

RADIO PLANS

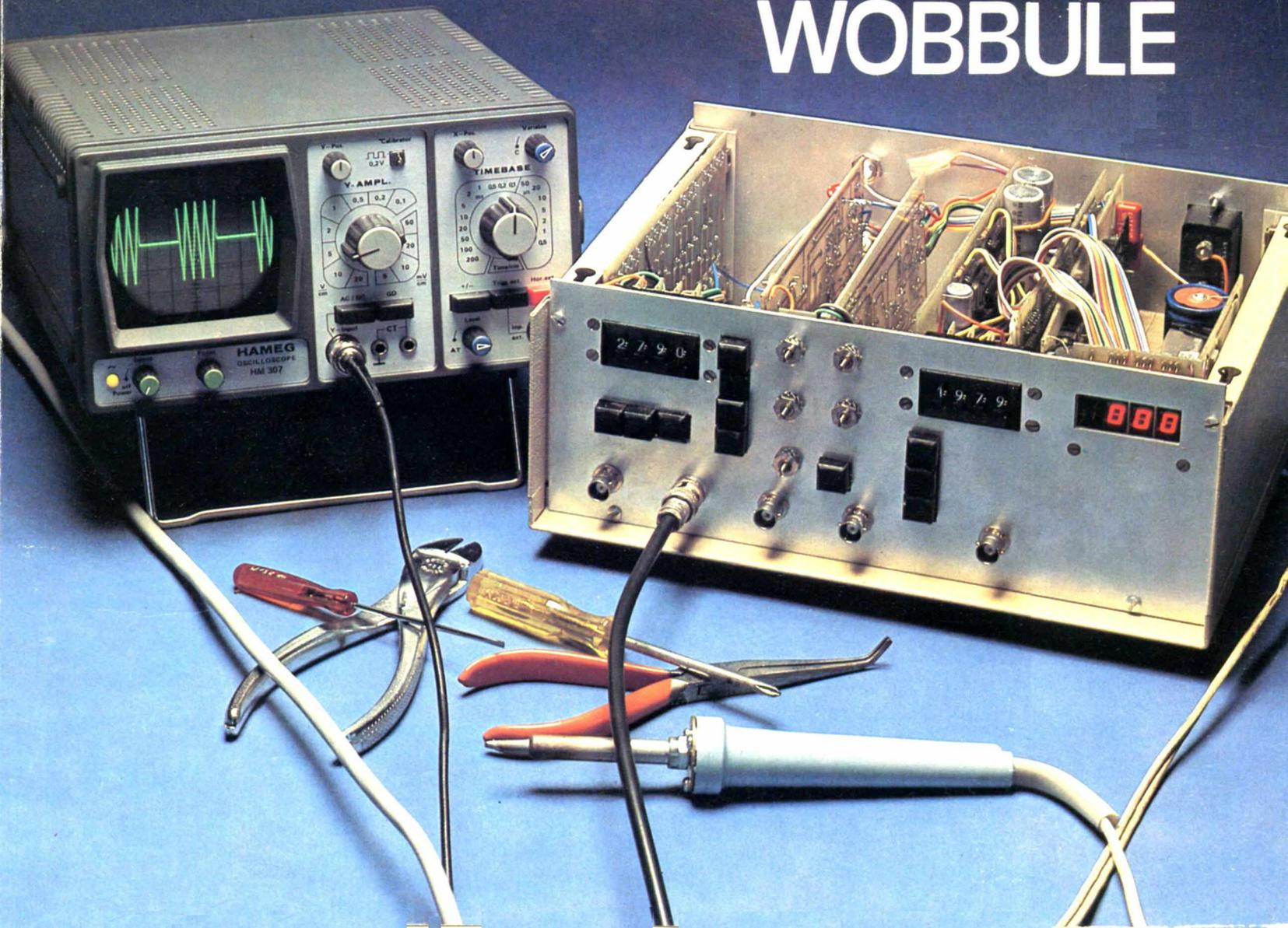
Journal d'électronique appliquée - n° 385 Décembre 1979

Sommaire détaillé page 43

6f.

UN GÉNÉRATEUR BF WOBBULÉ

Suisse : 3.00 FS - Can. : \$1.35 - Espagne : 125 Pesetas - Tunisie : 700 Mil. - Algérie : 6 Dinars - Italie : 1700 Liras - Belgique : 49 FB



CARTE BASIC

Cette carte, conçue pour augmenter les possibilités de votre système 6800, dispose de 4 K Octets de Ram et de 8 K Octets de ROM.

- * Basic étendu travaillant sur 9 décimales en virgule flottante.
- * Gestion de deux interfaces série et d'une interface parallèle.

Carte Basic TTC **1 820 F**

INTERFACE VIDEO

Le temps de travail de votre processeur est précieux, ne le gaspillez pas à gérer votre mémoire d'écran. Disposant d'une mémoire de page de 1024 caractères, cette carte permet le dialogue entre vous et votre système. La gestion en est assurée par un circuit LSI du type SFF 9636 H. Un manuel détaillé vous fournira toutes les indications nécessaires au montage et à la mise en service de cet ensemble.

- Entrée parallèle pour la gestion du clavier.
- Entrée sortie série travaillant à 1200 Bauds.
- 1024 caractères par page (16 lignes de 64 caractères).
- Sortie vidéo composite 1 V
- Standard ASC II

Prix en kit avec schémas et manuel TTC **1 512 F**

IMPRIMANTE 80 COLONNES (MOD. 779) CENTRONIC

- Papier normal, non métallisé.
- Impression d'un original et de plusieurs copies.
- Vitesse de transmission ajustable.

Prix avec entrée parallèle . **9 985 F**

VEZ AVEC VOTRE CAHIER DES CHARGES

Nous sommes à même de réaliser des logiciels d'application pour vous. Faites nous parvenir une étude détaillée de votre problème ; nous vous établirons un devis sans engagement de votre part.

MONITOR VIDEO

Pour l'affichage alphanumérique ou graphique,

- Moniteur vidéo haute résolution.
- Ecran de 31 cm.
- Luminophores verts à persistance moyenne.
- Signal vidéo composite, ou entrée synchro extérieure.
- Distorsion inférieure à 2 %.
- Bande passante 15 MHz.

Prix TTC **1 950 F**

MK II

Le système le plus souple du marché.

- Microprocesseur 6800.
- Interface K7, clavier hexadécimal.
- Interface parallèle disponible utilisateur.

Votre MK II, par l'adjonction d'un moniteur PENTABUG (présenté sous la forme de 2 x 2708), d'une interface série supplémentaire, d'une interface vidéo et d'un clavier alphanumérique, devient alors la base d'un système performant.

En vous équipant d'une carte Basic, vous vous ouvrirez des horizons nouveaux (calcul, jeux, etc.).

MK II complet documentation **1 912 F**
 Moniteur PENTABUG **294 F**
 Clavier **980 F**
 Interface Vidéo **1 580 F**

CLAVIER

Sophistiqué comme un microprocesseur.

- Touches capacitives (pas de mécanique).
- Gestion par µP GI.
- Alimentation 5 V.
- Code ASCII //.

980 F TTC

PROTEUS III

Nous vous présentons un nouveau modèle, le III E. Associé à un terminal vidéo, une imprimante, et un modem, il va devenir votre outil de travail.

- Microprocesseur 6800 MOTOROLA.
- 32 K Octets de mémoire Vive.
- 3 unités de disques souples gérés en accès direct mémoire (480 K octets).
- Sortie série à 9600 Bauds pour console.
- Sortie série ajustable de 50 à 9600 Bauds pour Imprimante.
- Sortie série ajustable de 50 à 9600 Bauds pour Modem.

Pour la réalisation de vos applications, il est fourni un logiciel système souple et performant

Proteus III E, Operating System, Basic disque Etendu. TTC **30 575 F**

Proteus Print, imprimante 80 colonnes avec interface série. TTC ... **11 099 F**

INFOTON

Vous avez besoin d'un terminal performant, nous vous proposons un terminal intelligent. Géré par processeur Z80, affichage de 24 lignes de 80 caractères.

Gestion complète du curseur avec possibilité de tabulation automatique.

Vidéo inverse, surintensité caractère par caractère. Recopie entière ou partielle de la page visualisée sur imprimante.

Clavier numérique séparé, verrouillage du clavier.

Prix TTC **6 750 F**

AIM 65

Une unité centrale, un clavier alphanumérique, une visualisation pratique, une imprimante, une interface télétype, une gestion efficace de l'ensemble du système par le moniteur, voilà ce que l'on peut demander à un système de développement. AIM 65 est livré monté et testé. En lui adjoignant une alimentation peu coûteuse, il est immédiatement opérationnel.

- Microprocesseur ROCKWELL 6502 fonctionnant à 1 MHz (13 modes d'adressage, 56 instructions).
- 1 K RAM (extension jusqu'à 4 K sur la carte).
- 8 K ROM (moniteur performant résident).
- Affichage de 20 caractères alphanumériques.
- Clavier 54 touches.
- Imprimante silencieuse 20 colonnes.

Prix TTC **3 134 F**

POUR DEVELOPPER VOTRE SYSTEME, NOUS VOUS PROPOSONS: Un BASIC 8 K, virgule flottante, 9 chiffres significatifs, UN ASSEMBLEUR.

BASIC. Prix TTC **940 F**
 Assembleur. TTC **790 F**

COMMODORE

Un système performant et économique : la famille CBM 3001.

Microprocesseur 6502
 Basic étendu résident
 16 K ou 32 K utilisateur
 Double unité de disque d'une capacité de 2 x 180 K Octets.

CBM 3016 (microordinateur 16 K) ... **8 170 F**
 CBM 3032 (microordinateur 32 K) ... **9 930 F**
 CBM 3040 double unité de disque . **10 990 F**

MICROSYSTEME 1

— Circuit imprimé **300 F**
 — Composants (sans 6844 utilisé pour les floppy) **2 195 F**
 — Clavier à effet capacitif .. **980 F**
 — ROM BASIC **1 152 F**
 — Coffret **495 F**
 — Carte floppy cablée-testée **4 585 F**
 — Carte contrôleur, cablée, testée **1 575 F**
 — Mécanique floppy double densité **2 100 F**

APPLE II

Sa réputation n'est plus à faire :

- Graphisme haute résolution en couleur.
- Basic étendu (Option apple soft).
- Interface K7.
- Deux entrées analogiques permettant le branchement de potentiomètres.
- Branchement aisé d'une ou plusieurs unités de disques souples (100 K Octets).

Apple II 16 K **8 345 F**
 Apple soft **1 460 F**
 Carte Sécam **1 150 F**
 Interface Floppy **4 460 F**
 Interface Imprimante **1 460 F**

EXTENSION MEMOIRE

16 K POUR APPLE II
 Prix TTC **820 F**
 Langage Pascal. TTC **3 381 F**

UNE IMPRIMANTE POUR VOTRE APPLE II,

- 40 caractères seconde impression bidirectionnelle.
- 96 caractères affichables, papier thermique ordinaire.
- Gérée par microprocesseur.

Imprimante TREND COM 100 avec interface Apple II TTC **3 880 F**

NOUVEAU !

COMPTABLES, DIRECTEURS, GÉRANTS. CECI VOUS INTÉRESSE...

SMOKE SIGNAL BROADCASTING

Microprocesseur 6800 travaillant à 2 MHz.
 32 K octets RAM statique.
 Moniteur résident 2 K octets.
 2 ports d'entrée sortie série.
 Double unité de disque 8 pouces double face.
 Totalisant 1 Méga. octet de mémoire.
 Logiciel disponible.
 Operating system gérant efficacement la mémoire de masse.
 Compilateur basic, étendu réduisant considérablement les temps d'exécution du programme utilisateur.
 BASIC : calcul 9 décimales virgule flottante possibilité de traitement de nombres hexadécimaux traitement de chaîne de caractères jusqu'à 65534 caractères. Formatage facilité par l'instruction « print-using ».

Prix TTC **32 928 F**

CRÉDIT

Les récentes modifications de la réglementation nous empêchent de vous donner des renseignements plus précis mais PENTASONIC étudiera avec vous les meilleures conditions et vous offre de nouveau 6 mois de crédit gratuit.

VENTE A CREDIT

(suivant législation en vigueur)

Pour l'ouverture de votre dossier il suffit simplement d'une carte d'identité et d'une fiche de paye. Votre demande de crédit peut être acceptée immédiatement.

CREDIT PAR CORRESPONDANCE

Vous nous envoyez photocopie de votre carte d'identité et d'un bulletin de paye ainsi que le type de l'appareil choisi et la durée du crédit désiré. Un dossier rempli vous sera retourné pour accord sous 24 heures.

VENTE PAR CORRESPONDANCE

VOS APPAREILS EN 48 heures MAXIMUM sinon nous vous remboursons les frais de port TELEPHONEZ ou ECRIVEZ

Joignez le paiement à la commande (+ 53 F) contre remboursement 78 F Nos appareils voyagent aux risques et périls de PENTASONIC

PENTASONIC

SERVICE CORRESPONDANCE : 331.56.46 - 10, bd ARAGO, 75013

SUR LE PONT DE GRENELLE ☎ 524-23-16 5, rue Maurice-Bourdet - 75016 PARIS Autobus : 70-72 (arrêt MAISON DE L'ORTF). METRO : Charles-Michels

AUX GOBELINS ☎ 331-56-46 10, boulevard Arago - 75013 PARIS METRO Gobelins

sommaire

IDEES 103 Presse internationale
112 Initiation aux VMOS

MONTAGES PRATIQUES 44 Générateur BF wobblable (1^{ère} Partie)
64 Convertisseur 12/220 V
90 Générateur d'impulsions
108 Récepteur 80 MHz

TECHNOLOGIE 70 Synthétiseur haute fréquence
85 Régulateurs de tension intégrés

DIVERS 79 Caractéristiques et équivalences
des transistors
100 Mise au point sur un allumage
électronique
163 Répertoire des annonceurs

Ce numéro comporte un encart Eurelec numéroté 83-84

Notre couverture : La réalisation de ce générateur BF wobblé, aux multiples fonctions fort utiles dans le laboratoire, ne saurait être entreprise vue sa complexité que par des amateurs confirmés. Cliché **Max Fischer**.

ont participé à ce numéro

Ph. Arnould, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, F. Juster, A. Lefumeux, R. Rateau.

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

Courrier technique :
Odette Verron

Tirage du précédent numéro
105 000 exemplaires
Copyright © 1979
Société Parisienne d'Édition



Publicité : Société Parisienne d'Édition
Département publicité - **Mlle A. DEVAUTOUR**
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. 200.33.05

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **55 F** - Etranger : 1 an **70 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

QUELQUES KITS :

Emetteur FM HF 65 portée 8 km	41,00
Récepteur FM p. HF 65, réf. HF 375	51,50
Détecteur de métaux jusqu'à 70 cm pour UK 780	184,00
Ampli d'antenne AM-FM, HF 395	25,00

NOUVEAU TUNER RTC HI-FI MODULES ENFICHABLES

HAUTE SENSIBILITE	
TÊTE FM FD 1 F	146 F
TÊTE FM FD 11 hautes perform.	338 F
PLATINE FI/FM - LR 1740	98 F
PLATINE DECODEUR - LR 1750	105 F
PLATINE complète - LR 1760 pour LR 1740 - LR 1750 - FD 1 F	179 F

PROMOTION FIN DE SÉRIE KITS TABLES DE MIXAGE RTC

NL 7306. Préalim PU magnétique	150 F
NL 7412. Commande de vol. balance	140 F
NL 7410. Aliment. stab. 9 à 27 V, 0.2 A	120 F
NL 7314. Contrôle VU-mètre x 2	205 F
LR 7312. TUNER FM - 4 stations préréglées - sens. 1.8 µV	400 F
LR 7413. Module LR 7312 av. façade avant. VU-mètre et ébenisterie	550 F

NOUVELLE GAMME

RTC HAUT-PARLEURS HI-FI 4/8 Ω

	Bande passante	Puiss. watt	PRIX
TWEETERS			
— A dôme			
AD 0141-T	2 000-20 000	20	59,00
AD 0163-T	2 000-22 000	20	66,00
AD 1605-T	2 000-22 000	50	79,00
— A cône			
AD 2273-T	1 000-16 000	10	16,00

MÉDIUM			
— A dôme			
AD 0211-Sq	550- 5 000	60	148,00
— A cône			
AD 5060-Sq	400- 5 000	40	101,00

WOOFER			
AD 5060-W	50- 5 000	10	69,00
AD 7066-W	40- 3 000	40	102,00
AD 80601-W	40- 3 000	40	97,00
AD 80651-W	40- 5 000	50	114,00
AD 80671-W	30- 3 000	60	136,00
AD 1065-W	20- 2 000	30	156,00
AD 10100-W	20- 2 000	40	267,00
AD 12200-W	20- 1 500	80	269,00
AD 12250-W	20- 1 500	100	320,00
AD 12600-W	20- 2 000	40	157,00
AD 12650-W	20- 2 000	60	220,00

LARGE BANDE			
Double cône			
AD 5061-M	75-20 000	10	65,00
AD 7063-M	40-15 000	30	84,00
AD 7062-M	50-18 000	15	75,00
9710-M	45-19 000	20	167,00
AD 1065-M	50-16 000	10	148,00
AD 1265-M	40-18 000	20	157,00
AD 12100-M	40-13 000	25	292,00
AD 12100-HP	45-12 000	50	271,00

FILTRES			
ADF-1500	1 800	80	52,00
ADF 2000	2 000	20	45,00
ADF 2400	2 400	20	33,00
ADF 3000	3 000	80	36,00
ADF 600-5000	600-5000	40	77,00
ADF 700-2600	700-2 600	80	99,00
ADF 700-3000	700-3 000	80	99,00

Pour recevoir toutes caractéristiques et applications, doc. contre 3,60 F en timbres.

ENCEINTES EN KIT « AUDAX »

KIT 31 - 2 voies - 30 W - 8 Ω	250 F
KIT 51 - 3 voies - 50 W - 8 Ω	494 F

30 à 20 000 Hz. AVEC GABARIT POUR LE MONTAGE

AVEZ-VOUS VOTRE CARTE DE FIDÉLITÉ

Demandez-la, nombreux avantages.

VENTE PAR CORRESPONDANCE : Expédition à réception de mandat, chèque bancaire ou postal joint à la commande. Tous nos envois sont effectués en recommandé. MINIMUM D'ENVOI : 50 F. Pour vos commandes ne pas oublier d'ajouter les frais de port : jusqu'à 2 kg 13,40 F. Jusqu'à 5 kg 21,80 F. Au-delà de 5 kg tarif transporteur.

N'oubliez pas vos nom et adresse sur votre commande

Trimmer 10 tours 10 Ω à 1 MΩ 8,25 F

Fil de câblage, le m	0,40 F
câble blindé	2,50 F
Câble blindé x 2, le m	4,00 F
Fil et câble en nappe - nous consulter.	

Coffret + Façade pour Ampli. R 380	165,00 F
AK 250 pour BST	120,00 F

CONTROLE DE VOS MONTAGES VOLTMETRES AMPEREMETRES FERRO-MAGNETIQUES DE CLASSE 2.5



Forme carrée. Dimensions : 48 x 48 mm	
Tension 6 V, 15 V, 30 V, 60 V	46,00 F
150 V	49,00 F
300 V	64,00 F

Forme carrée. Dimensions : 48 x 48 mm.	
Calibres 100, 300, 500 mA	44,00 F
1, 3, 5, 10 A	44,00 F
Autres dimensions : 60 x 60 mm	
72 x 72 mm	Nous consulter

VU-mètre

Sensibilité 400 µA. Résistance 850 Ω. Hors tout : 64 x 70 mm. Cadran 64 x 46 mm. Echelle en dB verte et rouge sur fond noir.

Réf. U 65	54,00 F
Avec éclairage U 65 B	64,00 F

Sensibilité 400 µA. Résistance 850 Ω. Hors tout : 60 x 48 mm. Cadran : 60 x 22 mm. Echelle vu blanche et rouge en dB sur fond noir.

Réf. U 60	42,00 F
-----------	---------

Sensibilité 400 µA. Résistance 850 Ω. Hors tout : 64 x 46 mm. Cadran : 60 x 28 mm. Echelle en dB e ou — verte et rouge sur fond noir, graduation 0/100 %. Eclairage incorporé.

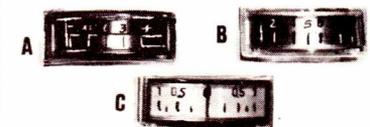
Réf. U 60 B	46,00 F
-------------	---------

Sensibilité 400 µA. Résistance interne : 850 Ω. Hors tout : 40 x 40 mm. Cadran : 38 x 21 mm. Echelle vu blanche et rouge en dB sur fond noir.

Réf. U 36 A	36,00 F
Autre cadran échelle noire graduée de 1 à 10, fond blanc. Réf. U 36 B	36,00 F

VU-METRE DOUBLE 400 µA - 850 Ω
Dimensions : cadran 43 x 35 mm
Dimensions extérieures : 82 x 42 mm
Eclairage par transparence

Réf. MIN 320	63,00 F
--------------	---------



A - Sensibilité 200 µA. Résistance 1 200 Ω. Hors tout 20 x 42 mm. Cadran 14 x 34 mm. Echelle en dB en noir, rouge, argent.

B - Sensibilité 100 µA. Résistance 1 200 Ω. Dimensions identiques modèle A. Echelle 0 à 10 noir sur fond argent.

C - Sensibilité 200 µA. Résistance 560 Ω. Dimensions identiques au modèle A. Echelle 1-10-1 en noir sur fond blanc.

Réf. MIP 600, mod. A, B ou C	28,00 F
------------------------------	---------

CONTROLEURS « ISKRA »

- UNIMER 1 - 200 kΩV alt. et continu. Ampli incorporé, protection par fusible et semi-conducteur. Prix 434 F
- UNIMER 3 - 20 000 ΩV continu - 4 000 Ω/4V altern. Protection par fusible et semi-conducteur. 281 F
- US 6 A - Protection par semi-conducteur. Prix 209 F

COFFRET EXPORT 80

« QUICK CIRCUIT »
VOTRE LABO DE TABLE



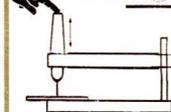
202 F TTC

- + Port 13,40 F
- COMPRENANT :
 - 1 PERCEUSE ELECTRIQUE réf. : R4 15 000 t/minute. Aliment. 9 à 14 V avec 3 mandrins.
 - 3 outils, 2 meules, 1 coupleur de piles.
 - 1 gomme détersive abrasive.
 - 1 bombe de vernis de protection.
 - 1 stylo marqueur DECON DALO 33 PC pour la gravure directe sur le cuivre.
 - 1 sachet de perchlorure de fer à dissolution rapide pour 1 litre.
 - 1 bac matière plastique sous forme de mallette.
 - signes transfert pour composants, circuits intégrés.
 - 3 plaques cuivrées, format époxy, 90 x 120.

LA NOUVELLE R4 EXCLUSIVITE DAP BIEN EN MAIN 15 000 T/MINUTE



Perceuse seule avec 3 mandrins 88 F
COFFRET : 9 outils + 3 mandrins + 1 coupleur de piles + R4 118 F
Alim. 68 F. Supp. 46 F. Flexible 40 F



NOUVEAU SUPPORT SENSITIF :

Réf. SR 4 S	120 F
-------------	-------

PERCEUSE 16 500 T/MINUTE

- 2 ampères TOUT METAL 154 F
- Support haute précision 154 F
- Outilage : forets de 0,6, 0,8, 1, 1,2, 1,5, 2, 2,5 mm. Pièce 3,60 F
- Meule abrasive cylindrique, conique 3,60 F
- Disque à tronçonner Ø 22 mm 4,00 F
- Disque scie (p. plastique et alu) 4,00 F
- Support de disque 4,00 F
- SCIE SAUTEUSE ADAPTABLE 98 F

MATERIEL pour REALISATION de CIRCUITS IMPRIMES

- PERCHLORURE DE FER en sachet pour 1 litre 14,00 F
- EPOXY simple face 9 x 12 cm 4,30 F
- 12 x 18 cm 8,60 F
- 18 x 24 cm 17,20 F

BAKELITE... même format.

RESINE PHOTOSENSIBLE pour reproduction en positif sur époxy ou bakélite 200 cm² 59,30 F - 75 cm² 28,20 F
Atomiseur Contact 100 % réussite.

VERNIS spécial pour protection des C.I. 160 cm² thermo-soudable 19,20 F
PASTILLES TRANSFERT (pour gravure directe) - Ø 1,6 - 2,5 - 3 et 4 mm. — la feuille 2,70 F
Pastille pour circuit intégré pas 2,54 2,70 F

ROULEAU TRANSFERT 18 m : 0,5, 0,8, 1, 1,6, 2, 2,5 mm 11,50 F

Feuilles de MYLAR (pas 2,54) pour insulation - PHOTOLYSE 9 x 12 cm 4,40 F

13 x 18 7,50 - 18 x 24 12,00 - 21 x 29 18,00

GOMME détersive et abrasive 11,50 F

STYLO pour C.I. Decon Dalo 19,00 F

BAKELITE et EPOXY PRESENSIBILISES

75 x 100 Bakélite 7,50 Epoxy 10,00

100 x 160 13,00 19,50

210 x 300 44,00 65,00

Garantie au stockage 18 mois

LAMPE LIGHT SUN p. insoler les films

revelé au format 300 x 570 29,50 F

REVELEUR pour résine photo-sensible.

Sachet pour 1/2 litre 3,60 F

MYLAR SENO phot. 210 x 300 mm 35,00 F

Révélateur et Fixateur pour mylar (utilisable pour 5 feuilles) 34,00 F

OUTIL A WRAPPER

avec coupe-fil 2 bobines

Promotion 195 F

FERS A SOUDER NOUVEAUTÉ

SEM - Crayon 15 watts subminiature.
C. Mos. (av. prise de masse) 67,25
Le même en 30 watts 68,00 F

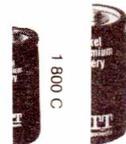
JBC Pulmatic avec apport de soudure
Prix 203,20 F

CRAYON A SOUDER JBC 15 W 75,90 F
Panne spéciale circuit intégré 124,40 F
Fer régulé 24 V, 15 ou 30 W 425,00 F
Repose-fer JBC 34,30 F
Pompe à dessouder embout téflon 72,80 F
Soudure étain 60/40 électronique
Tube 30 g, 5,80 F • Tube 100 g 14,70 F
Ø 8/10, le m 1,40 F

LUCIOLE 12 V - 100 mA, pour éclairage VU-mètre ou cadran 2,60 F
Ampoule à vis 12 V - 100 mVA 2,80 F

AMPOULE MINIATURE CONTACT REED

Série RI 20 R.T.C. Long. 15, Ø 2,8 mm, 0,5 A. Tension maxi 150 V. Prix 4,50 F
En cadeau avec chaque ampoule : un aimant correspondant.



PROMO : ACCUS RECHARGEABLES 1,2 V Cadm.-nick.

Ref.	1800 C	4000 D
Ø	26 mm	33 mm
I	1 800 mA	4 000 mA
Prix, l'une	29,00 F	49,99 F
Par 4, l'une	24,00 F	43,00 F

NOUVEAUTES RTC : AMPLIS HYBRIDES 30 et 60 watts

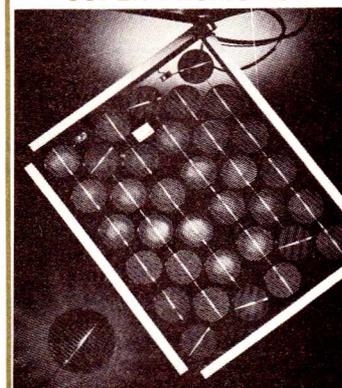
Livrés avec schéma complet - Implantation et dessin du CI à l'échelle 1.
30 watts 180 F • 60 watts 230 F

LA QUALITÉ RTC

CELLULES SOLAIRES 35 F
Ø 57 mm, 580 mA, 0,455 V
Par 10 290 F



PANNEAUX SOLAIRES *SUPER PROMOTION



PANNEAU DE 34 CELLULES. BPX 47 AN. Dim. ext. 468 x 365. Epaisseur 15 mm. Poids 2,4 kg. Tens. de sortie 15 V.

Puis. mini 9 W 1 350 FtTC

TESTEUR DE TENSION

4,5 V à 380 V = et à pointes de touche 64 F

NOUVEAU GRIP FIL MINIATURE, 6 couleurs, pièce 6 F

10, RUE DES FILLES DU CALVAIRE, 75003 PARIS

Métro : Filles du Calvaire. Tél. : 271.37.48 +

Ouvert tous les jours de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 heures. Sauf dimanche.

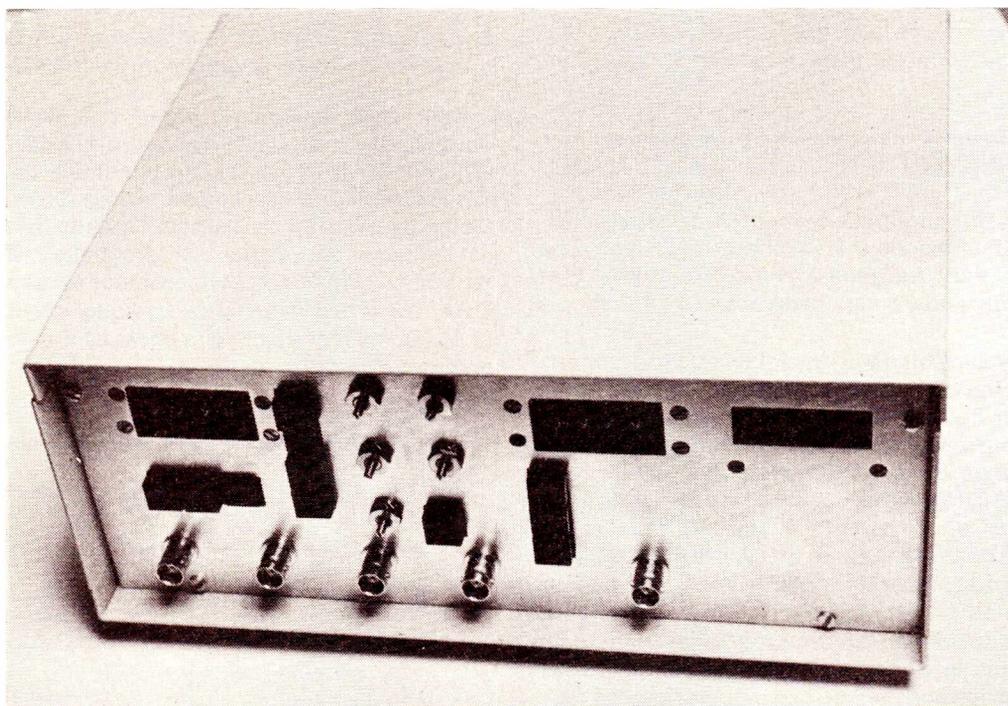


SYNONYME DE QUALITÉ

Montages pratiques

Tout laboratoire doit être équipé d'un certain nombre d'appareils de mesure si l'on veut qu'il soit opérationnel. L'oscilloscope peut être classé indispensable, viennent ensuite un grand nombre d'appareils de mesure qui facilitent la tâche de l'électronicien. Les générateurs de fonction, tels celui que nous décrivons dans ces pages, sont très utiles pour l'étude des systèmes linéaires.

Grâce à l'emploi de circuits intégrés générateurs de fonctions, il est possible de concevoir un grand nombre de modes de fonctionnement. La plus simple des applications est le générateur classique mais les essais en régime permanent n'apportent que peu de renseignements ; on songe donc au mode wobblé ou mieux au mode déclenché permettant d'obtenir des trains d'onde : « bursts ».



Générateur BF wobblable

10^{-3} Hz à 10^6 Hz (1^e PARTIE)

Le générateur réalisé est capable de fournir les formes d'onde correspondantes aux modes cités plus haut.

En utilisation classique sa fréquence est déterminée par un clavier et un bloc de roues codeuses. Le générateur délivre en outre une rampe qui pourra être réalisée pour commander une table traçante. Finalement, une sortie TTL et une sortie CMOS compléteront l'appareil.

Le fonctionnement déclenché peut être obtenu de deux manières ; interne par sélection et externe pas couplage avec un oscilloscope, le dernier mode est plus intéressant, le seuil de déclenchement, le nombre d'alternances, et la fréquence de répétition pouvant être choisis très simplement grâce aux commandes de l'oscilloscope à double base de temps commuté en mode retardé ou surintensifié.

Quel que soit le mode utilisé, trois formes d'onde sont disponibles : sinusoïdal, triangle et carré.

DESCRIPTION DU GENERATEUR ICL 8038

Le générateur ICL 8038 est un circuit intégré monolithique capable de délivrer des signaux sinusoïdaux triangulaires ou carrés simultanément. En agissant sur les éléments déterminant le rapport cyclique on obtient des rampes triangulaires ou des impulsions.

Peu de composants extérieurs sont nécessaires au fonctionnement du circuit intégré : deux résistances et un condensateur pour l'ajustage de la fréquence dans une large plage 10^{-3} Hz à 10^6 Hz — 9 décades — La stabilité vis-à-vis de la température est excellente. Le circuit peut être wobblé ou modulé en fréquence à l'aide d'une tension externe.

THEORIE DE FONCTIONNEMENT

Le schéma synoptique du générateur de fonction est représenté à la **figure 1**. Un condensateur extérieur C est chargé et déchargé par deux générateurs de courant. Le générateur de courant n° 2 est commuté par une bascule tandis que le générateur n° 1 fonctionne en permanence.

Supposons que la bascule soit dans un état tel que le commutateur K soit ouvert, le condensateur C est alors chargé par un courant I et la tension aux bornes du condensateur croît linéairement dans le temps. Quand cette tension atteint le seuil au comparateur 1 — $2/3 V_{CC}$ — la bascule change d'état et ferme le commutateur K. Le générateur de courant n° 2 débite un courant égal à $2I$ et le condensateur se décharge sous un courant I constant, la tension aux bornes du condensateur décroît linéairement avec le temps. Quand la tension atteint le seuil du comparateur n° 2 — $V_{CC}/3$ — la bascule revient à son état initial : K ouvert.

La tension aux bornes du condensateur est de forme triangulaire et en sortie de la bascule le signal est rectangulaire mais il est possible d'obtenir toutes les dérivées de ces deux formes en agissant sur les courants I et $2I$, donc sur le rapport cyclique : rampe montante, rampe descendante, impulsion. La tension sinusoïdale est créée en appliquant le signal triangulaire à un réseau non linéaire — convertisseur triangle — sinus — Ce réseau a une impédance série qui décroît lorsque le signal en triangle passe d'un extrême à l'autre.

ETUDE DU SCHEMA ELECTRIQUE

Le schéma électrique du 8038 est représenté à la **Figure 2**. Les générateurs de courants sont constitués par les transistors Q1 à Q13. Une tension de référence créée par le réseau $R_1 R_2$ est disponible broche 7 ; cette tension de référence est une fraction de la tension d'alimentation. Si on ne veut effectuer ni modulation de fréquence ni wobblulation, les broches 7 et 8 sont court-circuitées. Q1 est monté en émetteur suiveur afin que l'impédance sur la bro-

che 8 soit élevée. Deux transistors PNP, Q2 et Q3 reçoivent sur leur base le signal provenant de l'émetteur de Q1.

Dans ces deux transistors circule un courant déterminé par la tension base d'une part et la valeur des résistances d'émetteur — résistances extérieures — d'autre part.

Il faut noter que dans ce circuit il y a annulation des chutes de tension base-émetteur. La tension sur l'émetteur de Q1 est inférieure d'un VBE à la tension de référence mais les tensions sur les broches 4 et 5 sont supérieures d'un VBE à la tension sur l'émetteur de Q1. Donc les tensions sur les broches 8, 5 et 4 sont égales et les deux courants sont donnés par :

$$I = \frac{V_{CC} - V_{REF}}{R_{ext}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{V_{CC}}{R_{ext}} = \frac{0,2 V_{CC}}{R_{ext}}$$

Afin de permettre une large gamme de courants, les transistors NPN Q11 et Q5 ont été ajoutés pour former des montages équivalents à des PNP. De cette manière, chaque générateur de courant peut délivrer jusqu'à 10 mA.

Une faible partie du courant sert à la polarisation de Q2 et Q3 celle-ci étant effectuée par l'ensemble Q7 et Q8. La diode Q6 sert à éliminer les transitoires éventuels. Les deux comparateurs sont formés des transistors Q15 à Q22. Chaque comparateur est constitué par un double darlington différentiel. Les deux seuils proviennent du réseau diviseur de précision R8, R9, et R10 toutes trois égales.

Tant que la tension aux bornes du condensateur C est inférieure aux $2/3$ de la tension d'alimentation, la totalité du courant de la paire différentielle NPN passe dans Q17 et Q18. Lorsque la tension atteint $2/3 V_{CC}$, ce courant est commuté dans Q15 et Q16. Ceci débloque Q14, ce qui a pour effet de changer l'état de la bascule. Le phénomène est identique pour la paire différentielle PNP Q19 à Q22. Tant que la tension aux bornes du condensateur est supérieure à $1/3 V_{CC}$, seuls Q21 et Q22 sont conducteurs. Lorsque la tension atteint $1/3 V_{CC}$, Q19 et Q20 se mettent à conduire changeant ainsi l'état de la bascule au travers de Q29.

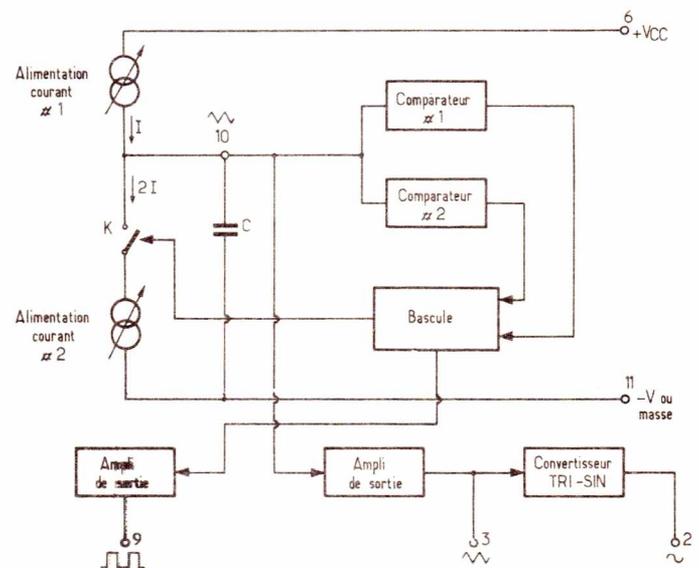


Figure 1

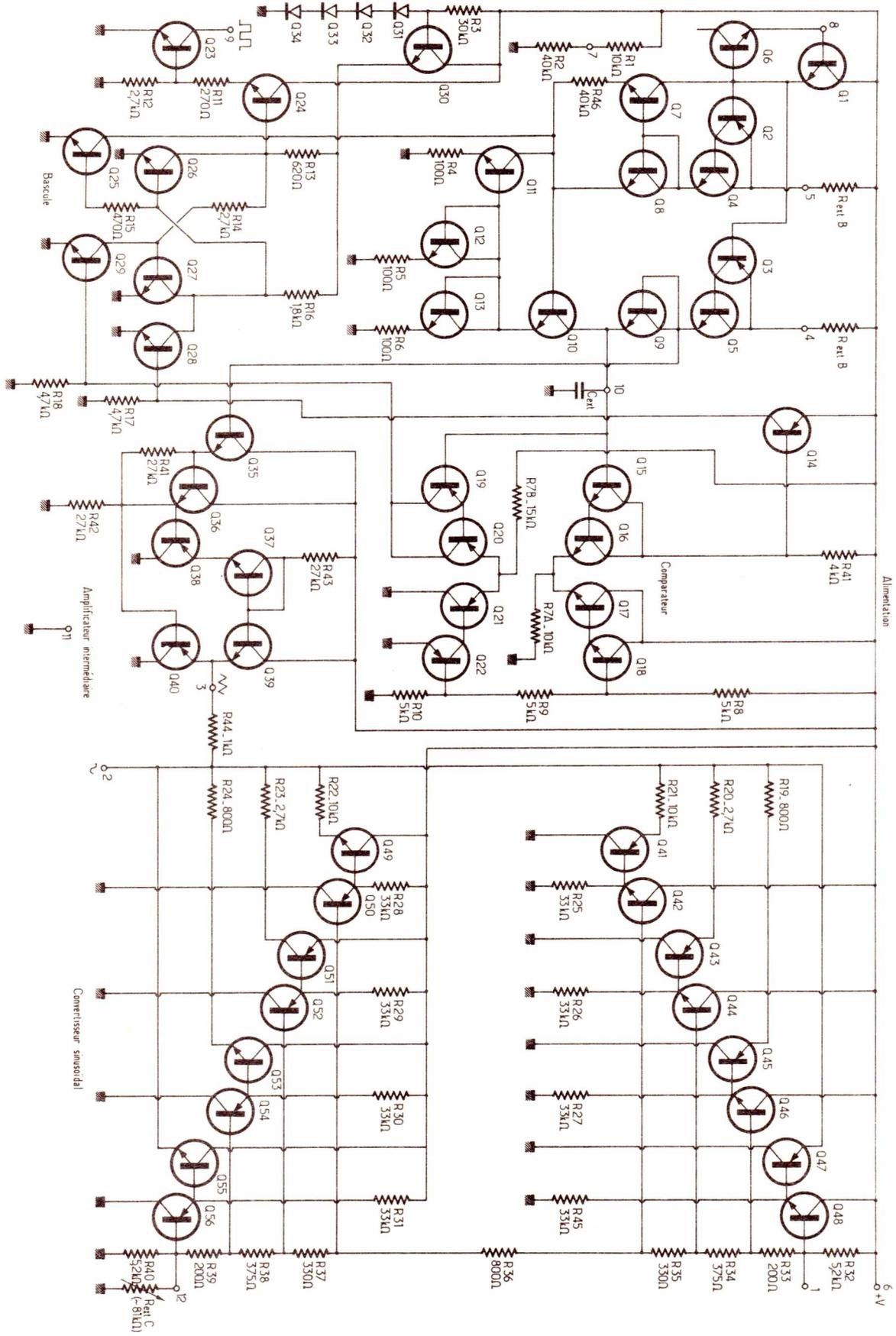


Figure 2

Les deux paires darlington confèrent au différentiel une grande impédance d'entrée de manière à ce que la capacité puisse être chargée par des courants très faibles. En outre, le faible courant d'entrée nécessaire au fonctionnement minimise l'erreur.

La bascule est constituée par Q₂₆, Q₂₇ et les résistances R₁₃, R₁₄ et R₁₆. Q₂₈ et Q₂₉ sont les éléments de déclenchements ; ils mettent alternativement la base et le collecteur de Q₂₇ à la masse, forçant ainsi le flip-flop à changer d'état. Le flip-flop fonctionne sous 2 V environ, la chute de tension étant effectuée par le réseau Q₃₀ à Q₃₄. Q₂₅ sert à commuter le générateur de courant n° 2. Q₂₃ et Q₂₄ forment l'étage de sortie du signal carré et Q₂₃ est à collecteur ouvert.

Q₃₅ à Q₄₀ constituent l'étage de sortie du signal en triangle. Le signal triangulaire est pris sur l'émetteur de Q₅, soit un VBE au-dessus de la tension du condensateur. Un émetteur suiveur darlington — Q₃₅, Q₃₆ — est utilisé pour fournir une impédance élevée. Ainsi sur l'émetteur du Q₂₆ la tension du signal est un VBE en dessous de la tension du condensateur.

L'étage de sortie en classe B formé par Q₃₉ et Q₄₀, ainsi que Q₃₇ et Q₃₈ qui, en assurant la polarisation, augmentent le niveau d'un VBE, de telle sorte que le signal sur la broche 2 a le même potentiel continu et la même amplitude que celui au condensateur.

Si le générateur de fonctions est alimenté par une alimentation double ayant des tensions positives et négatives égales le signal triangulaire sera centré sur OV.

Les transistors Q₄₁ à Q₅₆ sont utilisés pour la génération du signal sinusoïdal. Huit tensions de référence sont fournies par le réseau diviseur R₃₂ à R₄₀ de façon symétrique autour du point milieu virtuel d'alimentation.

Lorsque le signal en triangle arrive au niveau de la première tension de référence dans le sens positif Q₄₁ commence à conduire et le signal en triangle est atténué par le rapport de R₄₄ à R₂₁.

Pour les niveaux de tensions supérieurs, des résistances additionnelles et de plus faible valeur deviennent actives. Cet atténuateur non linéaire donne par conséquent une forme sinusoïdale au signal en triangle.

AJUSTEMENTS EXTERNES

La symétrie de tous les signaux peut être ajustée grâce aux résistances externes. La **figure 3** montre toutes les possibilités de branchement du 8038

En fait, le meilleur résultat est obtenu en gardant les résistances séparées RA contrôle la portion croissante du signal en triangle et de la sinusoïde et le niveau bas du signal carré.

L'amplitude du signal triangulaire est réglée à 1/3 V_{cc} donc :

$$T_1 = \frac{CV}{IA} = \frac{1/3 C V_{cc} RA}{1/5 V_{cc}} = \frac{5}{3} RA C$$

Pendant la partie décroissante du signal triangulaire les deux générateurs de courant sont en fonctionnement, le courant créé par RB est doublé.

$$I_b = \frac{1}{5} V_{cc} \frac{2 RA - RB}{RA RB}$$

Et le temps de décroissance du signal.

$$t_2 = \frac{CV}{IB} = \frac{1/3 C V_{cc}}{1/5 V_{cc}} \frac{RA RB}{(2 RA - RB)} = \frac{5}{3} \frac{RA RB C}{2 RA - RB}$$

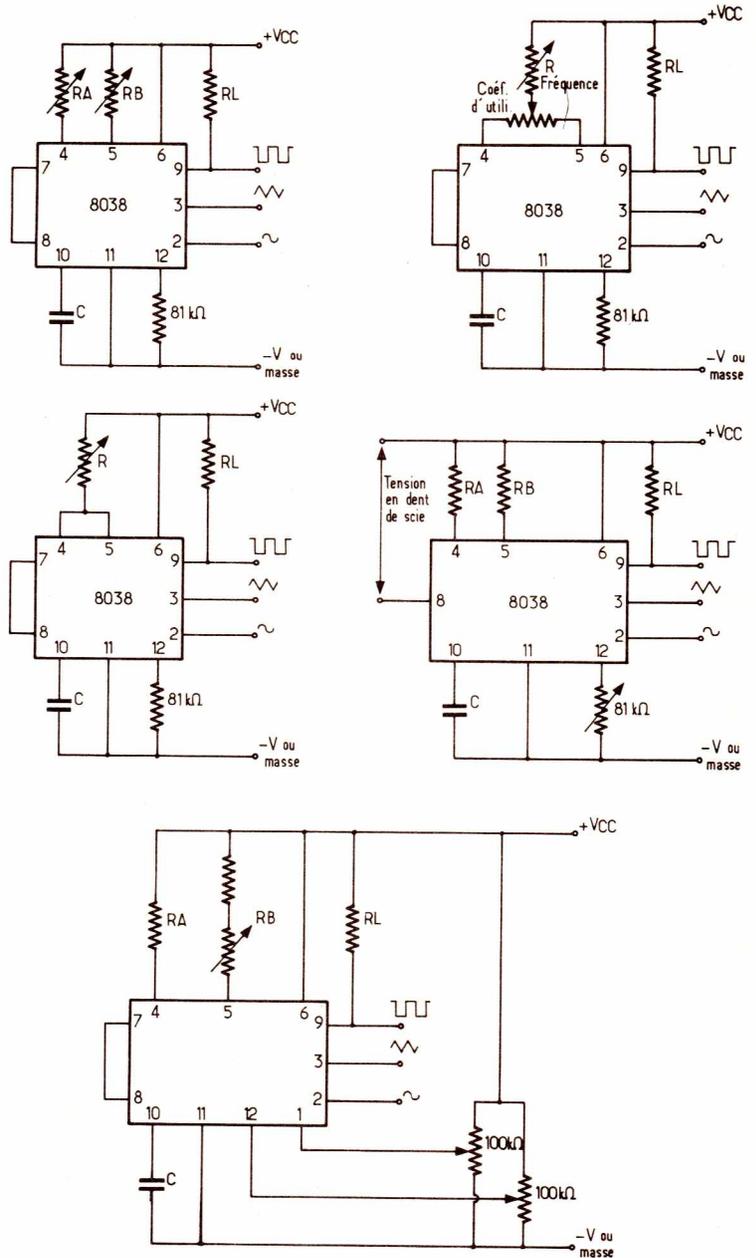


Figure 3

On en déduit immédiatement la fréquence.

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{3}{5 RA C} \frac{2 RA - RB}{2 RA}$$

Si on désire un rapport cyclique de 50 % RA = RB = R.

$$f = \frac{0.3}{RC}$$

Dans le cas où une seule résistance est utilisée, la fréquence est déterminée par la relation :

$$f = \frac{0.15}{RC}$$

Notons que la fréquence ne dépend pas de la tension d'alimentation bien qu'il n'y ait aucune régulation interne. En effet, les seuils de déclenchement et les courants de charge et décharge dépendent linéairement de la tension d'alimentation, mais la fréquence ne dépend plus que des éléments R et C.

La distorsion du signal sinusoïdal peut être minimisée en utilisant le schéma (d) ou (e) de la **figure 3**.

WOBBULATION DU SIGNAL

La fréquence de sortie du générateur est une fonction de la différence de potentiel. ($V_{cc+} - V_B$). V_B : potentiel de la broche 8. Les deux tensions étant référencées au zéro.

Le signal de wobble est appliqué entre la tension d'alimentation et la broche 8 et, de cette façon, la polarisation des générateurs de courant est uniquement créée par le signal de modulation et il est donc possible d'obtenir un rapport théorique de 1000/1.

Si la tension est nulle, la fréquence sera également nulle. Dans cette configuration, il faut veiller à bien réguler la tension d'alimentation et donc la fréquence de sortie devient fonction de la tension d'alimentation.

Le circuit 8038 décroche lorsque l'on dépasse ($V_{cc+} - V_B$) max. = $1/3 V_{cc+}$

Note : Pour obtenir un rapport cyclique le plus constant — 50 % — possible et donc en ayant une distorsion de la sinusoïde la plus faible en mode wobbulé il est préférable de se contenter d'un rapport de wobble de 100/1.

SELECTION DE LA FREQUENCE

Comme nous l'avons vu précédemment la fréquence d'oscillation du générateur de fonction ICL 8088 est déterminée par un condensateur et une ou deux résistances. La solution qui consiste à employer deux résistances est plus intéressante car elle permet d'obtenir une meilleure linéarité du signal triangulaire, une distorsion minimale de la sinusoïde et un rapport cyclique beaucoup plus constant quelles que soient les valeurs des résistances extérieures.

Le générateur a été étudié pour obtenir des signaux ayant un rapport cyclique de 50 %, les deux résistances utilisées, connectées aux broches 4 et 5 du circuit intégré ICL 8038, auront donc la même valeur. On rappelle que le rapport cyclique est déterminé par ces deux résistances R_A et R_B et vaut :

$$\tau = \frac{R_B}{2 R_A}$$

et la fréquence, fonction des trois éléments R_A , R_B et C :

$$f = \frac{3}{5 R_A C} \frac{2 R_A - R_B}{2 R_A} = \frac{3}{5 R_A C} (1 - \tau)$$

La fréquence est donc directement proportionnelle au rapport cyclique. On ne peut envisager, d'une manière simple, de faire varier la fréquence tout en gardant un rapport cyclique constant puisqu'il faut d'une part, pour un rapport donné assurer entre R_A et R_B la relation :

$$R_B = 2 R_A \tau.$$

et d'autre part faire varier conjointement R_A et R_B toujours liées par la formule précédente, pour obtenir une variation de fréquence. Un tel système implique un grand nombre de résistances et une série de commutations relativement grandes même si l'on utilise un système à roues codeuses. C'est la raison pour laquelle nous nous en sommes tenu à un générateur ayant un rapport cyclique fixe et invariable : 50 %. Bien entendu la sortie sinusoïdale n'est intéressante que dans le cas d'un signal carré, un appariement défectueux des résistances R_A et R_B entraînerait une distorsion considérable de la sinusoïde.

Pour le bon fonctionnement du circuit, le constructeur recommande l'utilisation de résistances telles que le courant dans les générateurs de courant ne dépasse pas 6 mA et ne soit pas inférieur à 3 μA ce qui correspond à des valeurs de 500 Ω à 1 M Ω . Hélas, aux bornes, le fonctionnement n'est pas fameux, le défaut d'appariement des sources de courant entraîne une variation du rapport cyclique et si l'un dépasse ces limites le circuit « décroche » et n'oscille plus.

Le bon fonctionnement est assuré si l'on ne dépasse pas 1 m et si le courant reste supérieur à 10 μA , soit dans le cas d'une alimentation symétrique de 15 V une résistance comprise entre 3 k et 300 k.

Malgré tout, nous avons tenu à utiliser le circuit Intersil au maximum de ses possibilités, la plus petite des résistances utilisée valant 499 Ω et la plus grande 4,02 M Ω . La résistance de 499 correspond au plus fort poids de la décade la plus significative il est possible que le circuit « décroche » avant d'atteindre cette valeur.

Quant à la résistance de 4,02 M Ω , elle correspond au plus faible poids de la décade la moins significative et ne peut bien sûr être utilisée seule mais améliore la résolution globale, elle permet en effet d'afficher par exemple 2953 ou 2954. Cette résistance agit sur le dernier chiffre uniquement comme on le remarque dans l'exemple. Il sera par contre impossible d'afficher 0001, 0002, 0003 et 0004, les résistances mises en jeu ayant une trop forte valeur.

CIRCUIT COMMUTATION DES RESISTANCES

Nous proposons deux schémas assurant la commutation des résistances. Le principe de cette commutation est la même dans les deux cas. Seuls la qualité et le prix de revient diffèrent.

Le premier de ces schémas est représenté à la **figure 4**. La commutation est assurée par un effet de champ Siliconix assez bon marché : le type E 111 A ayant une résistance RDS ON typique de 30 Ω on pourra négliger cette valeur devant les résistances mises en série dans le circuit.

On peut encore perfectionner le montage en remplaçant les transistors de la première décade par des E 105 dont la résistance RDS ON n'est que de 2,5 Ω

Le schéma de la **figure 4** peut être décomposé en trois parties : les deux premières comprenant 16 transistors à effet de champ et deux résistances série puis la troisième ne contenant que des résistances de gate.

Les résistances R_1 à R_{16} peuvent se décomposer en quatre groupes correspondant aux quatre décades, à l'intérieur de chaque décade les valeurs des résistances suivent le code 1, 2, 4, 8 et la progression entre décade de 10 — par définition — Soit de R_1 vers R_{16} :

R, 2R, 4R, 8R, 10R, 40R, 80R, 100R, 200R... etc. jusqu'à 2 000R.

La décade la plus significative se compose de R, 2R, 4R et 8R.

Les transistors à effet de champ sont bloqués lorsque la tension VGS est négative. Cette différence de potentiel est assurée par les résistances R_{33} à R_{48} qui relient la gate à la ligne d'alimentation négative. Lorsque les roues codeuses ne sont pas connectées ou que l'affichage est positionné à — 0000 — aucune des résistances n'est mise en service. La sélection est assurée en portant la gate au potentiel de la ligne d'alimentation positive + 15 V.

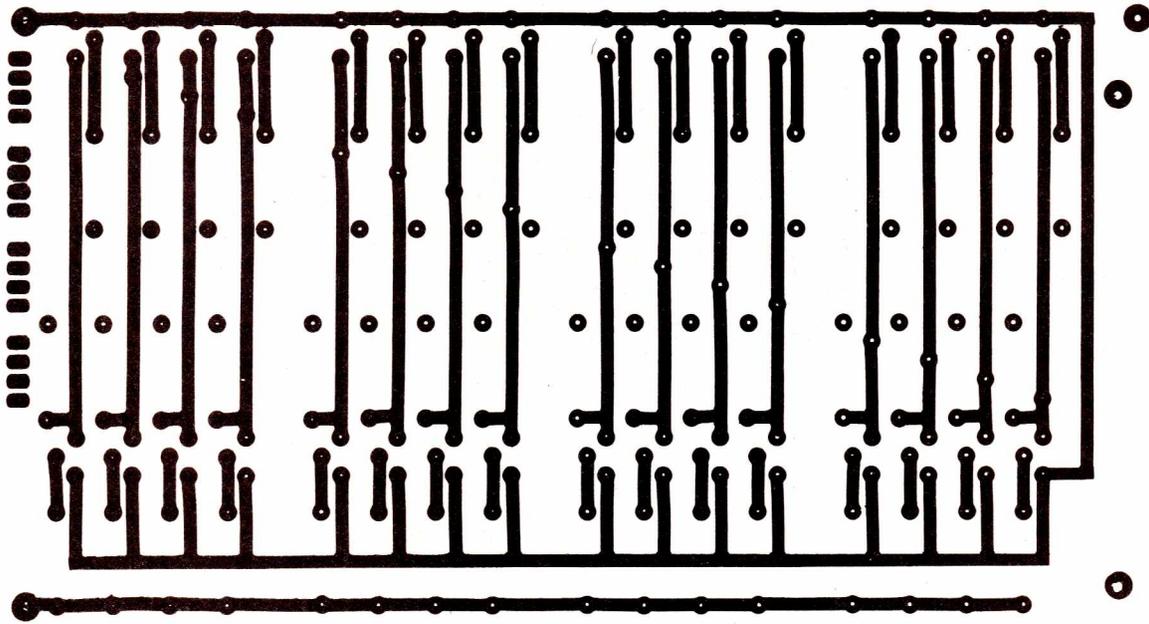


Figure 5

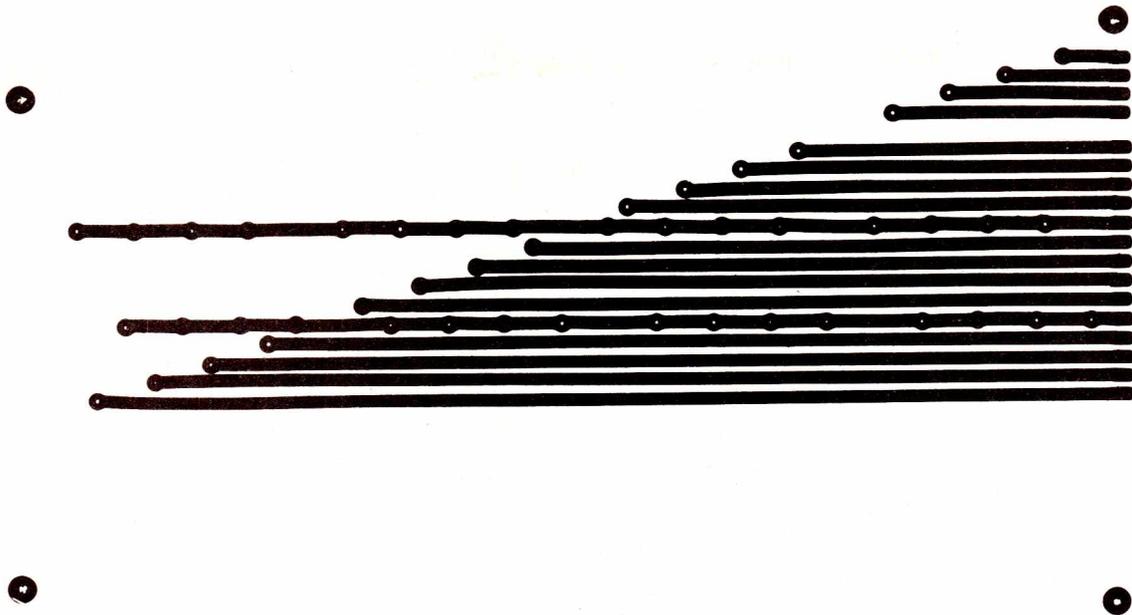


Figure 6

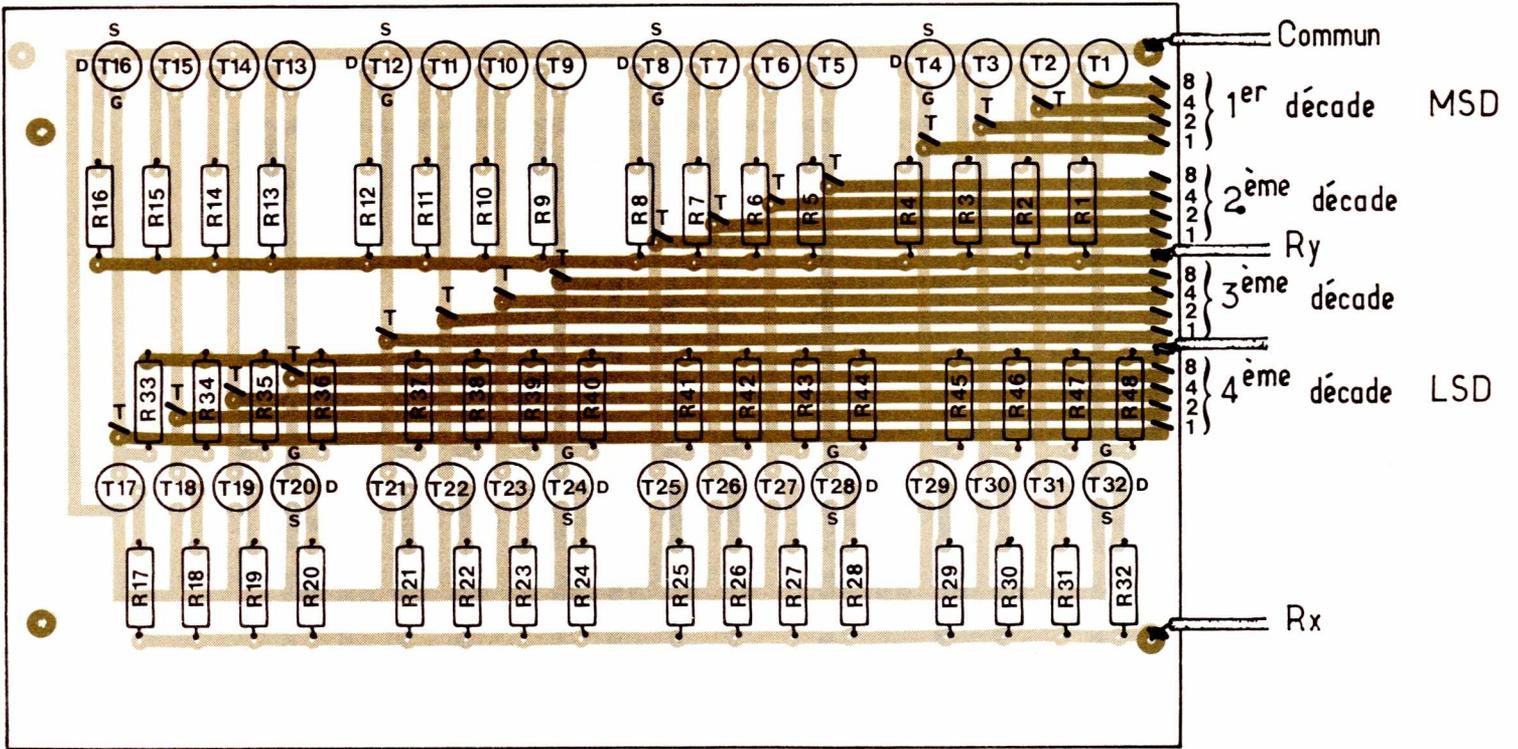
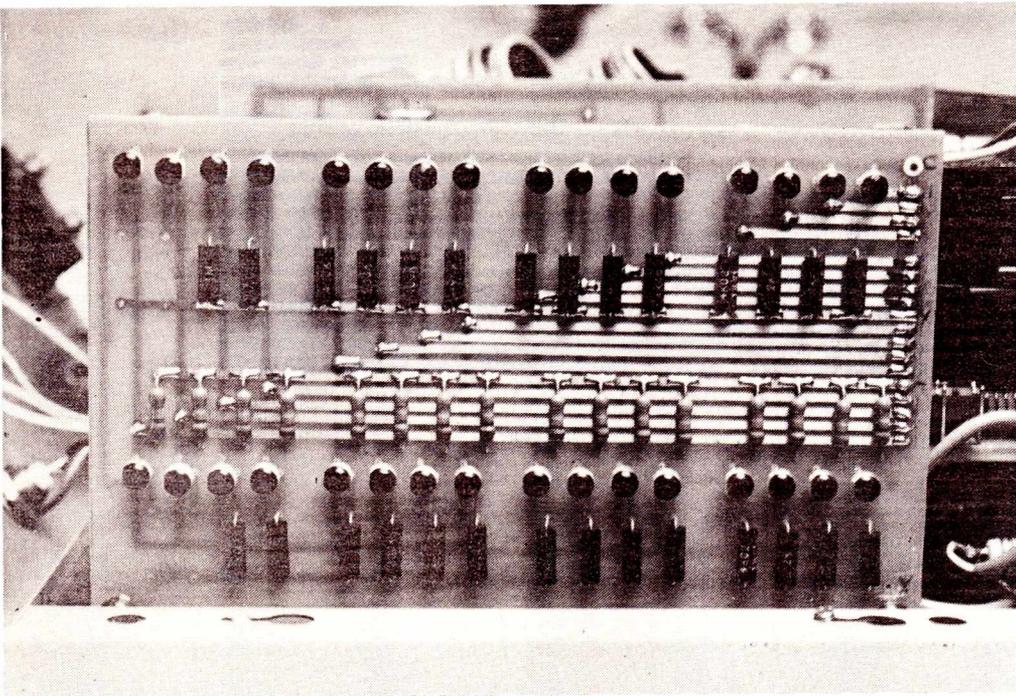


Figure 7



Carte « commutation des résistances » pour la sélection de fréquence réalisée avec des transistors à effet de champ E111.

Malgré la relative simplicité du schéma la réalisation n'a pu être effectuée sur un circuit simple face. On a donc recours à un circuit double face dont le tracé des pistes côté cuivre est représenté à la **figure 5** et le tracé des pistes côté composants à la **figure 6**.

La **figure 7** représente l'implantation des composants sur la platine. Chaque « T » représente une traversée, cette liaison peut être réalisée avec du fil de cuivre étamé soudé côté cuivre et côté

composants.

Passons maintenant à une réalisation bien meilleur marché faisant appel à huit circuits intégrés CMOS : quadruple porte analogique ayant une résistance R_{ON} de l'ordre de 300Ω . Le schéma est donné **figure 8**. Evidemment la valeur de cette résistance est considérable en regard de la résistance mise en série surtout dans le cas du poids le plus fort de la décade la plus significative $R = 499 \Omega$.

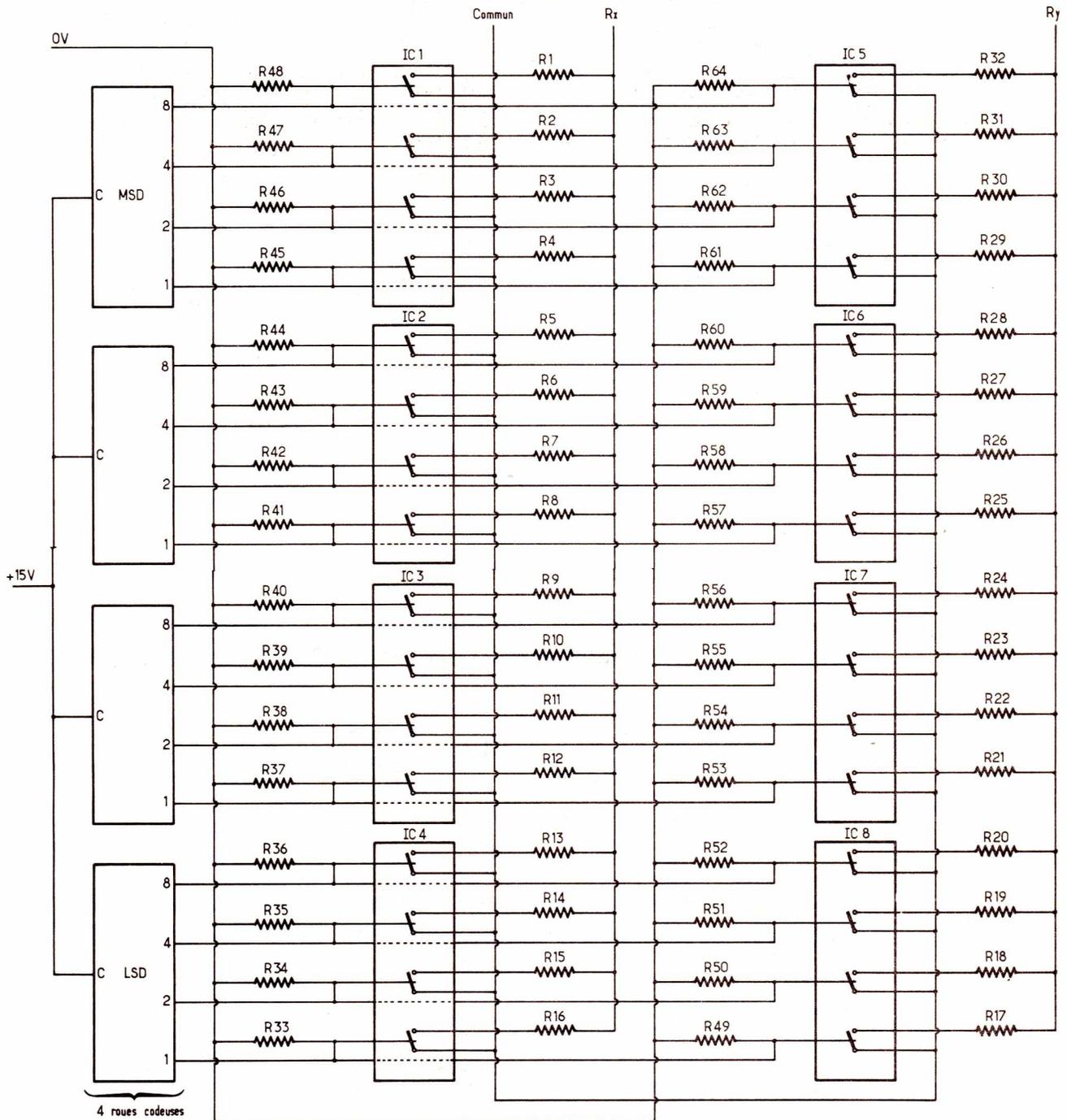


Figure 8

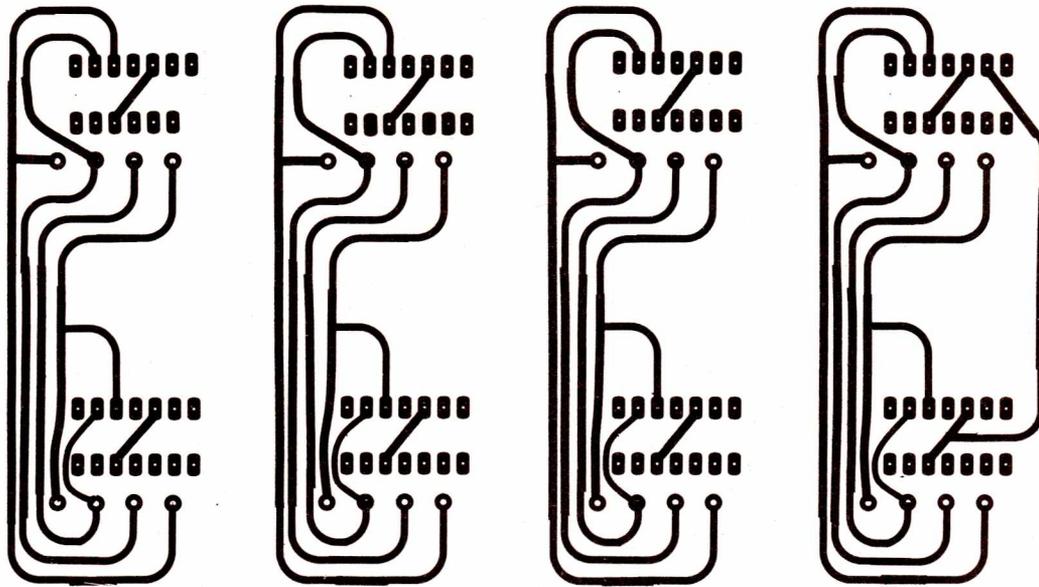


Figure 9

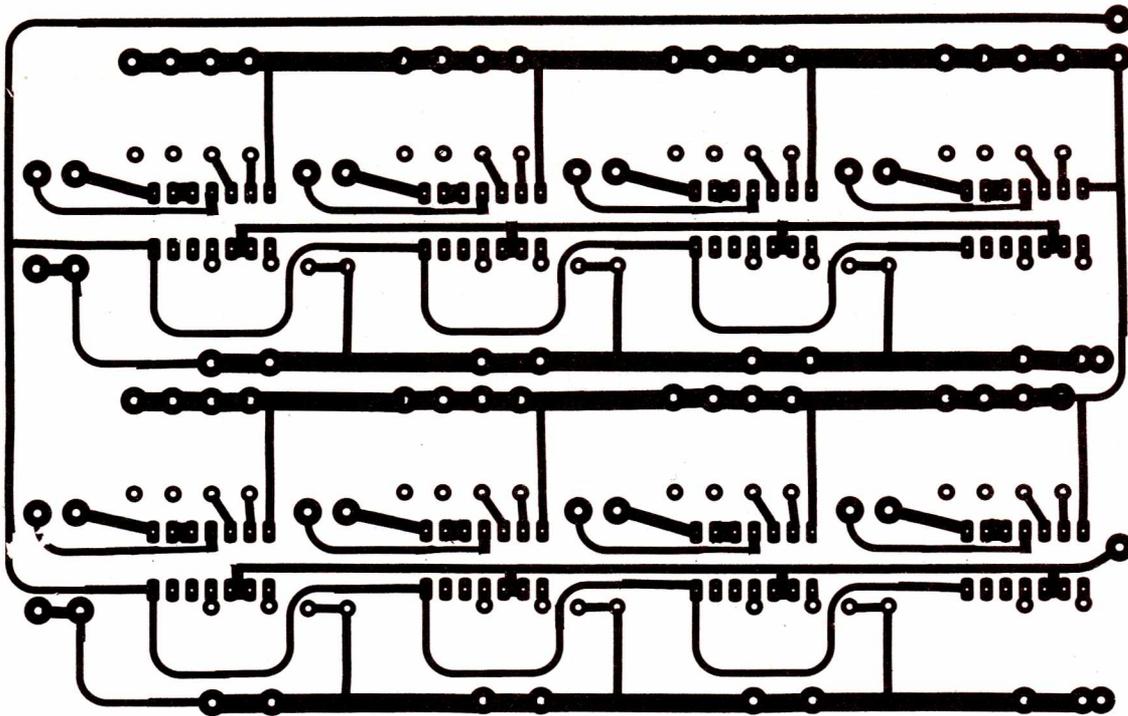


Figure 10

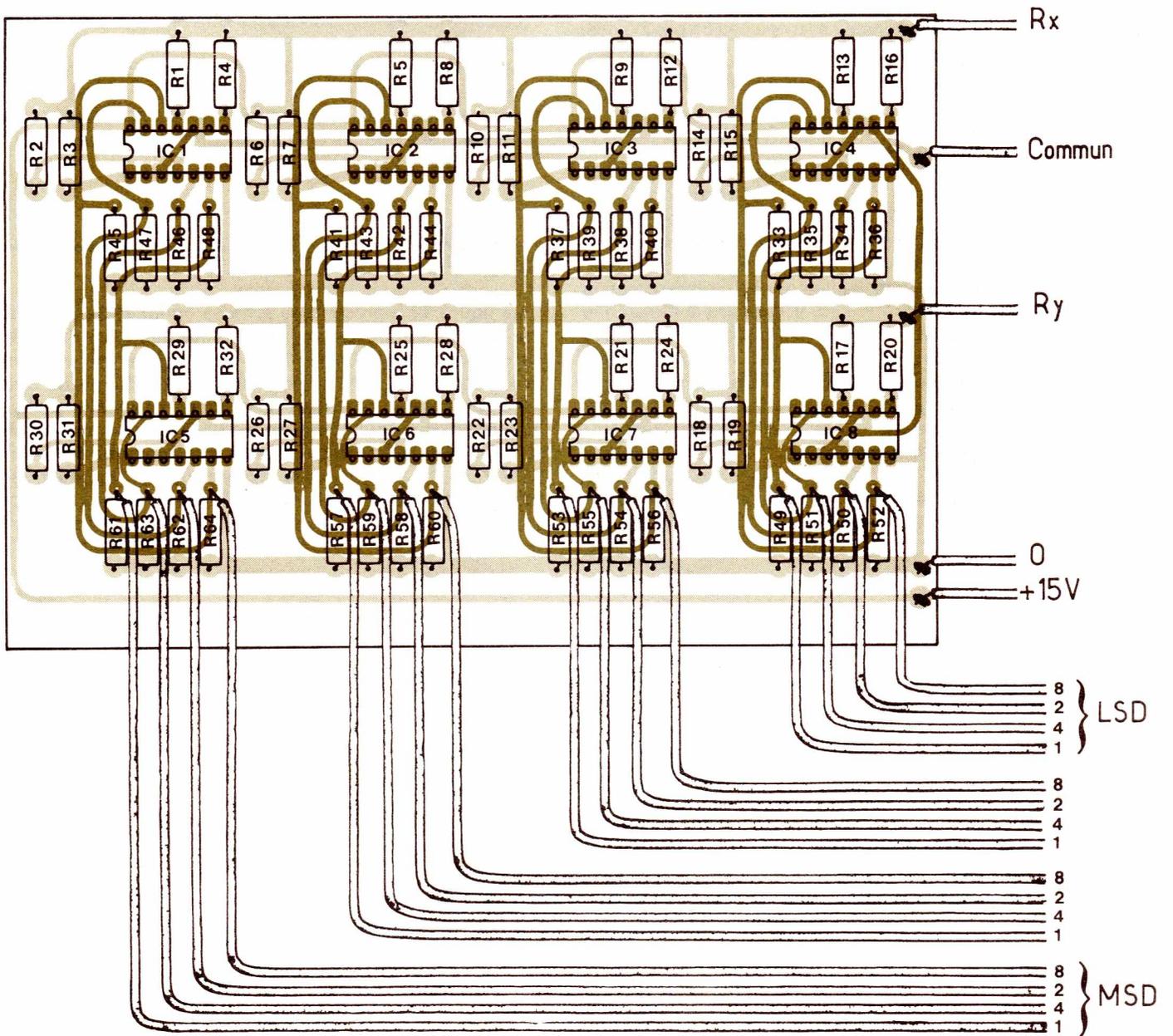
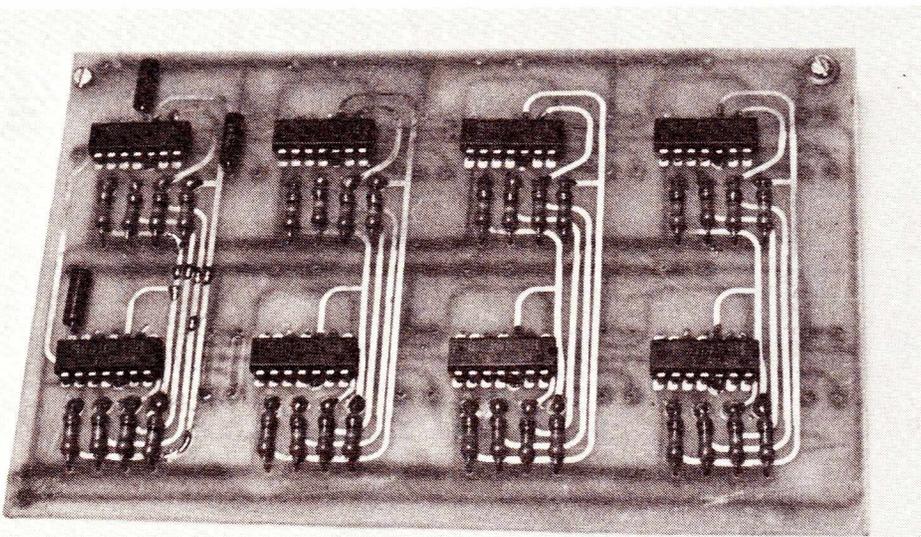


Figure 11



Carte « commutation des résistances » moins performante également d'un prix de revient plus abordable réalisée en circuits intégrés CMOS.

La mise en œuvre du circuit de commutation, ou sélection, des résistances est plus compliquée puisqu'il faut maintenant tenir compte du R_{ON} . Pratiquement chaque valeur doit être ajustée. Pour les deux décades les moins significatives il n'y a pas de problèmes, pour les deux premières on ajustera chaque résistance en affichant 1, 2, 4, 8. On pourra ensuite vérifier les points intermédiaires 3, 5, 6, 7, 9.

Le circuit intégré employé est un classique CD 4016 alimenté en 0, +15 V, tension qui procure la résistance R_{ON} la plus faible, cette résistance est variable d'un circuit à un autre ; au cours des diverses manipulations de mise au point nous avons constaté que cette valeur pouvait varier de 200 à 350 Ω . Cette disparité pose un problème car le rapport cyclique varie en même temps que la résistance des portes et de la résistance série. L'ouverture et la fermeture de la porte s'obtiennent très facilement en agissant sur la commande. Un niveau logique « 1 » +15 V, procure la résistance série. La porte est ON et un zéro donne une grande isolation porte OFF. On rappelle que pour un circuit en logique CMOS les entrées ne doivent pas rester « en l'air » sous peine d'un mauvais fonctionnement du circuit et d'une consommation anormale, c'est la raison pour laquelle on dispose une résistance entre l'entrée de commande et la ligne 0V de l'alimentation.

Comme le précédent circuit, la carte a été réalisée en double face, la **figure 9** représente le tracé des pistes côté composants, la **figure 10** le tracé des pistes côté cuivre et la **figure 11** l'implantation des composants.

CABLAGE DES ROUES CODEUSES

La câblage des roues codeuses sera effectué avec du fil en nappe 8 ou 16 conducteurs. Le code 1, 2, 4, 8 est facile à repérer sur les roues codeuses. Les 16 fils des roues codeuses seront reliés directement au circuit imprimé, les communs de chaque roue seront reliés ensemble et câblés au +15 V dans tous les cas, commutation par transistor à effet de champ ou commutation par circuit intégré.

GENERATEUR DE FONCTION

La **figure 12** représente le schéma complet du générateur.

Le générateur de fonction est la pièce maîtresse du générateur, il est construit autour du ICL 8038, les circuits annexes, comme nous le verrons par la suite augmentent les possibilités du circuit.

Le schéma du générateur de la **figure 12** appelle quelques commentaires en ce qui concerne les diverses connexions effectuées sur IC 9. Pas de problème en ce qui concerne les points notés COMMUN, Rx, Ry puisque le même code a été adopté pour la carte sélection des résistances, la diode D1 en série dans la liaison +15 V, broche 6 ne se justifie que pour l'utilisation du générateur en mode wobblé.

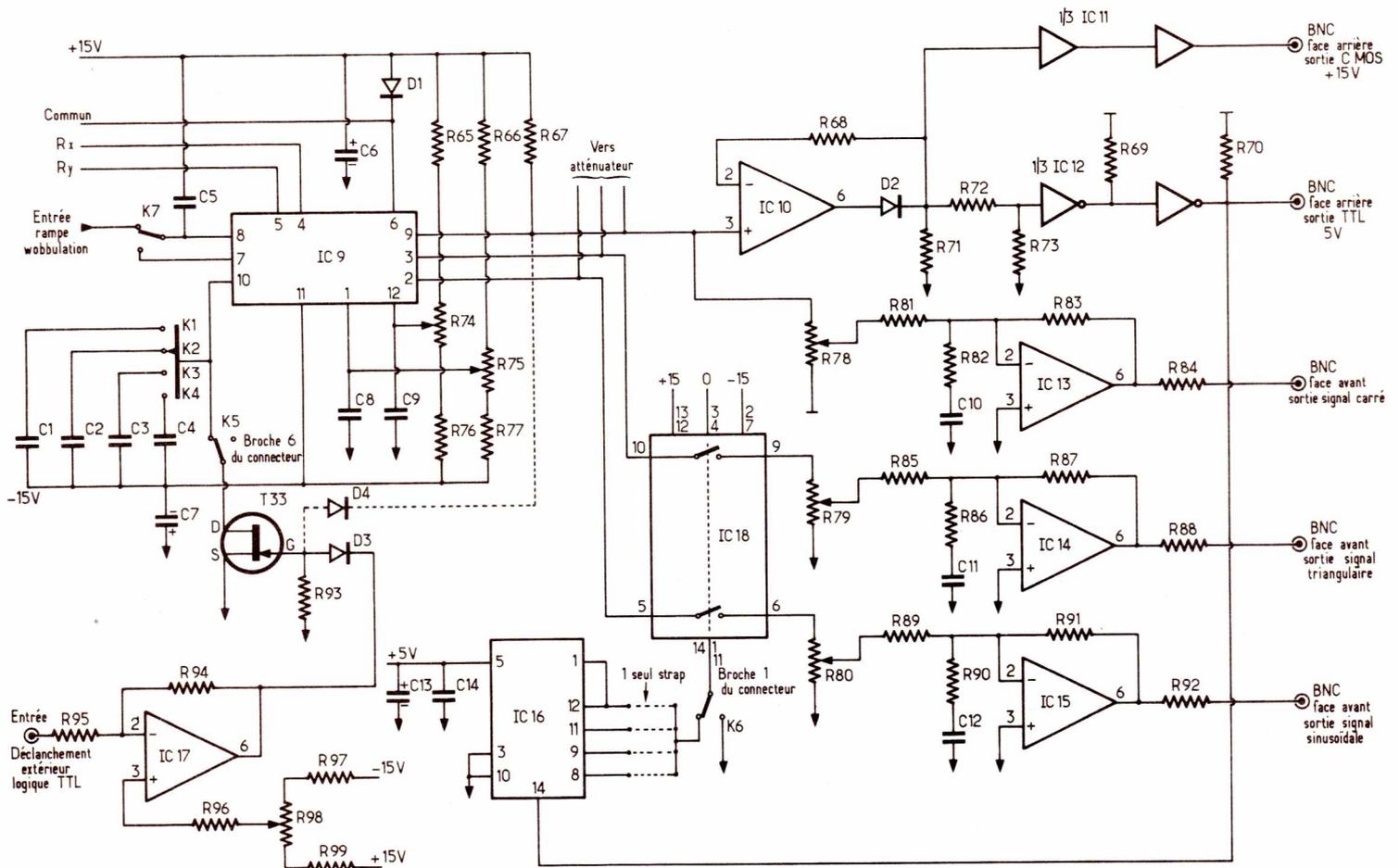


Figure 12

Le clavier constitué par k1, k2, k3 et k4 sélectionne une des quatre capacités C1, C2, C3, C4, ces quatre condensateurs ayant pour valeur 750 pF, 7,5 nF, 75 nF et 0,75 μ F.

La relation liant R, C et la fréquence d'oscillation lorsque le rapport cyclique vaut 50 % étant $f = \frac{0,3}{RC}$ les quatre condensateurs déterminent quatre gammes :

0,1 kHz à 999,8 kHz pour 750 pF, 10 Hz à 99,99 kHz pour 7,5 nF, 1 Hz à 9,999 kHz pour 75 nF et 0,1 Hz à 999,9 Hz pour 0,75 μ F. L'étendue de ces gammes n'est que théorique comme nous l'avons vu précédemment, nous verrons dans un chapitre réservé aux essais et aux performances de l'appareil l'étendue exacte de chaque gamme.

Les sorties, rectangulaire, triangulaire, et sinusoïdale sont disponibles aux broches 9, 3 et 2. Le signal carré est transmis à IC 19, redresseur qui délivre en sortie un signal 0, + 15 V apte à commander une porte CMOS IC 11, le circuit intégré comporte six portes non inverseuses, deux de ces portes seront montées en série et la sortie de la seconde sera reliée à une fiche BNC vissée sur la face arrière du générateur, la face avant étant suffisamment surchargée.

Il en est de même pour la sortie TTC. Le signal 0, + 15 V de IC 10 est atténué par R 71, R 72, R 73 puis mis en forme par IC 12. Le circuit TTL ayant ses sorties à collecteur ouvert on dispose une résistance entre chaque sortie et la ligne d'alimentation positive.

Les trois sorties sont amplifiées avant d'atteindre les fiches BNC en face avant le signal carré est traité par IC13 ayant un gain de —1, le potentiomètre R 78 permet d'ajuster le niveau du signal, le réseau constitué par R 82 et C10 est destiné à la compensation de l'ampli opérationnel. Les trois AOP IC 13 IC 14, IC 15 sont du type Bifet.

Pour le signal triangulaire et le signal sinusoïdal, on intercale une porte analogique entre les sorties 2 et 3 du ICL 8038 et les potentiomètres R79, R80, par le signal triangulaire le gain vaut — 2,2 et pour le sinus — 3,3.

La partie analogique IC 18, DG 200 Siliconix permet le découpage du signal de sortie, on visualisera donc des trains d'ondes lorsque l'on sera en mode « bursts ».

La porte est commandée par le compteur IC16 lui-même attaqué par les signaux carrés TTL, un strap sur le circuit imprimé ne change pas le rapport cyclique : qui reste égal à 1/2 mais le nombre d'ondes peut prendre les valeurs suivantes : 2, 4, 8 ou 10.

Les ponts diviseurs R65, R74, R 76, et R66, R 75, R 77 connectés entre les lignes positive et négative délivrent une tension ajustable aux broches 1 et 12 du 8038 ; en polarisant le circuit interne convertisseur triangle sinus on diminue considérablement la distorsion du signal.

Finalement, le dernier circuit intégré de la platine générateur de fonctions est réservé à l'adaptation d'un niveau logique TTL à l'attaque d'un transistor à effet de champ. Ce système procure un mode de fonctionnement déclenché lorsque K5 est en service, pendant le niveau haut du signal TTL, le transistor T33 est « off » et l'oscillateur fonctionne, pendant l'état bas du signal, T33 est rendu conducteur, l'oscillateur est bloqué.

Nous avons utilisé la sortie « déclenché » d'un oscilloscope D 67 A Telequipement pour les essais. L'oscillo est en position retardé, le fonctionnement de l'oscillateur est alors très intéressant puisque l'on peut faire varier le seuil de déclenchement des trains d'ondes et le rapport utile du cycle grâce aux commandes de base de temps de l'oscilloscope.

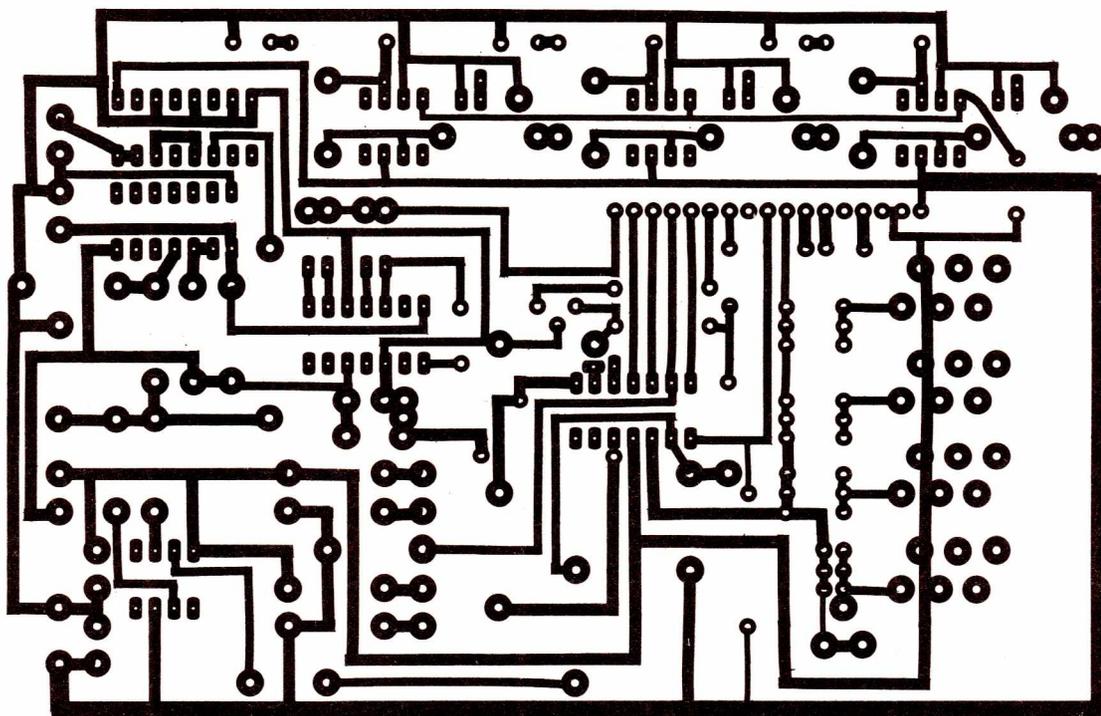


Figure 13

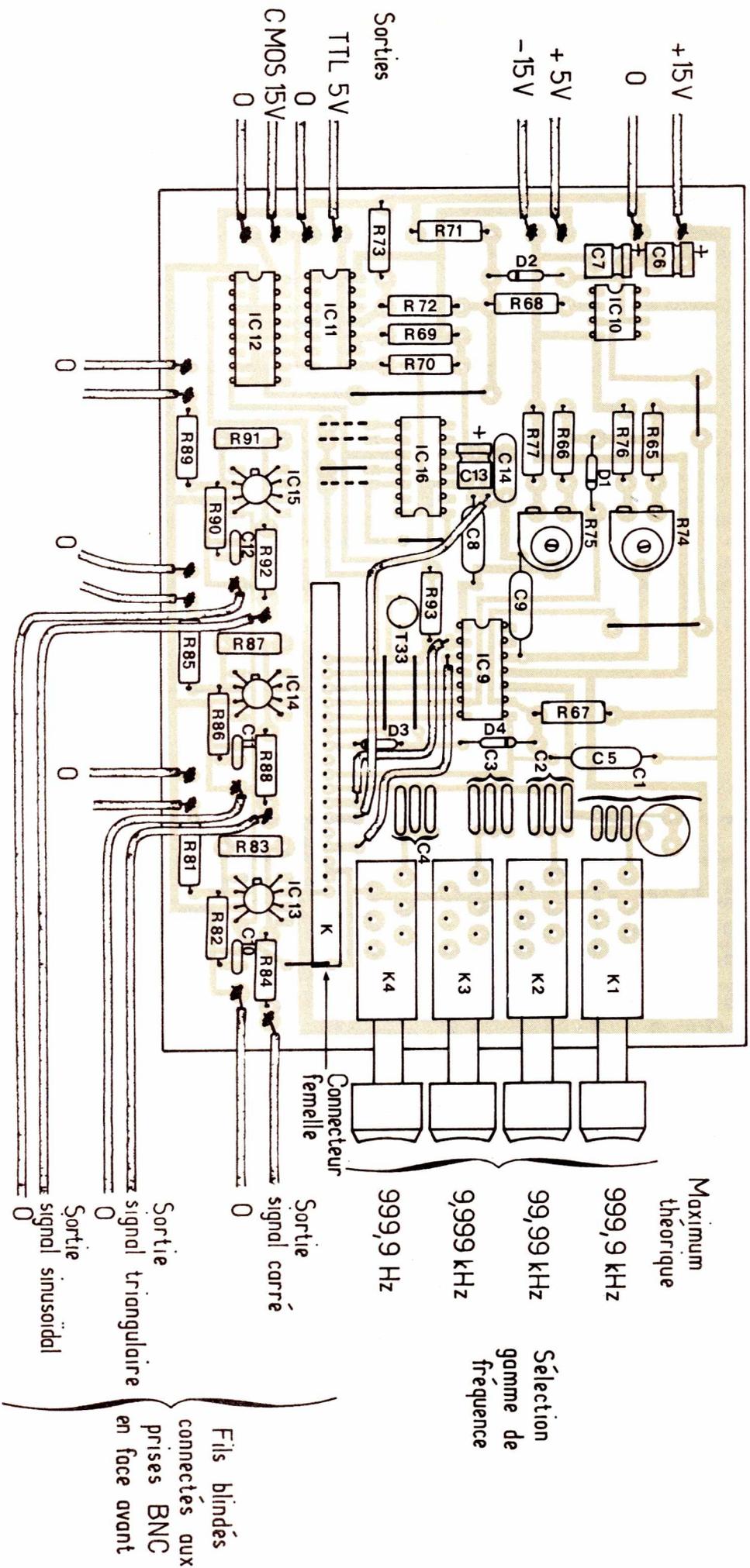
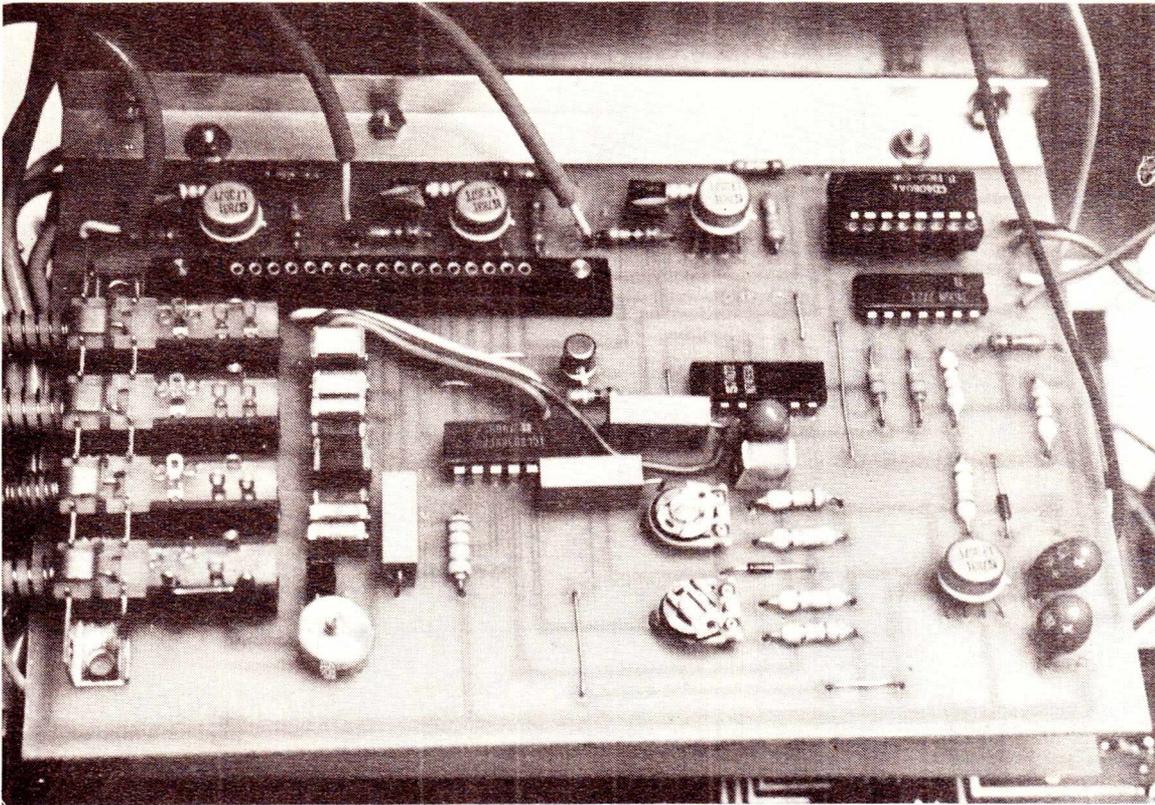
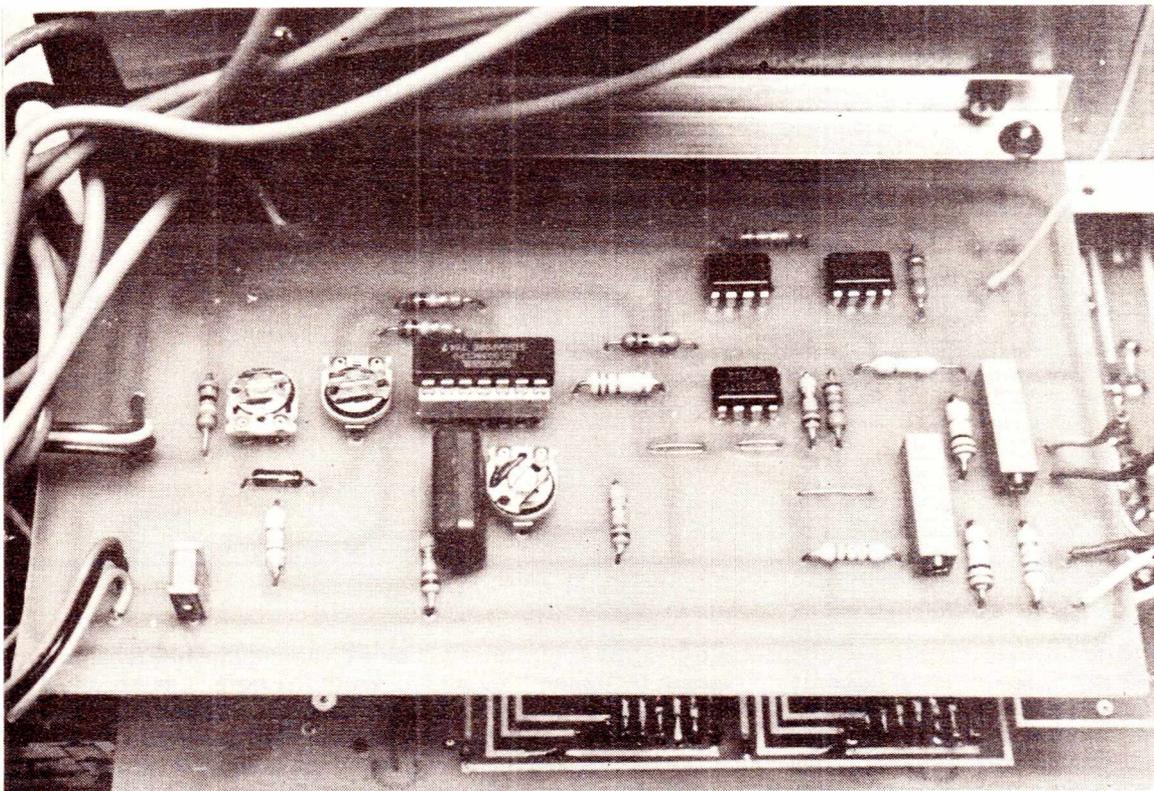


Figure 14



▲ Carte générateur : ce circuit comporte de nombreux straps ; on peut remarquer les quatre commutateurs K1 à K4 permettant la sélection de fréquence et le connecteur femelle noté K sur les schémas d'implantation.

▼ Cette seconde carte supporte la deuxième partie du générateur ; elle vient prendre place perpendiculairement à la première grâce au connecteur (partie mâle).



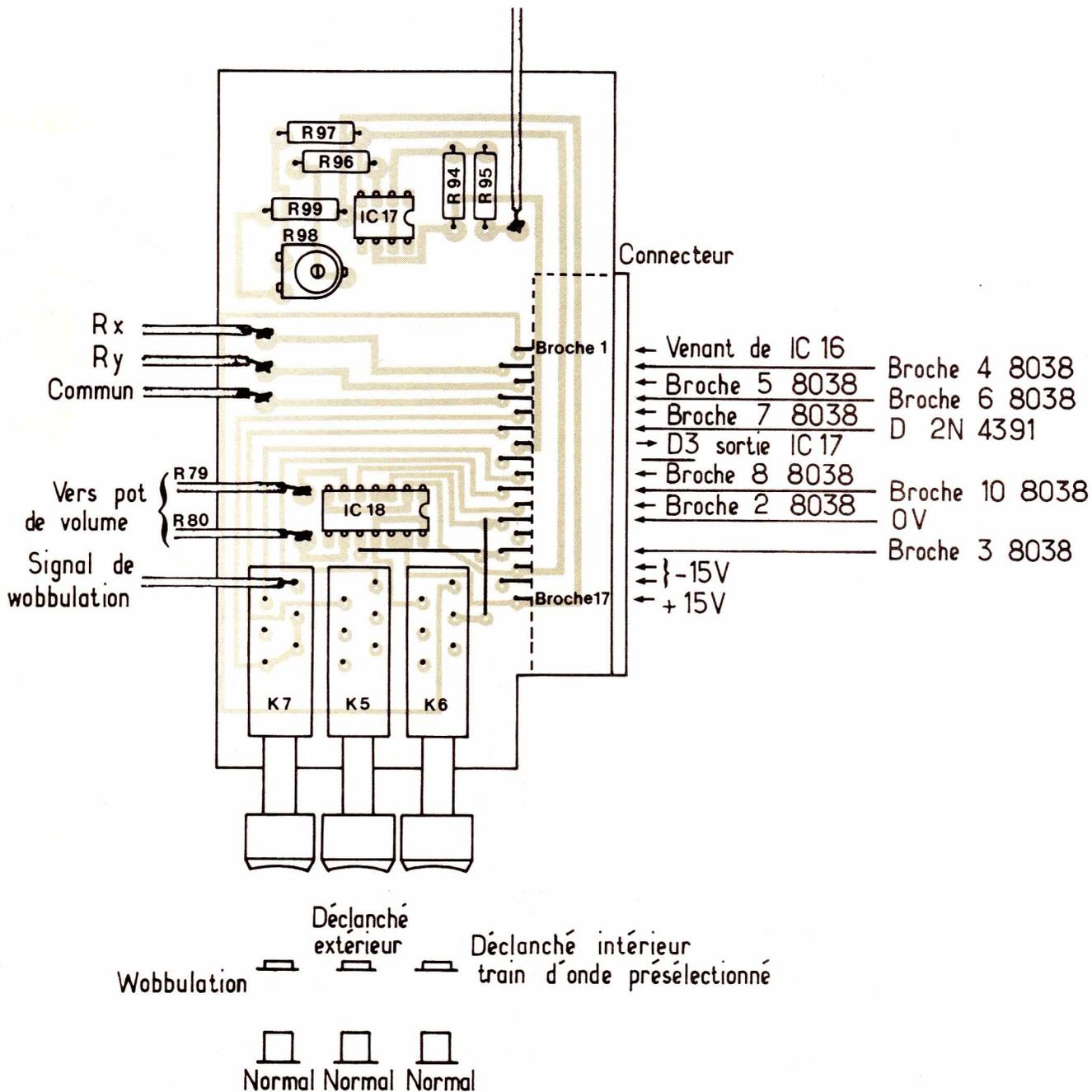


Figure 16

La diode D4 est « en option » elle ne permet que le passage d'une alternance du signal. L'offset de IC 17, ampli opérationnel des plus classiques peut être réglé simplement en s'assurant que l'oscillateur ne fonctionne pas lorsque K5 est enfoncé, on règlera R98 juste en dessous du seuil de déclenchement, le gain déterminé par R94 /R95 est suffisamment grand pour que le signal disponible à la broche 6 débloque T33.

Le circuit ICL, peut être wobulé en appliquant une tension extérieure à la broche 3 du circuit. En mode normal, la broche 8 est reliée à la broche 7. La commutation est assurée par K7. La diode D1 en série entre + 15 V et la broche 6 autorise un rapport de wobulation voisin de 100, en effet grâce à cette diode le potentiel de la broche 8 peut être légèrement supérieur au potentiel de la broche 6.

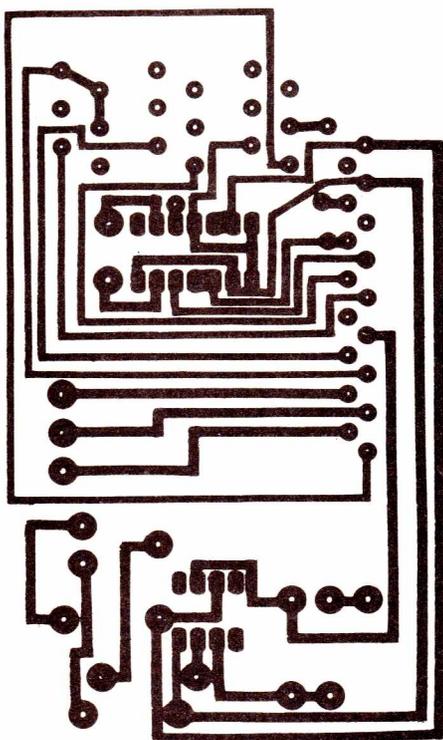
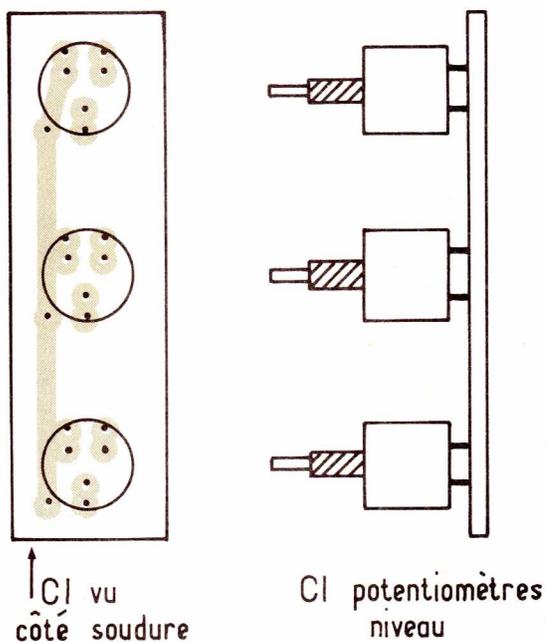


Figure 15

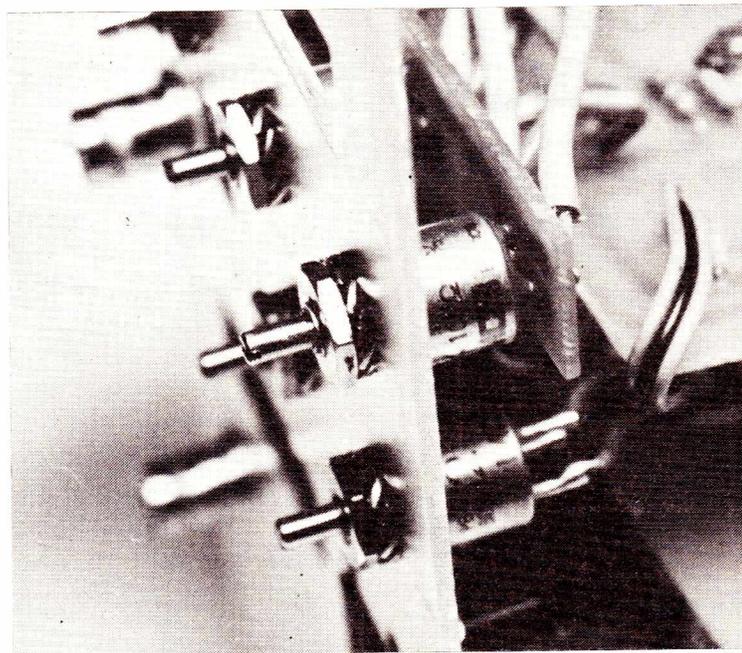


CI vu côté soudure

CI potentiomètres niveau



Figure 16 bis



Les potentiomètres sont fixés sur un petit circuit imprimé qui permet des interconnexions plus aisées.

Les condensateurs C1, C2, C3, C4, ayant des valeurs assez peu courantes, seront constitués par la mise en parallèle de plusieurs condensateurs. On pourra en outre ajuster la valeur pour avoir la meilleure précision.

Par exemple pour $C4 = 0,75 \mu\text{F}$ on placera deux condensateurs $0,47 \mu\text{F}$ et $0,23 \mu\text{F}$. L'ajustage définitif se fera grâce à un fréquence-mètre en ajoutant la capacité adéquate.

Etant donné le nombre de commutateurs le générateur occupe deux cartes imprimées simple face. La première comprend de nombreux straps. Le tracé des pistes est représenté figure 13 et l'implantation des composants figure 14. On remarquera les quatre commutateurs K1, K2, K3, K4 sélection de la fréquence et le connecteur femelle noté K sur le schéma d'implantation. La partie mâle du connecteur est soudée sur le deuxième circuit imprimé dont le tracé des pistes est donné à la figure 15 et le schéma d'implantation à la figure 16.

Les commutateurs K5, K6, K7 n'ont pas besoin d'être interdépendants car il est possible de cumuler deux fonctions wobbulation et déclenchement extérieur, wobbulation et déclenchement intérieur par exemple K1, K2, L3 et K4 sont interdépendants. Les deux cartes imprimées sont liées par le connecteur et sont perpendiculaires l'une par rapport à l'autre.

La figure 16 bis montre que l'on peut monter les trois potentiomètres R78, R79, R80 sur un morceau de circuit imprimé qui facilitera énormément le câblage de ces potentiomètres qui devra être réalisé en fil blindé.

F. de Dieuleveult

LA SUITE DE CETTE ETUDE SERA PUBLIEE
DANS NOTRE PROCHAIN NUMERO.

Eurelec: 80 kits en avance sur leur temps, incomparables par leurs performances, leur design, leur prix.

Ultra-modernes, les nouveaux kits Eurelec comblent tous les amateurs et les professionnels. Ils concernent : L'ÉQUIPEMENT AUTOMOBILE, LES MODULES ET SOUS-ENSEMBLES, LA HI-FI, LA RADIO, LA TÉLÉVISION, LES APPAREILS DE MESURE, LES APPLICATIONS INDUSTRIELLES ET DOMESTIQUES.

Et maintenant : la carte de fidélité Eurelec

Eurelec fait bénéficier tous ses clients Kits de la carte de fidélité, valable un an à partir de sa date d'émission. Cette carte sera automatiquement jointe à toute demande de documentation et à votre prochaine commande. Vous pouvez également la demander dans un de nos magasins. Elle vous permet de bénéficier de remises importantes et progressives au fur et à mesure de vos nouveaux achats durant une période d'un an.

NOUVEAUTÉS

Tous les kits Eurelec qui sont présentés dans cette double page, sont vraiment des nouveautés originales :
Kits émission-réception, équipement automobile, boîtiers. Eurelec les met à votre disposition à des prix très compétitifs.

amplificateur téléphonique

9 V - Piles incorporées 500 mW - Fonctionne à proximité des postes téléphoniques non blindés.
Kit : Réf. 1405088 - Prix : 174 F TTC
Frais de port : 10 F.



générateur d'ozone pour appartement

220 V - 6 W - Volume d'efficacité 200 m³ - Equipé de 2 tubes à effluve.
Kit : Réf. 1405087 - Prix : 364 F TTC
Frais de port : 15 F.



interrupteur crépusculaire

220 V ~ - Puissance utile 600 W maxi. - Mise en service ou arrêt avec disparition de la lumière.
Kit : Réf. 1405082 - Prix : 90 F TTC
Frais de port : 5 F.

temporisateur

12 V - Réglable de 0 à 60 minutes - Mise en service ou arrêt de tout appareil électrique.
Kit : Réf. 1405083 - Prix : 111 F TTC
Frais de port : 7 F.

ÉMISSION- RÉCEPTION

amplificateur linéaire 144 MHz

12 V - 5 A - Equipé d'un B 4012 ou équivalent - Entrée 10 W - Sortie 40 W - Entrée 2 W - Sortie 8 W - Impédance 52 ohms - Equipé VOX pour commutation.
Kit : Réf. 1405089 - Prix : 721 F TTC
Frais de port : 15 F.



amplificateur linéaire 27 MHz

25 W - Alimentation 12 V - 5 W entrée 25 W sortie - Equipé commutation automatique par VOX.
Kit : Réf. 1405099 - Prix : 436 F TTC
Frais de port : 15 F. VENDU UNIQUEMENT A L'ÉTRANGER.

convertisseur CB

27 MHz / 540-1600 KHz - 9 V - Fonctionne avec tout récepteur équipé PO sans branchement.
Kit : Réf. 1405095 - Prix : 142 F TTC
Frais de port : 7 F.

préamplificateur antenne

26-30 MHz - Impédance 52 ohms - 12 V - Gain 20 dB.
Kit : Réf. 1405094 - Prix : 291 F TTC
Frais de port : 15 F.

BFO SSB/AM

455 KHz - Alimentation 12 V équipée FET - Fréquence et niveau réglables.
Kit : Réf. 1405098 - Prix : 142 F TTC
Frais de port : 10 F.

séparateur

27 MHz - Impédance 52 ohms - Une seule antenne 27 MHz pour le trafic 27 MHz ou l'écoute sur autoradio.
Kit : Réf. 1405096 - Prix : 79 F TTC
Frais de port : 10 F.

boîte de couplage

27 MHz - Impédance 52 ohms - Puissance maxi. 100 W.
Kit : Réf. 1405090 - Prix : 146 F TTC
Frais de port : 15 F.

commutateur d'antenne

à trois directions avec charge fictive 52 ohms - 5 W - Impédance 52 ohms - Puissance admissible 2 KW P.E.P.
Kit : Réf. 1405097 - Prix : 79 F TTC
Frais de port : 10 F.

oscillateur morse

9 V - Piles incorporées - Fréquence de 1 KHz à 2 KHz.
Kit : Réf. 1405085 - Prix : 104 F TTC
Frais de port : 10 F.

préamplificateur microphonique avec correcteur

9 ou 12 V - Bande passante 50 à 16 000 Hz réglable - Livré en coffret avec micro.
Kit : Réf. 1405091 - Prix : 266 F TTC
Frais de port : 10 F.

tosmètre HF

1 à 50 MHz - Circuit strip-line - Impédance 52 ohms.
Kit : Réf. 1405092 - Prix : 180 F TTC
 Frais de port : 15 F



wattmètre tosmètre

1 à 50 MHz - Circuit strip-line - Impédance 52 ohms - Mesure de puissance en 3 gammes : 20 - 200 - 2 000 W.
Kit : Réf. 1405093 - Prix : 291 F TTC
 Frais de port : 15 F



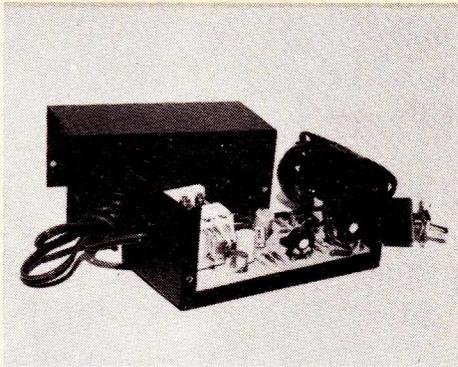
ÉQUIPEMENT AUTOMOBILE

alarme auto

Relais 12 V - Détecte toutes effractions, permet mise en service phares, klaxon, et coupe l'alimentation de la bobine.
Kit : Réf. 1405084 - Prix : 85 F TTC
 Frais de port : 7 F

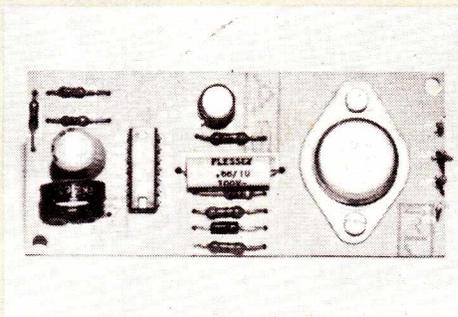
centrale antivol pour automobile

12 V - 2 Temporisations réglables : sortie du véhicule et effraction de 4 à 20 secondes - Temporisation fixe 60 secondes de l'alarme - Remise en veille automatique - Permet la mise en service de phares, klaxon et coupe l'alimentation de la bobine.
Kit : Réf. 1405100 - Prix : 276 F TTC
 Frais de port : 15 F



sirène électronique

12 V - Son variable imitant la sirène de police - Puissance 10 W - 4 ou 8 ohms.
Kit : 1405101 - Prix : 108 F TTC
 Frais de port : 5 F



générateur d'ozone pour voiture

3 à 12 V - Très efficace contre les mauvaises odeurs et les fumées.
Kit : Réf. 1405086 - Prix : 216 F TTC
 Frais de port : 10 F

BOITIERS

boîtier métallique

Dimensions : 70 x 60 x 44 mm
Kit : Réf. 6305106 - Prix : 18 F TTC
 Frais de port : 5 F

boîtier métallique

Dimensions : 120 x 63 x 30 mm.
Kit : Réf. 6305107 - Prix : 24 F TTC
 Frais de port : 5 F

boîtier métallique

Dimensions : 120 x 63 x 52 mm.
Kit : Réf. 6305108 - Prix : 27 F TTC
 Frais de port : 5 F

boîtier métallique

Dimensions : 160 x 110 x 82 mm.
Kit : Réf. 6305109 - Prix : 46 F TTC
 Frais de port : 15 F

boîtier métallique

Dimensions : 230 x 170 x 100 mm.
Kit : Réf. 6305110 - Prix : 96 F TTC
 Frais de port : 15 F

boîtier métallique

Dimensions : 320 x 240 x 150 mm.
Kit : Réf. 6305111 - Prix : 116 F TTC
 Frais de port : 18 F

Pour de plus amples renseignements,
**demandez vite
 notre brochure complète
 sur les Kits Eurotechnique :**

Soit en venant nous voir dans un des magasins de vente EUROTECHNIQUE dont vous trouverez la liste ci-dessous. Vous pourrez alors examiner tranquillement tous ces appareils et les acheter à votre convenance. Soit en remplissant le bon à découper ci-dessous et en le retournant à : EUROTECHNIQUE, 21000 DIJON.

MAGASINS DE VENTE :

21000 DIJON (Siège Social)
 Rue Fernand-Holweck
 Tél. : 66.51.34

75011 PARIS
 116, rue J.P.-Timbaud
 Tél. : 355.28.30/31

13007 MARSEILLE
 104, bd de la Corderie
 Tél. : 54.38.07

68000 MULHOUSE
 10, rue du Couvent
 Tél. : 45.10.04

ET 24 HEURES SUR 24
 vous pouvez passer vos commandes en appelant le (80) 66.64.99 (DIJON).

Eurotechnique  **eurolec**
 Composants et sous-ensembles **21000 DIJON**

Bon de commande

Je, soussigné :
 NOM _____ PRÉNOM _____
 ADRESSE : Rue _____ N° _____
 Code Postal _____ Ville _____

1) Désire recevoir votre documentation N° F 689 sur vos kits.
 Pour les territoires hors métropole, joindre un coupon-réponse international de 3 francs.

2) Désire recevoir le (ou les) Kit(s) suivant(s) :

Désignation _____	Réf. _____	Prix _____
Désignation _____	Réf. _____	Prix _____
Désignation _____	Réf. _____	Prix _____

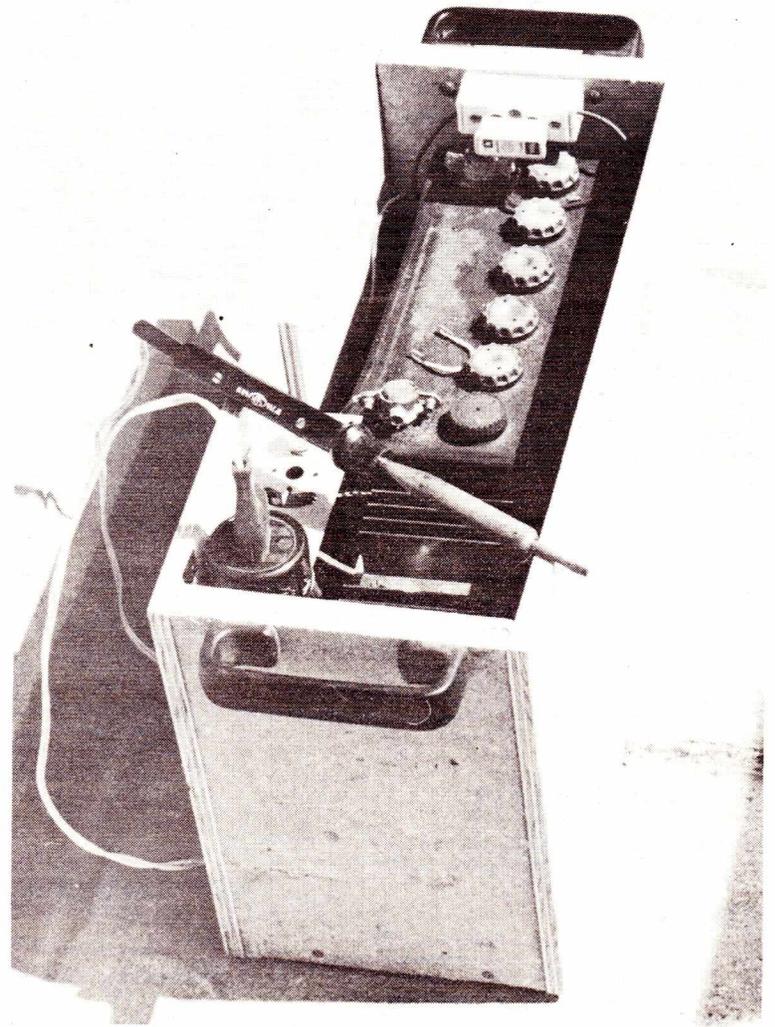
Bon à adresser à Eurotechnique - 21000 Dijon

709.12.611



Si le convertisseur 12 V continu 220 V alternatif 50 Hz se révèle fort utile aux campeurs et caravaniers soucieux de leur confort, il représente également une sécurité non négligeable contre les pannes, grèves, et autres mises « en château de cartes » du réseau EDF.

Il n'est certes pas envisageable d'alimenter sur batterie 12 V la totalité des équipements électriques d'une habitation moderne, mais la capacité habituelle de 45 Ah d'une simple batterie de voiture bien chargée permet, pendant plusieurs heures, d'e parer au plus pressé.



Le bloc d'alimentation de secours représenté ici utilise le convertisseur décrit dans notre exemple pratique. Il est capable de fournir une puissance de 120 VA sous 250 V 50 Hz pendant environ trois heures si la charge de la batterie est correcte.

Il a rendu à l'auteur les plus grands services pendant la panne de décembre 1978.

Convertisseur 12/220 V à partir d'un transfo TV

I) DEFINITION DES SECOURS PRIORITAIRES :

La source de courant de secours obtenue par association d'une batterie et d'un convertisseur 50 Hz permet en premier lieu d'alimenter l'éclairage (à incandescence ou même fluorescent) et tous les types de rasoirs électriques. Ceci s'avère précieux lors de pannes assez matinales. Pour ces usages, une puissance de 60 à 100 VA suffit très largement. L'intérêt d'un ensemble de puissance supérieure (100 à 500 VA) se révèle double :

- possibilité de faire fonctionner de nombreuses sources lumineuses en même temps ainsi que TV, chaîne

HIFI, certains appareils ménagers, etc...

- possibilité de maintenir en fonctionnement une installation de chauffage à gaz, fuel, charbon, etc.. dont les auxiliaires indispensables (régulateurs, pompes, etc...) exigent du 220 V. Le problème est le même pour les souffleries des systèmes à accumulation, dont la charge a très bien pu se faire avant la coupure.

Le dépassement de cette catégorie de puissance exige d'une part l'utilisation d'une batterie 24 ou 48 V et, autant que possible, l'utilisation d'un chargeur autonome (solaire, hydraulique, à moteur à essence, etc...) afin de préserver l'autonomie nécessaire.

II) UTILISATION D'UN TRANSFO DE TV :

Nous avons il y a quelque temps décrit la construction de convertisseurs à transfo toroïdaux. Cette solution, excellente techniquement, se voit limitée à des puissances inférieures à environ 100 VA par des questions de prix de revient. Cependant, nous allons voir qu'il est possible, au delà, de faire appel à des transfo d'alimentation de récepteurs TV à tubes, faciles à récupérer, et n'exigeant qu'un rebobinage partiel somme toutes assez simple à entreprendre et... à réussir.

En effet, plus un transfo est puissant, et

moins nombreuses sont les spires. De plus, le fort diamètre des fils employés permet un débobinage et un rebobinage à la main sans grande difficulté, d'autant que seuls les enroulements secondaires sont concernés, le primaire 110/220 V devenant simplement le secondaire du futur convertisseur.

Les transfos de TV noir ou couleur sont de puissances comprises entre 100 et 500 VA environ, et la méthode s'applique également à tous les types de transfo de puissances comparables comportant un enroulement 220 V.

III) DESCRIPTION DE LA METHODE :

La **figure 1** donne le schéma électronique retenu, dont la simplicité exclut tout commentaire. Les transistors pourront le plus souvent être des 2N3055 convenablement refroidis. Les enroulements du transfo devront être bobinés de façon à

présenter des tensions à vide de 3 V, 10 V, 10 V, 3 V. Dans le cas d'une batterie 24 V, la **figure 2** donne les valeurs 3 V, 20 V, 20 V, 3 V. Ces enroulements se montent en série dans le sens de l'addition des tensions excluant ainsi toute erreur si le soin nécessaire est apporté à la réalisation. Ces tensions n'étant pas disponibles sur les transfos cités, il convient de les rebobiner et, auparavant, d'en calculer les caractéristiques et notamment nombre de spires et section du fil. Les opérations débuteront donc par la détermination des caractéristiques essentielles du transfo à modifier.

1) DETERMINATION DE LA PUISSANCE NOMINALE :

La puissance que l'on est en droit de demander sans surprise à un transformateur se détermine facilement au moyen d'une simple mesure de deux dimensions.

Le **figure 3** montre en effet comment déterminer la section s du circuit magnétique, section directement liée à la puissance nominale par le tableau de la **figure 4**. Ce tableau a été établi d'après les caractéristiques des tôles de qualité courante employées dans les transfos TV grand public. Dans le cas de transfos de récupération en provenance d'équipements professionnels, ces valeurs peuvent souvent être majorées. De même, si on accepte de soumettre le matériel à plus rude épreuve (échauffement et pertes de plus forte valeur) dans le cas d'un service très intermittent, les puissances indiquées pourront être augmentées d'au moins 50 %, parfois jusqu'à 100 %.

Les chiffres que nous publions sont, pour leur part, établis en vue d'un fonctionnement en service continu donnant toutes garanties de sécurité et de fiabilité, ce qui, à notre sens, s'impose dans le cas d'un équipement de secours.

2) DETERMINATION DES NOMBRES DE SPIRES :

Une fois fixée la puissance qui sera demandée au transformateur (dans les limites des possibilités du circuit magnétique bien sûr), on se reportera à nouveau au tableau de la **figure 4**, pour déterminer le nombre de spires par volt le plus probable. Cette valeur sera comparée au résultat de la procédure suivante :

- alimenter le transfo en 220 V 50 Hz,
- mesurer la tension à vide d'un enroulement « 6,3 V » et appliquer éventuellement la correction nécessaire si le secteur fait plus ou moins 220 V au moment de la mesure.
- débobiner cet enroulement en comptant les spires.
- faire le calcul du nombre de spires par volt réel.

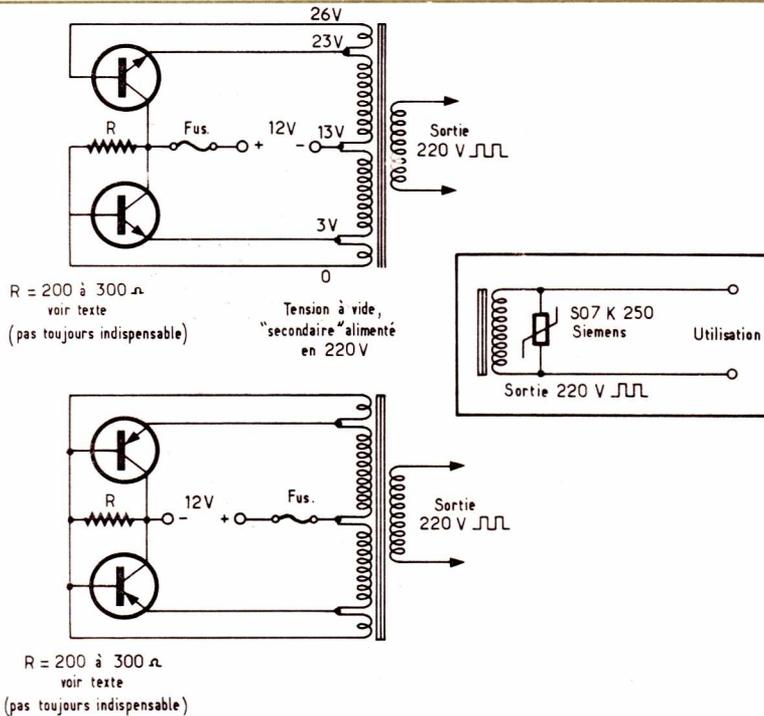


Figure 1 : Le schéma électronique du convertisseur pour suppression des surtensions transitoires (facultatif). Une variation S07 K250 Siemens est à prévoir.

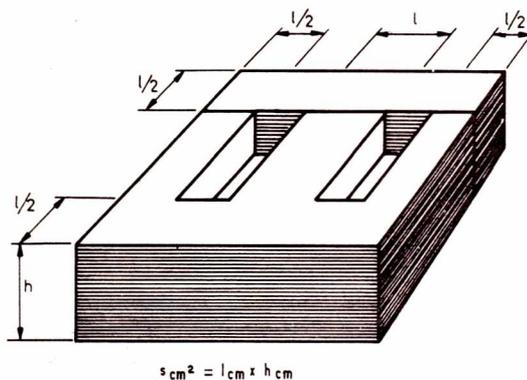


Figure 3 : Détermination de la section du circuit magnétique

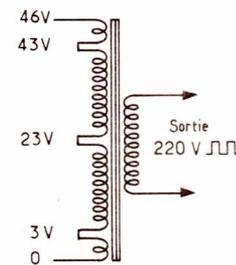


Figure 2 : Variante dans le cas d'une batterie 24 V

Puissance VA	Section cm ²	Spires/volt
60	14	3,30
70	15	3,10
80	16	2,90
90	17	2,75
100	18	2,60
150	22	2,05
200	25	1,80
250	28	1,55

Figure 4 : Caractéristiques de fabrication des transfo TV selon leur puissance.

En cas de désaccord avec les données du **tableau 4**, on choisira la dernière valeur trouvée, car c'est selon cette donnée que le primaire 220 V a été bobiné.

3) CALCUL DE LA SECTION DU FIL :

Il est indispensable de bobiner les enroulements du convertisseur avec un fil de section suffisante, faute de quoi les pertes introduites diminueraient la puissance disponible, sans parler des dangers d'échauffement.

La méthode est la suivante :

- évaluer la puissance prélevée sur la batterie en introduisant un rendement assez pessimiste (50 à 60 %).
- En déduire le courant batterie.
- Diviser ce courant par deux pour obtenir le courant moyen par enroulement.
- Se reporter au tableau de la **figure 5** pour trouver le type de fil nécessaire (ce tableau a été lui aussi établi pour un fonctionnement en service continu).

Ø(mm)	Section (mm ²)	Courant max.(A) pour 3A/mm ²
0,6	0,283	0,850
0,8	0,503	1,500
0,9	0,636	1,920
1,0	0,785	2,360
1,2	1,131	3,400
1,4	1,539	4,620
1,5	1,767	5,280
1,8	2,545	7,650
2,0	3,142	9,400
2,5	4,909	14,700
3,0	7,069	21,200
4,0	12,566	37,700

Figure 5 : Caractéristiques des fils émaillés standards du commerce

Si la place disponible après débobinage des anciens secondaires le permet, il est conseillé d'adopter le diamètre de fil trouvé, pour tous les enroulements du convertisseur. En cas de manque de place, on pourra réduire la section du fil des enroulements de réaction par un facteur égal au β des transistors **dans leurs conditions réelles de service**. Il faut savoir en effet qu'un 2N 3055 par exemple dont le β peut être donné d'environ 100 pour un échantillon de bonne qualité, voit ce même β tomber aux alentours de 3 ou 4 pour un courant collecteur de 10 ou 15 ampères. Dans le cas de transistors plus ou moins déclassés, il avoisine souvent sans vergogne l'unité, d'où la précaution recommandée sur le diamètre du fil des enroulements de réaction.

Si d'aventure un problème d'approvisionnement venait à se poser pour du fil de fort diamètre (18/10 par exemple), une solution consisterait à réaliser les enroulements en multifilaire, en utilisant le tableau des sections de la **figure 5**. Par exemple, 4 conducteurs de \varnothing 18/10. Cependant ces 4 fils doivent être bobinés en même temps, car il serait très défavorable d'introduire une dissymétrie dans des enroulements branchés en parallèle.

IV) EXEMPLE PRATIQUE :

L'exemple de calcul donné en annexe permet de suivre pas à pas l'application de la méthode. Remarquons au passage que le récepteur 175 V dont provient le transfo était vendu pour une consommation nominale de 175 VA. Le résultat de nos calculs montre que ce transfo était plus que légèrement surchargé en raison du caractère intermittent de son fonctionnement.

Les mesures que nous avons fait subir au convertisseur terminé prouvent que 120 VA peuvent être demandés à l'appareil. Dès 130 VA, on assiste à une brusque augmentation de la fréquence (plusieurs centaines de Hz) et à une tout aussi brusque chute de tension, ceci à cause de la saturation du circuit magnétique.

Le rendement, voisin de 60 %, est directement lié à la qualité des tôles et de leur isolement. Il est d'ailleurs difficile de ne pas rayer ces tôles lors du démontage et du remontage, d'où quelques courts-circuits augmentant les pertes par courants de Foucault (il avait d'ailleurs été tenu compte de pertes de cet ordre de grandeur dans le calcul des courants primaires). De meilleures performances pourraient être obtenues par l'emploi de circuits magnétiques en double C ou, dans l'idéal, toroïdaux (rendement de 90 %). Au point de vue fréquence, on constate que la valeur de 50

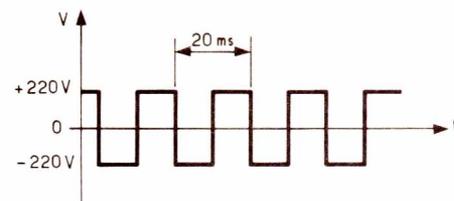


Figure 6 : Représentation d'une tension rectangulaire 220 V eff 50 Hz

Hz est respectée à très peu de choses près sous la puissance normale d'utilisation. En ce qui concerne la tension de sortie, il faut savoir que la forme d'onde rectangulaire rend erronée la lecture des voltmètres alternatifs habituels. La mesure la plus précise se fait à l'oscilloscope équipé d'une sonde par 10. La **figure 6** montre en effet que la valeur efficace vraie est égale à la valeur crête, soit 220 V. Cette caractéristique ne nuit en rien au fonctionnement des appareils courants, mais peut poser des problèmes dans les applications où la valeur crête joue un rôle ou encore lorsque la forme d'onde sinusoïdale est exigée.

V) LES OPERATIONS DE DEBOBINAGE-REBOBINAGE :

Intervenant uniquement au niveau des secondaires, ces opérations restent dans l'ensemble fort simples et n'exigent aucun outillage particulier (pinces, marteau, tournevis). Un minimum de soin est toutefois nécessaire, afin de ne pas abîmer les tôles et les sorties du primaire (futur secondaire), surtout dans le cas de carcasses sans joues exigeant un dessoudage des terminaisons d'enroulements.

La séparation des tôles et de la carcasse ne pose un problème qu'au niveau de l'extraction de la première tôle, qui exige souvent le recours à des procédés énergiques basés sur l'usage du marteau (prudence requise vis-à-vis des autres tôles et surtout de la carcasse). Le remontage des tôles n'est qu'une question de patience (montage EI imbriqués) et de force dans les pouces pour l'introduction de la dernière. Il faut veiller à serrer à fond les tiges filetées maintenant la cohésion du bloc de tôles.

Le débobinage des anciens secondaires est extrêmement facile pour les enroulements 6,3 V (ne pas oublier de compter les spires), un peu moins pour les enroulements HT dont le fil plus fin devra parfois être entamé à grands coups de pince cou-

pante lorsque l'imprégnation a été trop parfaite. Le risque d'attaquer le primaire (bobiné en premier à la fabrication) est réduit car un blindage métallique est prévu entre primaire et secondaires.

Le bobinage des futurs primaires se fait facilement à la main, étant donné le faible nombre de spires et le fort diamètre du fil. Un bobinage à spires jointives est nécessaire pour des raisons de présentation et surtout d'encombrement. Chaque couche sera isolée de la suivante par un double bandeau de papier kraft adhésif. La carcasse terminée pourra éventuellement être paraffinée au bain ou imprégnée de vernis avant remontage des tôles.

L'interconnexion des 4 enroulements sera contrôlée d'après les tensions indiquées sur les **figures 1 et 2** en raccordant l'ancien primaire (nouveau secondaire) au secteur 220 V.

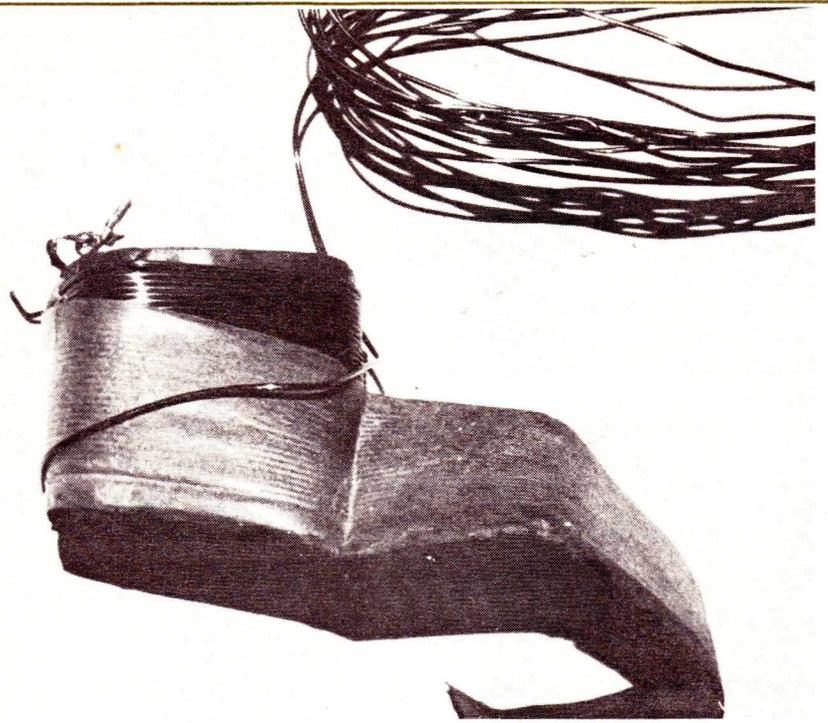
VI) LE CABLAGE ELECTRONIQUE :

Les transistors devront être très énergiquement refroidis. Leurs collecteurs étant réunis, un radiateur commun est envisageable, radiateur qui sera généralement fixé aux tiges filetées du transfo. Dans le cas d'un fonctionnement sur batterie indépendante ou sur véhicule à + à la masse, des transistors NPN (2N3055) pourraient être utilisés. Sur voiture dont le - est à la masse, il sera plus prudent de recourir à des PNP (BDX18 ou autres) afin d'écartier tout risque de court-circuit. L'interconnexion suivra scrupuleusement la **figure 1** et la résistance (3 watts 10 %) verra sa valeur optimisée en fonction des qualités des transistors utilisés, de façon à permettre un démarrage facile aussi bien à vide qu'en charge (une valeur de 200 à 500 Ω convient en général fort bien). Dans certains cas, aucune résistance ne s'avère nécessaire. Un des avantages de ce schéma est qu'en cas de non démarrage, les deux transistors sont bloqués évitant ainsi tout risque de claquage. On prévoiera tout de même un fusible (10 à 16 ampères) pour les cas de défaillance d'un quelconque élément du montage. Ce fusible pourra d'ailleurs servir d'interrupteur de mise en marche.

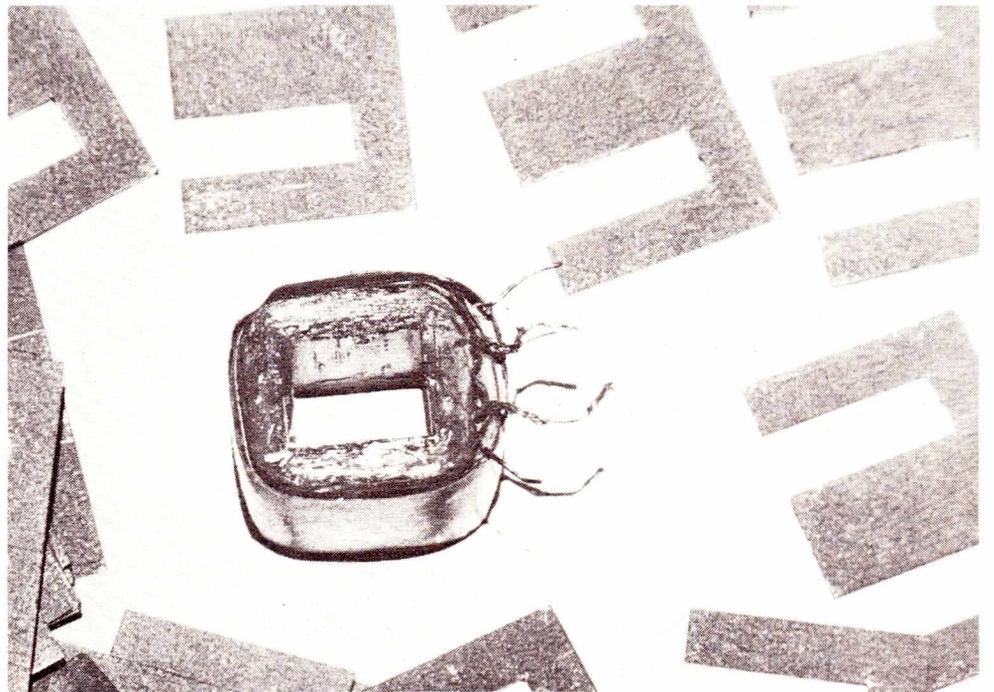
On notera enfin la possibilité d'éliminer les surtensions transitoires en sortie par le montage d'un varistor à oxyde de zinc S07K250 Siemens, peu coûteux et très efficace.

VII) CONCLUSION :

Ce montage, réalisable à peu de frais et au prix d'un minimum de travail, permet de



Le fort diamètre du fil utilisé ainsi que le faible nombre de spires rendent très simples les opérations de rebobinage.



Dans le cas d'une carcasse sans joues comme celle-ci, il faut veiller à ne pas endommager les sorties du futur secondaire lors des interventions sur les tôles du circuit magnétique.

reconstituer du 220 V au 50 Hz directement utilisation à partir de 12 V continu provenant d'une batterie prévue soit en tant que secours, soit en tant que réservoir tampon lorsque des sources autonomes sont disponibles (panneaux solaires, moulin à eau, éolienne, etc...). Dans le cas d'une éolienne surtout, ce montage permet d'utiliser une simple dynamo de voiture comme

générateur tout en conservant, grâce à la batterie, une qualité constante au 220 V débité. La puissance permise par le montage s'avère suffisante pour l'éclairage très confortable d'une petite maison de campagne. Le régulateur d'origine de la dynamo assure une charge idéale à la batterie, tout en évitant tout excès nuisible.

Mesures effectuées sur le convertisseur achevé :

- puissance maximale disponible (batterie chargée à 12 V) **120 VA**
- courant consommé à vide : **5A**
- courant consommé à P = 75 VA : **11 A**
- Fréquence à vide : 38 Hz
- fréquence à P = 100 VA : 51 Hz
- tension de sortie
 - à vide = 220 V_{eff} pour V_B = 12 V
 - à P = 100 VA : 220 V_{eff} pour V_B = 12 V
- surtensions transitoires en sortie (valeur max.)
 - à vide : 500 V (crête équivalente à 350 V_{eff}).
 - à P = 250 VA : 300 V (crête équivalente à 210 V_{eff}).
 - à P = 100 VA : néant

Exemple pratique :

- **Transfo TV** dimensions extérieures du circuit magnétique :
125 x 105 x 43 mm
section 4,2 x 4,3 \cong 18 cm² d'où puissance nominale 100 VA (**figure 4**)
Valeur **probable** du nombre de spires par volt : 2,6 (**figure 4**)

- **débobinage des secondaires BT et HT** :
enroulement 6,3 V : 20 spires pour 7,4 V à vide, soit 2,7 spires par volt (valeur réelle).

- **rebobinage des enroulements définitifs :**

1) **nombre de spires :**

enroulements de conversion : 2 x 10 V donc 2 x 27 spires
enroulements de réaction : 2 x 3 V donc 2 x 8 spires

2) **Diamètre du fil :**

puissance 100 VA rendement minimum 60 % d'où pertes 40 %
puissance batterie approximative 180 W soit 15 A sous 12 V
courant moyen par enroulement : 7,5 A.
densité de courant 3 A/mm² (service permanent)
d'où \varnothing fil 1,8 mm (section 2,545 mm²) (**figure 5**)

En comptant un β de 4 pour les 2N3055 à 15 A collecteur, on constate que du fil de \varnothing 0,9 mm (section 0,636 mm²) peut suffire pour les enroulements de réaction. Cependant, on utilisera souvent un seul diamètre pour l'ensemble des enroulements (\varnothing 1,8).

Patrick GUEULLE

Voir en référence :

Radio Plans n° 367 Convertisseur 220 V 50 Hz
(du même auteur)

Participez à la rédaction de RADIO PLANS

Vous qui avez étudié un montage électronique personnel et de conception originale, savez-vous que votre réalisation peut faire l'objet d'une description dans votre revue ?

Pour tout renseignement complémentaire, (rédaction, présentation, rémunération), écrire à :

RADIO PLANS Rédaction 2 à 12, rue de Bellevue
75940 Paris Cedex 19



Disponible à la librairie Parisienne de la Radio.

RECHERCHE

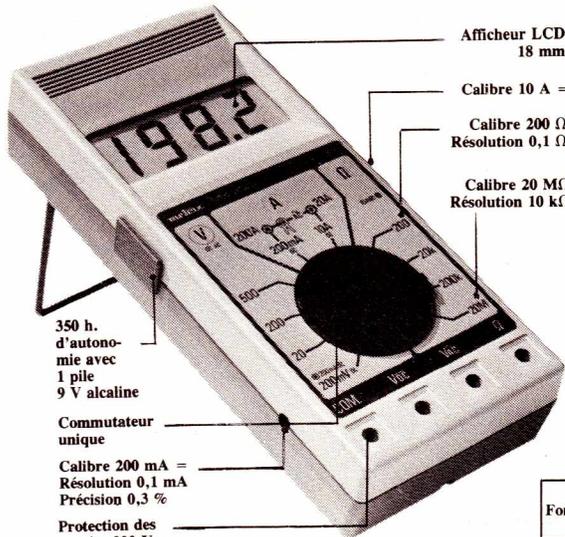
J.H. débutant connaissant composant et circuit imprimé. Dépannage. S'adresser le lundi après-midi, de 14 à 19 h, aux **Ets Goupillon, 35, rue Abbé-Grégoire, 75006 Paris. Téléphone 548.82.95.**

RECHERCHE

N° 348 de Radio-Plans. Ecrire à **M. André Turlure 236, rue de la Comté, Ourton, 62460 Divion.**

METRIX MX 502

- 2000 points de mesure.
- Affichage à cristal liquide de grande dimension 18 mm et très contrasté.
 - Polarité automatique.
 - Zéro automatique.
 - Indicateur de dépassement.
 - Virgule commutée en fonction du calibre.
 - Sensibilité du premier calibre continu 200 mV — Résolution 0,1 mV. Précision 0,3 %.
 - Calibre ohm à faible courant de 0,1 Ω à 20 M Ω .
 - Protection 1000 V \approx et 750 V \approx , 380 V \approx sur les calibres Ω fusibles 1 A et 16 A pour les intensités.
 - Sécurité de l'utilisateur aucune partie métallique accessible.
 - Fusible à haut pouvoir de coupure 380 V \approx 20 000 A.
 - Autonomie 250 heures avec piles zinc-carbone, 350 heures avec pile alcaline.
 - Simplicité d'emploi commutateur rotatif unique.



350 h. d'autonomie avec 1 pile 9 V alcaline

Commutateur unique

Calibre 200 mA =
Résolution 0,1 mA
Précision 0,3 %

Protection des entrées 300 V \approx et 1 000 V

ACCESSOIRES

- HA 1153. Pince ampèremétrique 20 A et 200 A = valeur ... 284 F
Shunt HA 303, 30 A 91 F
Shunt HA 300 300 A = 150 F
HA 1159. Sonde température — 50 à + 150 °C 464 F
MC 127. Gaine caoutchouc 76,50 F
Batterie rechargeable 9 V 51 F
Chargeur pour batterie 9 V 49 F

DISTRIBUÉ PAR

REUILLY COMPOSANTS

79, bd Diderot 75012 PARIS
Tél. 372.70.17 Métro Reuilly Diderot

ACER

42, rue de Chabrol 75010 PARIS
Tél. 770.28.31 Métro Poissonnière

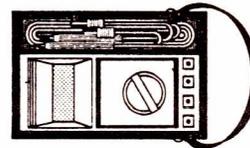
VENTE PAR CORRESPONDANCE

MULTIMETRE DIGITAL

EN PROMOTION

675^F

LIVRÉ AVEC ÉTUI



VENTE PAR CORRESPONDANCE :
Participation aux frais de port 15 F.

ÉTENDUE DES MESURES

Fonctions	Gammes	Précision L = lecture, C = calibre	Surcharge	Z
V =				
$\pm 100 \mu\text{V}$	200 mV	$\pm 0,3 \% \text{ L} \pm 0,1 \% \text{ C}$	500 V	2 M Ω
à	20 V	$\pm 0,75 \% \text{ L} \pm 0,1 \% \text{ C}$	750 V	
$\pm 500 \text{ V}$	200 V	$\pm 0,75 \% \text{ L} \pm 0,1 \% \text{ C}$	ou	
(750 V)	500 V	$\pm 1 \% \text{ L} \pm 0,1 \% \text{ C}$	1 000 V 1 mm	
V \approx				
1 V	20 V	$\pm 1,5 \% \text{ L} \pm 0,5 \% \text{ C}$	750 V \approx	1 M Ω
à	200 V	$\pm 1,4 \% \text{ L} \pm 0,25 \% \text{ C}$	ou	
500 V	500 V	$\pm 1,5 \% \text{ L} \pm 0,25 \% \text{ C}$	1 000 V crête	
Ω				
	200 Ω	$\pm 0,5 \% \text{ L} \pm 0,2 \% \text{ C}$	220 V \approx	
	20 k Ω	$\pm 0,5 \% \text{ L} \pm 0,2 \% \text{ C}$	ou	
	200 k Ω	$\pm 0,5 \% \text{ L} \pm 0,2 \% \text{ C}$	380 V \approx 30 sec.	
I =				
	200 mA	$\pm 1,5 \% \text{ L} \pm 0,2 \% \text{ C}$	1 A 250 V \approx	
	10 A	$\pm 1,5 \% \text{ L} \pm 0,2 \% \text{ C}$	16 A 380 V \approx	
avec pince	20 A 200 A	Voir pince HA 1153	I \approx	

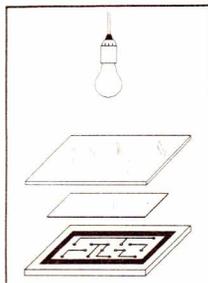
Comment réaliser les circuits imprimés comme un professionnel!

METHODE PHOTO

« SENO PHOTOTRAFERT »

- Poser le film SENO sur le document à reproduire.
- Insoler 6 minutes le film avec une lampe « Light-Sun ».
- Tremper 2 minutes dans le bain révélateur.
- Tremper ensuite dans le bain de fixateur. Le film est terminé directement en positif.
- Reporter le film sur une plaque présensibilisée.
- Insoler avec une lampe UV environ 2 minutes.
- Tremper dans le révélateur pendant 2 minutes.
- Passer au bain de perchlore.
- Nettoyer la plaque avec un solvant.

LE CIRCUIT EST FINI



MATERIEL NECESSAIRE

Film SENO
Phototransfert
Révélateur et fixateur
Lampe
« Light Sun »

METHODE N° 1 DE TRAÇAGE DIRECT « ORIGINAL SENO »



NOUVEAU

1. Schéma à reproduire.
 2. SENOCOPYPRINT.
 3. Support cuivré bakélite ou époxy.
- SENO PRINT est un film qui décalque le tracé sur le support et permet la gravure directe.**

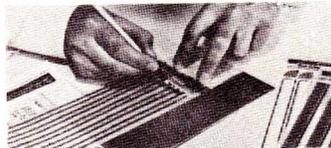
NOUVEAU
Perchlore de fer
à dissolution rapide.

* Nous attirons votre attention sur le format de nos plaques normalisées 100 x 160 (standard européen) pour montage en Rack.

METHODE N° 2

DE TRAÇAGE DIRECT

- Désoxyder et dégraisser le cuivre avec la gomme.
- Reporter les signes transfert sur la plaque de cuivre.



- Relier les signes transfert à l'aide du stylo DALO ou des bandes transfert.
- Plonger dans le perchlo. et agiter.
- Rincer et nettoyer avec un solvant.

LE CIRCUIT EST TERMINÉ

MATERIEL NECESSAIRE

Signes transfert, par type : en bande, feuille ou rouleau
stylo pour gravure directe,
DALO 33 PC,
gomme abrasive détersive Polifix,
perchlorure de fer en granulé dissolution ultra rapide.
Pré-sensibilisé Bakélite ou époxy simple et double face.
75 x 100
100 x 160 (format européen)*
210 x 300
Révélateur 1/2 litre.
GS 3300 - gravure rapide.

EXCLUSIVITÉ

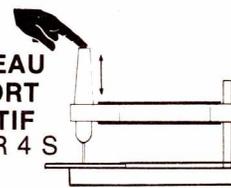
LA NOUVELLE R4
BIEN EN MAIN
15 000 T/MINUTE
TRÈS FORT COUPLE

PERCEUSE
fournie avec 3 mandrins

COFFRET

9 outils + 3 mandrins
+ 1 coupleur de piles
+ perceuse R4 + alimentation
+ support + flexible.

NOUVEAU
SUPPORT
SENSITIF
Réf. SR 4 S



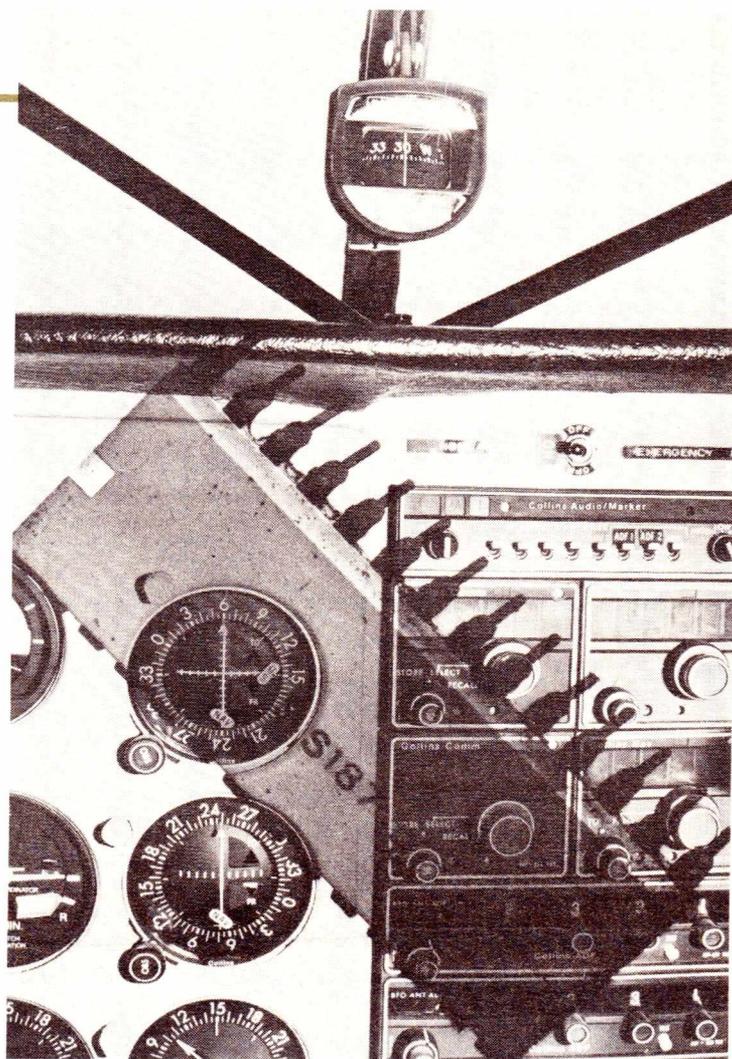
DISTRIBUTEUR OFFICIEL
MECANORMA,
Stock permanent

Liste des revendeurs sur demande contre 2,60 F en timbres

dapimport

10 bis, rue des Filles-du-Calvaire
75003 Paris
Tél. 271.37.48

La synthèse de fréquence est, nos lecteurs le savent sans doute, une technique permettant de fabriquer de toutes pièces telle fréquence nécessaire à partir de telle autre fréquence disponible et ce sans perte de stabilité. Autrement dit, par le jeu de circuits digitaux (diviseurs programmables) et analogiques (VCO, filtres) appropriés, il est possible à partir d'un unique quartz de référence, d'obtenir avec la même précision n'importe quelle fréquence d'émission ou de réception. Les récents composants que nous présentons dans ces pages présentent une souplesse d'adaptation suffisante pour permettre la résolution de n'importe quel problème de synthèse de fréquence dans les bandes dévolues aux radio-amateurs.



SYNTHETISEUR H.F. pour émission-réception

1) RAPPEL DES PRINCIPES DE LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

La figure 1 (A) rappelle une fois de plus le principe de la boucle verrouillée en phase ou PLL (phase locked loop). Ce montage de base construit autour d'un oscillateur commandé par tension (VCO) est largement utilisé chaque fois qu'une régénération de signal est nécessaire, ou en tant que démodulateur FM.

La figure 1 (B) aborde plus directement le domaine de la synthèse de fréquence puisque l'adjonction d'un diviseur par N dans la chaîne de retour permet la multiplication de la fréquence d'entrée par N.

Enfin, la figure 1 (C) représente le schéma le plus général d'un synthétiseur

de fréquence puisque les techniques de division et de multiplication de fréquence sont employées simultanément. C'est cette configuration qui permet d'obtenir à peu près n'importe quelle fréquence à partir de n'importe quelle autre sous réserve que les composants utilisés soient capables de fonctionner à ces fréquences.

On rencontre souvent dans le commerce des circuits dits PLL regroupant le VCO, le comparateur de phase et quelques éléments associés. Ils existent en technologie bipolaire (560, 561, 562, 565) et en technologie CMOS (4046) et s'avèrent capable de résoudre de nombreux problèmes mettant ou non en jeu des diviseurs extérieurs. Leur emploi en synthèse des fréquences d'émission-réception se trouve cependant limité par deux considérations :

— Les VCO incorporés dans ces circuits

ne permettant pas la couverture de certaines fréquences élevées (VHF et UHF) alors que de simples oscillateurs à diodes varicap conviendraient fort bien, fournissant de surcroît un signal sinusoïdal.

— La réalisation des diviseurs programmables nécessaires à la synthèse de très nombreuses fréquences différents à partir du même quartz de référence s'avère très complexe au moyen des circuits logiques courants. De plus, ces mêmes circuits intégrés courants affichent des limitations en fréquence du même ordre de grandeur que celles des circuits PLL déjà mentionnés.

Les circuits intégrés que nous présentons dans ces pages permettent de s'affranchir de ces limites sans prouesses de complexité, grâce à la technologie MOS — LSI d'intégration à grande échelle.

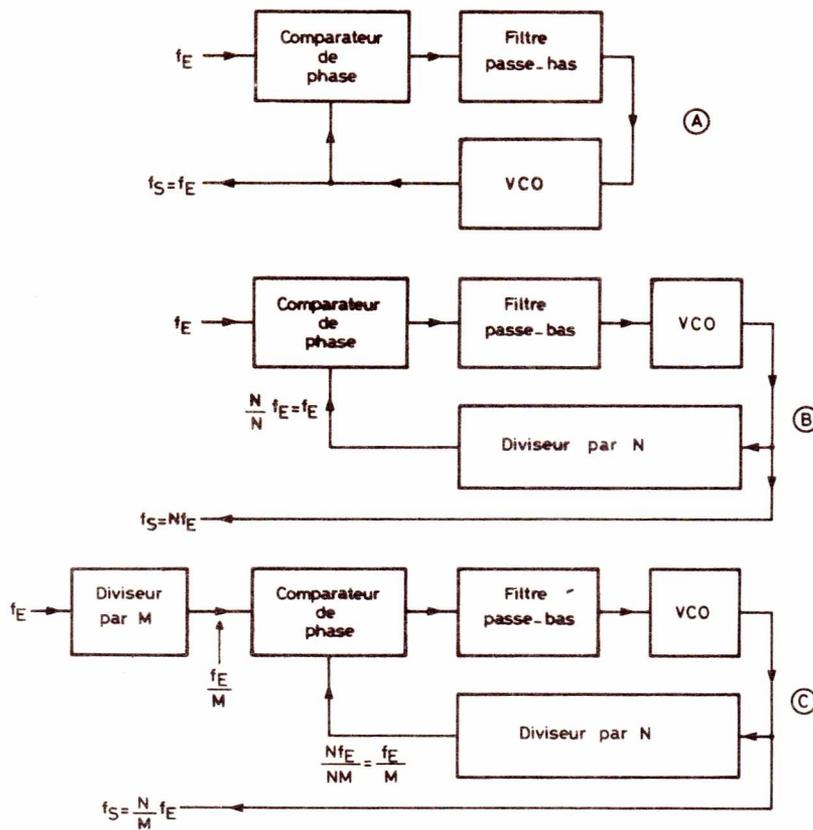


Figure 1 : Principe de la synthèse de fréquence.

II) PRESENTATION GENERALE DES CIRCUITS UTILISES

La plupart des circuits intégrés dont nous allons décrire les applications dans ces pages sont réalisés en technologie MOS — LSI. C'est cette technologie qui sert à fabriquer les microprocesseurs, les circuits de jeux vidéo, de calculatrices, etc... Un seul boîtier peut donc contenir des fonctions logiques complexes en très grand nombre, d'où une simplification du câblage externe et une plus grande fiabilité. Du fait de la grande densité d'intégration, le coût des réalisations peut être réduit de façon importante puisqu'il est bien connu que l'élément le plus coûteux entrant dans la composition d'un « mille pattes » est souvent... le boîtier.

En contrepartie, bien sûr, le prix de ces circuits remplaçant quelques dizaines de boîtiers standards semble comparativement élevé. Ne nous y trompons pas, sauf dans les cas de récupération massive, la technologie MOS — LSI revient toujours moins cher. Encore faut-il de façon impérative éliminer tout risque de « tuer » par inattention l'un de ces coûteux boîtiers à 28 pattes ou plus. Toutes les précautions seront prises de façon à empêcher tout court circuit accidentel, toute inversion de polarité, etc...

On utilisera **systématiquement** des supports, car si un simple 4011 CMOS à 14 broches supporte mal un dessoudage, que dire d'un MOS à 28 broches ?

Enfin, les boîtiers seront conservés jusqu'au dernier moment dans leur emballage d'origine (mousse conductrice) et lors de leur enfichage sur support, on évitera tout contact d'un doigt avec les broches, en raison des risques de destruction des transistors MOS internes par les charges statiques que chacun porte en soi.

III) LE SYNTHETISEUR UNIVERSEL S187B

Si ce circuit intégré Siemens peut être qualifié de synthétiseur « universel », c'est parce que sa conception permet le raccordement de toutes sortes de circuits extérieurs dont les caractéristiques peuvent être optimisées en fonction du problème à résoudre.

Ce circuit contient un comparateur de phase digital et un certain nombre de diviseurs programmables. Une première chaîne de diviseurs agit sur le signal issu d'un oscillateur extérieur dont la fréquence peut être comprise entre 250 KHz et 6,5 MHz. On utilisera le plus souvent un oscillateur à quartz et circuit CMOS.

La seconde chaîne de diviseurs agit sur la fréquence issue du VCO. Dans la configuration « minimum », en raison de la relative lenteur des circuits MOS.

En revanche, une sortie est prévue pour synchroniser un prédiviseur extérieur qui, lui, pourra suivre la fréquence du VCO jusqu'à plusieurs centaines de MHz s'il le faut.

Par le jeu de ces différents diviseurs dont la figure 2 montre l'interconnexion interne, il est possible d'obtenir **plus de 500 000** fréquences distinctes à partir d'un **seul** quartz de référence (un million de fréquences avec deux quartz, etc...)

La fréquence de comparaison ainsi obtenue à l'entrée du comparateur de phase peut être choisie dans la plage de 100 Hz à 25 KHz, grâce à huit rapports de division programmables en fonction du quartz utilisé.

Le comparateur de phase, pour sa part, est entièrement numérique : des circuits logiques appropriés commandent deux interrupteurs (transistors MOS) chargés d'augmenter ou de réduire la tension aux bornes du condensateur du filtre passe-bas et, par là même, d'agir sur la fréquence du VCO. La figure 3 explicite le fonctionnement de ce comparateur de phase.

Les deux diviseurs programmables A et B sont attaqués par la même entrée ; destinée à recevoir la fréquence du VCO, éventuellement traitée par un prédiviseur.

La sortie du diviseur B rejoint l'entrée du comparateur de phase et tend donc à égaliser la fréquence « de comparaison » f_{comp} à $511 \times f_{COMP}$. La fréquence maximale de l'oscillateur à quartz extérieur. Le rapport de division de B peut être choisi d'unité en unité de 1 à 511 par le jeu de 9 entrées binaires dont les poids sont 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256.

Ces entrées normalement à 1 reçoivent un niveau logique 0 lorsqu'elles sont reliées à la masse à travers une résistance de 0 à 5 k Ω maximum.

Si donc aucun prédiviseur n'est monté (donc si le diviseur A reste inutilisé), le circuit peut synthétiser 511 fréquences s'échelonnant, du pas de f_{comp} , de $1 \times f_{comp}$ à $511 \times f_{comp}$. La fréquence maximum du VCO devant, dans ce cas, être limitée à 2,5 MHz environ, on remarque que f_{comp} ne peut dépasser 5 KHz. Comme d'autre part f_{comp} ne peut être inférieure à 100 Hz, il est facile de déduire la plage opérationnelle du circuit : 100 Hz à 2,5 MHz avec un pas de 100 Hz à 5 KHz. Le choix du quartz et du rapport de son diviseur associé se fera précisément en fonction du pas désiré (espacement entre deux fréquences successives). Plusieurs gammes de fonctionnement peuvent d'ailleurs être prévues, avec des pas différents, depuis 100 Hz à 50 kHz (pas de 100 Hz) jusqu'à : 5 kHz à 2,5 MHz (pas de 5 kHz)

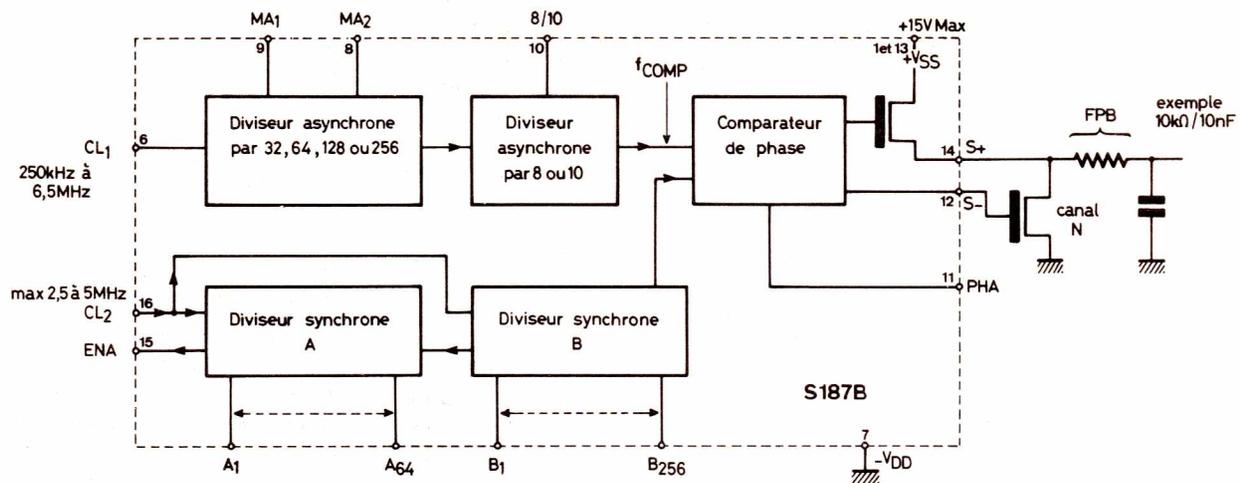


Figure 2 : Organisation interne et brochage du S 187 B.

- 1 : broche 5
- 2 : broche 4
- 4 : broche 3
- 8 : broche 2
- 16 : broche 28
- 32 : broche 27
- 64 : broche 26

entrées « en l'air »
= 1
entrées « à la masse »
= 0
(R max = 5 kΩ)

- 1 : broche 25
- 2 : broche 24
- 4 : broche 23
- 8 : broche 22
- 16 : broche 21
- 32 : broche 20
- 64 : broche 19
- 128 : broche 18
- 256 : broche 17

MA ₁	MA ₂	÷
0	0	256
0	1	64
1	0	128
1	1	32

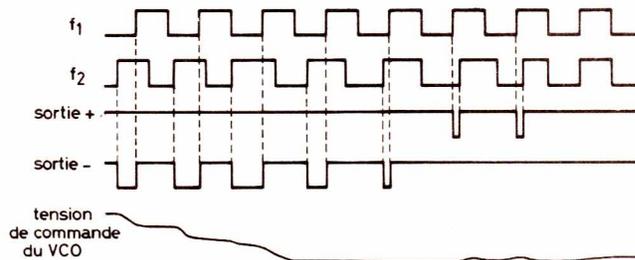
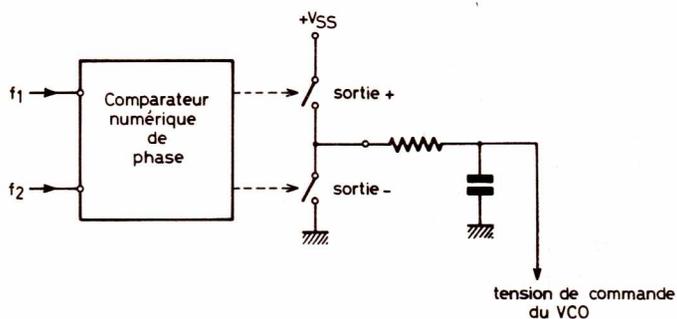
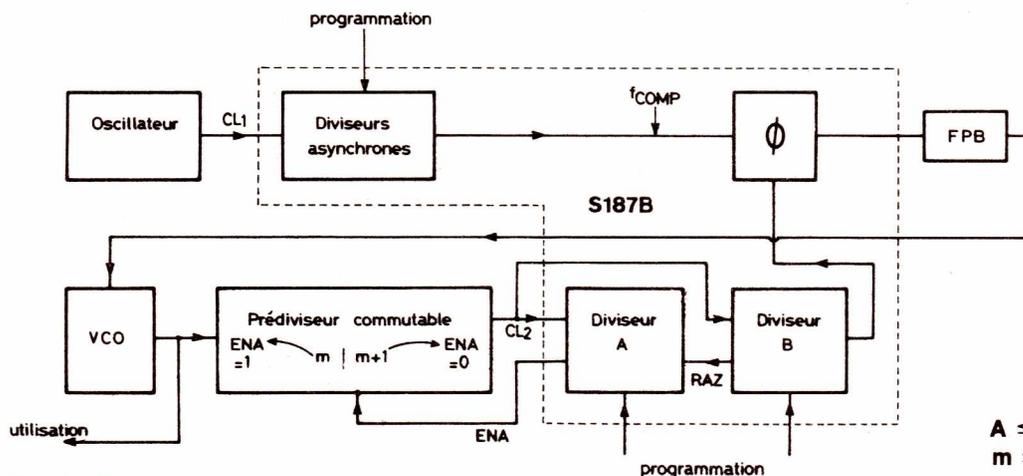


Figure 3 : Fonctionnement du comparateur de phase.



$$A \leq m < 127$$

$$m \leq B \leq 511$$

$$f_{osc} = (A + m B) f_{comp}$$

Figure 4 : Utilisation typique.

Par le biais, donc, des huit rapports du diviseur de référence, le nombre maximum de fréquences distinctes pouvant être synthétisées à partir d'un seul quartz est, dans cette configuration de base sans prédiviseur, de 8×511 soit 4088 canaux. Ceci suffit très largement jusqu'à 2,5 MHz (radiodiffusion AM, bandes marine etc...).

Un fonctionnement à des fréquences plus élevées exige, nous l'avons vu, le recours à un prédiviseur ramenant la fréquence du VCO en dessous de 2,5 MHz. Il est bien sûr possible d'utiliser un simple diviseur à rapport fixe, par exemple le S0436 qui divise par 64 des fréquences pouvant atteindre 1000 MHz. Dans notre cas, il ne permettrait pas de dépasser la plage de 80 à 160 MHz en raison d'une part de sa propre limite inférieure de 80 MHz et d'autre part, à cause de la limite de 2,5 MHz du S187B qui, multipliée par 64, conduit à 160 MHz.

Cependant, cette configuration simple présente l'inconvénient de multiplier par le même rapport (ici 64) le pas des fréquences synthétisables. Ce pas, qui pouvait prendre toute valeur comprise entre 100 Hz et 5 kHz dans la configuration de base, ne peut, dans notre exemple, qu'être choisi entre 6,4 kHz et 320 kHz, ce qui est trop grossier pour la plupart des applications.

C'est la raison pour laquelle le S187B contient un second diviseur synchrone, repéré A, attaqué par la même fréquence que B, mais dont les branchements sont prévus de façon à permettre la synchronisation d'un diviseur extérieur, grâce à une remise à zéro de A par B. La sortie de A, appelée ENA (enable) est prévue pour commuter de m à $m + 1$ le rapport du diviseur extérieur. On démontre que, grâce à cet artifice, la fréquence du VCO f_{osc} dérive de la fréquence de comparaison f_{comp} par la relation suivante :

$$f_{osc} = (A + mB) f_{comp}$$

Rappelons que dans la configuration de base sans prédiviseur, nous obtenions

$$f_{osc} = f_{comp}$$

et que dans le cas d'un prédiviseur à rapport m fixe, nous obtenions

$$f_{osc} = mB f_{comp}$$

Le rapport de division de A peut être choisi d'unité en unité de 1 à 127 par le jeu de 7 entrées binaires analogues à celles de B et dont les poids sont 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64.

Si donc nous augmentons d'une unité le rapport de A, nous ajoutons f_{comp} à la fréquence du VCO.

Si par contre nous augmentons d'une unité le rapport de B, nous ajoutons $m f_{comp}$ à la fréquence du VCO.

En conséquence à condition de respecter les deux règles suivantes :

$$A \leq m < 127$$

$$m \leq B \leq 511$$

Nous pourrions augmenter dans le rapport m la fréquence maximum synthétisable (initialement 2,5 MHz) sans pour autant renoncer à un pas entre canaux aussi étroit que nécessaire, par exemple 5 KHz jusqu'à 300 MHz environ à la sortie du VCO. C'est par ce biais que l'on atteint le chiffre record de 500 000 fréquences différentes à partir d'un seul quartz.

On peut donc assimiler le présélecteur du diviseur B à un réglage grossier, et celui du diviseur A à un réglage fin.

Ces présélecteurs peuvent être constitués par des commutateurs à galettes multiples câblées selon les fréquences à produire, des roues codeuses, des mémoires mortes programmées à volonté, ou des compteurs- décompteurs commandés manuellement, chaque impulsion correspondant au saut d'un canal ou d'un pas de fréquence. Cette dernière solution est surtout intéressante au niveau du réglage fin.

La figure 4 résume les données essentielles concernant ce type de fonctionnement, dont les applications sont très vastes dans tous les domaines de l'émission/réception. Pour les données plus générales, on se reportera à la figure 2.

IV) CIRCUITS DE COMPLEMENT POUR LE S187 B

Quelques circuits extérieurs doivent être adjoints au S187 B pour en permettre le fonctionnement. Notamment, un transistor MOS à canal N doit venir compléter le comparateur de phase, et un filtre passe-bas est indispensable pour intégrer la tension de commande du VCO.

La façon la plus simple et la plus économique de se procurer un transistor MOS approprié est d'utiliser une section d'un circuit CMOS de type CD4007. Celui-ci comporte en effet six transistors MOS dont les interconnexions incomplètes permettent la réalisation de montages personnalisés. La figure 5 (A) décrit l'utilisation de l'un d'entre eux en tant que branche inférieure du comparateur de phase, tout en donnant un exemple « passe partout » de filtre passe-bas. La figure 5 (B) utilise deux autres transistors de ce boîtier pour réaliser un oscillateur de référence à quartz. La valeur de 1,28 MHz n'est qu'un exemple choisi dans la fourchette 250 KHz — 6,5 MHz. Le choix du quartz dépendra de la

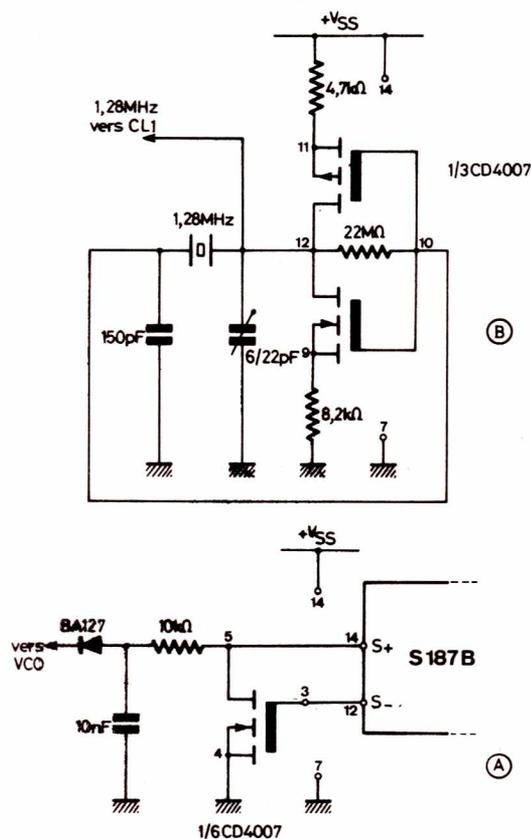


Figure 5 : Utilisation du CD 4007 en oscillateur à quartz et en complément du comparateur de phase.

fréquence de comparaison f_{COMP} , c'est-à-dire du plus petit intervalle ou pas exigé entre deux fréquences successives. On choisira ensuite une fréquence de quartz parmi les huit obtenues en multipliant f_{COMP} par les huit rapports possibles du diviseur de référence, soit 320, 640, 1280, 2560, 256, 512, 1024, 2048.

Ce sont en général les quartz pour horloges, fréquencesmètres, jeux vidéo ou microprocesseurs qui conviennent le mieux. Notons qu'en cas de difficulté il reste toujours possible d'ajouter un diviseur CMOS extérieur entre l'oscillateur et l'entrée de référence CL1. Ceci permet, à la rigueur, d'utiliser à peu près n'importe quel quartz disponible, même de fréquence assez élevée tout en restant compatible avec les possibilités de la famille CMOS.

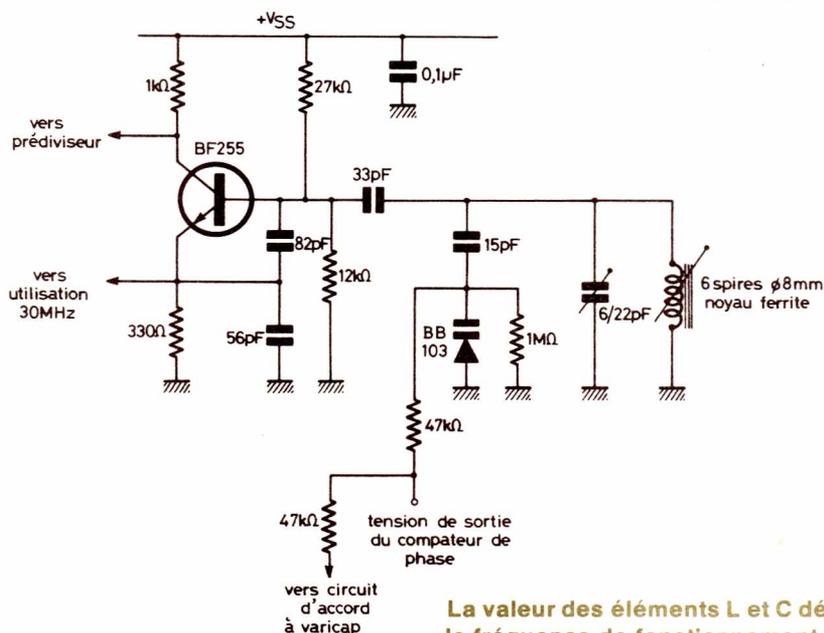
Signalons à ce sujet que les circuits CMOS commercialisés sous différentes marques sont très loin d'être semblables. Chaque fabricant possède sa propre technologie, présentant certains avantages et certains inconvénients. Dans le domaine des compteurs, notamment, la vitesse maximale de comptage varie énormément d'une marque à l'autre.

Nous n'avons trouvé que deux marques couramment représentées sur le marché grand public permettant d'atteindre 30 MHz : RTC (Signetics) et Fairchild. La plupart des autres échantillons testés ont déclaré forfait vers 3 ou 4 MHz environ (apparition d'erreurs de comptage). Il est indispensable de tenir compte de ces particularités lors de l'étude d'un synthétiseur HF. Notons cependant, pour information, que ces circuits très rapides s'avèrent moins performants dans les utilisations en « linéaire » (amplificateurs). De ce fait, on évitera autant que possible de panacher les marques de circuits CMOS au sein d'un même montage.

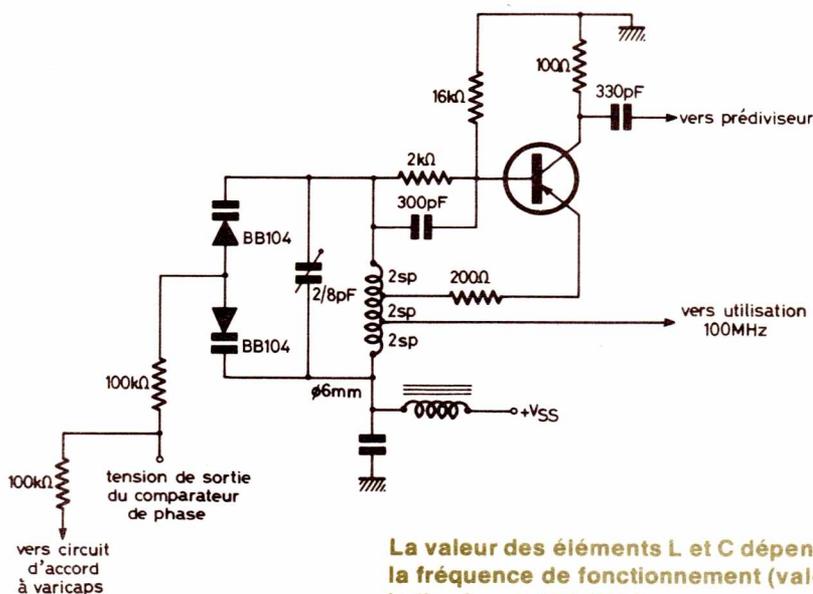
ou TV, il n'est pas rare que l'oscillateur local soit déjà équipé de diodes varicap, auquel cas il suffit de débrancher la connexion par laquelle arrive la tension d'accord pour la relier au synthétiseur. De plus, il faut opérer un prélèvement de la tension d'oscillation, soit par un enroulement de couplage que l'on ajoute au bobinage oscillateur, soit directement sur l'émetteur ou le collecteur du transistor oscillateur. Dans le cas d'un appareil équipé de condensateurs variables, il faut soit modifier profondément la tête HF de façon à remplacer les CV par des varicaps, soit la remplacer par une autre, étudiée en conséquence, ce qui nous amène au cas suivant :

2) CONSTRUCTION COMPLETE D'UN APPAREIL A SYNTHETISEUR

Lors de la construction de la tête HF d'un appareil à synthétiseur, on utilisera bien sûr des diodes varicaps, tout en prévoyant des condensateurs ajustables d'alignement. Leur réglage sera fait de façon à ce qu'une tension de commande de $+V_{SS}/2$ détermine une fréquence d'oscillation située au milieu de la plage à couvrir. Lors du calcul des circuits accordés, on tiendra compte de ce que la tension de commande du VCO ne pourra évoluer qu'entre 0 et $+V_{SS}$ (soit 15v maximum d'excursion). On choisira donc les diodes en conséquence (caractéristique abrupte).



La valeur des éléments L et C dépend de la fréquence de fonctionnement (valeurs indiquées ≈ 30 MHz).



La valeur des éléments L et C dépend de la fréquence de fonctionnement (valeurs indiquées ≈ 100 MHz).

V) LE VCO

Le VCO est un élément essentiel du synthétiseur, non seulement parce que le principe même de l'appareil est basé sur l'emploi de ce circuit, mais également parce que c'est lui même qui, en tant qu'oscillateur local de réception ou pilote d'émission, assure le mariage harmonieux entre le synthétiseur et l'installation d'émission/réception. Deux cas peuvent se présenter :

1) ADAPTATION D'UN SYNTHETISEUR A UN APPAREIL EXISTANT

Dans un tel cas, il est souvent possible de transformer en VCO l'oscillateur local et/ou le pilote existants. En réception FM

Figure 6 : Deux exemples de VCO à varicap.

La **figure 6** donne deux exemples de VCO réalisables, le premier étant calculé pour une fréquence d'environ 30 MHz, le second pour 100 MHz environ. Par le jeu des éléments L et C, on peut adapter ces deux circuits à une large gamme de fréquences. Tout autre schéma conviendra aussi bien, pourvu qu'en plus de la sortie « utilisation » il possède une sortie à assez haut niveau pour l'attaque du prédiviseur. Le cas échéant, on pourra prévoir un étage d'amplification intermédiaire.

VI) PROGRAMMATION PAR MÉMOIRE MORTE

Nous avons signalé plus haut la possibilité de présélectionner par mémoire morte les codages déterminant les rapports de division correspondant aux fréquences devant être synthétisées. En fait, le but de l'opération est de permettre, par la simple fermeture d'un contact rejoignant la masse, la mise à la masse de toutes les entrées de programmation devant recevoir un zéro logique (on rappelle que les entrées laissées en l'air restent au premier logique, comme en TTL, grâce à des « pull up » incorporés). Si pour la synthèse d'une seule fréquence un simple câblage fixe est suffisant, dans le cas de plusieurs fréquences, il faut recourir à un composant programmé, le plus courant étant la matrice à diodes. En effet, si en un point susceptible de se voir relié à la masse sont réunies les cathodes de diodes dont les anodes sont reliées à certaines entrées de programmation de la matrice, ces entrées se trouveront mises au niveau logique zéro dès que le point commun déjà cité sera relié à la masse. L'intérêt de la présence des diodes est qu'en cas de branchement en parallèle de plusieurs diodes sur une même entrée, la fonction OU ainsi réalisée évite toute perturbation au niveau des entrées non concernées. La **figure 9** permet de mieux comprendre ce montage.

Il est bien sûr possible de réaliser de telles matrices au moyen de diodes discrètes, mais il existe dans le commerce des matrices intégrées et programmables par fusibles.

La **figure 7** donne les caractéristiques des matrices (ou mémoires mortes) programmables S353 ou F2R101 Siemens, comportant 160 diodes reliant 10 entrées à 16 sorties. Cela signifie qu'une seule mémoire de ce type, associée à un simple commutateur à 10 positions et à un seul circuit, permet de choisir 10 fréquences par action sur l'ensemble des 16 entrées des diviseurs A et B. Pour un nombre supérieur de fréquences, on comptera une mémoire par groupe de 10 fréquences.

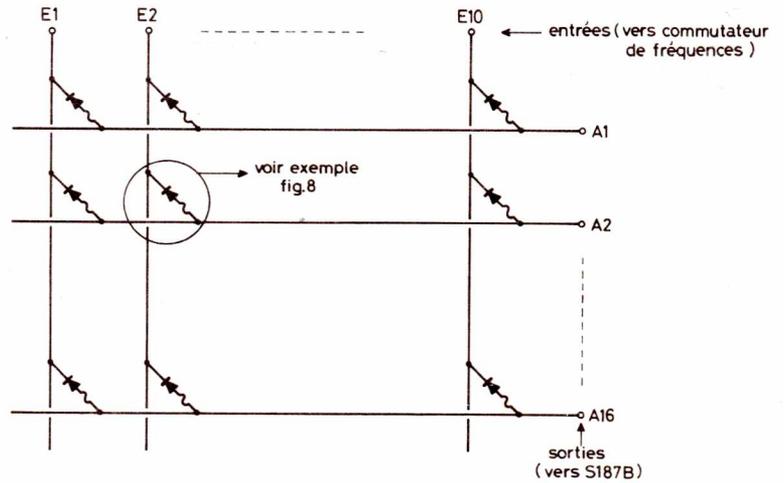
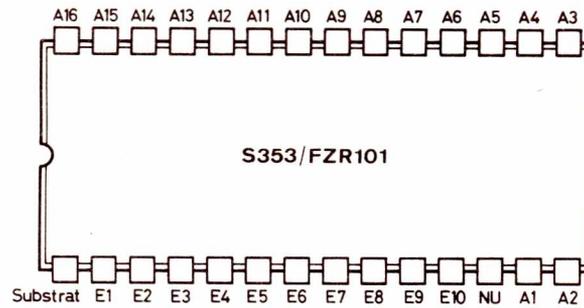


Figure 7 : Brochage et constitution des mémoires mortes programmables S 353 et FZR 101

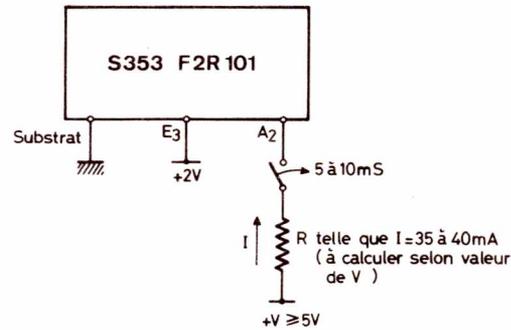


Figure 8 : Programmation des mémoires mortes S 353 et FZR 101 : Destruction de la diode placée entre E3 et A2.

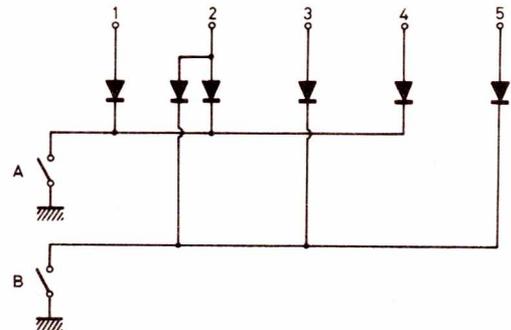


Figure 9 : Fonctionnement de la programmation par matrice à diodes.

La **figure 8** donne les instructions nécessaires pour la programmation de ces matrices, qui s'opère par fusion de fusibles placés en série avec chaque diode. L'opération est bien évidemment irréversible.

VII) LE PREDIVISEUR

La réalisation de diviseurs par $m/m + 1$ fait appel à des compteurs munis de logiques combinatoires de remise à zéro anticipée. La **figure 10** donne un exemple de prédiviseur par 15 ou 16 capable d'accepter jusqu'à 30 MHz.

La synthèse de fréquences plus élevées (quelques centaines de MHz), de très loin la plus intéressante au niveau du radioamateur moderne, exige le recours à des technologies plus rapides : TTL Schottky ou ECL. Il est bien sûr possible de réaliser différents types de prédiviseurs par association d'éléments standards de ces familles, mais cette façon de faire se heurte à des problèmes de complexité, de prix de revient, et de disponibilité des composants.

Un nouveau circuit intégré Siemens, commercialisé à partir de juin 1979 et référencé S89, résoud pour la première fois sur le marché mondial, cet important problème de façon pleinement valable. En fait, ce composant est le premier à ouvrir la porte de façon universelle à la synthèse des fréquences jusqu'à 500 MHz. Contrairement aux circuits plus anciens, spécifiquement destinés à la réception TV, la combinaison S89/S187 B se prête à n'importe quel type d'application jusqu'à 500 MHz et en particulier la synthèse des canaux de la bande des 432 MHz et ce, quelle que soit l'incrément de fréquence.

La **figure 11** montre l'organisation interne de ce circuit intégré qui comporte deux broches d'entrée (plus une connexion de polarisation), deux broches d'alimentation (plus une de masse), une sortie destinée au S187 B, et trois entrées de programmation dont la **figure 12** explique l'action. Ceci permet de constater que l'entrée ENA déclenche le passage sur le rapport de division immédiatement voisin, ce qui est bien le comportement nécessaire à un raccordement direct à la sortie ENA du S187 B.

A	B	ENA	Rapport de division	Fréquence max. d'entrée
1	1	1	200	500 MHz
1	1	0	202	
1	0	1	100	
1	0	0	102	
0	1	1	100	250 MHz
0	1	0	101	
0	0	1	50	
0	0	0	51	

Figure 12 : Table de vérité du S 89.

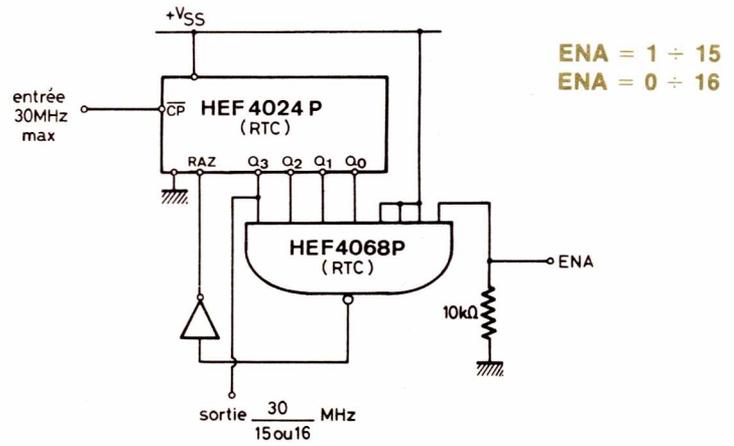


Figure 10 : Un exemple de prédiviseur par 15/16.

Les entrées A et B apparaissent donc davantage comme des entrées de préprogrammation sur lesquelles on agit lors d'un changement de gamme, ou bien qui seront câblées une fois pour toutes lors de la construction du synthétiseur.

Le S89 accepte sur son entrée des signaux sinusoïdaux dont l'amplitude crête à crête mesurée sur la broche même du circuit doit être comprise entre 250 et 400 mv, condition facile à remplir si ce signal est prélevé au niveau d'un étage oscillateur.

La **figure 12** montre que la fréquence d'entrée peut atteindre 250 ou 500 MHz selon le rapport de division programmé. Respectivement, cette fréquence ne doit pas être inférieure à 20 ou 40 MHz.

La **figure 13** donne le brochage de ce circuit, présenté en boîtier céramique avec plaque de dissipation. (On rappelle qu'un échauffement notable est normal à ces vitesses de fonctionnement, le courant consommé pouvant atteindre 85 mA sous 5V). La consommation sous la seconde tension d'alimentation n'intervient pas, cette tension ne servant qu'à rendre compatibles les niveaux de sortie avec la technologie MOS du S187, comme le montre le schéma de l'étage de sortie, représenté **figure 14**.

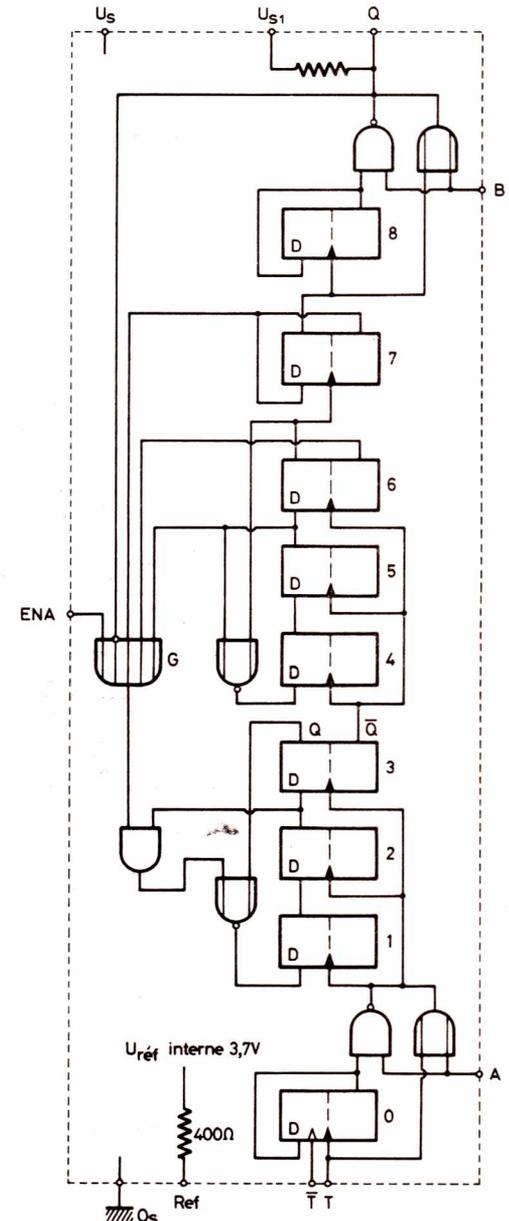
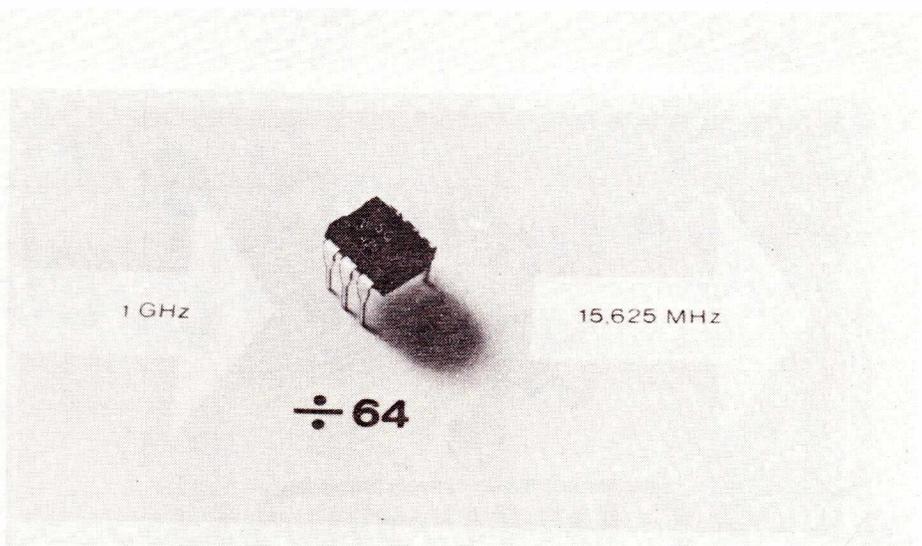


Figure 11 : Organisation interne du S 89.



Le fonctionnement à des fréquences élevées exige le recours à un prédiviseur ramenant la fréquence du VCO en dessous de 2,5 MHz. Il est possible d'utiliser le S0436 qui divise par 64 des fréquences pouvant atteindre 1000 MHz.

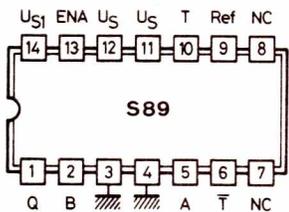


Figure 13 : Brochage du S 89.

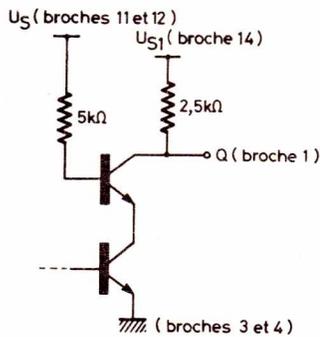


Figure 14 : Configuration de l'étage de sortie du S 89.

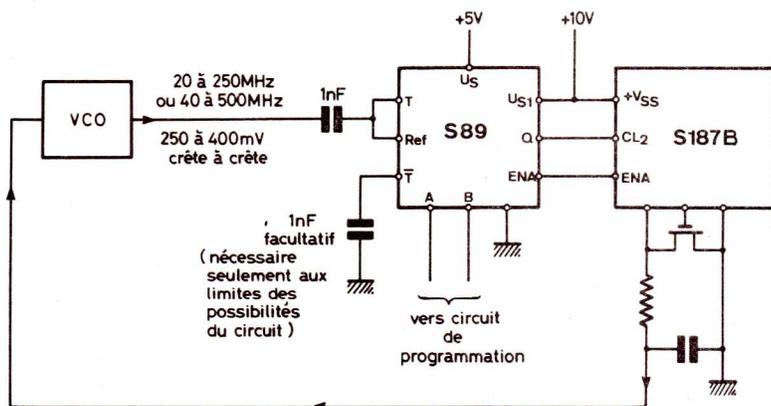


Figure 16

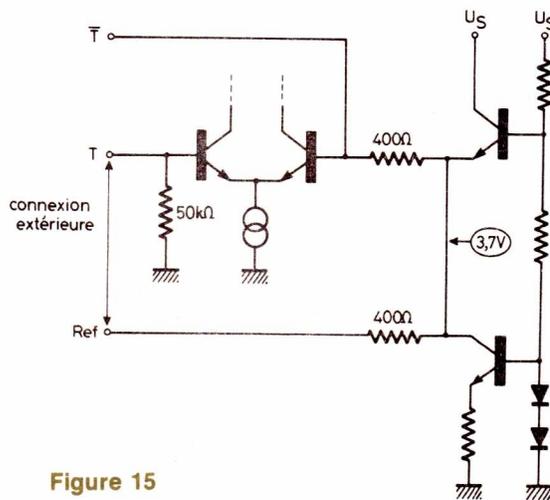


Figure 15

La figure 15, pour sa part, représente l'étage d'entrée et son circuit de polarisation permettant la prise en compte de signaux autres que des niveaux logiques ECL.

L'examen des figures 14 et 15 permet de constater que la conception des circuits logiques ECL s'apparente plus à celle d'amplificateurs linéaires qu'à celle des circuits TTL classiques. Ceci explique le mode d'utilisation très particulier de cette famille à haute rapidité dans les montages à circuits standards. Le S89, par contre, contient des étages d'interface permettant un raccordement simplifié aux montages extérieurs utilisant d'autres technologies. La figure 16 montre précisément la simplicité de mise en œuvre du S187 B (se reporter aux explications fournies plus haut pour les autres branchements de ce dernier circuit).

VIII) CONCLUSION

Les circuits intégrés dont nous venons de décrire la mise en œuvre représentent le dernier mot de la technique en matière de synthèse des fréquences. Les technologies les plus modernes (MOS, ECL) se complètent efficacement de façon à concilier haute densité d'intégration et exceptionnelle rapidité. Seule sur le marché à présenter un caractère aussi universel, cette série de circuits intégrés offre une solution à la fois simple et économique pour résoudre à peu près n'importe quel problème de synthèse de fréquence jusqu'à 500 MHz et éventuellement plus en recourant à un prédiviseur à rapport fixe supplémentaire.

Patrick Gueulle

des métiers qui ont de l'avenir...

RADIO TV-HIFI

RADIO TV: Monteur-dépanneur Radio-TV
 Monteur dépanneur TV Monteur dépanneur Radio Technicien Radio-TV
HI-FI: Monteur dépanneur Hi-Fi Technicien Hi-Fi
 Ces formations comprennent: des cours écrits plus un matériel de travaux pratiques très complet (plaque de manipulations, coffrets de mesures, une centaine de composants...) et un amplificateur stéréo 2 x 15 watts à monter vous-même. Ce matériel restera votre propriété à la fin des cours.

ELECTRONIQUE

Electronicien Technicien électronique
 Sous-ingénieur électronique Contrôleur de matériel électronique Monteur en téléphones Prép. aux CAP, BP et BTS d'électronicien.
 Ces formations comprennent: des cours écrits PLUS un matériel de travaux pratiques très complet (plaque de manipulations, coffrets de mesure, une centaine de composants...) et 7 Kits électroniques aux applications étonnantes. Ce matériel restera votre propriété à la fin des cours.

INFORMATIQUE

Opérateur sur ordinateur Pupitreur
 Programmeur Analyste programmeur
 Préparation au CAP et au BP de l'informatique.
 Pour vous familiariser avec le matériel informatique, vous réaliserez des travaux d'application corrigés directement sur ordinateur.

ELECTRICITE ELECTROMENAGER

ELECTRICITE: Electricien installateur
 Artisan électricien Electricien d'entretien
 Contremaître d'atelier d'électricité Eclairagiste Technicien électricien Prép. aux CAP et BP
ELECTROMENAGER: Dépanneur en électroménager.
 Ces formations comprennent des cours écrits PLUS un contrôleur universel accompagné d'un Guide Pratique de la mesure et une très belle trousse d'outillage. Ce matériel restera votre propriété à la fin des cours.

BON GRATUIT

pour recevoir sans aucun engagement une documentation complète sur le secteur ou le métier qui vous intéresse (faites une croix ☒)

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

UNIECO FORMATION Groupement d'écoles spécialisées. Etablissement privé d'Enseignement à distance soumis au contrôle pédagogique de l'Etat.

- RADIO TV
- HIFI
- ELECTRONIQUE
- ELECTRICITE
- ELECTROMENAGER
- INFORMATIQUE

NOM PRENOM

ADRESSE

Code postal [] [] [] [] [] VILLE

Si un métier vous intéresse plus particulièrement, indiquez-le ici:

Etude gratuite pour les bénéficiaires de la Formation continue (loi du 16 juillet 1971).

UNIECO FORMATION, 4 669 ROUTE DE NEUFCHATEL 76041 ROUEN CEDEX

TOM DOM et Afrique, documentation spéciale par avion - Pour Canada, Suisse, Belgique: 21-26, quai de Longdoz - 4020 LIEGE

sogex

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 377	Si	NPN	0,200	0,030	30	150		70	R67	2 N 2922	2 N 3856 A
2 SC 378	Si	NPN	0,200	0,030	30	150		140	R67	2 N 2924	2 N 3856 A
2 SC 379	Si	NPN	0,200	0,100	20	300	60	80	R67	BC 408	BC 408 A
2 SC 380	Si	NPN	0,200	0,100	20	300	40	60	R67	BC 408	BC 408 A
2 SC 380 A	Si	NPN	0,200	0,030	30	250	40		R67	BF 233-2	BF 233-3
2 SC 381	Si	NPN	0,200	0,100	20	300	80	100	R67	BC 408	BC 408 A
2 SC 382 G	Si	NPN	0,150	0,050	40 (Vcb)	600	30		R67	2 SC 382 R	BF 270
2 SC 382 R	Si	NPN	0,150	0,050	40 (Vcb)	600	30		R67	2 SC 382 G	BF 270
2 SC 383	Si	NPN	0,300	0,050	40	300	20		R67	2 N 3337	2 N 3338
2 SC 384	Si	NPN	0,200	0,050	18	500		50	R67	TIS 56	2 N 4252
2 SC 385	Si	NPN	0,200	0,020	20 (Vcb)	600		80	R67	2 SC 786	2 N 5179
2 SC 385 A	Si	NPN	0,800	0,050	15	1 GHz		40	R67	2 SC 387 A	2 SC 1457
2 SC 386	Si	NPN	0,200	0,020	20 (Vcb)	500		80	R67	2 SC 786	2 N 5179
2 SC 386 A	Si	NPN	0,200	0,020	15	600		40	R67	2 N 918	2 N 917 A
2 SC 387	Si	NPN	0,200	0,050	12	900		100	R67	ME 3002	ME 3011
2 SC 387 A	Si	NPN	0,800	0,050	15	1 GHz		40	R67	2 SC 385 A	2 SC 1457
2 SC 387 G	Si	NPN	0,200	0,050	12	1 GHz		60	R67	2 N 6389	ZTX 326
2 SC 388	Si	NPN	0,200	0,020	20 (Vcb)	450	60	100	R67	2 SC 786	2 N 5179
2 SC 388 A	Si	NPN	0,300	0,020	25	300	20		R67	BSX 51	2 SC 1293
2 SC 389	Si	NPN	0,150	0,020	15	500	50		T072	BFW 41	2 N 5650
2 SC 390	Si	NPN	0,150	0,020	30 (Vcb)	900	50		T072	BFW 41	2 N 5651
2 SC 391	Si	NPN	0,150	0,020	12	1,2 GHz		70	T072	2 SC 809	2 N 3683
2 SC 392	Si	NPN	0,150	0,020	30	1 GHz	40		T072	BF 308	BF 290
2 SC 393	Si	NPN	0,200	0,020	20 (Vcb)			100	T072	2 SC 611	2 N 5024
2 SC 394	Si	NPN	0,200	0,100	30	200	25		R67	2 N 3293	2 N 3294
2 SC 395	Si	NPN	0,300	0,200	12	600		50	T018	BSX 44	2 SC 718
2 SC 395 A	Si	NPN	0,300	0,500	12	400	30		T018	ZTX 313	ZTX 314
2 SC 396	Si	NPN	0,250	0,200	30 (Vcb)	450	20	60	T018	BSX 44	2 SC 718
2 SC 397	Si	NPN	0,200	0,050	12	800		80	T072	2 N 5179	BFX 73
2 SC 398	Si	NPN	0,200	0,020	20	250	20		T072	2 SC 399	2 N 5126
2 SC 399	Si	NPN	0,200	0,020	20	250	20		T072	2 SC 398	2 N 5126
2 SC 400	Si	NPN	0,250	0,100	18	300	30		T018	BC 408	BC 408 A
2 SC 401	Si	NPN	0,100	0,100	25	170		90	U37	2 SC 402	2 SC 403

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 402	Si	NPN	0,100	0,100	25	170		90	U37	2 SC 401	2 SC 403
2 SC 402 A	Si	NPN	0,180	0,100	50 (Vcb)	140		60	U37	2 SC 403 A	2 N 5181
2 SC 402 B	Si	NPN	0,300	0,100	25	140	32		U37	2 SC 401	2 SC 402
2 SC 403	Si	NPN	0,100	0,100	25	170		60	U37	2 SC 402	2 SC 401
2 SC 403 A	Si	NPN	0,180	0,100	50 (Vcb)	140		60	U37	2 SC 402 A	2 N 5181
2 SC 403 B	Si	NPN	0,300	0,100	25	140	20		U37	BFY 39	BFY 39-I
2 SC 404	Si	NPN	0,100	0,050	25	170		90	U37	2 SC 693	2 SC 1009-F1
2 SC 405	Ge	NPN	0,150	0,200	25 (Vcb)			60	T05	BCW 60 AA	BCW 60 AB
2 SC 406	Ge	NPN	0,150	0,200	25 (Vcb)			120	T05	BCW 60 AA	BCW 60 AB
2 SC 407	Si	NPN	100	10	100	0,400	10	30	T03	2 N 5628	2 N 5048
2 SC 408	Si	NPN	100	10	100	0,400	20	40	T03	2 N 5628	2 SC 1869
2 SC 409	Si	NPN	100	10	140	0,400	10	30	T03	2 N 3442	BD 141
2 SC 410	Si	NPN	100	10	140	0,400	20	40	T03	2 N 3442	BD 141
2 SC 410 A	Si	NPN	100	10	200 (Vcb)	0,400	37		T03	2 SC 1227	2 SD 536
2 SC 411	Si	NPN	100	10	200	0,400	10	30	T03	2 SC 1227	2 SD 536
2 SC 412	Si	NPN	100	10	200	0,400	20	40	T03	2 SC 1227	2 SD 536
2 SC 413	Si	NPN	20	1,5	60 (Vcb)	180	40	60	T08	2 SC 106	BD 167
2 SC 414	Si	NPN	20	1,5	90 (Vcb)	180	40	60	T08	2 N 5602	BD 169
2 SC 415	Si	NPN	20	1,5	120 (Vcb)	180	40	60	T08	2 N 5604	2 SD 238
2 SC 416	Si	NPN	2	1,5	90 (Vcb)	< 250	50	70	T08	2 SC 916	MM 3737
2 SC 420	Si	NPN	0,150	0,080	25 (Vcb)	< 30	110	150	?	2 N 1472	2 N 1272
2 SC 423	Si	NPN	0,500	0,300	40 (Vcb)	500	60	100	T05	2 SC 810	2 SC 423
2 SC 424	Si	NPN	0,200	0,300	40 (Vcb)	500	60	100	T05	2 N 4295	2 N 4397
2 SC 425	Si	NPN	0,500	0,300	20 (Vcb)	500	60	100	T05	MPS 706 L	MPS 706 AL
2 SC 426	Si	NPN	0,200	0,300	20 (Vcb)	500	60	100	T05	2 SC 934	BSY 62
2 SC 427	Si	NPN	0,300	0,100	40 (Vcb)	180		80	T018	2 N 783	BFY 18
2 SC 428	Si	NPN	0,300	0,100	20 (Vcb)	180		80	T018	BSY 27	BSY 95 A
2 SC 429	Si	NPN	0,100	0,010	12	380		27	T050	2 SC 921	
2 SC 430	Si	NPN	0,100	0,010	12	420		46	T050	2 SC 921	
2 SC 431	Si	NPN	200	30	100	BF	10	30	T03	2 SC 432	2 N 2776
2 SC 432	Si	NPN	200	30	100	BF	20	40	T03	2 SC 431	2 N 2776
2 SC 433	Si	NPN	200	30	140	BF	10	30	T03	2 SC 434	2 N 2777
2 SC 434	Si	NPN	200	30	140	BF	20	40	T03	2 SC 433	2 N 2777

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 434 A	Si	NPN	100	30	300 (Vcb)	0,400	28		T03		2 SC 436
2 SC 435	Si	NPN	200	30	200	BF	10	30	T03	2 SC 1299	2 N 2778
2 SC 436	Si	NPN	200	30	200	BF	20	40	T03	2 SC 1301	2 N 2778
2 SC 437	Si	NPN	13	2	100 (Vcb)	210	10	30	T08	2 N 2782	2 N 6409
2 SC 438	Si	NPN	13	2	75 (Vcb)	210	10	30	T08	2 N 2874	2 N 6408
2 SC 439	Si	NPN	0,500	0,100	15	400		50	T05	2 N 5851	2 N 5852
2 SC 440	Si	NPN	0,500	0,100	15	400		50	T05	2 N 5851	2 N 5852
2 SC 441	Si	NPN	0,500	0,100	15	400		50	T05	2 N 5851	2 N 5852
2 SC 442	Si	NPN	0,500	0,100	20	400		50	T05	BFW 62	BLX 88
2 SC 443	Si	NPN	0,800	0,500	50 (Vcb)	220	10	30	T05	2 N 1410 A	2 N 3724
2 SC 444	Si	NPN	0,800	0,500	60 (Vcb)	220	15	35	T05	2 N 3299	2 N 3300
2 SC 445	Si	NPN	0,800	0,500	80 (Vcb)	220	20	40	T05	2 N 3722	2 N 3725
2 SC 446	Si	NPN	0,800	0,500	60 (Vcb)	220	15	35	T05	2 N 3299	2 N 3299 S
2 SC 447	Si	NPN	5	2	75 (Vcb)	210	10	30	MT39	2 N 5262	2 N 2890
2 SC 448	Si	NPN	5	2	100 (Vcb)	210	10	30	MT39	MPS 10 A	SK 3512
2 SC 449	Si	NPN	5	2	75 (Vcb)	210	10	30	MT39	2 N 5262	2 N 2891
2 SC 450	Si	NPN	5	2	60 (Vcb)	210	10	30	MT39	BLX 92 A	SK 3048
2 SC 451	Si	NPN	25	1,2	100 (Vcb)	210	15		MT39		2 SD 160
2 SC 452	Si	NPN	25	1,2	100 (Vcb)	210	15		MT39		2 SD 185
2 SC 453	Si	NPN	25	1,2	90 (Vcb)	210	10		MT39	2 N 4923	BD 169
2 SC 454	Si	NPN	0,200	0,100	30	230	100		MM12	2 SC 458	2 SC 458 LG
2 SC 454 L	Si	NPN	0,200	0,100	30	230	60			2 SC 460	2 SC 461
2 SC 455	Si	NPN	0,200	0,100	30 (Vcb)	230	30	50		2 SC 460	2 SC 461
2 SC 456	Si	NPN	0,750	0,600	50 (Vcb)	200	20		T05	2 SC 1973	2 N 5845 A
2 SC 457	Si	NPN	0,300	0,050	25 (Vcb)	200	60		T05	BC 208 A	BSY 61
2 SC 458	Si	NPN	0,200	0,100	30	230	100		MM12	2 SC 454	2 SC 458 LG
2 SC 458 K	Si	NPN	0,200	0,100	30	100		320	S8	2 N 3856 A	2 SC 1707 H
2 SC 458 L	Si	NPN	0,200	0,100	30	230	150			2 SC 1335	2 SC 1344
2 SC 458 LG	Si	NPN	0,200	0,100	30	230	100			2 SC 454	2 SC 458
2 SC 459	Si	NPN	0,200	0,100	30	230	110			2 N 4256	2 N 4134
2 SC 460	Si	NPN	0,200	0,100	30	230	35			2 SC 461	2 N 4256
2 SC 461	Si	NPN	0,200	0,100	30	230	35			2 SC 460	2 N 4256
2 SC 462	Si	NPN	0,200	0,050	40 (Vcb)	600	70	110	T018	40239	BF 159

- Pc = Puissance collecteur max.
- Ic = Courant collecteur max.
- Vce max = Tension collecteur émetteur max.
- Fmax = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SC 463	Si	NPN	0,200	0,050	40 (Vcb)	600	70	110	T018	40239	BF 159
2 SC 463 H	Si	NPN	0,150	0,020	35	400	5,5		R217	BF 288	BF 252
2 SC 464	Si	NPN	0,200	0,020	12	400	30	50	R103	2 SC 466	2 N 3983
2 SC 465	Si	NPN	0,200	0,020	12	400	30	50	R103	2 SC 466	2 N 3983
2 SC 466	Si	NPN	0,200	0,020	12	400	30	50	R103	2 SC 464	2 N 3983
2 SC 467	Si	NPN	0,300	0,050	20 (Vcb)		30	50	T018	2 N 1390	MPSH 30
2 SC 468	Si	NPN	0,200	0,200	40 (Vcb)	450	50	70	T01	2 N 4295	2 N 4397
2 SC 468 H	Si	NPN	0,200	0,200	15	300	35		R92	2 N 3605	2 N 3606
2 SC 469	Si	NPN	0,100	0,030	18	150		90	U23	2 SC 185	2 SC 266
2 SC 470	Si	NPN	0,750	0,100	130	170	50	70	T05	2 N 6221	2 SC 1670
2 SC 471	Si	NPN	0,200	0,100	30 (Vcb)	160	40	60	T01	2 SC 460	2 N 4256
2 SC 472	Si	NPN	0,200	0,100	30 (Vcb)	180	80	120	T01	2 SC 461	2 N 4256
2 SC 473	Si	NPN	0,200	0,100	70 (Vcb)	180	70	90	T01	2 SC 980 G	2 SC 1707 AH
2 SC 474	Si	NPN	0,200	0,100	70 (Vcb)	160	50	70	T01	2 SC 980 G	2 SC 1707 AH
2 SC 475	Si	NPN	0,150	0,100	15	100		300	U23		2 SC 183
2 SC 476	Si	NPN	0,150	0,100	15	100		350	U23		2 SC 184
2 SC 477	Si	NPN	0,145	0,030	32	190	60	100	T018	BF 516	BFR 38
2 SC 478	Si	NPN	0,300	0,120	50	200		20	T018	BSW 42 A	BSX 51 A
2 SC 479	Si	NPN	0,650	0,600	60 (Vcb)		60	100	T05	BFY 12	MPSA 05 K
2 SC 479 H 5c)	Si	NPN	0,650	T. recouv. 100 ns			40	130	T05	2 N 4267	2 N 4268
2 SC 480	Si	NPN	0,800	0,600	60 (Vcb)		60	100	T05	BFY 40	BC 341-10
2 SC 481	Si	NPN	0,600	1	60	100	20	50	T039	BC 487-18	BC 487-L
2 SC 482	Si	NPN	0,600	0,600	32	50	30		T039	2 N 1837	HEP 53
2 SC 483	Si	NPN	15	1	100 (Vcb)	25		120	SOT-9	BD 139-10	BD 139-6
2 SC 484	Si	NPN	0,800	1,5	110	20	30		T039	2 SC 516-A	2 N 2008
2 SC 485	Si	NPN	0,800	1,5	80	20	30		T039	2 N 2243	2 N 2243 A
2 SC 486	Si	NPN	0,800	1,5	50	20	30		T039	2 N 2193	2 N 2193-A
2 SC 487	Si	NPN	15	1,5	110	20	40	250	T066	BD 230	BD 400
2 SC 488	Si	NPN	16	3	110	10	80		T066	2 N 6263	2 N 6417
2 SC 488 H 5c)	Si	NPN	0,200	T. recouv. 30 ns		300		200		BSX 80	2 N 784 A
2 SC 489	Si	NPN	16	3	80	10	20	200	T066	2 SC 2092	2 N 6416
2 SC 490	Si	NPN	16	3	50	10	20	200	T066	2 SD 255	2 SD 155
2 SC 491	Si	NPN	15	1,5	35	30	30	250	T066	SK 3049	2 SC 1162

5c) Transistor de commutation.

l'électronique: un métier d'avenir

Votre avenir est une question de choix : vous pouvez vous contenter de "gagner votre vie" ou de décider de réussir votre carrière.

Eurelec vous en donne les moyens. En travaillant chez vous, à votre rythme, sans quitter votre emploi actuel. Formation de base, perfectionnement, spécialisation, vous êtes assuré de gravir les échelons, un par un, aussi haut que vous le souhaitez, quel que soit actuellement votre niveau de connaissances.

Eurelec : un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. Des cours facilement assimilables, adaptés, progressifs. Un professeur unique qui vous suit, vous conseille, vous épaula, du début à la fin de votre cours.

Très important : avec les cours, vous recevez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Votre cours achevé, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien.

Stage de fin d'études : à la fin du cours, vous pouvez effectuer un stage de perfectionnement gratuit de 5 jours, dans les laboratoires d'Eurelec, à Dijon. Vous y utiliserez le même matériel électronique que vous retrouverez dans votre vie professionnelle et en électronique industrielle, des simulateurs ultra-modernes.

Ce que vous pouvez attendre des Centres Régionaux Eurelec. Une visite ne vous engage en rien. Vous pourrez voir et manipuler le matériel fourni avec les leçons, les appareils construits pendant les cours. Bénéficier de nombreux services qu'Eurelec apporte à ses élèves, avant, pendant, et après leurs cours : informations complètes, documentation, orientation, conseils, assistance technique, etc.

Si vous habitez à proximité d'un Centre Régional Eurelec, notre Conseiller est à votre disposition. Écrivez-lui. Téléphonnez-lui. Venez le voir. Sinon, il vous suffit de renvoyer le bon à découper.

cette offre vous est destinée:

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle de la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre de recevoir, CHEZ VOUS, gratuitement et sans engagement, le premier envoi du cours que vous désirez suivre (comprenant un ensemble de leçons théoriques et pratiques et le matériel correspondant aux exercices pratiques). Il vous suffit de compléter le bon ci-dessous et de le poster aujourd'hui même ; vous pouvez aussi le présenter à notre centre régional le plus proche de votre domicile.

Il ne s'agit pas d'un contrat, et vous demeurez entièrement libre de nous retourner cet envoi dans les délais fixés ; si vous le conservez, vous poursuivrez l'étude en gardant toujours la possibilité d'arrêter les envois. Aucune indemnité ne vous sera demandée.

bon d'examen gratuit



Je soussigné : Nom Prénom
Domicilié : Rue N°
Ville : Code Postal

désire recevoir, à l'adresse ci-dessus, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel du cours de :

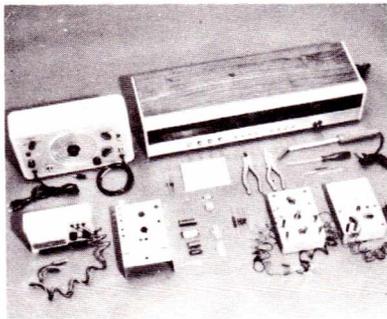
- Si je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devrai rien.
- Si, au contraire, je désire le garder, vous m'enverrez le solde du cours, à raison d'un envoi, en début de chaque mois, soit :
- | | |
|---|--|
| <input type="checkbox"/> ELECTRONIQUE : RADIO STEREO A TRANSISTORS | 25 envois de 226 F + 15 F (frais d'envoi) |
| <input type="checkbox"/> ELECTROTECHNIQUE | 17 envois de 188 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 94 F + 15 F (frais d'envoi) |
| <input type="checkbox"/> ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE | 23 envois de 224 F + 15 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 112 F + 15 F (frais d'envoi) |
| <input type="checkbox"/> INITIATION A L'ELECTRONIQUE | 8 envois de 170 F + 15 F (frais d'envoi) |

709 .11

que je vous réglerai contre remboursement (ajouter 10 F de taxe des P.T.T.)

Dans ce cas, je reste libre d'arrêter les envois par simple lettre d'annulation et je ne vous devrai rien.

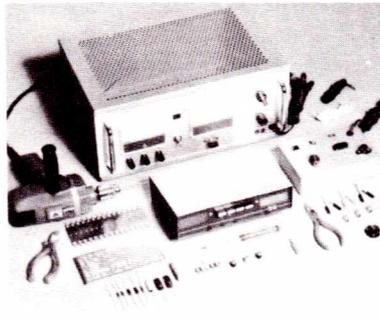
DATE ET SIGNATURE
(pour les enfants mineurs, signature du représentant légal).



Électronique

Le nombre des emplois offerts par l'électronique ne cesse de croître. Dans les domaines les plus variés : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, télévision noir et blanc, télévision couleur (le manque de techniciens dépanneurs est très important), transistors, mesure électronique. En apprenant l'électronique, vous choisissez un bon métier. Vous pourrez vous y faire une situation intéressante.

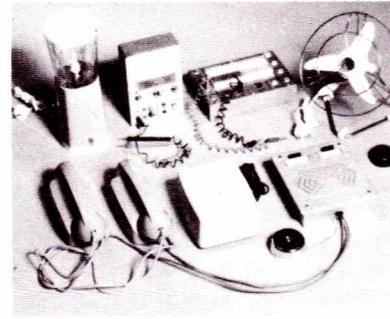
A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.



Électronique industrielle

Chaque jour, l'électronique conquiert de nouveaux secteurs de l'industrie. Elle ouvre au technicien spécialisé un champ d'activité de plus en plus vaste : régulation, contrôles automatiques, asservissements. Les emplois, qui demandent de plus en plus de responsabilités, sont bien rémunérés. En devenant ce spécialiste, vous vous bâtissez un avenir solide.

A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.



Électrotechnique

Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent à l'électrotechnicien un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micro-moteurs, électricité automobile, électroménager, etc. En acquérant une spécialisation d'électrotechnicien, vous pouvez prétendre à une belle réussite professionnelle.

A l'issue des cours, vous conserverez tout ce matériel.

VOUS POUVEZ AUSSI VOUS PRESENTER AUX CENTRES REGIONAUX OU LE MEILLEUR ACCUEIL VOUS SERA RESERVE

21000 DIJON (siège social)
Rue Fernand Hohlweck
tél. 66.51.34

75011 PARIS
116, rue J.P. Timbaud
tél. 355.28.30/31

13007 MARSEILLE
104, bd de la Corderie
tél. 54.38.07

68000 MULHOUSE
10, rue du Couvent
tél. 45.10.04



eurelec

institut privé
d'enseignement
à distance

AFFRANCHIR
TARIF
LETTRE



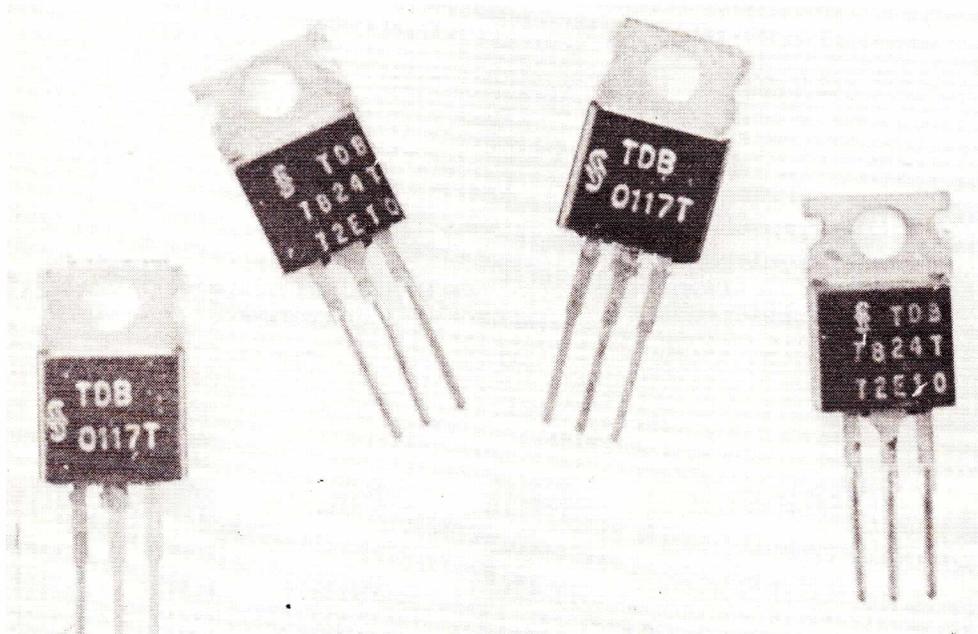
eurelec

institut privé
d'enseignement
à distance
21000 DIJON - FRANCE

Les régulateurs de tension « 3 pattes » sont réputés pour la simplicité avec laquelle ils permettent la réalisation d'alimentations à tension fixe présentant d'excellentes performances. Leur faible coût permet, dans des équipements complexes, de doter chaque sous-ensemble de son

propre régulateur, ce qui simplifie les problèmes de dissipation, de distribution, de découplage et de fiabilité.

Les régulateurs « 3 pattes », les plus récents autorisent d'autres applications intéressantes que nous allons aussi évoquer dans ces pages.



Le boîtier plastique de puissance T0220 permet la réalisation de régulateurs 3 pattes économiques et peu encombrants, à tension fixe ou variable.

Régulateurs de tension « 3 pattes » et leurs utilisations

1) LE PRINCIPE DES REGULATEURS « 3 PATTES » :

(Figure 1)

Si l'on excepte le bloc constitué du transfo secteur, des redresseurs et de la cellule de filtrage, le rôle de la partie électronique d'une alimentation stabilisée se borne à maintenir constante la tension de sortie du montage, dans toutes les conditions d'utilisation. Pour ce faire, on emploie souvent un transistor de puissance série, dont on module le courant de base de façon à produire entre collecteur et émetteur une chute de tension qui, soustraite à la tension redressée, filtrée, mais

non régulée, donnera finalement la tension constante désirée. Les performances et caractéristiques de l'alimentation dépendent surtout du circuit régulateur qui pilote la base du transistor de puissance. Une simple diode zener polarisée à partir de la tension non régulée peut suffire à délivrer une tension constante qui, appliquée à la base du transistor de puissance monté en collecteur commun, se retrouve aux bornes de la charge, amputée du V_b du transistor. Divers schémas bien connus permettent de faire intervenir une comparaison entre la tension de zener et la tension de sortie au moyen d'un transistor ou d'un ampli opérationnel, améliorant ainsi la précision du système. Il existe enfin des

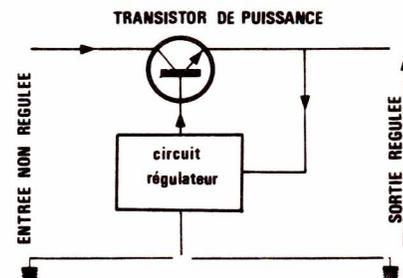
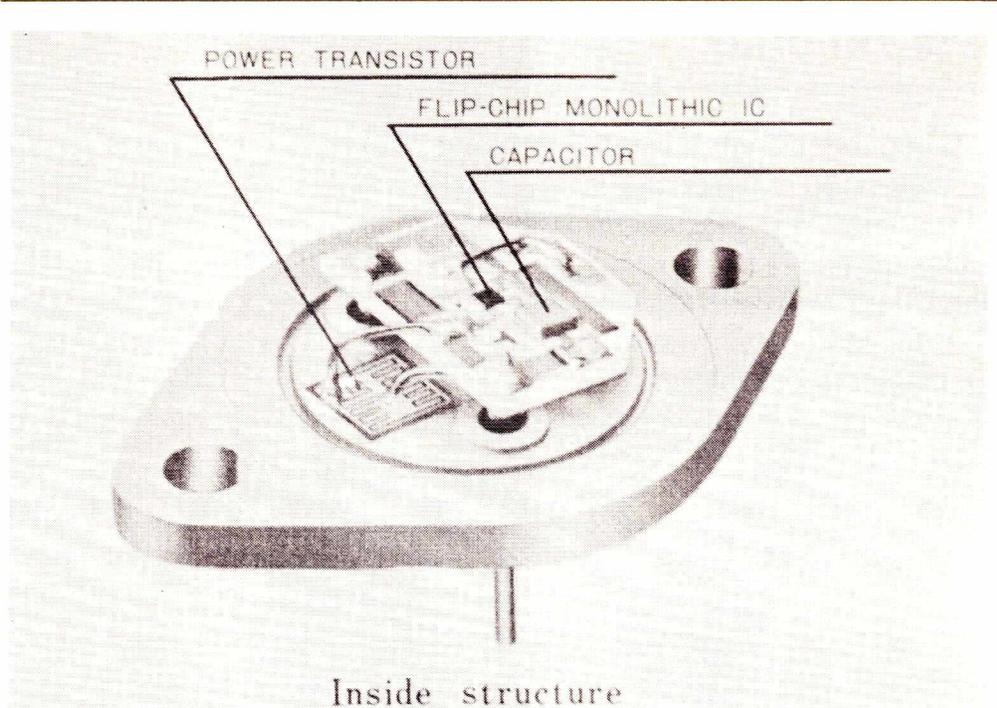


Figure 1 : Conception de base d'un régulateur « 3 pattes ».

circuits intégrés spéciaux, commandant directement le transistor de puissance tout en introduisant une protection contre les surcharges (305, 723, etc...). Ces microcircuits permettent de réaliser assez simplement des alimentations performantes pour de nombreuses applications. Cependant, quel que soit le type de circuit régulateur adopté, l'ensemble monté en sortie du redresseur apparaît comme une « boîte noire » comportant une entrée, une sortie, et une borne commune de masse, soit « trois pattes ». De là l'idée de réunir en un seul boîtier de transistor de puissance (TO3, TO 220 etc...) à trois connexions, non seulement ce transistor mais également le circuit intégré de régulation. Ce résultat peut s'obtenir par montage côte à côte des deux clips distincts reliés par des fils (circuit hybride), soit par intégration directe sur un seul clip (circuit monolithique).

On comprend aisément qu'un tel « tri-pôle » utilisé seul ne permet d'obtenir qu'une seule tension de sortie, ajustée en usine, généralement avec une très grande précision. Cependant, nous verrons que l'adjonction de composants extérieurs autorise dans une certaine mesure des modifications de cette tension prédéterminée. De nouveaux circuits intégrés sont d'ailleurs spécialement conçus en ce sens.



Vue interne d'un régulateur hybride Sanken. En plus du chip du transistor de puissance, le boîtier TO3 contient un circuit couche épaisse regroupant les composants de régulation.

II) TOUR D'HORIZON DES REGULATEURS « 3 PATTES » LES PLUS COURANTS :

Nous ne prétendons pas présenter ici tous les régulateurs 3 pattes existant actuellement sur le marché, mais seulement donner les références les plus courantes correspondant aux composants disponibles à peu près partout.

A. La série 7800

Les circuits de la série 7800 sont disponibles dans les valeurs suivantes de tension de sortie :

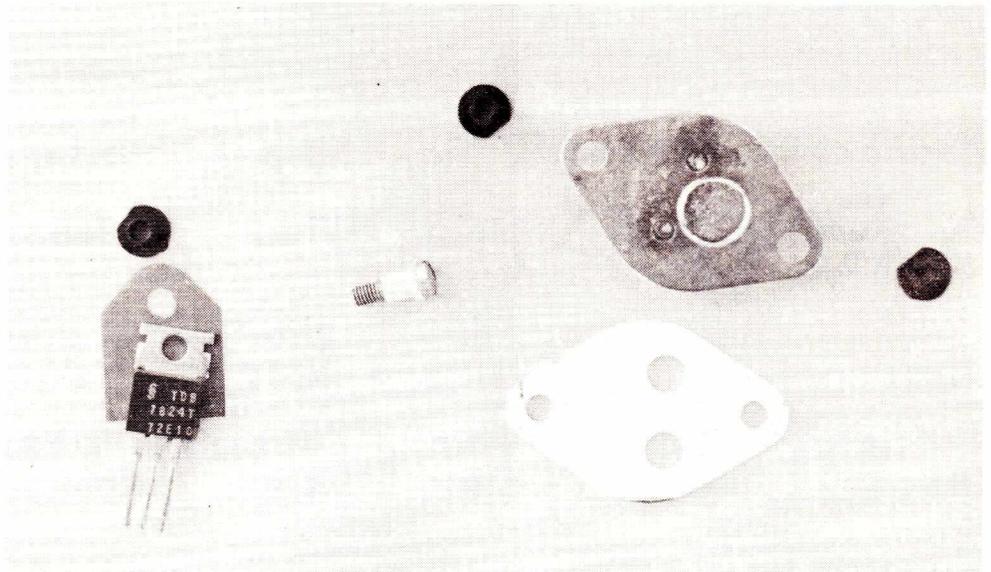
5 V ; 6 V ; 8 V ; 8,5 V ; 10 V ; 12 V ; 15 V ; 18 V ; 22 V ; 24 V

Un modèle 6 V sera référencé 7806, et un modèle 12 V 7812.

La référence précise varie suivant le fournisseur. Citons par exemple TDB ou TDC 7800 chez Siemens, μ A 7800 chez Fairchild et Texas, etc..

Une lettre spécifie en plus le type de boîtier utilisé.

Ces circuits sont destinés à fournir des tensions positives par rapport à la masse, et peuvent débiter jusqu'à 1,5 A.



Les boîtiers des régulateurs 3 pattes ne sont pas isolés des broches d'accès au circuit, ce qui implique leur isolement vis à vis d'un éventuel refroidisseur au moyen de canons du nylon.

B La série 7900

Cette série de circuits travaille sur des tensions négatives, et peut également débiter 1,5 A dans les valeurs de tensions suivantes :

5 V ; 5,2 V ; 6 V ; 8 V ; 12 V ; 15 V ; 18 V ; 24 V.

Les boîtiers sont les mêmes que ceux des circuits type 7800.

C Les séries 78 M 00 ET 79 M 00

Le schéma interne de ces circuits est le même que celui des 7800 et 7900, mais le courant maximum de sortie n'est que de 500mA. De fait, les boîtiers sont appelés à dissiper des puissances moins importantes, d'où l'abandon du boîtier TO 3. Deux types de boîtiers plastique avec ailette

métallique sont disponibles ainsi qu'un boîtier analogue au T05 bien connu. La gamme des tensions est, pour les 2 séries : 5 V ; 6 V ; 8 V ; 12 V ; 15 V ; 20 V ; 24 V.

D. La série 78 L00 :

Cette série de circuits, dont le schéma interne est simplifié par rapport à la 7800, ne peut débiter que 100 mA sous les tensions suivantes : 2,6 V ; 5 V ; 6,2 V ; 8 V ; 12 V ; 15 V. Ils peuvent donc servir pour alimenter de petits circuits, ou bien être utilisés comme éléments de référence pilotant des transistors extérieurs. Ils peuvent donc remplacer avantageusement les diodes zener, présentant alors une impédance de sortie bien moindre et ce pour un courant de polarisation moins élevé. Ces circuits sont présentés en boîtier DIL à 8 broches ou en boîtier identique à celui des transistors genre BC 108 en boîtier plastique.

E. Le TDB ou TDC 0117 :

Ce circuit proposé par Siemens est un régulateur de tension positive 1,5 A dont la particularité est d'être spécialement conçu pour fonctionner à tension de sortie variable. Tous les régulateurs 3 pattes offrent cette possibilité, mais le 0117 permet de descendre à 1,2 V, ce qui n'était pas possible avec les 7800.

F. Les régulateurs hybrides Sanken :

La firme japonaise Sanken, bien connue pour ses circuits hybrides pour amplis de puissance, propose depuis longtemps une gamme de régulateurs 3 pattes en boîtier T03.

Les modèles SI 3120 E, SI 3150 E et SI 3240 E délivrent respectivement 12, 15 et 24 volts sous 1,5 A.

Ils ne contiennent que deux transistors, 4 résistances et une diode zener en plus du transistor de puissance.

Les modèles SI 3551 M, SI 3552 M et SI 3554 M délivrent une tension de 5 V respectivement sous 1,2 A ; 2 A ; 3 A.

La complexité de leur schéma interne justifie le recours à un circuit intégré monolithique qui est câblé avec des résistances les plus sollicitées sur un substrat couche épaisse. Ce substrat est monté dans le boîtier d'un excellent transistor de puissance réalisé exactement comme à l'ordinaire. Seuls les fils provenant de la pastille se trouvent déviés, puisqu'ils aboutissent au circuit couche épaisse au lieu de rejoindre les broches de sortie.

L'avantage de cette configuration est de permettre une optimisation séparée des pastilles du transistor de puissance et du circuit régulateur. Le courant de sortie peut ainsi atteindre 3 A, ce qui aurait été délicat à réaliser en construisant transistor de puissance réalisé exactement comme à l'ordinaire. Seuls les fils provenant de la pastille se trouvent déviés, puisqu'ils aboutissent au circuit couche épaisse au lieu de rejoindre les broches de sortie.

L'avantage de cette configuration est de permettre une optimisation séparée des pastilles du transistor de puissance et du circuit régulateur. Le courant de sortie peut ainsi atteindre 3 A, ce qui aurait été délicat à réaliser en construisant transistor de puissance et régulateur sur la même pastille de silicium.

III) APPLICATIONS DES REGULATEURS 3 PATTES :

Ces composants peuvent bien sûr être utilisés dans la conception d'une alimentation classique à une ou plusieurs tensions, de façon à simplifier le montage

sans nuire aux performances. Un tel montage est illustré en **figure 2**.

Les régulateurs 3 pattes sont cependant surtout appréciés dans le cas de systèmes complexes dans lesquels il est avantageux de munir chaque sous-ensemble de son régulateur propre, fournissant la tension voulue à partir d'une seule ligne d'alimentation non régulée. Les avantages sont évidents :

- simplification du câblage (une seule ligne d'alimentation est découplée) ;
- pas d'interactions entre les sous-ensembles (chaque régulateur réalise un découplage parfait vis à vis de la ligne d'alimentation) ;
- simplification du bloc d'alimentation (un transfo, un redresseur et un filtre sont suffisants) ;
- élimination du point chaud que constituerait le ballast d'une alimentation unique de grande puissance ;
- augmentation de la fiabilité (un défaut sur un sous-ensemble ne se répercute pas sur le reste du système car chaque régulateur est protégé individuellement) ;
- simplification de la maintenance (pour les mêmes raisons).

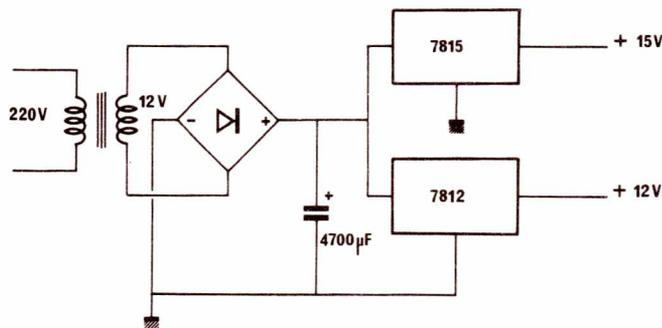


Figure 2 : Utilisation des régulateurs 3 pattes dans une alimentation à plusieurs tensions.

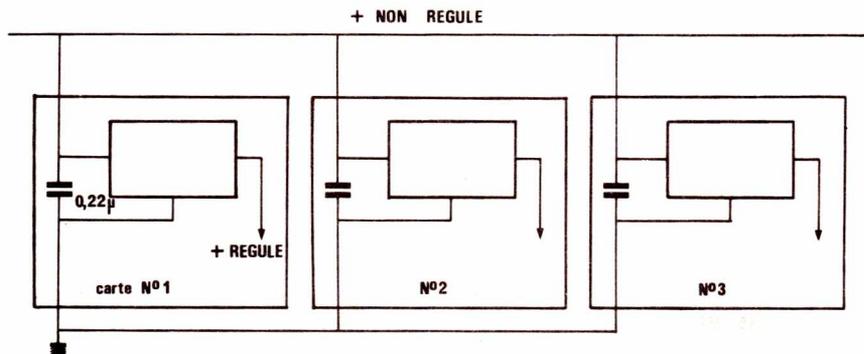


Figure 3 : Utilisation des régulateurs 3 pattes « sur le site » à partir d'une ligne générale non régulée.

La **figure 3** donne un exemple de telles configurations, baptisées « on card régulations », traduisible par « régulations sur le site ». Il suffit de réaliser un seul système selon cette méthode pour ne plus jamais vouloir revenir à la distribution séparée des tensions régulées, pas plus qu'EDF n'envisage une distribution sur toute la France par lignes en 110 ou 220 V !

Utilisation à tension de sortie variable

La **figure 4** montre comment faire fonctionner des régulateurs 3 pattes en alimentations ajustables : un simple pont résistif suffit pour ramener la tension de sortie à la valeur nominale du régulateur. En reliant la patte de masse du régulateur non plus au 0V, mais au point milieu de ce pont, le circuit régule toujours la tension pour laquelle il est construit alors que la tension réelle de sortie est multipliée par le rapport de division du pont. Un tel montage ne permet toutefois pas de délivrer une tension inférieure à celle prévue d'origine pour le régulateur, et c'est ce qui fait tout l'intérêt du 0117 Siemens qui, est spécialement conçu pour descendre à 1,2 V au lieu des 5 V autorisés par le 7805.

On notera que les connexions reliées à la patte de masse du régulateur doivent être aussi courtes que possibles et que la dissipation de l'élément de réglage peut devenir notable dans le cas de tensions de sortie importantes.

Utilisation en régulateur de courant :

Le montage de la **figure 5** permet de débiter dans une charge un courant parfaitement fixé, puisque le régulateur maintient sa tension nominale aux bornes d'une résistance R. Il faut tenir compte du courant de polarisation ϵ du régulateur, qui s'ajoute à V/R . Le régulateur sera généralement choisi de tension nominale aussi faible que possible afin de limiter la dissipation de R. Un tel montage est précieux lorsque l'on désire mesurer les variations de résistance d'une charge alimentée à courant constant, notamment de fils chauffants dans des analyseurs ou débitmètres pour gaz. Une simple mesure de tension aux bornes de la charge est alors suffisante.

Utilisation en élément de puissance

Les régulateurs 3 pattes, bien protégés contre les surcharges, sont très supérieurs aux transistors en tant qu'éléments de puissance dans les régulateurs de tension

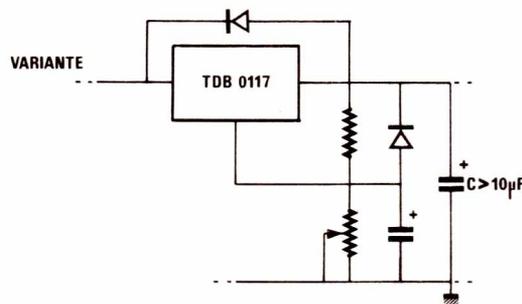
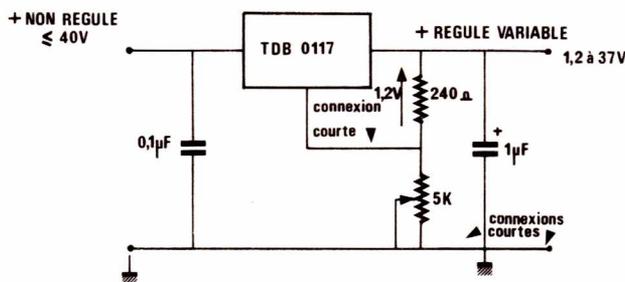
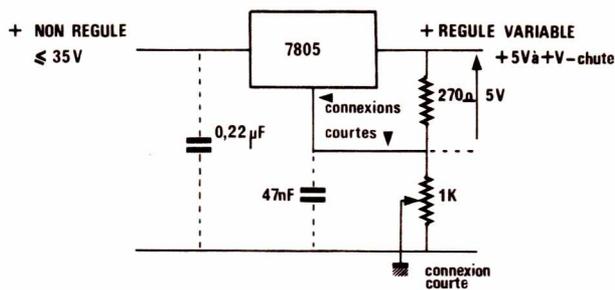


Figure 4 : Réalisation de régulateurs à tension de sortie variable.

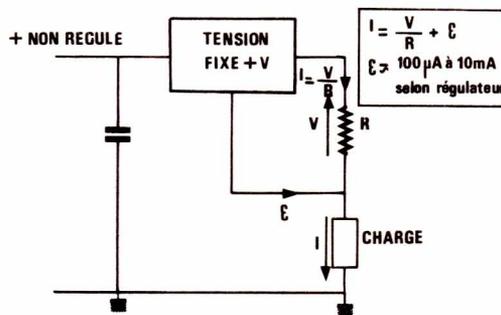


Figure 5 : Réalisation d'un régulateur de courant (en général, $V = 5$ V pour limiter la dissipation de R).

de haute précision. La **figure 6** donne un exemple de ce genre de montages, où un régulateur 5 V est piloté par sa patte de masse au moyen d'un FET à canal P et d'un

ampli opérationnel. La tension de sortie est de 10 V, régulée à 0,001 %. Bien d'autres schémas basés sur ce même principe sont bien sûr utilisables.

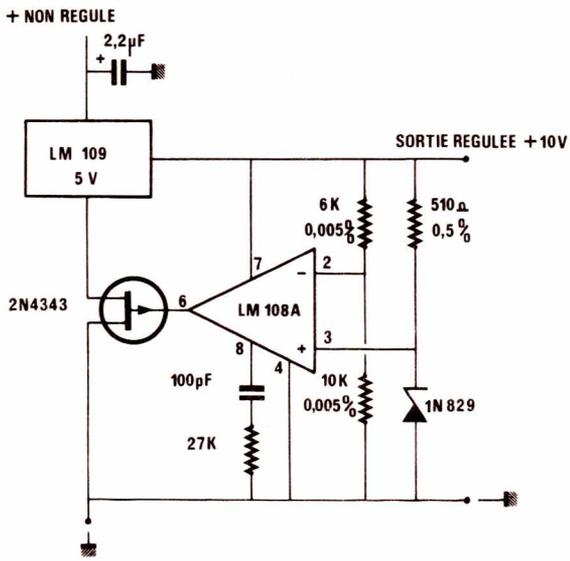


Figure 6 : Utilisation d'un régulateur 3 pattes comme élément de puissance protégé dans un régulateur de précision (régulation 0,001 %)

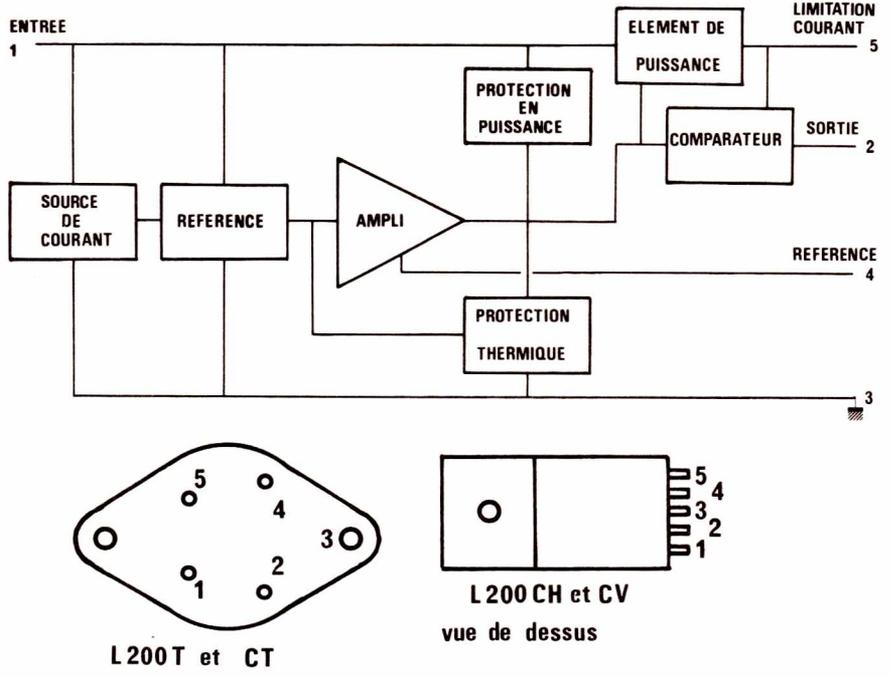
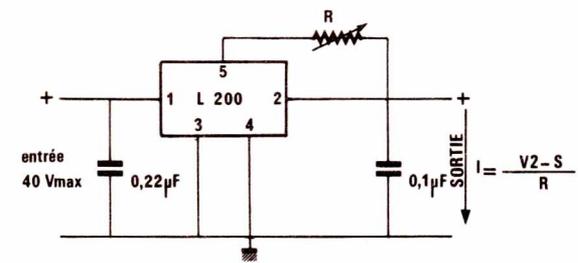
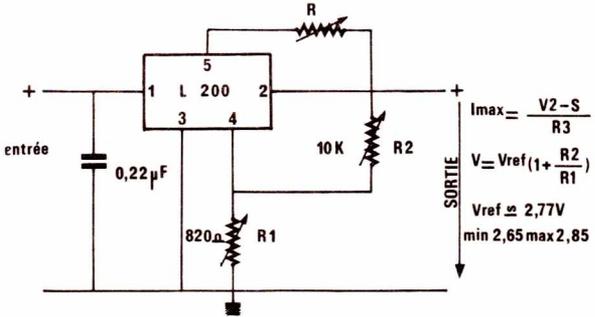


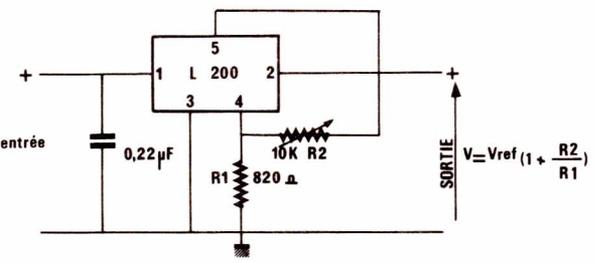
Figure 7 : Organisation interne et brochage des L200



A) régulateur de courant



B) régulateur de tension limité en courant



C) Régulateur de tension

Figure 8 : Exemples de branchements

IV) LES REGULATEURS « 5 PATTES »

Le concept de bloc régulateur à câblage externe aussi simple que possible commence à s'étendre. Nous avons envisagé plus haut le cas des régulateurs « 3 pattes » à tension ajustable, et allons présenter, pour conclure, une nouveauté proposée par SGS/Ates : il s'agit d'un modèle à « 5 pattes » permettant outre la régulation de tension une régulation ou limitation de courant.

La figure 7 donne le synoptique général du circuit interne du L 200. Les diverses protections dont il est muni (en courant, en tension et en puissance) en font un composant pratiquement indestructible dans des conditions raisonnables.

La figure 8 regroupe les trois cas d'application les plus courants dont l'un (B) est la réunion des deux autres. D'autres branchements sont bien sûr possibles, même en alimentation à découpage. Des courants supérieurs à la limite de 2 A peuvent être obtenus par association avec des transistors de puissance extérieurs, comme c'est d'ailleurs le cas avec tous les régulateurs de tension, à 3 pattes ou non.

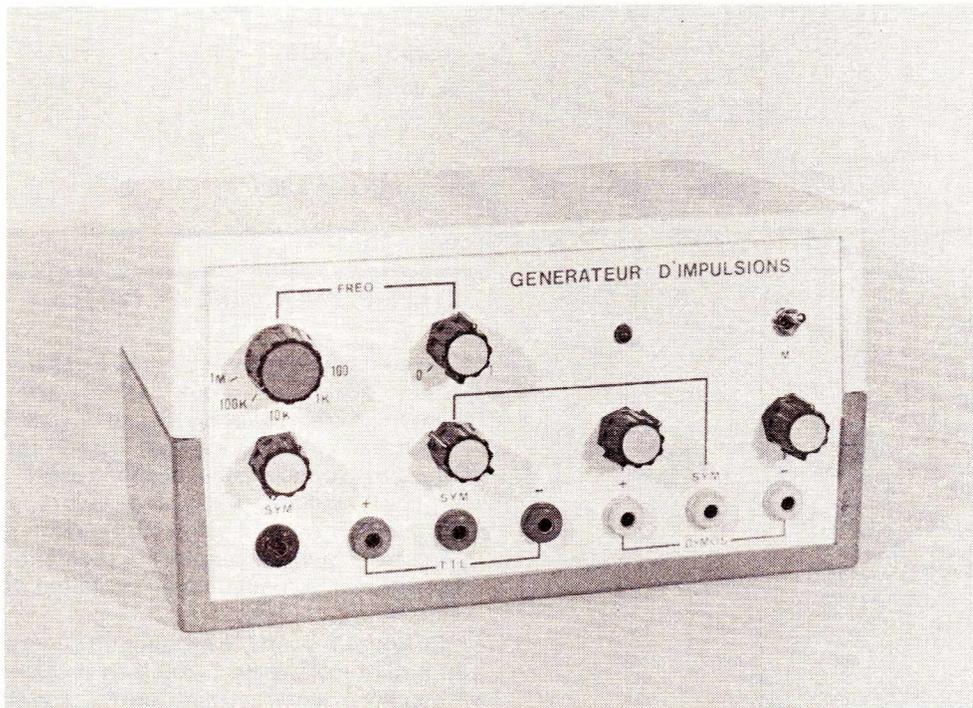
P. GUEULLE

Le développement foudroyant, des circuits intégrés logiques, et la rapide baisse de prix qui en découle, conduisent à élargir sans cesse les domaines d'applications de l'électronique digitale.

Celle-ci trouve place, maintenant, aussi bien dans les montages de gadgets les plus modestes,

que dans les circuits de mesure hautement évolués, et évidemment dans les microprocesseurs.

Le besoin se fait donc sentir de générateurs délivrant des signaux impulsionnels dans une large gamme de fréquences, et aussi bien utilisables en technologie TTL que pour les C.MOS.



GENERATEUR D'IMPULSIONS à sortie CMOS et sortie TTL

Bien que d'un coût modique, l'appareil que nous proposons satisfait à ces impératifs. Il donne des créneaux aux normes TTL, ainsi que des créneaux d'amplitude variable entre 1 et 15 volts environ. On peut disposer soit d'impulsions symétriques, soit de rectangulaires à rapport cyclique variable. Toutes les sorties sont simultanément disponibles, y compris, pour les signaux à symétrie variable, les impulsions complémentaires. Enfin, les fréquences délivrées sont de 15 Hz, à 1,5 MHz.

I — ANALYSE THEORIQUE DES CIRCUITS MIS EN ŒUVRE

Le générateur comporte plusieurs sections de rôles différents, et, notamment, un oscillateur construit autour de portes NAND, ainsi qu'un circuit de réglage du rapport cyclique, fondé sur l'emploi d'un comparateur rapide.

1) L'OSCILLATEUR A PORTES NAND

Nous ne rappellerons que pour mémoire la table de vérité d'une porte NAND, donnée à la **figure 1** dans le cas de deux entrées.

De cette table, où on voit que la sortie ne peut prendre le niveau logique 0 que si les deux entrées se trouvent simultanément au niveau 1, on conclut que, si l'une des entrées est maintenue en permanence dans l'état 1, la porte se réduit à un simple

inverseur, vis-à-vis de l'autre entrée (**figure 2**).

L'association de deux NAND, conformément au schéma de la **figure 3**, présente les caractéristiques d'un trigger de Schmitt. Un signal de forme quelconque, appliqué sur l'entrée E, du montage, est transformé, à la sortie S, en créneaux à montées et descentes rapides, grâce à la réaction positive introduite par la résistance R₂. Les seuils de basculement e₁ et e₂, dépendent à la fois des caractéristiques propres des portes N₁ et N₂, et des valeurs attribuées à R₁ et R₂.

D'une bascule de Schmitt, il est facile de passer à un oscillateur de relaxation, par simple adjonction d'un réseau intégration RC. Toutefois, les phases relatives des entrées et des sorties obligent à déphaser de 180° les créneaux de la **figure 3** : c'est ce qui justifie la présence d'une troisième porte NAND, pour la réalisation de l'oscillateur de la **figure 4**.

Supposons la sortie S, de l'ensemble, au niveau logique 1. Ceci implique que la tension appliquée sur l'entrée E, c'est-à-dire la différence de potentiel aux bornes de C, était faible. Le condensateur, alors, va se charger à travers R₃, jusqu'à ce que l'entrée E atteigne le seuil e₁. A cet instant, la sortie bascule au niveau 0 et C se décharge à travers R₃. Lorsque la différence de potentiel à ses bornes atteint le seuil inférieur e₂, il y a basculement inverse, et le cycle recommence.

Toutes autres conditions fixées (R₁, R₂, et le choix des circuits NAND), la fréquence ne dépend que de R₃ et de C.

Avec les portes en technologie C MOS que nous avons retenues pour notre réalisation, un problème se pose toutefois : la « sortance » de N₃ n'est pas toujours suffisante pour fournir le courant de charge du condensateur. Elle diffère, d'ailleurs, pour les niveaux haut et bas, ce qui conduit à des créneaux dissymétriques.

Le problème a été résolu par interposition d'un étage à transistor en émetteur commun, conformément au schéma de la **figure 5** : la charge et la décharge de C sont alors commandées par l'émetteur de T, ce qui élimine les difficultés dues à l'impédance de la source alimentant R₃.

2) DES CRENEAUX SYMETRIQUES AUX CRENEAUX A RAPPORT CYCLIQUE VARIABLE

Dans l'oscillateur de la **figure 5**, on dispose, sur l'armature « chaude » du condensateur, d'un signal de faible amplitude, constitué par la succession de portions d'exponentielles alternativement croissantes et décroissantes.

La **figure 6** explique comment cette tension est exploitée, pour élaborer des créneaux à rapport cyclique variable. On commence par porter l'amplitude à un niveau suffisant, grâce à l'amplificateur A :

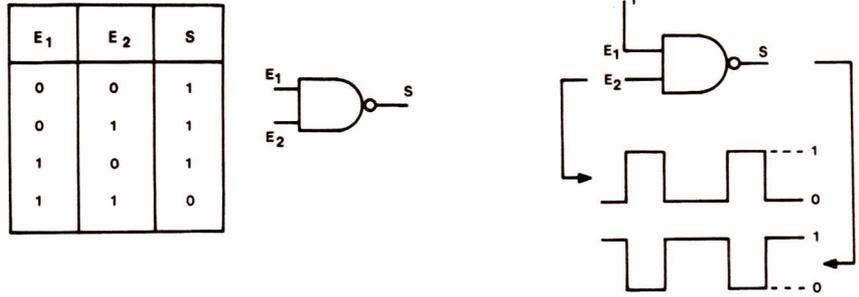


Figure 1

Figure 2

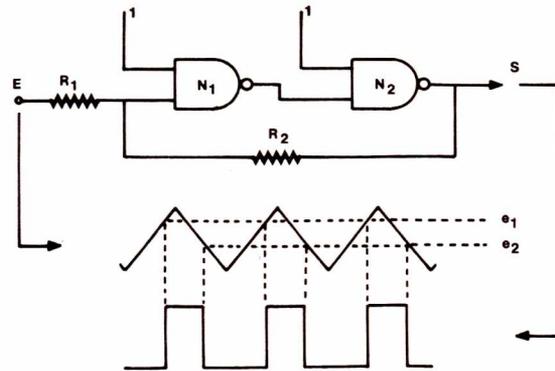


Figure 3

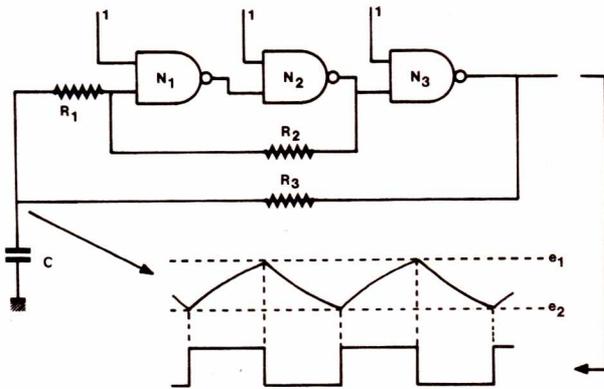


Figure 4

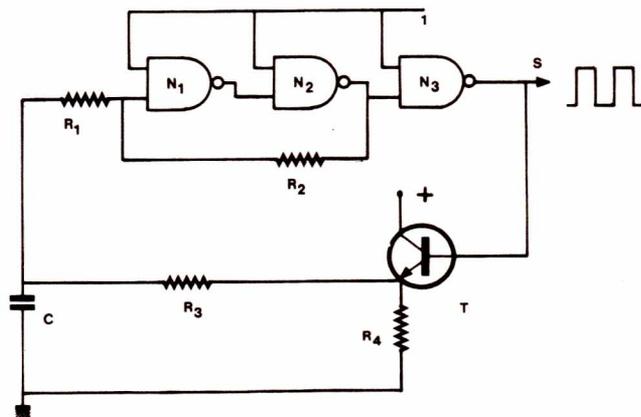


Figure 5

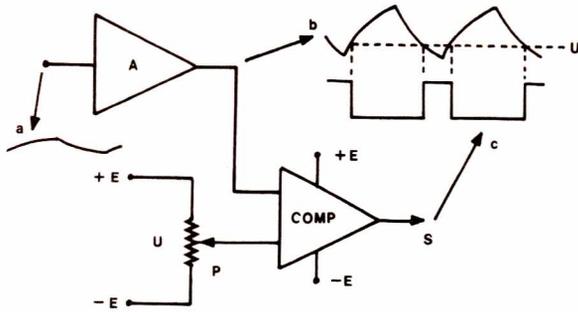


Figure 6

les tensions d'entrée (a) deviennent (b), ou les pointes et les creux conservent toujours le même potentiel.

La sortie de l'amplificateur A, excite l'une des entrées d'un comparateur rapide, dont l'autre entrée, par l'intermédiaire du potentiomètre P, reçoit une tension continue U réglable entre les tensions + E et - E de l'alimentation. Le comparateur bascule chaque fois que ses deux entrées passent par le même potentiel, donc chaque fois que le signal de sortie de l'amplificateur A, traverse la valeur U. On voit donc que les créneaux (c), disponibles en S, ont un rapport cyclique commandé par le choix de U, donc par le réglage du potentiomètre P.

II — SCHEMA COMPLET DU GENERATEUR D'IMPULSIONS

Comme l'ensemble serait lourd à étudier globalement, nous l'avons divisé en trois parties : l'oscillateur et ses circuits de sortie, qui fournissent les signaux symétriques aux normes TTL ou à amplitude variable (figure 7) ; le comparateur et ses circuits de sortie, qui délivrent les créneaux à rapport cyclique variable, soit en TTL, soit avec une amplitude réglable (figure 8) ; enfin, l'alimentation donnant les trois tensions de + 15 volts, + 5 volts, et -5 volts, nécessaires au fonctionnement de l'ap-

pareil (figure 9).

Le schéma de la figure 7 ressemble suffisamment à ceux que nous avons examinés plus haut, pour ne nécessiter que quelques brefs commentaires.

Toutes les portes NAND (elles sont prises dans un même circuit intégré 4011), ont une entrée maintenue au niveau logique 1, par l'intermédiaire des résistances R_1 à R_4 reliées au + 15 volts. La dernière porte n'est utilisée que pour une ultime mise en forme.

La charge de l'un des condensateurs C_1 à C_5 , qui déterminent la gamme de fréquence, s'effectue à travers le potentiomètre P_1 , commandant la variation continue à l'intérieur de chaque gamme. La résistance R_5 limite l'excursion vers le haut (1,5 MHz environ sur la gamme la plus rapide).

Dans l'ensemble, T_1 T_2 de la figure 7, on reconnaît le transistor T de la figure 6. Ces deux transistors travaillent en collecteur commun, et sont alimentés sous 15 volts.

Puisque les portes sont fabriquées en technologie C. MOS et alimentées par cette même tension de 15 volts, les créneaux symétriques recueillis sur la sortie de N_4 , ont eux aussi une amplitude de 15 volts. On les emploie pour piloter la base de T_3 , monté en collecteur commun, et dont la charge d'émetteur comporte le transistor P_2 : celui-ci permet de doser

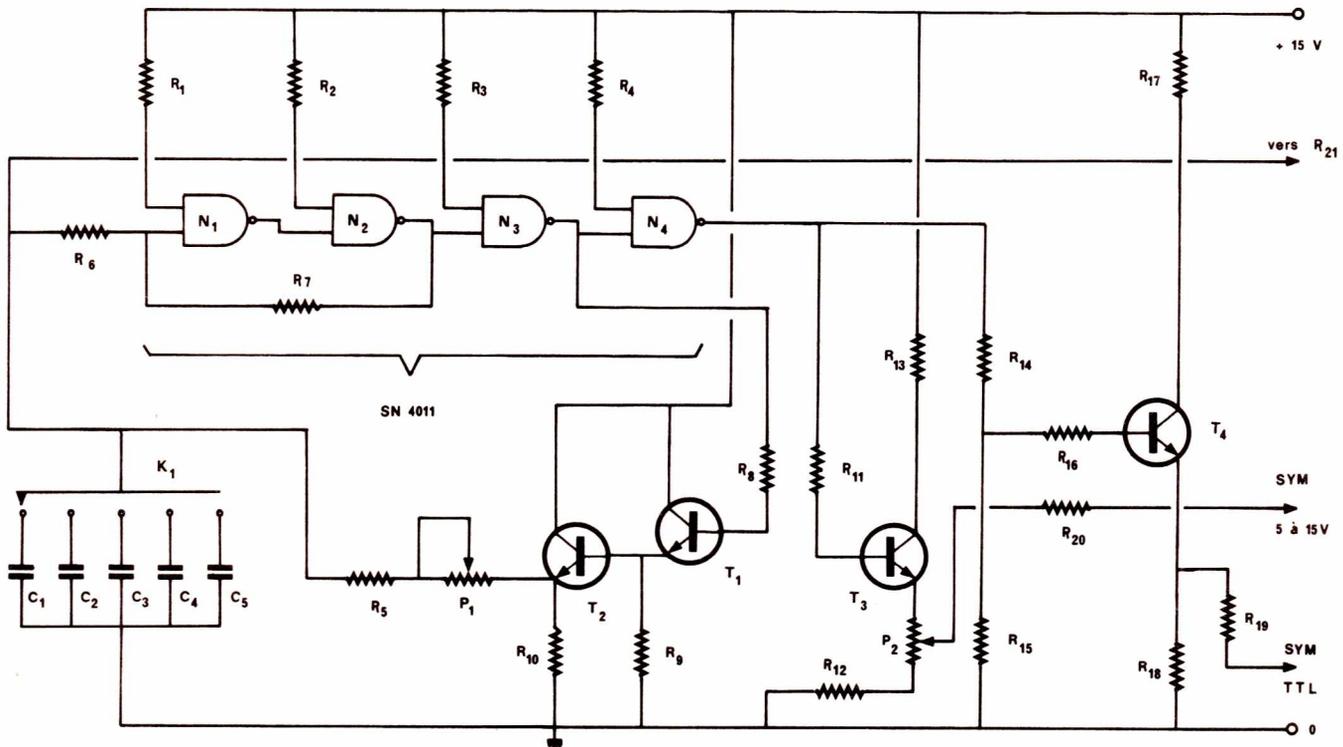


Figure 7

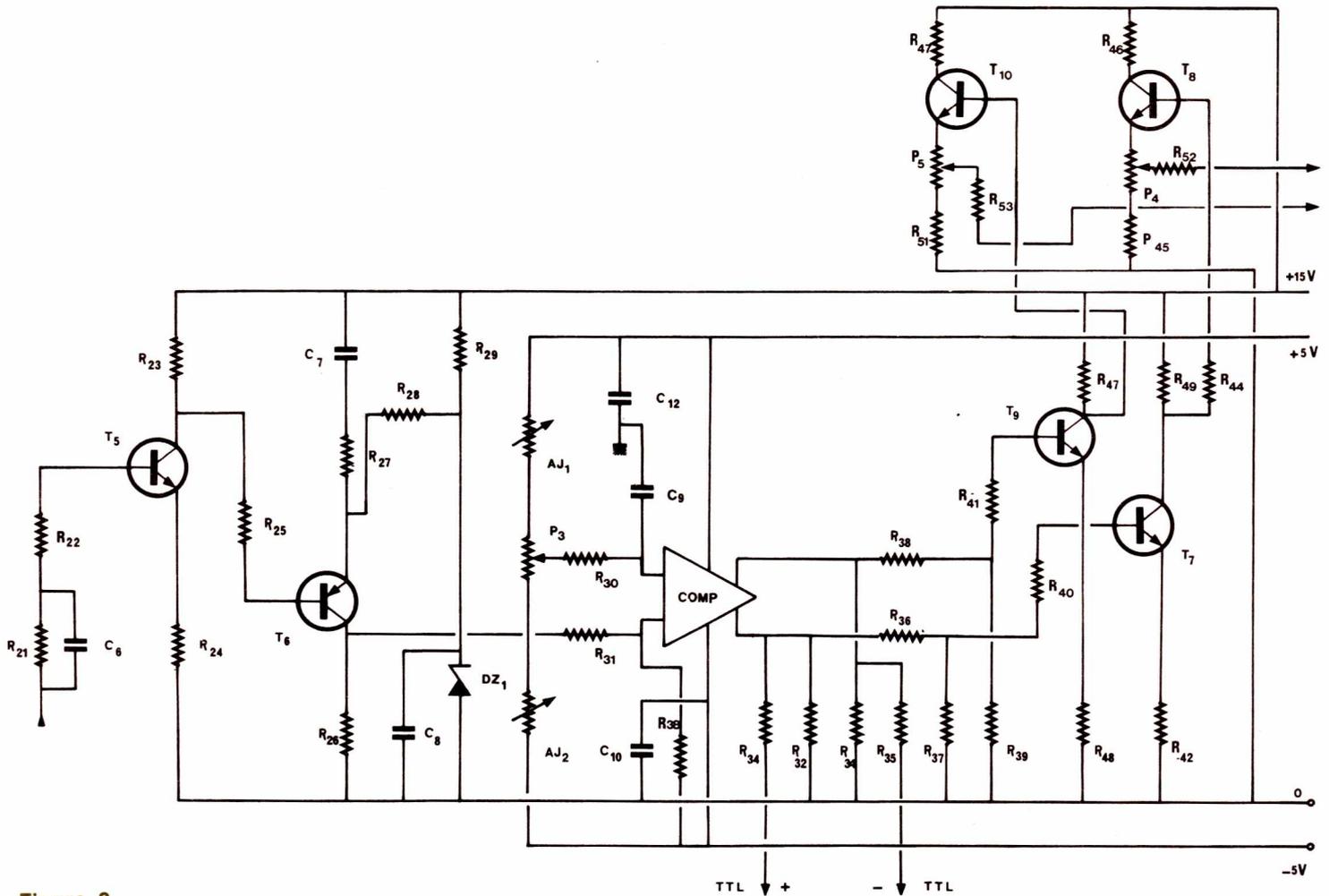


Figure 8

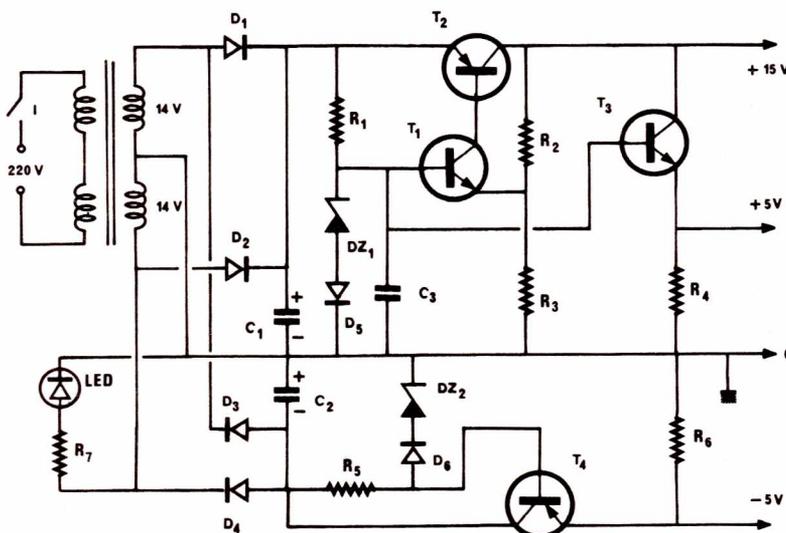


Figure 9

l'amplitude des créneaux envoyés vers la sortie, à travers la résistance R_{14} de protection contre les courts-circuits ou les surcharges.

Toujours depuis la sortie de la porte N_4 , deux autres résistances, R_{14} et R_{15} , forment un diviseur de tension, qui alimente la base de T_4 en créneaux dont les paliers se situent, respectivement, aux potentiels zéro et + 5 volts. Sur l'émetteur de T_4 , on retrouve ainsi des signaux aux normes TTL, qui sont acheminés vers la sortie symétrique TTL, à travers la résistance de protection R_{19} .

La figure 8 se rapporte aux circuits d'élaboration des créneaux à rapport cyclique variable. On la rapprochera donc du schéma simplifié de la figure 6.

Les « triangles » de l'oscillateur pilote, sont prélevés à travers R_{21} et R_{22} , avec le petit condensateur C_6 destiné à compenser la perte de transmission des fréquences les plus élevées. Ils sont ensuite amplifiés par l'ensemble des transistors T_5 et T_6 . En fait, T_5 introduit une atténuation, et non un gain, puisque sa résistance de collecteur (R_{23} ; 1,5 k Ω) est égale à sa résistance d'émetteur (R_{24} ; 1,5 k Ω), non découplée.

Son rôle est d'introduire un décalage de tension, pour polariser convenablement T₆, et le comparateur.

On remarquera, dans le circuit d'émetteur de T₆, la présence de deux groupes de composants, aux fonctions différentes. Le premier groupe englobe R₂₈, R₂₉, et la diode zéner DZ₁. Il vise surtout à polariser, en continu, l'émetteur de T₆, donc à imposer les courants moyens d'émetteur et de collecteur de ce transistor, c'est-à-dire, finalement, le niveau moyen des signaux triangulaires appliqués sur l'une des entrées du comparateur. L'autre groupe, R₂₇ et C₇, n'agit pas en continu, et fixe essentiellement le gain. La fréquence la plus basse descendant vers 15 Hz, une capacité relativement élevée s'imposait pour C.

L'une des entrées du comparateur LM 360 reçoit, donc, les triangles amplifiés. La tension U variable qu'on doit appliquer sur l'autre entrée (voir **figure 6**) pour régler le rapport cyclique des créneaux, provient du curseur du potentiomètre P₃. Le condensateur C₉, de 10 nF, élimine toute composante alternative en ce point. Les deux extrémités du potentiomètre sont alimentées, comme le comparateur, à partir de tensions de + 5 volts et - 5 volts. Toutefois, pour limiter les variations du rapport cyclique, des résistances « talon » ajustables, AJ₁ et AJ₂, ont été prévues. Nous en reparlerons lors de la mise au point.

Le comparateur LM 360, possède deux sorties en opposition de phases : il délivre donc, simultanément, deux signaux TTL complémentaires. On utilise donc directement ces sorties pour recueillir les créneaux TTL à symétrie variable, disponibles ensemble sur les bornes du générateur, à travers les résistances de protection R₃₄ et R₃₅.

Il reste, enfin, à construire les créneaux d'amplitude réglable, toujours pour le cas des sorties à rapport cyclique variable. Désirant, là encore, disposer simultanément des tensions complémentaires, nous avons prévu deux branches d'amplification, d'ailleurs rigoureusement identiques : nous ne décrivons que celle qui met en œuvre T₇ et T₈ (une remarque au passage, pour ceux qui nous reprocheraient une débauche de composants électronique ; on aurait pu prévoir une commutation pour le passage des signaux directs à leurs compléments ; mais un inverseur de bonne qualité coûtant plus cher que deux transistors courants, l'opération n'apportait qu'un bénéfice illusoire...).

Les résistances R₃₆ et R₃₇ divisent l'amplitude à la sortie du comparateur. La base de T₇ ne recevant plus alors que des créneaux de 1,5 volt d'amplitude environ, on peut disposer d'une excursion d'environ 13 volts sur son collecteur, ainsi que sur l'émetteur du transistor de sortie T₈, qui travaille en collecteur commun (dans tous ces montages avec sortie sur l'émetteur, les très faibles résistances de collecteur, n'ont pour objet que d'interdire d'éventuelles oscillations parasites).

Enfin, le dosage des amplitudes s'effectue par le potentiomètre P₄, suivi, encore une fois, d'une résistance de protection contre les courts-circuits. On retrouve la même disposition sur l'autre voie, avec T₁₀ et P₅.

L'alimentation, évidemment stabilisée, donne les tensions de + 15 volts, + 5 volts, et - 5 volts. La **figure 9** détaille son schéma.

A partir du transformateur TR à point milieu (deux enroulements de 14 volts), on redresse les deux alternances tant que la voie positive que sur la voie négative, à

l'aide des diodes D₁ et D₂ dans le premier cas, puis D₃ et C₂ assurent le filtrage.

La tension de référence, obtenue par la mise en série de la zéner DZ₁ de 5 volts, et d'une diode au silicium, permet d'obtenir 5 volts sur l'émetteur de T₃, en compensant sa chute de tension émetteur-base.

Pour la sortie à + 15 volts, T₁ joue le rôle de comparateur (son émetteur recevant une fraction de la tension de sortie par le diviseur R₂ et R₃), tandis qu'un PNP de puissance moyenne T₂ (2 N 2905) sert de ballast.

La sortie à - 5 volts est analogue à celle de + 5 volts, mais avec évidemment un transistor PNP pour T₄, et une inversion dans le sens de branchement de la référence, formée de la mise en série de DZ₂ et de D₆.

Enfin, un voyant général de mise sous tension du générateur, utilise une diode électroluminescente, polarisée à partir de la tension négative non stabilisée, par la résistance R₇.

III — LES CIRCUITS IMPRIMÉS ET LEUR CÂBLAGE

Deux circuits imprimés se partagent l'ensemble des composants de l'appareil. Le premier, dont on trouvera, à la **figure 10**, le dessin ou, à l'échelle 1, par la face cuivrée du substrat, rassemble les éléments du générateur proprement dit. La **figure 11** montre comment y sont implantés les composants. Aux **figures 12 et 13**, apparaissent respectivement la vue d'ensemble du circuit, et le détail de la section oscillatrice, construite autour du circuit intégré 4011.

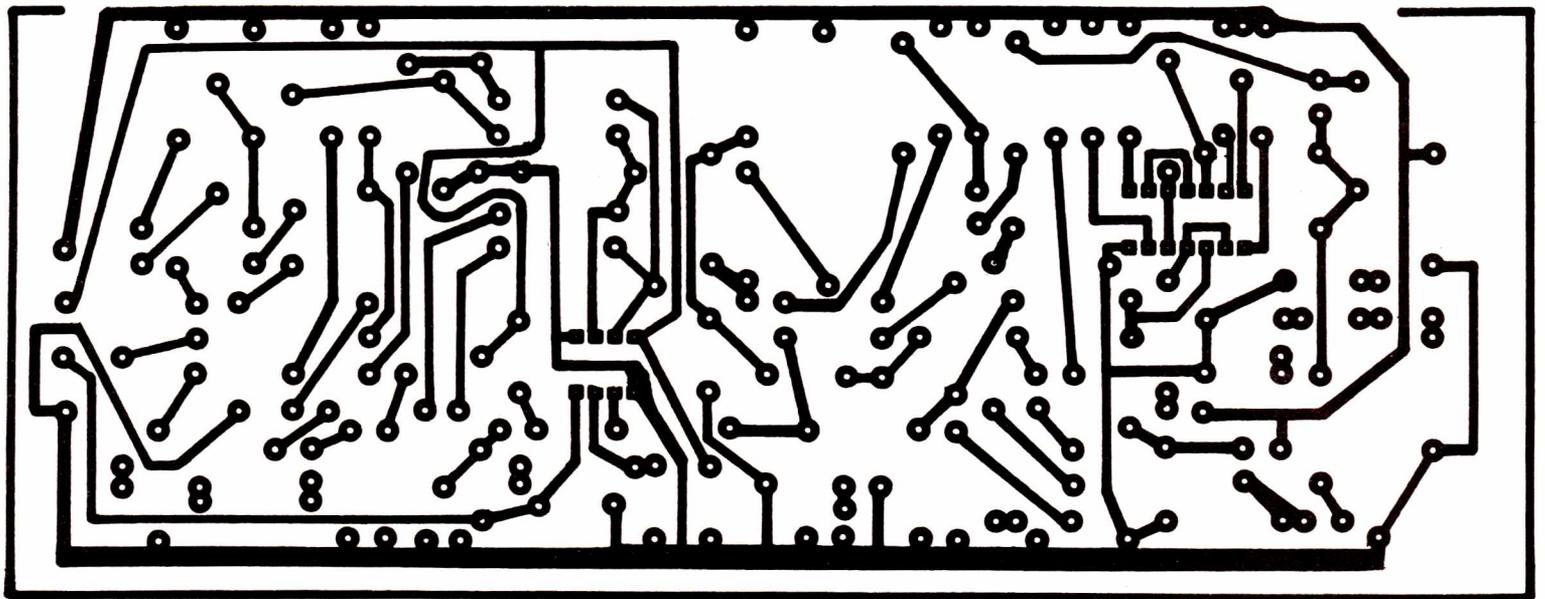


Figure 10

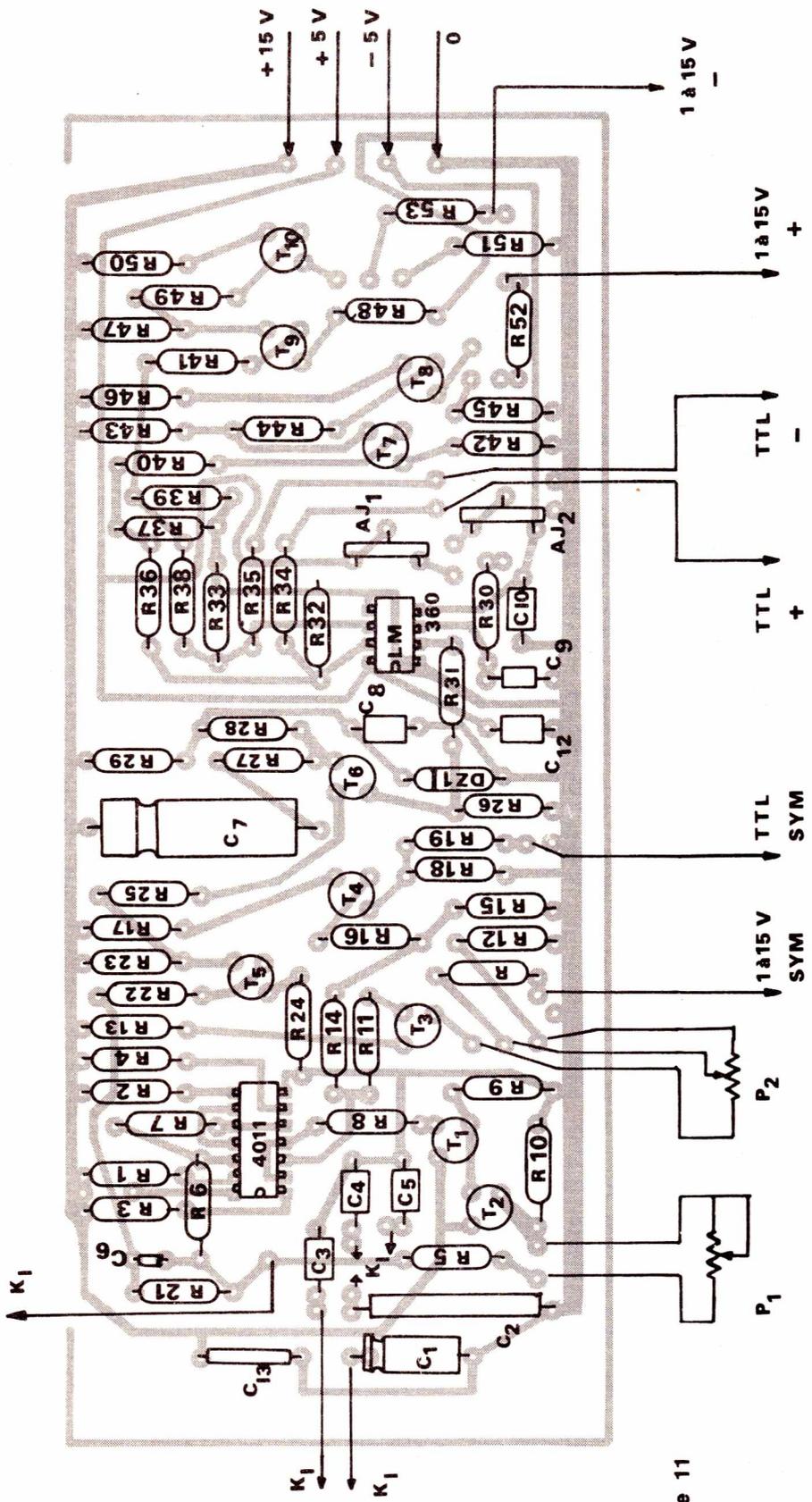


Figure 11

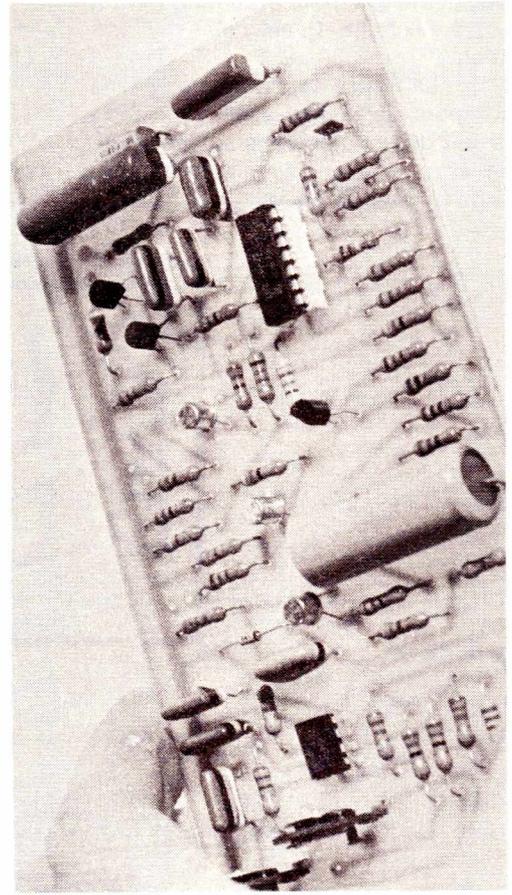


Figure 13

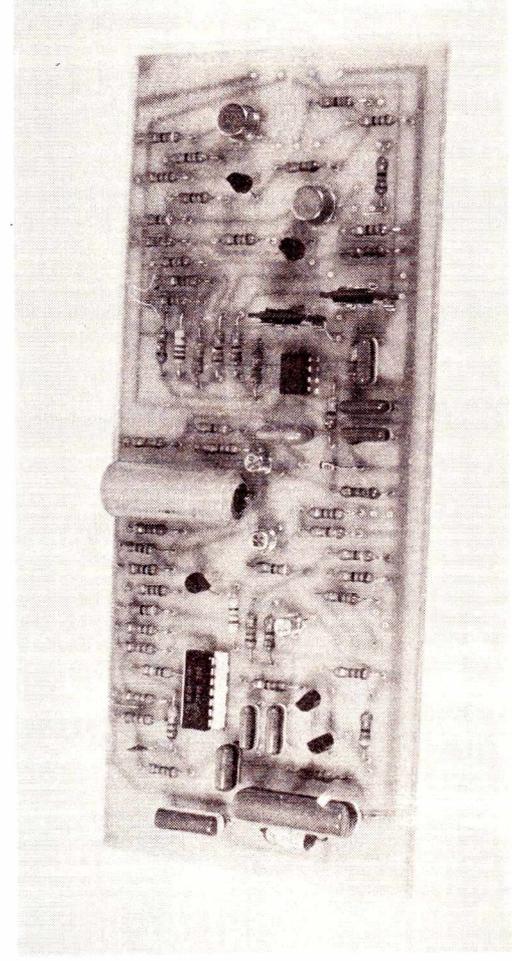


Figure 12

Le deuxième circuit imprimé (figure 14, toujours à l'échelle 1) est celui de l'alimentation.

La figure 15, complétée par la photographie de la figure 16, précise la disposition des composants sur ce sous-ensemble.

IV — LA MISE EN PLACE DANS LE COFFRET

Nous avons choisi, pour son esthétique très réussie malgré un prix abordable, un

coffret de la marque Vero, Type Verobox 1 F 751412 K. Il est formé de deux demi-coquilles de plastique, blanc pour la partie supérieure, et gris pour la partie inférieure. Des rainures reçoivent et immobilisent les faces avant et arrière, et d'autres sont prévues pour la fixation des circuits imprimés.

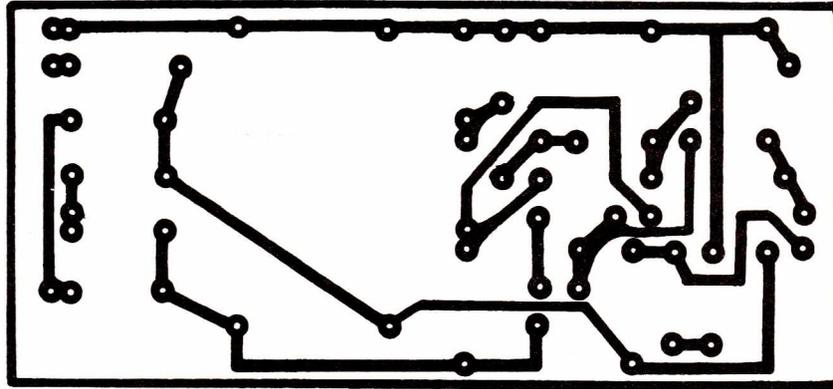


Figure 14

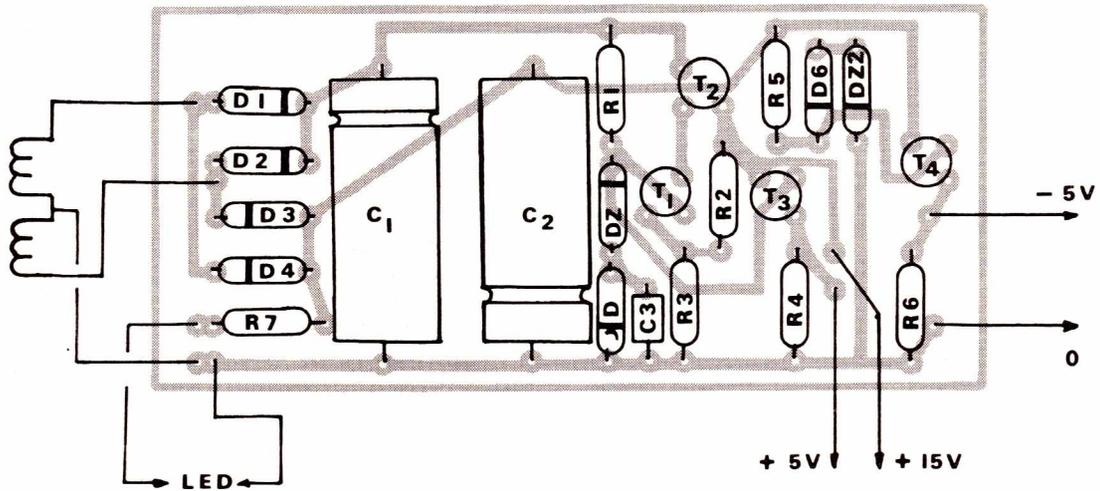


Figure 15

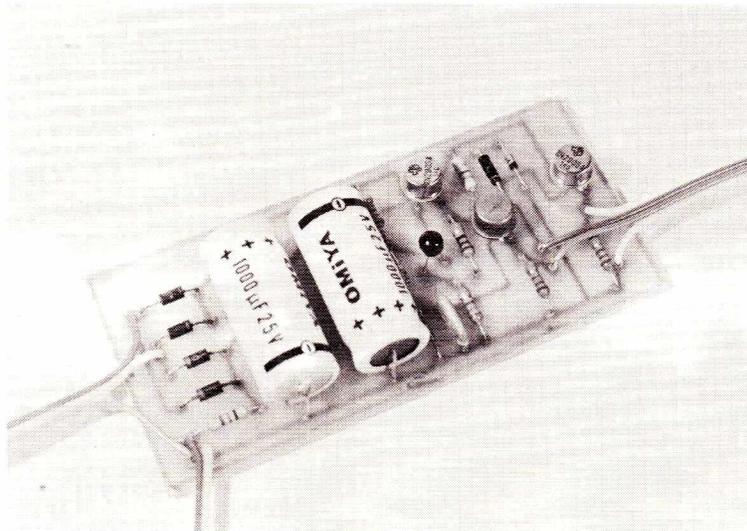


Figure 16

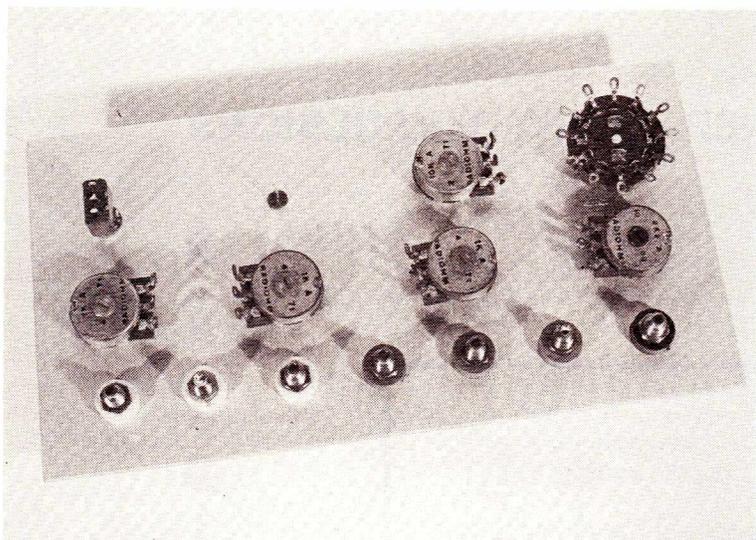


Figure 20

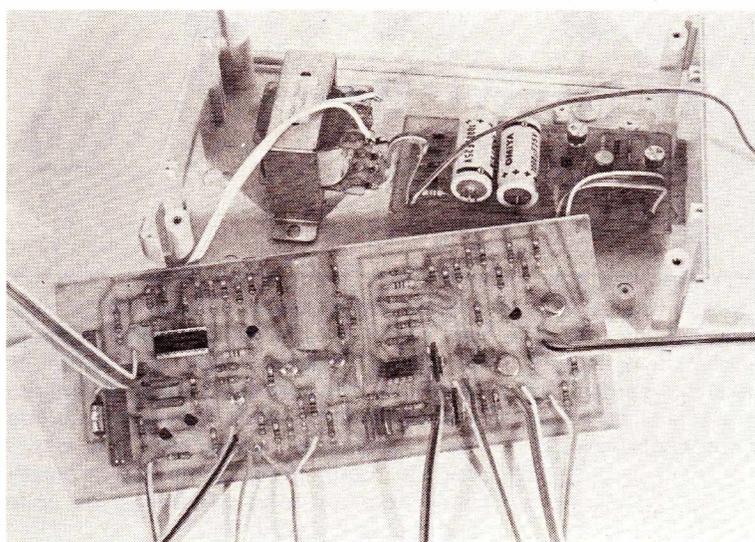


Figure 21

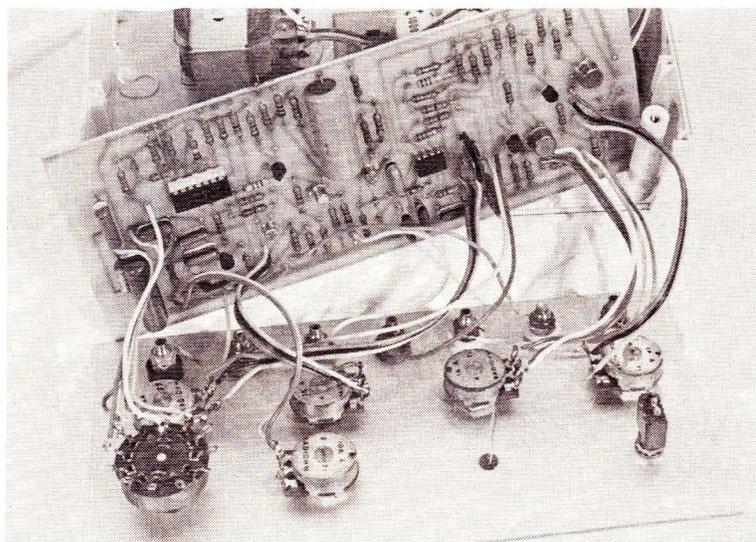


Figure 22

On préparera la façade, avant l'assemblage final (figure 20). La diode électroluminescente, qui sert de témoin de mise sous tension est, elle aussi, maintenue par une goutte de colle.

Il est commode, ensuite, de disposer, sur le circuit principal, tous les fils de liaison (figure 21). Nous avons employé du câble plat multiconducteurs, qui donne un aspect soigné, et permet un repérage facile grâce aux couleurs.

Enfin, il reste à relier le circuit principal, aux composants électromécaniques de la façade (figure 22). Sans conserver des longueurs de fils inutiles, on veillera cependant à assurer un « jeu » suffisant, pour que l'introduction du circuit imprimé et de la façade, dans leurs rainures respectives, ne pose aucun problème. La figure 19 montre la mise en place terminée, ainsi que le câblage, à l'exception du fil d'alimentation et de l'interrupteur. On se reportera à la photo de tête, pour l'aspect final de l'appareil, formé et équipé de ses boutons.

V — LA MISE AU POINT ET LES REGLAGES

Bien que nous ayons d'abord décrit l'introduction dans le coffret, il est évidemment plus commode, pour des raisons d'accessibilité des résistances ajustables, de procéder aux divers réglages, alors qu'on en est au stade de la figure 22. Les quelques oscillogrammes que nous présentons ci-dessous, pourront guider le lecteur dans ce travail.

La section oscillatrice, doit fonctionner dès la mise sous tension, s'il n'y a pas d'erreur de câblage, ni de composants défectueux. A titre de vérification, on pourra contrôler les signaux disponibles sur les sorties des portes N_2 , N_3 et N_4 , en même temps que ceux qu'on recueille à l'entrée active de N_1 , et sur les points chauds des condensateurs C_1 à C_5 . Dans le premier cas, on observe des oscillogrammes comme celui de la figure 23 : les signaux d'entrée de N_1 , se caractérisent par des transitions brutales, lors de chaque basculement des sortie. Sur le point commun du commutateur K_1 , par contre, les discontinuités disparaissent, et les tensions se rapprochent de dents de scie parfaites (il s'agit en fait de portions d'exponentielles, ce que montre une observation fine, en dilatant les échelles sur l'écran de l'oscilloscope). On trouvera un exemple de ce type d'oscillogramme, à la figure 24.

Les véritables réglages interviennent dans la section du comparateur, et portent sur les résistances ajustables AJ_1 et AJ_2 . On devra, par retouches successives trois ou

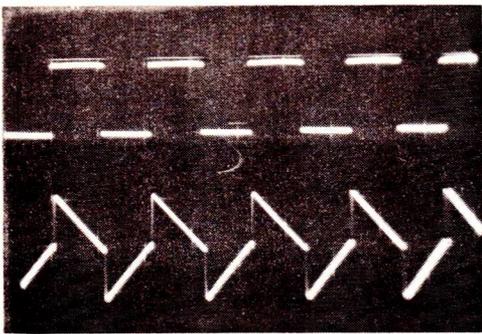


Figure 23

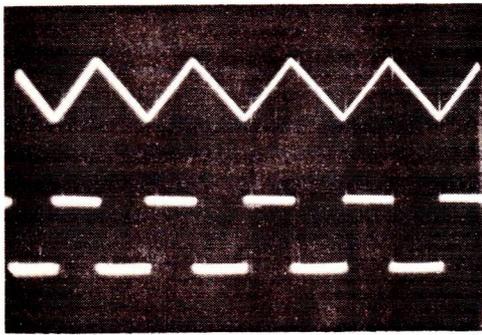


Figure 24

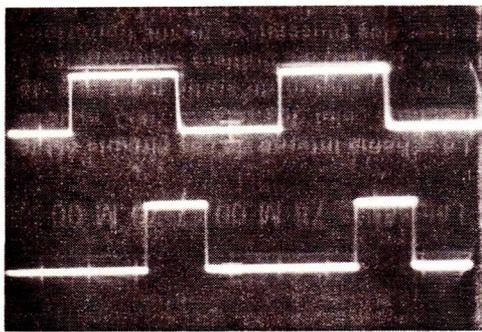


Figure 25

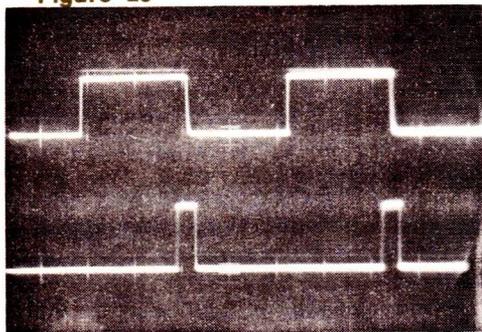


Figure 26

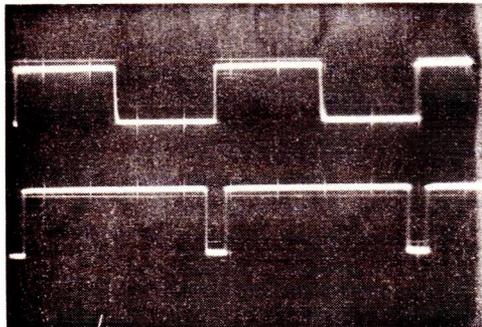


Figure 27

quatre fois répétées (en effet, chaque réglage interagit sur l'autre), déterminer les valeurs de AJ_1 et AJ_2 , qui permettent de faire varier le rapport cyclique du minimum au maximum, par l'intermédiaire du potentiomètre P_3 , sans qu'il y ait disparition du signal sur les sorties correspondantes.

La figure 25 établit la correspondance entre les signaux symétriques et les tensions à rapport cyclique variable. Les deux cas extrêmes des positions du curseur de P_3 , sont illustrés par les oscillogrammes des figures 26 et 27. On retrouverait des signaux de polarités opposées, sur les sorties « — ».

On remarquera (c'est particulièrement visible sur la figure 25) le déphasage qui existe entre les sorties « symétriques » et

les sorties à rapport cyclique variable. Loin de constituer un défaut, cette particularité offre des possibilités fort intéressantes, pour la synchronisation de l'oscilloscope. En effet, si le signal variable est utilisé pour cette synchronisation, le début du balayage commence, selon la polarité de déclenchement choisie, soit sur un flanc montant, soit sur un flanc descendant des créneaux (flanc descendant de la trace du bas, non visible, sur la figure 25). Pour placer n'importe où, dans la largeur de l'écran, le premier flanc de l'autre signal, il suffit alors de jouer sur le rapport cyclique : c'est un moyen de régler le seuil, et il n'en existe pas d'autre dans le cas de signaux rectangulaires, sauf si on utilise un oscilloscope à double base de temps retardée.

Listes des composants du générateur :

Résistances 0,5 watt $\pm 5\%$

R_1, R_2, R_3, R_4 : 68 k Ω ; R_5 : 820 Ω ; R_6 : 6,8 k Ω ; R_7 : 180 k Ω ; R_8 : 56 Ω ; R_9 : 8,2 k Ω ; R_{10} : 470 Ω ; R_{11} : 270 Ω ; R_{12} : 100 Ω ; R_{13} : 47 Ω ; R_{14} : 1,2 k Ω ; R_{15} : 390 Ω ; R_{16} : 47 Ω ; R_{17} : 100 Ω ; R_{18} : 330 Ω ; R_{19} : 180 Ω ; R_{20} : 270 Ω ; R_{21} : 8,2 k Ω ; R_{22} : 180 Ω ; R_{23} : 1 k Ω ; R_{24} : 1,5 k Ω ; R_{25} : 270 Ω ; R_{26} : 2,2 k Ω ; R_{27} : 680 Ω ; R_{28} : 470 Ω ; R_{29} : 330 Ω ; R_{30} et R_{31} : 270 Ω ; R_{32} et R_{33} : 6,8 k Ω ; R_{34} et R_{35} : 82 Ω ; R_{36} : 1,2 k Ω ; R_{37} : 680 Ω ; R_{38} : 1,2 k Ω ; R_{39} : 680 Ω ; R_{40} et R_{41} : 82 Ω ; R_{42} : 270 Ω ; R_{43} : 2,7 k Ω ; R_{44} : 82 Ω ; R_{45} : 68 Ω ; R_{46} : 47 Ω ; R_{47} : 2,7 k Ω ; R_{48} : 270 Ω ; R_{49} : 82 Ω ; R_{50} : 47 Ω ; R_{51} : 58 Ω ; R_{52} : 270 Ω ; R_{53} : 270 Ω ; R_{54} : 6,8 k Ω . (Cette résistance, ajoutée ultérieurement pour faciliter le réglage du comparateur en abaissant le potentiel moyen du collecteur de T_6 , n'était pas prévue dans le dessin du circuit imprimé ; on la soudera donc à l'arrière, du côté cuivré.)

Résistances ajustables :

AJ_1 : 1 k Ω ; AJ_2 : 10 k Ω .

Potentiomètres linéaires :

P_1 : 10 k Ω ; P_2 : 1 k Ω ; P_3 : 2,2 k Ω ; P_4 et P_5 : 1 k Ω .

Condensateurs :

C_1 : 10 μF (électrochimique 25 volts) ; C_2 : 1 μF ; C_3 : 100 nF ; C_4 : 10 nF ; C_5 : 1 nF ; C_6 : 27 pF ; C_7 : 100 μF (électrochimique 15 volts) ; C_8 : 22 nF ; C_9, C_{10}, C_{11} : 10 nF ; C_{12} : 220 nF.

Transistors :

T_1, T_2 : BC 317 ; T_3, T_4 : 2 N 2369 ; T_5 : BC 317 ; T_6 : 2 N 2907 ; T_7, T_9 : BC 317 ; T_8, T_{10} : 2 N 1889 ou 2 N 3053.

Diode DZ_1 zéner 12 volts (400 mW)

Circuits intégrés : SN 4011 ; LM 360 (NS).

Liste des composants de l'alimentation

Transformateur : Secondaire double 14 V x 2 (10 VA).

Diodes : D_1, D_2, D_3, D_4 : 1 N 4004 ; D_5, D_6 : 1 N 914 ou équivalent ; DZ_1, DZ_2 : zéner 5 volts (400 mW). Une LED.

Transistors : T_1 : BC 317 ; T_2 : 2 N 2905 ; T_3 : 2 N 1889 ou 2 N 3053 ; T_4 : 2 N 2905.

Résistances 0,5 watt 5 %

R_1 : 6,8 k Ω ; R_2 : 680 Ω ; R_3 : 330 Ω ; R_4 : 8,2 k Ω ; R_5 : 4,7 k Ω ; R_6 : 8,2 k Ω ; R_7 : 1,5 k Ω .

Condensateurs

C_1, C_2 : 1000 μF (électrochimiques 25 volts) ; C_3 : 22 nF.

R. RATEAU

Complément à l'allumage électronique du N°371

Après le très gros courrier sur l'allumage électronique paru dans Radio-Plans en octobre 1978, un complément d'informations est nécessaire. Nous allons tout d'abord corriger les erreurs qui se sont glissées dans l'article.

La résistance R_2 est de $56\text{ k}\Omega$.

Les diodes D_5, D_6 doivent être de 5 A, 50 V mini ; on pourra prendre des diodes SSC, sous la référence BY 214-50 (figure 1) ; si l'approvisionnement semblait difficile on pourrait prendre des 1N 1341 B (figure 2) en boîtier DO4.



Figure 1



Figure 2

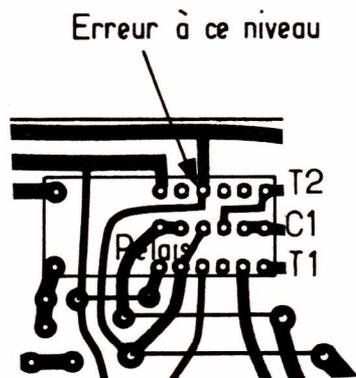


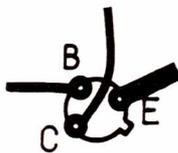
Figure 4

Dessin vu côté composants



2N1711

Devient



2N1711

Figure 3

Le matériel SSC : (diodes et thyristor) est revendu par différents distributeurs.

On pourrait consulter à ce propos la liste des réseaux de distributeurs publiés par Electronique Applications.

Les diodes D_7, D_8, D_9, D_{10} sont de 0,5A, 50 V ; on peut prendre des 1N 4001 SSC.

Bien que les trous du circuit imprimé ne correspondent pas avec le brochage du 2N 1711 (figure 10 p. 86 n° 371) néanmoins l'ordre des broches est respecté (figure 3).

Une erreur de câblage s'est produite à la figure 17 (p. 88) au niveau du relais. Une liaison allant vers R_4 (figure 15 p. 89) aurait dû aller en T_6 . La figure 4 donne la correction.

Transformateur

Pour ce qui est du transformateur, celui-ci a été acheté tout fait à des annonceurs figurant dans ce même numéro (n° 371). Il nous est donc impossible de fournir des renseignements sur sa fabrication (nombre de spires, diamètre du fil, section de tôles...).

A propos du multivibrateur, celui-ci oscille effectivement à 50 Hz mais seulement lorsque la capacité C_1 est chargée.

La fréquence est bien supérieure au début.

Perte à haut régime

Certains ont des problèmes avec leur allumage à haut régime (au-dessus de 3000 tr/mn).

Plusieurs facteurs peuvent être mis en cause, tout d'abord on aura bien pris soin d'appairer les transistors T_1 et T_2 (voir p. 85 n° 371).

Ensuite on vérifiera que l'on a bien 410 V aux bornes de C_1 à l'arrêt du moteur.

Si ce n'est pas le cas, on peut avoir des doutes sur le rapport de transformation du transfo. Celui-ci doit être de 2 x 6 V primaire et 240 V secondaire et de 36 VA.

Si cette règle a été respectée, on peut incriminer T_1 et T_2 . Si le β (taux d'amplification) des transistors est trop faible, le courant passant dans les spires du primaire risque d'être trop faible.

La solution consiste soit à changer T_1 et T_2 , soit à diminuer R_4 et R_5 .

Le problème est rarement là, mais au-dessus de 3000 tr/mn là où la tension chute en dessous de 200 V, le moteur peine.

On peut dans ce cas mettre en cause le nombre de dWell, c'est-à-dire le pourcentage du temps où la came reste ouverte sur le temps total.

En regardant le schéma de la figure 5 (p. 84 n° 371) le convertisseur est à l'état bloqué tant que la came reste ouverte. Si le temps d'ouverture est trop long, la capacité C₁ n'aura pas le temps de se charger.

On peut le vérifier en supprimant D₁₀ qui commande le convertisseur par le biais de T₄ et T₃.

Certains ont une tension de 200 V mais le moteur peine quand même en particulier sur les R8.

Il faut régler l'avance en la diminuant. L'allumage électronique produit des étincelles plus puissantes et plus rapidement que l'allumage classique.

La perte de régime au-dessus de 3 000 tr/mn peut aussi s'expliquer par les caractéristiques D₁ D₂ D₃ D₄. Celles-ci sont de 1 N 4007.

Ces diodes sont faites pour redresser des courants alternatifs jusqu'à 5 kHz.

Comme nous l'avons vu, le convertisseur fonctionne à des fréquences élevées en début de charge. Or lorsqu'on se trouve à des vitesses de l'ordre de 6 000 tr/mn, on a une fréquence d'étincelle de 400 Hz. On dispose donc que de 1 ms pour recharger la capacité C₁.

Il faut donc une fréquence très supérieure à 1 kHz. Les 1 N 4007 peuvent donc être insuffisantes au point de vue temps de recouvrement.

Pour une diode BY 218.600, le diagramme suivant montre ce que l'on entend par temps de recouvrement.

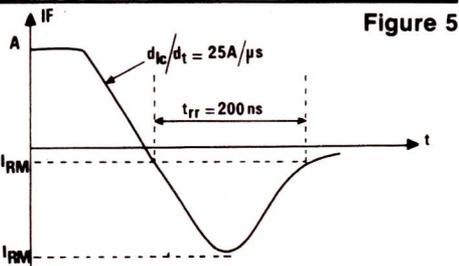


Figure 5

Le schéma suivant montre qu'une diode met un temps pour passer de l'état passant à l'état bloqué. Figure 7.

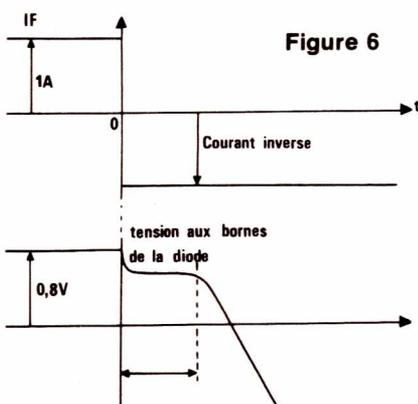


Figure 6

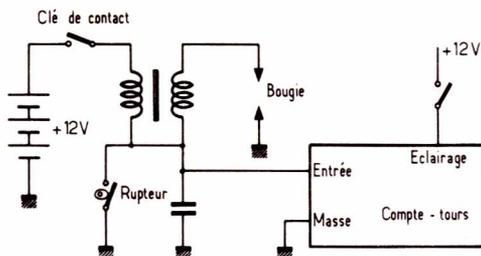


Figure 7

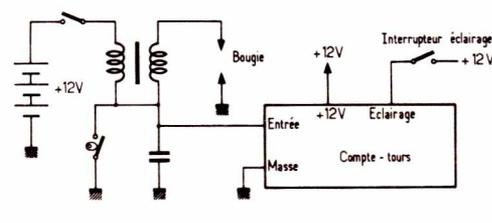


Figure 8

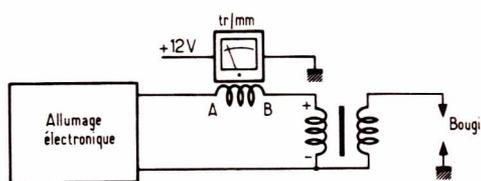


Figure 9

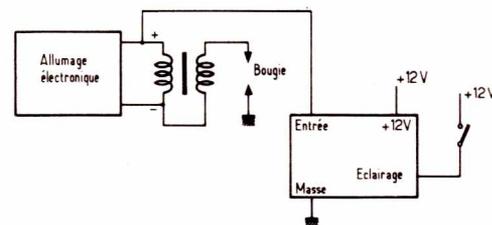


Figure 10

Ainsi si les diodes D₁ à D₄ ont un retard trop important, la capacité C₁ n'aura pas le temps de se recharger.

Il n'est pas étonnant que certains aient obtenu de meilleurs résultats en prenant 0,47 µF pour C₁ car cette capacité est plus rapidement chargée pour cette valeur.

Personnellement, il n'y a pas eu de problèmes avec des 1 N 4007, peut-être que la FIAT 126 demande une fréquence d'étincelles plus faible étant donné qu'il n'y a que 2 cylindres.

Mais le montage a été essayé sur des R8 en ayant juste à régler l'avance. Cette voiture à un moteur de 4 cylindres.

Pour ceux qui auraient des problèmes avec ces diodes (D₁ à D₄), ils pourraient les remplacer par l'un de ces types suivants :

- * PLR 818 tension inverse : 1000 V.
Temps de recouvrement : 300 300 ms
courant direct : 1A
- * PLR 15 T tension inverse : 1500 V.
Temps de recouvrement : 1 200ns
courant direct : 1A
- * PY 208-1000 tension inverse : 800 V
courant direct : 0,75 A
Temps de recouvrement : 350 ns

La PLR 818 convient le mieux à notre application. Toutes ces diodes sont fabriquées par la SSC.

Conclusion :

Ce montage a été produit en 3 exemplaires dont 2 sont allés sur des R8 tandis que le 3^e est sur une FIAT 126.

Un seul montage a eu une panne due à la rupture d'un fil à cause des vibrations.

On peut remarquer qu'il a fallu diminuer l'avance à l'allumage sur les R8, tandis que sur la FIAT 126, le montage a fonctionné sans réglage.

Nous signalons que tous les allumages ont été réalisés avec du matériel SSC, nous ne pouvons malheureusement pas dire si d'autres composants d'une autre marque peuvent convenir.

COMPTE-TOURS ELECTRONIQUE

Pour ceux qui auraient des problèmes pour installer un compte-tours électronique, il faut tout d'abord connaître le type de compte-tours. On peut en distinguer 3 modèles. Le premier (fig. 7) est dit à 2 fils.

Avec l'allumage électronique, la prise d'entrée sera reliée au rupteur en ayant pris soin de diminuer R₁₀ de la figure 5 (p. 84 du n° 371) à 33 Ω 10 Watts.

Le deuxième type (figure 8) dit à 3 fils : sa borne d'entrée sera reliée au commun de C₁ et de la bobine (côté +) (fig. 9).

Un troisième modèle fonctionne par induction. Le primaire de l'enroulement sera placé en série avec la bobine figure 10.

Si l'aiguille des compte-tours tournent en sens opposé, il suffit d'inverser A et B de la bobine d'induction.

Parasites de l'auto-radio

Si l'allumage électronique perturbe la réception sur l'auto-radio on placera entre le + 12 V de la batterie et la borne d'alimentation de la radio, une self bobinée sur un barreau de ferrites avec du fil emailé de 10/10.

P. ARNOULD

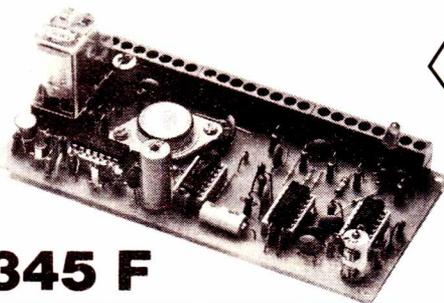
ELECTRONIC SERVICE

20, avenue de la Gare — 57200 SARREGUEMINES

Distributeur officiel
Office du Kit



- Modulateur de lumière 3 canaux (OK 21) 112,70 F
- Modulateur 3 canaux + 1 inverse (OK 124) 136,20 F
- Adaptateur micro pour modulateur (OK 126) 77,40 F
- Stroboscope 40 joules (OK 112) 155,80 F
- Antivol pour automobile (OK 92) 102,90 F
- Générateur de rythmes (OK 143) 279,00 F
- Ampli linéaire 144 MHz - 40 W (OK 148) 495,00 F



Centrale antivol OK 140 :

- Multiples entrées
- Sortie sirène + sortie par relais
- Contrôle de veille
- Indicateur d'alarme

Fonctionne à circuits C.MOS (-de 10 µAde consommation en veille)

345 F

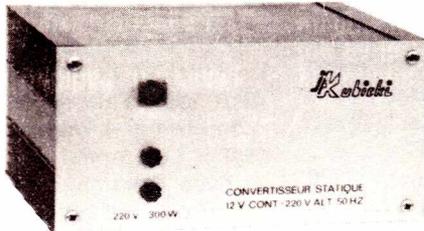
Composants électroniques

Vaste choix de résistances, condensateurs, transistors, circuits intégrés, diodes, etc.

Outillage - Coffrets - Appareils de mesure

Convertisseurs statiques

220 V alternatif à partir d'une batterie 12 V ou 24 V.



- 1° Entrée 12 V**
- C 50/12, 50 W 130 F **Port 10 F**
 - C 100/12, 100 W 175 F **Port 15 F**
 - C 150/12 R, 150 W 290 F **Port 20 F**

- 2° Entrée 24 V**
- C 300/24 R, 300 W 320 F **Port 20 F**

3° Modèles stabilisés en fréquence

- EC 150/12, 150 W (entrée 12 V) 590 F **Port 20 F**
- EC 300/12, 300 W (entrée 12 V) 795 F **Port 20 F**

Nouveau modèle

- EC 600/24 A, 600 W 1 690 F **Port 50 F**
- EC 1000/24 A, 1000 W (entrée 24 V) 3 300 F **Port 100 F**

CIRCUITS IMPRIMÉS

Verre époxy

- Simple face 75 × 160 4,00 F
- 100 × 200 6,00 F
- Double face 75 × 160 8,00 F
- 100 × 200 12,00 F

Bakélite

- Simple face 75 × 160 1,40 F
- 100 × 200 2,50 F

- Epoxy présensibilisé 75 × 160 14,00 F
- 100 × 200 24,00 F

- Pastille transfert Mecanorma 7,50 F
- Bande transfert Mecanorma 10,50 F
- Feuille Mylar 210 × 270 4,00 F
- Résine photosensible KF positive atomisant révélateur 53,50 F
- Stylo marqueur spécial 14,00 F
- Mini perceuse 60,00 F
- Perchlorure de fer 1/2 litre 7,50 F
- Etamag 1/2 litre KF 36,00 F
- Vernis KF protection circuit imprimé 42,00 F

Port forfaitaire pour matériel circuit imprimé + 20 F

Kit à insoler les circuits comprenant :
2 tubes UV 60 cm + 2 starters + 1 ballast + schéma de branchement 110 F
(port : 40 F)

Une gamme de transformateurs monophasés, primaire 220 V, imprégnés vernis classe B. Plus de 100 modèles de 1,8 à 480 VA. Secondaires simples ou doubles. (Liste sur demande).

Secondaire simple

Type	Prix	Port
6 V/0,3 A	20,00	10 F
9 V/0,2 A	19,00	
12 V/0,15 A	19,00	
6 V/0,6 A	19,00	
9 V/0,4 A	19,00	
12 V/0,3 A	19,00	
15 V/0,33 A	22,00	15 F
18 V/0,3 A	22,00	
12 V/1 A	27,00	
12 V/2 A	38,00	
24 V/1 A	38,00	
24 V/2 A	47,00	

Secondaire double

Type	Prix	Port
2 x 6 V/0,5 A	22,60	10 F
2 x 9 V/0,5 A	26,80	
2 x 12 V/0,5 A	26,80	
2 x 15 V/0,5 A	26,80	
2 x 18 V/0,5 A	26,80	
2 x 24 V/0,5 A	35,00	
2 x 30 V/0,5 A	37,00	15 F
2 x 6 V/1 A	27,00	
2 x 9 V/1 A	29,00	
2 x 12 V/1 A	38,00	
2 x 15 V/1 A	39,00	
2 x 18 V/1 A	39,00	
2 x 24 V/1 A	47,00	20 F
2 x 30 V/1 A	59,00	
2 x 6 V/2 A	37,00	
2 x 9 V/2 A	39,00	
2 x 12 V/2 A	47,00	
2 x 24 V/2 A	74,00	

Sorties à picots

6 V/0,3 A	20,00	5 F
9 V/0,2 A	20,00	
12 V/0,15 A	20,00	

CIRCUITS IMPRIMÉS

Réalisation de prototypes et de petites séries. (Nous consulter).

Magasin ouvert tous les jours

de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 heures

Lundi de 14 h à 19 heures

Samedi de 9 h à 12 h et de 14 h à 17 heures

Tél. (87) 98.55.49

Egalement vente par correspondance sous 24 heures

Paiement à la commande par chèque ou mandat

REVUE de la PRESSE

TECHNIQUE INTERNATIONALE

ANEMOMETRE A CAPTEURS A DIODES

Un appareil ingénieux est proposé par J.P. Scosera dans **ELECTRONICS VOL 52** n°18.

Le schéma de cet appareil est donné à la **figure 1**. On y trouve deux diodes et un circuit intégré 741, quelques résistances, trois potentiomètres et un instrument de mesure M. Aucun condensateur ne figure dans le schéma.

L'anémomètre proposé par J.P. Scosera, permet de mesurer la vitesse du vent par des dispositifs électroniques.

Une méthode d'étalonnage et de mise au point est indiquée dans le texte original d'*electronics*.

L'appareil fonctionne comme un thermomètre différentiel. La vitesse du vent peut se déterminer en détectant la différence des tensions de jonctions des deux diodes, polarisées en direct. Pour créer cette différence, on chauffe une de ces jonctions à une température fixe tandis que l'autre diode aura une tension de jonction qui dépendra de la température, cette dernière étant fonction de l'effet refroidisseur du vent.

Cette diode sera donc exposée au vent. Plus celui-ci est rapide, plus l'effet refroidisseur de la jonction de la diode sera important.

Grâce à ce procédé, basé sur des dispositifs électroniques, tout appareillage mécanique est supprimé, ce qui élimine les difficultés de construction.

L'appareil proposé peut aussi être étudié pour fonctionner comme **PSYCHROMETRE**, c'est-à-dire comme indicateur d'humidité si la diode à température variable de jonction remplace le capteur d'humidité.

Passons à l'analyse du montage. La diode D_1 et une résistance R_3 de $15\text{ k}\Omega$, montée en série dans le circuit d'anode, sont disposées dans une enceinte de petites dimensions, en aluminium, de ce fait, D_1 et R_3 seront chauffées par la puissance dissipée par elles-mêmes.

L'enceinte maintiendra une température qui sera constante car elle ne dépendra pas de charges environnantes. Il est peu important de connaître la température absolue atteinte par la jonction de la diode. Elle est une fonction directe de la puissance dissipée par le dispositif, de la surface exposée au transfert de chaleur et du coefficient calorifique de ce transfert.

La diode D_2 est du même type que D_1 , ce sont des diodes relativement puissantes, étant utilisées généralement comme redresseuses (1 N4001).

D_2 fonctionne, par conséquent comme D_1 mais elle servira de capteur (Sensor) de température variable.

On placera D_2 dans un compartiment d'aluminium analogue à celui cité plus haut, à propos de la diode D_1 , en vue de réduire les variations brusques de température dues au changement de vitesse du vent.

Le temps de stabilisation est de deux minutes environ. Dans ce dispositif, toutefois, la puissance dissipée par la diode et sa résistance est faible, de l'ordre de 1 milliwatt, et seuls les phénomènes extérieurs agiront sur l'enceinte qui les transmettra à la jonction de la diode.

Comme on peut le voir sur le schéma, la tension de l'anode de la diode D_1 , à caractéristiques fixes, contribue à la polarisation de l'entrée non inverseuse point 3 du circuit intégré 741. La tension de cette entrée est alors V_1 .

De même, la tension de l'entrée inverseuse du circuit intégré 741, est V_2 .

Remarquons la contre-réaction qui s'exerce entre la sortie de l'amplificateur opérationnel 741 point 6 et l'entrée inver-

seuse point 2, par la résistance variable R_5 de $100\text{ k}\Omega$.

La tension de sortie de ce AOP (amplificateur opérationnel) est

$$e_o = K (V_1 - V_2) \quad (1)$$

expression dans laquelle, K est une constante et V_1 et V_2 sont fonctions des températures comme indiqué plus haut. De ce fait e_o dépendra de la vitesse du vent.

Les tensions aux bornes de diodes diminuent d'environ 2,5 millivolts pour chaque variation de 1°C .

De ce fait on a approximativement :

$$V_{d1} = 0,7 - (2,5 \cdot 10^{-3} T_f) \quad (2)$$

expression dans laquelle T_f est la température qui correspond à V_1 et

$$V_{d2} = 0,7 - (2,5 \cdot 10^{-3} T_w) \quad (3)$$

où T_w correspond à V_2

Finalement en tenant compte des relations (1), (2), et (3) on aboutit à

$$e_o = K (-2,5 \cdot 10^{-3}) (T_f - T_w)$$

ce qui prouve que la tension de sortie de l'AOP est proportionnelle à la différence des températures, T_f et T_w . Il en résulte que le courant passant par l'ampèremètre M variera linéairement avec la température.

Reste à voir quelle est la relation qui existe entre le facteur de refroidissement du à la vitesse du vent et la température de la diode.

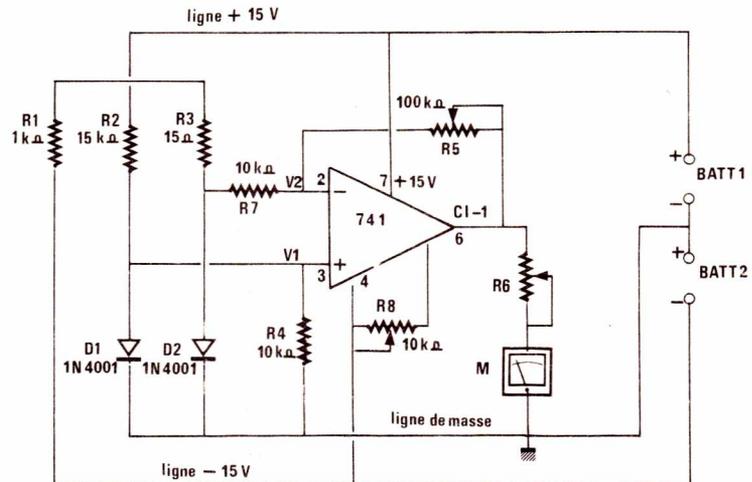


Figure 1

On a constaté que cette relation n'est pas linéaire. En pratique, chaque appareil de mesure devra être étalonné spécialement, pour tenir compte du courant de M correspondant à vent de vitesse nulle, ce courant dépendant des températures des enceintes en aluminium. De plus on notera que D₁ et D₂ ne sont pas commandées par des sources de courant constant.

Pour l'étalonnage, le moyen idéal pour effectuer ce travail est de disposer d'un tunnel dans lequel l'air se déplace à une vitesse connue, comme dans les laboratoires de recherches et de mise au point de la construction aéronautique.

Plus simplement on se servira d'une automobile quelconque, on s'en servira un jour sans vent, afin que le seul déplacement d'air soit dû à celui de la voiture.

Placer, alors, le capteur à l'extérieur, en le fixant par exemple sur l'antenne du récepteur auto-radio.

Régler de manière à ce que M indique le maximum lorsque la vitesse du « vent » est nulle, autrement dit lorsque la voiture est à l'arrêt.

On étalonnait l'instrument de mesure en fonction de la vitesse de l'auto, vitesse indiquée par l'indicateur de vitesse et qui est, évidemment, égale à la vitesse du « vent ».

Nous n'avons pas d'indications sur le mode de réglage des potentiomètres R₅, R₆, R₈ montés en résistances variables.

La valeur de R₆ dépend de la résistance interne de M et celui-ci est choisi pour indiquer le courant du 741.

Le tout est alimenté par deux batteries de 15 V chacune, montées en série additive de tension, le point commun étant relié à la ligne de masse.

Les composants ont les valeurs suivantes : R₁ = 1 kΩ, R₂ = R₃ = 15 kΩ, R₄ = 10 kΩ, R₅ = 100 kΩ potentiomètre ou résistance réglable, R₆, valeur dépendant de M, R₇ = 10 kΩ, R₈ = potentiomètre ou résistance réglable 10 kΩ. D₁ = D₂ = 1 N4001, CI-1 = 741 en boîtier 8 broches ou 8 fils.

TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP A FAIBLE BRUIT JUSQU'A 12 GHz

Dans **COMPOSANTS ACTUALITES**, revue éditée par **SIEMENS**, n° 18 de septembre 1979, nous relevons quelques indications sommaires sur le transistor SCHOTTKI à Ga As, à effet de champ, pour étages préamplificateurs à faible bruit, fonctionnant d'une manière satisfaisante jusqu'à 12 gigahertz.

Les dimensions et l'aspect du transistor CFY 11 utilisable aux fréquences très élevées, sont donnés à la **figure 2**.

On peut voir que le CFY 11 se présente avec quatre pattes dont deux de plus grande largeur sont les deux contacts d'émetteur et les deux autres servent de contact avec la base et avec le collecteur.

Les dimensions sont indiquées en millimètres.

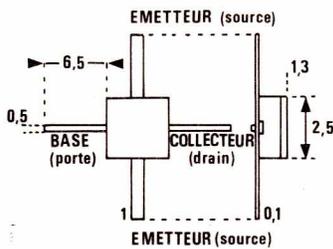


Figure 2

A gauche le transistor vu de face et à droite, vu de profil. Les principaux avantages de ce transistor sont :

- Fréquence maximum très élevée.
- Faible distorsion pour un gain élevé.
- Faible bruit dans un amplificateur à large bande.

Il en résulte l'emploi favorable dans de nombreuses applications comme les suivantes :

- Préamplificateur à faible bruit pour petits signaux jusqu'à 12 GHz.
- Oscillateur et mélangeur jusqu'à la même fréquence.
- Amplificateur d'antenne et de radar.
- Amplificateur à large bande pour télécommunications (par exemple en UHF-TV et autres), et les mesures. Logiques rapides.

Voici à la **figure 3** une courbe représentant le facteur de bruit minimum F_{min} (en décibels et en ordonnées) en fonction de la fréquence (en GHz et en abscisses).

On peut voir qu'à 2 GHz (= 2 000 MHz), le facteur de bruit minimum n'est que de 4,5 décibels. A 2 GHz F_{min} = 1 dB.

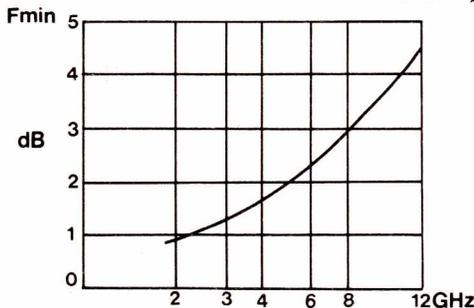


Figure 3

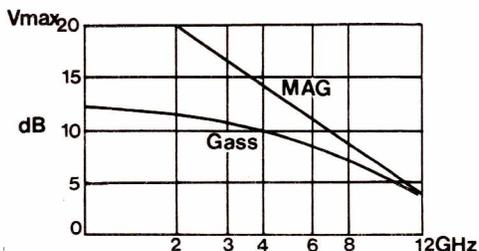


Figure 4

A la **figure 4** on a représenté deux courbes.

MAG = gain maximum utile, en décibels et en ordonnées en fonction de la fréquence en GHz, de 2 à 12 GHz.

A 2 GHz, MAG = 20 dB.

G_{ass} = gain correspondant.

Les mesures ont été effectuées avec : U_{DS} = tension drain-source = 3 V.

TRANSISTORS MICRO-ONDES DE PUISSANCE 2 GHz à 3,5 GHz

Dans le même ordre d'idées, nous trouvons dans **RTC ACTUALITES** n° 45, des indications sur des transistors micro-ondes de puissance fonctionnant à 2 à 3,5 GHz dans des montages émetteurs.

Considérons d'abord le PKB 27005 U dont les principales caractéristiques en classe B sont :

- F = 2,7 GHz
- V_{CE} = 28 V
- P_s = 5 W
- G_p = 7 dB

Il existe une version plus basse tension de ce type, le **PKB 23007 T**, dont on trouvera ci-dessous les principales caractéristiques en classe B :

- F = 2,3 GHz
- V_{CE} = 22 V
- P_s = 7,5 W
- G_p = 8,8 dB
- N_c = 35 %

EXEMPLES D'APPLICATIONS

Amplificateur 2,2-2,3 GHz

Un amplificateur couvrant la bande 2,2 à 2,3 GHz a été réalisé avec la chaîne faisant l'objet de la **figure 5**.

Alimenté sous 20 V et polarisé en classe A à I_c = 60 mA, le premier étage délivre 160 mW pour 15 mW en entrée.

Le deuxième étage, polarisé en classe B sous 20 V à I_c = 185 mA délivre 1,65 W. Le transistor **PKB 38002 U** utilisé dans cet étage est également réalisé à partir de cristaux 4 GHz et ses caractéristiques principales en classe B sont les suivantes :

- F = 2,9 GHz
- V_{CE} = 25 V
- P_s = 2,5 W
- G_p = 9 dB
- N_c = 39 %

Pour chacun des deux **PKB 27005 U** du troisième étage, les résultats obtenus à 20 V et 22 V sont donnés ci-dessous.

	V _{CE} = 20 V	V _{CE} = 22 V
F	2,25 GHz	2,25 GHz
P _e	0,6 W	0,6 W
P _s	4,9 W	5,6 W
η _c	47 %	44 %

Signalons que, pour 4,9 W en sortie, l'élévation de température de la jonction n'est que de 55 °C.

APPLICATIONS DU 555

Le 555 peut commander des relais ce qui permettra de lui trouver de nombreuses nouvelles applications.

Lorsque le 555 est monté comme monostable, il ne peut fonctionner que comme temporisateur pour un seul retard. Pour une nouvelle période, il faut que le monostable soit remis à zéro par une impulsion extérieure.

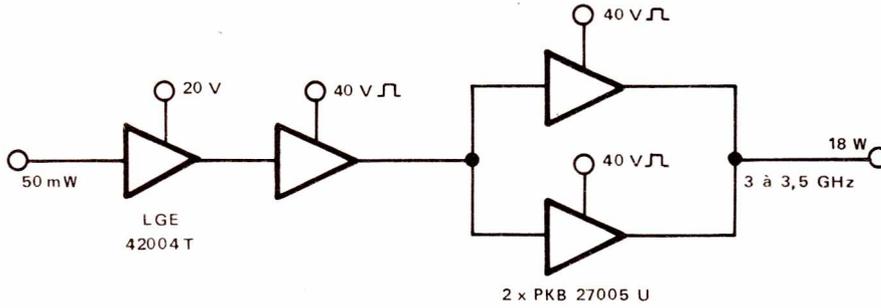


Figure 5

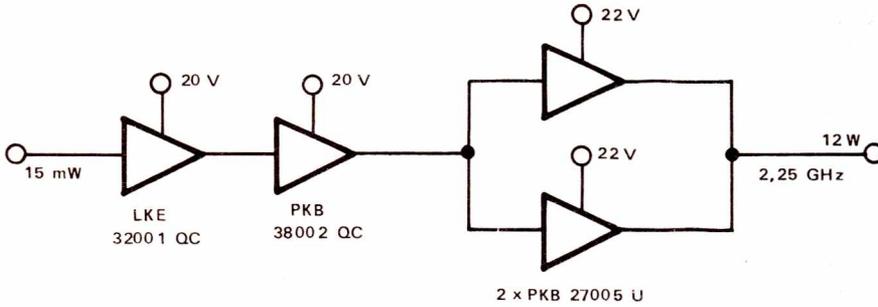


Figure 6

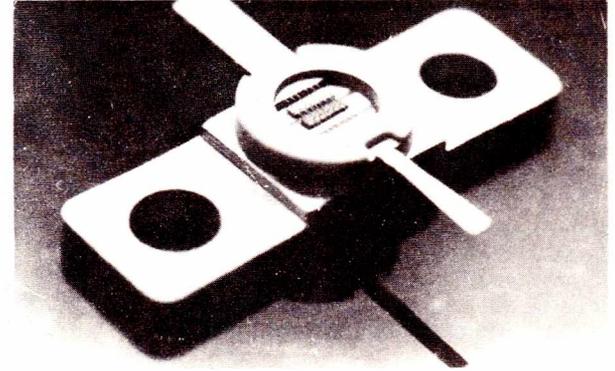


Figure 7

Il est connu que, lorsque l'on baisse la tension d'alimentation, le rendement augmente et le gain diminue; un bon compromis du couple gain-rendement est obtenu pour une tension d'alimentation située entre 20 V et 22 V.

A 22 V, avec deux transistors du type PKB 27005 U en parallèle, il est possible, en injectant à chacun une puissance de 700 mW, d'obtenir 12 W en sortie à 2,25 GHz.

Amplificateur en impulsion 3-3,5 GHz

Un deuxième type d'amplificateur fonctionnant en impulsion et couvrant la bande 3 à 3,5 GHz peut être réalisé avec la chaîne représentée à la figure 6.

Alimenté sous 20 V et polarisé en classe A à $I_c = 120$ mA, le premier étage peut délivrer 400 mW pour 50 mW en entrée.

Le deuxième étage fait appel, lui aussi, à un transistor en boîtier FO 53 dans lequel est monté un cristal 4 GHz. Ce transistor d'appellation non encore définie est capable de sortir 5 W pour 400 mW en entrée, le collecteur étant alimenté par des impulsions de 40 V.

Le dernier étage utilise deux transistors PKB 27005 U mis en parallèle. La puissance de sortie dans la bande de 3 à 3,5 GHz peut atteindre 18 W en impulsion, le rapport cyclique étant de 10 % et la durée du signal de 100 μ s.

L'aspect d'un transistor micro-ondes à large bande est indiqué à la figure 7.

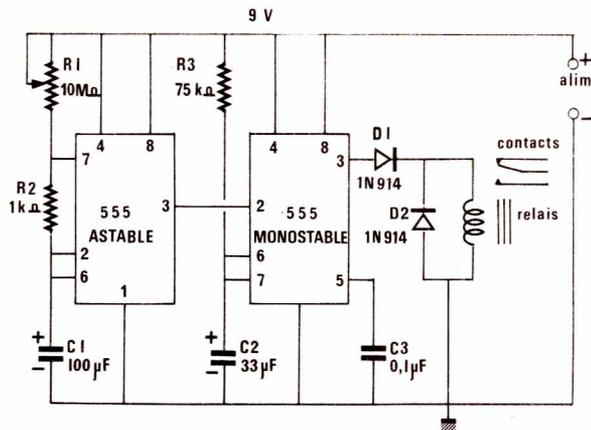


Figure 8

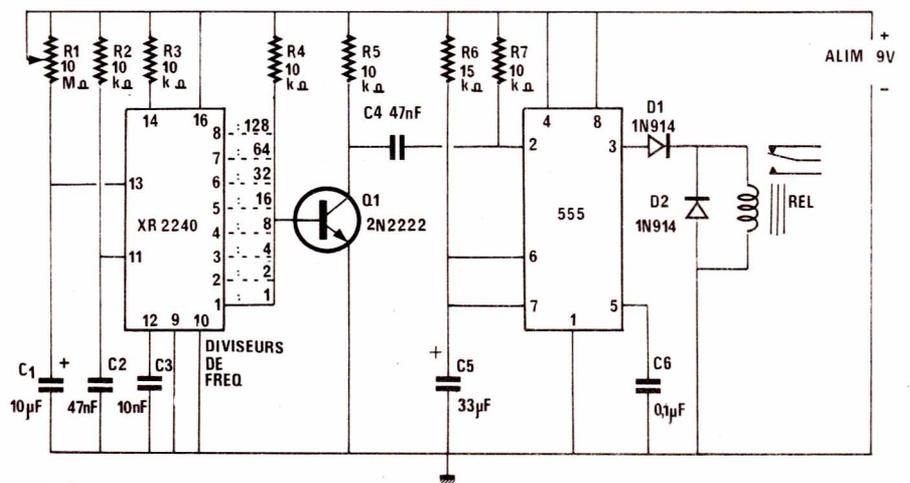


Figure 9

Un temporisateur d'intervalles de temps peut être établi en faisant précéder le monostable par un astable, utilisant également un 555.

Le montage proposé par **Forest M. Mims** dans **POPULAR ELECTRONICS** VOL 16 N° 2 est représenté à la **figure 8**. La période d'oscillation du 555 astable (celui de gauche sur le schéma) est déterminée par la constante de temps τ DE C_1 et des résistances associées R_1 et R_2 . Cette dernière étant variable, la fréquence d'oscillation sera réglable entre des limites très différentes.

Le produit RC, constante de temps du monostable (à droite sur le schéma) détermine la durée de l'impulsion de sortie qui suit chaque intervalle de temporisation.

D'après les valeurs de R_1 et C_1 la durée des périodes de l'astable peut atteindre, avec R_1 très grande, plusieurs minutes.

On voit en examinant le schéma que la sortie, point terminal 3 du 555 astable est reliée directement à l'entrée « trigger » point 2 du 555 monostable. La sortie de ce dernier, est reliée, par l'intermédiaire de la diode D_1 du type 1 N914, au relais REL qui commande un commutateur à deux directions ce qui permet toutes sortes d'applications de temporisations, en durées et en intervalles.

On peut effectuer, un contact, une coupure, une inversion. Des applications peuvent être trouvées dans des montages d'enregistrement.

La diode D_2 , du même type que la diode D_1 , est montée en parallèle sur la bobine du relais. Elle court-circuite le signal produit sur la bobine lorsque le courant est interrompu ce qui protège aussi le 555 contre sa détérioration.

En ce qui concerne R_3 et C_2 qui sont associées au 555 monostable, elle déterminent la durée de l'état d'action du relais pendant chaque intervalle.

Avec les valeurs du schéma la durée « action » du relais est de 4,98 soit 5 secondes environ.

D'autres valeurs seront atteintes en multipliant celles de ces deux composants.

Passons au troisième montage proposé par F.M. Mims, celui de la **figure 9**.

Dans celui-ci, nous retrouvons, en plus du 555, deux autres bonnes vieilles connaissances, le transistor 2 N2222, NPN et le circuit intégré EXAR, XR 2240 qui a été étudié plusieurs fois dans la presse technique ou dans différents articles spéciaux.

Le 555 sert toujours de monostable, comme dans le montage précédent.

Par contre, le 555 astable, a été remplacé par un XR2240 pour constituer à la fois, un oscillateur et un diviseur de fréquence.

Le transistor 2 N2222, Q_1 , sert d'étage de couplage entre la sortie du XR2240 et le 555.

Indiquons l'intérêt de cette modification qui implique une certaine complication du montage, et une élévation de son coût. Ce dispositif, reste toutefois assez simple pour une réalisation expérimentale d'amateur.

Son intérêt réside dans la possibilité d'augmenter considérablement la durée

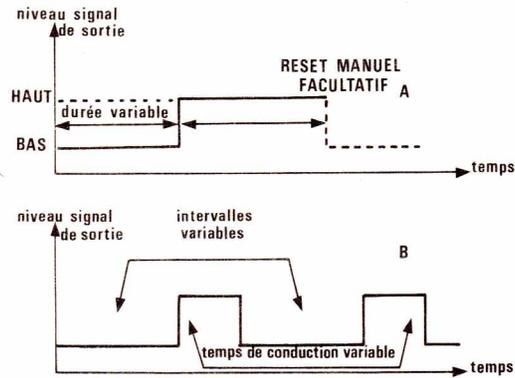


Figure 10

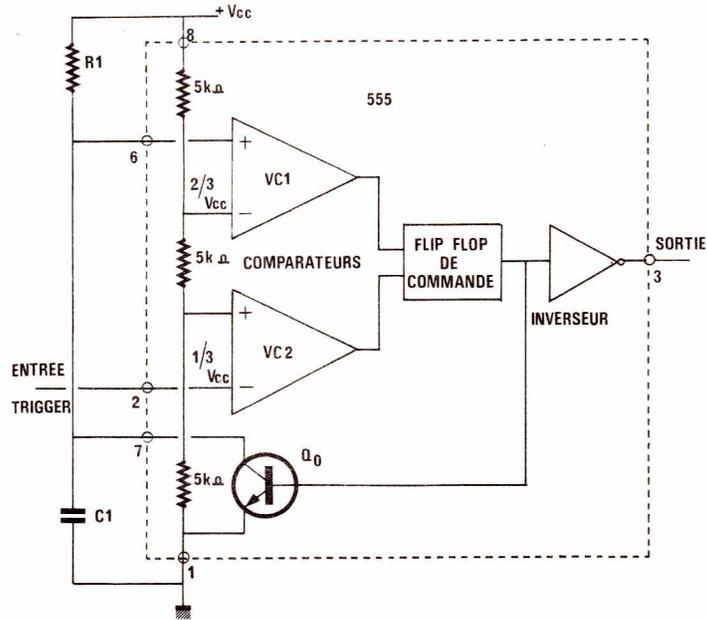


Figure 11

des intervalles fournis par le 555. Le maximum de la période du signal d'un 555 monté en astable est de l'ordre de quelques minutes, par exemple 1,6 minute ou 100 secondes. Cette durée est limitée par l'isolation du condensateur C_1 de charge et de décharge.

Admettons, 100 secondes comme une valeur sûre. Grâce à la division de fréquence, si l'on applique un signal de période T (par exemple 100 s) à l'entrée du diviseur, on pourra obtenir des durées xT aux sorties du diviseur. Dans le cas du

Broche	Division de f par
1	1
2	2
3	4
4	8
5	16
6	32
7	64
8	128

2240, on dispose des sorties 1 à 8 qui donne les divisions de fréquences indiquées au tableau ci-après.

Cela signifie que si l'oscillateur du montage donne un signal de période 100 s (ou $f = 1/100 = 0,01$ Hz) on pourra obtenir à la broche 2, un signal de période 200 s (ou 0,005 Hz), à la broche 3 un signal de période 400 s ... et à la broche 8, un signal de période $128 \cdot 100 = 12\,800$ secondes ou 213,33 minutes ou 3,555 heures.

Remarquons que l'oscillateur peut donner des signaux de toutes valeurs. Celles désirées seront acquises en réglant R_1 de $10\,M\Omega$ et en choisissant la sortie désirée du diviseur de fréquence (ou multiplicateur de période).

Le transistor Q_1 , 2N2222, fonctionne comme inverseur, étant monté en émetteur commun, mis à la masse ; le 555 est établi comme dans les montages précédents. A noter que le XR2240 est monté dans un boîtier à 16 broches, indiquées sur le schéma.

La broche 1 est reliée à la masse qui est aussi le négatif de l'alimentation de 9 V.

Le + est à la broche 16, reliée à la ligne positive de l'alimentation de l'appareil.

Indication sur les temporisateurs :

Un temporisateur d'intervalles est un montage qui fournit à sa sortie, des impulsions de durées déterminées et à intervalles égaux, autrement dit ce sont des signaux périodiques à impulsions de durée réglable.

A la figure 10, le signal (B) est celui d'un temporisateur d'intervalles, par exemple un 555 monté en multivibrateur astable dont on pourra régler la fréquence et le rapport cyclique.

A la même figure, en (A) on montre la forme du signal produit par un monostable.

Le 555 en monostable fonctionne de la manière suivante, voir la figure 11.

Le CI possède deux comparateurs VC1 et VC2, un flip-flop, un inverseur, un transistor Q₁ NPN et un diviseur de tension à trois résistances de 5 000 Ω, R_a, R_b, R_c.

Extérieurement on a connecté les composants R₁ et C₁ réalisant le montage en monostable (dit aussi « ONE-SHOT »).

Grâce à R_a-R_b-R_c les entrées de VC1 et VC2, sont polarisées à 2/3 de V_{cc} et 1/3 de V_{cc}.

Initialement, si l'entrée 2 est ouverte (blocage), le flip-flop est remis à l'état initial (RESET) et Q₁ est conducteur.

De ce fait, le transistor court-circuite C₁ qui ne peut se charger. La sortie 3 est au niveau bas en raison de la présence de l'inverseur.

Si une impulsion négative est appliquée au point 2 (trigger), la sortie de VC2 passe au niveau haut et commande le flip-flop qui bloque Q₁. De ce fait C₁ se charge exponentiellement selon les valeurs de R₁ et de C₁.

Pendant cette période la sortie 3 est au niveau haut. Lorsque la tension de C₁ atteint 0,66 V_{cc}, la sortie de VC1 est au niveau haut et remet à l'état initial le flip-flop. En conséquence, Q₁ devient conducteur et court-circuite C₁. La sortie 3 revient au niveau bas (zéro) et reste à ce niveau, indéfiniment ou jusqu'à ce que une nouvelle impulsion soit appliquée à l'entrée 2 trigger.

La durée de l'état zéro de sortie dépend toutefois de l'isolation de C₁.

Voici à la figure 12 le brochage du 555.

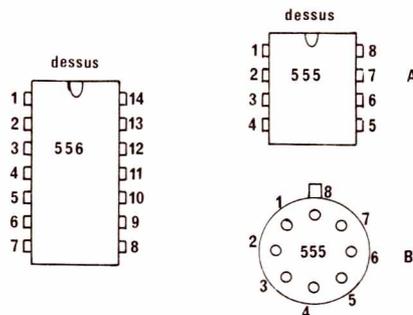
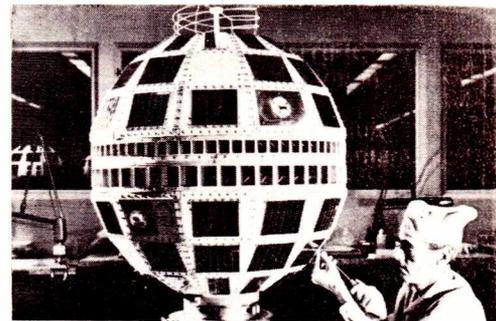


Figure 12

F. JUSTER



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel - Radioreception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images - Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales - Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie - Câbles Hertzien - Faisceaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar - Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piezo-Électricité - Photo-Électricité - Thermo-couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatisation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateurs et Ordinateurs) - Physique électronique Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie - Electronique Médicale - Radio-Météorologie - Radio-Astronomie - Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace - Dessin Industriel en Electronique - Electronique et Administration - O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - P. et T. - C.N.E.T. - C.N.E.S. - C.N.R.S. - O.N.E.R.A. - C.E.A. - Météorologie Nationale - Euratom - Etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

cours progressifs par correspondance RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION	PROGRAMMES
	■ TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point.
TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. METHODE PEDAGOGIQUE INEDITE « Radio - TV - Service » Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	■ TECHNICIEN SUPÉRIEUR Radio Electronicien et T.V. Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur.
	■ INGENIEUR Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
	COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24, RUE JEAN-MERMOZ - PARIS 8^e - Tél. : 225.74.65
Métro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs-Élysées

BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi

NOM

ADRESSE



AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile
Enseignement technique privé spécialisé à distance

CHANGEMENT D'ADRESSE

Boîtes de Circuits Connexion
r.D.e.C. 840 et 360 contacts

SIEBER SCIENTIFIC
22, rue François Villon
75015 Paris
Usine St-Julien-du-Gua
07190 St-Sauveur-de-Montagut
Tél. : (75) 65.85.93

**TOUS LES
RELAIS
RADIO-RELAIS**

18, RUE CROZATIER

75012 PARIS

Tél. 344.44.50

R.E.R. - GARE DE LYON

SYSMIC

72, rue de Nancy,
44300 NANTES

composants pour micro-amateurs

microprocesseurs - mémoires
afficheurs - claviers - touches
circuits intégrés, etc.

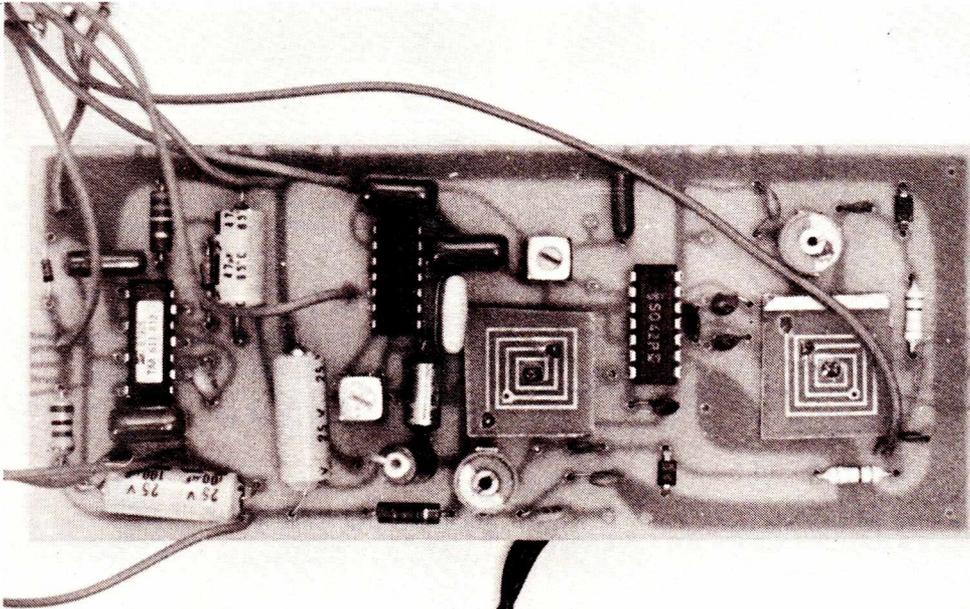
— LES PRIX LES PLUS BAS —
REMPILISSEZ ET ENVOYEZ-NOUS CE
BON POUR UNE LISTE COMPLETE
DE TOUTS NOS ARTICLES

NOM

ADRESSE

Dans notre série de récepteurs 100 % circuits intégrés, une place devait être réservée à un montage prévu pour la gamme des 80 MHz dont l'écoute peut, dans certaines régions, être aussi intéressante que celle des gammes « marine » et « aviation » dans d'autres.

On rencontre en effet vers 80 MHz des émissions en provenance des corps de sapeurs-pompiers, ambulanciers, radio-taxis, etc... Nous profiterons de ces pages pour répondre à quelques questions qui nous ont été posées par différents lecteurs ayant réalisé nos précédents récepteurs.



UN RECEPTEUR pour la bande des 80MHz

I) LA CONCEPTION DU RECEPTEUR

Les figures 1 et 2 montrent que le principe de ce récepteur est le même que celui du récepteur VHF marine. La bande des 80 MHz est en effet essentiellement exploitée en FM. Le schéma de principe de la figure 3 présente cependant quelques différences mineures par rapport à ceux destinés à recevoir les fréquences plus élevées. Certains composants ont été supprimés, le couplage de l'étage d'entrée modifié, et quelques valeurs de composants ont subi des changements, en particulier les bobines imprimées qui ont été entièrement redessinées. Tout ceci permet donc la réception d'une gamme de fréquences

s'étendant jusqu'au tout début de la bande FM (88 MHz). Les émissions Eurosignal, sur 87,5 MHz, fournissent donc un intéressant point de repère pour les réglages.

II) REMARQUES GENERALES SUR CETTE SERIE DE RECEPTEURS :

Après plusieurs années d'utilisation du circuit intégré 5042 P de Siemens en réception radio, nous avons décidé de concrétiser l'expérience acquise en créant une série de récepteurs « spécifiques », optimisés chacun pour une gamme unique et se caractérisant par une réalisation simple. La conception générale fait appel à trois circuits intégrés :

- S042 P en changeur de fréquence ;
 - TBA 120 en ampli-démodulateur FI (pour la FM) ou TDA 1046 pour l'AM ;
 - TAA 611 B 12 pour la BF (SGS-Atès).
- La gamme de modules que nous avons prévu de publier est la suivante :
- récepteur « VHF marine » ;
 - récepteur « VHF aviation » ;
 - récepteur « chalutiers » (pas de S042 P) ;
 - récepteur « 27 MHz » à quartz ;
 - récepteur « 80 MHz ».

Au moment où nous écrivons ces lignes, tous ces montages ont été réalisés sous forme de prototypes, et essayés dans des conditions très diverses avec entière satisfaction.

cepteur « aviation » et d'un autre récepteur, à superréaction celui-là, nous sommes éloignés de **plus de 200 km** de l'aéroport Charles de Gaulle. Sans aucun réglage, la « super » a immédiatement détecté des conversations d'avions de ligne en relation avec « Paris Contrôle », mais constamment brouillées par des conversations sur des fréquences adjacentes. Mettant en service notre récepteur superhétérodyne préalablement désaligné, il nous a fallu **plus de deux heures** pour arriver à un résultat. En effet, lorsque tous les points de réglage sont désalignés, la sensibilité du récepteur est quasi-nulle et, à moins de disposer d'une émission très proche ou... d'un générateur, il faut arriver à réunir plusieurs conditions simultanément :

- tous les réglages dans des positions pratiquement correctes ;
- présence d'une émission ;
- bouton des fréquences placé en regard de **cette** émission.

Une fois ce stade obtenu, il ne s'agit plus de d'une question de figolage.

Le point important est que ces récepteurs superhétérodynes sont exactement l'inverse de « passoires ». Ils sont capables de séparer parfaitement deux émissions placées sur deux fréquences adjacentes, ce qui est une qualité indispensable pour une écoute digne de ce nom.

En contrepartie, une grande patience est nécessaire pour parvenir à effectuer tous les réglages dans les meilleures conditions, si le recours à un générateur ou à une émission très proche est impossible. Il faut prévoir **plusieurs heures** de tâtonnements méticuleux pendant lesquelles il est plus que probable que le récepteur restera muet (au souffle près). De toutes façons, ce souffle est une preuve de fonctionnement du récepteur. Seule l'absence de souffle pourrait permettre d'incriminer la réalisation.

LE PANORAMA RADIOELECTRIQUE DE LA REGION :

Si le réglage d'un récepteur superhétérodyne n'est déjà pas chose très aisée en présence d'émissions, il devient franchement impossible en zone de silence. Certaines lettres nous obligent à rappeler qu'il est vain de chercher à recevoir la VHF marine à Clermont-Ferrand ou la bande aviation dans une cave sans antenne extérieure. Il convient également de signaler que les émissions que peuvent capter tous ces récepteurs ne sont nullement permanentes comme celles de la radiodiffusion. Sur une fréquence bien déterminée, il arrive souvent que, même dans une zone à trafic assez important, un silence total subsiste pendant quelques dizaines de minutes, voire plus, suivant les caractères de l'exploitation locale.

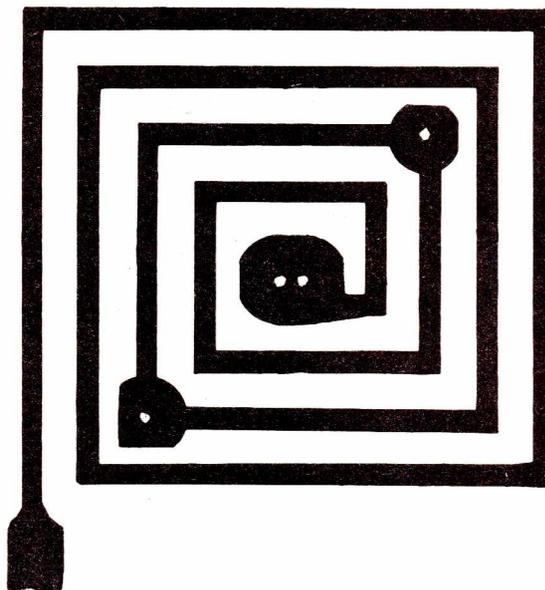


Figure 6 : Le bobinage à l'échelle 5.

En résumé, d'excellentes performances peuvent être attendues de ces récepteurs, dont le fonctionnement reste toutefois tributaire du milieu extérieur, en l'occurrence les émetteurs que l'on se propose d'écouter.

Le caractère souvent sporadique de certaines émissions rend hautement souhaitable de disposer d'un générateur ou bien... de beaucoup de patience.

IV) CONCLUSION :

Correctement réalisé et réglé, ce récepteur peut donner lieu à des réceptions intéressantes, essentiellement dans les grandes villes. Il complète ainsi une gamme de récepteurs spécialisés performants et compacts dont la réalisation reste à la portée de chacun, moyennant un minimum de précautions et de patience.

Patrick GUEULLE

III) REALISATION PRATIQUE DU RECEPTEUR 80 MHz :

Les conseils de réalisation de ce récepteur se déduisent aisément de ceux qui viennent d'être donnés. Le circuit imprimé de la **figure 4** est à câbler d'après la **figure 5**, avec les précautions d'usage, encore une fois.

Nomenclature

SEMI-CONDUCTEURS

1 zener 12 V 0,25 W (si possible compensée en température)
 1 x S042 P (Siemens)
 1 x TBA 120 D ou S (toutes marques)
 1 x TAA 611 B12 (SGS)
 2 x BB 105 G (Siemens)

CONDENSATEURS (céramique 50 ou 63 V et chimiques 16 ou 25 V)

3 x 10 pF - 1 x 27 pF - 2 x 22 pF - 1 x 33 pF - 1 x 82 pF - 3 x 1 nF - 2 x 10 nF - 1 x 22 nF - 3 x 0,1 µF - 2 x 4/20 pF ajustables pour CI.
 1 x 10 µF - 1 x 50 µF - 3 x 100 µF

RESISTANCES 1/4 W 5 % couche carbone
 1 x 33 Ω - 1 x 100 Ω - 2 x 680 Ω - 1 x 270 Ω - 1 x 1 K - 1 x 22 kΩ 2 x 270 kΩ

DIVERS

2 transfos FI 455 kHz, 1 jaune et 1 blanc 7 x 7 mm TOKO
 1 circuit imprimé epoxy simple face
 1 coffret métallique
 1 antenne avec prises
 1 potentiomètre 47 kΩA (LIN)
 1 potentiomètre 4,7 kΩB (LOG) avec boutons
 3 piles plates 4,5 V
 1 interrupteur
 1 HP 8 Ω 5 cm
 fils, visserie.

INITIATION aux transistors VMOS

Les transistors VMOS sont fabriqués par plusieurs spécialistes dont SILICONIX, SGS-ATES et ITT.

Dans notre précédent article, nous avons publié une large étude sur les VMOS, inspirée d'un document ITT, permettant de se faire une excellente idée sur ces transistors à effet de champ.

On a étudié précédemment les sujets suivants : aspect général des VMOS, caractéristiques, comparaison avec d'autres transistors, alimentation des VMOS, montages à commutation, convertisseurs continu à continu, doubleurs de tension, convertisseurs et oscillateurs sinusoïdaux, sources de courant, amplificateurs BF classe A, amplificateur classe ABC. Nous invitons les lecteurs s'intéressant aux techniques nouvelles de lire notre précédent article.

AMPLIFICATEURS CLASSE ABC

L'amplificateur classe ABC étudié précédemment a été l'objet de mesures qui ont permis de relever ses performances indiquées à la figure 1 (amplificateur figure 28 article précédent).

En (A) la puissance en watts (en ordonnées), en fonction de la tension d'alimentation en V.eff (en abscisses).

Deux courbes sont données, l'une pour une charge de 75Ω et l'autre pour une charge de 15Ω , donc convenant à un haut-parleur de 15Ω .

Une puissance 7 W peut être atteinte avec une alimentation de 32 V environ et une charge de 15Ω .

Signalons qu'il existe des haut-parleurs de 75Ω (ou une valeur voisine).

En (B) de la même figure, on donne la tension de sortie, au repos, (sans signal à l'entrée) en ordonnées, en fonction de la tension d'alimentation. La courbe idéale est rectiligne, la tension de sortie est proportionnelle à celle d'alimentation. La courbe réelle est assez satisfaisante, proche de la première. En (C) on donne le courant de repos, de sortie, en fonction de la tension d'alimentation.

Ce courant est presque proportionnel à cette tension, et aussi, à la tension de sortie représentée en (B).

Il atteint 8 mA pour une alimentation de 32 V environ. La courbe (D) représente la distorsion en % en fonction de la puissance de sortie.

Les mesures ont été effectuées avec une alimentation de 25 V et une charge de 15Ω , à $f = 1 \text{ kHz}$.

L'examen de cette courbe, permet de voir que le minimum de distorsion se produit à une puissance de 0,5 à 0,6 W. La distorsion est alors de 0,5 % environ ce qui est une valeur satisfaisante même pour la haute fidélité.

A des puissances moindres, la distorsion atteint 1,5 % et, bien entendu, aux puissances supérieures à 0,6 W, la distor-

sion augmente. Elle est de 2 % à 15 W et de 4 % à 18 W environ.

En (E) on a également représenté la distorsion, mais en fonction de la fréquence du signal amplifié. L'alimentation a été de 25 V et la charge, de 15Ω . La courbe indique que d (en %) diminue lorsque la fréquence augmente mais assez peu, sauf aux TBF. On peut voir que jusqu'à 10 kHz d est proche de 1,5 %. Au-dessus de 10 kHz, d se rapproche de 1,4 %.

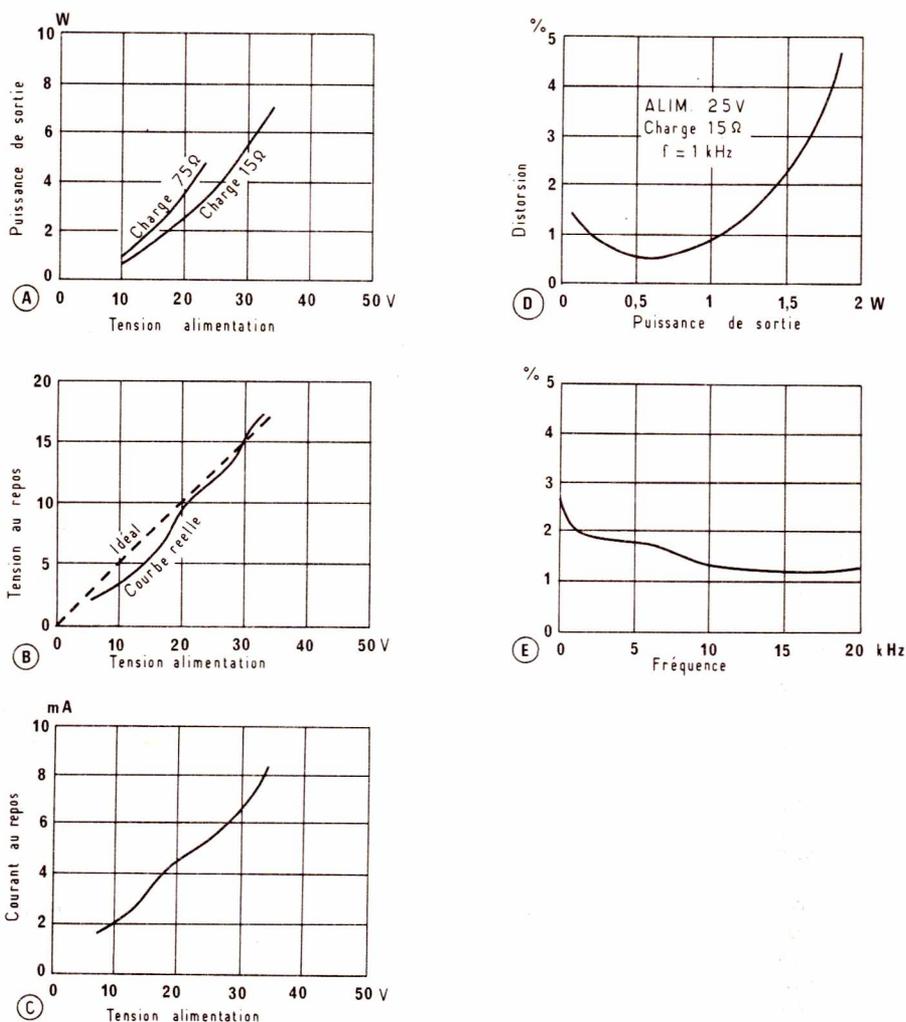


Figure 1

AMPLIFICATION HAUTE FREQUENCE

Les V. MOS sont utilisables comme transistors de puissance dans les étages haute fréquence en raison de leurs caractéristiques avantageuses en puissance, à la valeur élevée de f_T , la fréquence de coupure, et des caractéristiques de bruit de faible niveau.

On pourra employer des V.MOS en VHF et aux fréquences inférieures à celles-ci.

Les V.MOS se montreront supérieurs aux transistors bipolaires en raison de leur impédance d'entrée plus élevée et de leurs paramètres S plus indépendants des niveaux des signaux.

LE BRUIT

Voici d'abord, le comportement des V.MOS au point de vue du bruit (souffle).

A la **figure 2** on donne le facteur de bruit en décibels (en ordonnées) en fonction de la fréquence en MHz (en abscisse) pour les V.MOS et pour les transistors bipolaires, pour R_g de différentes valeurs, R_g étant la résistance du générateur.

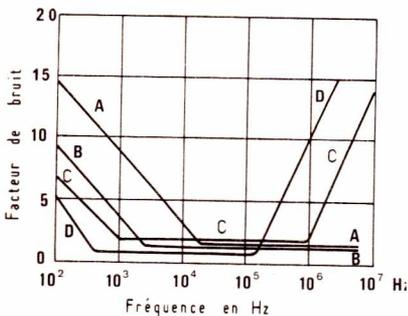


Figure 2

La courbe (A) est valable pour un V.MOS canal N avec $R_g = 10 \text{ k}\Omega$. La courbe (B) est valable pour le même transistor, avec $R_g = 1 \text{ M}\Omega$. La courbe (C) donne le facteur de souffle d'un transistor bipolaire avec $R_g = 10 \text{ k}\Omega$ et la courbe (D), pour le même transistor, avec $R_g = 1 \text{ M}\Omega$.

Le V.MOS produit moins de bruit dans la région des VHF, par exemple un amplificateur de 12 dB à 20 MHz, a un facteur de bruit de 2,5 dB.

ETAGES DE SORTIE D'EMETTEURS

Un seul V.MOS peut donner 10 W et plus, par exemple 12 W à 150 MHz.

Le V.MOS fonctionne d'une manière satisfaisante lorsqu'il n'y a pas d'adaptation à la sortie ce qui les rend aptes dans des applications comme les suivantes : radio-mobile, radio en ville (citizens Band) radio-commande de modèles, applications où les conditions de fonctionnement sont variables ou imprévisibles. Le rendement théorique maximum, dans diverses classes d'amplification est déterminé par la résistance à l'état de conduction.

A la **figure 3** on donne le schéma d'un amplificateur en classe E. La bobine d'ar-

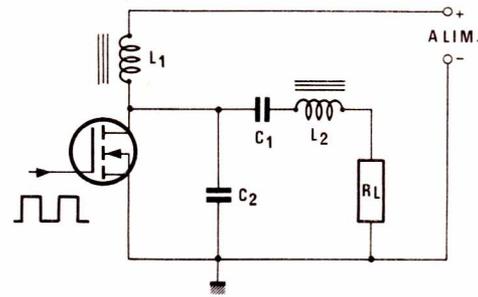


Figure 3

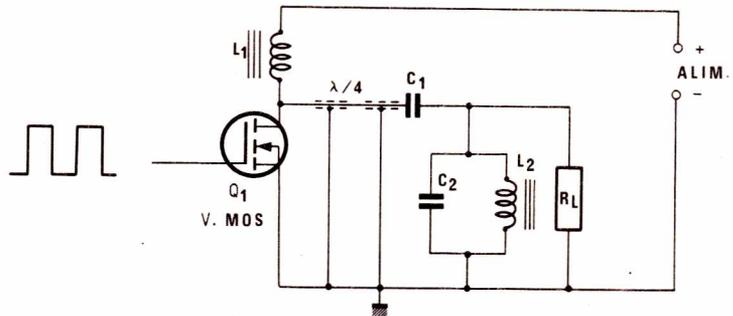


Figure 4

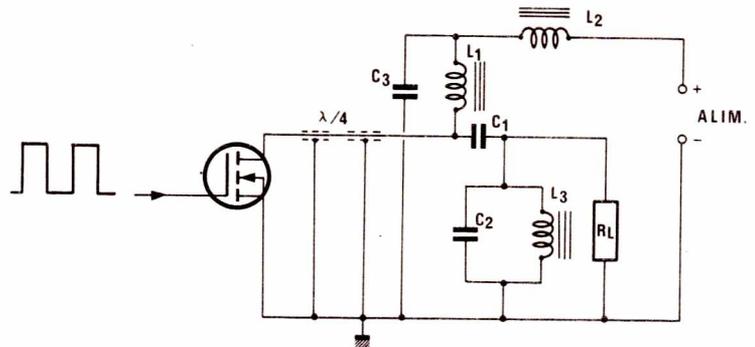


Figure 5

rêt L_1 , HF insérée dans le circuit de drain du V.MOS, n'influence pas les calculs de détermination des composants C_1 , C_2 , L_2 et R_L .

Le rapport cyclique du signal est de 50 % environ, autrement dit, les deux alternances (ou périodes partielles) ont la même durée.

A la **figure 4** on donne le schéma de montage d'un amplificateur classe F.

Avec ce montage, le rapport cyclique est de 50 %. Une ligne $\lambda/4$ est disposée entre le drain et C_1 .

Un montage un peu différent est proposé à la **figure 5**, également en classe F.

AMPLIFICATEURS D'IMPULSIONS

Dans ce domaine les V.MOS sont excellents comme étages finals des générateurs d'impulsions.

A la **figure 6** on donne un exemple d'étage amplificateur d'impulsions dans lequel les V.MOS sont montés en source commune. Q_1 est l'étage d'entrée et de commande du push-pull final. Q_1 est un « canal N ».

Q_2 et Q_3 sont, respectivement, de canal N et de canal P.

La sortie est sur les drains et le signal est disponible sur R_L .

A la **figure 7**, on donne une variante du montage précédent où les trois transistors sont à canal N. Q_3 est à drain commun (sortie sur source) et Q_2 est à source commune (sortie sur drain).

Un montage intéressant est celui de la **figure 8** qui représente, un **amplificateur distribué**. Ce genre d'amplificateur est connu depuis longtemps et a été réalisé avec des lampes, dans le passé.

Leur remplacement par des FET et par des V.MOS a été facile.

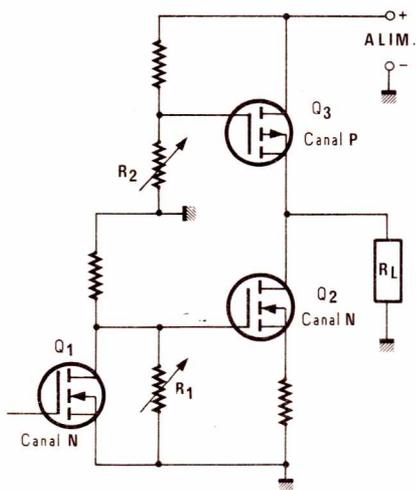


Figure 6

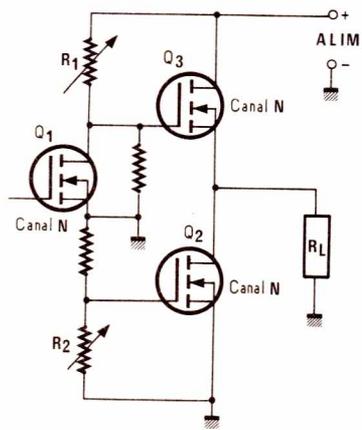


Figure 7

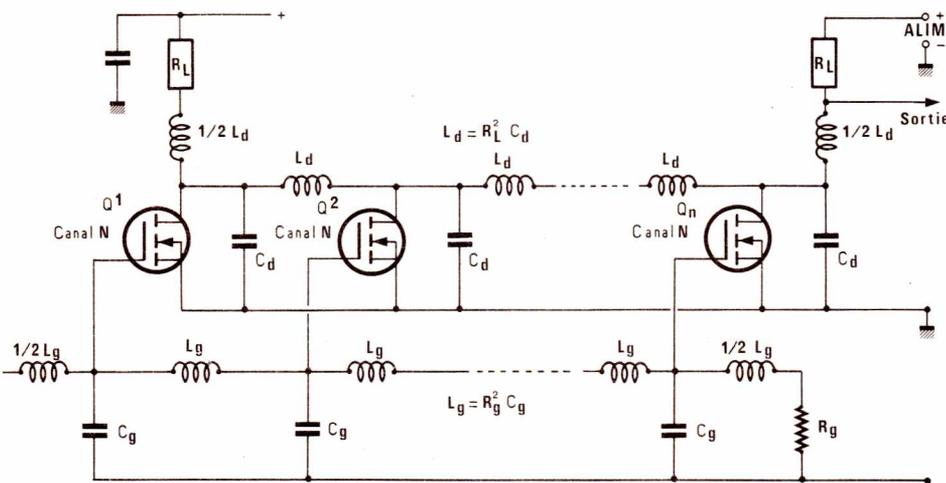


Figure 8

L'amplificateur proposé peut être utilisé pour l'amplification HF. Sur le schéma on a omis les composants et les connexions destinés à la polarisation des portes, par les circuits des portes ou par ceux des sources. Avec un amplificateur distribué, le gain est augmenté par rapport à celui des montages habituels, aux fréquences correspondant à une baisse de gain avec un étage normal.

Dans un système distribué, les étages sont interconnectés par des lignes à retard LC établies pour produire des retards égaux dans les circuits des portes et ceux des drains. Les capacités d'entrée et de sortie, respectivement C_g et C_d doivent être égales, ou rendus égales, pour des capacités d'appoint.

Les bobines L_g et L_d peuvent être, aux VHF, de faible valeur et réalisées avec des connexions imprimées. Dans un amplificateur distribué le gain de n étage est :

$$G_v = 0,5 g_m R_L$$

où g_m et la pente est R_L la charge, dans le circuit de drain.

D'autre part, on a

$$L_d = R_L^2 C_d$$

et

$$L_g = R_g^2 C_g.$$

avec f en hertz, R en mégohms et C en microfarads.

A_2 est un AOP (amplificateur opérationnel) servant de comparateur qui permet une commande d'amplitude peu dépendante de la fréquence du signal et de la température. Si l'oscillateur doit engendrer des signaux dans une large bande de fréquences, C_3 sera remplacé par un système commutable à plusieurs capacités, une pour chaque sous-gamme.

Passons au montage plus compliqué de la figure 10 qui représente également un oscillateur en pont de WIEN. Ce schéma comprend la plupart des valeurs des éléments, mais reste toujours un schéma de principe et non une réalisation. Les résistances $R_1 R_2$ et les condensateurs C_1 et C_2 ont le même emploi que dans le montage précédent. La même formule donne la fréquence du signal.

R_3 et R_4 doivent être réglées de manière à ce que le courant de repos de l'étage de sortie Q_3 - Q_4 ait la valeur convenable.

Il convient de monter les transistors de sortie, sur radiateurs dissipateurs de chaleur. Comme les drains sont reliés ensemble, ils sont au même potentiel et un radiateur commun peut être utilisé sans isolateurs.

Dans le circuit de drain de Q_3 , R_5 ne doit pas dépasser 12Ω . On réglera la résistance de 100Ω , pour obtenir à la sortie une impédance de 600Ω .

MONTAGES TEMPORISATEURS

Les avantages des V.MOS dans les montages temporisateurs sont dus à leur caractéristiques : résistance d'entrée élevée, gain de puissance élevée, résistance en état de conduction pas trop faible, excellente source de courant, aptitude à commander l'allumage de lampes à filament à résistance extrêmement réduite.

LAMPE D'AMBIANCE AUTO

Dans certaines voitures, il existe une lampe qui s'allume lorsque la porte s'ouvre et s'éteint dès que la porte est refermée.

A la figure 11 on donne le schéma d'un montage d'allumage de la lampe L à l'aide d'un circuit utilisant un V.MOS BD 512, canal P, et deux transistors NPN, BC 172C et 2N 3055.

La partie à gauche du pointillé existe sur la voiture et celle de droite est à réaliser séparément.

Lorsque la porte est ouverte S' est établi de manière à ce qu'il soit fermé (contact).

De ce fait Q_2 passe au blocage et le condensateur C se charge par l'intermédiaire de R . Un faible courant passant par Q_3 réduit la polarisation de Q_1 ce qui augmente la tension du collecteur du 2N3055. Cette modification de tension est transmise par le condensateur C au V.MOS et réduit son courant. Cette réaction positive a pour effet la commutation de Q_1 vers le blocage et la lampe s'éteint.

V.MOS COMME RESISTANCE VARIABLE DANS LES OSCILLATEURS

OSCILLATEURS EN PONT DE WIEN

A la figure 9 on donne le schéma d'un oscillateur en pont de WIEN dans lequel, les deux V.MOS, Q_1 et Q_2 sont utilisés comme éléments de réglage de l'amplitude du signal. Ces transistors, en état de conduction, constituant une résistance variable et permettent d'obtenir à la sortie, un signal maximum de $1,5 V$ efficaces.

Dans ce montage, la fréquence est déterminée par les valeurs des résistances, R_1 , R_2 et des condensateurs C_1 et C_2 des réseaux, parallèle et série, propres aux ponts de WIEN. La valeur de cette fréquence est,

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

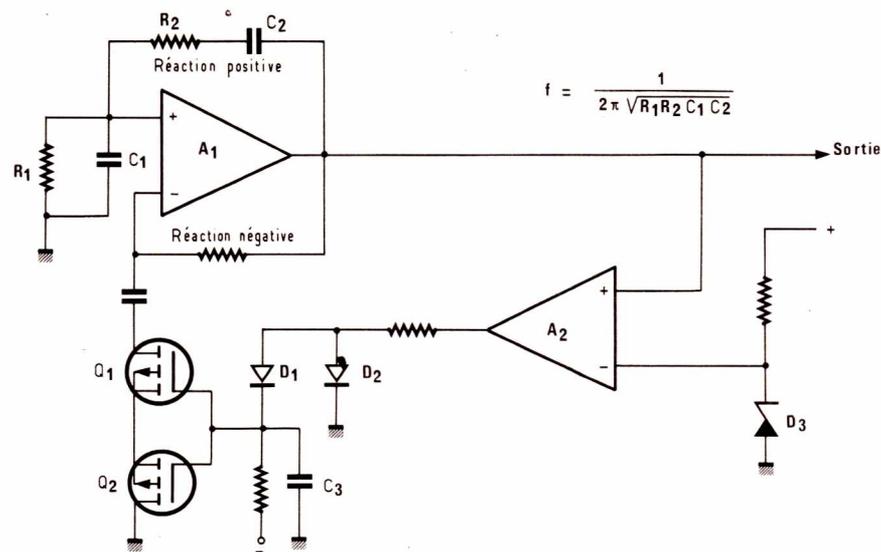


Figure 9

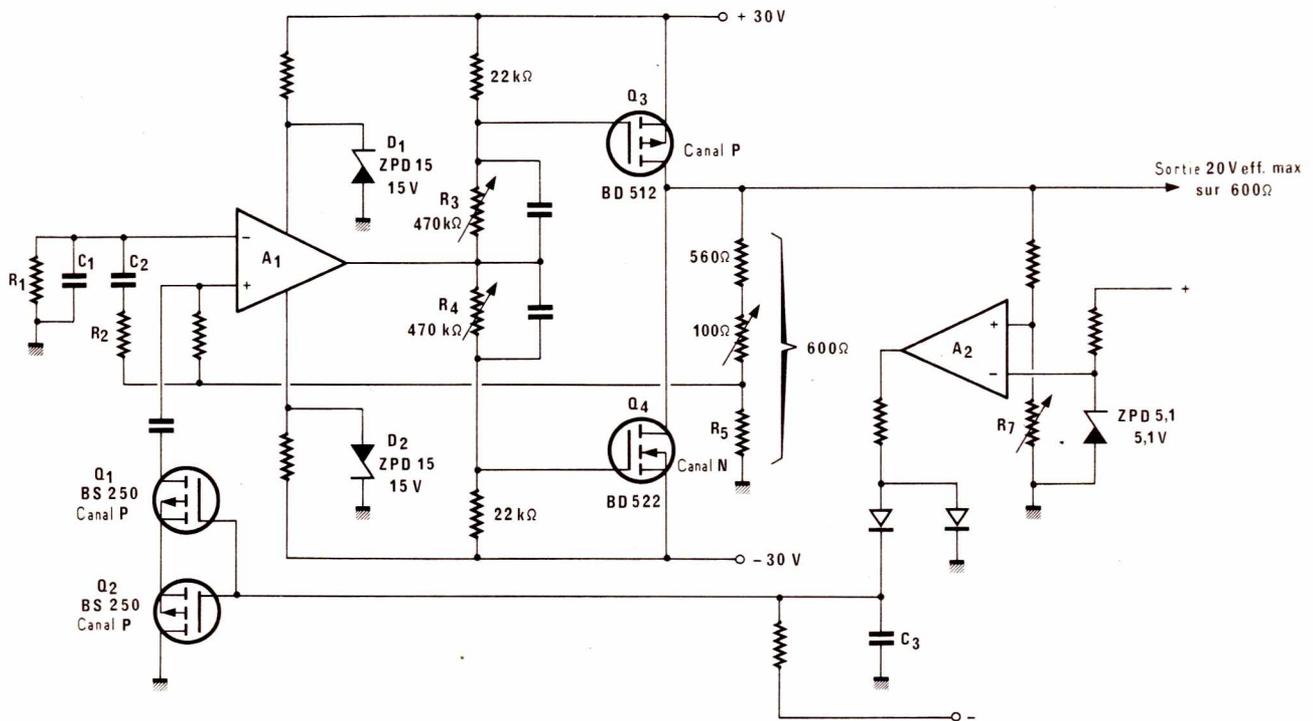


Figure 10

Le temps de temporisation est $t = 1,6 RC$. Pendre $R_1 = 47 \Omega$ si la lampe est de 50 W.

Un autre montage de ce genre est représenté à la **figure 12**. Il est alimenté sous 12 V comme le précédent et comprend une lampe, un transistor $Q_1 = 2 N3055$ et un V.MOS du type BD 512 canal P.

Lorsque S_1 est fermé, la lampe s'allume et un courant passe par la diode D.

Ensuite le V.MOS et le 2N 3055 deviennent conducteurs ce qui polarise à l'inverse la diode D et, de ce fait, C se décharge à travers R uniquement. Un faible

courant passe dans le V.MOS lorsque la porte G atteint la tension de seuil ce qui réduit le courant du 2N 3055, la tension du collecteur augmente rapidement. Cette augmentation est transmise par C à la porte de Q_2 ce qui a pour effet de réduire les courants des deux transistors et la lampe, très rapidement, s'éteint.

La durée de temporisation est encore, $t = 1,6 RC$. Cette relation permet de calculer R en fonction de t et C en fonction de t et R.

Pendre $R_1 = 47 \Omega$ pour une lampe de 50 W et 330Ω avec des lampes de puissance plus réduite.

LAMPES DE PARKING

Le montage de la **figure 13** permet l'allumage de quatre lampes dont deux de 5 W pour l'arrière et deux de 4 W pour l'avant de la voiture.

Ces lampes sont en parallèle et le tout, est en série avec l'interrupteur S.

C'est la batterie de 12 V qui alimente les lampes lorsque S est fermé et le condensateur C est shunté par le montage électronique à faible résistance à transistors. Normalement S_1 est ouvert et les lampes sont éteintes.

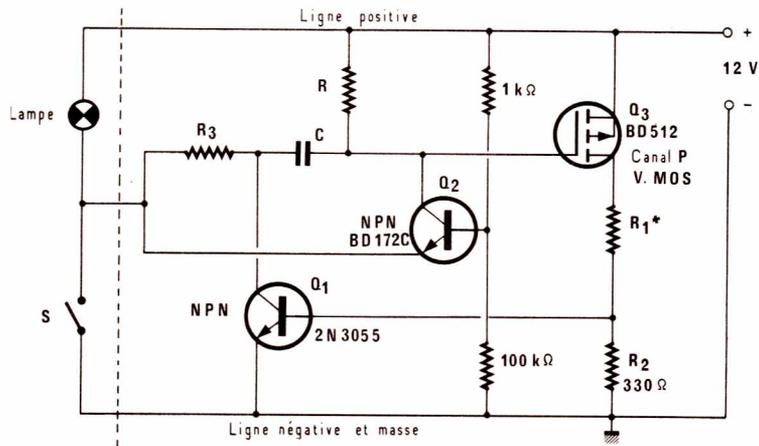


Figure 11

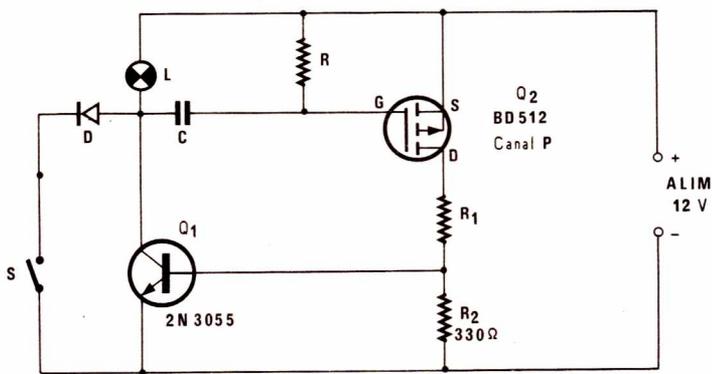


Figure 12

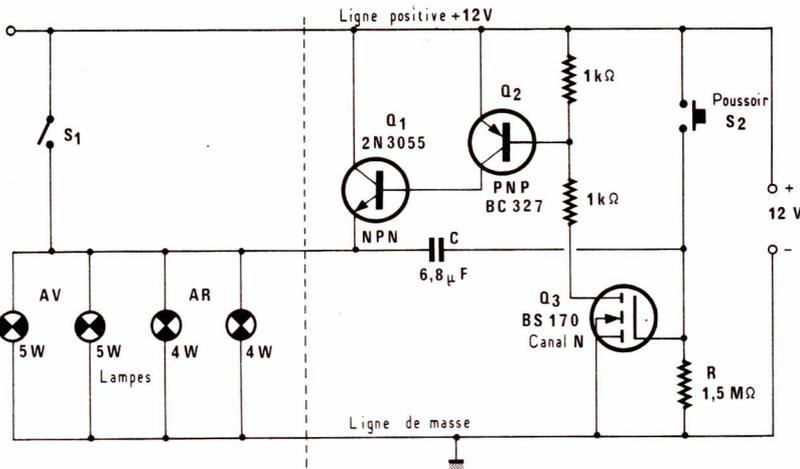


Figure 13

Lorsque S₁ est poussé, donc le contact fermé, la porte du V.MOS Q₃ est connectée à la batterie. Par conséquent Q₃ devient conducteur et un courant passe par la charge composée des deux résistances de 1 kΩ du circuit de drain.

Il en résulte le passage à la conduction du BC327. Le transistor 2N 3055 en fait autant ce qui crée une faible résistance entre la ligne + 12 V et les lampes qui s'allument.

En lâchant le bouton S₁, le contact est rompu, l'extrémité de C, coté lampes, est encore connectée au + 12 V par les transistors et l'autre extrémité devient négative grâce à R de 1 MΩ. La charge après un certain retard, a pour effet de provoquer une chute de tension de la porte du V.MOS. Le courant de drain est alors réduit et la base de Q₂ est plus positive. Comme Q₂ est un PNP, son courant diminue et il en est de même pour Q₁. L'ensemble Q₁-Q₂ se

bloque et, par conséquent, les lampes s'éteignent.

La valeur de C est de 6,8 μF et la temporisation peut être modifiée en changeant la valeur de la résistance R.

Un retard d'une seconde se produit pour chaque 100 kΩ de R. Avec R = 1,5 MΩ, la durée est 15 secondes.

CIRCUIT FLASH

Avec le montage de la figure 14 on peut obtenir des éclairs produits par la CQY65, avec des intervalles assez longs, lorsque le courant est négligeable lors de l'alternance du signal correspondant au blocage. Ce flash consomme peu et peut être alimenté sur une pile de 9 V ou sur toute source de tension de 6 à 25 V.

En reliant R₅ à V_s, D₁ ne s'allume pas. Si S₁ est relié à la ligne de masse, les éclairs se produisent. Voici le fonctionnement de ce flash. Lorsque R₅ est connectée à + V_s Q₂ est bloqué et il n'y a pas d'éclairs. Si R₅ est mis à la masse, C₂ se charge ce qui a pour effet d'augmenter le courant de collecteur qui passe par R₃.

La chute de tension le long de R₃ est transmise par C₁ à la porte du V.MOS qui devient encore plus conducteur, d'où augmentation de la tension sur R₃ et réaction sur Q₁.

Dans ces conditions la LED s'allume. Le courant de base de Q₂ est fourni par C₂.

Il vient un moment où le courant de Q₂ diminue ce qui produit une réaction dans le sens opposé ce qui éteint la LED CQY 65.

La durée de la conduction pendant la période totale est déterminée par R₄, C₂ et le courant de base de Q₂.

La durée de la période de blocage dépend de R₅ et de C₂. Les périodes partielles sont modifiées si l'on change la tension d'alimentation.

Avec une impulsion positive sur R₃, la LED peut commander un étage de puissance.

Une tension de 9 V donne lieu à une consommation de courant, en position de blocage, de 0,5 microampère environ. La durée de l'état d'allumage est 10 ms. La séparation entre deux allumages est de 400 ms.

La fréquence est alors,

$$f = \frac{1}{0,410} = 2,43 \text{ Hz}$$

Si R₄ est court-circuitée ou remplacée par une connexion, la durée du flash est 0,4 ms au lieu de 10 ms, donc, allumage de plus courte durée, f étant à peine modifiée.

OUVERTURE ET FERMETURE DE PORTE

Pour l'ouverture et la fermeture, automatiques, d'une porte quelconque on pourra faire appel au montage de la figure 15 qui est basé sur l'emploi du poussoir S₁ disposé à l'extrême gauche sur le schéma.

Normalement S₁ est en position « ouvert », lorsque la porte est fermée. Pour faire ouvrir la porte il faudra pousser S₁.

Cet appareil utilise un transistor Q₂, NPN BC217B, et cinq V.MOS dont deux canal P, Q₃ et Q₅ et trois canal N, Q₁, Q₄ et Q₆.

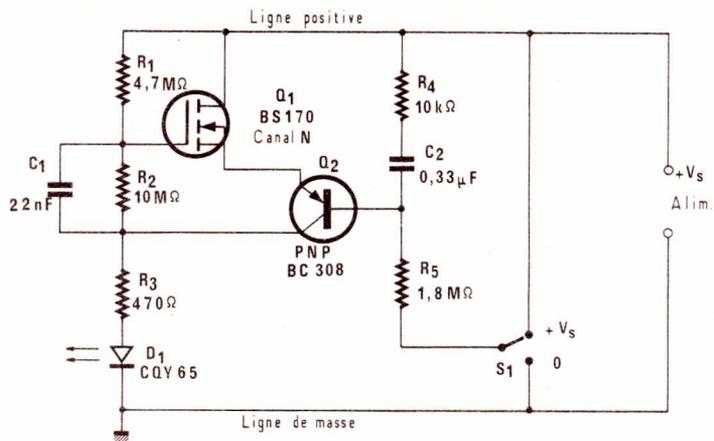


Figure 14

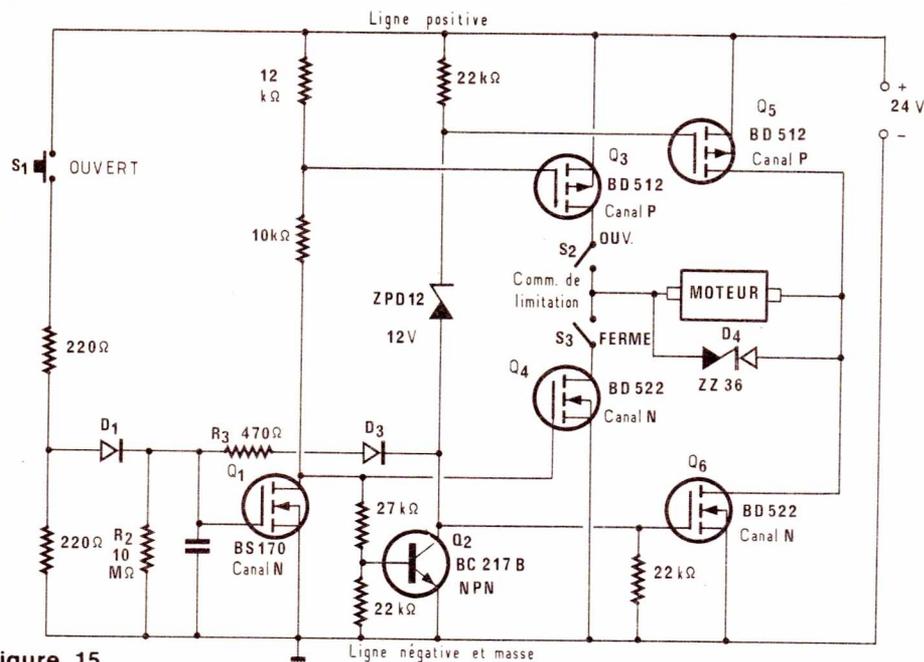


Figure 15

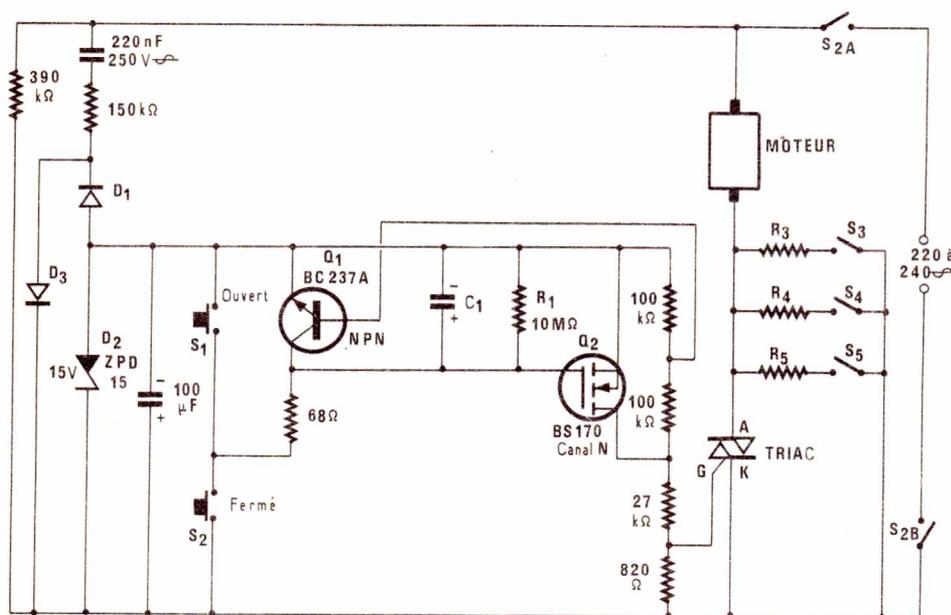


Figure 16

On trouve également deux diodes D1 et D3, et une diode zener, D2 du type ZPD12 de 12 V et une zener bidirectionnelle D4 du type ZZ36. (tous les semiconducteurs sont des ITT).

Il y a aussi, bien entendu un moteur qui effectue, dans un sens de rotation l'ouverture de la porte et dans l'autre sens de rotation, la fermeture.

Deux commutateurs de limitation S2 S3 permettent d'arrêter le moteur lorsque la porte a atteint les limites de son mouvement entre les deux positions « ouvertes » et fermée. Cet appareil fonctionne comme un monostable déclenché par le bouton d'ouverture S1.

Après un temps déterminé par les valeurs des composants R et C associés au BS170 (Q1), le circuit revient à son état stable et le moteur tourne dans le sens de rotation opposé, tendant à la fermeture de la porte, ce temps est de 15 secondes.

Les commutateurs limiteurs de rotation du moteur sont disposés sur la porte de manière à ce que S2 se ferme lorsque la porte a atteint sa limite d'ouverture tandis que S3 se ferme lorsque la porte atteint la position de fermeture. Dans les deux cas la rotation du moteur cesse.

Pour un bon fonctionnement de la commutation entre les deux états du monostable il faut que le rapport, entre R2 et R3, soit aussi grand que possible.

Dans le présent montage on a R2 = 10 MΩ et R3 = 470 Ω ce qui donne un rapport,

$$\frac{10^7}{470} = 21\,276$$

La diode zener bidirectionnelle ZZ36 permet de limiter les tensions transitoires aux bornes du moteur lorsque les commutateurs sont en position de coupure. Cet appareil doit être alimenté sur une tension continue de 24 V. Le moteur sera un modèle pour continu ou un modèle universel.

TEMPORISATEUR POUR CUISINIÈRE

Le montage de la figure 16 utilise un moteur de ventilateur et permet l'ouverture d'une porte de cuisinière, vraisemblablement une porte de four ou de grill, au bout d'un temps déterminé par R1 et C2, ou toute autre porte. Voici quelques indications sur cet appareil qui comprend un transistor BC237A, un V.MOS BS170, trois diodes dont une zener ZPD 15 de 15 V.

Le moteur peut fonctionner à différentes vitesses dont les valeurs dépendent des résistances R3, R4, R5 mises en circuit par les interrupteurs S3, S4, S5. Ces résistances sont alors, montées en série avec le moteur.

Ce montage utilise un triac qui est commandé dans les **quadrants II et III**.

C1 doit être au tantale avec un courant de fuite très faible.

Le temps de conduction est approximativement $T = R_1 C_1$, et comme R1 = 10 MΩ, le temps est égal à,

$$T = 10 C_1 \text{ secondes}$$

où C1 doit être mesuré en microforads. Par exemple si C1 = 10 μF, T = 100 secondes.

F. JUSTER

ÉLECTROME

BORDEAUX TOULOUSE MONT-DE-MARSAN

17, rue Fondaudège
33000 - BORDEAUX
Tél. : (56) 52.14.18

Angle rue Darquier
et, grande rue Nazareth
31000 - TOULOUSE

5, place J. Pancaut
40000 - MONT-DE-MARSAN
Tél. (58) 75.99.25

Pour toutes commandes 15 F de port et emballage. Contre-remboursement joindre 20 % d'arrhes + frais.

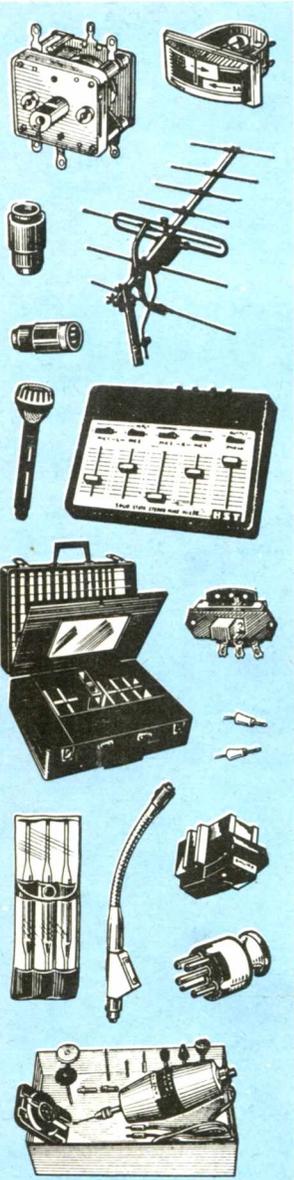
Kit ELCO Le Kit au service de vos hobbies

	PU TTC
ELCO 9 : Gradateur de lumière	39,00 F
ELCO 10 : Modulateur 3 canaux	95,00 F
ELCO 11 : Voie négative pour modulateur	26,00 F
ELCO 12 : Modulateur 3 V + négatif	125,00 F
ELCO 15 : Centrale alarme pour maison	280,00 F
ELCO 16 : Stroboscope 60 joules	110,00 F
ELCO 17 : Chenillard 4 canaux, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	130,00 F
ELCO 19 : Chenillard 8 canaux, aller-retour, alimentation 220 V, vitesse de défilement réglable	220,00 F
ELCO 20 : Filtre HP 2 voies pour enceinte 30 W	54,00 F
ELCO 21 : Filtre HP 3 voies pour enceinte 60 W	78,00 F
ELCO 22 : Chenillard 16 voies aller-retour, programmable	290,00 F
ELCO 23 : Chenillard 8 voies professionnel, 10 programmes enchainables en automatique, 2 vitesses réglables	390,00 F
ELCO 24 : Mini-orgue électronique (8 notes réglables)	58,00 F
ELCO 25 : Mini-récepteur FM 80 à 108 MHz	54,00 F
ELCO 26 : Chenillard-Modulateur (ce kit rassemble un chenillard 4 canaux et un modulateur 3 V + négatif, un simple inverseur permettant de passer de l'une à l'autre fonction)	250,00 F
ELCO 27 : Pr.éréglaage à touche control pour tuner FM (4 touches préréglaables par potentiomètre 20 tours)	115,00 F
ELCO 28 : Clignotant alterné 2 x 1200 W	70,00 F
ELCO 29 : Carillon 9 tons	110,00 F
ELCO 30 : Ampli 15 W eff. pour voiture (alimentation 12 V)	120,00 F
ELCO 31 : Testeur de semi-conducteur	45,00 F
ELCO 32 : Thermostat électronique sortie sur relais	85,00 F
ELCO 33 : Compte-tours électronique digital, affichage sur 2 x 7 segments de 0000 à 9900 tours	185,00 F
ELCO 34 : Barrière à ultra-son (portée 15 m)	165,00 F
ELCO 35 : Emetteur à ultra-son	75,00 F
ELCO 36 : Récepteur à ultra-son	90,00 F
ELCO 37 : Alarme à ultra-son par effet Doppler	230,00 F
ELCO 38 : Ampli 10 W stéréo	130,00 F
ELCO 39 : Interrupteur crépusculaire, permet d'allumer ou d'éteindre un spot de façon progressive en automatique le temps d'allumage et d'extinction étant réglable	88,00 F
ELCO 40 : Stroboscope 150 joules, vitesse réglable	150,00 F
ELCO 41 : Interphone 2 postes	85,00 F
ELCO 42 : Chenillard 10 voies	240,00 F
ELCO 43 : Stroboscope 2 x 150 joules	250,00 F
ELCO 44 : Régie-lumière (1 strobo 60 joules, 1 chenillard 4 canaux, 1 modulateur 3 canaux + négatif)	390,00 F
ELCO 46 : Stroboscope 300 joules	250,00 F
ELCO 47 : Chenillard strobo 4 canaux x 60 joules	390,00 F
ELCO 49 : Alimentation stabilisée 3 à 24 V 1,5 A, avec transfo	140,00 F
ELCO 50 : Signal Tracer	35,00 F
ELCO 51 : Générateur 1 Hz à 2 MHz, en 6 gammes	95,00 F
ELCO 52 : Ampli 2 W	47,00 F
ELCO 53 : Ampli 6 W	61,00 F
ELCO 54 : Ampli 10 W	75,00 F
ELCO 55 : Temporisateur 1 s à 5 mn, sortie sur relais	88,00 F
ELCO 56 : Antivol auto, sortie sur relais	68,00 F
ELCO 57 : Alimentation pour mini-K7 en 7,5 V à partir du 12 V, ou auto-radio	49,00 F
ELCO 58 : Cadenceur d'essuie-glace	68,00 F
ELCO 59 : Alimentation stabilisée 5 à 15 V 500 mA, avec transfo	89,00 F
ELCO 60 : VU-mètre à 6 leds	58,00 F
ELCO 61 : VU-modulateur à 6 triacs	195,00 F
ELCO 62 : Préampli à micro pour modulateur avec micro-électret fourni	58,00 F
ELCO 63 : Alimentation 5 V 1,2 A avec son transfo	95,00 F
ELCO 65 : VU-mètre stéréo pour ampli jusqu'à 100 W (avec les VU-mètre)	89,00 F
ELCO 66 : Horloge digitale (heure-minute)	129,00 F
ELCO 67 : Alarme pour ELCO 66, transforme ELCO 66 en horloge-réveil	36,00 F
ELCO 68 : Amplificateur d'antenne	28,00 F
ELCO 69 : Sirène électronique	85,00 F
ELCO 70 : Déclencheur photo-électrique, permet de construire des barrières lumineuses, comptage d'objets, etc., sortie sur relais	85,00 F
ELCO 71 : Modulateur à micro 3 canaux, avec son micro	185,00 F
ELCO 72 : Métrologue électronique avec son H.P.	55,00 F
ELCO 73 : Compte-tour électronique, avec son galvanomètre	75,00 F
ELCO 74 : Jeux de dé électronique (affichage 7 leds)	45,00 F
ELCO 75 : Décodéur stéréo FM	95,00 F
ELCO 77 : Préampli mono RIAA	25,00 F
ELCO 78 : Correcteur de tonalité	29,00 F
ELCO 79 : Préampli TRIAA, stéréo	38,00 F

	PU TTC
ELCO 80 : Correcteur de tonalité stéréo	56,00 F
ELCO 84 : Manipulateur code morse	62,00 F
ELCO 86 : Roulette électronique à 16 leds	95,00 F
ELCO 89 : Clignotant 1 canal x 1200 W	49,00 F
ELCO 90 : Vox control, sortie sur relais	75,00 F
ELCO 91 : Fréquence-mètre digital 10 Hz à 2 MHz	245,00 F
ELCO 93 : Préampli micro	35,00 F
ELCO 94 : Préampli guitare	68,00 F
ELCO 95 : Modulateur 1 voie	38,00 F
ELCO 97 : Temporisateur à affichage digital (heures minutes) réglable jusqu'à 40 mn précision une seconde	145,00 F
ELCO 98 : Tuner FM, sensibilité 1,6 µV CAF, prérégulé	220,00 F
ELCO 99 : Bloc de comptage de 0 à 999, affichage sur 3 x 7 segments, exemple d'application en fréquence-mètre, comptage de passage, etc.	180,00 F
ELCO 100 : Ampli 2 x 18 W eff. avec préampli correcteur	220,00 F
ELCO 101 : Equalizer 6 filtres réglables par 6 potentiomètres	125,00 F
ELCO 102 : Platine de mixage pour 2 platines magnétiques stéréo (réglage par potentiomètres rectilignes)	160,00 F
ELCO 103 : Allumage électronique	160,00 F
ELCO 104 : Capacimètre digital, par 3 afficheurs 7 segments de 100 pf à 10 000 microfarad	210,00 F
ELCO 105 : Trémolo électronique	90,00 F
ELCO 106 : Générateur 6 rythmes	250,00 F
ELCO 107 : Ampli 80 W eff.	260,00 F
ELCO 108 : Ampli 120 W eff.	320,00 F
ELCO 109 : Ampli 80 W eff. stéréo	495,00 F
ELCO 110 : Amplificateur téléphonique	75,00 F
ELCO 111 : Chronomètre digital (à Quartz)	160,00 F
ELCO 112 : Emetteur 27 MHz, à quartz	55,00 F
ELCO 113 : Récepteur 27 MHz, à quartz	110,00 F
ELCO 114 : Base de temps à quartz 50 Hz pour horloge digitale	68,00 F
ELCO 115 : Bloc système pour train électrique	70,00 F
ELCO 116 : Sifflet à vapeur pour train électrique	95,00 F
ELCO 117 : Table de mixage, 2 entrées, platines magnétiques ou céramiques, 2 auxiliaires, 1 micro, avec potentiomètre rectiligne	250,00 F
ELCO 118 : Pré-écoute pour table de mixage avec commutateur pour 6 entrées	95,00 F
ELCO 119 : Stroboscope alterné 2 x 60 joules	180,00 F
ELCO 120 : Mixage 1 micro + 1 magnétophone, permet de sonoriser des diapositives ou des films	72,00 F
ELCO 121 : Mini-batterie électronique, imite le son de deux instruments à percussion	68,00 F
ELCO 122 : Passe-vue automatique pour diapositives, vitesse réglable	85,00 F
ELCO 123 : Sablier électronique 3 temps réglable (entre 2 mn et 5 mn) sélection d'un des 3 temps, alarme par buzzer	70,00 F
ELCO 124 : Logique feu de croisement, respecte l'ordre des feux rouges, affichage par 2 leds rouges, 2 jaunes et 2 vertes	85,00 F
ELCO 125 : Applaudimètre à led, en fonction du niveau et de la durée des applaudissements, allume de 1 à 12 leds fourni avec le micro	150,00 F
ELCO 126 : Horloge à affichage digital (heures minutes) alim. 220 V peut faire réveil	79,00 F
ELCO 127 : Visualisation à leds pour ELCO 23	34,00 F
ELCO 128 : Horloge digitale moto-auto ou bateau, heure, minute à quartz, peut faire réveil, alimentation en 12 V	124,00 F
ELCO 130 : Sirène multiple, imite le bruit de la sirène de police américaine, sirène spatiale, bruitages pour flippers	88,00 F
ELCO 131 : Générateur 5 Hz à 500 kHz, Sinus, Triangle, Carré	190,00 F
ELCO 132 : Filtre pour montage à triacs	42,00 F
ELCO 133 : Barrière à ultra-son pour entrée magasin ou commande de porte de garage. Déclenche un relais pendant un temps réglable de 1 s à 1 mn quand quelqu'un passe	188,00 F
ELCO 134 : Minuterie électronique à affichage digital pour insoumise, commande jusqu'à 6 tubes ultra-violet de 1 s à 40 mn (affichage minutes-secondes)	190,00 F
ELCO 135 : Trucage électronique permet d'imiter le bruit d'une détonation, aboiement de chien, explosion, accélération de moto, sirène police, etc. indispensable pour vos soirées	230,00 F
ELCO 136 : Générateur de rythmes - 12 rythmes, tempo et volume réglables	480,00 F
ELCO 137 : Horloge digitale réveil pour cafetière électrique ou poste radio ou autre, commute une charge de 1 200 W à l'heure du réveil	99,00 F
ELCO 138 : Horloge réveil digitale, met un buzzer en route à l'heure du réveil	125,00 F
ELCO 140 : Chambre de réverbération, volume et retard réglables	150,00 F
ELCO 142 : Micro Timer programmable à Microprocesseur	450,00 F

CIBOT

1, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS
 3, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS
 12, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS
 136, BOULEVARD DIDEROT - 75012 PARIS
 TEL. : 346.63.76 (lignes groupées)
 A TOULOUSE : 25, RUE BAYARD. TEL. : (61) 62.02.21



CIBOT
 ELECTRONIQUE : DISTRIBUTEUR DES Composants

LEDS Ø 5 mm
 LD 57 C, claire 4,40 F
 LD 55 A, orange 2,30 F
 LD 57 A, vert 2,30 F
 LD 41 A, rouge 1,90 F
 LD 471, vert 9,00 F
 LD 461, rouge 3,00 F

LEDS Ø 3 mm
 LD 30 C, claire 2,00 F
 LD 35 A, orange 3,00 F
 LD 30 A, rouge 1,80 F
 LD 37 A, vert 3,00 F

PHOTORESISTANCE
 RPY 60 28,00 F

TDA 1037. Circuit intégré.
 Ampli. de puissance 5 W
 Alim. 4 à 28 V. Protection
 thermique incorporée.
 Prix 18 F

Cellule solaire « RTC » 1^{er} choix : 60 F - Par 10 : 54 F - Par 100 : 48 F.
 Cellule solaire « RTC » 0,5 A-0,5 V 29 F

CIRCUITS INTÉGRÉS

S 566 B 35 F	SO 436 54 F	TCA 965 21 F
SAB 3211 29 F	S 89 203 F	TDA 1037 18 F
SAB 3271 82 F	S 353 93 F	TDA 1046 28 F
SAB 4209 84 F	TAA 761 A 8 F	TDA 1047 28 F
SAJ 141 33 F	TAA 861 A 7,5 F	TDA 1195 32 F
SAS 560 S 26 F	TAA 4765 22 F	TDA 2870 22 F
SAS 570 S 27 F	TBA 221 B 4 F	TDA 3000 24 F
SAS 580 27 F	TCA 105 20 F	TDA 4050 21 F
SAS 590 27 F	TCA 205 25 F	TDA 4290 24 F
SAS 6800 34 F	TCA 315 10 F	TDB 055 5,45 F
SO 41 P 16 F	TCA 335 A 11 F	TDB 056 13,65 F
SO 42 P 18 F	TCA 345 18 F	UAA 170 18 F
SO 42 E 47 F	TCA 780 27,5 F	UAA 180 18 F

TRANSMISSIONS PAR INFRAROUGE
 LD 241 T. Diodes LED émett. INFRAROUGE pour télécommande et transmission du son 6 F

BPW 34. Photodiode au silicium pour récepteur son ou télécommande par infrarouge 22 F

MAGNETO-RESISTANCES
 FP 200 L. 100 198 F
 FP 210 D. 250 201 F

GÉNÉRATEURS à effet HALL
 SV 110 520 F
 SV 210 530 F

SIEMENS

ATR. Allumage à transistors pour moteur avec alimentation 12 V négatif à la masse.

Avantages :

- Exactitude du point d'allumage - usure pratiquement nulle des contacts du rupteur.
- Démarrage plus facile avec moteur froid, tensions d'allumage plus élevées du fait de la forme rectangulaire des flancs de commutation.
- Moins polluant (gaz d'échappement moins abondants) - le point d'allumage optimum ne varie pas.
- Aucun parasite créé par le rupteur dans les auto-radios du fait qu'aucun courant fort ne circule.

ATR. Siemens en kit 214 F
Modèle SIEMENS "SRP". All. électr. présentant les mêmes performances que mod. ATR mais complet prêt à être posé SRP complet 245 F
CONTROLEUR TENSION de 4,5 à 380 V et vérificateur de la nature du courant 39 F
CONTROLEUR COMBINÉ identique, indique la continuité 91 F

metrix
 MULTIMETRE DIGITAL « MX 502 »

- 2 000 points
- Affichage digital à cristal liquide 18 mm
- Polarité automat.
- Zero automatique
- Autonomie : 250 heures avec piles zinc/carbone - 350 heures avec piles alcalines

Prix avec étui de protection et pince ampère-métrique **675 F**

SOUDEUR WAHL (USA) : PARTOUT - SANS FIL - SANS COURANT

- Léger
- Maniable
- Rapide
- Pratique
- Eclairage du point de soudure
- Rendement 75 à 150 points sans recharge

Nouvelle batterie, longue durée en nickel cadmium, charge en 4 h seulement. Indispensable pour travaux fins, dépannages extérieurs, tous soudages à l'étain.

Ensemble 7700, orange, livré complet avec fer, socle chargeur. 2 panes n° 7545 et n° 7546, une prise courant multiple USA-RFA-France 187 F
 Cordon spécial pour fonctionnement sur 12 V continu : 47 F - Pane recharge : 21 F.

« **TUNER EXTENSION** », permet de souder des endroits inaccessibles, grâce à sa longueur : 110 mm 34 F

Poids : 150 g. Long. : 20 cm. Temps : 370".
 Puissance : 50 W. Recharge automatique en 220 V avec arrêt par disjoncteur de surcharge.

COMPOSANTS
 Distributeur "SIEMENS"
 Tous les circuits intégrés - Tubes électroniques et cathodiques - Semi-conducteurs. ATEs - RTC - RCA - SIGNETICS - ITT - SESCOSEM - Optoélectronique - Leds Afficheurs.

SONORISATION
JEUX DE LUMIÈRE

PIECES DETACHEES
 plus de 20.000 articles en stock.

APPAREILS DE MESURE
 Distributeur "METRIX"
 CdA - CENTRAD - ELC - HAMEG - ISKRA - NOVOTEST - VOC - TELEQUIPMENT
 Démonstration et Vente par Techniciens Qualifiés



DEMANDEZ NOTRE NOUVEAU CATALOGUE
 182 pages abondamment illustrées.
 C'est une documentation indispensable pour tous ceux qui s'intéressent aux COMPOSANTS ELECTRONIQUES - PIECES DETACHEES et APPAREILS DE MESURE
 Ce catalogue est en vente dans nos différents magasins au prix de 20 F ainsi que par correspondance, en nous adressant le Bon ci-dessous.

BON A DECOUPER (ou à recopier)
 et à adresser à CIBOT, 1, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS

NOM _____ PRENOM _____

ADRESSE _____

CODE POSTAL _____

Ci-joint la somme de 20 F :

en chèque bancaire en chèque postal en mandat-lettre

