

RADIO PLANS

électronique
Laisirs

n° 400 Mars 1981

8f.

Sommaire détaillé page 35

REDUCTEUR DYNAMIQUE DE SOUFFLE



Suisse : 4,00 FS - Canada \$ 1,50 - Espagne : 125 Pesetas - Tunisie : 320 MF - Italie : 2000 Lire - Belgique : 200 F

T 2438-400-8,00 F

UN ENSEIGNEMENT NOUVEAU adapté à vos besoins



radio - tv

- Monteur dépanneur radio TV HI-FI
- Monteur dépanneur radio TV
- Monteur dépanneur radio ou TV
- Technicien radio TV
- Technicien radio TV HI-FI (existe aussi en formule accélérée)
- Technicien en sonorisation



électronique

- Electronicien
- Monteur câbleur
- Dessinateur d'étude
- Technicien électronicien
- Technicien en automatismes
- Technicien en téléphonie
- CAP-BP
- BTS Electronicien

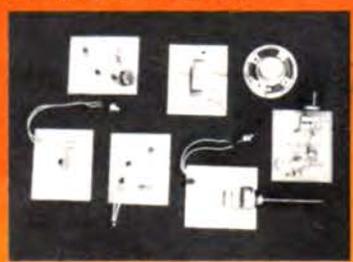
AVEC UN MATERIEL D'APPLICATION à votre domicile...

Chez vous, à votre rythme, vous suivrez l'une de nos formations qui vous permettra d'acquérir les connaissances théoriques nécessaires à une bonne maîtrise professionnelle. Ainsi par petites étapes, vous connaîtrez l'électronique et ses diverses techniques d'application. Tout au long de cette étude un professeur spécialisé vous guidera et vous aidera à progresser efficacement.



LE MINI-LABORATOIRE

Pour bien maîtriser l'électronique, il faut posséder de solides bases techniques. C'est pour cela que nos techniciens ont mis au point pour vous, ce Mini Laboratoire, véritable « Centre d'apprentissage à domicile »: 1 circuit d'expérimentation, deux galvanomètres, plus de 100 composants. Le tout accompagné de 3 manuels de plus de 200 pages avec devoirs auto-correctés et une multitude d'expériences passionnantes et enrichissantes.



6 KITS COMPLETS

Apprenez l'électronique en vous distrayant avec: un émetteur radio - une minuterie - un antivol avec sirène - une cellule photoélectrique - un relais 220 V - un détecteur de chaleur. Tout est fourni: circuits imprimés, composants, et tous les accessoires (HP, micro, relais, etc.). Et en plus, les kits se combinent entre eux pour obtenir des applications vraiment étonnantes. Par exemple, dès que la nuit tombe, vos lampes s'allument toutes seules.



LE CONTROLEUR UNIVERSEL

Pour compléter votre formation, un contrôleur universel, modèle professionnel, comprenant 39 calibres de mesure et qui deviendra votre outil de tous les jours. Présenté dans un boîtier de protection, il s'agit d'un appareil de conception très moderne, répondant à tous les besoins de l'électronicien. En plus, vous recevrez le « Guide pratique de la mesure » 130 pages illustrées pleines de conseils et d'astuces pour exploiter à fond votre contrôleur.



**UN AMPLIFICATEUR STEREO
2 x 10 WATTS**

Monter soi-même un véritable ampli stéréo: une façon originale de joindre l'utile à l'agréable. Tout vous est fourni: circuit imprimé complet, composants, circuits intégrés et notice de montage. En fin d'étude, vous conserverez un ampli complet, de 2 x 10 watts réels avec préampli, connecteur RIAA, graves et aigus, volume et balance. Alimentation secteur incorporée.

POSSIBILITE
DE COMMENCER
VOS ETUDES
A TOUT MOMENT
DE L'ANNEE

BON GRATUIT

et sans aucun engagement pour être documenté sur notre enseignement



- ELECTRONICIEN
- MONTEUR CABLEUR
- DESSINATEUR D'ETUDE
- TECHNICIEN ELECTRONICIEN
- TECHNICIEN EN AUTOMATISMES
- TECHNICIEN EN TELEPHONIE
- CAP-BP TOUTES OPTIONS
- BTS ELECTRONICIEN



- MONTEUR DEPANNEUR RTV HIFI
 - MONTEUR DEPANNEUR RTV
 - MONTEUR DEPANNEUR RADIO OU TV
 - TECHNICIEN RTV HIFI
- (formule traditionnelle et accélérée)
- TECHNICIEN RTV
 - TECHNICIEN EN SONORISATION

UNIECO-Formation
Unieco-Formation établissement privé d'enseignement par
correspondance soumis au contrôle pédagogique de l'Etat.

NOM PRENOM

AGE (facultatif) PROFESSION (facultatif)

Adresse

Code postal [] [] [] [] VILLE

N° téléphone (facultatif)

Indiquez ci-dessous le secteur ou le métier qui vous intéresse

Avec l'accord de votre employeur, étude gratuite pour les bénéficiaires de la Formation Continue (loi du 16 JUILLET 71) Possibilité de commencer vos études à tout moment de l'année.

UNIECO-FORMATION, 2653, route de Neufchâtel, 76025 ROUEN Cédex.

EN 18 MINUTES REALISEZ vos circuits imprimés avec KF[®]



le labo complet
moins de
5000F. H.T.

Pour réaliser facilement et rapidement vos circuits imprimés, le labo complet KF. **Pour préparer** : films positifs RDCI KF, plaques présensibilisées KF Board, feuilles polyester, signes transferts, etc. **Pour insoler** : BI 1000, banc à insoler. **Pour graver** : MG 1000, machine à graver. **Pour la finition** : Etamag, Argentag, Electrofuge. **Du dessin au circuit directement utilisable, 18 minutes suffisent.**

et UTILISEZ KF[®]

en FABRICATION, en MAINTENANCE, en RECHERCHE

KF en atomiseurs, pour toutes les opérations délicates de dégraissage à sec : **Sitosec**, de lubrification : **Fluide EB 5** et **Graisse Silicone 500**, de nettoyage C.V. : **Spécial Tuner**, de désoxydation : **F2 Spécial Contacts**, de protection : **Electrofuge 300**, d'isolation : **Electrofuge 100**, de refroidissement et détection de pannes : **Givrant 50**, de nettoyage de têtes magnétiques : **Ordinet**, de dessoudage : **Tress'Ront**, d'évacuation thermique : **Compound Transistors**. Il existe un produit KF pour chaque usage particulier.

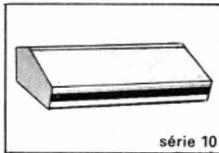


SICERONT KF S.A. 304, Boulevard Charles de Gaulle BP 41 Tél. : 794 28 15
92390 Villeneuve la Garenne (France) Télex : SICKF630984 F

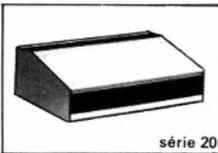
COFFRETS RETEX

LA PLUS GRANDE GAMME POUR LE PROFESSIONNEL ET L'AMATEUR **RETEXBOX**

DATABOX CONSOLES METALLIQUES

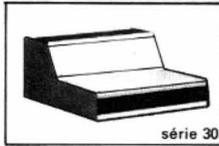


série 10

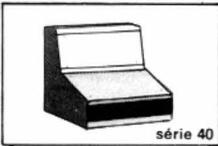


série 20

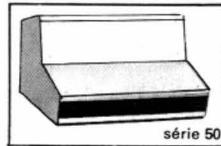
POUR EQUIPEMENT PROFESSIONNEL
72 MODELES
10 DIM. STANDARD



série 30



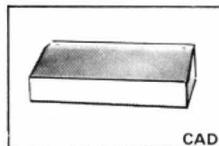
série 40



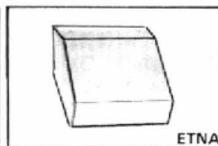
série 50

KEYBOX PUPITRES PROFILES ALU

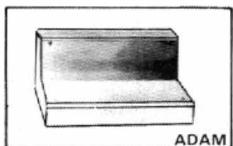
95 MODELES, 10 SERIE, 20 DIMENSIONS
STANDARD Largeur 66 - 133 - 266 - 399 mm. PRIX TRES COMPETITIFS



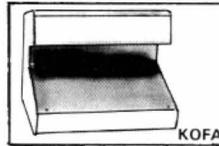
CADI



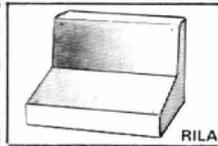
ETNA



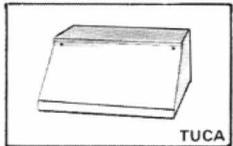
ADAM



KOFA



RILA

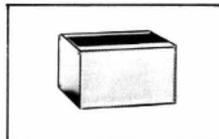


TUCA

OCTOBOX

ALU EXTRUDE-ANODISE

SANS VIS APPARENTE HAUTEURS : 80 - 100 - 130 mm
3 SERIES 144 MODELES AVEC ET SANS POIGNEES



AUTRES SERIES :
POLYBOX PLASTIQUE
MINIBOX ALU/VISEBOX - TUBOX -
CABINBOX Métal

Agent exclusif France
LE DEPOT Electronique

84470 CHATEAUNEUF-DE-GADAGNE
Tél: (90) 22-22-40, Télex 431195 ab 61

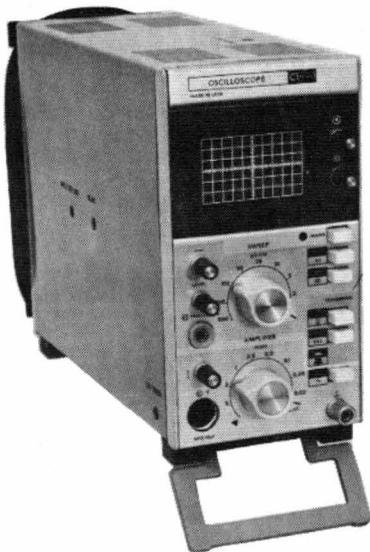
je désire recevoir :

- Catalogue sur les COFFRETS RETEX
 Liste de grossistes - distributeurs

Nom :

Rue :

Code Postal : Ville :



OSCILLOSCOPE CI 90

1 MHz de bande passante, base de temps. Trigger de Schmitt, sensibilité d'entrée 0,01 V. Balayage 1 μ S.

Prix 890 F

OSCILLOSCOPE CI 94

10 MHz de bande passante. Base de temps. Trigger de Schmitt, sensibilité 0,01 V. Balayage 0,1 μ S.

Prix 1 300 F

GRID DIP ELC à lampe

Fréq. : 200 MHz.

Prix PROMO 350 F

CONTROLEUR μ 4323 ... 150 F

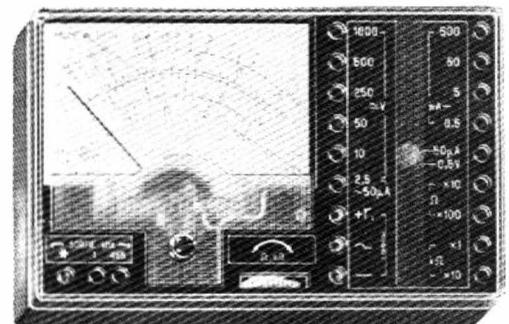
20 000 Ω V. 2,5 V = \sim de 2,5 V à 1 000 V.
A. 50 mA à 05 A Ω 4 gammes. Générateur incorporé 1 kHz.

Complément de documentation sur demande
Chèque à la commande + 50 F port pour oscilloscope
+ 30 F pour contrôleur GRID DIP.

LYON  COMPOSANTS
RADIO

46, QUAI PIERRE-SCIZE, 69009 LYON
R.C. 78 A 1064 - Tél. : 78.28.99.09

ANNONCE



sommaire

MONTAGES PRATIQUES	36	Réducteur dynamique de souffle
	43	Capacimètre numérique (améliorations)
	48	Régulateurs à découpage (abaisseur et inverseur de tension)
	54	Synthétiseur CB
	62	Limiteur de tension
	66	Horloge pour programmation domestique
	70	Avertisseur de coupures secteur
	95	Sablier électronique
	100	Chargeur de sécurité pour batteries CdNi
SCHEMATHEQUE	77	Applications constructeurs (le μ A 431 de Fairchild)
INFORMATIONS CB	72	Historique technique des TX
DIVERS	80	Nouveautés informations
	83	Caractéristiques et équivalences des transistors (code japonais)
	113	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : L'intérêt de ce montage est de vous permettre de lutter efficacement contre le souffle et d'améliorer l'écoute de vos appareils BF. Cliché Max Fischer.

Ont participé à ce numéro :
B. Bencic, O. Chenguilly, F. Dedieuleveult, B. Duval, P. Gueulle, D. Jacovopoulos, F. Jongbloët, A. Lefumeux.

Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200-33-05

Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs

Les manuscrits publiés ou non
ne sont pas retournés

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Rédacteur en chef :
Christian DUCHEMIN

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Tirage du précédent numéro
101 500 exemplaires
Copyright © 1981
Société Parisienne d'Édition



Publicité : Société auxiliaire de publicité
70, rue Compans, 75019 Paris
Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris
Chef de publicité **Mlle A. DEVAUTOUR**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **75 F** - Etranger : 1 an **115 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro
de compte pour les paiements
par chèque postal

Connaissiez-vous ce fléau qui se glisse sournoisement dans votre chaîne d'amplification BF, s'attaquant lâchement au maillon le plus faible dégradant l'écoute de votre cassette préférée.

Ce cauchemar a pour nom le souffle, nous avons trouvé des armes efficaces pour lutter contre lui et nous allons les développer dans cet article, ce qui vous permettra de le vaincre avec succès.

REDUCTEUR DYNAMIQUE DE SOUFFLE

Il existe deux techniques différentes pour réduire le bruit. Le système nécessitant un codage (préaccentuation de certaines fréquences), et un décodage (dé-saccentuation inverse), est dit complémentaire **figures 1 a et b**. On opère ainsi en radiodiffusion FM pour éviter que l'émetteur ne ramène du souffle. Il existe un autre réducteur de bruit, le Dolby connu par le public pour avoir contribué à une nette amélioration des performances des platines à cassette.

Le système non-complémentaire consiste à utiliser un filtre passe-bas commandé en fonction du niveau d'une certaine bande de fréquence. Le DBX, le DNL et le High Com, trois appareils conçus suivant cette technique, permettent une réduction du souffle assez impressionnante.

Les avantages et les inconvénients de ces deux systèmes vous sont précisés dans un **tableau figure 2**.

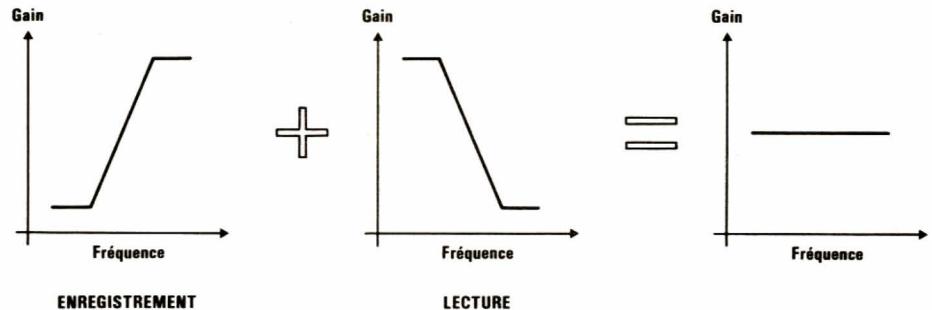


Figure 1 a

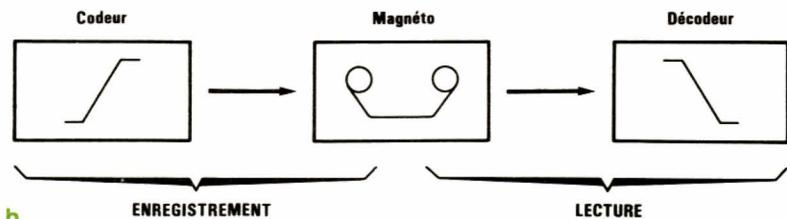


Figure 1 b

DESCRIPTION GÉNÉRALE

Le système non-complémentaire a été retenu pour sa souplesse d'utilisation avec n'importe quelle source.

Le schéma synoptique est donné à la **figure 3**. Les canaux droit et gauche sont additionnés à travers R_1 et R_2 pour être ainsi injectés au circuit de commande. RV_1 sert à régler l'amortissement de la bande passante suivant le niveau de bruit. Le signal est alors amplifié, filtré, et voit ses crêtes détectées afin de générer un courant pour contrôler le filtre passe-bas. Un LM 387 est utilisé du fait de son produit gain/bande passante élevé ainsi qu'un bon temps de montée. Son brochage est donné à la **figure 4**. La partie filtre a été confiée à un LM 13600.

Système complémentaire :

— Codage de certaines fréquences. Exemple : Dolby - Nab.

Avantages : ne joue pas sur la dynamique.

Inconvénients : prévient la dégradation par le magnétophone mais n'enlève pas le souffle de la source ; protégé par brevets (il existe de très bon C.I. mais il est impossible d'en trouver facilement).

Système non complémentaire.

— Système dynamique suivant le niveau général.

Avantage : réduit le souffle de n'importe quelle source.

Inconvénients : mal connu, il réduit la dynamique.

Figure 2

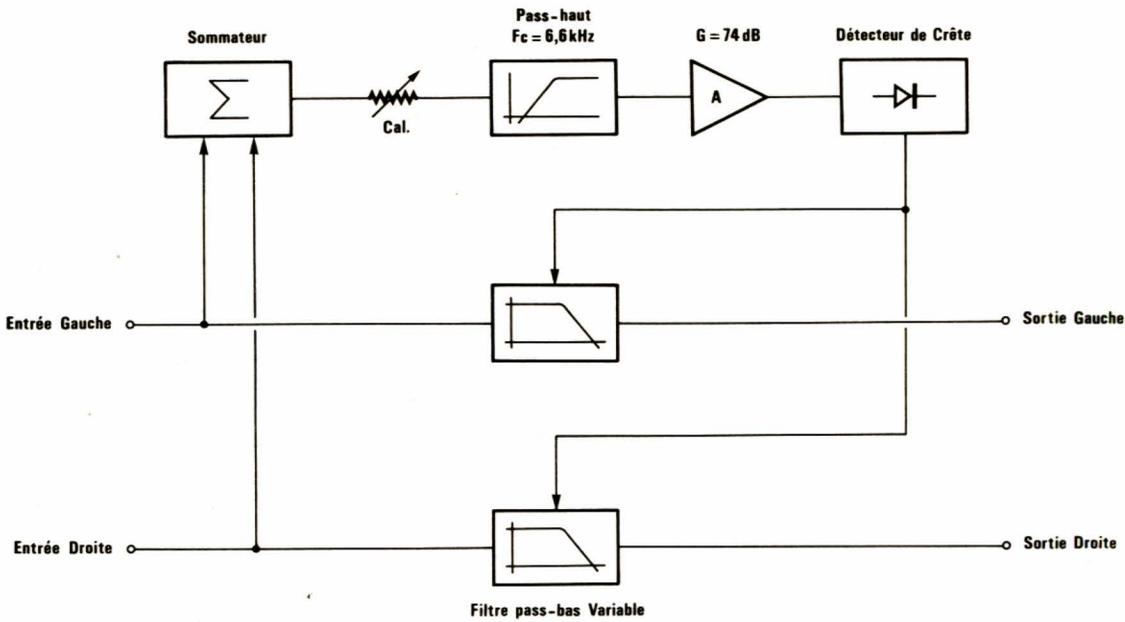


Figure 3

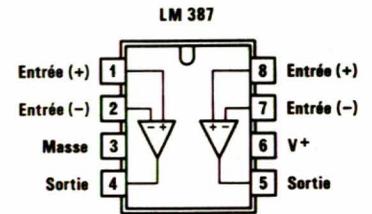


Figure 4

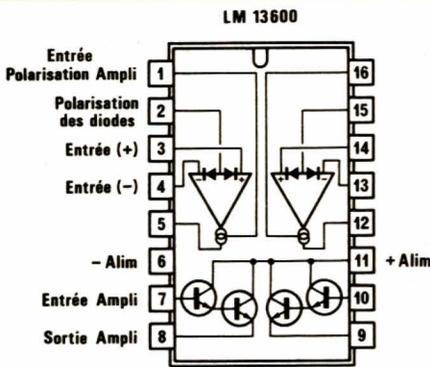


Figure 5

Caractéristiques	Min	Typ	Max
Tension Alim.	$\pm 2 \text{ V}$		$\pm 22 \text{ V}$
Résistance d'entrée	$10 \text{ k}\Omega$	$26 \text{ k}\Omega$	
Diaphonie de 20 Hz à 20 kHz		100 dB	
Slew Rate		$50 \text{ V}/\mu\text{s}$	
Courant Buffer			20 mA
Polarisation des diodes			2 mA
Polarisation de l'ampli			2 mA
Tension d'entrée en continu			$\pm \text{V Alim.}$
Dissipation			600 mW

Figure 6

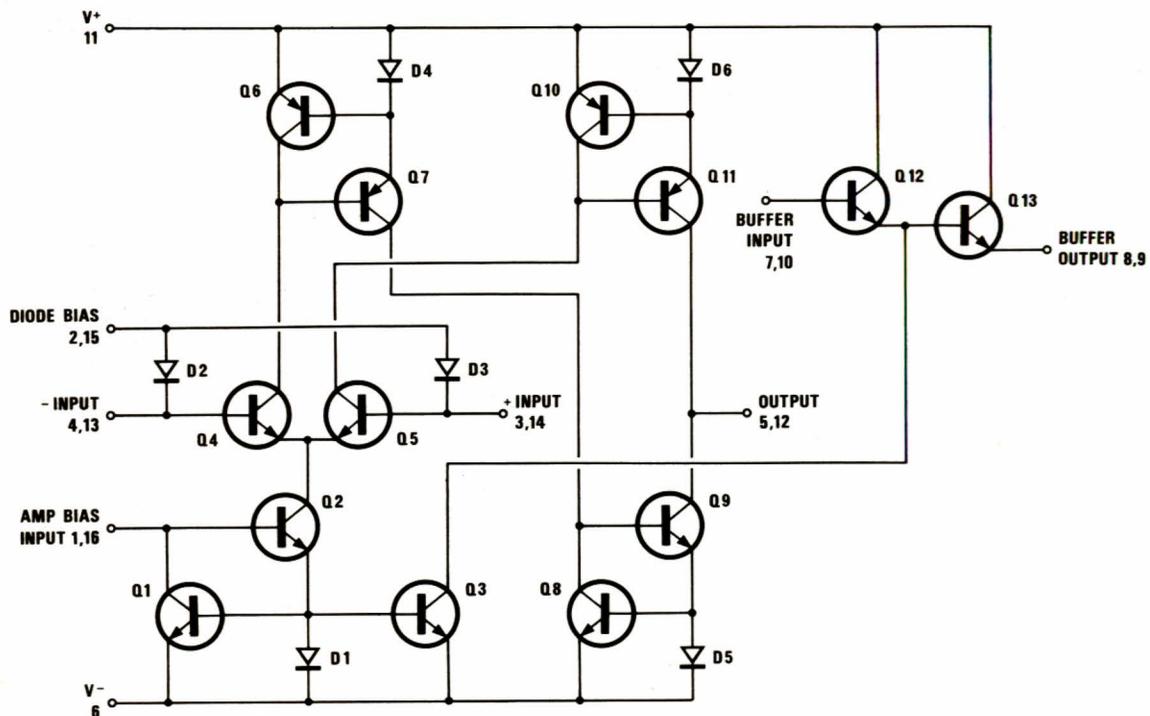


Figure 7

$$F_c = \frac{1}{2 \pi R_{out} C}$$

Si I_{ABC} varie, R_{out} changera, modifiant proportionnellement la fréquence de coupure.

Avec $R_{15} = 22 \text{ k}\Omega$ et $C_{11} = 0,0047 \text{ }\mu\text{F}$ la bande passante maximale du filtre est de 30 kHz pour $I_{ABC} = 1 \text{ mA}$. La bande passante de 20 kHz est ainsi garantie malgré les problèmes liés à la tolérance des composants.

R_{14} est égale à R_{15} pour obtenir un gain unitaire dans la partie passe-bande du filtre. R_{16} et R_{21} polarisent les diodes d'entrée du LM 13600 pour éviter toute distorsion.

LE CIRCUIT Vu-METRE

L'amplification est à nouveau réalisée avec un LM 387. Les voies gauche et droite étant identiques, l'étude ne se fera que sur une voie.

L'ALIMENTATION

C'est un classique du genre ! Un pont de BY 127, une capacité importante en tête de filtre et un régulateur sont les seuls composants de cette alimentation capable de délivrer 1 A en 12 V. C_{21} et C_{22} préviennent toute oscillation du régulateur.

La modulation entre par C_{17} , son niveau est dosé par RV_2 pour une pleine variation de l'instrument. Puis vient l'amplificateur avec un gain fixé à 10 par le réseau R_{24} , R_{25} . Le condensateur C_{19} interdit le passage d'une tension continue (6 V à la sortie de l'ampli op) vers le Vu. Le signal BF, disponible alors à basse impédance, est redressé par D_3 et D_4 . C_{20} , par sa charge lors d'impulsion brève, permet de visualiser les crêtes. Le branchement des vus, avant ou après le réducteur, est laissé à votre convenance.

III) LA REALISATION MECANIQUE

Elle n'appelle que peu de commentaires. Les circuits imprimés sont exécutés conformément aux figures 12, 13, 14. La gravure réalisée, on étamera le circuit. Les trous seront réalisés avec un foret de 0,8 mm sauf pour le potentiomètre et les résistances variables, qui nécessitent un foret de 1 mm.

Les schémas d'implantation sont fournis par les figures 15, 16, 17. Une attention particulière sera portée à la polarité des tantales et à l'orientation des CI. La carte du Vu-mètre présente deux petites particularités :

- les connexions entre R_{24} et C_{16} se font par un pont ;
- il vous est offert le choix pour le condensateur de filtrage, entre un CO18 à l'extérieur du CI et un chimique de série courante qui pourra être implanté sur le CI.

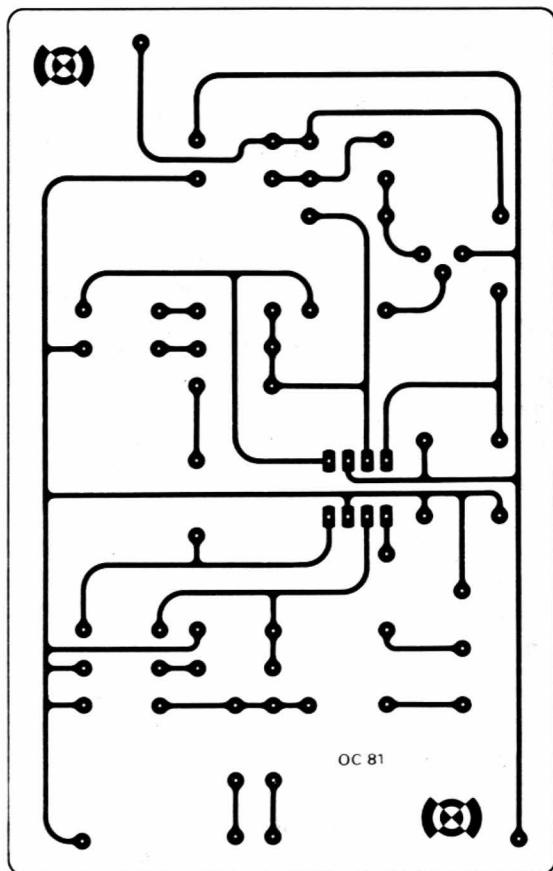


Figure 12

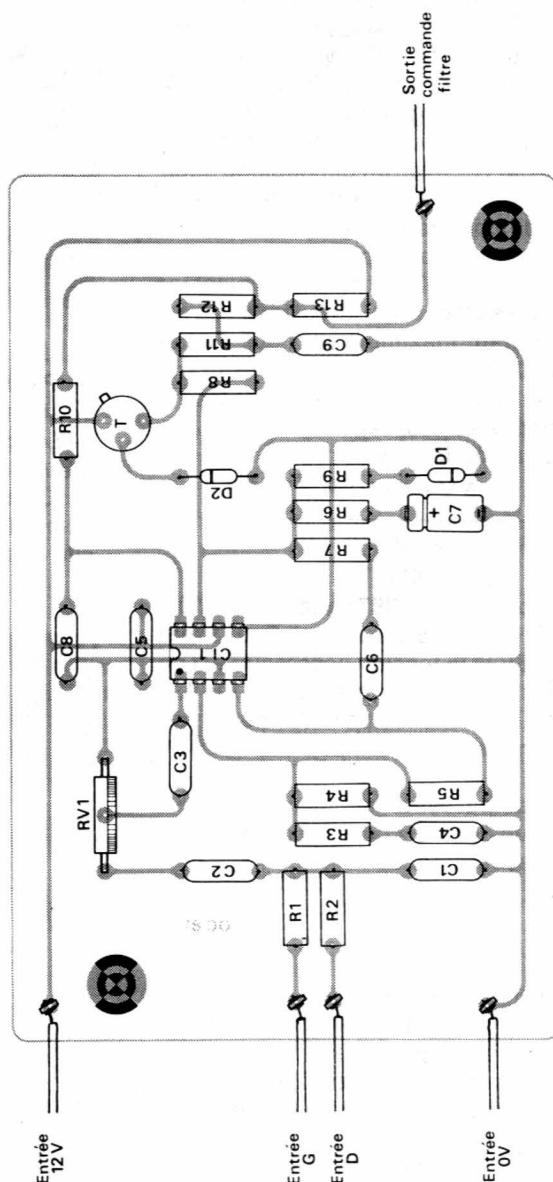


Figure 15

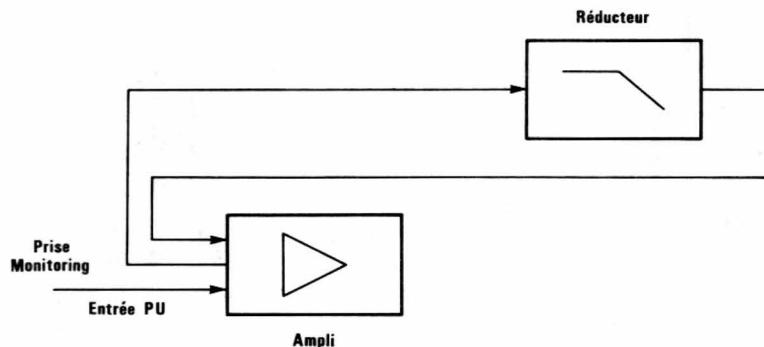
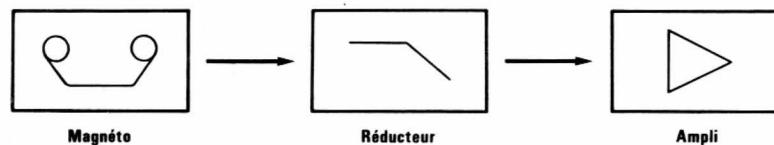


Figure 18

Les traces de résine seront dissoutes au trichlo, pour donner une allure professionnelle à la maquette.

IV) MISE EN SERVICE

Le réducteur est inséré entre l'appareil dont on veut éliminer le souffle et l'ampli (figure 18). On tournera le potentiomètre jusqu'à l'élimination complète du souffle. Aucun autre réglage n'est nécessaire.

V) LES MESURES

C'est à ce moment que l'auteur a failli avoir une crise cardiaque !! Il avait beau vérifier ses instruments, ils donnaient toujours les mêmes mesures :

Bande passante : 40 Hz - 15 000 Hz \pm 0,50 dB.

Rapport Signal/Bruit : \geq - 88 dB non pondéré.

Distorsion : < 0,3 % max.

Niveau de travail : - 20 dB

Gain : 0 dB.

Garde avant écrêtage : 32 dB.

Détection du filtre : attaque 1 ms. Fermeture 50 ms.

Séparation des canaux avec une source de 600 Ω : 100 dB.

N'en croyant pas les appareils, nous avons décidé de faire une écoute critique. Une platine cassette Nakamichi attaquait le réducteur et celui-ci pilotait un Macintosh...

Il est fortement conseillé de se préparer un fauteuil !!

NOMENCLATURE

Résistances

R₁ 20 k Ω 5 %
 R₂ 20 k Ω 5 %
 R₃ 3,3 k Ω 5 %
 R₄ 91 k Ω 5 %
 R₅ 330 k Ω 5 %
 R₆ 10 Ω 5 %
 R₇ 1 k Ω 5 %
 R₈ 10 k Ω
 R₉ 100 Ω
 R₁₀ 10 k Ω
 R₁₁ 27 Ω
 R₁₂ 3,9 k Ω
 R₁₃ 200 k Ω
 R₁₄ 22 k Ω
 R₁₅ 22 k Ω
 R₁₆ 56 k Ω
 R₁₇ 3 k Ω
 R₁₈ 3 k Ω
 R₁₉ 22 k Ω
 R₂₀ 22 k Ω
 R₂₁ 56 k Ω
 R₂₂ 10 k Ω
 R₂₃ 10 k Ω
 R₂₄ 10 k Ω
 R₂₅ 90 k Ω
 R₂₆ 100 k Ω
 R₂₇ 10 k Ω
 P₂₈ 90 k Ω
 R₂₉ 100 k Ω

Condensateurs

C₁ 0,001 μ F
 C₂ 0,001 μ F
 C₃ 0,01 μ F
 C₄ 0,01 μ F
 C₅ 0,1 μ F
 C₆ 0,033 μ F
 C₇ 0,1 μ F
 C₈ 0,1 μ F
 C₉ 6,8 μ F
 C₁₀ 1 μ F
 C₁₁ 0,0047 μ F
 C₁₂ 5 μ F
 C₁₃ 5 μ F
 C₁₄ 0,0047 μ F
 C₁₅ 1 μ F
 C₁₆ 10 μ F
 C₁₇ 2,2 μ F
 C₁₈ 2,2 μ F
 C₁₉ 2,2 μ F
 C₂₀ 0,033 μ F
 C₂₁ 10 nF
 C₂₂ 10 nF
 C₂₃ 3800 μ F
 C₂₄ 2,8 μ F
 C₂₅ 2,2 μ F
 C₂₆ 10 μ F
 C₂₇ 2,2 μ F
 C₂₈ 0,033 μ F

Transistors

BC 109

Circuits intégrés

CL1 LM 387
 CL2 LM 13600
 CL3 LM 387
 CL4 LM 340-12

Autres semi-conducteurs

D1 1N4148
 D2 1N4148
 D3 1N4148
 D4 1N4148
 D5 BY127
 D6 DY126
 D7 BY 127
 D8 BY 127
 D9 1N4148
 D10 1N4148

Divers

RV1 Pot 100 k Ω Lin.
 RV2
 RV3 résistance Var 100 k Ω

Montages pratiques

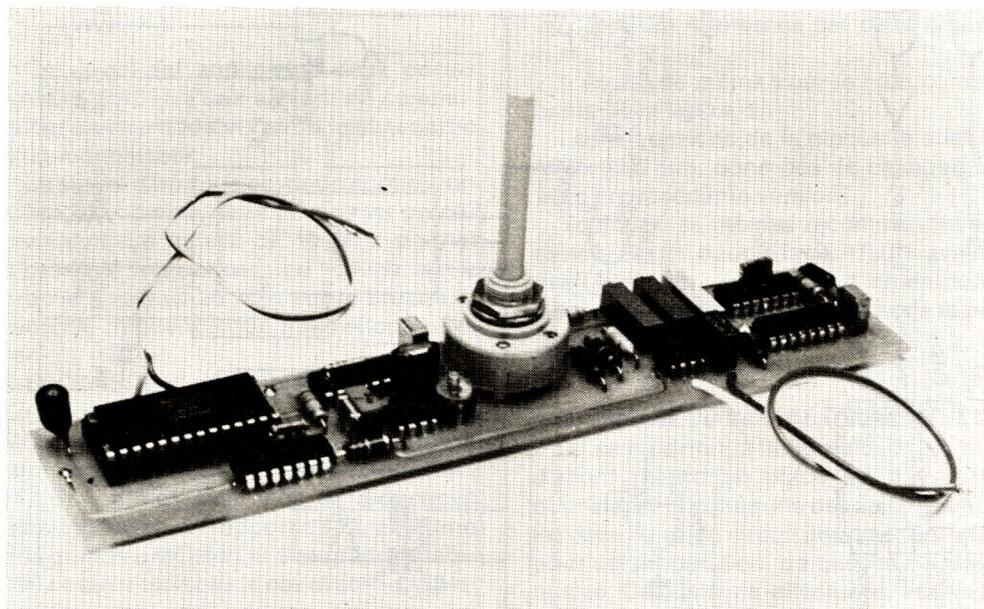
Dans notre numéro de janvier nous vous avons proposé un capacimètre numérique basé sur l'utilisation d'un compteur ICM 7217 A. Rappelons que cet appareil peut mesurer des condensateurs dont la valeur est comprise entre 10 pF et 9 999 μ F et ce, en 3 gammes, avec une lecture sur 4 afficheurs.

Nous écrivions dans cet article que la précision du capacimètre dépendait de la stabilité des deux

555 et que des C.MOS ICM 755S étaient conseillés.

Voici, proposée dans ce numéro, une version améliorée de ce capacimètre dont le synoptique de la **figure 1** permet de suivre les différents étages.

Le multivibrateur astable comme pour la version précédente est toujours confié à un 555. Ce multivibrateur va fournir un signal dit « fenêtre de comptage » dont la période est fonction du condensateur C_x à mesurer.



Capacimètre 4 digits

L'interrupteur électronique reste une porte NAND du type CD4011, donc pas de changement.

La modification importante apportée à ce capacimètre apparaît au niveau du signal d'horloge, ici plus de 555 mais une base de temps à quartz qui délivre un signal à 1,25 MHz. La précision et la stabilité du capacimètre en sont considérablement améliorées.

Un double diviseur par 10 va transformer le 1,25 MHz en deux signaux : 125 kHz et 12,5 kHz.

Le commutateur de gammes (commutateur mécanique) transmet les impulsions d'horloge à l'interrupteur électronique qui les renvoie à un diviseur par 10, nécessaire pour obtenir une lecture directe sur les afficheurs à cathode commune.

1) LA BASE DE TEMPS A QUARTZ

Cette base de temps utilise un circuit Intersil ICM 7209. C'est un circuit oscillateur associé d'une part à un amplificateur de puissance et, d'autre part, à un diviseur par 8 commandant lui-même un autre amplificateur de puissance (voir **figure 2**). Cela permet d'obtenir deux sorties à puissances élevées, l'une à la fréquence de l'oscillateur, l'autre au huitième de cette fréquence. Une commande « stop » permet de bloquer les sorties. Le ICM 7209 peut être utilisé jusqu'à une fréquence de 10 MHz.

- Fréquence de fonctionnement élevée : 10 MHz garantis.
- Facilité d'emploi de l'oscillateur : ne

demande que l'adjonction d'un quartz et de 2 condensateurs.

- Compatibilité bipolaire, MOS et CMOS.

- Courant disponible en sortie élevé, avec des temps de montée et de descente de 10 ns.

- Faible puissance : 50 mW à 10 MHz.
- Choix de 2 fréquences de sortie : fréquence oscillateur et huitième de la fréquence oscillateur.

- Commande « stop » pour les 2 sorties.
- Plage de température de fonctionnement élevée : - 20° C à + 70°C.

- Toutes les entrées totalement protégées. Les circuits peuvent être manipulés sans précaution particulière.

- Faible encombrement, le ICM 7209 est encapsulé dans un boîtier 8 broches.

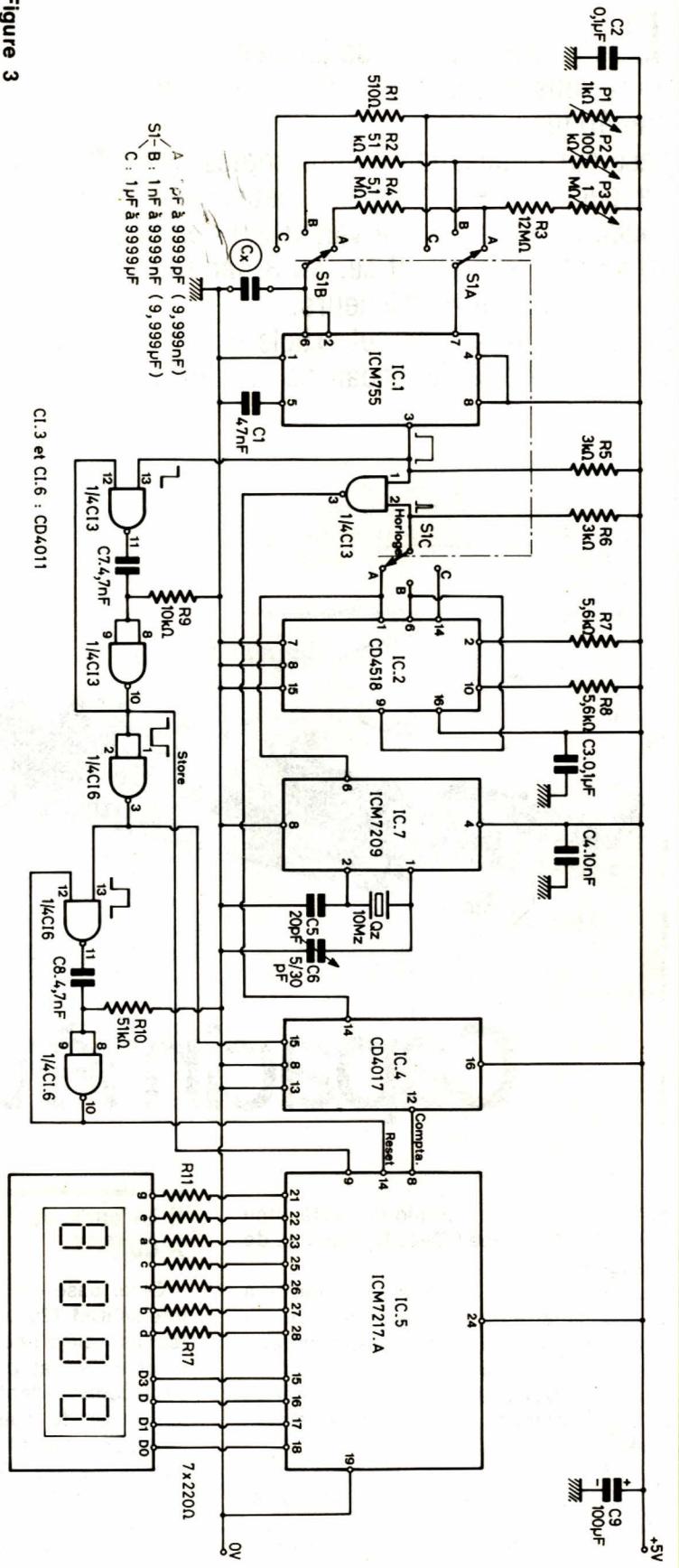


Figure 3

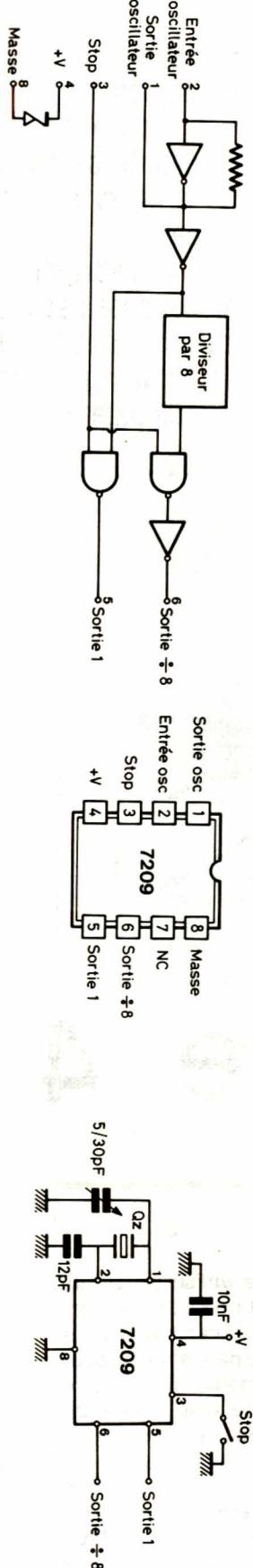


Figure 2

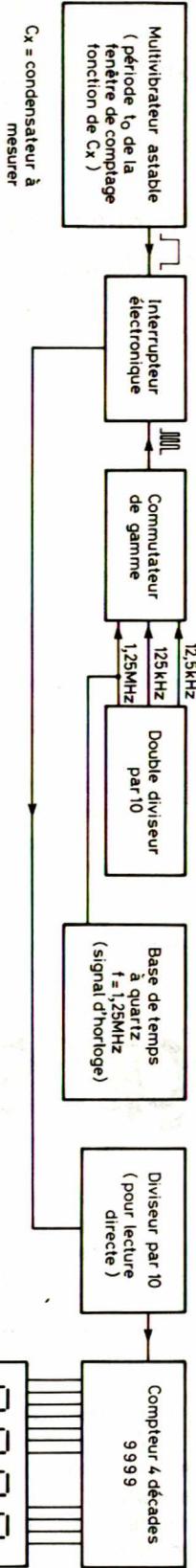


Figure 1

II) LE SCHEMA DE PRINCIPE DU CAPACIMETRE

Bien entendu celui-ci fait l'objet de la **figure 3**. Un commutateur S1 permet d'obtenir 3 gammes de fonctionnement :

- A. 1 pF à 9999 pF
- B. 1 nF à 9999 nF
- C. 1 μF à 9999 μF

La période de la fenêtre de comptage est donc fonction de la position du commutateur S1 et de la valeur du condensateur Cx à mesurer. Cette période est définie rapelons-le, par la relation :

$$T = \frac{(P + 2R) Cx}{1,44}$$

soit $T = 0,694 (P + 2R) Cx$

Ce signal est appliqué à deux portes NAND CD 4011, l'une servant de commutateur électronique et l'autre faisant partie d'un monostable.

Le signal d'horloge est donc confié à un ICM 7209 comme nous l'avons vu précédemment. Le quartz de 10 MHz permet d'obtenir 2 fréquences : du 10 MHz sur la broche 5 et du 1,25 MHz sur la broche 6, seconde fréquence que nous allons utiliser.

Le CD4518 est un double diviseur par 10. En appliquant le signal d'horloge 1,25 MHz, sur la broche 1, on prélève du 125 kHz sur la broche 6 et du 12,5 kHz, sur la broche 14. On obtient ainsi nos 3 fréquences d'horloge avec un rapport de 10, avec une très grande précision et une grande stabilité, ce qui n'était pas le cas avec le multivibrateur astable de la première version. En effet, si nous nous reportons à notre numéro de janvier à la page 47, nous voyons que le signal d'horloge est confié à CI2 NE555. Les 3 fréquences d'horloge sont déterminées par la valeur des condensateurs C3, C4 et C5. Il faut donc que ces condensateurs aient un rapport de 10 entre eux, ce qui est déjà délicat, mais en plus il faut que ces condensateurs soient très stables, sans parler de la propre stabilité du 555, c'est beaucoup demander.

Une porte NAND sert donc de commutateur électronique, elle reçoit sur une entrée le signal d'horloge et sur l'autre entrée le signal dit « fenêtre de comptage ». Tant que les impulsions d'horloge sont situées à l'intérieur de la fenêtre de comptage, celles-ci sont transmises au CD 4017. Lorsque nous arrivons au front descendant de la fenêtre de comptage, le commutateur bloque les impulsions d'horloge, ce front de descente actionne le multivibrateur astable qui fournit le signal « store » au ICM 7217 A. C'est ce signal qui autorise le ICM 7217 A à afficher le nombre d'impulsions qu'il a reçues du CD 4017. Ce signal est

également appliqué à une porte NAND, les deux entrées étant reliées entre elles, elle sert d'inverseur. Le signal est alors appliqué au CD 4017 pour la remise à zéro et sert également pour actionner un second monostable qui fournit le signal « Reset » au ICM 7217 A. Le signal « Reset » a une période de 250 μs, ce qui permet d'attendre le front montant suivant de la fenêtre de comptage pour recommencer le cycle.

IV) REALISATION DU MODULE CAPACIMETRE

A) LE CIRCUIT IMPRIME

Il s'agit toujours d'un double face, la **figure 4** donne le tracé du CI côté cuivre, toujours à l'échelle 1 pour faciliter le travail aux lecteurs intéressés par cette réalisation.

Il en est de même pour le côté composants de la **figure 5**.

Les dimensions de la plaquette sont de 183 x 39,5 mm, donc pas de changement avec la précédente version.

Toujours les mêmes recommandations dans le cas du double face, il faut travailler avec précision si l'on veut obtenir une bonne superposition des 2 faces de la plaquette.

B) CABLAGE DU MODULE CAPACIMETRE

On se reportera à la **figure 6**. Il faut tout d'abord mettre en place les traversées pour établir la continuité des liaisons entre les deux faces du circuit imprimé. Se servir pour cette opération, de queues de résistances. Ces liaisons effectuées, vérifier à l'ohmmètre.

On passe ensuite au câblage des composants, nous recommandons de commencer par la mise en place des résistances. Ne pas oublier que les queues des résistances R5 et R6 servent de traversées.

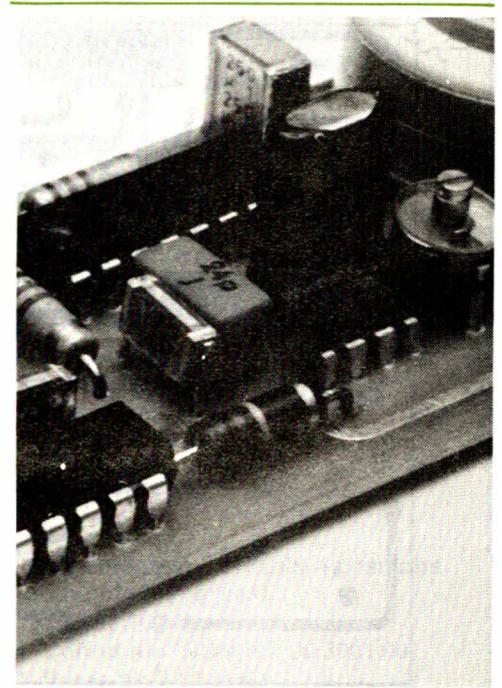
Pour le circuit intégré IC5, il est prudent d'utiliser un support 2 x 14 broches.

Le module câblé et soigneusement vérifié avec la nomenclature des composants, dissoudre la résine de la soudure au trichloréthylène, vérifier qu'il n'y a pas de court-circuit entre les pistes et pulvériser une couche de vernis.

C) CABLAGE DU MODULE AFFICHEUR

Le circuit imprimé restant le même que pour la précédente version, nous ne publions que le plan de câblage de ce module à la **figure 7**. Ce plan de câblage permet de situer l'emplacement des résistances R11 à R17 et des 4 liaisons 0 - 1 - 2 - 3 en fil de cuivre étamé de 10/10.

Nous avons retenu ici le circuit imprimé version simple face, il ne faut donc pas oublier les 3 straps en fils isolés.



IV) LE COFFRET

C'est un coffret de marque Amtron réf. 00.3001.00.

A) LA FACE AVANT

Le travail de la face avant du capacimètre est indiqué à la **figure 8**, 3 perçages et la découpe d'une fenêtre de 42 x 13 mm, c'est tout. La face avant est en aluminium de 10/10, ce qui facilite l'usinage. Nous re-

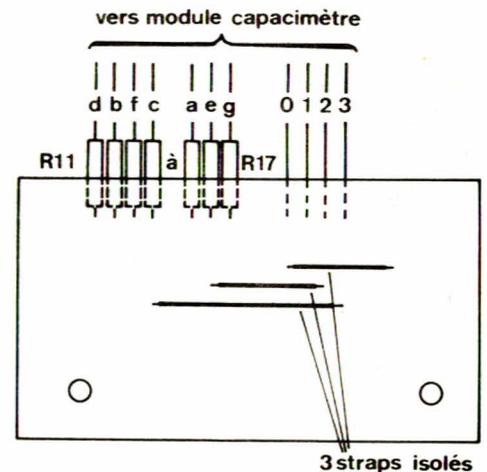


Figure 7a

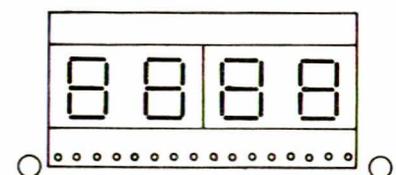


Figure 7 b

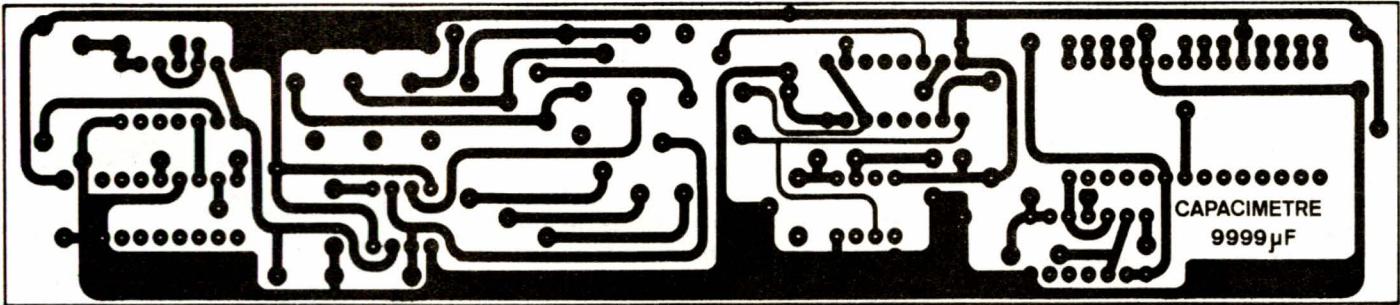


Figure 4

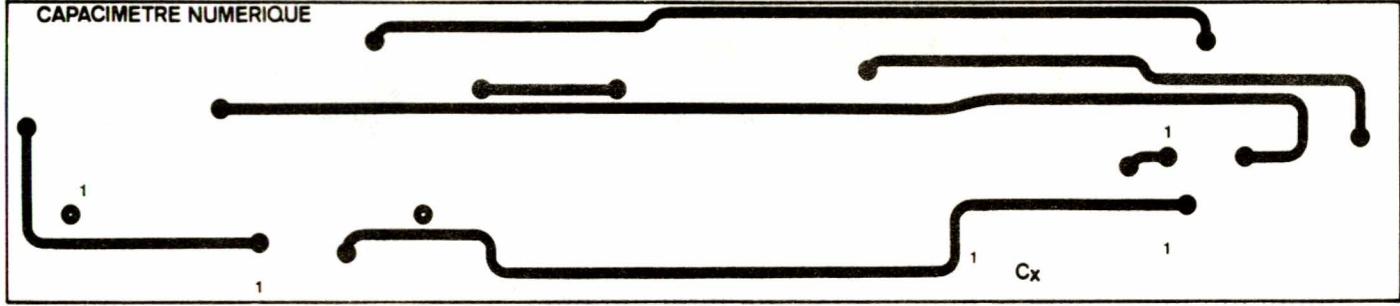


Figure 5

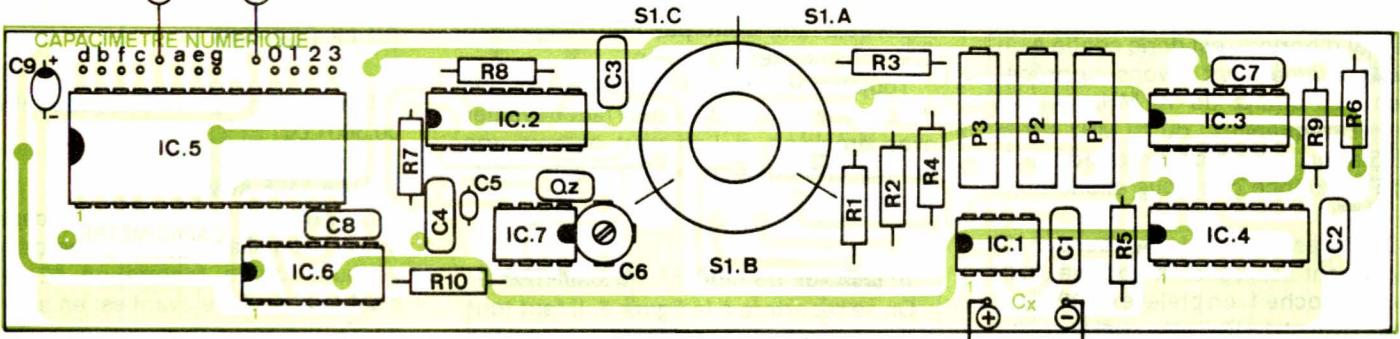


Figure 6

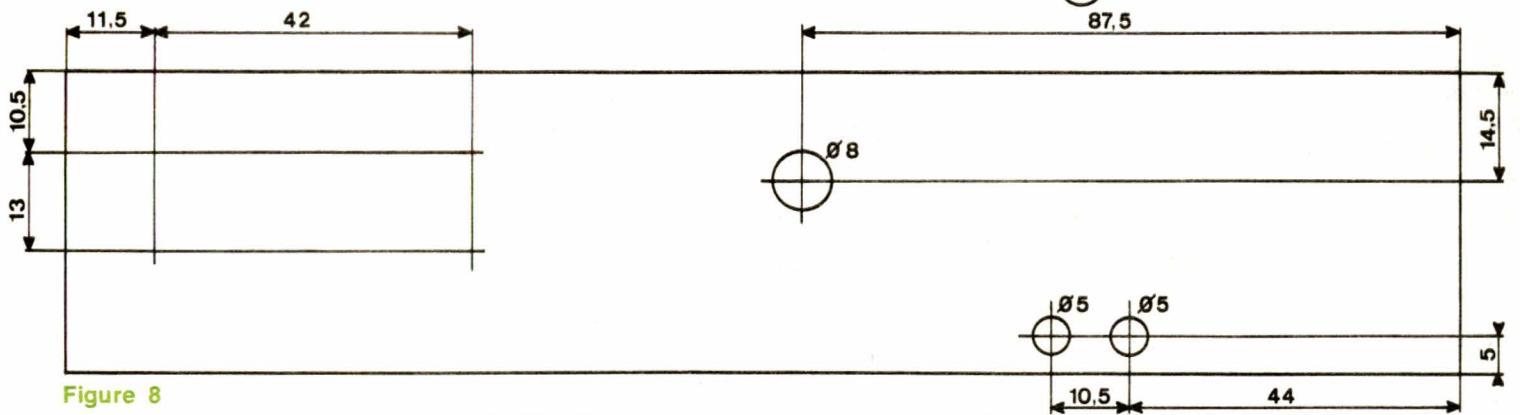


Figure 8

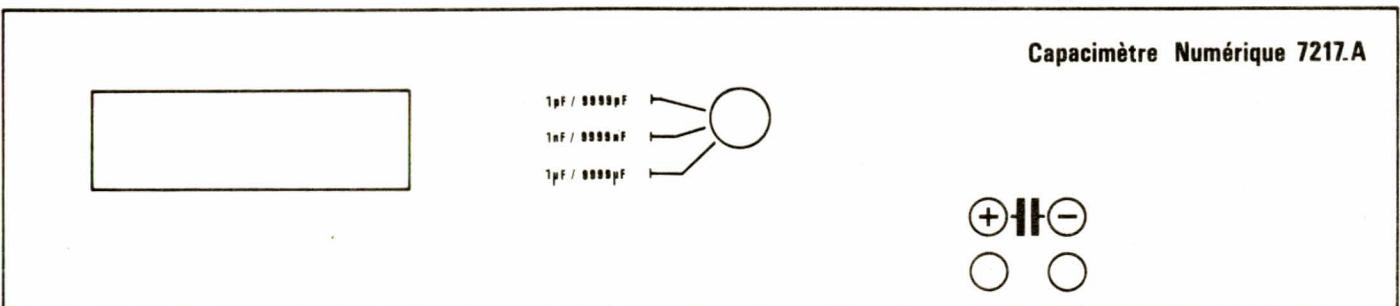


Figure 9

commandons aux lecteurs de bien respecter les cotations afin que l'axe du commutateur passe bien dans le trou de \varnothing 8 mm, de même pour la fenêtre de 42 x 13 mm, l'afficheur doit se trouver bien centré.

Un exemple de gravure de la face avant est proposé à la **figure 9** où il y est fait usage de transferts.

B) LA FACE ARRIERE

Le seul travail de cette face arrière consiste à forer un trou à \varnothing 10 mm, trou qui reçoit une passe-fil et qui est prévu pour le passage du cordon secteur.

B. D.

Nomenclature des composants

Résistances

A couche métallique $\pm 2\%$ 1/2 W
(sauf pour R3 et R4)

R1 - 510 Ω

R2 - 51 k Ω

R3 - 12 M Ω

R4 - 5,1 M Ω

R5 - 3 k Ω

R6 - 3 k Ω

R7 - 5,6 k Ω

R8 - 5,6 k Ω

R9 - 10 k Ω

R10 - 51 k Ω

R11 - R12 - R13 - R14 - R15 - R16 - R17

- 220 Ω - 1/8 watt

Condensateurs

Au pas de 7,5 mm

C1 - 47 nF

C2 - 0,1 μ F

C3 - 0,1 μ F

C4 - 10 nF

C5 - 20 pF céramique

C6 - 5/30 pF ajustable

C7 - 4,7 nF

C8 - 4,7 nF

C9 - 100 μ F Tantale goutte.

Semiconducteurs

IC1 - NE555 ou ICM 755

IC2 - CD 4518

IC3 - CD4011

IC4 - CD 4017

IC5 - ICM 7217 A

IC6 - CD4011

IC7 - ICM 7209

Potentiomètres

Multitours (10 tours)

P1 - 1 k Ω

P2 - 100 k Ω

P3 - 1 M Ω

Divers

1 commutateur 3 circuits, 4 positions
(pour circuit imprimé)

1 Quartz 10 MHz.

1 Coffret AMTRON réf. 00.3001.00.

1 Passe-fil \varnothing 10 mm.

1 Cordon secteur.

1 Bouton.

2 Fiches bananes femelles miniatures

2 Fiches bananes mâles miniatures

1 Afficheur cathode commune 4 di-
gits NS 3881 National

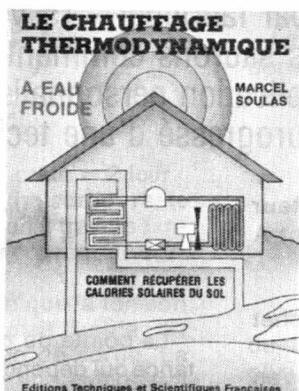
1 support circuit intégré 28 broches



EDITIONS
TECHNIQUES &
SCIENTIFIQUES
FRANÇAISES
2 à 12,
rue de Bellevue,
75940 Paris Cedex 19

NOUVEAU!

Prix pratiqué
par la
LIBRAIRIE
PARISIENNE
DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque,
75940 PARIS Cedex 19



S
O
U
L
A
S

LE CHAUFFAGE THERMODYNAMIQUE A EAU FROIDE

Informez le public que se chauffer à l'eau froide ne relève pas de l'utopie. Expliquez aux ingénieurs et techniciens comment fonctionne une pompe à chaleur à l'aide d'abaques, ce qu'il faut faire pour en tirer le meilleur parti... chiffres et bilans d'expérience à l'appui. Car l'auteur a conçu, calculé et réalisé lui-même sa propre installation de chauffage thermodynamique. Il en fait le détail et le bilan depuis trois ans.

216 pages, format 15 x 21, PCBHT : 61 F

SAGEM

1er constructeur européen de systèmes de navigation inertielle

2ème constructeur mondial de terminaux telex

OSCAR DE L'EXPORTATION 1980

recherche pour renforcer l'équipe formation

de son assistance technique

basée à NEUILLY SUR SEINE

Instructeurs Confirmés

OU

Agents Techniques Electroniciens

désireux de se reconvertir

(niveau B.T.S., D.U.T., ou équivalent)

Ils seront chargés d'assurer la formation de la clientèle SAGEM

sur la maintenance et l'exploitation de

matériels télétransmissions et informatique.

Ces postes nécessitent le sens de la pédagogie, des contacts humains et quelques années d'expérience.

La connaissance des microprocesseurs et de la télégraphie serait appréciée,

de même qu'une langue étrangère : anglais et/ou espagnol.

- Formation complémentaire assurée

- Salaire motivant

- Déplacements possibles en France et à l'étranger

- Frais de déplacements + indemnités de missions

- Nombreux avantages sociaux

Merci d'adresser CV détaillé, lettre, photo et prétentions

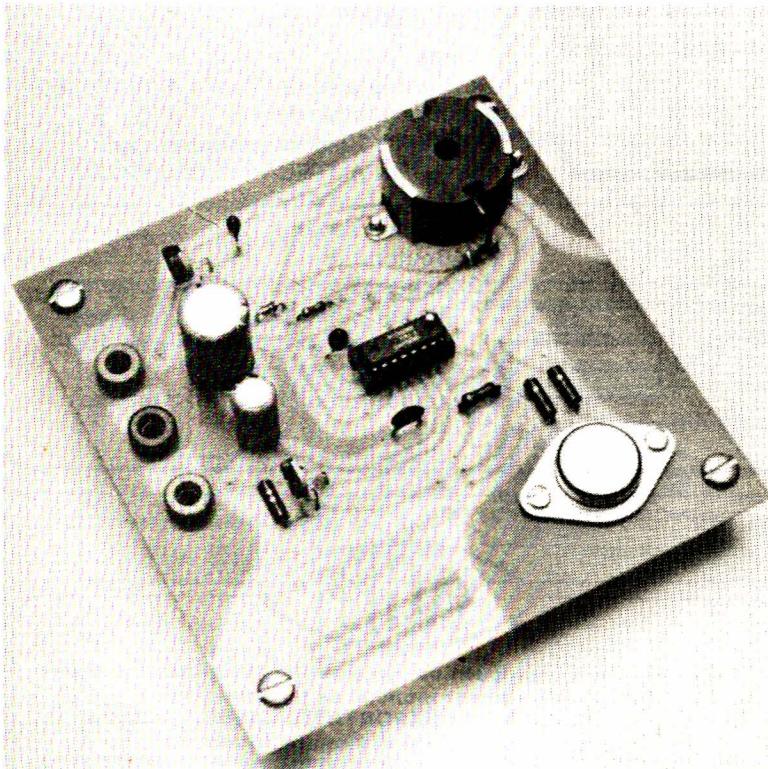
à l'attention de Madame BARBE

SAGEM-A.T.T.I. 2, rue Ancelle 92521 NEUILLY SUR SEINE.

AMEDIA

Pratique des régulateurs à découpage

• Le μ A 78S40 FAIRCHILD



Après avoir examiné le mois dernier l'intérieur du circuit universel de Fairchild, nous avons construit une carte d'évaluation polyvalente. Nous avons converti 10 V en 25 V, et allons aujourd'hui tenter le contraire, toujours avec un haut rendement, pour finir par fabriquer - 15 V avec + 12 V. Enfin, nous saurons comment réaliser le circuit de telle application personnalisée, et aurons progressé d'une technique ensemble...

1. — LE RÉGULATEUR ABAISSEUR DE TENSION

La figure 1 illustre la configuration de principe d'un régulateur abaisseur de tension à découpage. Supposons pour l'analyse que la condition suivante soit vraie : $I_L = 0$ (courant nul dans la bobine).

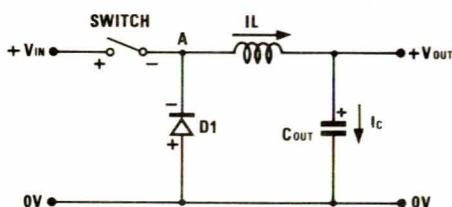


Figure 1 : Circuit simplifié de l'abaisseur de tension.

Quand le transistor commutateur (switch) est fermé, la tension du point A devient :

$$V_A = V_{IN} - V_{SAT}$$

(Où V_{SAT} représente la tension de déchet du transistor « ON »).

A ce moment, la diode D_1 est polarisée en inverse et le courant à travers l'inductance croît selon le taux suivant :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT}}{L}$$

Le courant I_L continue à croître à ce taux aussi longtemps que le commutateur est fermé et que l'inductance n'est pas saturée. Supposons que la tension de sortie au cours d'un cycle complet ne change pas de façon significative ; alors ce taux peut être considéré comme constant et le courant à travers l'inductance à tout instant, tant que le commutateur est fermé, est donné par :

$$I_L = \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT}}{L} \right) t$$

La pointe de courant à travers l'inductance qui dépend du temps de conduction t_{ON} du commutateur est donnée par :

$$I_{\text{crête}} = \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT}}{L} \right) t_{ON}$$

A la fin du temps de conduction, le commutateur est ouvert. Puisque le courant de l'inducteur ne peut pas changer instantanément, il génère une tension qui polarise en direct la diode D_1 , procurant un passage pour le courant de l'inductance. La tension au point A est maintenant :

$$V_A = -V_D$$

(Avec pour V_D la tension de déchet de la diode « ON »).

Le courant à travers l'inductance commence maintenant à décroître à un taux égal à :

$$\frac{d I_L}{d t} = \frac{V_L}{L} = - \left(\frac{V_D + V_{OUT}}{L} \right)$$

Le courant à travers l'inductance, à tout instant pendant que le commutateur est ouvert, est donné par :

$$I_L = I_{crête} - \left(\frac{V_D + V_{OUT}}{L} \right) t$$

Supposons que le courant à travers l'inductance atteigne zéro après l'intervalle de temps t_{OFF} , alors :

$$I_{crête} = \left(\frac{V_D + V_{OUT}}{L} \right) t_{OFF}$$

Ce qui nous permet d'exprimer le rapport entre le t_{ON} et le t_{OFF} dans la relation suivante qui est capitale :

$$\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT}}$$

Dans l'analyse ci-dessus, un certain nombre de suppositions ont été faites. Pour que la tension de sortie moyenne reste constante, la charge nette délivrée à la capacité de sortie (C_{OUT}) doit être zéro.

$$\left(\frac{I_{crête}}{2} \right) t_{ON} + \left(\frac{I_{crête}}{2} \right) t_{OFF} = I_{OUT} (t_{ON} + t_{OFF})$$

Ceci nous montre que $I_{crête} = 2 I_{OUT}$. Pour que la tension de sortie reste constante, le courant moyen à travers l'inductance doit être égal au courant de sortie.

On a également supposé que la tension d'ondulation résiduelle était petite en comparaison de la tension de sortie. La tension d'ondulation peut être calculée à partir de la connaissance des temps de commutation, du courant de pointe, et de la dimension de la capacité de sortie.

$$V_{résiduelle} (crête \ à \ crête) = \frac{\Delta Q}{C_{OUT}}$$

$$0,5 \left(t_{ON} \frac{I_{crête}}{4} + t_{OFF} \frac{I_{crête}}{4} \right) = \frac{I_{crête}}{4} (t_{ON} + t_{OFF}) = \frac{I_{crête}}{4} \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{C_{OUT}}$$

ce qui peut s'exprimer par :

$$V_{résiduelle} = \frac{I_{crête} \left(\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} \right)}{8 C_{OUT}}$$

Avec un C_{OUT} de forte valeur, la supposition est correcte et l'analyse aussi.

Pour calculer le rendement du système (n), on cherche :

$$n = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$$

La puissance d'entrée est donnée par : $P_{IN} = I_{IN} \times V_{IN}$

Avec le courant moyen d'entrée déterminé par :

$$I_{IN} (\text{moyen}) = \frac{t_{ON} \left(\frac{I_{crête}}{2} \right)}{t_{ON} + t_{OFF}}$$

$$I_{OUT} \left(\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \right)$$

La puissance de sortie est exprimée par : $P_{OUT} = I_{OUT} \times V_{OUT}$

La combinaison des égalités ci-dessus donne l'expression pour le rendement de l'abaisseur de tension :

$$n = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_D} \right) \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT} + V_D}{V_{IN}} \right)$$

Plus les tensions de déchet de la diode et du transistor commutateur sont faibles, plus le rendement s'améliore. Ce rendement est relativement constant, même en cas de variations de la tension d'entrée (V_{IN}).

Le calcul précédent a négligé la puissance dissipée au repos par le circuit, qui tend à diminuer le rendement pour de faibles débits en sortie. Il n'a pas non plus mis l'accent sur les postes des semiconducteurs, et surtout dans l'inductance, qui ont le même inconvénient. Cependant, ce calcul est une bonne approximation de ce que l'on peut mesurer en pratique sur le système.

2) LA RÉALISATION PRATIQUE DE L'ABASSEUR DE TENSION

Elle consiste à déplacer les straps situés sous la carte d'évaluation, conformément à la **figure 2**. Cette opération est simple et rapide, mais demande un contrôle attentif. Elle permet de réaliser le circuit dessiné sur la **figure 3**. On notera sa conformité avec le schéma théorique de départ.

La diode D_1 sera extérieure au circuit $\mu A 78 S 40$ pour maintenir une dissipation raisonnable du boîtier. En effet, notre abaisseur s'alimente en 25 V pour fournir du 10 V sous 500 mA. En fait, le régulateur supporterait facilement cette énergie supplémentaire sur sa diode incorporée. Mais il s'agit d'une maquette d'initiation, et la fiabilité a été poussée. De façon empirique, on considère que c'est la bonne pratique pour une tension de référence de qualité maximum.

3) LES MANIPULATIONS SUR L'ABASSEUR

Elles soulèvent la même curiosité que pour l'élevateur précédent. La limitation de courant a toujours une valeur globale de $0,33 \Omega$, ce qui offre bien 0,5 A de débit possible en permanence (car $I_{crête} = 2 I_{OUT}$).

On explorera longuement le montage avec les appareils de mesure, particulièrement à l'oscilloscope. Le signal est très inhabituel au point « A » (du schéma théorique), correspondant au point d'entrée de l'inductance.

Cette inductance ne s'échauffe guère malgré un débit fort et durable. C'est tout à votre honneur, et le rendement est alors étonnant. Avec 25 V d'entrée, 10 V de sortie et 500 mA de débit, nous avons pu mesurer environ 86 % sur notre maquette.

Si le potentiomètre P_2 est réglé sur 10 V (ou moins, c'est au choix), on constatera la grande stabilité de la tension de sortie V_{OUT} , en faisant varier V_{IN} de 15 V à 36 V (environ, c'est un peu fonction de chaque réalisation).

Nous vous laisserons la surprise de découvrir d'autres performances sur la carte, mais conseillons de ne pas passer à la version suivante avant de l'avoir bien testée et saisie. C'est tellement plus clair de l'expérimenter que de lire ces lignes...

4) L'INVERSION DE TENSION DANS SON PRINCIPE

La **figure 4** illustre la configuration de base d'un régulateur inverseur de tension à découpage.

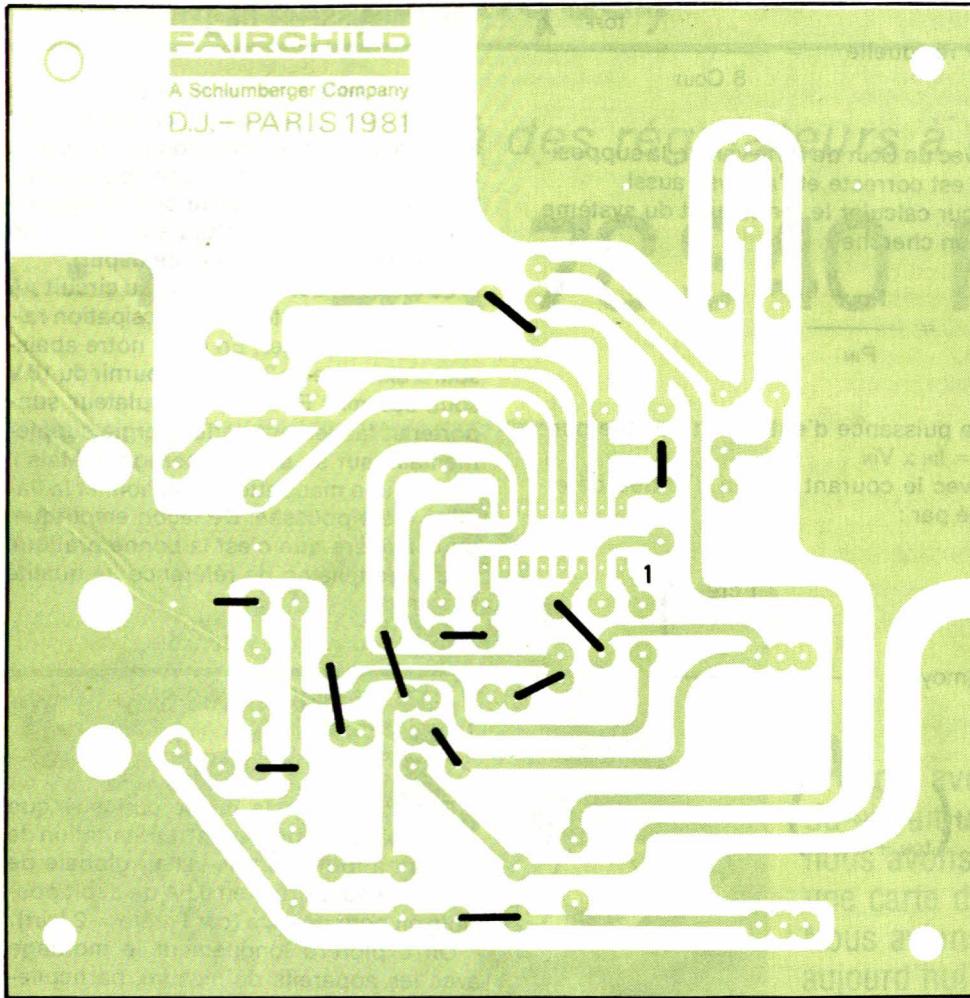


Figure 2 :

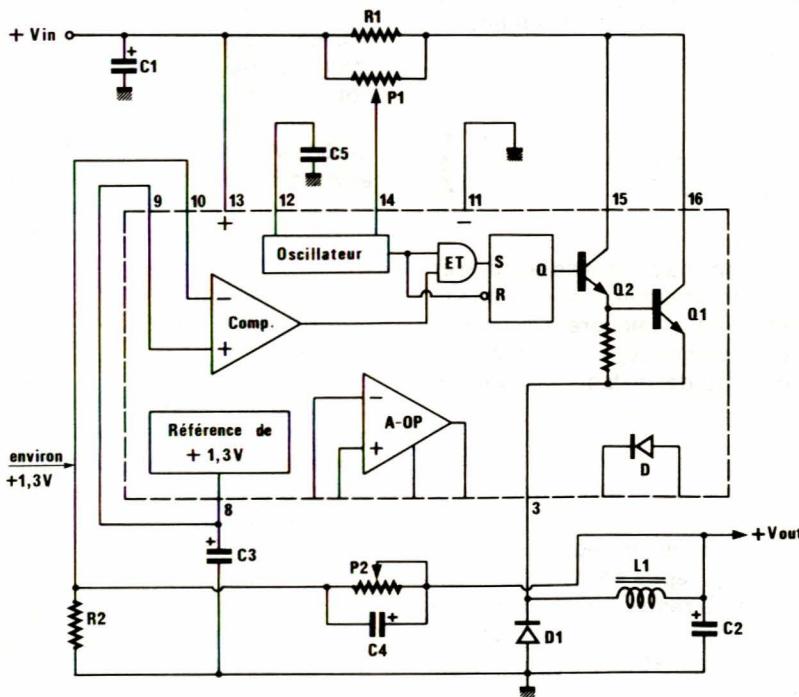


Figure 3 : Schéma de principe de l'abaisseur de tension à découpage.

Selon la méthode précédemment utilisée, nous supposons pour l'analyse que la condition suivante est vraie juste avant la mise en conduction du transistor commutateur :

$$I_L = 0$$

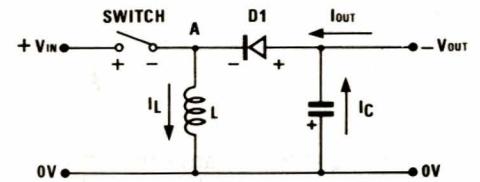


Figure 4 : Circuit simplifié de l'inverseur de tension.

Quand le switch est fermé, la tension au point A est :

$$V_A = V_{IN} - V_{SAT}$$

(Où V_{SAT} est la tension de déchet du switch).

A ce moment, la diode D_1 est polarisée en inverse et le courant à travers l'inductance augmente selon la loi suivante :

$$\frac{d I_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L}$$

Le courant I_L continue à croître à ce taux aussi longtemps que le commutateur est fermé et que l'inductance n'est pas saturée. Ce taux est constant si la tension d'entrée reste constante durant le temps de conduction du commutateur, et le courant à travers l'inductance à tout instant, pendant que le commutateur est fermé, est donné par :

$$I_L = \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L} \right) t$$

Le courant de pointe à travers l'inductance, qui dépend du temps de conduction (t_{ON}) du transistor commutateur, est donné par :

$$I_{\text{crête}} = \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{L} \right) t_{ON}$$

A la fin de ce temps, le commutateur est ouvert et l'inductance génère une tension qui polarise la diode D_1 en direct, fournissant un passage au courant de l'inductance. La tension au point A est alors :

$$V_A = V_{OUT} - V_D$$

Le courant à travers l'inductance commence maintenant à décroître à un taux égal à :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = - \left(\frac{V_D - V_{OUT}}{L} \right)$$

Le courant à travers l'inductance et la diode à un moment donné pendant que le commutateur est ouvert, est donné par :

$$I_L = I_{\text{crête}} - \left(\frac{V_D - V_{OUT}}{L} \right) t$$

Supposons que le courant à travers l'inductance atteigne zéro après un intervalle de temps (t_{OFF}), alors :

$$I_{\text{crête}} = \left(\frac{V_D - V_{OUT}}{L} \right) t_{OFF}$$

La synthèse de ces égalités donne la relation fondamentale entre (t_{ON}) et (t_{OFF}) :

$$\frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{V_D - V_{OUT}}{V_{IN} - V_{SAT}}$$

Nous avons supposé dans cette analyse que la tension de sortie restait relativement constante. Pour que la tension de sortie moyenne reste constante, la charge nette délivrée à la capacité de sortie doit être nulle. Et nous avons :

$$\left(\frac{I_{\text{crête}}}{2} \right) t_{OFF} = (t_{ON} + t_{OFF}) I_{OUT}$$

avec :

$$I_{\text{crête}} = 2 I_{OUT} \left(\frac{V_{IN} + V_D - V_{OUT} - V_{SAT}}{V_{IN} - V_{SAT}} \right)$$

Pour que la tension de sortie moyenne reste constante, le courant moyen à travers la diode doit être égal au courant de sortie.

L'expression simplifiée de la tension d'ondulation résiduelle de sortie est :

$$V_{\text{crête à crête}} = \frac{t_{OFF}}{C_{OUT}} \times \frac{(I_{\text{crête}} - I_{OUT})^2}{2 I_{\text{crête}}}$$

(Ceci étant déductible de l'examen des formes d'ondes en synchro sur un oscilloscope double trace, et avec un brin de patience).

Pour en terminer avec l'analyse, indiquons la formule d'évaluation du rendement de notre inverseur, après simplification et sans souci du signe de la tension de sortie :

$$\eta = \frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{IN}} \left(\frac{|V_{OUT}|}{V_D + |V_{OUT}|} \right)$$

Encore une fois on montre que plus les tensions de déchet des éléments actifs sont réduites, plus le rendement s'améliore. Toutefois, de ce dernier calcul sont absentes certaines pertes dynamiques (inductance en particulier), ainsi que la puissance dissipée au repos, même si elle est des plus faibles avec le $\mu A 78 S 40$. Alors le rendement réel du montage inverseur est un peu inférieur à ce qui peut être calculé par l'égalité ci-dessus.

5) LA RÉALISATION PRATIQUE DE L'INVERSEUR

Elle consiste à ôter tous les straps du montage précédent de dessous la carte pour les remonter conformément au plan de la **figure 5**. Il faut deux straps de plus,

ainsi que le Darlington PNP (80 V métal ou plastique TO 3 ou TOP 3) et deux résistances R_4 et R_5 pour la polarisation du transistor.

Aucun radiateur n'est nécessaire pour ces applications à haut rendement. La diode D_1 est obligatoire en câblage externe pour éviter une polarisation négative dans le $\mu A 78 S 40$. Enfin, et attention à ce détail, il faut démonter et inverser le tantale C_4 pour cette configuration.

On veillera à étamer le cuivre autour de la visserie reliée au collecteur du Darlington. Un contact douteux ne crée pas vraiment de panne, mais augmente le bruit résiduel sur la sortie. Enfin, on contrôlera visuellement le montage qui doit être conforme à son schéma de principe de la **figure 6**.

6) MANIPULATIONS SUR L'INVERSEUR DE TENSION

Il s'agit d'un circuit convertisseur de +12 V en -15 V sous 100 mA. En fait, on peut extraire 250 mA sans problème, le maximum de débit théorique étant surtout fonction de la température du Darlington, que l'on maintiendra dans des limites tranquilles.

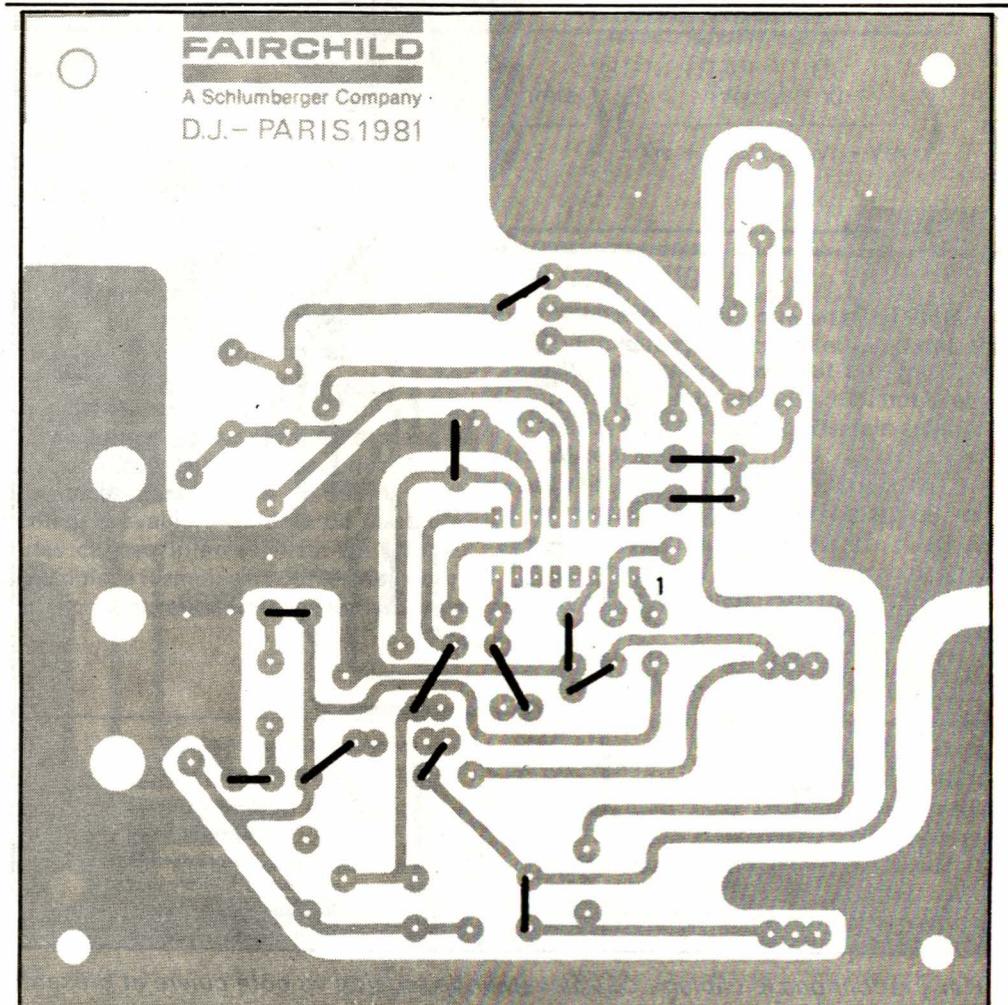


Figure 5 :

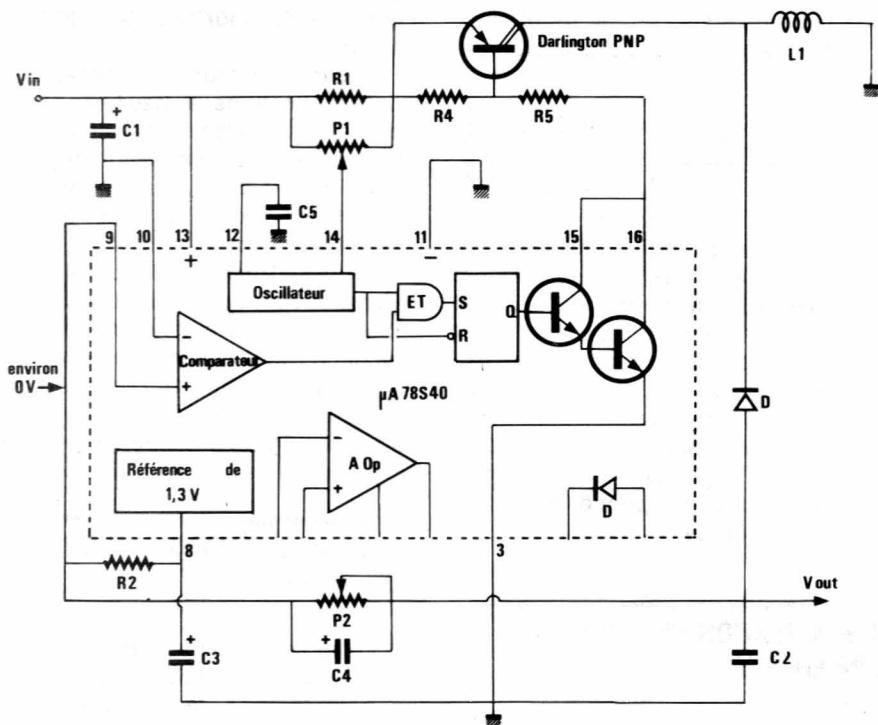
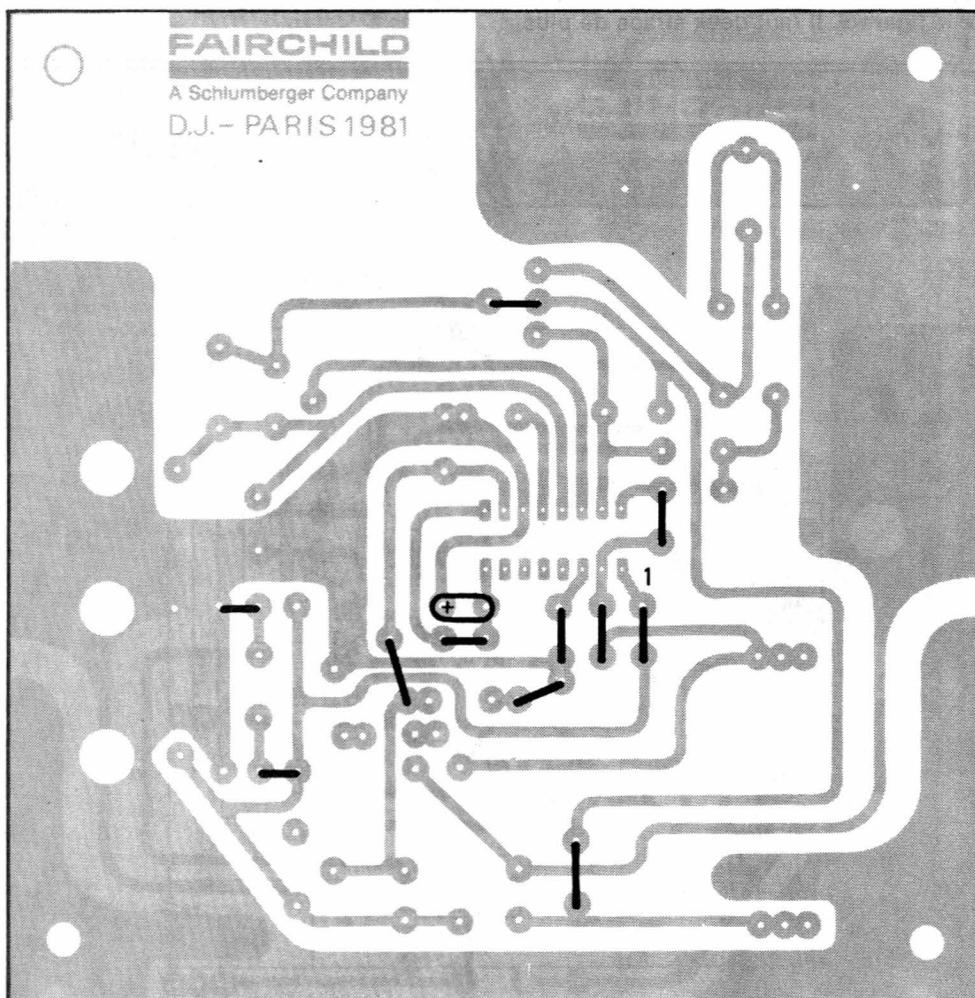


Figure 6



Nous redonnons le câblage de l'élévateur de tension vu côté cuivre et présenté par erreur côté composants dans notre précédent numéro

De plus, le calcul de cet inverseur a été conduit pour une bonne centaine de milliampères, et les composants y sont adaptés. On observera que la tension de sortie (quelconque, suivant le réglage de P2) est remarquablement fixe malgré une variation de la tension d'entrée de +10 V à +20 V. Ceci définit le taux de régulation amont. La régulation en charge, elle, est la régulation aval. On constatera sa qualité en chargeant avec diverses résistances pour aller de 0 à 200 mA (par exemple).

Des essais de condensateurs de sortie pourront être faits afin de minimiser la résiduelle du découpage. On constatera que des valeurs moyennes de chimiques peuvent être meilleures que des grosses, le facteur clé étant l'impédance propre au chimique (la plus faible possible).

Comme sur les précédents montages, le court-circuit de sortie est possible sans chaleur excessive (ni dégât évidemment). Différents réglages de P1 pourront être faits à partir de la consigne de départ (limite du court-circuit à 1 A).

Enfin, le rendement sera noté en divisant simplement la puissance d'entrée par celle de sortie, telles que mesurées avec voltmètres et ampèremètres. On constatera une fois de plus que ce rendement est maximum quand le débit de sortie est maximum. A titre indicatif, nous avons relevé sur notre maquette environ 58 % à 20 mA, et environ 65 % à 100 mA.

7) REMARQUE COMMUNE A TOUTES CES CONFIGURATIONS

Elle concerne le condensateur C4 qui est en parallèle sur le potentiomètre de réglage de tension P2. Cette capacité de valeur 1 μ F d'origine peut évidemment être ôtée sans problème. Dans ce cas, on observe toute la performance de stabilisation du μ A 78 S 40. Nos mesures ont permis de relever un ordre de grandeur de 1 à 3 pour mille suivant les cas.

Une telle qualité, totalement comparable avec un excellent régulateur série, n'est pas forcément le but d'une alimentation à découpage. C'est juste un cadeau. Alors on peut souhaiter s'attaquer plutôt au bruit résiduel de sortie, pour en éliminer les composantes H.F. C'est le but de C4 dont la mise en place s'accompagne d'une légère perte de précision en sortie. Ceci explique la variation relevée à vide, qui tend couramment à minorer le potentiel de quelques pour mille.

Le rôle de C4 qui passe l'alternatif mieux que la capacité parasite de P2, varie selon la fréquence de travail. Or cette fréquence,

	Abaisseur de tension	Inverseur de tension
I crête	$2 I_{OUT} (\text{maximum})$	$2 I_{OUT} (\text{max.}) \times \frac{V_{IN} + V_{OUT} + V_D - V_{SAT}}{V_{IN} - V_{SAT}}$
R. limitation du courant	$\frac{0,33}{I \text{ crête}}$	$\frac{0,33}{I \text{ crête}}$
$\frac{t_{ON}}{t_{OFF}}$	$\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT} - V_{OUT}}$	$\frac{ V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT}}$
Inductance L	$\left(\frac{V_{OUT} + V_D}{I \text{ crête}} \right) t_{OFF}$	$\left(\frac{ V_{OUT} + V_D}{I \text{ crête}} \right) t_{OFF}$
t_{OFF}	$\frac{I \text{ crête} \times L}{V_{OUT} + V_D}$	$\frac{I \text{ crête} \times L}{ V_{OUT} + V_D}$
C oscillateur (en μF)	$45 \times 10^{-5} \times t_{OFF} (\mu\text{sec})$	$45 \times 10^{-5} \times t_{OFF} (\mu\text{sec})$
C filtrage de sortie (μF)	$\frac{I \text{ crête} ((t_{ON} + t_{OFF}))}{8 V \text{ résiduelle}}$	$\frac{(I \text{ crête} - I_{OUT})^2 \times t_{OFF}}{2 \times I \text{ crête} \times V \text{ résiduelle}}$
Rendement énergétique	$\left(\frac{V_{IN} - V_{SAT} + V_D}{V_{IN}} \right) \left(\frac{V_{OUT}}{V_{OUT} + V_D} \right)$	$\left(\frac{ V_{OUT} }{V_D + V_{OUT} } \right) \times \left(\frac{V_{IN} - V_{SAT}}{V_{IN}} \right)$
Courant moyen d'entrée (I_{IN}) avec charge nominale en sortie	$\left(\frac{I \text{ crête}}{2} \right) \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SAT} + V_D} \right)$	$\left(\frac{I \text{ crête}}{2} \right) \left(\frac{ V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_{OUT} + V_D - V_{SAT}} \right)$

nous le savons, est très basse à vide et très haute à fort débit de sortie, ceci expliquant cela. Ainsi, sera-t-on conduit à étudier pour d'autres applications une carte imprimée présentant une bonne densité et, si possible, de faibles capacités de câblage. C'est une des idées directrices de l'emploi de tels régulateurs.

8) POUR VOLER DE VOS PROPRES AILES AVEC LE $\mu A 78 S 40$

Nous avons voulu détailler le comportement de chacun des trois cas. Le mode de calcul est simple s'il est ordonné et progressif. Alors une calculatrice ordinaire suffit à dimensionner les composants.

Ensuite, il faut réaliser la bobine L_1 dans son pot ferrite. Pour cela, on peut simplement remplir le pot avec du fil de diamètre suffisant pour l'intensité voulue, et tester cette inductance avec les ferrites tenues à la main. Ainsi, les retouches sont possibles facilement.

Un tel montage fonctionne correctement sur table, ce qui est précieux. Ensuite, on plantera un circuit imprimé en réfléchis-

sant bien et le résultat sera amélioré, surtout au plan des bruits. Enfin, on ne lésinera pas sur la capacité C_2 de sortie qui sera toujours de valeur élevée.

En bref, le but à atteindre est un fort rendement énergétique avec une vitesse de découpage assez élevée. La stabilité sera toujours excellente. Par contre, la bobine nécessitera moins de tours, et le montage travaillera au-delà de l'audible, toutes choses intéressantes. Un tableau rassemble le formulaire pour les deux dernières configurations de convertisseur.

9) CONCLUSION

Nous avons rencontré un circuit intégré économique, performant et instructif. Sa technique avancée en fait une initiation aux modulateurs en largeur d'impulsions. C'est du PCM, la mode de demain en Audio et Vidéo.

Enfin, ces montages fonctionnent à la mise sous tension, et bien d'autres sont possibles à partir de cette carte d'évaluation, offrant des solutions efficaces à des problèmes quasiment insolubles hier. Au prix d'une lecture attentive, vous êtes aujourd'hui armés pour demain.

D. JACOVOPOULOS



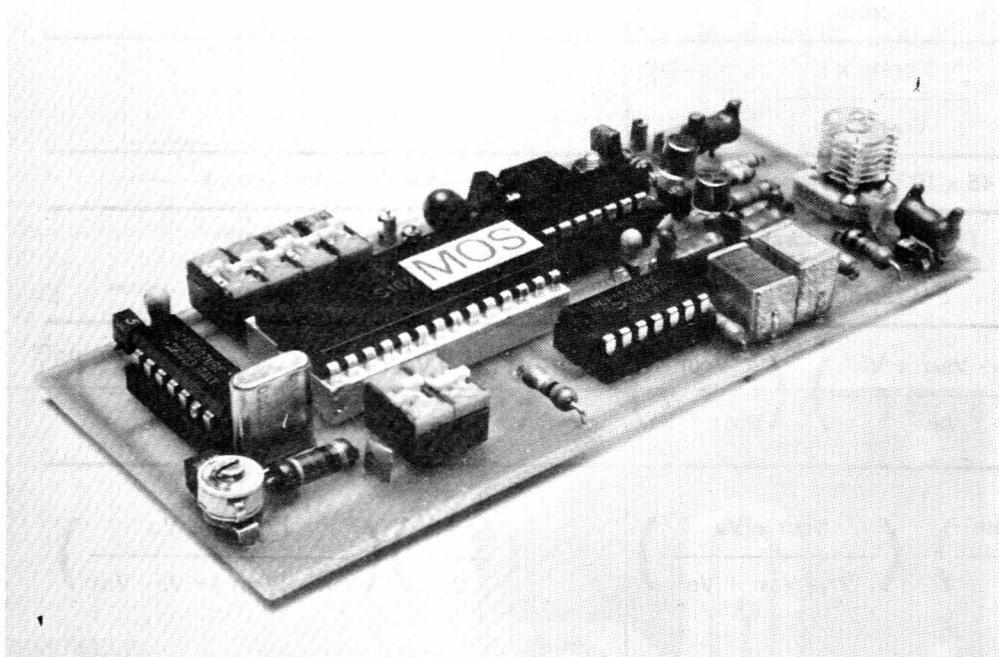
Brochage du $\mu A 78S40$ FAIRCHILD

Montages pratiques

Bien que le principe de la synthèse de fréquence ait presque cinquante ans, la réalisation de synthétiseurs performants n'est possible que depuis le développement de circuits MOS LSI. Il existe bien sûr un grand nombre de circuits intégrés, réalisant cette fonction complexe.

Notre choix s'est porté sur le S 187 B de Siemens et sur un prédiviseur rapide, le S 89.

Le module complet est de très petite dimension et remplacera un très grand nombre de quartz. Le gain est donc double : gain financier et gain de place.



Synthétiseur de fréquence à 22 canaux

1) LES EMETTEURS RECEPTEURS A QUARTZ

La figure 1 représente le schéma d'un émetteur-récepteur piloté par quartz.

Quatre quartz sont nécessaires pour obtenir les 22 canaux. Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6 sont affectés au premier oscillateur qui délivre les signaux destinés au premier mélangeur, la combinaison des signaux provenant de l'amplificateur RF et de l'oscillateur local crée la première fréquence intermédiaire. On trouvera dans le **tableau 1**, les valeurs des fréquences intermédiaires pour les 22 canaux considérés. Le deuxième oscillateur local fonctionne grâce à un des 4 quartz Q7 à Q10, de ma-

nière à ce que la deuxième fréquence intermédiaire, résultant de la combinaison de la première FI et du deuxième oscillateur local, soit constante et vale 455 kHz.

Ce signal attaque soit un démodulateur FM, soit un détecteur AM et on en tire le signal audio correspondant.

La partie émetteur est plus simple puisqu'elle ne fait appel qu'à deux oscillateurs et à un mélangeur, l'oscillateur 1 étant commun aux parties émission et réception. La fréquence d'émission étant obtenue par simple soustraction des signaux incidents. En étudiant le **tableau 1**, on remarquera que le quartz mis en jeu par le troisième oscillateur a la valeur de la première FI pour un canal donné. Ceci est tout à fait logique, puisque la fréquence

d'émission est la même que la fréquence de réception.

Ce système a été longtemps utilisé, mais on se rend compte très vite des problèmes posés par cette technique : grand nombre de quartz utilisés, 14 pour 22 canaux — mathématiquement il est possible d'en obtenir 24 —, le problème devient sérieux si on envisage 120 canaux, le nombre de quartz est alors porté à 38, 8 pour le premier oscillateur et 15 pour chacun des deux autres.

Outre le prix de l'appareil qui devient vraiment prohibitif, la commutation devient quasiment impossible, non seulement les commutateurs devront avoir un grand nombre de galettes dues à la complexité des combinaisons, mais les com-

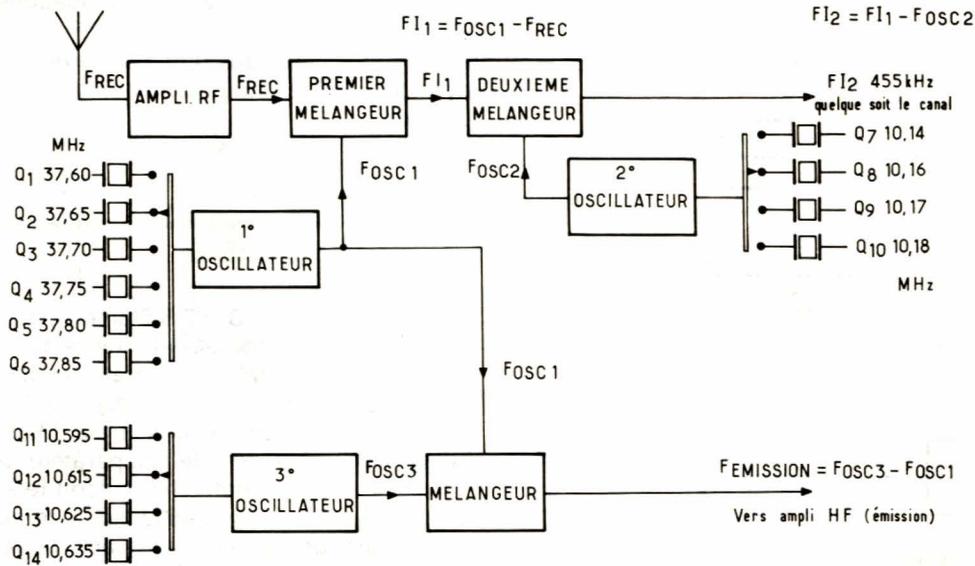


Figure 1 : Synoptique d'un émetteur-récepteur CB 22 canaux utilisant 14 quartz.

mutations portant sur les cristaux eux-mêmes, les contacts devront être d'excellente qualité et stables dans le temps et en température. Le problème ne peut être résolu qu'en cherchant une autre solution. Cette solution, bien sûr, c'est la synthèse de fréquence. Ce système est ancien et est connu depuis 1932, c'est un Français, **H. de Bellescize**, qui fut le premier à décrire un système de synthèse de fréquences reposant sur le principe suivant : en utilisant une contre-réaction fréquence-tension, on agit sur la tension de commande du VCO dont la fréquence était alors exactement celle du signal d'entrée. Le problème de la réception était résolu par une solution beaucoup plus élégante que le récepteur superhétérodyne.

L'étude qualitative du système sera menée en s'appuyant sur le schéma synoptique de la **figure 2**. Un oscillateur de référence délivre des signaux de fréquence égale à celle du quartz, ces signaux sont ensuite transmis à un premier diviseur. Les signaux résultant du comptage sont appliqués à l'entrée positive du comparateur de phase. L'entrée négative du comparateur de phase reçoit le signal issu du VCO dont la fréquence a été successivement divisée par P et N. Les nombres M et P sont fixes dans le système alors que N est programmable. La sortie du comparateur de phase délivre une tension proportionnelle à

l'écart de phase des signaux incidents. En général le comparateur de phase est un système digital, la sortie étant constituée d'impulsions positives ou négatives de largeur variable et proportionnelle à l'écart de phase des signaux d'entrée. K_p représente le facteur de conversion du comparateur de phase et il s'exprime en volt/rd. Les impulsions sont filtrées grâce à un filtre passe bas, il en résulte donc une tension continue, appliquée à la broche de commande du VCO. K_v représente le gain de conversion du VCO qui lie une variation de fréquence à une variation de tension, ce facteur est exprimé en Hz/V ou en rd/s/V.

Supposons que le système ne soit pas verrouillé, ce qui est le cas l'instant suivant la mise sous tension : le VCO fonctionne alors sur la fréquence centrale du système souvent notée f_0 . Il existe alors une différence de fréquence et de phase entre les signaux appliqués aux entrées du comparateur de phase, la tension de commande du VCO jusqu'à ce que la différence de fréquence et de phase à l'entrée du comparateur soit nulle. C'est le principe de tout asservissement et on comprend mieux l'appellation du système : boucle à verrouillage de phase, en anglais PLL (phase locked loop).

En écrivant alors que les fréquences des signaux d'entrée du comparateur sont égales et en tirant la fréquence du VCO, on constate que la fréquence d'oscillation du VCO est un multiple de la fréquence de quartz. Le but fixé — obtenir plusieurs fréquences très stables à partir d'une seule — est atteint, puisque le compteur N est programmable et que l'on peut faire varier ce nombre. Dans la plupart des cas, on cherche à avoir un nombre N le plus grand possible, permettant donc la génération d'un grand nombre de fréquences discrètes.

2) LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

L'application idéale du synthétiseur de fréquences est le générateur multicanaux puisqu'un grand nombre de fréquences discrètes peuvent être générées, grâce à une seule fréquence de référence. Bien que le système soit un système non linéaire, nous utiliserons pour les explications, les modèles linéarisés des **figures 2 et 3** et ceci, en utilisant un minimum de formules mathématiques que redoutent tant les lecteurs. L'étude théorique — par ailleurs passionnante — a déjà été développée dans de nombreux ouvrages, en langue anglaise et les lecteurs intéressés pourront s'y reporter.

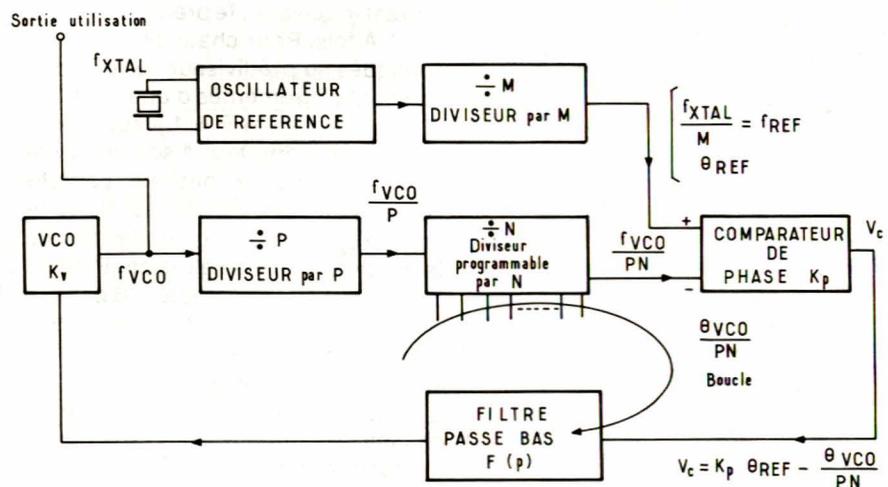


Figure 2 : Schéma synoptique d'un synthétiseur de fréquence.

$$f_{VCO} = N \cdot \frac{P}{M} \cdot f_{XTAL}$$

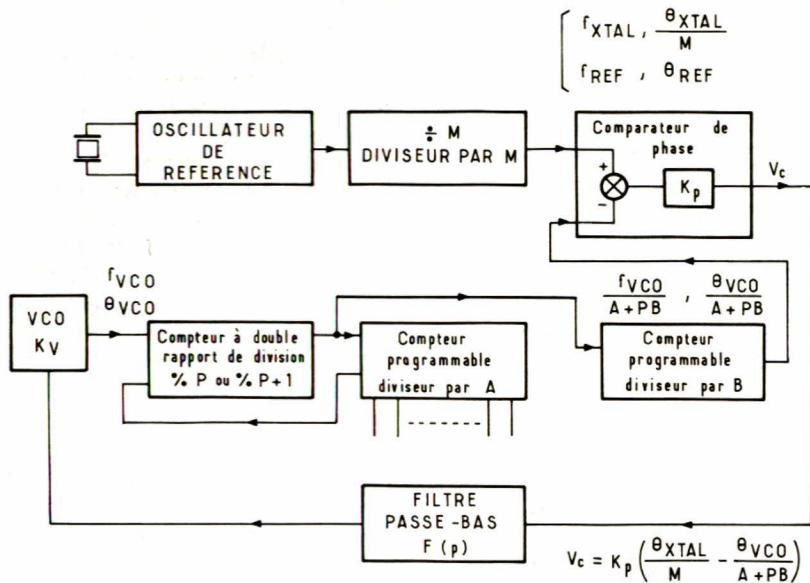


Figure 3 : Schéma synoptique d'un synthétiseur de fréquence équipé d'un compteur à double rapport de division. P/P + Q

$$f_{VCO} = (AQ + PB) \frac{f_{XTAL}}{M}$$

Le pas minimum est représenté par la quantité Pf_{XTAL}/M et est tout simplement l'écart minimum entre deux fréquences synthétisables. Le choix du pas doit être fait au moment de la conception du circuit et découle du choix de M, P et f_{XTAL} .

Il est nécessaire d'introduire deux définitions supplémentaires : la gamme de capture et la gamme de verrouillage, ces deux domaines sont représentés à la figure 4. La gamme de verrouillage représente le domaine des fréquences d'entrée, pour lesquelles la boucle reste verrouillée, elle est aussi appelée gamme de maintien en référence à l'écart maximal admissible vis-à-vis de la fréquence centrale du système = f_0 . Le domaine de capture est plus petit que le domaine de verrouillage, bien que le système reste verrouillé, il peut ne pas être capable de se verrouiller seul en dehors de la gamme de capture.

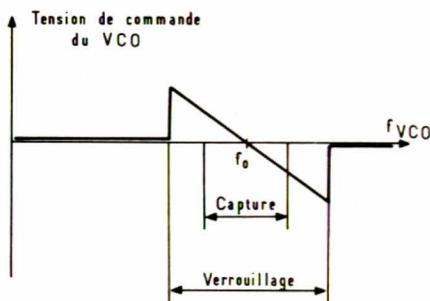


Figure 4

La figure 3 représente le schéma synoptique d'une boucle à asservissement de phase, équipée d'un compteur à double module. Cette solution est très souvent adoptée car elle apporte une amélioration au système, en effet dans le cas du rapport de division fixe de la figure 2, le pas minimum était Pf_{XTAL}/M , nous allons voir que l'adjonction d'un compteur à double rapport de division nous permet de faire diminuer le pas et qu'il devient f_{XTAL}/M . Le compteur par N étant remplacé par deux compteurs A et B. Le principe de l'opération est le suivant : le prédiviseur divise par P + 1 A fois. Pour chaque P + 1 créneaux appliqués au prédiviseur, les compteurs A et B sont décrementés d'une unité. Le prédiviseur divise par P + 1 jusqu'à ce que le contenu du compteur A soit nul. Quand (P + 1) A créneaux ont été comptés, le contenu du compteur B vaut B - A, le rapport de division change et devient alors P, le prédiviseur divise alors par P jusqu'à ce que le contenu du compteur B passe de B - A à zéro. Finalement, le cycle se termine, les compteurs A et B sont repositionnés et le cycle redémarre.

Tout se passe comme si on avait changé le compteur par N de la figure 2 en un compteur par B + A/P.

Un changement d'une unité de B donne un changement de la fréquence synthétisée de Pf_{XTAL}/M et, grâce au nombre fractionnaire A/P, on remarque qu'un changement d'une unité du compteur A procure une variation de f_{XTAL}/M .

Comme dans le cas précédent on obtient la fréquence du VCO :

$f_{VCO} = (A + PB) f_{XTAL}/M$. Les explications étant données avec un compteur P/P + 1, il est alors facile de les reprendre avec un compteur P/P + Q, la fréquence du VCO est alors :

$$f_{VCO} = (AQ + PB) f_{XTAL}/M.$$

3) LE S187 B SIEMENS

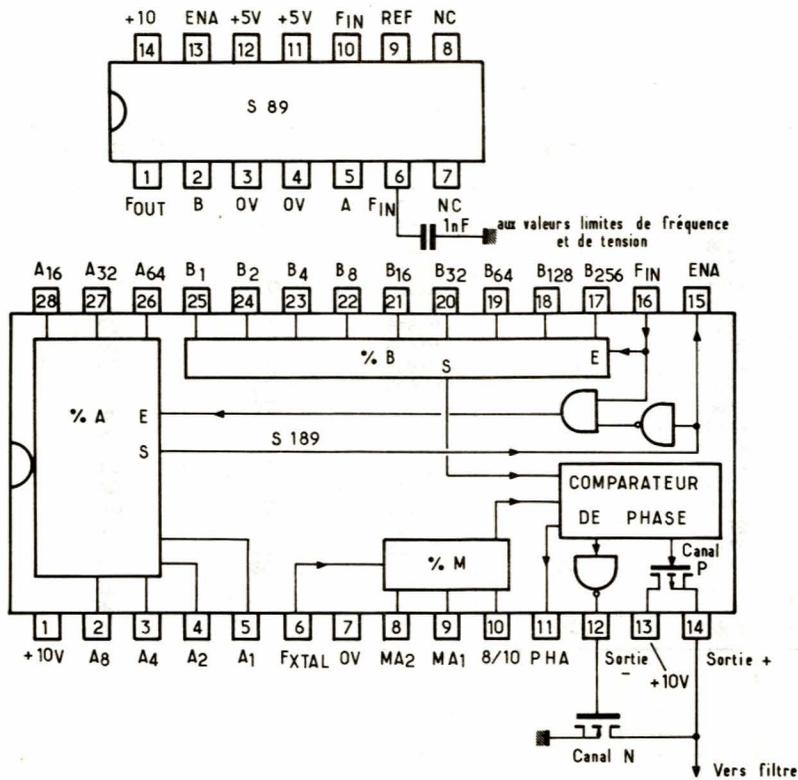
Le circuit intégré S 187 B Siemens, dont le brochage est indiqué à la figure 5, est une unité de contrôle apte à être utilisée dans les systèmes de synthèse de fréquence. Il comprend le diviseur par M, les diviseurs par A et B et le comparateur de phase. L'entrée 6, notée f_{XTAL} reçoit le signal provenant d'un oscillateur externe. On utilisera un oscillateur à quartz, la fréquence d'entrée devant être supérieure à 250 kHz et inférieure à 6,5 MHz. Bien qu'il existe de nombreux types d'oscillateurs à quartz, il semble que la méthode la plus simple soit d'utiliser une porte CMOS, linéarisée par une résistance placée entre entrée et sortie, le quartz est placé en parallèle sur cette résistance, le réglage fin est obtenu par un condensateur ajustable placé entre l'entrée de la porte et la masse. L'oscillateur étant chargé par un condensateur de faible valeur, placé entre la sortie de la porte et la masse.

L'entrée FIN reçoit le signal provenant du VCO, la fréquence de ce signal devant être inférieure à 2,5 MHz, il peut être nécessaire d'utiliser un prédiviseur dont la commande de rapport sera actionnée par la tension disponible à la broche 15 du circuit : sortie ENA.

Les compteurs A et B sont pour A un compteur à 7 bits, et pour B un compteur à 9 bits. Ils sont programmables par les entrées 17 à 28 et 2 à 5. Toutes ces entrées sont maintenues au niveau 1 logique, grâce à une résistance interne. La programmation peut être faite avec un simple interrupteur, reliant l'entrée considérée à la masse.

Le diviseur par M est programmable, grâce aux entrées MA1, MA2, 8/10, la table de vérité récapitulant les huit combinaisons possibles est donnée dans le tableau 2. On trouvera en outre la fréquence f_{XTAL}/M , qui représente le pas le plus petit possible entre deux fréquences synthétisables dans le cas d'un quartz 6,4 MHz.

Les signaux issus du compteur B et du compteur M sont transmis au comparateur de phase. Seul le transistor canal P a été intégré dans le S187 B, le transistor complémentaire est externe et il peut être pris parmi un des transistors accessibles du circuit MOS 4007 UBC.



Le signal de sortie — broche 14 — est appliqué au filtre, passe bas avant d'attaquer l'entrée de commande du VCO.

La **figure 5** représente aussi le brochage du prédiviseur S89, qui peut être utilisé avec une fréquence sinusoïdale d'entrée minimale de 20 MHz pour les rapports 50/51 et 100/101 et 40 MHz pour les rapports de division 100/102 et 200/202. Les fréquences limite maximale étant respectivement 250 et 500 MHz pour 50/51, 100/101 et 100/102, 200/202.

On voit donc que l'association du S89 et du S187 permet de couvrir de très grands besoins. Le **tableau 3** donne les rapports de division du S89, en fonction du programme appliqué aux broches A et B et à la broche de commande ENA.

Cette association nous a permis de réaliser un synthétiseur de fréquences dans la gamme 27 MHz.

4) LE SYNTHETISEUR 27 MHz

Le synthétiseur 27 MHz est représenté à la **figure 6**. Le VCO est construit autour du transistor T1.

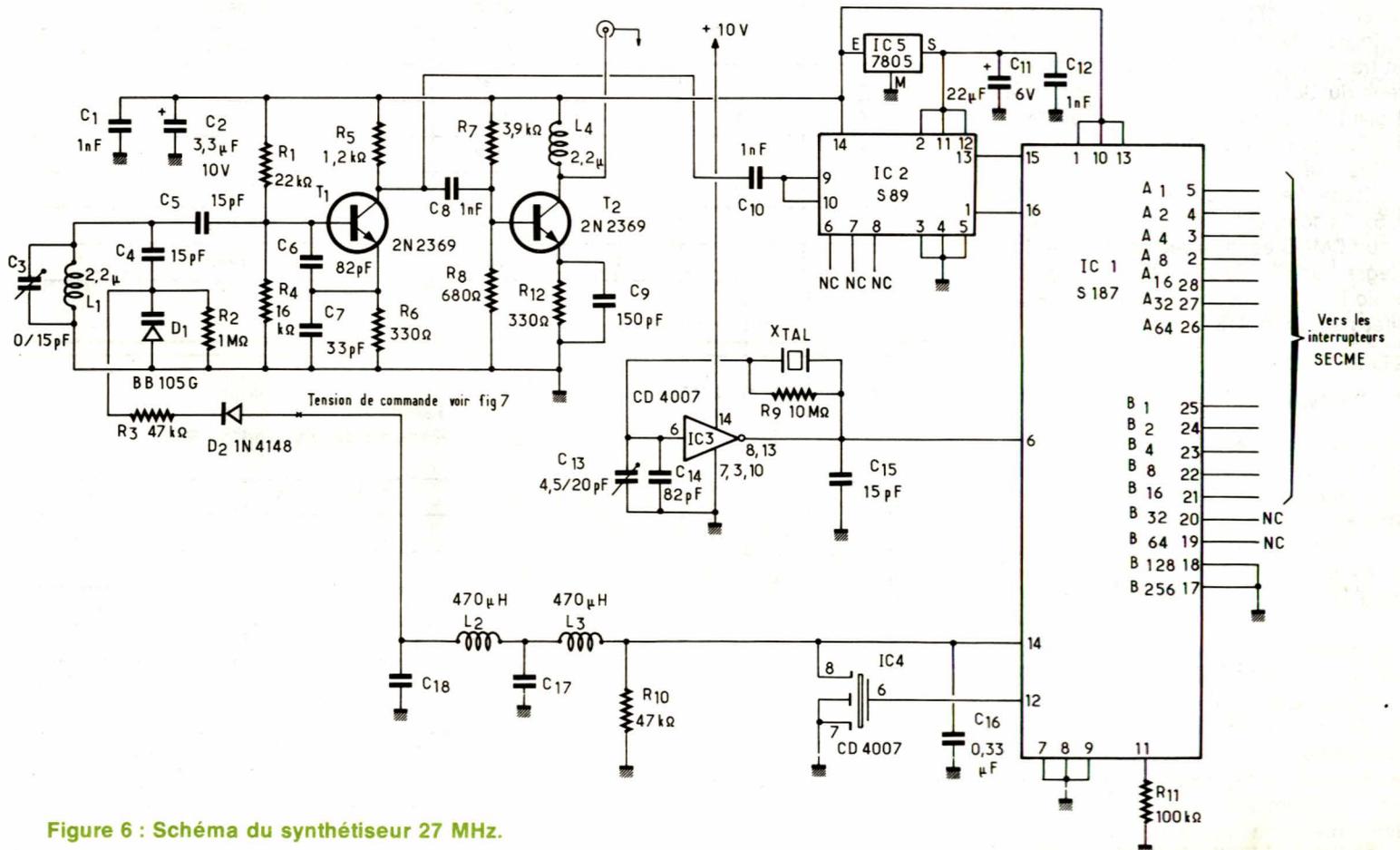


Figure 6 : Schéma du synthétiseur 27 MHz.

Cet oscillateur est une variante de l'oscillateur Colpitts et est appelé oscillateur de LEE.

La self L1 est accordée par le condensateur C3 et par le pont de condensateurs, formé par C5, C6 et C7. C5 est le condensateur de couplage, alors que C6 et C7 forment un diviseur capacitif qui détermine la réaction d'émetteur. Le condensateur C4 et la diode Varicap D1 forment une capacité additionnelle, qui permet de faire varier la fréquence d'oscillation dans une large plage, comme le montre la figure 7. Bien qu'il soit possible d'utiliser des circuits intégrés faisant office de VCO, nous avons préféré utiliser un oscillateur à transistor. Dans la gamme TTL S, il existe un VCO ayant une fréquence d'oscillation maximale de 75 MHz, et dans la gamme ECL Motorola, le MC 1648 et dans la gamme 11C Fairchild, les deux circuits 11C24 et 11C58. Les fréquences maximales d'oscillation sont respectivement 225 MHz, 30 MHz et 175 MHz.

L'inconvénient majeur de ces circuits est la consommation, les 11C24 et 11C58 sont les plus performants, seulement 30 et 35 mA, contre 40 mA pour le MC 1648, quant au VCO TTLS 74 S 124, il devient quasiment inutilisable, la consommation avoisinant 80 mA dans le meilleur des cas. L'avantage du VCO à transistor devient alors évident. Pour des fréquences inférieures à 50 MHz, on pourra utiliser ce type d'oscillateur, au-delà on pourra utiliser des transistors MOS. Le signal de sortie est prélevé sur le collecteur du transistor T1 et est transmis par liaison capacitive aux entrées du S89. Le rapport de division est choisi 100/101. La broche 5 entrée A est au zéro logique et la broche 2 entrée B est au un logique.

L'étage d'entrée du circuit est alimenté en 5V, la compatibilité de la sortie avec un circuit CMOS est assurée par un interface intégré dans le S89 et alimenté par une tension + 10V. Les sorties FOUT et ENA sont reliées à l'unité S187.

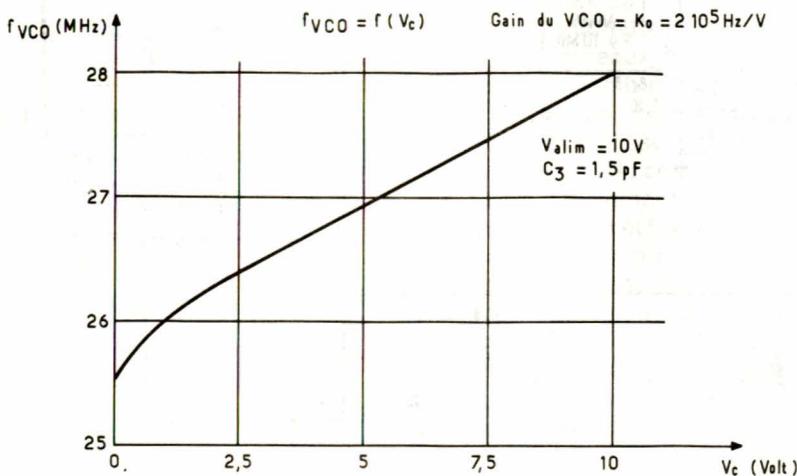


Tableau 1 : Combinaison des différents quartz donnant les fréquences d'émission et les fréquences des oscillateurs locaux.

Canal CB	Fréquence	Réception			Emission	
		1 ^{er} oscillateur	1 ^{er} FI MHz	2 ^e oscillateur	1 ^{er} oscillateur	3 ^e oscillateur
1	26965	Q1	10,635	Q10	Q1	Q14
2	26975	Q1	10,625	Q9	Q1	Q13
3	26985	Q1	10,615	Q8	Q1	Q12
4	27005	Q1	10,595	Q7	Q1	Q11
5	27015	Q2	10,635	Q10	Q2	Q14
6	27025	Q2	10,625	Q9	Q2	Q13
7	27035	Q2	10,615	Q8	Q2	Q12
8	27055	Q2	10,595	Q7	Q2	Q11
9	27065	Q3	10,635	Q10	Q3	Q14
10	27075	Q3	10,625	Q9	Q3	Q13
11	27085	Q3	10,615	Q8	Q3	Q12
12	27105	Q3	10,595	Q7	Q3	Q11
13	27115	Q4	10,635	Q10	Q4	Q14
14	27125	Q5	10,625	Q9	Q4	Q13
15	27135	Q4	10,615	Q8	Q4	Q12
16	27155	Q4	10,595	Q7	Q4	Q11
17	27165	Q5	10,635	Q10	Q5	Q14
18	27175	Q5	10,625	Q9	Q5	Q13
19	27185	Q5	10,615	Q8	Q5	Q12
20	27205	Q5	10,595	Q7	Q5	Q11
21	27215	Q6	10,635	Q10	Q6	Q14
22	27225	Q6	10,625	Q9	Q6	Q13

Tableau 2 : Rapport de division par M en fonction des 3 entrées MA1, MA2, 8/10.

MA2	MA1	8/10	% M	fXTAL/M XTAL = 6 MHz = 4
0	0	0	2048	3,125 kHz
0	0	1	2560	2,5 kHz
0	1	0	1024	6,25 kHz
0	1	1	1280	5 kHz
1	0	0	512	12,5 kHz
1	0	1	640	10 kHz
1	1	0	256	25 kHz
1	1	1	320	20 kHz

Tableau 3 : Rapport de division du S89.

A	B	ENA	Rapport de division
0	0	0	51
0	0	1	50
0	1	0	101
0	1	1	100
1	0	0	102
1	0	1	100
1	1	0	202
1	1	1	200

Tableau 4: Synthétiseur utilisé en émetteur

B 256 = 0 A 1 = 0
 B 128 = 0 A 2 = 1
 B 64 = 1
 B 32 = 1
 B 16 = 0
 B 8 = 1

CANAL CB	FREQUENCE SYNTHETISEE	B	A	B4	B2	B1	A64	A32	A16	A3	A4
1	26965	107	86	0	1	1	1	0	1	0	1
2	26975	107	90	0	1	1	1	0	1	1	0
3	26985	107	94	0	1	1	1	0	1	1	1
4	27005	108	02	1	0	0	0	0	0	0	0
5	27015	108	06	1	0	0	0	0	0	0	1
6	27025	108	10	1	0	0	0	0	0	1	0
7	27035	108	14	1	0	0	0	0	0	1	1
8	27055	108	22	1	0	0	0	0	1	0	1
9	27065	108	26	1	0	0	0	0	1	1	0
10	27075	108	30	1	0	0	0	0	1	1	1
11	27085	108	34	1	0	0	0	1	0	0	0
12	27105	108	42	1	0	0	0	1	0	1	0
13	27115	108	46	1	0	0	0	1	0	1	1
14	27125	108	50	1	0	0	0	1	1	0	0
15	27135	108	54	1	0	0	0	1	1	0	1
16	27155	108	62	1	0	0	0	1	1	1	1
17	27165	108	66	1	0	0	1	0	0	0	0
18	27175	108	70	1	0	0	1	0	0	0	1
19	27185	108	74	1	0	0	1	0	0	1	0
20	27205	108	82	1	0	0	1	0	1	0	0
21	27215	108	86	1	0	0	1	0	1	0	1
22	27225	108	90	1	0	0	1	0	1	1	0

Tableau 5: Synthétiseur utilisé en récepteur

B 256 = 0 B4 = 0
 B 128 = 0 B2 = 1
 B 64 = 1 A2 = 0
 B 32 = 1 A1 = 0
 B 16 = 0
 B 8 = 1

CANAL CB	FREQUENCE SYNTHETISEE	B	A	B1	A64	A32	A16	A8	A4
1	26510	106	04	0	0	0	0	0	1
2	26520	106	08	0	0	0	0	1	0
3	26530	106	12	0	0	0	0	1	1
4	26550	106	20	0	0	0	1	0	1
5	26560	106	24	0	0	0	1	1	0
6	26570	106	28	0	0	0	1	1	1
7	26580	106	32	0	0	1	0	0	0
8	26600	106	40	0	0	1	0	1	0
9	26610	106	44	0	0	1	0	1	1
10	26620	106	48	0	0	1	1	0	0
11	26630	106	52	0	0	1	1	0	1
12	26650	106	60	0	0	1	1	1	1
13	26660	106	64	0	1	0	0	0	0
14	26670	106	68	0	1	0	0	0	1
15	26680	106	72	0	1	0	0	1	0
16	26700	106	80	0	1	0	1	0	0
17	26710	106	84	0	1	0	1	0	1
18	26720	106	88	0	1	0	1	1	0
19	26730	106	92	0	1	0	1	1	1
20	26750	107	00	1	0	0	0	0	0
21	26760	107	04	1	0	0	0	0	1
22	26770	107	08	1	0	0	0	1	0

L'oscillateur à quartz est réalisé, grâce à la porte de IC3, le signal de sortie est appliqué à la broche 6. Le quartz à une fréquence de 6,4 MHz, le rapport de division choisi est 2560, les entrées MA1 et MA2 sont au zéro logique et l'entrée 8/10 est au un logique. La fréquence de comparaison obtenue est de 2,5 kHz. Un transistor canal N est pris dans un 4007 pour compléter le comparateur de phase. Il aurait été possible de n'utiliser qu'un seul boîtier 4007 pour l'oscillateur et le complément du comparateur de phase, mais nous avons préféré dissocier ces deux fonctions dans deux boîtiers différents, pour éviter toute interférence. Le filtre de boucle est constitué par les condensateurs C16, C17 et C18, les selfs L2 et L3 et la résistance R10.

Le signal de sortie est prélevé sur le collecteur de T2, monté en amplificateur aperiodique.

4) PROGRAMMATION DU SYNTHETISEUR 27 MHz

Avec les rapports de division choisis, la fréquence du VCO :

$f_{VCO} = (A + PB) f_{XTAL} / M$ peut s'écrire tout simplement en kHz

$f_{VCO} = (A + 100 B) \cdot 2,5$. Les nombres A et B correspondant aux entrées A1 à A64 et B1 à B256. Dans le cas du canal CB n° 1, la fréquence d'émission à synthétiser est 26 965 kHz, ce qui donne : $26\ 965 = (A + 100 B) \cdot 2,5$ ou encore : $(A + 100 B) = 10786$.

A et B sont des entiers, il vient donc tout naturellement :

$A = 86$ et $B = 107$. Le calcul de A1, A2... A64 et B1..., B 256 ne doit poser aucun problème.

Dans tout les cas de figure, quels que soient les rapports de division et les fréquences de comparaison utilisées, on aura $A < P$, $B < 512$, $B \geq P$.

Le calcul devra être fait par toutes les fréquences que l'on veut synthétiser. Nous avons fait ces calculs pour les 22 canaux CB, le tableau récapitulatif de la figure 4 rend compte des résultats.

On remarque qu'en général l'espace-ment des canaux est de 10 kHz, ce qui explique la progression arithmétique de 4 du nombre $A + 100 B$. Les bits B3 à B 256 sont fixes, ainsi que les bits A1 et A2.

On peut obtenir un offset de 5 kHz, voire de 2,5 kHz, en agissant sur les poids faibles A1 et A2.

Dans le cas du tableau 4, on obtient directement la fréquence d'émission, le tableau 5 reprend les mêmes calculs pour un synthétiseur utilisé en récepteur. Nous avons choisi une solution simple : récepteur à un seul changement de fréquence avec une fréquence intermédiaire de 455 kHz, la fréquence de l'oscillateur local

étant inférieure à la fréquence à recevoir. Le filtre de FI devra être de très bonne qualité, la fréquence image se situant exactement entre deux canaux.

Les bits B2 à B256 sont fixes, ainsi que A1 et A2. Pour un même numéro de canal on remarquera qu'il faut ajouter 182 au nombre A + 100 B du **tableau 5** pour avoir A + 100 B au **tableau 4**, en effet $182 \times 2,5 \text{ kHz} = 455 \text{ kHz}$.

La maquette a été réalisée avec des interrupteurs miniatures qui laissent une grande souplesse d'utilisation. Ils nous ont permis de constater que la boucle était parfaitement stable de 26 à 28 MHz, ce qui représente un grand nombre de canaux, surtout si l'on considère que le pas minimum est de 2,5 kHz.

Evidemment, chacun pourra réaliser une logique spéciale répondant à ses besoins.

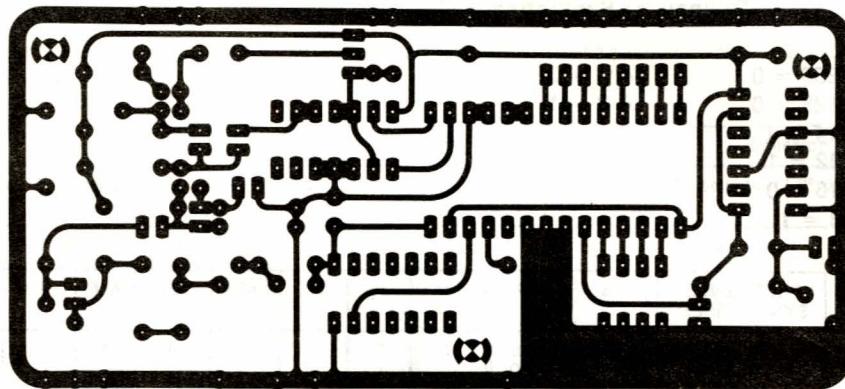


Figure 8

5) REALISATION DU MODULE

Le synthétiseur a été réalisé sur un circuit imprimé simple face de faibles dimensions : 112 x 50. Le tracé des pistes du circuit est donné à la **figure 8** et l'implantation des composants à la **figure 9**. Les circuits intégrés IC1 et IC2 seront de préférence montés sur des supports adéquats, chacun d'eux étant d'un prix relativement élevé, une attention toute particulière devra être portée au moment de la première mise sous tension. La consommation totale du circuit n'excède pas 90 mA, le réglage en courant d'une alimentation stabilisée peut ainsi être fait. Le module est prévu pour fonctionner sous 10 V, mais le fonctionnement de la boucle est assuré entre 8 et 13 V, ce qui autorise un emploi aux batteries.

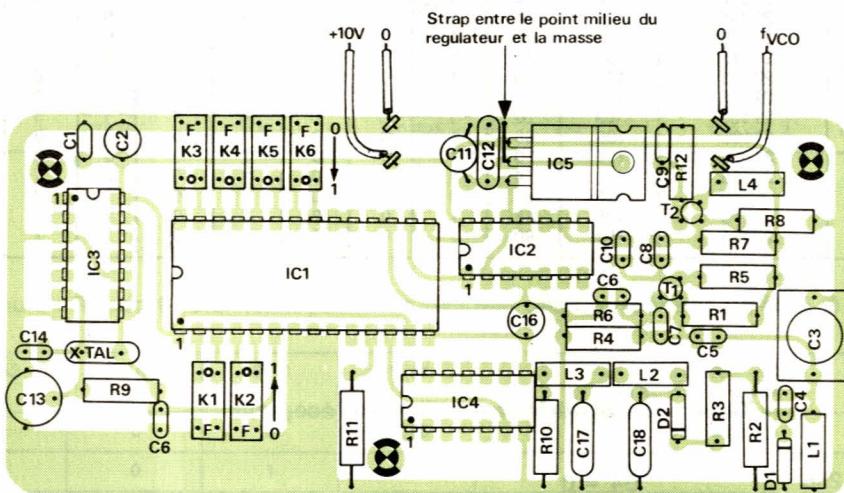


Figure 9

lage est facilement constaté à l'oscilloscope, lorsque l'on diminue C3, la fréquence augmente, lorsque l'on arrive dans la gamme de capture, le système se bloque et l'on remarque que des petites variations de C3 n'affectent pas la fréquence de sortie. Pour cette manipulation, on pourra visualiser simultanément la fréquence de sortie et la tension de commande du VCO. On remarquera que lorsque C3 varie quelque peu, la tension de commande varie de manière à ramener la fréquence du signal de sortie sur la fréquence à synthétiser.

En cas fort improbable d'insuccès, on contrôlera les niveaux aux broches 15 et 16, du circuit S 187 en se référant aux explications données antérieurement.

7) STABILITE DE LA BOUCLE

Avec le filtre utilisé, la boucle est parfaitement stable dans un domaine largement supérieur à 2 MHz. Le signal de sortie est

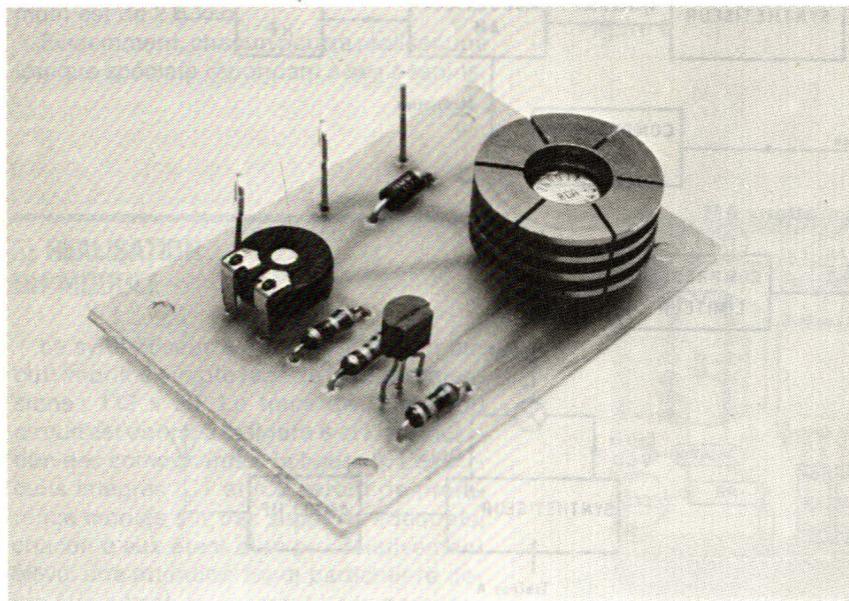
exempt de bruits et n'est pas modulé en fréquence. Il est important de n'utiliser que les valeurs indiquées pour le filtre de bande. Ces valeurs, comme nous allons le voir, conditionnent le bon fonctionnement du synthétiseur.

La fonction de transfert en boucle ouverte peut s'écrire simplement $G(p) = K_v K_p F(p)/p$. La **figure 10** donne la représentation du gain de la boucle et de la phase en fonction de la fréquence, à la **figure 10**, on remarque que le gain est inférieur à 1 ou 0 dB, lorsque la rotation de phase a atteint 180° la boucle est stable. Comme pour tout asservissement on peut définir une marge de gain et une marge de phase. A la **figure 10** (b), le gain est encore supérieur à 1 ou 0 dB lorsque la rotation de phase a atteint 180° . La contre-réaction se transforme alors en réaction et la boucle est instable. On constatera en sortie du VCO un signal très fortement modulé en fréquence. Il faut donc prendre d'énormes précautions lors d'un changement éventuel de filtre.

Montages pratiques

Avec l'énergie solaire, il est possible de travailler en temps réel en reliant directement son panneau au circuit d'utilisation. Mais lorsque l'astre disparaît, on a tout perdu. Ainsi se pose la nécessité de stocker l'énergie électrique dans des accumulateurs à faibles pertes.

Au stade expérimental, le lecteur dispose d'un mini-panneau solaire de tension théorique 12 V, mais qui fournit environ 9 V sous des éclairages courants. Nous avons donc créé un dispositif simple et économique qui empêche toute surtension sur le bloc de 9 V.



APPLICATION SOLAIRE :

Limiteur de tension pour accu 9V

Ainsi sa durée de vie sera-t-elle maximum, et vous disposerez jour et nuit de votre petit poste de radio.

Nous verrons en même temps comment dimensionner un régulateur shunt pour l'adapter à un problème donné. Enfin, nous introduisons un composant remarquable, le μ A 431 de Fairchild, une « diode Zener programmable » de grande précision...

1) LA RÉGULATION « SHUNT » DE FAIBLE PUISSANCE

Il existe deux types de régulateurs de tension. Le plus connu est le régulateur « série » qui est une « résistance automatique » entre la source d'énergie et la charge.

Le régulateur « shunt » est une autre « résistance automatique », mais elle se monte en parallèle (ou en dérivation) sur la charge. Dans les deux cas, on cherche à éliminer le surplus de potentiel que peut présenter la source d'énergie vis-à-vis de cette charge.

La figure 1 montre un régulateur « shunt » élémentaire. Selon la courbe

proposée, on remarque que la première zone, dite de repos, dérive à la masse un courant négligeable, ce qui rend la diode zener transparente électriquement. La seconde zone est celle du travail normal de la diode, avec le point optimal au centre qui correspond aux spécifications du constructeur. Cette zone est définie entre deux courbes formant la lettre Z, ce qui est facile à mémoriser.

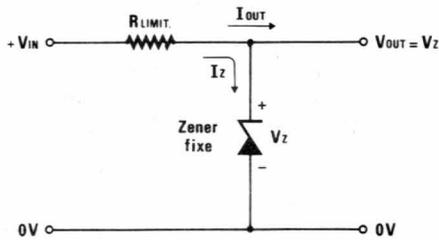


Figure 1 : Le plus simple des régulateurs « parallèle ».

Enfin, la dernière zone, dite de danger, est celle du dépassement en puissance des caractéristiques. Elle conduit rapidement à la destruction de la diode par effet d'avalanche. Ceci oblige à limiter par une résistance le courant I_z .

Pour calculer cette résistance, il faut connaître le point optimal de travail de la diode, donnée d'usine, et bien sûr, la tension moyenne d'entrée en $+V_{IN}$. Pour une régulation de qualité, on doit extraire un courant de sortie bien plus faible que I_z (couramment 10 à 25 % de sa valeur). Donc, la loi d'Ohm applicable est :

$$R_{\text{limitation}} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{I_z + I_{OUT}}$$

2) CIRCUITS DE PUISSANCE MOYENNE

Lorsque les intensités mises en jeu ne sont plus des milliampères, mais des centaines de milliampères, on a vite fait de dépasser les 0,5 W que tolèrent les zeners courantes. Faute d'en trouver une de puissance, on la réalisera selon la figure 2.

Dans les deux cas proposés, la tension de sortie vaudra environ 0,6 V de plus que la valeur de V_z . Le petit problème de ces montages est que rien ne permet de rattraper précisément la dérive thermique de la jonction Base. Emetteur (typiquement - 2

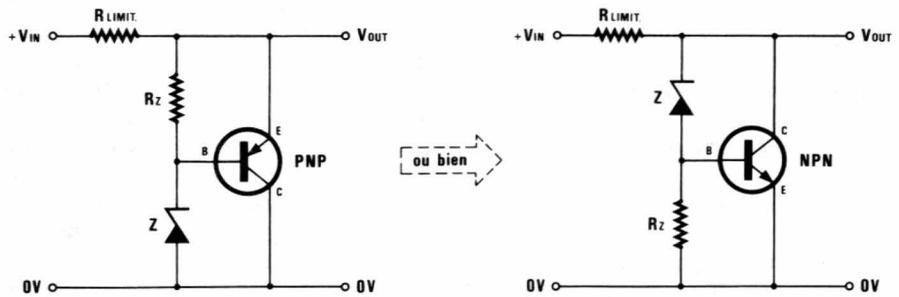


Figure 2 : Régulateurs « parallèle » pour puissance moyenne. Dans les 2 cas, $V_{OUT} = V_z + V_{BE}$ (transistor).

mV par °C de hausse). La stabilité absolue du régulateur est donc moins bonne que sur la figure 1.

Dans le cas de courants forts (quelques ampères) ce n'est plus un simple transistor, mais un Darlington qui doit relayer la puissance limitée de la zener. Les dérivés thermiques deviennent de plus en plus problématiques du fait des V_{BE} en cascade.

Avant de vous proposer la solution miracle, signalons que les montages de la figure 2 sont bien suffisants pour limiter le potentiel de charge des accumulateurs. Du coup, il nous faut savoir calculer R_z qui est un composant nouveau. Le transistor sera quelconque, il doit simplement pouvoir tolérer la puissance qu'il est chargé d'évacuer sous forme de chaleur. Par contre, il doit avoir un gain suffisant pour ne pas extraire trop de courant de la diode par sa base.

Cela posé, on négligera le courant de base, et donc, il passe dans R_z le seul courant de la diode (donnée d'usine). La loi d'Ohm adaptée est la suivante :

$$R_z = \frac{V_{BE}}{I_z} = \frac{0,6}{I_z}$$

Si l'on souhaite optimiser le comportement thermique du montage, il faudra monter le transistor sur un radiateur surdimensionné. D'autre part, il faudra raisonner avec son courant de base. Ce courant passe par la zener et non par la résistance R_z , et ce dans les deux configurations PNP et NPN, ce qui donne :

$$R_z = \frac{V_{BE}}{I_z - I_{BE}} = \frac{0,6}{I_z - I_{BE}}$$

3) LA DIODE ZENER AJUSTABLE $\mu A 431$

C'est un composant de précision proposé en boîtier TO 92 qui intègre sur une même puce une référence de tension de haute stabilité (± 50 ppm/°C), un amplificateur d'erreur dont l'entrée négative est accessible (V_{REF}), et un étage de puissance autorisant une dissipation de 0,5 W.

Sur la figure 3, nous l'avons représenté dans son application fondamentale, en étalon de tension de 2,5 V. Il suffit de réunir B_{REF} à la cathode (K) et de travailler avec un courant I_z compris entre 2 et 100 mA. Dans ce cas, $V_{OUT} = V_z = V_{REF} = 2,485$ V (typiques).

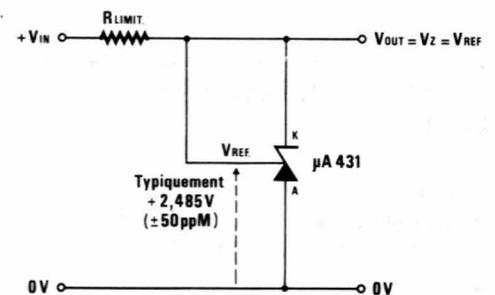


Figure 3 : Montage de base du $\mu A 431$ (précision maximum).

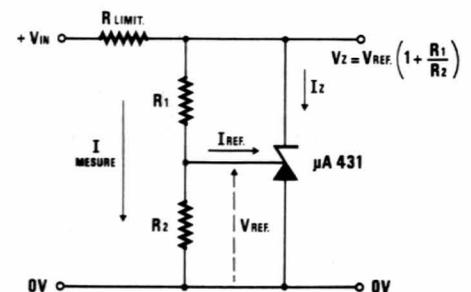


Figure 4 : Multiplieur de V_{REF} pour des tensions de 2,5 à 40 V.

La **figure 4** donne le principe de programmation de cette zener à trois pattes. Dans le cas où l'on souhaite une valeur de V_z comprise entre $+V_{REF}$ et 40 V (environ), il faut réaliser un pont de mesures avec R_1 et R_2 .

Pour calculer ces deux valeurs, il faut savoir que :

- I_{REF} est toujours inférieur à 100 μA (typiquement 10 μA).
- Le courant qui parcourt le pont diviseur $R_1 + R_2$ doit être au moins dix fois plus fort que I_{REF} . Nous l'appelons I_{MESURE} .
- Il y a toujours la tension V_{REF} aux bornes de R_2 en service.
- La formule magique liant V_z à ces résistances est :

$$V_z = V_{REF} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Ceci indique que le circuit de la **figure 4** est un multiplicateur de V_{REF} . Donc le coefficient de température est également à multiplier pour obtenir la stabilité thermique globale, aux résistances près cependant.

EXEMPLE :

$$\pm 50 \text{ ppm } ^\circ C / V_{REF} \text{ donne} \\ \pm 500 \text{ ppm } ^\circ C / 24,85 \text{ V}$$

(Rappelons que 1 ppm = 1 point par million = 0,0001 %).

Pour en savoir plus sur les possibilités du $\mu A431$, voir notre rubrique « Applications Constructeurs ».

4) LE LIMITEUR POUR PANNEAU SOLAIRE

Il est formé de 7 composants, comme le montre la **figure 5**. La diode D_1 est destinée à éviter le retour du potentiel de l'accumu-

lateur sur le circuit. Ceci contribuerait à une légère décharge de cet élément par les résistances du pont de mesures (200 μA environ). Cette diode ne sera pas utilisée si le panneau solaire en possède une lui-même. Nous y reviendrons.

L'étude a été conduite selon le principe du rendement maximum dans la zone de repos de notre limiteur. En effet, nous avons vu plus haut que toute zener est pratiquement transparente (absente si vous préférez), dans la région de trop faible tension d'entrée. Ceci nous intéresse spécialement en électronique solaire où chaque milliwatt doit être préservé.

Dans cette optique, nous avons supprimé la résistance R limitation de ce circuit, alors qu'elle figurait sur tous les autres. Le générateur que constitue le panneau possède en lui-même une résistance interne non négligeable qui, dans notre cas, nous dispense de R limitation.

Le problème posé était le suivant :

- Le panneau solaire de base est constitué de 24 cellules « croissant » reliées en série et fournissant une tension de pointe de 12 V sous 100 mA. En fait, on tablera sur 66 % de ces chiffres (sauf en plein été africain).

- La batterie d'accumulateurs Cd - Ni est une série de 6 éléments dont la charge individuelle s'effectue à 1,5 V et l'utilisation à 1,2 V. Notre accu est en fait un modèle 9 V... de 7,2 V en service (peu importe la capacité, tous ces chiffres sont invariables).

- Le limiteur doit intervenir à partir de 9 V, et évacuer par son transistor de puissance l'énergie excessive sous forme de calories.

Avec toutes ces données, nous avons cherché un transistor PNP qui accepte 200 mA sous 10 V, soit 2 W, ce qui est déjà surdimensionné. Le 2N 4037 fort connu répondait à ce critère, et nous l'avons coiffé d'un joli dissipateur rond. Pas de problème.

Avec son gain de 50 en courant (et environ), nous avons cru à un I_{BE} de moins de 4 mA, et avons choisi 2 mA (pour $I_c = 100$ mA).

Ceci déterminé, nous avons programmé par R_3 le courant de la zener à une valeur de 20 mA (elle passe I_{BE} en plus, mais peu importe pour R_3 , il fallait $I_z \geq 10 I_{BE}$).

En divisant 0,6 V par 20 mA nous avons presque trouvé 33 Ω . La puissance étant $0,6 \times 0,020 = 12$ mW, une (33 Ω - 0,25 W) était idéale. La même en 27 Ω convient également, elle chauffe un petit peu plus le $\mu A431$, mais il ne s'en plaint pas.

Finalement, la programmation en tension débute par R_2 que nous avons fixée à 10 k Ω pour un faible courant de pont, et donc, à l'appui de ce qui précède :

$$R_1 = T_2 \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right)$$

$$\text{soit : } R_1 = 10\,000 \left(\frac{V_{OUT}}{2,485} - 1 \right)$$

Dans ce calcul, R_1 comprend P_1 l'ajustable qui est bien plus petit en valeur ohmique. Alors on trouve :

- Pour $V_{OUT} = 9$ V (pas de diode D_1) une valeur de 26217 Ω

- Pour $V_{OUT} = 9$ V après D_1 , soit 9,6 V en tout, une valeur de 28631 Ω .

En songeant qu'il faut pouvoir utiliser le limiteur avec ou sans diode D_1 , et rattraper les disparités d'un échantillon à l'autre de $\mu A 431$, nous avons choisi : R_1 de 22 k Ω et P_1 de 10 k Ω .

Avant de réaliser ce module, trois remarques importantes :

- Pour une puissance élevée, il faut utiliser un Darlington PNP, et compter un V_{BE} de 1,2 V environ. Connaissant son gain, on détermine son I_{BE} et donc I_z dix fois plus fort environ. Toutes ces données permettent le calcul de R_3 , et le reste est inchangé.

- Notre schéma de la **figure 5** est tiré de celui de la **figure 2**, mais le $\mu A 431$ permet par son pont de mesures de corriger les dérives thermiques du transistor de puissance, car il évalue la tension collecteur-émetteur, c'est-à-dire le tout, et il l'asservit à sa propre référence. Ceci est un avantage exclusif.

- Le circuit de la **figure 2** utilisant un transistor NPN n'est pas reconvertible avec le $\mu A 431$, car on ne peut pas attendre de stabilisation dans le cas d'une résistance R_3 en série avec l'anode du régulateur shunt. En effet, sa référence est établie entre anode (A) et entrée de mesure (V_{REF}), et une chute de tension variable donnerait au montage une tendance à suivre en tension le courant du transistor.

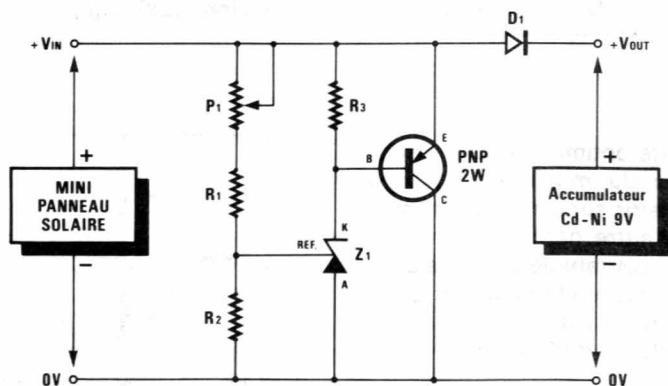


Figure 5 : Schéma du limiteur de tension solaire.

5) LA RÉALISATION PRATIQUE

Elle s'effectue sur une petite carte en époxy de 55 mm x 40 mm, conformément à la **figure 6**. En effet, l'époxy tient bien la température, et donne un aspect plus fiable à un montage de ce type.

Selon la méthode chère à l'auteur, vous pouvez percer la face cuivrée à travers une photocopie du tracé publié. Il est également possible de décalquer les trous, et de fixer le calque sur le cuivre. Dans tous les cas, on perce en 1 mm pour les composants et en 3,2 mm pour les vis de fixation. (Ceci terminé, on frotte le cuivre avec un tampon à récurer les casseroles (non gras).

Enfin, on relie au stylo spécial et on gratte les erreurs, puis on trempe. Après nettoyage au trichlo, on étame les pistes au fer avec de la soudure fraîche, pratiquement.

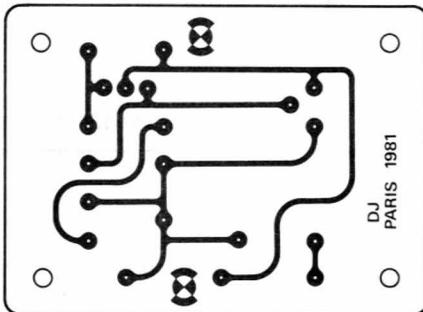


Figure 6 : Côté cuivre.

indispensable pour des circuits qui doivent durer.

Les composants seront soudés avec soin selon la **figure 7** et on veillera à la bonne orientation de la diode D_1 et du régulateur Z_1 . On pourra mettre un peu de graisse silicone entre le boîtier du PNP et son radiateur rond, mais ce n'est pas obligatoire. Une rondelle intercalaire sous son boîtier est également facultative. La **figure 8** vous donne le brochage de la zener programmable.

6) MISE EN GARDE AVANT INSTALLATION

Ce module ne doit pas être testé tel quel sur une alimentation de laboratoire. Il faut l'alimenter à travers 10 Ω pour de tels essais, et à travers un ampèremètre pour éviter les excès de puissance.

Sinon son raccord au panneau et à l'accumulateur se fera avec D_1 en circuit. Si par contre le panneau possède une diode, on entrera ET sortira sur les cosses « Entrée + » et 0 V, car tout est en parallèle : le panneau solaire, le régulateur shunt et l'accumulateur 9 V.

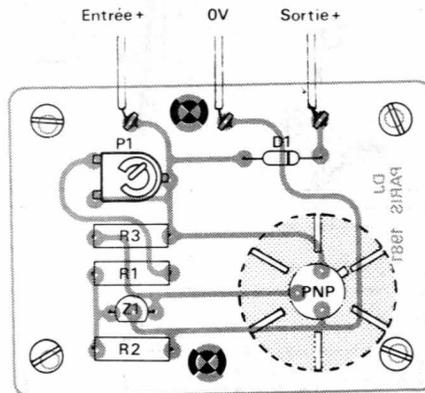


Figure 7 : Côté composants.

7) CONCLUSION

Une philosophie différente pour un circuit un peu spécial, c'est la morale de ce montage qui protégera aussi votre radio 9 V. Nul doute que le μA 431 quant à lui remplacera bientôt tout un tiroir de diodes zener fixes. C'est tellement simple...

D. JACOVOPOULOS

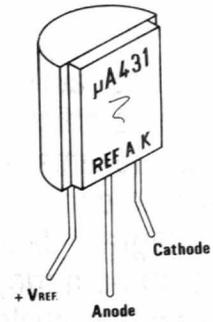


Figure 8 : Brochage de la zener programmable.

NOMENCLATURE

Résistances à couche 5 % - 0,25 W.

$R_1 = 22 \text{ k}\Omega$

$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 33 \Omega$ ou 27Ω

$P_1 = 10 \text{ k}\Omega$ (ajustable horizontal).

Transistors

PNP = 2 N 4037, 2 N 4036, 2 N 4033, etc.

Circuits intégrés

$Z_1 = \mu A$ 431 (FAIRCHILD)

Autres semi-conducteurs

$D_1 = 1 \text{ N} 4001$

Divers

- Un boîtier efficace pour boîtier TO 5 (GED ou SEEM)
- Un intercalaire nylon pour TO 5
- 3 cosses à souder
- Visserie de $\varnothing 3 \text{ mm}$
- Un petit boîtier éventuel.

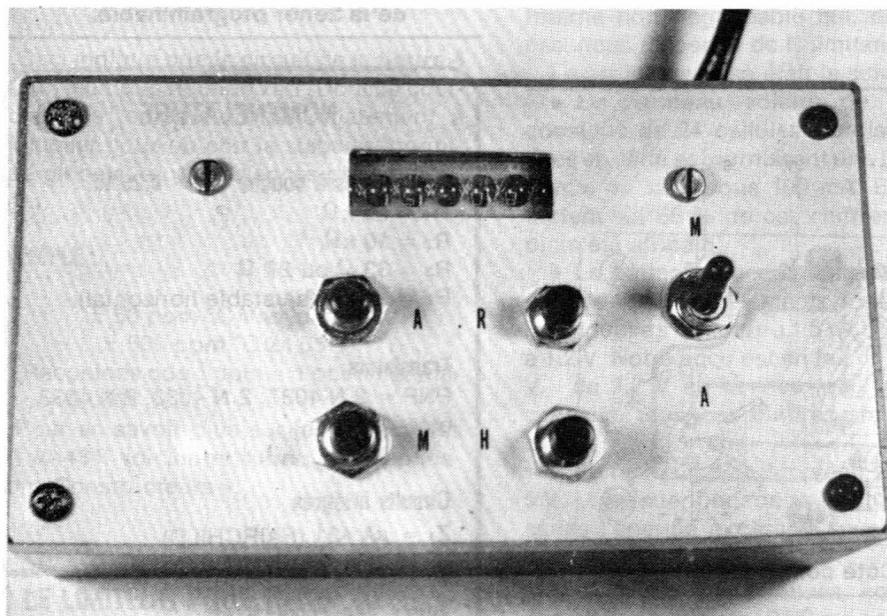
NE MANQUEZ PAS LE RENDEZ-VOUS AVEC :
RADIO-PLANS - ELECTRONIQUE LOISIRS

à partir du prochain numéro des surprises vous attendent

Montages pratiques

Il devient très facile actuellement de réaliser des horloges à affichage numérique. En effet, les récents progrès de l'électronique ont permis de commercialiser de nombreux circuits, intégrant dans un même boîtier toute la logique d'une horloge à affichage numérique. (Il y a seulement quelques années deux ou trois dm² de circuit imprimé

n'auraient pas été suffisants !!). Le TMS 3899 de Texas est un de ces circuits qui de plus possède une fonction réveil dont nous profiterons pour commander la mise en marche d'un appareil ménager (tel un lave-vaisselle bénéficiant ainsi du tarif de nuit réduit).



Horloge de programmation pour appareils ménagers

I. — SCHÉMA DE PRINCIPE, RÔLE DES ÉLÉMENTS

Le cœur du montage, dont le schéma de principe est donné à la figure 1, est le TMS 3899 qui attaque directement un afficheur à 4 digits : le DIS 631.

La consommation de ces 2 circuits intégrés étant très faible, ils sont alimentés directement sur le secteur sans l'intermédiaire d'un transformateur abaisseur.

Le condensateur C₁ (1 μF 400 V) permet

d'abaisser les 220 V du secteur à environ 12 volts. L'impédance d'un tel condensateur à 50 Hz est d'environ 3 200 Ω ce qui permet d'obtenir un courant alternatif d'environ 50 mA. La tension secteur ainsi abaissée est ensuite écrêtée par l'ensemble série D₁ D₂ réalisant l'équivalent d'une diode zéner de 12,6 volts ce qui permet d'obtenir, après le redressement monoalternance effectué par D₂, exactement 12 volts pour alimenter le montage. Il faut noter qu'en continu, le courant disponible est loin d'atteindre les 50 mA cités plus haut. Sa valeur maximale exacte est :

$$\frac{220 \sqrt{2}}{\pi} - 12 \\ \frac{\quad}{3200} = 25 \text{ mA}$$

Le condensateur C₂ qui fait suite sert de réservoir à cette alimentation.

La résistance R₁, dont la valeur peut sembler très faible devant l'impédance de C₁, a pour but de limiter le courant dans les diodes. Il ne faut donc surtout pas la supprimer car lorsque le condensateur C₁ est déchargé, la tension à ses bornes ne pouvant varier instantanément, ce sont 220 √₂ volts qui risquent d'être appliqués aux

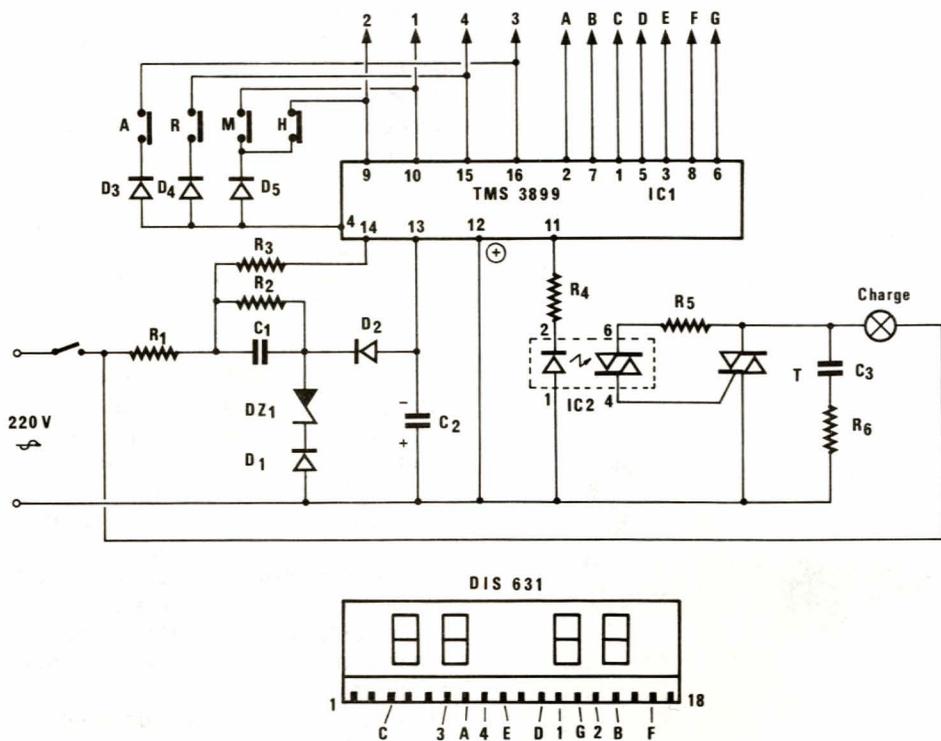


Figure 1 : Schéma de principe

bornes des diodes d'où l'intérêt de R1 pour limiter le courant dans celles-ci.

Le 3899 étant synchronisé sur le secteur, le 50 Hz est envoyé à la logique de montage patte 14 via la résistance R3 de 8,2 MΩ.

Les différentes fonctions, mise à l'heure et minute, réveil et fin d'alarme, sont obtenues par action sur de simples boutons poussoirs.

Les potentiels étant mesurés par rapport à la patte 12, lorsque l'heure programmée est atteinte, le potentiel de la patte 11 (sortie alarme) passe à - 12 volts et ne repasse à 0 volt que lorsque l'on appuie sur la touche alarme.

Pour commander la mise en marche d'un appareil électro-ménager, il était nécessaire d'utiliser un élément de puissance. C'est un triac qui a été choisi. La commande de la gâchette de ce triac ne pouvait pas être obtenue directement par l'information issue du TMS 3899 le courant disponible patte 11 n'étant pas de valeur suffisante. On a donc fait appel à un nouveau composant, le MOC 3020, un opto triac, qui assure à la fois : l'isolement entre le circuit horloge et le secteur d'une part, et la commande du triac d'autre part. Ce composant, dont l'utilisation n'est pas encore courante, plaira certainement au lecteur car tout en ne nécessitant que quelques milliampères, il assure la commande de tout triac de puissance et isole du secteur la logique de commande. De concep-

tion et de mise en œuvre très simples, il se présente en boîtier DIL à 6 pattes. Il contient une diode LED dont l'énergie lumineuse sert à l'amorçage de l'optotriac qui se branche entre Anode 2 et gâchette du triac de puissance conformément au schéma de principe.

II. — RÉALISATION

Le circuit comprimé utilisé est un simple face que l'on trouvera à la figure 2. On le réalisera sur verre époxy et de préférence en utilisant la méthode photographique compte tenu de la proximité des nombreuses pistes.

Le plan de câblage se trouve à la figure 3.

Les circuits intégrés ont été mis sur des supports, ce qui évite de les chauffer inutilement. On n'oubliera pas le seul strap de ce montage à côté de R5.

La liaison avec l'afficheur sera réalisée avec du fil en nappe 11 conducteurs (un morceau de 10 cm est suffisant). Le triac

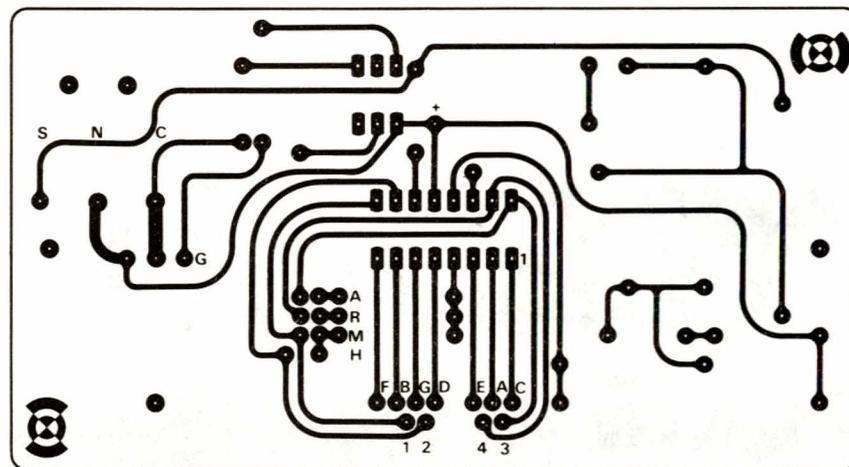


Figure 2 : Circuit imprimé, vue côté cuivre.

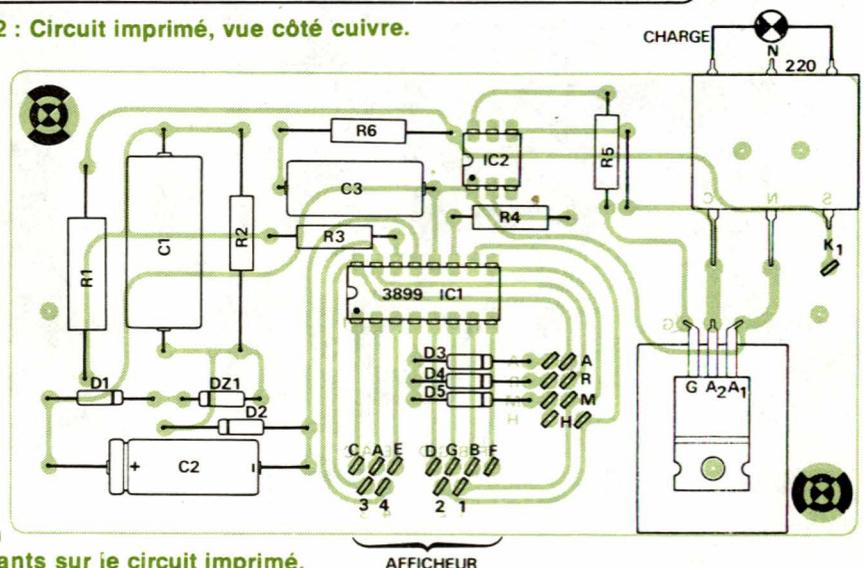
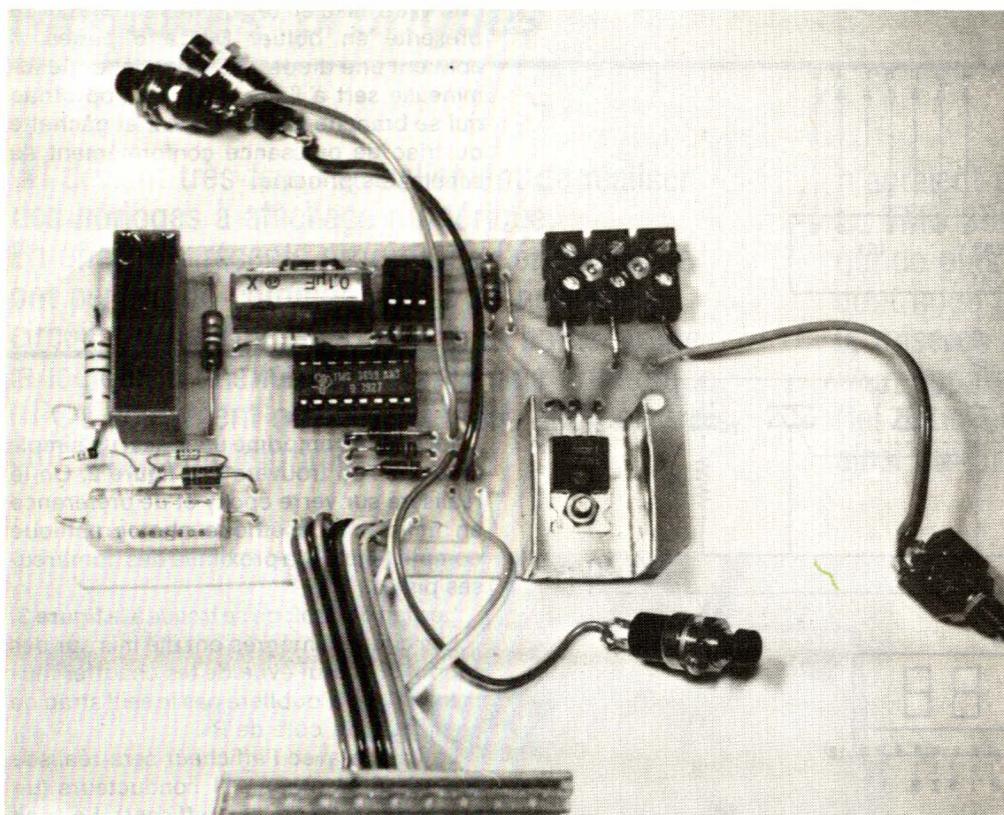
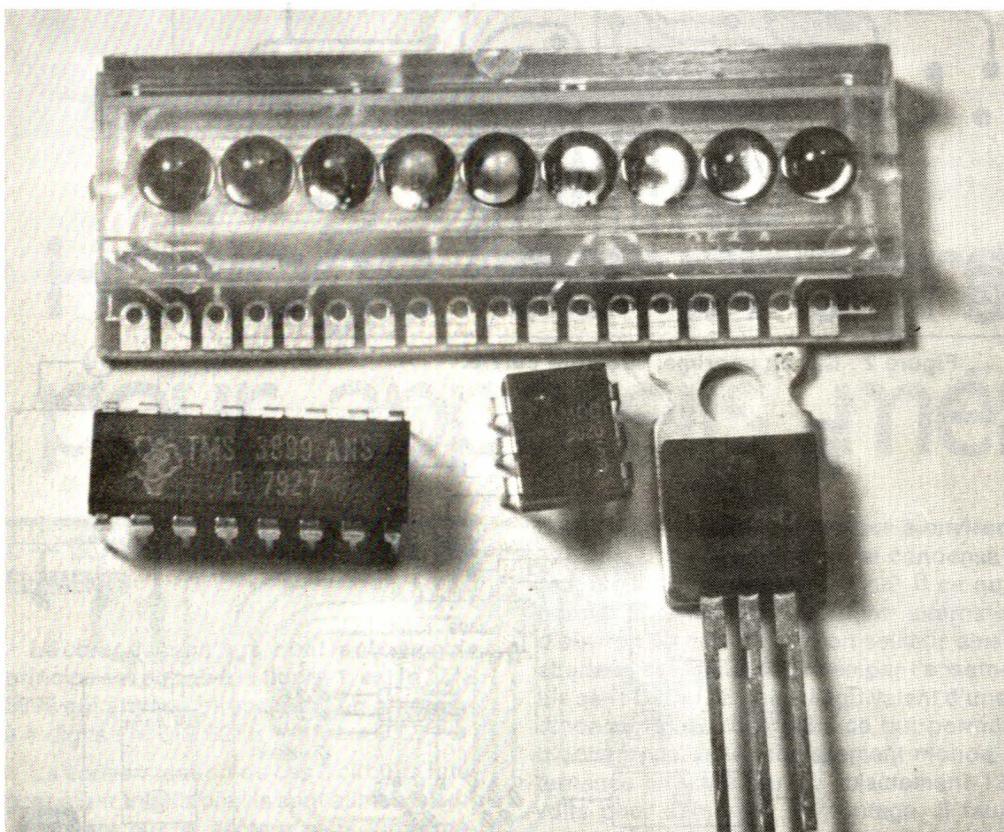


Figure 3 : Implantation des composants sur le circuit imprimé.



L'horloge terminée.



Les composants utilisés pour l'horloge secteur.

est fixé sur un petit radiateur de fabrication maison, réalisé dans une chute d'aluminium de 6 x 2,5 cm plié en U et percé d'un trou de $\varnothing 3$ mm pour en permettre la fixation sur le circuit imprimé.

Le domino triple, utilisé pour la liaison du module avec la charge et le secteur, est fixé sur le circuit imprimé à l'aide de 2 vis de $\varnothing 1,5$ mm.

III. — MISE EN SERVICE

Etant donné que le montage ne fait appel à aucun élément réglable, il doit fonctionner dès la dernière soudure achevée. Quand le module est sous tension on doit voir l'affichage 88-88 clignoter.

En appuyant sur le poussoir H, on met l'horloge à l'heure. (Les heures défilent, à raison d'une, toutes les secondes, de 0 à 24). Quand l'heure désirée est atteinte, il faut lâcher le poussoir H. On procédera de la même façon avec le réglage des minutes : poussoir M.

Pour programmer l'heure de réveil il faut appuyer simultanément sur les poussoirs R et H pour l'heure, R et M pour les minutes.

Lorsque l'heure programmée est atteinte, pour stopper la fonction réveil, il suffit d'appuyer sur le poussoir A.

IV. — REMARQUES

Le choix de la diode zener utilisée est important car si celle-ci dérive un courant trop important, il n'en reste plus assez pour alimenter le montage. Il convient donc de choisir un modèle peu gourmand. La BZ X 55 C est donc vivement recommandée. Si les afficheurs restent éteints, après les vérifications d'usage prouvant qu'aucune erreur de câblage n'a été faite, il convient de mesurer le courant disponible entre l'anode de D₂ et le pôle + de C₂ en insérant un milliampèremètre calibre 50 mA entre les 2 points précités. Ce courant doit avoir une valeur d'au moins 20 à 25 mA. Si ce n'était pas le cas, il conviendrait de remplacer DZ₁ par un modèle « moins gourmand » ou d'augmenter C₁ de quelques dixièmes de microfarad.

V. — LE COFFRET

Celui-ci est un modèle RETEX de dimensions extérieures : L = 12 cm ; l = 7 cm ; p = 4 cm. Sur le côté, on réalisera une fenêtre de 20 x 15 mm (en face du domino) pour le passage des fils secteurs.

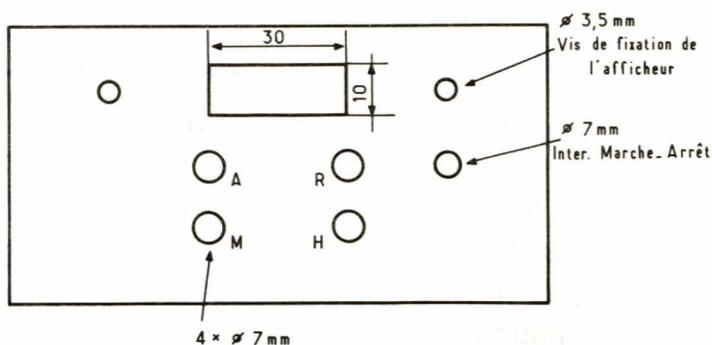


Figure 4 : Détail perçage de la face avant.

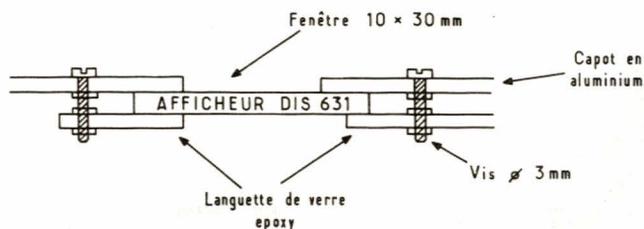


Figure 5 : Fixation de l'afficheur sous le capot.

Le circuit imprimé sera fixé sur le fond grâce à 2 vis de $\varnothing 3$ mm et de 20 ou 30 mm de long (2 bandelettes de mousse auto-collante auront été fixées sur le fond du boîtier, ce qui assure une rigidité mécanique meilleure sur toute la surface du circuit imprimé).

La face avant en aluminium sera percée comme le montre la figure 4.

L'afficheur est maintenu sous cette face avant par le système détaillé à la figure 5.

Pour ceux qui désirent fixer l'appareil soit au mur, soit sur un tableau électrique, on pourra ménager 2 ouvertures, comme on peut les voir sur la photo, à l'arrière du coffret.

Et maintenant, ne soyez plus en retard ! Et n'oubliez surtout pas de programmer l'heure de fonctionnement de la cafetière électrique ou de la machine à laver !

F. JONGBLOET

Nomenclature

Résistances

- R₁ 56 Ω 2 W 5 %
- R₂ 180 k Ω 1/2 W 5 %
- R₃ 8,2 M Ω 1/2 W 5 %
- R₄ 1 k Ω 1/2 W 5 %
- R₅ 1 k Ω 1/2 W 5 %
- R₆ 100 Ω 1/2 W 5 %

Condensateurs

- C₁ 1 μ F 400 V
- C₂ 220 μ F 25 V
- C₃ 0,1 μ F 400 V

Diodes

- D₁ 1 N 4148 ou 1 N 914
- D₂ 1 N 4004
- D₃, D₄, D₅ 3 N 4148 ou 1 N 914
- DZ 1 diode zener BZ X 55 C 12 volts

Circuits intégrés

- CL₁ TMS 3899 ANS
- CL₂ MOC 3020
- CL₃ DIS 631 afficheur

Autres semi-conducteurs

- 1 triac TIC 226 D

Divers

- 4 boutons poussoirs
- 1 inter M-A
- 3 dominos
- 1 support CI 16 pattes
- 1 support CI 8 pattes
- 1 coffret (12 x 7 x 4 cm) visserie.

Sté FIORE
s.a.r.l. au capital
de 60 000 fr.
MAGASIN FERMÉ
LE LUNDI

INTER ONDES

- F 95 HFA -

C.C.P. FIORE 4195-33 LYON - R.C. Lyon 67 B 380

69, rue Servient 69003 - LYON

Tél. (78) 62.78.19

STATION EXPERIMENTALE

See expédition :
84-61-43

NOUVELLE ADRESSE :

69, rue Servient 69003 LYON

A LYON :

COMPOSANTS - TRANSISTORS

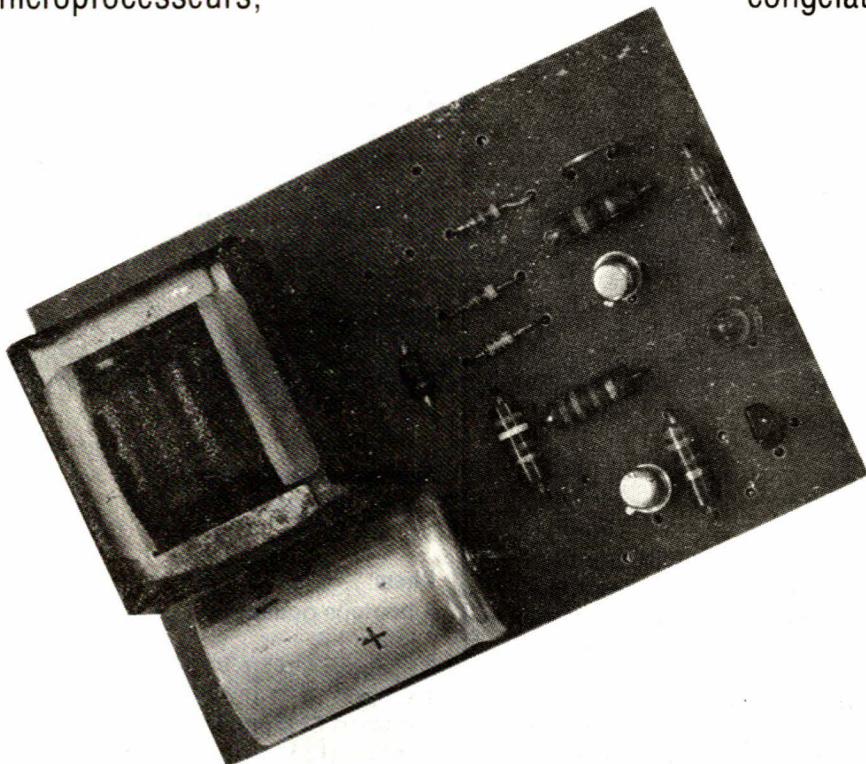
KITS-INTÉGRÉS - ÉMISSION-RÉCEPTION

PAIEMENT : à la commande, par chèque, mandat ou C.C.P. Envoi minimal 30 F.
Contre remboursement : moitié à la commande, plus 5 F de frais.

PORT : RÉGLEMENT A RÉCEPTION AUCUN ENVOI CONTRE REMBOURSEMENT HORS DE FRANCE

Une panne de secteur de courte durée (quelques secondes à quelques minutes) peut fort bien passer totalement inaperçue en cours de journée bien qu'elle soit capable de perturber le fonctionnement de certains appareils (horloges digitales, temporisateurs, microprocesseurs,

magnétophones enregistrant une émission de radio, etc.). D'autre part, la fusion d'un coupe-circuit ou le déclenchement d'un disjoncteur peut n'être remarqué qu'au bout d'un long moment, entraînant de désagréables surprises au niveau du contenu des réfrigérateurs, congélateurs ou fours de cuisinières.



Avertisseur de coupure secteur

Le montage que nous présentons ici est capable de détecter, signaler et mémoriser toute coupure de secteur d'une durée supérieure à 3 secondes. Les coupures plus brèves sont en effet souvent absorbées par les condensateurs de filtrage des appareils alimentés.

1) LE SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 montre la simplicité du montage, malgré la relative complexité des fonctions remplies.

C'est le secteur qui alimente tous les circuits, une pile de 12 V (ou 13,5 V) venant secourir uniquement la partie « mémorisation ». Une commutation automatique par diode déconnecte complètement la pile en dehors des absences de secteur.

Dès que la tension secteur disparaît, le condensateur de 1 000 μF commence à se décharger à travers la zener de 12 V puisqu'il était chargé sous une tension approchant les 18 V.

Pendant les 3 premières secondes de cette décharge, le courant traversant la zener est suffisant pour saturer le BC 318 qui, maintenant le 0,1 μF déchargé, bloque le relaxateur à unijonction 2 N 2646. Si donc le secteur se rétablit sous 3 secondes au maximum, le 1 000 μF se recharge et l'affaire en reste là.

Si maintenant la coupure dure plus de 3 secondes, le 1 000 μF continue à se décharger, et, dès que la tension à ses bornes tombe en-dessous de 12 V, la zener se bloque, ainsi que le BC 318. Le reste de la charge du 1 000 μF ne peut plus s'écouler

qu'à travers la 3,9 $\text{k}\Omega$ dans l'entrée de commande du relaxateur à 2 N 2646 qui travaille alors en VCO (oscillateur commandé par tension). Celui-ci, alimenté par la pile, fait délivrer au haut-parleur une tonalité de fréquence décroissante matérialisant bien la décharge d'un condensateur.

Ce signal sonore ne dure qu'une dizaine de secondes, mais suffit pour amorcer le petit thyristor TIC 47 ou équivalent, ce qui allume la LED de signalisation, qui restera éclairée jusqu'à ce que l'on agisse sur le poussoir d'extinction, même si le secteur se rétablit entre temps. La coupure est ainsi enregistrée, ce qui informe l'utilisateur qu'il devra remettre ses horloges à l'heure ou... recharger ses programmes en mémoire.

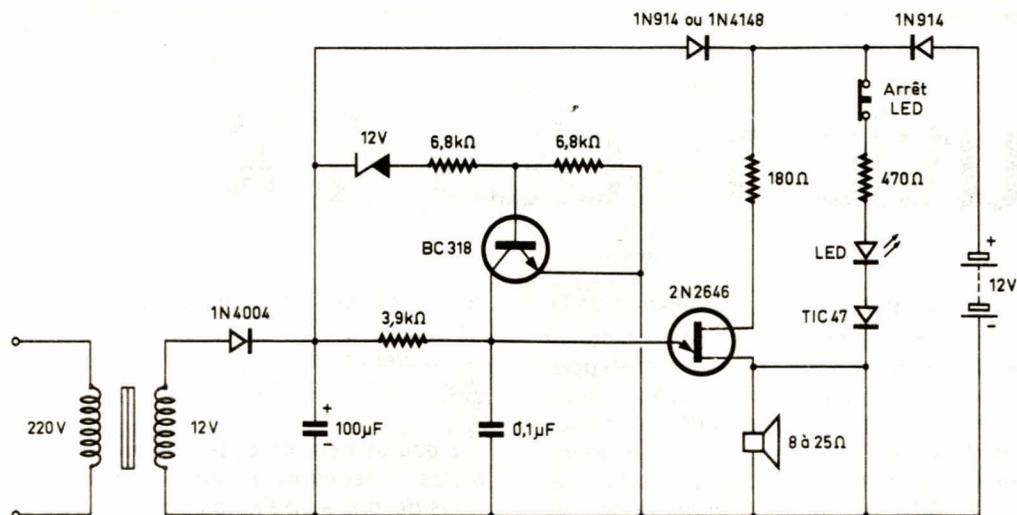


Figure 1 : Schéma de principe.

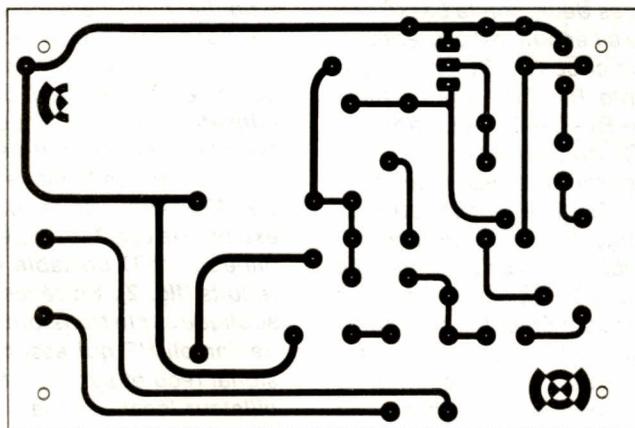


Figure 2 :

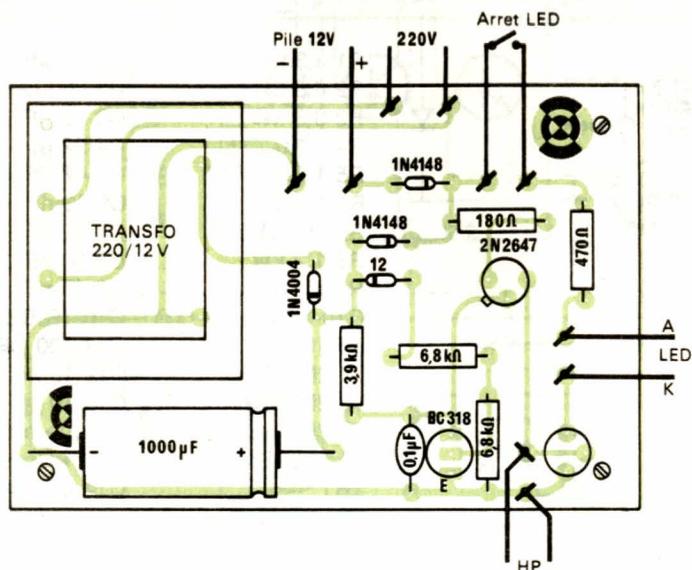


Figure 3 :

II) REALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé de la **figure 2** suffit pour loger tous les composants du montage d'après le plan de câblage de la **figure 3**. On veillera à l'orientation correcte des composants polarisés et on se souviendra que le secteur 220 V est présent sur la carte, ce qui impose les précautions d'usage en matière d'isolement. Pour les essais, on connectera le secteur et la pile dans un ordre quelconque, on pressera le bouton de RAZ si la diode s'est allumée et on débranchera le secteur. Au bout de 3 secondes environ, le HP doit faire entendre sa tonalité caractéristique et la LED doit s'éclairer définitivement. Rappelons que la pile ne débitera dans la LED que pendant la panne proprement dite et que dès le retour du secteur, c'est ce dernier qui subviendra aux besoins de la LED.

III) CONCLUSION

Si le transfo qui l'équipe est de bonne qualité, ce montage peut rester branché en permanence, la décharge de la pile étant limitée à 25 mA pendant les seules périodes d'absence du secteur. La signalisation sonore permet une réaction immédiate de l'utilisateur alors que la mémorisation sur LED l'avertit d'une coupure ayant pu survenir pendant son absence.

Patrick GUEULLE

Nomenclature :

Semiconducteurs :

- 1 x TIC 47 ou équivalent (thyristor 200 mA)
- 1 x 2 N 2646
- 1 x BC 318
- 1 LED rouge
- 1 zener 12 V 0,5 W
- 1 x 1 N 4004
- 2 x 1 N 914 ou 1 N 4148

Condensateurs :

- 1 x 0,1 µF
- 1 x 1 000 µF

Résistances 5 % 1/4 W :

- 1 x 180 Ω
- 1 x 470 Ω
- 1 x 3,9 kΩ
- 2 x 6,8 kΩ

Divers :

- 1 circuit imprimé
- 1 HP miniature 8 à 25 Ω
- 1 transfo 220/12 V 1,5 VA
- 1 pile 12 V
- 1 boîtier isolant

L'évolution des TX

Les nouveaux cibistes, directement équipés de matériel sophistiqué, à PLL et affichage digital avec un ou plusieurs modes de modulation : AM - FM - SSB, sur 40, voire 80 ou 120 canaux, sont loin d'imaginer les progrès techniques dont a bénéficié la CB. Il ne faut pas oublier que la technologie du PLL a été développée aux U.S.A. pour le marché potentiel immense de la CB qui a atteint et même dépassé le stade des 30 millions de cibistes en 1978. Cette nouveauté a équipé par la suite les radioamateurs et d'autres domaines de l'électronique. Afin de rendre plus perceptible cette transformation du matériel, nous remonterons donc aux sources comme le ferait un archéologue exhumant des fossiles, dont une partie, d'ailleurs, est encore en fonctionnement.

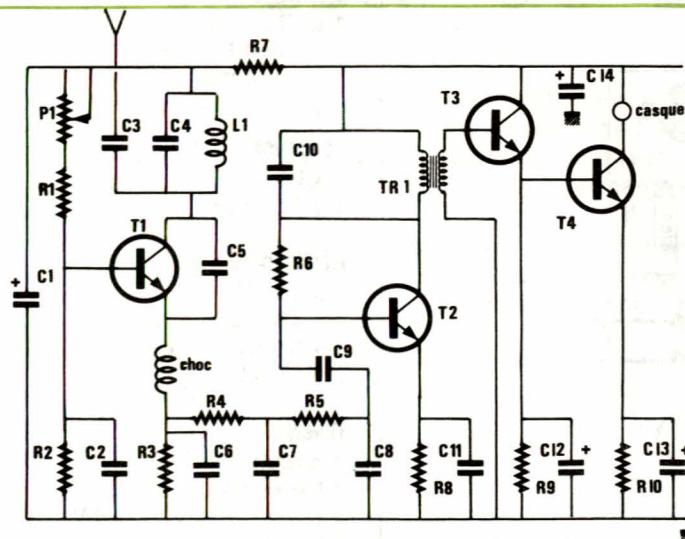
Le plus simple des récepteurs : la super-réaction.

Le montage connu sous le nom de récepteur à super-réaction, si répandu aujourd'hui encore en jouets radiocommandés, talkies-walkies jouets..., est basé sur un transistor unique qui effectue plusieurs fonctions simultanément, comme nous allons le voir sur la figure 1. Le transistor T₁, polarisé par le pont diviseur de tension P₁ - R₁ - R₂, est chargé sur le collecteur par un circuit accordé L₁ - C₄, et sur l'émetteur, par une self de choc bloquant la haute fréquence et un découplage. R₃ + C₆. Le

condensateur C₅ permet l'oscillation de T₁. Comment fonctionne-t-il ? Le réglage est extrêmement simple : il faut régler P₁ pour obtenir au casque à haute impédance un bruit caractéristique de souffle prononcé ou de chute d'eau ; ensuite régler le noyau de L₁ pour obtenir la réception d'un signal en 27 MHz qui apparaît après la self de choc d'émetteur. Que s'est-il passé ? Le transistor polarisé par P₁ est entré en oscillation, nous avons accordé le circuit oscillant sur la fréquence à recevoir, le signal sur l'antenne a été mélangé au précédent et la résultante des deux, soit la basse fréquence destinée à l'écoute est présente au point de jonction choc R₃ - C₆ débarrassé de la composante HF, filtré par le filtre constitué par R₄ - R₆ - C₇ - C₈, puis appliqué sur la base de T₂, qui, par un transformateur élévateur approprié, attaque l'amplificateur d'écoute : T₃ - T₄ et aboutit au casque. Quel est l'intérêt de ce montage ? Il est simple, sensible, de mise au point très aisée et de faible coût. En contre-partie, il possède des inconvénients notables : manque de sélectivité, reçoit de préférence le signal le plus fort de sa gamme de réception, et ne permet pas de choisir l'écoute d'une station en particulier ; l'inconvénient le plus grave est le fait que son oscillation parvienne aussi à l'antenne, non seulement il reçoit, mais il émet aussi un signal riche en harmoniques, c'est un véritable générateur d'interférences diver-

ses. Il est bon de signaler qu'un grand nombre de radio-modélistes l'ont réalisé et l'emploient encore, d'où certains déboires dus à l'absence de sélectivité.

L'équipement de base des premiers cibistes : le récepteur superhétérodyne, que nous devons à un Français au début de ce siècle : Lucien Lévy. Pour résoudre le problème de la sélectivité et réduire la bande passante du récepteur sur un signal donné, un traitement approprié de ce signal s'est avéré nécessaire. Il est d'abord amplifié, puis mélangé à un signal fourni par l'oscillateur local, la résultante est amplifiée par deux ou trois amplificateurs en cascade, et finalement détecté avant l'amplification basse fréquence qui le livre pour l'écoute au haut-parleur. Le choix le plus courant de la moyenne fréquence est de 455 kHz. Nous prendrons comme exemple le cas d'un superhétérodyne simplifié sur un TX portable, où les étages sont réduits (fig. 2). En réception, le signal est appliqué sur le transformateur HF accordé de l'ampli HF qui assume le mélange du signal reçu et sur l'émetteur celui de l'oscillateur local dont la fréquence est inférieure de 455 kilohertz. Nous trouvons donc au collecteur de l'amplificateur HF et mélangeur, un signal de 455 kilohertz, qui est amplifié par les étages moyenne fréquence au nombre de 2, et généralement de trois sur du matériel plus perfectionné.



R1 3,3 kΩ	C1 10 μF /16 V
R2 6,8 kΩ	C2 220 pF
R3 3,3 kΩ	C3 10 pF
R4 1 kΩ	C4 22 pF
R5 1 kΩ	C5 47 pF
R6 1,5 MΩ	C6 10 nF
R7 100 Ω	C7 10 nF
R8 1,2 kΩ	C8 10 nF
R9 4,7 kΩ	C9 47 nF
R10 18 Ω	C10 1000 pF
P1 10 kΩ	C11 100 μF /6 V
T1 2N2926 B	C12 10 μF /6 V
T2 2N3390	C13 10 μF /6 V
T3 2N3390	casque ou écouteur
T4 2N2926A	de 1 kΩ
TR1	C14 220 μF /16 V
Choc : 60 sp. Fil 1/10 sur Ø 5 mm.	

Figure 1 : Le récepteur à super-réaction.

L₁ : 9 spires jointives de fil émaillé de 3/10 mm sur mandrin Lipa Ø6 à noyau choc : VK 200 ou 60 spires fil 1/10 mm sur une résistance de 47 kΩ 1 W.

En sortie du dernier étage MF, au secondaire du transformateur MF, nous trouvons deux détections : l'une pour le contrôle automatique de gain (CAG ou AGC) qui attaque le s-mètre indiquant la force du signal reçu, et la détection qui rend ce signal audible en le débarrassant de sa composante haute fréquence. Le contrôle automatique de gain agit sur les étages moyenne fréquence et en certains cas sur l'étage d'entrée ou ampli HF. En pratique, pour une fréquence d'émission de 27,125 MHz, par exemple, il nous faut deux quartz : celui de l'émetteur : 27,125 MHz et celui du récepteur : $27,125 - 0,455$ MHz = 26,670 MHz. Pour un nombre déterminé de canaux N, il faut le double de

quartz. La partie émission de ce genre d'appareils comporte généralement trois étages : l'oscillateur avec trois à six quartz commutables, le driver attaquant le PA, lui-même alimenté par du 12 V modulé. Le modulateur comporte généralement quatre transistors dont deux en push-pull final de puissance. Le montage-type ici proposé comme exemple ne comporte que des transistors silicium NPN, ceux d'époque étaient plus hétéroclytes : germanium PNP pour la réception et le modulateur et silicium NPN pour l'émetteur avec généralement une masse électrique positive. En résumé, pour un émetteur récepteur standard de la fin des années 60, nous avons sept étages distincts **figure 3** : l'ampli HF,

l'oscillateur local, le mélangeur, trois étages moyenne fréquence, et la détection, soit sept transistors, dont un pour le contrôle automatique de gain. A la basse fréquence, nous trouvons généralement quatre transistors plus un pour le squelch. L'émetteur comportait trois transistors : oscillateur, driver, PA. Au total, nous disposons d'une quinzaine de transistors, nombre que nous verrons évoluer par la suite. Ceci concerne les superhétérodynes à simple changement de fréquence les plus répandus, il y a eu aussi quelques matériels avec un second quartz d'oscillateur local et un autre mélangeur HF, mais il ne sont pas la caractéristique essentielle de l'époque.

Figure 3 : Synoptique de TX super hétérodyne à quartz. 1 canal = 1 quartz émetteur + 1 quartz récepteur.

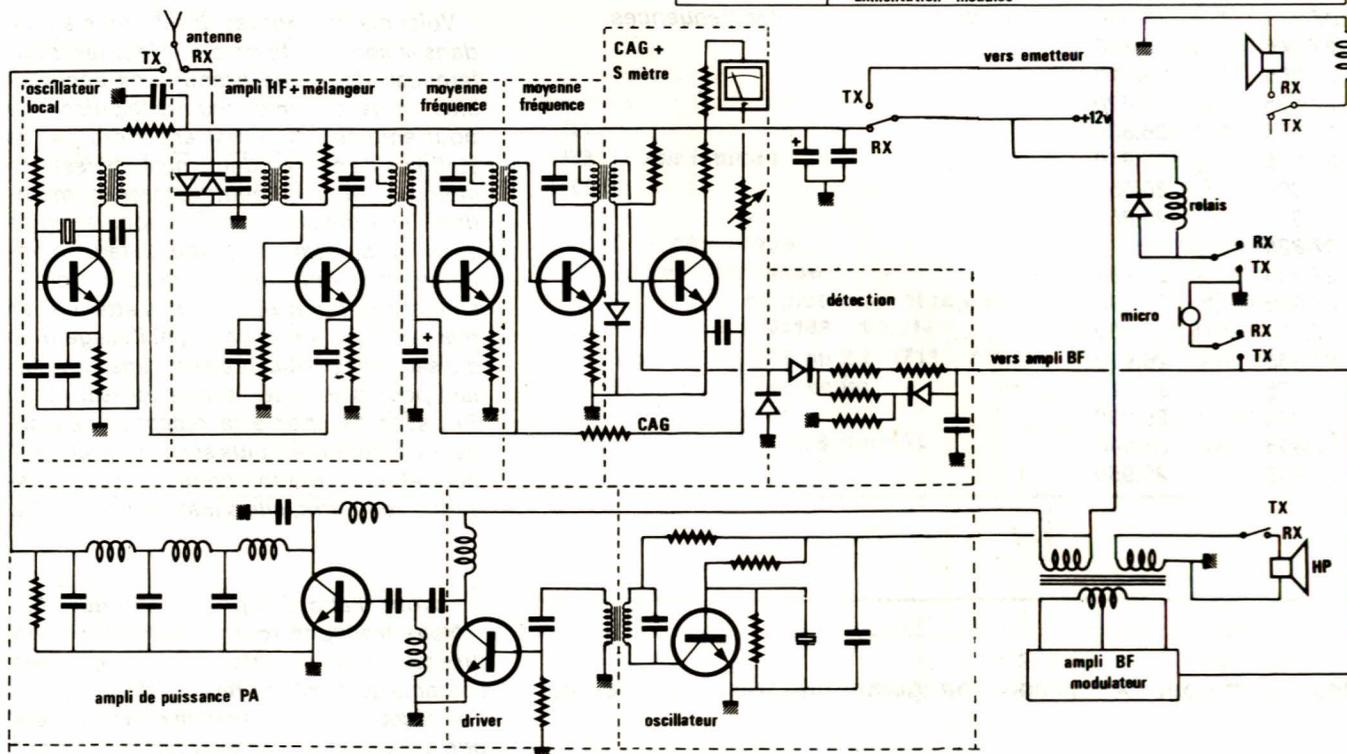
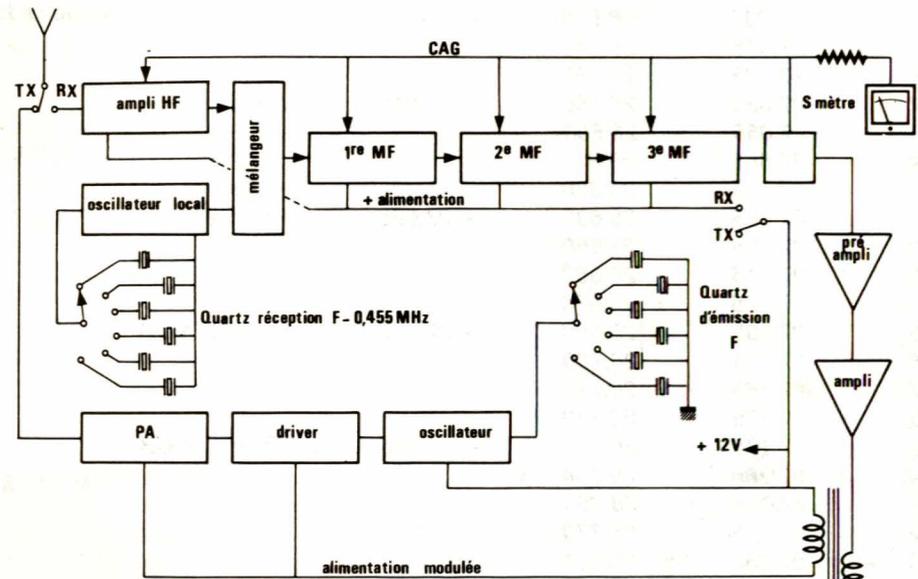


Figure 2 : Récepteur superhétérodyne.

Les avantages de ce matériel : sélectivité de 6 kHz soit ± 3 kHz sensibilité 1 μ V, des canaux calibrés par quartz. Inconvénients : peu de canaux, nécessité de 2 quartz par canal, équipement cher pour l'époque. Un super hétérodyne à simple changement de fréquence à 6 canaux non équipés se vend encore à plus de 800 F. L'affichage digital et le sélecteur de 40 ca-

naux n'existaient pas encore, seul mode de modulation : modulation d'amplitude.

D'autres solutions sont introduites ultérieurement avec la synthèse à quartz : 4 canaux = 3 quartz d'où 23 canaux = 14 quartz, soit 1 commun + 1 réception + 1 émission avec combinaisons multiples que nous verrons la prochaine fois.

ÉCOLOGIE CB

Pour clore enfin l'énumération des accessoires **passifs** destinés à limiter, sinon éliminer les rayonnements indésirables qui apparaissent sous forme de perturbations diverses dues (ou attribuées !) à votre TX, voici le dernier et non le moindre : le **filtre passe-bas figures 4 et 5**. C'est le filtre le plus coûteux chez les fournisseurs de matériel CB, mais sa construction peut se faire pour un coût modique, les éléments les plus chers étant les condensateurs variables qu'il importe de choisir de la meilleure qualité possible, c'est-à-dire à air. Il est indispensable de le réaliser dans un **boîtier métallique** avec des blindages pour cloisonner chaque élément. Le câblage, en fil de cuivre émaillé de 20/10 mm sera rigide, ne nécessitant pas d'autres fixations que les embases SO 239 et les condensateurs variables. La mise au point et le réglage de ce filtre sont très simples, il suffit d'intercaler entre TX et filtre, le TOS-mètre et d'ajuster chaque CV successivement jusqu'à l'obtention du TOS le plus réduit possible. Un choix judicieux des boutons de réglage fera adopter de préférence ceux à blocage d'axe qui permettront de bloquer ceux-ci sur l'accord optimal. Tous réglages figolés, on peut escompter de ce filtre une forte atténuation au-delà de 40 MHz, atteignant environ 80 dB à 60 MHz et 90 dB à 100 MHz ce qui n'est pas négligeable !

Voici maintenant les accessoires actifs, dans le sens où, faute d'éliminer les interférences dans des proportions acceptables, on est obligé de réduire la puissance pour amoindrir le QRM engendré par sa station. Il est évident qu'à puissance moindre, rayonnements parasites moindres. Il y a deux moyens de modifier en ce sens la puissance : l'atténuateur d'antenne, obligeant une commutation émission et réception pour ne pas atténuer en même temps la réception ; et l'usage d'un diviseur de tension avec un transistor ballast pour n'abaisser que la puissance du PA, sans toucher à la réception. La seconde solution est plus souple d'emploi et permet une variation continue de la puissance ; en outre, elle s'installe dans le TX.

Voyons d'abord la première : **figure 6**.

Nous trouvons tout d'abord une ligne directe commutable au moyen des contacts du relais ou repos ; c'est la position réception ou puissance normale, puis une cellule en Pi, l'atténuateur à résistances qui prélève une fraction de la puissance et la restitue à l'antenne. Sans commutation automatique, l'émission mais

Canal	Em.	Réception	
1	26,965	26,510	
2	26,975	26,520	
3	26,985	26,530	— 26,995 non attribué à la CB
4	27,005	26,550	
5	27,015	26,560	
6	27,025	26,570	
7	27,035	26,580	— 27,045 non attribué à la CB
8	27,055	26,600	
9	27,065	26,610	
10	27,075	26,620	
11	27,085	26,630	— 27,095 non attribué à la CB
12	27,105	26,650	
13	27,115	26,660	
14	27,125	26,670	
15	27,135	26,680	— 27,145 non attribué à la CB
16	27,155	26,700	
17	27,165	26,710	
18	27,175	26,720	
19	27,185	26,730	— 27,195 non attribué à la CB
20	27,205	26,750	
21	27,215	26,760	
22	27,225	26,770	
23	27,255	26,800	
24	27,235	26,780	— Noter l'inversion des fréquences
25	27,245	26,790	
26	27,265	26,810	
27	27,275	26,820	
28	27,285	26,830	
29	27,295	26,840	
30	27,305	26,850	
31	27,315	26,860	
32	27,325	26,870	
33	27,335	26,880	
34	27,345	26,890	
35	27,355	26,900	
36	27,365	26,910	
37	27,375	26,920	
38	27,385	26,930	
39	27,395	26,940	
40	27,405	26,950	

Fréquences des quartz pour TX à simple changement de fréquence (MF en 455 Kcs).

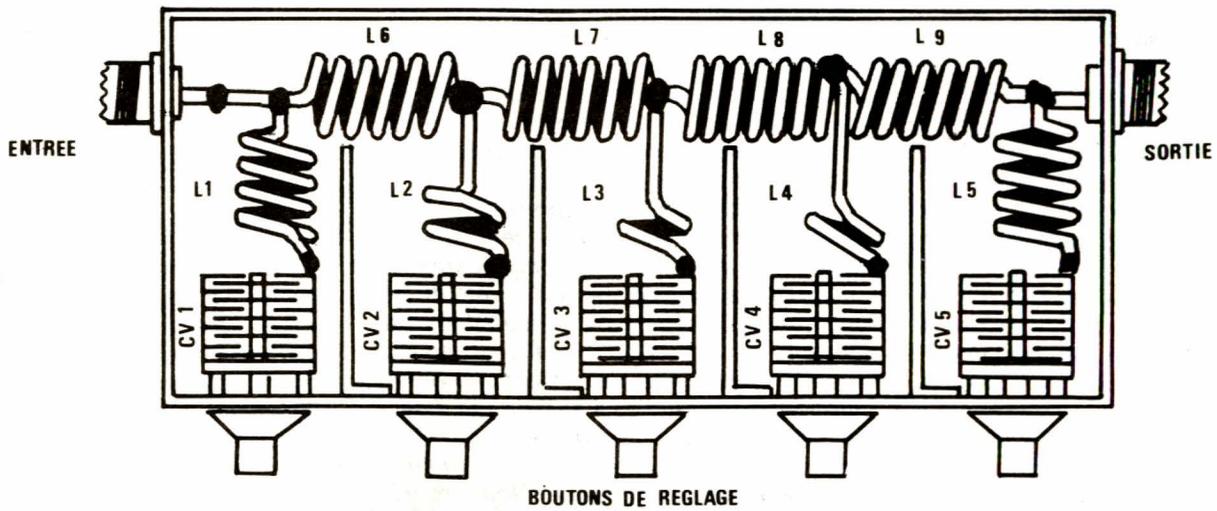
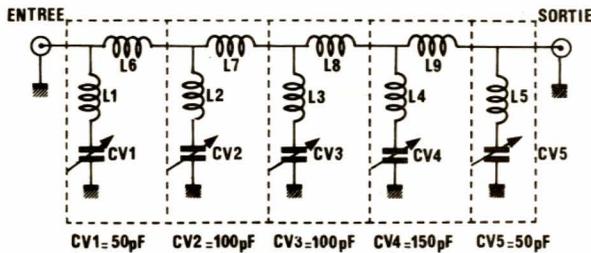


Figure 5

Réaliser le tout avec des cloisons de blindage entre circuits accordés.

Figure 4



Filtre passe-bas.
F. coupure 40 MHz.
Atténuation 80 dB à 60 MHz - ≤ 90 dB à 100 MHz

L1 4,5 spires
L2 1,5 spire
L3 0,75 spire
L4 0,5 spire
L5 4,5 spires
L6 5,5 spires
L7 6,5 spires
L8 7,5 spires
L9 6,5 spires

Fil émaillé 20/10 mm
Ø 15 mm en l'air

Figure 7

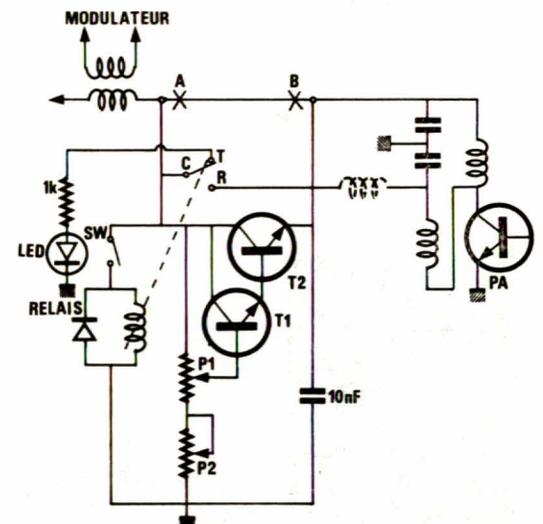
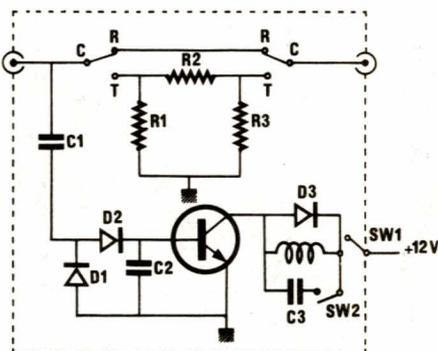


Figure 6



R1
R2 voir tableau
R3

C1 10 pF céramique
C2 1000 pF céramique
C3 220 μF/16 V ou plus suivant relais
D1 - D2 - D3 = 1 N4148 - 1 N914
Transistor : 2 N2218 ou 2 N 1711... etc...
Relais 12 V à 2 inverseurs.
SW1 : Marche-arrêt.
SW2 : AM (ouvert) SSB (fermé).

S W = inter du potentiomètre de 1 kΩ linéaire (P1).
P2 = 1 kΩ ajustable.
T1 = 2 N2218
T2 = TIP 3055 refroid : sur le châssis du TX.
Relais 12 V simple inverseur (repos = pleine puissance). Diode 1N4148.

aussi la réception seraient atténuées dans les mêmes proportions, aussi est-il nécessaire de prévoir une détection qui fasse coller le relais uniquement en émission, le libérant à la réception. En coupant l'alimentation du relais, on annule l'effet de l'atténuateur et le TX est directement relié à l'antenne.

Atténuation	R1	R2	R3	Attention
10 dB	91 Ω (4 W)	120 Ω (2 W)	91 Ω (4 W)	Résistances agglomérées (non-inductives)
25 dB	68 Ω (4 W)	300 Ω (1 W)	68 Ω (4 W)	
40 dB	56 Ω (4 W)	2,7 kΩ (1 W)	56 Ω (4 W)	

Il est indispensable de loger l'atténuateur dans un boîtier métallique pour empêcher tout rayonnement. Il est possible aussi de construire un atténuateur groupant plusieurs cellules en Pi commutables. Il est à noter que ce montage implique un retardement au décollage du relais en BLU (ou SSB). Une solution plus élégante est envisageable sur les TX en réduisant la tension d'alimentation qui module le dernier étage d'amplification d'émission (PA). Comment peut-on le réaliser ? Ce circuit nécessite un potentiomètre, aussi est-il davantage recommandé pour les émetteurs disposant d'un potentiomètre simple de réglage du gain micro. Cette fonction est inutile, puisque le potentiomètre est toujours utilisé à fond. Il sera remplacé de préférence par un potentiomètre de 1 k Ω linéaire avec interrupteur. Pourquoi un interrupteur ? Tout simplement pour pouvoir débrayer l'atténuateur sans chute de tension. Première opération : repérer l'arrivée du + alimentation modulée avant la self de choc de collecteur du PA. Sectionner à cet endroit et ramener les deux contacts ainsi obtenus à l'interrupteur, et réaliser le montage suivant (fig. 7) :

Le potentiomètre sur position interrupteur décolle le relais et rétablit le contact A

et B ; le contact rétabli, le relais colle et met en circuit l'alimentation variable non stabilisée (T1 + T2 ou un darlington), qui permet de doser la tension modulée au collecteur du PA. Un potentiomètre ajustable limite la puissance minimale désirée. Le transistor ballast sera isolé du châssis du TX sur lequel il se refroidit.

Nous avons cité des rapports d'atténuation en dB, mais à quoi cela correspond-il ? Pour faciliter la compréhension, il est nécessaire de préciser le rôle du S-mètre. Un S-mètre est un instrument qui mesure l'intensité du signal reçu en un point précis du récepteur. C'est une variation logarithmique de 6 en 6 dB qui détermine sa graduation de 0 à 9. Le point S9 correspond à un signal de 100 μ V sur l'entrée du récepteur (antenne). Voici les valeurs des points de S-mètre.

S1 : 0,39 μ V
S2 : 0,78 μ V
S3 : 1,56 μ V
S4 : 3,16 μ V
S5 : 6,25 μ V
S6 : 12,5 μ V
S7 : 25 μ V
S8 : 50 μ V
S9 : 100 μ V

L'écart entre deux points est de 6 dB. Pour gagner 1 point sur le S-mètre du correspondant, il faut multiplier la puissance d'émission par 4, etc.

Prenons un exemple : avec 4 W, vous arrivez à S9 chez un autre OM, réduisez votre puissance de 10 dB, vous passerez à un peu plus de S7 (vous aurez une puissance de l'ordre de 500 mW).

En usage local, il n'est pas nécessaire de mettre en jeu 4 W là où 0,5 W suffit et engendre moins de QRM. Faites bon usage d'un minimum de puissance, n'en gâchez pas inutilement, surtout aux heures où les téléviseurs risquent de vous recevoir intempestivement !

B.B.



**ÉDITIONS
TECHNIQUES &
SCIENTIFIQUES
FRANÇAISES**
2 à 12,
rue de Bellevue,
75940 Paris Cedex 19

SIGRAND
L. SIGRAND



**RADIO ET ÉLECTRONIQUE
NAVIGATION DE PLAISANCE**

Cet ouvrage répond aux questions qui peuvent être posées lorsqu'on commence un équipement :

- Par quel appareil commencer ? ● Quels sont ceux à prévoir ensuite ? ● Quel est le principe de leur fonctionnement ? ● Comment les utiliser ?
- Que faut-il savoir pour leur installation ?
- Quels sont les autres appareils apportant encore plus de commodités ? ● Quels sont les services offerts par les stations radiomaritimes ?
- Quels sont les formalités à remplir pour utiliser un radiotéléphone ?

104 pages, format 15 x 21. **PRIX : 41 F**

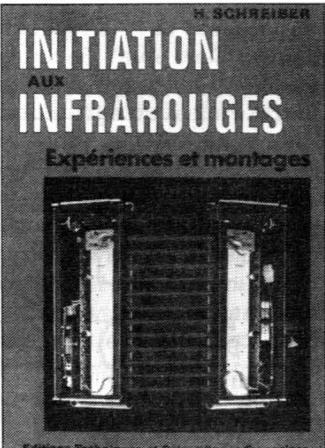
NOUVEAU!

Prix pratiqué par la
LIBRAIRIE
PARISIENNE
DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque,
75940 PARIS Cedex 19



**ÉDITIONS
TECHNIQUES &
SCIENTIFIQUES
FRANÇAISES**
2 à 12,
rue de Bellevue,
75940 Paris Cedex 19

SCHREIBER
H. SCHREIBER



**INITIATION AUX
INFRAROUGES
MONTAGES**

Réputé pour son art d'expliquer, l'auteur de ce livre vous fait comprendre le mystère du rayonnement infrarouge, vous guide dans des expériences surprenantes et vous met à même de réaliser une vingtaine d'applications telles que des barrières invisibles, détecteurs d'approche, transmission d'informations, télécommande par infrarouge.

128 pages, format 15 x 21. **PRIX : 41 F**

NOUVEAU!

Prix pratiqué par la
LIBRAIRIE
PARISIENNE
DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque,
75940 PARIS Cedex 19

Diode zéner programmable $\mu\text{A} 431$ de FAIRCHILD

La **figure 1** présente le circuit de base d'une application avec diode Zener fixe. Le courant de sortie doit être bien plus faible que I_z , le courant de diode, afin de rester dans la zone de régulation de tension.

La **figure 2** montre l'utilisation du $\mu\text{A} 431$ en tension minimum, dite V_{REF} , et égale à 2,5 V. On voit clairement qu'il s'agit d'une diode contrôlée en tension par la borne V_{REF} . Cette entrée est à haute impédance et absorbe typiquement 3 μA (maximum 10 μA).

En réunissant V_{REF} à la cathode du $\mu\text{A} 431$, on crée simplement un étalon de tension de grande stabilité thermique. Le coefficient de température de V_{REF} est de $\pm 50 \text{ ppM}^\circ\text{C}$. Ceci signifie que dans une gamme de 50°C , ce qui est sévère, la précision sera de $\pm 0,25 \%$.

La **figure 3** donne la courbe de Zener du $\mu\text{A} 431$ monté comme précédemment. On voit immédiatement que la zone de régulation couvre une très large variation de courant I_z . Le coude inférieur de I_z est assuré pour 2 mA, bien que la plupart des modèles soient déjà polarisés pour 0,5 mA. Le coude supérieur est fixé vers 120 mA, ce qui dépasse les possibilités de diodes Zener fixes.

Une autre caractéristique importante est montrée en **figure 4**. C'est l'impédance dynamique de la diode selon la fréquence. On voit qu'elle est très faible (1,5 Ω typiquement) jusqu'à environ 65 kHz, puis double dans la décade suivante. D'aussi basses valeurs sont une garantie de bon comportement transitoire, et représentent une forte progression sur les Zener fixes.

La **figure 5** montre comment élever la tension V_z au-dessus de V_{REF} , et ce, jusqu'à 36 V environ. C'est un multiplicateur de V_{REF} programmé par la valeur glo-

bale de R_1 et R_2 en parallèle. En pratique, on ne choisira pas R_2 supérieure à 10 k Ω (une bonne valeur peut être 2,7 k Ω). La formule de calcul donnée peut également prendre la forme suivante :

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

équivalant à :

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right)$$

avec $V_{REF} = 2,5 \text{ V}$

Pour l'anecdote, signalons que nous avons testé le circuit de la **figure 5** en 9 V avec une bombe givrante puis un fer à souder sur le boîtier, ce qui signifie environ -50°C à $+150^\circ\text{C}$. La stabilité mesurée par nos soins fut de $\pm 0,166 \%$, ce qui est encore meilleur que la spécification et correspond à un coefficient de $\pm 8,33$ points par million (par degré centigrade) !

La **figure 6** montre un régulateur série sans correction de dérive thermique des 2 V_{BE} du Darlington.

La **figure 7** donne l'application correspondante avec un $\mu\text{A} 431$, et indique bien que la tension de sortie est indépendante des V_{BE} , et asservie à V_{REF} . C'est un montage économique aux performances élevées.

La **figure 8** est un régulateur shunt (parallèle) avec transistor de puissance. Ce circuit est capable de dériver plusieurs watts à la masse, et représente une Zener de forte puissance.

Sur la **figure 9**, nous présentons une alimentation de laboratoire réglable de 2,5 V à 30 V. Elle peut être étendue à environ 36 V en augmentant la valeur du potentiomètre de réglage selon la formule de la **figure 5**. Si le débit de ce montage dépassait 2 A, le transistor BC 183 serait actionné par la chute dans la 0,22 Ω et court-circuiterait le $\mu\text{A} 431$. A ce moment, la LED rouge signalerait la surcharge en sortie.

La **figure 10** montre comment ajuster le potentiel d'un régulateur trois pattes. Cette configuration est bien plus performante qu'un pont de résistances et offre le maximum de stabilité possible. Le calcul est également simplifié.

La **figure 11** propose un générateur à courant constant avec un transistor (ou même un Darlington). A la mise sous tension, le transistor Q conduit grâce à sa résistance de polarisation collecteur-base. Le débit de sortie augmente jusqu'à créer dans R une chute de 2,5 V. A ce moment, le $\mu\text{A} 431$ se débloque et tend à réduire la conduction du transistor. Le montage s'équilibre donc sur un courant fixé par R, asservi à V_{REF} .

Le même principe est applicable en **figure 12**, où l'on voit qu'il est possible d'alimenter séparément le $\mu\text{A} 431$ et le collecteur de Q.

La **figure 13** indique le principe d'un comparateur économique à haute impédance d'entrée.

La **figure 14** montre une protection très efficace contre les surtensions pouvant endommager un circuit. Si la tension de ligne dépasse le seuil programmé par R_1 et R_2 , le triac conduit et court-circuite les barres d'alimentation. Ceci force le fusible de tête à la destruction. Après son remplacement, le montage est automatiquement réamorcé... si la panne a disparu.

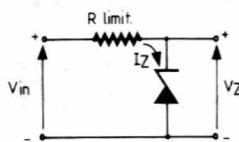


Figure 1 :
Montage zener standard.

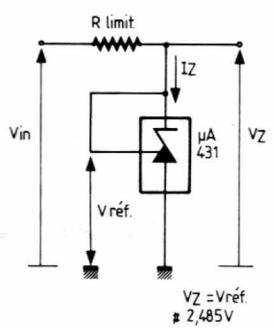


Figure 2 :
Référence de tension à ± 50 ppm/° C.

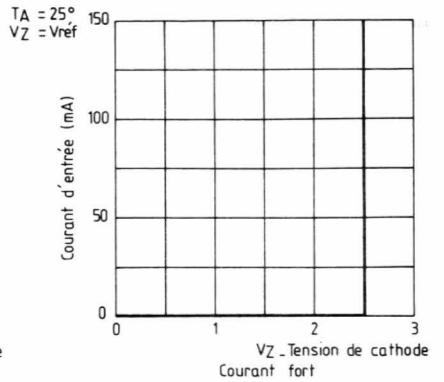
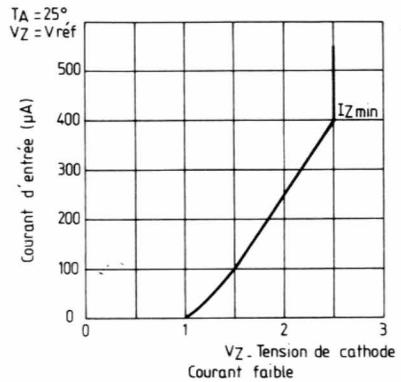


Figure 3 : Comportement de VREF en fonction du courant IZ.

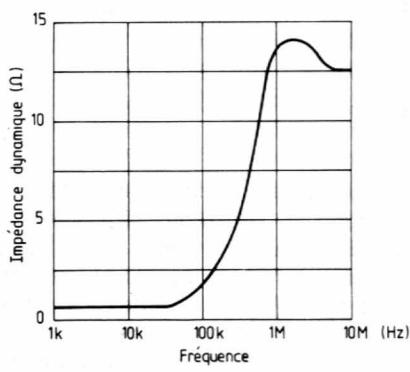


Figure 4 : Résistance interne en dynamique en fonction de la fréquence.

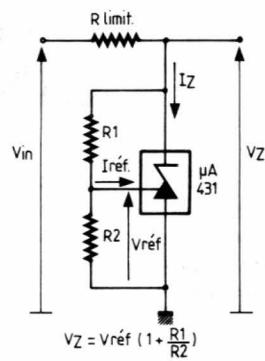


Figure 5 : Montage fondamental du µA 431 en $V_Z > V_{REF}$.

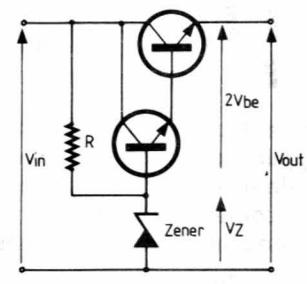


Figure 6 :
Régulateur série non compensé.

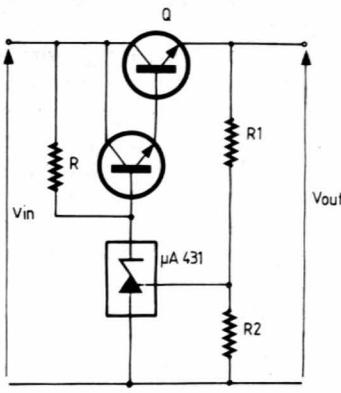


Figure 7 :
Régulateur série à asservissement.

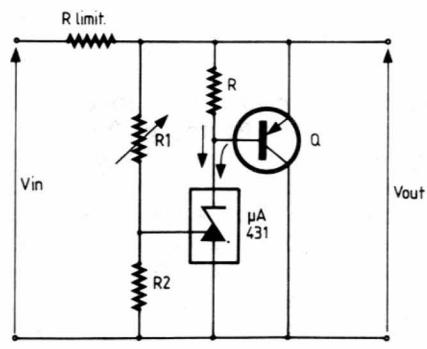


Figure 8 : Régulateur shunt.

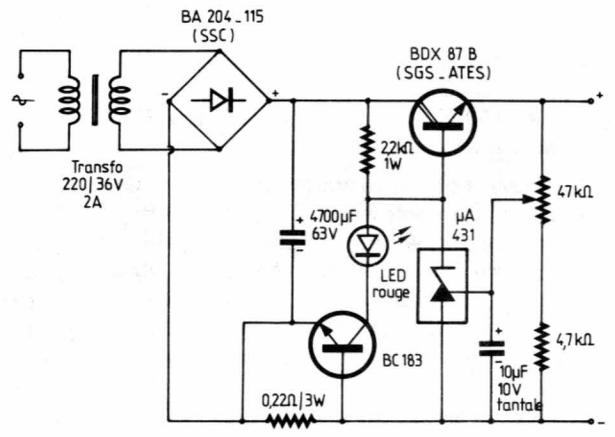


Figure 9 : Alimentation réglable de 2,5 à 30 V avec Darlington NPN (sur radiateur 3°/CW).

La figure 15 est un comparateur à fenêtre, indiquant que la tension est comprise entre les deux seuils pré-réglés. Alors la LED est allumée. Cette diode peut être également celle d'un photocoupleur pour une commande isolée (électronique médicale par exemple)

La figure 16 est d'un principe identique à la précédente. Cette fois-ci, un transistor commutateur (qui pourrait être un Darlington ou un MOS de puissance) ne peut délivrer du courant à un circuit externe que si la tension mesurée est comprise entre les seuils bas et haut. Un tel

montage peut être appliqué à tous les cas de circuits délicats et/ou coûteux, tels les cartes de logique TTL, ECL ou autres mémoires MOS.

Nous terminerons le survol des applications possibles (et non limitatives) du µA 431 avec le temporisateur simple de la fi-

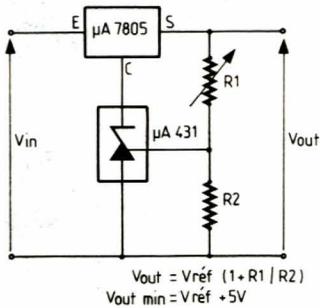


Figure 10 :
Alimentation réglable avec un régulateur de tension fixe.

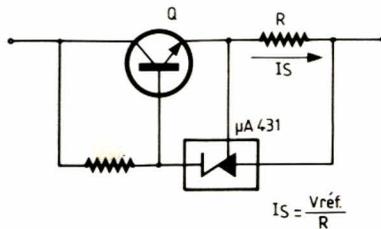


Figure 11 :
Générateur de courant de précision.

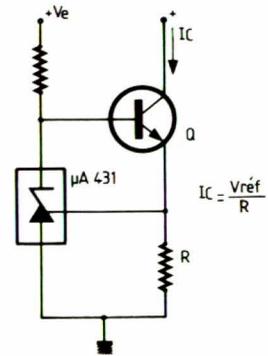


Figure 12 : Limiteur de courant.

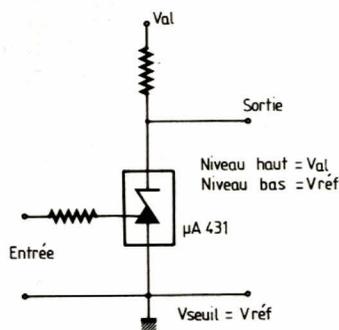


Figure 13 : Simple détecteur de seuil.

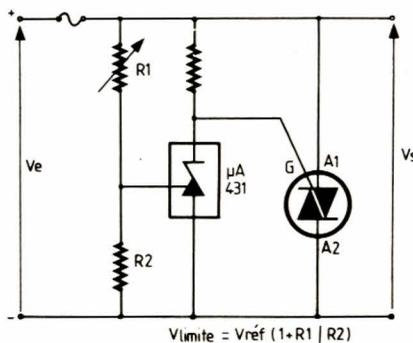


Figure 14 : Protection rapide contre les surtensions de ligne.

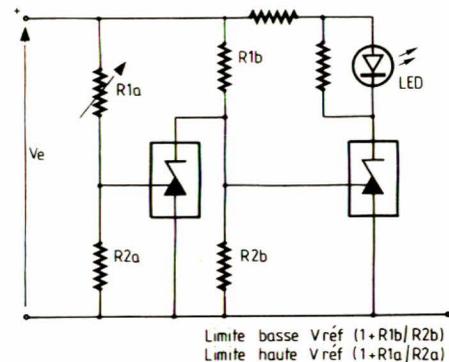


Figure 15 : Indicateur de tension correcte avec deux $\mu A 431$.

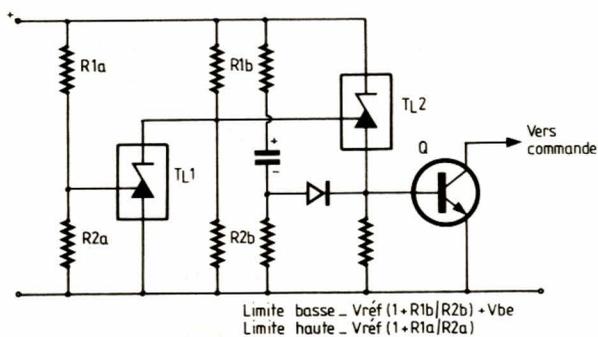


Figure 16 : Détecteur de sur- et sous-tension.

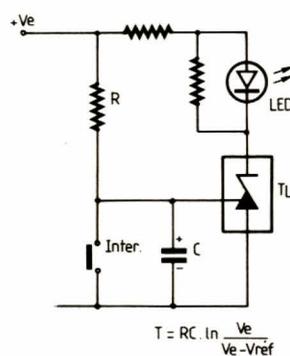


Figure 17 : Temporisateur simple.

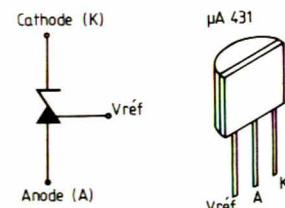


Figure 18 : Brochage du boîtier TO 92.

Figure 17. Il exploite la grande impédance d'entrée de la borne V_{REF} qui est une charge négligeable pour le condensateur C. Une remise à zéro par interrupteur normal est prévue, mais ce switch peut être électronique. Dans ce cas, on prendra un quart de 4016 ou 4066 (ou autre) pour faire

la RAZ. La LED sera allumée à partir du seuil de 2,5 V (V_{REF}) et, jusqu'à la remise à zéro.

Enfin, nous indiquons le brochage du $\mu A 431$ en figure 18. Le côté agréable que nous avons gardé pour la bonne bouche est le faible coût du $\mu A 431$, dû à une fabri-

cation massive. Ceci risque fort de donner à nos Zeners fixes un côté suranné...

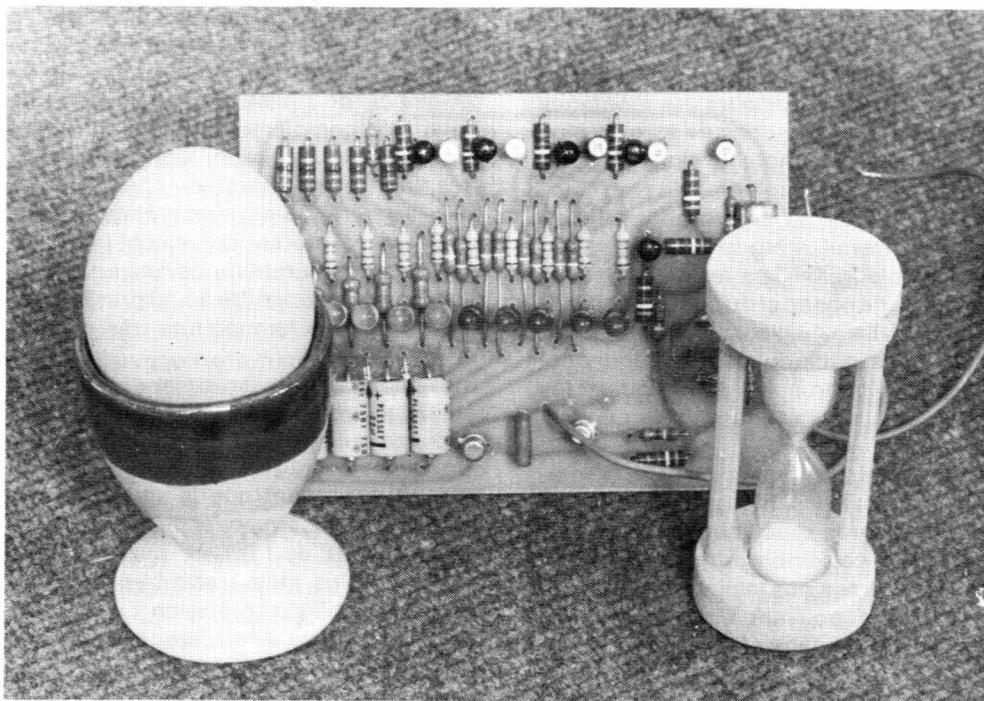
D. JACOVOPOULOS

Les montages que nous proposons à nos lecteurs font de plus en plus appel à des circuits intégrés dits spécifiques, c'est-à-dire spécialement conçus pour remplir une fonction très précise. Cette évolution n'est autre que le reflet fidèle des nouvelles tendances de toute l'électronique moderne.

En effet, seuls les circuits intégrés spécifiques permettent de réaliser de façon simple, peu coûteuse

et immédiatement reproductible, des montages remplissant des fonctions de plus en plus complexes avec un niveau de performances et de fiabilité approchant de la perfection.

L'inconvénient de cette tendance est que l'électronicien est de moins en moins appelé à utiliser ses ressources de créativité puisqu'il suffit le plus souvent de suivre fidèlement un schéma d'application fourni par le fabricant.



SABLIER ELECTRONIQUE avec alarme sonore

C'est la raison pour laquelle nous cherchons fréquemment à quitter les sentiers battus en utilisant des circuits intégrés spécifiques dans des fonctions tout-à-fait différentes de leur domaine d'application d'origine. Ceci nécessite un niveau élevé de dialogue avec les rares fabricants de semi-conducteurs disposés à tenir compte de l'existence des amateurs que sont en

bonne part nos lecteurs.

Tout ceci pour présenter la description d'un montage faisant appel exclusivement à des composants discrets malgré le fonctionnement assez complexe qui est le sien. Aucun circuit intégré spécifique n'existant pour remplir la fonction précise qui nous intéresse ici, nous allons profiter de cette occasion pour décrire tout le travail de re-

cherche nécessaire à la mise au point d'un schéma ne s'apparentant pas trop à une « usine à gaz ». Nous espérons que cette petite démonstration permettra à nos lecteurs de mieux mesurer l'intérêt simplificateur des circuits intégrés spécifiques pour l'électronicien d'aujourd'hui, professionnel ou amateur, travaillant dans le secteur industriel ou grand public.

I) DESCRIPTION DE LA FONCTION A REMPLIR

Le principe du sablier est connu de tous : des grains de sable contenus dans un récipient s'écoulent régulièrement au travers d'un orifice dans un second récipient placé en dessous. La durée du transfert d'un récipient à l'autre est pratiquement invariable d'où son utilisation à des fins chronométriques.

Dans un sablier électronique, nous représenterons les grains de sable par des LED allumées, ce qui revient à prévoir, par exemple, que 10 diodes doivent se comporter conformément au diagramme de la figure 1. Une telle fonction relève du domaine des circuits logiques, une horloge à basse fréquence pilotant le système. La figure 2 montre ce que pourrait être le montage si un circuit intégré spécifique était créé pour cette fonction. Certes, le travail de l'utilisateur ne serait pas trop complexe (!) mais sa créativité pourrait encore être largement mise à contribution lors de la recherche d'autres applications de ce composant. A titre d'exemples, citons le remplacement de certaines LED par des relais, des photocoupleurs commandant des triacs ou un réseau de résistances pour générer des tensions en « marches d'escalier ». Le rôle de l'électronicien « de conception » tend donc de plus en plus à rassembler en un seul et même montage différents circuits intégrés spécifiques selon des schémas directement inspirés des notes d'applications des fabricants, ou selon des schémas à première vue inattendus utilisant ces mêmes composants dans des configurations très différentes de celles d'origine. L'étude de circuits faisant appel à des composants discrets ou à des fonctions intégrées simples ne se justifie

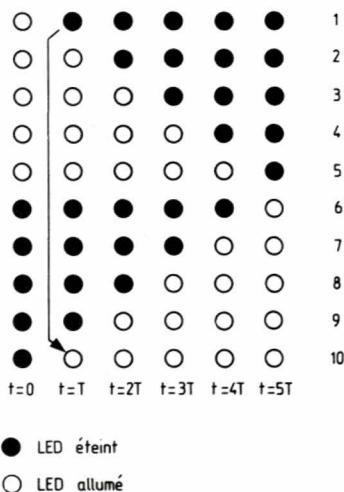


Figure 1 : Principe d'un sablier électronique.

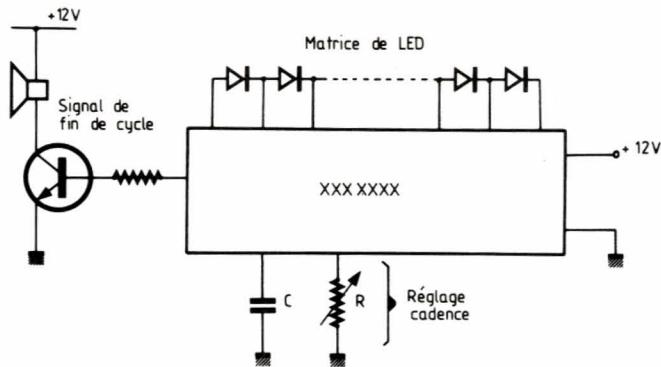


Figure 2 : Schéma d'application d'un circuit intégré spécifique.

plus guère que lorsque la solution « circuit intégré spécifique » n'existe pas, ou encore au niveau de l'interfaçage entre plusieurs circuits intégrés spécifiques.

Faut-il regretter cette évolution ? Nous ne le pensons pas, car elle nous permet de faire réaliser à nos lecteurs des montages remplissant des fonctions de plus en plus complexes, que l'emploi exclusif de composants discrets ou intégrés de type standard ne permettrait de reproduire qu'au prix d'un travail d'étude et de câblage considérable, sans parler des risques d'erreur ou de panne et du coût global de la réalisation. Les meilleurs exemples sont les horloges numériques, les fréquence-mètres, les voltmètres numériques, les jeux TV, les synthétiseurs de fréquence, etc...

Dans le cas qui nous occupe ici, la solution « discrète » s'imposait puisque la fonction intégrée spécifique n'existait pas. C'est là, il nous semble, une bonne occasion de montrer à nos lecteurs un exemple de démarche pouvant être suivie dans l'étude d'un montage électronique.

II) RECHERCHE D'UN SCHEMA DE PRINCIPE

La remarque préliminaire à tout travail d'étude sur ce schéma doit être que les 5 diodes du bas sont logiquement complémentaires des 5 diodes du haut, moyennant une symétrie par rapport à la ligne de séparation des deux groupes de diodes. Ainsi 10 est complémentaire de 1,9, de 2 et ainsi desuite. Cette remarque est de nature à simplifier la suite du travail puisque celui-ci peut se ramener à l'étude d'un montage capable d'allumer progressivement un ruban de 5 LED. Ceci fait immédiatement penser aux circuits intégrés de la famille UAA, circuits intégrés spécifiques conçus pour réaliser des affichages analogiques par LED en ligne. Bien des réalisations ont été décrites à partir de ces composants dont certainement au moins un sablier. Cependant, ce choix ne nous sem-

ble pas optimal pour les raisons suivantes :

- les diodes étant organisées en matrice, il n'est pas possible, avec un même circuit, de commander simultanément les deux groupes complémentaires de LED. Il faut prévoir soit deux circuits attaqués en opposition de phase, soit toute une circuiterie de complémentarité qui, flottante par rapport à la masse, rappelle d'assez près une « usine à gaz » ;

- la référence de temps étant constituée d'un intégrateur totalement indépendant des comparateurs commandant les LED, on peut s'attendre à une précision et une stabilité en température très moyennes.

On pense ensuite à réaliser des comparateurs au moyen de composants standards, ce qui exige au minimum 5 amplis opérationnels, plus deux pour l'intégrateur, en supposant que la sortie de ces amplis puisse commander directement les deux groupes de LED, ce qui n'est pas certain. De plus, même remarque en ce qui concerne stabilité et précision. La solution « circuits digitaux » doit bien sûr être envisagée en bonne place puisque le comportement du montage relève typiquement de la logique séquentielle. Cependant, dès le début d'une étude dans ce sens, on constate que la loi de succession des allumages de LED ne ressemble que de fort bien loin aux séquences de sortie des compteurs ou décodeurs courants. Il faut donc prévoir une logique de décodage comportant environ une dizaine de portes en plus d'un compteur à 5 états donc à 3 bascules au minimum. Là encore, le nombre de circuits intégrés à utiliser est sans rapport avec la simplicité du principe.

Reste donc la solution « composants discrets »... Nos lecteurs savent sans doute qu'il existe des VU mètres à échelle de LED réalisés à partir d'une sorte de matrice de transistors, sans aucun circuit intégré. Toutefois, ces transistors travaillent en comparateurs ce qui nous ramène aux remarques précédentes en matière de précision et stabilité.

Nous pouvions encore, à ce stade de nos

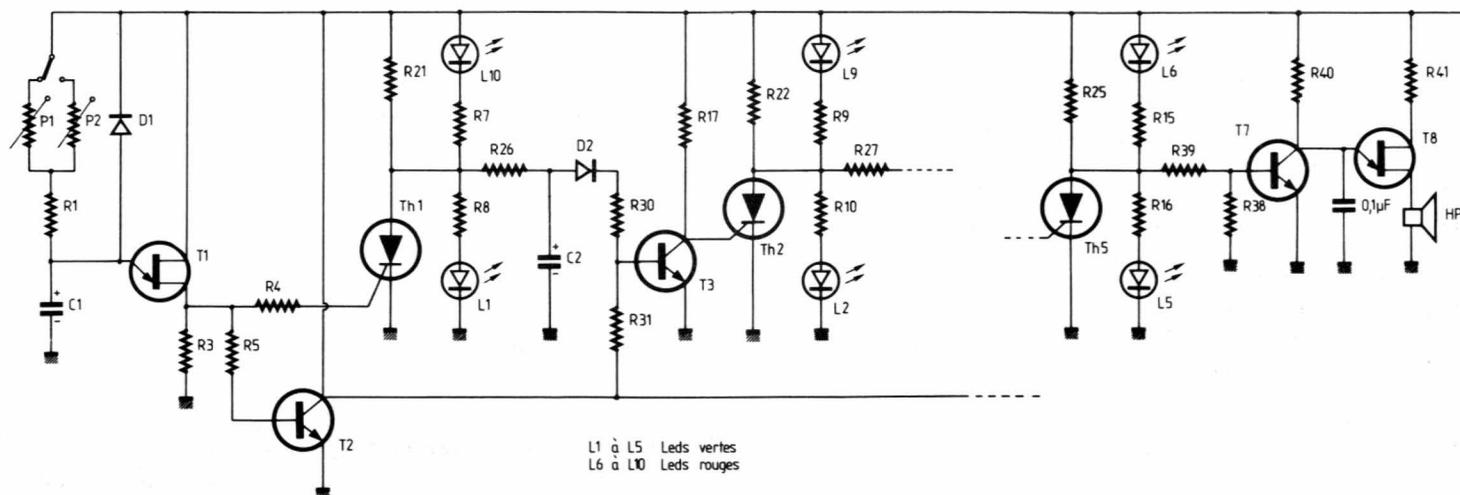


Figure 3 : Schéma de principe.

réflexions, faire appel à des thyristors. Il en existe en effet de petits, présentés dans un boîtier de transistor genre BC 318, et prévus pour un courant direct de 100 à 500 mA environ. Leur sensibilité de gâchette est très élevée. L'avantage du thyristor dans le cas qui nous intéresse est qu'une fois amorcé par une impulsion très brève sur la gâchette, ce composant reste conducteur jusqu'à la mise hors tension du montage.

Sur le schéma de la **figure 1**, nous constatons que chaque thyristor commande deux diodes à comportement logiquement complémentaire : lorsque le thyristor est bloqué, le courant traverse la résistance de 220 Ω et la diode du bas, qui s'éclaire. La chute de tension dans la 220 Ω restant inférieure au seuil de conduction de la diode du haut, celle-ci reste éteinte. Si maintenant le thyristor conduit, la diode du bas se trouve court-circuitée (la tension de déchet du thyristor est inférieure au seuil de la LED) et le courant devient beaucoup plus important dans la 220 Ω , faisant apparaître à ses bornes une chute de tension suffisante (11 volts) pour éclairer la LED du haut. Nous pouvons donc prévoir un nombre quelconque de ces portions de circuit à condition de trouver un moyen d'envoyer des impulsions régulièrement espacées aux gâchettes de tous les thyristors, les uns après les autres. Il serait bien sûr possible de piloter chaque gâchette par l'une des sorties d'un compteur-décodeur attaqué par une horloge stable en fréquence, mais cette solution exige l'emploi de 2 à 3 circuits intégrés, ce qui la rend inacceptable ici.

La solution que nous avons retenue consiste à utiliser les thyristors eux-mêmes en tant qu'étages d'un compteur travaillant dans un code assez particulier, puisque défini comme suit :

0 : 00000
1 : 00001
2 : 00011
3 : 00111

4 : 01111

5 : 11111

Un tel compteur peut s'étudier de la même façon que les compteurs synchrones classiques, à ceci près que chaque bascule ne peut changer d'état qu'une fois et qu'elle conserve ce second état jusqu'à l'extinction du système. Nous devons donc distribuer les impulsions d'horloge sur tous les étages, à travers des portes dites « d'autorisation », ouvertes ou fermées selon l'état logique des autres bascules du compteur.

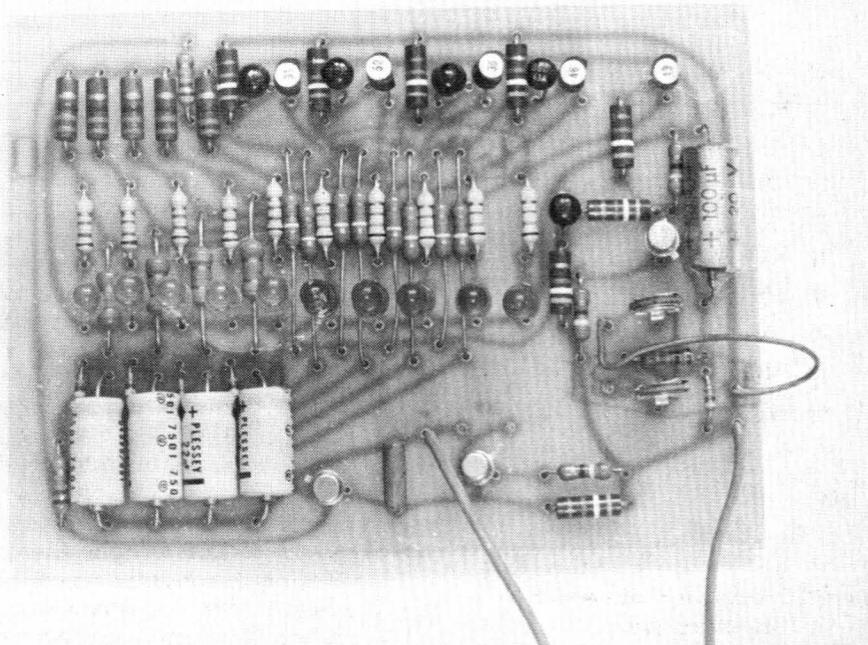
Dans notre cas, la condition d'ouverture de chaque porte est très simple et peut s'énoncer ainsi :

- l'étage précédent a basculé lors de
- l'impulsion d'horloge précédente.

La commande de chaque porte doit donc être assurée par le thyristor précédent. Toutefois, cette commande ne peut

se faire directement car tous les étages basculeraient en cascade dès la première impulsion d'horloge. Nous avons donc introduit un léger retard à l'ouverture de chaque porte grâce à un réseau 82k Ω / 22 μ F / diode 1N4148 ce qui fait qu'aucune porte ne peut s'ouvrir avant la disparition de l'impulsion d'horloge ayant fait basculer le thyristor précédent. De ce fait, une seule LED s'éteindra et une seule LED s'allumera à chaque impulsion d'horloge ce qui est bien le but recherché.

Notre horloge est réalisée à partir d'un transistor unijonction qui présente deux avantages notables : d'une part, sa stabilité en tension d'alimentation et en température est excellente, mais surtout les impulsions qu'il délivre sont très courtes et de durée à peu près indépendante de la fréquence de relaxation. Ceci permet de fixer une fois pour toutes la constante de temps des retardateurs d'ouverture des



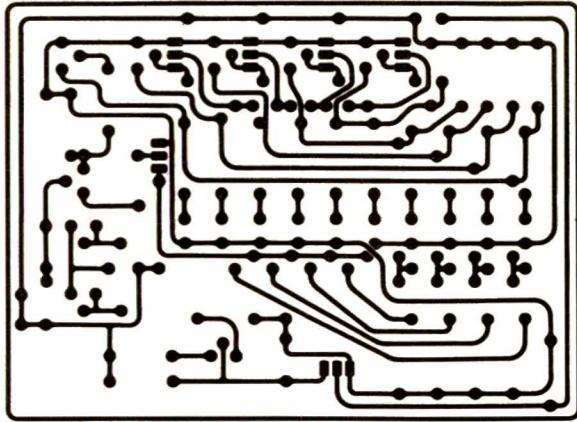


Figure 4.

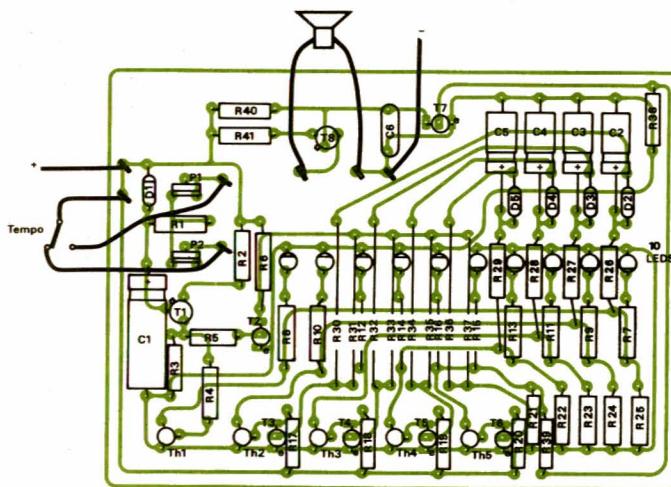
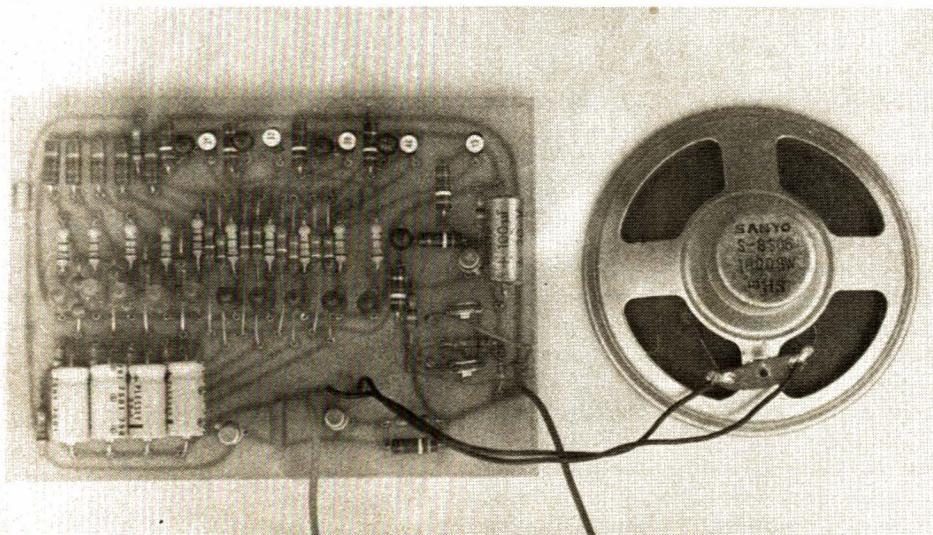


Figure 5.



portes sans avoir à la modifier à chaque changement de fréquence d'horloge.

Les portes sont constituées d'un simple transistor, recevant d'une part des impulsions d'horloge négatives et d'autre part une autorisation de conduction sous forme d'une absence de tension positive dès que le $22 \mu\text{F}$ a fini de se décharger à travers la $82 \text{ k}\Omega$. Il faut en effet qu'aucune des $39 \text{ k}\Omega$ de base ne rejoigne un potentiel négatif pour que le transistor se bloque, laissant ainsi la $3,9 \text{ k}\Omega$ appliquer un courant de gâchette au thyristor.

Ce schéma se caractérise par un fonctionnement très régulier et très sûr, dont les conditions au départ sont parfaitement connues (la remise à zéro est instantanée dès la coupure de l'alimentation grâce à une diode de décharge du condensateur d'horloge). On pourrait bien sûr augmenter à volonté le nombre des étages, quitte à renforcer l'amplificateur d'impulsions d'horloge par réduction de sa résistance de collecteur.

Deux temporisations commutables ont été prévues, avec potentiomètre ajustable individuel. Ceci permet de faire cuire des œufs, durs ou à la coque, de chronométrer le développement de différents types de films en photographie ou de mesurer n'importe quelle durée avec une indication progressive dans la plage de 1 à 12 minutes. Cette plage de temporisation s'entend pour les valeurs d'origine des composants de l'horloge, à savoir :

- condensateur de $100 \mu\text{F}$
- potentiomètres de $1 \text{ M}\Omega$
- résistance talon de $100 \text{ k}\Omega$.

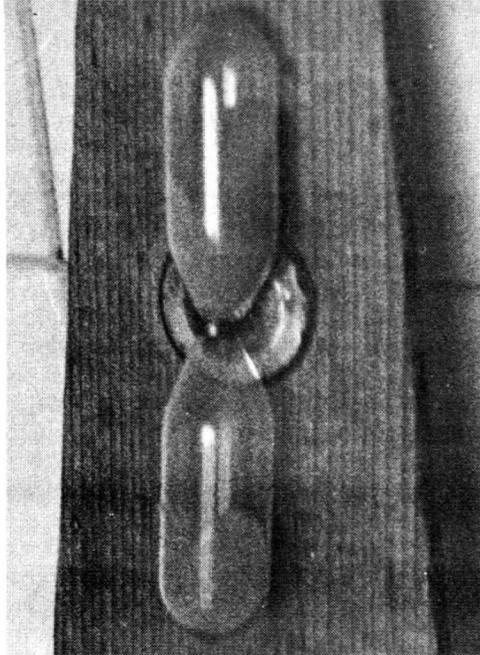
Une modification de ces valeurs pourrait permettre de couvrir facilement toute autre plage entre quelques dizaines de secondes et plus d'une heure.

Signalons enfin qu'une ou plusieurs des résistances de 220Ω peuvent être remplacées par la bobine d'un relais $12 \text{ V } 300 \Omega$ à des fins de commande ou de programmation dont la définition est laissée à l'initiative du lecteur.

Pour notre part, nous avons choisi de signaler par une tonalité sonore l'allumage de la dernière LED, c'est-à-dire la fin du cycle. Dès que le dernier thyristor devient conducteur, donc, il supprime la polarisation positive d'un BC 318 qui se bloque, libérant un relaxateur à unijonction chargé par un haut-parleur miniature de type quelconque (4Ω à 25Ω environ).

III) REALISATION PRATIQUE :

Le circuit imprimé de la figure 4 a été conçu de façon à accepter tous les composants du montage, dont les LED dans leur disposition définitive. Elles pourront être de couleurs différentes en fonction de leur comportement (allumage ou extinction) mais ce n'est nullement une obligation. Le plan de la figure 5 permet de mener à bien



ce câblage. Aucun réglage n'est nécessaire, à part celui des durées de temporisation que l'on désire introduire, entre 1 et 12 minutes avec les valeurs préconisées. On prévoira une alimentation de 9 à 12 volts, capable de fournir environ 350 mA, car les 220 Ω consomment du courant, surtout en fin de cycle. Ne pas s'étonner de leur échauffement, qui est normal pour des 0,5 watt.

IV) CONCLUSION :

Ce montage, qui peut sembler s'apparenter à un gadget, est capable de rendre de réels services chaque fois que l'on désire suivre le déroulement d'un cycle de temporisation. Ceci est particulièrement vrai en ce qui concerne le développement des films photographiques, qui doivent être agités à intervalles réguliers (par exemple lors de chaque extinction d'une LED).

Nous espérons avoir satisfait nos lecteurs, surtout les plus jeunes d'entre eux, en détaillant toutes les étapes de notre travail d'étude, ce genre de description se faisant de plus en plus rare à mesure que se généralise l'usage de circuits intégrés spécifiques dans un nombre toujours croissant de domaines de l'électronique.

P. GUEULLE

Nomenclature

Résistances

R1 : 100 kΩ	R22 : 220 Ω
R2 : 390 Ω	R23 : 220 Ω
R3 : 39 Ω	R24 : 220 Ω
R4 : 3,9 kΩ	R25 : 220 Ω
R5 : 3,9 kΩ	R26 : 82 kΩ
R6 : 3,9 kΩ	R27 : 82 kΩ
R7 : 1,2 kΩ	R28 : 82 kΩ
R8 : 1,2 kΩ	R29 : 82 kΩ
R9 : 1,2 kΩ	R30 : 39 kΩ
R10 : 1,2 kΩ	R31 : 39 kΩ
R11 : 1,2 kΩ	R32 : 39 kΩ
R12 : 1,2 kΩ	R33 : 39 kΩ
R13 : 1,2 kΩ	R34 : 39 kΩ
R14 : 1,2 kΩ	R35 : 39 kΩ
R15 : 1,2 kΩ	R36 : 39 kΩ
R16 : 1,2 kΩ	R37 : 39 kΩ
R17 : 3,9 kΩ	R38 : 18 kΩ
R18 : 3,9 kΩ	R39 : 18 kΩ
R19 : 3,9 kΩ	R40 : 3,9 kΩ
R20 : 3,9 kΩ	R41 : 390 Ω
R21 : 220 Ω	P1 1 MΩ ajust.
	P2 1MΩ

Condensateurs

C1 : 100 μF	C4 : 22 μF
C2 : 22 μF	C5 : 22 μF
C3 : 22 μF	C6 : 0,1 μF

Transistors

T1 : 2 N 2647	T5 : BC 318
T2 : BC 318	T6 : BC 318
T3 : BC 318	T7 : BC 318
T4 : BC 318	T8 : 2 N 2647

Autres semi-conducteurs

Th1 : C103 Thyristor
Th2 : C 103
Th3 : C 103
Th4 : C 103
Th5 : C 103 du TIC47 Texas
5 x 1 N 4148

Divers

5 LED vertes
5 LED rouges
1 HP miniature
1 inverseur 2 positions
1 inter M/A
1 alim. 12 V 350 mA
1 boîtier

mini-tour à métaux Elmia



pour tous les travaux minutieux exigeant une très grande précision : micromécanique, modélisme, prototypes, etc...

Un moteur de 145 W de 250 à 3000 tr/mn - Une broche pour pièces jusqu'à Ø 68 mm - Un chariot : course de 250 mm - Précision : 0,025 mm - Dim. 59 x 19 cm - Haut. de pointes : 50 mm - Poids : 17 kg. Option : Boîte à rapports de filetage pour pes de 0,25 à 0,15 mm-avance automatique.



**le moyen
de votre talent**

la précision professionnelle à la portée du bricoleur

Veuillez m'envoyer gratuitement et sans engagement de ma part, une documentation à l'adresse ci-dessous :

Nom :

Adresse :

Coupon à retourner à :
Elmia - B.P. 233/R6 - 67006 STRASBOURG CEDEX
Distributeur exclusif

RP8108

RADIO PLANS

sera présent
au

SALON

des

COMPOSANTS

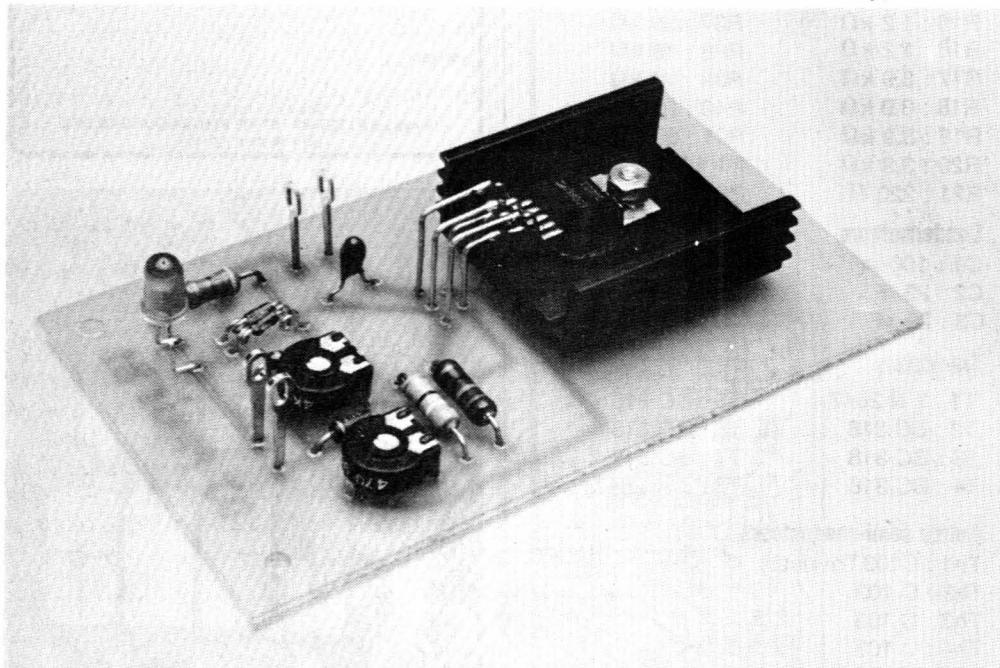
du 6 au 12 avril

Stand 51
Allée 3

**Chers lecteurs, n'hésitez pas à nous écrire,
vos suggestions (ou critiques)
sont toujours les bienvenues**

C'est un chargeur d'accumulateurs Cadmium-Nickel à usages multiples. Il admet en effet jusqu'à 40 V en entrée, et est totalement protégé en sortie contre les fausses manœuvres. Il est programmable en tension et courant de charge par deux potentiomètres. Notre maquette est équipée pour des tensions de 3 à 18 V en fin de charge,

et des courants régulés de 8 mA à 100 mA. Nous verrons cependant comment adapter ce module jusqu'à 36 V et 2 A. La possibilité de charge à courant constant avec une tension finale connue avec précision sont les meilleurs atouts de notre module. Ce ne sont pourtant pas les seuls, car son prix de revient attractif rend ses hautes performances accessibles...



Chargeur de sécurité pour panneau solaire

1. — RAPPELS SUR LA CHARGE DES ACCUMULATEURS

A) LES CAS PROHIBES

Ce sont les composants qui n'acceptent pas de recharge, et exposent dans une telle manipulation à des risques de déflagration. Ce sont tous les types de piles du marché :

- Pile « radio » (zinc-charbon).
- Pile alcaline (zinc-manganèse).
- Pile au lithium (meilleur rapport encombrement/performances).

- Piles pour horlogerie et médecine (à l'argent ou au mercure).

B) LE CAS COURANT DU CADMIUM-NICKEL

L'utilisation s'effectue sous une tension (dite de décharge) de 1,2 V. On considère que sous 1,1 V, il faut stopper l'usage et recharger l'élément. De nombreux modèles sont commercialisés sous la forme bâton, pour des capacités de 450 mA/h à plusieurs ampères.

Il existe également des groupements de

plusieurs éléments en série, dont celui qui concerne particulièrement l'amateur d'électronique solaire, le modèle 6 éléments (7,2 V) de format pile 9 V à pressions.

Notre module a prévu de fournir la puissance adéquate à tous ces types d'accumulateurs.

Tout élément Cd-Ni se recharge à 1,5 V de tension, et pendant 14 heures au dixième de son intensité nominale, inscrite en clair sur son boîtier. Il s'agit du cas « tranquille » assurant la meilleure longévité au produit.

Il est cependant possible, au détriment de cette longévité, de travailler en charge rapide pour les besoins de la cause. On peut donc essayer de fournir l'intensité nominale pendant un peu plus d'une heure sans danger d'explosion. Par contre, administrer un courant supérieur pendant un temps court ne doit pas être tenté. C'est là l'affaire de professionnels équipés contre les déflagrations, et connaissant bien le sujet. Citons à titre d'exemple les chiffres que voici :

- Charge rapide : un quart d'heure à quatre fois l'intensité nominale.
- Charge ultra-rapide : 3 à 1 minute entre 20 et 60 fois cette valeur !

En résumé, nous conseillons au lecteur de ne pas travailler dans des temps inférieurs à une heure et de disposer plutôt d'un jeu d'accumulateurs permettant un cycle utilisation/recharge en temps adapté.

C) LES CAS SPECIAUX

Ce sont les accumulateurs à gaz (Gas-dicht) et les batteries au plomb pour moto ou voiture. Ceci n'est pas limitatif d'ailleurs.

Les premiers sont assez rares mais permettent des charges accélérées. Les batteries au plomb, de leur côté, n'aiment pas bien cette manipulation, et seront de préférence rechargées suivant les principes du Cadmium-Nickel.

Dans tous les cas, on préférera jouer la carte de la durabilité en prenant son temps. Le cas « rapide » devra rester exceptionnel, mais nous l'avons décrit pour compléter l'exposé.

2. — CE QUE DOIT ETRE LE CHARGEUR ELECTRONIQUE

A) AU MINIMUM

C'est une résistance calculée de telle sorte que le courant élevé qu'elle limite en début de charge soit tolérable par la batterie d'accumulateurs. Sur la **figure 1**, on voit qu'une diode est en circuit, c'est normalement celle de sortie du panneau solaire, et empêche les retours de potentiel sur les cellules.

B) AVEC UN REGULATEUR DE TENSION

C'est une solution imparfaite, mais souvent acceptable. Voir la **figure 2**. La limitation de débit est calibrée sur la valeur de courant de charge optimal, et le circuit limiteur intervient principalement en début de charge, lorsque l'appel est maximum. Le défaut de cette méthode est qu'il n'y a pas de régulation du courant, et la charge peut donc durer trop longtemps. Par contre, l'arrêt automatique est fournie en fin d'opération par la diode qui se bloque.

C) AVEC UN REGULATEUR DE COURANT

Le synoptique est montré en **figure 3**. Ce générateur à courant constant peut être un transistor FET ou un MOS de puissance, dont on aura réglé par avance la conduction (résistance drain-source). La charge

est bonne du fait du courant constant, mais se produit jusqu'à atteindre la tension du panneau solaire (aux quelques chutes près). Il y a donc risque d'overdose pour le groupe d'accumulateurs.

D) LA SOLUTION RAISONNABLE

Elle est montrée en **figure 4**. C'est la plus complète en ce sens que l'on fixe avec précision la tension de fin de charge d'une part, et le courant constant souhaitable d'autre part. Ce sera la solution retenue pour notre module.

E) AU-DELA DU RAISONNABLE

Ce sont les équipements sophistiqués qui peuvent gérer le régulateur de tension et courant. A partir de circuits à haute intégration, on peut établir un comptage horloger du temps écoulé, puis stopper l'opération après 14 heures de charge (exemple TMS 3874). Un transistor commutateur MOS ou bipolaire sera le commutateur nécessaire.

Enfin, on peut affiner encore le contrôle du régulateur avec un microprocesseur comme le TMS 1122 (4 bits) dont 1 sortie ou deux contrôleront les temps écoulés avec leurs switches, et les autres commuteront les résistances de programmation du régulateur afin de définir une charge variable très adaptée à des accus de prix élevé.

Bien d'autres techniques de gestion sont possibles, tels les voltmètres et ampèremètres de surveillance, les comparateurs à fenêtre, etc...

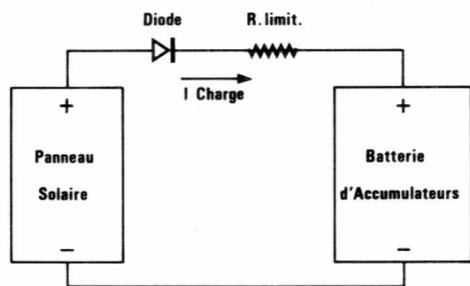


Figure 1 : Chargeur « minimum ».

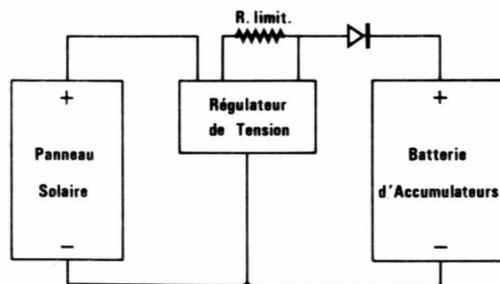


Figure 2 : Charge par régulateur de tension limité au courant de sortie.

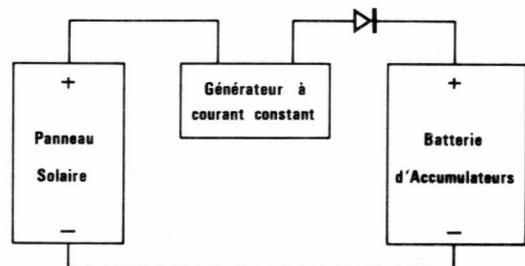


Figure 3 : Charge par régulateur de courant.

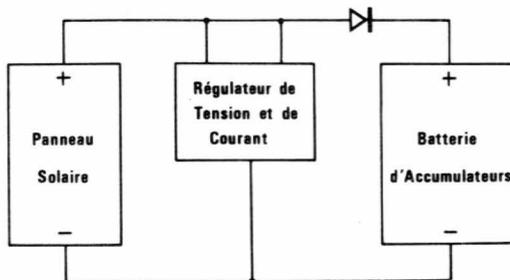


Figure 4 : La solution présentant le plus d'avantages.

3) LE SCHEMA DE PRINCIPE RETENU

Nous le proposons en **figure 5**. Il s'articule autour du populaire L 200 de SGS-ATES. Nous l'avons monté en régulateur de tension et courant programmable par potentiomètres. P₁ règle l'intensité et P₂ la tension de fin de charge.

Le fonctionnement est un peu particulier du fait de l'application. En effet, le L200 travaille en condition de limitation sur son détecteur de court-circuit, et ce, jusqu'à la fin de la charge, moment auquel la régulation de tension est opérationnelle. A ce moment, la diode D₃ se bloque et le courant s'annule dans le L200.

Un tel mode opératoire dispense donc de chronométrage et la recharge est assurée dans les meilleures conditions (pré-réglées). Les protections sont nombreuses et offrent une grande fiabilité au module. Par définition, le court-circuit est un régime normal pour ce montage, l'échauffement excessif est empêché par un délestage interne, le retour de potentiel bloqué par D₃ et, enfin, l'inversion de l'accu sur la sortie également prévue. A cet effet, nous avons monté R₄ qui limite le courant dans un branchement inverse accidentel. Dans ce cas uniquement, une LED rouge s'allume pour signaler l'erreur de raccordement en sortie.

En régime normal, le point le plus négatif du L200 vient à la masse par D₁. D₂ est placée dans le circuit de mesure pour compenser la perte d'insertion de D₁. Ces deux diodes sont reliées thermiquement. Ainsi leur comportement sera-t-il le même en température. Au point de mesure, pin 4,

on relève une tension de référence qui n'est plus de 2,77 V comme dans le montage traditionnel, mais de 3,4 V (environ). Simplement parce que la chute de tension directe de D₁ (0,7 V) s'ajoute à la référence normale.

Le montage permet de disposer avec les valeurs mentionnées d'un potentiel de fin de charge compris entre 3,4 V et 18,5 V. Pour la programmation, on retiendra la loi suivante :

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{P_2}{R_1} \right)$$

Soit en pratique la valeur du potentiomètre :

$$P_2 = 820 \frac{V_{OUT}}{2,77} - 1$$

Pour conclure sur le circuit de tension, nous observerons que la diode D₃ (protection anti-retour du L200) est comprise dans la boucle d'erreur, ce qui permet un contrôle automatique de ses variations thermiques. En effet, la tension est mesurée sur les bornes de l'accumulateur et donc le réglage initial de P₂ sera toujours suivi avec précision.

Concernant le courant, nous savons qu'il doit apparaître 0,45 V entre les pins 5 et 2 pour déclencher le circuit limiteur. Ainsi, la loi normale de calcul de la résistance est :

$$R_{limit} = \frac{0,45 V}{I_{limit}}$$

Or, nous souhaitons pouvoir régler par potentiomètre ce courant. Ainsi avons-nous créé une dérivation sur R₃, formée

par (R₂ + P₁). Si le curseur de P₁ est à fond du côté de D₃, le courant est minimum et quasiment déterminé par R₃.

Dans l'autre cas, on prélève une fraction de la chute de potentiel dans R₃ (si le curseur de P₁ est du côté de R₂). Les valeurs que nous proposons dans la nomenclature conviennent pour une plage de 8,5 à 105 mA (environ). Nous pourrions donc charger un accu 9 V avec la valeur minimum.

Enfin, le seul condensateur du montage est C₁, un tantale goutte, dont le rôle est de stabiliser le fonctionnement du L200. En sortie, nous n'avons pas cru bon de placer un condensateur de filtrage, il ne s'agit pas d'un montage Hi-Fi, et la charge s'en passe par nature.

4) LES MODIFICATIONS POSSIBLES EN U ET I

Elles concernent le cas d'accumulateurs de plus d'un ampère-heure, et de plus de 18,5 V. En théorie, le montage peut fonctionner avec 2 A de débit sous 36 V de sortie, ce qui correspond à un bloc de 36 V - 20 A. Mais ceci n'est plus de l'électronique solaire pour amateur.

Par contre, on peut avec les données du paragraphe précédent modifier P₂ pour un potentiel particulier. On peut aussi lui donner une valeur fixe, puisque c'est une résistance.

Pour des courants de plus de 100 mA, on réduira R₃ (de 68 Ω) à la valeur normalisée plus faible offrant le débit souhaité, mais en veillant à lui donner une puissance de 1 W au moins, car à fond, seule R₂ aura 0,45 V à ses bornes. Ce point est important.

Enfin, toutes ces modifications peuvent entraîner une puissance non négligeable dans le L200. On cherchera donc un radiateur pouvant évacuer :

$$P(L200) = (V_{in} - V_{out}) \times I_{charge}$$

Avec pour V_{out} la valeur au début de l'opération de recharge.

Faute de ces précautions, le disjoncteur thermique s'opposerait au déroulement normal de la recharge. C₁ sera placé tout près du L200.

5) LA REALISATION PRATIQUE

Elle est fort simple grâce au circuit imprimé proposé en **figure 6**. Il vous suffit de le reproduire par votre méthode habituelle (le stylo convient parfaitement). Notez qu'il peut être découpé au-dessus du L200 pour permettre un montage sur dissipateur important, le cas échéant.

Le module sera câblé selon la **figure 7**.

On montera deux diodes silicium ordinaires (1 N 914 ou 4148) pour D₁ et D₂. Si possible de la même fabrication, et on les rapprochera après soudure. Un soupçon de graisse silicone assurera la liaison thermique, et le tour est joué.

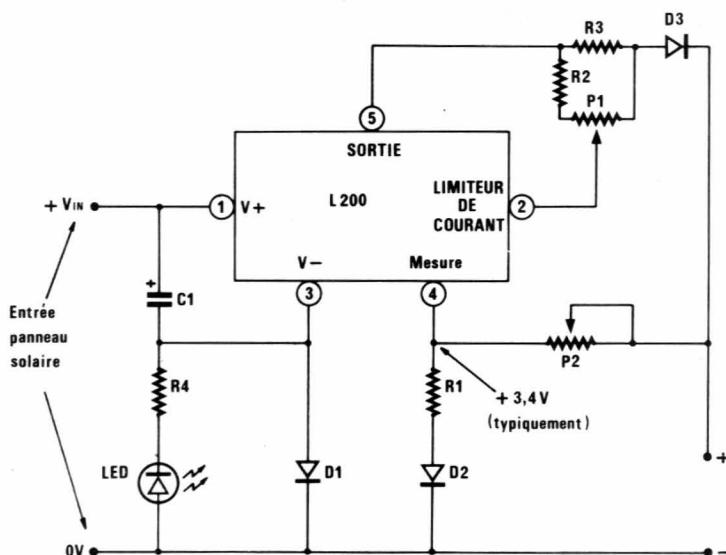


Figure 5 : Principe du chargeur solaire automatique.

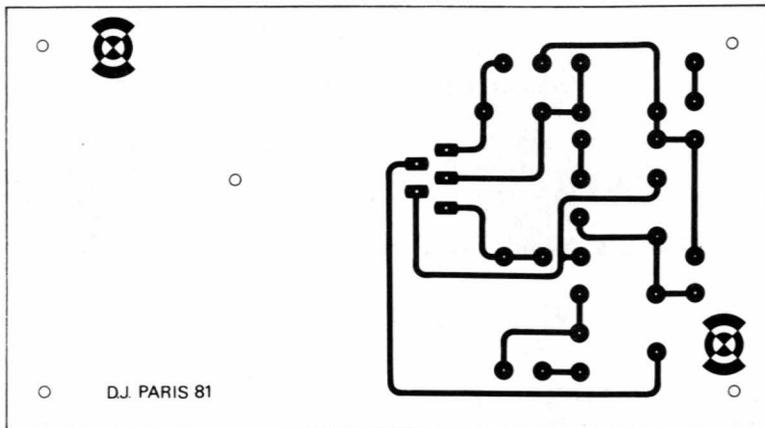


Figure 6 :

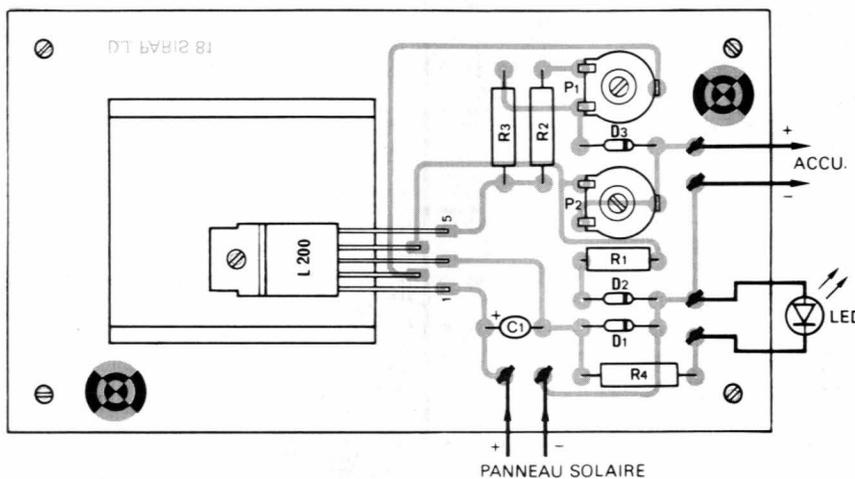


Figure 7 : Côté composants.

Si le chargeur devait être incorporé dans un petit coffret, nous conseillons de remplacer les ajustables P1 et P2 par des modèles pour panneau de même valeur. Il suffira de tirer les fils de liaison nécessaires, et le montage gagnera en présentation. Dans la même ordre d'idées, on complètera utilement l'appareil avec un vol-

tmètre et un ampèremètre à aiguille, pour surveiller et programmer la sortie au doigt et à l'œil. Ceci est montré en **figure 8**. La diode LED devra être bien évidente afin de ne pas autoriser la confusion de raccordement.

La **figure 9** indique le brochage du L200.

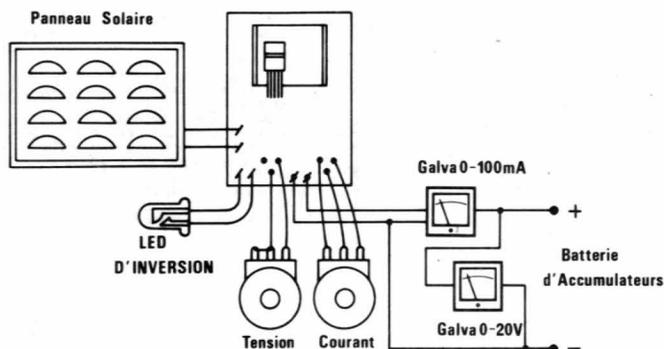


Figure 8 : Système complet de développement du chargeur.

1	Entrée non régulée
2	Limitation de courant
3	Masse (V)
4	Broche de mesure et correction
5	Sortie de puissance



Figure 9 : Brochage du L 200 CV ou TDA 0200 SP.

6) CONCLUSION

Un chargeur automatique de précision comme celui-ci n'est pas seulement utilisable avec des panneaux solaires. Ses qualités et son faible coût peuvent le désigner pour une application secteur où les puissances élevées sont possibles. Nous espérons avoir donné à cet exposé la clarté nécessaire à un développement personnalisé du module...

D. JACOVPOULOS

Nomenclature

Résistances

- R₁ = 820 Ω - 0,25 W
- R₂ = 39 Ω - 0,5 w
- R₃ = 68 Ω ;,5 W (voir texte)
- R₄ = 470 Ω - 0,5 W

Potentiomètres (voir texte)

- P₁ = 470 Ω
- P₂ = 4,7 kΩ

Condensateurs

- C₁ = 1 μF /35 V tantale goutte

Circuit intégré régulateur

- L 200 C (SGS-ATES)
- ou TDA 0200 SP (SESCOSEM)

Autres semi-conducteurs

- D₁ = D₂ = 1 N 914 ou 1 N 4148
- D₃ = 1 N 4001

Divers

- 1 LED rouge haut rendement LD 52 C (Siemens).
- Un radiateur dissipant 2 ou 3 W
- Un peu de graisse silicone
- 6 cosses-picot
- En supplément (voir texte) :
Un voltmètre 0-20 V
Un ampèremètre 0-100 mA.

S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à "RADIO PLANS"

C'est plus simple,
 plus pratique,
 plus économique.

C'est plus simple

un seul geste, en une seule fois,
 remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de RADIO PLANS

C'est plus pratique

chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue
 sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,
 sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

en la retournant à:
RADIO PLANS
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

ou en la remettant à votre marchand de journaux habituel.

Mettre une **X** dans les cases ci-dessous et ci-contre correspondantes:

Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de

Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de Frs par :

- chèque postal, sans n° de CCP
 chèque bancaire,
 mandat-lettre

à l'ordre de: RADIO PLANS

COMBIEN?

RADIO PLANS (12 numéros)

1 an 75,00 F France

1 an 115,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

RADIO PLANS

GRATUIT

catalogue-tarif 1981

Demandez-le !

Dans le cadre de son expansion, notre Société vous annonce son changement de domicile et vous prie de noter sa nouvelle adresse :

MEDELOR

TARTARAS

42800 RIVE DE GIER

tél: (77) 75 80 56

Tarifs en baisse
Capacité de stockage doublée
Effectifs doublés
Documentation commerciale périodique
automatique et gratuite

NOUVEAU



à Lyon:

RTC

LA BOUTIQUE ELECTRONIQUE

22, avenue de Saxe 69006 LYON

Métro: Foch. Tél. 852.77.62



Ouvert du lundi au samedi



9h-12h 14h-19h

TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES POUR
L'ELECTRONIQUE ET LA μ -INFORMATIQUE

Quelques exemples en stock:

CD4001: 2,40 - CD4011: 2,50 - CD4012: 2,90

TL081: 4,30 - NE 555: 3,40 - UA 7805: 7,70

SERVICE DE VENTE PAR CORRESPONDANCE

Prix fermes - Expéditions rapides

Envoi du catalogue contre 10 F.P.A.F.



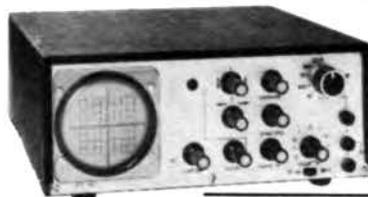
RÉPERTOIRE DES ANNONCEURS

BH ELECTRONIQUE	10-11	KEITHLEY	9
CEDITEL	14	KLIATCHKO	28
CIBOT	IV Couv.	LEXTRONIC	109
COMATELEC	113	LOISITEK	10-11
COMPOKIT	26	LRC	17
COMPTOIR LANGUEDOC	30-31	MEDELOR	113
LE DEPOT	17	MABEL	113
DRANCY EST ELECTR.	15	PENTASONIC	3-4-5
ELECTRO KIT	34	PERLOR	19
ELECTROME	104-105	RADIO CHAMPERRET	10-11
ELMIA	99	RADIO M.J.	7
ETSF	108	RADIO RELAIS	111
ETMS	22	REUILLY COMPOSANTS	12-13
EURELEC	8-18-20-107	ROCHE	23
EUROPE ELECTRONIQUE	21	SAGEM	47
FANATRONIC	32-33	SCHOP TRONIC	22
G.A.R.	19	SICERONT	16
HEATHKIT	114	SIEBER-SCIENTIFIC	19
HIFI STEREO	106	S.M. ELECTR.	22
INSTITUT ELECTRO RADIO	29	STAREL	24-25
INTER ONDES	69	SOGEFORM	III Couv.
INSTITUT PRIVE		TEKTRONIX	9
INFORMATIQUE	27	TOUT POUR LA RADIO	28
I.U.T.	111	UNIECO	II Couv.-6
ISKRA	14		

PROMOTIONS

OFFRE LIMITÉE

OSCILLOSCOPE KE 20 X «KING ELECTRONIQUE»



Du continu à 2 MHz.
B.T. relaxée de 10 Hz à
200 kHz

EN KIT TTC
910^F

TABLE

Comprenant : 1 alimentation de 3 à
15 V, 2,5 A.

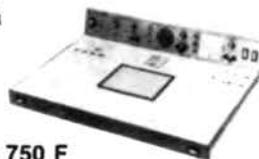
Lecture sur galvanomètre.

Générateur BF :

200, 400, 800, 1600 Hz.

H.P. : 4 ohms, 1 W.

en «ORDRE DE MARCHÉ» TTC : 750 F



Les deux appareils TTC : 1 500 F

Franco de port

Documentation détaillée sur demande

Catalogue général 280 pages 15 F, remboursable

SOCIÉTÉ NOUVELLE

Mabel
electronic

35, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél. 607.88.25 - 607.83.21

L'assistance

Monter soi-même son système d'alarme, son ordinateur complet, son matériel de radio-amateur, sa chaîne Hi-Fi...

Complexe ? Peut-être. Mais HEATHKIT vous aide !

Dès l'arrivée du colis, tout est clair : pièces au grand complet, bien classées sous un étiquetage précis. Et avec les pièces, toute une documentation facile à comprendre - et qui ne laisse rien dans le flou : manuels de montage "pas à pas", plans très explicatifs.

Vous avez quand même un problème ? Rendez-vous dans un centre Heathkit-Assistance... ou simplement au téléphone. L'un de nos ingénieurs vous donnera ses conseils personnels.

Le succès. Seul Heathkit garantit votre réussite. Si votre montage "résiste" un peu trop, nous le mettrons au point nous-mêmes. C'est l'Assurance-Succès !

Le choix. Un catalogue Heathkit, "c'est autre chose". Tous les 3 mois, 150 appareils différents sur 60 pages pleines de couleurs - et uniquement des produits de qualité professionnelle. Vous n'avez pas encore le catalogue de ce trimestre ? Demandez-le vite !



il y a KIT & HEATHKIT®



CENTRES HEATHKIT ASSISTANCE :

Paris 75006 : 84 bd St-Michel

Tél. : (1) 326.18.91.

Lyon 69003 : 204 rue Vendôme

Tél. : (7) 862.03.13.

Aix-en-Provence : 26 rue Georges Claude -

13290 Les Milles - Tél. : (42) 26.71.33.

Lille 59800 : 48 rue de la Vignette

(Place Jacquart). Tél. : (20) 57.69.61

VIENT DE PARAÎTRE
LE CATALOGUE

HEATHKIT

hiver 80-81



ADRESSER CE BON :

Pour la France, à : HEATHKIT, 47, rue de la Colonie - 75013 Paris.

Pour la Belgique, à : HEATHKIT, 737/B7 chaussée d'Aisemberg - 1180 Bruxelles.

Je désire recevoir votre catalogue hiver 80-81.

Je joins 2 timbres à 1,40 F pour participation aux frais.

Nom _____

N° _____ Rue _____

Code Postal _____ Ville _____

RP-B-1

Découvrez chez vous le monde de demain



1 Kit d'autoformation
+
6 Kits pour créer

La nouvelle électronique et ses kits!

1 **kit d'autoformation** pour réaliser toutes les expériences du guide pratique et apprendre le fonctionnement de tous les composants

1 **déclencheur photo électrique** et un rayon lumineux commandera automatiquement vos appareils électriques

1 **émetteur radio** et communiquer à distance avec un interlocuteur invisible

1 **détecteur de température** et chasser les gaspils en restant toujours à bonne température

1 **minuterie** et prévoir la mise en route ou l'arrêt de tout appareil électrique

1 **antivol avec sirène** et vous protéger de tout visiteur inopportun

1 **relais commande 220 V** et faire la liaison entre vos montages et vos appareils électriques

Pour vous donner le plaisir de bricoler avec succès, une équipe de techniciens a créé pour vous ces 6 KITS de qualité, accompagnés de leurs fiches de montage précises et détaillées et de tout le matériel professionnel nécessaire



L'ELECTRONIQUE comment?

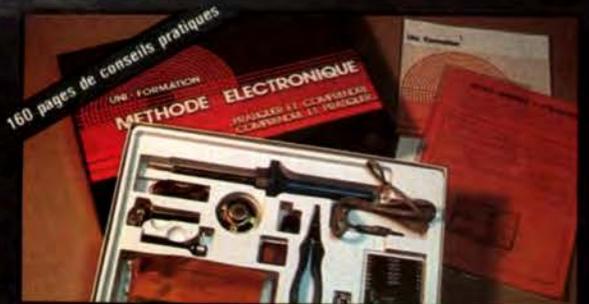
En apprenant Nous vous assurons une parfaite connaissance des principes de l'électronique grâce au kit d'autoformation et au guide pratique illustré de l'Electronique (160 pages). Ainsi en peu de temps vous pouvez acquérir l'habileté des professionnels et aborder vos kits pratiques avec une facilité étonnante.

En créant Vous mettez en pratique vos nouvelles connaissances, lecture des schémas, montages des circuits. Tout vient sans problème, vous êtes maître de votre savoir et vous le prouvez!

Très rapidement, vous avez le plaisir de voir fonctionner le kit que vous avez vous-même monté et il y en a 6 que vous pouvez combiner grâce au Kit relais!

Attention: Dans le coffret tout est fourni pour que vous puissiez faire fonctionner en même temps vos 7 kits (et le matériel est prévu en quantité suffisante!). Vous n'avez pas à démonter un kit pour construire le suivant

Comprendre en créant! Vous voyez notre méthode est simple... Vous ne pensez pas que c'est comme cela qu'on pénètre vraiment le monde de l'Electronique?



Allo Kits
commande
(35) 71.70.27

Dans un superbe coffret livré chez vous...

● 7 Kits électroniques complets...

1 kit d'autoformation, 1 déclencheur photo électrique, 1 émetteur radio, 1 détecteur de température, 1 minuterie, 1 antivol avec sirène, 1 relais commande 220 V

● Les fiches détaillées et le matériel technique de montage...

1 fer à souder, de la soudure, 1 pince plate

● Le guide pratique de l'électronique...

Offre
d'examen
gratuit

à retourner à UNIFORMATION METHODE
3000 X 76025 ROUEN CEDEX



NOM Prénom

Profession Age n° tél.
(facultatif) (facultatif) (facultatif)

Adresse

Code postal VILLE

Je désire recevoir pour un examen gratuit de 15 jours
Le coffret complet comprenant:
■ Le guide pratique de l'électronique
■ Les 7 Kits. L'outillage spécial électronique.

A réception, je ne paierai que les frais d'envoi et le recommandé soit 20 francs.
Si au terme des 15 jours, je n'étais pas entièrement satisfait, je vous renverrai l'ensemble dans son emballage d'origine et je ne vous devrai plus rien.
Si au terme de l'essai, je souhaite garder la méthode, je payerai le solde:
soit au comptant 580 F (prix total 580 F + 20 F déjà payés = 600 F)
soit en 2 mensualités de 290 F (prix total 580 F + 20 F déjà payés = 600 F)

Signature

UNIFORMATION METHODES - 3000 X 76025 ROUEN CEDEX

Pour Canada, Suisse, Belgique: 1, quai du Condraz 4020 LIEGE

TOM DOM et Afrique documentation spéciale par avion

TELEQUIPMENT



D 32

• **Type D 32**
 2 voies, 10 MHz.
 Batteries incorporées.
Prix avec 2 sondes TP2 6 160 F
 Pour cet appareil, prévoir un délai.



D 67 A

• **Type D67 A. Double trace. 25 MHz**
 Surface utile de l'écran : 8 x 10 cm.
 Double base de temps.
 Sensibilité : 10 mV à 50 V/cm.
 Précision de mesure : 3 %.
 Balayage retardant, retardé et déclenché.
 Post-accelération 10 kV.
Prix avec 2 sondes TP2 9 580 F



DM 64

• **Type DM 64**
 2 voies, 10 MHz. Modèle à mémoire.
 Sensibilité 1 mV.
Prix avec 2 sondes TP2 12 800 F



Série D 1000

SÉRIE D 1000
 Caractéristiques communes :
 • Ecran rectangulaire 8 x 10 cm.
 • Vitesse 0,2 s à 40 ns/Division en X5.
 • Déclenchement automatique normal TV lignes et trames intérieur et extérieur. Entrée X.
 • Alimentation 110 et 220 volts. Poids : 8 kg.

• **D 1010**
 2 x 10 MHz. Sensibilité 5 mV à 20 V/Division.
Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 3 540 F

• **D 1011**
 2 x 10 MHz. Sensibilité 1 mV à 20 V/Division.
Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 3 890 F

• **D 1015**
 2 x 15 MHz. Sensibilité 5 mV à 20 V/Division.
Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 4 470 F

• **D 1016**
 2 x 15 MHz. Sensibilité 1 mV à 20 V/Division.
Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 5 110 F

HAMEG



HM 307/3

• **HM 307/3. Simple trace - Écran Ø 7 cm. AM-PLI Y :** simple trace DC 10 MHz (-3 dB)
 Atténuation d'entrée à 12 positions ± 5 %.
 De 5 mV à 20 V/Division. Vitesse de 0,2 s à 0,5 µs.
 Testeur de Composants incorporé.
Prix avec 1 cordon gratuit 1 590 F



HM 312/8

• **HM 312/8 - AMPLI V :** Double trace 2x20 MHz à 5 mV/cm. Temps de montée 17,5 ns. Atténuateur : 12 positions. Entrée : 1 M/30 pF.



HM 412/4

• **AMPLI X :** de 0 à 1 MHz à 0,1 V/cm. B. de T. de 0,3 s/cm à 0,3 micro/s en 12 positions. Loupe électronique x 5.
SYNCHRO INTER. EXTER. T.V. : Générateur de signaux carrés à 500 Hz 2 V pour étalonnage.
Équipements : 34 transistors, 2 circuits intégrés, 16 diodes, tube D 13 - 620 GH. alim. sous 2 kV. Secteur 110/220 V - 35 VA. Poids : 8 kg.
 Dim. : 380 x 275 x 210 mm.
Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 2 440 F



HM 512/8

• **HM 412/4 - Double trace. Écran de 8 x 10 cm 2x20 MHz. AMPLI Y :** DC 15 MHz (-3 dB). Atténuateur d'entrée 12 positions ± 5 %.
AMPLI X : déclenché DC 30 MHz. Balayage en 18 posit. Alim. stabilisée. Retard de balayage. Rotation de Traces.
Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 3 580 F
 (Pour cet appareil, prévoir un délai.)

• **HM 512/8 - 2x50 MHz - Double trace. 2 canaux DC à 50 MHz, ligne à retard. Sensib. 5 mVcc-20 Vcc/cm. Régl. fin 1 : 3. Base de temps 0,5 s-20 ns/cm (+x5). Déclenchement 1 Hz à 70 MHz, +/-, touche TV. Fonction XY sur les 2 canaux av. même calibration. Sommatibn des deux canaux. Différence par inversion du canal I. Dim. de l'écran 8x10 cm. Accél. 12 kV, gratulice lumineuse.
Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 5 830 F
 (Pour cet appareil, prévoir un délai.)**

VOC - TRIO

(KENWOOD)



VOC 5

• **OSCILLOSCOPE (Made in Japan) UN EXCELLENT APPAREIL TRÈS SOIGNÉ**
 2 traces du continu à 15 MHz.
 Tube de 13 cm. Réticule lumineux.
 Entrée différentielle. Synchro TV lignes et trame.
 Base de temps de 0,5 s à 0,5 µs.
 Entièrement transistorisé.
 Fonctionnement en mode X-Y. Loupe X5.
Livré avec 2 sondes combinées 1/1 et 1/10 3 700 F



OC 975

CENRAD NOUVEAU! OC 975
 Double trace 2 x 20 MHz
Prix de lancement 2 950 F

metrix

• **OX 712 B 2x15 MHz**
 Tube avec post-accelération de 3 kV du continu. Sensibilité 1 mV/cm.
 Possibilité de synchro au-delà de 40 MHz.
 Fonction X-Y. Addition et soustraction des voies.
 Réglages progressifs des gains et vitesses.



OX 713

GARANTIE 2 ANS
Prix 4 500 F

• **OX 713 2x10 MHz**
Prix 3 822 F

sinclair



NOUVEAU : OSCILLO SC 110

Dimensions de l'écran : 32 x 26 mm.
 Bande passante : DC à 10 MHz. ± 3 dB à 1 div.
 Sensibilité 10mV/div. à 50 mV/div. en 12 positions.
 Alimentation par piles (option batterie rechargeable + bloc secteur chargeur)
Prix 1 950 F

elc

PROMOTION SC 754
 0 à 12 MHz 5 mV
PORTABLE



Base de temps déclenchée avec relaxation automatique en l'absence de signal étalonnée de 1 µs à 5 ms en 12 positions.
 Synchronisation : positive ou négative en interne ou externe séparateur T.V.I. et T.V.L.
 Tube rectangulaire D 7201'GH.
 180 - 75 - 300 mm. Masse 3,5 kg. **Prix 1 700 F**

SD 742. Sondes combinées 1/1 et 1/10 190 F
 Sonde 1/1 TP1 148 F
 Sonde 1/10 TP2 163 F
 Traceur de courbes 987 F

HAMEG
 HZ 20. Adaptateur BNC Banane 47 F
 HZ 22. Charge de passage (50 Ω) 88 F
 HZ 30. Sonde atténuatrice 10 : 1 88 F
 HZ 39. Sonde démodulatrice 111 F
 HZ 32. Câble de mesure BNC. Banane 52 F
 HZ 33. Câble de mesure BNC-HF 52 F
 HZ 34. Câble de mesure BNC-BNC 52 F
 HZ 35. Câble de mesure avec sonde 1 : 1 106 F
 HZ 36. Sonde atténuatrice 10 : 1/1 211 F
 HZ 37. Sonde atténuatrice 100 : 1 258 F
 HZ 38. Sonde atténuatrice 10 : 1 (200 MHz) 294 F
 HZ 43. Sacoche de transport (312, 412, 512) 211 F
 HZ 44. Sacoche de transport (307) 129 F
 HZ 47. Visière 47 F
 HZ 55. Testeur de semi-conducteurs 211 F
 HZ 62. Calibrateur 2 110 F
 HZ 64. Commutateur (4 canaux) 2110 F

CENRAD

NOUVEAU! OC 975

Double trace 2 x 20 MHz
Prix de lancement 2 950 F

« PC 1211 » SHARP « MZ-80 K »



Ordinateur de poche utilisant le langage BASIC. Traite des calculs complexes. Affichage avec matrice à points jusqu'à 24 chiffres avec affichage flottant. Capacité de programme 1424 pas. 26 mémoires avec protection. Programmes et données peuvent être gardés sur magnéto.
 Avec interface pour magnéto. à K7 1390 F

Ordinateur personnel MICROPROCESSEUR Z80
 Basic étendu 14K. Rom 4K. Mémoire 20K RAM, extensible jusqu'à 48K. Permet de programmer par exemple : vidéo, jeux sportifs, échecs, programmes musicaux, etc.
 Comptabilité : calculs complexes, analyse de statistiques, etc.
Prix 6 900 F Documentation sur demande



• Extension 12K 780 F
 Unité double de Floppy disques 9 800 F
 Panier Interface comprenant alimentation et place pour 5 interfaces NC
 Plaque Interface Floppy 1 050 F
 Câble Floppy NC

• Extension 28K 1 500 F
 Master disquettes NC
 Imprimante SHARP : 80 caractères-ligne, 40 caractères élargis, 226 caractères imprimables, 1,2 ligne/sec 6 700 F
 Interface imprimante NC

En démonstration 12, rue de Reuilly, 75012 PARIS

DEMANDEZ LE NOUVEAU CATALOGUE DECEMBRE 1980
 182 pages abondamment illustrées de COMPOSANTS ELECTRONIQUES, PIÈCES DETACHÉES et APPAREILS DE MESURES (contre 20 F)

BON A DÉCOUPER (ou à recopier)
 et à adresser à CIBOT, 3, rue de Reuilly, 75012 Paris.

Nom Prénom

Adresse

Code postal Ville

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

POSSIBILITÉS DE CREDIT (CREG et CETELEM) de 3 à 21 mois selon désir et réglementation en vigueur.

A PARIS : 3, rue de Reuilly, 75012 - Tél. : 346.63.76 (lignes groupées)
 Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

A TOULOUSE : 25, rue Bayard, 31000. Tél. : (61) 62.02.21
 Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 19 heures sans interruption, sauf dimanche et lundi matin.

EXPÉDITIONS RAPIDES PROVINCE ET ÉTRANGER