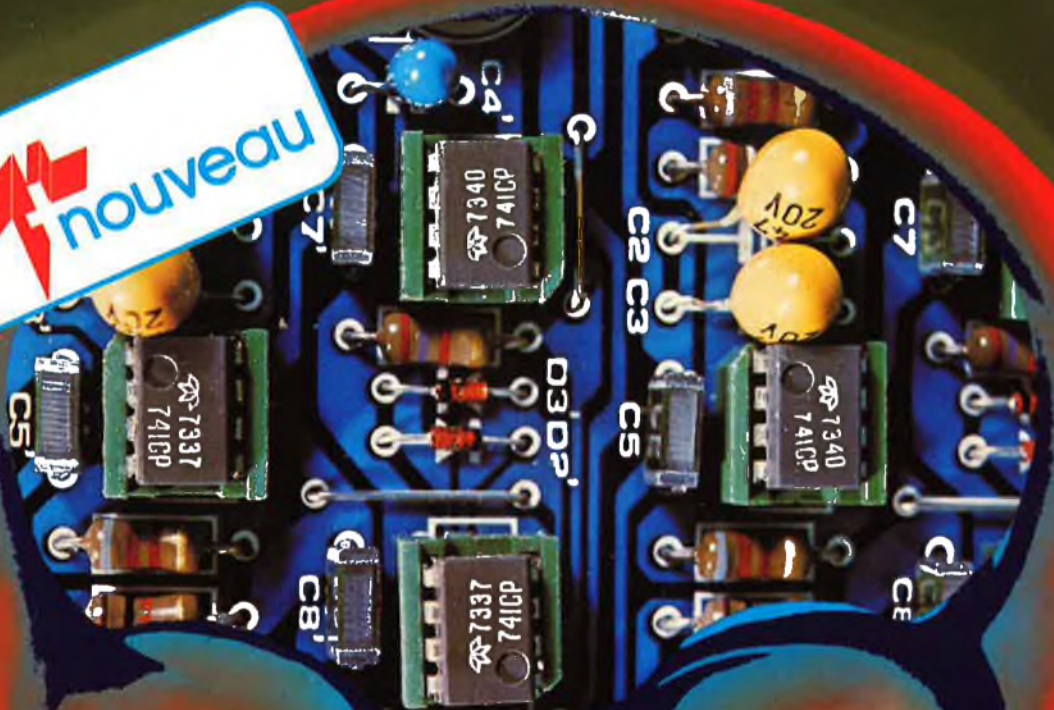


elektor

no.1
mai/juin 1978
numéro double
10F

électronique pour labo et loisirs



guérisseur
magnétique

preco :
pre-amplificateur

le micro-processeur
en jouant

DIODES

ZENER 500 mW 5%
 ZFx- Remplacer le x par la tension en V: 1,4-3,3-3,6-3,9-4,3-4,7-5,1-5,6-6,2-6,8-7,6-8,2-9,1-10-12-13-15-16-18-20-22-24-27-30-33. P.U. 2,50 F

DIODES DE REDRESSEMENT

Série 1 Ampères:
 H105- (50V) 1,50 F F12- (200V) 2,50 F F16- (600V) 3,50 F
 H110- (100V) 2 F F14- (400V) 3 F F111- (1100V) 4 F

Série 3 Ampères:
 F32- (200V) 4,50 F F36- (600V) 5 F F311- (1100V) 6 F

Série 20 Ampères:
 J202- (20V) 3 F J204- (40V) 4,50 F J208- (80V) 7,50 F
 J215- (150V) 9 F J220- (200V) 10,50 F

Série 40 Ampères:
 BVY16- (800V) 30 F

PONTS DE REDRESSEMENT MOULES:

PR1- 0,5A/110V Boîtier carré 1 cm 3 F
 PR2- 1,5A/ 80V Sorties en ligne 2 x 1 x 0,5 cm. 6 F
 PR3- 3,2A/125V Sorties en ligne 3,8 x 2 x 1 cm. 15 F
 PR4- 10A/ 40V Boîtier carré 2,8 cm. 30 F

DIODES VARICAP, BA102- 8 F
 BB105B- (2appairées) 5 F
 BB105G- 1B/2,8pF 150 MHz 3 F
 DIODES SCHOTTKY - FH1100- (Equiv. HP2S00) 9 F
 DIODES HYPERFREQUENCE, 1N21- 6 F 1N23- 6 F
 DIODES DE COMMUTATION, QA90- (Germanium) 0,50 F 1N414S- (silic.) 0,50 F



HORLOGE DIGITALE A QUARTZ ET AFFICHEURS
CRISTAUX LIQUIDES 16 MM A PILE - ALIMENTATION 4,5 A 9 V
 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
 Câble en boîtier (orange, blanc ou noir, à préciser) et en ordre de marche. P.U. 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) battiment 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: 16 F
BTMS- Boîtier pour horloge TMS3874NLK. Dims: 135 x 100 x 45 mm 36 F

HPRC 8- 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
 HPRC 6, livré avec support et 8 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 P.U. 290 F
 Quartz 100, 800 KHz pour base de temps, batterie ou piles pour HPRC8 P.U. 80 F

MODULE ALARME A TONALITE REGLABLE POUR HORLOGE:
CABLE AVEC H.P. P.U. 15 F
BTQ- Kit base de temps à quartz pour horloge 50 Hz (donne également les fréquences étalons: 3200-1600-800-400-200-100 et 50 Hz) permet le fonctionnement sur batterie de toutes les horloges secteur. Prix: 90 F

L'OM ET LA MESURE FABRICATION BERIC

BERIC



BRC605- 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 + pieds de pupitre excamotables. Face avant durai de 3mm. Encombrement 22 x 11 x 27 cm. Complet en kit avec notice très détaillée (30 pages). 1250 F
BRC50PB- Platines de base et d'affichage sans alim. secteur, sans tolerie, sans les commandes montées sur la face avant. Toujours en kit avec notice. 750 F
PM50- Partie Multimètre. Voltmètre. Ampèremètre CC et CA Ohmmètre. Capacimètre. Précision globale 3
 Précision globale +/-%, +/-1 digit. Affichage sur 5 digits. Dépassement. Inversion automatique de polarité. L'entrée 10M Ohms. Gammes: V de 0 à 1000V résolution de 1mV à 100 mV suivant gamme VCC et VCA (fréq. de 20 à 500 Hz. ICC et ICA de 0 à 1A résolution de 1 µA à 100 µA suivant gamme. R de 0 à 10M Ohms résolution de 1/Ohm à 100/Ohm suivant gamme. C lecture à 8 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 BRC605 (sa valeur est déduite en cas d'achat ultérieur de l'appareil. 30 F
ACCESSOIRES DU BRC605.
 SH150- Sonde fréquence-mètre de 50 Hz à 170 Mhz entrée haute impédance 10M Ohms. Sortie sur coax 50 Ω. En kit 55 F

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

38 expériences accompagnées d'explications théoriques claires et de questions avec corrigés: Une édition ELEKTOR
 • digit 1 avec circuit 270 x 115 mm 50 F
 • composants complets d'expérimentation 90 F

QUARTZ

QNC neufs disponibles:
 31,250 kHz: HC 13 P.U. 100,00 F
 32,768 kHz: subminiature P.U. 60,00 F
 1000 kHz: HC 13 P.U. 80,00 F
 1000 kHz: HC 6 P.U. 60,00 F
 5 000 kHz: HC 6 P.U. 50,00 F
 10 000 kHz: HC 18 P.U. 50,00 F
 (Remise pour quantité nous consulter)
 12, 23,2, 25,250, 26, 38,666, 50, 50,5 58, 65 et 65,5 MHz P.U. 40,00 F
 Nombreux autres quartz en stock
 Quartz neufs à la demande

OFFRE DU MOIS

BERIC vous presente
 le kit d'initiation SC/MP
 selon Elektor
 (dans ce numéro)

ISP 8A/500D microprocesseur

capable d'adresser 64 k octets de mémoire, indifféremment en RAM, ROM, PROM, EPROM. Il dispose d'une horloge interne et d'une plage de 46 instructions. Il dispose également d'une registre permettant l'entrée ou la sortie-série de données ainsi que la sortie parallèle de 3 bits.

MM2112 149,—
 CD4066 39,—
 Quartz d'horloge 1^{mh2} HC6/U
 50,—

ainsi que la plupart des autres composants nécessaires

CATALOGUE ROSE BERIC!

24 pages-Format 21 x 29 cm
 Pour tous vos projets...
 ... le catalogue BERIC sera votre meilleur - outil - de travail. Vous avez sûrement besoin de plusieurs des articles qui y sont décrits...
RECLAMEZ-LE...
 (Joindre 5 F en timbres et enveloppe 115 x 160 à votre adresse. SVP)

REMISES PAR QUANTITES. Nous consulter

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

REGLEMENT A LA COMMANDE - PORT ET ASSURANCE PTT: 10% COMMANDE MINIMUM 50 F (+ port)

B.P. n° 4-92240 MALAKOFF - Magasin: 43, r. Victor-Hugo (Métro porte de Vanves) - Téléphone: 857-68-33. Fermé dimanche et lundi
 Tous nos prix s'entendent T.T.C. mais port en sus. Expédition rapide. En CR majoration 10,00F. C.C.P. PARIS 16578-99



elektor

1 décodage

1^e année, n° 1

mai/juin 1978

Assistant-Directeur

commercial: G.J.J. Kieft
Abonnements: Mme L. Gallet
Adresse provisoire: Elektor sarl en formation
 Grande Rue
 59940 Le Doulieu-Estaires
 020-438661 (à partir du 1^{er} mai 1978)

Téléphone:
Banque: Crédit du Nord
 28 Place Rihour, 59000 Lille
 n° de compte: 906-290104-002-00

Rédacteur en Chef: Bob W. van der Horst
Rédacteurs techniques: J. Barendrecht, G.H.K. Dam,
 E. Krempelsauer, G.H. Nachbar,
 A. Nachtmann, K.S.M. Walraven, P.V. Holmes

Siège international: Société des Editions Elektor
 Bourgognestraat 13a
 6191 HX Beek LB, Pays-Bas
 Tél.: 19.31.4402.4200
 Téléc.: 56617 Elekt. NL.

DROITS D'AUTEUR

La protection du droit d'auteur s'étend non seulement au contenu rédactionnel d'Elektor mais également aux illustrations et aux circuits imprimés, y compris leurs dessins, qui y sont reproduits. Conformément à l'art. 30 de la Loi sur les Brevets, les circuits et schémas publiés dans Elektor ne peuvent être réalisés que dans des buts privés ou scientifiques et non-commerciaux. L'utilisation des schémas n'implique aucune responsabilité de la part de la Société éditrice. La Société éditrice n'est pas tenue de renvoyer des articles qui lui parviennent sans demande de sa part et qu'elle n'accepte pas pour publication.

Si la Société éditrice accepte pour publication un article qui lui est envoyé, elle est en droit de l'amender et/ou de la faire amender à ses frais; la Société éditrice est de même en droit de traduire et/ou de faire traduire un article et de l'utiliser pour ses autres éditions et activités contre la rémunération en usage chez elle. Elektor paraît bimensuel en 1978, mai/juin, juillet/août, septembre/octobre, novembre/décembre. A partir de 1979 Elektor paraît mensuel le 1^{er} de chaque mois, sauf en juillet et août; paraît alors un numéro double consacré aux circuits à semi-conducteurs et intitulé 'Guide des semi-conducteurs'. Dessins, photographies, projets de toute nature et spécialement de circuit 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.

ABONNEMENTS

Abonnements de mai/juin 78 à dec. 78 incl.	France 30,— F	Etranger 45,— F
--	---------------	-----------------

CORRESPONDANCE

Veillez bien mentionner dans le coin supérieur gauche si votre correspondance concerne

QT	questions techniques
RC	rédaction en chef
CA	changement d'adresse
EPS	circuits imprimés
P	publicité, annonces
A	abonnements
SR	secrétariat de rédaction

CHANGEMENT D'ADRESSE

Veillez bien nous le communiquer au moins six semaines d'avance. Mentionnez ancienne et nouvelle adresses, en joignant si possible une étiquette ayant servi à vous envoyer l'un des derniers numéros. Frais de changement 1,— F.

QUESTIONS TECHNIQUES

Veillez bien joindre une enveloppe affranchie et adressée à vous-même; pour les envois de l'étranger, outre l'enveloppe non-affranchie mais adressée à vous-même, joignez un coupon-réponse international.

TARIF DES ANNONCES (nationales et internationales)

Peut être obtenu sur simple demande.

Copyright © 1978 Société des Publications Elektor, sarl en formation. Imprimée aux Pays-Bas.

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

Types de semi-conducteurs
 Il existe souvent de grandes similitudes de caractéristiques entre bon nombre de transistors de dénominations différentes. C'est pourquoi, Elektor fait, autant que possible, de nos de types 'abrévés':

- '741' peut se lire indifféremment μ A 741, LM 741, MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, etc.
- 'TUP' ou 'TUN' (Transistor Universel respectivement de type PNP ou NPN) représente tout transistor basse fréquence au silicium présentant les caractéristiques suivantes:

V_{CE0} , max	20 V
I_C , max	100 mA
h_{fe} , min	100
P_{tot} , max	100 mW
f_T , min	100 MHz

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

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

	DUS	DUG
U_R , max	25 V	20 V
I_F , max	100 mA	35 mA
I_R , max	1 μ A	100 μ A
P_{tot} , max	250 mW	250 mW
C_D , max	5 pF	10 pF

Voici quelques types version 'DUS': BA 127, BA 217, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61; 1N914, 1N4148.

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

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

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

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

Valeur des résistances et capacités

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

p (pica-)	= 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 k Ω = 2.700 Ω 470 = 470 Ω

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

Points de mesure

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

Tension secteur

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

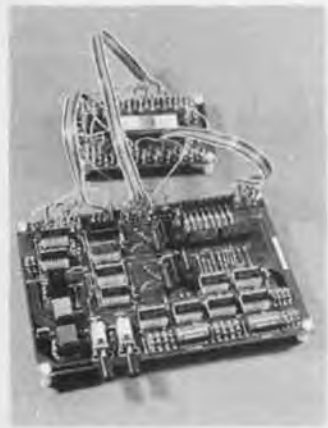
Services aux lecteurs:

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



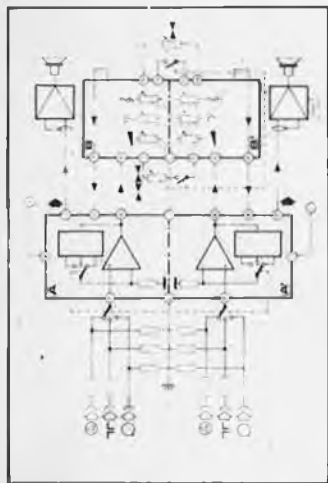
Un générateur de fonctions simple
 Un générateur de fonctions est un appareil universel et très utile qui donne à tout constructeur un moyen simple et efficace de vérifier le fonctionnement de ses réalisations. C'est donc un élément pratiquement indispensable de l'appareillage de base de tout constructeur amateur.

p. 5-23



Le microprocesseur en jouant
 La construction d'un système de développement par soi-même permet de réaliser non seulement une économie appréciable, mais aussi d'acquérir une connaissance approfondie du 'hardware' des microprocesseurs.

p. 5-50



Preco
 Le préamplificateur-correcteur décrit dans l'article suivant offre des performances excellentes pour un prix de revient raisonnable. L'amplificateur-correcteur peut être placé dans un boîtier séparé et permet ainsi de télécommander le volume, la balance, les réglages de tonalité et l'intensité de l'effet stéréophonique.

p. 5-30



Ce qu'Elektor a dans sa tête n'est exprimé que très partiellement dans cette première édition. Voyez le numéro prochain début juin.

Sommaire

Selektor	5-13
Introduction aux microprocesseurs	5-16
Les fabricants de semi-conducteurs ont d'ores et déjà conçu et lancé sur le marché un bon nombre de types de microprocesseurs. Vouloir les décrire tous serait une gageure. Cependant, on distingue à travers leur architecture et leur principe de fonctionnement une certaine unité que cet article s'efforce de dégager.	
Mini-récepteur ondes courtes	5-22
Le débours nécessaire pour la réalisation d'un récepteur aussi simple est minime. Le circuit ne comprend que peu de composants; il se prête très bien à une grande miniaturisation.	
Générateur de fonctions	5-23
Preco	5-30
Préampli et régulateur télécommandé.	
Mini-phasing — R. Otterwell	5-41
Ce montage permet d'obtenir des effets de phasing intéressants malgré sa simplicité; sa construction ne nécessite que peu de composants bon marché.	
Récepteur BLU	5-42
La modulation à bande latérale unique (BLU) n'est pratiquement utilisée que pour les bandes amateur des 20, 40 et 80 mètres. L'étendue des fréquences permet de concevoir un récepteur d'amateur simple utilisant un seul démodulateur (pour les signaux BLU).	
Tup-tun	5-49
Le microprocesseur en jouant — H. Huschitt ..	5-50
Commande automatique de changement de diapositives — W. Fröse	5-61
Le montage décrit ici réagit à la chute de niveau BF quand le commentaire s'arrête pendant plus d'une seconde.	
Alimentation stabilisée à circuit intégré	5-64
Il existe maintenant un circuit intégré qui ajoute à la simplicité de ce type de régulateurs l'avantage supplémentaire d'une tension régulée variable.	
Magnétiseur	5-69
De récentes expérimentations médicales ont confirmé la thèse de la valeur thérapeutique des champs magnétiques pour le traitement de symptômes psychosomatiques et de maladies rhumatismales. L'article ci-dessous rapporte d'abord les résultats d'expériences destinées à se rendre compte de l'efficacité de ce mode de traitement et décrit ensuite un dispositif engendrant un champ magnétique alternatif pouvant être utilisé dans des applications médicales.	
marché	5-71

services elektor pour les lecteurs

elektor printservice (service elektor circuits imprimés)

De nombreuses réalisations d'Elektor sont accompagnées du dessin du circuit imprimé. La plupart de ces circuits imprimés peuvent également être fournis gravés et percés, prêts à être montés, et peuvent être commandés directement chez Elektor. Chaque mois, vous pouvez consulter la liste mise à jour des circuits disponibles, sous la rubrique EPS.

Le délai de livraison peut atteindre, dans certains cas, trois semaines.

Nous attirons votre attention sur le fait que la publication d'un dessin de circuit imprimé n'implique pas sa disponibilité à l'EPS. (voir page 5-72)

questions techniques

Ce Service est à votre entière disposition, mais nous aimerions vous faire part de quelques remarques.

1. Toutes les questions adressées à la rédaction, techniques et autres, doivent être accompagnées d'une enveloppe affranchie et portant l'adresse du demandeur.
2. Il ne peut être répondu aux questions ne se rapportant pas à des articles publiés par Elektor.
3. Il ne peut normalement être répondu à des questions concernant le raccordement de réalisations d'Elektor à un appareillage existant, ce dernier devant en effet alors être connu. Une réponse éventuelle ne pourrait être basée que sur la comparaison des spécifications de notre réalisation et de celles de l'appareillage en question.
4. Les questions relatives à la disponibilité des composants trouveront la plupart du temps leur réponse dans les annonces, qu'il suffira au lecteur de consulter.
5. Autant que possible, nous répondrons sur des formules imprimées normalisées.

Nous espérons que nos lecteurs comprendront ces remarques destinées à prévenir un surcroît de travail pour la rédaction, ce qui nuirait à la qualité des articles ultérieurs.

Votre nouvelle revue vous pose un problème de rangement?

Spécialement conçu pour recevoir vos numéros d'Elektor ce classeur plastifié de couleur vert les conservera en bon état.

Chaque numéro est facile à enlever pour des études ultérieures.

Voici la solution: le classeur d'Elektor.

Son prix est de 27,00F



Vous pouvez le commander en remplissant la page no.5-72 d'Elektor plus loin dans ce numéro.



SISTORS
GRANDES
MARQUES

BCW 97	3,10
BD 135	5,10
140	6,30
235	7,50
BDX 14	16,40
18	22,30
BF 115	6,50
119	6,80
167	4,80
173	4,70
178	6,20
179	6,90
184	4,50
233	3,80
245	7,20
259	5,90
BSX 52 A	3,90
BU 109	28,40
ESM 134	12,70
TIP 31 B	6,80
TIP 32 B	7,40
2N 404	4,90
698	5,70
708	3,80
918	7,10
1613	3,80
1711	3,80
1890	4,00
1893	4,40
*2218 A	4,80
*2219 A	4,70
*2222 A	3,80
2369	4,10
2484	5,80
2646	6,80
*2904 A	3,90
*2905 A	4,20
*2906 A	4,40
*2907 A	4,20
2924	3,60
3053	4,90
3054	9,60
3055	10,80
(100 V)	
3819	4,20
3906	6,50
4416	11,80
5298	12,70
5457	7,90

centralisé de qualité)

CIRCUITS IMPRIMES
ELEKTOR

6031 - Récepteur BLU CSSB	32,-
9369 - mini-récepteur	10,-
9398 - preco (préampli)	28,-
9399 - preco (régulateur)	16,-
9453 - générateur de fonctions	32,-
9465 - alimentation avec LM 317	20,-
9473 - diapositives avec son	8,-
9827 - magnétiseur	8,-
9846-1 - microprocesseur en jouant	68,-
9846-2 SC/MP	21,-

MULTIMETRE
NUMERIQUE
SINCLAIR DM2



- 2000 points, polarité automatique
- 5 fonctions en 22 gammes
- continu 0,1 mV à 1000 V
- alternatif 0,1 µA à 1 A
- alternatif 1 mV à 500 V
- résistances 1 µA à 1 A
- résistances 1 Ω à 20 MΩ
- Piles ou bloc secteur (en sus)

SINCLAIR DM 2 790 F

JEUX DE
LUMIERE

- MODULATEUR 3 VOIES
- Kit complet 3 x 1300 W avec coffret métal - voyant - inter - boutons - fusible 159 F

- RAMPE 3 SPOTS
- Rampe métal laquée noir équipée 3 spots 99 F

- LUMIERE NOIRE
- Ensemble tube et réglette 220 V
- tube 60 cm 169 F
- tube 120 cm 199 F



KITS OK



OK 5 Interrup. touch-control	83,30
OK 8 Aliment. rég. 20 V/1 A	106,80
OK 10 Dé électronique	57,80
OK 19 Avert. dépass. vitesse	146,00
OK 23 Antimoustique ultrasons	87,20
OK 24 Chenillard 3 voies	195,00
OK 25 Gradateur	63,70
OK 28 Correct. Baxendall sté.	102,90
OK 31 Amplificateur 10 W eff.	97,00
OK 32 Amplificateur 30 W eff.	126,40
OK 35 Détecl. de verglas à LED	67,60
OK 39 Convert. 12 V/4,5 à 9 V	67,60
OK 44 Décodeur FM stéréo	116,60
OK 45 Alim rég. 3 à 24 V / 1 A	151,90
OK 46 Cadenceur d'ess-glaces	73,50
OK 47 Disjoncteur 50 mA à 1 A	93,10
OK 50 Préampli RIAA stéréo	53,90
OK 57 Test. de semi-conduct.	53,90
OK 60 Clignoteur 2 voies	155,80
OK 64 Thermo. digital 0 à 99°	191,10
OK 69 aliment. 48 à 60 V/2 A	146,00
OK 78 Antivol à action retard.	112,70
OK 79 Ampli 2x4,5 W eff.	116,60
OK 80 Antivol pour automobile	87,20
OK 81 Récept. PO-GO 2 transis.	57,80
OK 82 Mini-orgue électronique	63,70
OK 86 Mini-freq 1 MHz	244,00
OK 92 Antiv. auto action retard.	102,90
OK 93 Préampli antenne auto-radio	38,20
OK 99 Préampli micro 3 mV	38,20
OK 104 Thermostat 0 à 100°C	112,70
OK 105 Mini-récepteur FM	57,80
OK 106 Emetteur à ultra-sons	83,30
OK 108 Récepteur d'ultra-sons	93,10
OK 110 Détecl. de métaux	155,80
OK 112 Stroboscope 40 joules	155,80
OK 113 Compte-tours digital	191,10
OK 118 Compte-poses 0 à 3 mn	102,90
OK 122 RéceptVHF26 à 200 MHz	126,00
OK 123 Génér BF 1 Hz - 400 K Hz	273,40
OK 126 Adapt. micro modulateur	77,40
OK 129 Traceur courbes oscillo	191,10

KITS
JOSTY



AF 305 Interphone	106,00
AF 310 Ampli 15 W eff.	93,90
HF 310 Tuner FM sensib. 5 µV	183,50
HF 325 Tuner FM sensib. 2 µV	307,90
HF 330 Décodeur stéréo	113,10
GU 330 Trémolo pour guitare	98,00
AT 347 Roulette à LED	139,50
HF 375 Mini-récepteur FM	52,00
HF 385 Préampli ant. VHF/UHF	97,70
HF 395 Préampli anten. AM/FM	29,60

KITS
AMTRON



UK 92 Ampli téléphonique	138,00
UK 114 Ampli 20 W eff.	172,30
UK 230 Ampli antenne AM-FM	58,50
UK 261 Générateur 5 rythmes	292,00
UK 285 Ampli ant. VHF-UHF	107,80
UK 502 Mini-récept. PO-GO	72,30
UK 527 Récepteur VHF 110-150 MHz	264,50
UK 545 Récepteur AM-FM 25-150 MHz	183,80
UK 572 Récept. pocket PO-GO	149,60
UK 707 Cadenceur d'essuie-glaces	106,40
UK 780 Détecl. de métaux	166,80
UK 875 Allumage électronique	232,00
UK 965 Convertis. 27/1,6 MHz	277,00

KITS IMD



DISPONIBLES SUR STOCK

KN 3 Ampli téléphonique	63,00
KN 5 Injecteur de signal	33,50
KN 9 Converti. AM/VHF 118 - 130 MHz	35,00
KN 11 Modul. de lum. 3 can.	129,00
KN 12 Ampli 4.5 W mus.	52,00
KN 13 Préampli cell. magnét.	37,00
KN 14 Correcteur de tonalité	39,00
KN 16 Métrome 40 à 150 tops/mn	38,00
KN 19 Sirène modulante	54,00
KN 20 Convertisseur 27 MHz	53,00
KN 23 Horloge numérique	135,00
Option alarme	38,00
KN 25 Télé-jeux - 4 jeux	179,00

ALARME AUTO
EFFICACE - POSE SIMPLE
PULSAR DETECTE TOUTE CONSOMMATION DE COURANT: PLAFONNIER, VOYANT, ETC...



- 12 sec. pour quitter le véhicule ou pour y rentrer.
 - Alarme par klaxon.
 - Tension 11 V à 15 V, consommation de veille 12 mA, sensi 2 W
 - Prêt à monter avec fil. inter
- Alarme PULSAR 199 F

LE NOUVEAU CATALOGUE 78
FANATRONIC EST PARU!
5 F EN TIMBRES

MULTIMETRE
DIGITAL
DE POCHE « SINCLAIR »

- Format calculatrice
 - 2000 points, polarité automatique
 - 4 fonctions en 16 gammes
 - continu
 - 1 mV à 1000 V
 - 1 nA à 200 mA
 - alternatif
 - 1 V à 500 V
 - résistances
 - 1 Ω à 20 MΩ
 - Pile ou bloc secteur (en sus)
- SINCLAIR PDM 35 395 F



WRAPPING

GAIN DE TEMPS
ET D'ESPACE
VENEZ DECOUVRIR
LE WRAPPING

- outil à wrapper 224,00 F
- plaque 80 x 190 mm 21,00 F
- broches (le cent) 25,00 F
- fil à wrapper 13,00 F

VEUILLEZ M'EXPEDIER LE CATALOGUE FANATRONIC 1978

Fanatron

NOM

ADRESSE

CI-JOINT 5 F EN TIMBRES

PENTASONIC PRESENTE

la seconde source du 6800 MOTOROLA : le SFF 96800 et son kit d'initiation le «MKII»

Ce dernier vous permet d'apprendre la technique du microprocesseur, d'élaborer un programme, de le modifier, de le tester ou de mettre en œuvre les dizaines d'applications qui sont parues sur ce microprocesseur aux Etats-Unis (bientôt disponible) Ce kit MKII comprend deux cartes reliées par un câble méplat et :

1. 1 microprocesseur 6800
2. 384 octets de RAM
3. 2 interfaces de sortie parallèle PIA
4. 1 interface de sortie série ACIA
5. 1 horloge biphasé
6. 1 K de ROM (J. Bug)
7. 4 supports câblés pour adjonction de 512 octets de RAM
8. 6 afficheurs
9. 1 clavier hexadécimal
10. 8 touches de fonction
11. 1 INTERFACE CASSETTE (utilise n'importe quelle cassette sans modification)
12. 19 boîtiers logiques (TTL - C MOS)

- LE MONITEUR J. BUG VOUS PERMET, PAR LES 8 TOUCHES DE FONCTION :**
- P Le transfert du contenu des RAM vers la cassette (adresses de début et fin également mises en cassettes)
 - L Le transfert du contenu de la cassette dans RAM (à l'adresse marquée sur la bande)
 - N De faire avancer le programme PAS-A-PAS
 - V D'arrêter le déroulement d'un programme à une adresse déterminée
 - M La lecture et l'écriture du contenu d'un pas de mém.
 - E D'arrêter une de ces 7 fonctions pour en exécuter une autre
 - R La lecture de tous les registres internes
 - G GO programme

LE KIT MKII : 1 674 F (H.T.) soit 1 968 F TTC

CLUB 6800

Ce club est accessible gratuitement la première année à tous les acheteurs de MKII. Il consiste à faire paraître des programmes conçus par PENTASONIC ou d'autres membres du club, et à les diffuser.

TERMINAL VIDEO

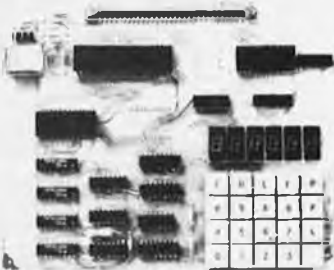
ENTREE ASC II ou BAUDOT série ou parallèle avec atrob
 SORTIE VIDEO directe avec modulation UHF sur TV
 SORTIE ASC II série pour télétype
 Fonctionnement :
 16 lignes de 64 caractères
 — Possibilité de déplacement du curseur dans les 4 dimensions
 — Effacement lignes et colonnes
 — Possibilité d'adresser le curseur en absolu ou relatif
 — Symboles alphanumériques avec majuscules et minuscules + alphabet grec

PRIX 1 584 F

CLAVIER 53 touches KEY TRONIC
 Touches à effet Hall. Gestion du clavier sur la carte

PRIX 1 180 F

L'UNITE CENTRALE EMR



- Les mémoires :
 — 512 octets de PROM (+ 512 en option)
 — 256 octets de RAM (+ 512 en option)
 - Clavier hexadécimal + touches de fonction
 - Affichage par 6x7 segments
- L'unité centrale U.C.-EMR comprend :**
- une carte complète
 - une notice détaillée
 - un carnet de programmation
 - des exemples de programmes utiles et amusants

- Alimentation unique + 5 V
- Le microprocesseur
 — Référence ISP8A/600N (NS)
 — Type SC/MP II
 — Technologie Mos canal N
 — 8 bits parallèle

EN KIT. PRIX TTC 985 F
 EN ORDRE DE MARCHÉ TTC 1 150 F

CARTE A WRAPPER

Elle se compose d'un circuit imprimé double face aux dimensions de l'U.C. avec une connection mâle et percée de trous pastillés sur les 2 faces au pas de 2,54 mm. Des supports de circuits intégrés à wrapper, des barrettes ainsi que des outils à wrapper peuvent être fournis en option.

Prix 195 F ttc

CARTE-MERE

Elle est enfichable sur l'U.C. et est destinée à recevoir les modules existants ou à venir. Il s'agit d'un circuit imprimé double face prévu pour 4 connecteurs 62 points. Des connecteurs placés aux extrémités rendent cette carte cascable. La carte-mère est livrée avec ses 6 connecteurs câblés ou en kit.

Prix 290 F ttc. En kit 250 F ttc

INTERFACE CASSETTE AVEC MAGNETOPHONE ET PROM DE GESTION

Cette adaptation est destinée à mémoriser sur bande magnétique standard, des programmes ou des fichiers. Elle est incluse dans le magnétophone - mini K7 - qui se trouve ainsi directement adaptable sur l'unité centrale. Une PROM de gestion de 512 octets enfichable sur l'U.C. est fournie avec ce module.

Prix 595 F ttc

CARTE RELAIS

Egalement aux dimensions de l'U.C., cette carte peut être équipée de 6 à 27 relais reed (bus et flag).

Applications : commande de réseaux ferroviaires miniatures, machines-outils, alarmes, etc

Prix 427 à 810 F ttc (selon l'équipement)

En kit 365 à 692 F ttc

Un nouveau système de développement du 6800

Permettant de travailler directement sur n'importe quel téléviseur

COMPRENANT :

- 1 UNITE CENTRALE EN KIT avec 1 6800, 2 PIA, 1 MONITEUR MIK BUG, 384 octets de RAM, possibilité d'extension de la mémoire à 896 octets + 1 ACIA

- 1 INTERFACE VISU câblée en état de marche, gérant 16 lignes de 64 caractères, adresse et déplacement du curseur dans les quatre sens, d'effacer une colonne, une ligne ou l'écran (mode Roll up). Sortie du signal au ASC II ou BAUDOT à 110 ou 300 Bands. Minuscules, majuscules et alphabet grec.

- CLAVIER, touches à effet HALL Technologie LSI.

L'ENSEMBLE LIVRE avec une documentation SUPER COMPLETE : manuel de programmation en français, description technique en français, l'énorme livre d'applications MOTOROLA, manuel d'utilisation et classeur comportant toute la documentation microprocesseur.

PRIX : 3 720 F ttc

Pour fonctionner avec ce nouveau système ou avec le MK2 CARTE INTERFACE "BASIC UNIVERSSEL 6800"

COMPRENANT : 8 K octets de mémoire morte + 4 K octets de RAM disponibles. Ce langage permet l'accès à tous les programmes existants pour micropro-

cesseurs, la gestion de stocks et fichiers, les calculs scientifiques (log, sinus, cos, etc.).

PRIX : 1 820 F

Prévoir délais de livraison

PENTASONIC

5, rue Maurice-Bourdet - 75016 PARIS - Tél. 524-23-16

Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h 30

sur le pont de Grenelle (ex-chaussée du Pont-de-Grenelle) à 50 m de la Maison la Radio. AUTOBUS : 70-72 (arrêt : MAISON DE L'O.R.T.F.). METRO : Charles-Michel

PENTA EXPRESS



SERVICE DE VENTE PAR CORRESPONDANCE PASSEZ VOS COMMANDES PAR TELEPHONE

524-23-16

- Avant 11 heures : Départ 12 heures
- Avant 17 heures : Départ 18 heures

ENVOIS URGENTS CONTRE-REMBOURSEMENT

Ajouter :
 Frais de port et d'emballage . 5 F
 Contre-remboursement 13 F



Panneaux solaires pour la télécommunication.

De plus en plus, les installations de télécommunication sont équipées de panneaux solaires pour satisfaire à leur besoin d'énergie. Les avantages ne se trouvent non seulement sur le terrain écologique, mais, spécialement pour ce secteur, aussi dans l'indépendance des autres fournisseurs d'énergie (électricité locale). En effet, les canaux de télécommunication parcourent souvent de vastes terrains, là où il n'existe pas d'électrification. Récemment, en Australie on a commencé la construction d'un réseau de relais hertziens pour le téléphone, la télévision, le télégraphe et le télex entre les localités Tennant Creek et Alice Springs, qui se trouvent à une distance

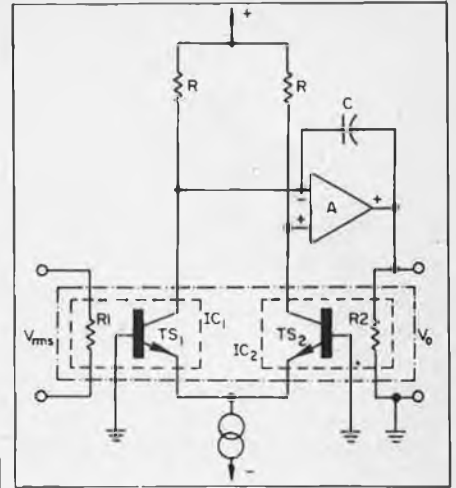
de 580 km l'une de l'autre. Dans le réseau on a compris treize stations d'amplifications, chacune construite dans un conteneur de type courant (voyez photo 1). Chaque station d'amplification est équipée de quelque soixante-dix panneaux solaires qui, spécialement adaptés aux rudes conditions du désert, peuvent fournir ensemble environs 800 W quand le soleil est au zénith. La consommation de la station monte à 125 W continu; le reste de l'énergie solaire est stocké dans des accumulateurs pour faire face aux périodes sans soleil. Les mille panneaux solaires au total sont livrés par Philips, qui a pu appliquer son expérience acquise dans le domaine de l'énergie solaire dans l'espace. Telecom Australia (le PTT d'Australie) espère mettre en usage le réseau au début de l'année prochaine. Un autre exemple de l'utilisation de l'énergie solaire pour des fins de télécommunications est montré sur la photo 2 et se trouve plus près de chez nous. Il concerne un réémetteur en RFA, qui depuis le vingt et un octobre de l'an dernier procure aux quatre cents habitants du village Lasel dans la vallée de l'Eifel la première chaîne de la télévision allemande. Le panneau solaire est fait de 38 modules et peut fournir au maximum 350 W. Le système a été fourni par AEG-Téléfunken.

*Philips, B.P. 523,
Eindhoven,
Pays-Bas
AEG-Telefunken
Theodor Stern Kai 1
D 6000 Frankfurt 70
RFA*

(282S)

Méthode nouvelle pour mesurer les tensions effectives

Jusqu'à présent on se sert de deux méthodes pour mesurer les tensions effectives des signaux divers (autre que sinusoïdaux). La façon la plus ancienne pour déterminer cette valeur rms (root mean square = la racine carrée extraite du carré moyen) est de faire passer ce signal avec ou sans amplification préalable dans une résistance dans lequel se dissipe de la chaleur et cette augmentation de température est ensuite mesurée par un thermocouple. Cette méthode n'est pas seulement lente, mais en plus demande bien des qualités des appareils de mesure employés. Pour la seconde méthode, plus moderne, se sert d'ensembles analogiques afin de mettre la tension à mesurer au carré, d'en prendre la moyenne pendant un certain laps de temps et d'extraire la racine carrée de cette moyenne. Actuellement on a développé chez Philips une nouvelle méthode pour mesurer les tensions rms. Quant au principe cette méthode est liée la première. Ici on se sert également de la



chaleur dissipée dans une résistance pour la tension à mesurer. Le système fonctionne avec deux montages intégrés parfaitement identiques qui chacun contiennent une résistance et un transistor thermosensible. Les deux montages sont thermiquement séparés, assemblés dans un boîtier, et peuvent être compris ensemble dans un circuit de balance (voyez la figure). La tension dont on veut mesurer la valeur rms (= V_{rms}) cause une dissipation en R_1 . L'augmentation de température dû à cela en $CI1$ provoque une augmentation du courant de collecteur dans T_1 , avec comme résultat une chute de tension à l'entrée inverseur de l'ampli-op. La tension de sortie de celui-ci augmentera et ceci fera monter la température de $CI2$. Le courant de collecteur de T_2 augmentera à son tour et la tension V_0 à la sortie de l'ampli-op voudra baisser de nouveau. Quand V_0 est égal à la valeur effective de V_{rms} il se dissipe dans R_1 et R_2 (qui sont identiques) la même puissance et il s'établira un équilibre. On a sû obtenir avec ce système relativement simple chez Philips une précision de 0,05% pour une bande passante d'au moins 100 kHz. Le temps de réponse est de environs 100 ms pour 90% à fond d'échelle.

(292S)

Micro/Expo '78

Le Micro/Expo -78 est un salon spécialement pour les microprocesseurs et autre technologies en LSI. Cette réunion organisée par Sybex sera tenue pour la troisième fois à Neuilly du 23 au 25 mai prochain dans le US Trade Center. On s'attend à trente six mille visiteurs. L'attention sera spécialement attiré sur le 'personal computing', l'usage de microordinateurs pour la maison et au bureau. Ensuite il y a des colloques autour les thèmes 'LSI applications' et 'microprocessor trouble shooting techniques'.

La langue véhiculaire sera l'anglais.

*Sybex Europe, 313 Rue Lecourbe
75015 Paris*

(285S)





Tête de lecture et d'enregistrement intégrée.

Aux laboratoires de Philips à Eindhoven aux Pays-Bas on est en train de faire des expériences afin d'aboutir à la miniaturisation poussée des têtes d'enregistrement et de lecture destinés à la mémorisation de données sur disques et bandes magnétique. L'information peut se faire à des façons diverses: la plus utilisée est celle avec des têtes inductives

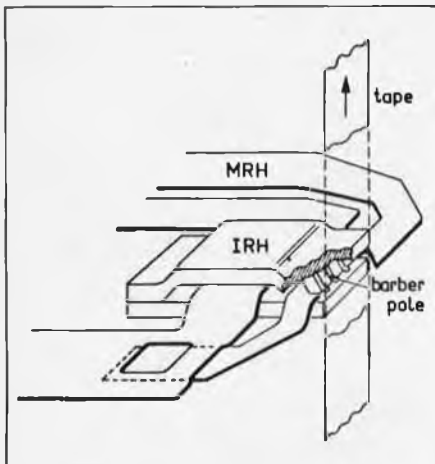
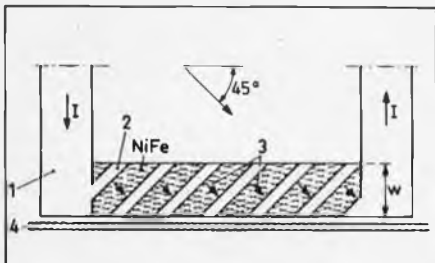


Figure 1. 'Barber pole' appliqué sur une pièce résistante magnéto-sensible afin de réaliser une relation linéaire entre courant et champ magnétique. 1) conducteurs en or. 2) bandes de biais très conductibles 3) direction du courant à travers le 'barber pole'. 4) coupe de la bande magnétique qui se déplace perpendiculairement à la surface dessinée.

Figure 2. Dessin d'une combinaison d'une tête de lecture et à enregistrer intégrée. MRH: magnétoresistive head, (tête magnétoresistive.) IRH: inductive recording head, (tête inductive d'enregistrement.) Tape: bande magnétique.

Figure 3. Une photo prise à l'aide d'un microscope électronique d'une tête à lire et à enregistrer avec le 'barber pole'.

où un courant est induit dans une petite bobine à l'aide d'un champ magnétique. En ce qui concerne cette technologie inductive on prévoit que la limite extrême de miniaturisation sera atteinte bientôt. A cause de cela on s'est dirigé chez Philips sur l'effet déjà connu depuis longtemps de la résistivité magnétique, le phénomène que la résistance électrique de certains métaux peut être modifié par un champ magnétique. A l'aide de méthodes proche de la technologie des CI il est possible de produire de très petites têtes magnétiques 'intégrés' qui se servent de l'effet magnéto-résistif. On peut en plus sans trop de problèmes rassembler plusieurs de ces éléments très proches les uns aux autres, ce qui agrandit la densité d'information sur le médium d'enregistrement sensiblement.

Un problème qui se pose pour cette application de l'effet magnéto-résistif est que la relation entre le champs magnétique et le courant qui passe par la résistance n'est pas linéaire, mais carré, de sorte qu'une transmission tout court n'est pas possible sans distorsion. On a réussi à effacer cet inconvénient avec des moyens relativement simple, en appliquant sur la résistance magnéto-sensible en $NiFe$ un certain nombre de petites bandes placées de biais et très conductibles (voir fig. 1). La sensibilité de l'élément ne diminue guère en faisant ainsi. A cause de l'aspect de la résistance magnéto-sensible ainsi traitée, la configuration a eu le nom 'barber pole' - câprier - d'après le symbole connu du coiffeur. Un avantage de la méthode de fabrication proche de la technologie des CI est qu'il est facile d'intégrer une tête magnétique et son électronique nécessaire sur une seule puce.



La résistance magnéto-sensible est capable de lire de l'information magnétique des porteurs, mais ne peut pas écrire des informations. Pour ceci on est toujours obligé d'employer des têtes inductives. Pourtant même ici la miniaturisation progresse remarquablement. Il a été démontré la fabrication au laboratoire d'une combinaison d'une tête de lecture et d'enregistrement (voyez fig. 2 et 3). La tête inductive d'enregistrement n'a en fait qu'une demie-spire.

Par ailleurs tout ceci ne sont que des développements dans une phase de laboratoire qui selon l'expression de Philips ne résulteront pas nécessairement dans une fabrication industrielle.

Bureau de presse Philips
B.P. 523, Eindhoven
Pays-Bas

(267S)

Gyatron 200 kW

Cette construction qui en soi n'est même pas excessivement grande est capable de générer une onde sinusoïdale continue d'une fréquence de 28 GHz et de fournir une puissance de 200 kW.

Varian Associates (Californie) a développé cet oscillateur-gyatron à une seule cavité à vibrations.



Il faut alimenter le composant par 8 A et 80 kV pour obtenir la puissance de sortie totale. Jusqu'à présent l'oscillateur-gyatron expérimentale n'a pas encore travaillé en continu, mais il n'a fourni que des puissances par impulsions. Ce faisant, même des puissances de crête dans l'ordre de 248 kW ont été réalisés.

Les puissances en microondes énormes fournies par cet oscillateur sont destinées à être employées pour l'échauffement de plasma (matière totalement ionisée). Le plasma est étudié dans le physique fondamental.

Varian Associates, Palo Alto,
Californie, USA.

(269S)

introduction à la première édition française.

Voici le premier numéro d'Elektor, une revue ayant pour vocation la promotion de l'électronique.

Elektor est éditée aux Pays-Bas depuis plus de 18 ans; les éditions allemande et anglaise comptent respectivement 8 et 4 ans d'existence.

Cette édition française apparaît donc comme le complément logique des éditions existantes. Dans ces différents pays, la manière dont Elektor aborde l'électronique est très appréciée; en effet, Elektor veille à respecter dans chacune de ses éditions les particularités propres à chaque pays.

De ce point de vue, nous pensons avoir rencontré un succès certain: plus de 220.000 exemplaires sont envoyés chaque mois à nos lecteurs, qui s'échelonnent de l'amateur enthousiaste à l'électronicien professionnel. Les montages proposés utilisent des composants modernes dont un maximum de circuits intégrés linéaires et digitaux bon marché. En proposant des réalisations pratiques, Elektor stimule ses lecteurs et les incite à l'action, leur permettant ainsi de suivre de près les derniers progrès de l'électronique.

La plupart des montages proposés est élaborée dans les propres laboratoires d'Elektor, qui fournit également des circuits imprimés de qualité afin de faciliter leur réalisation.

La rédaction tient compte autant que possible de la disponibilité des composants utilisés; si un montage exige l'emploi d'un composant récent, tout est mis en œuvre pour que les

lecteurs puissent se le procurer auprès de leur fournisseur habituel.

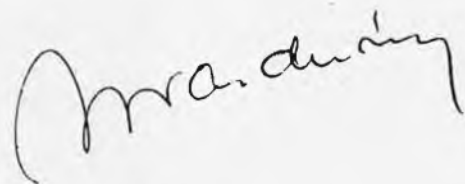
Dans les pays où Elektor est diffusée actuellement, cette politique a incité beaucoup de détaillants à se moderniser et à moduler leurs achats suivant les composants repris dans les publications d'Elektor. Ce changement intéresse évidemment les détaillants mais également dans une large mesure les lecteurs de la revue, qui bénéficient ainsi d'une gamme étendue de composants récents à des prix raisonnables.

Tenant compte de ces résultats et désirant que la rédaction reste absolument indépendante, Elektor n'entreprendra pas elle-même la distribution de composants, mais ne fournira que les circuits imprimés qu'elle aura créés.

Elektor s'efforce de cerner l'actualité de près; elle accueillera volontiers d'éventuelles critiques et tiendra compte de toutes les bonnes suggestions.

En 1978 paraîtront 4 numéros doubles, la parution mensuelle débutera en 1979.

Bob W. van der Horst
(rédacteur en chef)



introduction aux microprocesseurs

Un microprocesseur isolé n'a pas d'utilité en soi; il doit être utilisé en conjonction avec des organes d'entrée-sortie (Input/output, en abrégé I/O) qui servent de trait d'union entre la machine et l'extérieur, et qui fournissent une certaine forme de 'mémoire'. Cette mémoire permet non seulement de délivrer les informations et les pas de programme à vitesse élevée lors du traitement, mais aussi de stocker les résultats d'opérations intermédiaires, autorisant ainsi l'ordinateur à prendre des décisions basées sur ces résultats.

Pour comprendre le fonctionnement des microprocesseurs, il est donc essentiel de connaître l'information qu'ils utilisent et la structure des mémoires qu'ils emploient.

Digitalisation

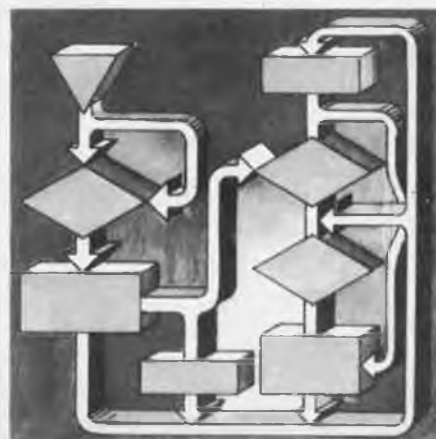
L'information qui doit subir un traitement en ordinateur est tout d'abord convertie en code binaire, ou l'un des codes dérivés. Un nombre binaire n'étant constitué que de deux valeurs élémentaires possibles (0 ou 1), il est très facile de représenter des nombres binaires dans un circuit électronique, que ce soit par la présence ou l'absence d'une tension, un interrupteur ouvert ou fermé, etc . . .

Un code binaire de plusieurs BITS (BIT est une abréviation de BInary digIT = chiffre binaire) peut représenter des chiffres décimaux, des lettres et des symboles. L'exemple le plus connu est le code ASCII (American Standards Code for Information Interchange) qui est donné à la figure 1. Toutes les lettres de l'alphabet, les nombres de 0 à 9, les signes de ponctuation et d'autres symboles encore s'y trouvent réunis sous forme de MOTS binaires de 8 bits. Un mot de 8 bits est appelé un OCTET. Le rapport entre la longueur des mots et les mémoires sera expliqué plus loin.

Mémoires

Les données et les informations du programme sont stockées dans une mémoire. Chaque cellule d'une mémoire peut mettre en réserve un bit; une mémoire contient en général plusieurs

milliers de cellules. Le nombre de cellules utilisées pour mettre un mot en réserve est appelé CASE-MEMOIRE (figure 1). La figure 2 montre une case-mémoire contenant un octet. Pour faire entrer une information (ou donnée) dans la mémoire, puis pour l'en faire sortir après, il est nécessaire de pouvoir 'étiqueter' les nombreuses cases-mémoire disponibles. C'est pourquoi chacune d'entre elles est munie d'une ADRESSE: c'est un mot binaire qui définit sa position dans la mémoire. Il est important de bien distinguer l'adresse d'une case-mémoire et la donnée qui s'y trouve. L'une comme l'autre est constituée d'un nombre binaire, mais l'adresse est fixe alors que la donnée peut changer. On peut se représenter une mémoire comme un meuble de classement (figure 3). Les cases-mémoires sont représentées par les tiroirs, dans lesquels des archives (données) peuvent être ajoutées ou retirées. On a affecté les adresses 1 à 5 aux tiroirs; elles ne renseignent en aucune façon sur les données qui y sont rangées, mais indiquent seulement où l'on peut les trouver. Le nombre de cases-mémoire pouvant être distinguées dans une mémoire d'ordinateur est fonction du nombre de bits disponibles pour les adresses. L'adresse 0 n'étant pratiquement jamais associée à une case-mémoire, le nombre de cases-mémoire est égal à $2^n - 1$, où n représente le nombre de bits de l'adresse. La notation des adresses en système binaire devient rapidement difficile à mesure que la capacité de la mémoire augmente. Par exemple, une adresse de 16 bits permet de référencer 65535 cases-mémoire. Ce nombre relativement peu élevé dans le système décimal correspond cependant à 1111111111111111 en binaire. L'écriture des adresses en binaire est fastidieuse pour le programmeur, et la conversion du décimal en binaire laborieuse pour l'ordinateur: il faut donc trouver un compromis qui soit un système facile à écrire à la main et facile à convertir. Il existe deux méthodes de notation couramment utilisées. Dans la première, appelée notation hexa-



milliers de cellules. Le nombre de cellules utilisées pour mettre un mot en réserve est appelé CASE-MEMOIRE (figure 1). La figure 2 montre une case-mémoire contenant un octet. Pour faire entrer une information (ou donnée) dans la mémoire, puis pour l'en faire sortir après, il est nécessaire de pouvoir 'étiqueter' les nombreuses cases-mémoire disponibles. C'est pourquoi chacune d'entre elles est munie d'une ADRESSE: c'est un mot binaire qui définit sa position dans la mémoire. Il est important de bien distinguer l'adresse d'une case-mémoire et la donnée qui s'y trouve. L'une comme l'autre est constituée d'un nombre binaire, mais l'adresse est fixe alors que la donnée peut changer.

On peut se représenter une mémoire comme un meuble de classement (figure 3). Les cases-mémoires sont représentées par les tiroirs, dans lesquels des archives (données) peuvent être ajoutées ou retirées.

On a affecté les adresses 1 à 5 aux tiroirs; elles ne renseignent en aucune façon sur les données qui y sont rangées, mais indiquent seulement où l'on peut les trouver.

Le nombre de cases-mémoire pouvant être distinguées dans une mémoire d'ordinateur est fonction du nombre de bits disponibles pour les adresses.

L'adresse 0 n'étant pratiquement jamais associée à une case-mémoire, le nombre de cases-mémoire est égal à $2^n - 1$, où n représente le nombre de bits de l'adresse.

La notation des adresses en système binaire devient rapidement difficile à mesure que la capacité de la mémoire augmente. Par exemple, une adresse de 16 bits permet de référencer 65535 cases-mémoire. Ce nombre relativement peu élevé dans le système décimal correspond cependant à 1111111111111111 en binaire.

L'écriture des adresses en binaire est fastidieuse pour le programmeur, et la conversion du décimal en binaire laborieuse pour l'ordinateur: il faut donc trouver un compromis qui soit un système facile à écrire à la main et facile à convertir. Il existe deux méthodes de notation couramment utilisées. Dans la première, appelée notation hexa-

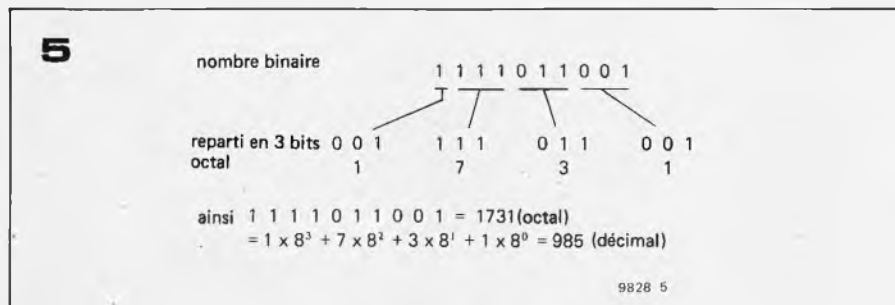
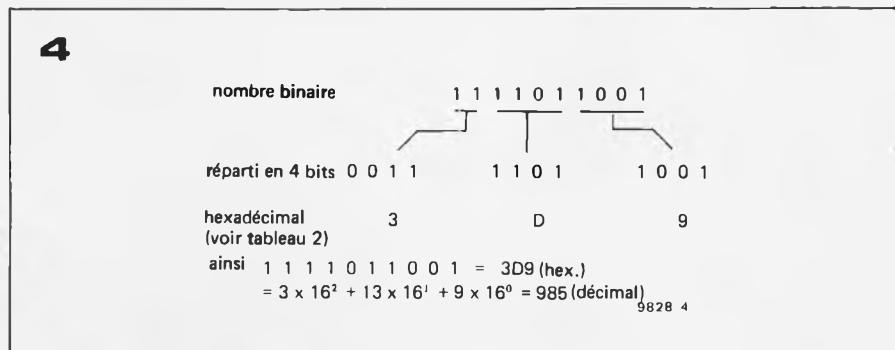
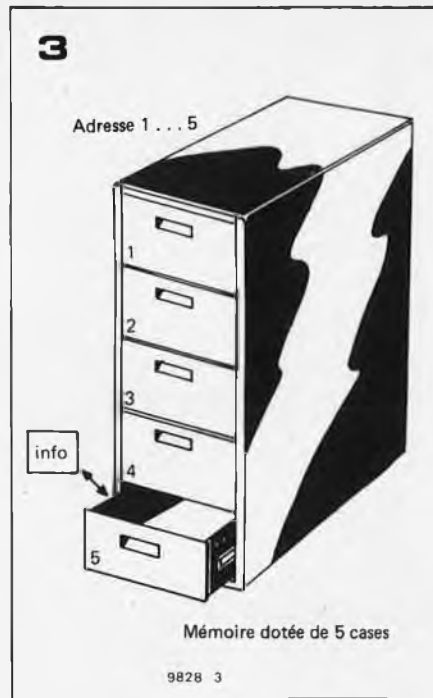
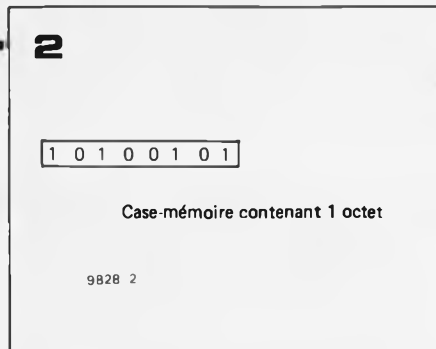
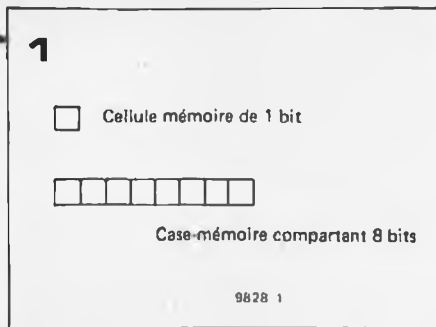


Figure 1. Représentation schématique d'une cellule et d'une case-mémoire comportant 8 cellules.

Figure 2. Case-mémoire contenant un octet (mot de 8 bits).

Figure 3. Analogie entre une mémoire et un meuble de classement: les tiroirs représentent les cases-mémoire, les numéros des tiroirs les adresses et les archives classées dans les tiroirs les données.

Figure 4. Conversion d'un nombre binaire en hexadécimal, puis en décimal.

Figure 5. Conversion d'un nombre binaire en octal, puis en décimal.

Tableau 1. Représentation de chiffres, de lettres et de symboles par les nombres binaires correspondant au code ASCII.

Tableau 1.

Code 7 bits ASCII

1000000	@	0110000	0
1000001	A	0110001	1
1000010	B	0110010	2
1000011	C	0110011	3
1000100	D	0110100	4
1000101	E	0110101	5
1000110	F	0110110	6
1000111	G	0110111	7
1001000	H	0111000	8
1001001	I	0111001	9
1001010	J	0111010	:
1001011	K	0111011	;
1001100	L	0111100	<
1001101	M	0111101	=
1001110	N	0111110	>
1001111	O	0111111	?
1010000	P		
1010001	Q	1100001	a
1010010	R	1100010	b
1010011	S	1100011	c
1010100	T	1100100	d
1010101	U	1100101	e
1010110	V	1100110	f
1010111	W	1100111	g
1011000	X	1101000	h
1011001	Y	1101001	i
1011010	Z	1101010	j
1011011	[1101011	k
1011100	\	1101100	l
1011101]	1101101	m
1011110	^	1101110	n
1011111	UNDERLINE	1101111	o
0100000	BLANK	1110000	p
0100001	!	1110001	q
0100010	"	1110010	r
0100011	#	1110011	s
0100100	\$	1110100	t
0100101	%	1110101	u
0100110	&	1110110	v
0100111	'	1110111	w
0101000	(1111000	x
0101001)	1111001	y
0101010	*	1111010	z
0101011	+		
0101100	COMMA		
0101101	DASH		
0101110	PERIOD		
0101111	/		

décimale, le nombre binaire est tout d'abord partagé en groupes de quatre bits. Chacun des groupes est ensuite remplacé par un symbole unique; il y a seize symboles correspondant aux seize configurations possibles des quatre bits. Les symboles utilisés sont les nombres 0 à 9 pour 1000 à 1001 et les lettres A à F pour 1010 à 1111. Un nombre binaire de 16 bits peut ainsi être représenté par quatre symboles, par exemple: 1110, 0101, 1111, 0010 correspond à E5F2. Le code hexadécimal est facile à écrire ainsi qu'à convertir en binaire ou en décimal, comme le montre l'exemple de la figure 4. Le tableau 2 montre comment on passe du système décimal au système hexadécimal.

Le deuxième système de notation usuel est l'octal. Dans ce cas, le nombre est partagé en groupes de trois bits, dont les

configurations possibles sont représentées par les nombres décimaux de 0 à 7. Il est également facile de les convertir soit en binaire, soit en décimal comme le montre la figure 5. Lorsque l'on emploie ces systèmes de numération, il est important de ne pas les confondre. En effet, 372 (octal) 011, 111, 010 = 258 alors que 372 (hexadécimal) = 0011, 0111, 0010 = 882 (décimal). On peut se représenter une mémoire comme un bloc doté d'un côté d'une entrée d'adresses et de l'autre d'une entrée-sortie de données, chacune étant munie d'autant de connexions qu'il y a de bits dans une adresse et un mot de donnée.

On peut distinguer deux types principaux de mémoires, les ROM (Read Only Memories = mémoires à lecture seule) et les RAM (Random access memories = mémoires à accès aléatoire).

Tableau 2.

Décimal	Binaire	Hexadécimal
0	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0000 =$	0
1	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 0001 =$	1
2	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0010 =$	2
3	$= 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 0011 =$	3
4	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0100 =$	4
5	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0101 =$	5
6	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 0110 =$	6
7	$= 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 0111 =$	7
8	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1000 =$	8
9	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 1001 =$	9
10	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1010 =$	A
11	$= 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 1011 =$	B
12	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1100 =$	C
13	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 1101 =$	D
14	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 1110 =$	E
15	$= 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 1111 =$	F

Cependant, les PROM ne peuvent être programmées qu'une fois, et s'il y a une seule erreur de programmation, ne serait-ce qu'un bit erroné, la PROM est inutilisable. De plus, si l'on désire modifier un programme, la PROM correspondante doit être remplacée. C'est ce qui a amené le développement d'un troisième type de ROM: la REPRON (REprogrammable Read Only Memory = mémoire reprogrammable à lecture seule). Ces mémoires permettent de stocker des données d'une façon permanente comme les PROM, mais à la différence que leur programmation n'est pas irréversible. Les boîtiers des circuits intégrés REPRON sont équipés d'une fenêtre spéciale qui permet d'effacer les données en exposant le 'chip' à la lumière ultraviolette. Toute erreur oblige alors à effacer l'ensemble des informations et à reprendre le processus de programmation au départ. Les mémoires EAROM (Electrically Alterable Read Only Memory = mémoire modifiable électriquement à lecture seule) sont très semblables aux REPRONS. Cependant l'effacement et la programmation s'effectuent au moyen de tensions élevées. Les REPRONS et EAROMS servent souvent à remplacer les ROMS ou les PROMS lors de la mise au point d'un programme sujet à modification. Lorsque la version définitive du programme est choisie, on emploie alors des ROMS ou des PROMS pour le montage définitif. Malgré ces différences, les ROMS, PROMS, REPRONS et EAROMS ont une particularité commune: pendant leur utilisation à l'intérieur d'un (micro)-ordinateur les informations stockées dans ces mémoires ne peuvent pas être modifiées.

RAMS

On utilise les RAMS pour des applications où les données mémorisées doivent continuellement être changées. On distingue deux types de RAMS différents: les RAMS statiques et les RAMS dynamiques.

Les RAMS statiques utilisent la capacité de mémorisation de dispositifs bistables tels que les flip-flops; elles peuvent stocker des informations tant qu'elles sont sous tension. Les RAMS dynamiques utilisent la charge d'un condensateur (généralement la capacité de grille d'un transistor à effet de champ MOS) comme support d'information. Comme cette charge a tendance à disparaître après quelques millisecondes les RAMS dynamiques doivent continuellement être 'rafraîchies', c'est-à-dire que la charge doit être complétée souvent afin d'éviter la perte des informations. Dans le cas des RAMS récentes, le cycle de rafraîchissement s'effectue automatiquement à des intervalles de quelques millisecondes. Ces deux types de RAMS présentent le désavantage d'être volatiles, c'est-à-dire que les données qu'elles contiennent sont perdues dès que la tension

Tableau 3.

Décimal	Binaire	Hexadécimal	Octal
0	00000000	0	0
1	00000001	1	1
2	00000010	2	2
3	00000011	3	3
4	00000100	4	4
5	00000101	5	5
6	00000110	6	6
7	00000111	7	7
8	00001000	8	10
9	00001001	9	11
10	00001010	A	12
11	00001011	B	13
12	00001100	C	14
13	00001101	D	15
14	00001110	E	16
15	00001111	F	17
16	00010000	10	20
17	00010001	11	21
18	00010010	12	22
19	00010011	13	23
20	00010100	14	24
etc.	etc.	etc.	etc.

L'information contenue dans une ROM est déterminée lors de sa fabrication; elle ne peut pas être modifiée par la suite. On ne peut donc que lire les informations contenues dans une ROM en appliquant l'adresse convenable aux entrées d'adresse: on recueille alors l'information à la sortie de données. Les ROMS servent souvent à stocker des programmes fixes pour des applications bien déterminées.

A l'inverse, les RAMS permettent d'écrire aussi bien que de lire les informations; c'est pourquoi on les utilise généralement pour un stockage de faible durée. Outre les connexions d'adresses et de données, les RAMS possèdent une broche d'autorisation lecture-écriture. Suivant l'état logique de cette broche, l'application d'une adresse provoque soit l'apparition des données correspondantes, soit l'écriture de nouvelles

données dans la case-mémoire prévue. Une RAM peut soit être pourvue d'entrées et de sorties de données distinctes, soit utiliser les mêmes points pour l'entrée et la sortie des données.

ROMS

Comme on l'a dit auparavant, l'information mémorisée dans une ROM est déterminée lors de sa fabrication. Il existe un type de mémoire légèrement différent: la PROM (Programmable Read Only Memory = mémoire reprogrammable à lecture seule). Les PROMS sont fournies suivant leur type avec chaque case-mémoire mise à 0 ou 1. Il est possible ultérieurement de mettre en mémoire l'information demandée par l'utilisateur au moyen d'un équipement spécial de programmation.

d'alimentation est interrompue. Cela rend inaptes au stockage d'information à long terme. A l'inverse, les données mémorisées dans les ROMS pourront être conservées indéfiniment, car c'est la structure physique du circuit intégré qui sert de support aux informations: celles-ci ne dépendent pas de l'état d'un circuit électrique.

Longueur du mot-mémoire

Il existe deux méthodes pour transmettre et manipuler des données: le mode série et le mode parallèle. Dans le mode série, les bits sont traités les uns après les autres la mémoire ne possède qu'une connexion d'entrée et les bits sont lus ou inscrits un par un; cela prend beaucoup de temps. Dans le mode parallèle, la mémoire et les autres constituants de l'ordinateur possèdent autant de connexions d'entrée-sortie qu'il y a de bits dans un mot. Tous les bits du mot sont alors manipulés simultanément; une seule adresse suffit pour préciser la position d'autant de bits qu'il y a de connexions d'entrée-sortie. Les avantages de rapidité et de simplicité du mode parallèle sont donc évidents. La capacité de la mémoire est généralement définie par la longueur maximum et le nombre de mots qu'elle peut contenir. Par exemple, une mémoire dite '1024 x 8 bits' est capable de stocker 1024 mots de 8 bits.

BUS

Un BUS est un ensemble de fils de connexion sur lequel les informations peuvent cheminer en parallèle. Pour utiliser l'ordinateur, on doit pouvoir accéder à la mémoire soit de l'extérieur au moyen de l'unité d'entrée-sortie I/O, soit de l'intérieur par le CPU (Central Processing Unit = Unité centrale). C'est pourquoi la mémoire, le CPU et l'unité I/O sont reliés par un BUS d'adresses et un BUS de données (figure 7).

Ces connexions n'étant autres que les divers fils d'un câble multiconducteurs, les sorties de la mémoire, du CPU et de l'unité I/O sont interconnectées.

Pour ce faire, on ne peut utiliser des circuits intégrés TTL ou MOS classiques, car leurs sorties ne peuvent pas être reliées les unes aux autres. On doit donc employer des circuits intégrés différents, capables de présenter trois états en sortie: 0, 1, ou 'hors service'. C'est ce que l'on appelle la TRI-STATE LOGIC (= Logique à trois états), dont le principe est illustré à la figure 8. Lorsque le transistor du bas est saturé, la sortie est à l'état logique '0'. Lorsque le transistor du haut est saturé, la sortie est à l'état '1'. Si aucun des deux transistors n'est saturé, la sortie 'flotte' avec une impédance élevée. Cela équivaut en fait à séparer la sortie inactive de la connexion du BUS; les informations délivrées par les sorties actives d'autres circuits tri-state peuvent alors y circuler. Cette disposition permet de relier en permanence les entrées et sorties au

BUS, car leur impédance élevée ne perturbe pas le bon fonctionnement. Celui-ci n'est réalisé en fait que si une seule des sorties reliées à une même connexion de BUS est à l'état logique '0' ou '1'. Les unités reliées au BUS doivent donc 's'entendre' à ce sujet lors de chaque transfert de données; leur commande est régie par un troisième BUS dit de commande (figure 9).

Le CPU (= Unité centrale)

C'est réellement le 'cerveau' du micro-ordinateur: il s'agit en fait du circuit intégré microprocesseur lui-même. Son rôle est de commander l'action des autres organes du micro-ordinateur et à traiter les données suivant le programme établi afin d'obtenir des résultats utilisables.

Un programme se compose d'une suite logique d'instructions qui ont été mises en mémoire par le programmeur afin de préciser au CPU les opérations à effectuer sur les données. L'ensemble de ces instructions (ou jeu d'instructions) diffère suivant le type du microprocesseur. Quelques-unes de ces instructions seront expliquées par la suite.

La figure 10 montre le schéma synoptique d'un CPU. Ses constituants réalisent les fonctions suivantes:

- Registre d'adresse (AR). C'est un endroit de stockage temporaire pour les informations appliquées au BUS d'adresse.
- Compteur-programme (PC). Il

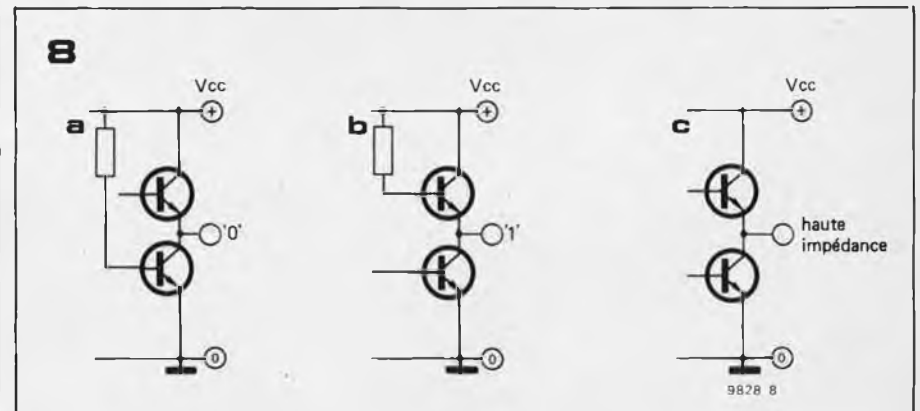
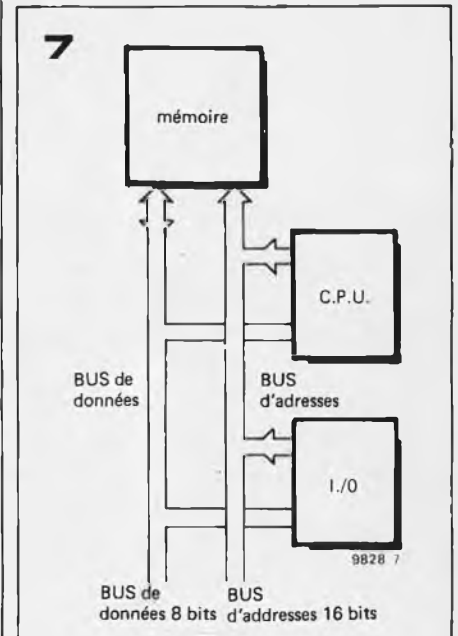
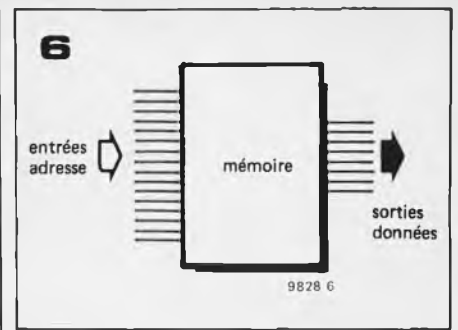


Figure 6. Mémoire possédant une entrée d'adresses 16 bits et une sortie de données 8 bits.

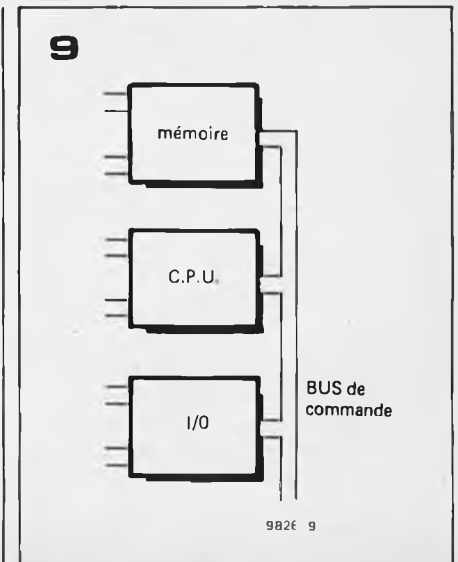
Figure 7. Les transferts de données et d'adresse s'effectuent au moyen de bus à l'intérieur du microprocesseur.

Figure 8. Une sortie logique Tri-State peut fonctionner comme une sortie logique normale, ou être mise à une impédance élevée afin de l'isoler du BUS.

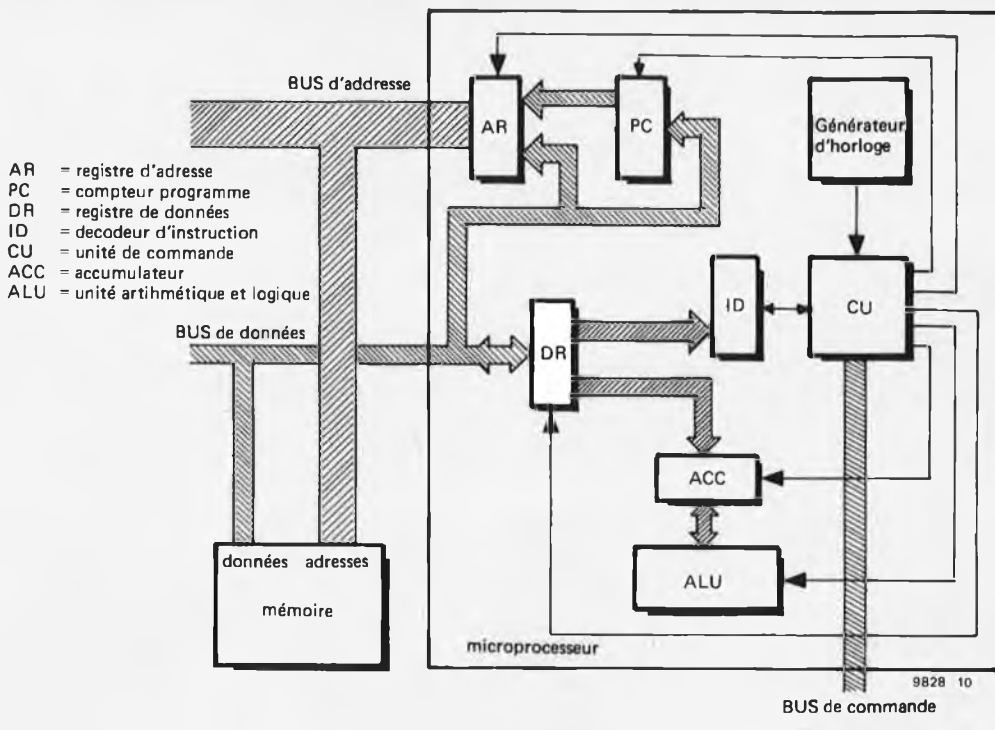
Figure 9. Le BUS de commande coordonne l'accès des différents organes aux BUS d'adresses et de données.

Tableau 2. Dans le système hexadécimal, les nombres binaires de 4 bits sont représentés par les chiffres 0 à 9 et les lettres A à F.

Tableau 3. Comparaison de nombres décimaux, binaires, hexadécimaux et octaux.



10



compte simplement les pas de programme. Sa sortie est reliée à travers le registre d'adresse sur le BUS d'adresse pour avoir accès à la séquence d'instructions située en mémoire.

- Registre de donnée (DR). Les données lues en mémoire y sont momentanément stockées.
- Décodeur d'instructions (ID). Les instructions du programme lues en mémoire sont décodées par le décodeur d'instructions avant d'être envoyées à l'unité de commande.
- Unité de commande (CU). Elle est constituée d'un ensemble de compteurs et de portes logiques commandé par le générateur d'horloge. Ses sorties coordonnent l'action des autres organes du microprocesseur afin d'assurer que les opérations s'effectuent dans le bon ordre.
- Accumulateur (AC). C'est un registre dans lequel des données peuvent être stockées momentanément.
- Unité arithmétique et logique (ALU). C'est le coeur du CPU; elle effectue toutes les manipulations et opérations sur les données.

Le programme suivant permet de comprendre le fonctionnement du CPU. Supposons que l'on veuille ajouter deux nombres x et y, puis mettre le résultat z en mémoire. Les adresses des cases-mémoire où sont stockés les nombres sont respectivement A, B et C. Au risque d'en décevoir certains, il faut bien dire qu'un microprocesseur ne sait rien faire de lui-même. Même une simple addition demande une série d'instructions détaillée pas à pas. Le premier travail consiste à retrouver le premier nombre x dans la mémoire et à le transférer dans le CPU. Cette opération demande deux instructions: LOAD A (charger dans A). Ces instructions sont d'abord mises en mémoire, par exemple

aux adresses (hexadécimales) 0001 et 0002, comme le montre la figure 11. Le début des opérations est lancé en mettant le compteur de programme à la première adresse: 0001. Ce nombre est mémorisé dans le registre d'adresse et sert à accéder à la mémoire. Dans la case-mémoire 0001, il y a l'instruction LOAD (CHARGER); elle est lue sur le BUS de données et transmise par le registre de données au décodeur d'instructions. L'instruction y est décodée et l'unité de commande prépare le CPU à effectuer l'opération correspondante.

Le CPU doit maintenant prévoir dans quelle case-mémoire le nombre sera chargé; le compteur-programme est donc 'incrémenté' (incrémenter: ajouter un nombre à un compteur; ce nombre est 1 lorsqu'on ne le précise pas) à 0002, qui apparaît à la sortie du registre d'adresse. Ce nombre sert ensuite à adresser la mémoire. Le deuxième pas de programme se trouve dans la case-mémoire 0002; c'est l'adresse de A (dans cet exemple 0011). Cette adresse est lue en mémoire, puis chargée par l'intermédiaire du BUS de données dans le registre d'adresses. La donnée x contenue dans la case-mémoire A est alors recherchée et chargée dans l'accumulateur.

Le 'chargement' de x est donc terminé; les pas de programme suivants vont servir à ajouter y. Le compteur-programme est incrémenté à nouveau et son information (0003) est mémorisée dans le registre d'adresses. La donnée située dans la case-mémoire 0003 est une instruction ADD (= AJOUTER). Le CPU doit alors savoir quelle est la case-mémoire qui contient le nombre à ajouter au contenu de l'accumulateur. Le compteur-programme est incrémenté

Figure 10. Schéma synoptique d'un CPU de structure simple.

Figure 11. Position en mémoire du programme d'addition et des nombres x, y et z.

Figure 12. Schéma synoptique des fonctions réalisées par l'ALU de la figure 10.

11

Adresse Hex.	
0 0 0 1	LOAD
0 0 0 2	A (= 0011)
0 0 0 3	ADD
0 0 0 4	B (= 0017)
0 0 0 5	STORE
0 0 0 6	C (= 000E)
0 0 0 7	STOP
0 0 0 8	
0 0 0 9	
0 0 0 A	
0 0 0 B	
0 0 0 C	
0 0 0 D	
0 0 0 E	Z
0 0 0 F	
0 0 1 0	
0 0 1 1	X
0 0 1 2	
0 0 1 3	
0 0 1 4	
0 0 1 5	
0 0 1 6	
0 0 1 7	Y

9828 11

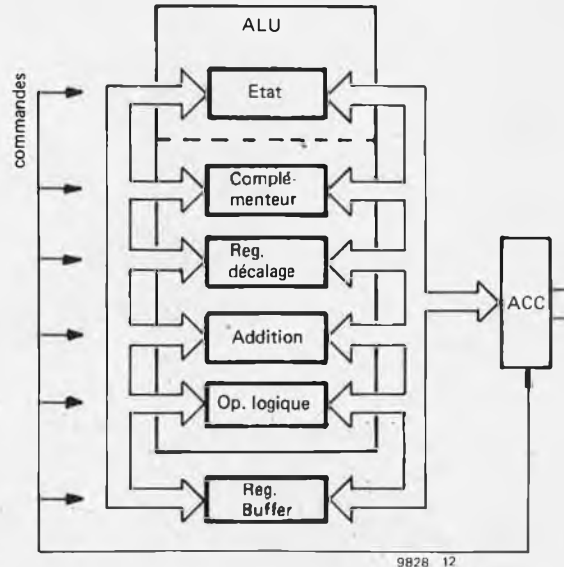
à 0004, et les informations correspondant à cette adresse sont lues. Ce nombre (0017) va servir à adresser la mémoire pour rechercher le nombre y. Puisque l'instruction précédente était 'AJOUTER', l'unité arithmétique et logique effectue l'addition finale consistant à stocker le résultat de l'addition (z) à l'adresse C. Le compteur-programme est incrémenté à 0005; ce nombre adresse la mémoire, dans laquelle l'instruction suivante est lue: STORE (= METTRE EN MEMOIRE). Le compteur-programme est incrémenté à 0006, et l'adresse C (000E) est lue en mémoire. Elle est envoyée au registre d'adresse, et z est mémorisé à l'adresse correspondante.

On pourrait croire que le programme est complet; cependant il reste à informer le microprocesseur que les instructions sont terminées. Le compteur-programme est incrémenté à 0007; cette case-mémoire contient l'instruction STOP. Le décodeur d'instructions transmet le message à l'unité de commande qui arrête le compteur de programme. On s'aperçoit que le déroulement de chaque opération du programme s'effectue en deux temps:
1er temps: l'instruction est lue en mémoire.
2ème temps: les données sont lues en mémoire et subissent le traitement correspondant à l'instruction. Ces deux temps s'appellent respectivement cycle d'accès et cycle d'exécution.

L'ALU

Comme on l'a dit auparavant, l'unité arithmétique et logique est le cœur du CPU. Cette unité effectue les manipulations logiques et les opérations arithmétiques sur les données. Une ALU

12



classique est capable de remplir les fonctions suivantes:

- 1 - Addition binaire
- 2 - Opérations logiques (ET, OU, OU exclusif)
- 3 - Complémentation/Inversion
- 4 - Déplacement des données d'un bit (ou plus) vers la droite ou vers la gauche (registre de décalage)

Une ALU destinée à traiter des mots de 8 bits devra donc contenir les opérateurs logiques suivants: un registre à 8 bits; un additionneur binaire 8 bits; 8 portes ET, OU et OU exclusif; 8 inverseurs et un registre de décalage à 8 bits (figure 12). En fait la présence de toutes ces fonctions logiques n'est pas indispensable. Par exemple, les fonctions ET et OU exclusif peuvent être réalisées par des portes OU complétées par des inverseurs.

Une autre partie importante de l'ALU est le registre d'état (STATUS REGISTER)

qui est constitué d'un certain nombre de flip-flops capables de mémoriser certaines informations appelées FLAGS. Par exemple, la manipulation des données dans l'accumulateur peut conduire à un résultat négatif; dans ce cas cette information sera mémorisée dans un flip-flop par un flag appelé SIGN STATUS (= résultat négatif). Si le résultat d'une manipulation est zéro, le flag ZERO STATUS (= résultat nul) apparaît. Le flag OVERFLOW STATUS (= dépassement) indique que le résultat d'une opération est un mot de longueur supérieure à 8 bits. Suivant le type de microprocesseur, d'autres flags peuvent exister; leur description détaillée serait fastidieuse. Le seul moyen efficace pour comprendre les microprocesseurs est de les utiliser et de les programmer; la suite de cet article décrira la réalisation d'un montage d'étude utilisant le SC/MP de National Semiconductor.

Bibliographie:

- 'From the computer to the micro-processor', Hervé Tireford, Motorola.
'An introduction to microcomputers (volume 1)', Adam Osborne, Sybex.

mini-récepteur ondes moyennes

Le débours nécessaire pour la réalisation d'un récepteur aussi simple est minime. Le circuit ne comprend que peu de composants; il se prête très bien à une grande miniaturisation. Bien qu'il puisse tenir facilement dans une poche, sa sensibilité permet de capter les stations situées à proximité sans qu'il soit nécessaire de le raccorder à une prise de terre ou à une antenne extérieure.

Le fonctionnement du récepteur est très simple. Le transistor T1 fonctionne en ampli HF et détecteur à réaction. Le potentiomètre P1 permet de doser le taux de réaction et détermine ainsi la sensibilité du récepteur. Bien que la base de T1 soit reliée directement au circuit accordé L1/C1 (et non par l'intermédiaire d'un enroulement de couplage), l'impédance présentée par le transistor est suffisamment élevée pour n'amortir que légèrement le circuit résonnant. Lorsqu'on arrive aux fréquences élevées des ondes moyennes, le gain en courant de T1 diminue; mais comme son impédance d'entrée augmente simultanément, le gain de l'étage reste sensiblement égal sur toute la gamme. Cela permet d'ajuster P1 une fois pour toutes.

La détection s'effectue au collecteur de T1; la composante HF du signal redressé

est éliminée par C3. T2 amplifie ensuite le signal BF qui est appliqué à un écouteur d'impédance supérieure ou égale à 10 k (par exemple un modèle piézo).

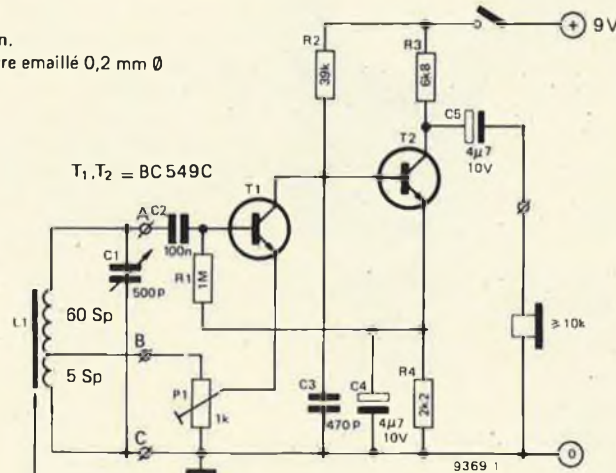
Réalisation

Le récepteur est monté sur un circuit imprimé de très petite taille. L1 doit être montée très près du circuit afin d'éviter tout problème d'instabilité. Ceux qui désirent miniaturiser le récepteur au maximum pourront choisir un barreau de ferrite plus petit et augmenter le nombre de spires du bobinage afin d'obtenir la même inductance. Cependant, si l'antenne ferrite est très petite, on pourra être amené à ajouter une antenne extérieure que l'on pourra raccorder à l'extrémité supérieure de L1 à travers un condensateur de 4,7 p. L1 comprend 65 spires de fil émaillé de 0,2 mm de diamètre bobinées sur un ferrite de 100 mm de long et 10 mm de diamètre. La prise sera raccordée à 5 spires du côté 'froid' du bobinage. C1 est un condensateur variable miniature à diélectrique solide; si l'on désire recevoir une seule station, on peut le remplacer par un condensateur fixe dont la valeur sera légèrement inférieure à celle nécessaire pour l'accord, monté en parallèle avec un condensateur ajustable de 4 - 60 p. Cette disposition permet de réduire encore la taille du récepteur.

La consommation très faible (environ 1 mA) permet de le faire fonctionner pendant plusieurs mois avec une pile miniature de 9 V.

1

ferrite 10 cm.
L1 = fil cuivre émaillé 0,2 mm Ø



Liste des composants.

Résistances:

R1 = 1 M
R2 = 39 k
R3 = 6k8
R4 = 2k2
P1 = potentiomètre 1 k

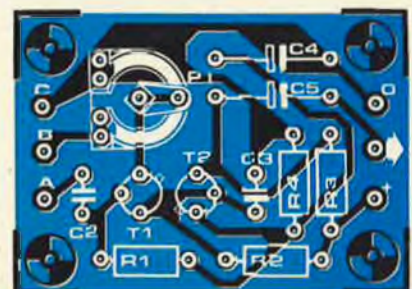
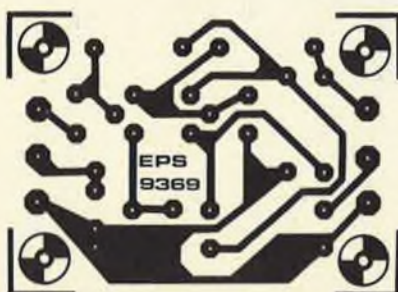
Condensateurs:

C1 = condensateur variable 500 p
C2 = 100 n
C3 = 470 p
C4, C5 = 4µ7/6 V

Divers:

T1, T2 = BC 549C
L1 = bobinage d'accord
(voir le texte)

2



un générateur de fonctions simple

La plupart des générateurs de fonctions disponibles dans le commerce présentent un net inconvénient: ils représentent un investissement considérable pour le constructeur amateur qui, contrairement au réparateur radioélectricien par exemple, n'utilisera probablement jamais à fond toute la gamme des possibilités offertes par un instrument construit par des professionnels. Pour cette raison, le circuit décrit ci-dessous, utilisant un circuit intégré spécial pour générateur de fonctions, de type XR 2206, a été étudié en vue de trouver le juste milieu entre le prix et les performances. Bien que ne représentant pas le *ne plus ultra* en matière de spécifications, il offre une large gamme de formes d'onde, il est simple aussi bien à construire qu'à calibrer, et il est très facile à utiliser.

Le générateur de fonctions peut fournir, par commutation, des formes d'onde de sortie sinusoïdales, carrées, triangulaires, en dents de scie, ou des impulsions rectangulaires. Il est muni d'une échelle de fréquences à calibration linéaire couvrant la gamme de 9 Hz à 220 kHz. En plus d'un étage de sortie spécial assurant une faible impédance de sortie, il dispose de trois gammes calibrées de tension de sortie: 0...10 mV, 0...100 mV et 0...1 V (efficace). La circuit peut être calibré sans l'aide d'un oscilloscope, et sa conception compacte permet de le monter facilement dans un boîtier seyant.

Le XR 2206

Le circuit utilise un circuit intégré spécialement conçu pour générateurs de fonctions, de type XR 2206 (Exar), dont la figure 1 représente le schéma de branchement et le bloc diagramme interne. Le cœur de ce circuit intégré est un oscillateur commandé en tension — ou VCO — (en fait il s'agit plutôt d'un oscillateur commandé en courant — ou CCO — bien que la feuille de caractéristiques du constructeur l'appelle un VCO). La fréquence de l'oscillateur est définie par la valeur du condensateur et de la résistance externes, C_{ext} et R_{ext} . Un courant de commande, I_f , est commuté par l'intermédiaire de commutateurs de courant intégrés vers l'une des deux sorties de courant (broche 7 ou 8)

Un générateur de fonctions est un appareil universel et très utile qui donne au constructeur un moyen simple et efficace de vérifier le fonctionnement de ses réalisations. C'est donc un élément pratiquement indispensable de l'appareillage de base de tout constructeur amateur.



du circuit intégré, suivant l'état logique du sélecteur d'entrée (broche 9), rendant ainsi possible une modulation par saut de fréquence (FSK).

La sortie du VCO est tamponnée par un transistor intégré, dont le collecteur est accessible sur la sortie de synchronisation, broche 11. Cette sortie fournit une impulsion de forme d'onde rectangulaire. De plus, le signal du VCO fournit la base nécessaire à la génération des signaux effectuée dans les sections multiplicateur et convertisseur sinusoïdal. Les broches 13...16 permettent d'ajuster la pureté sinusoïdale (facteur de distorsion) et la symétrie. Le niveau continu du signal de sortie peut être ajusté par l'intermédiaire de la broche 3.

Les ondes de forme sinusoïdale, triangulaire et en dents de scie sont tamponnées par un étage suiveur de tension, puis transmises à la sortie à basse impédance, sur la broche 2. L'amplitude des signaux sinusoïdaux/triangulaires peut varier linéairement sous l'action d'une tension de commande appliquée à l'entrée AM (broche 1 du circuit intégré). Ceci rend possible la modulation d'amplitude du signal de l'oscillateur.

La tension disponible entre les broches 7 et 8 (connection de courant) est stabilisée à 3 V (valeur typique) à l'intérieur du circuit intégré. Comme cette tension de référence ne présente qu'un très faible coefficient de température (6×10^{-5} V/°C), la stabilité en température de la fréquence de l'oscillateur est également très bonne.

La courant de commande I_f peut varier entre 1 μ A et 3 mA; cependant la meilleure stabilité en température est obtenue dans la gamme comprise entre 15 μ A et 750 μ A.

La fréquence du VCO est définie par ce courant I_f et par la valeur du condensateur externe C_{ext} , le courant de commande étant réglé au moyen de la résistance R_f connectée entre les broches 7 ou 8 et la masse. L'équation donnant la fréquence est la suivante:

$$f = \frac{I_f}{3 C_{ext}} \quad (\text{Hz, A, F})$$

$$f = \frac{1}{R_{ext} C_{ext}}$$

Il résulte de la fonction précédente que le graphe de la fréquence en fonction de la valeur de R_{ext} n'est pas linéaire, mais hyperbolique (voir la figure 2, courbe a). Il serait possible d'obtenir une réponse approximativement linéaire au moyen d'un potentiomètre antilogarithmique. Cependant, en faisant preuve d'un peu d'ingéniosité il est possible de faire varier linéairement le courant de commande, de sorte que l'échelle des fréquences résultante soit également linéaire (voir la figure 2 courbe b). Ce résultat est obtenu de la façon suivante. Il existe sur la broche 7 du circuit intégré une tension constante de 3 V. Le courant qui s'écoule depuis cette broche jusqu'à la masse est directement proportionnel à la fréquence de sortie, de sorte qu'une variation linéaire de ce courant entraînera naturellement une variation de fréquence linéaire.

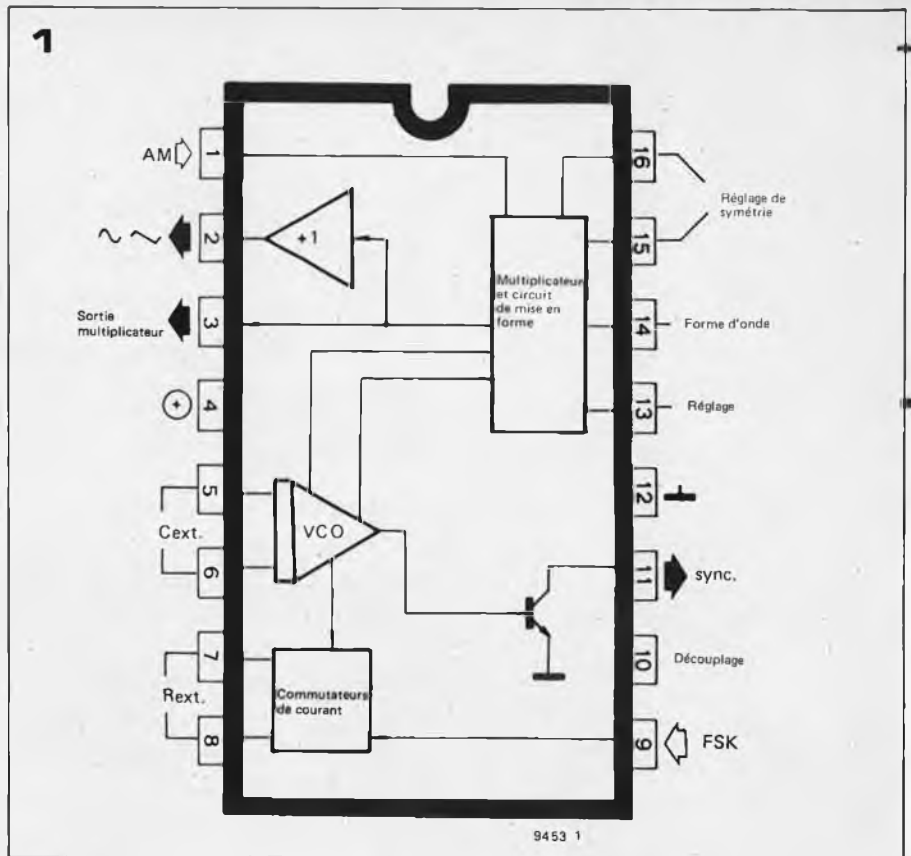
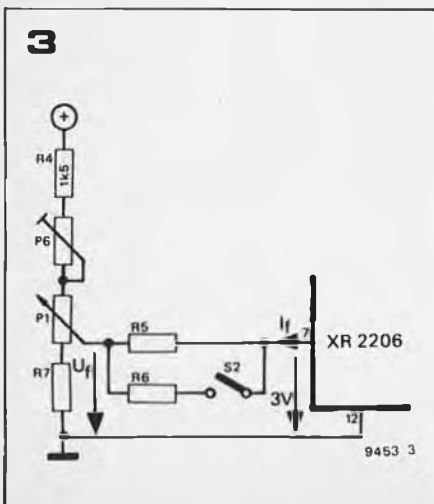
Nous voyons sur la figure 3 que cette variation de courant est obtenue au moyen du diviseur de tension constitué par R4, P1, P6 et R7. Les valeurs de composants de ce diviseur sont choisies de telle sorte que la tension U_f du curseur de P1 puisse varier entre 0,3 et 2,8 V. Cette tension détermine la chute de tension aux bornes de R5 (= 3 V - U_f) et, d'après la loi d'Ohm, le courant I_f traversant cette résistance, donc la valeur de la fréquence. Puisque'il existe une relation linéaire entre la chute de tension et le courant, il est possible d'obtenir, à l'aide d'un potentiomètre linéaire, une graduation linéaire du réglage de la fréquence:

$$I_f = \frac{3 V - U_f}{R_5}, \text{ donc}$$

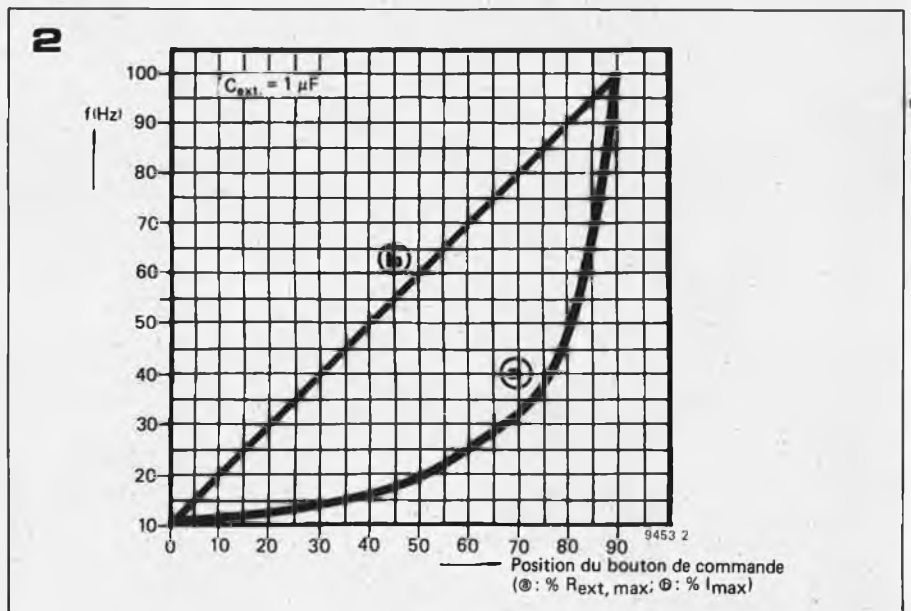
$$f = \frac{3 V - U_f}{3 \times R_5 \times C_{ext}} \text{ (Hz, V, } \Omega, \text{ F)}$$

Lorsque l'interrupteur S2 est fermé, en supposant que $R_5 = R_6$, le courant de commande est doublé, ce qui entraîne un doublement de la fréquence du VCO. La gamme de réglage de P1 permet de faire varier la fréquence sur un petit peu plus qu'une décade, par exemple de 9 Hz à 110 Hz.

3



2



Le réglage fini s'effectue au moyen de P6.

Le générateur

La figure 4 représente le schéma complet du générateur. La broche 2 sert de sortie pour les ondes de forme sinusoïdale, triangulaire et en dents de scie, tandis que les signaux carrés et les impulsions rectangulaires sont disponibles sur la broche 11. C1 à C4 sont les condensateurs externes définissant la fréquence (C_{ext}). La commutation entre les diverses gammes de fréquence s'effectue au moyen de S1; C5, C6 et C12 sont des condensateurs de découplage. Le pont diviseur de tension R1/R2 divise par deux la tension d'alimen-

tation, et par l'intermédiaire de la broche 3 sert à régler le niveau de la composante continue du circuit intégré. Il en résulte que la tension continue existant sur la broche 2 est également

$$\frac{U_b}{2} = 6 \text{ V. On peut faire varier}$$

l'amplitude du signal de sortie au moyen de P2 et de P3. Le réglage s'effectue séparément pour les ondes sinusoïdales (P2) et triangulaires ou en dents de scie (P3), de sorte que les valeurs crête à crête des trois tensions soient les mêmes; le contacteur S3a assure la commutation entre P2 et P3. La symétrie des ondes de forme triangulaire et sinusoïdale peut être ajustée au moyen du potentiomètre P4, tandis que l'on peut faire varier le

4a

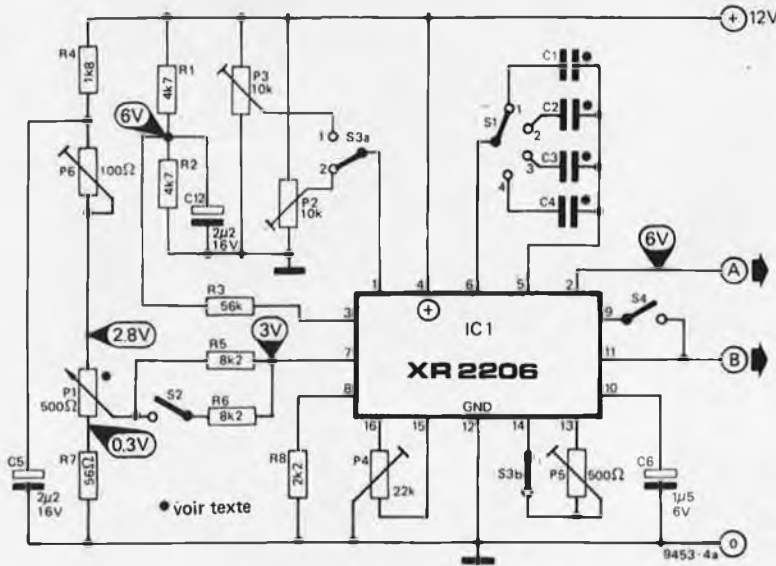


Figure 1. Bloc diagramme interne du circuit intégré générateur de fonctions XR 2206
Sortie multiplicateur
Commutateurs de courant
Multiplicateur et circuit de mise en forme
Réglage de symétrie
Forme d'onde
Réglage
Découplage

Figure 2. La principale caractéristique de ce générateur de fonctions est la linéarité de l'échelle des fréquences qui augmente considérablement la facilité de fonctionnement.
Position du bouton de commande

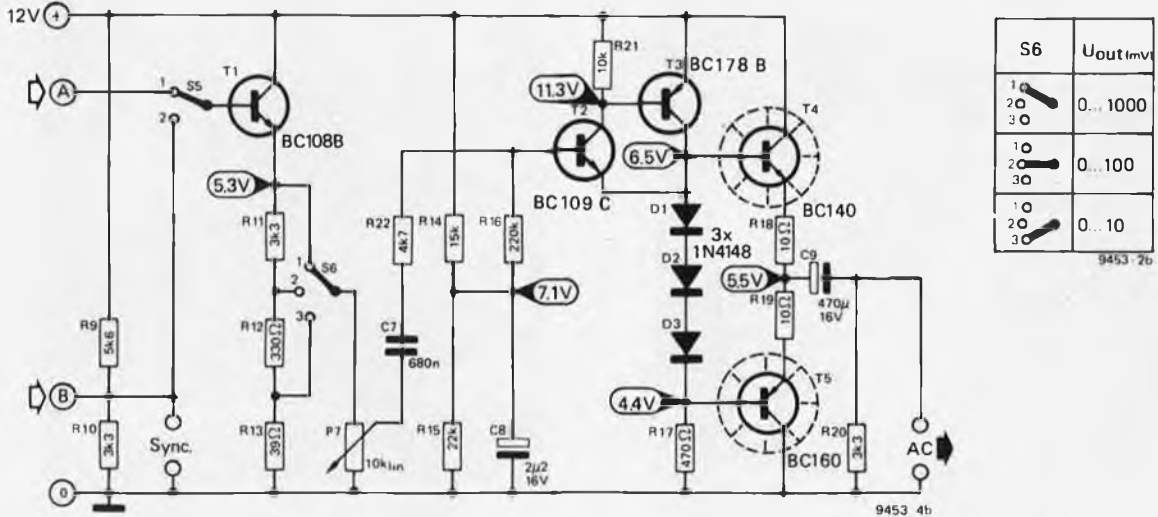
Figure 3. Avec le XR 2206, cette configuration partielle du circuit permet d'obtenir une échelle de fréquence à graduation pratiquement linéaire.

Figure 4a. Schéma complet de la partie générateur de fonctions.
Voir texte.

Figure 4b. L'étage de sortie garantit au générateur une impédance de sortie faible, et permet de régler avec précision la tension de sortie.

Figure 4c. L'alimentation est construite autour d'un régulateur de tension intégré.

4b

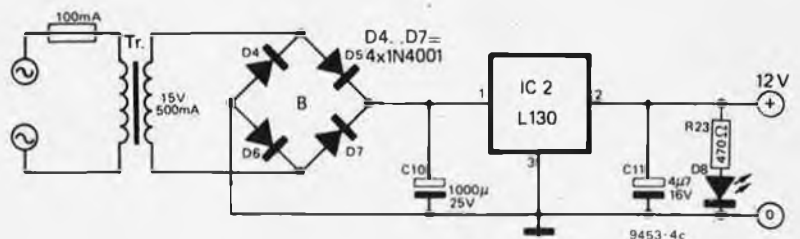


facteur de distortion des signaux au moyen de P5. La commutation entre les ondes de forme sinusoïdale et triangulaire s'effectue au moyen de S3b. Lorsque l'interrupteur S4 est fermé, il apparaît sur la sortie A un signal en dents de scie. La source de courant intégrée va alors commuter entre les broches 7 et 8 à une cadence égale à la fréquence des impulsions rectangulaires existant à la sortie B, ce qui équivaut à une modulation "automatique" par saut de fréquence. La pente du flanc arrière est déterminée par la valeur de R8, qui ne doit pas être inférieure à 1 k Ω.

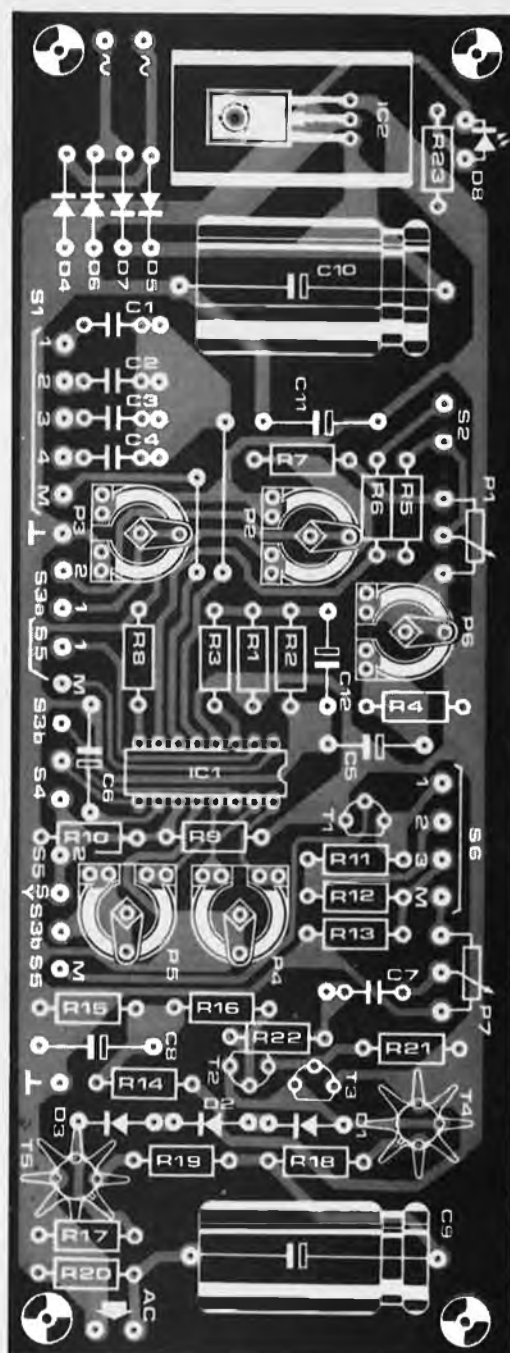
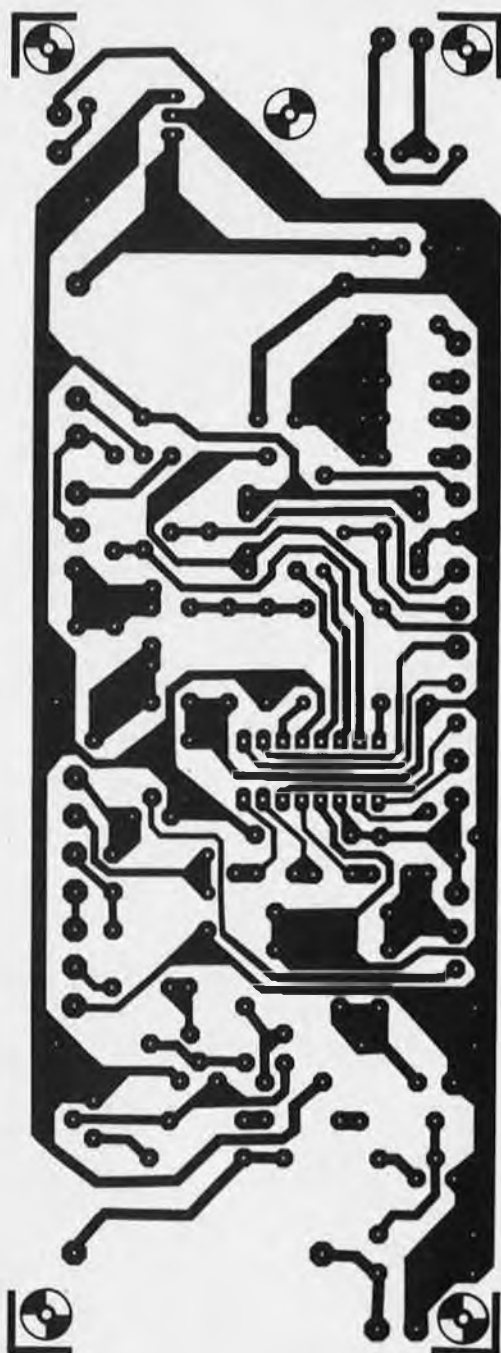
L'étage de sortie

Un bon générateur de signaux possède nécessairement une impédance de sortie

4c



5



Liste des composants

Résistances

R1,R2,R22 = 4k7
 R3 = 56 k
 R4 = 1k8
 R5,R6 = 8k2
 R7 = 56 Ω
 R8 = 2k2
 R9 = 5k6
 R10,R11,R20 = 3k3
 R12 = 330 Ω
 R13 = 39 Ω
 R14 = 15 k
 R15 = 22 k
 R16 = 220 k
 R17,R23 = 470 Ω
 R18,R19 = 10 Ω
 R21 = 10 k

Potentiomètres

P1 = 500 Ω bobiné
 P2,P3 = 10 k ajustable
 P4 = 22 k ajustable
 P5 = 500 Ω ajustable
 P6 = 100 Ω ajustable
 P7 = 10 k linéaire

Condensateurs

C1 = 1 μF
 C2 = 100 nF
 C3 = 10 nF
 C4 = 1 nF
 C5,C8,C12 = 2μ2/16 V tantale
 C6 = 1μ5/6 V tantale
 C7 = 680 nF
 C9 = 470 μ/16 V
 C10 = 1000 μ/25 V
 C11 = 4μ7/16 V

Semiconducteurs

IC1 = XR 2206
 IC2 = L 130
 T1 = BC 108 (107, 109, 546, 547, 548)B
 T2 = BC 109 (107,108,546, 547, 548, 549)C
 T3 = BC 178 (177,179,556, 557, 558)B
 T4 = BC 140
 T5 = BC 160
 D1... D3 = 1N4148
 D4... D7 = 1N4001
 D8 = Diode électroluminescente

Commutateurs

S1 = contacteur 1 circuit, 4 positions

S2 = interrupteur 1 circuit

D3a,S3b,S4,S5 = contacteur 4 circuits, 5 positions, ou 3 inverseurs (un double et deux simples)

S6 = contacteur 1 circuit, 3 positions

Divers

Tr = transformateur 15 V/500 mA
 Fusible 100 mA avec support
 2 radiateurs type T05 (pour T4/T5)
 4 douilles, diamètre 4 mm

faible, et une tension de sortie précise et facile à régler. L'étage de sortie représenté par la figure 4b remplit ces deux conditions.

Les signaux sinusoïdaux, triangulaires ou en dents de scie venant de la sortie A de l'étage générateur arrivent à la base De T1 par l'intermédiaire du commutateur S5. Les signaux carrés et les impulsions sont disponibles sur la sortie B du générateur, cette sortie étant constituée par la borne collecteur d'un transistor séparateur contenu dans le circuit intégré (voir la figure 1). R9 est la résistance de charge de collecteur de ce transistor, et en même temps constitue avec R10 un diviseur de tension qui limite l'amplitude des signaux carrés à environ 4,5 V. Ceci rend la sortie de synchronisation compatible avec les circuits TTL, tout en la protégeant contre les court-circuits; on peut donc l'utiliser pour piloter des circuits TTL, ou comme signal de synchronisation et de déclenchement d'un oscilloscope.

T1, qui est connecté en émetteur suiveur, isole les sorties à impédance relativement élevée du générateur (600 Ω et 2000 Ω).

Les rapports de division des diviseurs de tension R11 . . . R13 sont de 1,10 et 100, ce qui divise l'amplitude de sortie en trois gammes d'une décade, commutables au moyen de S6. La tension de sortie peut varier continuellement à l'intérieur de ces gammes au moyen de P7.

L'étage de sortie proprement dit se compose des transistors T2 à T5 qui constituent ensemble un suiveur de tension à couplage continu. T2 et T3 forment un émetteur suiveur composé d'une paire Darlington complémentaire, ce qui assure à l'étage de sortie une impédance d'entrée élevée, tout en permettant d'attaquer les transistors de sortie

Figure 5. Implantation des composants et cliché de la carte de circuit imprimé du générateur de fonctions (SECI 9453)

Liste des composants

Commutateurs

S1 = contacteur 1 circuit, 4 positions

S2 = interrupteur 1 circuit

D3a, S3b, S4, S5 = contacteur 4 circuits, 5 positions, ou 3 inverseurs (un double et deux simples)

S6 = contacteur 1 circuit, 3 positions

Divers

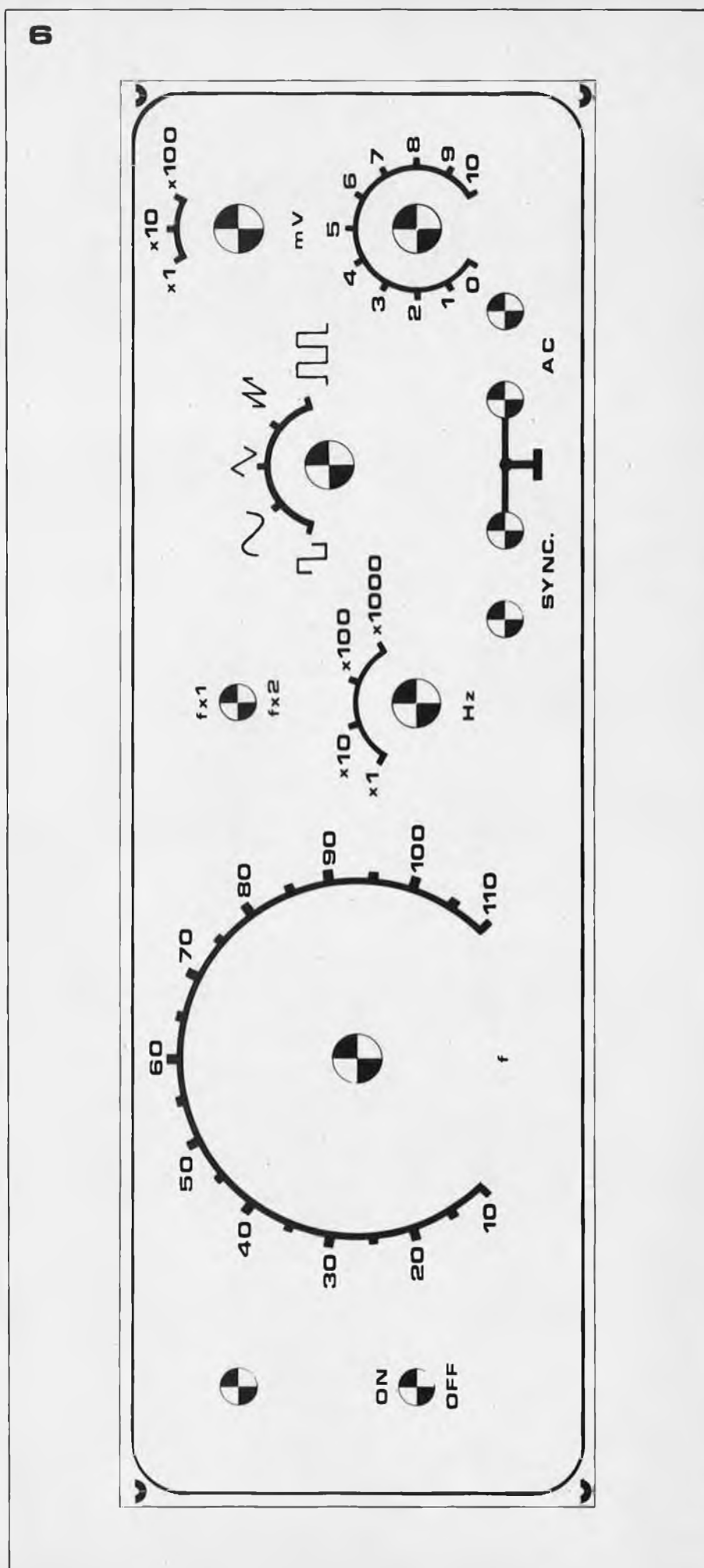
Tr = transformateur 15 V/500 mA

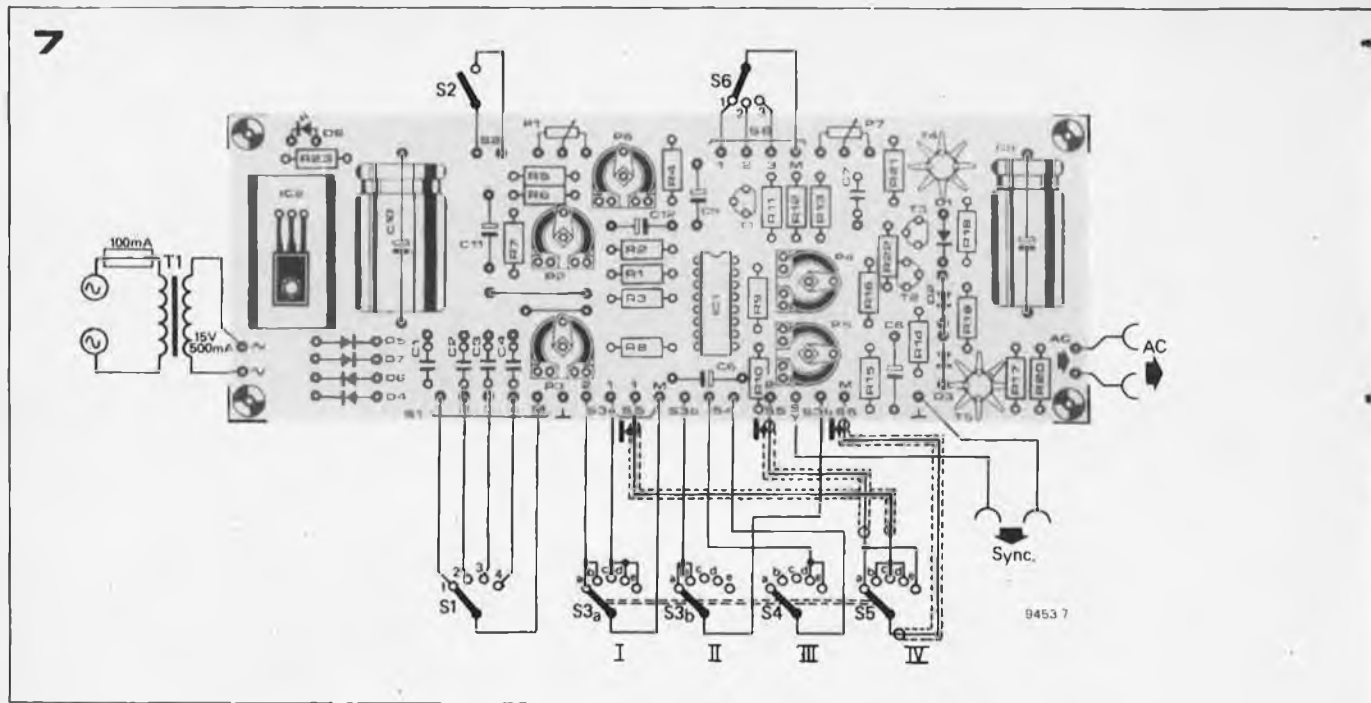
Fusible 100 mA avec support

2 radiateurs type T05 (pour T4/T5)

4 douilles, diamètre 4 mm.

Figure 6. La présentation ergonomique de la face avant facilite la mise en oeuvre du générateur de fonctions.



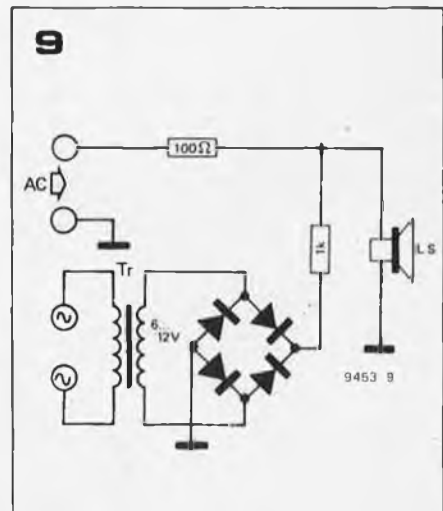


8

AC	S3a	S3b	S4	S5
	X	X		
	X	X		

X = indifférent

9453 8



T4 et T5, qui constituent aussi une paire complémentaire, à partir d'une source de basse impédance. L'impédance d'entrée élevée réduit la charge sur P7 et permet d'utiliser pour C7 un condensateur qui ne soit pas électrolytique. A travers les diodes D1 . . . D3, les transistors T4 et T5 reçoivent une tension de polarisation de base qui fait circuler dans les résistances d'émetteur un courant de repos d'environ 30 mA. Cette précaution réduit de façon sensible la distorsion de l'étage de sortie. Le signal de sortie est couplé par C9. L'impédance de sortie alternative est d'environ 5 Ω, ce qui signifie que le générateur peut être connecté directement à un haut-parleur. La sortie alternative est également protégée contre les court-circuits.

L'alimentation

L'alimentation (voir la figure 4c) se passe de commentaires, étant construite autour d'un régulateur à circuit intégré qui fournit une tension de 12 V stabilisée. Comme l'alimentation, le générateur et l'étage de sortie sont montés

Figure 7. Schéma de câblage des prises, commutateurs et potentiomètres sur la face avant.

Figure 8. Le contacteur à plusieurs positions utilisé pour choisir la forme d'onde peut être remplacé par trois inverseurs séparés (S3a, S3b, S4 et S5) indifférent

Figure 9. Ce circuit supplémentaire simple permet d'étalonner la fréquence avec précision.

tous ensemble sur la même carte de circuit imprimé, la seule connexion externe à établir est celle du transformateur secteur (environ 15 V/0,5 A). La diode électroluminescente D8 fournit l'indication de Marche-Arrêt.

Le circuit imprimé et la face avant

L'ensemble du générateur est monté sur une seule carte de circuit imprimé (voir la figure 5), ce qui en facilite considérablement la construction. La figure 6 représente une suggestion d'implantation de la face avant.

Les commandes et les prises individuelles sont disposées en groupes fonctionnels pour faciliter l'emploi. La LED D8, servant d'indicateur d'alimentation, est montée au-dessus de l'interrupteur Marche-Arrêt. A leur droite se trouve le potentiomètre P1 qui commande la fréquence du signal. L'importance de l'échelle, facile à lire, permet de régler finement la fréquence. La gamme de fréquences désirées peut être choisie à l'aide du commutateur "Hz" (x1, x10, x100, x1000); c'est-à-dire 10 . . . 110 Hz, 100 Hz . . . 1,1 kHz,

1 kHz... 11 kHz et 10 kHz... 110 kHz. Chacune de ces fréquences peut être doublée à l'aide du commutateur $f \times 2$, de sorte que huit gammes de fréquences sont disponibles en tout. Le commutateur de sélection des diverses formes d'onde est situé à droite des commandes de fréquence. La tension de sortie peut varier progressivement entre 0... 10 mV, 0... 100 mV et 0... 1000 mV, la gamme convenable étant choisie au moyen du commutateur "mV" ($\times 1$, $\times 10$ et $\times 100$). Le signal de sortie est disponible entre les bornes "AC", et le signal de synchronisation entre les bornes "sync".

Câblage et construction

Le schéma de câblage fourni (voir la figure 7) facilite mieux encore la construction du générateur de fonctions. En particulier, le câblage du commutateur de sélection des diverses formes d'onde peut sembler assez compliqué à première vue. Il faut utiliser un contacteur à 4 circuits, 5 positions, qui doit d'abord être câblé de façon "interne", puis soudé aux points de connexion appropriés sur le circuit imprimé (voir la figure 7). Il est recommandé d'utiliser du fil blindé pour le commutateur S5 afin d'éviter sur ces fils toute intermodulation venant des signaux carrés. Le câble des commutateurs S1, S2 et S6, ainsi que celui des sorties alternative et de synchronisation, particulier.

Composants

Il est recommandé d'utiliser pour P1 un potentiomètre bobiné, car ce modèle a en général une meilleure linéarité que les potentiomètres au carbone. Bien sûr, on peut aussi employer un potentiomètre 10 tours à bouton de commande démultiplié, qui permet un réglage de fréquence extrêmement précis: cependant, la dépense supplémentaire entraînée un tel composant est sensible. Seuls des condensateurs à faible tolérance (MKM) conviennent pour C1... C4.

Il faut aussi mentionner qu'il est bien entendu possible de remplacer par trois commutateurs séparés (voir la figure 8) le contacteur à plusieurs positions prévu pour sélectionner la forme d'onde désirée. Cette solution complique légèrement la procédure de mise en oeuvre, et l'économie éventuellement réalisée dépend du type de contacteur utilisé.

Calibration

Après avoir soudé les composants sur le circuit imprimé et câblé les commutateurs et potentiomètres externes, il faut vérifier soigneusement l'ensemble de la réalisation. On peut alors mettre l'appareil sous tension, celle-ci soit être égale à 12 V, à mieux que 10% près.

Calibration de l'amplitude

- Placer d'abord le commutateur S6

sur la position 1 ($\times 100$), et tourner le potentiomètre P7 à fond dans le sens des aiguilles d'une montre (amplitude maximum)

- Sélectionner un signal sinusoïdal de fréquence approximative 1 kHz.
- Régler P2 pour avoir l'amplitude minimum, c'est-à-dire tourner le curseur vers la masse.
- Régler P4 et P5 à mi-course.
- Brancher sur la sortie alternative du générateur un contrôleur universel disposant d'un calibre de tension alternative de $2 V_{eff}$ et régler P2 pour avoir une tension de sortie de 1 V ou de $2 V_{eff}$.

L'étape précédente exige une petite explication. L'avantage résultant du choix de la tension de sortie la plus grande ($2 V_{eff}$) est compensé par la détérioration de la qualité de la forme d'onde aux fréquences élevées (supérieures à 50 kHz environ). Il est donc recommandé de régler la tension de sortie à 1 V pour conserver une onde de forme suffisamment pure jusqu'à des fréquences d'environ 200 kHz.

Pour obtenir le faible facteur de distorsion (0,5% typique) annoncé dans les feuilles de caractéristiques du circuit intégré, il faut effectuer une calibration complémentaire à l'aide d'un distorsiomètre. Il faut signaler à ce sujet qu'en dépit d'une implantation du circuit imprimé soigneusement étudiée, et de l'utilisation de fils blindés vers et à partir du commutateur S5, il existera vraisemblablement de l'intermodulation (en particulier dans le circuit intégré lui-même) entre les sorties carrée et sinusoïdale.

Aux fréquences supérieures, ceci entraîne l'apparition d'impulsions brèves superposées au signal sinusoïdal. Pour des applications exigeant un facteur de distorsion minimum, la solution la plus simple de ce problème consiste à court-circuiter la sortie des signaux carrés, supprimant ainsi la source de distorsion.

- Le réglage grossier de la distorsion du signal de sortie s'effectue à l'aide de P5, tandis que P4 permet de faire le réglage fin. Si l'on ne dispose pas d'un distorsiomètre, le réglage de P4

et de P5 à mi-course doit donner des résultats satisfaisants.

- L'amplitude des signaux triangulaires et en dents de scie peut être réglée au moyen de P3. Commutateur sur la forme d'onde triangulaire, et tourner P3 jusqu'à ce que le contrôleur indique environ 0,8 V.

On peut naturellement procéder au réglage à l'aide d'un oscilloscope: ondes sinusoïdales: au moyen de P2 régler l'amplitude à $2,82 V_{c-c}$ (équivalent de $1 V_{eff}$) ou $5,65 V_{c-c}$ ($2 V_{eff}$); ondes triangulaires: au moyen de P3 régler l'amplitude à $2,82 V_{c-c}$ ou $5,65 V_{c-c}$.

Calibration de fréquence

Il existe deux méthodes principales pour calibrer l'échelle des fréquences du générateur de fonctions.

La première consiste à se servir d'un compteur de fréquences connecté à la sortie de synchronisation, à placer P1 sur 100 Hz, et en agissant sur P6 à faire coïncider la fréquence lue au compteur avec la graduation de l'échelle.

La seconde méthode consiste à utiliser le circuit de la figure 9. La tension alternative d'environ 6 à 12 V fournie par le transformateur de sonnerie est redressée puis alimente un haut-parleur à travers une résistance de 1 k Ω . Ceci revient à appliquer au haut-parleur une tension continue pulsée, de fréquence 100 Hz, parfaitement audible. De plus, le haut-parleur reçoit du générateur de fonctions (sortie alternative) un signal sinusoïdal de 100 Hz, à travers une résistance de 100 ohms. Comme ces deux signaux s'additionnent, il se produit une note de battement suivant qu'ils sont en phase ou en opposition de phase. Au moyen de P6 on peut alors régler la fréquence du générateur de fonctions jusqu'au battement zéro. Ce n'est que dans très peu de cas que l'on pourra obtenir un battement zéro absolu, puisque la fréquence du secteur et celle du générateur sont soumises toutes les deux à des fluctuations périodiques. Pour cette raison, il suffit d'obtenir une fréquence de battement inférieure à 5 Hz.





Les applications de la télécommande sont de plus en plus répandues. Suivant qu'elle s'applique à des voitures-jouets, des téléviseurs, des modèles réduits ou des grues de chantier, la télécommande est soit un gadget, soit utile, soit indispensable. Suivant l'utilisation à laquelle elle est destinée, la liaison se fera par radio ou au moyen d'une longueur suffisante de câble. La télécommande des appareils haute-fidélité peut être classée dans la catégorie 'utile': par exemple, la réglage de la balance oblige à se déplacer plusieurs fois entre la position d'écoute et l'amplificateur. Cependant, l'élimination de cet inconvénient ne justifie pas pour autant la dépense d'une somme disproportionnée. C'est pourquoi la télécommande du Preco s'effectue simplement au moyen d'un câble blindé à quatre conducteurs. En contrepartie, ce choix conduit à une disposition plutôt inhabituelle des différentes étages, comme on peut s'en apercevoir à la figure 2.

Tableau 1.

Caractéristiques

- prix de revient peu élevé
- possibilité de télécommande du volume, de la tonalité, de la balance et de l'intensité de l'effet stéréophonique.
- adaption optimale à toute source de signal
- performances excellentes
- composants standard

Performances

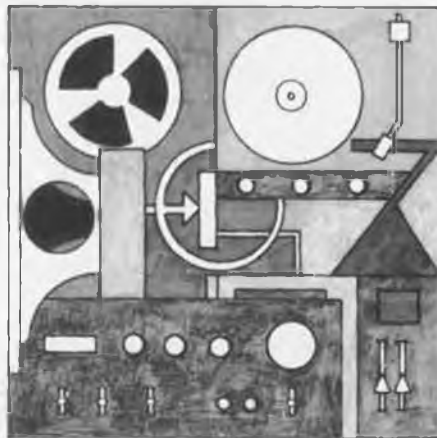
- distorsion: typique 0,03% maximale 0,07%
- rapport signal/bruit: entrée P.U. 95 dB sensibilité: ajustable séparément pour chaque entrée de 1,5 mV à 1500 mV.
- impédance d'entrée: entrée P.U. magnétique: 47 k autres entrées, suivant la sensibilité choisie: 50 à 150 k
- niveau de sortie: nominal: 400 mV (à 0,03% de distorsion); maximum: 1 V (à 0,1% de distorsion)
- correcteur de timbre: graves: $\pm 12,5$ dB à 63 Hz; aigües: ± 10 dB à 12,5 kHz

Le préamplificateur-correcteur décrit dans l'article suivant offre des performances excellentes pour un prix de revient raisonnable.

L'amplificateur-correcteur peut être placé dans un boîtier séparé et permet ainsi de télécommander le volume, la balance, les réglages de tonalité et l'intensité de l'effet stéréophonique. Le raccordement avec le boîtier principal s'effectue avec une longueur pratiquement quelconque de câble blindé à quatre conducteurs.

T. Meyrick

(1ère partie)



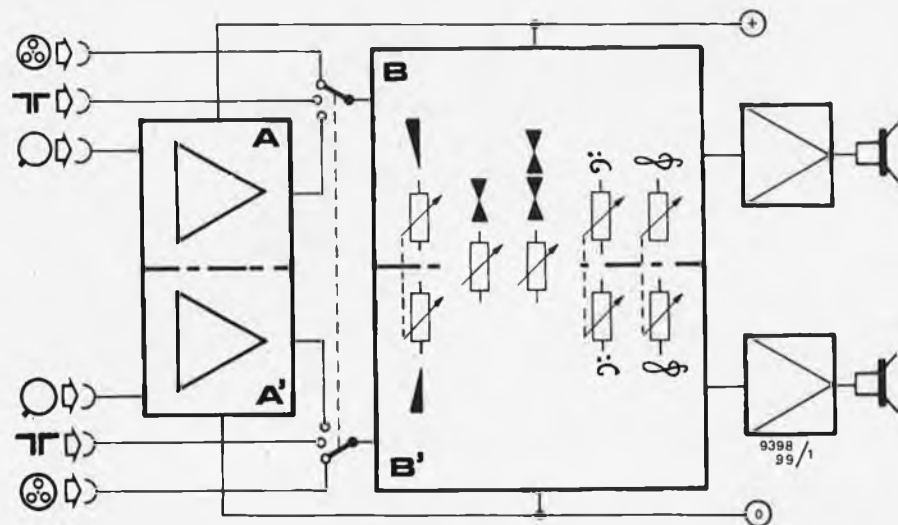
Dans la plupart des circuits habituels, le sélecteur d'entrée se trouve à l'entrée du correcteur de timbre B; par exemple, on peut sélectionner le préamplificateur P.U. (A) qui amplifie le signal issu de la cellule magnétique jusqu'à un niveau comparable à celui des autres entrées, et le corrige suivant les normes RIAA. Le sélecteur d'entrée est suivi du réglage de volume puis d'un étage adaptateur d'impédance qui attaque le correcteur de timbre.

Dans le circuit proposé ici, l'alimentation de l'amplificateur-correcteur s'effectue de façon assez complexe; elle serait encore plus difficile à réaliser si un étage adaptateur d'impédance devait être inséré entre les commandes de volume et de tonalité. La solution consiste à employer un potentiomètre de volume de faible valeur que l'on peut raccorder directement au circuit de commande de timbre, et à déplacer l'étage adaptateur d'impédance en amont de la commande de volume. Ainsi, l'étage abaisseur d'impédance peut être combiné avec le préamplificateur et alimenté normalement. Cette disposition présente également l'avantage de délivrer sur le câble de liaison (dont la longueur peut être assez importante) un signal à basse impédance.

A partir de cet endroit, l'appareil se met à différer sensiblement du schéma classique. Comme l'étage abaisseur d'impédance est réuni avec le préamplificateur, les différents signaux d'entrée doivent être appliqués à l'ensemble. Le sélecteur d'entrée précède alors le préamplificateur qui doit pouvoir traiter des signaux de niveaux très différents. Cela impose une commutation supplémentaire à l'intérieur de la boucle de contre-réaction. Cette complication amène cependant un avantage: le circuit peut être adapté à n'importe quel signal d'entrée en commutant des atténuateurs à résistances fixes et/ou des réseaux de correction. On obtient ainsi un excellent rapport signal/bruit et une marge de niveau importante avant surmodulation.

Le second point important est la liaison avec le boîtier de télécommande B. Comme le correcteur de timbre et les autres réglages doivent y être incorporés,

1



2

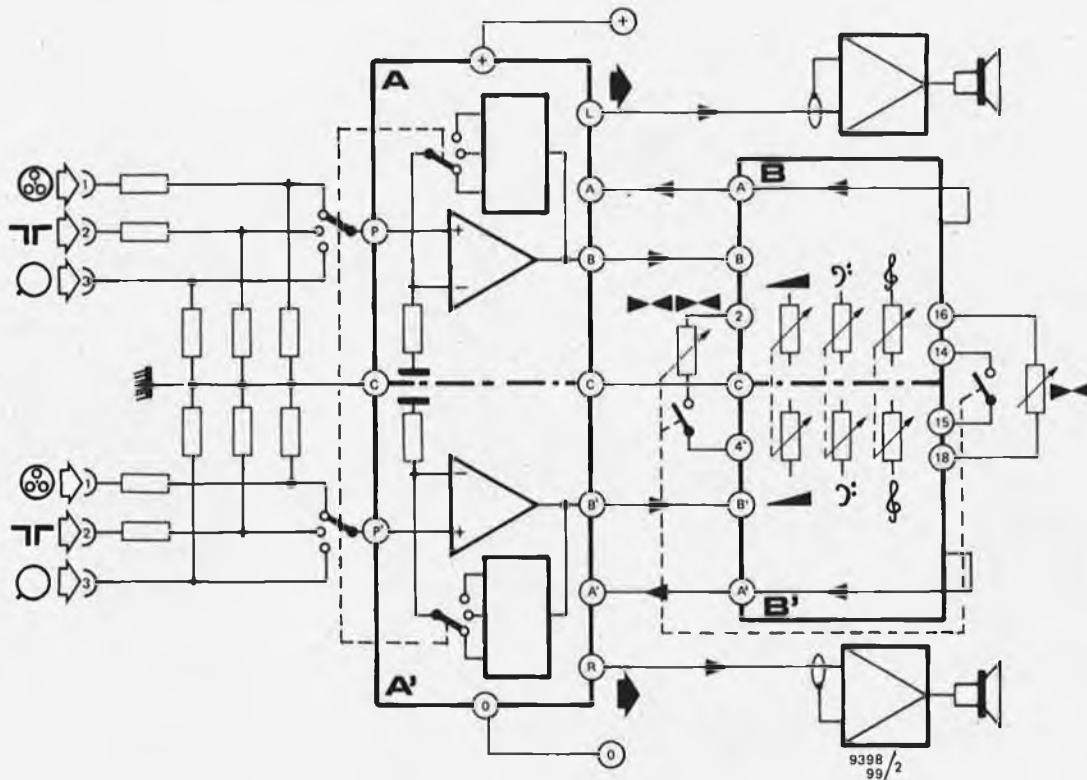


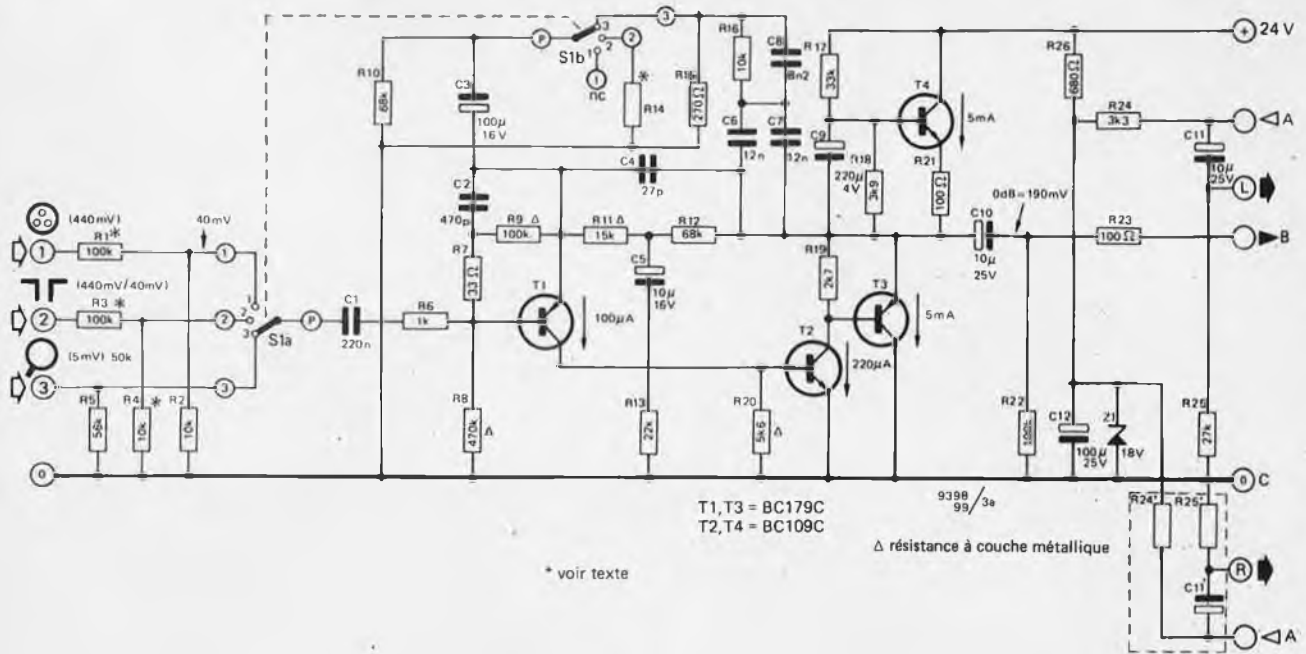
Figure 1. Schéma synoptique d'un préamplificateur-correcteur conventionnel. Le préamplificateur ne sert que pour l'entrée P.U. magnétique.

Figure 2. Schéma synoptique du Preco. Toutes les entrées sont reliées au préamplificateur A à travers des atténuateurs; l'amplificateur-correcteur B est relié au préamplificateur au moyen d'un câble blindé à quatre conducteurs.

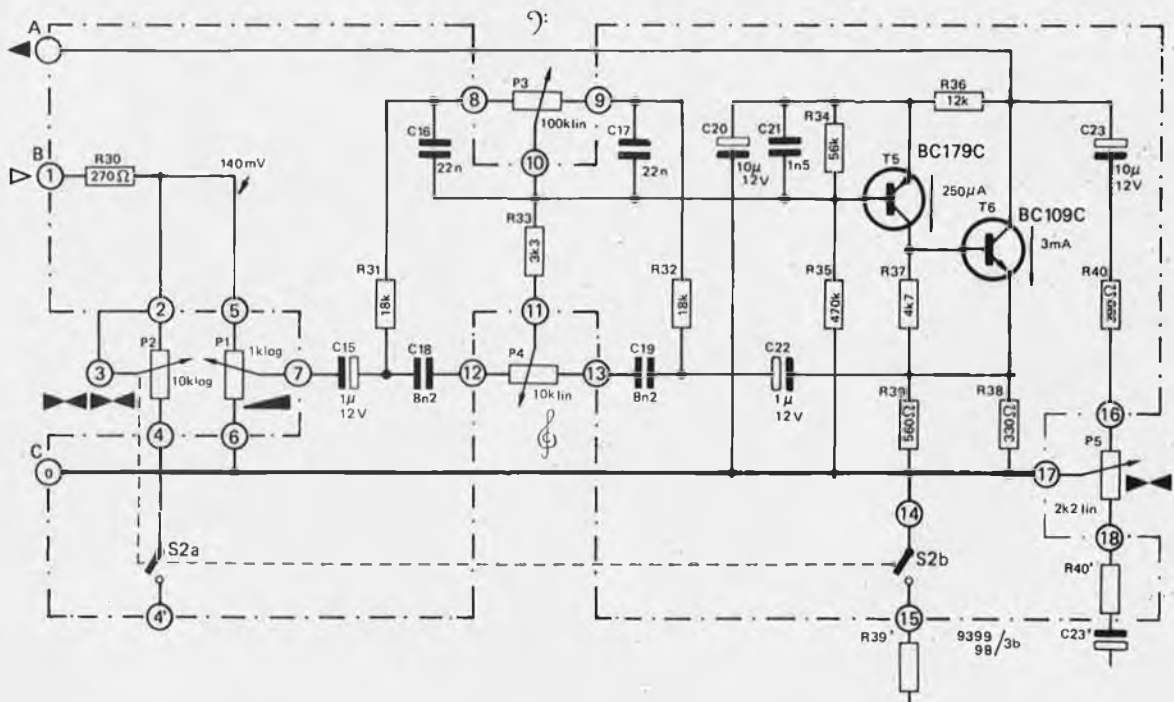
la liaison devra normalement comprendre deux fils blindés pour l'entrée, deux fils blindés pour la sortie, et deux fils ordinaires pour la masse et le pôle positif de l'alimentation. Si on accorde un peu d'attention à la conception du circuit, le blindage du câble peut servir à relier la masse de l'alimentation entre les deux circuits. Cela conduirait à l'utilisation d'un câble blindé à cinq conducteurs. Cependant, le câble blindé à quatre conducteurs est beaucoup plus facile à trouver dans le commerce (par exemple, celui destiné au raccordement

des magnétophones). Il faut donc trouver le moyen d'éliminer un conducteur de plus; la solution consiste à utiliser une alimentation 'fantôme'. En deux mots - une description détaillée sera donnée plus loin - les résistances de charge collecteur et les condensateurs de liaison du dernier étage de l'amplificateur-correcteur sont montés sur le circuit imprimé du préamplificateur. Cela permet à la tension d'alimentation positive et au signal BF issu du correcteur d'emprunter le même conducteur, ce qui autorise la suppres-

3a



3b



sion du fil d'alimentation positive. La description donnée jusqu'ici peut faire croire que les circuits sont compliqués, et que l'appareil est de réalisation délicate. En fait, chaque canal du Preco n'emploie que six transistors au total (voir figure 3).

Puisqu'on utilise si peu de composants pour un montage assez complexe, on est en droit de s'attendre à ce que plusieurs compromis aient dû être consentis, et cela au détriment des performances.

En réalité, les performances de l'appareil

sont si bonnes (tableau 1) qu'il constitue un bon choix même pour ceux qui ne sont pas intéressés par la commande à distance: rien n'empêche de réunir les deux parties de l'appareil dans un même boîtier pour l'utiliser de façon conventionnelle.

Préamplificateur

Les impératifs qui gouvernent sa conception ont déjà été soulignés: tous les signaux sont appliqués à ce circuit qui doit être adapté à chaque entrée au moyen d'atténuateurs fixes et

Figure 3. Schéma électrique du Preco (un seul canal est représenté). Le préamplificateur (figure 3 a) est décrit dans cet article; l'amplificateur-correcteur (figure 3 b) fera l'objet de l'article suivant.

d'une commutation des réseaux de contre-réaction. De plus, il doit présenter une impédance de sortie faible afin de pouvoir le relier au moyen d'un câble de grande longueur avec le circuit correcteur de timbre.

On doit évidemment utiliser plus de deux transistors pour y parvenir. Le gain en boucle ouverte doit être élevé même lorsque la charge est à basse impédance, et le préamplificateur doit pouvoir délivrer une intensité importante dans cette charge. Cela suppose que l'étage de sortie est caractérisé par un rendement élevé.

Le circuit est décrit à la figure 3a. L'atténuateur d'entrée se compose de R1 à R5; il est suivi du sélecteur d'entrée qui sera décrit en détail un peu plus loin. Le transistor d'entrée est un PNP dont le courant collecteur est faible (100 μ A). On évite ainsi l'apparition d'un bruit excessif aux fréquences basses, et on obtient un rapport signal/bruit extrêmement élevé.

La tension présente aux bornes de R7 et R9 est la tension base-émetteur de T1, soit environ 550 mV. Comme l'intensité traversant ces résistances est pratiquement semblable à celle qui traverse R8, la chute de tension totale dans R9, R7 et R8 est fixe: elle est d'environ 3 V. Le courant collecteur dépend de la valeur choisie pour R20, car la chute de tension aux bornes de cette résistance doit également avoisiner 550 mV. La valeur donnée (R20 = 5k6) fixe le courant collecteur à 100 μ A. Cette intensité parcourt la boucle de contre-réaction en continu (R11 et R12) et provoque aux bornes de ces résistances une chute de tension d'environ 8,5 V. Ceci implique que la tension continue présente à la sortie (émetteur de T3) est d'environ $3 + 8,5 = 11,5$ V. Ces tensions sont relativement insensibles aux variations de la tension d'alimentation. L'étage de sortie à rendement élevé comprend les transistors T2, T3 et T4. T2 et T3 composent un "super-transistor" et T4 est monté en générateur de courant constant, permettant à toute la composante alternative du courant collecteur d'être disponible pour attaquer la charge et la boucle de contre-réaction.

L'utilisation du "super-transistor" présente deux inconvénients. Sa transconductance (c'est le rapport entre le courant de sortie et la tension d'entrée) est énorme; on obtient ainsi avec toute valeur de charge raisonnable un gain en tension extrêmement élevé (plusieurs milliers). Dans ces conditions on ne peut plus négliger la contre-réaction interne: L'impédance d'entrée est fortement réduite, et l'effet Miller dû à la capacité parasite collecteur-base de T2 provoque une chute précoce de la bande passante en boucle ouverte. Aucun de ces inconvénients n'a de conséquences sérieuses - à condition qu'on en soit conscient!

La charge du collecteur du super-transistor est une source de courant,

constituée de T4, R17, R18 et R21; celle-ci délivre un courant constant d'environ 5 mA. L'adjonction de C9 donne au circuit un comportement qui se rapproche de celui d'une self de filtrage, rendant le préamplificateur relativement insensible à l'ondulation résiduelle présente sur la tension d'alimentation. De plus, cela permet au circuit de ne pas délivrer une transitoire brutale lors de la mise sous tension. Les composants R22 et R26, C12 et Z1 font partie de l'amplificateur-correcteur; leurs rôles seront définis plus loin. Les composants restants (R10 à R16, C3 à C7 et S1b) constituent la boucle de contre-réaction.

ADAPTATION AUX SIGNAUX D'ENTREE

L'atténuateur d'entrée et la commutation de la boucle de contre-réaction servent à adapter le préamplificateur au signal appliqué à l'entrée.

Lorsque le sélecteur d'entrée est en position 1, seul le réseau de contre-réaction de base est en fonction. Il est composé de deux parties: d'une part R11, R12, R13, C4 et C5 et de l'autre R10 et C3.

La détermination du schéma équivalent montre que la première partie correspond à une résistance de 130 k placée entre les émetteurs de T1 et T3, et chargée à l'émetteur de T3 par une résistance de 42 k reliée à la masse de l'alimentation. Pour le moment, on néglige l'influence des condensateurs; en omettant C3, R10 (68 k) est connectée en parallèle avec la résistance fictive de 42 k, donnant ainsi une résistance totale de $68 \text{ k} // 42 \text{ k}$ soit 26 k. Le gain obtenu avec le réseau de contre-réaction de base est ainsi de l'ordre de 6.

Ce gain est suffisant pour prévenir la surcharge du premier transistor en mode commun: la sensibilité nominale est d'environ 30 à 40 mV. Les sources à haut niveau sont appliquées à des atténuateurs convenables; les valeurs données (R1 = 100 k, R2 = 10 k) font passer la sensibilité à environ 400 mV. Le condensateur C2, relié aux deux résistances R7 et R9, se comporte en shunt pour la HF et détermine alors une chute brutale

du gain en boucle ouverte; C4 joue le même rôle.

On obtient une sensibilité d'entrée élevée et une courbe de réponse plate (par exemple, si l'on désire raccorder un microphone) en supprimant l'atténuateur et en augmentant le gain en boucle fermée. C'est le cas lorsque le sélecteur d'entrée est en position 2; R3 est court-circuité, et R4 aura une valeur d'environ 3k3 afin d'obtenir une impédance d'entrée peu élevée.

S1b met simultanément R14 en circuit. Si la valeur choisie de R4 est 3k3, le gain est déterminé par les résistances équivalentes de 130 k à 42 k en parallèle avec R10 et R14, soit environ 2k9. Le gain passe alors à 45, ce qui correspond à une sensibilité de 4 à 5 mV.

De très faibles valeurs de R14 (en-dessous de 330 Ω) amènent une sensibilité très élevée - et un bruit non négligeable. Si l'on doit utiliser un micro délivrant un très faible signal, la meilleure solution consiste alors à intercaler un transformateur adapté.

La position 3 du sélecteur d'entrée correspond à l'entrée P.U. magnétique. R5 sert à adapter l'impédance d'entrée à celle de la cellule. Le réseau de contre-réaction comprend maintenant R15, R16, C6, C7 et C8 qui déterminent deux constantes de temps de la correction RIAA; la troisième est donnée par ce réseau associé à R11, R12 et R13.

R15 fixe la sensibilité de cette entrée: la valeur indiquée (270 Ω) procure une sensibilité de 5 mV qui convient pour la plupart des cellules magnétiques. Une valeur plus faible de R15 (jusqu'à 68 Ω) donne une sensibilité plus élevée (jusqu'à 1,25 mV), et une valeur plus élevée (au maximum 470 Ω) correspond à une sensibilité d'environ 9 mV. En appliquant les mêmes principes, on pourrait également ajouter un correcteur convenable pour traiter les signaux issus d'une tête de lecture de magnétophone; la place n'est toutefois pas prévue sur le circuit imprimé. Il faut bien s'arrêter quelque part!

La deuxième partie de cet article décrira l'amplificateur-correcteur, les circuits imprimés, la réalisation et les détails d'interconnexion.



preco

(2ème partie)

Comme on l'a vu dans l'article précédent, le Preco est un pré-amplificateur-correcteur doté d'excellentes performances. Il possède la particularité inhabituelle de pouvoir être télécommandé, car la partie correcteur du préamplificateur est logeable dans un petit boîtier séparé. Le premier article concernait le préamplificateur; il s'agit maintenant de décrire la partie "correcteur", ainsi que la réalisation et les détails d'interconnexion.

Le préamplificateur est caractérisé par une impédance de sortie faible. Le niveau du signal et l'impédance de sortie permettent d'utiliser un câble blindé de longueur assez élevée sans difficulté; de plus, on peut attaquer directement un circuit de correction de timbre type Baxandall.

La conception du correcteur doit tenir compte des trois points suivants:

- l'impédance de la source est basse et de valeur connue, ce qui est utile.
- la sortie BF soit "cohabiter" avec une alimentation "fantôme" afin d'économiser un fil de raccordement (voir l'article précédent); cela apporte une complication.
- cet élément doit être de petite taille afin de pouvoir le placer dans un boîtier attrayant pouvant être tenu en main.

Cela restreint le nombre de composants encombrants (par exemple les condensateurs chimiques) qui peuvent être employés dans le circuit.

En se limitant aux réglages utiles et nécessaires à une bonne reproduction musicale, le correcteur doit comprendre:

- le réglage de volume (logarithmique)
- le réglage de balance, assurant autant que possible une intensité sonore globale indépendante de la position choisie.
- le réglage de l'intensité d'effet stéréophonique, dont la gamme s'étend de "mono" à "stéréo renforcée" en passant par "stéréo normale".
- la correction de timbre, agissant sur les basses et les aiguës et conçue pour être utile sinon "frappante".

Amplificateur-correcteur

Le schéma complet d'un canal est donné à la figure 1 b; la figure 1 a représente le préamplificateur déjà décrit.

Le coeur de l'amplificateur-correcteur est un étage amplificateur de tension constitué par le transistor PNP (T5) suivi d'un amplificateur de courant T6.

Le courant collecteur de T5 est déterminé par la valeur de R37. Comme la chute de tension dans cette résistance est d'environ 700 mV, le courant collecteur s'établit à 150 μ A. Cette valeur peu élevée évite le bruit à basse

fréquence ($\frac{1}{f}$).

La tension continue présente à l'émetteur de T5 est fixée par le rapport de R34 à R35. En effet, la tension aux bornes de R34 est pratiquement constante; pour les valeurs données, cette tension est d'environ 5 V. La tension du collecteur de T6 est supérieure de 2 V environ (cette d.d.p. correspond à la chute de tension dans R36).

Le courant collecteur de T6 dépend de la chute de tension dans R24 (qui appartient à l'alimentation fantôme, figure 1 a) et de la valeur de cette résistance. Les valeurs données ici correspondent à une chute de tension d'environ 10 V dans une résistance de 3k3, soit un courant sensiblement égal à 3 mA.

Le gain en boucle ouverte de la paire de transistors T5 et T6 (de la base de T5 à l'émetteur de T6) peut être estimé comme suit; la transconductance de T5 (c'est-à-dire le courant collecteur divisé par la tension émetteur-base, pour des signaux d'entrée faibles) dépend du courant collecteur; une estimation à peu près correcte est

$40 \times I_C T5 = 6 \text{ mA/V}$. L'impédance de charge du collecteur est R38 multipliée par la moitié du gain en courant de T6, soit environ $330 \Omega \times 150 \approx 50 \text{ k}$. Le gain en boucle ouverte est égal à la transconductance multipliée par la charge, soit $6 \times 50 = 300$. La limitation de bande passante en boucle ouverte est assurée par C21.

L'alimentation fantôme comprend R24, R25, R26, C11, C12 et Z1. R 24 est la résistance de charge du collecteur de T6. Elle est reliée à l'alimentation qui est stabilisée par la diode Zener; C11 est le condensateur de liaison à la sortie. La tension alternative du signal BF et la tension d'alimentation parcourent simultanément le câble de connexion reliant ce circuit intermédiaire à l'amplificateur-correcteur (point A). L'alimentation de T5 est découplée par R36 et C20.

L'étape suivante consiste à transformer cet étage en amplificateur-correcteur.

Correcteur de timbre

Le circuit correcteur de timbre est semblable à celui imaginé par P.J. Baxandall; depuis, ce montage est devenu un grand classique. La variante décrite ici est semblable à celle utilisée dans l'amplificateur-correcteur Quad 33. Elle possède l'avantage de garantir une meilleure adaptation en bruit avec un amplificateur utilisant des transistors bipolaires, à condition qu'elle soit attaquée par une source à basse impédance. C'est pour cette raison que le préamplificateur a été conçu pour présenter une impédance de sortie faible; c'est également pour cela que le potentiomètre de volume a une valeur de 1 k.

Le principe du réglage des graves est bien connu: l'amplificateur associé travaille en configuration "masse virtuelle", où l'impédance d'entrée et l'impédance de la boucle de contre-réaction s'élèvent simultanément à mesure que la fréquence décroît. Lorsque le potentiomètre est en position médiane, les deux impédances se suivent de façon telle que le gain résultant (déterminé par le rapport des deux impédances) est constant; la courbe de réponse est alors plate. Lorsque la commande des graves est déplacée de la position médiane, les deux impédances ne varient plus dans le même rapport: l'une ou l'autre domine aux fréquences basses, causant une augmentation ou une diminution du gain. La courbe de réponse qui en résulte est représentée à la figure 2.

Le réglage des aiguës s'obtient en

Tableau 1. Caractéristiques.

Préamplificateur

Tension de sortie = 190 mV (nominale)
4,5 V (maximum)

Sensibilités des entrées:

Entrée 1 = 40 ... 1500 mV*

Entrée 2 = 0,5 ... 1500 mV*

Entrée 3 = 1,25 ... 9 mV*

*peut être ajustée pour chaque entrée

(voir texte et tableau 2)

Amplificateur-correcteur

Tension de sortie = 400 mV (nominale)
1 V (maximum)

Sensibilité à l'entrée = 190 mV
(nominale)

Réglage d'aiguës = ± 10 dB à 12,5 kHz

Réglage des graves = $\pm 12,5$ dB à 63 Hz

Résultats d'ensemble du Preco

Distorsion = 0,1% pour 1 V en sortie
0,03% pour 400 mV en sortie

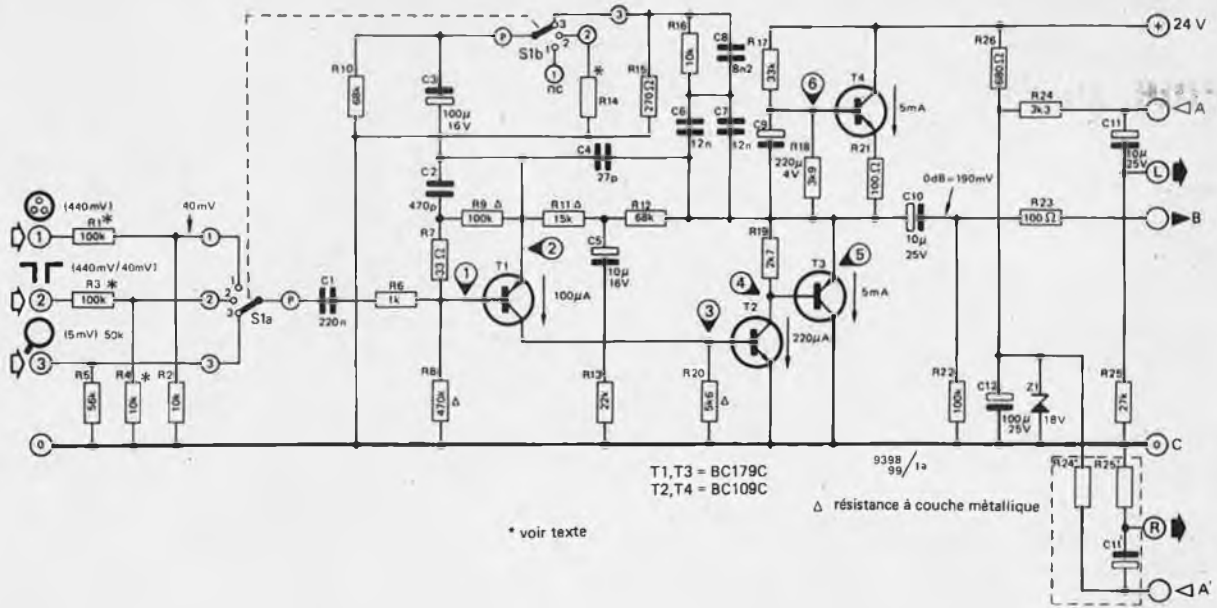
Rapport signal/bruit:

entrée P.U. magnétique = 95 dB

autres entrées = 100 dB

Longueur maximale du câble de raccordement avec le boîtier de télécommande = 10 m.

1



* voir texte

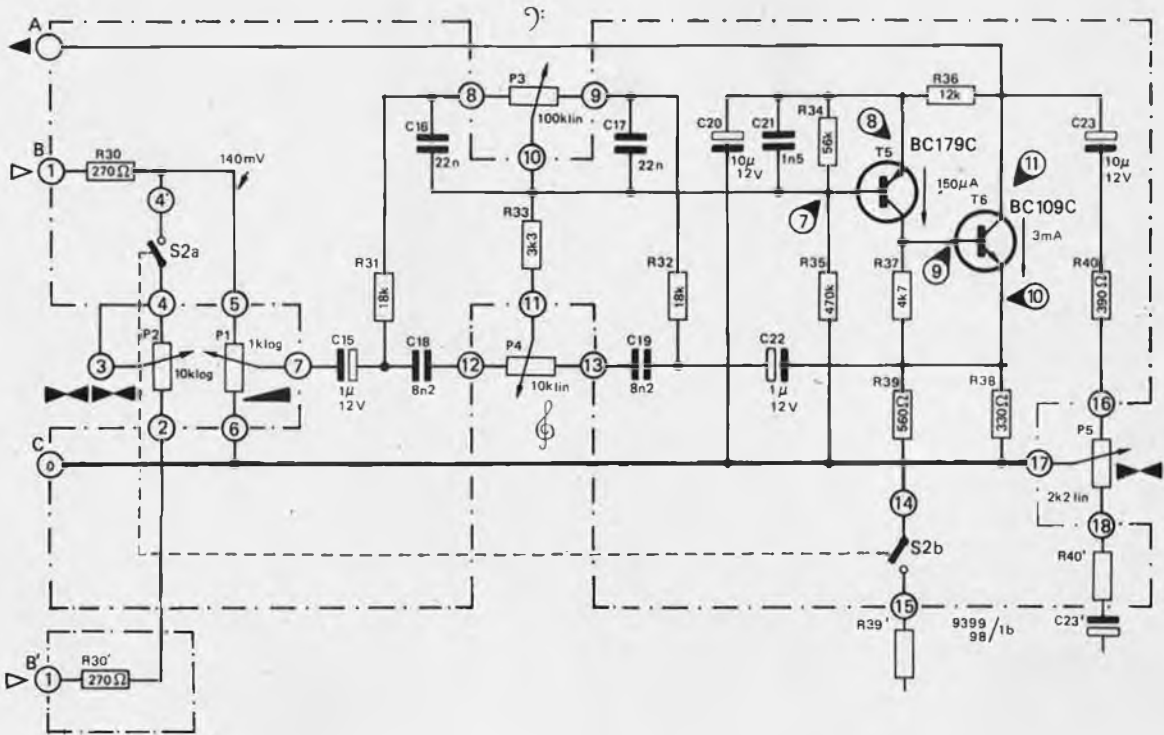


Tableau 1. Caractéristiques du Preco

Figure 1. schéma complet du circuit (un seul canal)

shuntant des réseaux RC à travers les deux résistances de 18 k (R31 et R32). Ceci fait décroître l'impédance d'entrée et l'impédance de la boucle de contre-réaction pour les fréquences élevées. De la même façon, lorsque le curseur du potentiomètre est en position médiane, le circuit est symétrique et n'a pas d'effet. Cette symétrie est détruite lorsqu'on tourne le potentiomètre provoquant le renforcement ou l'affaiblissement des aiguës (voir figure 2). Ce circuit est caractérisé par un niveau de bruit très faible, dû au raccordement direct du point de masse virtuelle (le curseur de P3) avec la base de T5. L'amplificateur est alors attaqué par une

résistance de 18 k divisée par le gain en boucle ouverte, soit environ 600 Ω.

Réglage de balance

Le potentiomètre de balance P5 fonctionne de façon assez inhabituelle. En alternatif, T6 fonctionne en source de courant: l'intensité délivrée est fonction de la tension du signal d'émetteur et de l'impédance présente entre l'émetteur et la masse de l'alimentation (principalement R38). Le signal de sortie recueilli au collecteur de T6 (c'est en fait la sortie du Preco) est le produit du courant collecteur de signaux S soit contrebalancée par l'atténuation causée par P2 à l'entrée lorsque le potentiomètre se trouve en

T6 par l'impédance de charge. P5 permet de faire varier l'impédance de charge; ainsi la position du curseur détermine le rapport des gains relatifs des deux canaux.

La plage de réglage s'étend d'environ -8 dB à +3 dB pour chaque canal; la position de P5 n'influe que peu sur le niveau total à l'écoute.

Réglage d'effet stéréo

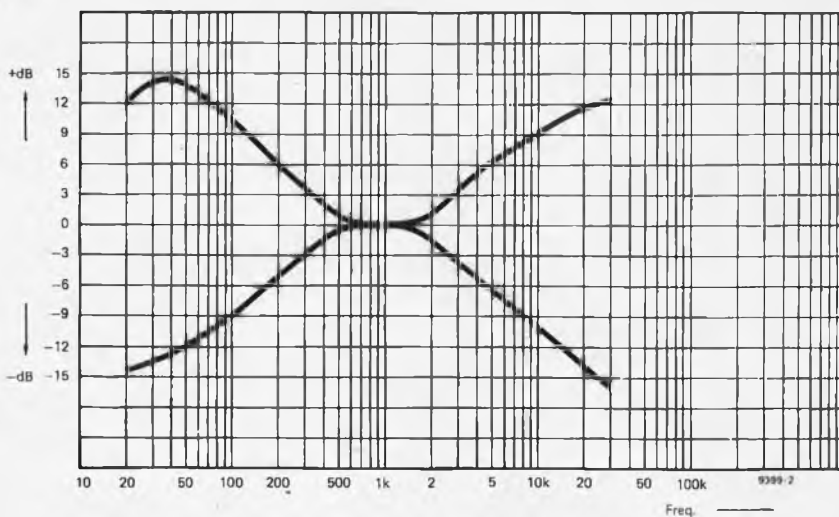
L'un des réglages les moins courants, les moins compris et les plus controversés est le réglage de l'intensité d'effet stéréophonique. Cependant, l'expérience prouve son utilité, et comme il ne demande qu'une résistance et un potentiomètre supplémentaires...

En quoi consiste-t-il exactement? L'ensemble de deux signaux stéréo se décompose ainsi: la somme et la différence d'un signal monophonique M et d'un signal de différence gauche - droite S. Lors d'une émission stéréophonique en modulation de fréquence, c'est le signal S qui module la sous-porteuse 38 kHz; dans le cas des disques, les signaux M et S correspondent respectivement aux composantes latérales et verticales du mouvement du sillon.

La position d'écoute idéale est souvent définie comme étant le troisième sommet d'un triangle équilatéral où les enceintes acoustiques occupent les deux autres sommets. Si l'auditeur désire se placer à une position d'écoute différente, il est intéressant de pouvoir améliorer l'effet stéréo en modifiant le gain du circuit parcouru par le signal S.

P2 est le potentiomètre de "gain relatif" du correcteur. Il n'a aucun effet sur le signal M puisque (par définition!) il est en phase et d'amplitude égale pour les deux canaux. A l'opposé, le signal S est d'amplitude égale mais en opposition de phase. Le potentiomètre introduit de la diaphonie (mélange) entre les deux canaux et réduit le niveau du signal S. Pour une des positions extrêmes, la résistance du potentiomètre est nulle et provoque une diaphonie infinie qui annule complètement le signal S. Il ne reste alors que le signal M, et la reproduction est monophonique. En position opposée, P2 se comporte comme une simple résistance de 10 k; la diaphonie est ramenée à -30 dB, et le signal S est à peine atténué. La gamme ne s'étend seulement que de "mono" à "presque stéréo"; l'étape suivante consiste à décaler le réglage de façon à ce que la stéréo normale corresponde à la position médiane de P2. On y parvient en ajoutant R39 et R39' entre les émetteurs de T6 et T6' (voir figure 3). Cette modification transforme l'étage de sortie en amplificateur différentiel. La réduction de l'impédance entre les émetteurs de T6 et T6' augmente le courant de sortie pour les signaux différentiels (le signal S), mais n'a pas d'influence sur le signal de mode commun (le signal M). Les valeurs des résistances sont choisies afin que l'augmentation relative du gain pour les

2



3

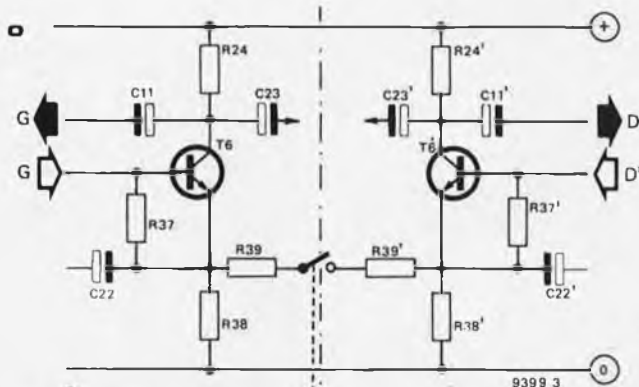


Tableau 2.

R1, R1'	R2, R2'	R3, R3'	R4, R4'	R14, R14'	Sensibilité d'entrée	
					Entrée 1	Entrée 2
100 k	4k7	100 k	4k7	∞	880 mV	880 mV
100 k	10 k	100 k	10 k	∞	440 mV	440 mV
100 k	22 k	100 k	22 k	∞	220 mV	220 mV
56 k	56 k	56 k	56 k	∞	80 mV	80 mV
0	100 k	0	100 k	∞	40 mV	40 mV
—	—	0	3k3	3k3	—	5 mV

position médiane.

Le niveau du signal S peut alors être réglé entre la suppression totale (mono) et 3 dB de plus par rapport au niveau du signal M (stéréo renforcée); la position moyenne de P2 correspond à des niveaux S et M égaux (stéréo normale). Ceux qui se méfient d'un procédé qui triche avec la séparation des canaux d'un appareil stéréo peuvent ajouter S2: cet interrupteur annule l'effet de ce réglage et donne une reproduction stéréo normale.

Il faut noter au passage que R23 et R30 font partie du circuit de "mélange"; elles sont indispensables si on désire installer un commutateur mono stéréo. Cependant, la séparation des canaux aux

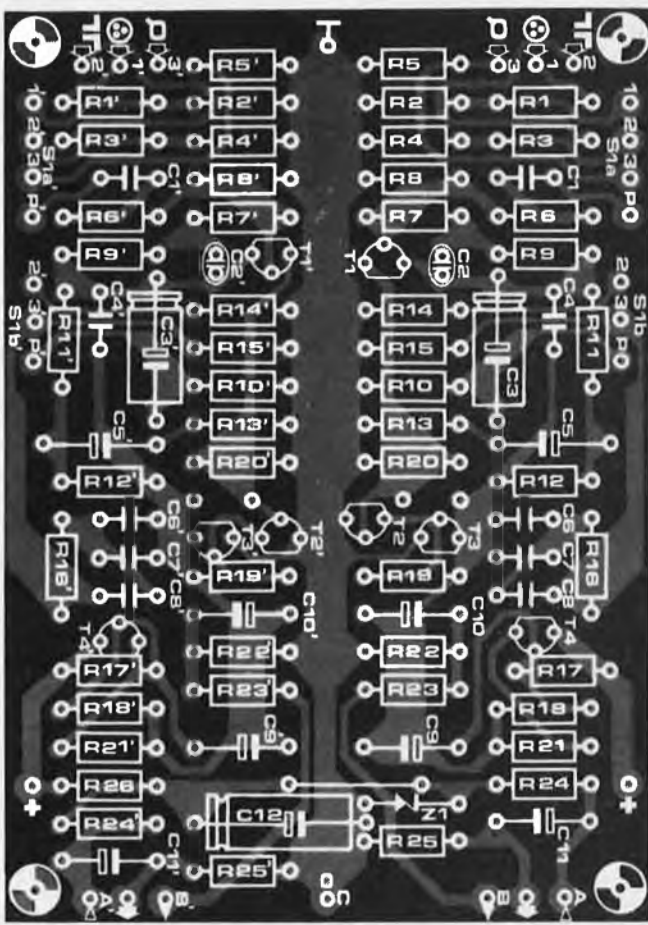
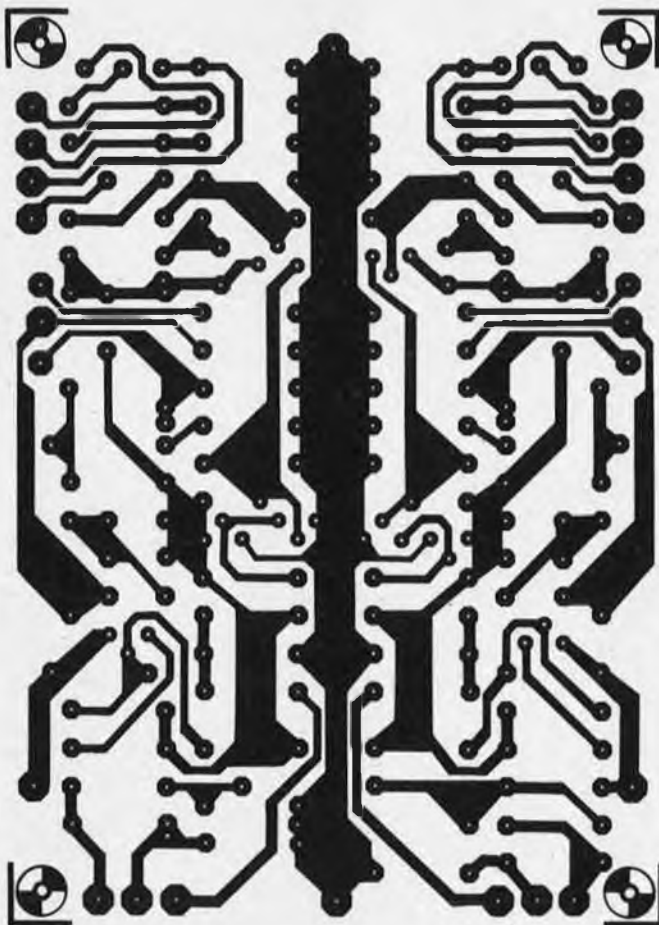
Figure 2. courbes caractéristiques du circuit correcteur de timbre (positions extrêmes des réglages).

Figure 3. détail du circuit de réglage d'effet stéréo.

Figure 4. circuit imprimé et implantation des composants du préamplificateur (EPS 9398).

Tableau 2. Valeurs des résistances pour différentes sensibilités d'entrée.

4



Liste des pièces correspondant à la figure 4:

Résistances:

R1,R1' = (1)
R2,R2' = (1)
R3,R3' = (1)
R4,R4' = (1)
R5,R5' = 56 k
R6,R6' = 1 k
R7,R7' = 33 Ω

R8,R8' = 470 k (2)
R9,R9' = 100 k (2)
R10,R10' = 68 k

R11,R11' = 15 k (2)
R12,R12' = 68 k (2)
R13,R13' = 22 k
R14,R14' = (1)
R15,R15' = 270 Ω
R16,R16' = 10 k
R17,R17' = 33 k
R18,R18' = 3k9
R19,R19' = 2k7
R20,R20' = 5k6 (2)
R21,R21' = 100 Ω
R22,R22' = 100 k
R23,R23' = 100 Ω
R24,R24' = 3k3
R25,R25' = 27 k
R26 = 680 Ω

(1) voir tableau 2
(2) de préférence à couche métallique

Condensateurs:

C1,C1' = 220 n
C2,C2' = 470 p
C3,C3' = 100 μ/16 V
C4,C4' = 27 p
C5,C5' = 10 μ/16 V
C6,C6',C7,C7' = 12 n (5%)
C8,C8' = 8n2 (5%)
C9,C9' = 220 μ/4 V
C10,C10',C11,C11' = 10 μ/25 V
C12 = 100 μ/25 V

Semi-conducteurs:

T1,T1',T3,T3' = BC 179C ou équivalent
T2,T2',T4,T4' = BC 109C ou équivalent
Z1 = diode Zener 18 V, 400 mW

Divers:

S1a/S1b/S1a'/S1b' = commutateur 4 circuits, 3 positions.

sorties B ne sera parfaite que si l'interrupteur S2 est ouvert: il faut s'en souvenir si on désire raccorder un magnétophone à cet endroit pour effectuer des enregistrements. Il serait préférable dans ce cas de remplacer R23 par un strap et de choisir une valeur de 390 Ω pour R30.

Interconnexions

En principe, l'interconnexion du pré-amplificateur et de l'ampli-correcteur est facile: il suffit de relier le point A du préampli au point A du correcteur, le point B à l'autre point B, etc . . .

En tout, quatre connexions pour les signaux et un fil reliant la masse de

l'alimentation sont nécessaires.

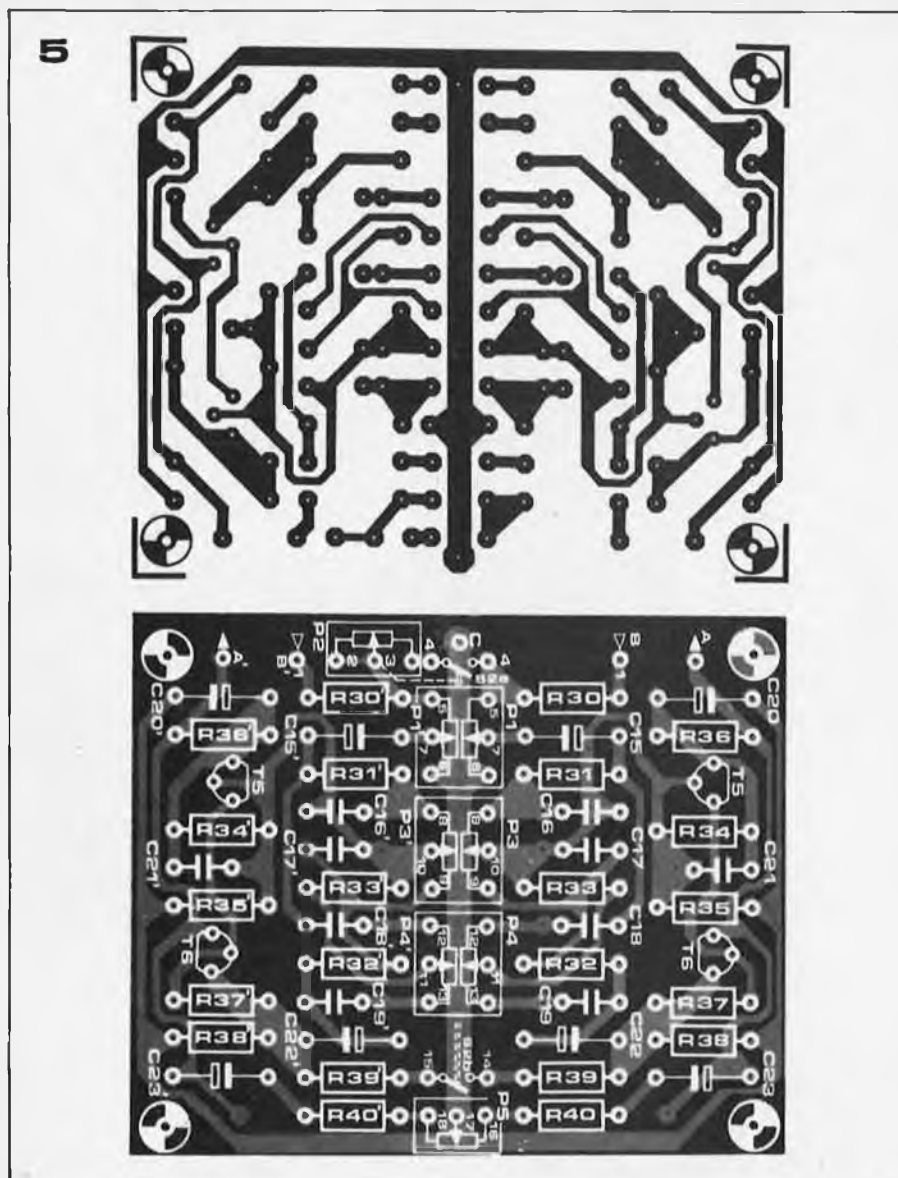
Malheureusement, si les quatre conducteurs d'un câble ordinaire sont blindés séparément, il n'y a pas de retour de signal possible autrement que par le blindage commun. Les fabricants de câble ont certainement choisi cette disposition pour des raisons de prix, mais sans penser aux inconvénients dus au fait que le blindage conduit également les signaux.

Le problème consiste en ce que toute tension HF (due à la présence au voisinage d'un émetteur d'amateur ou de radiodiffusion) induite entre les extrémités du blindage sera transmise intégralement à l'entrée de l'amplificateur, provoquant de la distorsion et

divers effets de démodulation très désagréables à l'écoute.

Cela ne peut être évité qu'en disposant un retour de signal séparé à l'intérieur du blindage, et en reliant une seule des extrémités du blindage à la masse de l'alimentation.

Les professionnels connaissent cela depuis bien longtemps: les câbles utilisés pour l'équipement des studios sont toujours entièrement blindés (si cela ne servait qu'à éliminer les ronflements dus au secteur!). Le problème est de savoir ce que l'on préfère: faire le travail proprement en "tuant" l'antenne, ou bien insérer un peu partout des selfs de choc et des condensateurs afin d'éliminer les signaux HF parasites.



Liste des pièces correspondant à la figure 5

Résistances:

R30, R30' = 270 Ω
 R31, R31', R32, R32' = 18 k
 R33, R33' = 3k3
 R34, R34' = 56 k
 R35, R35' = 470 k
 R36, R36' = 12 k
 R37, R37' = 4k7
 R38, R38' = 330 Ω
 R39, R39' = 560 Ω
 R40, R40' = 390 Ω

Potentiomètres:

P1, P1' = potentiomètre double
 1 k log.
 P2 = 10 k log.
 P3, P3' = potentiomètre double
 100 k lin.
 P4, P4' = potentiomètre double
 10 k lin.
 P5 = 2k2 lin.

Condensateurs:

C15, C15', C22, C22' = 1 μ /12 V
 C16, C16', C17, C17' = 22 n
 C18, C18', C19, C19' = 8n2
 C20, C20', C23, C23' = 10 μ /12 V
 C21, C21' = 1n5

Semi-conducteurs:

T5, T5' = BC 179C ou équivalent
 T6, T6' = BC 109C ou équivalent

Divers:

S2a/S2b = inverseur bipolaire

Détails de la réalisation

La figure 4 représente le circuit imprimé et la disposition des composants du pré-amplificateur et du sélecteur d'entrée; la figure 5 correspond à l'amplificateur-correcteur. Les valeurs des résistances R1, R2, R3, R4 et R14 dépendent de la sensibilité d'entrée désirée (voir tableau 2).

Comme on l'a déjà noté, les deux parties du Preco peuvent être montées dans le même boîtier si on préfère un appareil conventionnel; on peut également mettre l'amplificateur-correcteur dans un boîtier de télécommande séparé. Dans les deux éventualités, il est préférable d'éloigner le transformateur-secteur; une solution élégante consiste à prélever la tension d'alimentation du Preco à l'intérieur de l'amplificateur de puissance. Pour ce faire, on pourra réaliser le montage de la figure 6. T1 est monté en source de courant, empêchant l'ondulation résiduelle de l'alimentation de l'ampli de puissance d'atteindre le préamplificateur. La diode Zener et la LED stabilisent la tension de sortie à environ 24 V. Ce circuit pourra être placé à l'intérieur du boîtier de l'amplificateur principal.

Il faudra accorder une attention particulière à la connexion de masse de l'alimentation de la figure 6. La connexion de masse "d'entrée" est reliée au condensateur de filtrage de

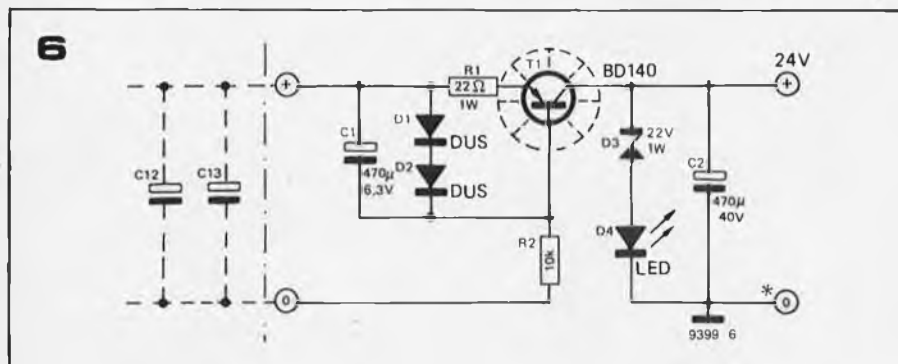


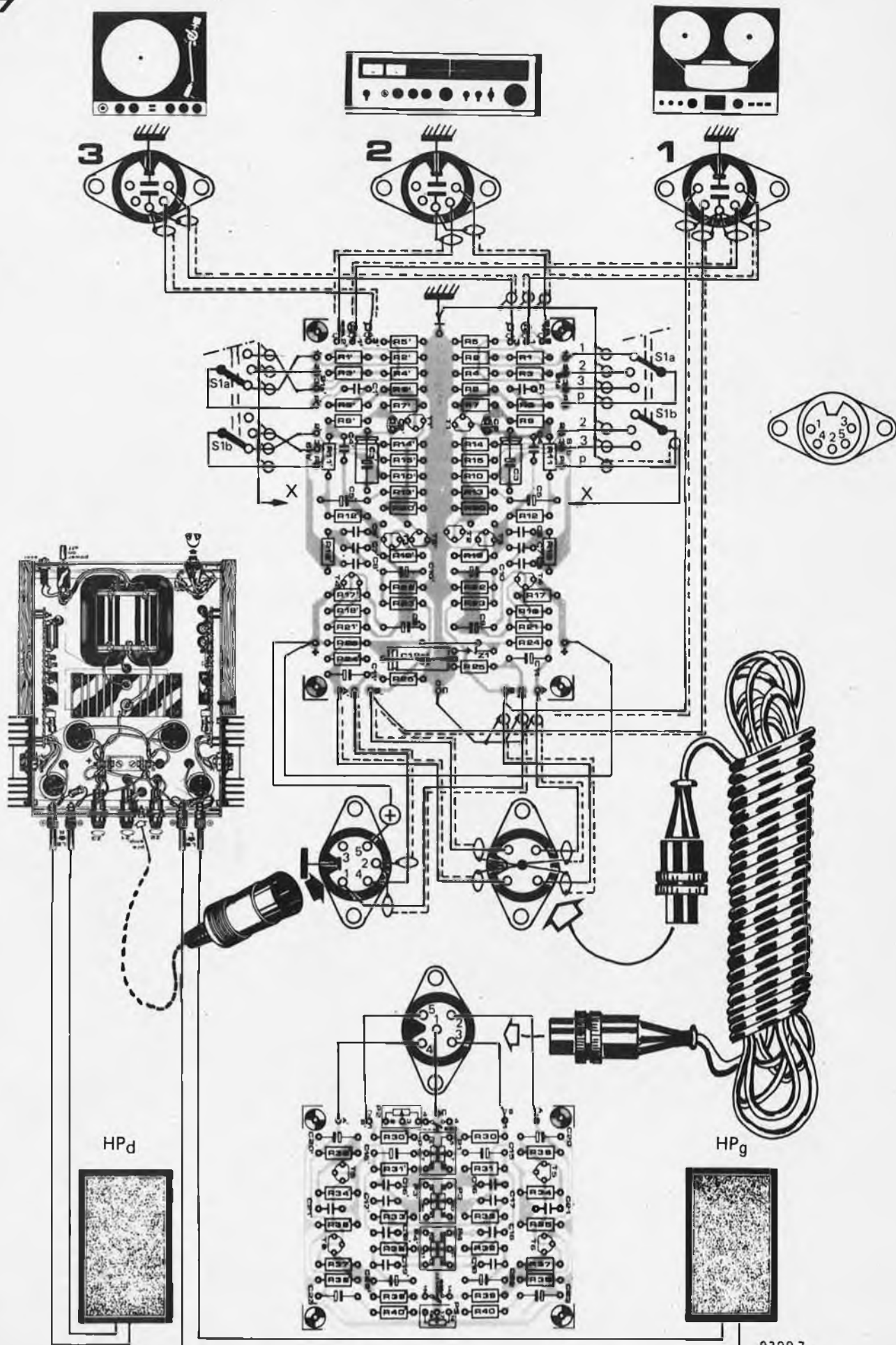
Figure 5. circuit imprimé et implantation des composants de l'amplificateur-correcteur (EPS 9399).

Figure 6. circuit permettant d'alimenter le Preco à partir de l'amplificateur de puissance.

Figure 7. plan de câblage complet, montrant comment relier les blindages des différents câbles entre eux et à la masse de l'alimentation.

Quoi qu'il en soit, le correcteur décrit ici a été conçu de manière à pouvoir tolérer un niveau HF modéré à l'entrée, ce qui permet d'utiliser du câble blindé ordinaire dans la plupart des cas. Dans l'éventualité peu probable où l'on rencontrerait des difficultés, on pourra mettre un condensateur de 4n7 en parallèle sur P1 (entre les points 5 et 6). Si l'amplificateur de puissance est affligé de la présence de HF (et si on ne peut pas le modifier en conséquence), on pourra insérer une résistance de 1 k entre la sortie du Preco et l'entrée de l'ampli qui sera munie d'un condensateur de 2n2 en parallèle.

7



l'alimentation principale, alors que la masse "de sortie" est raccordée à l'entrée de l'amplificateur de puissance. La figure 7 montre un câblage recommandé en prenant le cas le plus compliqué comme exemple (préampli, correcteur et ampli de puissance séparés).

Connexions d'entrée

Les signaux d'entrée sont appliqués au préamplificateur au moyen de câbles blindés. Les fiches DIN mâles cinq broches à 180° sont certainement les connecteurs les plus difficiles à câbler...

Le blindage des câbles doit être relié à la masse de l'alimentation à l'entrée du préamplificateur, ainsi que la partie extérieure métallique de la prise DIN et le retour du signal d'entrée.

Si les câbles reliés aux sources de signal sont de longueur appréciable, il faudra éviter autant que possible d'utiliser le blindage extérieur pour le retour du signal; les boucles de masse sont également à proscrire. En partant de la source (pas exemple, la cellule magnétique), la solution idéale serait de relier les deux points chauds et les deux retours au moyen de fils situés à l'intérieur du blindage; celui-ci étant lui-même relié à la masse de l'alimentation à une de ses extrémités (du côté préampli).

C'est dans ce cas que la câble blindé à quatre conducteurs est vraiment utile! Malheureusement, la plupart des fabricants munit ses appareils de câbles blindés à deux conducteurs, dont le blindage sert de retour commun pour les deux signaux. Peu importe d'ailleurs le type de câble employé, car la norme DIN spécifie que les broches 3 et 5 de la fiche sont destinées aux signaux gauche et droit, et que la broche 2 est réservée à la masse de l'alimentation. Cela oblige à relier le blindage et tout fil de retour supplémentaire à cette connexion. Bien sûr, si l'on ne craint pas de sortir des sentiers battus, il n'y a aucune raison de ne pas relier les deux fils de retour aux broches 1 et 4 qui sont libres.

Dans ce cas, les deux fils séparés peuvent rejoindre le circuit du préamplificateur; c'est à cet endroit qu'ils sont reliés à la masse de l'alimentation.

Pour revenir à la version "officielle": nous avons maintenant deux conducteurs et une connexion de masse sur la prise. La coquille métallique de la prise doit être également reliée à la masse. La meilleure solution consiste à la connecter au châssis (remarquez qu'elle n'est pas reliée à la broche 2!). Dans la pratique, il est recommandé de placer un condensateur d'environ 10 n entre la broche 2 et la coquille métallique, car cela permet d'éliminer certaines des interférences indésirables. Les fabricants compliquent encore la tâche à ce moment: la partie métallique est souvent reliée à la broche 2 à l'intérieur de la fiche. Il est parfois possible d'atteindre cette connexion et de la couper.

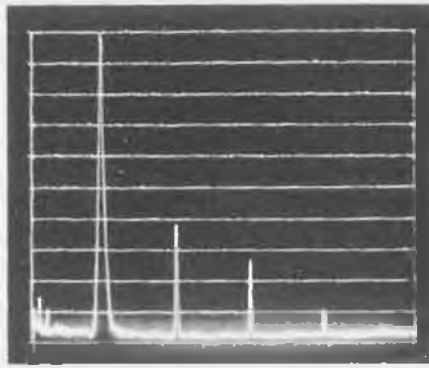


Tableau 3. Tensions aux points-test.

Point-test	Tension ($\pm 20\%$)
1	2,5 V
2	3 V
3	0,6 V
4	11,5 V
5	12 V
6	13 V
7	4,5 V
8	5 V
9	1,5 V
10	1 V
11	7,5 V

Tableau 3. Tensions mesurées aux points-test de la figure 1.

Si la fiche est moulée sur le câble, la seule solution efficace (à part l'achat d'une autre fiche) est d'isoler la coquille de la prise du châssis: elle sera reliée à la masse de l'alimentation dès que la fiche fautive sera en place. Toutes ces indications semblent peut-être un peu trop perfectionnistes, mais l'expérience montre que ces problèmes se posent plus souvent qu'on ne le pense.

Une expérience simple permet de s'en rendre compte: il arrive fréquemment qu'un préamplificateur soit muet comme une carpe tant que rien n'est connecté à l'entrée; dès qu'un câble de liaison est relié, un ronflement se fait entendre. Les raisons développées ci-dessus en sont souvent la cause; pour s'en assurer, mettez le potentiomètre de graves et d'aiguës au maximum et court-circuitez la broche 2 avec la coquille métallique de la prise d'entrée. Si le ronflement augmente, vous prendrez l'habitude d'utiliser des fiches DIN sans connexion interne entre la broche 2 et la coquille métallique...

Les connexions entre les prises d'entrée et le circuit du préamplificateur ne devraient pas poser de problèmes; les seuls écueils à éviter sont les boucles de masse.

Connexion entre le préamplificateur et le correcteur

Les problèmes en cause ont déjà été soulevés. Sur la figure 7, on s'apercevra que le seul élément nouveau est le type de connecteur.

Afin d'éliminer la possibilité d'erreurs

de raccordement, il est astucieux d'employer des modèles de prises différents pour les liaisons différentes. Les entrées étant munies de fiches DIN à 180°, on pourra employer le modèle représenté sur la figure 7.

Connexion du Preco à l'amplificateur de puissance

Comme on l'a déjà vu, il est intéressant d'alimenter le Preco au moyen de l'alimentation de l'amplificateur principal.

Pour les raisons développées ci-dessus, il vaut mieux employer du câble blindé à quatre conducteurs: deux serviront pour les signaux gauche et droit, un pour le positif de l'alimentation, et un pour la masse. Le blindage est alors relié à la masse de l'alimentation à l'une de ses extrémités.

Le connecteur recommandé pour cet usage est une fiche DIN 5 broches à 270°. Si on le désire, la broche 3 pourra servir à relier la masse de l'alimentation: un fil supplémentaire réunira alors cette broche à la connexion de la masse de l'alimentation sur le circuit du préamplificateur. Dans ce cas, la broche 2 ne sert que pour la connexion des blindages.

Magnétophone

Le meilleur endroit pour prélever le signal afin d'effectuer des enregistrements se trouve à la sortie du préamplificateur.

La figure 7 montre les deux connexions nécessaires. Il faut s'assurer que le réglage d'effet stéréo est mis hors circuit lors des enregistrements. Sinon, on pourra remplacer R23 et R23' par un strap et augmenter la valeur de R30 et R30' à 390 Ω .

Commentaires

Le tableau résume les performances du Preco. La photo 1 montre les mesures obtenues sur un analyseur de spectre (signal-test à 1 kHz, échelle verticale 10 dB/division, échelle horizontale 500 Hz/division). La tension du signal de référence (0 dB) est d'environ 775 mV. Comme on peut le voir, la distorsion est inférieure à 60 dB, ce qui correspond à moins de 0,1%. Le bruit de fond résiduel apparent est dû à l'analyseur de spectre lui-même: une mesure séparée montre que le rapport signal/bruit du Preco est supérieur à 105 dB.

A un niveau plus faible (-10 dB, soit environ 250 mV), la distorsion mesurée est de -70 dB (0,03%), et le rapport signal/bruit d'environ 100 dB. Enfin, si quelque problème survenait, le tableau 3 résume quelques tensions mesurées aux points-test repérés sur la figure 1. Ce tableau pourrait servir de comparaison, en se souvenant que des tensions effectivement mesurées différant d'environ 20% par rapport aux valeurs du tableau peuvent être considérées comme normales.

mini-phasing

Le signal est tout d'abord amplifié par T1, qui fournit le seul gain en tension du montage, les circuits de déphasage ne pouvant en apporter. La sensibilité de de l'entrée est ajustée au moyen de P1. Si celui-ci est réglé vers le maximum, de la distorsion peut apparaître (en fonction du niveau du signal d'entrée). Ceci augmente le taux d'harmoniques contenus dans le signal, et renforce l'effet de phasing. Loin d'être un inconvénient, cette possibilité supplémentaire est quelquefois recherchée par les instrumentistes.

Le signal amplifié par T1 est ensuite divisé en deux parties; l'une est envoyée directement par C8 sur P3, l'autre passant auparavant par le circuit de déphasage. Celui-ci comprend les deux transistors T2 et T3, munis des mêmes valeurs de résistances de collecteur et d'émetteur. On pourra donc recueillir à l'émetteur et au collecteur des signaux de même amplitude, mais en opposition de phase. On pourra modifier le déphasage du signal présent aux points C4 - P2a et C6 - P2b en agissant sur le potentiomètre double P2. Chaque étage introduit un déphasage de quelques degrés à presque 180°, soit au maximum 360° au total. T4 est monté en émetteur-suiveur, offrant ainsi une haute impédance à la sortie du second réseau de déphasage, et délivrant un signal de sortie à basse impédance. Le signal est acheminé par C7 de l'émetteur de T4 à une extrémité de P3, l'autre extrémité

Ce montage permet d'obtenir des effets de phasing intéressants malgré sa simplicité; sa construction ne nécessite que peu de composants bon marché. La sensibilité du préamplificateur permet de l'utiliser avec un grand nombre de sources, que ce soit une guitare, un micro, un orgue électronique ou un synthétiseur.

R. Otterwell

étant reliée au signal initial (non déphasé). P3 agit comme un réglage de 'balance' entre ces deux signaux, la position du curseur déterminant leurs proportions relatives. Il est possible de régler P3 de façon à ce que l'un des signaux annule l'autre pour un déphasage de 180°.

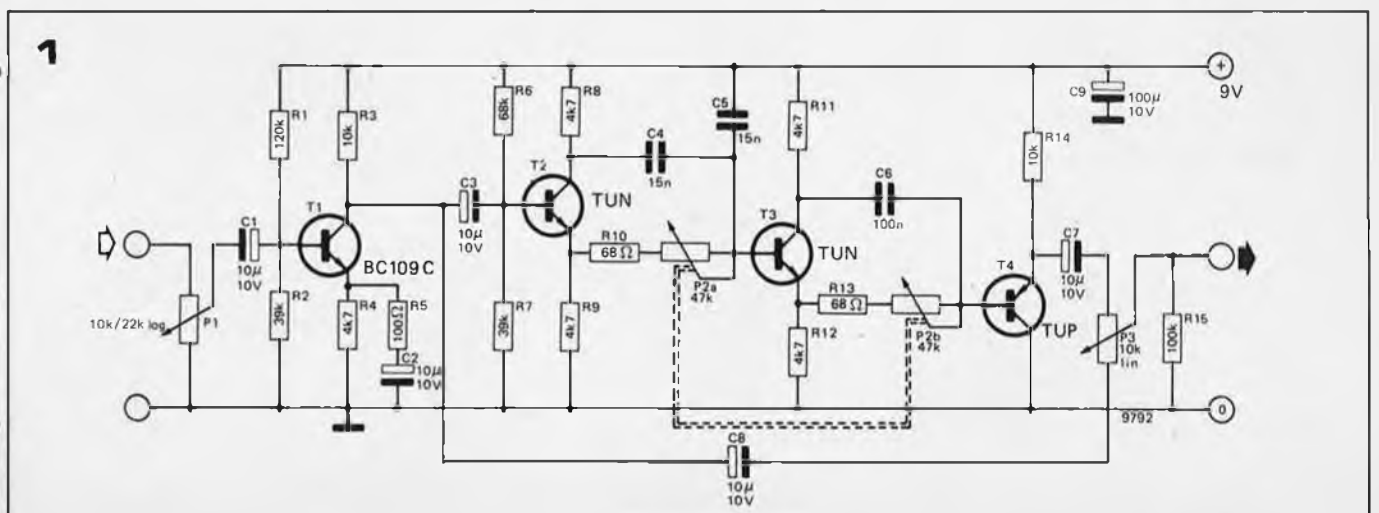
Montage

Si l'appareil est destiné à être utilisé avec un instrument portable comme une guitare ou un petit synthétiseur, on pourra le monter dans un petit coffret muni d'une pédale agissant sur P2. Si on doit l'utiliser avec un instrument plus encombrant (par exemple un orgue), il pourra y être incorporé.

L'intensité consommée par le mini-phasing est de l'ordre de quelques milliampères; l'alimentation pourra donc être assurée par une pile miniature de 9v. Au cas où le circuit est incorporé à un orgue par exemple, il sera possible de prélever ce faible courant sur l'une des tensions d'alimentation de l'instrument.



Figure 1. Schéma électrique du circuit du 'mini-phasing'.



récepteur BLU

Méthodes de modulation

Que ce soit la télévision, le téléphone, ou bien encore deux boîtes de conserve reliées par une ficelle tendue, tout procédé de transmission a pour but de faire parvenir une information de la manière la plus efficace possible. Si on utilise comme support une onde électromagnétique, l'information doit être contenue dans un changement, ou bien une suite de changements de l'un des paramètres caractérisant cette onde. Cela revient à dire que l'information doit moduler d'une façon ou d'une autre l'onde porteuse. A la réception la porteuse est démodulée pour récupérer l'information.

Deux paramètres des ondes électromagnétiques sont susceptibles d'être modifiés: l'amplitude et la fréquence. On distingue donc deux types fondamentaux de modulation:

- la modulation d'amplitude
 - la modulation de fréquence
- C'est la modulation d'amplitude qui possède le plus grand nombre de variantes, ce sont:

- a. Double bande latérale avec porteuse (modulation d'amplitude normale)
- b. Double bande latérale avec porteuse supprimée
- c. Bande latérale unique avec porteuse supprimée (BLU)
- d. Modulation de position de la porteuse

Il existe seulement deux types de modulation de fréquence, respectivement:

- a) la modulation de fréquence
- b) la modulation de phase.

Modulation d'amplitude

Les émetteurs de radiodiffusion petites ondes et grandes ondes utilisent généralement la modulation d'amplitude normale; ils sont très peu efficaces et gaspillent beaucoup l'énergie de la porteuse. L'information (en l'occurrence le signal BF) module l'amplitude de la porteuse suivant ses propres variations. Ainsi, à des pointes de signal BF correspondent des minima d'amplitude de la porteuse, et inversement. L'"enveloppe" de la porteuse modulée a donc le même

aspect que le signal BF. La profondeur de modulation peut être exprimée par un indice, qui est:

$$m = \frac{A_0 - A_{\min}}{A_0}, \text{ ou } A_0 \text{ est l'amplitude de la porteuse pure (non modulée), et } A_{\min} \text{ l'amplitude minimum de la porteuse. Elle peut également être caractérisée par le pourcentage de modulation, qui est égal à } 100 \text{ fois l'indice de modulation. Ainsi, une modulation à } 100\% \text{ est obtenue lorsque l'amplitude de la porteuse est nulle pour les pointes du signal BF. Cette méthode de modulation est très peu efficace, ceci pour plusieurs raisons. On peut démontrer mathématiquement qu'un signal modulé en amplitude se compose de la porteuse et de deux bandes latérales. Ces deux bandes latérales occupent une bande de fréquence égale à la largeur de bande du signal BF de chaque côté de la porteuse (bande latérale supérieure et inférieure). L'information BF est contenue dans chacune de ces bandes latérales, alors que la porteuse n'en transmet aucune. De plus, } 50\% \text{ de l'énergie émise se trouve dans la porteuse, et } 25\% \text{ dans chacune des bandes latérales, même à } 100\% \text{ de modulation. Cela revient à dire que } 75\% \text{ de l'énergie rayonnée par l'émetteur est perdue (à condition qu'une seule bande latérale soit nécessaire comme support à l'information BF). L'encombrement de fréquence est également le double du strict minimum nécessaire pour transmettre l'information. Le pourcentage de modulation des émetteurs de radiodiffusion excédant rarement quelques } \%, \text{ plus de } 90\% \text{ de la puissance de l'émetteur est rayonnée en porteuse inutile. Dans ces conditions, pourquoi utilise-t-on autant la modulation d'amplitude? C'est surtout parce qu'elle est une méthode ancienne, et qu'un parc important et coûteux de matériel d'émission et de réception existe déjà. L'utilisation d'un autre procédé entraînerait la mise au rebut de tous les récepteurs et de beaucoup d'émetteurs! La seconde raison est liée à la simpli-}$$

La modulation à bande latérale unique (BLU) n'est pratiquement utilisée que pour les bandes amateur des 20, 40 et 80 mètres. L'étendue des fréquences permet de concevoir un récepteur d'amateur simple utilisant un seul démodulateur (pour les signaux BLU). Deux bobinages seulement sont nécessaires pour recevoir les trois bandes ci-dessus, ce qui n'empêche pas le récepteur de posséder parmi d'autres caractéristiques intéressantes une sensibilité de $0,5 \mu V$. Pour comprendre la 'philosophie' du récepteur décrit dans cet article, il est nécessaire de bien connaître les méthodes de modulation usuelles.

aspect que le signal BF. La profondeur de modulation peut être exprimée par un indice, qui est:

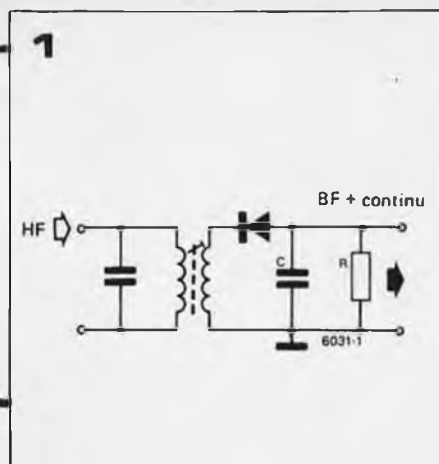
$$m = \frac{A_0 - A_{\min}}{A_0}, \text{ ou } A_0 \text{ est l'amplitude}$$

de la porteuse pure (non modulée), et A_{\min} l'amplitude minimum de la porteuse. Elle peut également être caractérisée par le pourcentage de modulation, qui est égal à 100 fois l'indice de modulation. Ainsi, une modulation à 100% est obtenue lorsque l'amplitude de la porteuse est nulle pour les pointes du signal BF. Cette méthode de modulation est très peu efficace, ceci pour plusieurs raisons. On peut démontrer mathématiquement qu'un signal modulé en amplitude se compose de la porteuse et de deux bandes latérales. Ces deux bandes latérales occupent une bande de fréquence égale à la largeur de bande du signal BF de chaque côté de la porteuse (bande latérale supérieure et inférieure). L'information BF est contenue dans chacune de ces bandes latérales, alors que la porteuse n'en transmet aucune. De plus, 50% de l'énergie émise se trouve dans la porteuse, et 25% dans chacune des bandes latérales, même à 100% de modulation. Cela revient à dire que 75% de l'énergie rayonnée par l'émetteur est perdue (à condition qu'une seule bande latérale soit nécessaire comme support à l'information BF). L'encombrement de fréquence est également le double du strict minimum nécessaire pour transmettre l'information.

Le pourcentage de modulation des émetteurs de radiodiffusion excédant rarement quelques %, plus de 90 % de la puissance de l'émetteur est rayonnée en porteuse inutile.

Dans ces conditions, pourquoi utilise-t-on autant la modulation d'amplitude? C'est surtout parce qu'elle est une méthode ancienne, et qu'un parc important et coûteux de matériel d'émission et de réception existe déjà. L'utilisation d'un autre procédé entraînerait la mise au rebut de tous les récepteurs et de beaucoup d'émetteurs!

La seconde raison est liée à la simpli-



cité de la réception. En effet, il suffit de redresser une alternance du signal modulé en amplitude pour le détecter (le démoduler). Le signal BF est alors superposé au signal HF; il suffit ensuite de lui faire traverser un circuit passe-bas pour éliminer la composante HF, et l'on obtient le signal BF auquel s'ajoute une tension continue. La figure 1 montre le circuit utilisé.

BLU

En supprimant la porteuse indésirable à l'émission, la modulation est beaucoup plus efficace. Une autre amélioration est apportée en supprimant l'une des bandes latérales (en plus d'une diminution de moitié de l'encombrement de fréquence). En effet, chaque bande latérale contenant tout le signal BF, l'une des deux fait double usage. Les émetteurs BLU utilisent donc un procédé de modulation des plus efficaces. Celui-ci présente toutefois des inconvénients qui apparaissent lors de la réception.

Démodulation BLU

Comme on l'a vu précédemment, la démodulation d'un signal modulé en amplitude est facile, l'enveloppe de la porteuse étant le signal BF lui-même. Cependant, si l'on regarde à l'oscilloscope une forme d'onde BLU, on verra que l'absence de porteuse ne facilite pas les choses. La présence de la porteuse étant indispensable lors de la démodulation, il est nécessaire de la reconstituer à l'intérieur du récepteur.

Beaucoup d'émetteurs BLU du commerce rayonnent la porteuse à un niveau très réduit au lieu de la supprimer totalement. (Procédé dit à 'porteuse résiduelle'). Cela permet d'utiliser un démodulateur analogue à celui de la figure 2: une boucle à asservissement de phase (PLL) est verrouillée sur le signal de la porteuse résiduelle. A la sortie de la VCO de la boucle PLL, on retrouve la fréquence de la porteuse, mais portée à un niveau plus élevé. Cela permet d'appliquer le signal BLU et la porteuse reconstituée à un détecteur de produit. Le signal BLU est tout d'abord traité par un

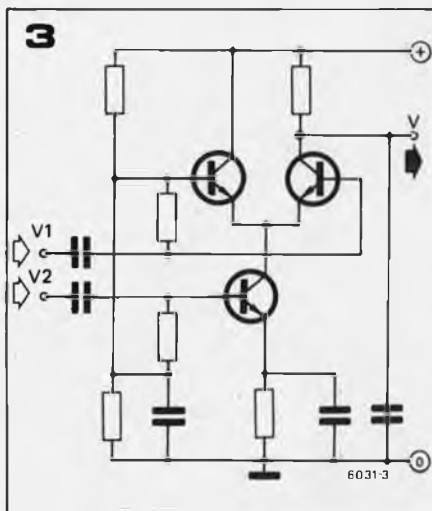
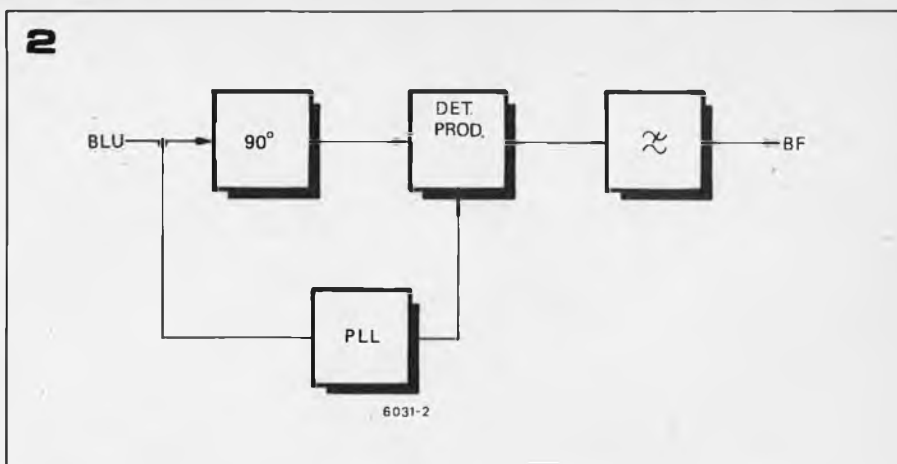


Figure 1. Circuit de détection d'un signal modulé en amplitude (AM).

Figure 2. Une porteuse résiduelle BLU peut être démodulée en la reconstituant au moyen d'une boucle PLL et en l'appliquant ensuite avec le signal BLU à un détecteur de produit.

Figure 3. Détecteur de produits asymétrique. Il multiplie les deux signaux BLU et porteuse reconstituée, la différence obtenue en sortie est le signal de modulation: c'est donc un démodulateur utilisable.

filtre déphaseur à 90° afin d'annuler le déphasage de 90° par rapport à la porteuse résiduelle existant à la sortie VCO de la boucle PLL.

A la sortie du détecteur de produit, on retrouve la somme et la différence des composantes des deux fréquences appliquées à l'entrée. La somme occupe une bande de fréquence allant de 2 fois la fréquence porteuse ajoutée à la fréquence BF minimale, à 2 fois la fréquence porteuse plus la fréquence BF maximale. La différence est obtenue soit par la soustraction de la porteuse reconstituée du signal BLU si la bande latérale supérieure est utilisée, soit par soustraction du signal BLU de la porteuse si l'autre bande latérale est émise. Dans chacun des cas, on obtient en sortie le signal BF initial. La sortie du détecteur est enfin appliquée à un filtre passe-bas afin d'éliminer les composantes HF du signal.

Un mélangeur symétrique tel que le circuit intégré SO 42P de Siemens peut être avantageusement utilisé comme détecteur de produit. Il procure une bonne réjection des signaux d'entrée (BLU et porteuse reconstituée), ce qui n'est pas le cas de détecteurs de produit plus simples. On peut employer également un mélangeur asymétrique semblable à celui de la figure 3, qui présente une bonne réjection de la modulation d'amplitude.

Tout cela ne constitue toutefois qu'une légère digression, la plupart des émetteurs 'amateur' n'employant pas le procédé de la porteuse résiduelle. La suppression de la porteuse est alors si efficace que cette méthode de réception est inapplicable. On peut naturellement utiliser un détecteur de produit pour la démodulation, mais il doit alors recevoir une porteuse artificielle délivrée par un oscillateur stable propre au récepteur.

Le schéma synoptique d'un tel récepteur est décrit à la figure 4. Le signal reçu est mélangé après amplification HF avec le signal issu de l'oscillateur local, selon le principe bien connu du superhétérodyne.

La sortie FI peut alors être appliquée au détecteur de produit avec la porteuse artificielle générée par l'oscillateur de

battement (ou BFO, de Beat Frequency Oscillator). Le signal BF est ensuite disponible après filtrage passe-bas.

Amplification directe

Le terme amplification directe lorsqu'il est appliqué à un récepteur signifie que le signal HF est immédiatement détecté sans passage par une fréquence intermédiaire. La simplicité de cette méthode est l'une des raisons principales pour lesquelles elle a été retenue lors de la conception de ce récepteur. Celui-ci a été réalisé en tenant compte des impératifs suivants:

1. Le récepteur doit être utilisable aussi bien en mobile qu'en station fixe.
2. Ses performances doivent être comparables en tout points à celles des réalisations commerciales moyennes, et susceptibles d'être éventuellement améliorées par la suite.
3. Pour que sa réalisation tente le maximum de lecteurs (débutants compris), sa construction et son utilisation doivent être aussi simples que possible.

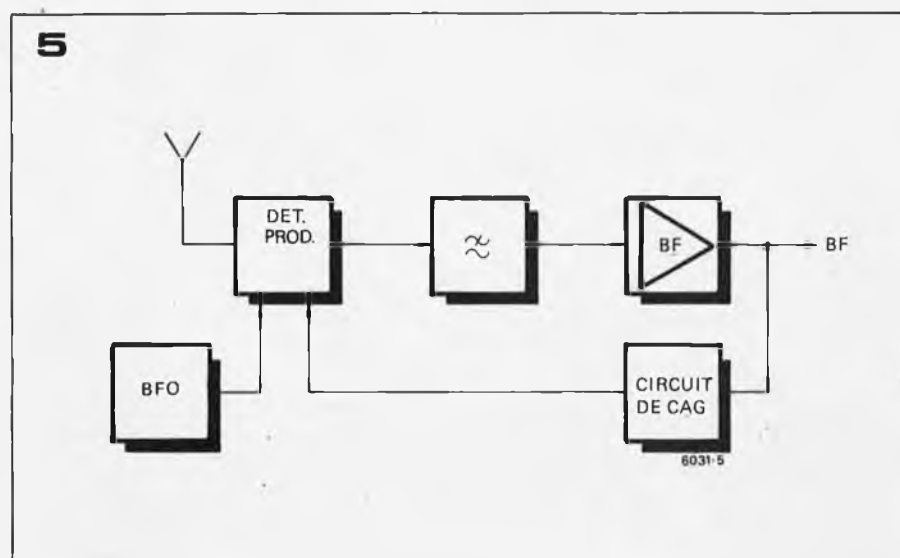
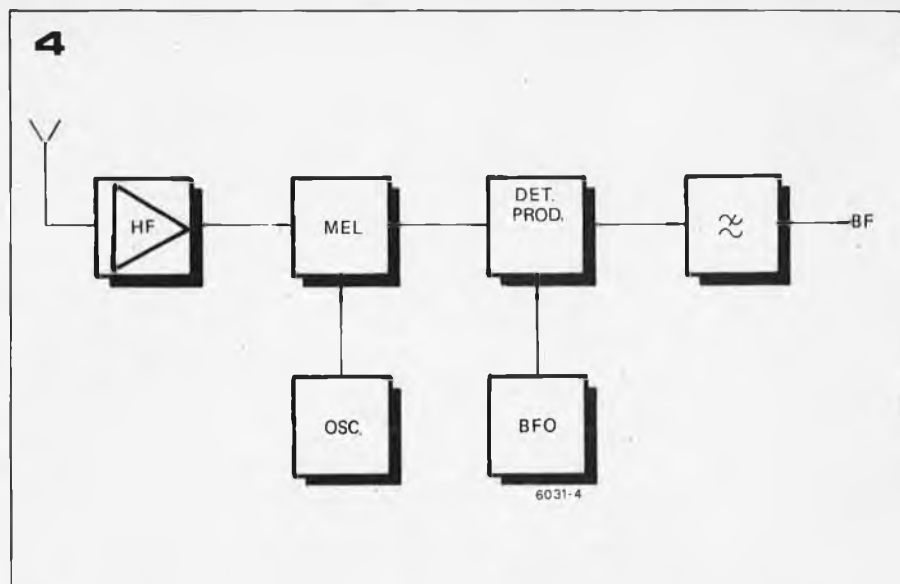
Schéma synoptique du récepteur

Il est donné à la figure 5. Sa simplicité saute aux yeux: le signal HF est appliqué directement au détecteur de produit, simultanément avec le signal du BFO. La sortie du détecteur de produit est suivie d'un filtre passe-bas, puis par un étage amplificateur BF. Le signal de CAG (commande automatique de gain) est réinjecté pour stabiliser le signal HF appliqué au détecteur de produit. Ainsi, le signal d'entrée est régulé avant amplification, ce qui procure une CAG très efficace. De plus, les étages d'entrée du récepteur sont protégés contre les tensions HF excessives.

Circuit électrique

Le schéma du circuit est divisé en deux parties. La figure 6a montre le détecteur de produit et le BFO, et la figure 6b le filtre passe-bas, l'ampli BF et le circuit de CAG. L'accord se fait au moyen des diodes varicap D12 et D13, alors que la bande reçue est déterminée par L1, L2 et la résistance R33. La plage de tension d'accord peut être modifiée en faisant varier la valeur de cette résistance; les valeurs correspondant aux bandes de 20, 40 et 80 mètres sont données à la figure 6a. Les caractéristiques des bobinages seront décrits dans la partie réalisation. Muni de ces bobinages et de la valeur spécifiée de R33, le prototype du récepteur réalisée reçoit les fréquences suivantes:

Bande des 20 mètres: 14,00 à 14,35 MHz
 Bande des 40 mètres: 7,00 à 7,10 MHz
 Bande des 80 mètres: 3,50 à 3,80 MHz
 Le signal capté par l'antenne arrive dans L1A via C1. L'étage est accordé



par L1B, la varicap D12 et le condensateur ajustable C30. Le signal passe alors via C2 et C3 sur la base de T1, qui constitue avec T2 et T3 le détecteur de produit. BFO est équipé de T6, il est accordé par L2 et la varicap D13. La tension appliquée aux varicaps est fournie par T12, monté en générateur de courant constant stabilisé en température. Le courant constant issu du collecteur de T12 est appliqué aux diodes D8 et D9 qui stabilisent la tension aux alentours de 9 V. La position de P1 détermine la fraction de la tension stabilisée appliquée simultanément à D12 et D13. Lors de la recherche d'une station, la fréquence du BFO suit donc celle sur laquelle est réglé le récepteur. On peut éventuellement ajouter un potentiomètre d'environ 10 K en série avec P1 si l'on désire un réglage fin de l'accord. Le circuit BFO possède intrinsèquement une bonne stabilité et une faible dérive en température. Cependant, il est indispensable de l'alimenter à partir d'une alimentation stabilisée afin d'éviter des glissements de fréquence excessifs.

Le signal BFO est appliqué à l'émetteur de T3 via C5. L'injection du

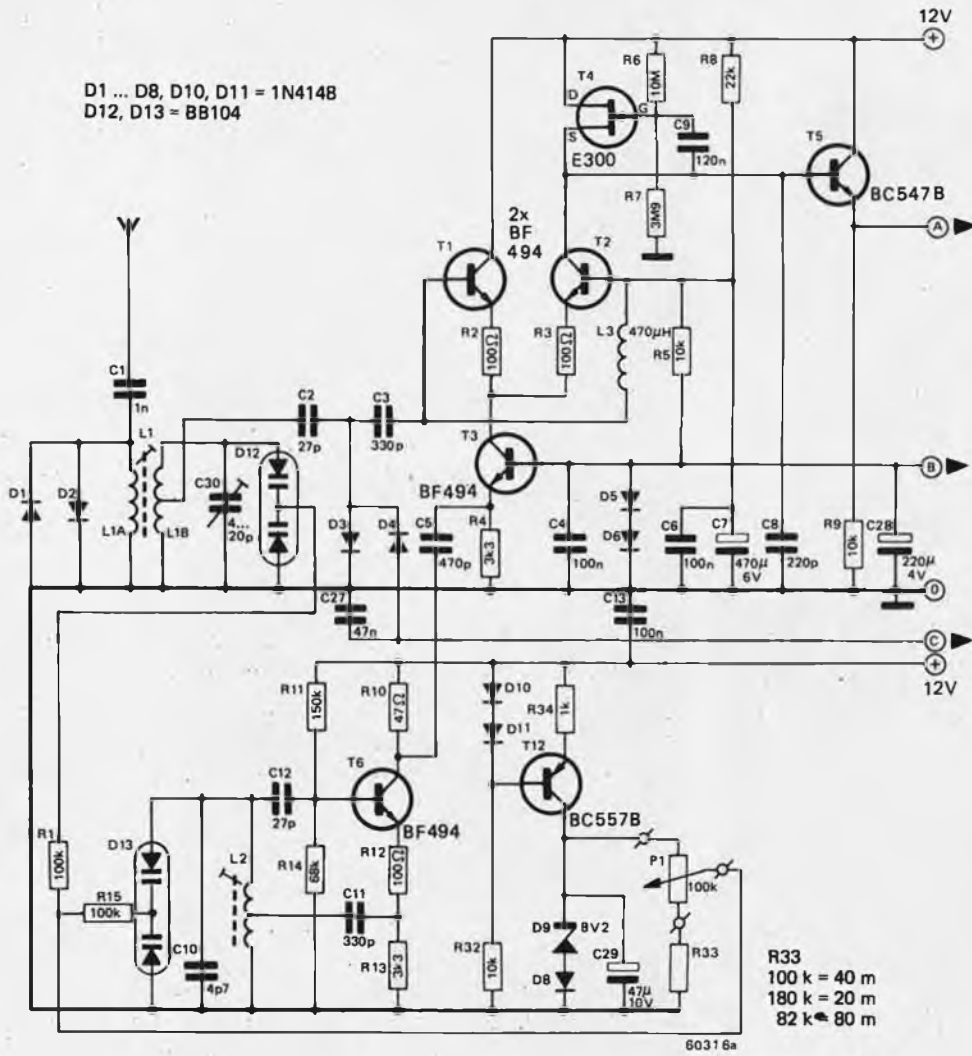
Figure 4. Lorsque la porteuse est totalement supprimée, elle doit être recréée par un oscillateur stable interne au récepteur (BFO). Le récepteur superhétérodyne décrit ici en fait usage.

Figure 5. Plutôt que de convertir la HF en une fréquence intermédiaire avant démodulation, le récepteur à amplification directe démodule directement le signal HF d'entrée.

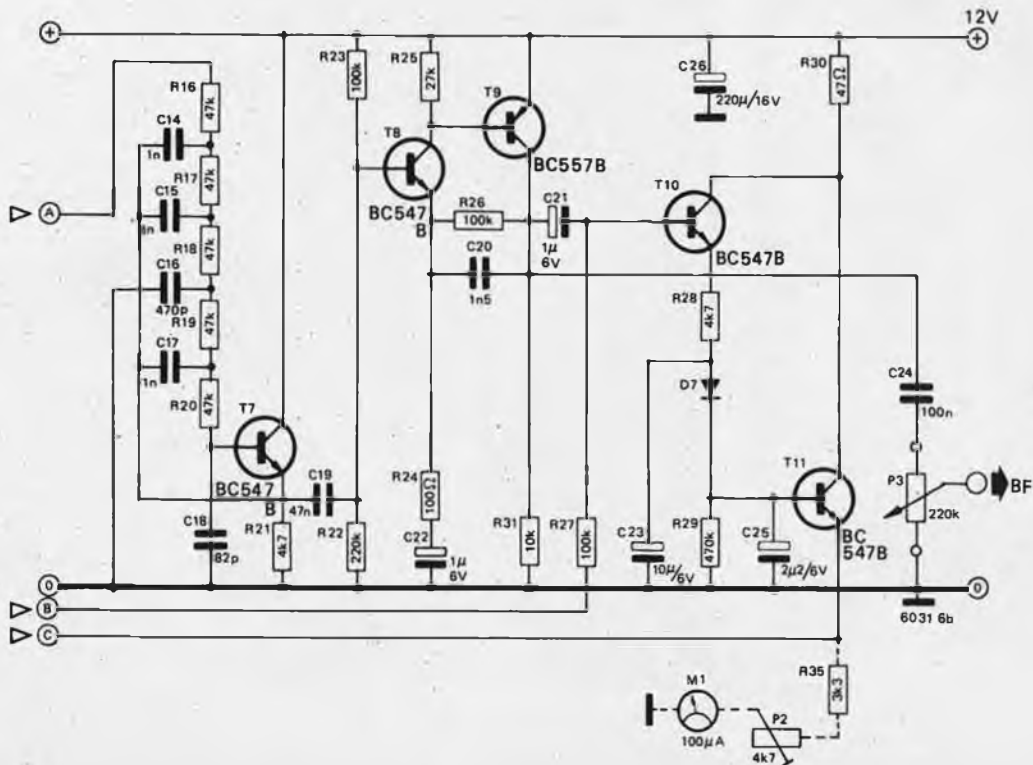
Figure 6a. Etage d'entrée BFO et détecteur de produit du récepteur.

Figure 6b. Filtre, étages BF et circuit de CAG du récepteur.

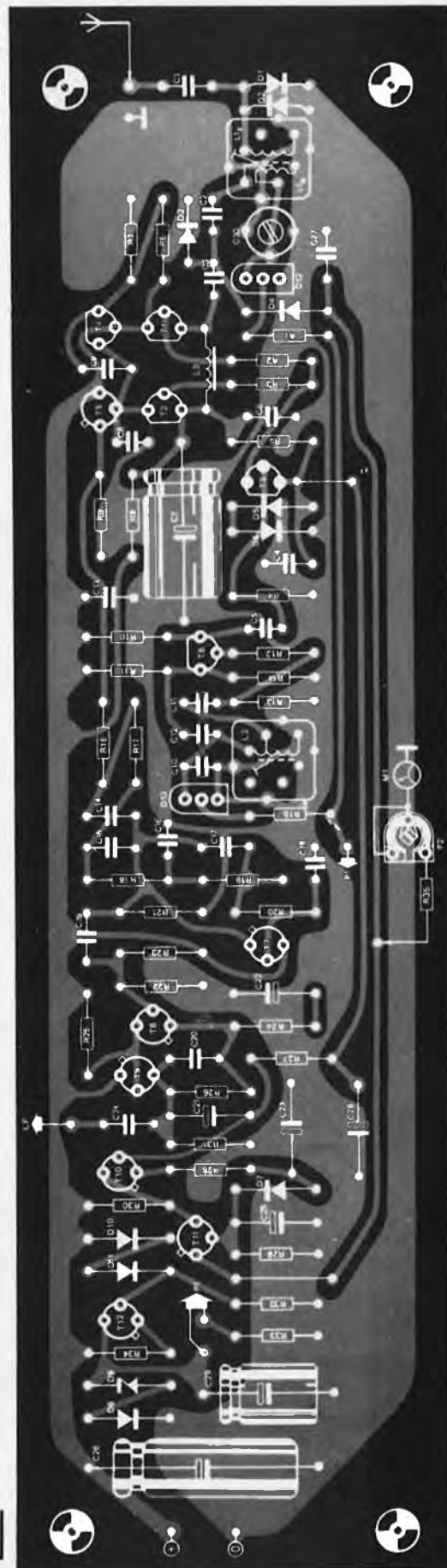
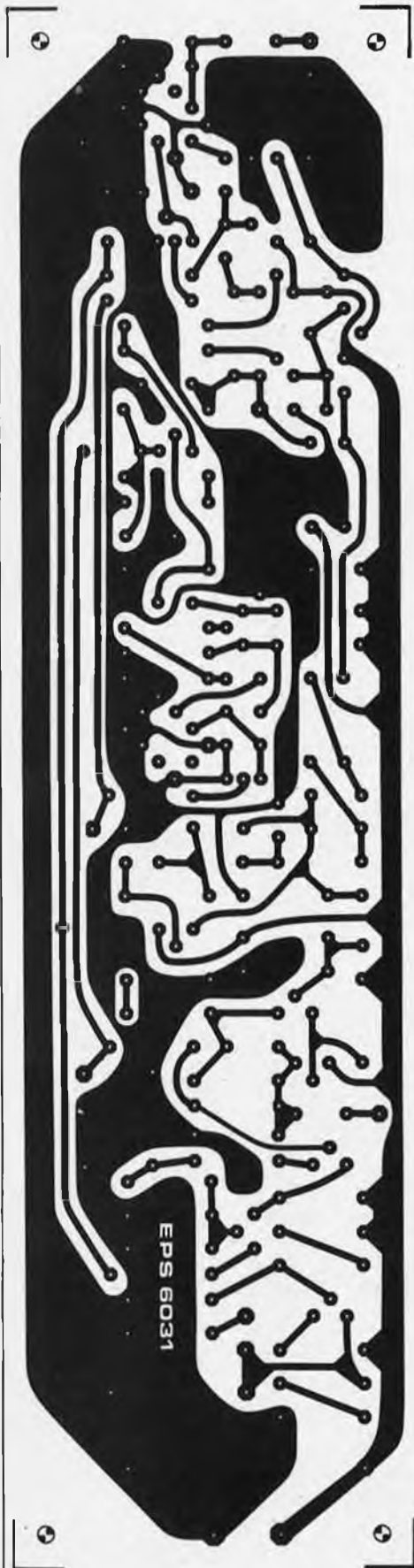
6a



6b



7



Listes des composants des figures 6 et 8

Résistances:

R1, R15, R23, R26,
R27 = 100 k
R2, R3, R12, R24 = 100 Ω
R4, R13, R35 = 3k3
R5, R9, R31, R32 = 10 k
R6 = 10 M
R7 = 3M9
R8 = 22 k
R10, R30 = 47 Ω
R11 = 150 k
R14 = 68 k
R16, R17, R18, R19,
R20 = 47 k
R21, R28 = 4k7
R22 = 220 k
R25 = 27 k
R29 = 470 k
R33 = voir figure 6
R34 = 1 k
P1 = potentiomètre 100 k lin
multitours
P2 = 4k7 ajustable
P3 = potentiomètre 220 k log

Condensateurs:

C1, C14, C15, C17 = 1 n
C2, C12 = 27 p
C3, C11 = 330 p
C4, C6, C13, C24 = 100 n
C5, C16 = 470 p
C8 = 220 p
C9 = 120 n
C10 = 4p7
C18 = 82 p
C19, C27 = 47 n
C20 = 1n5
C7 = 470 μ /6 V
C21, C22 = 1 μ /6 V
C23 = 10 μ /6 V
C25 = 2 μ 2/6 V
C26 = 220 μ /16 V
C28 = 220 μ /4 V
C29 = 47 μ /10 V
C30 = 4-20 p ajustable

Semi-conducteurs:

T1, T2, T3, T6 = BF 494
T4 = E 300
T5, T7, T8, T10,
T11 = BC 547B ou équivalent
T9, T12 = BC 557B ou
équivalent
D1... D8, D10,
D11 = 1N4148
D9 = Diode Zener 8,2 V
D12, D13 = BB 104

Divers:

L1, L2 = mandrin blindé Kaschke
avec noyau ferrite, se composant
de:
1. Plaque support GP 12/12-360
2. Mandrin KH 3,5/12-357 I-III
3. Blindage AP 12/12/14-361
4. Noyau G 3,5/0,5/K3/70/10 (rose)
5. Capot ferrite K 10,4/8,5C/K3/
70/10 (rose)
Détails de fabrication du
bobinage = voir le texte
M1 = galvanomètre 100 μ A.

signal à cet endroit permet d'éviter toute réaction affectant la stabilité du BFO. La polarisation des bases de T2 et T3 est assurée par R8, la self L3 empêchant tout signal HF de parvenir à la base de T2. Le TEC T4 situé dans le collecteur de T2 constitue une charge à courant constant, donnant une forte impédance collecteur et permettant un gain de conversion élevé au détecteur de produit.

Cette impédance collecteur élevée empêche l'utilisation immédiate d'un filtre passe-bas; l'émetteur-suiveur T5 est intercalé afin d'abaisser l'impédance de sortie. Le signal BF disponible à l'émetteur de T5 (point A) contient encore des résidus HF variés qui doivent être éliminés; d'autre part une bande passante de 300-3000 Hz est optimale pour l'intelligibilité de la parole, le filtre devra donc être déterminé en fonction de ces impératifs. Le filtrage s'effectue en deux étapes. Tout d'abord le filtre actif passe-bas construit autour de T7 coupe toutes les composantes du signal de fréquence supérieure à 3 kHz. T8 et T9 procurent alors un gain de 60 dB; la présence de C22 (dont l'impédance croît à partir de fréquences peu élevées) dans le circuit d'émetteur de T8 provoque une chute du gain pour les fréquences inférieures à 300 Hz. Un filtre plus compliqué n'a pas semblé indispensable, car le filtrage des fréquences inférieures à 300 Hz est moins important que l'élimination des composantes HF (et du bruit!) supérieures à 3 kHz. C'est ce qui explique sa simplicité en comparaison avec le filtre passe-bas.

Le signal BF est prélevé sur le collecteur de T9 via C24, puis appliqué au potentiomètre de puissance P3. La sortie est également reliée par C21 au circuit de CAG composé de T10 et T11. Le signal BF recueilli à l'émetteur de T10 est redressé par D7 et filtré pas C25, une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal BF apparaît ainsi à la base de T11. Lorsque cette tension atteint environ 1,5 V T11 polarise les diodes D4 et D3, cette dernière dérivant alors à la masse une partie du signal HF. Bien que la chute de tension maximale des diodes silicium soit dans le sens passant d'environ 0,7 V, elles commencent à conduire pour 0,3 à 0,4 Volts. Dans cette plage de tension la résistance dans le sens passant est élevée, mais diminue avec l'augmentation de la tension appliqué à la diode. C'est cette particularité que l'on met à profit pour le circuit de CAG. Pour des niveaux HF réduits, le niveau BF est faible et la tension à l'émetteur de T11 est basse: les diodes ne conduisent pas.

Si le niveau HF à l'entrée augmente, la tension appliquée aux diodes croît et leur résistance diminue. La diode D3 constitue alors avec C2 un diviseur de tension qui diminue le signal HF fourni

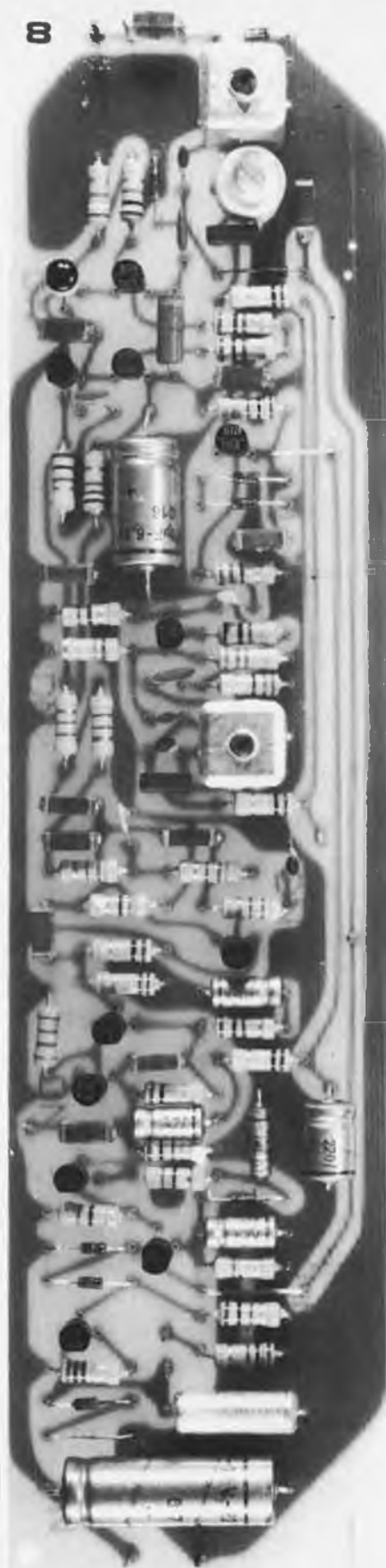


Figure 7. Câblage du circuit imprimé du récepteur (EPS 6031).

Figure 8. Aspect de la platine câblée.

à C3.

La constante de temps du circuit de CAG (R28, R29 et C23) évite que le signal de commande suive le signal BF trop rapidement, ce qui entraînerait un écrêtage amenant de la distorsion. Autrement dit, le temps de réponse ne permet à la CAG de n'agir que sur le niveau moyen du signal, à la façon d'un compresseur dynamique.

Réalisation

Le circuit imprimé est décrit à la figure 7, et le schéma de câblage à la figure 8. La disposition des composants doit être respectée pour éviter tout problème d'instabilité entre autres. Les bobinages sont réalisés avec du fil de 0,3 mm de diamètre sur des mandrins à noyau ferrite montés dans un blindage (voir liste des composants). Pour la réception des bandes des 20 et 40 mètres, L1A comporte 4 spires, L1B et L2 40 spires avec prise médiane. Pour la bande des 80 mètres, L1A comport 8 spires, L1B et L2 80 spires également avec prise médiane.

Afin d'obtenir la plage de tension d'accord souhaitée, R33 devra avoir les valeurs indiquées sur le schéma. L3 est simplement une inductance fixe de 470 μ H; le type TOKO 187LY-471 convient parfaitement.

La réalisation n'appelle pas d'autre commentaire, si ce n'est qu'un S-mètre (indicateur de l'intensité du signal reçu) peut être ajouté comme représenté en pointillé sur la figure 4b. Un galvanomètre de 100 μ A fera parfaitement l'affaire.

Alignement

Pour que le récepteur fonctionne parfaitement, la fréquence du BFO doit être la plus voisine possible de celle de la porteuse supprimée, sinon la fréquence du signal BF sera décalée. Le signal BF n'étant autre que la différence entre les deux signaux appliqués au détecteur de produit, le décalage entre les fréquences du BFO et de la porteuse se retrouvera dans la même proportion dans le signal BF obtenu à la sortie. Si un décalage de 100 Hz à 14 MHz ne représente que 0,0007% en valeur relative, l'effet d'un écart de 100 Hz sur le timbre de la voix a des conséquences plutôt comiques. En effet, on a l'impression soit d'entendre une basse-taille, soit un fausset suivant les sens du décalage. Heureusement, l'alignement du récepteur est très simple:

1. Choisir l'heure propice:
 - pour les 80 m: du coucher au lever du soleil
 - pour les 20 et 40 m: de 9 à 17 heures GMT
2. Visser les noyaux de L1 et L2 de façon à ne laisser dépasser qu'un quart de leur longueur; mettre C30 en position moyenne.
3. Relier le récepteur à une antenne d'au moins 5 mètres de longueur,

- puis mettre sous tension.
4. Accorder le récepteur sur une émission, puis régler le noyau de L1 à la puissance maximale du signal.
 5. Parcourir la gamme de fréquences en cherchant les émissions d'amateur. S'il est impossible d'en entendre, L1 et L2 doivent être réalignés. Le noyau de L2 doit être vissé lentement jusqu'à réception d'un émetteur-amateur; tous les deux ou trois tours pour L2, L1 devra être réajusté pour obtenir le signal le plus fort possible. Lorsque la bande amateur est trouvée, L2 devra être réglé pour que la gamme reçue couvre bien toute l'étendue de la bande amateur.
 6. Accorder le récepteur sur une émission à l'extrémité de la bande correspondant à la fréquence la plus élevée, puis régler C30 jusqu'à l'obtention du signal maximum.
 7. Accorder sur une émission à l'autre extrémité de la bande, puis ajuster L1 au signal maximum.
 8. Reprendre les points 6 et 7 jusqu'au meilleur résultat.

Remarque: il est judicieux de se baser sur les indications du S-mètres, car la CAG rend difficile le réglage 'à l'oreille'. La déviation maximale du galvanomètre sera ajustée avec P2 après accord sur un émetteur voisin.

Mesures et résultats

Bien qu'en termes de sélectivité le récepteur à amplification directe donne de moins bons résultats que celui qui est décrit à la figure 4, son rapport qualité-prix (dû à sa plus grande simplicité) est plus qu'acceptable. De plus, le fait que la CAG commande directement l'entrée HF autorise des niveaux de signal incident extrêmement élevés sans qu'il y ait saturation. La sensibilité du montage est très

bonne, l'utilisation du schéma de la figure 4 n'apporterait aucune amélioration significative. Pour les bandes des 20 et 80 mètres, la sensibilité pour un rapport signal/bruit de 10 dB est d'environ 0,4 µV. Elle est de l'ordre de 0,5 µV pour les 40 mètres. La réjection AM est également excellente. On obtient le même niveau BF en sortie pour 0,5 µV en BLU et 1,6 mV en modulation d'amplitude, ce qui représente une réjection AM de 70 dB.

Les mesures ci-après donnent une idée de l'action de la CAG

Signal HF d'entrée	Tension BF de sortie
0,5 µV	70 mV
5 µV	500 mV
50 µV	1 V

Un changement de 40 dB à l'entrée ne s'accompagne que d'une variation de 23 dB en sortie. L'intensité consommée par le récepteur est très faible: avec un signal d'entrée de 150 µV, la consommation est de 6 mA,

et même avec un niveau HF de plusieurs volts (ce qui peut arriver au voisinage immédiat d'un émetteur de forte puissance) la consommation est inférieure à 10 mA.

Malgré la bonne réjection AM du récepteur, la proximité d'émetteurs PO (petites ondes) puissants peut occasionner des difficultés. Dans ce cas, l'insertion dans le circuit d'antenne du filtre représenté à la figure 9 peut améliorer la réception. Le circuit bouchon sera équipé d'un ferrite de 10 mm de diamètre sur 100 mm de long, sur lequel on aura bobiné environ 60 spires de fil émaillé de 0,2 mm de diamètre. La réception de l'émetteur PO gênant peut alors être supprimée en réglant le condensateur variable C (10-450 pF ou 10-360 pF).

Amélioration du récepteur

La ressemblance entre le récepteur à amplification directe de la figure 5 et le récepteur superhétérodyne à simple changement de fréquence de la figure 4 est évidente.

Il y a donc possibilité de transformer le récepteur décrit en superhétérodyne en ajoutant un oscillateur-mélangeur local pour convertir le signal HF en une fréquence intermédiaire, par exemple 455 kHz. Le filtrage et l'amplification F1 pourront être effectués avant passage du signal dans le détecteur de produit du récepteur BLU existant. On pourra faire précéder le mélangeur par un étage amplificateur HF. Le BFO et les étages d'entrée du récepteur existant seront réglés à une fréquence fixe (455 kHz), et l'accord se fera de la façon habituelle pour un superhétérodyne, en faisant varier l'accord des étages d'entrée HF et la fréquence de l'oscillateur local. L'expérimentateur possédant le récepteur de base décrit ici pourra alors laisser libre cours à sa créativité.

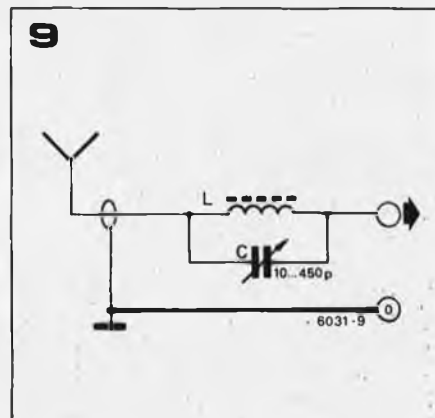
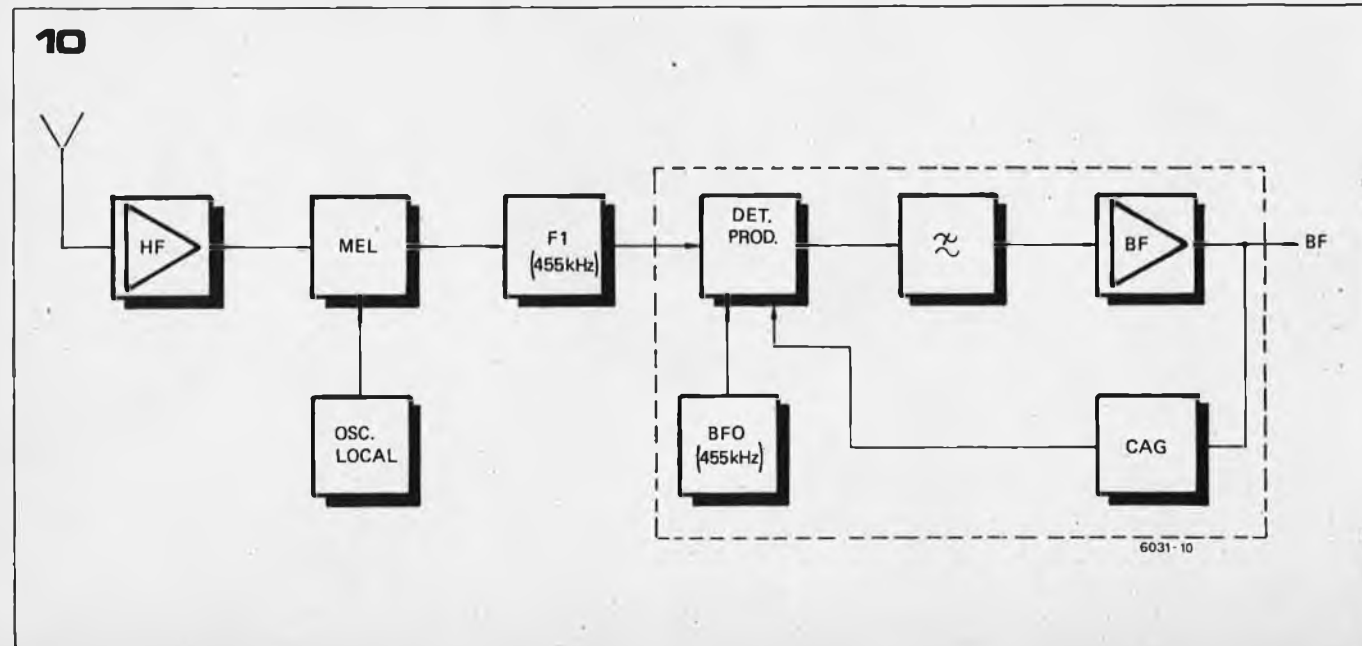


Figure 9. Ce circuit inséré dans l'antenne permet d'éviter les interférences dues à un émetteur PO.

Figure 10. Possibilités d'extension du récepteur en superhétérodyne (apport d'un étage ampli HF, oscillateur local, mélangeur et d'étages F1).



TUPTUNDUGDUS

	type	U_{ce0} max	I_c max	h_{fe} min.	P_{tot} max	f_T min.
TUN	NPN	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz
TUP	PNP	20 V	100 mA	100	100 mW	100 MHz

Tableau 1a. Spécifications minimales pour TUP et TUN.

Tableau 1b. Spécifications minimales pour DUS et DUG.

	type	U_R max	I_F max	I_R max	P_{tot} max	C_D max
DUS	Si	25 V	100 mA	1 μ A	250 mW	5 pF
DUG	Ge	20 V	35 mA	100 μ A	250 mW	10 pF

Tableau 2. Divers types de transistors s'accordant aux spécifications TUN.

TUN		
BC 107	BC 208	BC 384
BC 108	BC 209	BC 407
BC 109	BC 237	BC 408
BC 147	BC 238	BC 409
BC 148	BC 239	BC 413
BC 149	BC 317	BC 414
BC 171	BC 318	BC 547
BC 172	BC 319	BC 548
BC 173	BC 347	BC 549
BC 182	BC 348	BC 582
BC 183	BC 349	BC 583
BC 184	BC 382	BC 584
BC 207	BC 383	

Tableau 3. Divers types de transistors s'accordant aux spécifications TUP.

TUP		
BC 157	BC 253	BC 352
BC 158	BC 261	BC 415
BC 177	BC 262	BC 416
BC 178	BC 263	BC 417
BC 204	BC 307	BC 418
BC 205	BC 308	BC 419
BC 206	BC 309	BC 512
BC 212	BC 320	BC 513
BC 213	BC 321	BC 514
BC 214	BC 322	BC 557
BC 251	BC 350	BC 558
BC 252	BC 351	BC 559

Les lettres après le numéro de type indiquent le gain de courant:

- A: α' (β , h_{fe}) = 125-260
- B: α' = 240-500
- C: α' = 450-900

Tableau 4. Plusieurs diodes s'accordant aux spécifications DUS ou DUG.

DUS		DUG
BA 127	BA 318	OA 85
BA 217	BAX 13	OA 91
BA 218	BAY 61	OA 95
BA 221	1N914	AA 116
BA 222	1N4148	
BA 317		

Tableau 5. Spécifications minimales pour les familles BC 107-108-109 et BC 177-178-179 (en accord avec le code Pro-Electron). A noter que le BC 179 ne satisfait pas aux spécifications TUP ($I_{c,max} = 50$ mA).

	NPN	PNP
	BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179
U_{ce0} max	45 V 20 V 20 V	45 V 25 V 20 V
U_{eb0} max	6 V 5 V 5 V	5 V 5 V 5 V
I_c max	100 mA 100 mA 100 mA	100 mA 100 mA 50 mA
P_{tot} max	300 mW 300 mW 300 mW	300 mW 300 mW 300 mW
f_T min.	150 MHz 150 MHz 150 MHz	130 MHz 130 MHz 130 MHz
F max	10 dB 10 dB 4 dB	10 dB 10 dB 4 dB

Partout où il est possible dans les schémas Elektor, les transistor et diodes sont simplement donnés par 'TUP' (Transistor Universel PNP), 'TUN' (Transistor Universel NPN), 'DUG' (Diode Universel Germanium) ou 'DUS' (Diode universel Silicium). Ceci indique qu'un grand groupe de dispositifs semblable peut être utilisé, sous condition qu'ils s'accordent aux spécifications minimales donnés dans les tableaux 1a et 1b.

Tableau 6. Divers équivalents pour les familles BC 107, BC 108, Les donnés sont ceux du code Pro-Electron; certains fabricants donnent parfois des spécifications meilleures pour leurs produits.

NPN	PNP	Boitier	Remarques
BC 107 BC 108 BC 109	BC 177 BC 178 BC 179		
BC 147 BC 148 BC 149	BC 157 BC 158 BC 159		$P_{max} = 250$ mW
BC 207 BC 208 BC 209	BC 204 BC 205 BC 206		
BC 237 BC 238 BC 239	BC 307 BC 308 BC 309		
BC 317 BC 318 BC 319	BC 320 BC 321 BC 322		$I_{c,max} = 150$ mA
BC 347 BC 348 BC 349	BC 350 BC 351 BC 352		
BC 407 BC 408 BC 409	BC 417 BC 418 BC 419		$P_{max} = 250$ mW
BC 547 BC 548 BC 549	BC 557 BC 558 BC 559		$P_{max} = 500$ mW
BC 167 BC 168 BC 169	BC 257 BC 258 BC 259		169/259 $I_{c,max} = 50$ mA
BC 171 BC 172 BC 173	BC 251 BC 252 BC 253		251 . . . 253 faible bruit
BC 182 BC 183 BC 184	BC 212 BC 213 BC 214		$I_{c,max} = 200$ mA
BC 582 BC 583 BC 584	BC 512 BC 513 BC 514		$I_{c,max} = 200$ mA
BC 414 BC 414 BC 414	BC 416 BC 416 BC 416		faible bruit
BC 413 BC 413	BC 415 BC 415		faible bruit
BC 382 BC 383 BC 384			
BC 437 BC 438 BC 439			$P_{max} = 220$ mW
BC 467 BC 468 BC 469			$P_{max} = 220$ mW
	BC 261 BC 262 BC 263		faible bruit

apprenons à utiliser le SC/MP

Il est peut-être judicieux de préciser au début de cette série d'articles les sujets qui y seront abordés. L'algorithme de la figure 1 devrait aider le lecteur à décider s'il lira ou non la série jusqu'au bout. Les quatre premiers articles décrivent la réalisation d'un microprocesseur possédant un interface cassette et des entrées-sorties hexadécimales utilisant des afficheurs sept segments. La réalisation d'un interface téléviseur et d'un clavier est prévue ensuite, ce qui permettra la transformation du système de développement en un micro-ordinateur complet.

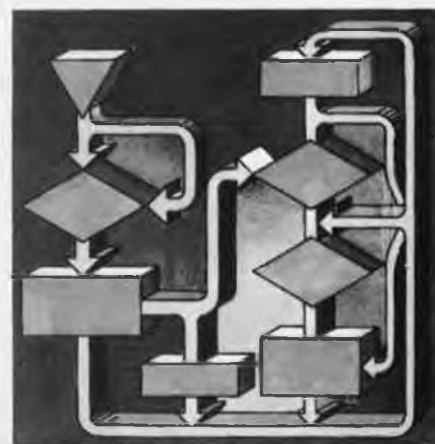
SC/MP

L'appellation SC/MP (prononcez: skemp) s'applique à un microprocesseur de marque NATIONAL SEMI-CONDUCTOR. Les initiales SC/MP proviennent de la dénomination américaine 'Simple Cost-effective Microprocessor'. Le circuit intégré microprocesseur porte en fait la référence ISP-8A/500D; sa conception le destine plus particulièrement aux utilisations simples: des systèmes à deux boîtiers (CPU + PROM) peuvent être réalisés sans autre forme de procès. Cela n'empêche pas (à condition que la vitesse d'exécution soit d'importance secondaire) de l'employer à la réalisation de systèmes beaucoup plus élaborés. Il existe deux versions du SC/MP. La plus ancienne (type ISP-8 A/500D) utilise la technologie P-MOS, la plus récente (SC/MP II: ISP-8 A/600D) est en technologie N-MOS. Les deux versions sont compatibles, la deuxième présentant trois avantages par rapport à la précédente: plus grande vitesse, tension d'alimentation unique et dissipation plus faible.

Le boîtier du SC/MP possède quarante broches parmi lesquelles bon nombre sont compatibles TTL. Les BUS de données et d'adresses possèdent des sorties 'tri-state'. La connaissance précise de l'architecture interne du circuit intégré n'est pas nécessaire pour la plupart de ses utilisations; on peut alors se contenter de le considérer comme une 'boîte noire'. Les particularités suivantes de son fonctionnement demandent toutefois quelques explications. Le SC/MP possède un oscilla-

Le meilleur moyen de comprendre clairement le fonctionnement des microprocesseurs consiste certainement à construire et à programmer l'un de ces 'micro-ordinateurs'. C'est pourquoi plusieurs fabricants ont mis sur le marché des 'systèmes de développement', destinés à familiariser les utilisateurs à leurs produits. La construction d'un tel système de développement par soi-même permet de réaliser non seulement une économie appréciable, mais aussi d'acquérir une connaissance approfondie du 'hardware' des microprocesseurs.

H. Huschitt



teur d'horloge intégré qui ne nécessite qu'un seul composant externe. Ce peut être soit un quartz ($f = 1 \text{ MHz}$ ou moins), soit un condensateur ($C = 500 \text{ pF}$ ou plus).

Comme le SC/MP appartient à la famille des microprocesseurs statiques, la fréquence d'horloge peut être abaissée à volonté jusqu'à ce que chaque pas de programme puisse facilement être distingué.

Un microcycle est effectué toutes les deux impulsions d'horloge. Si on utilise un quartz 1 MHz , chaque microcycle durera $2 \times 1 \mu\text{S} = 2 \mu\text{S}$. Suivant l'instruction à exécuter le cycle machine (durée du temps d'accès et d'exécution nécessaire pour une seule instruction) nécessitera entre 5 et 22 microcycles.

Registres du SC/MP

Le SC/MP possède 7 registres accessibles à l'utilisateur comme l'indique la figure 2.

— Compteur programme (PC; il est identique au registre pointeur \emptyset)

Le compteur programme est un registre à 16 bits qui contient l'adresse de la prochaine instruction du programme à exécuter. Afin d'être sûr que tous les registres du microprocesseur ont été remis à 0 lors de l'application de la tension d'alimentation, la broche NRST (Negative ReSeT input) ou broche d'initialisation doit d'abord être mise à l'état logique '0'. Le premier '1' logique présent à cette entrée provoque la mise en fonctionnement du SC/MP. On trouve la première instruction à l'adresse $\emptyset\emptyset\emptyset 1$ (et non $\emptyset\emptyset\emptyset\emptyset$). Si un programme débute à l'adresse $\emptyset\emptyset\emptyset\emptyset$, la première instruction devra soit consister en ordre NOP (NO Operation) soit ne pas se rapporter à la mémoire. Remarquez au passage: $\emptyset = \text{Zéro}$, 0 = lettre o.

Pour accéder à une instruction située en mémoire, l'adresse correspondante (c'est-à-dire le contenu de PC) est appliquée au BUS d'adresses. Pendant la durée du NRDS (Negative Read Data Strobe = signal indiquant la lecture d'un octet en mémoire) le contenu de la case mémoire adressée est appliqué sur le BUS de données. Cet octet d'instruction est d'abord fourni au registre d'instruction, puis déchiffré par le décateur

Figure 1. Cet algorithme donne une idée du déroulement des articles du SC/MP, et de leur but.

d'instruction. Lorsque le MSB (Most Significant Bit = bit de poids le plus élevé) est un '1', cela signifie pour le microprocesseur que l'instruction se compose de deux octets. Dans ce cas le microprocesseur exécute un second cycle de lecture après avoir incrémenté le PC afin d'obtenir l'instruction complète.

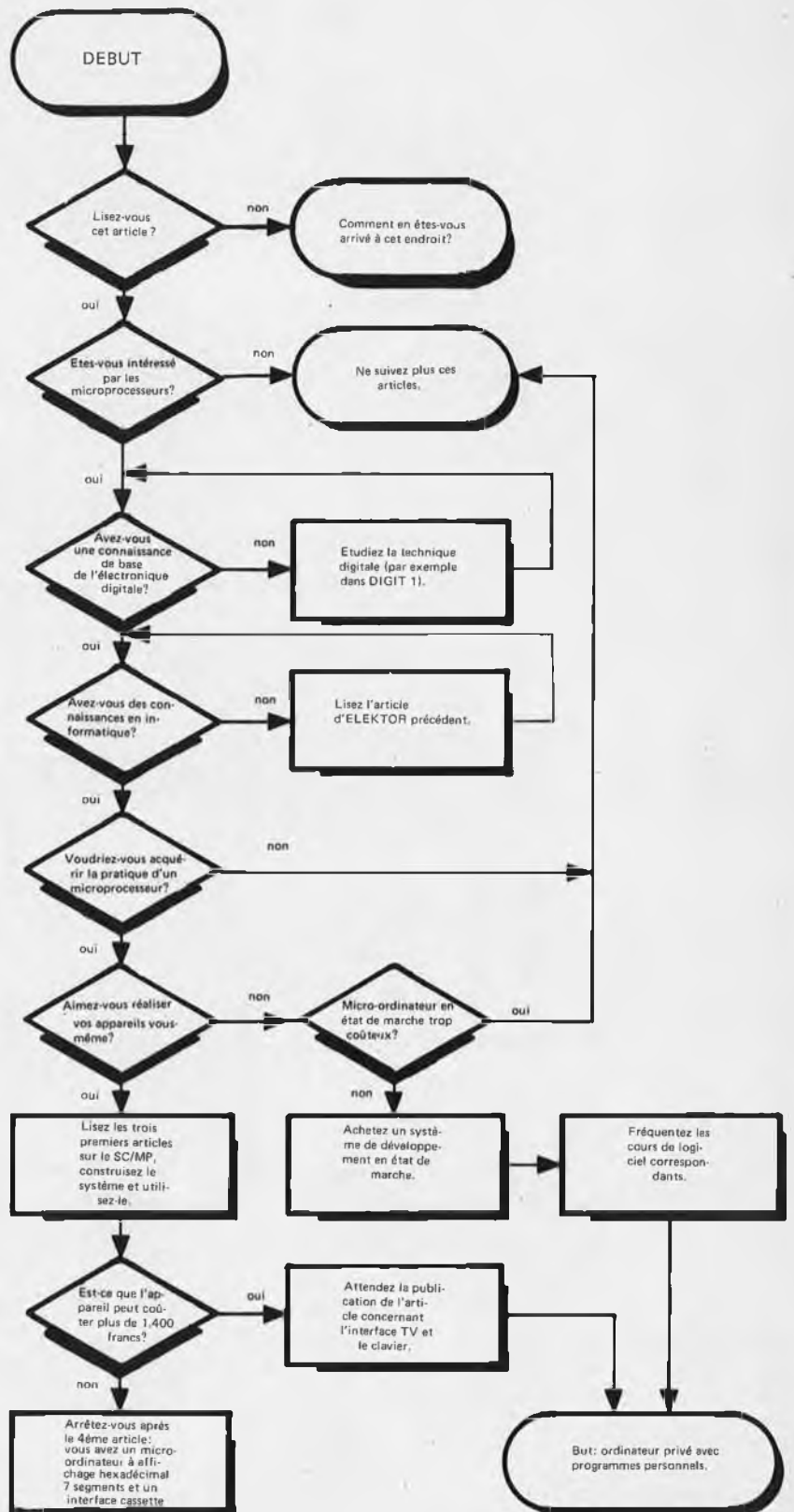
Il est bon de savoir que le compteur-programme est toujours incrémenté avant l'exécution de l'instruction; seules les instructions de saut font exception à cette règle. L'instruction est alors exécutée avant incrémentation du PC. Les instructions qui nécessitent des opérations arithmétiques ou logiques incombent à l'ALU (unité arithmétique et logique). Après exécution d'une instruction, le cycle complet recommence pour l'instruction placée à l'adresse suivante.

— Registres pointeurs d'adresse PTR (ou pointeurs). Le SC/MP contient outre le compteur-programme trois autres registres (pointeurs) appelés PTR1, PTR2 et PTR3. Ce sont également des registres à 16 bits qui servent à stocker des adresses. Le contenu d'un compteur-programme peut être échangé avec celui d'un pointeur: le programme saute alors à l'adresse contenue dans le pointeur. Le retour au programme principal ne se fera que si l'on applique une deuxième instruction de saut XPPC (Exchange Pointer with Programme Counter: échange du pointeur avec PC). Le programme principal repart alors de l'endroit où il s'était arrêté avant la première instruction de saut. Les pointeurs sont des auxiliaires précieux lorsqu'on désire réaliser des tâches telles que la compilation, la lecture ou la mise en mémoire de tableaux.

Accumulateur (AC)

L'accumulateur est un registre à huit bits au moyen duquel s'effectuent toutes les manipulations sur les données. Seules les données stockées dans l'accumulateur peuvent être traitées par l'ALU; l'écriture de données en mémoire ne peut également se faire que par son intermédiaire. Si l'on introduit de nouvelles données dans AC, celles qui pourraient s'y trouver sont perdues.

1



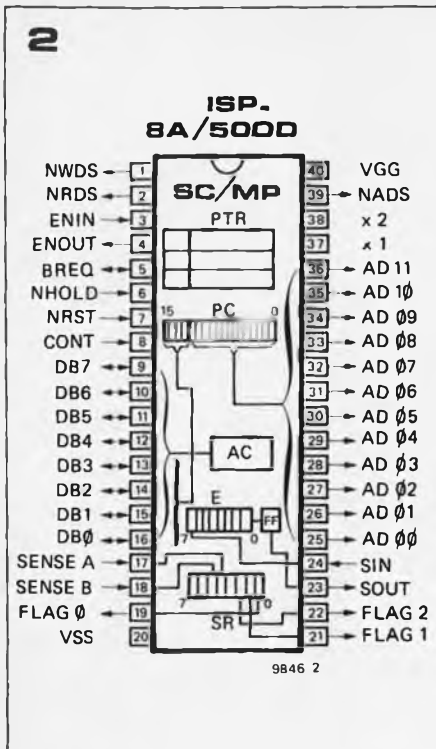


Figure 2. Brochage du SC/MP.

Figure 3. Représentation schématique d'une instruction double octet.

Figure 4. Schéma synoptique de l'organisation de la version de base du système de développement.

Figure 5. Circuit de la carte RAM I/O.

Tableau 1. Correspondance entre notation décimale et hexadécimale.

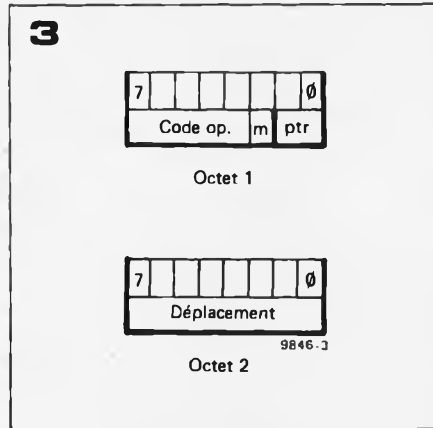
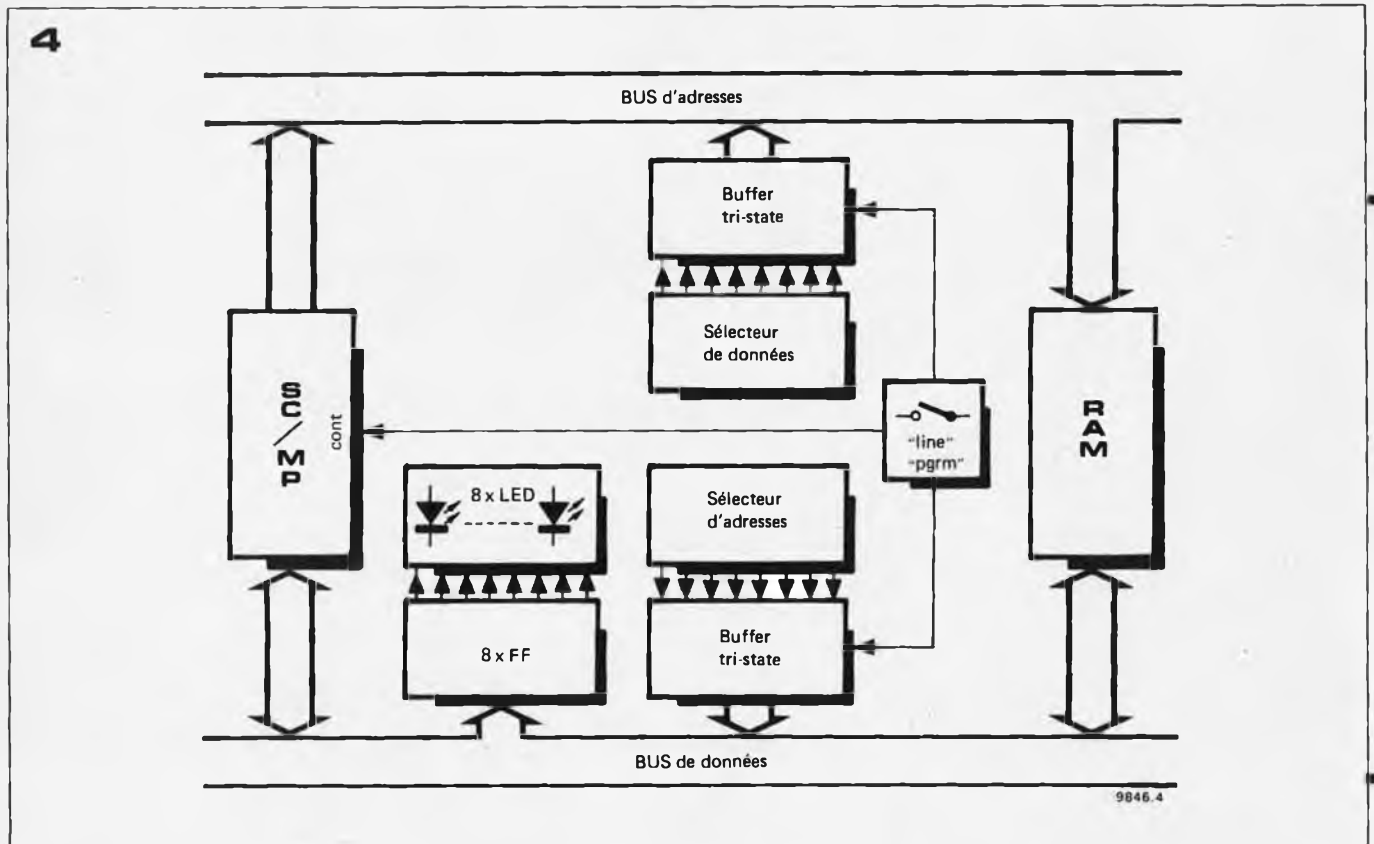


Table 1

décimal	hexadécimal
0	0
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6
7	7
8	8
9	9
10	A
11	B
12	C
13	D
14	E
15	F
16	10
17	11
18	12
19	13
20	14
21	15
22	16
23	17
24	18
etc.	etc.



Registre extension (E)

C'est également un registre 8 bits, qui étend comme son nom l'indique les possibilités de l'accumulateur. Si une information située dans l'accumulateur doit être sauvegardée, on peut la stocker dans E. Ce registre peut également être utilisé comme convertisseur parallèle-série et série-parallèle. Il possède pour cela une entrée série (SIN, broche 24) et une sortie commandant un flip-flop (SOUT, broche 23). La présence d'une instruction SIO (Serial In-Out = entrée-sortie série) décale le contenu de E d'un

bit vers la droite. L'information présente à SIN devient alors le bit de poids le plus fort dans E, et le bit de poids le plus faible est envoyé dans le flip-flop.

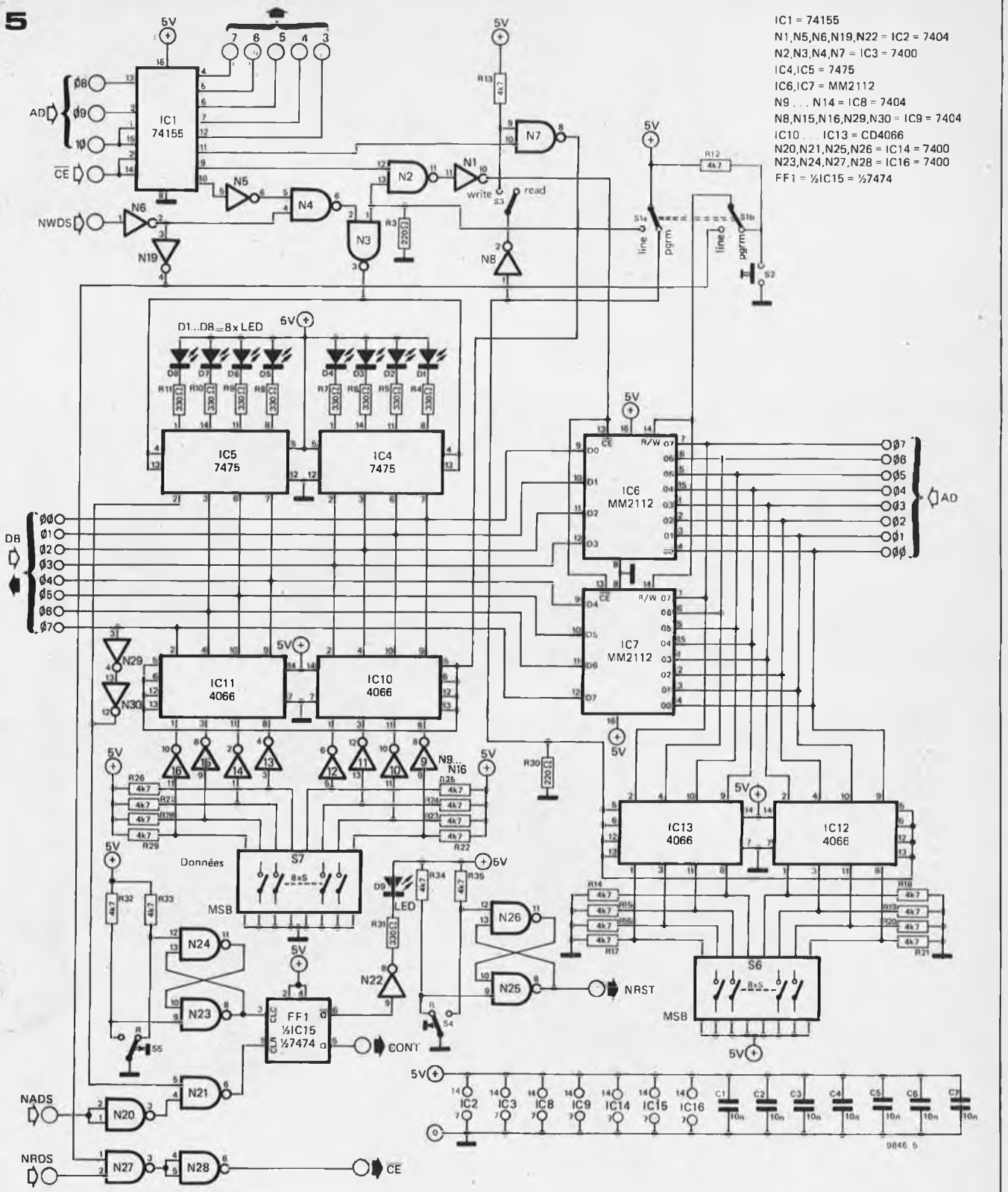
- Registre d'état SR (= Status register). Ce registre de 8 bits remplit de nombreuses fonctions qui seront explicitées plus tard.

Notation hexadécimale

Le seul langage 'compréhensible' par l'ordinateur est le langage-machine, qui est une combinaison de '0' et de '1'.

Par exemple l'instruction 1100011100000001 signifie pour le SC/MP: charger l'accumulateur avec le contenu de la case mémoire dont l'adresse est 3 dans le pointeur, et incrémenter le contenu de ce pointeur par 1. Cet exemple montre qu'il serait extrêmement fastidieux pour l'opérateur d'effectuer la traduction des instructions et de les écrire en langage-machine. C'est pour cette raison que l'on emploie de langage assembleur ou notation hexadécimale. L'instruction ci-dessus se transforme

5



- IC1 = 74155
- N1, N5, N6, N19, N22 = IC2 = 7404
- N2, N3, N4, N7 = IC3 = 7400
- IC4, IC5 = 7475
- IC6, IC7 = MM2112
- N9 ... N14 = IC8 = 7404
- N8, N15, N16, N29, N30 = IC9 = 7404
- IC10 ... IC13 = CD4066
- N20, N21, N25, N26 = IC14 = 7400
- N23, N24, N27, N28 = IC16 = 7400
- FF1 = 1/2 IC15 = 1/2 7474

alors en C701 ou LD@1. La dernière de ces notations est l'abréviation mnémotechnique du langage assembleur tel qu'il est employé pour le software (= logiciel) du SC/MP, la première est la transcription pure et simple du code binaire en hexadécimal. Le langage assembleur se compose de groupes de lettres et symboles mnémotechniques. Ces groupes sont ensuite traités dans l'ordinateur par un programme assembleur qui les traduit en langage machine. Comme l'utilisation des microprocesseurs exige une certaine habileté à

compter et même à 'penser' en notation hexadécimale, les exemples ci-dessous devraient aider le programmeur débutant à se familiariser avec ce système de numération:

$$\begin{array}{r} \text{Addition } 0C \\ + 0C \\ \hline 18 \end{array}$$

Explication: douze (C) plus douze (C) égale 24, égal à seize plus une fois huit (voir tableau 1).

$$\begin{array}{r} \text{Soustraction } 00C3 \\ - 001F \\ \hline 00A4 \end{array}$$

Explication: trois moins quinze (F) est impossible; on fait une retenue de 1 (= 16) au chiffre suivant et on l'ajoute à trois. Dix-neuf moins quinze égale quatre. On a retenu 1 à C, qui devient B. Onze (B) moins un égale dix. Le résultat est donc 00A4. Lorsqu'on soustrait des nombres, on peut arriver à un résultat négatif. Comme le microprocesseur ne sait pas

6

Liste des pièces correspondant
aux figures 5 et 7.

Résistances:

R3, R30 = 220 Ω
R4 ... R11, R31 = 330 Ω
R12 ... R35 = 4k7
IR1 et R2 n'existent pas)

Condensateurs:

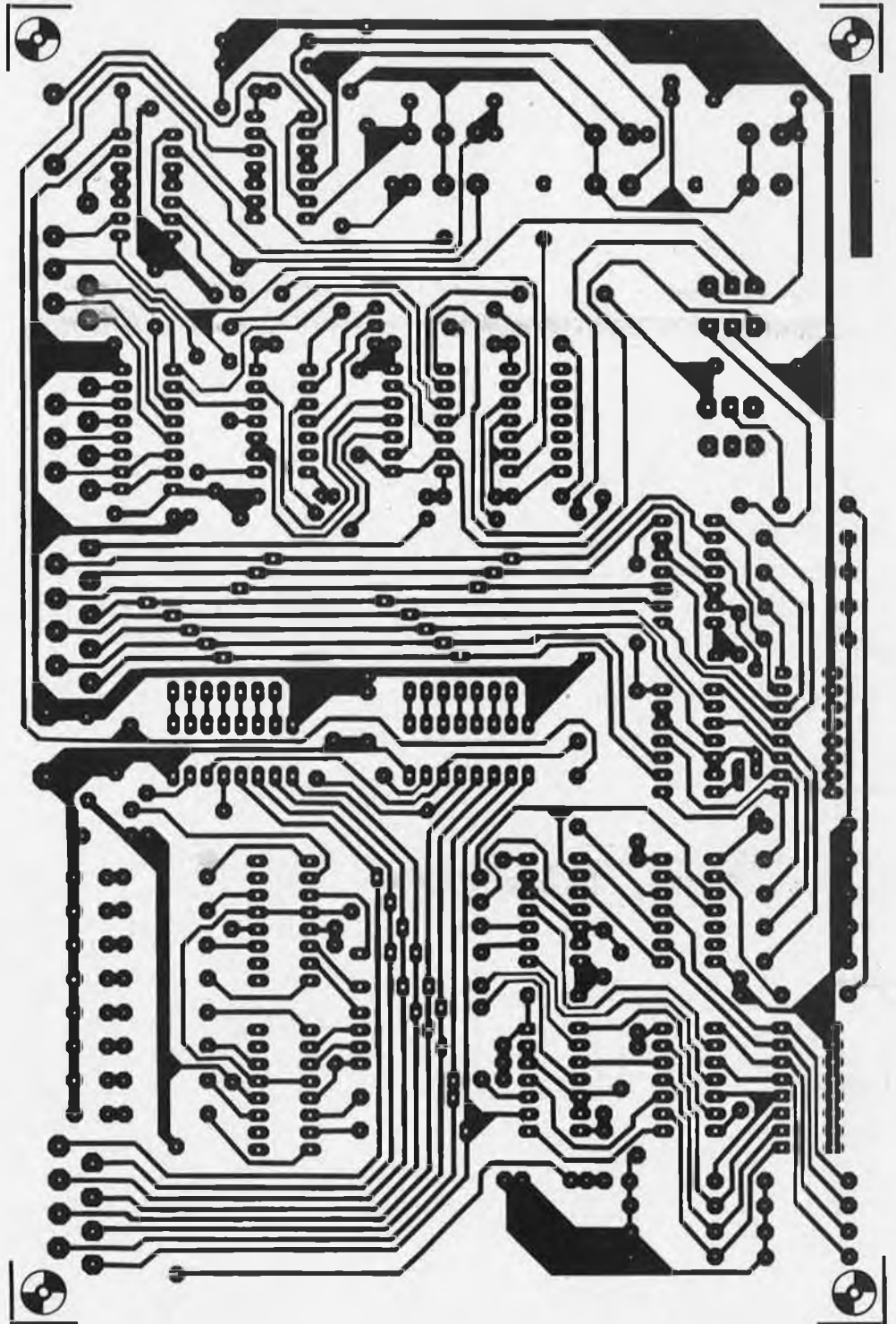
C1 ... C7 = 10 n

Semi-conducteurs:

IC1 = 74155
IC2, IC8, IC9 = 7404
IC3, IC16 = 7400
IC14 = 74LS00
IC4, IC5 = 74LS75
IC6, IC7 = MM 2112 (National)
IC10 ... IC13 = CD 4066
IC15 = 7474

Divers:

S1 = inverseur bipolaire
S2 = poussoir à contact travail,
par exemple 'Digitast',
marque Schadow
S3 = poussoir à contact travail
S4 = inverseur unipolaire, par
exemple 'Digitast'
S5 = inverseur unipolaire, par
exemple 'Digitast' à LED
incorporée
S6, S7 = sélecteur DIP 8 bits.



reconnaître le signe —, on emploie un procédé différent: prenons l'exemple d'un compteur-décompteur décimal qui passe par zéro lors du décomptage:

Affichage du compteur : 0001
un pas en arrière : 0000
un autre pas en arrière : 9999

Un compteur qui afficherait en hexadécimal visualiserait le nombre FFFF pour ce dernier résultat. FFFF se définit comme la notation hexadécimale du

* Le complément à 2 d'une nombre binaire s'obtient en inversant chaque bit et en ajoutant 1 au résultat. Par exemple, le complément à 2 de 0001 est $1110 + 1 = 1111$.

nombre — 1, ou comme le 'complément à 2*' de 1.

En appliquant les règles de la soustraction, il est également possible de calculer les valeurs positives associées aux nombres négatifs:

$$\begin{array}{r} 0000 \\ - 0001 \\ \hline FFFF \end{array} \qquad \begin{array}{r} 0000 \\ - 00A4 \\ \hline FF5C \end{array}$$

on en déduit que $-0001 = FFF$ et que $-00A4 = FF5C$.

Le bit de poids le plus fort (bit 15) des nombres définis comme négatifs est '1' comme le montrent les exemples ci-dessus. Le microprocesseur reconnaît

ce bit comme indiquant un nombre négatif.

Dans le cas d'un mot de 8 bits (octet) capable de représenter 256 nombres, le plus grand nombre positif sera donc $01111111 = 7F = 127$. Cela signifie qu'un octet peut représenter 128 nombres positifs (y compris 0). Le plus grand nombre négatif possible est dans ce cas $128 - 256 = -128$, qui est représenté par $10000000 = 80$.

Jeu d'instructions

La quantité d'instructions disponibles pour le SC/MP est relativement limitée (46). Cela ne restreint pas le champ d'applications, mais rend la program-

7

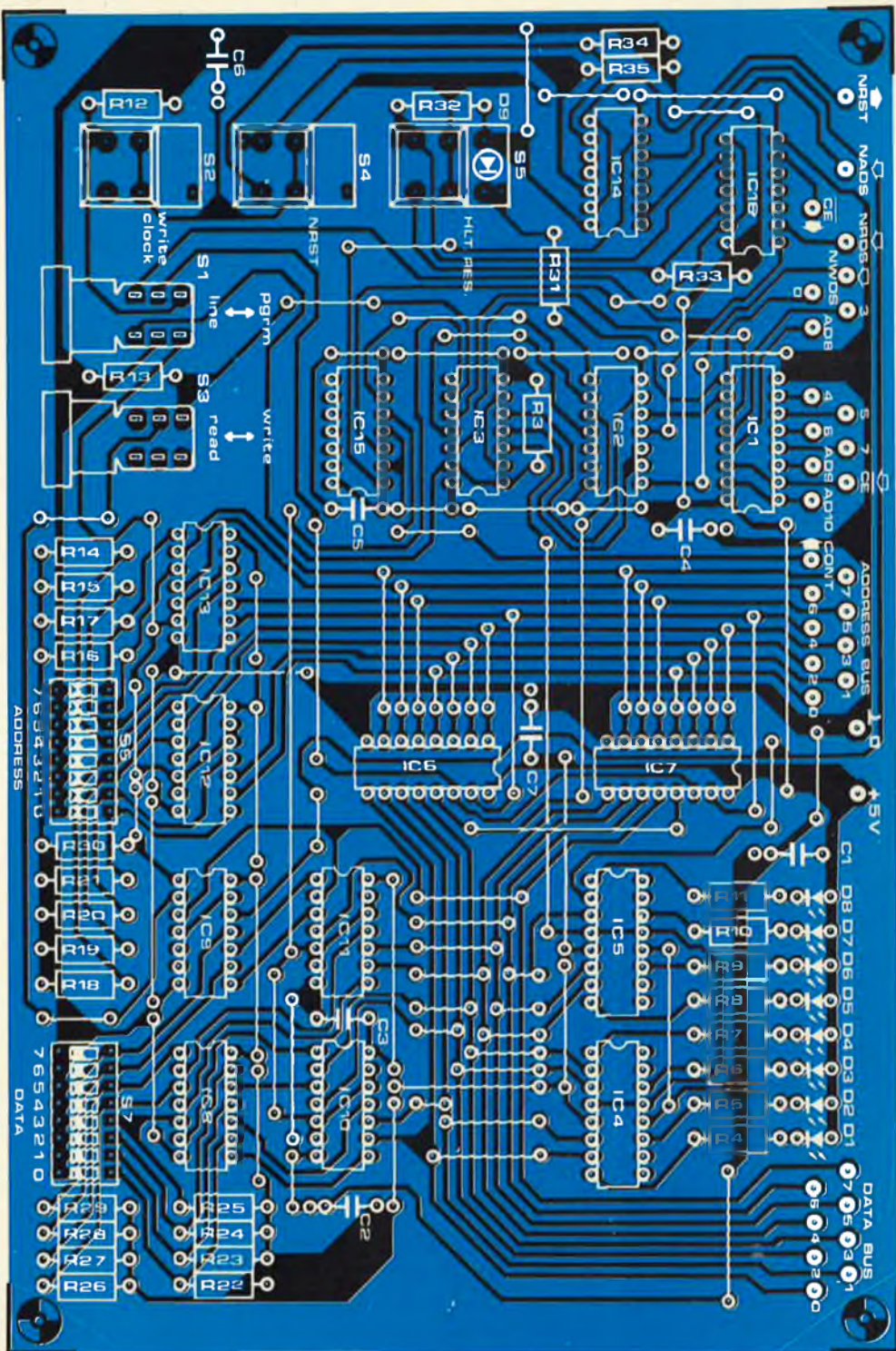


Figure 6. Circuit imprimé de la carte RAM I/O (EPS 9846-1).

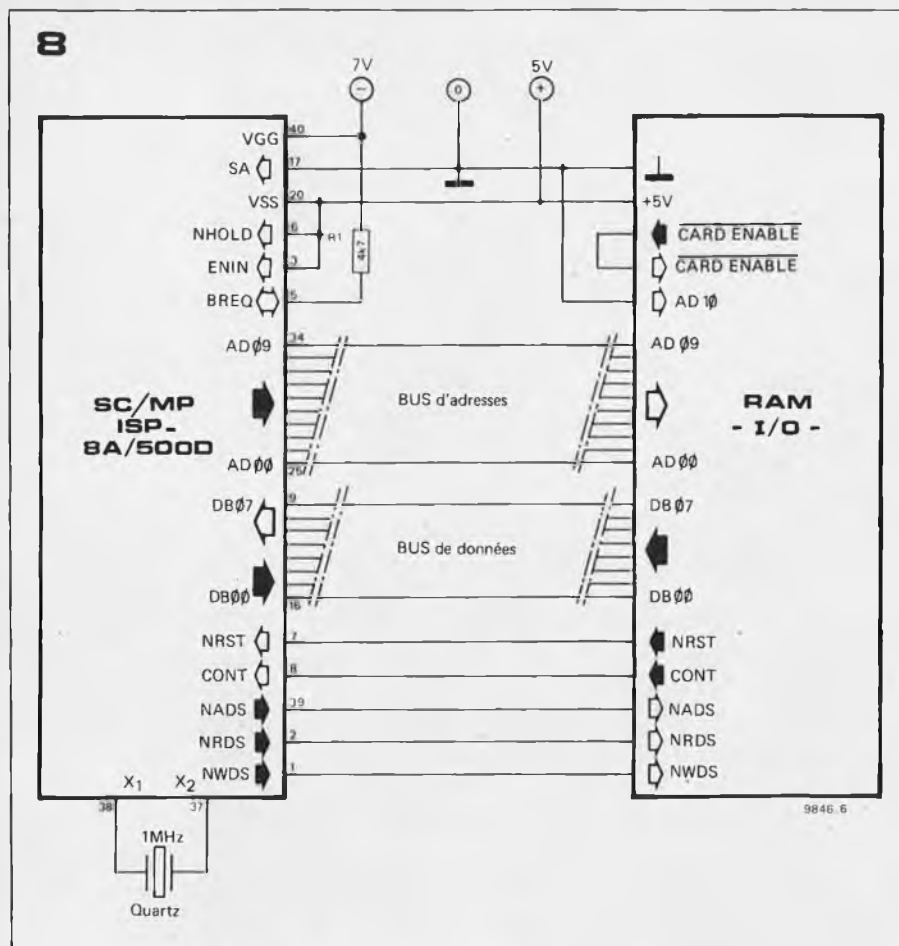
Figure 7. Implantation des composants de la carte RAM. Le circuit imprimé sert également de support aux commutateurs de commande.

mation plus 'lourde' et nécessite une capacité de mémoire importante. C'est pourquoi il faut se tourner vers des microprocesseurs plus élaborés et plus coûteux que le SC/MP si l'on désire effectuer le traitement de données soit complexes, soit très nombreuses. La description complète des 46 instructions étant très longue, le lecteur est invité à se reporter à la notice du SC/MP. Quelques instructions seront cependant explicitées à la fin de cet article.

Format des instructions

Le SC/MP reconnaît les instructions à simple et double octet (8 et 16 bits). Le

guide d'instructions du SC/MP (voir bibliographie) donne les 'codes opératoires' (= opcodes) sous la forme hexadécimale pour chaque instruction. Il est nécessaire d'indiquer pour quelques unes des instructions à quel pointeur on se réfère; le code opératoire est alors incrémenté du nombre présent dans le pointeur. Par exemple, l'instruction XPPC3 signifie: 'échanger le pointeur 3 avec le PC'. Le code opératoire hexadécimal de départ pour cette instruction est 3C, et comme elle se réfère au pointeur 3, elle se transforme en: 3C + 3 = 3F (= 00111111). Dans le cas d'instructions à double octet, le code opératoire est suivi du



'déplacement' (voir figure 3). Ce déplacement est un nombre compris entre -128 et $+127$. La seule exception à cette règle est l'instruction de délai (DLY), où la valeur du déplacement peut être comprise entre 0 et 255 . Le déplacement sert à fournir les données supplémentaires qui sont nécessaires pour une instruction particulière. Par exemple si le premier octet donne une instruction de délai, le second spécifiera la durée demandée; si le premier octet est une instruction de 'chargement', le second indiquera soit les données à charger, soit l'endroit où elles sont disponibles.

Modes d'adressage

Lorsque des données doivent être stockées ou lues dans une case-mémoire bien déterminée, il est évident que l'instruction correspondante doit contenir l'adresse de la case choisie, ainsi que l'ordre de lecture ou d'écriture. Deux octets sont nécessaires pour pouvoir adresser individuellement toutes les cases d'une mémoire de 64 k ($= 65\,536$ cases). Comme le code opératoire utilise un octet supplémentaire, une instruction complète nécessiterait en tout 3 octets. Plusieurs types de microprocesseurs font usage de ce format d'instructions. Cependant, le SC/MP utilise une méthode différente qui permet de n'utiliser que des instructions à double octet. On y parvient en utilisant les modes d'adressage ci-après:

- Adressage relatif au compteur-

programme.

Le contenu du PC sert à référencer l'adresse désirée (effective adress = EA). Cette adresse effective s'obtient en ajoutant le déplacement au contenu du PC: $EA = (PC) + (\text{dépl.})$; (PC) signifie 'le contenu de PC'.

Cette méthode permet d'adresser des cases situées 'au-dessus' ou 'au-dessous' du contenu du PC, car le déplacement peut être soit positif, soit négatif. Les adresses effectives extrêmes sont donc $(PC) + 127$, et $(PC) - 128$. Il est évident que cette méthode ne permet pas de référencer toutes les adresses de la mémoire. Pour y parvenir, on emploie 'l'adressage relatif aux pointeurs', ou 'adressage indexé'.

— Adressage indexé

Une adresse de format double octet étant chargée dans un des pointeurs, on obtient l'adresse effective en ajoutant le déplacement au contenu du pointeur: $EA = (PTR) + (\text{dépl.})$.

Ce mode d'adressage permet de référencer chaque case-mémoire, car le pointeur peut contenir n'importe quelle adresse. Les bits 0 et 1 de l'octet d'instruction servent à préciser au microprocesseur le numéro du pointeur correspondant (figure 3).

— Adressage auto-indexé

Cette méthode ne diffère que par un point de l'adressage indexé: le contenu du pointeur est incrémenté automatiquement de la valeur du déplacement. Si le déplacement est négatif, le contenu du pointeur est modifié avant l'exécution de l'instruction; si le dépla-



Figure 8. Connexions entre le SC/MP et la carte RAM.

Figure 9. Circuit imprimé du SC/MP (EPS 9846-2).

Figure 10. Implantation des composants du circuit imprimé SC/MP.

cement est positif, l'instruction est exécutée avant la modification du pointeur.

Déplacement négatif:

$$EA = (PTR) + (\text{dépl.})$$

Déplacement positif:

$$EA = (PTR)$$

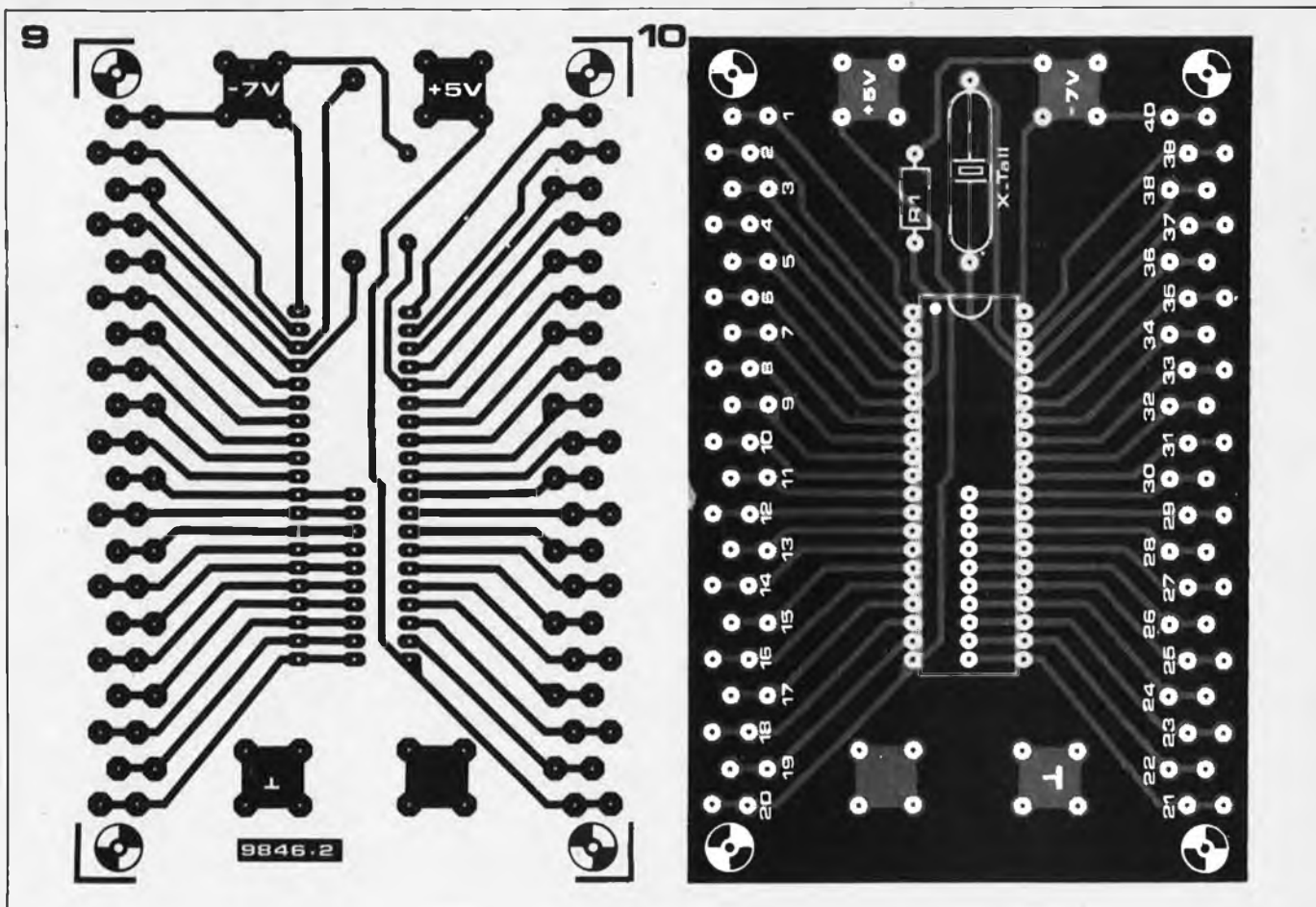
Avec ce mode d'adressage, le bit 2 du premier octet est toujours un '1'; il est appelé 'Modify bit' (= bit de modification). Ce mode d'adressage est repéré dans le langage assembleur par le symbole.

Dans le cas des adressages indexé et auto-indexé, les quatre bits de plus fort poids restent inchangés, car la valeur du déplacement est comprise entre -128 et $+127$. Il est à noter que si le déplacement est de -128 ($X'80$), il ne sert pas à obtenir l'adresse effective dans le cas des trois modes d'adressage si-dessus. On obtient en réalité le remplacement du déplacement par le contenu du registre d'extension:

$$\text{déplacement} = -128 \quad EA = (PTR \text{ ou } PC) + (E)!$$

— Adressage immédiat

Il ne s'agit pas d'un mode d'adressage à proprement parler; aucune adresse de case mémoire n'est fournie et le microprocesseur utilise le deuxième octet de l'instruction comme donnée. Par exemple l'instruction LDIX'35 (LDI: Load immediate = chargement immédiat) se traduit pour le microprocesseur par le chargement de l'accumulateur avec X'35 sans que ce nombre soit stocké auparavant en mémoire (National Semiconductor utilise le symbole X'



pour indiquer que ce qui suit est un nombre hexadécimal).

Carte RAM I/O

Après toutes ces considérations théoriques, il est temps de se tourner vers la pratique. Le SC/MP nécessite en premier lieu une PROM ou une RAM pour stocker le programme. La programmation d'une PROM nécessite malheureusement l'emploi d'un équipement plutôt coûteux. Une solution économique consiste à utiliser une RAM avec un peu de matériel 'périphérique', qui servira à emmagasiner le programme dans la RAM. Ceci est illustré par le schéma synoptique de la figure 4. Le CPU (SC/MP) et la RAM sont reliés par des BUS d'adresses et de données. Deux sélecteurs 8 bits (DIP-switch) sont également reliés aux deux BUS par l'intermédiaire de circuits intégrés Buffer à trois états. Ces sélecteurs constituent le matériel périphérique qui permet d'écrire le programme. Lorsque l'inverseur S1 est en position 'prgm' (programme), on peut changer un programme dans la RAM. La position du sélecteur d'adresses détermine dans quelle case-mémoire les informations fournies par le sélecteur de données seront stockées. Comme on utilise un sélecteur 8 bits pour les adresses, la capacité de mémoire de la RAM est limitée à 258 x 8 bits. Lorsque l'inverseur S1 est en position 'line' (= ligne), le microprocesseur commencera à exécuter le programme contenu dans la RAM. Huit LEDs

permettent d'effectuer le contrôle visuel; elles indiquent également l'information présente sur le BUS de données lors de la programmation. Elles peuvent également visualiser des données lorsque le programme 'tourne'; mais il faut alors les adresser.

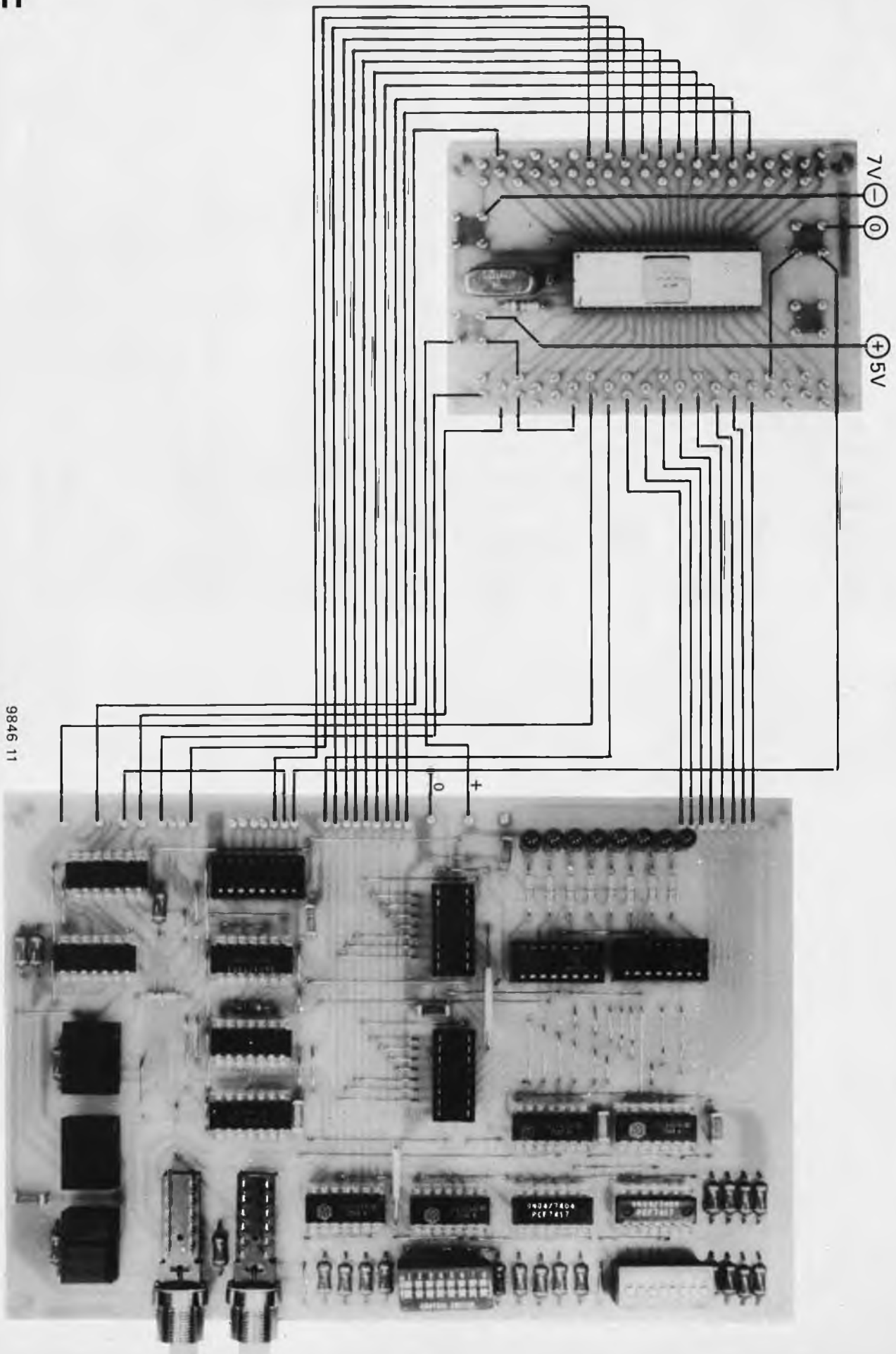
Le circuit

La figure 5 montre le 'Hardware' complet de la mémoire et des périphériques du SC/MP. Les deux circuits intégrés MM 2112 (IC6 et IC7) constituent la mémoire RAM 258 x 8 bits. Les adresses choisies au moyen du sélecteur S6 sont appliquées par l'intermédiaire des buffers IC12 et IC13 sur les entrées-adresse des mémoires connectées en parallèle. Les buffers à trois états étant assez coûteux, on les a remplacés par des interrupteurs analogiques du type CD 4046. Le sélecteur S7 permet d'appliquer de la même façon des informations sur les fils du BUS de données; ces informations sont visualisées par les LEDs D1 à D8. Les LEDs sont commandés par les circuits TTL (IC4, IC5); les entrées des interrupteurs analogiques intégrés IC10 et IC11 devant également être reliées à des sorties TTL, on a intercalé les inverseurs N9 à N16. Les connexions AD08 à AD10 sont reliées au décodeur d'adresse IC1. Elles déterminent quelle partie du système est adressée. Seules les sorties 0, 1 et 2 du décodeur sont utilisées pour le moment: elles adressent respectivement la RAM, les LEDs et le sélecteur de

donnée DS (voir tableau 2). Les sorties inutilisées du décodeur pourront être employées plus tard pour adresser des mémoires ou des périphériques supplémentaires. Cinq commutateurs permettent de gérer le système:

- S1a - S1b Commutateur 'line-prgm' (ligne-programme). En position 'line', le SC/MP dispose des BUS d'adresses et de données; les sélecteurs S6 et S7 sont mis hors service. En position (prgm), un programme peut être chargé dans la RAM au moyen de S6 et S7.
- S2 Commutateur 'Clock-Write' La manœuvre de ce commutateur permet d'écrire l'information programmée par S7 en mémoire; S2 ne fonctionne que si S1 est en position 'prgm'.
- S3 Commutateur 'Read-Write' (lecture-écriture) On peut vérifier le contenu de la RAM en mettant S3 en position 'read'; les LEDs visualisent alors le contenu de la case-mémoire adressée par S6. S3 ne fonctionne que si S1 est en position 'prgm'.
- S4 Commutateur 'NRST' (d'initialisation) Tous les registres du SC/MP sont mis à 0 en appuyant sur ce bouton. Après l'ordre de départ donné par S5, le SC/MP commence à exécuter l'instruction située à l'adresse 0001.
- S5 Commutateur 'Halt-Reset' Beaucoup de programmes contiennent des instructions d'arrêt. Lorsque le SC/MP rencontre cette instruction, il remet à l'état initial (reset) le flip-flop

11



9846 11

12

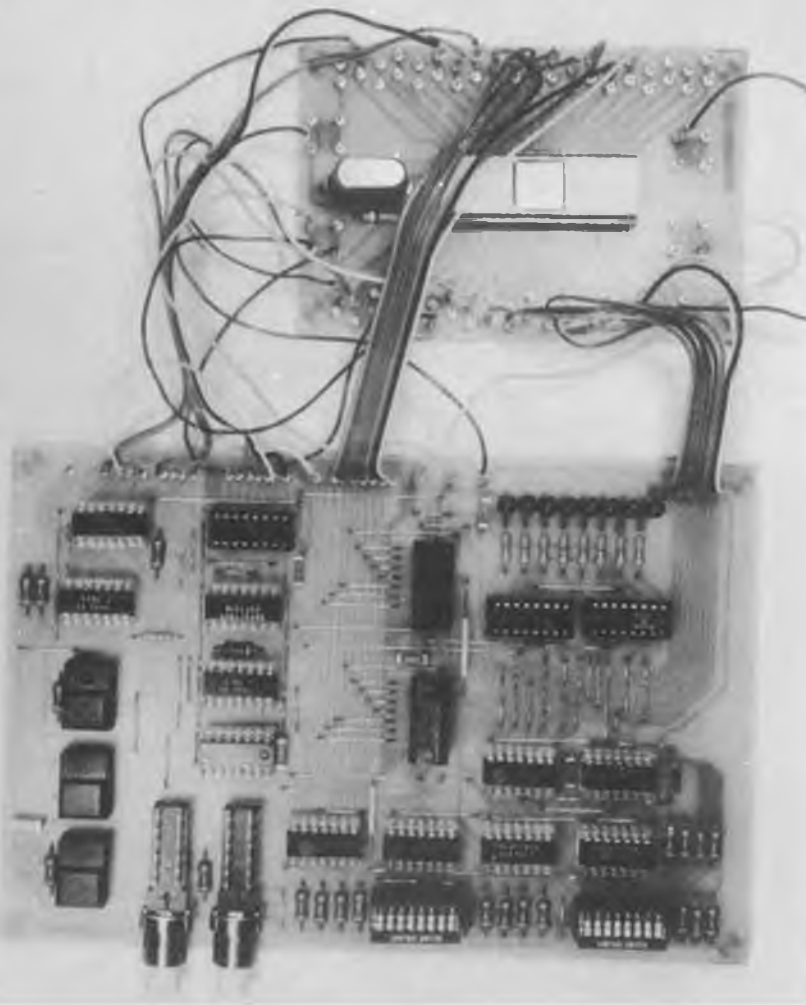


Tableau 2.

$00xx$ = adresse de la RAM
 $01xx$ = adresse des LEDs
 $02xx$ = adresse du DS
 (sélecteur de données)
 (x = n'importe quelle valeur)

Figure 11. Schéma de câblage des deux circuits imprimés.

Figure 12. Aspect du montage terminé, prêt à exécuter le premier programme.

Tableau 2. Les deux bits de plus fort poids du premier octet d'instruction déterminent quelle partie du système est adressée.

FF1; l'entrée CONT se trouve alors à l'état '0' et le programme s'arrête. La LED D9 indique alors que le SC/MP est en attente. Une action sur le poussoir S5 bascule FF1, et le SC/MP reprend l'exécution du programme. Le circuit de la figure 5 possède de nombreuses entrées et sorties. La majorité peut être raccordée directement au SC/MP; le détail des connexions est indiqué à la figure 8. On remarque que l'entrée adresse 10 de la carte RAM I/O est à l'état logique '0'. Cette entrée ne peut pas être commandée directement par le SC/MP, car elle est constituée par la mise en parallèle de deux entrées TTL (broches 1 et 15 d'IC1). Toutefois, cela ne présente pas d'inconvénient car seules 3 adresses de périphériques sont utilisées pour le moment (voir tableau 2).

L'entrée et la sortie card-enable sont reliées pour le moment. L'entrée pourra être utilisée par la suite pour mettre hors service la carte RAM, ce qui présente un avantage pour les systèmes plus évolués.

Réalisation

Le système complet tient sur deux circuits imprimés. Le premier permet d'implanter les éléments du circuit de la figure 5, y compris les commutateurs et les sélecteurs (voir figures 6 et 7).

Le SC/MP, le quartz et une résistance sont montés sur le deuxième circuit. Comme celui-ci ne sera plus utilisé par la suite, sa disposition a été choisie plus ou moins universelle afin de pouvoir le réemployer pour d'autres applications. Cette particularité complique légèrement le câblage, mais aucune difficulté ne devrait survenir si l'on suit avec minutie le schéma de la figure 11. L'utilisation de cosses enfichables est recommandée, car elle permet de changer facilement de 'hardware'. La figure 12 montre l'aspect de l'appareil terminé.

Alimentation

Comme on le voit sur le schéma du circuit, deux tensions d'alimentation sont nécessaires. L'alimentation +5 V doit pouvoir délivrer un courant d'au moins 0,5 A et l'alimentation -7 V environ 100 mA. Ces deux tensions doivent naturellement être régulées; deux stabilisateurs de tension à circuit intégré constituent la meilleure solution. En prévision des extensions du circuit, il serait judicieux de monter dès le départ une alimentation 5 V capable de délivrer 1,5 A.

Les premiers programmes

Il est nécessaire de posséder les notices de caractéristiques du SC/MP

(Publication No 420305227-001A) pour utiliser le microprocesseur. Le manuel d'instructions du SC/MP est également indispensable pour pouvoir composer des programmes. Les exemples suivants présupposent que le lecteur dispose de ces deux publications.

Le tableau 3 montre un programme d'addition simple rédigé suivant la forme conventionnelle. La première colonne contient l'adresse du premier octet de chaque instruction. L'instruction NOP (No Operation = pas d'opération) occupe un octet; l'octet suivant appartient donc à l'instruction qui vient ensuite. La deuxième instruction emploie deux octets, le premier sera chargé à l'adresse 0001 , et le second à 0002 .

La seconde colonne contient les instructions et les adresses des opérandes en langage machine (hexadécimal); ces deux premières colonnes représentent les résultats du programme assembleur. Comme on l'a déjà dit, le programme assembleur sert à traduire un programme utilisant le langage assembleur (les lettres et symboles mnémotechniques de la figure 3) en une suite logique de '1' et de '0' qui constitue le langage machine. La troisième colonne contient les instructions et les symboles d'adresse en langage assembleur. Les symboles d'adresse se composent de 6 lettres ou

chiffres arbitraires (sans signe de ponctuation; le premier signe est toujours une lettre). L'assembleur 'lit' les symboles d'adresse et calcule les valeurs des déplacements nécessaires.

La dernière colonne contient une explication des pas du programme; elle n'a pas d'effet sur l'assembleur.

Comme on le voit sur la figure 2, seuls les deux bits de plus fort poids sont décodés lorsqu'on adresse la RAM, les LEDs ou le commutateur de données (DS). Cela entraîne naturellement quelques conséquences pour la programmation. Par exemple, les LEDs seront adressées par chaque instruction commençant par 01.

Dans le programme, PTR1 est utilisé pour adresser les LEDs, et PTR2 pour le DS (seul l'octet le plus fort des registres est utilisé). Pour charger les pointeurs, l'information est d'abord fournie à l'accumulateur; son contenu est ensuite échangé avec celui de l'octet le plus fort du pointeur.

L'instruction ADD (2) a pour effet d'ajouter l'information du DS à celle de l'AC (= 00). Le résultat de cette opération se trouve alors dans l'AC. L'instruction suivante commande la visualisation du contenu de l'AC par les LEDs. Une instruction HALT (stop) la suit; le programme est alors interrompu. On peut alors fournir un nouveau nombre au moyen du DS, puis faire repartir le programme grâce à l'interrupteur 'Halt-reset'. L'instruction suivante est un ordre de saut à 'LOOP'. LOOP est un symbole d'adresse, dans le cas présent c'est un 'label'; les labels sont toujours suivis par deux points (exemple LOOP:).

Le contenu du PC est alors 000E; il doit passer à 0007 (retour à LOOP). Pour cela, le valeur du déplacement de l'instruction de saut est alors -07 ou F9 (complément à 2).

Une partie du programme est exécutée une seconde fois, la nouvelle information du DS est ajoutée au résultat précédent, et le nouveau résultat est affiché par les LEDs.

Les tableaux 4 et 5 donnent deux autres exemples de programme. Celui du tableau 4 transforme le microprocesseur en compteur binaire 'software'. Les LEDs visualisent la sortie du compteur, le comptage étant continuellement incrémenté par 1. Le programme de la figure 5 permet d'obtenir un chenillard; les LEDs s'allument séquentiellement de la gauche vers la droite, le cycle se répétant indéfiniment.

Il peut sembler compliqué et coûteux d'employer un microprocesseur pour allumer quelques LEDs. Il s'agit en fait d'illustrer au moyen de ces programmes les principes opératoires et les techniques de programmation du microprocesseur.

C'est la compréhension et surtout l'expérimentation des programmes ci-dessus qui permettra au lecteur d'approfondir sa connaissance de la technologie du microprocesseur.

Tableau 3.

Programme d'addition

Début = 0000			
0000	08	NOP	;
0001	C401	LDI 01	; charger 01 dans AC
0003	35	XPAH 1	; 01 dans PTR1 bit 8...15
0004	C402	LDI 02	; charger 02 dans AC
0006	36	XPAH 2	; 02 dans PTR2
LOOP:			
0007	F200	ADD 0 (2)	; ajouter (EA) à (AC)
0009	C900	ST 0 (1)	; (AC) dans EA indiquée par PTR1,
000B	00	HALT	; et arrêt
000C	90F9	JMP LOOP	; sauter à LOOP
• END ; fin des instructions assembleur			

Tableau 4.

Compteur binaire

Début = 0000			
0000	08	NOP	;
0001	00	HALT	;
0002	C401	LDI 01	; charger PTR1 avec EA
0004	35	XPAH 1	; des LEDs
0005	C400	LDI 00	; charger le compteur, un
0007	C809	ST COMPTEUR	; octet RAM
LOOP:			
0009	A807	ILD COMPTEUR	; incrémenter le compteur
000B	C900	ST 0 (1)	; 'stocker' l'état du compteur
dans les LEDs			
000D	8FFF	DLY X'FF	; instruction de délai
000F	90F8	JMP LOOP	; sauter à LOOP
COMPTEUR: ; label et instruction à l'assembleur			
• OCTET de réserver un octet de RAM			
• END			

Tableau 5.

Chenillard

Début = 0000			
0000	08	NOP	;
0001	00	HALT	;
0002	C401	LDI 01	; charger EA des LEDs
0004	35	XPAH 1	; dans PTR1
0005	C401	LDI 01	; charger 01 dans AC
LOOP:			
0007	C900	ST 0 (1)	; (AC) dans les LEDs
0009	1 E	RR	; (AC) décalé d'un bit vers la droite
000A	01	XAE	; stocker (AC) dans E
000B	8FFF	DLY X'FF	; délai
000D	40	LDE	; (E) dans AC
000E	90F7	JMP LOOP	; sauter à LOOP
• END			

Tableau 3. Programme d'addition de deux nombres binaires.

Tableau 4. Programme permettant d'utiliser le SC/MP comme compteur binaire.

Tableau 5. Programme 'chenillard'.

Bibliographie:

1. SC/MP data-sheet, pub. no. 420305227-001 A
2. SC/MP instruction guide, pub. no. 4200110 A
3. SC/MP technical description, pub. no. 4200079 A
4. SC/MP microprocessor applications handbook, pub. no. 420305239-001 A
5. SC/MP programming and assembler manual, pub. no. 4200094 B

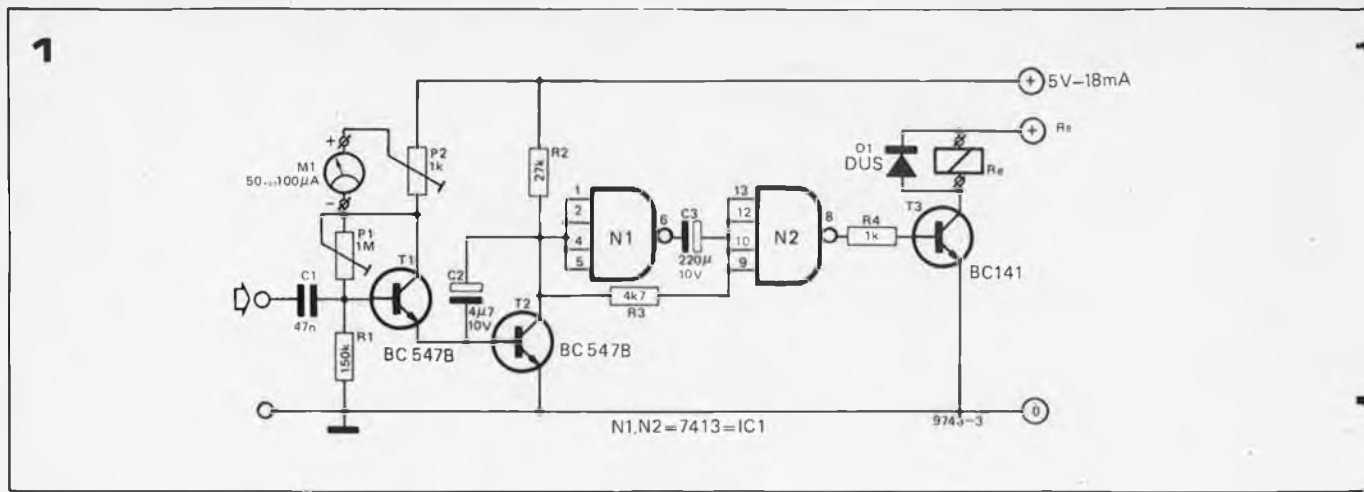
commande automatique de changement de diapositives

W. Fröse

Les changeurs automatiques de diapositives sont très utiles lorsqu'un commentaire enregistré accompagne la projection. La plupart des changeurs automatiques utilisent comme signal de commande, soit un signal HF enregistré à faible niveau puis extrait au moyen d'un filtre, soit un signal BF enregistré sur une piste parallèle. Le montage décrit ici n'utilise aucune de ces méthodes, mais réagit à la chute de niveau BF quand le commentaire s'arrête pendant plus d'une seconde.



V22012-
C02-BC01



Le circuit du changeur automatique est décrit à la figure 1. En l'absence d'un signal BF à l'entrée, T1 et T2 sont bloqués. Quand un signal dépassant un certain niveau (déterminé par P1) apparaît à l'entrée, T1 se met à conduire lors des alternances positives. Le signal en sortie de l'émetteur de T1 est alors intégré par C2 et T2.

Si la tension collecteur de T2 se trouve en-dessous du seuil négatif du trigger de Schmitt N1, la sortie de N1 et l'entrée de N2 sont à l'état haut, la sortie de N2 est basse et T3 est bloqué. Le relais ne colle donc pas.

Si le signal d'entrée tombe en-dessous d'un certain seuil, T1 se bloque. Après un délai d'environ 1 seconde, T2 se bloque également, mettant l'entrée de

N1 à l'état haut. La sortie de N1 passera alors à l'état bas, amenant l'entrée de N2 à l'état bas par l'intermédiaire de C3.

La sortie de N2 passera alors à l'état haut, faisant conduire T3 et faisant coller le relais. Les contacts du relais étant reliés au projecteur, le changement de diapositive s'effectuera alors. C3 se chargera ensuite via R3 jusqu'à ce que le seuil positif de N2 soit dépassé; la sortie de N2 retombera alors à l'état bas et le processus pourra recommencer, le relais étant décollé. La diode D1 protège T1 des surtensions créées par la bobine P1 polarise la base de T1 et détermine ainsi le seuil de tension à partir duquel le transistor commence à conduire. En réglant convenablement P1, il est pos-

sible d'enregistrer à bas niveau un fond musical soulignant le commentaire. P1 sera ajusté de façon que T1 ne conduise que lorsque le commentaire est superposé au fond musical.

La figure 2 montre le montage utilisé en général pour sonoriser une série de diapos. La musique et le commentaire sont mélangés et enregistrés sur bande magnétique.

Le changeur de diapositives est relié à la sortie de la table de mixage afin de vérifier que la commande s'effectue bien durant les pauses.

A la projection, le changeur est connecté à la sortie ligne du magnétophone à cassettes (figure 3), ou à un endroit du magnétophone où le niveau n'est pas altéré par les réglages de volume ou de

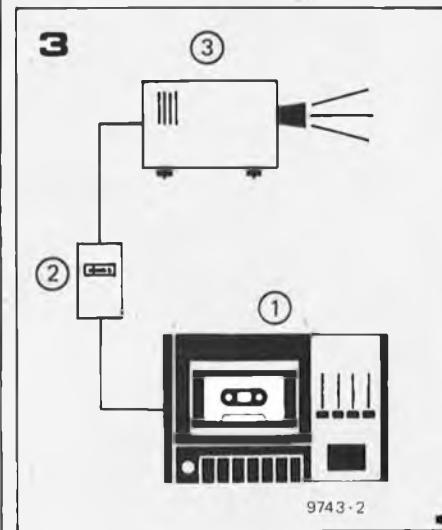
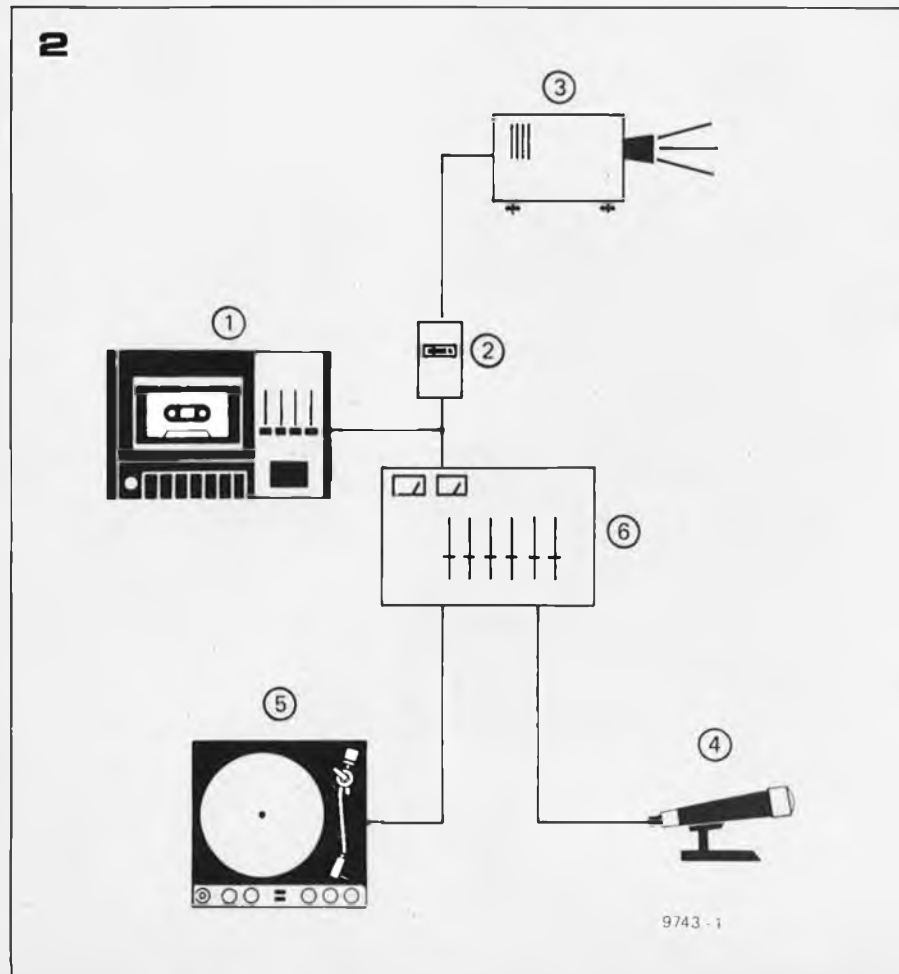


Figure 1. Schéma du changeur automatique de diapositives.

Figure 2. Montage utilisé pour l'enregistrement simultané d'un commentaire et d'une musique de fond pour une projection de diapositive. La diapositive change lorsque la sortie de la table de mixage tombe au-dessous du seuil préétabli.

Figure 3. Lors de la reproduction, le changeur de diapositives est relié à la sortie ligne du magnétophone à cassettes.

Légende 1. Magnétophone. 2. Changeur automatique de diapos. 3. Projecteur. 4. Micro. 5. Platine tourne-disques. 6. Tableau de mixage.

tonalité: toute variation de niveau pourrait provoquer un fonctionnement intempestif du montage.

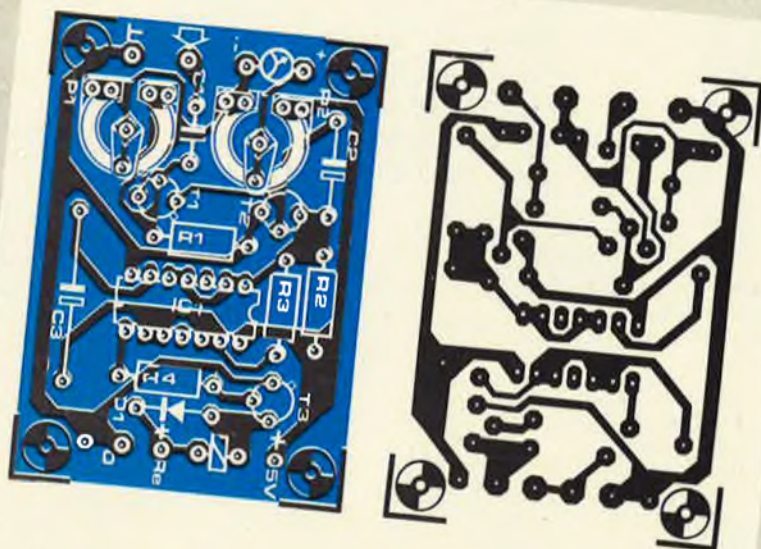
P1 et P2 seront d'abord mis en position médiane pendant l'enregistrement. P1 est ensuite réglé pour obtenir le changement de diapositive après une seconde de pause dans le commentaire. On ajuste ensuite P2 pour repérer sur le galvanomètre M1 le niveau du seuil de commande. M1 dévie d'un quart d'échelle lorsque P1 est convenablement ajusté.

Si les niveaux d'enregistrement et de lecture de la platine de magnétophone à cassettes sont sensiblement égaux, aucune retouche ne sera nécessaire en passant le commentaire. Si une différence de niveau existe, il faut reprendre

le réglage de P1 pour obtenir le seuil correct de déclenchement à la lecture. Le dessin du circuit imprimé et la disposition des éléments sont décrits à la figure 4. Le montage est alimenté, à l'exception du relais sous une tension de 5 V (avec un débit de 18 mA), qui peut être facilement obtenue au moyen d'une simple diode Zener. Une connexion distincte est prévue pour l'alimentation du relais, permettant l'utilisation d'un type fonctionnant sous une tension différente. La tension d'alimentation de ce relais pourra être prélevée par exemple sur la tension d'alimentation continue avant stabilisation par la diode Zener.

Figure 4. Circuit imprimé et disposition des composants du changeur automatique (EPS 9743).

4



Liste des composants.

Résistances:

R1 = 150 k
R2 = 27 k
R3 = 4k7
R4 = 1 k
P1 = 1 M ajustable
P2 = 1 k ajustable

Condensateurs:

C1 = 47 n
C2 = 4 μ 7/10 V
C3 = 220 μ /10 V

Semi-conducteurs:

T1, T2 = BC 547B ou BC 107B
(ou équivalent)
T3 = BC 141
N1, N2 = IC1 = 7413
D1 = DUS

Divers:

Relais 5 - 6 V, bobine de 68 Ω
ou plus (voir texte); contact
travail capable de supporter le
courant de commande du projec-
teur.

alimentation stabilisée à circuit intégré

Ce circuit intégré est le LM 317 de National Semiconductor, il est disponible monté dans les boîtiers TO-3 et TO-5, les deux appellations étant alors suivies respectivement des lettres K et H. Le brochage des deux boîtiers est donné à la figure 1. A la différence des régulateurs à tension de sortie unique, une broche n'est pas reliée à la masse. Le LM 317 fonctionne en régulateur flottant; la tension de commande appliquée à la broche 1 détermine la tension de sortie.

Aucune partie du circuit intégré n'étant reliée à la masse, il lui est possible de réguler des tensions élevées, à condition toutefois que la tension maximale entrée-sortie ne soit pas dépassée.

Les principales caractéristiques électriques et les valeurs absolues à ne pas dépasser sont données au tableau 1 pour le LM 317 et ses versions à large gamme de température LM 117 et LM 217. L'intensité maximale disponible en sortie (typiquement 2,2 A pour le boîtier TO-3) et la réjection d'ondulation de 65 dB (pouvant être portée à 80 dB) sont particulièrement intéressantes. Le schéma d'utilisation typique du LM 317 est décrit à la figure 2. Le diviseur de tension R1/R2 détermine la tension présente à la broche de commande 1; cette tension permet de faire varier la tension de sortie. Une tension stabilisée de référence d'environ 1,25 V est disponible entre la broche 1 et le boîtier. Elle détermine le passage d'un courant constant à travers R1 et R2. Il existe toutefois un courant de fuite d'environ 100 μ A qui s'écoule à la masse via R2, ce qui donne la formule suivante pour le calcul de la tension de sortie V_s :

$$V_s = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_f R_2$$

(où I_f est le courant de fuite)

En pratique, un courant de charge minimum de 4 mA est nécessaire pour que la régulation soit efficace. Pour des intensités inférieures, la tension de sortie dépassera la valeur choisie; ceci implique pour R1 une valeur maximum de 470 Ω pour assurer le courant de charge minimum. Le courant de fuite représente moins de 2% de cette inten-

Les circuits intégrés régulateurs de tension fixe sont maintenant monnaie courante. Ces composants à trois 'pattes' n'étaient capables de délivrer jusqu'à présent qu'une tension régulée bien déterminée (par exemple 5 V pour le LM 309). Il existe maintenant un circuit intégré qui ajoute à la simplicité de ce type de régulateurs l'avantage supplémentaire d'une tension régulée variable.

sité et peut alors être négligé. La valeur de R2 est alors donnée par la formule:

$$R_2 = \frac{(V_s - V_{ref}) R_1}{V_{ref}}$$

soit $\frac{(V_s - 1,25) 470}{1,25}$

La tolérance existant sur la valeur de la tension de référence empêche le calcul exact de la valeur de R2; si on désire une tension régulée très précise, il faudra choisir pour R2 une résistance ajustable. Cette résistance permettra d'amener la tension de sortie à la valeur requise. Les performances du circuit peuvent être améliorées en ajoutant quelques composants externes comme le montre la figure 3. Si le circuit intégré n'est pas monté à proximité de la capacité de découplage, un condensateur d'1 μ au tantale sera monté tout près du boîtier entre la broche 2 et la masse. La réjection d'ondulation peut être portée à 80 dB en découplant la tension de commande au moyen d'un condensateur tantale de 10 μ placé entre la broche 1 et la masse. L'effet de cette adjonction est illustré par les figures 4 et 5. On pourra également ajouter une petite capacité de découplage à la sortie. La figure 6 montre la réponse du circuit à une augmentation transitoire de l'intensité délivrée avec (en pointillé) et sans les condensateurs de découplage. On s'aperçoit que leur présence améliore sensiblement l'aspect de la courbe.

Protection par diodes

Si un court-circuit se produit à l'entrée ou en sortie, C2 ou C3 se déchargent à travers le circuit intégré, ce qui peut occasionner sa destruction. Les diodes D1 et D2 permettent aux condensateurs de se décharger à la masse si un tel incident survient.

Variantes

La présence d'une broche de commande sur le LM 317 permet des variantes intéressantes du circuit de base. Par exemple, la tension régulée peut être asservie en intercalant un transistor NPN entre la broche de commande et la masse, comme le montre la figure 7. La



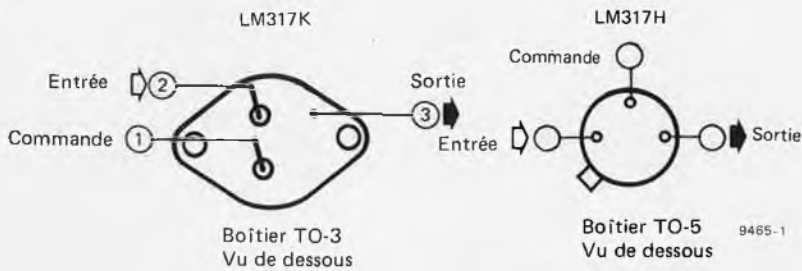


Figure 1. Brochage des LM 317 H et LM 317 K.

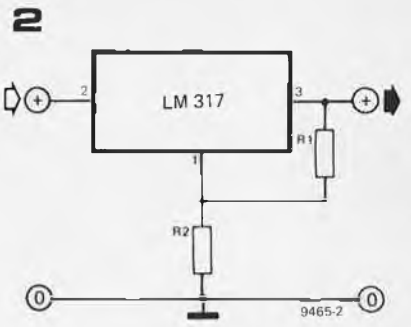


Figure 2. Détermination de la valeur de la tension régulée au moyen de deux résistances.

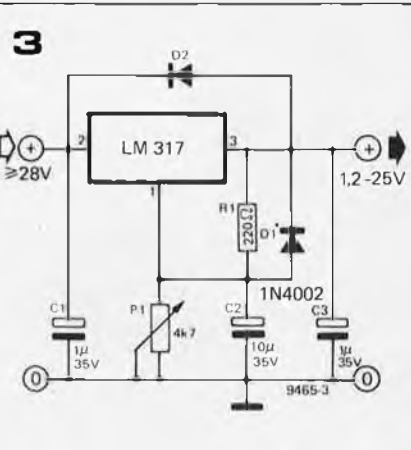
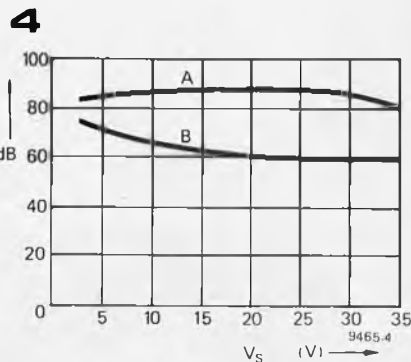


Figure 3. La réjection d'ondulation et la régulation ligne du LM 317 peuvent être améliorées en ajoutant des condensateurs de découplage; des diodes de protection sont alors indispensables.

Figure 4. Réjection d'ondulation en fonction de la tension de sortie avec (A) et sans (B) C2.

Figure 5. Réjection d'interférence ligne en fonction de la fréquence avec (A) et sans (B) C2.

Figure 6. Réponse de l'alimentation à une augmentation brutale du courant de sortie avec (pointillé) et sans (trait plein) condensateurs de découplage.



présence d'un signal (qui peut être délivré par un circuit TTL) sur la base du transistor l'amène à saturation, provoquant ainsi la mise à la masse de la broche de commande. La tension de sortie tombera alors à une valeur légèrement supérieure à V_{ref} .

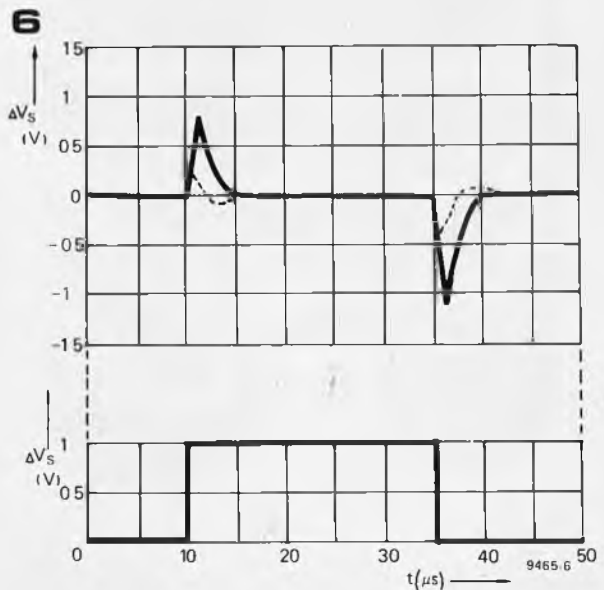
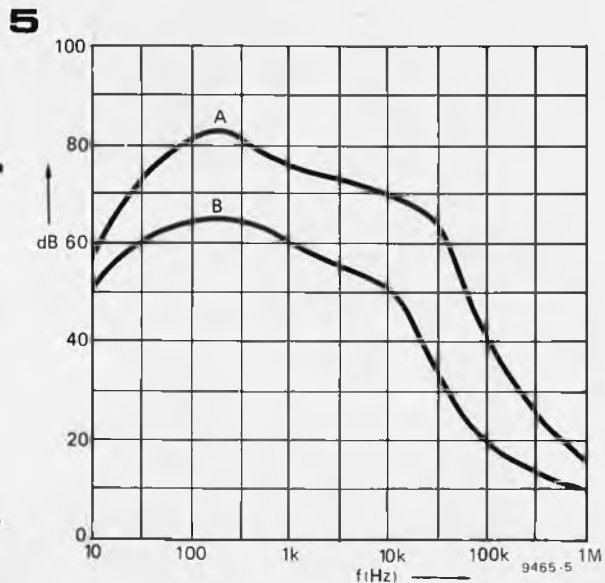
Si l'on désire une alimentation à temps d'établissement long, on peut utiliser le schéma de la figure 8. A la mise en marche, C2 se charge à travers la jonction émetteur-base de T1, portant le transistor à saturation. Celui-ci met alors la broche de commande à la masse. Lors de la charge de C2, l'intensité circulant à travers T2 diminue, et la tension de sortie monte graduellement. Le circuit intégré peut également être monté en source de courant constant. Si une résistance est intercalée entre le

boîtier et la broche 1, un courant $\frac{V_{ref}}{R}$

s'établit. Ce même courant circulera dans la charge, si elle est placée entre la broche 1 et la masse (en faisant abstraction du courant de fuite issu de la broche 1). La configuration du circuit est donnée à la figure 9.

Description de l'alimentation stabilisée proposée

Le schéma d'une alimentation stabilisée de laboratoire est donnée à la figure 10.



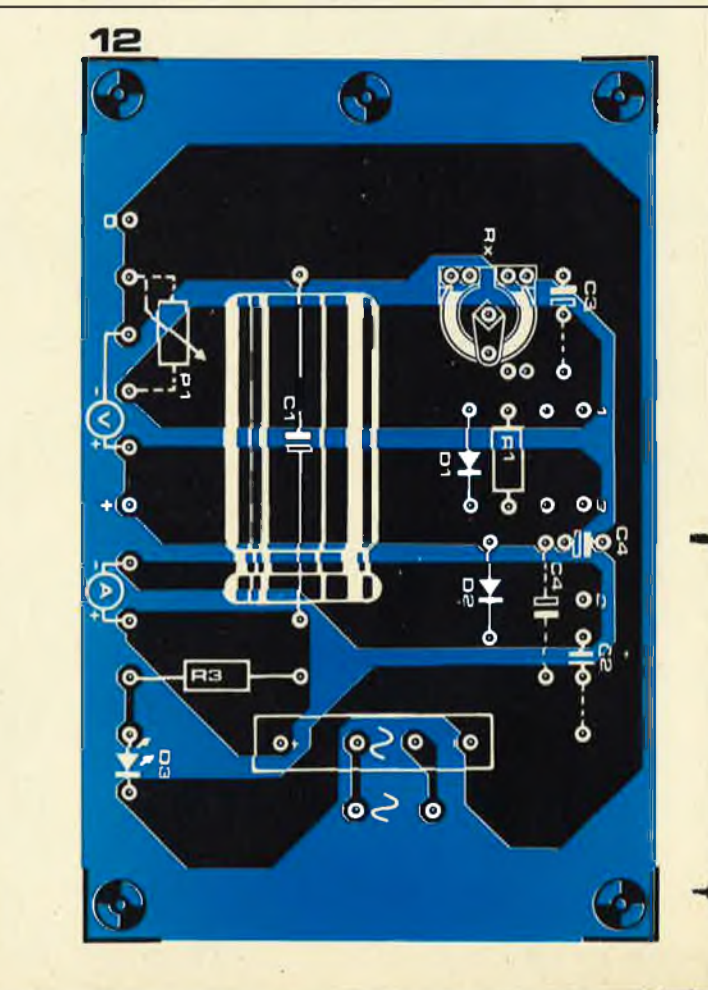
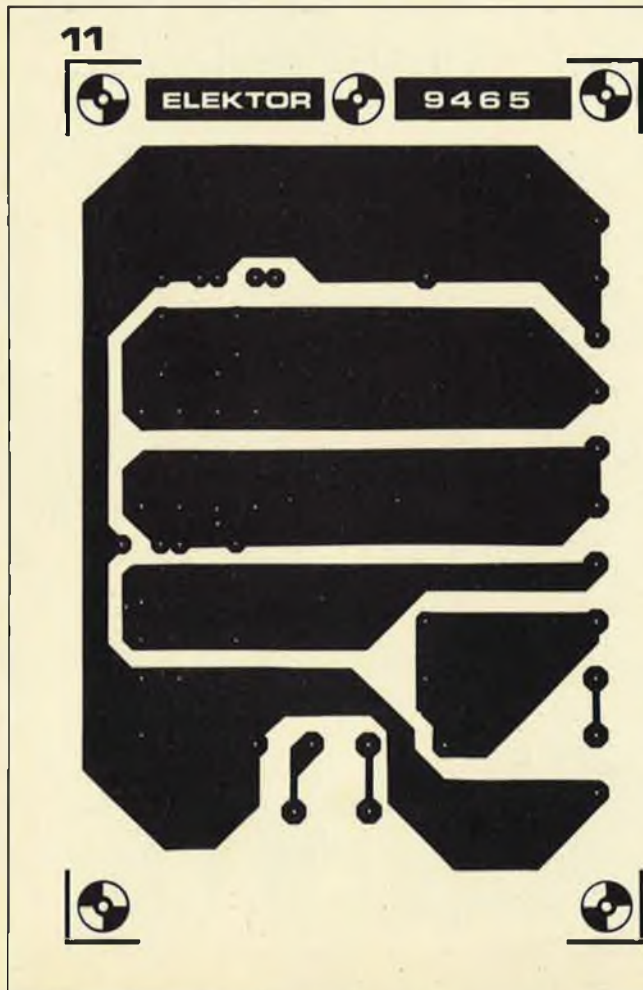
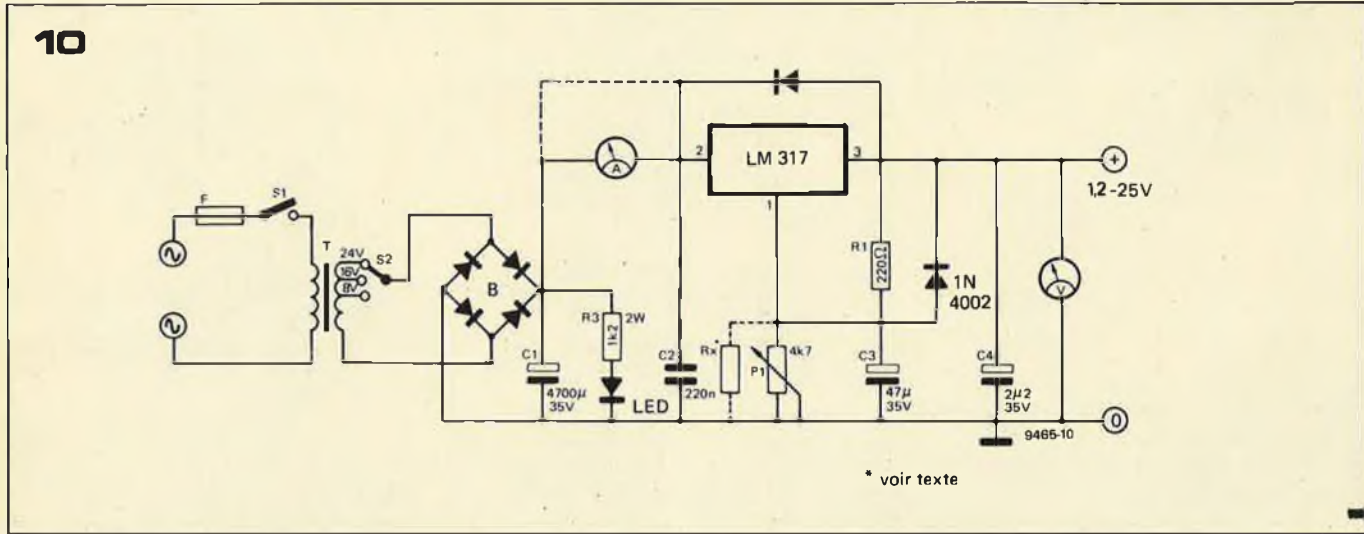
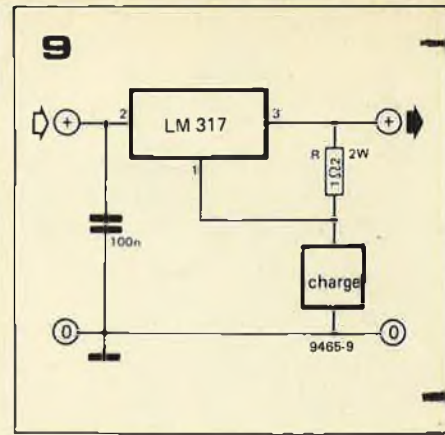
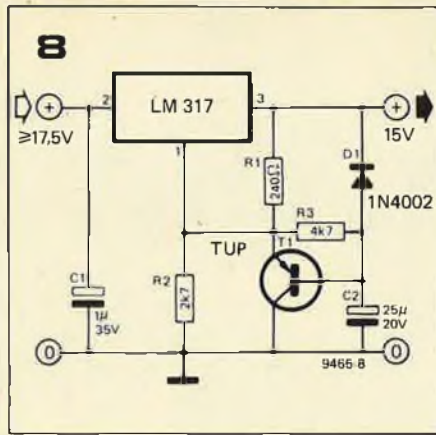
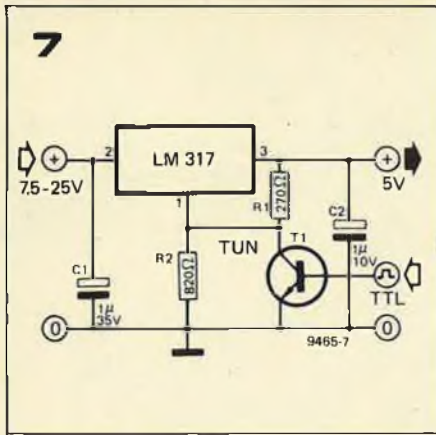


Figure 7. Asservissement du régulateur au moyen d'un transistor NPN.

Figure 8. Alimentation à temps d'établissement lent.

Figure 9. Le LM 317 en source de courant.

Figure 10. Schéma pratique d'une alimentation stabilisée utilisant le LM 317.

Figures 11 et 12. Circuit imprimé et disposition des composants de l'alimentation stabilisée (SECI 9465).

Photo 1. Aspect de l'alimentation stabilisée de laboratoire.

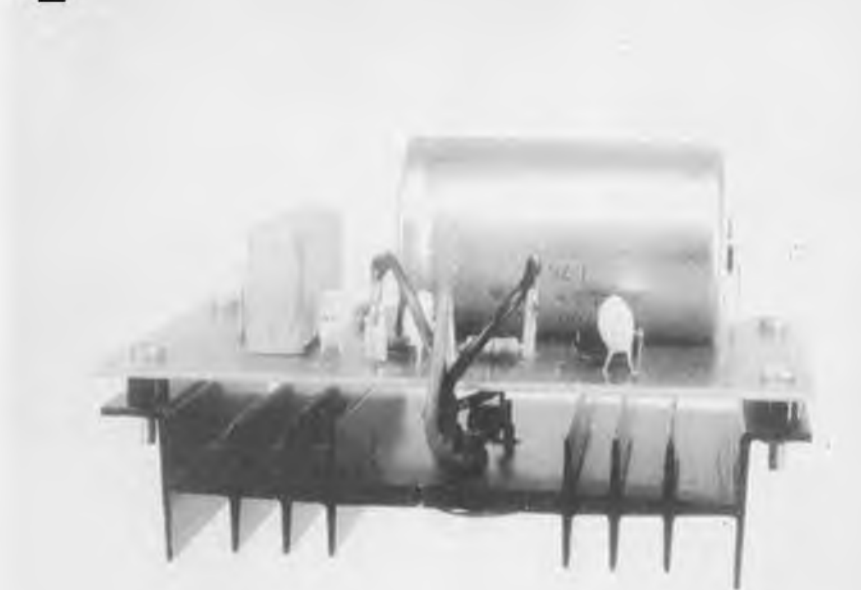
Photo 2. Le circuit imprimé de la figure 11 utilisé en module d'alimentation. Le circuit imprimé est monté directement sur le radiateur.

Tableau 1. Valeurs absolues à ne pas dépasser et caractéristiques électriques du LM 317.

1



2



Liste des composants de la figure 10

Résistances:

- R1 = 220 Ω
- R3 = 1k2
- Rx = 10 k ajustable ou résistance fixe (Voir le texte)
- P1 = potentiomètre lin. 4k7 ou 5 k

Condensateurs:

- C1 = 4700 μ 35 V
- C2 = 220 n
- C3 = 47 μ 35 V
- C4 = 2μ2 35 V

Semi-conducteurs:

- D1 D2 = 1N4002
- D3 = LED
- IC = LM317K
- B = redresseur en pont 40 V, 2,2 A

Divers:

- T = transfo secteur à secondaire 0-8-16-24 V, 2 A
- S1 = interrupteur unipolaire 250 V 1 A
- S2 = commutateur à 3 positions, 1 circuit
- F = fusible 250 mA à fusion lente
- Ampèremètre 0-2 A
- Voltmètre 0-25 V

Ce montage peut également être incorporé à un appareil à alimenter sous une tension de 1,2 à 25 V. Il est possible de réguler la tension fournie à l'intérieur de cette plage avec une tension d'entrée de 36 V. Cependant, lorsque l'alimentation délivre une faible tension de sortie avec un courant élevé, la chute de tension dans le circuit intégré sera telle que ses circuits de limitation entreront en jeu, coupant la tension stabilisée. C'est pourquoi on utilise un transformateur secteur muni de 3 prises au secondaire, correspondant à des tensions d'environ 8,15 et 25 V. P1 étant réglé au maximum, Rx sera ajusté pour obtenir la tension de sortie maximale (soit 25 V). Pendant cette opération, le commutateur S2 devra obligatoirement se trouver en position 25 V.

En effet, il est absurde de vouloir stabiliser la tension de sortie, si la tension d'entrée lui est légèrement supérieure, et a fortiori inférieure! Dans ce cas le montage ne procurerait aucune régulation, et une ondulation résiduelle importante apparaîtrait en sortie.

Pour des applications nécessitant une tension régulée fixe, Rx peut être remplacée par une résistance et P1 supprimé.

Il peut sembler bizarre de voir l'ampèremètre inséré à l'entrée du circuit, car il mesure le courant circulant à travers R1 et R2, même lorsque l'alimentation ne débite pas. Cependant ce courant ne représente que 1% de la valeur mesurée à pleine échelle et ne causera qu'une déviation minime de l'aiguille qui passera pratiquement

1a Valeurs absolues maximales

Dissipation	Limitation interne
Tension maximale entrée-sortie	40 V
Gamme des températures de jonction en fonctionnement	
LM 117	-55° C à +150° C
LM 217	-25° C à +150° C
LM 317	0° C à +125° C
Température de stockage	-65° C à +150° C
Température des broches (lors de la soudure, 10 secondes)	300° C

inaperçue. Cette disposition inhabituelle présente l'avantage de ne pas ajouter la résistance interne de l'appareil à l'impédance de sortie de l'alimentation, ce qui nuirait à la régulation.

Réalisation

Le circuit imprimé et le câblage de l'alimentation stabilisée sont décrits aux figures 11 et 12.

La photographie 1 montre l'aspect de la face avant de l'alimentation de laboratoire; la photo 2 représente l'alimentation stabilisée destinée à être incorporée dans un appareil. Le circuit imprimé est vissé directement sur le radiateur; l'ampèremètre peut être supprimé et les deux trous correspondants du circuit imprimé reliés par un strap, comme cela est indiqué en pointillé sur la figure 10.

1b Caractéristiques électriques (Remarque 1)

PARAMETRE	Conditions	LM 117/217			LM 317			Unité
		min	typ	max	min	typ	max	
Régulation ligne	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $3\text{ V} \leq V_e - V_s \leq 40\text{ V}$ (Remarque 2)		0,01	0,02		0,01	0,04	%/V
Régulation charge	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ mA} \leq I_s \leq I_{\text{max}}$ $V_s \leq 5\text{ V}$ (Remarque 2) $V_s \geq 5\text{ V}$ (Remarque 2)		5 0,1	15 0,3		5 0,1	25 0,5	mV %
Courant dans la broche de commande			50	100		50	100	μA
Variation du courant de commande	$10\text{ mA} \leq I_s \leq I_{\text{max}}$ $2,5\text{ V} \leq (V_e - V_s) \leq 40\text{ V}$		0,2	5		0,2	5	μA
Tension de référence	$3 \leq (V_e - V_s) \leq 40\text{ V}$ (Remarque 3) $10\text{ mA} \leq I_s \leq I_{\text{max}}$ $P \leq P_{\text{max}}$	1,20	1,25	1,30	1,20	1,25	1,30	V
Régulation ligne	$3\text{ V} \leq V_e - V_s \leq 40\text{ V}$ (Remarque 2)		0,02	0,05		0,02	0,07	%/V
Régulation charge	$10\text{ mA} \leq I_s \leq I_{\text{max}}$ (Remarque 2) $V_s \leq 5\text{ V}$ $V_s \geq 5\text{ V}$		20 0,3	50 1		20 0,3	70 1,5	mV %
Stabilité en température	$T_{\text{min}} \leq T_j \leq T_{\text{max}}$		1			1		%
Courant de charge minimum	$V_e - V_s = 40\text{ V}$		3,5	5		3,5	10	mA
Intensité maximale	$V_e - V_s \leq 15\text{ V}$ Boîtier K Boîtier H $V_e - V_s = 40\text{ V}$ Boîtier K Boîtier H	1,5 0,5	2,2 0,8		1,5 0,5	2,2 0,8		A A A A
Bruit efficace en sortie % de V_s	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$			0,003			0,003	%
Atténuation de l'ondulation	$V_s = 10\text{ V}$, $f = 120\text{ Hz}$ $C = 10\ \mu\text{F}$	66	65 80		66	65 80		dB dB
Stabilité à long terme	$T_A = 125^\circ\text{C}$		0,3	1		0,3	1	%
Résistance thermique jonction-boîtier	Boîtier H Boîtier K		12 2,3	15 3		12 2,3	15 3	$^\circ\text{C/W}$ $^\circ\text{C/W}$

Remarque 1. En l'absence de spécifications particulières, ces caractéristiques s'appliquent pour $-55^\circ\text{C} \leq T_j \leq +150^\circ\text{C}$ dans le cas du LM 117, $-25^\circ\text{C} \leq T_j \leq +150^\circ\text{C}$ (LM 217), et pour $0^\circ\text{C} \leq T_j \leq +125^\circ\text{C}$ (LM 317); $V_e - V_s = 5\text{ V}$ et $I_s = 0,1\text{ A}$ pour le boîtier TO-5 et $I_s = 0,5\text{ A}$ pour les boîtiers TO-3 et TO-220. Bien que la dissipation soit limitée intrinsèquement, ces caractéristiques s'appliquent à des puissances dissipées de 2 W pour le type TO-5, et 20 W pour les types TO-3 et TO-220. I_{max} est de 1,5 A pour les TO-3 et TO-220 tandis qu'il est de 0,5 A pour le TO-5.

Remarque 2. La régulation est mesurée à température de jonction constante. Les variations de la tension de sortie dues à l'échauffement sont prises en compte séparément. La mesure est effectuée au moyen d'impulsions à facteur de récurrence peu élevé.

Remarque 3. Il est possible d'obtenir des dispositifs triés à tension référence serrée.

magnétiseur

Lors du deuxième 'Colloque bioclimatologique' de septembre 1976 à Munich, un rapport concernant une série d'expériences effectuées par le Professeur R. MECKE, de l'Université de Fribourg, et reprises par plusieurs chercheurs de l'Université de Tübingen (entre autres, les Professeurs W. Ehrmann et W. Ludwig) fut présenté. 920 malades se plaignant de divers troubles psychosomatiques furent traités au moyen d'un appareil exactement semblable au magnétiseur décrit dans cet article. Sur les 920 patients, 220 reçurent un placebo, c'est-à-dire que l'appareil était factice. Insomnies et maux de tête chroniques faisaient aussi partie des symptômes dont se plaignaient les malades.

Depuis 1975, ont également été traités des patients souffrant de maux tels que migraines, névralgies rhumatismales non-articulaires, usure des articulations, syndromes aux vertèbres cervicales et dorsales, allergies de la peau, asthme bronchique, mal des transports et mal des montagnes.

Il est intéressant de noter que, durant ces expérimentations, les patients ne durent utiliser que 50% environ des doses habituelles de leurs médicaments.

Les résultats globaux de ces expériences (présentés dans le tableau 1) sont d'autant plus remarquables, si l'on tient compte qu'ils sont de loin meilleurs que les résultats obtenus par l'utilisation de médicaments.

Les chiffres donnés sont tous extraits d'un rapport dû à W. Ehrmann, W. Ludwig et collègues de l'Université de Tübingen. Que le Docteur LUDWIG soit ici remercié de sa coopération à la préparation de cet article.

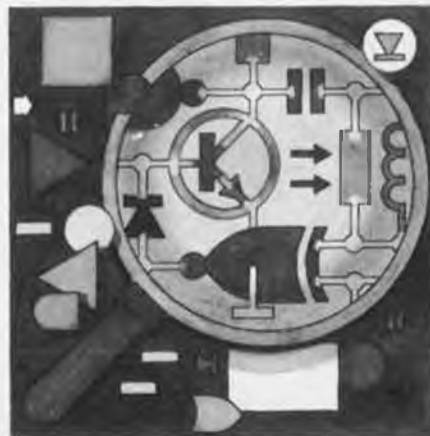
L'appareil décrit ci-après est du même type que celui utilisé lors des expériences. L'attention du lecteur est attirée sur le fait que, bien qu'Elektor ne puisse donner aucune garantie quant à l'efficacité de ce traitement, l'appareil peut être considéré comme une approche scientifique du problème, méritant réflexion médicale.

Effet des champs magnétiques

La profondeur de pénétration d'un champ magnétique dépend de sa fré-

De récentes expérimentations médicales ont confirmé la thèse de la valeur thérapeutique des champs magnétiques pour le traitement de maladies psychosomatiques rhumatismales.

L'article ci-dessous rapporte d'abord les résultats d'expériences destinées à se rendre compte de l'efficacité de ce mode de traitement et décrit ensuite un dispositif engendrant un champ magnétique alternatif pouvant être utilisé dans des applications médicales.



quence. Si celle-ci se situe dans les TBF (très basses fréquences), des courants de Foucault seront induits dans tout l'organisme, causant ainsi des déplacements de charge dans les membranes des cellules. Ceci stimule le système nerveux, en supprimant les blocages pouvant exister.

Par exemple, on a pu constater une vasodilatation des vaisseaux sanguins pour des fréquences inférieures à 8 Hz, alors que des fréquences supérieures à 12 Hz induisent une vasoconstriction. Les expériences ont montré une sensibilité à la fréquence des champs magnétiques différente selon chaque individu. L'action est maximale pour la fréquence qui correspond au rythme alpha de l'électroencéphalogramme de la personne. Il est aisé d'admettre que des impulsions étrangères à l'organisme auront un effet plus important sur des impulsions naturelles si elles leur sont synchrones. Des impulsions brèves, riches en harmoniques, conduisent à de meilleurs résultats que des champs sinusoïdaux de même amplitude. Toutefois le temps de montée ne devra pas dépasser le temps de réponse des tissus.

Les fréquences TBF thérapeutiques se situent dans la gamme des 0,5 à 20 Hz; cette gamme peut être divisée en 4 domaines à action différente:

- 1 - 3 Hz soigne les infections;
- 4 - 6 Hz a un effet calmant et décontracte les muscles;
- 8 - 11 Hz est analgésique, tonique et stabilisant;
- 13 - 20 Hz — possède la même action que le domaine 8 - 11 Hz mais sur des individus souffrant de grande lassitude. Ce dernier domaine ne doit être utilisé que si les fréquences plus basses sont sans effet. La gamme des 4-6 Hz ne doit pas être utilisée lorsque le patient effectue des activités nécessitant une attention soutenue (conduite d'une machine, d'une voiture, etc. . .).

Le traitement par champ magnétique ne semble pas produire d'effets secondaires, toutefois son efficacité peut diminuer lors d'un usage prolongé. C'est pourquoi l'on recommande de limiter la durée d'une séance à 15 minutes.

Les personnes munies d'un pace-maker ne devront pas utiliser la plus basse gamme de fréquence sans être certaines que leur pace-maker ne réagit pas au champ créé par le magnétiseur. En usage normal, si l'appareil n'est pas appliqué sur une région douloureuse, il peut être porté dans une poche de veste ou une sacoche de poitrine. En position couchée, on peut le placer sous le cou ou sous un oreiller.

Le circuit

Le schéma électrique est décrit à la figure 1. L'appareil se compose de deux multivibrateurs astables dont l'un (N1/N2) oscille à environ 1,15 Hz et l'autre (N3/N4) à 4,4 Hz, 9,7 Hz ou 14,2 Hz, la sélection s'opérant par S1 . . . S3. D'autres fréquences peuvent

No	Nombre de patients et de dispositifs	Fréquence (Hz)	Intensité du champ (max.)	Symptômes	Réussites	
					Nbre	%
1	430 ¹	9-10	env. 100 A/m	Affections psychosomatiques	375	87%
2	70 ¹	4-12	env. 200 A/m	Affections psychosomatiques et douleurs	63	90%
3	200 ¹	1-15	env. 200 A/m	Douleurs rhumatismales	194	97%
4	160 ²	10	—	Affections psychosomatiques	33	21%
5	60 ²	4-12	—	Douleurs rhumatismales	12	20%

1 = appareil fonctionnant normalement
2 = appareil factice

Liste des composants

- Résistances:
R1, R4 = 4M7
R2 = 2M2
R3 = 10 M
R5, R6 = 4k7
- Semi-conducteurs:
CT1 = IC1 = 4011
T1 = BC 557B, BC 177B
D1, D2, D3 = 1N4148
- Condensateurs:
C1 = 180 n
C2 = 22 n
C3 = 10 n
C4 = 6n8
C5, C6 = 15 n
C7 = 47 µ/10 V
- Divers:
S1, S2, S3 = interrupteur unipolaire
L1 = voir texte

encore être obtenues en fermant plus d'un interrupteur à la fois. Les fréquences obtenues sont pour:

- S1 + S2 = environ 3,0 Hz;
- S1 + S3 = environ 3,4 Hz;
- S2 + S3 = environ 5,8 Hz;
- S1 + S2 + S3 = environ 2,5 Hz.

Le transistor T1 se bloque et se sature au rythme de la fréquence choisie. Les impulsions de courant collecteur créent le champ magnétique lorsqu'elle traversent la bobine L1, faite de 600 spires de fil de cuivre émaillé diamètre 0,2 mm. Le noyau utilisé pour le prototype construit au laboratoire d'ELEKTOR est tout simplement un boulon d'acier de 6 mm de diamètre et 40 mm de longueur, les 600 spires pouvant être bobinées en vrac.

Le champ magnétique produit est semblable à celui des appareils du commerce. Pour les patients munis d'un pace-maker, on pourra supprimer les risques inhérents à un mauvais fonctionnement du deuxième multivibrateur en omettant de souder les composants R1, R2, R5, C1 et C5 sur le circuit et en connectant l'entrée libre de N1 à la ligne positive d'alimentation.

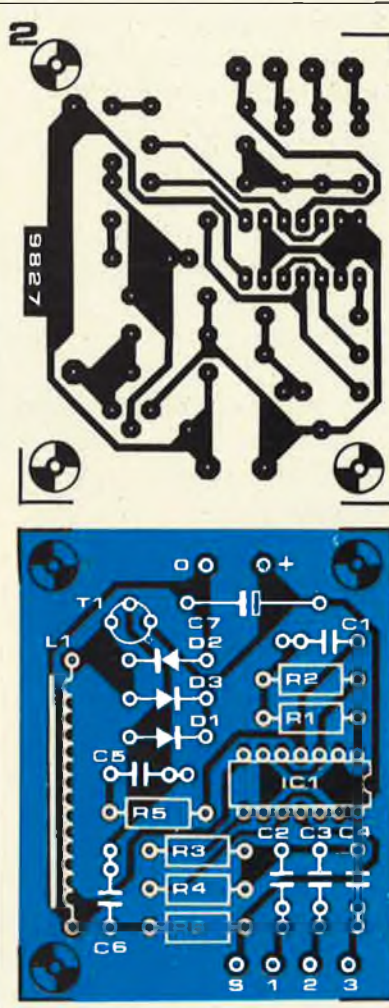
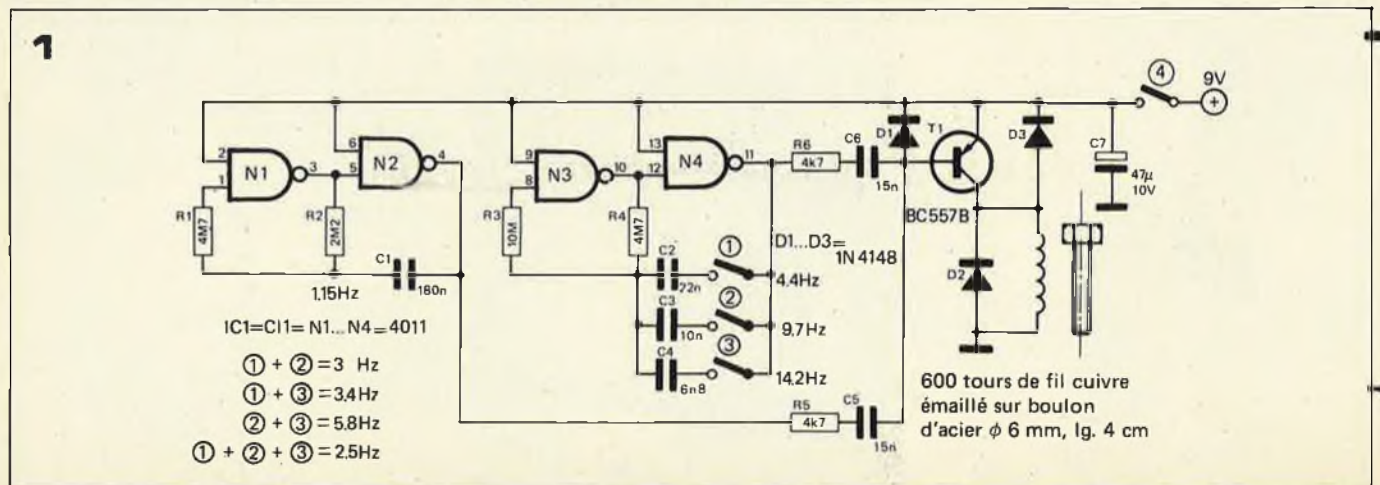


Figure 1. Schéma électrique de magnétiseur. L'appareil ne contient qu'un petit nombre de composants bon marché et sa construction est donc peu coûteuse.

Figure 2. Aspect du côté cuivre et disposition des composants (EPS 9827).

Bibliographie:

G. Altmann, (1969): Die physiologische Wirkung elektrischer Felder auf Organismen. Arch. Met. Geoph. Biokl. 17: 169-290.
S.M. Bawin, L.K. Kaczmarek, W.R. Adey (1975): Effects of Modulated VHF Fields on the Central Nervous system. ANN. New York Acad. Sci., USA, 247: 74-81.
D.E. Beischer, J.D. Grissett, R.E. Mitchell, (1973): Exposure of Man to Magnetic Fields Alternating at Extremely Low Frequency. NAMRL-1180.
W. Ehrmann, H. v. Leitner, W. Ludwig, M.A. Persinger, W. Sodtke, R. Thomas (1976) a: Therapie mit ELF-Magnetfeldern. Z. Phys. Med., 5: 161-170.
W. Ehrmann, H. v. Leitner, W. Ludwig, M.A. Persinger, W. Sodtke, R. Thomas (1976) b: Entwicklung eines elektro-medizinischen Taschengerätes. Acta Medicotechnica, 24: 282-285.
N. Geyer, G. Fischer, H. Riedl, H. Strampfer, (1976): The effect of an Artificial Electroclimate on Physiological Values. Arch. Met. Geoph. Biokl. Ser. B. 24: 111-112.
E.S. Maxey, (1975): Critical Aspects of Human versus Terrestrial Electromagnetic Symbiosis. USNC/URSI-IEEE Meeting, Boulder, Colorado, USA.



Marché

CI pour commande sans fil de modèles réduits.

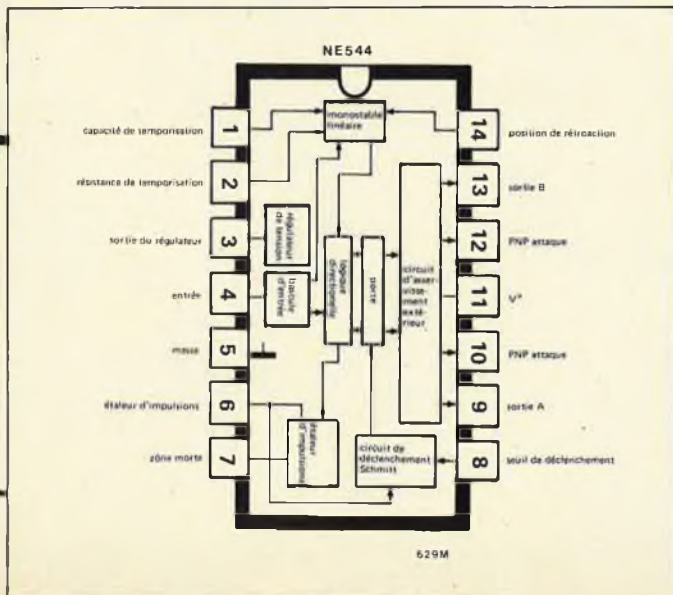
Il y a peu d'autres branches où l'on a autant d'intérêt dans le progrès de la miniaturisation des circuits que dans la branche du commande sans fil de modèles réduits d'avions. Les mesures minimales et un poids minimum sont d'importance primordiale tandis qu'à côté de cela la de sécurité de fonctionnement et la précision doivent satisfaire à d'extrêmes exigences. Il y a peu de temps, en

collaboration étroite avec plusieurs fabricants importants de modèles réduits, Valvo/Signetics a développé un CI intéressant dans une enveloppe à 14 broches en DIL: le NE 544. Celui-ci contient un modulateur d'impulsions, la logique de commandement, un ampli à asservissement et les transistors d'attaque pour le moteur d'asservissement. Le composant a spécialement été étudié pour les applications dans des commandes de modèles réduits qui doivent être réglé digitalement proportionnellement, mais il peut

aussi être utilisé dans d'autres systèmes de régularisation. A l'aide de ce CI on peut aussi bien faire un asservisseur linéaire qu'un asservisseur exponentiel ce qui ces derniers temps est de plus en plus demandé. Les transistors d'attaque intégrés fournissent au maximum 500 mA; le moteur d'asservissement peut aussi bien être relié directement au CI qu'indirectement par moyen de deux transistors de puissance PNP. La figure montre le schéma synoptique de l'intérieur du NE 544. Le potentiomètre d'asservissement est alimenté par le régulateur de tension continu stabilisé (broche n° 3) et le curseur de ce potentiomètre, qui alors indique la position de l'asservisseur va à la broche n° 14. La position du potentiomètre détermine la longueur d'impulsion sortant du monostable extrêmement précis et linéaire (0,5%). Cette longueur est comparé avec celle de l'entrée et résulte en des tensions de sortie qui dirigent le moteur d'asservissement vers sa nouvelle position. Le CI a un raffinement en plus: la possibilité de régler une 'zone morte' et une longueur minimale des impulsions de sortie (par moyen de quelques résistances et condensateurs aux broches 6, 7 et 8). Ces deux mesures limitent la consommation inutile de courant: l'asservisseur ne réagira pas à des impulsions très courtes, tandis qu'un très petit changement dans la position de l'asservisseur n'a généralement pas d'utilité. Le tableau comporte quelques données électriques du CI. A noter la consommation de courant très basse de 5,5 mA. Valvo, Postfach 106323, D 2000 Hamburg 1. Allemagne Fédérale.

(629M)

	min.	typ.	max.	
tension d'alimentation	3,2	4,8	6	V
courant d'alimentation (au repos)	4,2	5,5	7,3	mA
tension de commutation à l'entrée				
mise en marche		1,5		V
mise au repos		1,4		V
impédance d'entrée		2,2		kΩ
tension de sortie niveau bas		0,3		V
tension de sortie niveau haut		3,9		V
tension de référence	2,4	2,5	2,7	V
zone morte la plus courte		1		μs
coefficient de température du monostable		0,01		%/°C
dissipation (au repos)		27		mW
courant d'asservissement des transistors d'attaque (broches 10 et 12)		20		mA
schéma NE 544				



Display à 16 segments

Tout l'alphabet en majuscules, tous les chiffres et un tas d'autres symboles peuvent être reproduits par ce nouveau display de Siemens, le HA 4041.



(675 M)

En total 64 caractères peuvent être reproduits. Quatre de ces displays assemblés avec leur électronique forment un seul module. Ces modules peuvent être joint dans des rangées d'une longueur indéfinie. Chaque module comporte un décodeur pour le ASC II code, un multiplexeur, une mémoire et les étages d'asservissement. Vu de l'extérieur le module fonctionne comme un RAM et ne nécessite donc pas de mémoire spéciale pour la lecture. La hauteur des caractères reproduit est d'environ 4 mm. La tension d'alimentation est de 5 V. Le module est compatible avec TTL, CMOS et de systèmes à microprocesseurs.

Siemens, Postfach 103, D 8000 München 1, Allemagne Fédérale.

(696M)

Sonde de température en CI

Le transducteur de température AD 590 d'Analog Devices est un CI très intéressant. C'est une source de courant qui n'a que deux connexions, la troisième connexion du boîtier TO 52 étant relié avec la capsule. En alimentant le CI entre 4 et 30 V, le composant donne un courant selon la relation: $I = 1 \mu A/K$ (note: K est le symbole pour Kelvin, l'unité S1 pour la température, anciennement °K; 0 K = -273,2°C le zéro absolu). Ce qui veut dire que le courant fourni par le CI varie avec la température absolue. L'AD 590 peut être appliqué dans la plage de température entre 218 et 423 K (-55 à + 150°C). Il existe en trois versions: AD 590 J, -K et -L, qui seulement se distinguent en précision. Pour la version J, la relation $I = \mu A/K$ par 298,2 K (25°C) a été calibré avec une précision de ± 5 K. Pour les versions K et L ces précisions sont respectivement de ± 2 K et de ± 1 K.

La non-linéarité pour toute la plage de température pour la version J est de ± 2 K et pour les deux autres versions ± 0,5 K. Cette dernière valeur dépasse largement toutes les spécifications des éléments thermosensibles électriques habituels. Le nombre d'applications possible d'un composant tel que l'AD 590 est très grand et concerne en fait toutes les situations dans lesquelles on emploie actuellement des sondes thermosensibles, allant d'appareils de mesure aux sécurités thermiques. Si le prix de l'AD 590 ne sera pas trop élevé ce nouveau CI aura sans doute un futur intéressant.

Analog Devices, Central Avenue, East Molesey, Surrey Grande Bretagne

eps
elektor
printservise



Beaucoup de schémas d'Elektor sont accompagnés de dessins de circuits imprimés. Pour ceux qui ne se sentent pas attirés à faire les circuits imprimés destinés à leur propre usage, un certain nombre d'entre eux sont commercialisés par Elektor prêt à l'emploi. Les circuits imprimés d'Elektor en abrégé EPS de l'anglais Elektor Print Service sont mis à disposition chez les revendeurs.

Si ceux-ci ne disposent pas de l'EPS demandé on pourra les commander directement auprès d'Elektor en les payant à l'avance.

Veuillez envoyer votre chèque en mentionnant bien la quantité désiré et le ou les numéros de l'EPS à l'attention de:

Elektor sarl en formation
 Grande Rue (à partir de 1^{er} mai)
 59940 Le Douliou-Estaires

Les frais de port et d'emballage sont de 3,75 F et le délai de livraison en cas de manque est d'environ 3 semaines.

Le liste des circuit commercialisés de ce numéro est la suivante:

6031	— récepteur BLU	32,— F
9369	— mini-récepteur	10,— F
9398	— préco (préampli)	28,— F
9399	— préco (régulateur)	16,— F
9453	— générateur de fonctions	32,— F
9465	— une alimentation stabilisée utilisant le LM 317	20,— F
9743	— diapositives avec son	8,— F
9827	— magnétiseur	8,— F
9846-1	— RAM E/S	68,— F
9846-2	— SC/MP	21,— F

elektor

oui

Votre magazine a attiré mon attention!
Veuillez s.v.p. m'envoyer plus de détails en ce qui
concerne:

- placer des annonces dans votre magazine
- devenir revendeur pour votre magazine
- la revente de vos plaquettes de circuits imprimés



elektor

Bon de commande

Je souscris un abonnement à la revue Elektor (pour 1978)
à partir du mois de:

- mai/juin 30 F
- juillet/août 24 F
- septembre/octobre 17 F

(en 1978 les numéros sont doubles et bimensuels)

Je désire recevoir:

- le numéro de _____ à 10 F.
- Digit I, avec le circuit imprimé nécessaire pour
les exercices pratiques, _____ à 50 F.
(voir page 5-75)
- circuit imprimé: ref. _____
(voir page 5-06)
- le classeur _____ à 27 F.
(voir page 5-07)
- Je vous joins un chèque de _____ F.



S.V.P. Veuillez écrire vos nom et adresse en majuscules et envoyez ce coupon dans une enveloppe à:

Adresse provisoire:

Elektor, sarl en formation Grande Rue 59940 Le Doulieu - Estaires	<input type="checkbox"/>
--	--------------------------

elektor

Nom: _____

Adresse: _____



S.V.P. Veuillez écrire vos nom et adresse en majuscules et envoyez ce coupon dans une enveloppe à:

Adresse provisoire:

Elektor, sarl en formation Grande Rue 59940 Le Doulieu - Estaires	<input type="checkbox"/>
--	--------------------------

elektor

Nom: _____

Adresse: _____





Service livres d'Elektor

digit 1

par H. Ritz



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

Ecrit dans un style propre à Elektor, on n'a pas besoin d'apprendre des formules sèches et abstraites, mais à leur place on trouve des explications claires des fondements des systèmes digitaux, appuyé par des expériences dessinés 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
(voir page 5-74)

CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT

CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT • CIBOT

● 1, rue de Reuilly
75012 PARIS
- Composants électroniques - Auto-radio
- Service Province - Comptabilité

● 3, rue de Reuilly
75012 PARIS
- Appareils de mesure - Vidéo
- Magnétoscopes

● 12, rue de Reuilly
75012 PARIS
- Stéréo Hi-Fi Club
- 1 Auditorium



● Toulouse
25, rue Bayard
31000 TOULOUSE
- Libre-service composants électroniques
- Stéréo Hi-Fi Club
- 1 auditorium
- Sonorisation
- Animation lumineuse

● 136, bd Diderot
75012 PARIS
- Stéréo Hi-Fi Club
- 3 auditoriums dont 1 en quadraphonie
- Haut-parleurs
- Kits électroniques (choix énorme)
- Sonorisation
- Animation lumineuse

CIBOT



PRIX « CIBOT »
INDISPENSABLE !

UN 2^e TÉLÉVISEUR pour vos LOISIRS et votre TÉLÉ-JEU

RADIOLA 31 T - 311

Écran 31 cm. Sélection des programmes par clavier électronique 6 touches. Prise pour antenne extérieure. Antenne télescopique monobrin incorporée. Alimentation secteur 110-220 V et batterie 12 V (avec dispositif de sécurité en cas d'inversion du branchement sur la batterie). Dimensions : L 40 x H 28 x P 25,5 cm.

Prix Promotion 1 190 F

KITS **KITS**

● UK 220. Injecteur de signal
Cet appareil est un instrument indispensable pour tous les techniciens qui s'occupent de la réparation des récepteurs radio et des amplificateurs BF. Alimentation pile de 1,4 V. Fréquence 500 Hz. Harmoniques jusqu'à 30 MHz. Tension de sortie 1 V crête à crête. Prix sensationnel 36 F

● UK 230. Amplificateur d'antenne pour auto-radio. Augmente considérablement la sélectivité et la sensibilité. Gammes AM/FM. Consommation 5 à 10 mA. Alimentation 9/15 Vcc. Prix sensationnel 43 F

● UK 262. Générateur de rythmes amplifié. Cet appareil est très utile pour ceux qui étudient la musique ou possèdent seulement un instrument et ont besoin d'accompagnement rythmique musical.

Alimentation 115/220-250 V - 50/60 Hz. Sortie HP 4 Ω. Niveau et impédance de sortie pour amplificateur externe 200 mV/1 kΩ. Puissance de sortie 10 W. Touche Stop/Start. Régulation de la vitesse de rythme et de volume. Rythmes obtenus Slow-rock - Latin - Twist - Fox - Valse.

Prix sensationnel 320 F
Monté en ordre de marche 420 F

● UK 263. Générateur de rythmes à 15 rythmes.
Complet. Prix sensationnel 630 F
Monté en ordre de marche 785 F

● UK 527. Récepteur VHF 110-150 MHz. L'excellente sensibilité de ce récepteur, relativement simple permet de recevoir toutes les émissions AM ou FM qui transitent dans la gamme de fréquences qui va de 110 à 150 MHz. Alimentation (piles incorporées). 12 Vcc. Consommation max. ~ 100 mA.

Haut-parleur 8 Ω.
Prix sensationnel 205 F

● UK 875. Allumage électronique à décharge capacitive pour moteurs à combustion. Économie de carburant. Économie de bougies notamment aux vitesses élevées. Moteur beaucoup plus nerveux. Alimentation 9/15 Vcc.

Prix sensationnel 178 F

SATEK 830 D

Chiffres verts. Extra-plate. 4 opérations, pourcentage, racine carrée, Pi (π), x à la puissance 2 et inverse 1/x.

Prix 66 F

CIBOT

Tél :
PARIS 346.63.76
..... 343.66.90
..... 343.13.22
..... 307.23.07

TOULOUSE (61) 62.02.21

enfin! LE NOUVEAU CATALOGUE CIBOT 1978 EST SORTI !



182 pages de composants électroniques, pièces détachées et appareils de mesure. Dans tous nos magasins, en envoi direct à domicile.

Envoyez-moi d'urgence le nouveau CATALOGUE des composants.

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

N° de code postal : _____ Ville : _____

Ci-joint la somme de 20 F en chèque :
bancaire postal mandat-lettre

C.C.P. 6616.59 PARIS

1 et 3, rue de Reuilly - 136, bd Diderot 75012 PARIS
25, rue Bayard, 31000 TOULOUSE



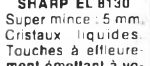
SHARP EL 5804
Scientifique. Extra- mince : 7 mm à 8 chiffres. Cristaux liquides. Décimalisation entièrement flottante. Calculs arithmétiques plus touches indépendantes pour les fonctions trigonométriques, logarithmiques et exponentielles. Touche de conversion degré / minute / seconde → degré en notation décimale. Les touches supplémentaires comportent des fonctions Pi (π), racine carrée (√), Y à la puissance x et inverse (1/x). Compacte et légère. Courant continu : 3 piles à l'oxyde d'argent.
Prix 247 F



SHARP EL 8029
Calculatrice repliable à 8 chiffres avec affichage à cristal liquide. Décimalisation entièrement flottante. Touches de pourcentage et de racine carrée à une seule pression. Multiplications et divisions par une constante, calculs des puissances, inverses, en chaîne, de bénéfices / escompte. Résultats approchés pour les dépassements de 8 chiffres. Beau porte-crayon inclus. Courant continu : 2 piles à l'oxyde d'argent.
Prix 257 F



SATEK LC 1200
Cristaux liquides. Piles à l'oxyde d'argent. Mêmes fonctions que le modèle 830 mais, en plus, 3 touches mémoire.
Prix 162 F



SHARP EL 8130
Super mince : 5 mm. Cristaux liquides. Touches à effleurement émettant à volonté un signal sonore annonçant la manipulation correcte. 4 touches Mémoire. Fonctionnement avec 2 piles à l'oxyde d'argent.
Prix 257 F

• CIBOT • CIBOT • CIBOT •