

RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 342 - Mai 1976

4f,50

UN ANALYSEUR
DE GAZ
D'ECHAPPEMENT



Générateur de motif
musical

Thermostat électronique

Le tuner sous la Manche

Convertisseur HF

Mire SSTV

(Voir sommaire détaillé page 35)

sommaire

DOSSIER TECHNIQUE	94	Les semiconducteurs opto-électroniques
HUMOUR	51	Grande première : le tuner sous la manche
IDEES	85	Montages opto-électroniques
	88	Montages à circuits intégrés
MONTAGES PRATIQUES	36	Analyseur de gaz d'échappement
	42	Générateur de motif musical
	46	Thermostat électronique modulant
	54	Convertisseur HF universel
	80	Amplificateur 2 fois 15 W
RADIO-AMATEURISME	64	Si tous les gars du monde
		3 ^e partie : la poursuite du satellite OSCAR 7
	70	La SSTV - Réalisation d'une mire (suite)
RENSEIGNEMENTS	57	Caractéristiques et équivalences des transistors,
TECHNIQUES	à 60	par A. Lefumeux (2N1711 à 2N1955)
DIVERS	112	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : Radio-Plans suit l'actualité en proposant dans ce numéro un analyseur de gaz d'échappement qui est tout à fait dans le cadre de l'actuelle campagne anti-pollution. (Cliché Max Fischer.)

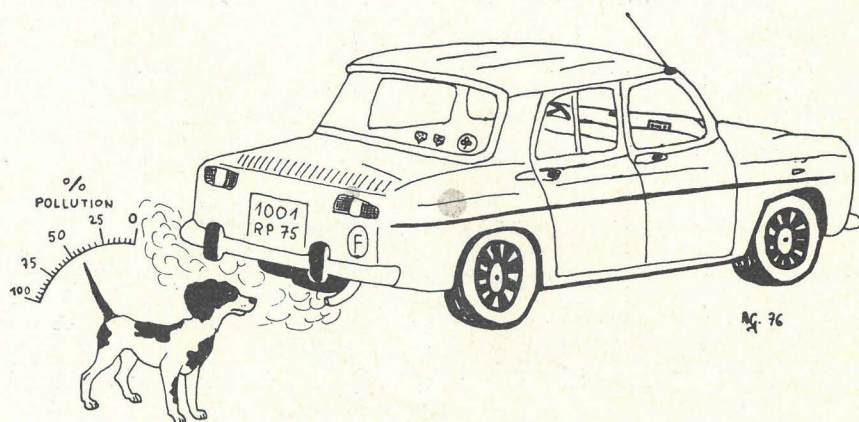
Société Parisienne d'Éditions Société anonyme au capital de 1 950 000 F Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris Direction - Rédaction - Administration - Ventes : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris Tél. : 202-58-30 Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les 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 Directeur technique : André EUGENE Rédacteur en chef : Jean-Claude ROUSSEZ Secrétaire de rédaction : Jacqueline BRUCE Courrier technique : Odette Verron Christian Duchemin	Tirage du précédent numéro 101 000 exemplaires Copyright © 1975 Société Parisienne d'Édition Publicité : Société Parisienne d'Éditions Département publicité 206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris Tél. : 607-32-03 et 607-34-58 Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris France : 1 an 40 F Etranger : 1 an 55 F C.C.P. 31.807-57 La Source Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
---	---	--

Dépôt légal éditeur N° 428 - 2^e trimestre 1976 - Mensuel paraissant le 25 de chaque mois - Distribué par TRANSPORT-PRESSE
Composition l'Atelier du Château - Imprimerie SIEP - 77120 AVON

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard - Imprimerie SIEP - 77120 AVON - Numéro de commission paritaire : 56361

MONTAGES PRATIQUES

Contre la pollution



UN ANALYSEUR DE GAZ D'ÉCHAPPEMENT

D'importants garages ou certains concessionnaires des grandes marques d'automobiles proposent maintenant à leurs clients d'effectuer un « diagnostic électronique » de leur véhicule. Cette technique permet, en un temps record, et sans aucun démontage, de se faire une idée très précise de l'état général du moteur et peut même incriminer certaines pièces ayant besoin d'être remplacées ou nettoyées ainsi que des organes mal réglés.

L'équipement nécessaire, très coûteux, n'est pas à la portée du garagiste de quartier et encore moins du simple particulier désireux de tirer le meilleur rendement de son moteur, donc de consommer moins et de polluer peu.

Notre but est ici de permettre à tout électronicien amateur possédant quelques notions de mécanique auto de s'équiper d'un appareillage certes un peu simplifié, mais autorisant tous les dépiages et réglages courants concernant l'allumage et la carburation, processus dont la coordination précise est à la base du fonctionnement optimal d'un moteur d'automobile ou de deux-roues.

La première étape consistera à construire un analyseur de gaz d'échappement qui, s'il ne prétend pas remplacer les contrôles effectués par les services officiels (recherche du CO et du CO₂), n'en permet pas moins de recueillir de précieuses informations sur la qualité du réglage du moteur. Cet appareil est en effet sensible aux hydrocarbures imbrûlés présents dans les gaz d'échappement ; c'est donc un mesureur d'efficacité de combustion. Une concentration minimale en imbrûlés correspond bien sûr à une consommation et à un degré de pollution des plus réduits.

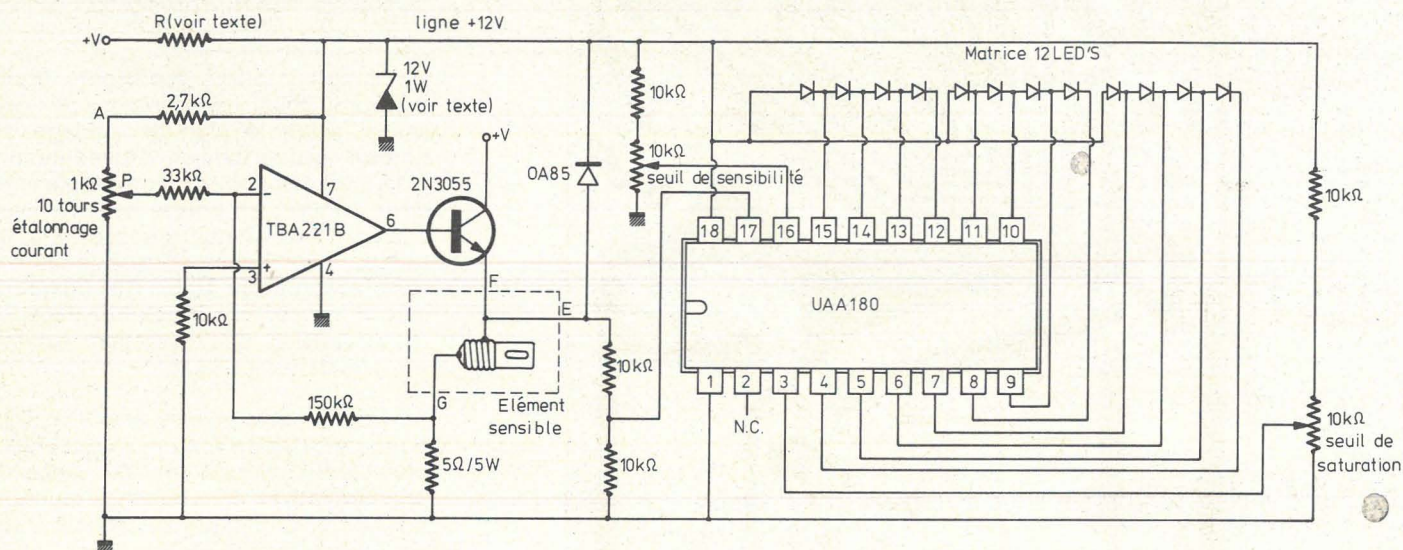


Figure 1

Principe de fonctionnement

Le principe de la mesure consiste à prélever dans une boîte métallique un échantillon de gaz d'échappement et à le faire agir sur un filament chauffé, à l'abri de toute agitation qui pourrait fausser la mesure.

Ce principe est voisin de celui des détecteurs de gaz, à ceci près que le filament peut sans inconvénient être porté au rouge, aucun risque d'inflammation n'étant à craindre (proportion peu élevée et présence de CO_2). On augmente ainsi la sensibilité du dispositif. Le schéma de principe est donné à la figure 1.

Le filament, constitué par une tête d'allume-gaz à pile 4,5 V, est parcouru par un courant fixé par le potentiomètre de tarage associé au générateur de courant constant équipé de l'ampli opérationnel TBA 221B (741) et du transistor 2N 3055. La résistance de 5 Ω /5 W fournit l'information de courant nécessaire à la régulation.

La présence d'hydrocarbures imbrûlés dans le gaz environnant le filament a pour conséquence une élévation de sa température, donc un accroissement de sa résistance, fonction de la concentration en imbrûlés. Cette dernière peut donc être mesurée par la tension présente aux bornes du filament, puisque le courant le traversant est constant.

Le filament n'étant pas relié à la masse, il

est commode d'utiliser un voltmètre à seuil, soustrayant automatiquement la tension (constante) présente aux bornes de la 5 Ω .

Cette fonction est remplie par un circuit intégré UAA 180 Siemens qui permet de remplacer la classique aiguille indicatrice par 12 diodes électroluminescentes s'allumant les unes à la suite des autres pour former un ruban lumineux de longueur

variable. On peut jouer sur la couleur des diodes pour réaliser plusieurs plages de mesure.

Les seuils inférieur et supérieur (voir figure 2) entre lesquels la mesure est effectuée sont réglables séparément par deux potentiomètres ajustables. L'intervalle séparant ces deux seuils permet donc de fixer commodément la sensibilité du système.

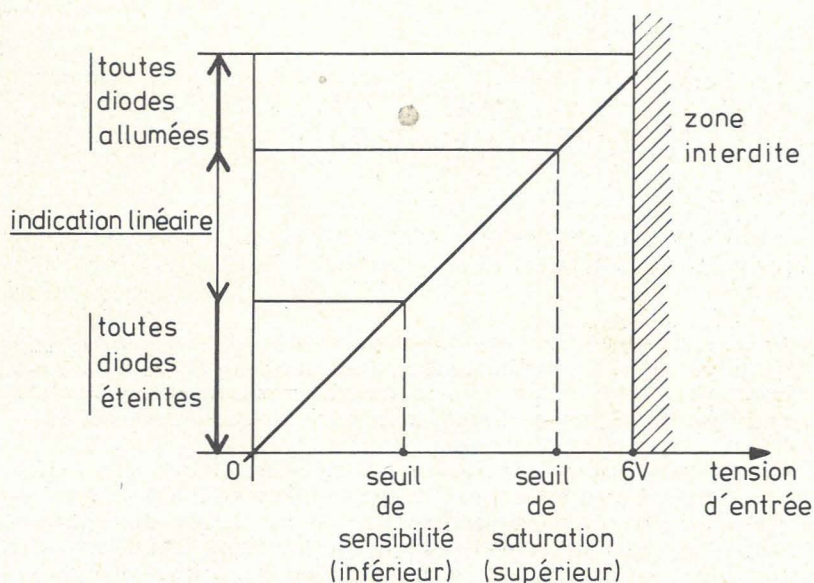


Figure 2

Réalisation pratique

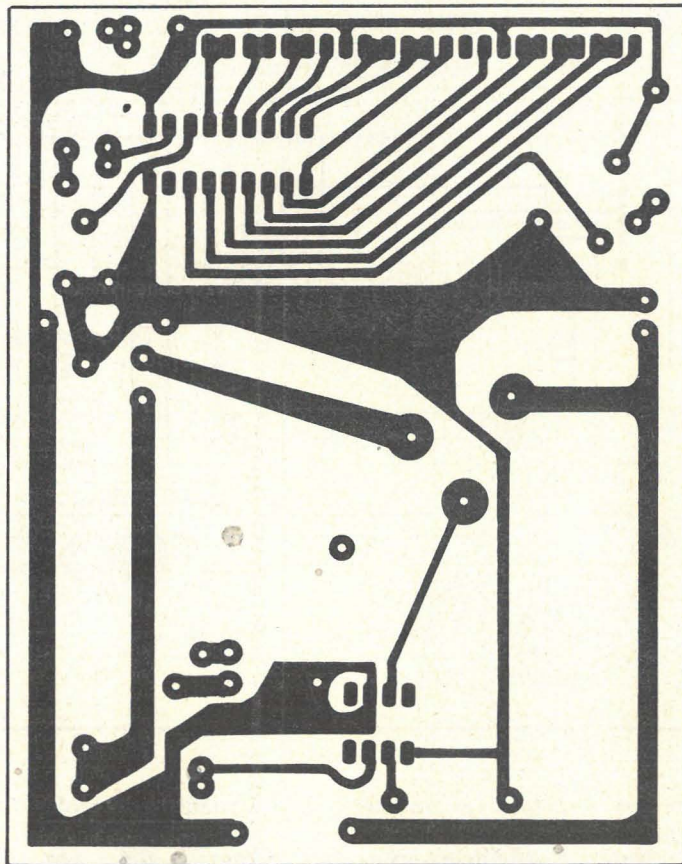


Figure 3

Un circuit imprimé représenté **figure 3** regroupe tous les composants nécessaires, selon le plan de câblage de la **figure 4** si une tension d'alimentation de +12 V est disponible (par exemple batterie de la voiture) on pourra se dispenser de câbler la diode zener représentée en pointillé et la résistance correspondante sera remplacée par un strap. Ces composants seront par contre nécessaires dans le cas d'une tension d'alimentation supérieure (ne pas dépasser 18 V).

Le capteur sera réalisé selon les indications de la **figure 5**, au moyen d'une boîte métallique cylindrique de dimensions approximatives 80×180 mm, munie d'un couvercle hermétique. Un trou de Ø 30 mm sera ménagé dans le fond pour admettre les gaz à analyser, et une douille recevant l'élément sensible sera fixée à l'intérieur de la boîte.

Le câble de liaison à 3 conducteurs sera passé à travers un trou colmaté au mieux pour éviter les fuites. Un câble bifilaire (F et G communs) pourra être utilisé si sa longueur n'excède pas 2 m (chute de tension négligeable).

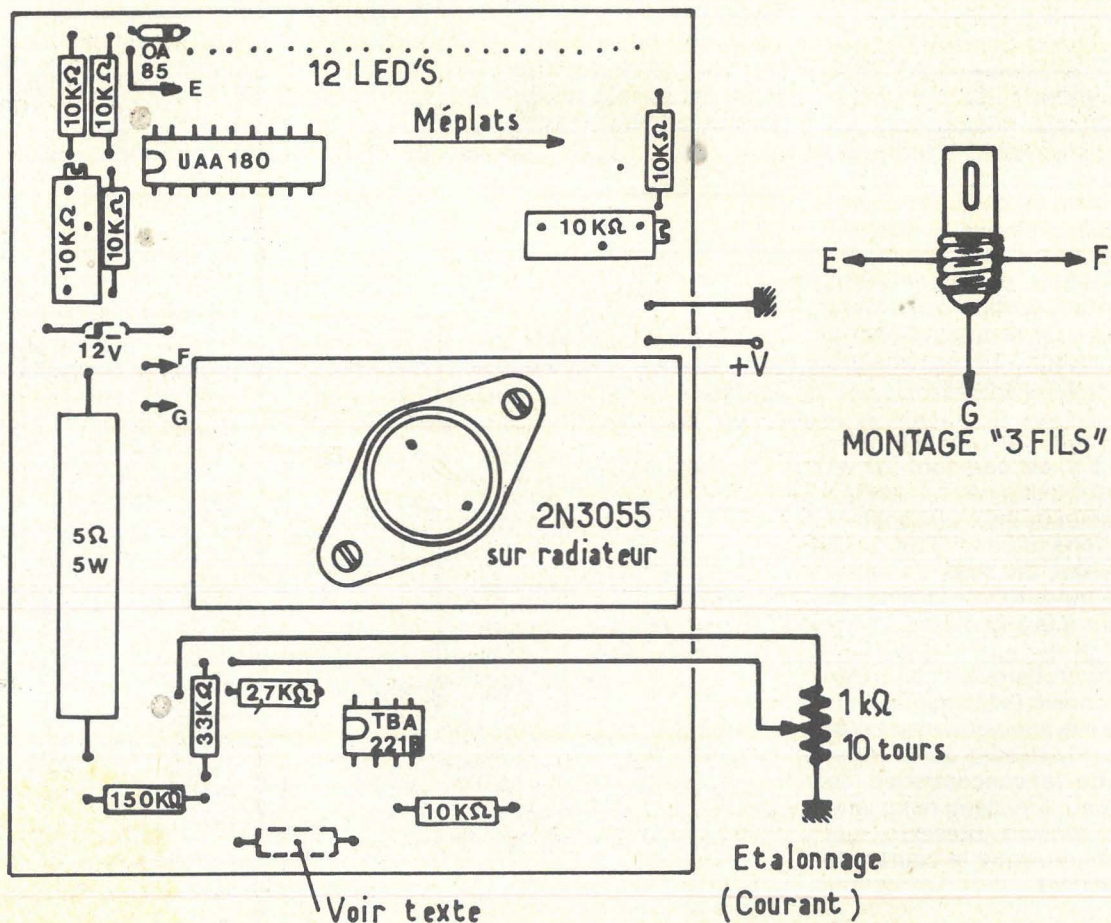


Figure 4

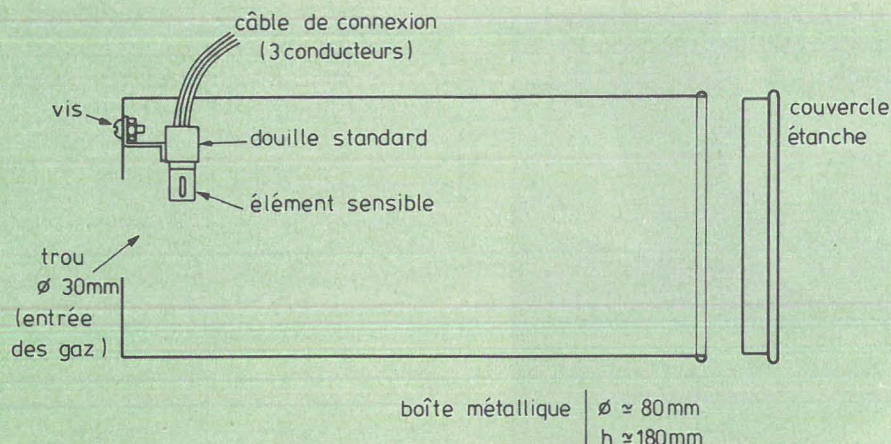
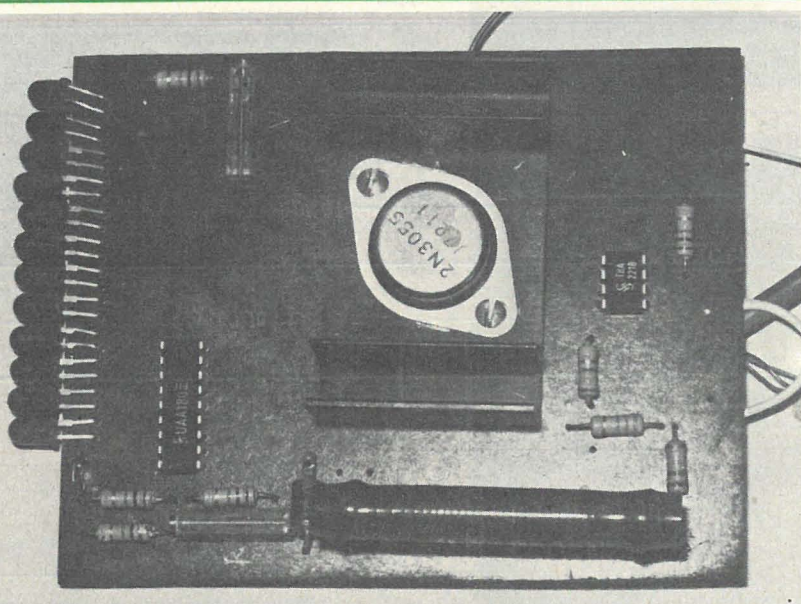
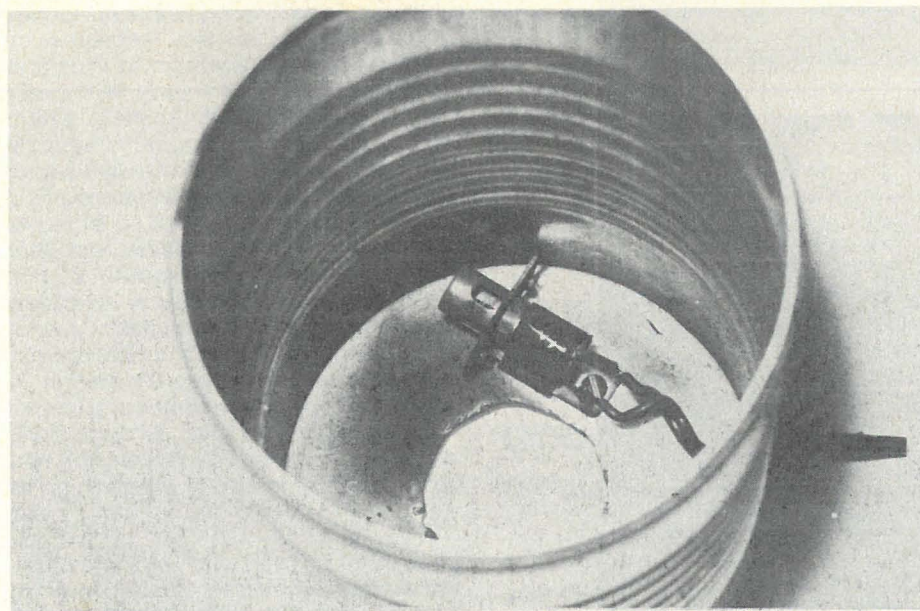


Figure 5



Le circuit imprimé, câblé



Disposition interne de la boîte. On remarquera le trou d'entrée de gaz (Ø 30 mm) et la tête d'allume-gaz, servant à l'élément sensible.

POUR LES MODELISTES

PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION

Nouveau modèle



Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transfo-redresseur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 volts. Prix (franco : 105,00) **99,00**

Autre modèle, plus puissant avec un jeu de 30 outils (franco 157,00) **151,00**

Supplément facultatif pour ces 2 modèles : Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) (franco 48,00) **43,00**

Flexible avec mandrin (franco 42,00) **37,00**
Notice contre enveloppe timbrée

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées
MECCANO et MECCANO-ELEC en stock
(Liste avec prix contre enveloppe timbrée)

TOUT POUR LE MODELE REDUIT

(Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures : bois, tubes, colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

CATALOGUE GENERAL 1975

franco Métropole contre 10 F en timbres

Outre-Mer et Etranger : franco 15 F

RENDEZ-NOUS VISITE - CONSULTEZ-NOUS

CENTRAL-TRAIN

81, rue Réaumur - 75002 PARIS

Métro : Sentier - C.C.P. LA SOURCE 31.656.95
Ouvert du lundi au samedi

de 9 h à 19 h

POMMAREL ÉLECTRONIC

14, place Doublet - 24100 BERGERAC

Téléphone (53) 57.02.65

CATALOGUE ILLUSTRE : contre 3 F en timbres-poste
ENVOIS : contre remboursement, + 12 F
contre chèque + 9 F

Condensateurs céramique de 1 PF à 1 500 PF ... 0,60 F
Condensateurs tantale goutte 1 MF 20 V 1,48 F
10 MF 20 V 1,90 F

Résistances 1/2 et 1/4 W à couche, 5 % 0,12
Plaques Epoxy 100 x 160 7,00
Plaques bakélite 210 x 160 4,50
Plaques bakélite 100 x 160 2,50
Plaques bakélite à bandes perforées (genre Veroboard) 3,90

Triacs 6 A 400 V 6,90 Par 10, pièce 5,95

Contrôleurs universels CdA :
CdA 102 210,00 CdA 102 en kit 160,00

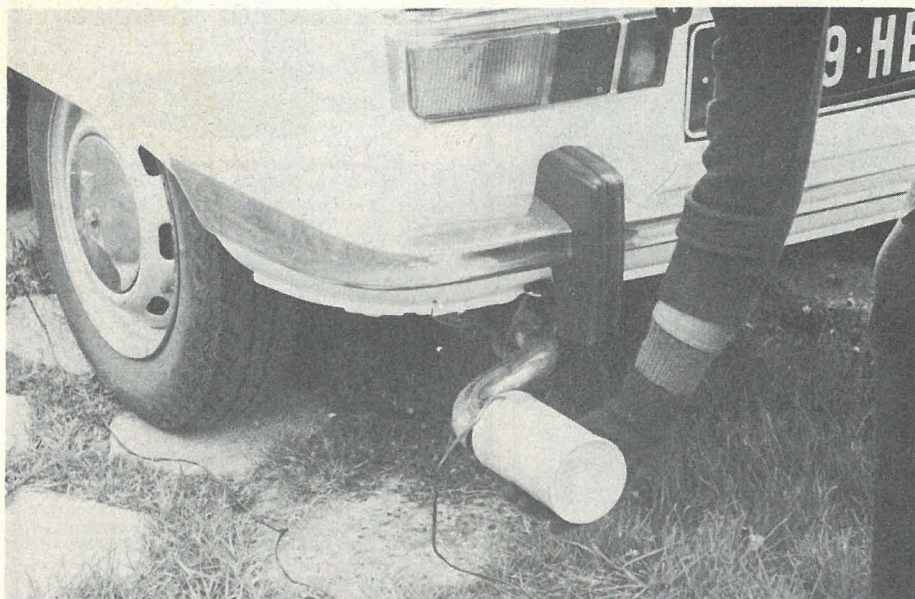
Transistors et Circuits Intégrés 1^{er} choix :
BC 107 AB 2,40 SN 7400 1,60
BC 108 ABC 2,40 SN 7401 1,60
BC 109 2,70 SN 7402 1,60
2N 708 4,90 SN 7404 1,60
2N 1711 4,80 SN 7410 1,60
2N 2222 2,90 TAA 861 12,50
2N 2646 9,60 LM 741 8,31
2N 2905 4,80 NE 555 11,30
2N 2926 1,90 MM 5313 99,00
2N 3053 5,88 SN 7493 3,36
2N 3055 8,50 SH 74107 3,36
2N 3819 6,90

Self pour lampe lumière noire 125 W 220 V 42,00

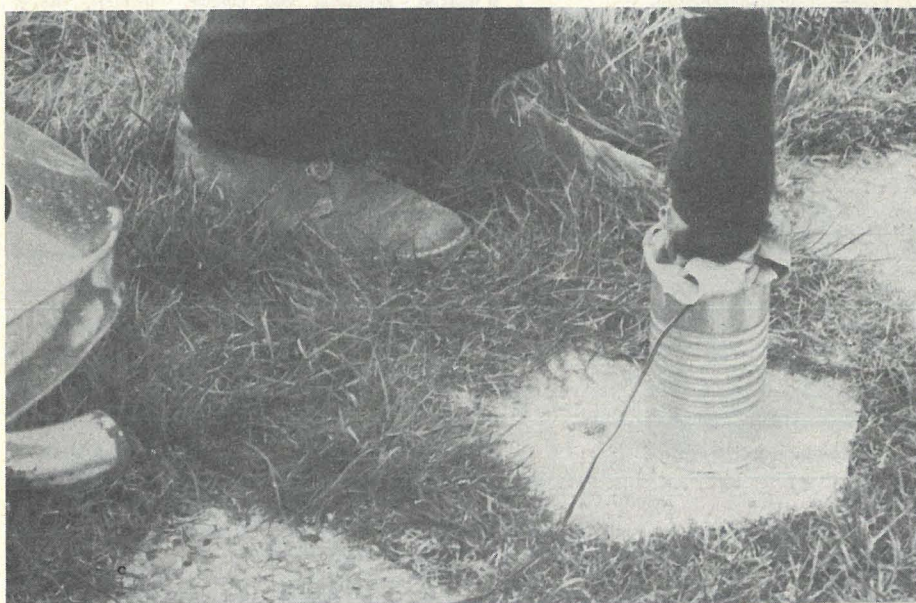
Émetteur récepteur Radio Commande monocal 154,00

Décodeur MOS 6 voies avec connecteurs 145,00

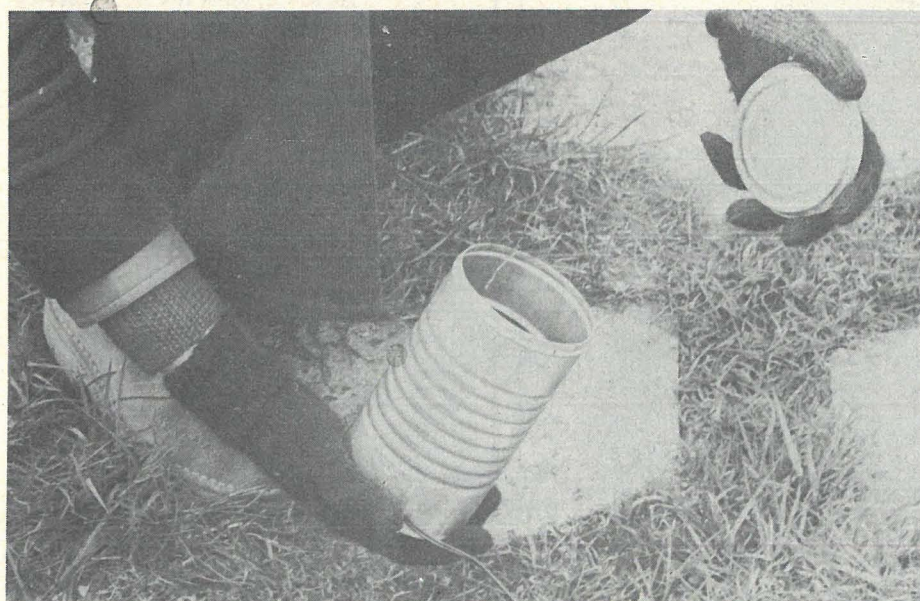
Distribution : OK-KIT - JOSTYKIT.



**Remplir
complètement
la boîte des gaz
d'échappement
à analyser**



**Boucher
hermétiquement
la boîte au moyen
d'un chiffon épais,
puis faire la mesure**



**Avant
tout nouvel essai,
vider
soigneusement
la boîte
de toute
trace de gaz**

① Tarer l'analyseur (indication à l'air libre)

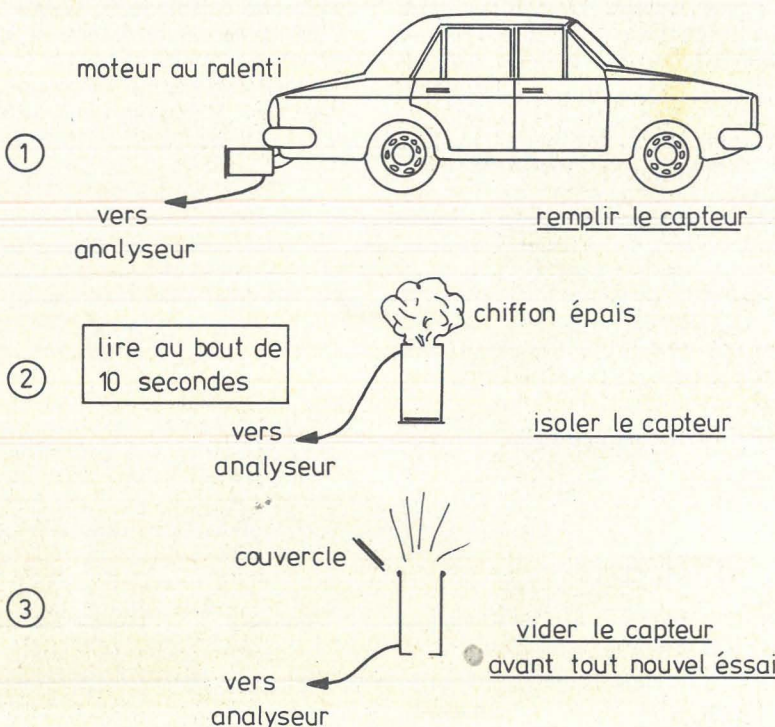


Figure 6

Etalonnage de l'appareil :

Brancher un milliampèremètre en parallèle avec le filament (calibre 500 mA ou 1 A), puis mettre le montage sous tension. On repèrera bien le sens de rotation du potentiomètre d'étalonnage correspondant à une augmentation du débit, que l'on réglera à 200 mA. On débranchera alors le milliampèremètre : le filament sera amené à un degré de rougissement moyen, mais visible (ne jamais le laisser chauffer à blanc) à l'aide du potentiomètre. On constatera que, malgré le courant constant, l'échauffement est plus prononcé en début de chauffe. C'est pourquoi, lors de chaque arrêt du dispositif, on amènera le potentiomètre en position de courant minimal, pour effectuer une montée en température progressive à chaque mise en route (le voltmètre sera alors précieux).

La boîte étant remplie d'air, on réglera les deux ajustables de seuil à peu près à mi-course, mais de façon à allumer les **3 premières** diodes seulement.

Ensuite, on versera 1 cm³ de mélange 2 temps à 5 % (Solexine BP) sur un coton

que l'on posera sur le couvercle retourné de la boîte. Aussitôt après avoir enflammé ce coton avec une allumette, on posera la boîte sur le couvercle, puis on bouchera le trou de Ø30 mm avec un chiffon épais. Après 10 secondes d'attente, on doit voir les **5 premières** diodes allumées. Retoucher petit à petit les réglages pour obtenir ces deux points de référence. Le montage est alors prêt à être utilisé.

Un étalonnage chiffré pourra être effectué par comparaison à un analyseur de combustion du commerce, mais cette opération n'est pas indispensable pour permettre des essais qualitatifs déjà fort intéressants.

Utilisation

Avant de mettre le montage sous tension, on s'assurera que le potentiomètre est en position de courant minimum. Après la mise en marche, on ajustera ce potentiomètre de façon à allumer 3 diodes. Ce réglage aura à être retouché pendant les premières minutes de fonctionnement.

Fermer la boîte, et présenter l'orifice de Ø30 mm devant le tuyau d'échappement, moteur au ralenti. Après 10 secondes de remplissage, on retirera la boîte et on obturera vivement le trou à l'aide d'un chiffon épais. 10 secondes plus tard, on pourra effectuer la lecture. Ensuite, déboucher la boîte et la laisser se vider. Seules les 3 diodes doivent rester allumées, sinon renouveler l'essai.

La **figure 6** illustre cette succession d'opérations.

Les essais entrepris avec une maquette étalonnée comme indiqué ci-dessus ont donné les résultats suivants :

— Pour des moteurs parfaitement réglés, on peut n'observer aucune déviation par rapport à la mesure à l'air libre.

— Pour des moteurs très mal réglés, il est fréquent de voir toutes les diodes s'allumer.

— Un moteur « moyen » produit une déviation comprise entre ces deux limites, qui peut donc être très bien interprétée.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

1 tête d'allume-gaz 4,5 V (Wonder) + douille.

Semiconducteurs :

- 1 UAA 180 Siemens.
- 1 TBA 221B Siemens.
- 1 0A 85.
- 1 zener 12 V 1 W (voir texte).
- 1 2N 3055 + radiateur.
- 12 LED'S couleurs au choix.

Potentiomètres :

- 2 ajustables 10 kΩ.
- 1 potentiomètre 1 kΩ 10 tours ou 1 tour avec démulti.

Résistances :

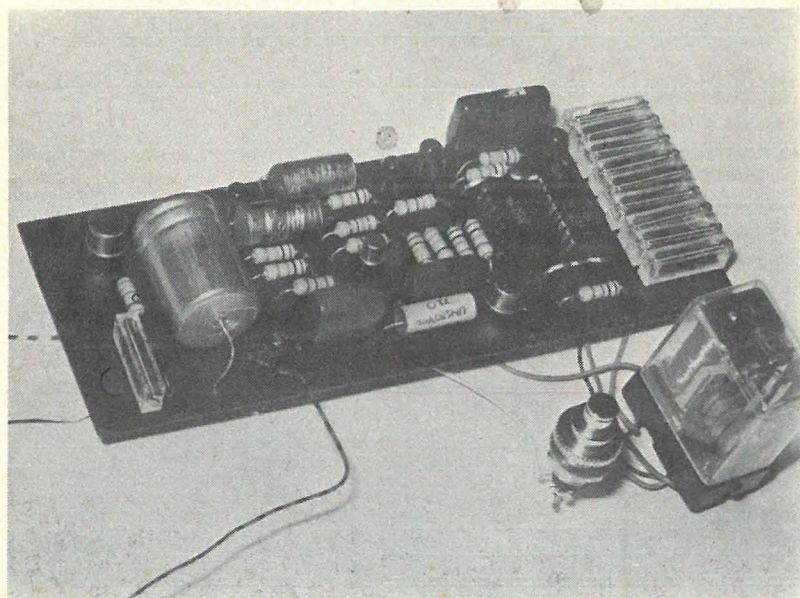
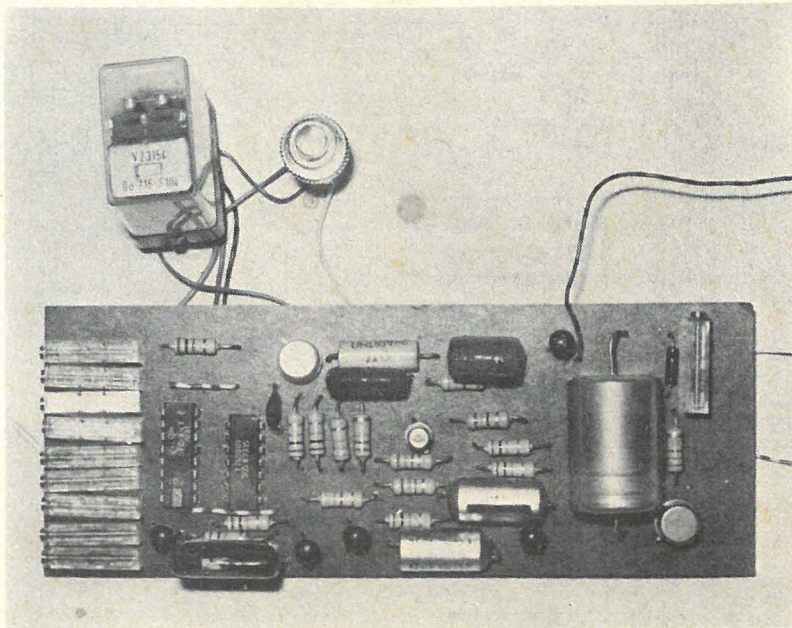
- 1 de 5 Ω (4,7 Ω) / 5 W.
- 5 % 1/2 W :
5 × 10 kΩ.
1 × 150 kΩ.
1 × 33 kΩ.
1 × 2,7 kΩ.

Fabricant des circuits intégrés :

Siemens SA division composants.
39-47, bd Ornano
93200 Saint-Denis.

MONTAGES PRATIQUES

Générateur de motif musical



à 9 notes

Prix approximatif
de cette réalisation :
150 F

Ce montage est destiné à délivrer un signal basse fréquence composé d'une suite de neuf notes de musique, réglable séparément par des résistances ajustables. L'ordre de départ est donné par la fermeture d'un contact pendant un court instant, et l'arrêt se fait automatiquement en fin de séquence. Le fonctionnement continu peut s'obtenir en maintenant fermé le contact de commande.

Deux notes successives pouvant être identiques, et un silence d'une durée équivalente à celle d'une note pouvant être prévu par suppression de la résistance correspondante, il est ainsi possible de programmer n'importe quel motif musical ne comportant pas plus de neuf notes (l'idéal étant de 6 à 8) avec diverses possibilités de rythme.

I. Fonctionnement

Le principe de ce dispositif ressemble à celui d'un orgue électronique simplifié, à ceci près que la succession des notes se fait automatiquement. Le schéma de principe est donné à la **figure 1**.

a. Le générateur de signaux BF

Le schéma retenu utilise un transistor unijonction (UJT) monté en oscillateur BF. Ce type de composant est d'un fonctionnement très sûr, et son utilisation est extrêmement simple.

Ce genre d'oscillateur à relaxation a la propriété de présenter une dérive très faible, tant avec le temps qu'avec la température. De ce fait, l'utilisateur un peu sensible à la justesse des notes émises n'aura pas besoin de réaccorder fréquemment l'appareil. Un autre avantage de l'oscillateur à UJT réside dans la forme des signaux émis (dents de scie), particulièrement riche en harmoniques, d'où une richesse de son des plus agréables.

Eventuellement, des filtrages appropriés peuvent permettre d'imiter plus précisément le son de certains instruments, notamment le biniou ou la cornemuse.

Le condensateur déterminant la fréquence du son émis se charge à travers un transistor PNP monté en générateur de courant (la dent de scie obtenue est donc quasi-linéaire).

C'est en faisant varier la résistance du bras inférieur du pont de base de ce transistor que l'on peut modifier dans une très large plage la fréquence du son, c'est-à-dire la hauteur de la note de musique générée.

Si l'on désirait réaliser un petit orgue électronique, c'est à ce niveau qu'il conviendrait de prévoir un clavier permettant de connecter à la masse la résistance pré-réglée correspondant à chaque note jouée. Dans le cas qui nous occupe, ces commutations doivent se faire successivement de façon entièrement automatique.

b. La logique de commande

Le clavier à commande automatique est constitué d'un circuit intégré du type 7441, habituellement utilisé comme décodeur

BCD/décimal commandant des tubes « Nixie ». Chacune des dix sorties de ce circuit est munie d'un transistor haute tension branché en collecteur ouvert. L'état actif d'une sortie est l'apparition du potentiel de la masse sur le collecteur du transistor correspondant. Le numéro (adresse) de la sortie qui doit être mise à la masse est à appliquer en binaire (BCD) sur 4 entrées de poids respectifs 1, 2, 4 et 8. Si l'on relie ces 4 entrées aux 4 sorties correspondantes d'une décade de comptage (7490), les 10 sorties du décodeur se verront « balayées » au fur et à mesure de la progression du compteur.

Ces sorties peuvent donc être utilisées pour commuter les résistances, en lieu et place d'un clavier manuel, à l'exception de l'une d'entre elles, matérialisant la position de repos (aucune note émise).

Les impulsions d'horloge déterminant la vitesse de comptage, donc le rythme du motif musical, sont fournies par un multivibrateur dont la fréquence est fixée par deux condensateurs de $47\mu\text{F}$ et par deux résistances de $10\text{ k}\Omega$ sur lesquelles on pourra agir pour modifier le rythme.

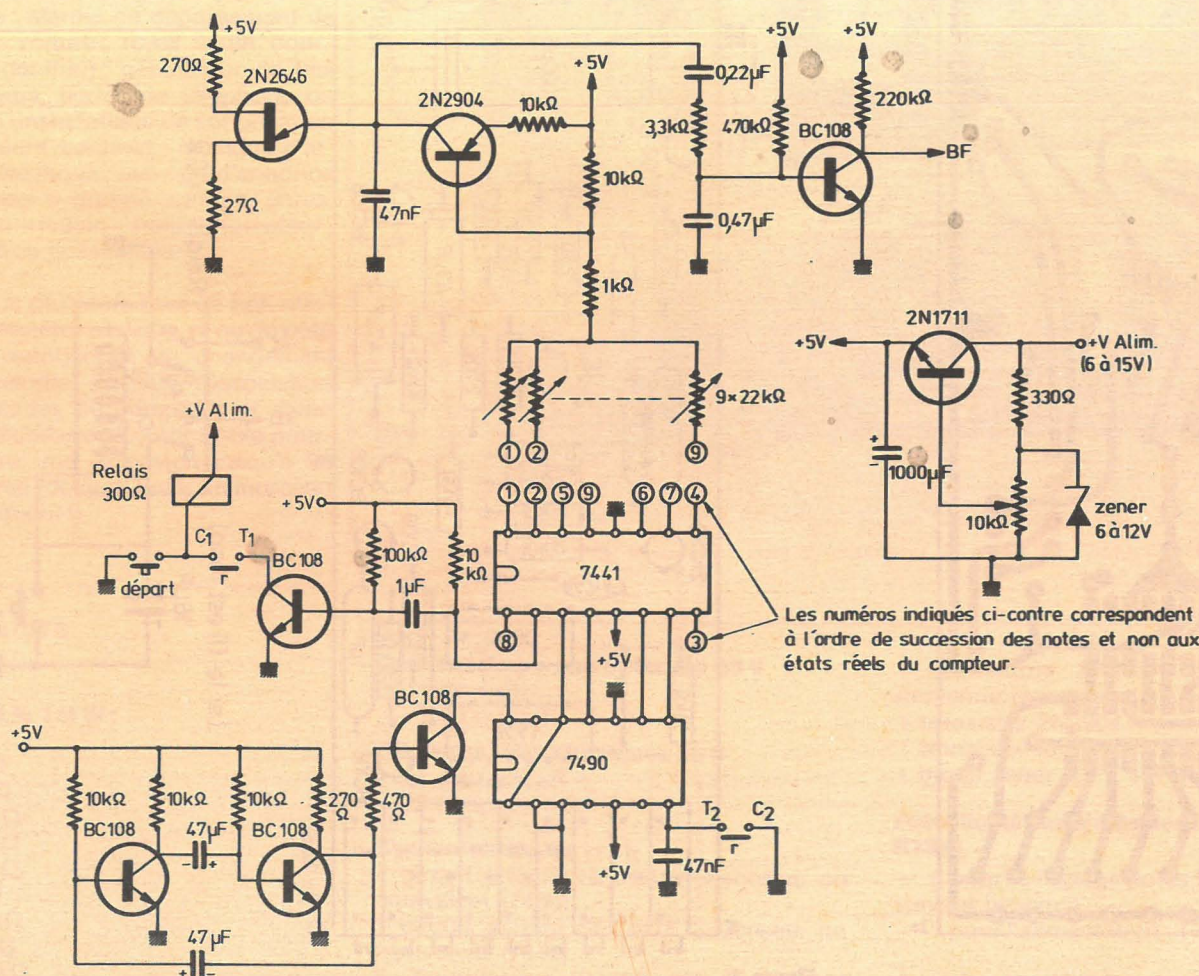


Figure 1

Les circuits décrits jusqu'à présent permettraient seulement un fonctionnement continu qui, s'il peut rendre certains services que nous détaillerons plus loin, serait vite lassant.

Un dispositif a donc été prévu pour déclencher sur ordre extérieur, un seul cycle débutant bien sûr toujours au commencement du motif musical :

Un contact d'un petit relais laisse, au repos, l'entrée « remise à 9 » de la décade en l'air, ce qui a pour effet de bloquer le comptage et de positionner le compteur dans l'état 9, choisi comme état de repos. Si maintenant on presse le poussoir « départ », le relais colle et s'auto alimente par son contact $C_1 T_1$, à travers le transistor BC 108, saturé par sa résistance de base de 100 k Ω . Le contact $C_2 T_1$ met maintenant l'entrée « RA 9 » à la masse, ce qui démarre le comptage. A la prochaine apparition de l'état 9, la sortie correspondante du décodeur vient à la masse ce qui, par l'intermédiaire du condensateur de 1 μ F, bloque un bref instant le transistor

de commande du relais, ce qui fait décoller ce dernier, interdisant ainsi un nouveau cycle si le poussoir « départ » n'est pas à nouveau pressé.

c. Les circuits annexes

Un transistor de moyenne puissance 2N1711 associé aux composants habituels constitue une petite alimentation stabilisée + 5 V permettant d'alimenter le module dans une large gamme de tensions redressées. Un transistor BC108, associé à quelques résistances et condensateurs amplifie et met en forme le signal BF recueilli sur l'émetteur de l'UJT (2N2646) avant d'attaquer n'importe quel ampli BF.

que à condition toutefois d'être compatible avec la tension d'alimentation choisie et de comporter au moins deux contacts « travail ») sont câblés sur un petit circuit imprimé dont la gravure ne pose pas de problème particulier, comme le montre la figure 2. Le plan de câblage de circuit et des composants annexes est donné à la figure 3. On soudera côte à côte le nombre de potentiomètres ajustables correspondant au nombre de notes désirés en omettant de câbler ceux correspondant aux silences éventuels. On remarquera que l'ordre de montage des potentiomètres est un peu différent de l'ordre dans lequel ils interviennent dans le fonctionnement du montage. Sans cet artifice, en effet, il aurait fallu recourir au circuit imprimé double face.

II. Réalisation pratique

Tous les composants (à l'exception du relais qui peut être pratiquement quelcon-

Il est vivement conseillé d'utiliser des potentiomètres ajustables **10 tours** pour s'assurer d'un confort de réglage maximum. Ne pas oublier de câbler les deux strappes d'alimentation et de masse.

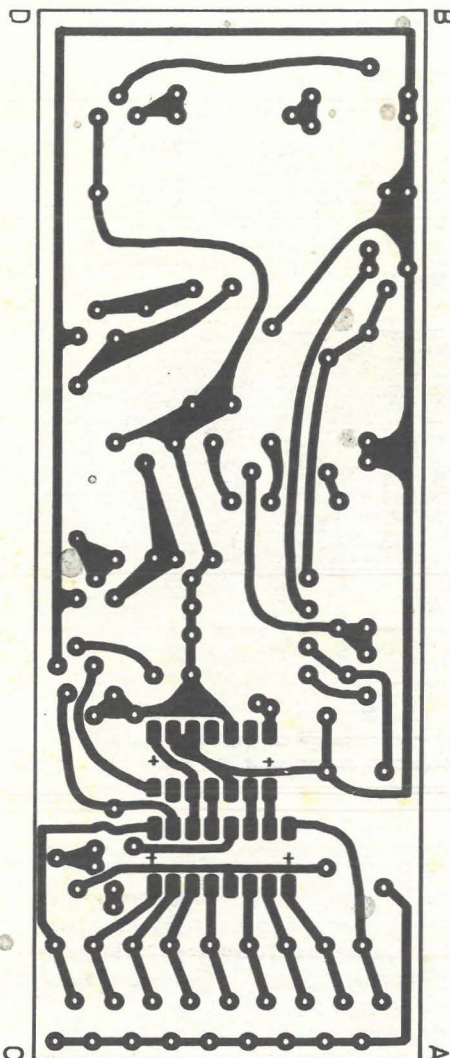


Figure 2

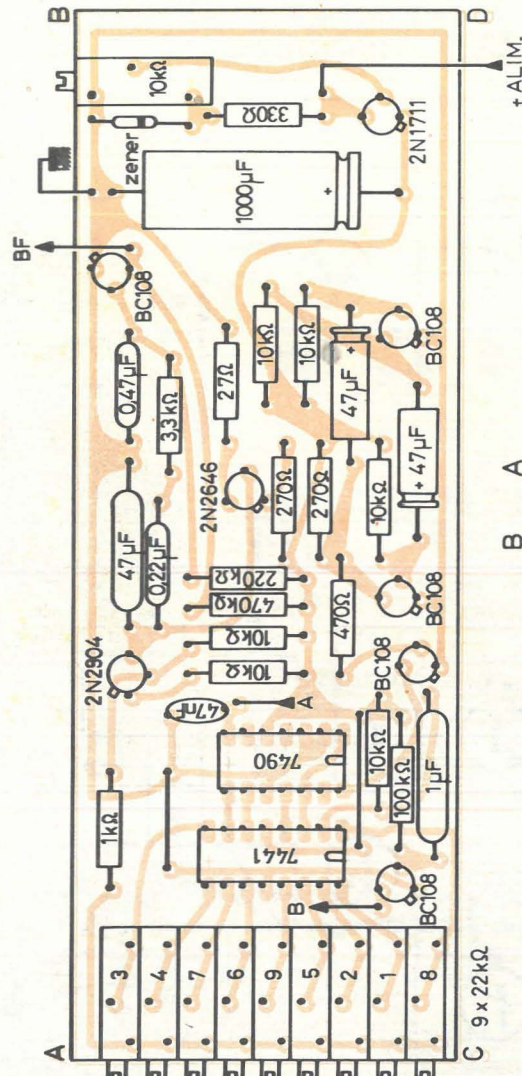
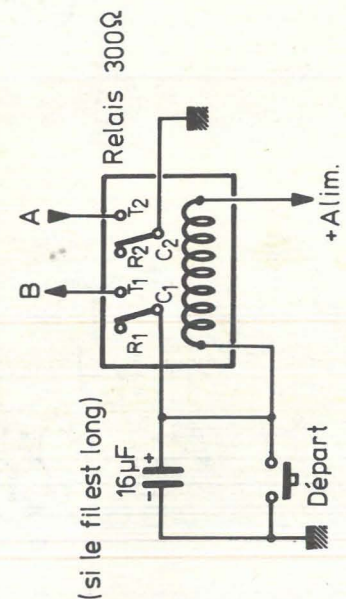
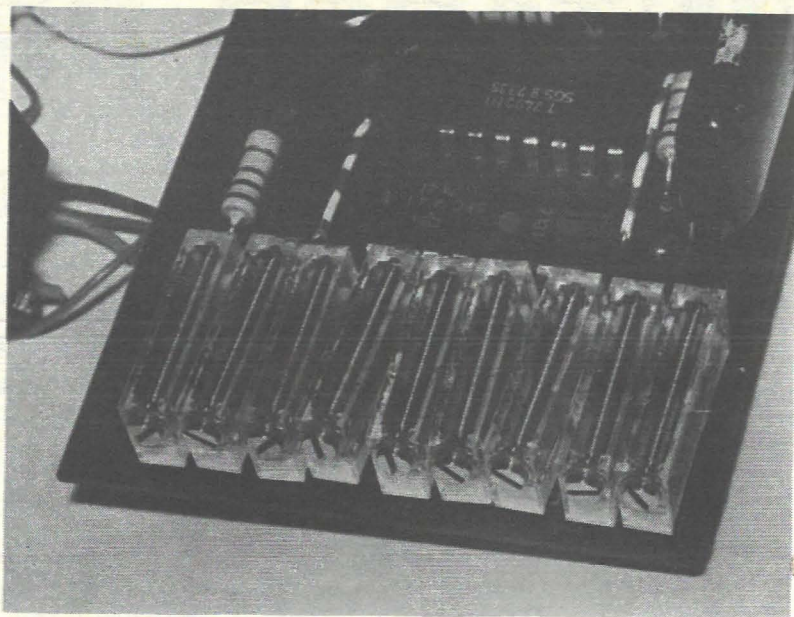


Figure 3



III. Mise au point

- 1° Tourner le potentiomètre d'alimentation jusqu'à ce que le curseur arrive à l'extrémité de la piste correspondant à la masse;
- 2° Mettre sous tension (6 à 15 V);
- 3° Régler l'alimentation pour obtenir 5 V aux bornes du condensateur de $1\,000\,\mu\text{F}$;
- 5° Renouveler l'opération autant de fois que nécessaire pour mener à bien le réglage de toutes les notes composant le motif choisi.



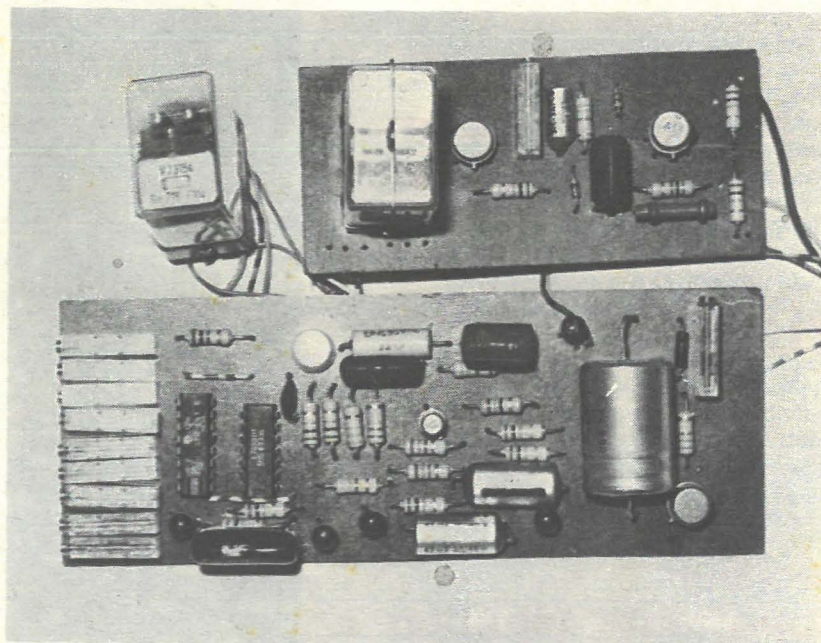
Les potentiomètres ajustables 10 tours permettant d'accorder les 9 notes. ◦

IV. Utilisations

Les applications d'un tel montage sont nombreuses, et nous n'en donnons ci-après qu'un bref aperçu, nullement limitatif :

Sonnette d'appartement ; sonnerie supplémentaire pour téléphone, en association avec le détecteur précédemment décrit ; animation musicale de jouets ; minuteur pour cuisine ; alarme de dépassement de vitesse pour voiture ; réveil matin (fonctionnement continu) ; générateur de test pour émetteurs, lignes de téléphone ou d'interphone, installations de sonorisation (fonctionnement continu) ; musique d'attente pour téléphone ; indicatif d'annonce pour magasins à grande surface, gares, etc... ; klaxon « italien » pour vélomoteur ; et bien d'autres possibilités.

Signalons que plusieurs jeux de potentiomètres peuvent être réalisés, et qu'un petit connecteur autoriserait un changement rapide de mélodie. De plus, l'association de deux décades de comptage et d'une matrice de décodage plus complexe pourrait permettre une extension jusqu'à 98 potentiomètres (de quoi jouer un morceau assez conséquent !)



Le générateur de motif musical associé au détecteur de sonnerie téléphonique décrit dans notre précédent numéro.

Nomenclature

Résistance 5 % 1/4 W :

- 1 de $27\,\Omega$
- 2 de $270\,\Omega$
- 1 de $330\,\Omega$
- 1 de $330\,\Omega$
- 1 de $470\,\Omega$
- 1 de $1\,\text{k}\Omega$
- 1 de $3,3\,\text{k}\Omega$
- 6 de $10\,\text{k}\Omega$
- 1 de $100\,\text{k}\Omega$
- 1 de $220\,\text{k}\Omega$
- 1 de $470\,\text{k}\Omega$

Condensateurs non polarisés 63 V

- 1 de $1\,\mu\text{F}$
- 1 de $0,47\,\mu\text{F}$

Condensateurs chimiques 15 V

- 1 de $1\,000\,\mu\text{F}$
- 2 de $47\,\mu\text{F}$

Semiconducteurs

- 1 circuit intégré SFC490E Sescossem ou équivalent (7490).
- 1 circuit intégré SFC441E Sescossem ou équivalent (7441).
- 5 Transistors BC108 ou équivalent approximatif (NPN Silicium usage général).

1 transistor 2N1711 ou équivalent moyenne puissance.

1 transistor 2N2904.

1 transistor 2N2646.

1 diode zener 0,4 à 1W 6 à 12 V.

Potentiomètres ajustables : 10 tours (MCB R19K)

— 9 pour le réglage notes : $22\,\text{k}\Omega$ (nombre suivant besoins).

— 1 pour l'alimentation : $10\,\text{k}\Omega$ (ou $22\,\text{k}\Omega$).

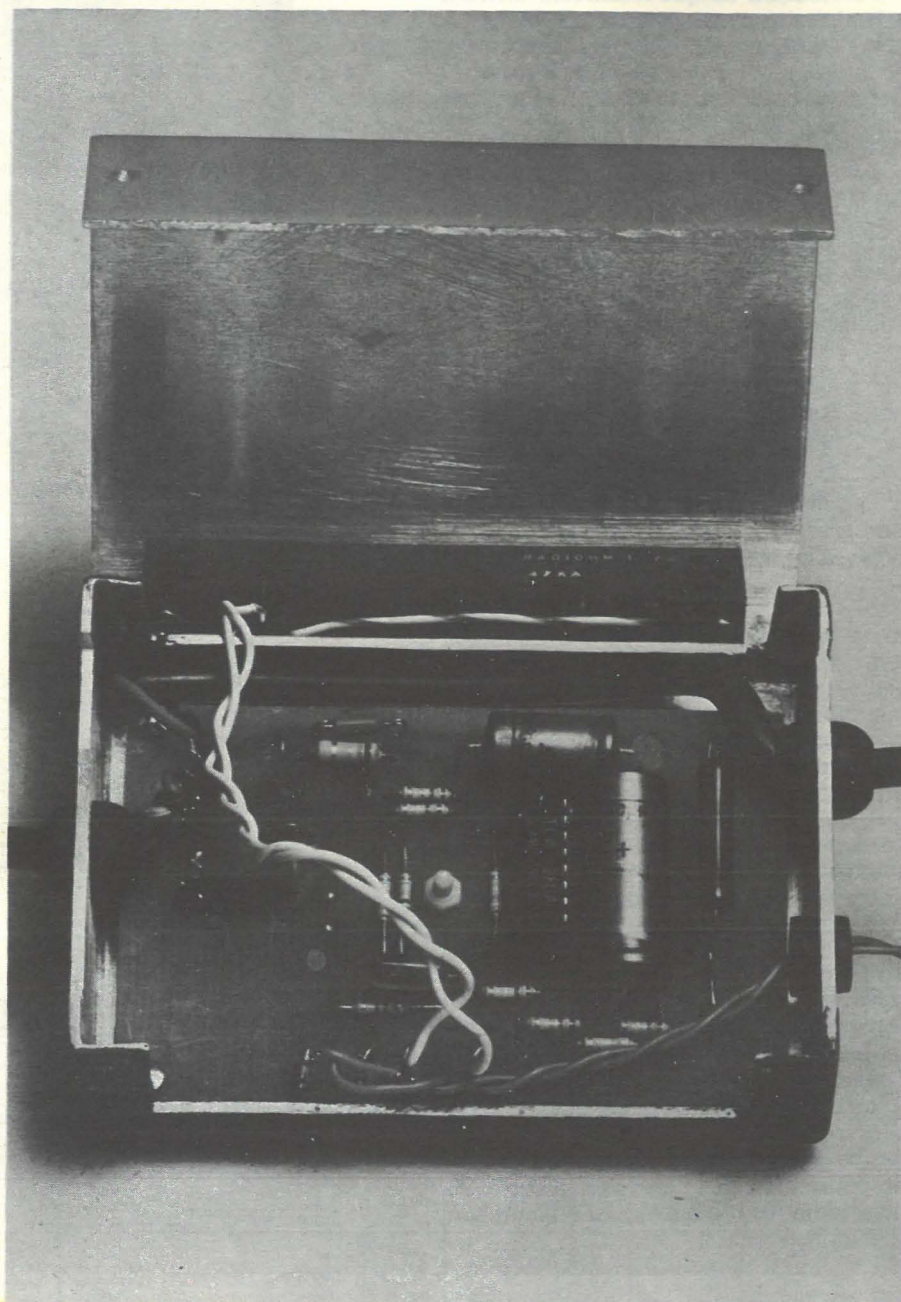
1 relais : 12 V/300 Ω (peu critique).

J. DU FOURQUET

MONTAGES PRATIQUES

THERMOSTAT ÉLECTRONIQUE MODULANT

- précision
- température régulière
- pas de parasite



Le thermostat électronique modulant ou proportionnel est aujourd'hui connu et apprécié car les avantages qu'il apporte par rapport au thermostat classique sont nombreux (ajustement plus précis de la température, diminution des consommations, température régulière de l'appareil de chauffage).

Le montage que nous allons décrire permet la commande d'appareil de chauffage ou de résistance chauffante, soit en partant directement du secteur 220 volts ou 110 volts, soit en utilisant un transformateur basse-tension. L'utilisation d'un circuit intégré spécialement conçu pour ce type d'application a permis de miniaturiser la réalisation définitive de l'appareil et d'éliminer pratiquement toute opération de mise au point et de réglage.

Principe

Les thermostats électroniques modulant se composent principalement de trois organes :

- une sonde de mesure,
- un circuit intégré de commande,
- un interrupteur statique (triac).

La sonde de mesure

La sonde utilisée est une résistance du type CYN (à coefficient de température négatif).

Cette résistance est placée dans un pont de mesure. Il apparaît une tension de déséquilibre entre les branches de ce pont en fonction de la température mesurée.

Le circuit intégré

Il est du type TCA 280A (fabricant RTC). Ce circuit permet de réaliser facilement la jonction de thermostat modulant, c'est-à-dire qu'il effectue une comparaison entre la tension de déséquilibre fonction de la température et une tension de référence continue sur laquelle est superposée une tension en « dent de scie ». Selon le résultat de cette comparaison, le circuit fournira ou non les impulsions de commande de l'interrupteur statique qui lui est associé. L'ensemble détermine un temps d'ouverture périodique pendant lequel la charge est alimentée, c'est-à-dire la valeur moyenne de la puissance dissipée dans cette charge.

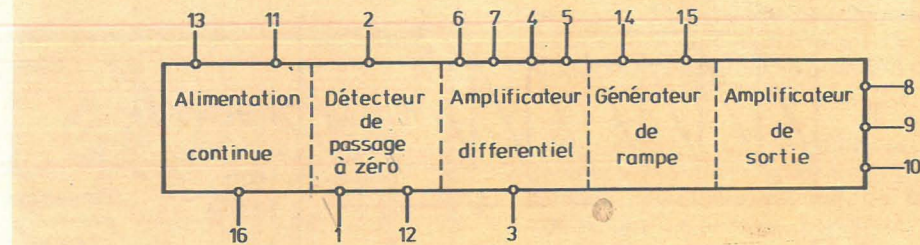


Figure 1

Interrupteur statique

Un triac reçoit les impulsions de commande du circuit intégré de façon à réaliser la fonction de commutation de puissance. Cette commutation est synchrone du secteur, c'est-à-dire que le changement d'état du triac s'effectue au moment où la tension secteur passe par zéro de façon à éviter la génération de parasites.

— un **générateur de rampe** fonctionnant en générateur de dents de scie, destiné à la commande proportionnelle au temps,

— un **amplificateur de sortie** amplifiant les impulsions de déclenchement pour alimenter la gâchette du triac.

Analyse du circuit

Le thermostat adopté est représenté à la figure 2. La commande de puissance dans la charge de sortie est effectuée par comparaison entre un niveau continu réglable par la résistance R_5 et une dent de scie fournie par le générateur de rampe.

La charge sera alimentée en permanence, tant que l'amplitude de la dent de scie reste inférieure à la tension continue sur l'autre entrée.

Si la tension en dent de scie devient, à un moment, supérieure à cette tension continue, la charge ne sera plus alimentée, jusqu'au retour à zéro de cette dent de scie (en fait, une tension continue superposée à cette dent de scie fait que la tension ne retombe pas tout à fait à zéro).

Fonctionnement du circuit intégré TCA280A

La figure 1 montre le synoptique de ce circuit qui est constitué des parties suivantes :

- une **alimentation continue** permettant une utilisation sur secteur (à travers une résistance évidemment),
- un **décteur de passage par zéro** de la sinusoïde destiné à la synchronisation du circuit de déclenchement,
- un **amplificateur différentiel**, utilisé en amplificateur à seuil, qui compare la tension de référence à la tension de déséquilibre, fonction de la température,

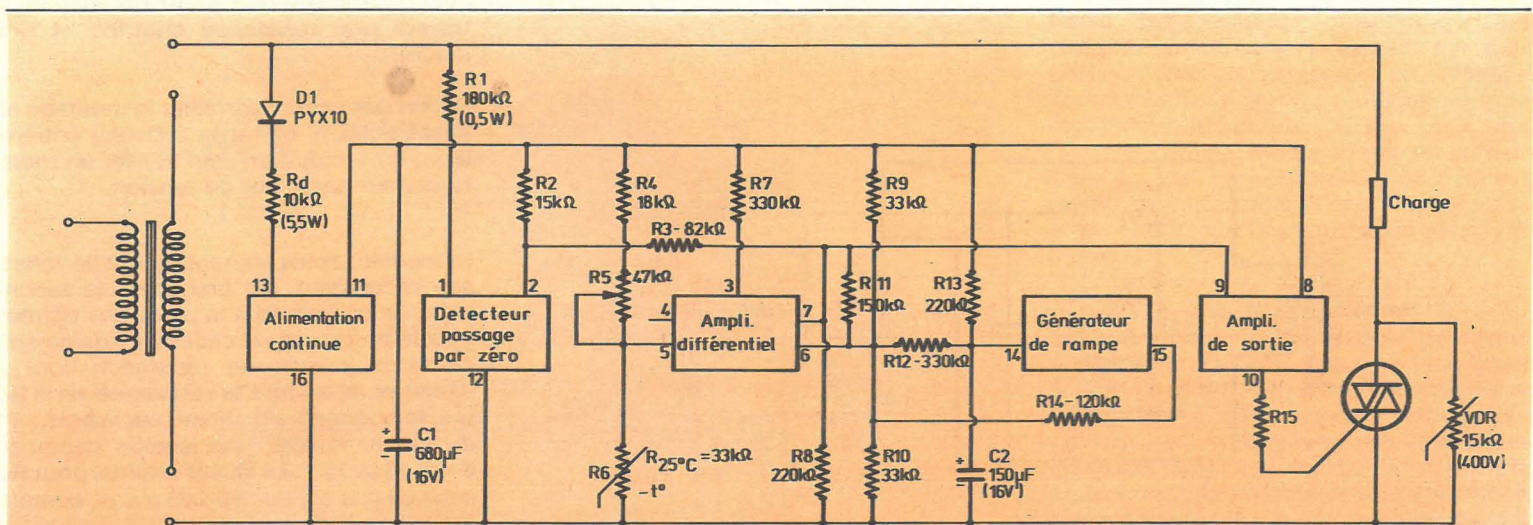


Figure 2

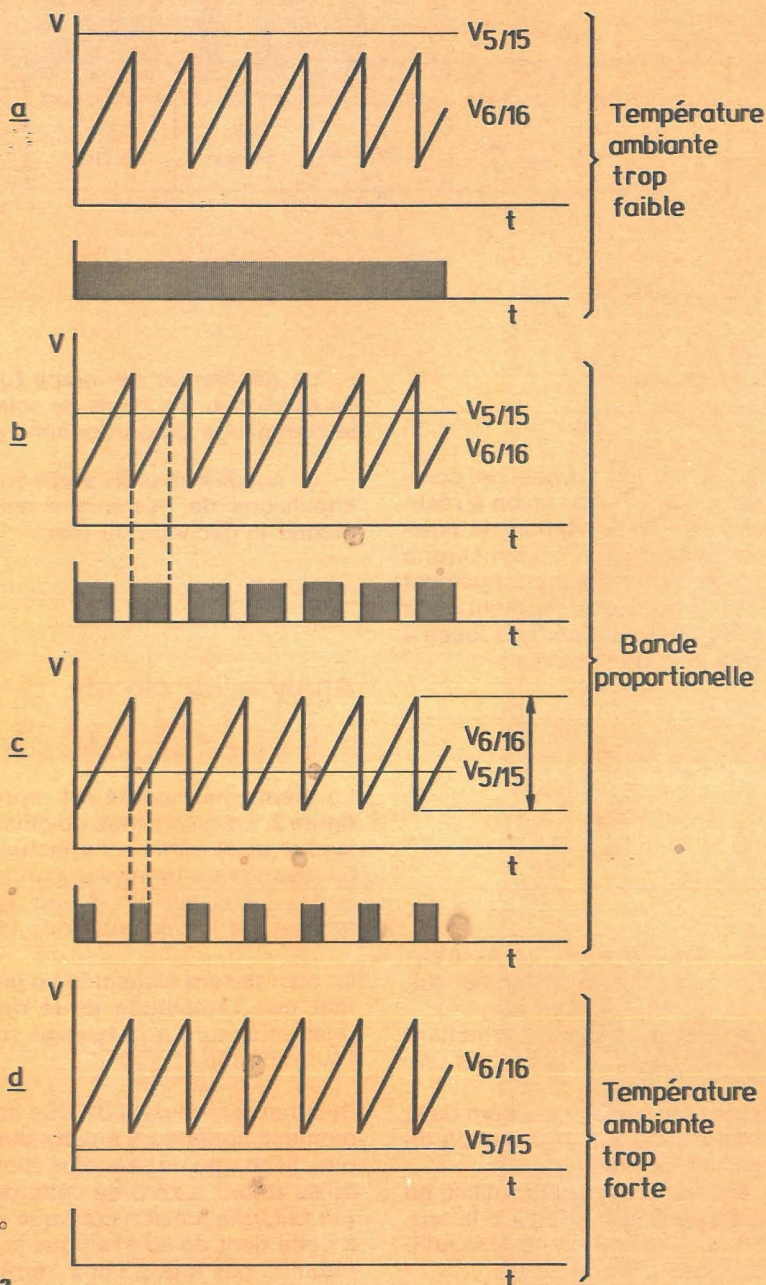


Figure 3

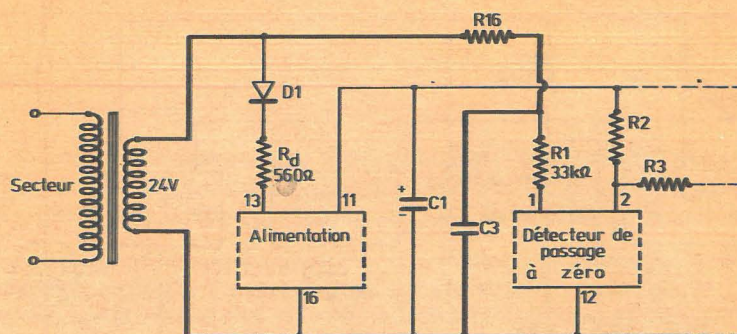


Figure 4

Enfin, dans le cas où la tension continue devient trop faible (cas d'une température mesurée trop élevée), le minimum de tension sur l'entrée du signal en dent de scie reste supérieur à cette tension continue et la charge ne sera plus alimentée du tout.

La figure 3 montre d'ailleurs les trois possibilités de fonctionnement. Ce système étant adapté aux commandes de température, le temps de réponse est relativement lent. En fait, la période de la dent de scie devra être d'environ 40 secondes (déterminée par C_2), ce qui reste inférieur à la constante de temps thermique des systèmes de chauffage.

Les résistances R_4 et R_5 , constituent, avec la thermistance CTN R_6 , un pont sensible aux variations de température.

Le potentiomètre R_5 sert à régler la tension correspondant à la température recherchée. Cette tension est appliquée à une des entrées de l'amplificateur différentiel (borne 5). Si cette tension est en dessous de celle de la borne 6 (déterminée pour la partie continue par le pont R_9-R_{10}), il ne peut se produire de déclenchement.

L'amplificateur de sortie, possédant un grand gain, commande la gâchette du triac. La borne de commande de cet amplificateur (borne 9) reçoit une tension négative lorsqu'il doit y avoir amorçage du triac. La borne 10 de sortie envoie alors un signal rectangulaire qui commande, à travers la résistance R_{15} de limitation de courant, la gâchette du triac. Une résistance VDR (variant en fonction de la tension) protège le triac contre d'éventuelles surtensions.

Utilisation avec transformateur

Le TCA280A a été étudié pour être alimenté directement à partir du secteur (à travers une résistance chutrice et une diode).

Si l'on désire faire travailler le montage en basse-tension, de façon à l'isoler entièrement du secteur, on peut utiliser un transformateur abaisseur de tension.

Le modèle le plus courant fournit 24 volts à son secondaire. On branchera le secondaire de ce transfo à la place des entrées « secteur » du cas précédent. Evidemment, certaines valeurs de résistance sont à diminuer, et surtout la résistance série R_d qui doit permettre d'obtenir sur la borne 11 du circuit intégré une tension comprise entre 13 et 15 V. La valeur retenue pour R_d dans ce cas est de $560 \Omega/3$ à 4 W, compte tenu que l'on peut alimenter des triacs nécessitant un courant de gâchette de 100 mA.

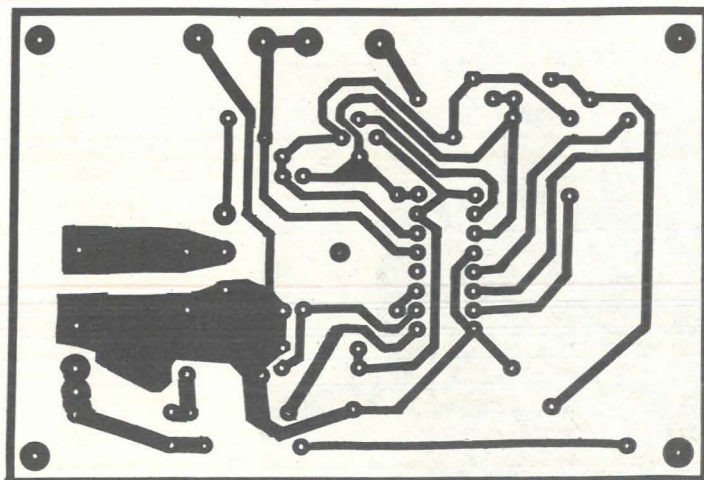


Figure 5

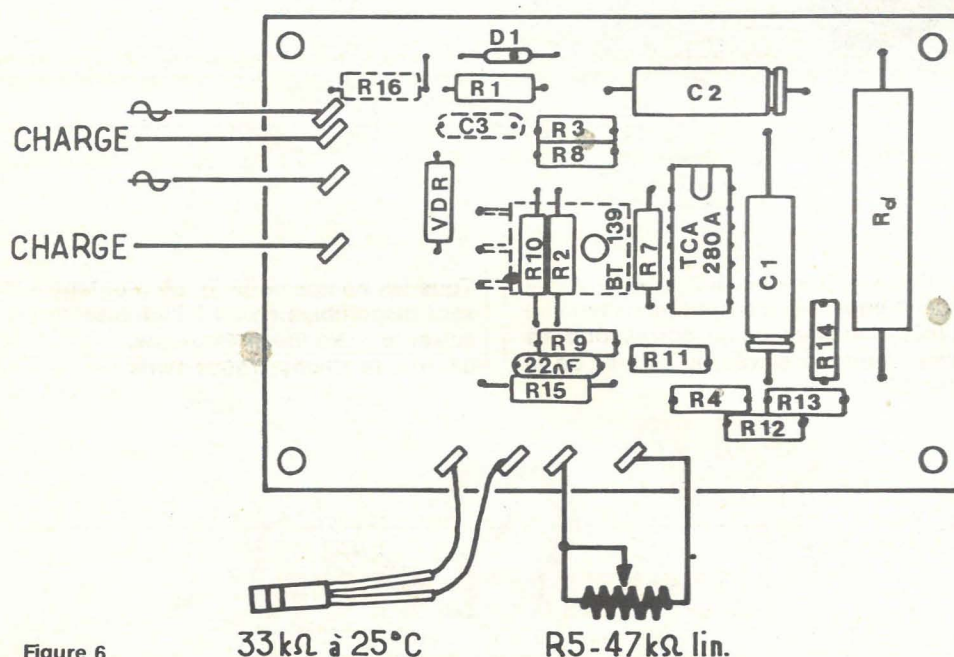


Figure 6

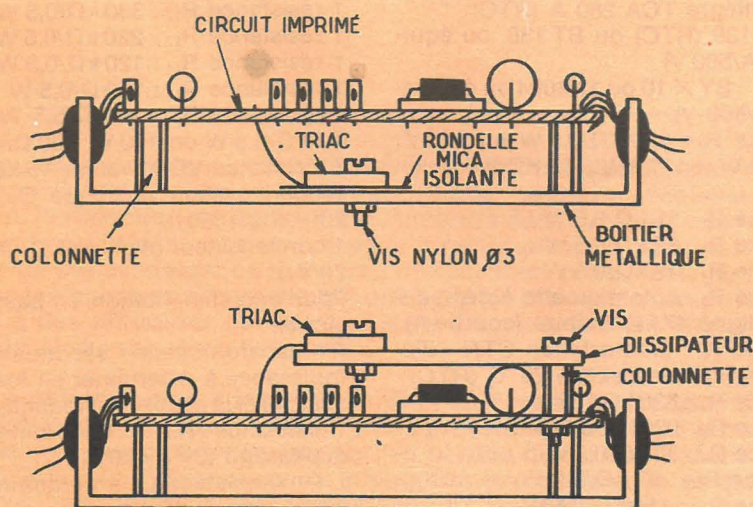


Figure 7

Il subsiste malgré tout un inconvénient à utiliser un transformateur : l'établissement en cours d'alternance du courant donne naissance à une surtension. Ce phénomène peut également se produire pour des charges de sortie inductives.

Dans ce cas, il faut modifier le schéma comme le montre la figure 4. On voit sur ce schéma que l'alimentation de la partie « détecteur de passage par zéro » se fait, en plus de la résistance série R_1 , par l'intermédiaire d'un réseau déphaseur $R_{16}-C_3$ qui effectue le retard nécessaire pour que l'impulsion de déclenchement coïncide réellement avec le passage à zéro de la sinusoïde. Les valeurs de ces deux éléments seront choisies en fonction du déphasage provoqué par la charge et le transformateur.

Réalisation

Tous les composants électroniques sont disposés sur un circuit imprimé dont la figure 5 donne la vue du côté cuivre.

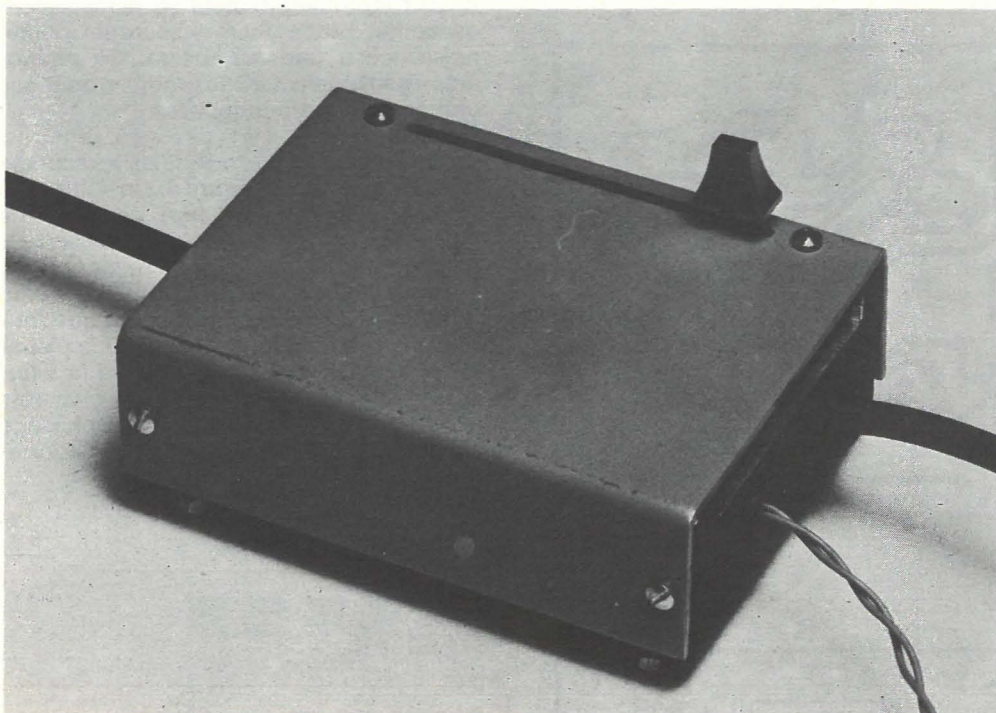
L'implantation des composants, dans le cas d'un branchement direct au secteur, est donnée à la figure 6.

Dans le cas d'une utilisation avec alimentation par transformateur basse-tension, il faudra ajouter la résistance R_{16} et le condensateur C_3 prévus d'ailleurs sur le circuit imprimé.

On supprime alors le strap reliant $D1$ à $R1$.

Le triac est câblé du côté cuivre de la plaque imprimée. On pourra ainsi le fixer mécaniquement contre le fond du boîtier à l'aide d'une vis isolante (nylon) et d'une rondelle en mica isolante également. Toutefois, cette solution présente certains dangers concernant l'isolement par rapport au boîtier (nous sommes en présence du secteur) et il serait souhaitable que le dissipateur thermique du triac soit une pièce mécanique indépendante du boîtier. Dans ce cas, on peut utiliser (et cela est même conseillé) un boîtier en matière isolante. Les 2 solutions sont illustrées par la figure 7.

Le coffret utilisé pourra être de forme quelconque. On plantera en face avant le potentiomètre R_S qui sera de préférence un modèle à déplacement rectiligne du curseur. Il est recommandé d'effectuer quelques trous ou ouïes d'aération dans le coffret de façon à obtenir une ventilation interne nécessaire à cause de la chaleur dissipée par la résistance R_d et éventuellement le triac.



Le montage terminé dans son boîtier. Les faibles dimensions de celui-ci permettent son implantation dans un endroit discret.

Réglage

Aucun réglage n'est nécessaire pour ce montage. Seul, un étalonnage du potentiomètre R5 doit être effectué.

On repérera sur la course de ce potentiomètre les différentes températures que l'on aura déterminées par mesures comparatives avec un thermomètre.

Un voltmètre branché aux bornes de la charge indiquera le moment où celle-ci ne sera plus alimentée, ce qui correspondra à la température prélevée au niveau de la sonde CTN.

Tous les composants de ce montage sont disponibles en kit à l'adresse suivante : Omnitech Boutique, 82, rue de Clichy, 75009 Paris

NOMENCLATURE

1 circuit intégré TCA 280 A (RTC)
 1 triac BT 139 (RTC) ou BT 138, ou équivalent (15A/500 V)
 1 diode D₁ : BY × 10 ou 1N4004 ou équivalent (15 A/500 V)
 1 résistance R₁ : 180 kΩ/0,5 W en 220 V ; 100 kΩ/0,5 W en 110 V ; 33 kΩ/0,5 W en 24 V
 1 résistance R₂ : 15 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₃ : 82 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₄ : 18 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₅ : potentiomètre à déplacement rectiligne 47 kΩ linéaire (courbe A)
 1 résistance R₆ : thermistance CTN « disque » de résistance 33 kΩ à 25 °C (RTC)
 1 résistance R₇ : 330 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₈ : 220 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₉ : 33 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₁₀ : 33 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₁₁ : 150 kΩ/0,5 W

1 résistance R₁₂ : 330 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₁₃ : 220 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₁₄ : 120 kΩ/0,5 W
 1 résistance R₁₅ : 150 Ω/0,5 W
 1 résistance R_d : 10 kΩ/5,5 W en 220 V ; 4,7 kΩ/5,5 W en 110 V ; 560 Ω/4 W en 24 V
 1 résistance VDR : valeur 15 kΩ à 400 V
 1 condensateur chimique C₁ = 680 μF/16-20 V (ou 1000 μF)
 1 condensateur chimique C₂ = 150 μF/16-20 V
 Pour une alimentation en basse-tension, ajouter :
 1 transformateur secondaire 24 volts (puissance à déterminer en fonction de la charge) si la charge est inductive, ajouter :
 1 résistance R₁₆ à déterminer selon le déphasage (39 à 470 kΩ)
 1 condensateur C₃ à déterminer selon le déphasage (1 nF à 1 μF)

TOUJOURS
DISPONIBLE :



F3

troisième édition en français de
VHF COMMUNICATIONS

31 F (port compris)

F1 ... 17 F - F2 ... 20 F - F3 ... 31 F

Les 3 numéros avec une reliure
70 F (+ 4 F de Port)

● Pas d'envoi contre-remboursement.

Sommaire des 3 éditions et tarif des KITS contre enveloppe
timbrée à 0,85 F.

Nombreux livres techniques en Anglais (liste sur demande
ou jointe au sommaire des Editions en Français de VHF).

F5SM, Christiane MICHEL

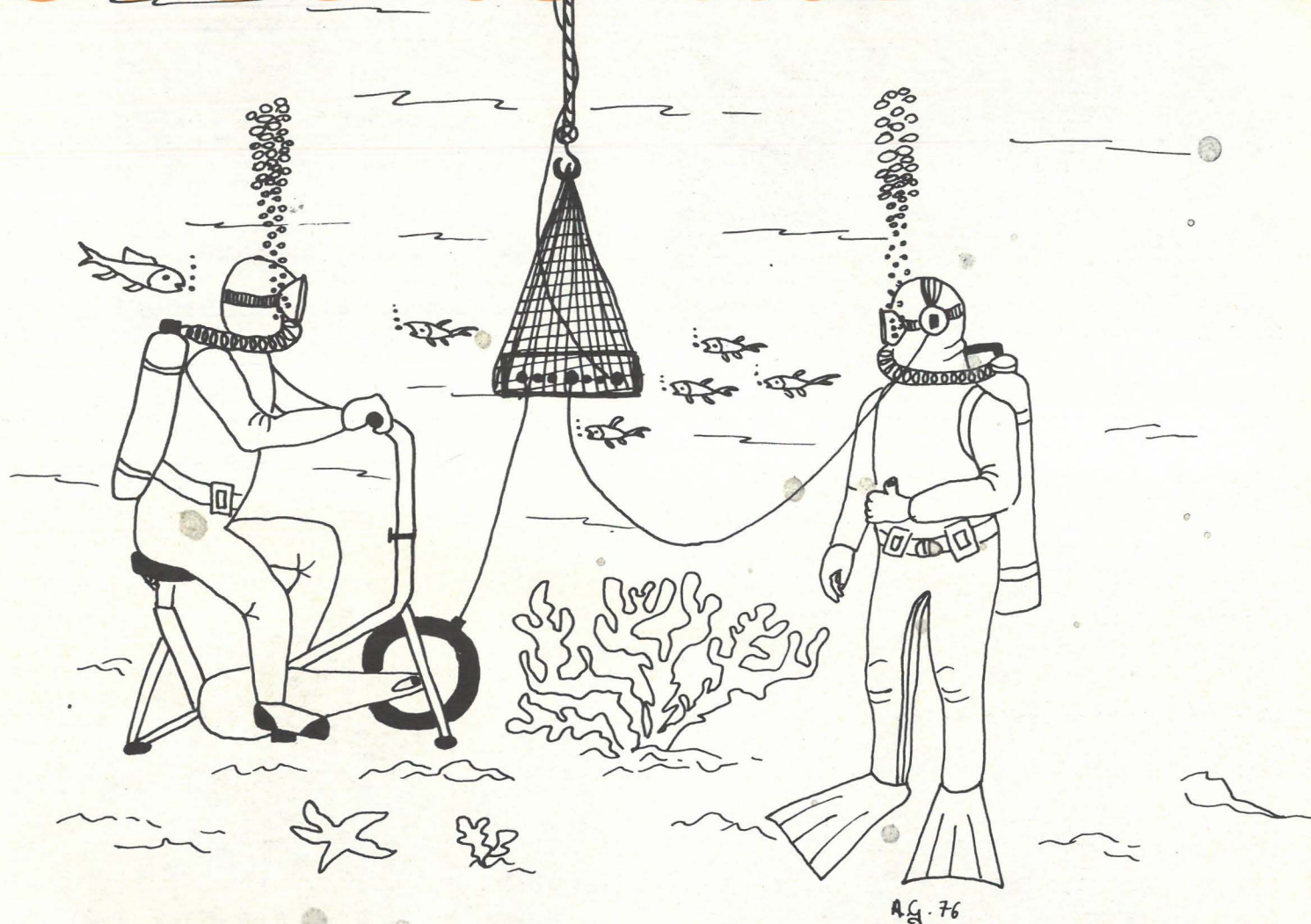
89117 PARLY

C.C.P. PARIS 16219-66

GRANDE PREMIERE R.P.

le tuner

sous la manche



Ecouter la radio tout en travaillant, quoi de plus naturel ? Depuis le développement prodigieux des récepteurs à transistors, chacun emporte partout avec soi cette précieuse source de musique et d'information. Cependant, la rédaction de Radio-Plans, toujours désireuse de trouver des solutions élégantes et électroniques aux grands problèmes de notre époque a remarqué qu'il subsistait une catégorie professionnelle ne bénéficiant pas de cet avantage, ce qui paraît difficilement concevable au 20^e siècle. Il faut bien remarquer, en effet, que tous les hommes-grenouille qui ont tenté de plonger en emportant avec eux leur poste de radio se sont heurtés à des difficultés qui leur ont paru insurmontables : étanchéité de l'appareil, propagation des ondes de radio et du son dans l'eau, etc...

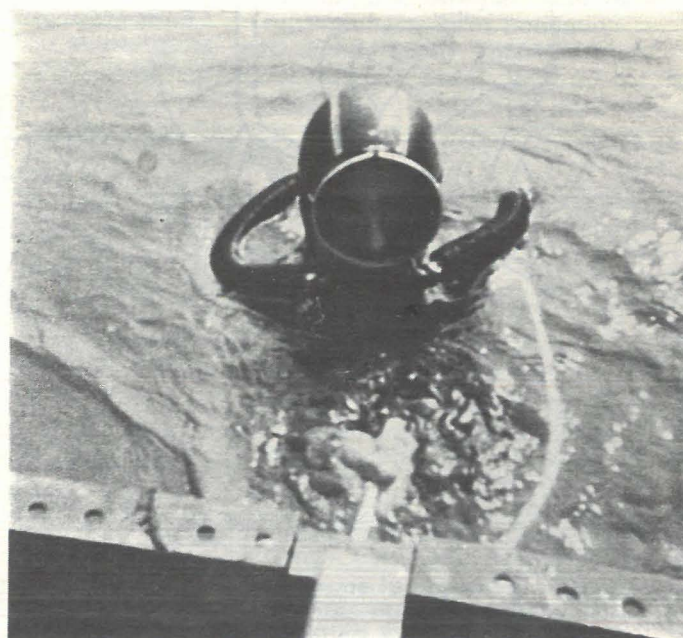
Le problème, ardu, il faut bien le dire, était posé ; nous nous devons de lui trouver une solution pleinement satisfaisante, et nous pensons y être parvenus, comme en témoigne le reportage (exclusif) qui va suivre. Les lecteurs pourront remarquer sur les photos qui le composent que les moyens mis en œuvre ont été assez considérables. Beaucoup de plongeurs professionnels et amateurs ont en effet répondu à notre appel, conscients de tout ce que cette expérience unique en son genre pouvait leur apporter.



1. Vue générale des bâtiments et du matériel utilisé pour cette grande première.



2. Ce scaphandrier prépare l'immersion du tuner qui, guidé par des cordages, va aller rejoindre l'équipe déjà au travail. Il subviendra ensuite aux besoins du tuner en électricité en pédalant sur la génératrice. (Photo Sotraplex.)



3. La cagoule de cet homme-grenouille est munie intérieurement de deux capsules d'écouteur dynamique miniaturisées. (Photo Sotraplex.)

le tuner sous la manche

LE TUNER SOUS LA MANCHE

Le matériel utilisé a été choisi parmi ce que les techniques de pointe nous offraient de mieux : l'ampli-tuner, utilisant la technique modulaire très appréciée de nos lecteurs, et réalisé uniquement à l'aide de circuits intégrés à dû être câblé selon le procédé dit de « soudure à la vague » dont la fiabilité est bien connue dans le secteur professionnel. L'étanchéité du boîtier a été particulièrement soignée, afin de permettre une immersion à de grandes profondeurs. Une cagoule spéciale, munie d'écouteurs dynamiques ultra miniaturisés permet à l'heureux bénéficiaire de tout ce travail d'écouter dans les meilleures conditions les programmes stéréophoniques diffusés en FM. Le problème de l'alimentation électrique pouvait être résolu de deux façons différentes : amener l'énergie directement à partir du bâtiment océanographique que le capitaine Costaud avait fort aimablement mis à notre disposition, au moyen d'un câble jumelé avec le coaxial qui devait de toute façon être prévu pour acheminer les signaux provenant de l'antenne à 3 éléments montée sur une bouée, en surface. Cette solution a finalement été abandonnée, car le secteur électrique du navire étant de 110 V continu, un convertisseur intermédiaire aurait été nécessaire pour obtenir du 220 V 50 Hz.

La solution retenue assure l'autonomie complète de l'équipe de plongeurs : elle consiste en effet à faire pédaler l'un des équipiers sur une génératrice analogue aux équipements militaires utilisés dans les transmissions.

Les premiers essais ont montré que malgré la nécessité d'affecter en permanence un plongeur à la fourniture d'énergie, le rendement des autres scaphandriers augmentait considérablement du fait du programme musical dont ils bénéficiaient. Le bilan est finalement positif : à équipe identique, la somme de travail accompli est supérieure lors de l'utilisation du tuner.

Voilà qui devrait inciter bien des hommes-grenouille à tenter eux aussi cette expérience très fructueuse sur tous les plans. N'est-il pas agréable de travailler en musique, même au monde du silence ?

Nous tenons à remercier la Société de travaux sous-marins SOTRAPLEX, du Havre, pour l'aide précieuse qu'elle nous a apportée lors de la réalisation de ce reportage.

O. DEMAIRE



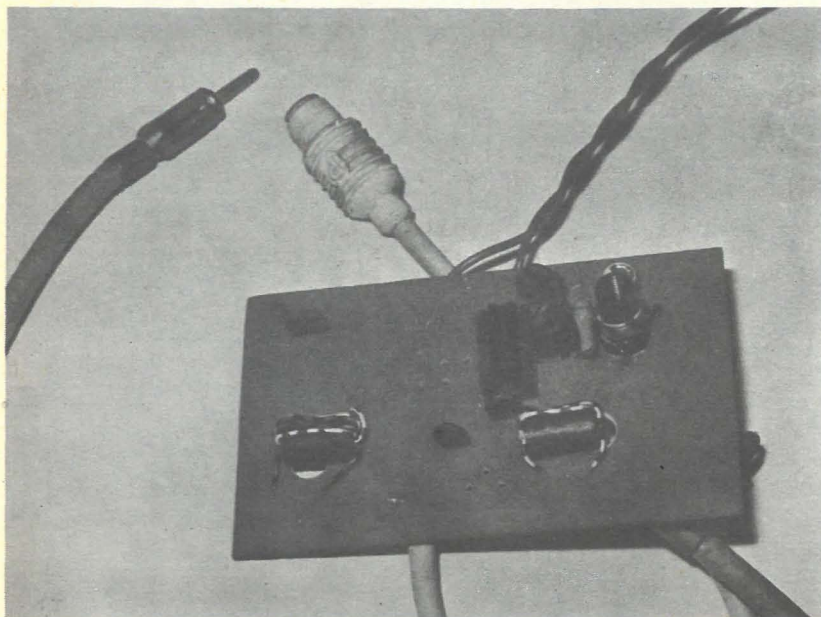
4. Ce plongeur, avant d'aller rejoindre son équipe, vérifie le coaxial d'antenne au fur et à mesure de son immersion.



5. Seul le procédé de soudure à la vague pouvait conférer aux modules du tuner une robustesse compatible avec une utilisation aussi inhabituelle.

Les électroniciens ont, eux aussi, besoin de détente. C'est pourquoi nous passons de temps à autre dans nos colonnes, un article empreint de bonne humeur, comme ce tuner sous la Manche. N'hésitez pas, vous aussi, à nous envoyer un article humoristique. N'hésitez pas non plus à nous faire parvenir des articles plus sérieux ; nous sommes friands de l'un et de l'autre.

MONTAGES PRATIQUES



Convertisseur H.F. universel

Les convertisseurs sont d'un usage assez courant en réception d'amateur, car ils permettent, avec un minimum de matériel, de recevoir un maximum d'émissions.

Un convertisseur idéal permettrait, en le branchant entre une antenne et un récepteur quelconque, de recevoir n'importe quelle émission, quelle que soit sa fréquence, en combinant les réglages du récepteur et du convertisseur.

Notre but est ici de décrire un circuit « passe partout » permettant de réaliser toute une gamme de convertisseurs opérant sur les fréquences les plus diverses, et même de se rapprocher de ce convertisseur idéal en prévoyant plusieurs blocs de bobinages commutables. En effet, les trois circuits accordés rentrant dans la composition de ce dispositif sont les seuls éléments à modifier pour changer de bande de fréquence.

Principe de fonctionnement

Un convertisseur de bande utilise le même procédé de changement de fréquence que l'étage oscillateur-mélangeur d'un récepteur superhétérodyne classique : un mélangeur réalise un battement entre la fréquence incidente F_i et la fréquence locale F_l , générée par un oscillateur dit oscillateur local, pour donner les composantes somme et différence $F_i + F_l$ et $F_i - F_l$.

Un choix judicieux de F_l permet de faire tomber $F_i + F_l$ ou $F_i - F_l$ dans la gamme normalement couverte par le récepteur que l'on veut adapter à la fréquence F_i en provenance de l'antenne (réception par double changement de fréquence).

Si maintenant on désire balayer une gamme de fréquences autour de F_i , on peut au choix faire varier la fréquence de l'oscillateur local ou changer l'accord du récepteur, ou encore combiner ces deux procédés.

Le circuit décrit dans ces lignes et qui est reproduit à la **figure 1** fait usage d'un circuit intégré spécial de Siemens, le SO42 P, réalisant les fonctions d'oscillateur et de mélangeur jusqu'à une fréquence de 200 MHz, ce qui couvre la quasi-totalité des bandes « amateur », y compris le 144 MHz, et plusieurs bandes commerciales intéressantes (aviation, marine, etc.). Ce circuit contient un modulateur en

anneau, très utilisé en technique professionnelle, et un oscillateur symétrique à deux transistors servant de générateurs de courant au modulateur en anneau.

Cet ensemble, alimenté symétriquement par le signal provenant de l'antenne, constitue donc un oscillateur-mélangeur de très haute qualité. Le schéma d'utilisation comprend trois circuits accordés : l'un sert à fixer la fréquence de l'oscillateur local, et peut être remplacé par un quartz si l'on désire un fonctionnement avec F_l fixe.

Le second réalise le passage dissymétrique/symétrique entre l'antenne et le

modulateur en anneau, et le troisième sert à extraire la composante somme en différence du produit du battement de F_i avec F_l . Ces deux derniers circuits, s'ils sont accordés avec soin, permettent d'obtenir les performances optimales du montage ; dans ce cas, bien sûr, il faut prévoir un condensateur variable extérieur à la place des ajustables d'origine si l'on désire balayer une large gamme de fréquences. Toutefois, dans les cas où une légère perte de sensibilité est tolérable, et spécialement en VHF, il est possible de disposer en entrée et en sortie des circuits très amortis, voire apériodiques (transfos sur perles de ferrite) et de caler l'oscillateur sur une fréquence fixe afin de balayer une bande de fréquence en agissant seulement sur la commande d'accord du récepteur.

De cette façon, par exemple, on peut balayer une partie de la bande III de télévision avec un récepteur FM normal associé à ce convertisseur.

Réalisation pratique

Le montage est câblé sur un circuit imprimé facile à reproduire, dans lequel des trous de $\varnothing 8$ mm ont été prévus pour la fixation de mandrins destinés à supporter les bobinages accordés. On peut voir la face cuivrée de ce circuit à la **figure 2** et l'implantation des composants à la **figure 3**. Si l'on choisit d'utiliser des transfos à perles de ferrite, ils seront réalisés en bobinant deux spires pour chaque enroulement dans une grosse perle cylindrique (longueur 15 mm, $\varnothing 8$ mm, $\varnothing$ tron 4 mm). On utilisera alors du fil de câblage rigide assez fin.

La réalisation pratique des bobinages nécessaires ne pose pas de problème majeur : les enroulements de couplage ne comporteront que quelques spires, et la prise intermédiaire du bobinage oscillateur sera prévue au tiers du nombre de spires choisis.

La détermination exacte du nombre de spires de chaque bobine se fera expérimentalement, sur des stations puissantes, ou mieux, avec un générateur HF/VHF modulé branché à l'entrée antenne.

Utilisation

Ce montage est à intercaler entre l'antenne et la prise antenne ou « antenne voiture » d'un récepteur AM ou FM suivant les émissions à recevoir. Surtout si la

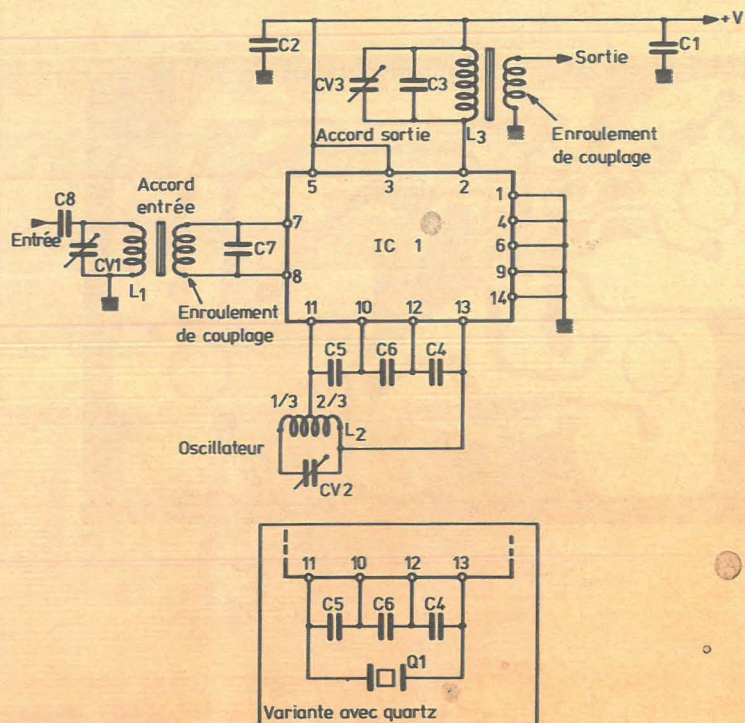
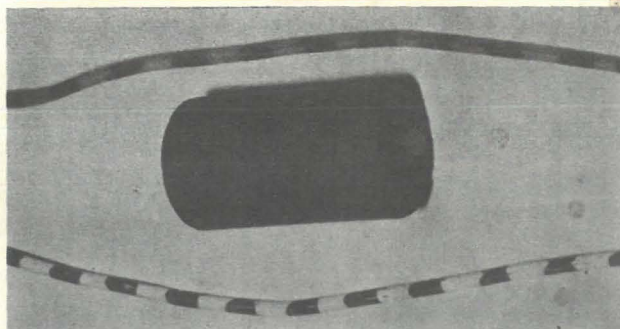
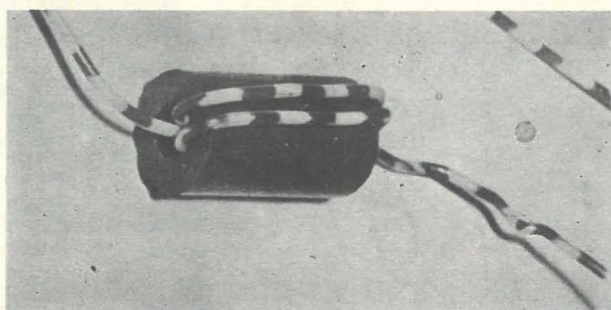


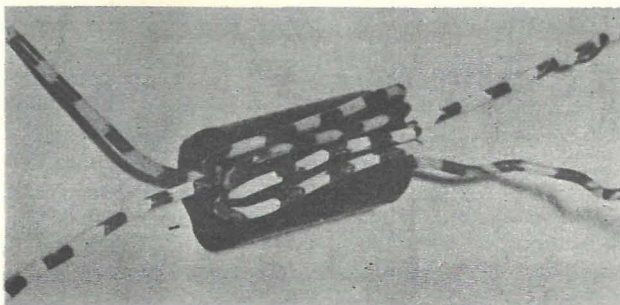
Figure 1



La perle de ferrite et les fils servant à réaliser un transformateur d'entrée ou de sortie apériodique.



Bobinage du premier enroulement.



Un transformateur apériodique terminé.

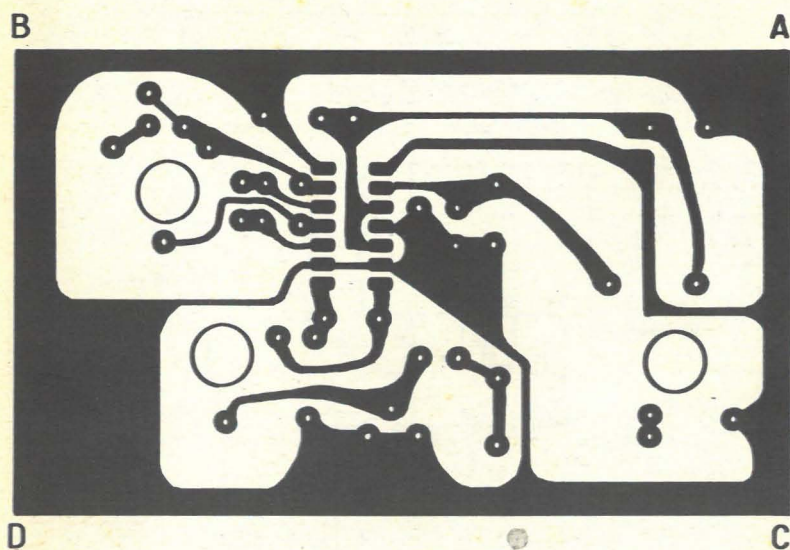


Figure 2

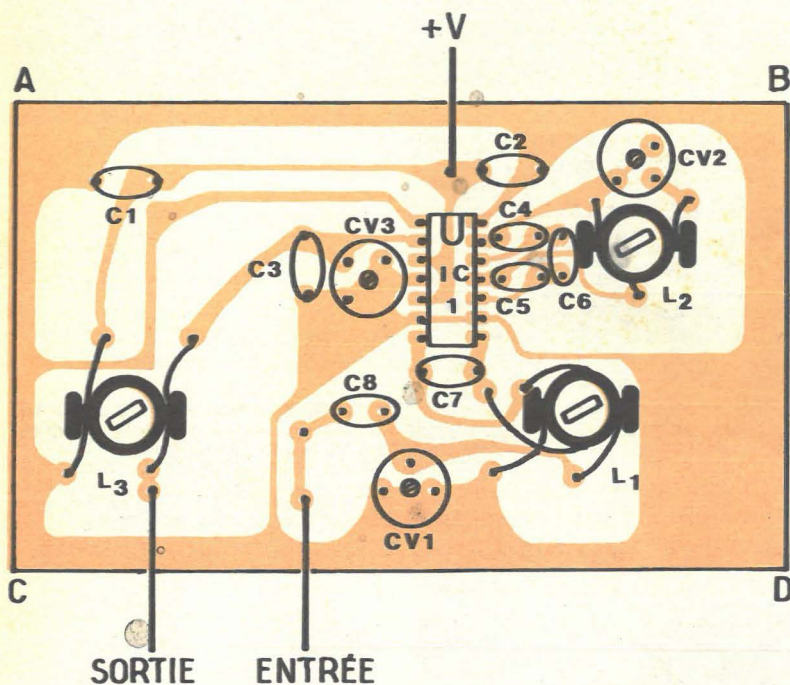
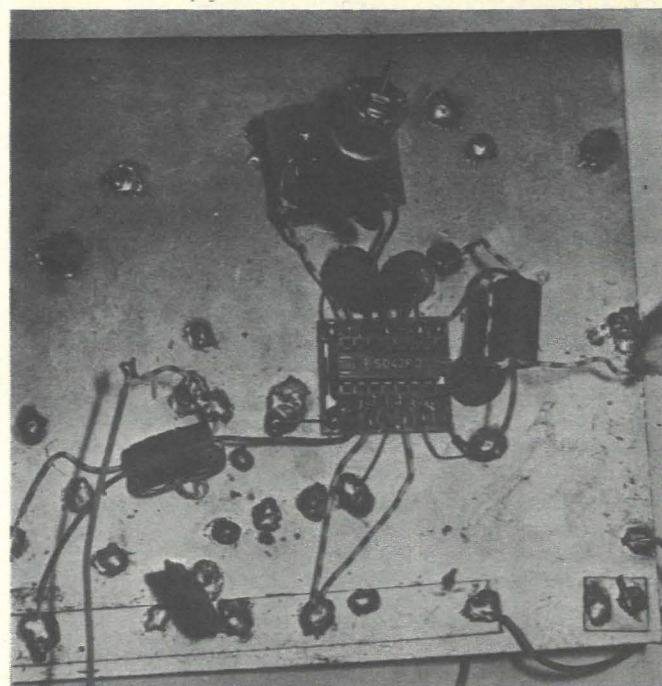
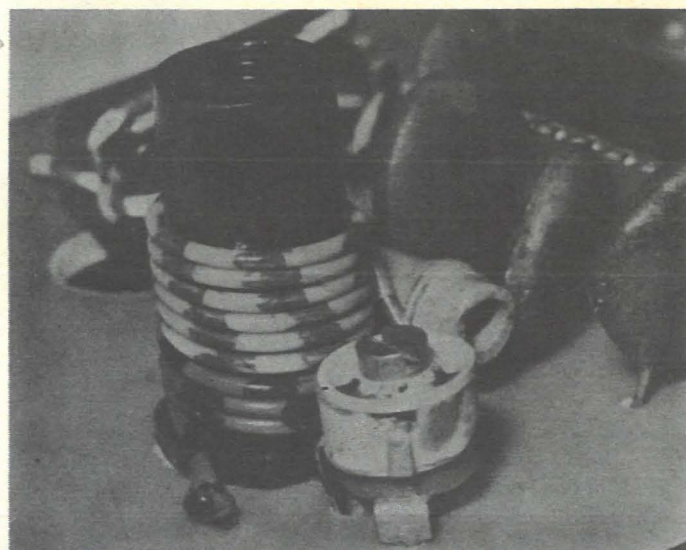


Figure 3



Le montage d'essai du convertisseur à entrée et sortie apériodiques.



Le bobinage oscillateur et son C.V. d'accord (mandrin 8 mm).

recherche des stations s'effectue au moyen du CV du récepteur, il faut débrancher toute antenne incorporée (télescopique, cache ferrite, etc.) et blinder soigneusement le fil d'entrée. Le convertisseur sera avantageusement placé dans un boîtier métallique relié à la masse.

L'alimentation pourra se faire à partir du récepteur, à travers une résistance de $470\ \Omega$ à $4,7\ k\Omega$ (5 à 15 V, négatif à la masse). Un dernier point : il peut être utile d'intercaler un condensateur de 10 à $470\ pF$ entre le convertisseur et la prise d'antenne du récepteur.

Nomenclature

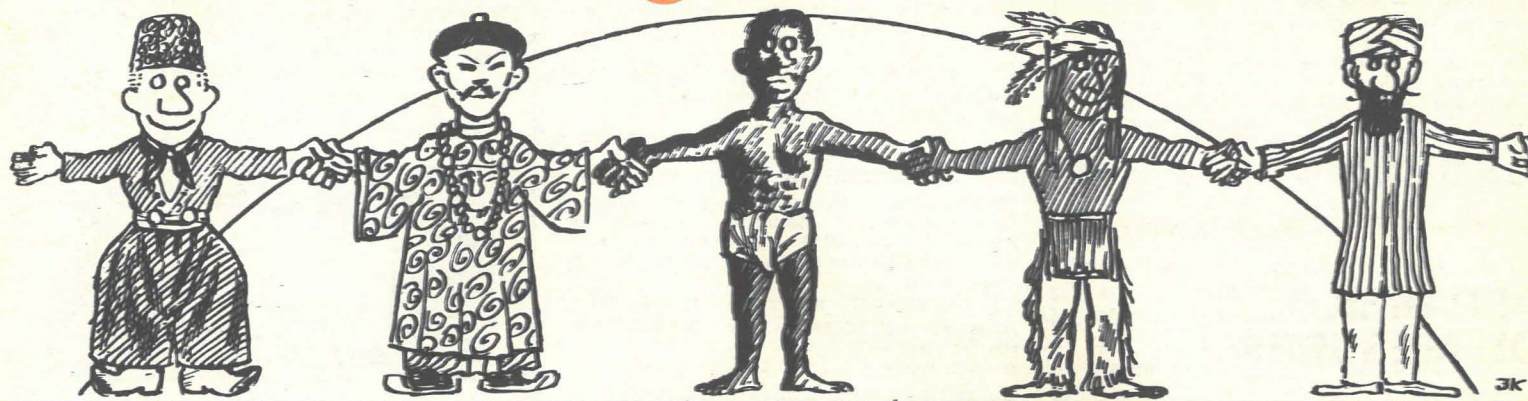
- **Circuit intégré IC1** : SO42 P SIEMENS
- **Condensateurs ajustables** :
 $CV_1 = CV_2 = CV_3 = 3/30\ pF$
- **Condensateurs céramiques** :
 C_1 : $10\ nF$
 C_2 : $10\ nF$
 C_3 : suivant besoins

- C_4 : $12\ pF$
- C_5 : $12\ pF$
- C_6 : $56\ pF$
- C_7 : $6,8\ pF$
- C_8 : $4,7\ nF$

- **Bobinages** :
 L_1 L_2 L_3 : suivant fonctionnement désiré.
 L_1 et L_3 : primaire et secondaire indépendants.
 L_2 : 1 enroulement avec prise au tiers.

J. du FOURQUET

si tous les gars du monde...



Une passionnante activité amateur : La poursuite du Satellite **OSCAR 7**

Dans un précédent numéro de Radio-Plans, nous avons fait un tour d'horizon général sur les activités des radio-amateurs. Aujourd'hui, nous allons étudier ensemble une de ces activités, passionnante s'il en est : la poursuite des satellites, et particulièrement celle d'Oscar VII.

Un peu de théorie

Prenons une pierre, et lançons-la en l'air. Nous lançons cette pierre avec une certaine force. Le frottement de l'air contre la pierre va, petit à petit, diminuer la quantité d'énergie qu'il nous a fallu développer pour lancer la pierre, jusqu'à ce que la vitesse de cette dernière devienne nulle. A un instant T, la pierre est en équilibre dans l'air. Sous l'action de la pesanteur, la pierre retombe en sens inverse, en direction de la terre (ne pas rester dessus sic !).

Si l'on suppose un énorme canon qui projeterait la pierre à très grande vitesse en dehors de l'atmosphère où règne une très faible pression, que se passe-t-il ? Ne subissant qu'un très léger freinage, la pierre continuera longtemps son voyage, à peu de chose près à la vitesse qu'elle avait lorsqu'elle est sortie de l'atmosphère. Cependant, à cause de l'attraction terrestre, la pierre retombera toujours au sol. Si, au moment du lancer, on donne à la trajectoire un certain angle de départ, il se peut que notre pierre n'atteigne pas la terre lors du retour, et notre caillou tournera autour du globe : c'est la mise sur orbite.

Cette orbite peut être elliptique ou quasi-circulaire. On appelle « apogée » la distance la plus grande entre le corps sur orbite et la terre, et « périgée », la distance la plus courte. Nous laisserons maintenant notre pierre qui devient satellite. Pendant toute la vie du satellite, l'orbite de ce dernier reste pratiquement stable, et cette orbite suit la terre pendant que cette dernière accomplit son périple autour du soleil. Connaissant la période de révolution du satellite (115 minutes), on peut déterminer l'angle avec lequel la terre a tourné par la relation :

$$\frac{360 \times 115}{24 \times 60} \times 28,75^\circ$$

A noter que dans le cas du satellite Oscar 7 qui nous intéresse, nous retrouvons ce décalage de $28,75^\circ$ par orbite, l'inclinaison étant de 102° . L'orbite se situe à 1 460 km d'altitude.

Ce que voit le satellite

Quelle que soit sa position dans l'espace, le satellite voit une partie du globe, dépendant de son altitude. Figure 1, nous repré-

sentons le plan de l'orbite (102° par rapport à l'équateur). Figure 2, nous situons la position du satellite à un moment donné. La zone de vision, située entre les flèches F et F' est donc un cercle d'environ 4 000 km de diamètre, et qui balaiera la surface du globe à chaque révolution d'Oscar (zone hachurée).

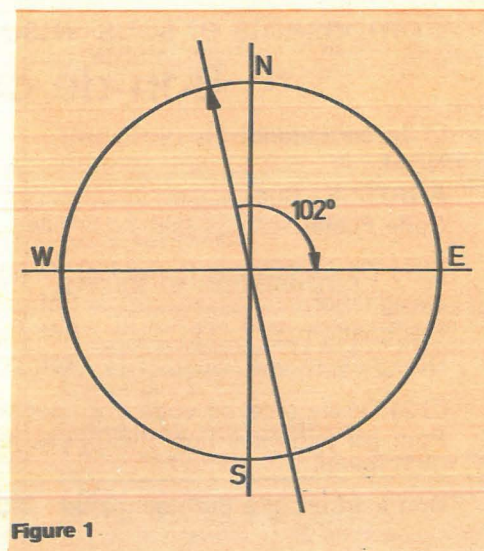


Figure 1

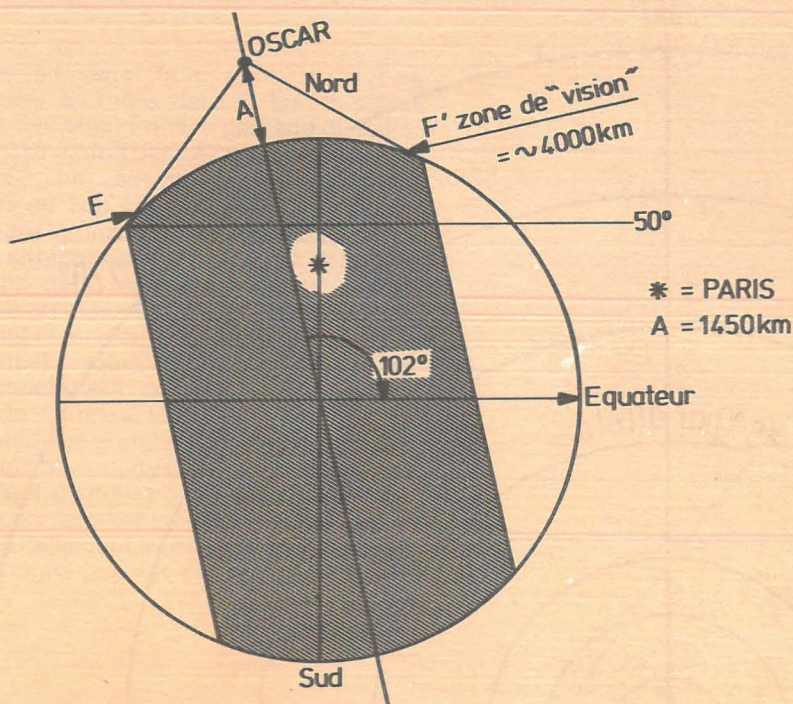


Figure 2

Les cotes de la figure 2 ne sont pas à l'échelle et le schéma sert uniquement à expliquer le phénomène. Il paraît d'ailleurs que la zone hachurée n'est pas aussi franche, car les signaux d'Oscar traversent la couche atmosphérique avant d'atteindre la terre, ce qui peut produire réflexions et diverses atténuations. Nous situerons ensuite l'emplacement de la station, à l'intérieur d'un cercle de rayon 4 000 km, à l'intérieur duquel on situera les passages du satellite, donc le champ visuel entre le satellite et les antennes (quand le passage le permet évidemment). On entendra le satellite chaque fois qu'il passera à l'intérieur de ce cercle de 8 000 km de diamètre. La position de ce cercle en représentation graphique sur l'hémisphère nous permettra de déterminer les points d'acquisition et d'extinction par rapport à l'horizon radioélectrique de nos 4 000 km. La règle de mesure étant graduée, il suffit de la placer à l'angle de passage à l'équateur, de voir à quel endroit le satellite entre dans notre cercle (donc la direction des antennes), le temps du passage en minutes, et l'angle d'extinction.

Mais dessinons d'abord notre carte. Ensuite nous passerons à un exemple pratique qui aidera à mieux comprendre.

Dessignons notre carte

Prenons une feuille de papier à dessin épais, ou carton de couleur, de format 400 × 400 mm.

En son centre, marquons un point P : le pôle nord. De ce point P nous tracerons 7 cercles concentriques, dont les diamètres seront respectivement : 276, 230, 183, 136, 92, 46 et 36 mm. Ce sont les parallèles. À l'aide d'un rapporteur, graduons le grand cercle tous les 10°. Nous aurons, en haut de notre globe, la position 180°, à droite, la position 270°, à gauche 90°, en bas (côté 270°) la position 360° et côté gauche (côté 90°) le 0°. Le 360° et 0° sont donc le même point. Sur la ligne horizontale reliant le pôle à la position 270°, graduons nos parallèles : 0 sur le cercle extérieur, puis, en se rapprochant du centre 15, 30, 45, etc. Notons que le petit cercle correspond aux 12° (inclinaison 102° — 90° = 12°). C'est dire que le passage du satellite sera toujours tangent à ce petit cercle. Notons encore que la figure 3 n'est pas à l'échelle. Par contre, la règle de la figure 4 devra être rigoureusement décalquée.

Dessignons maintenant l'horizon couvert en visibilité par votre satellite. Le centre de ce second cercle est situé où se trouve la station de l'amateur. Notre cas étant Lyon, nous avons fixé notre centre légèrement au-dessus du 45° parallèle (qui passe près de Valence). Il importe donc de connaître (au moins approximativement) les longitudes et latitudes de la station. Les 4 000 km du cercle extérieur feront à notre échelle un cercle de 109 mm. Nous dessinerons ensuite deux cercles concentriques de 78 et 44 mm respectivement : ils représentent l'élévation en site que l'on devra donner à l'antenne. Par exemple, lorsque le satellite sera à la verticale de la station, il passera par le point 90°. Indiquons pour mémoire les points 30° et 60°.

Traçons nos points cardinaux : 0° en haut, 90° à droite, 180° en bas (sud) 270° à gauche et 360° (nord) à nouveau en haut. On pourra graduer le cercle extérieur tous les 20° par exemple. Découpons la règle graduée sur un calque ou mieux une règle de rhodoïd qui a l'avantage d'être plus rigide et de ne pas se déformer. Notre règle est graduée de 0 à 57,6 minutes. (C'est le temps mis par le satellite pour aller de l'équateur à l'équateur en passant par le pôle). Fixons notre carte au mur, ou sur une planchette de bois, et une punaise au centre (point P). La règle graduée doit tourner librement : notre carte est terminée, les mathématiciens pourront toujours dire qu'il peut y avoir un décalage de quelques degrés ou minutes, ce sera probablement vrai ! Mais comme l'erreur possible est inférieure à l'angle d'ouverture des aériens, le mal ne sera pas grand et les calculs simplifiés à l'extrême. Voyons maintenant de quelle façon nous allons nous servir de notre carte. Au départ il nous faut deux coordonnées : l'heure et l'angle de passage à l'équateur. Les revues amateurs régionales et nationales diffusent ces coordonnées pour plusieurs semaines, voire deux mois à l'avance. Certains OM ont même l'amabilité de les calculer et de les indiquer lors de QSO sur l'air.

Exemple d'un passage d'Oscar

Supposons que l'on nous indique un passage ayant les coordonnées suivantes (passage à l'équateur).

Angle : 11°.

QTR : 10 H 24 mn GMT.

Sur notre règle, nous faisons coïncider les 11° avec le zéro de l'échelle qui représente la trajectoire du satellite. On s'aperçoit que le point d'acquisition (trajectoire et grand cercle des 4 000 km) s'effectuera environ 5 minutes plus tard, soit : 10H24 mn + 5 mn = 10H29 mn GMT. Voilà pour l'heure : c'est dire que l'on entendra Oscar cinq minutes après son passage à l'équateur. Pour diriger notre antenne, nous remarquons que le satellite pénètre dans le cercle vers 218/220° au sud-ouest. Oscar coupe à l'ouest (270°) à environ 35° de site (inclinaison de l'antenne vers le ciel à 35°). Naturellement si l'on ne fait qu'écouter, il n'est pas obligatoire d'élever l'antenne en site. Par contre, si l'on se sert du satellite en translateur, c'est pratiquement indispensable, surtout lorsque Oscar passe près du 90° (verticale de la station). Cependant si le satellite passe près de l'horizon, on peut faire d'excellents QSO (surtout en DX) avec une antenne fixe à l'horizontale. Si nous terminons l'analyse de notre passage, nous observerons que le satellite disparaît par le 330° environ, au nord-ouest : c'est le point de disparition, ou point de perte. En déplaçant notre

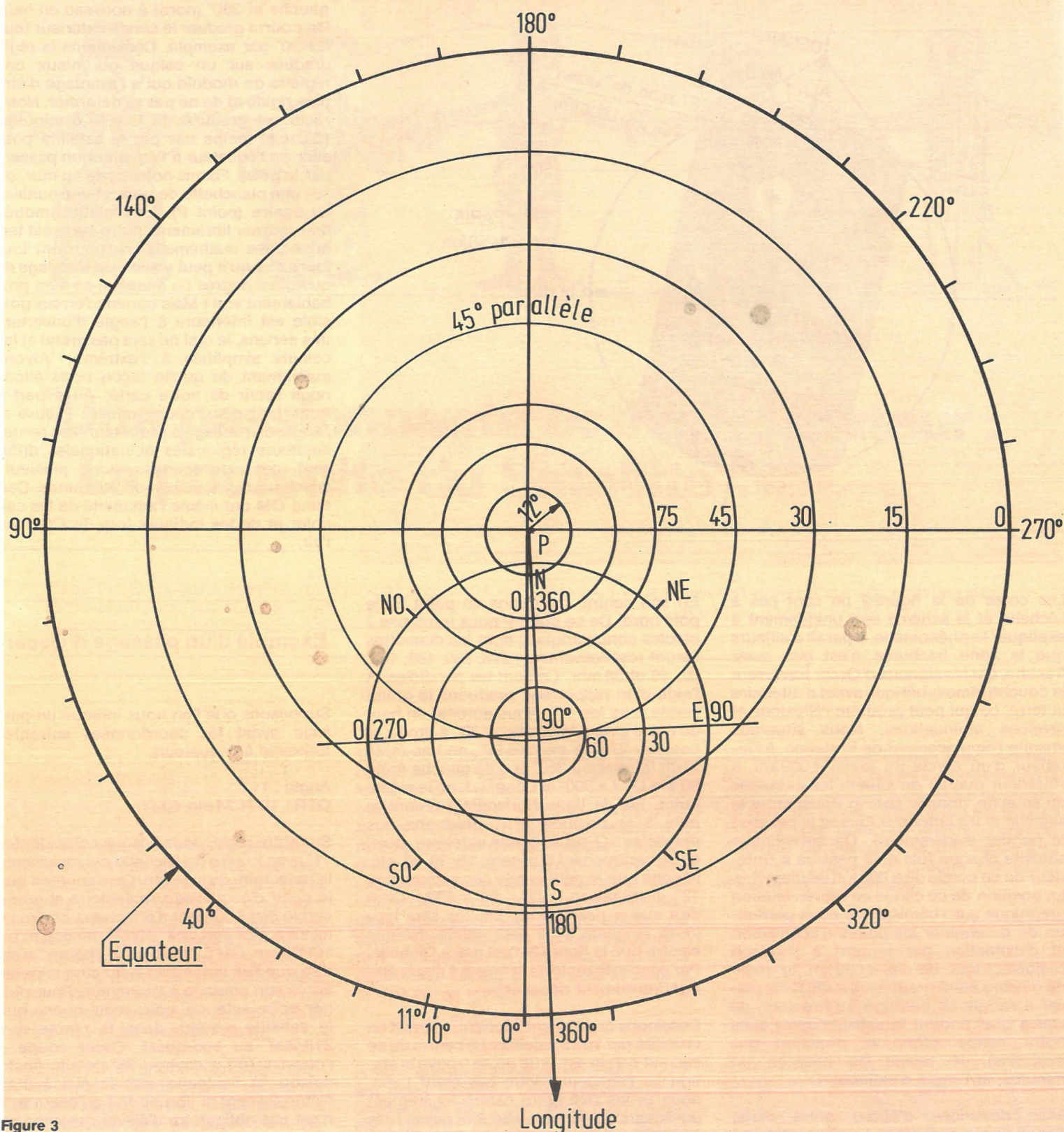


Figure 3

règle, nous nous apercevons qu'il faudrait que l'angle de passage à l'équateur soit de 340° , pour que le satellite passe juste au-dessus de notre station. Pour calculer la durée du passage (notre exemple de tout à l'heure), il nous suffit de consulter notre règle, et d'additionner les minutes. Nous avions dit : $10H24 + 5 = 10H29$. On remarque que le point de perte se situe à environ

23 minutes. On déduit que le temps de passage sera de : $23 - 5 = 18$ minutes.

Grâce à notre règle, on peut même calculer l'heure exacte (à la minute près), où le satellite passerait par tel ou tel point de la carte. Notons enfin que les passages (heure et angles) peuvent varier légèrement, et l'on peut soi-même effectuer de

temps en temps les corrections qui s'imposent. Sachant que la révolution dure 115 minutes et qu'il y a $28^\circ 75'$ entre chaque longitude, il suffit d'additionner ce qui donne par exemple pour le premier passage observé $14H46 - 199^\circ 23'$. Second passage $14H46 \text{ mn} + 115 \text{ mn} = 16H41 \text{ mn}$ et $199^\circ 23' + 28^\circ 75' = 227^\circ 98'$ environ, etc.

Comment trafiquer via Oscar ?

Notre passage étant prévu, et nos antennes tournées dans la bonne direction, nous attendrons le passage du satellite qui se traduit par les stations qui appellent. Si l'on veut se caler, on s'écoute parler, ou l'on fait le calage à l'aide de quelques points en morse, jusqu'à ce qu'on entende son propre signal. Si c'est le cas, on peut répondre à la station qui appelle en indiquant une ou deux fois son indicatif distinctement. On ne passera que l'essentiel : report, QTH, prénom et éventuellement QRA locator. Une brève formule de politesse, le souhait d'une QSL, et le contact est terminé : on ne doit pas faire de longs bavardages, car d'autres stations attendent peut-être que vous en ayez terminé pour appeler votre correspondant. Il est naturellement inutile d'appeler si nous n'entendons pas nos propres signaux.

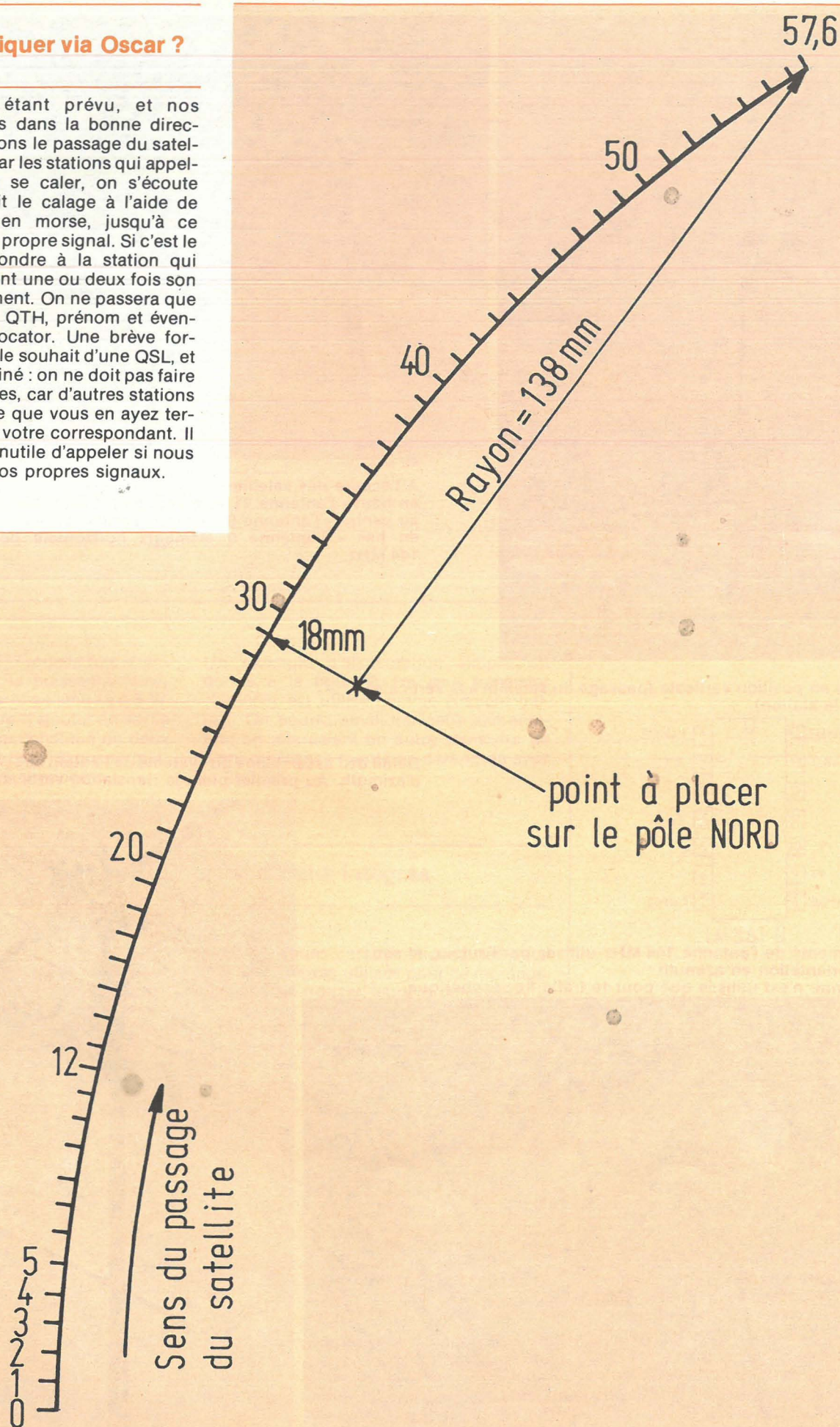
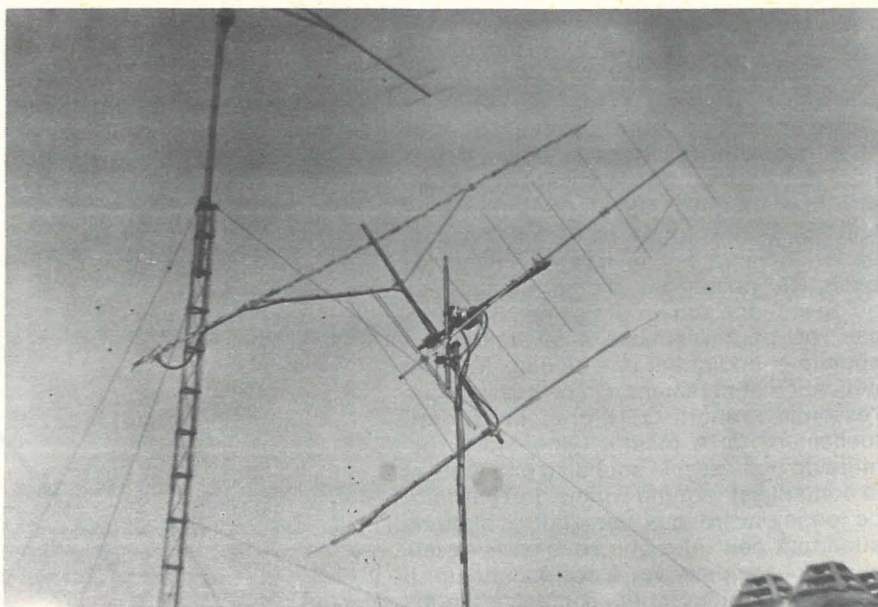
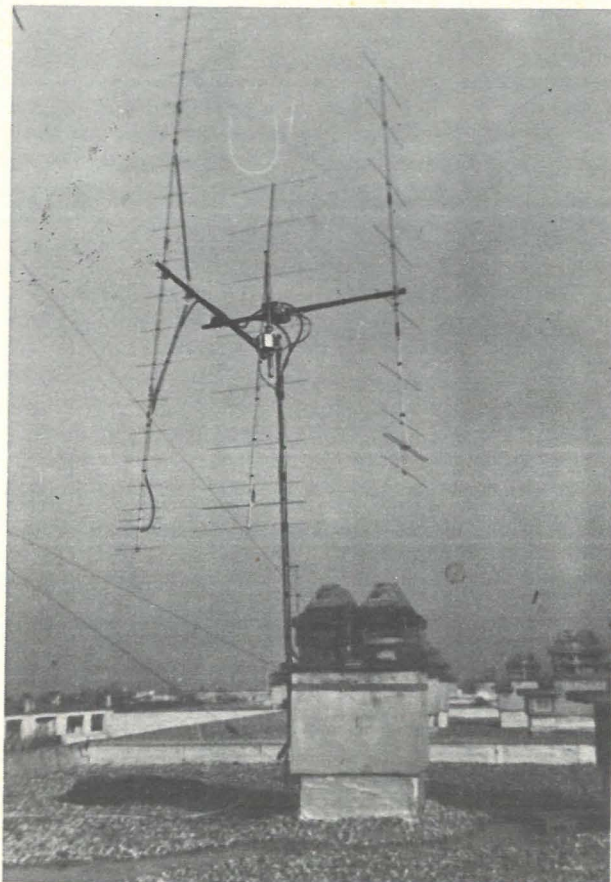


Figure 4

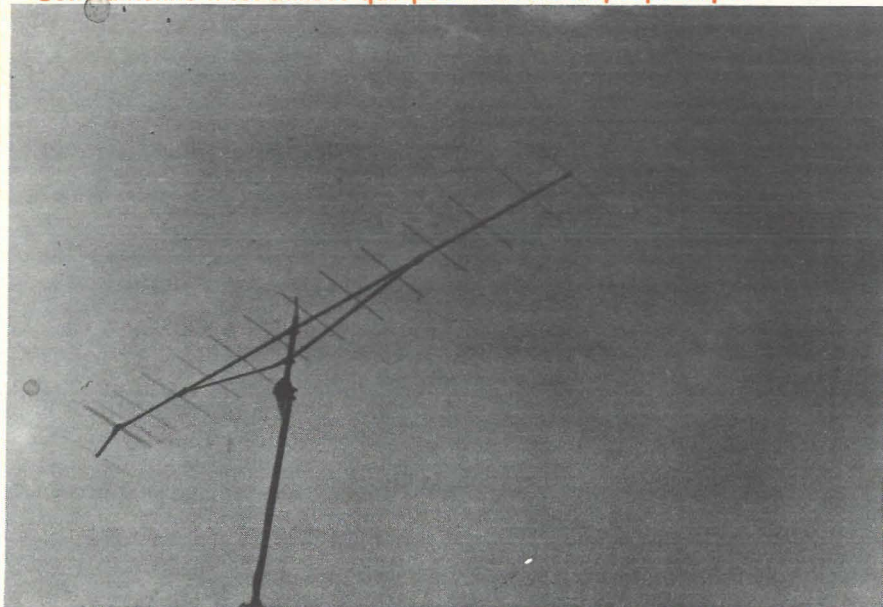
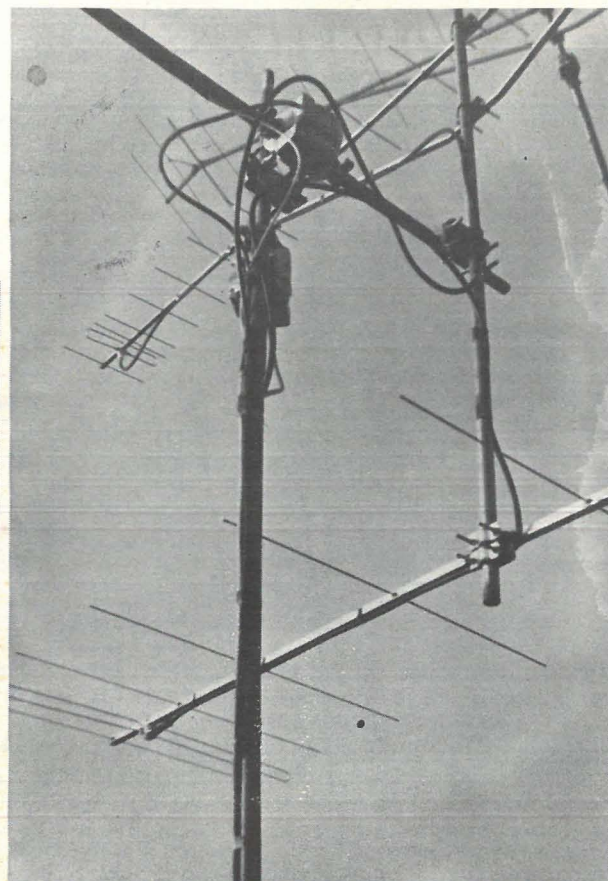


A l'écoute des satellites :
en haut - l'antenne 21 éléments pour l'émission 432 MHz,
au centre - l'antenne 9 éléments verticale pour les relais,
en bas - l'antenne 9 éléments horizontale pour la réception
144 MHz.

Les aériens en position verticale (passage du satellite à la verticale
du lieu de la station).

Détail de l'assemblage du système de fixation des moteurs de site et
d'azimuth. Au premier plan, la translation verticale.

Les 16 éléments de l'antenne 144 MHz utilisée par l'auteur, et son
moteur d'orientation en azimuth.
Cette antenne n'est utilisée que pour le trafic troposphérique.



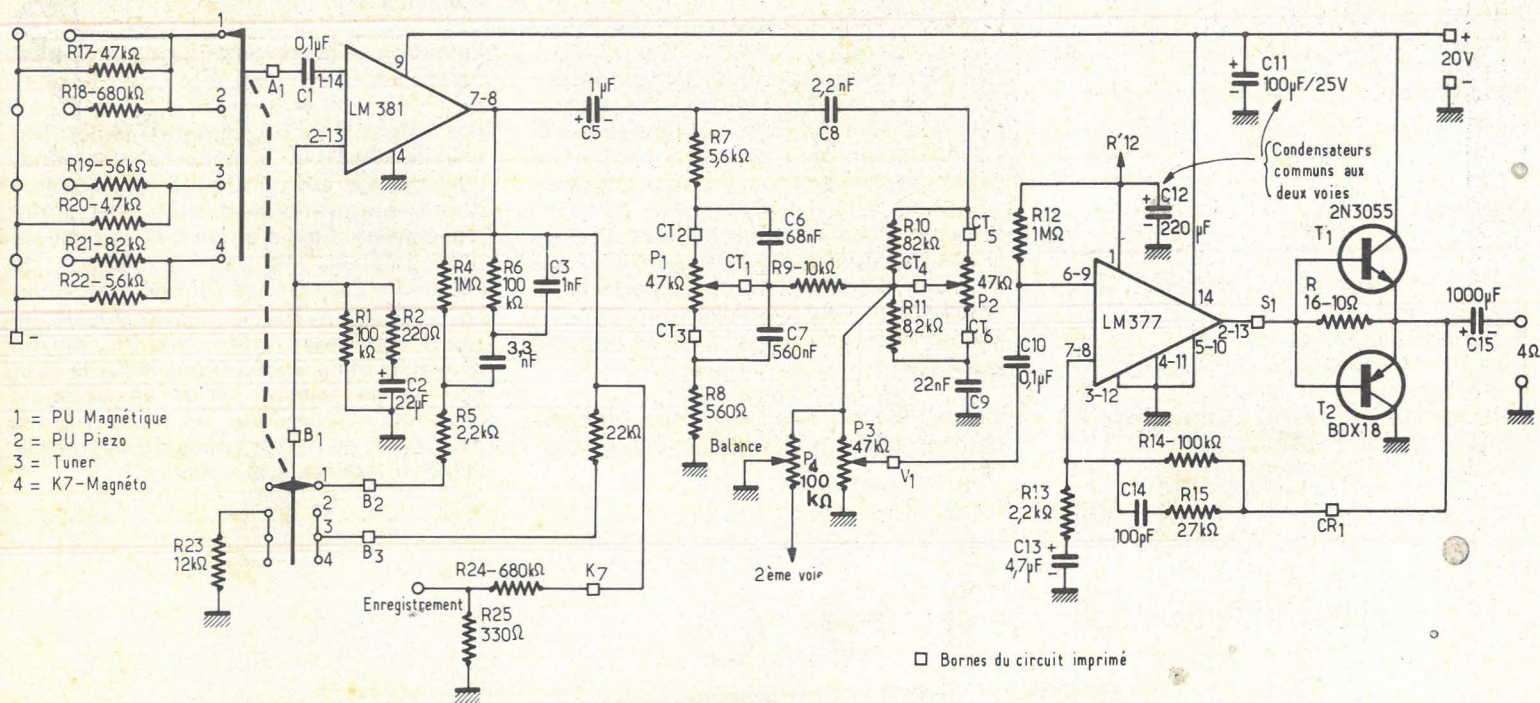


Figure 1

Le circuit intégré LM377 joue le rôle d'amplificateur driver, car la puissance maximum qu'il puisse délivrer se limite à 2,5 W. Il a donc été nécessaire d'ajouter en sortie un étage de puissance constitué de deux transistors (2N3055 et BDX18) qui permettent d'obtenir les 15 W annoncés.

La contre-réaction de la partie amplificatrice est faite d'une manière globale, c'est-à-dire qu'elle est prise à la sortie du dernier étage (point commun des émetteurs).

L'alimentation

Elle est commune aux deux voies et fournit une tension de 20 V dont la stabilisation n'a pas besoin d'être parfaite.

Un exemple d'alimentation simple est donné à la figure 2. Un seul transistor (2N3055) est utilisé comme élément ballast. On pourra améliorer cette alimentation en intercalant un autre transistor de demi-puissance monté en darlington avec le 2N3055.

Les circuits intégrés

Voici quelques caractéristiques des deux circuits intégrés utilisés pour ce montage. On pourra trouver leurs brochages à la figure 3 où l'on remarquera que ces deux circuits sont doubles (les boîtiers sont des D.I.L. 14 broches).

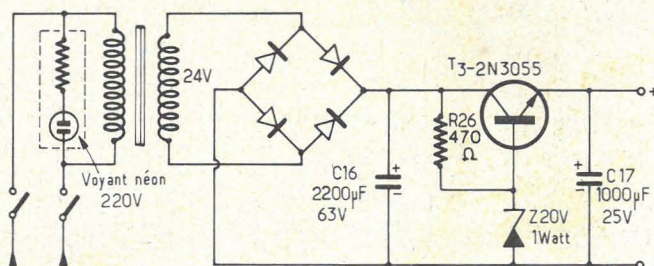


Figure 2

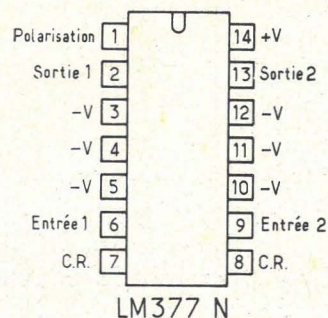
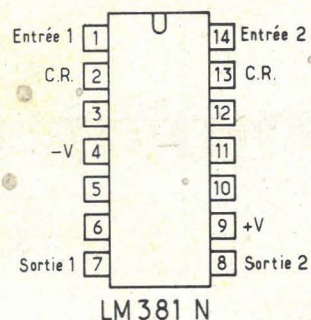


Figure 3

LM381N

Tension d'alimentation : 9 à 40 V ;
Courant : 10 mA ;
Dissipation : 0,8 W ;
Bande passante au gain unité : 15 MHz.

LM377N

Tension d'alimentation : 10 à 26 V ;
Courant total : 1 A ;
Puissance max. : 2,5 W.
Distorsion : 0,07 à 1 % ;
Impédance d'entrée : 3 M Ω ;
Stabilisation de tension incorporée ;
Protégé en surintensité ;
Protégé thermiquement.

Réalisation

Les deux voies de cet amplificateur ont été réunies sur un seul circuit imprimé dont on peut voir les deux faces aux **figures 4 et 5**. L'alimentation sera câblée à part et ne nécessite d'ailleurs pas de circuit imprimé.

Les points de liaison entre le circuit et les éléments extérieurs (potentiomètres, commutateur, alimentation) sont repérés sur la **figure 5** par des symboles qui sont les mêmes que ceux du schéma de principe de la **figure 1**.

On se référera donc aux deux schémas pour effectuer le câblage général de l'appareil.

Par exemple le point A₁ correspond au curseur du commutateur d'entrée pour la première voie.

Le point correspondant de l'autre voie est repéré par le symbole A'₁.

Les 5 transistors de puissance (4 pour les amplificateurs et 1 pour l'alimentation) sont montés sur un dissipateur constitué d'une plaque d'aluminium de 2 mm d'épaisseur comme on peut le voir sur les photographies montrant le câblage de l'appareil. On prendra soin de bien isoler les transistors de la plaque métallique (donc également entre eux) au moyen d'isolants mica et de canons isolants pour les vis de fixation. Pour améliorer la conduction thermique, on recouvrira les deux faces de l'isolant mica d'une fine pellicule de graisse aux silicones.

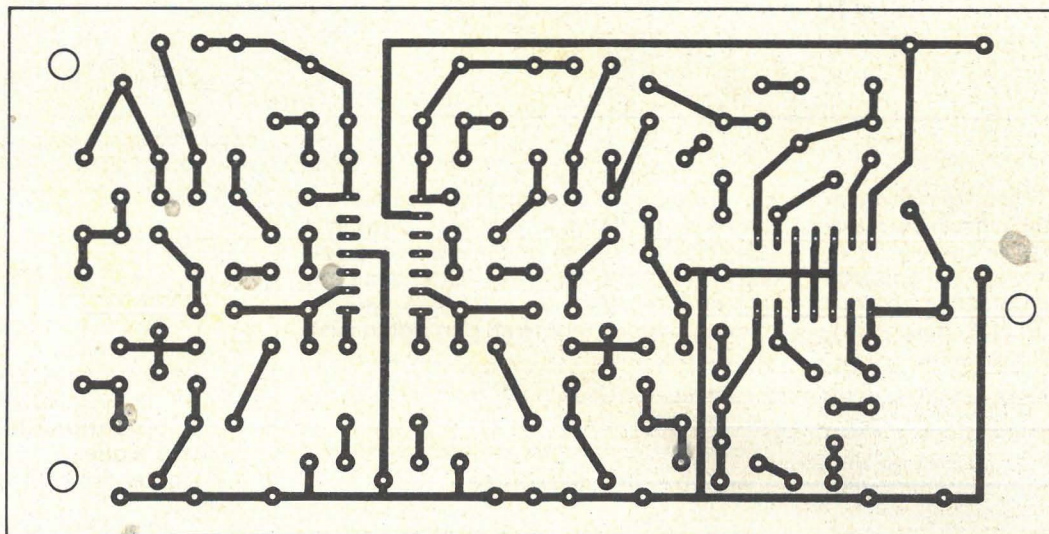


Figure 4

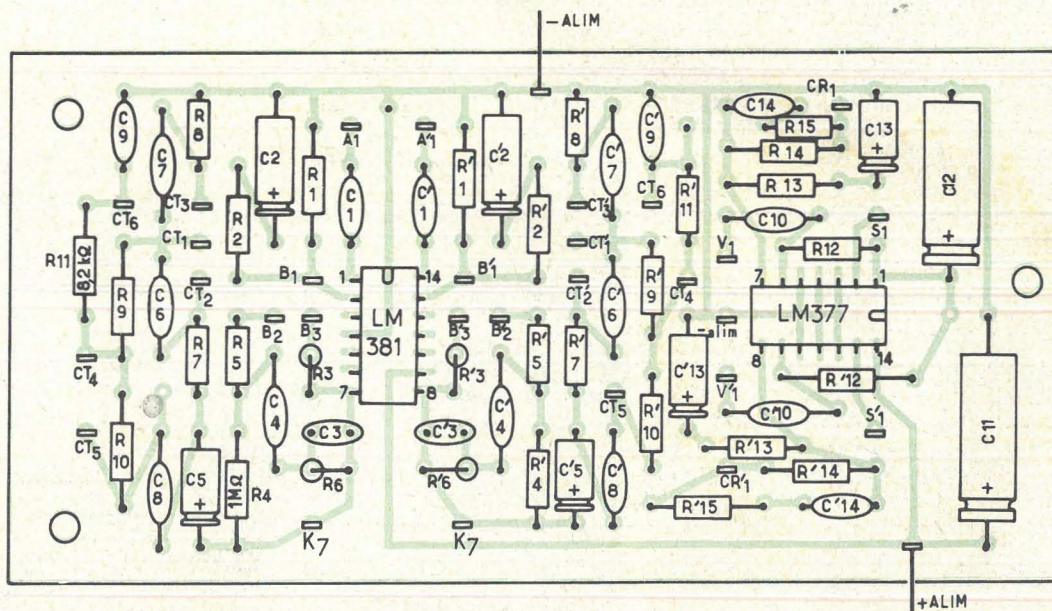
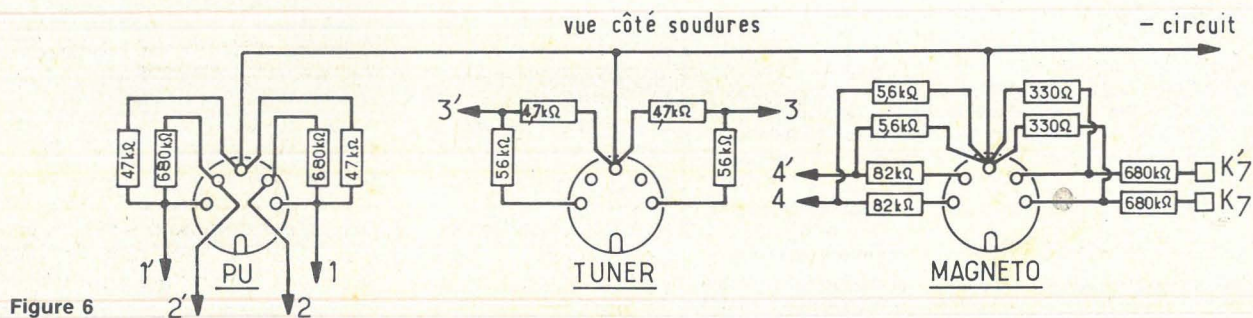


Figure 5



Le détail de câblage des prises d'entrée (situées à l'arrière de l'appareil) est donné à la figure 6.

Le prototype a été inséré dans un boîtier Teko de référence LB240.

Le prix de revient d'un tel amplificateur peut être estimé à 450 F.

Nomenclature des éléments

- 1 circuit intégré LM377N (National Semiconductor);
- 1 circuit intégré LM381N[®] (National Semiconductor);
- 2 transistors 2N3055;
- 1 transistor BDX18;
- 4 potentiomètres 47 kΩ linéaires (graves aigües);
- 1 potentiomètre 2 × 47 kΩ log. (puissance);
- 1 potentiomètre 100 kΩ linéaire (balance);
- 1 commutateur 4 positions 4 circuits;
- 1 transformateur 220-24 V/3 A;
- 3 embases DIN 5 broches pour châssis;
- 2 embases DIN pour sortie H.P.;
- 1 voyant néon;
- 1 interrupteur;
- 1 coffret teko LB240;
- Résistances de 0,5 W;
- Condensateurs (pour les électrochimiques, tension de service de 25 V).

G. Piard

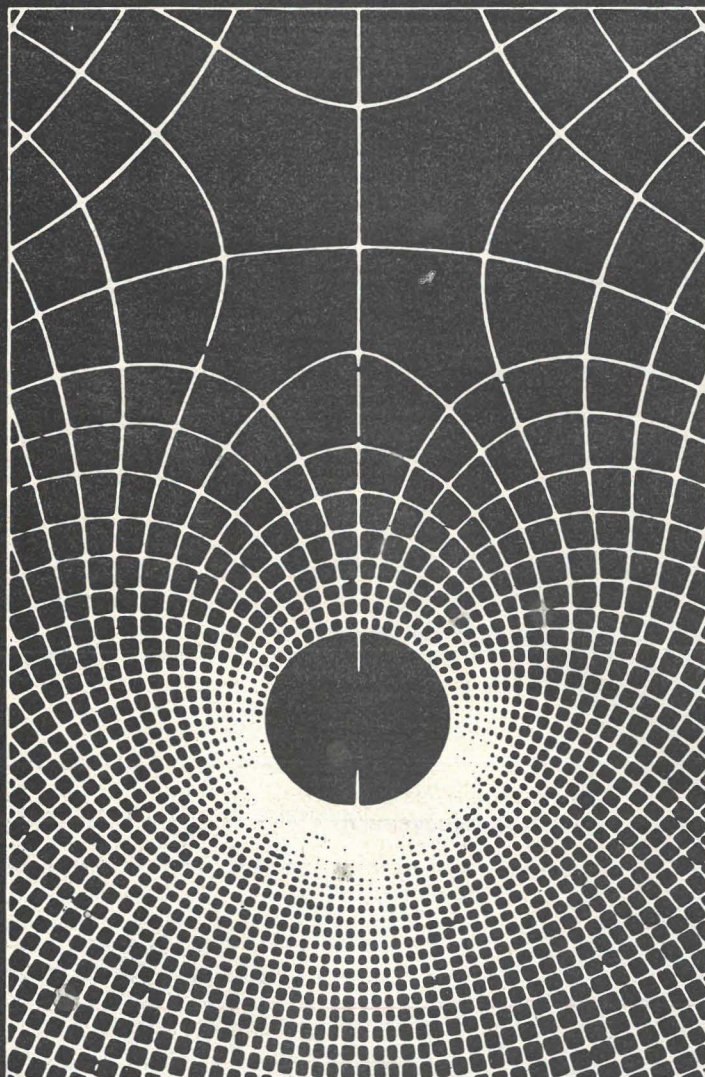
Deux vues intérieures de l'amplificateur montrant le câblage.

ERRATUM — PILOTE A QUARTZ

Le circuit intégré utilisé (SCL 4060) est fabriqué par la firme Solid State. Ce composant peut être remplacé par son équivalent chez R.C.A. : C.D. 4060.

Une erreur a été commise sur la fréquence du quartz. Ce n'est pas 12 800 kHz, mais 12 800 Hz. En fait, le composant utilisé est un résonnateur à quartz (diapason), et non pas un quartz seul. Le modèle utilisé est du type SX 1 H, de la firme américaine STATEK. Cette maison n'étant pas à notre connaissance distribuée aux amateurs en France, nous vous conseillons d'utiliser un composant équivalent dans une autre marque.

Notre rédaction effectue actuellement des recherches chez les autres fabricants.



SCIENTIAM

3^e EXPOSITION DES SCIENCES
ET TECHNIQUES D'AMATEURS
DE LA PHOTO ET DE L'ENSEIGNEMENT

FOIRE DE PARIS

Bâtiment 8 - Parc des Expositions

DU 1^{er} AU 16 MAI

VIENT DE PARAÎTRE

RADIO PLANS hors série

CARACTERISTIQUES ET EQUIVALENCES DES TRANSISTORS (code européen)

20 F

EN VENTE

A LA

LIBRAIRIE

PARISIENNE

DE LA RADIO

43 rue de Dunkerque

ET SUR DEMANDE A LA REDACTION 2 à 12 rue de Bellevue

3000 transistors
répertoriés par
André LEFUMEUX



Société Parisienne d'Édition



devenez un RADIO-AMATEUR !

pour occuper vos loisirs tout en vous
instruisant. Notre cours fera de vous un
EMETTEUR RADIO passionné et qualifié
Préparation à l'examen des P.T.T.

RAPY

GRATUIT !

Documentation sans engagement.
Remplissez et envoyez ce bon à

INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE

Enseignement privé par correspondance

35801 DINARD

NOM : (majuscules SVP) _____

ADRESSE : _____

RPA 65

Circuits de détection et d'affichage analogique

Ce dispositif simple est proposé par Texas-Instruments-France.

La simplicité de l'appareil est due à l'emploi du nouveau circuit intégré SN 16889 P.

Un schéma d'application est donné à la figure 1 et le brochage du circuit intégré cité à la figure 2 :

- 1 : masse et — alimentation,
- 2 : sortie digitale 01;
- 3 : sortie digitale 02,
- 4 : sortie digitale 03,
- 5 : sortie digitale 04,
- 6 : sortie digitale 05,
- 7 : Vcc = + alimentation,
- 8 : A = entrée analogique.

Le boîtier est à huit broches et sur la figure 1, il est vu de dessus. Un repère indique d'ailleurs la broche (ou point) 1.

Il s'agit ici d'un indicateur de niveau de liquide, par exemple, du niveau dans un réservoir. Ce niveau est représenté à gauche sur le schéma, le liquide étant évidemment la partie ombrée.

Une boule étanche remplie d'air, flotte sur le liquide. Elle est reliée par une tige à un axe fixe. L'autre extrémité de la tige est reliée au curseur du potentiomètre R₈.

De ce fait, la tension du curseur s'abaisse et cette tension sera transmise par R₇ au point 8, d'entrée analogique du circuit intégré SN 16889 P.

La même variation de tension sera transmise par R₆ à la cathode de la diode TIL 209 A, D₅.

C₁ est un condensateur qui stabilise la tension lors des brusques variations de niveau.

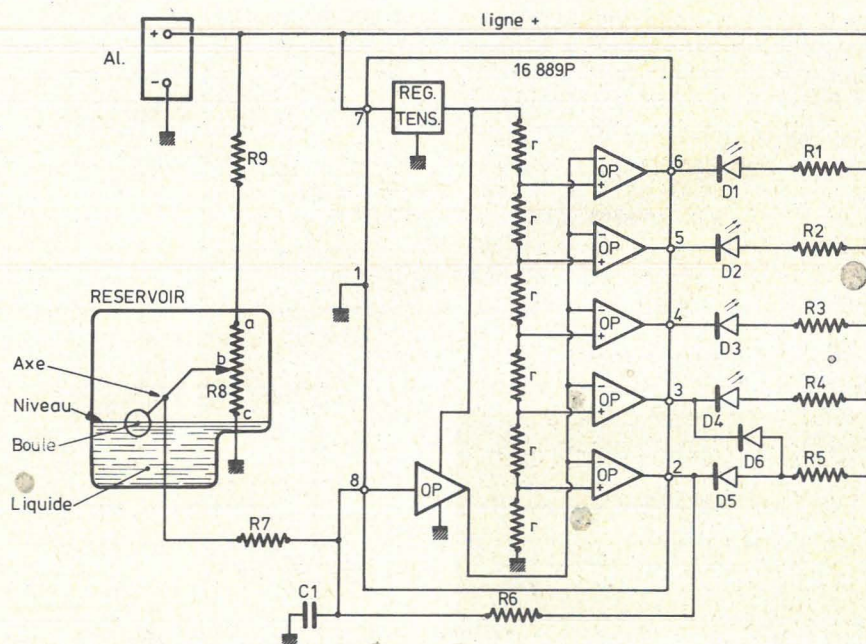


Figure 1

Ce montage est un convertisseur AD (analogique-digital). On dit aussi « AN » (N = numérique). Pratiquement, la variation du signal d'entrée, qui est, en général, continu, est transformée par le dispositif AD en signaux numériques, c'est-à-dire à valeurs croissantes par sauts.

L'affichage est réalisé par les diodes LED, D₁ à D₄ qui sont du type TIL 211.

Indiquons aussi que D₅ est une 1 N 914. Les cathodes des LED sont reliées aux

sorties digitales 01 à 05 (points 2 à 6 respectivement) du circuit intégré.

Lorsque le niveau est au maximum de hauteur, aucune LED n'est allumée. Dans cette situation, le curseur b est très proche du point a de R₈ et la tension au point 8 d'entrée du CI est au maximum.

Si le niveau descend, on verra les LED s'allumer successivement. Toutes les LED seront allumées au niveau le plus bas qui correspondra généralement à un cas critique. Voici d'ailleurs la table de vérité du circuit :

TABLE DE VERITE

	Entrée (mV)	Sortie (niveaux logiques)				
	A	01	02	03	04	05
1	< 200	H	H	H	H	H
2	≈ 200	L	H	H	H	H
3	≈ 400	L	L	H	H	H
4	≈ 600	L	L	L	H	H
5	> 1 000	L	L	L	L	L

Ainsi, lorsque la tension d'entrée en A (point 8) est inférieure à 200 mV, donc vers la plus basse tension, les sorties sont au niveau haut H. Cela signifie que les cathodes des LEDs sont à une tension aussi positive que celles des anodes, portées au + par les résistances R_1 à R_4 de 1 k Ω .

Passons au cas 2. La tension de l'entrée A est égale ou supérieure à 200 mV. Toutes les entrées sont au niveau H, sauf l'entrée 01 qui est au niveau L. Cela signifie que la LED de la sortie 01 (point 2 du CI) a une cathode négative par rapport à l'anode, d'où allumage de la LED D_1 .

Dans le cas 3, on verra de la même manière, en consultant la table de vérité, que les cathodes de D_3 et D_4 sont négatives par rapport aux anodes, donc ces diodes s'allumeront.

Dans le cas 5, toutes les diodes LED s'allumeront car tous les niveaux des cathodes seront au niveau bas (niveau L). La pile sera de **faible tension**, de l'ordre de 5 à 9 V.



Figure 2

Les composants indiqués dans le rectangle sont intérieurs au CI. Le condensateur C_1 est de 100 μ F. Les résistances extérieures sont R_1 à $R_5 = 1$ k Ω , $R_6 = 2$ M Ω . On ne donne pas des indications sur les valeurs de R_7 , R_8 et R_9 . Elles sont de l'ordre de 50 k Ω et nous donnerons les valeurs exactes et celle de l'alimentation, dans un autre article.

Applications: indicateur de niveau des liquides, indicateur de température, de pression d'huile, de l'état d'une batterie, de l'accord d'un circuit résonnant et quantité d'autres.

L'essentiel est de trouver un moyen de faire varier la tension du point A d'entrée, entre zéro et plus de 1 V, pour satisfaire aux indications de la table de vérité.

La vérification des connexions par ci logiques

Une description d'un montage de vérification de la continuité et la correction des connexions, a été publiée dans Electronics du 25 décembre 1975. L'appareil dont le schéma est donné à la figure 3 a été étudié par Steven Graham de Parsippany N.J. - U.S.A.

Cet appareil est plus particulièrement destiné à la vérification des connecteurs reliés entre eux par un grand nombre de fils.

Considérons les deux fiches de connexions à N fils, numérotés de 1 à N.

Il s'agit de savoir si aucune erreur n'a été commise lors du montage des connecteurs et que le point 3, par exemple de la fiche de droite, aboutit bien au point 3 de la fiche de gauche et non ailleurs.

Il va de soi que cet appareil présentera le plus grand intérêt dans un atelier de montage en série, de connecteurs à multiples conducteurs ou autres applications analogues.

La vérification est effectuée automatiquement par l'observation de l'allumage des LED représentées en bas et à gauche du schéma.

Dans ce montage on n'a utilisé que des circuits intégrés, ce qui permettra une réalisation compacte. Son alimentation est de 15 V.

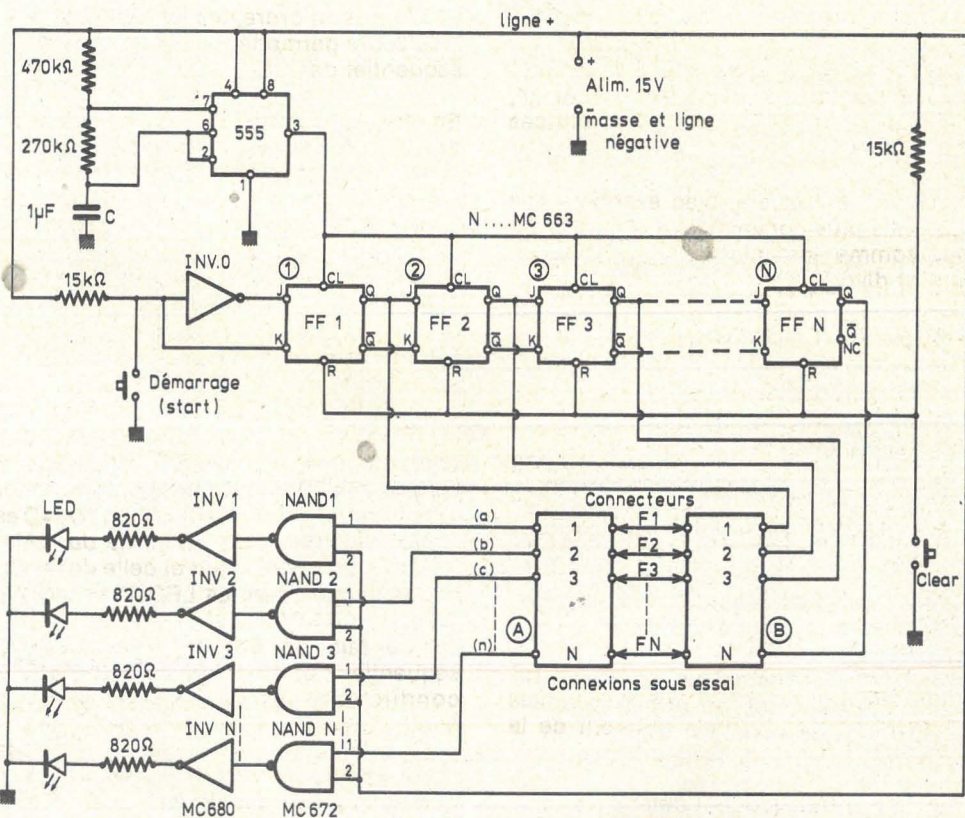


Figure 3

Voici les CI entrant dans la composition de cet appareil, de vérification à témoins optoélectroniques :

1° Un circuit intégré 555 temporisateur (par ex. Signetics) ;

2° N CI flip-flop, tous du type MC663 Motorola ;

3° N + 1 éléments inverseurs inclus dans des circuits intégrés MC680 Motorola ; INV 0, INV 1... INV N ;

4° N éléments NAND à deux entrées, du type MC672 Motorola, NAND 1 à NAND N.

Remarquons que les NAND sont montés par plusieurs dans un même CI.

Les LED sont du type FLV112. Il faut N LED.

A noter aussi : deux résistances : 470 k Ω et 270 k Ω , deux résistances de 15 k Ω et N résistances de 820 Ω . On ajoutera deux interrupteurs poussoir à circuit coupé à

l'état de repos et deux bornes pour l'alimentation.

Bien entendu, l'appareil possédera aussi des fiches complémentaires des fiches A et B, afin d'introduire le circuit à vérifier dans l'appareil.

Fonctionnement

Grâce au dispositif de Steve Graham, on vérifie :

- 1° la correspondance des points de terminaison,
- 2° les circuits ouverts (coupés),
- 3° les courts-circuits,
- 4° les connexions croisées (par exemple un point 3 d'entrée à un point 4 de sortie et un point 4 d'entrée à un point 3 de sortie).

Dans cet appareil, on a disposé un générateur d'impulsions, un registre de décalage, plusieurs portes et des diodes émettrices de lumière LED.

L'appareil remplacera avec avantage des dispositifs plus compliqués à la manipulation, comme les ohmmètres, commutateurs et divers analyseurs.

Voici comment on pourra effectuer les essais : le circuit à vérifier était en place et l'appareil alimenté, on commence par actionner le poussoir CLEAR si une des LED est allumée initialement.

Ensuite, on agira sur le bouton START.

Si les connexions à examiner sont correctes, toutes les diodes LED seront conductrices et bloquées séquentiellement.

Les connexions croisées se reconnaissent par le fait que les LED correspondantes s'allument dans un ordre différent de la séquence.

Un circuit ouvert (coupé) détermine l'allumage de la LED correspondante.

Le 555 temporisateur est monté en multivibrateur astable, fonctionnant à une fréquence basse, de quelques hertz.

Les impulsions de sortie du 555 commandent les flip-flop FF. Ainsi, la sortie 3 du 555 est reliée aux points CL de FF1 - FF2 - FF3... FFN.

Lorsqu'on presse le bouton START, le point J de FF1 reçoit une impulsion positive et le point K une impulsion négative. Le point Q de FF1 donne alors une impulsion qui est transmise au point 1 du connecteur (B).

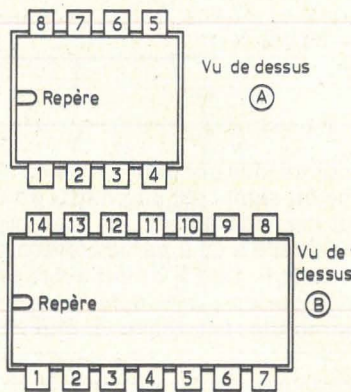


Figure 4

D'autre part, grâce aux liaisons Q-K, les points successifs Q envoient des impulsions aux points suivants du circuit.

Si tout est en ordre, les NAND 1 à N et les inverseurs permettent d'obtenir l'allumage séquentiel des LED.

En effet, les points Q des flip-flop, donnent des impulsions qui parviennent avec la même polarité aux entrées 1 des NAND. Remarquons que les entrées restantes des NAND, que nous désignerons par 2, sont toutes positives. De ce fait, lors de l'alternance positive du signal provenant d'un flip-flop, les deux entrées d'un NAND sont au niveau haut (ou H) donc, la sortie du NAND est au niveau bas (ou L) et celle de l'inverseur au niveau haut. La LED est donc branchée entre un point positif (à l'anode) et un point de masse, à la cathode, ce qui provoque l'allumage de cette diode lumineuse. Lorsque l'alternance est négative, l'entrée 1 du NAND est au niveau bas (ou L). La sortie du NAND est alors au niveau haut et celle de l'inverseur au niveau bas. La LED alors éteinte.

De ce fait, on obtient le scintillement séquentiel des LED. Soit maintenant un conducteur coupé, par exemple le conducteur (a).

- Dans ce cas, l'entrée 1 du NAND est en l'air et l'entrée 2 au niveau haut.

Cela est équivalent au cas où les deux entrées sont au niveau haut. Par conséquent :

- niveau bas à la sortie du NAND,
- niveau haut à la sortie de l'inverseur,
- anode positive de la LED qui restera allumée continuellement tant que dure l'essai.

Cet appareil a été essayé par son auteur en une version à 12 conducteurs (N=12) fonctionnant depuis un an sans aucun incident.

On pourra modifier la fréquence du signal fourni par le 555 en changeant la valeur du condensateur C.

Avec 0,5 μ F, on doublera la fréquence et avec 2 μ F, on la diminuera de deux fois.

Voici quelques indications concernant les CI cités. Le 555 est monté dans un boîtier à 8 broches rectangulaire ou cylindrique.

Son brochage, vu de dessus, est indiqué à la figure 4 (A). Le flip-flop MC663 est monté dans un boîtier à 14 broches comme indiqué en (B), figure 4. Chaque MC663 contient deux éléments de flip-flop, donc si N est pair, il faudra disposer de N/2 CI de ce type.

Les NANDS sont groupés par 4 dans chaque CI du type MC672. Leur boîtier est à 14 broches (B figure 4). Les inverseurs sont groupés par six dans chaque MC680. Il en faut, par conséquent N/6 MC680 plus un élément inverseur supplémentaire.

Si par exemple N=14, il faudra trois MC680, dont deux seront utilisés intégralement, le troisième n'étant utilisé que sur trois éléments. Le boîtier est à 14 broches comme ceux des CI cités précédemment.

A remarquer l'emploi des CI, fonctionnant sur 15 V, à ne pas remplacer par des CI logiques classiques fonctionnant sur 5 V maximum.

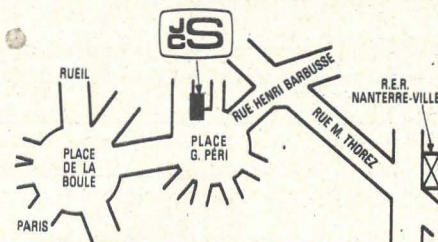
G. BLAISE

92 NANTERRE



COMPOSANTS

CHOIX COMPLET DE
COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
RAYONS LIBRE-SERVICE



A 2 MN DE LA PLACE DE LA BOULE
A 5 MN DU R.E.R. NANTERRE-VILLE

OUVERT DIMANCHE MATIN

HEURES D'OUVERTURE : 9 H 30 - 12 H 30
ET 14 H - 19 H 30 - SAUF LUNDI
MATIN ET DIMANCHE APRÈS-MIDI

J.C.S. COMPOSANTS
2, BD DU SUD-EST
92000 NANTERRE
TÉL. : 204.63.81



Générateurs d'impulsions à circuit intégré

Le générateur dont le schéma est donné à la figure 1, a été décrit dans le « Handbook 1976 Electronic Experimenter » par Walter G. Jung.

Il s'agit d'une application des circuits intégrés NE 555 de Signetic, bien connus de nos lecteurs.

Dans ce montage, on utilise deux 555. Ces CI sont montés en boîtiers rectangulaires à 8 broches comme indiqué en bas de la figure 1. Le CI étant vu de dessous ; broches vers l'observateur, la broche 1 est à droite du repère.

Le CI de gauche est monté en générateur d'impulsions et plus précisément, en oscillateur astable. La fréquence d'oscillation est déterminée par deux réglages :

1° R_1 qui règle la fréquence d'une manière continue.

2° S_1 qui permet de choisir la capacité C_1 selon la gamme désirée :

- Pos. 1 : 0,1 à 1 Hz.
- Pos. 2 : 1 à 10 Hz.
- Pos. 3 : 10 à 100 Hz.
- Pos. 4 : 100 à 1 000 Hz.
- Pos. 5 : 1 000 à 10 000 Hz.

Pour les deux gammes les plus basses, utiliser des condensateurs au tantale et pour

les autres, des condensateurs au mylar. La sortie du signal est au point 3 de CI-1. Ce point est relié au plot INT, du commutateur S_2 , relié à CI-2 par le condensateur C_3 de 1 000 pF. Le CI-2 peut aussi être commandé par un signal extérieur connecté à la borne trig. ext, reliée au plot ext de S_2 .

Le deuxième CI, CI-2 est monté en multivibrateur monostable et doit être commandé par le signal intérieur ou extérieur choisi à l'aide de S_2 .

Le signal est transformé en impulsions dont la durée dépend de la position du commutateur S_3 . Les gammes sont les suivantes, selon les valeurs de C_2 :

- Pos. 1 : 100 μ s à 1 ms,
- Pos. 2 : 1 ms à 10 ms,
- Pos. 3 : 10 ms à 100 ms,
- Pos. 4 : 100 ms à 1 s,
- Pos. 5 : 1 s à 10 s.

Dans chaque gamme, on pourra obtenir la valeur désirée à l'aide du réglage « Durée des impulsions » effectué avec R_2 . On obtient le signal de sortie au point 3 de CI-2. C'est un signal à impulsions positives.

Si la commande se fait à partir d'une source extérieure, il faudra que celle-ci fournisse un signal à impulsions négatives au point EXT, avec S_2 en position EXT.

La construction, par un expérimentateur, peut être tentée. Dans ce cas, bien faire attention au branchement des deux CI en tenant compte du brochage.

Effectuer les soudures selon les règles de l'art : rapidement et avec un fer de faible puissance.

Utiliser des condensateurs de bonne qualité et des résistances de 0,5 W.

A noter que sur le schéma de la figure 1, les broches des CI ne se suivent pas dans leur ordre normal qui est celui indiqué en bas de la figure 1.

Si l'on veut réaliser une platine imprimée, ne pas hésiter à accepter des croisements de connexions en pratiquant des STRAPPES.

Le montage peut être effectué sur deux platines, l'une supportant les composants R et C ainsi que les bornes, l'autre, étant le panneau avant sur lequel seront fixés les éléments variables : R_1 , R_2 , S_1 , S_2 , S_3 . Ceux-ci sont reliés aux points convenables par des fils isolés.

A ce sujet, remarquons qu'il faut :

- deux fils dont un de « ligne positive » pour R_1 ou R_2 ,
- deux fils dont un de masse pour S_1 ou S_3 ,
- trois fils pour S_2 .

Les bornes sont : masse, + alimentation, — alimentation (reliée à la masse), signal extérieur (TRIG. EXT.) et sortie (au point 3 de CI-2).

En branchant un signal extérieur, interposer un condensateur d'isolation. Procéder de la même manière pour la sortie du signal.

Essais expérimentaux

Si l'on désire expérimenter ce montage, on pourra disposer les connexions et les composants comme indiqué aux figures 2 et 3.

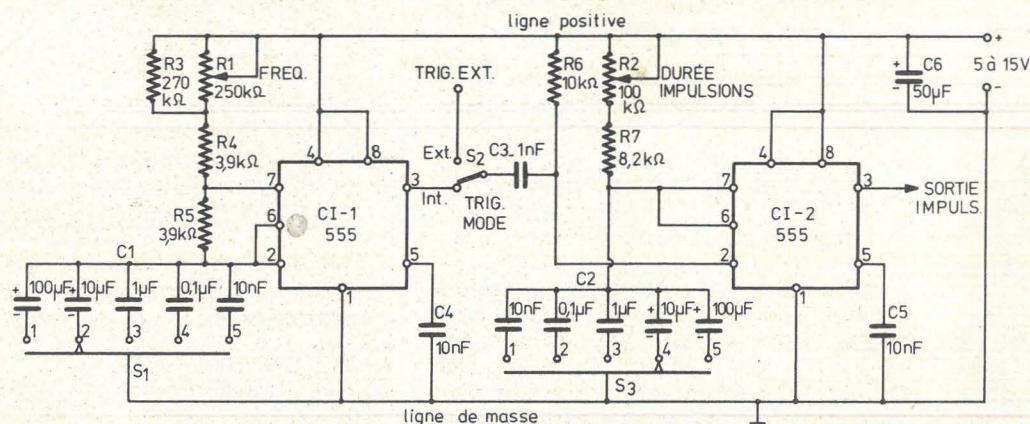
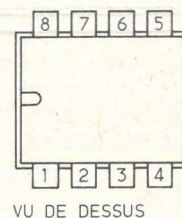


Figure 1



VU DE DESSUS

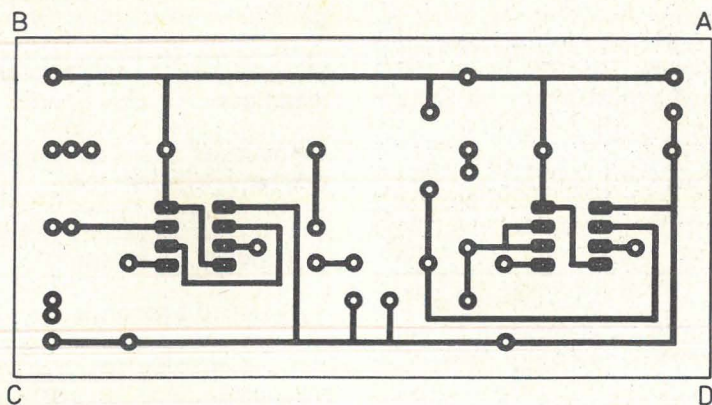


Figure 2

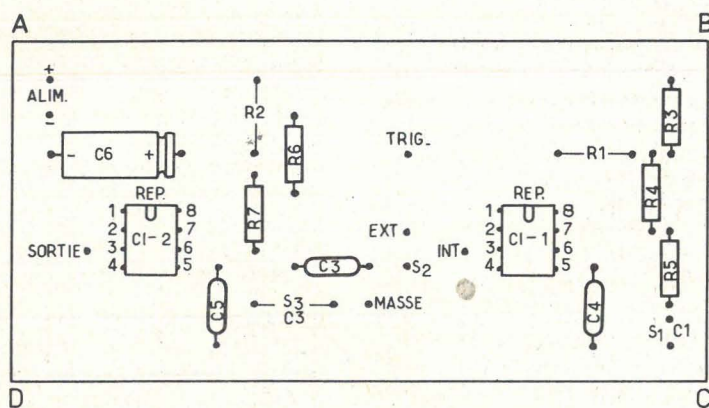


Figure 3

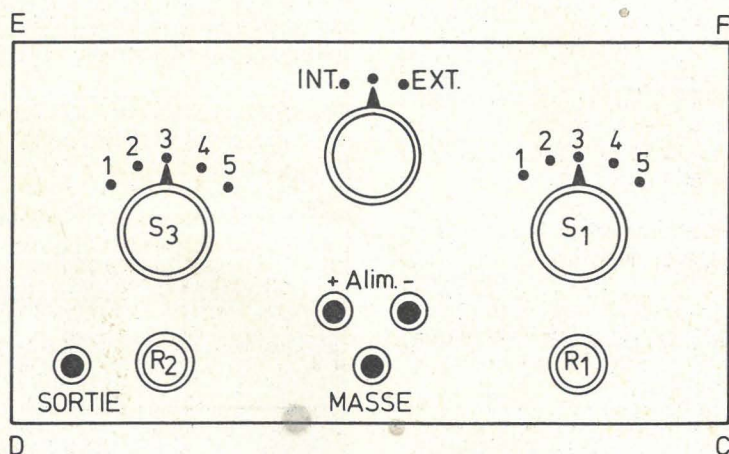


Figure 4

A la **figure 2**, on donne le plan des connexions, imprimées ou réalisées à l'aide de conducteurs en cuivre nu ou isolé.

Les deux CI sont vus de dessous, avec les broches vers l'observateur.

On a indiqué sur cette figure les emplacements des composants fixes : R_3 , R_4 , R_5 , R_6 , R_7 et C_3 , C_4 , C_5 et C_6 .

On retrouvera ces composants sur la face supérieure de la **figure 3**.

Pour bien situer les éléments on a désigné par ABCD les quatre sommets du rectangle. On pourra prendre, par exemple, $AB = CD = 120 \text{ mm}$ et $BC = AD = 60 \text{ mm}$. Les CI pourront être remplacés par des rapports, ce qui permettra aux expérimentateurs de les essayer dans d'autres montages, comme par exemple ceux analysés

plus loin. Reste à effectuer le montage des éléments variables R_1 , R_2 , C_1 , C_2 , S_1 , S_2 , S_3 et les bornes.

Si l'on veut conserver le montage réalisé, de manière à ce qu'il serve par la suite comme appareil de mesures, de mise au point et de dépannage. Il est tout indiqué de prévoir une platine constituant le panneau avant. Celui-ci sera perpendiculaire à la platine représentée aux figures 2 et 3.

Il pourra se présenter comme l'indique la **figure 4**. Sur la face interne de ce panneau, on fixera les potentiomètres R_1 et R_2 . Ceux-ci étant montés en résistances, il ne sera nécessaire que de deux fils par potentiomètre pour le connecter aux points correspondants de la platine ABCD.

Les condensateurs du groupe C_1 et ceux du groupe C_2 seront montés sur les commutateurs respectifs : S_1 et S_3 sur le panneau avant.

S_2 nécessitera trois fils, à connecter à S_3 , INT et EXT de la platine horizontale ABCD.

Sur la platine verticale DCFE, on montera aussi, si on le désire, des bornes : sortie, masse, + et - alimentation qui seront reliées aux points correspondants de la platine horizontale.

Lorsqu'un signal apparaîtra à la sortie, on pourra d'abord l'examiner à l'oscilloscope

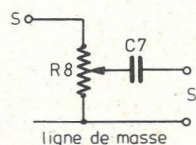


Figure 5

et ensuite, l'utiliser comme signal de vérification d'un montage électronique.

Il peut être intéressant de réduire le signal obtenu à la sortie. On pourra, alors monter également sur le panneau avant, un potentiomètre de dosage, R_8 comme on le montre à la **figure 5**. R_8 sera un potentiomètre de $10 \text{ k}\Omega$ et C_7 servira d'isolateur. Sa valeur sera de $1 \mu\text{F}$ ou plus, si l'on ne veut pas déformer les signaux aux très basses fréquences. On disposera ainsi d'une nouvelle sortie, S' .

Avertisseur sonore

Une autre application des CI 555, étudiée dans l'article cité plus haut, est l'avertisseur dont le schéma est donné à la figure 6.

On utilise deux 555. Le premier est monté en oscillateur à très basse fréquence, de l'ordre de 50 Hz, déterminé par le condensateur C_2 de $0,1 \mu\text{F}$ et les résistances associées de $1 \text{ M}\Omega$. On obtient à la sortie, point 3, un signal rectangulaire. Ce signal est transmis au point 5 de CI — 2 par un circuit intégrateur R_1 — C_1 qui lui donne une forme triangulaire.

D'autre part CI — 2 est également monté en oscillateur et sa fréquence est de l'ordre de 1 000 Hz, déterminée par C_3 et la résistance de $33 \text{ k}\Omega$ reliée au point 7.

Le signal triangulaire module le signal rectangulaire à 1 000 Hz. A la sortie, point 3 du CI — 2, on obtient un signal à 1 000 Hz, modulé à 5 Hz, de puissance suffisante pour actionner un haut-parleur.

Il est indispensable de limiter la puissance de sortie, à l'aide de la résistance R_2 montée en série avec le HP, la valeur de R_2 étant de 220Ω environ. Si le HP est de 2 à 16Ω , conserver R_2 . Si le HP est de 150Ω par exemple, R_2 sera réduite à 100Ω environ.

L'appareil fonctionne comme avertisseur de la manière suivante : aucun son n'est produit, tant qu'il n'y a pas d'alimentation. L'avertissement sonore doit se produire lorsque les points **a** et **b** sont réunis. Il en résulte qu'au repos, l'appareil ne sera pas alimenté et qu'en cas d'intrusion ou autre incident, le contact devra être établi.

A cet effet, selon l'application, on imaginera un procédé de contact entre **a** et **b**.

Le plus économique est l'emploi d'un relais dont les contacts se ferment lors de la perturbation considérée.

Il existe actuellement des relais ne nécessitant aucune alimentation. Il suffit qu'il y ait un déplacement convenable d'un aimant permanent.

Le procédé de mise en marche de cet avertisseur permet de l'utiliser dans la plupart des applications : vol, incendie, fumée, chaleur excessive, thermométrie, gaz, vapeurs, surveillance des tensions, etc.

Remarquons que le montage de la figure 6 peut être utilisé également comme un générateur BF modulé par un signal TBF.

Remarquons que le montage de la figure 6 peut être utilisé également comme un générateur BF modulé par un signal TBF.

Les deux fréquences, 1 000 Hz peuvent être modifiées.

On peut voir que la constante de temps du premier oscillateur est :

$T_1 = 0,1 \cdot 1 = 0,1$ seconde et la période correspondant à 5 Hz est :

$$T_5 = \frac{1}{5} = 0,2 \text{ seconde.}$$

Il est clair que si l'on prenait R_3 et R_4 plus petites, la fréquence serait augmentée. Même procédé pour modifier la fréquence de l'oscillateur BF (CI-2).

Le montage de la figure 6 peut être utilisé dans d'autres applications.

Par exemple, comme instrument électronique de musique. A cet effet, il faut évidemment que CI-2 serve de générateur de signaux à fréquence variable.

Il suffira de remplacer la résistance fixe R_5 de $33 \text{ k}\Omega$ par une résistance variable.

On peut voir que si $C_3 = 10 \text{ nF}$ et $R_5 = 33 \text{ k}\Omega$ la fréquence obtenue sera de l'ordre de 1 000 Hz.

Laissons C_3 à sa valeur 10 nF et faisons varier R_5 . Si $R_5 = 3,3 \text{ k}\Omega$, $f = 10\,000 \text{ Hz}$ donc, la plus petite valeur de R_5 sera $3,3 \text{ k}\Omega$.

D'autre part, si $R_5 = 330 \text{ k}\Omega$, on obtiendra une fréquence de $1\,000/10 = 100 \text{ Hz}$.

Pratiquement, on adoptera les valeurs prévues pour CI — 1 de la figure 1, ce qui conduit aux suivantes :

$R_6 = 3,9 \text{ k}\Omega$; $R_5 = 3,9 \text{ k}\Omega$ fixe, en série avec $250 \text{ k}\Omega$ variable ; $C_3 \approx 10 \text{ nF}$.

La gamme couverte sera 1 à 10 kHz. Si l'on prend, toutefois $R_5 = 3,3 \text{ k}\Omega$ fixe + $500 \text{ k}\Omega$ variable, (valeurs approximatives à retoucher après essais) on pourra aisément couvrir la gamme 100 Hz à 10 kHz.

D'autre part, le premier oscillateur CI — 1 pourra servir d'oscillateur de vibrato.

Les valeurs du schéma donnent 5 Hz approximativement. On pourra remplacer R_3 par une résistance fixe de $500 \text{ k}\Omega$ en série avec une résistance variable de $500 \text{ k}\Omega$ également, pour obtenir une gamme de 5 à 10 Hz approximativement.

Les signaux auront la forme prévue dans le montage primitif : triangulaire pour la TBF et rectangulaire pour la gamme 100 Hz à 10 000 Hz.

En supprimant C_1 (figure 6) la modulation à TBF se fera en signaux rectangulaires.

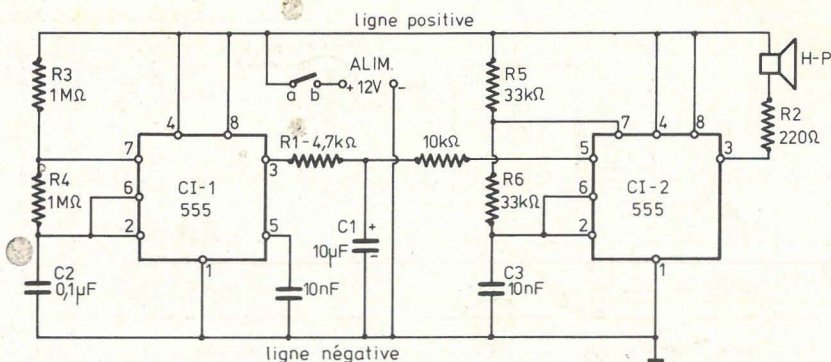


Figure 6

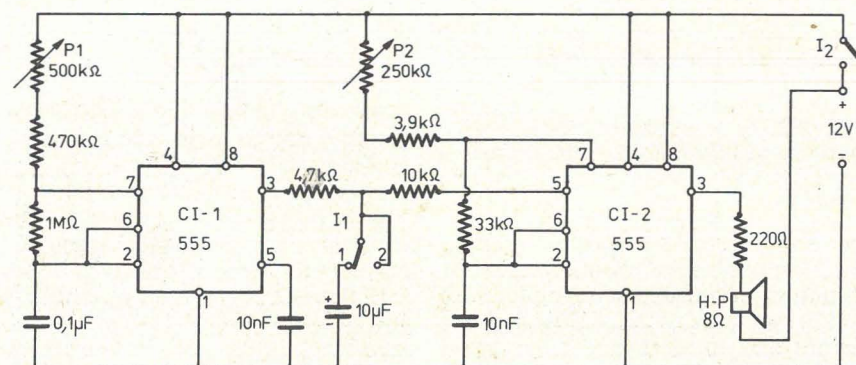


Figure 7

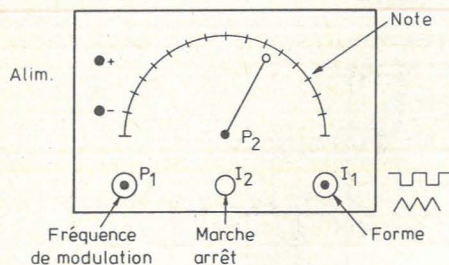


Figure 8

Voici à la figure 7, le schéma modifié.

Le contacteur I_1 permet d'obtenir une modulation en signaux triangulaires en position 1 et en signaux rectangulaires en position 2 dans laquelle le condensateur de $10\mu F$ est débranché.

Il va de soi que P_2 étant le réglage de fréquence des notes musicales, on le réalisera selon un procédé de commande imaginé par l'amateur, par exemple avec un potentiomètre rectiligne ou un potentiomètre circulaire à axe allongé comme on le montre à la figure 8.

La tige de commande de P_2 sera terminée par un anneau dans lequel on pourra passer un doigt ce qui facilitera le jeu.

L'appareil sera monodique. Il nécessitera une alimentation de 12 V. Pour une bonne stabilité de l'accord, il est recommandé d'utiliser une alimentation régulée.

La tension pourra être réduite jusqu'à 9 V mais la puissance sera alors diminuée.

Convertisseur - Régulateur, 15 V à 8,4 V

A la figure 9, on donne le schéma d'un CI du type MC 1455 MOTOROLA, utilisé comme régulateur et réducteur de tension continue, non inverseur.

Dans ce montage, on trouvera aussi deux transistors 2N2222, un transistor de puissance 2N4903 (avec emploi d'un radiateur approprié), deux diodes zener D_{Z1} et D_{Z2} et une diode normale 1N5804.

Le MC 1455 Motorola est un temporisateur équivalent au 555 et se branche de la même manière que ce dernier.

La régulation est de 0,5 % pour un courant de sortie de 300 mA avec un ronflement inférieur à 5 mA.

Dans le montage considéré, dû à P.R.K. CHETTY et publié dans ELECTRONICS, du 13 novembre 1975, le CI est monté en multivibrateur astable. Il commande Q_3 par l'intermédiaire de Q_2 . Lorsque Q_3 est à l'état conducteur, le condensateur C du filtre de sortie se charge jusqu'à la tension de sortie, régulée, désirée.

On évite une surtension par une contre-réaction qui s'exerce entre la sortie et la base de Q_1 .

Grâce à cette contre-réaction, dès que la tension de sortie prévue est atteinte, le multivibrateur passe à l'état opposé, et de ce fait, Q_3 passe au blocage.

Le mode astable de montage du MC1455 a pour effet une variation périodique de la tension aux bornes de C_1 , de $0,1\mu F$ monté entre les points 2 et 6 du CI et la masse.

Cette variation de tension se fait entre deux limites : $V_{cc}/3$ et $2V_{cc}/3$, à la fréquence :

$$f = 1,44 [(R_1 + R_2) C_1]$$

on trouve :

$$\varphi = 1272 \text{ Hz}$$

en tenant compte des valeurs des composants.

La tension la plus élevée supportée par le temporisateur est de 16 V. Dans le présent montage, elle est fixée à 8,2 V par la diode zener $DZ1$.

Avec ces données, la tension d'entrée V_{in} pourra varier entre 16 et 8,2 V.

Voici une analyse rapide et simplifiée du fonctionnement de ce régulateur.

Lorsque la sortie du MC 1455 est au niveau haut, le transistor Q_2 est conducteur et il en est de même de Q_3 . Le courant de Q_3 passe par la bobine L, par la charge et par le condensateur C de filtre.

Si la sortie du CI est au niveau bas, les transistors Q_2 et Q_3 passent à l'état bloqué. Lorsque la tension de sortie excède la valeur $V_{Z2} + V_{be1}$, Q_1 devient conducteur et le point de RESET, 4, passe au niveau bas. Les transistors Q_2 et Q_3 restent à l'écart bloqué pendant que la tension de sortie décroît. De cette manière, grâce à la contre-réaction, la tension de sortie est maintenue constante à la valeur $V_{Z1} + V_{be1}$.

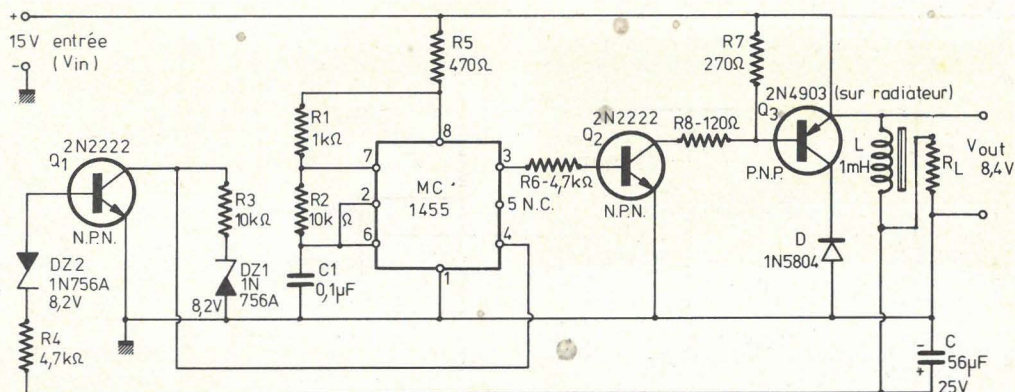


Figure 9

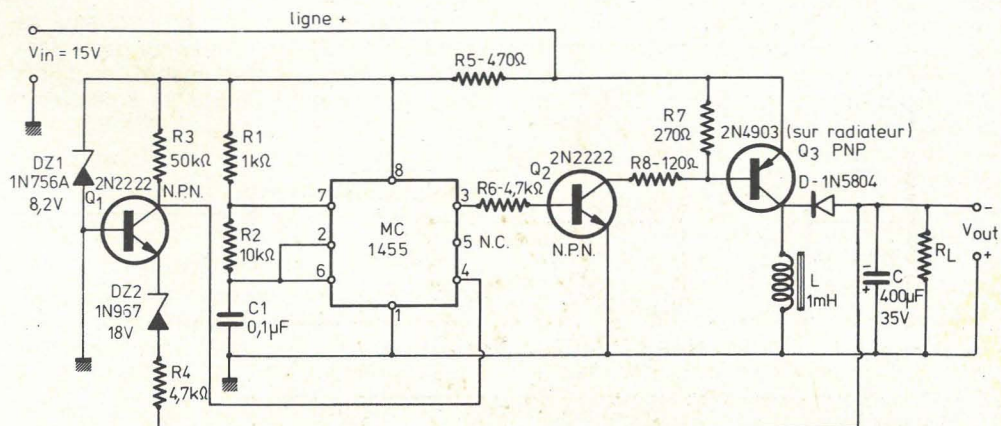


Figure 10

Voici les données numériques caractérisant le montage de la figure 9 :

V_{in} = Tension d'entrée = 15 V Max.

V_{out} = Tension de sortie = 8,4 V

I_{out} = courant de sortie = 300 mA

I_r = Courant de ronflement = 5 mA

Régulation de charge, avec $V_{in} = 15$ V,
 $I_{out} = 0$ à 300 mA = 0,5 % max.

Régulation de ligne, avec $V_{in} = 15$ à 25 V
et $I_{out} = 300$ mA : inférieure à 2,5 %.

Un autre circuit, dû au même auteur et publié dans la même revue : « Electronics », est analogue à celui décrit et permet d'obtenir à la sortie une tension inversée, c'est-à-dire négative par rapport à la masse, celle-ci étant le négatif de la tension d'entrée.

Le schéma de ce montage est donné à la figure 10. On a permuté les positions de la bobine L de 1 mH et de la diode D. La tension de sortie, régulée est égale à :

$$(V_{r2} + V_{be1}) = -19,4 \text{ V}$$

Le courant de charge est de 300 mA. Mêmes valeurs que dans le précédent montage pour le ronflement et la régulation.

Générateur de signaux pour flash

Une application intéressante du nouveau circuit intégré FZL 141 a été publiée dans la revue « Components Report X (1975) n° 4 de SIEMENS. Il s'agit d'un amplificateur de commutation précédé d'un générateur pouvant servir à plusieurs fins telles que flash électronique, alarme, par exemple. Ce montage a été décrit par H. EICHINGER de la Société SIEMENS. Un générateur d'horloge (ou rythmeur) peut être réalisé avec un multi-vibrateur astable. Les signaux qu'il fournit sont appliqués à un étage de commande, suivi d'un étage final. C'est ainsi que sont établis la plupart des montages de ce genre dont certains ne sont pas munis d'un dispositif anti-court-circuit de la sortie.

Avec le nouveau circuit de commande FZL 141, le montage se simplifie car il suffira d'ajouter, à ce CI, quelques composants extérieurs de caractéristiques courantes.

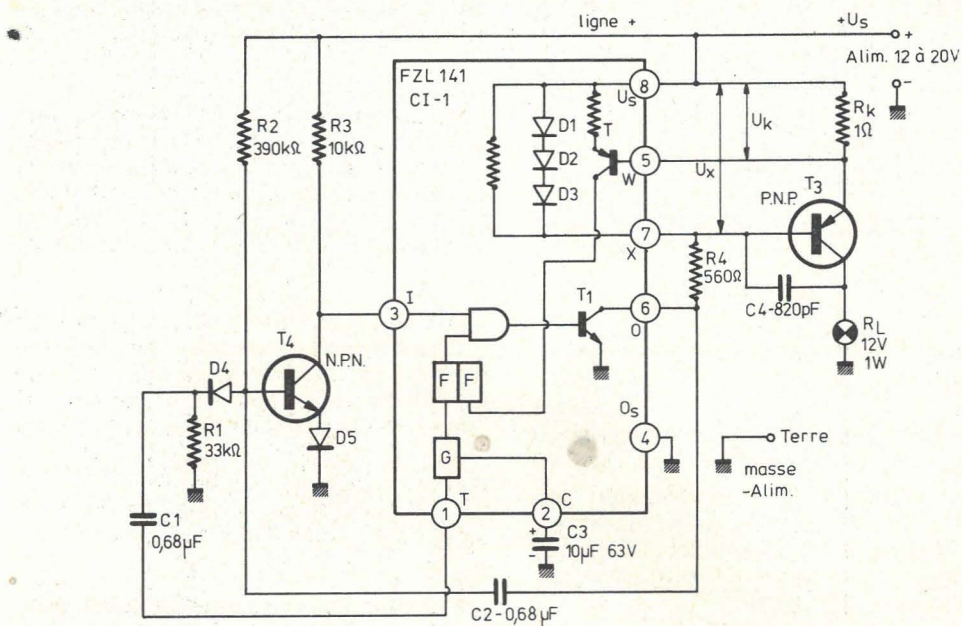


Figure 11

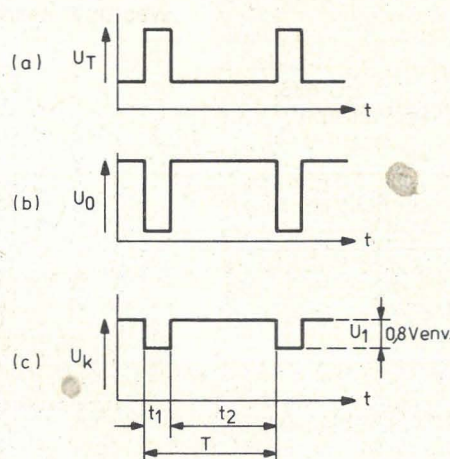


Figure 12

Dans l'ensemble, le FZL 141 sert de générateur d'horloge dont les signaux sont appliqués à un transistor final protégé contre le court-circuit.

A la figure 11 on donne le schéma de l'appareil. Le CI est à l'intérieur du rectangle pointillé et ses sorties sont les points désignés par des numéros 1 à 8 cerclés.

Fonctionnement

L'entrée est au point (3) du CI. Si une tension positive supérieure à 8 V est appliquée à cette entrée 1, le transistor intérieur du CI, T1 est alimenté. Il commande le transistor extérieur T3 et la charge RL se connecte au système.

Le CI est précédé de T4 associé à D4 et D5.

On peut choisir la fréquence du générateur par la valeur du condensateur C3 non indiquée sur le schéma.

Au tableau I on donne les valeurs correspondant à quatre fréquences.

TABLEAU I	
C	Jp
2.2 nF	8 kHz environ
10 nF	2.5 Hz environ
100 nF	200 environ
10 μF	1.5 Hz environ

Le rapport cyclique $v = t_1/T$ est 1/60. On peut voir sur la figure 12 la forme du signal. On a :

$$T = t = 1/f = t_1 + t_2$$

$$\epsilon' v = t_1/T$$

Si par exemple $f = 200 \text{ Hz}$, on a $T = 1/200 \text{ seconde} = 5 \text{ ms}$
Comme $v = 1/60$ il vient :

$$t_1 = \frac{1}{5} = 60$$

d'où $t_1 = 5/60 \text{ ms} = 83 \mu\text{F}$.

La capacité C_1 est alors de $0,1 \mu\text{F}$.

A la figure 12 les signaux sont :

En (a) : U_T = tension au point T du circuit intégré.

On voit qu'il y a superposition d'une tension continue et d'impulsions positives ; en (b) : U_0 = au point 0 du O du CI (point 6).

Ce sont des impulsions négatives avec le minimum à zéro volt. en (c) $U_K \lambda$ = impulsions sur $R_k = 1 \Omega$.

Dans ces trois tensions, les temps sont en abscisses.

Semi-conducteurs : CI = FZL 141, boîtier à 8 points de contact numérotés de 1 à 8 ; T_1 = BCY 58 (NPN) ; T_2 = BD 436, PNP à monter sur radiateur de dissipation de chaleur ; D_1 = BAY 61. Les autres semi-conducteurs sont ceux disposés à l'intérieur du boîtier du CI.

Condensateurs : $C_1 = 0,68 \mu\text{F}/100 \text{ V}$, $C_2 = 0,68 \mu\text{F}/100 \text{ V}$, C_3 (voir tableau 1) 63 V service, $C_4 = 820 \text{ pF}/63 \text{ V}$ service.

Cet appareil peut-être alimenté sous une tension continue de 12 à 20 V. La protection du transistor Q_1 est assurée par la limitation du courant de base. Sa tension U_b se maintient entre 2 et 2,4 V avec un courant I_b dont les limites sont 2 et 25 mA.

Le CI seul consomme environ 6 mA. Le courant de court-circuit I_k est de 0,7 à 0,9 A et la fréquence f la plus faible est de 1,5 Hz. Un fonctionnement correct est assuré dans un milieu dont la température ambiante est comprise entre 0°C et 70°C et 70°C . L'utilisation étant de 12 V, 1 W, elle correspond à un courant de 83 mA et une résistance de 144Ω .

Elle peut être une lampe de 12 V/1 W ou un haut-parleur de 150Ω (valeur non critique) et 1 W minimum. Il est également possible de monter un HP de moindre impédance Z , en complétant la charge avec une résistance.

S'il vous manque des fiches de caractéristiques et équivalences des transistors (code européen), regardez page 84.



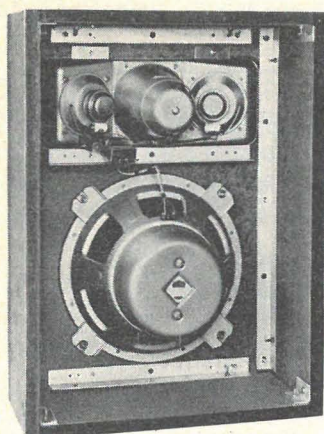
**Sa réputation n'est plus à faire
ET MAINTENANT**

LES PLATINES PRÉ-RÉGLÉES ET LE COFFRET CHÂSSIS PEUVENT ÊTRE LIVRÉS SÉPARÉMENT

SI VOUS DESIREZ
LE CONSTRUIRE VOUS-MEME

ETS P. MICHEL
Productions MICS RADIO
20 bis, av. des Clairons - 89000 AUXERRE
Documentation contre 3 timbres à 0.80 F

G 3037 Que votre ampli soit
faible (1 W, 5) ou puissant



**la célèbre
combinaison**

vous assure un rendement
inégalé, avec une excellente
musicalité et encaisse sans
effort

30 WATTS EFFICACES

4 Haut-Parleurs :

- . 1 Boomer 300 mm
- . 1 Médium à compression
- . 2 Tweeters 100 mm

Monté dans une armature en aggloméré qui s'habille
aisément de bois ou de tissu (facilement agrafable).

Dimensions : 600/450/200 mm

Livrable en 4 et 8 ohms, à un prix . . . agréable.

Bon à découper

NOM _____

Adresse _____

désire recevoir 1 documentation

SIMET

société internationale de matériel électronique et technique
26, rue Etienne Marcel 75002 PARIS Tél. 508.40.46 et 41.44

déno

DU RADIO- AMATEUR A LA HIFI

**A MARSEILLE du 8 au 15 mai inclus
à la librairie FLAMMARION**

54, la Canebière

Exposition : SON, HIFI, TÉLÉVISION

EMISSION, RÉCEPTION

avec le concours des Radio Clubs de la Région Pro-
vence et de R.T.S ELECTRONIQUE

Démonstration permanente
d'émission et de réception

A cette occasion,

LA LIBRAIRIE FLAMMARION,

le spécialiste des ouvrages techniques, radio, télévision,
électronique, hifi, présentera dans sa salle d'exposition les
ouvrages des

Editions Techniques et Scientifiques Françaises
dont elle assure la vente

Les semi-conducteurs opto-électroniques

Les semi-conducteurs optoélectroniques les plus utilisés actuellement sont de deux sortes : capteurs (ou senseurs) de lumière permettant d'obtenir un signal électrique et les composants luminescents, effectuant la transformation inverse : signal électrique - signal lumineux.

Dans la catégorie des composants fournissant des signaux électriques en fonction des signaux lumineux reçus, on peut citer les suivants : photodiodes, phototransistors, photothyristors, cellules solaires, photodarlington, réseaux de composants etc.

Dans la seconde catégorie, sont à mentionner les diodes LED (light emitting diodes = diodes émettrices de lumière).

Il existe aussi un composant nommé coupleur optique composé d'un élément d'entrée récepteur de signal électrique, couplé optiquement avec un élément de sortie qui fournit un signal électrique, théoriquement semblable à celui d'entrée.

Les photocoupleurs peuvent servir d'isolateurs entre deux montages électriques ou électroniques en transmettant un signal par des variations de lumière, donc sans aucun contact, d'où très haute isolation.

Diodes électroluminescentes (LED)

Il existe des LED donnant des signaux lumineux visibles et d'autres, émettant des signaux invisibles à l'œil humain. Par exemple, dans le domaine des infrarouges proches. Dans le cas des diodes LED à

radiation visible, on peut trouver actuellement des modèles dans diverses couleurs : rouge, vert, jaune, et même à lumière blanche.

Voici au tableau I les principales caractéristiques des diodes LED de Telefunken : Remarquons les diodes à couleur blanche, permettant d'obtenir n'importe quelle couleur en interposant un écran de la couleur désirée.

Les valeurs de I_v et U_F sont données en mcd (millicandela) et en volts respectivement, pour un courant I_F de 20 mA. Diverses dimensions et formes disponibles permettront à l'utilisateur de choisir le modèle convenant dans chaque application. La miniaturisation sera évidemment facile, grâce à ces faibles dimensions, de 1,9 à 5 mm.

Voici maintenant les caractéristiques des diodes LED rayonnant les lumières vertes et jaunes.

α est le demi-angle de rayonnement lumineux de la diode LED considérée.

On tiendra compte de la couleur de la lumière dans plusieurs cas :
1° Pour une question de goût, lorsqu'il s'agit de voyants à diodes de la même couleur.

2° Pour différencier plusieurs voyants voisins.

3° Pour l'« attaque lumineuse » d'éléments récepteurs photosensibles afin d'obtenir le maximum de sensibilité conformément aux caractéristiques de ces éléments. Les LED pour infrarouges permettent des applications dans lesquelles il est nécessaire qu'aucune radiation ne soit visible.

Les LED indiquées plus loin, au tableau III sont établies pour l'infrarouge proche.

Prenons comme exemple la diode CQY31 sans lentille ou la CQY32 avec lentille, toutes deux de caractéristiques électriques identiques.

TABEAU I ($I_F = 20$ mA) (ROUGE et BLANC)

Type	Boîtier	α	I_v (mcd)	U_F (V)	Fig.	Couleur
CQY40L	5 mm plastique	80°	1,6	1,6	1A	rouge mat
CQY40	5 mm plastique	80°	1,6	5	1A	rouge mat
CQY40/12VL	5 mm plastique	80°	1,6	12	1A	rouge mat
V135PL	5 mm plastique	30°	5	1,6	1A	blanc clair
V136PL	5 mm plastique	80°	1,6	1,6	1A	blanc mat
V137PL	5 mm plastique	30°	5	1,6	1A	rouge clair
V168P	5 mm plastique	80°	3	1,6	1A	rouge mat
V146P	2,5 x 5 plast.	80°	1,6	1,6	1B	rouge mat
CQY85	3 mm plastique	90°	1,6	1,6	1C	rouge mat
CQY41	1,9 mm plast.	40°	1,6	1,6	1D	rouge mat
V138P	1,9 mm plast.	25°	5	1,6	1D	blanc clair
V139P	1,9 mm plast.	40°	1,6	1,6	1D	blanc mat
V140P	1,9 mm plast.	25°	5	1,6	1D	rouge clair

TABLEAU II (VERT MAT et JAUNE)

Type	Boîtier	Fig.	α	Iv (mcd)	U_F (V)	Couleur
CQY72L	5 mm plastique	1A	80°	2	2,7	vert mat
V169P	5 mm plast.	1A	80°	4	2,7	vert mat
V147P	2,5 × 5 plast.	1B	80°	2	2,7	vert mat
CQY86	3 mm plast.	1C	90°	2	2,7	vert mat
CQY73	1,9 mm plast.	1D	40°	2	2,7	vert mat
CQY74L	5 mm plast.	1A	80°	3	2,7	jaune mat
V170P	5 mm plast.	1A	80°	5	2,7	jaune mat
V148P	2,5 × 2,5 plast.	1B	80°	3	2,7	jaune mat
CQY87	3 mm plast.	1C	90°	3	2,7	jaune mat
CQY75	1,9 mm plast.	1D	40°	3	2,7	jaune mat

On a donné à la figure 1, les dimensions en millimètres et la forme de la CQY31 et CQY32.

Le symbole schématique des diodes LED est indiqué à la figure 1E.

Une diode LED de ce genre est montée dans un boîtier cylindrique. Une base du cylindre est traversée par les deux fils de branchement dont le repérage est indiqué sur le brochage. L'anode A est connectée au fil le plus proche de l'ergot. La distance entre le fil de l'anode A et celui de la cathode K est de 2,54 m = 1 pouce.

Caractéristiques absolues maxima

Tension inverse $U_R = 4$ V.
 Courant direct $I_F = 100$ mA.
 Courant direct de pointe $I_{FM} = 200$ mA.
 Courant de pointe direct pendant $10\mu s$ max : $I_{FSM} = 2,5$ A.
 Dissipation de puissance : $P_v = 150$ mW
 Température de jonction : $T_j = 100^\circ C$.
 Gamme des températures de stockage : $T_{stg} = -25 \text{ à } +100^\circ C$.

Voici à la figure 2 la variation de P_v la puissance dissipée maximale (en ordonnées et en mW) en fonction de la température ambiante t_{amb} (en abscisses et en $^\circ C$).

On voit que pour la LED considérée, P_v max. est de 150 mW, puissance pouvant être maintenue depuis $0^\circ C$. jusqu'à $25^\circ C$.

La puissance doit diminuer, ensuite, linéairement pour atteindre 50 mW à $75^\circ C$ et zéro à $100^\circ C$. Ceci est conforme aux valeurs numériques des caractéristiques. Pour une bonne fiabilité, tenir compte des indications de la figure 2.

Résistances thermiques

Il y a lieu de considérer deux résistances thermiques :

Résistance thermique de jonction — ambiante $R_{thJA} = 450^\circ C/W$.
 Résistance thermique de jonction — boîtier $R_{thJC} = 150^\circ C/W$.
 La connaissance des R_{th} est nécessaire pour le montage de ces diodes dans les meilleures conditions.

Caractéristiques électriques et optiques à $t_{amb} = 25^\circ C$

Puissance rayonnée à $I_F = 100$ mA : $\Phi_e = 0,5$ (min) 1 (typ) mW.
 Coefficient de température de Φ_e à $I_F = 100$ mA : $TK\Phi_e = -1$ (min) $\%/^\circ C$.
 Intensité rayonnée à $I_F = 100$ mA :
 CQY31 : $I_e = 0,25$ mW/sr (typ.)
 CQY32 : $I_e = 4,5$ mW/sr (typ.)
 avec sr = stéradian.
 Longueur d'onde de pointe du signal émis : $\lambda = 910$ nm (typ.)
 Demi-bande spectrale : $\Delta\lambda_p = 35$ nm (nm = nonomètre).
 Tension directe, à $I_F = 100$ mA : $U_F = 1,25$ V (typ) et 1,5 V (max.)
 Résistance directe différentielle à $I_F = 100$ mA : $r_f = 2\Omega$ (typ.).
 Tension de coupure à $I_R = 100\mu A$ (break-down) : $U_{BR} = 4$ V (min.).
 Capacité de jonction, à $U_R = 0$, $f = 500$ kHz : $C_j = 130$ pF (typ.)
 Il est évident que ces caractéristiques «optiques» sont particulières aux diodes émettant des infrarouges considérées ici.

Caractéristiques de commutation

Temps de montée : $t_r = 100$ ns (typ.)
 Temps de descente : $t_f = 100$ ns (voir définition plus loin et la figure 5).

Voici à la figure 3 un montage de mesures des temps de montée et de descente lorsqu'une tension rectangulaire est appliquée à la LED CQY31 ou CQY32.

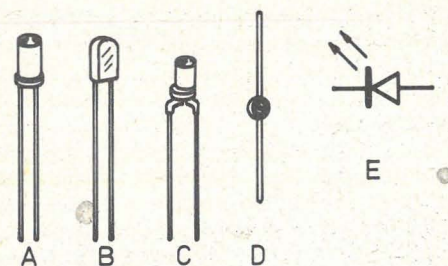


Figure 1

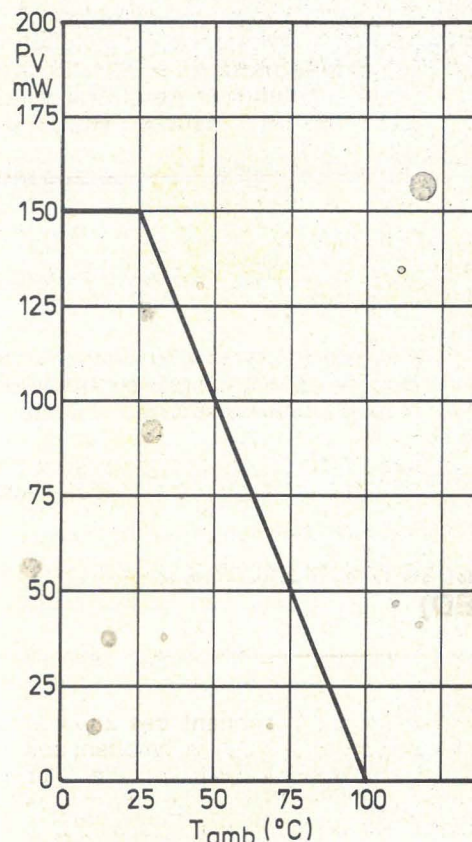


Figure 2

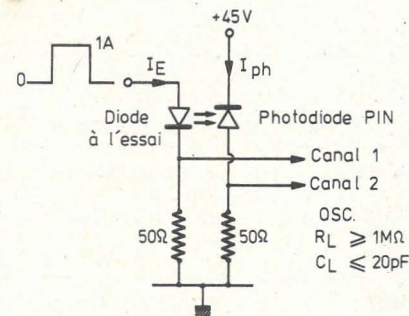


Figure 3

On peut voir que la diode LED à essayer reçoit le signal rectangulaire entre l'anode A, à la masse, tandis que la cathode K est reliée par une résistance de 50Ω à la masse.

Les rayons émis par la LED sont dirigés vers une photodiode PIN montée de la manière suivante : la cathode est reliée au +45 V d'une alimentation dont le négatif est à la masse. L'anode de la diode PIN est reliée à la masse par une résistance de 50 Ω .

Les tensions aux bornes des résistances de 50 Ω sont appliquées aux entrées des canaux I et II d'un oscilloscope, ce qui fera apparaître la forme du signal d'entrée et celle du signal de sortie. L'oscilloscope doit avoir une entrée de résistance égale ou supérieure à 1 M Ω et une capacité égale ou inférieure à 20 pF.

Courbes caractéristiques

Toujours, pour les diodes LED à infrarouge proche CQY31 et CQY32, on a relevé quelques courbes dont les suivantes :

Figure 4A : I_F = courant direct (en ordonnées) en fonction de U_F = tension directe (en abscisses).

Figure 4B : Φ_e = puissance rayonnée (en ordonnées) en fonction de I_F = courant direct (en abscisses).

Les diodes CQY31 et CQY32 sont au GaAs.

Autres diodes à infrarouge proche : CQY33, CQY34, CQY35, CQY36, CQY37 et CQY38.

Voici au tableau III ci-après les caractéristiques résumées des diodes LED émettant des rayonnements en infrarouge proche.

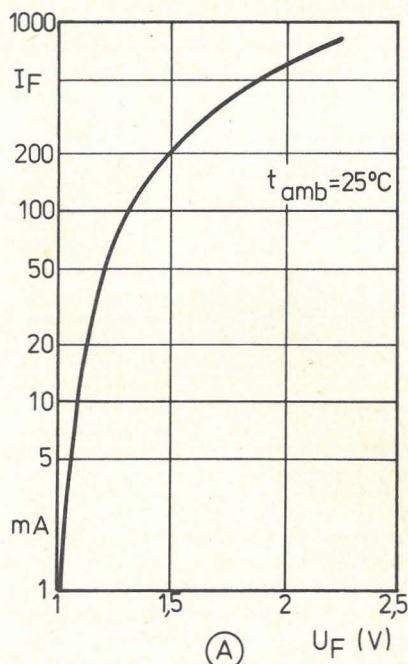


Figure 4

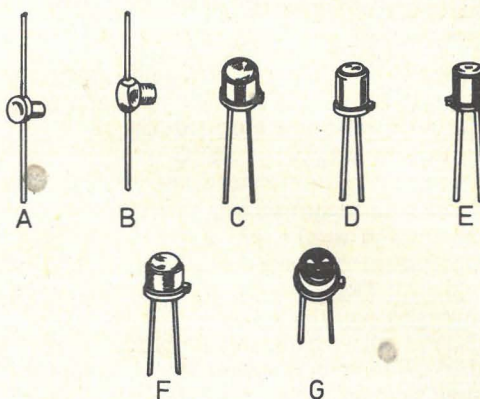
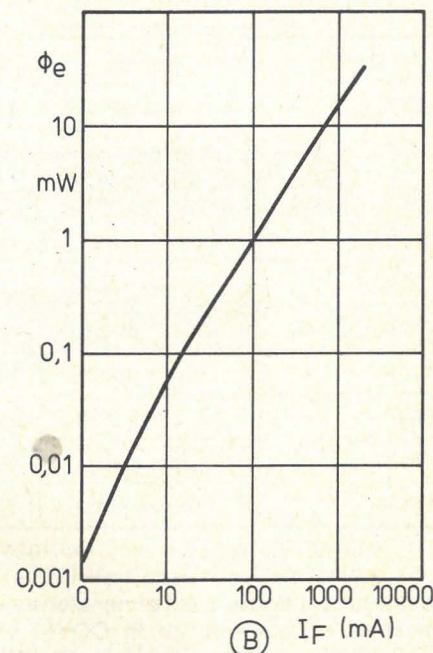


Figure 5

Temps de montée et de descente t_r et t_f

Lorsqu'une tension rectangulaire est appliquée à l'entrée d'un circuit, à sa sortie on constate que la montée et la descente de la tension ne se font pas en un temps nul. Elles ont des durées t_r (montée) et t_f (descente) différentes de zéro.

Si t_p est la durée totale d'un palier, partie horizontale donc, tension constante du signal, les valeurs de t_r et t_f seront d'autant plus petites par rapport à t_p que le circuit transmet le signal fidèlement.

Si $t_r = t_p = 0$, la transmission est parfaite et le signal de sortie est lui aussi parfaitement rectangulaire.

Voici à la figure 6 en (A) la tension d'entrée et en (B) la tension de sortie, que nous supposons non inversée.

Pour la tension de sortie (B) il y a lieu de tenir compte des périodes partielles suivantes :

Montée : t_d = durée entre le départ et le moment où la tension de sortie atteint 0,1 (ou 10 %) de la valeur normalisée 1 correspondant à la tension amplifiée,
 t_r = durée de la montée entre les ordonnées 0,1 et 0,9,
 t_{on} = descente entre 1 et 0,9,
 t_f = descente entre 0,9 et 0,1,
 t_{off} = descente entre 1 et 0,1,
 t_p = temps égal à celui du palier de la tension d'entrée.

En général on s'intéresse surtout aux temps de montée t_r (entre 0,1 et 0,9) et de descente t_f (entre 0,9 et 0,1). Si la tension d'entrée n'est pas parfaitement rectangulaire, les temps indiqués plus haut seront plus longs.

TABLEAU III (voir figure 5)

Type	Boîtier	Fig.	α degrés	Φ_e mW	I_F mW/str	I_f mA	t_r us	t_f us	p nm
CQY31	TO18	5C	80	1	0,25	100	0,1	0,1	910
CQY32	TO18	5D	10	1	4,5	100	0,1	0,1	910
CQY33	TO18	5C	80	4,5	1,2	100	0,5	0,6	945
CQY34	TO18	5E	25	4,5	13	100	0,5	0,6	945
CQY35	TO18	5D	10	4,5	20	100	0,5	0,6	945
CQY36	Miniplast	5A	80	2	0,4	50	0,5	0,6	940
CQY37	Miniplast	5B	25	2	2,2	50	0,5	0,6	940
CQY38H	Spécial	5F	160	8	1,6	100	0,5	0,6	945
V143P	Spécial	5G	40	20	40	200	0,5	0,6	925

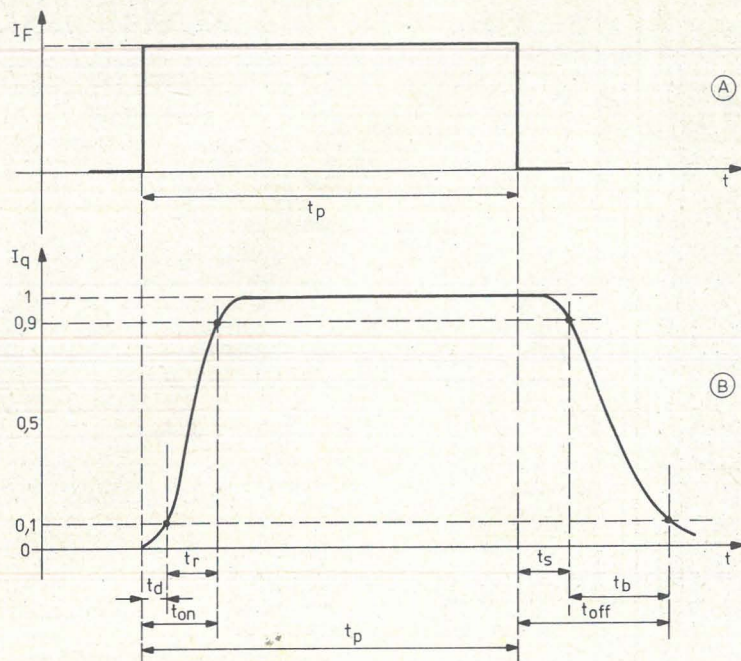


Figure 6

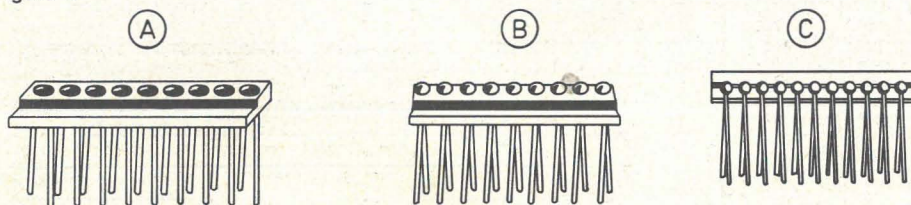


Figure 7

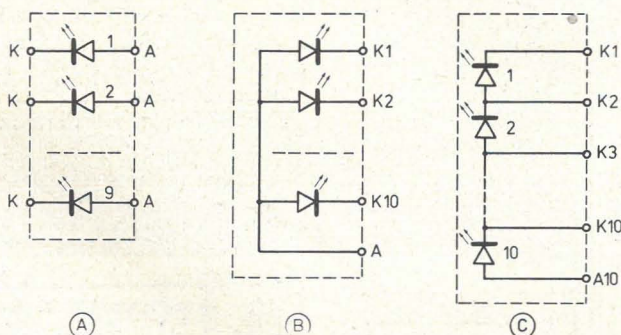


Figure 8

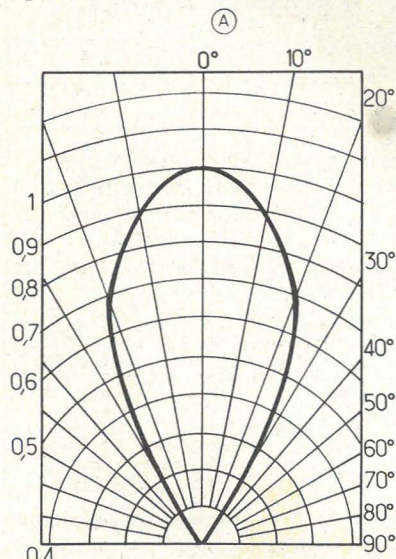


Figure 9

Réseaux de diodes LED

Dans certaines applications, on a besoin d'un nombre parfois important de LED. On pourra utiliser des diodes indépendantes ou des réseaux de diodes.

Les réseaux CQY66/9 et CQY37/9 contiennent 9 LED à connexions indépendantes permettant tous les branchements imposés par un schéma.

Ces diodes rayonnent en infrarouge proche. Les CQY37/9 sont à lentilles et leur demi-angle d'intensité est de 25° alors que la diode CQY36/9 a un demi-angle de 80°.

A la figure 7 on donne les formes des réseaux, à gauche le type CQY36/9 et au milieu le CQY37/9 à lentille.

En figure 8A les branchements des 2 fois 9 fils, A et K, des diodes. Un autre réseau, le CQY39 — V131P comprend 10 éléments infrarouges proches.

A la figure 7C on donne la forme et les dimensions de ce réseau, à la figure 8B, en bas, le branchement du type CQY39 qui comprend un fil commun pour les anodes, à la figure 10C, le V131P, à montage en série.

Les caractéristiques principales des réseaux de LED sont données au tableau IV ci-après.

Diagramme de rayonnement

Voici à la figure 9 le diagramme de rayonnement des LED CQY39 ou V131P pour une seule diode LED.

Ces deux réseaux ne sont différents que par leurs connexions (voir figure 8) mais les diagrammes de rayonnement sont les mêmes.

Le diagramme a une forme ovale comme un lobe. Dans le tableau IV on indique que l'angle α est égal à 50° pour les diodes des réseaux CQY39 et V131P.

En effet, l'intensité lumineuse relative de 0,5 rencontre la courbe ovale aux rayons + 25° et - 25° ce qui donne bien 50° pour l'angle total de rayonnement.

Cela est valable aussi pour les éléments récepteurs de lumière. Le premier sera la cellule photovoltaïque du type BPW12, choisie à titre d'exemple (voir notre prochain article).

TABLEAU IV
Réseaux à diodes émettant des infrarouges proches

Type	Boîtier	Fig.	Ecartement mm entre éléments	α	P_e mW	I_F mA	t_r μ s	t_f μ s	λ_p nm
CQY36/9	Plastique	7A	2,54	80°	0,5	20	0,5	0,6	940
CQY37/9	Plastique	7B	2,54	25°	0,5	20	0,5	0,6	940
CQY39	Plastique	7C	2,54	50°	0,5	20	0,1	0,1	910
V131P	Plastique	7C	2,54	50°	0,5	20	0,1	0,1	910