FB	55 FB	1,00 FF 8,50 FF
10p	7 FB	65 FB	1,15 FF 10,00 FF
14p	8 FB	70 FB	1,25 FF 11,00 FF
16p	9 FB	80 FB	1,50 FF 12,50 FF
18p	10 FB	90 FB	1,60 FF 14,00 FF
20p	11 FB	100 FB	1,75 FF 15,50 FF
24p	15 FB	130 FB	2,40 FF 20,00 FF
28p	19 FB	180 FB	3,00 FF 27,75 FF
40p	30 FB	250 FB	4,75 FF 38,50 FF

DIVERS

2102	75 FB	11,75 FF
2112		
2114L	360 FB	55,50 FF
2708	460 FB	71,00 FF
2716	2950 FB	454,00 FF
5101	230 FB	35,50 FF
INS 8295	1595 FB	245,50 FF
INS 8060	670 FB	103,25 FF
8080	240 FB	37,00 FF
8085	1100 FB	169,25 FF
ADCO 800P	475 FB	73,25 FF
DACO 800	135 FB	21,00 FF
95H90	495 FB	76,25 FF
SAD 1024	995 FB	153,25 FF
UA 726	495 FB	76,25 FF
MK 50398	495 FB	76,25 FF
ICM 6402	395 FB	61,00 FF
9370	120 FB	18,50 FF
TL 081	50 FB	7,75 FF
TL 084	80 FB	12,50 FF
SO 41P	80 FB	12,50 FF
SO 42P	80 FB	12,50 FF
RC 4136	70 FB	11,00 FF

TRANSISTORS

BC 547	4 FB	0,65 FF
BC 548	4 FB	0,65 FF
BC 549	4 FB	0,65 FF
BC 557	5 FB	0,80 FF
BC 558	5 FB	0,80 FF
BC 559	5 FB	0,80 FF
TIP 29	30 FB	4,75 FF
TIP 30	30 FB	4,75 FF
TIP 31	30 FB	4,75 FF
TIP 32	30 FB	4,75 FF
TIP 41	45 FB	7,00 FF
TIP 42	45 FB	7,00 FF

REGULATEURS

78 1 A	35 FB	5,50 FF
78 H 5 A	280 FB	43,25 FF
78 PO5 10A	495 FB	76,25 FF

DIL STWICH

4 P	42 FB	6,50 FF
6 P	49 FB	7,75 FF
8 P	55 FB	8,50 FF

SUPPORTS TEXTOL

14 p.	345 FB	53,25 FF
16 p.	365 FB	56,25 FF
18 p.	385 FB	59,25 FF
22 p.	454 FB	70,00 FF
24 p.	490 FB	75,50 FF
40 p.	670 FB	103,25 FF

TRIAC

† 2804D 10 A/400 V	25 FB	4,00 FF
les 10	230 FB	35,50 FF

LED

R.J.V. 5 mm		
3 mm	5 FB	0,80 FF

DIODES

1N4148	2 FB	0,35 FF
les 100	100 FB	15,50 FF
BY 227	10 FB	1,55 FF
les 10	90 FB	14,00 FF
1N4007	4 FB	0,65 FF
les 10	35 FB	5,50 FF

KIT VELLEMAN

Microprocesseur Timer	3.160 FB	487 FF
-----------------------	----------	--------

IC RCA

CA 747	23 FB	3,75 FF
CA 748	20 FB	3,25 FF
CA 1458	22 FB	3,50 FF
CA 3080	26 FB	4,00 FF
CA 3081	34 FB	5,25 FF
CA 3082	34 FB	5,25 FF
CA 3085	29 FB	4,50 FF
CA 3086	25 FB	4,00 FF
CA 3089	64 FB	10,00 FF
CA 3094	34 FB	5,25 FF
CA 3130	33 FB	5,25 FF
CA 3140	19 FB	3,00 FF
CA 3160	30 FB	4,75 FF
CA 3161	55 FB	8,50 FF
CA 3162	196 FB	30,25 FF
CA 3189	49 FB	7,75 FF
CA 3240	38 FB	6,00 FF

En stock: 74, 74LS, 74C, CD40... EXAR, PLESSEY

Nos prix s'entendent TTC en FB et en FF

Pour vos commandes

Expédition contre-remboursement ou après réception de virement bancaire sur le compte S.G.B. 210-0598153-06. Minimum d'expédition **1000 FB + 100 FB** pour frais de port. **Pour la France:** Vous pouvez nous régler la somme correspondant à votre ordre par virement bancaire sur notre compte S.G.B. 210-0598153-06. Minimum de commande: **155 FF + 16 FF** pour frais de port. Si vous désirez nous régler par Eurochèque joint à la commande, nous vous prions de bien vouloir mentionner le montant correspondant en FB (commande minimum **1000 FB + 100 FB** pour frais de port et d'emballage).

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

Petites Annonces

VENDS multimètre numérique U.S. 2000 points, pile/sect, 5 fonct 28 gammes dont 100 mV, 10 µA, 100Ω pl. ech. BP AC 40Hz-50kHz, précis, 0,1%: 590 FF (val 1200 FF) Cassette numér. nves. µP, boîtier précis: 150 FF les 5 (val 300 FF) H.P. nf. 38 cm + ch. compris. coax: 350 FF (val 750 F). tél. 898.02.00 ap. 19h.

J'OFFRE composants provenant démontage radio, télé, labo technique etc. contre cartes postales d'avant 1939, timbres ou livres. Réponse assurée. LANDRAGUIN, rue des Fougères, 22700 Perros-Guirec, tél. (96)23.26.58

COLLECTIONNEUR recherche postes TSF accus 1920-30 de marques Vitus, Ducretet, Gody, Pericaud, Radio LL ou revues: TSF Pour Tous, QST Français, Science & Vie, même n°s isolés. ALIX, Bocage-les-Chênes, av. des Coteaux, 06400 Cannes, tél. (93)45.94.48

AMATEURS de l'électronique: ne restez plus isolés! Venez nous rejoindre au Mille Club le Notre, mardis à 20h. Actuellement stage 27MHz. Animateur: J. CAMALES 26, av. A-Briand 78420 Carrières/Seine.

AMATEUR passionné appareils mesure électronique, achète bon prix tous catalogues de fabricant et doc. techniques anciens et récents. Réponse assurée. MOREL, 153, rue G1 Leclerc, 59390 Lys-les-Lanoy tél. (20)75.28.88 après 20h.

BARBIER Ph., 7, av. Charras 63000 Clermont-Ferrand, tél. (73)92.72.03 Vends ou échange matériel électronique neuf (Transistors, CI, montages etc.) Ecrire pour recevoir liste.

EMPLOI: la rédaction d'Elektor recherche des collaborateurs familiarisés avec l'électronique. Voir notre annonce page 10-06.

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

dates limites remise annonces

no.	édition	date
17	novembre	07-09-79
18	décembre 79	17-10-79
19	janvier 80	12-11-79

PARRAINAGE

Faites connaître ELEKTOR autour de vous et vous pourrez obtenir votre abonnement 1980 gratuitement.

Réunissez parmi vos amis, votre famille, vos collègues de travail... 6 abonnements 1980 à 80 FF (100 FF pour l'étranger) et ELEKTOR vous offre le vôtre en plus.

Utilisez l'encart prévu. **Attention**, cette offre est valable pour les parrainages reçus **avant le 23 novembre 1979.**

Liste des Points de Vente EPS+ESS

- 02000 LAON
02100 SAINT QUENTIN
02100 SAINT QUENTIN
13001 MARSEILLE
13006 MARSEILLE
13011 MARSEILLE
16000 ANGOULEME
17000 LA ROCHELLE
17100 SAINTES
24100 BERGERAC
25000 BESANCON
26500 BOURG L VALENCE
30000 NIMES
30000 NIMES
30000 NIMES
31200 TOULOUSE
33000 BORDEAUX
33000 BORDEAUX
34000 MONTPELLIER
34000 MONTPELLIER
45000 ORLEANS
45000 ORLEANS
45200 MONTARGIS
49000 ANGERS
51100 REIMS
54400 LONGWY
57000 METZ
58000 NEVERS
59000 LILLE
59200 TOURCOING
59600 MAUBEUGE
59800 LILLE
62000 CALAIS
63100 CLERMONT FERRAND
64100 BAYONNE
67000 STRASBOURG
67000 STRASBOURG
68000 MULHOUSE
68170 RIXHEIM
69008 LYON
69390 LYON
72000 LE MANS
75011 PARIS
75015 PARIS
75341 PARIS Cx 07
82000 MONTAUBAN
86360 CHASSENEUIL
87000 LIMOGES
87000 LIMOGES
87100 LIMOGES
89100 SENS MAILLOT
89230 PONTIGNY
90000 BELFORT
90000 VIEUX BELFORT
92240 MALAKOFF
06000 NICE
13006 MARSEILLE
- Laon Télé; 1, rue de la Herse
J. Manier; 110, rue Pierre Brossolette
Loisirs Electronique; 35, Croix-Belle-Porte
Europe Electronique; 2, rue du Châteauredon
Profelec Service; 135, rue Breteuil
Electronic Loisirs; 546g, rue Mireille Lauze
Electronic Labo; 84, route de Royan
SMR Tamisier; 20-22, rue du Palais
Musithèque; 38, cours National
R. Pommarel; 14, place Doublet
Reboul; 34-36, rue d'Arènes
ECA Electronique; 22, quai Thannaron
Cini Radio Télé; passage Guérin
Le Point Electronique; 14, rue Roussy
SoNiFo; 14, rue Auguste
Shunt Radio; 117, route d'Albi
Kit Elec; 64, cours de l'Yser
Electronic 33; 91, quai de Bacalan
SNDE; 9, rue du Grand-Saint-Jean
Son et Lumière; 5, rue d'Alsace
l'Electron; 37, faubourg Saint Vincent
RLC Electronique; 152, rue de Bourgogne
Electronic Service; 90, rue de la Libération
Electronic Loisirs; 39, rue Beaurepaire
Séphora Music; 45, rue de Thillois
Comélec; 66, rue de Metz
CSE; 15, rue Clovis
Coratel; 12, rue du Banlay
Decock Electronique; 4, rue Colbert
Hien; 51-53, rue de Tournai
Electronic 2000; 5, rue de la Liberté
Sélectronic; 14, boulevard Carnot
V.F. Electr. Comp.; 21, rue Mgr. Piedfort
Electron Shop; 20, rue de la République
Electronique et Loisirs; 3, rue Tour de Sault
Bric Electronic; 39, faubourg National
Dahms Electronique; 32, rue Oberlin
Electronique Center; 18, rue Ernest Ménéger
RID; parc d'Entremont, 6, rue des Oeillet
Speed Elec; 67, rue Bataille
Medelor; B.P. 7
Electro Solid; 21, rue Saint Martin
Magnétic France; 11, place de la Nation
Radio Beaugrenelle; 6, rue Beaugrenelle
Au Pigeon Voyageur; 252, boulevard Saint Germain
R. Posselle; 1, rue Joliot-Curie
J.F. Electronique; rue du Commerce RN 10
Limtronic; 54, avenue Georges Dumas
La Technique Moderne; 8, impasse A. Renoir
J.F. Electronique; 19, rue Gustave Courbet
Sens Electronique; galerie marchande GEM
Formosflash; 31, rue Paul Desjardins
Electron Belfort; 10, rue d'Evette
Electronic Center; 1, rue Christophe Keller
Béric; 43, boulevard Victor Hugo, B.P. 4
Hi Fi Diffusion; 19, rue Tonduti de l'Escarène
Semelec; 90, rue Edmond-Rostand

BELGIQUE

- 1000 BRUXELLES
1000 BRUXELLES
1000 BRUXELLES
1000 BRUXELLES
1030 BRUXELLES
1300 WAVRE
1400 NIVELLES
1520 LEMBEEK-HALLE
1800 VILVOORDE
2000 ANTWERPEN
2000 ANTWERPEN
2060 MERKSEM
2100 DEURNE
2140 WESTMALLE
2180 KALMTHOUT
2200 BORGERHOUT
2500 LIER
3000 LEUVEN
4000 LIEGE
4000 LIEGE
4800 VERVIERS
5200 HUY
5200 HUY
5700 AUVELAIS
6000 CHARLEROI
7000 MONS
7000 MONS
7000 MONS
8500 KORTRIJK
9000 GENT
9000 GENT
- Cobélec; 87, avenue Stalingrade
Radio Bourse; 14, 16, 18, rue du Marché aux Herbes
Radio Bourse; 4, rue de la Fourche
Vadelec; 24-26, avenue de l'Héliport
Capitani; 78-80, rue du Corbeau
Electrosion-Wavre; 9, rue du Chemin de Fer
Tévélabo; 149, rue de Namur
Halélectronics; Acaciastraat 10
Fa Pitteroff; Leuvensestraat 162
Fa Arton; Sint Katelijnevest 31, 35, 37, 39
Radio Bourse; Sint Katelijnevest 53
MEC; laaglandlaan 1a
Jopé Elektronik; Ruggelvdlaan 798
Fa Gérard; Antwerpsesteenweg 154
Audiotronics; Kapellensteenweg 389
Telesound; Bacchuslaan 78
Stereorama; Berliarij 51-53
Lovan Electronics; Diestsestraat 177
CEL; 20, rue des Carmes
Radio Bourse; 112, rue de la Cathédrale
Longtain; 10, rue David
Centre Electronique Hutois; 15, rue du Coq
Spectrasound; 16, rue des Jardins
Pierre André; 25, rue du Dr. Rommedenne
Labora; 7-14, rue Turenne
Best Electronics; 49, rue A. Masquelier
Comelec; 26, rue des Juifs
Multikits; 41, rue des Fripiens
International Electronics; Grote Kring 11a
Radio Bourse; Vlaanderenstraat 120
Radiohome; Lange Violettestraat

SUISSE

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

ESPAGNE

- BILBAO
Keytron Electronica; Hurtado de Amézaga, 20

Service livres d'Elektor



FORMANT

plus de 120 pages

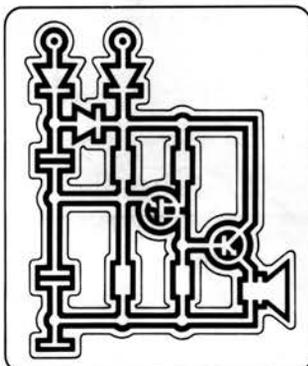
ISBN 2-86408-002-8

Ce livre présente une description complète de la réalisation (assortie de circuits imprimés et faces avant EPS) d'un synthétiseur de musique à très hautes performances. Sa conception modulaire lui confère une grande souplesse d'utilisation et offre la possibilité de réaliser un synthétiseur correspondant exactement au goût et au budget du constructeur.

Un chapitre important, accompagné d'une cassette de démonstration, traite de l'utilisation et du réglage du Formant, afin que celui-ci ne reste pas une 'montagne de circuits électroniques' dont on ne sait pas se servir.

prix: 60 F avec cassette de démonstration

300
circuits



Elektor

300 CIRCUITS

ISBN 2-86408-003-6

plus de 250 pages

format: 14 cm x 21 cm

Ce livre regroupe 300 articles dans lesquels sont présentés des schémas d'électronique complets et facilement réalisables ainsi que des idées originales de conception de circuits.

Les quelques 250 pages de '300 CIRCUITS' vous proposent une multitude de projets originaux allant du plus simple au plus sophistiqué.

prix: 45 F

Ces deux livres sont disponibles auprès de Elektor sarl,

B.P. 59, 59940 Estaires, France.

Prière de joindre le paiement à la commande.

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

Selectronic

VENTE PAR CORRESPONDANCE

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

14, boulevard CARNOT
59800 LILLE

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

COFFRETS

spéciaux pour les montages Elektor

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

ENFIN DISPONIBLE

- Réverbération Digitale avec FX 209 650,00
- ALLUMAGE ELECTRONIQUE "SELECTRONIC". Impulsion constante à toutes les vitesses de rotation. Kit complet avec boîtier spécial et accessoires de montage 185,00
- En ordre de marche 285,00

NOUVEAUX KITS

(Elektor n° 15)

- Décodeur stéréo (79082) 135,00
- Amplificateur F.I. (78087) 149,50
- Générateur de sons bizarres (79077) 49,50
- Arbitre électronique (79033) 60,30
- Chargeur de batterie Cad-Ni (79024) 136,00
- Elekarillon (79095) 240,00
- Digiscope (9926-1 et -2) 270,00

(Elektor n° 16)

- Modulateur en anneau (79040) 76,50
- Extension mémoire pour l'Elekterminal (79038) 395,00
- Digifarad (79088) 310,00
- Accord par touches sensibles (79519) 230,00
- Détecteur d'approche (9974) 112,00

MICROPROCESSEURS

Nous distribuons également:

- NASCOM 1 (en kit) 2495,00
- MK 14 (en kit) 795,00
- KIM 1 (en ordre de marche) 1550,00

Cette annonce corrige et complète les précédentes.

Voir ELEKTOR éditions précédentes.

KITS proposés par SELECTRONIC

Ces kits sont élaborés à partir des schémas parus dans ELEKTOR sur la base des circuits EPS. Les kits sont fournis avec le circuit imprimé, les accessoires et la notice de montage suivant l'article original ELEKTOR.

MESURE:

- Géné de fonctions complet avec Face avant + Alim + boutons etc. (9953) 249,90
- Alimentation stabilisée avec LM 317K (9465), sans transfo 114,50
- TV-SCOPE (9968) bicourbe 439,00
- TV-SCOPE LUXE Bicourbe (9968-9969) 819,50
- Modulateur UHF (9967) Avec QUARTZ 70,00
- Compteur Fréquencemètre 1/4 GHz (9887-1a4) 988,00
- Mini Fréquencemètre 275,00
- Voltmètre Digital (79005) 198,00
- Adaptateur Alternatif (79035) 59,90
- Sonde HF (9427) 45,00
- Préampli HF (9413) 36,00
- Base de temps + alim. (9948) 225,00
- Alim. de labo (79034) 5 A, avec galva et transfo 470,00
- Géné de trains d'ondes (79017) 104,20
- Digiscope (9926-1,2) 302,00

MICROPROCESSEUR

SC/MP

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

Système complet comprenant tous

- les kits avec carte BUS + connecteurs 3495,00
- Clavier ASCII (9965) 439,00
- Elekterminal (9966) avec mémoires programmées 949,00

DIVERS

- Magnétiseur (9827) 49,50
- Sablier qui caquette (9985) 89,00
- Spiroscope (9970) 129,00
- Compte-tours auto (9460) 42,50
- Aff. LED 270° (9392) 109,00
- Compte-tours complet + face avant 175,00
- Biofeedback (9825) 233,00
- Ioniseur (9823) 105,40
- Electromètre (9826) 59,50
- Thermomètre digital (9755-1,2) 199,50

B.F.:

- PRECO (9389 + 9399) 179,90
- EQUIN (9401) 25 W 135,00
- Micro Electret + Préampli (9866) 49,90
- VU-mètre à LED + crête-mètre (9817 + 9860) 149,50
- VU-mètre seul (LED plates) 115,90
- Luminant (9949) 209,00
- Table de mixage (9444) stéréo 5 entrées 309,90
- Consonant préampli Hi-Fi (9945) + alim 383,50
- Préconsonant (9954) 58,80
- Réverb. anal. (9973) 449,00
- Ampli 20 W TDA 2020 (9144) avec radiateur 79,50
- Stentor 75 W/4 310,00
- 150 W/2 450,00
- Assistentor (79071) 101,00
- Compresseur Hifi (9395) 121,00

MUSIQUE:

- Les instruments sont Equipés des claviers Kimber Allen, à contacts plaqués-or
- Clavier 3 Octaves Kimber-Allen (avec contacts) 510,00
- Clavier 5 Octaves Kimber-Allen (avec contacts) 795,00

PIANO électronique (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

FORMANT:

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

- VCO (9723-1) 499,00
- VCF (97241) 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

Le kit complet: 3 x VCO, 2 x ADSR, 1 x chaque autre module et 3 diviseurs clavier 3295,00*

* fourni avec livre et cassette de démonstration.

Kit FORMANT avec clavier 3795,00

EN OPTION:

- RFM (9951) 225,00
- 24 dB VCF (9953) 369,00