

**F. GAILLARD
P. GIRARD**

**REALISEZ
VOUS-MÊME
UN SYNTHÉTISEUR
MUSICAL**

Diffusion :

**EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19**

TABLE DES MATIÈRES

Introduction	9
Remarques sur la construction	11
Structure générale, fonctions des modules	13
Modifications possibles	16
Chapitre I : Préamplificateur universel	19
Chapitre II : Mixage 4 voies/alimentation/amplificateur pour casque	27
Chapitre III : Clavier monodique 3 octaves, mécanique	33
Chapitre IV : VCO	41
Chapitre V : Générateurs d'impulsions	57
Chapitre VI : Générateur de bruit blanc/rose	67
Chapitre VII : Générateur d'impulsions aléatoires	73
Chapitre VIII : VCA	87
Chapitre IX : Modulateur équilibré (en anneau)	97
Chapitre X : Générateur d'enveloppes	105
Chapitre XI : Filtre universel	117
Chapitre XII : VCF	127
Chapitre XIII : Modules pour séquenceur	137
Chapitre XIV : Déphaseur	153

INTRODUCTION

A la suite du grand intérêt qu'avaient manifesté les lecteurs de la revue « Électronique Pratique » à la publication de nos articles décrivant la réalisation d'un synthétiseur modulaire pouvant être construit par des amateurs, nous avons pensé reprendre ces descriptions, revues et améliorées, dans ce petit livre.

Nous souhaitons en particulier qu'un des compléments que nous avons apportés, à savoir la réalisation d'un clavier traditionnel mécanique à trois octaves, retienne l'attention du grand nombre d'amateurs qui avaient souhaité en entreprendre la construction.

Parlons un peu à présent des performances que l'on peut attendre de notre synthétiseur. Il s'agit d'un instrument modulaire, c'est-à-dire que l'amateur peut aussi bien concevoir un appareil équivalent à un synthétiseur du commerce d'un prix de 2500 F (avec 6 ou 7 modules), ou bien un instrument déjà très performant (avec par exemple 40 modules), peut-être équivalent à un prix de 50 000 F.

En effet, presque toutes les sortes de modules fonctionnels que l'on peut trouver dans les appareils commerciaux ont fait l'objet d'une description, ou bien peuvent être reconstituées par association de plusieurs blocs.

G.G.

QUELQUES REMARQUES AU SUJET DE LA CONSTRUCTION ÉLECTRONIQUE AMATEURS

De très nombreux lecteurs nous ont écrit pour nous demander conseil, au sujet de difficultés qu'ils éprouvaient dans la mise au point d'un module ou d'un autre.

Très souvent, il s'agit d'amateurs tout à fait débutants, peu ou pas outillés et, nous nous permettons de le dire amicalement, manquant un peu de persévérance et d'esprit d'initiative...

Nous conseillerions à un électronicien novice désirant se lancer dans la construction du synthétiseur plusieurs choses :

- 1° Réaliser pour commencer quelques petits montages très simples comme il s'en trouve dans *Électronique Pratique*, ou bien dans les divers ouvrages de B. Fighiera, chez le même éditeur.
- 2° Disposer si possible (mais ce n'est pas indispensable) d'un petit oscilloscope.

Certains pourront juger qu'il s'agit là d'une grosse dépense, néanmoins, il existe plusieurs modèles du commerce à des prix d'environ 2500 F. Ne pensez pas trouver un oscilloscope d'occasion à un bon rapport qualité/prix, vous iriez au-devant de certaines désillusions. En effet, ces appareils sont tellement recherchés que les commerçants en surplus en tirent les conséquences...

Achetez de préférence un modèle neuf, si possible d'une marque qui ne fabrique que des oscilloscopes, car vous bénéficierez ainsi pour un modèle « bas de gamme » du savoir-faire des bureaux d'études habitués à travailler sur des engins plus performants.

- 3° Apprenez à bien lire un schéma : le schéma, dans une description pratique, n'est pas là pour la décoration, mais pour la simple et bonne raison que c'est le seul document qui donne une vue globale du montage. Pour un électronicien, même débutant, il est beaucoup plus facile de raisonner sur un schéma (pour rechercher une panne, par exemple), que de se plonger dans le tracé du circuit imprimé.

Après ces quelques remarques, permettez-nous de vous souhaiter bienvenue à bord du synthétiseur... et bonne route !

STRUCTURE GÉNÉRALE DU SYNTHÉTISEUR

Conformément au vœu de modularité que nous avons formé pour l'appareil, chaque fonction essentielle est accomplie par une unité autonome (à l'exclusion de son alimentation), ou, quelquefois, comme le séquenceur, par un assemblage d'éléments.

Parmi les modules, deux jouent un rôle à part, essentiellement pour des raisons mécaniques. Ce sont, d'une part l'alimentation stabilisée — amplificateur — casque — mixage, d'autre part le clavier trois octaves. Ces ensembles sont hors-normes mécaniques par rapport aux autres modules, tous implantés dans des boîtiers Teko 3 B ou 4 B.

Les boîtiers fonctionnels « ordinaires » sont alimentés par des câbles à connecteurs DIN trois broches et les connexions signal réalisées au moyen de câbles blindés à prises cinch, selon la technique la plus employée pour les appareils HiFi. Toutes les entrées et sorties sont de tensions compatibles (1 V crête).

De plus, nous avons fait de gros efforts pour que tous les composants entrant dans la composition des modules soient faciles à trouver partout en France (si besoin est par correspondance).

Voici maintenant la nomenclature de détail des éléments permettant de construire notre synthétiseur.

Interfaces (entrées/sorties)

Chapitre I - Préamplificateur universel

Entrées cellule phonocaptrice
microphone à bobine mobile ou à électret
guitare électrique
orgue électronique
etc.

La tension de sortie est ajustable

Chapitre II - Mixage 4 voies

(incorporé au module alimentation et amplificateur casque).

Chapitre III - Clavier trois octaves, mécanique

- Monodique dans la version réalisée.
- Peut être rendu polyphonique en munissant chaque octave, par exemple, de son VCO particulier.
- On peut réaliser deux claviers pour obtenir deux jeux.

Générateurs répétitifs

Chapitre IV - VCO (voltage controlled oscillator)

- Trois sorties simultanées (sinusoïdal, triangle, carré).
- Une entrée balayage de fréquence.
- Réglage de la fréquence de repos (en l'absence de tension de balayage).
- Deux versions :
TBF : 0,05 Hz à 10 Hz
Audio : 50 Hz à 20 kHz.

Chapitre V - Générateur d'impulsions carrées audio

Largeur des impulsions et cadence de répétition réglables.

Générateurs aléatoires

Chapitre VI - Générateur de bruit blanc et rose

- Donne un bruit à large bande.
- Le bruit blanc contient beaucoup plus de fréquences aiguës que le bruit rose.

Chapitre VII - Générateur d'impulsions aléatoires

- Donne des impulsions carrées de largeur réglable mais donnée, dont l'instant d'apparition est aléatoire, autour d'une valeur moyenne.
- Commutable pour obtenir des niveaux de tension aléatoire, à cadence de renouvellement réglable.

Modulateurs

Chapitre VIII - VCA

(Voltage controlled amplifier)

Modulateur d'amplitude. C'est le module qui est utilisé en plus grand nombre dans tout synthétiseur. Il joue un rôle de

« robinet » pour un signal, le débit dudit robinet étant fonction de la tension appliquée à l'entrée de commande.

Chapitre IX - Modulateur équilibré (dit « en anneau »)

- Se branche comme un VCA, mais l'entrée de commande reçoit, comme l'entrée principale, un signal audio.
- Produit un effet particulier.

Chapitre X - Générateur d'enveloppes

A décroissance et croissance réglables indépendamment, chacune de formes différentes + attaques réglables commutables.

Filtres

Chapitre XI - Filtre universel

- Fréquence réglable par potentiomètre.
- Q ajustable en changeant une résistance.
- Trois sorties simultanées : passe-haut, passe-bas et passe-bande.

Chapitre XII - VCF (voltage controlled filter)

Identique au filtre universel, mais la fréquence est déterminée par une tension appliquée à l'entrée de commande. Cette tension doit varier à une fréquence inférieure à 10 Hz.

Éléments de séquenceur

Un séquenceur est un appareil qui permet de programmer, par des réglages, toute une séquence d'événements. L'action sur les autres modules s'effectue directement par l'intermédiaire de VCA. Il est réalisé au moyen de quatre éléments :

Chapitre XIII - Générateur d'impulsions de séquence

Identique au générateur d'impulsions Audio (voir plus haut), à la période et à la durée près, qui sont beaucoup plus longues.

Chapitre XIII - Retardateur d'impulsion

Retarde d'un temps réglable une impulsion appliquée à l'entrée, et de plus modifie à volonté sa largeur.

Ces modules se placent en chaîne pour déterminer une séquence de fonctionnement.

Chapitre XIII - Additionneur d'impulsions

Compléments des retardateurs d'impulsions.

Ils servent à obtenir toute la séquence sur une seule ligne.

Chapitre XIV - Déphaseur

Ce module, ajouté à deux VCA, permet d'obtenir l'effet « panoramique » commandée par une tension, en stéréophonie.

Mixage — alimentation — ampli

Chapitre II - Alimentation ± 10 V stabilisés 2,5 A

Peut alimenter jusqu'à une cinquantaine de modules.

Amplificateur de test avec mixage

- Puissance 6 W/8 Ω environ.
- Prise pour casque.
- Mixage quatre voies.

RÉALISATION DU SYNTHÉTISEUR SOUS UNE AUTRE FORME

Nombreux sont les amateurs qui désirent utiliser un synthétiseur monobloc, ou bien faire l'économie des boîtiers métalliques, etc.

C'est une volonté louable, mais qui demande réflexion pour aboutir à un appareil de bon fonctionnement. Voici quelques conseils :

Il n'est en général pas souhaitable de supprimer les capacités de découplage que nous avons placé sur chaque circuit imprimé entre les lignes d'alimentation et le 0 V, ce qui risquerait de provoquer des accrochages.

Si un grand boîtier doit être utilisé pour contenir l'ensemble de l'appareil, il devra être métallique, pour assurer le blindage des différents circuits.

Le préampli universel, en tous cas, devra toujours être monté dans un boîtier métallique individuel (même s'il est intérieur au coffret principal).

On devra éloigner autant que possible les éléments de l'alimentation (surtout le transformateur).

Les fils blindés ne sont pas forcément indispensables, faire des essais...

Les connexions

Si l'on veut s'affranchir des câbles, on peut utiliser des commutateurs (solution chère, compliquée et restreignant les possibilités), ou bien utiliser une matrice de jacks ou de fiches Cinch. Toutes les entrées de modules sont reliées aux contacts externes des verticales, par exemple, tandis que toutes les sorties le sont aux contacts internes des horizontales. De la sorte, en enfonçant une fiche en court-circuit sur une prise, on peut relier l'une quelconque des entrées à l'une quelconque des sorties. On peut bien sûr relier plusieurs entrées à une sortie. Par contre, il est hors de question de relier plusieurs sorties à une ou plusieurs entrées : d'abord cela n'a aucune utilité, ensuite cela risque d'endommager les circuits.

CHAPITRE I

LE PRÉAMPLIFICATEUR UNIVERSEL

Il s'agit de réaliser un préamplificateur grand gain et faible bruit, qui puisse être utilisé pour amplifier simplement (un micro, par exemple) ou bien pour amplifier et corriger à la fois (tourne-disque, avec correction RIAA pour une cellule magnétique).



Ce préamplificateur peut également servir pour amplifier un magnétophone qui sort une tension comprise entre 50 et 200 mV. Dans ce cas, il ne faudra pas jouer sur le potentiomètre P_1 (on saturerait T_2 et T_3 , de toute façon), mais il est nécessaire d'augmenter la valeur de $R_9 = 3,3 \text{ k}\Omega$, pour diminuer le gain de l'ensemble.

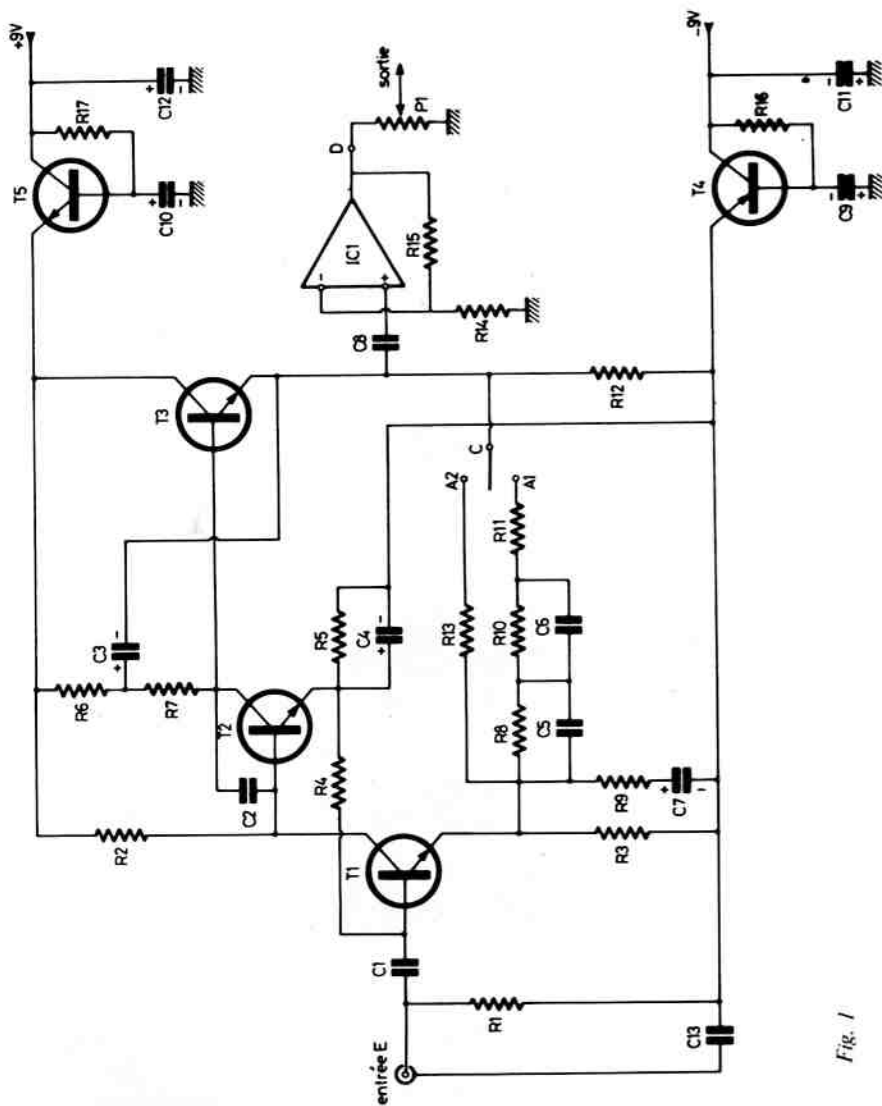


Fig. 1

Le schéma (fig. 1)

T₁ est monté en amplificateur à petits signaux avec un courant de collecteur très faible pour diminuer le bruit. Son point de repos est déterminé par bouclage en continu sur l'émetteur de T₂, ce qui est garant d'une excellente stabilité générale des polarisations dans le montage. Son gain est de l'ordre de 100. T₂ est également monté en amplificateur de tension, son gain est augmenté par le « bootstrap » réalisé sur sa résistance de charge R₇, en retour depuis la sortie. T₂ voit ainsi une très grande impédance sur son collecteur, ce qui lui confère un gain de plusieurs centaines, malgré la valeur relativement élevée de R₅.

T₃, amplificateur de courant, abaisse l'impédance de sortie de l'ensemble et facilite le prélèvement de la contre-réaction, qui est assurée au choix (en alternatif seulement), par R₁₃, R₉, C₇ (linéaire en fréquence) ou bien par R₁₁, R₁₀, C₆, R₈, C₅, R₉, C₇ (correction RIAA).

IC₁ réamplifie le signal et l'amène à 1 V pour compatibilité avec les autres modules. P₁ règle la tension de sortie.

Surtout en position RIAA, un préamplificateur est sensible aux ronflements sur les lignes d'alimentation, c'est pourquoi nous y avons disposé deux transistors comme filtres (très efficaces, sans chute de tension notable).

Réalisation pratique (voir fig. 2 à 6)

On remarquera que la double prise cinch doit être isolée du boîtier pour ne pas créer de boucles de masse. On disposera pour cela entre elle et la tôle la petite plaquette perforée de bakélite qui est fournie avec, il faudra de plus agrandir le Ø du trou de la prise d'entrée à 12 mm.

On suivra alors rigoureusement le plan de câblage indiqué si l'on ne veut pas obtenir un « générateur de ronflette » !

De nombreux points de détail seront traités plus loin.

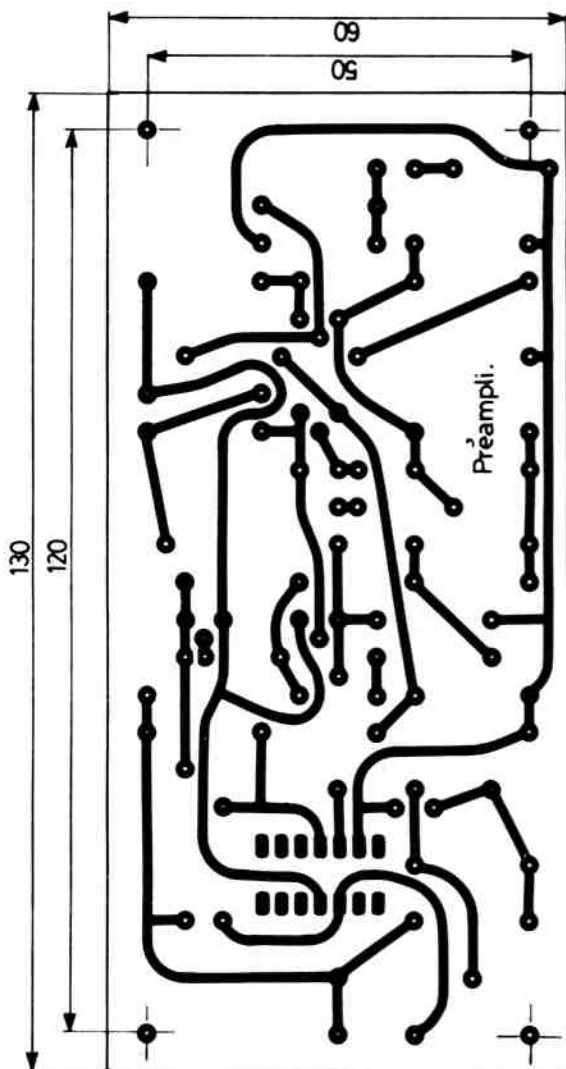


Fig. 2

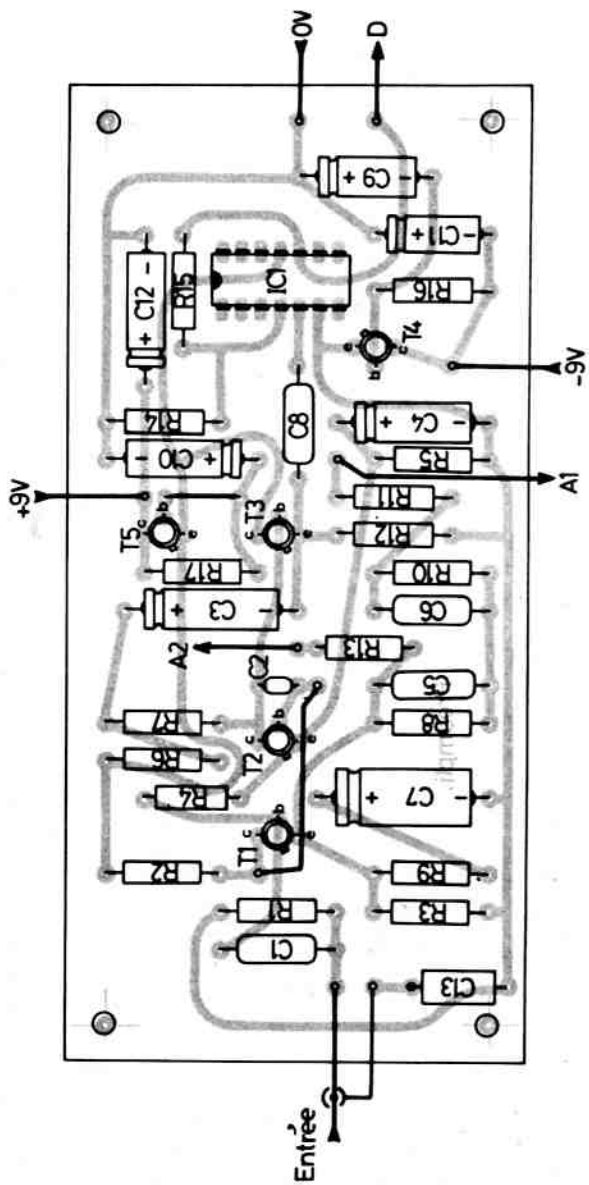


Fig. 3

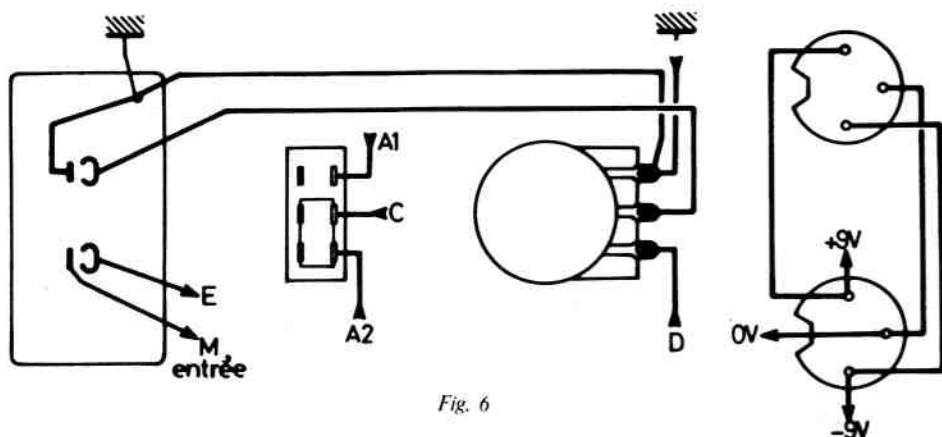


Fig. 6

Nomenclature des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R₁ : 47 kΩ (jaune, violet, orange).

R₂ : 1 MΩ (marron, noir, vert).

R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange).

R₄ : 680 kΩ (bleu, gris, jaune).

R₅ : 24 kΩ (rouge, jaune, orange).

R₆ : 62 kΩ (bleu, rouge, orange).

R₇ : 68 kΩ (bleu, gris, orange).

R₈ : 18 kΩ (marron, gris, orange).

R₉ : 300 Ω (orange, noir, marron).

R₁₀ : 300 kΩ (orange, noir, jaune).

R₁₁ : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge).

R₁₂ : 5,1 kΩ (vert, marron, rouge).

R₁₃ : 33 kΩ (orange, orange, orange).

R₁₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange).

R₁₅ : 100 kΩ (marron, noir, jaune).

R₁₆ : 10 kΩ (marron, noir, orange).

R₁₇ : 10 kΩ (marron, noir, orange).

C₁ : 1 μF plaquette.

C₂ : 15 pF céramique.

C₃ : 10 μF/25 V.

C₄ : 10 μF/25 V.

C₅ : 4,7 nF plaquette.

C₆ : 15 nF plaquette.

C₇ : 47 μF/25 V.

C₈ : 1 μF plaquette.

C₉, C₁₀, C₁₁, C₁₂ : 10 μF/25 V.

C₁₃ : 1 μF plaquette.

P₁ : 10 kΩ Log.

IC₁ : SN72741, μA741.

T₅, T₁, T₂, T₃ : BC109C.

T₄ : BC179B, BC177.

1 prise Cinch double avec isolant.

2 × DIN 3 broches.

1 inverseur simple.

1 coffret Teko 4B (140 × 72 × 44).

+ visserie.

CHAPITRE II

MIXAGE 4 VOIES ALIMENTATION GÉNÉRALE AMPLIFICATEUR 6 W

Le module suivant occupe une place un peu marginale dans le synthétiseur : en effet, il contient l'alimentation sans laquelle aucun des modules de fonctions ne pourrait accomplir son office.

Son volume est par conséquent très différent de celui des autres éléments du synthétiseur.

Il devra être disposé dans un boîtier métallique assez vaste et bien ventilé.

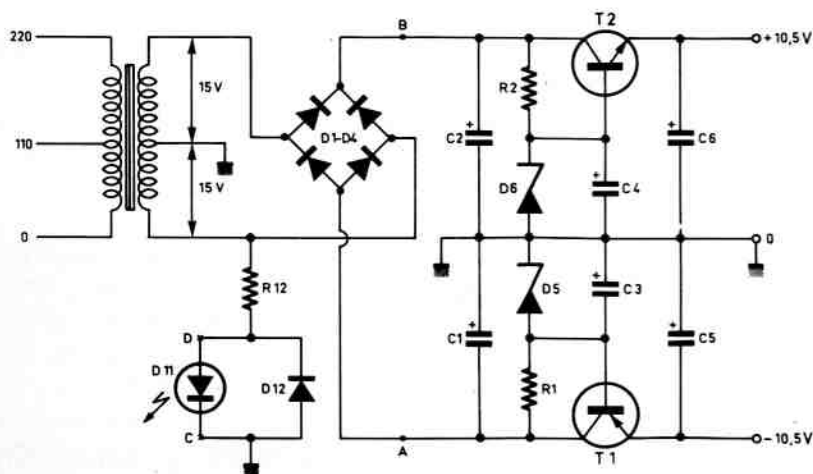


Fig. 1

Nous avons également disposé dans cet ensemble un amplificateur pour casque ou HP (il sort tout de même ses 6 W), pourvu de quatre entrées mixables, ce qui est un complément intéressant par ses possibilités.

L'alimentation (schéma fig. 1)

Elle est on ne peut plus simple, classique, et assez puissante pour alimenter jusqu'à une cinquantaine de modules.

Elle est symétrique, chaque moitié est régulée en série par un transistor ballast (MJ 1001 ou 901), qui est un Darlington de puissance, et dont le potentiel de base est déterminé par une diode zener (D_6-D_5) alimentée par une résistance (R_2-R_1). Les capacités (C_4-C_3) filtrent le courant appliqué à la zener. C_1 et C_2 sont les condensateurs principaux de filtrage, ils seront de taille conséquente : 2 200 ou mieux 4 700 $\mu F/25 V$.

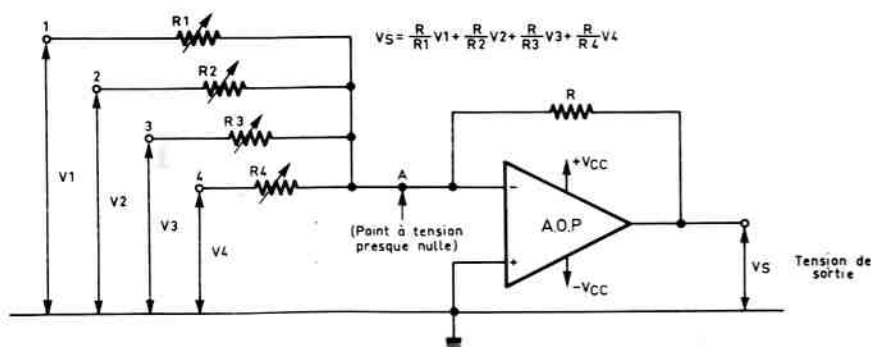


Fig. 2

D_{11} est une LED qui sert de voyant de mise en marche pour le synthétiseur. Elle est alimentée en alternatif (pour s'éteindre aussitôt manœuvré le commutateur arrêt/marche). D_{12} lui évite d'avoir à supporter une tension inverse.

Le mixage (schéma fig. 2)

Nous avons adopté une disposition à amplificateur opérationnel qui a pour principal avantage de rendre les commandes des voies absolument indépendantes les unes des autres.

L'amplificateur (schéma fig. 3)

On reconnaît la partie mixage de la *figure 2*. L'amplificateur opérationnel est constitué par l'ensemble de IC₁, de T₃, T₄, T₅, T₆, ces derniers sont polarisés par D₇, D₈, pour un minimum de distorsion de raccordement.

L'ampli délivre une puissance d'environ 8 W/4 Ω et 5 W/8 Ω.

R₉ atténue la sortie casque. R₁₀, R₁₁ atténuent la sortie pour compatibilité avec un autre amplificateur.

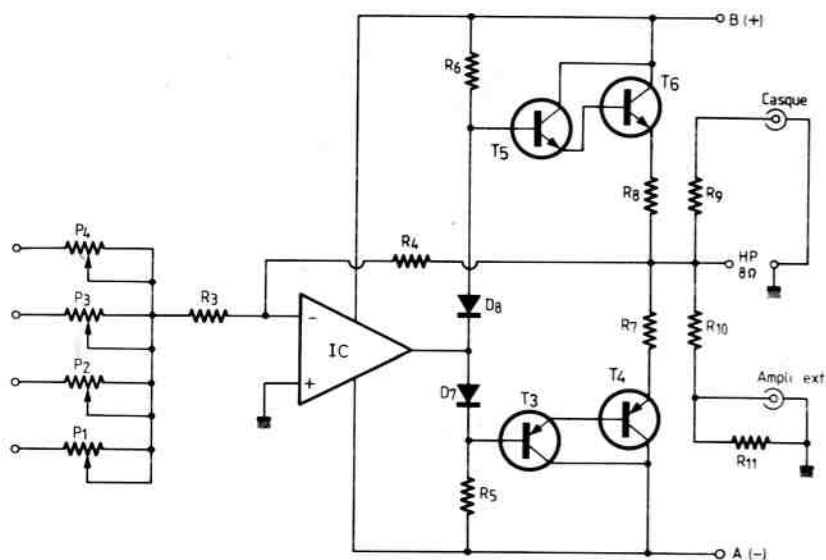


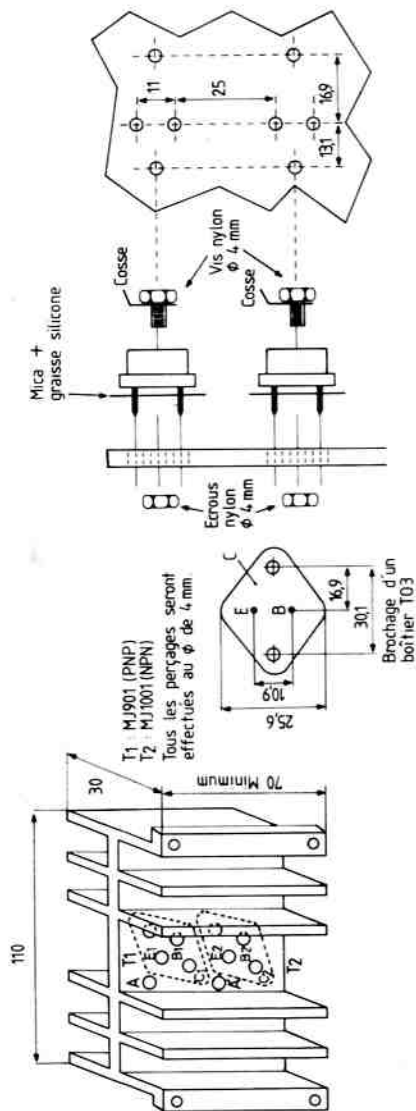
Fig. 3

Réalisation pratique

T₁ et T₂ seront montés sur un tronçon de profilé radiateur percé pour deux boîtiers T03. Ils devront en être isolés (au moyen de canons isolants et de vis métal, ou bien de vis nylon et de rondelles de mica).

Les fils de sortie (placer une cosse à souder sous l'une des vis de fixation de chaque boîtier, pour assurer le contact de collecteur) passent par un trou du boîtier et sont soudés sur le circuit imprimé.

Les radiateurs de T₄ et T₆ sont beaucoup plus petits, ils sont constitués par de petites pièces en tôle d'aluminium découpées selon la *figure 8*.



Les trous A et A' permettent le passage du fil venant de chaque cosse elle-même reliée au collecteur de chacun des deux transistors "Darlington".

Fig. 4

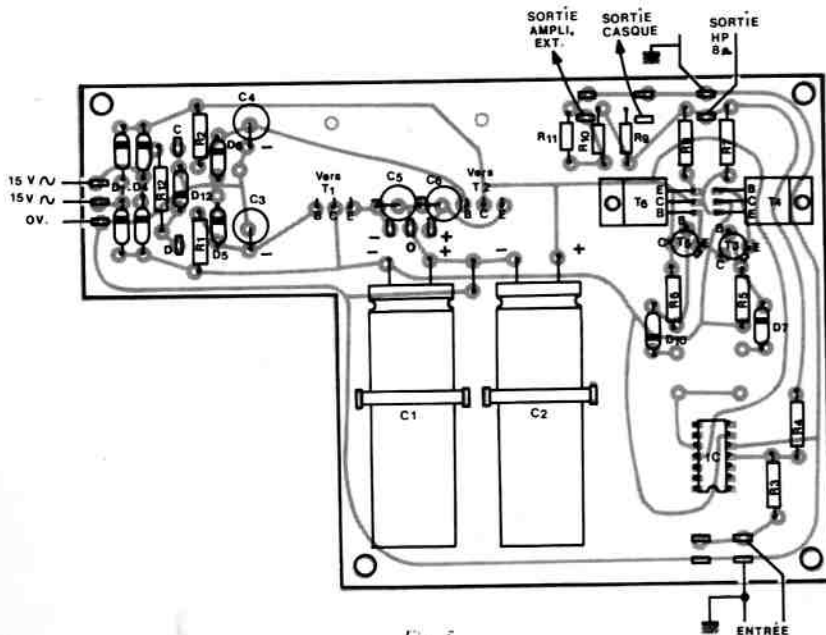


Fig. 5

Le câblage des potentiomètres de mixage est fait selon la *figure 6*. Il faut utiliser des potentiomètres logarithmiques et les brancher dans le bon sens, si l'on veut obtenir un réglage progressif.

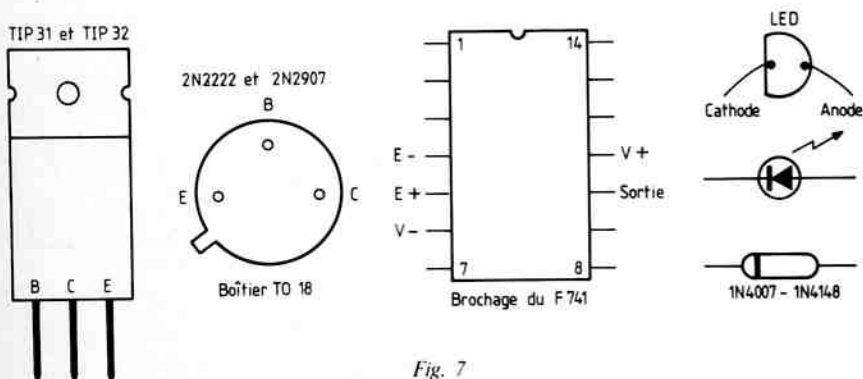


Fig. 7

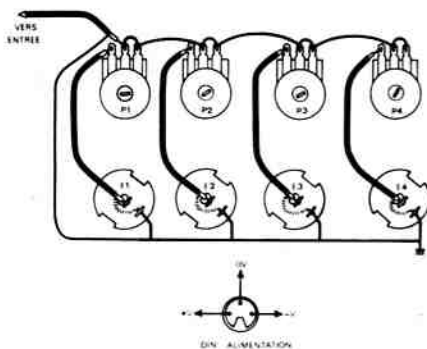


Fig. 6

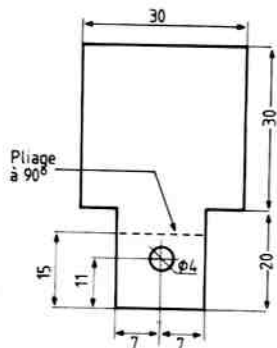


Fig. 8

Liste des composants du module mixage Alimentation

Résistances 1/2 W

R₁, R₂: 1 k Ω

R₃: 1 k Ω

R₄: 10 k Ω

R₅, R₆: 1,5 k Ω

R₇, R₈: 0,5 Ω

R₉: 100 Ω

R₁₀: 3,9 k Ω

R₁₁, R₁₂: 1 k Ω

P₁, P₂, P₃, P₄: 100 k Ω log

T₁: MJ901

T₂: MJ1001

T₃: 2N2907

T₄: TIP32

T₅: 2N2222

T₆: TIP31

IC: TL081CP

C₁, C₂: 2200 μ F/25 V ou
4700 μ F/25 V

C₃, C₄: 100 μ F/16 V

C₅, C₆: 10 μ F/16 V

D₁, D₂, D₃, D₄: 1N645

D₅, D₆: zener 12 V/250 mW

D₇, D₈: 1N4148 ou 1N914

D₁₁: LED

D₁₂: 1N4148, 1N914

Prises: 5 Cinch, 1 HP chassis, 1

DIN 3 broches 1 jack mono

Divers: 1 inter M/A, boutons,

radiateur pour T₁, T₂, radiateurs

pour T₄, T₆

Coffret: dimensions minima:

130 \times 190 \times 100 mm

1 transfo: 2 \times 15 V/3 A

CHAPITRE III

LE CLAVIER

Nous avons précédemment réalisé un petit clavier monodique d'une octave à touches sensibles, qui avait pour seul mérite d'être très bon marché.

Nous avons adapté au synthétiseur un clavier du commerce à trois octaves mécaniques, qui sera beaucoup plus proche de ce qu'un musicien peut rechercher.

Le module comprend, fixés sur un grand circuit imprimé lui-même fixé au corps du clavier, les résistances ajustables de réglage de la hauteur de chaque note, ainsi qu'un VCO spécialement adapté à cet usage.

Le schéma : (fig. 1)

L'entrée du VCO est alimentée par un pont de résistances R_1 à RV_{36} disposées en série et commutées par une des rangées de contacts du clavier (KN_1 à KN_{36}).

La tension d'alimentation de ce pont est fournie par R_{23} , D_6 , C_7 .

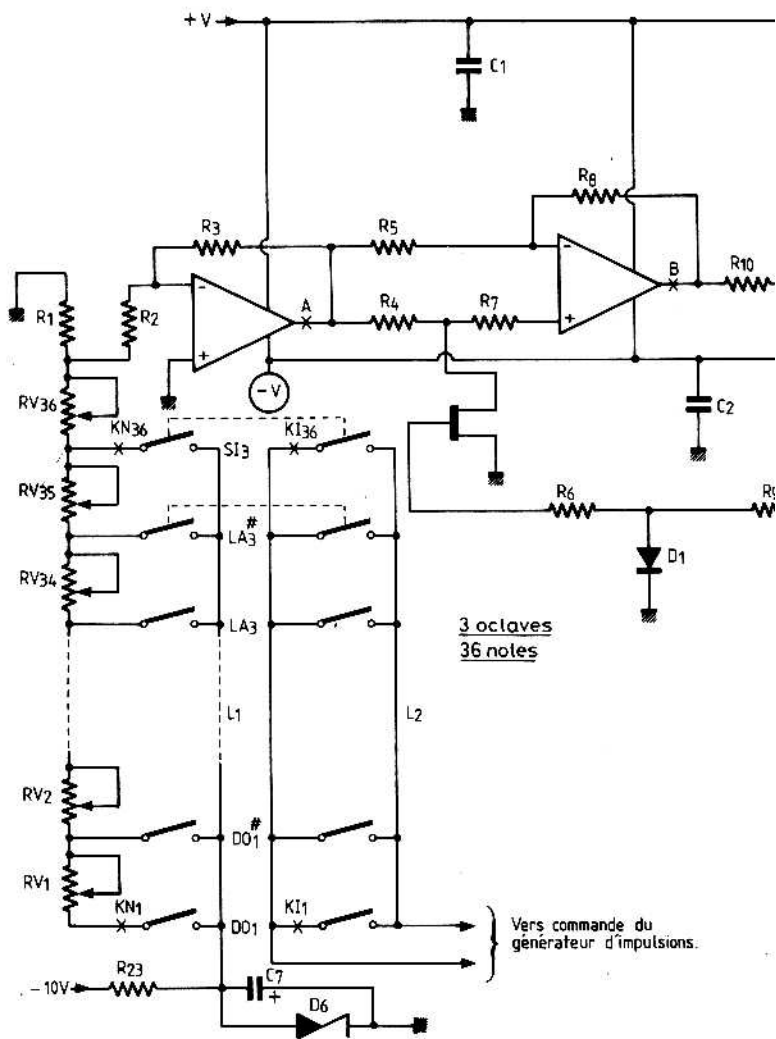
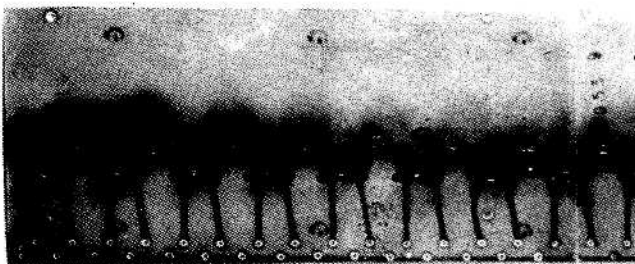
La seconde rangée de contacts (KI_1 à KI_{36}) tous branchés en parallèle sert à commander un générateur d'impulsions (en parallèle sur le poussoir), pour obtenir des notes synchronisées avec la manœuvre du clavier. Une seconde possibilité de branchement est la suivante (fig. 2) :

Le contact formé par la mise en parallèle de KI_1 à KI_{36} commute un pont diviseur fournissant 1,5 V environ sur l'entrée d'un générateur d'enveloppes. On obtient les notes du clavier soumises à l'enveloppe réglée sur le générateur.

Le VCO est presque identique à celui qui est décrit par ailleurs (chap. IV), à part la présence des condensateurs C_4 , C_5 , C_6 destiné à éviter le passage des composantes TBF (< 10 Hz). En effet, aucune touche n'étant enfoncée, le VCO oscille spontanément à une fréquence très basse.

Nous avons choisi les valeurs des composants pour obtenir des notes dans la gamme médium (environ 250, 2000 Hz).

Il suffit de diminuer C_3 pour obtenir des notes plus aiguës, et vice-versa.



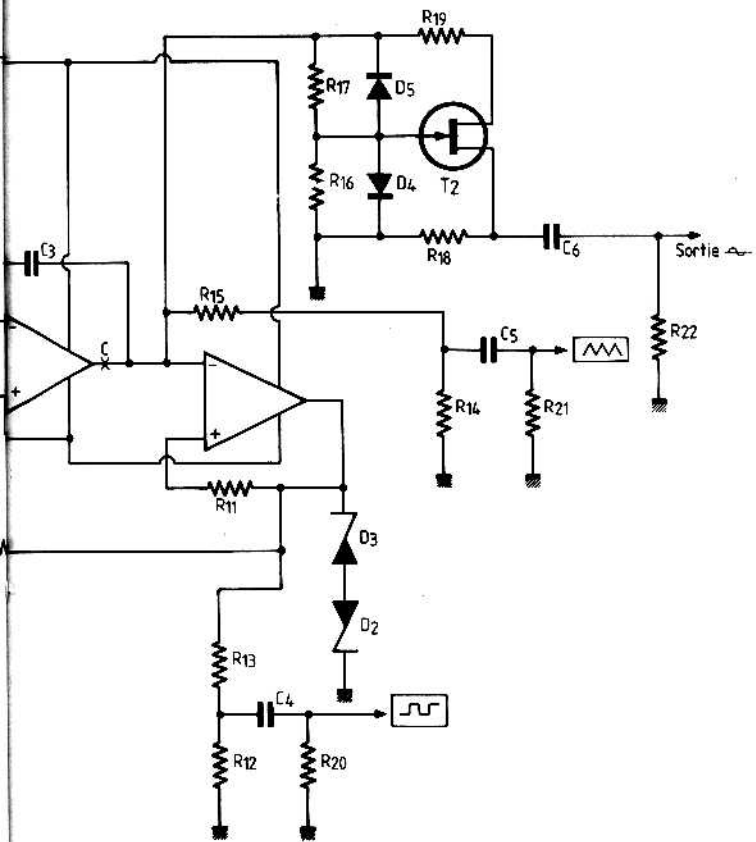
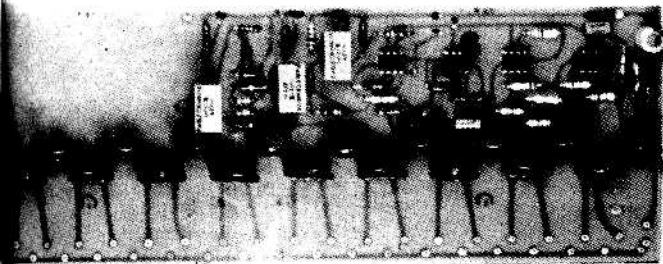


Fig. 1

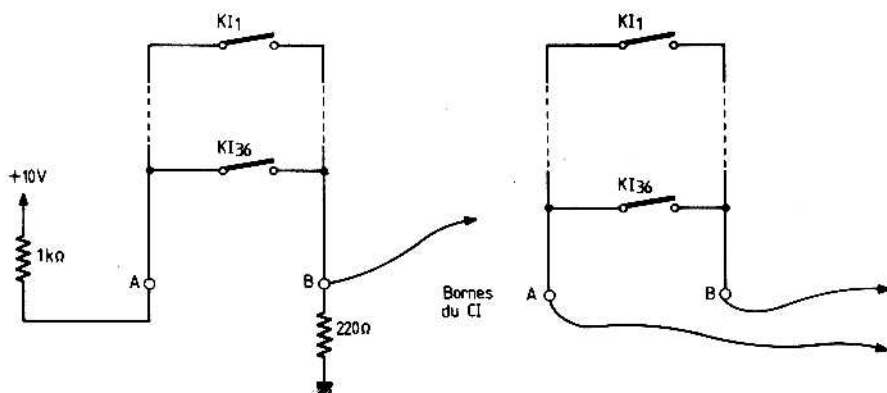
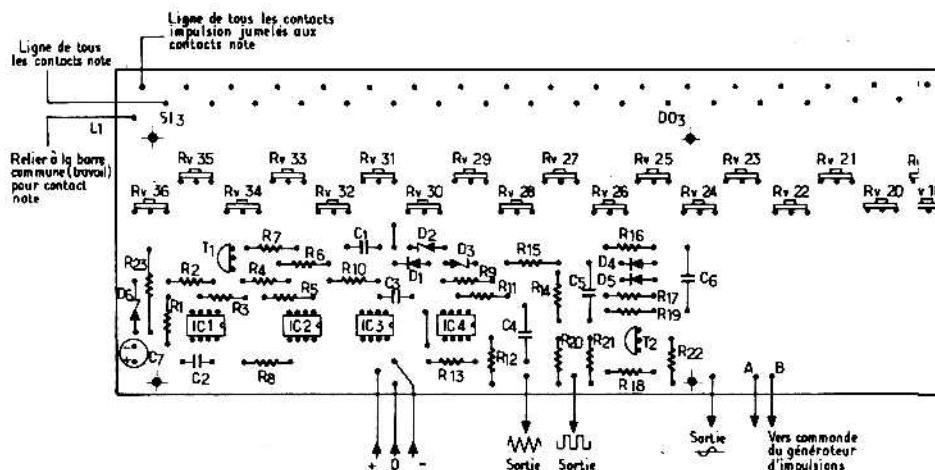


Fig. 2. — Branchement de la rangée de contacts auxiliaires. En parallèle sur le poussoir du générateur d'impulsions commandant un générateur d'enveloppes.
 — Première possibilité de synchronisation du clavier avec un générateur d'enveloppes. La durée de la note est indépendante de l'appui sur la touche vers entrée du générateur d'enveloppes.
 — Deuxième possibilité. La durée de la note, qui est dotée de l'enveloppe voulue, est déterminée par l'appui sur la touche.

Construction

Elle ne pose pas de difficulté particulière.

Tous les détails sont donnés dans les figures 3 à 5.



Liste des composants du clavier

R_1 : 33 Ω 1/2 W 5 %
 R_2, R_3 : 100 k Ω 1/2 W 5 %
 R_4 : 47 k Ω 1/2 W 5 %
 R_5 : 100 k Ω 1/2 W 5 %
 R_6, R_7 : 47 k Ω 1/2 W 5 %
 R_8 : 100 k Ω 1/2 W 5 %
 R_9 : 47 k Ω 1/2 W 5 %
 R_{10} : 2,2 k Ω 1/2 W 5 %
 R_{11} : 10 k Ω 1/2 W 5 %
 R_{12} : 1 k Ω 1/2 W 5 %
 R_{13} : 3,9 k Ω 1/2 W 5 %
 R_{14} : 1 k Ω 1/2 W 5 %
 R_{15} : 3,9 k Ω 1/2 W 5 %
 R_{16}, R_{17} : 1 M Ω 1/2 W 5 %
 R_{18}, R_{19} : 680 Ω 1/2 W 5 %
 R_{20}, R_{21}, R_{22} : 10 k Ω 1/2 W, 5 %
 R_{23} : 100 Ω , 1 W, 5 %.

C_1, C_2 : 0,1 μ F
 C_3 : 1 nF
 C_4, C_5, C_6 : 2,2 μ F (non polarisé)
 C_7 : 47 μ F 125 V
 D_1 : 1N914
 D_2, D_3 : zener 5,1 V 400 mW
 D_4, D_5 : 1N914 ou 1N4148
 D_6 : zener 5,1 V 1,3 W
 T_1, T_2 : FET 2N3819
 IC_1 à IC_4 : TL081
 RV_1 à RV_{35} : ajustable 100 Ω au pas de 5,08
 RV_{36} : ajustable 220 Ω au pas de 5,08 et un clavier 36 notes à 2 contacts travail par touche.

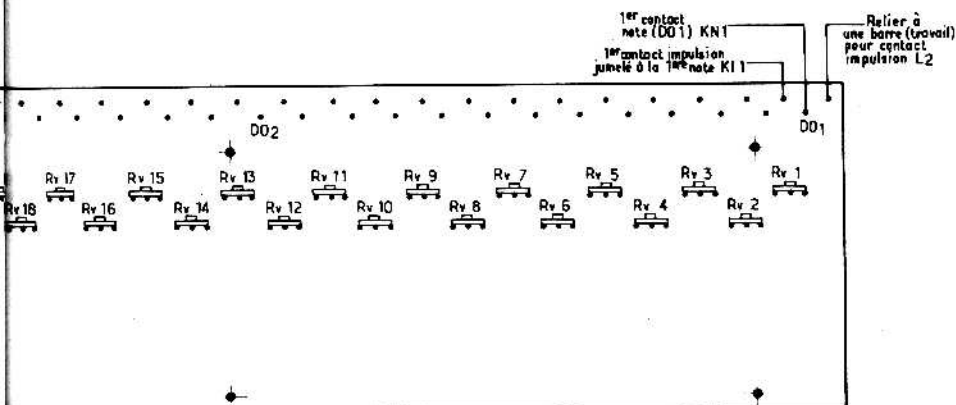


Fig. 3

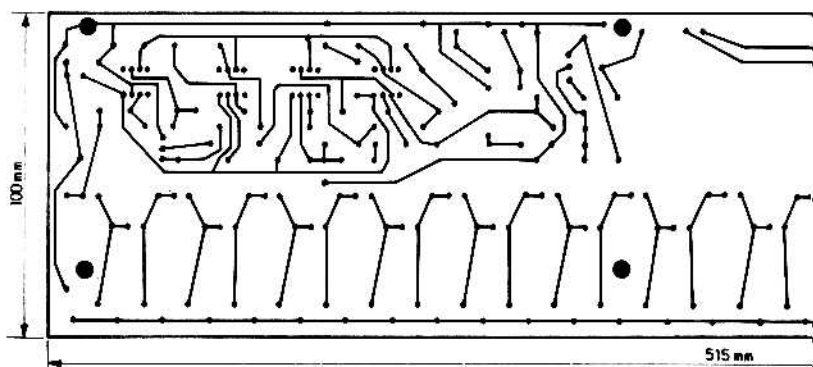


Fig. 4

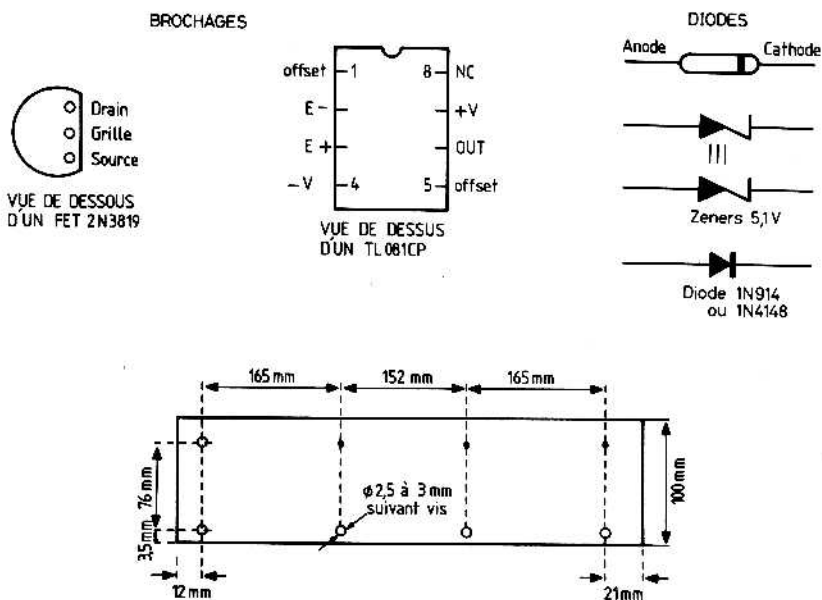
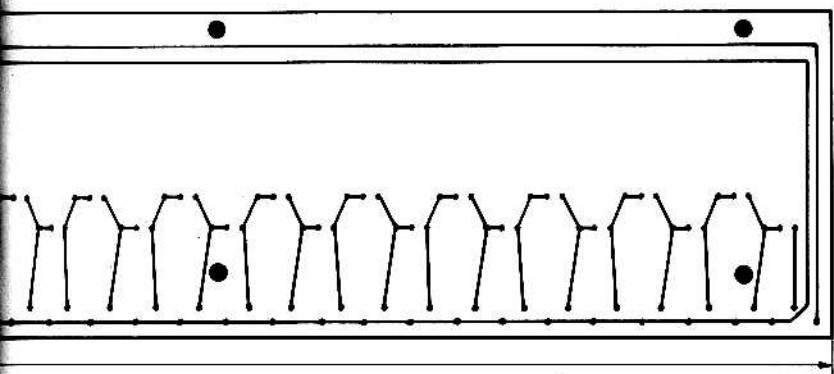


Fig. 5

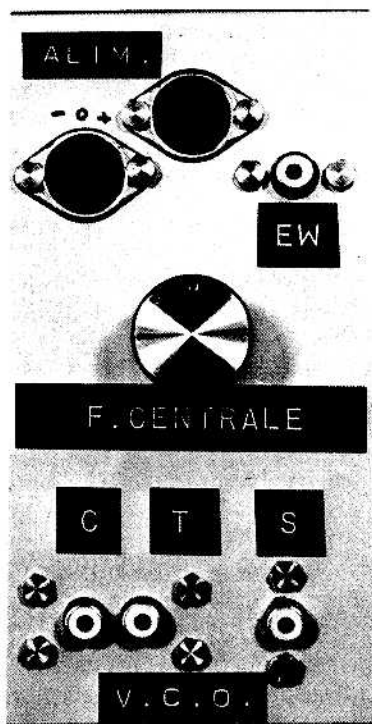
Plan de perçage des trous de fixation de la carte générateur de notes, pour clavier trois octaves (Magnétique France). Le CI sera éloigné du châssis par des colonnettes de 5 mm de haut.



CHAPITRE IV

LE V.C.O. (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR)

Un oscillateur dont la fréquence est commandée par une tension est la pièce essentielle de tout synthétiseur. En règle générale, ces instruments en comprennent plusieurs, qui permettent d'obtenir simultanément diverses notes.



L'avantage de ce type d'oscillateur, du point de vue de la musique électronique, par rapport aux autres oscillateurs possibles (à fréquence variable par une capacité, ou bien une résistance) réside dans le fait qu'il peut être commandé par une tension quelconque et, en particulier, par celle d'un autre générateur.

On utilisera en général un oscillateur de commande à basse ou très basse fréquence (T.B.F.), pour faire varier rythmiquement la fréquence du V.C.O. Une telle opération s'appelle en électronique « Wobulation », et c'est pourquoi les lecteurs pourront remarquer sur la photographie montrant l'extérieur du V.C.O., que l'entrée de commande est étiquetée EW (Entrée Wobulation).

Pour pouvoir monter tout l'appareil dans un boîtier Teko 4B, nous avons dû coller à l'Araldite le circuit conformateur, en équerre sur le circuit V.C.O.

Commande de fréquences

Nous verrons plus loin, lors de l'analyse du schéma, que la *largeur* de ce « balayage » en fréquences peut être réglée à volonté par l'utilisateur, car elle est *proportionnelle à l'amplitude du signal de commande* appliqué à l'entrée EW et provenant du générateur T.B.F. de balayage.

De plus, le potentiomètre intitulé « fréquence centrale » détermine la fréquence du V.C.O. en l'absence de signal sur l'entrée EW, ou bien la fréquence centrale autour de laquelle elle variera si l'on applique une tension de commande à EW.

La tension nécessaire sur l'entrée de commande pour faire varier la fréquence de fonctionnement du V.C.O. sur toute l'étendue possible (de 5 Hz à 10 kHz avec $C_3 = 1 \text{ nF}$, est de 1 V crête.

Remarquons tout de suite que nous avons veillé à la compatibilité des modules entre eux, puisque nous nous sommes précisément arrangés pour que tous les générateurs sortent une tension d'environ 1 V crête. D'ailleurs une éventuelle surcharge de l'entrée EW par une tension excessive n'aurait aucune conséquence fâcheuse, l'entrée du 741 étant très bien protégée.

Signaux de sortie

On dispose *simultanément* sur les trois sorties « Cinch » de tensions de forme carrée, triangulaire et sinusoïdale, toutes d'une amplitude d'environ 1 V crête.

— Le **carré** est une forme d'onde qui comporte beaucoup d'harmoniques très élevées, en raison de ses fronts de montée très raides (*photo 1*). Tous ces harmoniques sont de plus exclusivement d'ordre impair (harmoniques n^{os} 3, 5, 7...).

Ces caractéristiques font du signal rectangulaire, quand il est reproduit par un haut-parleur, un son agressif et « cuivré » (au sens des cuivres de l'orchestre).

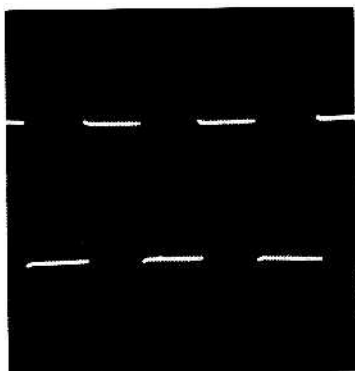


Photo 1. — Signal rectangulaire à la sortie du V.C.O. (500 Hz). Remarquer les fronts de montée très rapides, qui, pour cette raison, apparaissent peu sur l'écran de l'oscilloscope.

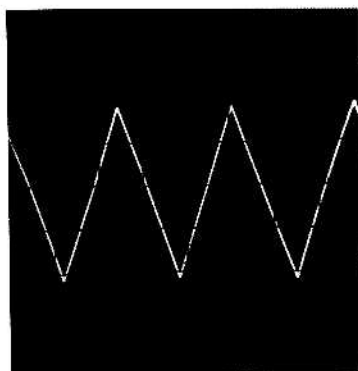


Photo 2. — Signal triangulaire issu du V.C.O. (présent au point C).

— **Le signal triangulaire** n'a pas de fronts de montée raides, mais des points de « rebroussement » où sa pente s'inverse brusquement (*photo 2*).

Le son qu'il produit s'apparentait plutôt à celui d'un « bois », c'est dire qu'il est beaucoup plus doux et agréable, moins « éclatant » que celui du carré.

— **Le signal sinusoïdal**, que l'on peut obtenir de ce V.C.O., est seulement approximativement sinusoïdal, car il est obtenu à partir du triangulaire par un circuit très simple utilisant un transistor à effet de champ, que nous étudierons plus loin.

La *photo 3* montre ce signal pseudosinusoïdal (distorsion de l'ordre de 5 à 10 %). Cette forme un peu imparfaite n'est d'ailleurs pas gênante du tout pour une utilisation dans un synthétiseur destiné à créer des sons musicaux. (Elle le serait seulement pour un générateur destiné à des mesures !)

Le son du signal sinusoïdal est un sifflement assez pur, mais assez « terne » à l'écoute.

C'est à peu près le son que peut produire un tuyau d'orgue droit (sans accessoires et jouant seul) ou bien une flûte.

Remarquons que ce qu'on appelle « harmoniques » est une somme de signaux sinusoïdaux et que l'on pourra utiliser des V.C.O. pour recréer de toutes pièces des suites d'harmoniques à rajouter à un signal à fréquence quelconque.

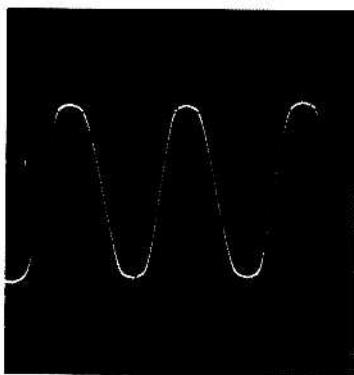


Photo 3. — Signal « sinusoïdal » à la sortie du conformateur (source de T_2)

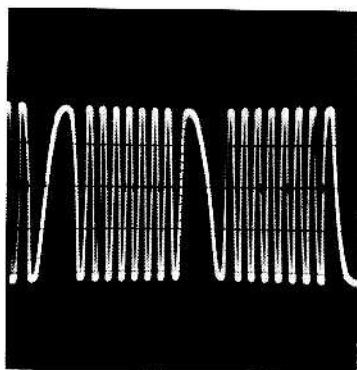


Photo 4. — Signal sinusoïdal 1500 Hz wobbulé par un signal sinusoïdal à 150 Hz.

Résultats obtenus en modulation de fréquence

Nous appliquons pour cela les signaux de sortie issus d'un V.C.O. à l'entrée d'un autre. La sortie de cet autre donne les résultats suivants :

— Nous avons envoyé sur EW 1 V crête de sinusoïde à 150 Hz, la fréquence centrale du second V.C.O. étant de 1 500 Hz.

Sur la partie sinus, nous avons observé ce que vous pouvez voir sur la *photo 4*.

Nous avons une modulation en fréquence de la seconde sinusoïde par la première, comme il est expliqué à la *figure 1*. Le changement de fréquence de la sinusoïde par rapport à la fréquence centrale est maximal pendant les crêtes du signal de commande.

Le son obtenu est un hullement continu, dont on peut varier à l'infini les caractéristiques en faisant varier la fréquence centrale, ainsi que l'amplitude, la fréquence et même la forme du signal de wobbulation.

En effet, si par exemple, on emploie pour la wobbulation un signal rectangulaire, la variation de fréquence n'est plus progressive, mais brusque, et la fréquence reste ensuite fixe.

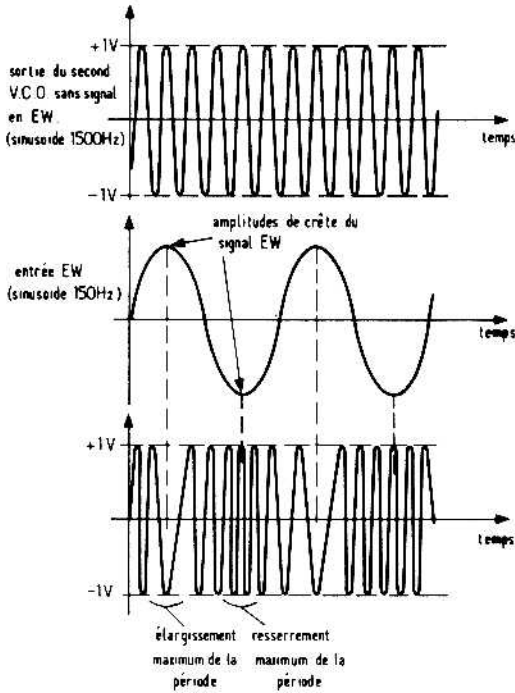


Fig. 1. — Modulation en fréquence du second signal sinusoïdal par le premier.

On n'obtient plus alors un hululement, mais une suite de deux notes (du genre pin — pon, etc. !), qui peut se prêter à de nombreuses utilisations.



Photo 5. — Signal rectangulaire 1500 Hz wobbulé par un signal rectangulaire à 150 Hz.

— D'une façon analogue, nous avons modulé en fréquence un signal rectangulaire par un autre de fréquence plus basse (le résultat est visible sur la *photo 3*).

Le son résultant de cette « cuisine » est assez particulier, essayez plutôt la manipulation...

— Toujours suivant la même méthode, voici un signal triangulaire modulé par un rectangulaire.

On se rend parfaitement compte sur la *photo 6*, du changement brusque de fréquence triangulaire que subit le V.C.O. sous l'action du signal rectangulaire appliqué à l'entrée EW.

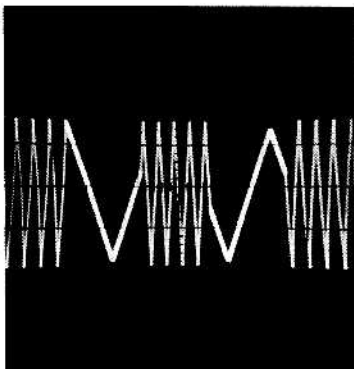


Photo 6. — Signal triangulaire à 1500 Hz wobulé par un signal rectangulaire à 150 Hz.

Fonctionnement et schéma du V.C.O. (fig. 2)

Partant du point A, nous trouvons successivement trois amplificateurs opérationnels, tous du type 741.

Le premier (IC₂), soumis à la commutation opérée par le transistor à effet de champ T₁, peut imposer à l'entrée du second une tension constante dépendant de la tension continue présente en A, mais dont le signe (+ ou - par rapport à la masse) dépend de l'état de T₁ (conducteur ou bloqué).

Le second (IC₃) est monté en intégrateur. C'est-à-dire que, initialement à zéro, et C₃ déchargé, si l'on applique à son entrée (B) une tension constante, sa tension de sortie évolue selon une rampe (montante ou descendante selon le signe de la tension d'entrée).

On appelle ce fonctionnement « en intégrateur », car une rampe est l'intégrale (mathématique) d'une constante.

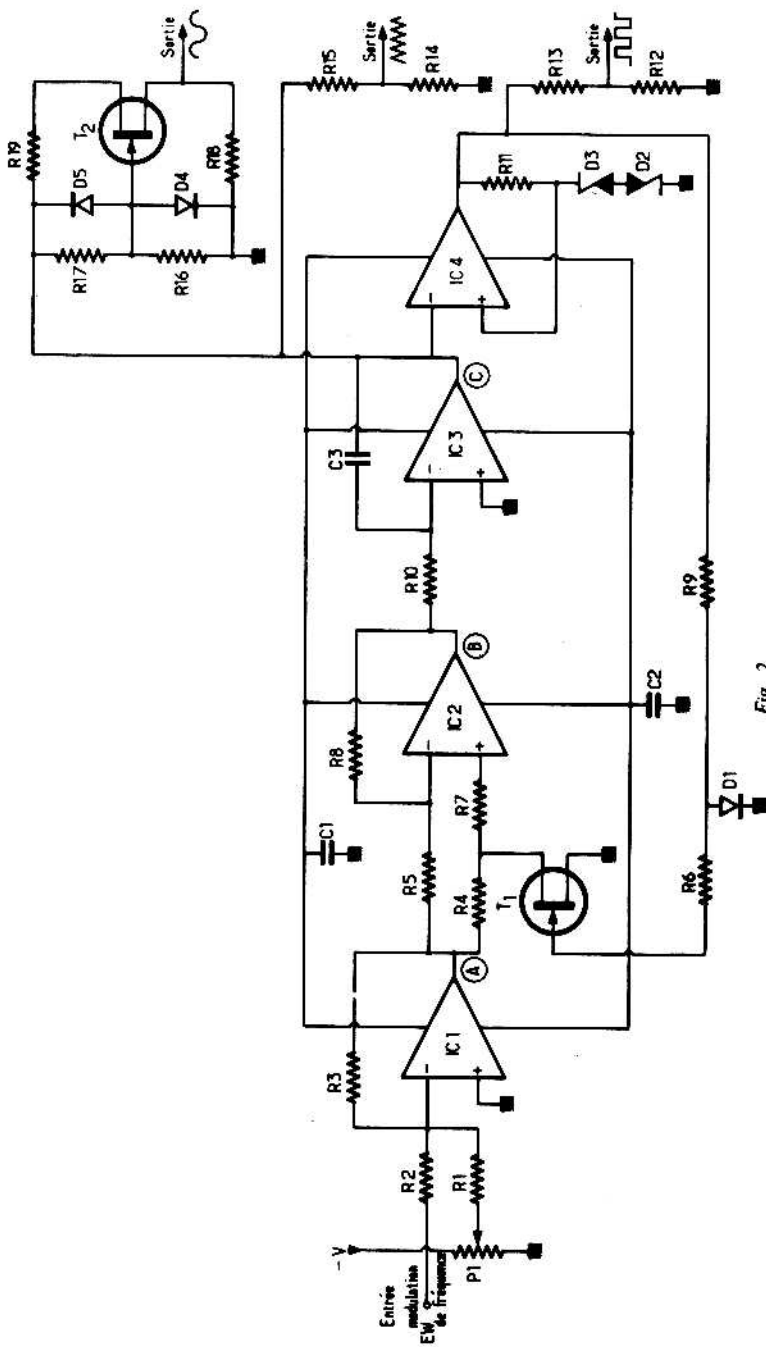


Fig. 2.

Ce fonctionnement est explicité par la *figure 3*.

Le troisième et dernier (IC₄) fonctionne en comparateur. En effet, sa tension de sortie bascule de la valeur d'une tension d'alimentation à l'autre quand la tension au point C passe de part et d'autre de la tension de référence déterminée sur l'entrée + par D₃ et D₂, c'est-à-dire ± 5 V.

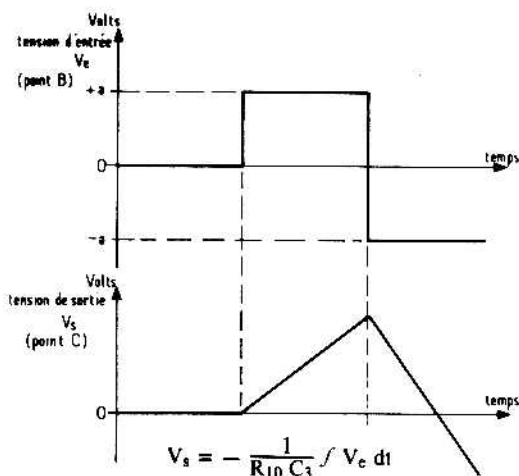


Fig. 3. — Fonctionnement de l'intégrateur IC₃.

Le basculement de IC₄ provoque la commande de T₁ par l'intermédiaire de R₉ et R₆, réalisant ainsi l'inversion de signe de la tension d'entrée de IC₃ et le renversement de la pente de sa tension de sortie, qui augmente alors jusqu'à ce qu'elle atteigne l'autre consigne de IC₄, qui bascule dans l'autre sens, et le cycle recommence. (voir *fig. 4*).

D₁ sert à court-circuiter vers la masse les tensions de sortie positives, étant donné que la grille du FET doit être toujours négative par rapport à son drain, donc à la masse, pour qu'il fonctionne. (Il s'agit d'un modèle à canal N.)

Voyons à présent quel est le rôle du circuit IC₁.

IC₁ est monté en sommateur.

Il présente donc à sa sortie une tension qui est la somme algébrique de la tension présente sur le curseur de P₁, affectée du coefficient 1 (car R₃/R₁ = 1) et de la tension présente sur l'entrée EW, affectée du coefficient 10 (car R₃/R₂ = 10).

De cette façon, la tension de sortie, qui est comprise entre 0 et 10 V est une composition d'une tension continue représentant la fréquence centrale du V.C.O. et de la tension EW qui vient s'ajouter ou se retrancher à cette première.

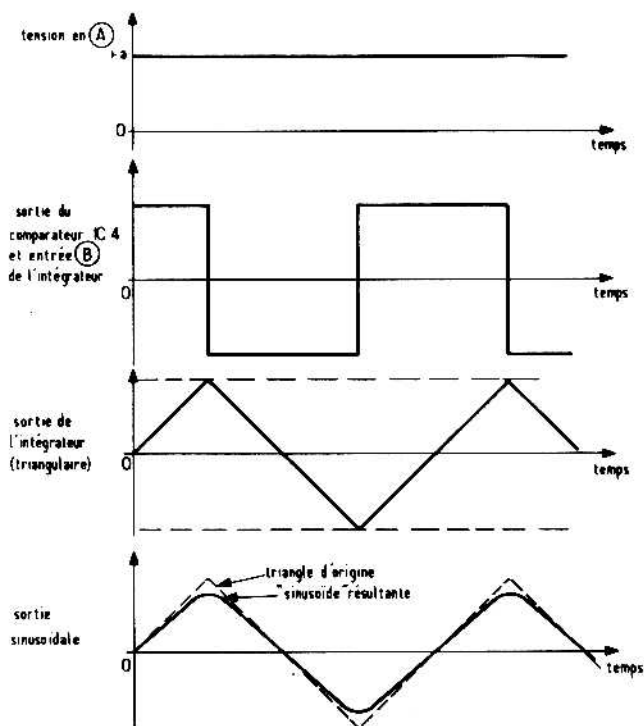


Fig. 4. — Principe général de fonctionnement du V.C.O. à sorties sinus/triangle/rectangulaire.

Du fait du gain de 10 sur l'entrée EW, il suffit d'une valeur de + 1 V sur cette entrée pour amener la sortie à 0, même si le curseur de P₁ est au - 10 V, ce qui assure pleinement la compatibilité avec les tensions de sortie des autres modules.

Le conformateur sinusoïdal

Il est chargé, comme nous l'avons dit plus haut, de transformer le triangulaire en sinusoïdal, par « rabotage » progressif des crêtes du premier.

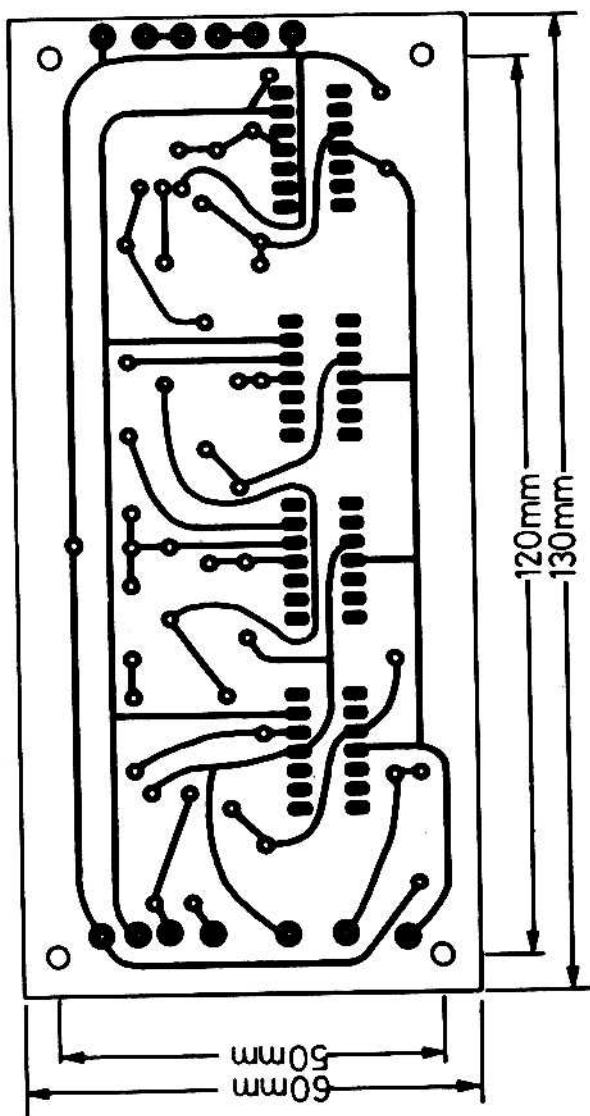
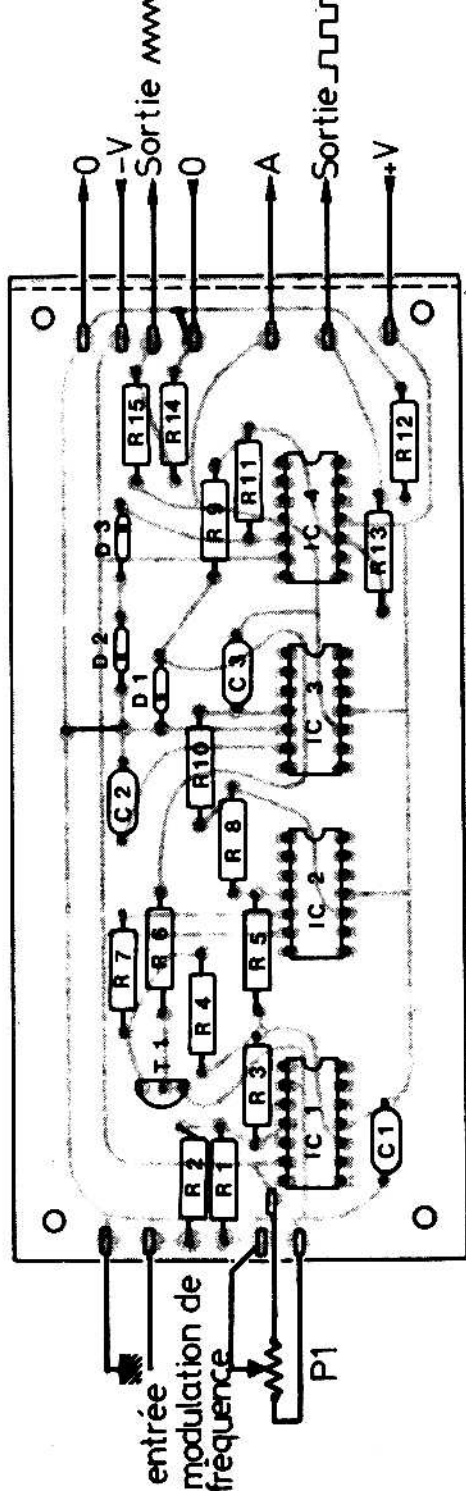
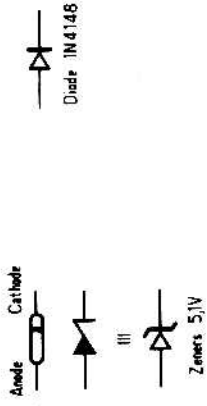
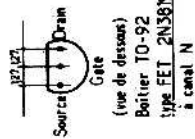


Fig. 5



Transformateur triangle/sinus

Fig. 6



Il existe de nombreux montages reposant sur des principes divers pour parvenir à ce résultat. Néanmoins, si l'on veut parvenir à une certaine pureté du signal (faible distorsion), il est nécessaire d'employer des structures assez compliquées (par exemple conformateurs à diodes et AOP), ou circuits intégrés spéciaux. Nous avons pensé que la pureté absolue du signal n'était pas indispensable dans cette utilisation, et que nous pourrions faire appel à un montage simple.

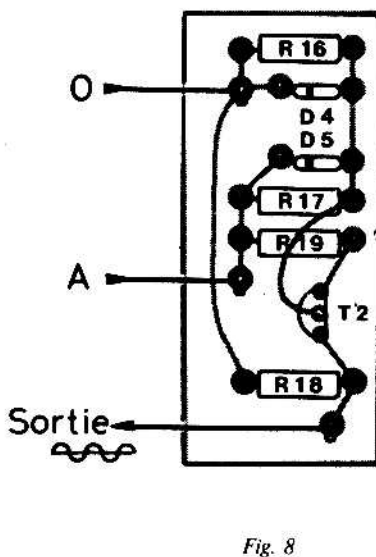
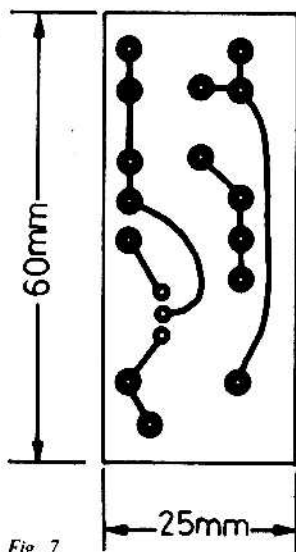
Il est composé de R_{16} , R_{17} , D_4 , D_5 , R_{18} et R_{19} , ainsi que du transistor à effet de champ T_2 (du même type que $T_1 = 2N3819$).

Il est nécessaire de disposer d'une tension triangulaire de forte amplitude pour faire fonctionner ce dispositif, c'est pourquoi nous l'avons directement relié au point C, avant l'atténuateur R_{14} , R_{15} de sortie du triangulaire.

Remarquons d'autre part que C_1 et C_2 servent à découpler les lignes d'alimentation dans le but d'éviter d'éventuelles oscillations parasites à très basse fréquence.

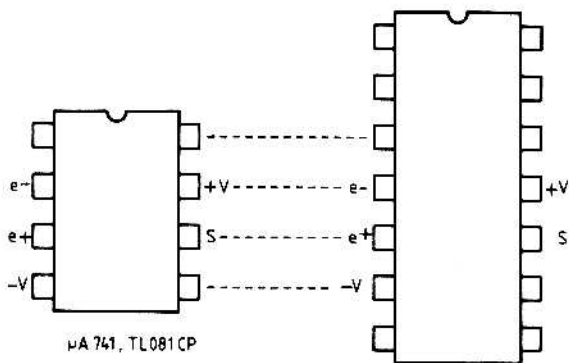
Réalisation du V.C.O.

On se reportera aux figures 5 et 6, qui sont très claires à cet égard, pour la réalisation et le câblage du circuit V.C.O., ainsi qu'aux figures 7 et 8 pour ceux du circuit conformateur sinusoïdal.



Les deux DIN présentes ici sont branchées en parallèle, la seconde sert de relais pour alimenter d'autres modules.

Les Cinch ne sont pas isolées du boîtier. Toutes les masses sont reliées et soudées à l'arrivée masse de l'une des DIN.



μA 741, TL081 CP

Brochages (μA 741 boîtier 8 broches ou 14 broches)
TL081 CP boîtier 8 broches.

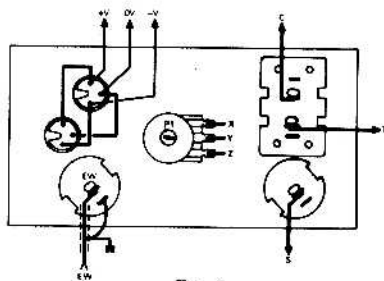


Fig. 9

Comme les signaux traités sont assez élevés, il n'est pas besoin de prévoir des sorties en fil blindé vers les Cinch de sortie. On pourra remarquer un fil blindé utilisé pour l'entrée EW, il est également facultatif.

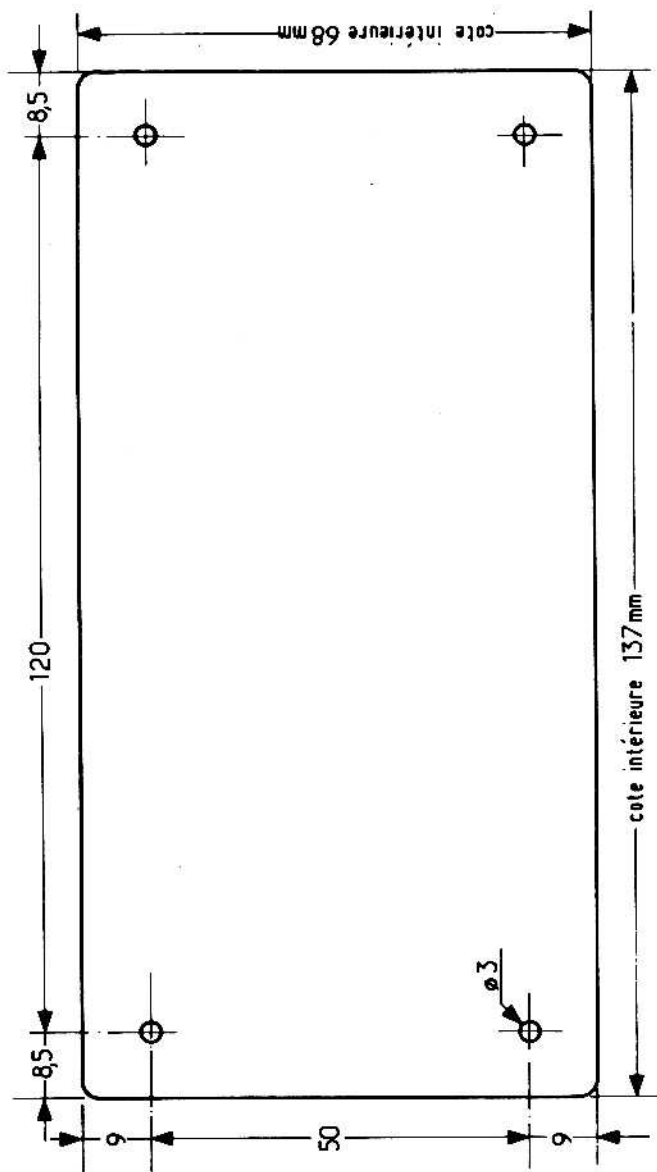


Fig. 10

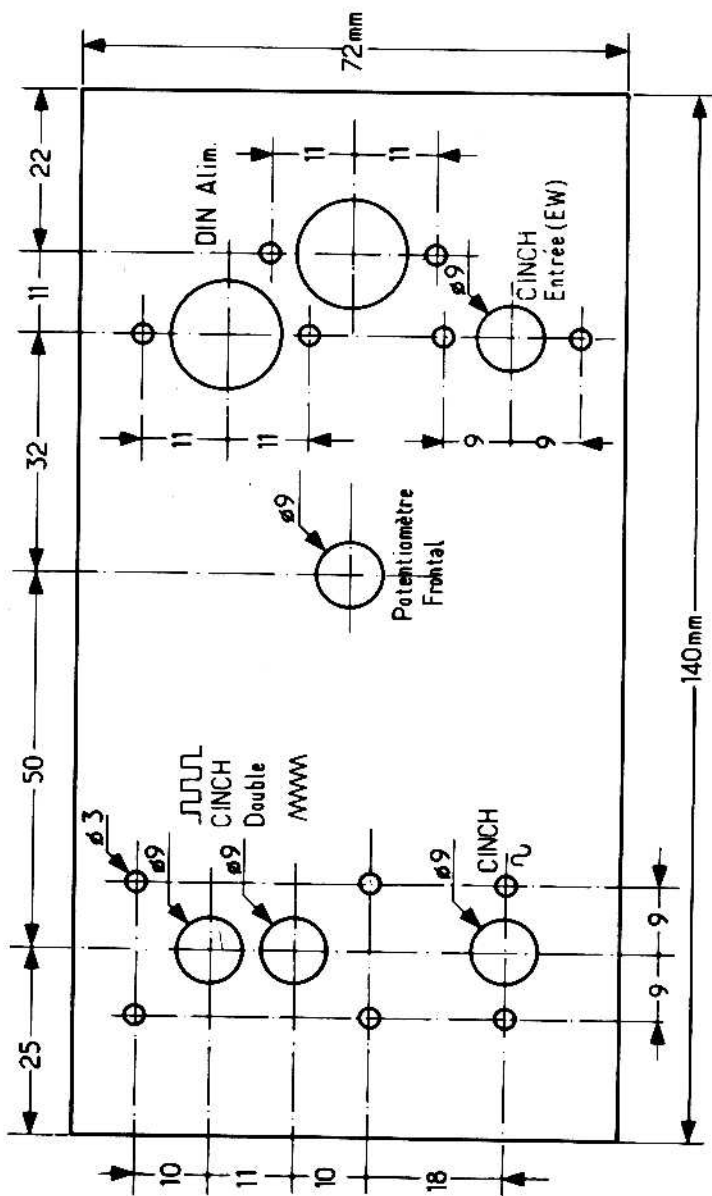


Fig. 11

La nomenclature des pièces est assez explicite. Aucun composant n'est critique, ce qui a été voulu pour la réalisation facile de tout le synthétiseur.

Les valeurs de C_3 à employer selon la gamme de fréquences à réaliser sont les suivantes :

$$C_3 = 1 \mu\text{F} \quad 0,5 \text{ Hz à } 150 \text{ Hz (BF)}$$

$$C_3 = 0,1 \mu\text{F} \quad 5 \text{ Hz à } 1,5 \text{ kHz}$$

$$C_3 = 1 \text{ nF} \quad 50 \text{ Hz à } 20 \text{ kHz (large bande)}$$

Le plan de perçage du boîtier se trouve *figures 10 et 11.*

Nomenclature des composants utilisés dans la réalisation du V.C.O.

R₁ : 100 k Ω 1/2 W 5 %

R₂ : 10 k Ω 1/2 W 5 %

R₃ : 100 k Ω 1/2 W 5 %

R₄ : 47 k Ω 1/2 W 5 %

R₅ : 100 k Ω 1/2 W 5 %

R₆ : 47 k Ω 1/2 W 5 %

R₇ : 47 k Ω 1/2 W 5 %

R₈ : 100 k Ω 1/2 W 5 %

R₉ : 47 k Ω 1/2 W 5 %

R₁₀ : 2,2 k Ω 1/2 W 5 %

R₁₁ : 10 k Ω 1/2 W 5 %

R₁₂ : 1 k Ω 1/2 W 5 %

R₁₃ : 3,9 k Ω 1/2 W 5 %

R₁₄ : 1 k Ω 1/2 W 5 %

R₁₅ : 3,9 k Ω 1/2 W 5 %

R₁₆ : 1 M Ω 1/2 W 5 %

R₁₇ : 1 M Ω 1/2 W 5 %

R₁₈ : 680 Ω 1/2 W 5 %

R₁₉ : 680 Ω 1/2 W 5 %

C₁ : 0,1 μF

C₂ : 0,1 μF

C₃ : 1 nF à 1 μF (voir texte)

D₁, D₄, D₅ : 1N914

D₂, D₃ : zener 5,1 V ou 5,6 V
250 mW

T₁, T₂ : Fet 2N3819

IC₁ : $\mu\text{A}741$, F741, SFC2741,
SN2741 (Dual 14 broches ou
8 broches)

P₁ : potentiomètre log 10 k Ω (B)
2xfiches DIN 3 broches châssis
(alimentation)

4 fiches Cinch (entrée/sortie)

1 bouton pour potentiomètre

1 coffret Teko 4B

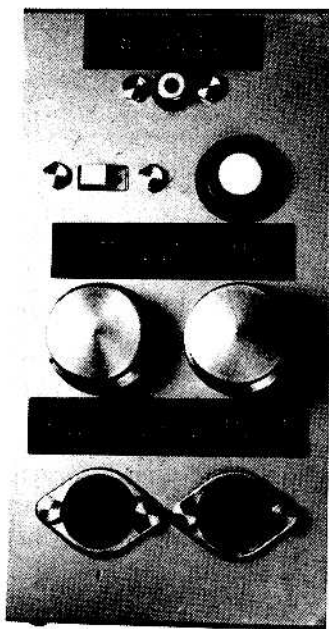
IC₂, IC₃, IC₄ : TL081CP Texas
(ou bien 741).

Une remarque : il est préférable d'utiliser des TL081 CP (Texas) comme AOP pour IC_{2,3,4}. IC₁ n'a aucun intérêt à être de ce type.

CHAPITRE V

LE GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS

On trouvera ci-après un module qui a deux fonctions : utilisation directe d'impulsions assez courtes et à fréquence de répétition rapide pour leur effet sonore (elles peuvent être filtrées, modulées, etc.).



Et utilisation de largeurs plus grandes, de cadences beaucoup plus lentes, conjointement à d'autres éléments pour le fonctionnement en séquenceur (voir chapitre XIII).

Passons l'examen du schéma commun aux deux versions (fig. 1).

Il se compose de deux parties essentielles : l'une destinée à fixer la fréquence de répétition des impulsions ou leur production coup par coup, l'autre fixe leur durée.

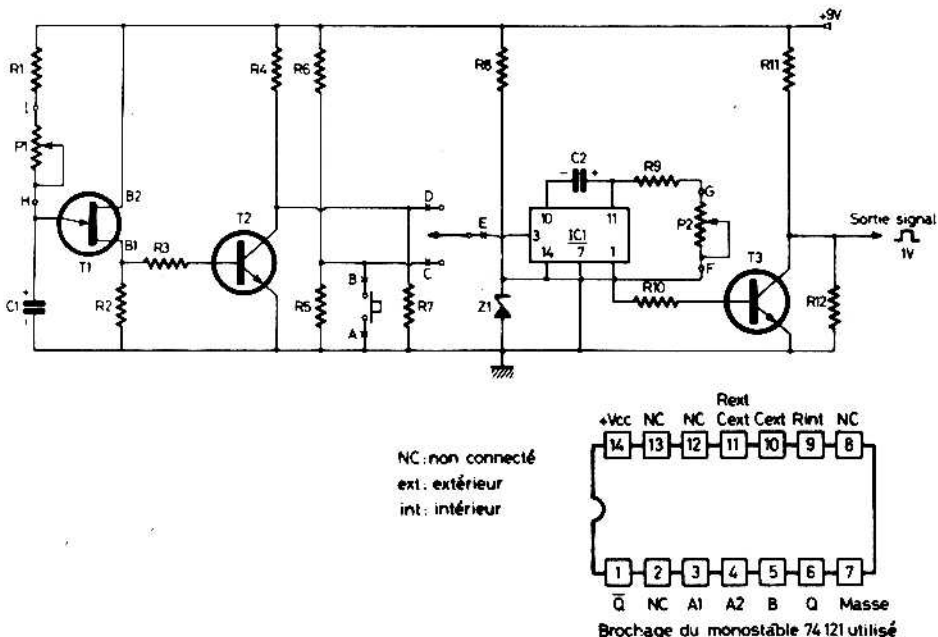


Fig. 1

Analysons pour commencer la composition de la première partie.

Elle est principalement constituée d'un oscillateur dit « à relaxation » utilisant un transistor unijonction 2N2646 (UJT) pour décharger à intervalles réguliers la capacité C_1 de temporisation, qui est chargée en permanence par le courant traversant R_1 et P_1 .

Considérons le moment où C n'est pas chargé : il n'a pas de tension à ses bornes.

Un courant provenant de la ligne + 9 V le charge, jusqu'au moment où la tension en (H) devient supérieure au seuil de basculement de l'U.J.T. (Ce seuil est fonction de la tension entre B_1 et B_2 de l'U.J.T. et de sa constitution physique propre) : photo 1.

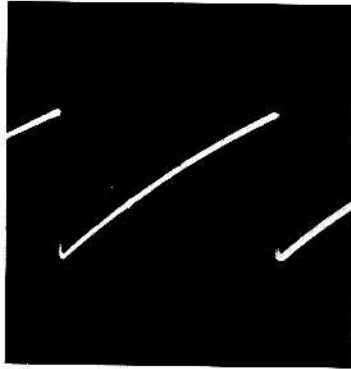


Photo 1. — Forme de la tension sur l'émetteur de l'U.J.T.

L'unijonction « bascule », c'est-à-dire que la jonction émetteur-base n° 1 devient conductrice.

Elle est même plus que cela, puisqu'elle présente dans ce cas une résistance négative, c'est-à-dire que le courant qui la traverse augmente quand la tension à ses bornes diminue, entre certaines limites.

La figure 2 montre l'allure de la variation de la tension et du courant dans cette jonction.

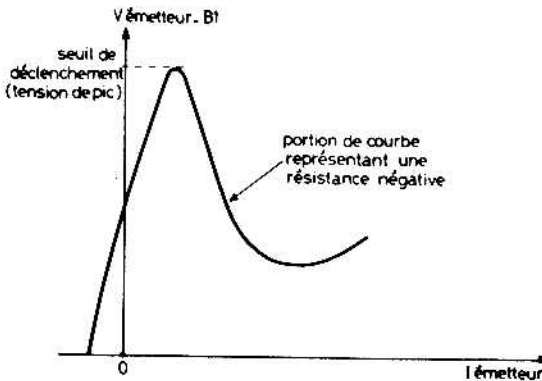


Fig. 2. — Variation du courant émetteur d'un U.J.T.

A ce moment, C_1 se décharge dans R_2 , qui a une faible valeur (47Ω). Cette décharge se fait par conséquent très rapidement et le courant qui circule est important (plusieurs centaines de mA).

On recueille sur R_2 des impulsions en forme d'aiguille, qui servent à commander la commutation d'un transistor T_2 , dans le collecteur duquel on trouve la résistance R_4 , qui forme avec R_7 un pont diviseur destiné à fournir la tension convenable à l'entrée du circuit 74121 (*photo 2*).

En effet, un circuit logique TTL comme le 74121 exige à son entrée des impulsions bien calibrées, surtout en ce qui concerne leur tension.

Pour le fonctionnement en coup par coup, (position « manuel ») le bouton-poussoir à un contact « travail » court-circuite la branche inférieure du pont R_6, R_5 , provoquant ainsi un front descendant pour le déclenchement du monostable 74121.

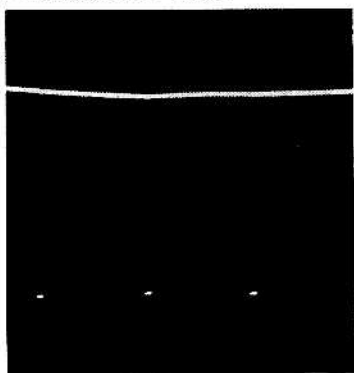


Photo 2. — Forme des impulsions à l'entrée du 74121 (position « auto »).

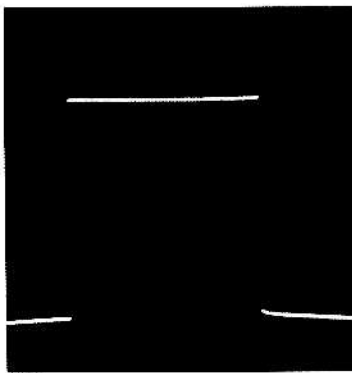


Photo 3. — Impulsion issue du générateur (1,5 V crête environ).

La seconde partie du générateur détermine par conséquent la durée de l'impulsion produite.

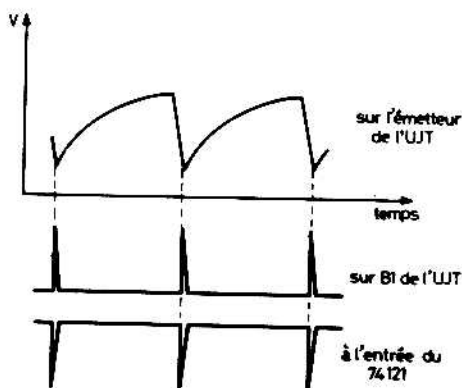
Nous avons utilisé pour ce faire un circuit dit « monostable », c'est-à-dire qui présente deux états possibles, l'un stable et l'autre instable.

Une transition descendante de la tension sur l'entrée que nous utilisons fait passer la sortie du circuit à l'état instable pendant un temps qui ne dépend que de R_9, P_2 et C_2 .

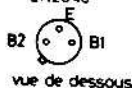
L'impulsion rectangulaire résultante est amplifiée par le transistor T_3 . Pour obtenir à la sortie du générateur une tension de l'ordre du volt nécessaire pour la compatibilité avec les autres modules, on emploie le pont R_{11}, R_{12} qui atténue la sortie (*photo 3*).

Le monostable étant réalisé en technologie TTL doit être alimenté en + 5 V, c'est la raison d'être de la diode zener Z_1 et de la résistance R_8 .

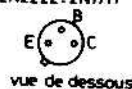
La « table de vérité », qui décrit le fonctionnement du monostable 74121 est visible *figure 3*.



Brochage de l'UJT utilisé 2N2646



Brochage des transistors petits signaux, type 2N2222, 2N1711



Entrées			Sorties	
A1	A2	B	Q	\bar{Q}
③	④	⑤	⑥	①
↑	↓	1		
↓	↑	1		
0	état quelconque ↑			
état quelconque		0 ↑		

← n° des broches

↓ front descendant 1 = +5V
 ↑ front montant 0 = à la masse

Brochage de la diode zener

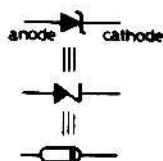


Fig. 3

La capacité de C_1 peut être réduite jusqu'à $0,1 \mu\text{F}$ en utilisation « Audio », ainsi que celle de C_2 .

Réalisation pratique

Elle a été menée à bien dans un coffret Teko 4B. Elle n'appelle comme d'habitude aucune remarque particulière.

On trouvera le dessin du circuit imprimé à la figure 4, l'implantation des composants figure 5, le plan de perçage figure 6.

Des photos de la maquette permettent d'autre part de se faire une idée de l'aspect du module terminé.

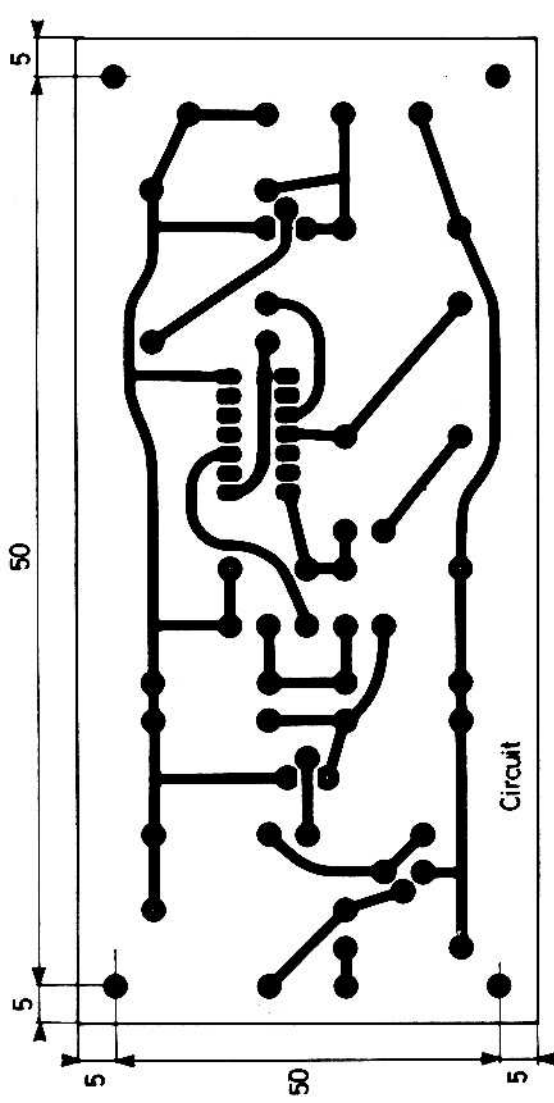


Fig. 4

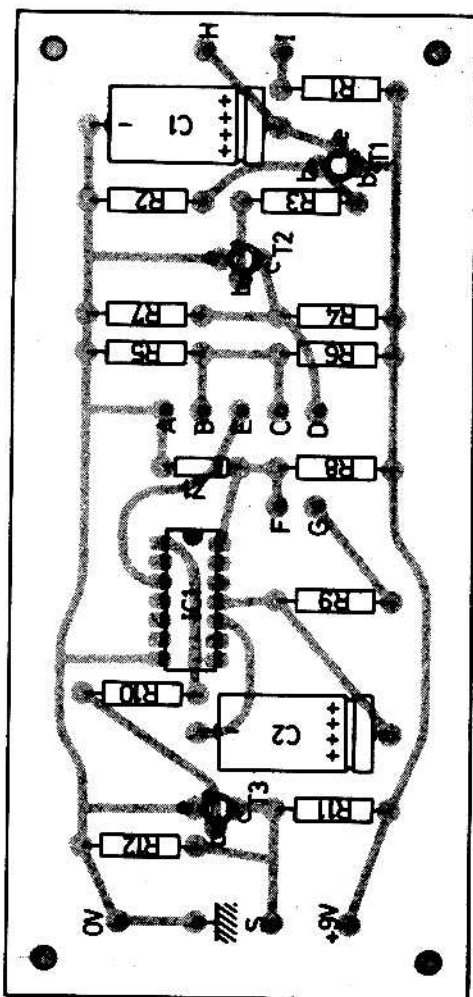


Fig. 5

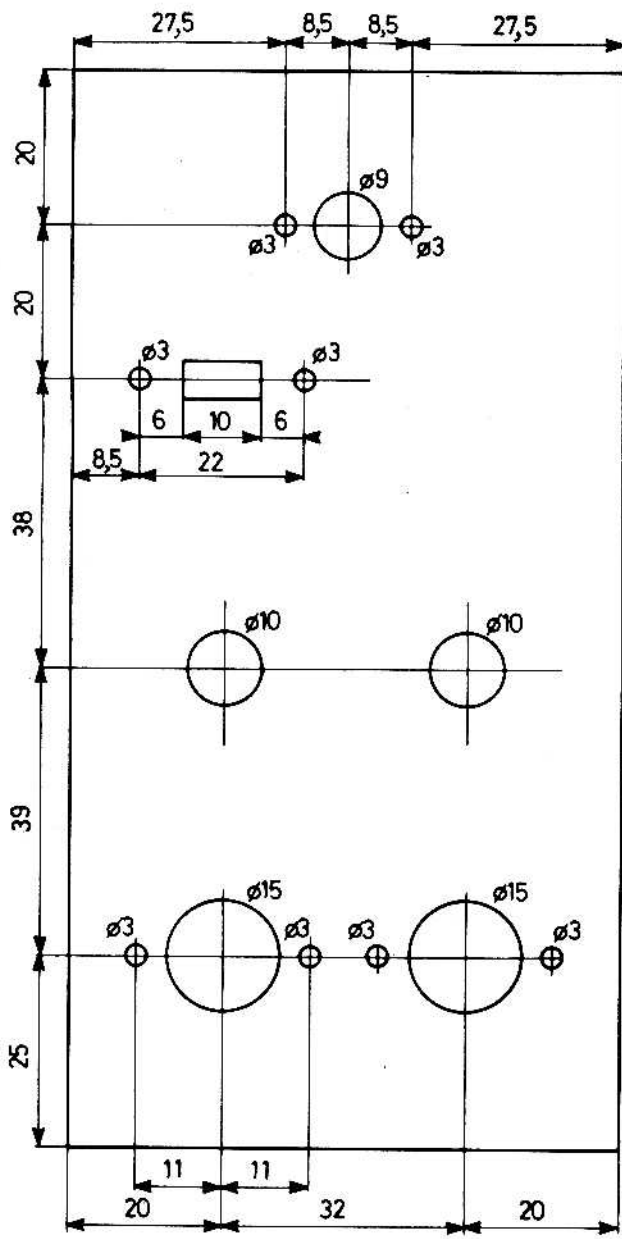


Fig. 6

Nomenclature des composants

Résistances 1/2 W 5 %

R₁ : 8,2 k Ω

R₂ : 47 Ω

R₃ : 47 k Ω

R₄ : 2,2 k Ω

R₅ : 3,9 k Ω

R₆ : 2,2 k Ω

R₇ : 3,9 k Ω

R₈ : 220 Ω

R₉ : 470 Ω

R₁₀ : 47 k Ω

R₁₁ : 2,2 k Ω

R₁₂ : 470 Ω

Condensateurs

C₁ : 10 μ F/10 V

C₂ : 100 μ F/10 V

En version « séquenceur ». Utiliser des modèles au mylar de plus faible capacité en version « audio ».

Z₁ : diode zener 5,1 V

T₁ : 2N2646

T₂ : 2N2222

T₃ : 2N1711

IC₁ : monostable SN74121N

P₁ : potentiomètre 100 k Ω linéaire

P₂ : potentiomètre 47 k Ω linéaire
1 inverseur à glissière

1 bouton-poussoir

2 prises DIN 3 broches

1 Cinch simple

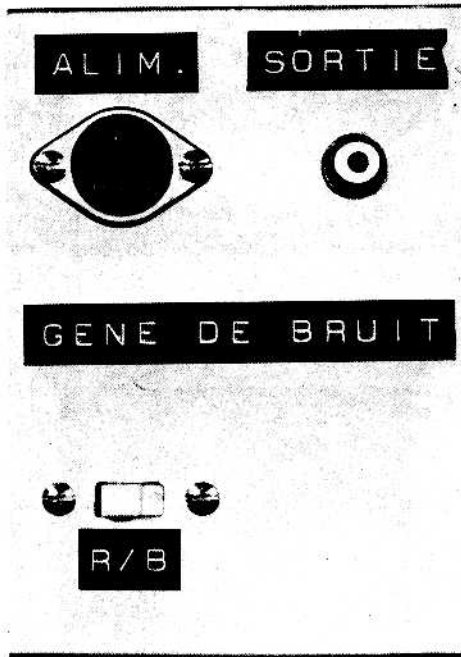
1 coffret Teko 4B

2 boutons pour potentiomètre.

CHAPITRE VI

LE GÉNÉRATEUR DE BRUIT

Un bruit est un signal dont les composants ont une amplitude et une fréquence aléatoires. Le générateur décrit ici génère un bruit à partir d'une jonction semi-conductrice polarisée en inverse (jonction base-émetteur de T_1); le schéma est visible *figure 1*.



A cause de son mode de branchement, cette jonction est polarisée en inverse (transistor NPN, émetteur au + et base au -) et fonctionne en régime d'avalanche (tension aux bornes de plus de 5 V).

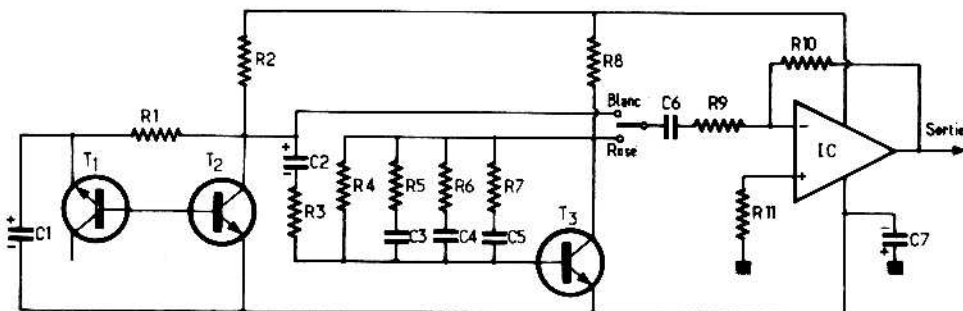


Fig. 1

Elle est dans ces conditions le siège d'un bruit dit blanc, c'est-à-dire qui a la même amplitude à toutes les fréquences.

Ce bruit est appliqué à la base de T_2 , et donc amplifié par celui-ci, avec un grand gain, puisque T_2 a son émetteur à la masse.

Cette tension de bruit amplifiée peut subir deux sorts, selon la position de l'inverseur blanc/rose.

Dans la position « blanc », elle est directement amplifiée par l'AOP IC, dont le gain est $R_{10}/R_9 = 7$, et qui l'amène au niveau de 1 V crête sur la sortie Cinch du générateur.

Dans la position « rose », elle est envoyée dans un filtre à plusieurs cellules R.C, dont le but est de l'atténuer de 3 dB/octave dans les fréquences aiguës.

Nos lecteurs savent qu'un filtre R-C simple atténue à 6 dB/octave et un filtre L-C simple à 12 dB/octave.

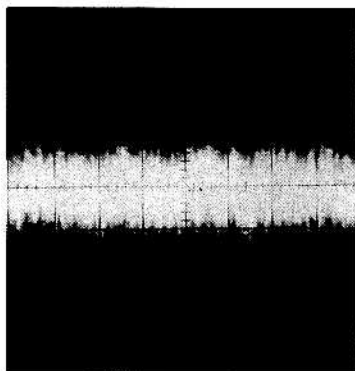


Photo 1

Or il n'existe aucune structure de filtre électrique qui présente théoriquement une atténuation de 3 dB/octave.

Pour la réaliser, il est donc fait appel à série de filtres R_5-C_3 , R_6-C_4 , R_7-C_5 , de fréquences de coupure décalées, disposés en contre-réaction d'un

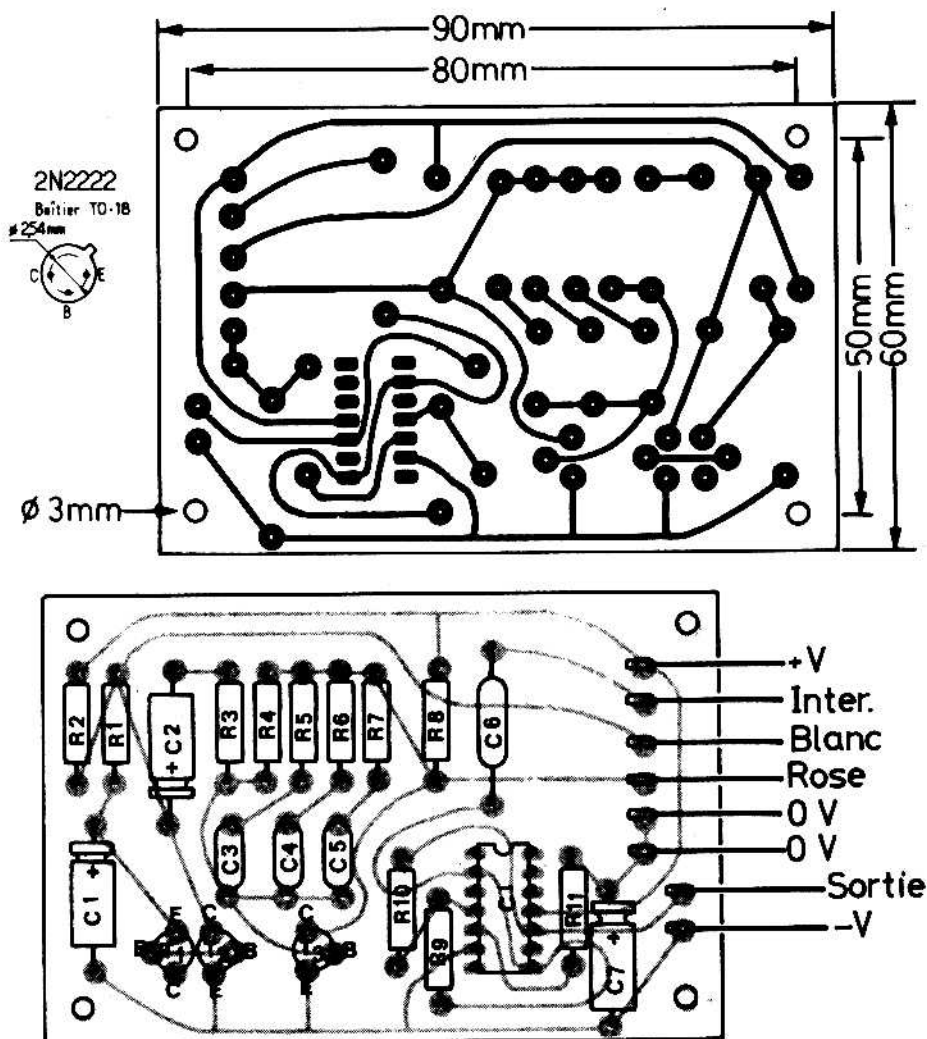


Fig. 2

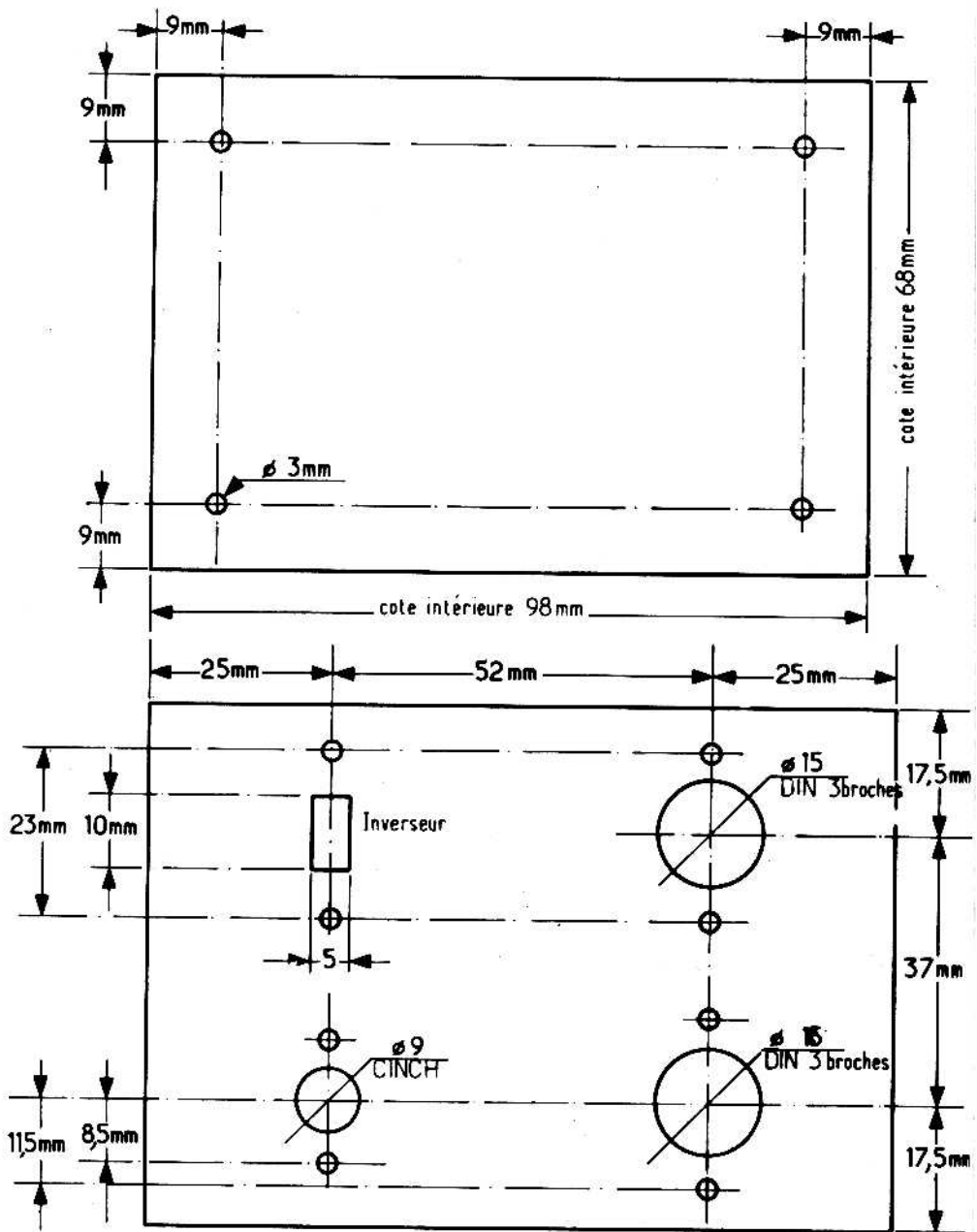


Fig. 3

transistor T₃. Ces décalages étant effectués d'une manière judicieuse, la pente du filtre résultant, quoique approximative, est proche de - 3 dB/octave.

La forme du signal obtenu à la sortie, photographiée à l'oscilloscope, est visible sur la *photo 1* (bruit blanc).

D'où le nom d'« herbe » que donnent souvent les électroniciens au bruit !

Réalisation du générateur de bruit

L'implantation et le dessin du circuit imprimé sont en *figure 2*.

Le boîtier utilisé pour abriter le montage est un Teko type 3B, dont les cotes de perçage sont détaillées *figures 3 et 4*.

Les lecteurs remarqueront sur la photo générale qu'une prise DIN n'a pas été montée sur la maquette photographiée. Elle figure à sa place sur la *figure 4*.

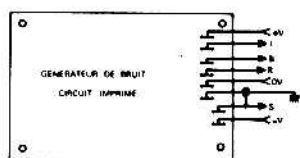
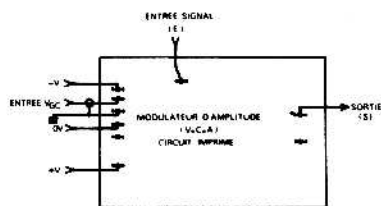


Fig. 4

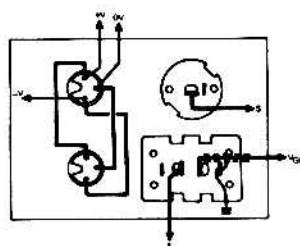
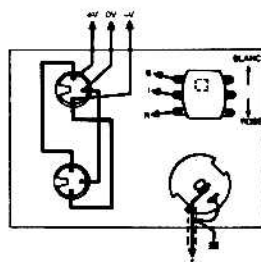


Fig. 5

Ces deux prises DIN servent de rappel d'alimentation et sont donc câblées en parallèle, comme sur le VCO (prendre garde à ne pas inverser + et - 9 V dans leur câblage, les composants actifs n'y résisteraient pas !)

Le câblage se trouve *figure 5*.

Nomenclature des composants
se rapportant au générateur de bruit

R ₁ : 56 kΩ 1/2 W 5 %	C ₁ : 10 μF/10 V
R ₂ : 5,6 kΩ 1/2 W 5 %	C ₂ : 10 μF/10 V
R ₃ : 39 kΩ 1/2 W 5 %	C ₃ : 4,7 nF
R ₄ : 1 MΩ 1/2 W 5 %	C ₄ : 3,3 nF
R ₅ : 390 kΩ 1/2 W 5 %	C ₅ : 820 pF
R ₆ : 100 kΩ 1/2 W 5 %	C ₆ : 1 μF non polarisé
R ₇ : 18 kΩ 1/2 W 5 %	C ₇ : 10 μF 12 V
R ₈ : 3,3 kΩ 1/2 W 5 %	T ₁ , T ₂ , T ₃ : 2N2222
R ₉ : 56 kΩ 1/2 W 5 %	2 fiches DIN 3 borches châssis
R ₁₀ : 390 kΩ 1/2 W 5 %	1 fiche Cinch châssis
	1 inverseur 1 circuit 2 positions à glissière
	1 boîtier Teko type 3B
	IC : TLO81 CP ou bien 741.

CHAPITRE VII

LE GÉNÉRATEUR ALÉATOIRE

Nous avons décrit dans le chapitre précédent un générateur fournissant des bruits, « blanc » et « rose ». C'était un type de générateur fournissant des tensions complètement aléatoires.



Cependant, voici un générateur produisant également des signaux aléatoires, mais d'allure différente.

Ce module fournit au choix deux tensions de sortie (disponibles sur deux prises, mais une seule est utilisable à la fois, selon la position de l'inverseur de fonctions).

Position « N » : on obtient sur S_2 des niveaux de tension de hauteur aléatoire et de période de changement déterminée par le potentiomètre « période », accessible sur le dessus du module.

L'allure de ce signal est visible sur la *photo 1*.

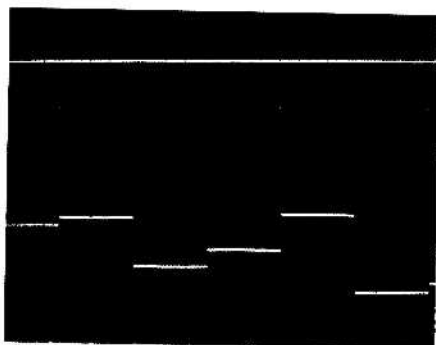


Photo 1
Tracé du haut : impulsions d'horloge au point H.
Tracé du bas : échelons de tension aléatoires (inverseur position N).

Position « I » : on obtient sur S_2 des niveaux ayant subi une différenciation, qui peuvent certainement présenter un intérêt par eux-mêmes (*photo 1*), mais qui sont avant tout destinés à produire sur la sortie S_1 des impulsions de hauteur constante, mais de largeur réglable par le potentiomètre « durée », et à espacement aléatoire.

Ces impulsions sont bien entendu compatibles avec les autres modules de traitement d'impulsions. Elles pourront donc être éventuellement retardées, additionnées, etc.

Le principe de fonctionnement

On utilise un système « d'échantillonnage et maintien » (en anglais : *sample and hold*) ; c'est-à-dire qu'on mesure pendant le temps d'une impulsion d'horloge la tension d'un signal d'entrée, cette tension étant maintenue en mémoire jusqu'à une prochaine mesure ; on obtient donc un niveau constant entre deux impulsions d'horloge (*fig. 1*).

Examinons à présent ce qui se passe : on va prélever le niveau du signal d'entrée suivant une cadence régulière. On obtient donc une suite de créneaux de hauteur aléatoire, qui sont déjà susceptibles d'une utilisation pratique dans le synthétiseur : par exemple, en y connectant l'entrée wobbulation d'un VCO, on obtient des notes de hauteur aléatoire...

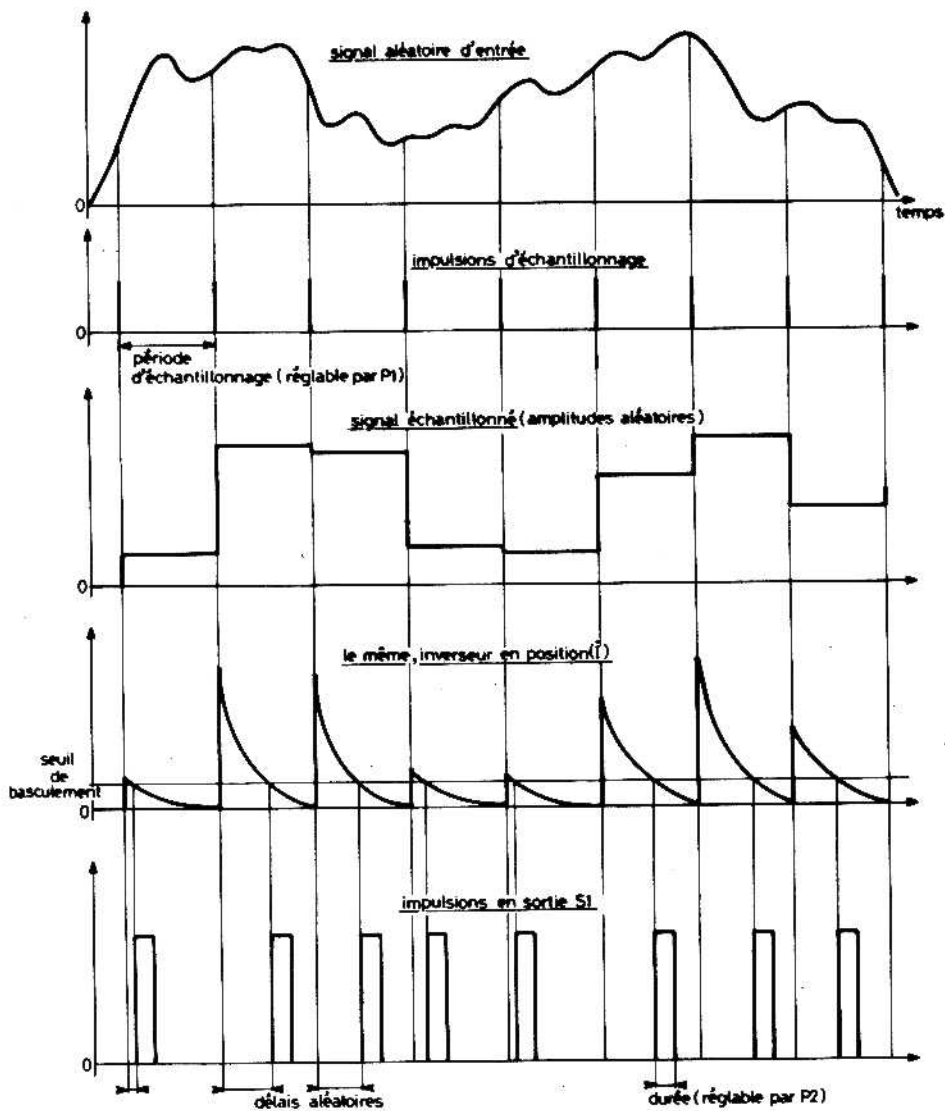
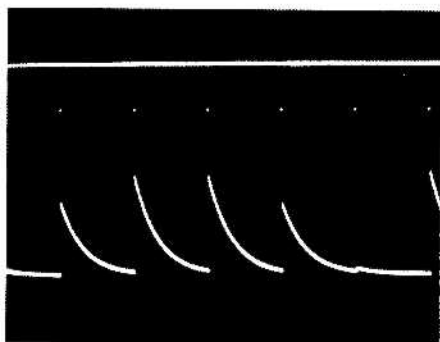


Fig. 1. — Principe de fonctionnement du générateur à échantillonnage. On mesure pendant le temps d'une impulsion d'horloge la tension d'un signal d'entrée. Cette tension étant maintenue en mémoire jusqu'à une prochaine mesure ; on obtient donc un niveau constant entre deux impulsions d'horloge.

Nous allons maintenant étendre les possibilités de l'appareil en utilisant ces créneaux pour produire des impulsions de caractéristiques fixées (quoique réglables), mais apparaissant à des instants quelconques.



*Photo 2.
Tracé du haut : impulsions d'horloge.
Tracé du bas : tension aléatoire (inverseur position i).*

Pour cela, il s'agit de réaliser une conversion amplitude/temps. Comme d'habitude dans ce cas, nous utilisons une rampe et un détecteur de niveau, (bien que, contrairement aux usages, et pour des raisons de simplicité, la rampe ne soit pas ici à décroissance linéaire, mais exponentielle).

Donc nous allons décharger en permanence le condensateur de stockage C_2 dans une résistance (fig. 1). Et, quand la tension aux bornes de C_2 atteindra un seuil déterminé, nous déclencherons une impulsion de durée fixée par un potentiomètre.

Le temps mis pour descendre à la tension de seuil dépend de la tension initiale (celle du créneau), donc la longueur de l'impulsion de sortie sera en relation avec l'amplitude (aléatoire) du signal échantillonné ; elle sera elle aussi aléatoire.

Le schéma (fig. 2)

Pour des raisons technologiques, nous avons préféré ne pas échantillonner un signal alternatif, mais seulement une tension variable positive. Pour l'obtenir, nous avons redressé en double alternance le signal d'entrée au moyen de IC_1 , D_1 , R_1 , R_2 ; le principe même de fonctionnement de ce redresseur « double alternance » est assez critiquable, puisqu'il n'est pas symétrique. Si bien que la tension de sortie s'éloigne fortement de l'idéal (photo 3).

Cependant, il a l'avantage de ne pas nécessiter plus de composants qu'un montage redresseur simple alternance à AOP, et la qualité du signal n'a absolument aucune importance dans le cas qui nous occupe.

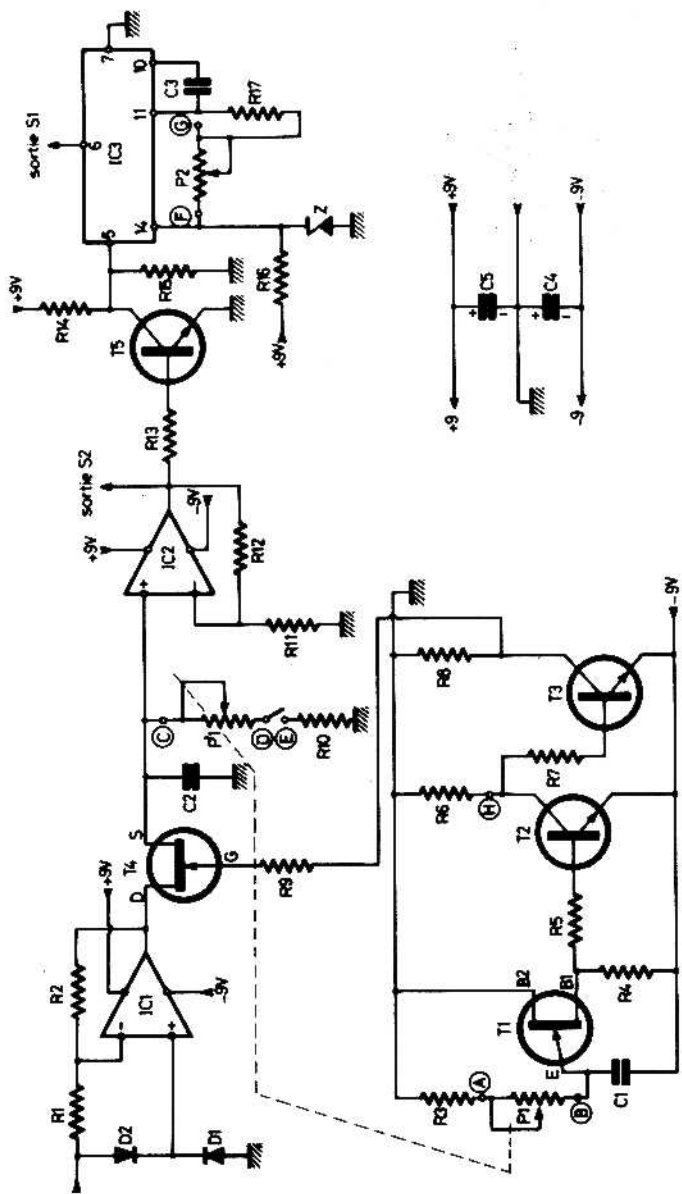


Fig. 2. - Schéma de principe du générateur aléatoire. L'opération d'échantillonnage proprement dite est assurée par le transistor à effet de champ T₃, qui fonctionne en interrupteur commandé, par l'intermédiaire de R₉, par le générateur d'horloge.

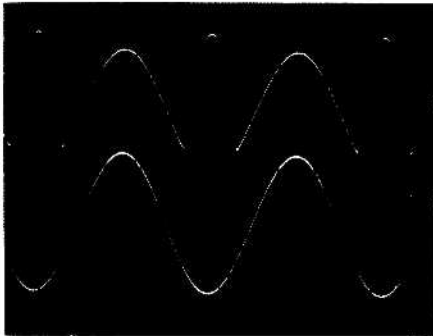


Photo 3. - Exemple de fonctionnement du redresseur double alternance sur un signal d'entrée sinusoïdal (tracé du haut). La tension de sortie (tracé du bas) est loin de l'idéal, ce qui est sans importance dans le cas qui nous occupe.

L'opération d'échantillonnage elle-même est assurée par le transistor à effet de champ T_3 , qui fonctionne ici en interrupteur, commandé, par l'intermédiaire de R_9 , par le générateur d'horloge dont nous parlerons plus loin. Quand une impulsion positive arrive sur la grille de T_4 , l'espace drain-source devient conducteur et la tension présente à ce moment à la sortie de IC_1 peut charger le condensateur C_2 .

A la fin de l'impulsion, T_4 cesse d'être passant, la tension aux bornes de la capacité reste constante (palier) si D et E ne sont pas reliés (inverseur en position « N »). Si D et E le sont, C_2 se décharge exponentiellement dans P_1 et R_{10} . Notons à ce propos que P_1 et P_1 sont deux éléments d'un potentiomètre double. En effet, pour obtenir des résultats intéressants, la vitesse de décharge de C_2 doit être en relation avec la période d'échantillonnage, les deux réglages doivent donc être couplés.

Quelle que soit la position de l'inverseur de fonctions, la tension aux bornes de C_2 est mesurée et amplifiée par IC_2 (gain environ 9). Le seuil est détecté par T_5 , ce qui donne un basculement pour un passage par une tension de l'ordre de 0,5 V.

R_{14} et R_{15} rendent la sortie de T_5 compatible avec l'entrée du monostable 74121 (TTL) qui lui fait suite.

A chaque passage décroissant par la tension de seuil à la sortie de IC_2 , T_5 se bloque, ce qui déclenche une impulsion à la sortie S_1 du 74121. La durée de ladite impulsion est fixée par P_2 . Notons que, les circuits TTL devant être alimentés en + 5 V, cette tension est fournie par R_{16} et Z.

Passons à la description du générateur d'horloge.

Il ressemble beaucoup au circuit utilisé pour fixer la période du module générateur d'impulsions précédemment décrit.

Un transistor unijonction décharge une capacité C_1 , quand la tension à ses bornes atteint un certain seuil. Une impulsion est alors produite aux

bornes de R₄. Elle est amplifiée et inversée deux fois par T₂ et T₃, ce qui fait qu'elle est amenée en phase et à l'amplitude correcte à la grille du FET T₄.

Les signaux en différents points du montage sont visibles sur les photos 1 à 6.

Photo 4.

Tracé du haut : bruit blanc à l'entrée du module.

Tracé du bas : crêneaux d'amplitude aléatoire issus de l'échantillonnage de ce bruit.

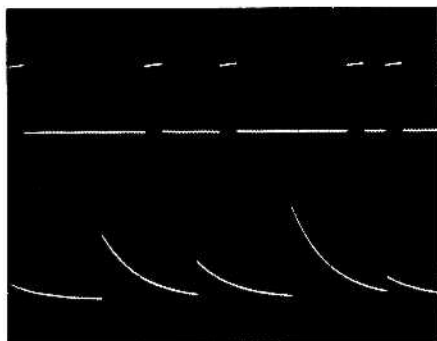
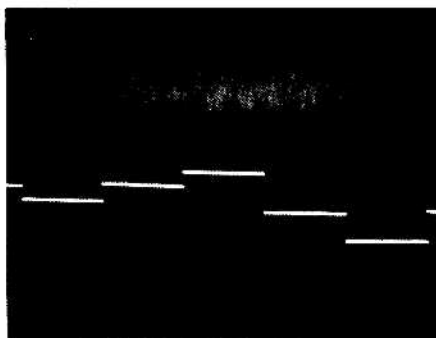


Photo 5.

Tracé du haut : impulsions à instant d'apparition aléatoires obtenus à partir du signal différentié représenté sur la trace du bas.

Tracé du bas : signal obtenu par différentiation des crêneaux d'échantillonnage.

Photo 6.

Générateur d'horloge :

Tracé du haut : impulsion obtenue sur la base de l'UJT T₁.

Tracé du bas : forme de la tension sur l'émetteur de T₁.

Remarque : la moitié gauche de l'image montre les signaux naturels, la droite les tensions agrandies cent fois en largeur.



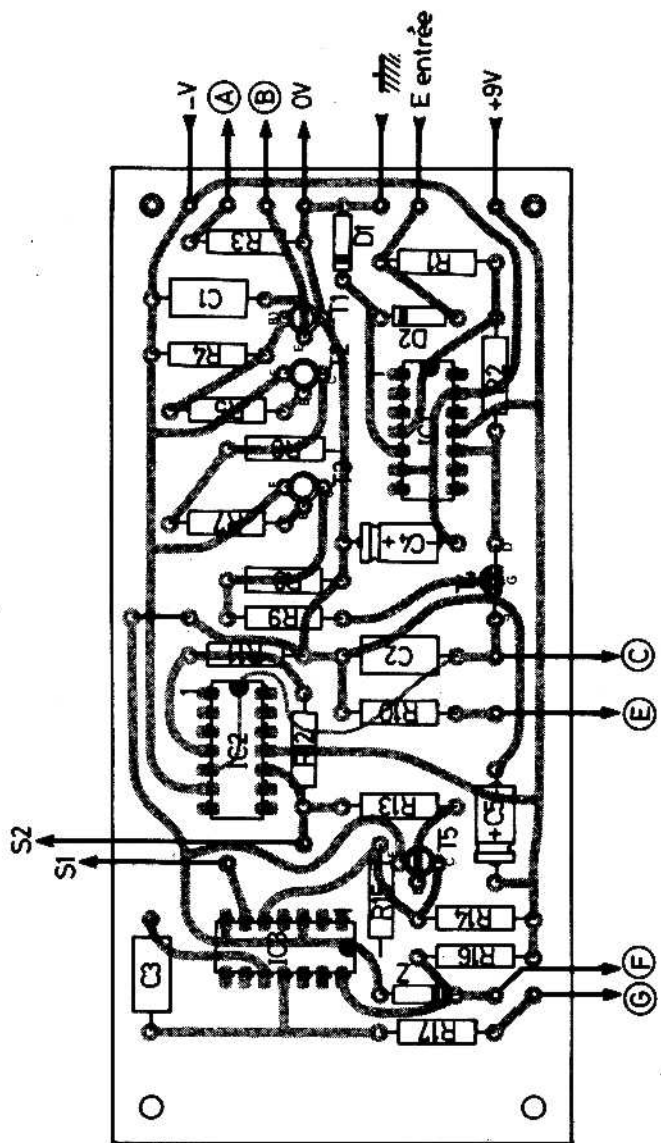
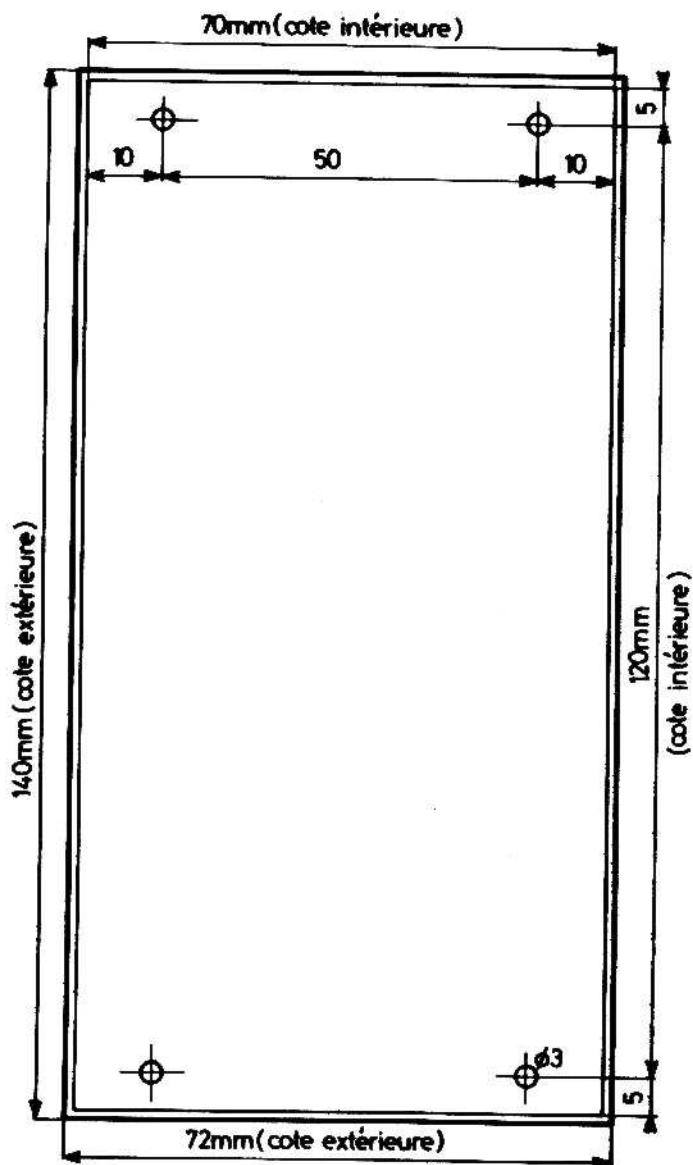


Fig. 4



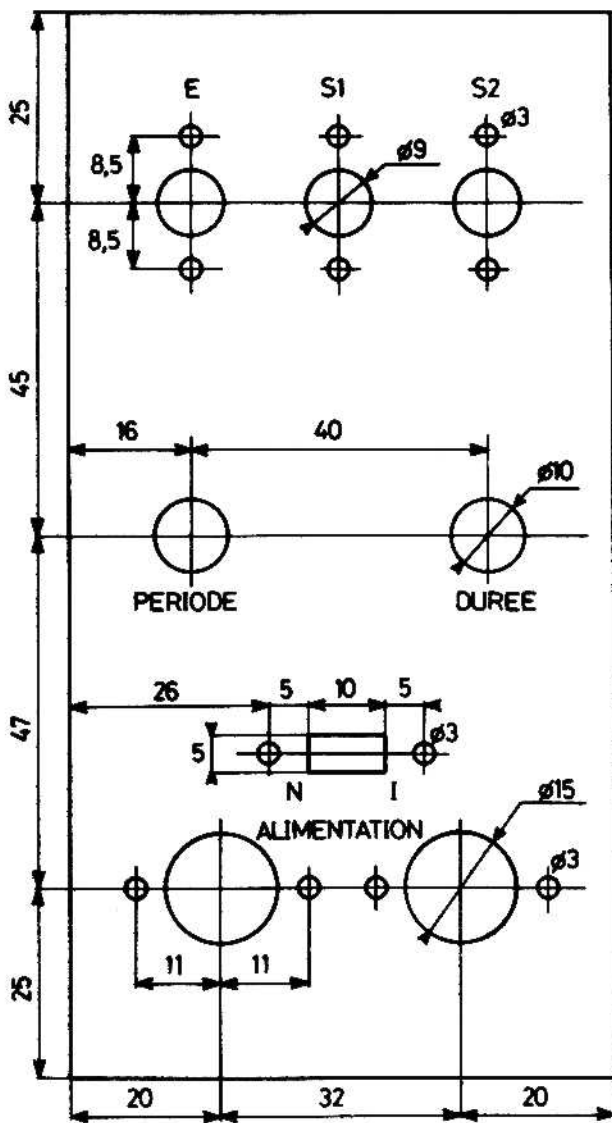


Fig. 5

Réalisation

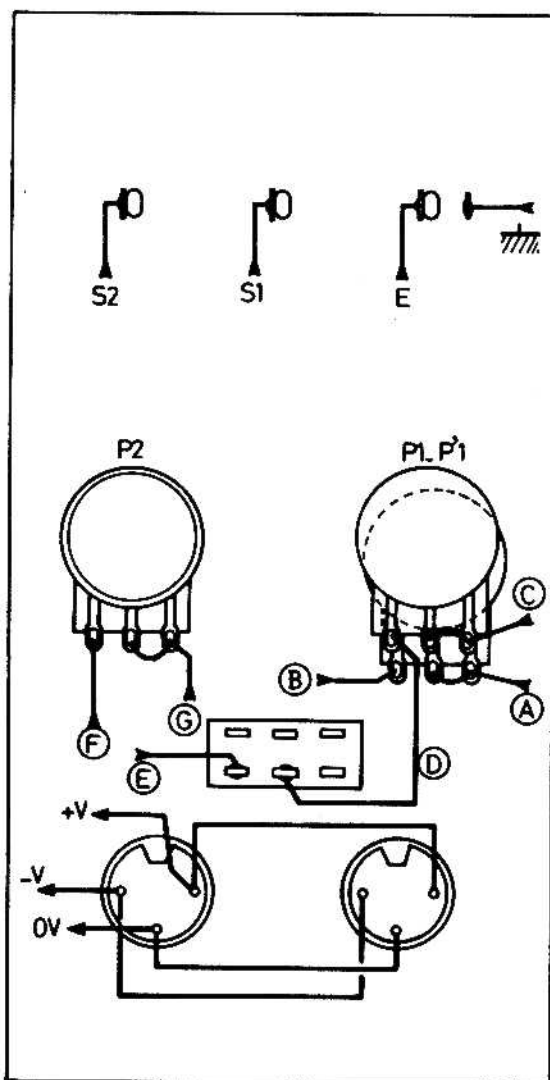
Le circuit imprimé est *figure 3*, l'implantation des composants *figure 4*, le plan de perçage du boîtier *figure 5*, tandis que le plan de câblage se trouve *figure 6*.

On branchera à l'entrée du module la tension de sortie d'un générateur de bruit blanc.

La période d'échantillonnage et la durée des impulsions de sortie sont réglables à volonté, en veillant bien entendu à ce que la seconde ne soit pas supérieure à la première.

Nomenclature des composants

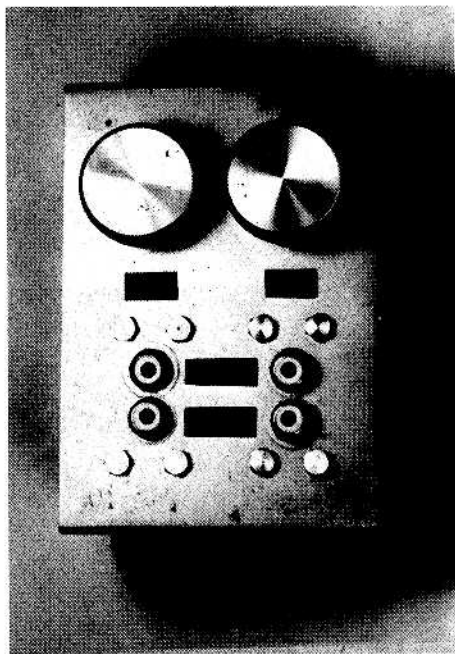
R ₁ : 10 k Ω (marron, noir, orange)	1 inverseur 2 positions
R ₂ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)	1 coffret Teko 4B, 2 boutons pour potentiomètres
R ₃ : 10 k Ω (marron, noir, orange)	R ₁₇ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
R ₄ : 10 Ω (marron, noir, noir)	C ₁ : 2,2 μ F non polarisé
R ₅ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)	C ₂ : 1 μ F non polarisé
R ₆ : 10 k Ω (marron, noir, orange)	C ₃ : 1 μ F non polarisé
R ₇ : 10 k Ω (marron, noir, orange)	C ₄ , C ₅ : 10 μ F/10 V
R ₈ : 10 k Ω (marron, noir, orange)	T ₁ : 2N2646 (UJT)
R ₉ : 1 M Ω (marron, noir, vert)	T ₅ , T ₂ , T ₃ : 2N2222
R ₁₀ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)	T ₄ : 2N3819 (FET)
R ₁₁ : 10 k Ω (marron, noir, orange)	IC ₁ , IC ₂ : SN72741, SFC2741, F741
R ₁₂ : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)	IC ₃ : SN74121
R ₁₃ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)	Z : zener de 5,1 V (400 mW)
R ₁₄ : 1,8 k Ω (marron, gris, rouge)	D ₁ , D ₂ : diode germanium OA90 ou autre
R ₁₅ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)	P ₁ , P' ₁ : potentiomètre double 100 k Ω Log
R ₁₆ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)	P ₂ : potentiomètre simple 100 k Ω Log
3 Cinch simple	
2DIN 3 broches	



CHAPITRE VIII

LE MODULATEUR D'AMPLITUDE

Comme nous le disions dans l'introduction, ce circuit est l'une des bases de tout synthétiseur, au même titre que les VCO. Il s'agit en quelque sorte d'un amplificateur dont le gain est commandé par une tension (en anglais VCA : voltage controlled amplifier). Nous disons « en quelque sorte », car, dans notre cas, l'« amplificateur » a un gain compris entre 0 et 1.



La vocation de ce module est de faire varier l'amplitude d'un VCO ou d'un générateur de bruits au rythme d'un autre VCO équipé ou non de valeurs de capacités déterminées pour le fonctionnement en très basse fré-

quence (rythmes)(voir description du VCO). Il est bien sûr tout à fait possible de rentrer dans le modulateur un signal qui soit déjà le produit de plusieurs transformations (filtrages, modulation de fréquence et même une précédente modulation d'amplitude).

Différentes photographies prises à l'oscilloscope montrent quelques formes simples de signaux qui ont été obtenues à l'aide de ce module :

Photos 1. 2. 3. : on peut voir un signal sinusoïdal à 1 000 Hz modulé plus

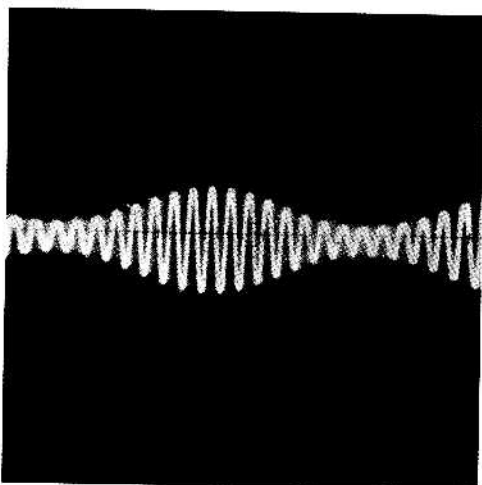


Photo 1. — Signal sinusoïdal à 1000 Hz modulé en amplitude par un signal sinusoïdal à 100 Hz (taux 70 %).

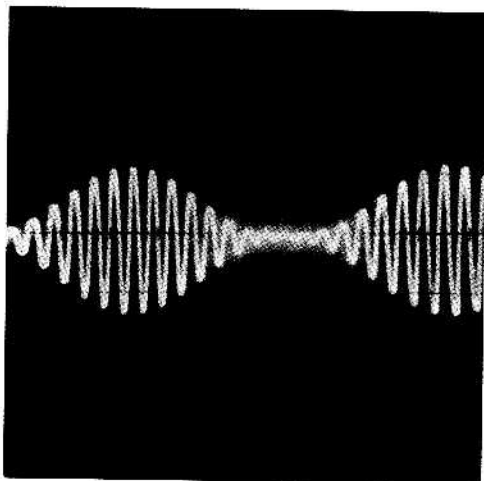


Photo 2. — Signal sinusoïdal à 1000 Hz modulé en amplitude par un signal sinusoïdal à 100 Hz (taux 100 %).

ou moins profondément par un autre signal sinusoïdal, celui-ci à 100 Hz, et d'amplitude variée.

Photo 1, le taux de modulation (rapport des amplitudes du signal modulant et du signal modulé) est de l'ordre de 70 %.

Photo 2, taux de modulation 100 % (amplitudes égales).

Photo 3, taux supérieur à 100 % (la fréquence 1 000 Hz est littéralement découpée en « salves »).

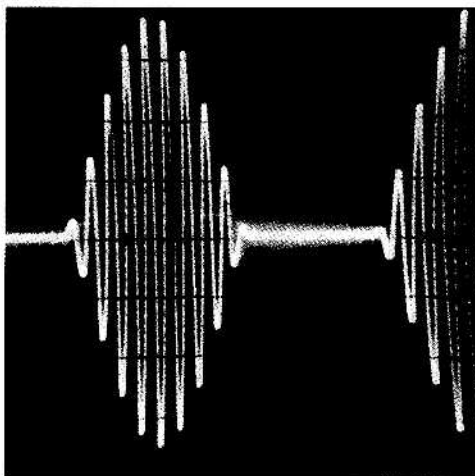


Photo 3. — Idem, surmodulé.

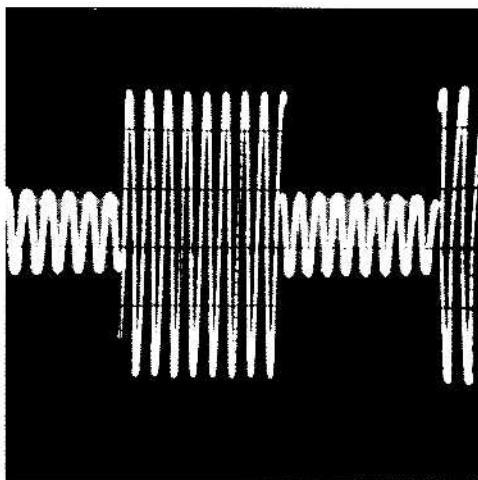


Photo 4. — Signal sinusoïdal à 100 Hz modulée par un signal rectangulaire à 100 Hz (taux 70 %).

Photos 4 et 5 : ici, la fréquence modulante est un signal carré à 100 Hz. On obtient ce que l'on appelle communément des « bursts » (salves).

Photo 4, taux de modulation 70 %.

Photo 5, taux de modulation 100 %.

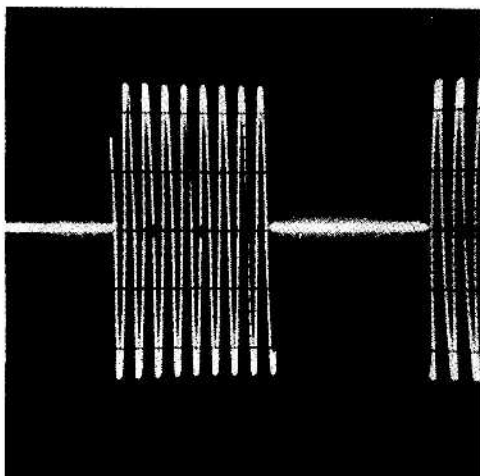


Photo 5. — Signal sinusoïdal à 1000 Hz modulé par un signal rectangulaire à 100 Hz (taux 100 %).

Le schéma (fig. 1)

Le cœur du modulateur d'amplitude est constitué de l'amplificateur différentiel formé de T_2 et T_3 . Cet étage amplifie la tension du signal appliqué à l'entrée (signal à moduler).

Son gain dépend du courant d'émetteurs, qui est déterminé par R_9 et R_6 , ainsi que par la résistance émetteur-collecteur de T_1 .

Nous voyons immédiatement que, en faisant varier la tension sur la base de T_1 , nous modifierons sa résistance collecteur-émetteur et donc la tension au point de jonction de R_6 et R_9 .

Ceci modifie le courant d'émetteur, le gain de T_2T_3 et la tension de sortie sur R_8 et R_{10} . Cette tension est amplifiée par IC_2 monté en différentiel, sur la sortie duquel on dispose de la tension du signal appliqué à l'entrée, modulée en amplitude par celle de l'entrée V_{GC} .

Plus en détail, on voit que, quand T_1 est saturé, le courant d'émetteur est nul, donc la tension de sortie nulle ; il faut pour cela que la tension de base de T_1 soit positive ou nulle.

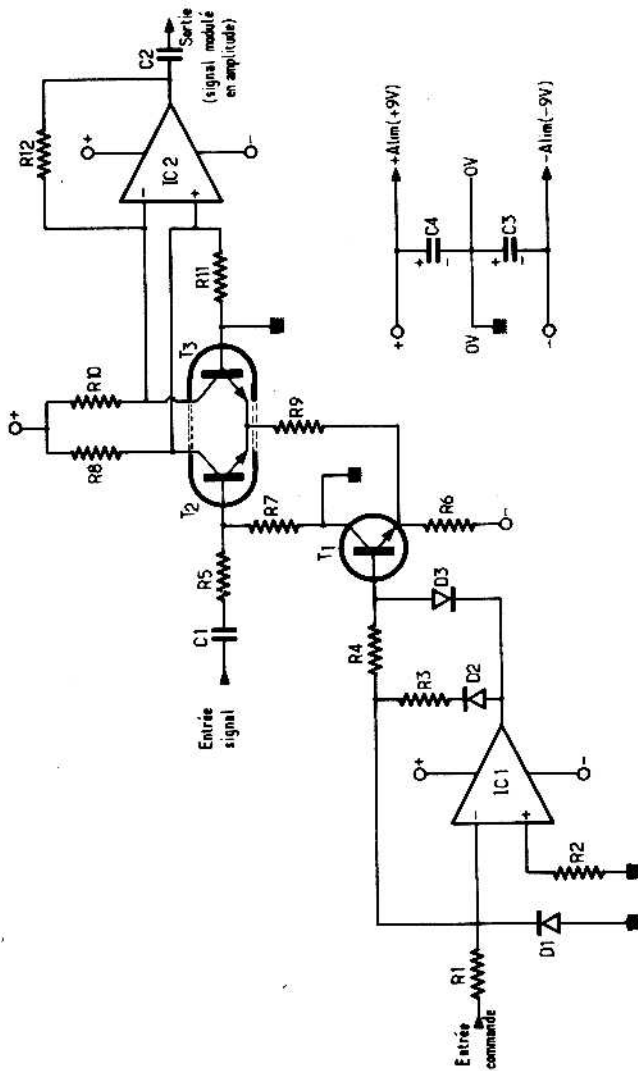


Fig. 1

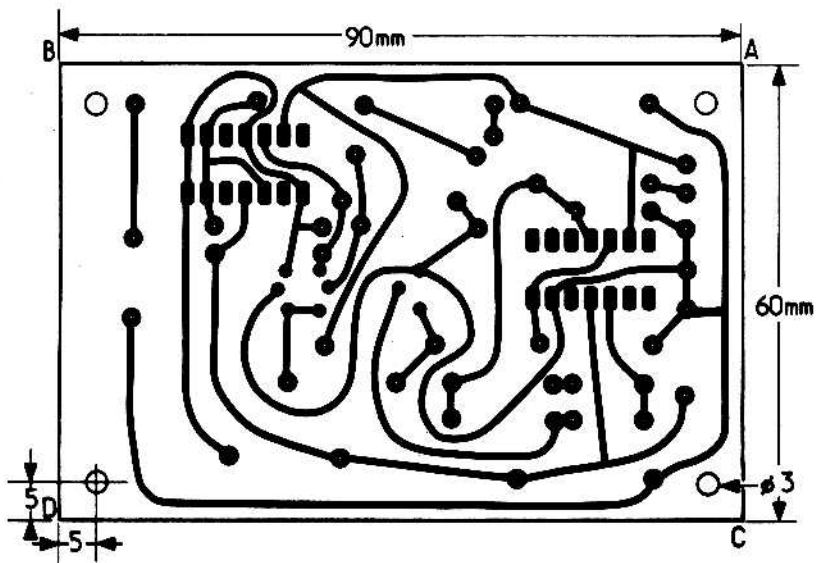


Fig. 2

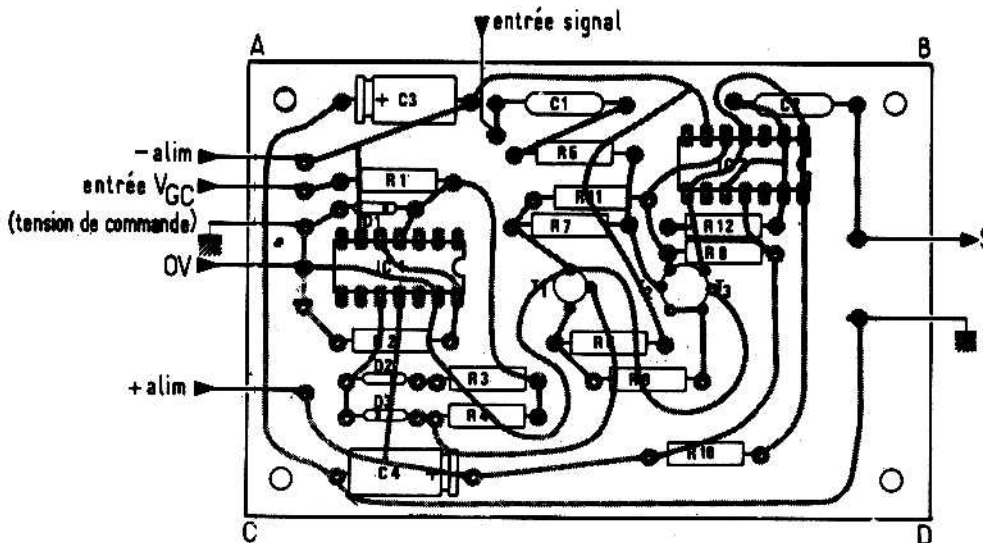


Fig. 3

La conduction maximale de T_2T_3 se produit quand T_1 est bloqué, c'est-à-dire que sa base est connectée au -9 V .

On voit donc que la tension de commande qui doit être appliquée à la base de T_1 est négative (ou nulle).

Elle est produite par l'amplificateur IC_1 , monté en redresseur mono-alternance au moyen de D_1, D_2, D_3, R_3 et R_4 .

C_1 et C_2 permettent de s'affranchir des tensions d'offset éventuellement présentes dans le montage.

Nous avons choisi pour former T_2-T_3 un transistor double MD8002 de Motorola, qui présente l'avantage d'un excellent appariement.

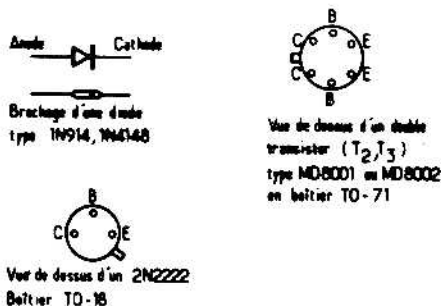


Fig. 4

Nomenclature des composants

R_1 : 10 k Ω 1/2 W	C_1 : 1 μF
R_2 : 8,2 k Ω 1/2 W	C_2 : 1 μF
R_3 : 100 K 1/2 W	C_3 : 10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$
R_4 : 100 K 1/2 W	C_4 : 10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$
R_5 : 22 K 1/2 W	$D_1 = D_2 = D_3$: 1N914, 1N4148
R_6 : 15 k Ω 1/2 W	T_1 : 2N2222
R_7 : 1 k Ω 1/2 W	$T_2 = T_3$: MD8001, MD8002
R_8 : 15 k Ω 1/2 W	$IC_1 = IC_2$: $\mu\text{A}741, \text{SFC}741$
R_9 : 27 k Ω 1/2 W	Fiches : 1 Cinch double, 1 Cinch simple, 2 DIN 3 broches
R_{10} : 15 k Ω 1/2 W	1 boîtier Teko 3B (102 \times 72 \times 44).
R_{11} : 10 k Ω 1/2 W	
R_{12} : 10 k Ω 1/2 W	

Réalisation pratique

On trouvera le dessin du circuit imprimé à la *figure 9*, celui de l'implantation *figure 3*, ainsi que les cotes de perçage du boîtier *figures 5 et 6* et le câblage *figure 4*.

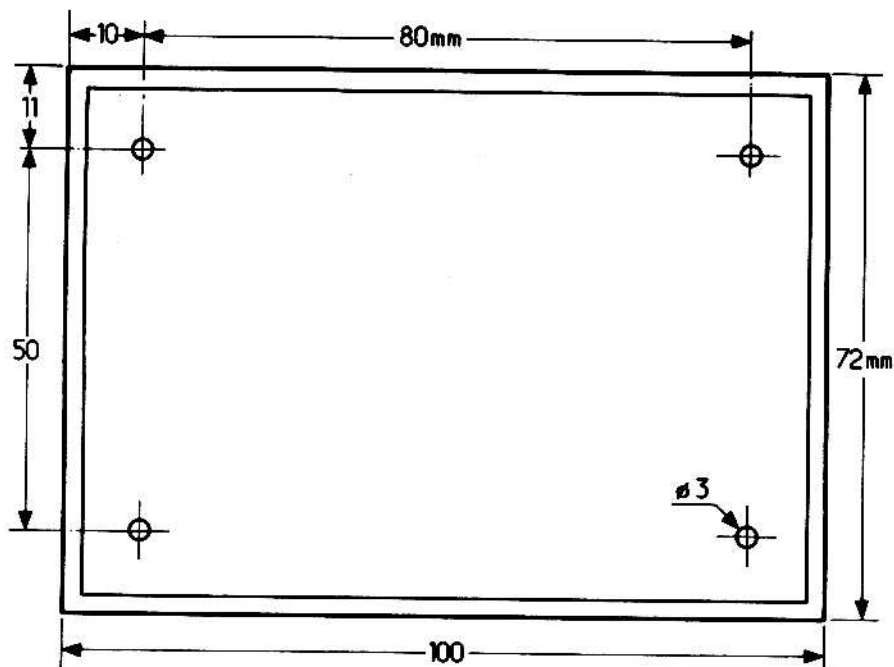


Fig. 5

Le module dont la description suit gagne à être incorporé dans le boîtier du VCA, qu'il faut dans ce cas prendre de taille 4B.

Le module de réglage de niveau

Etant donné son extrême simplicité, nous ne nous étendrons pas outre mesure sur sa constitution.

Le schéma, ce qui est un bien grand mot, se trouve à la *figure 7*, le plan de perçage *figure 8*. Un coffret Teko 3B a été utilisé.

Utilisation

Ce module est prévu pour régler la tension sur les entrées des modulateurs d'amplitude. Il s'intercalera donc entre ces modulateurs et les sorties des autres modules destinés à les commander.

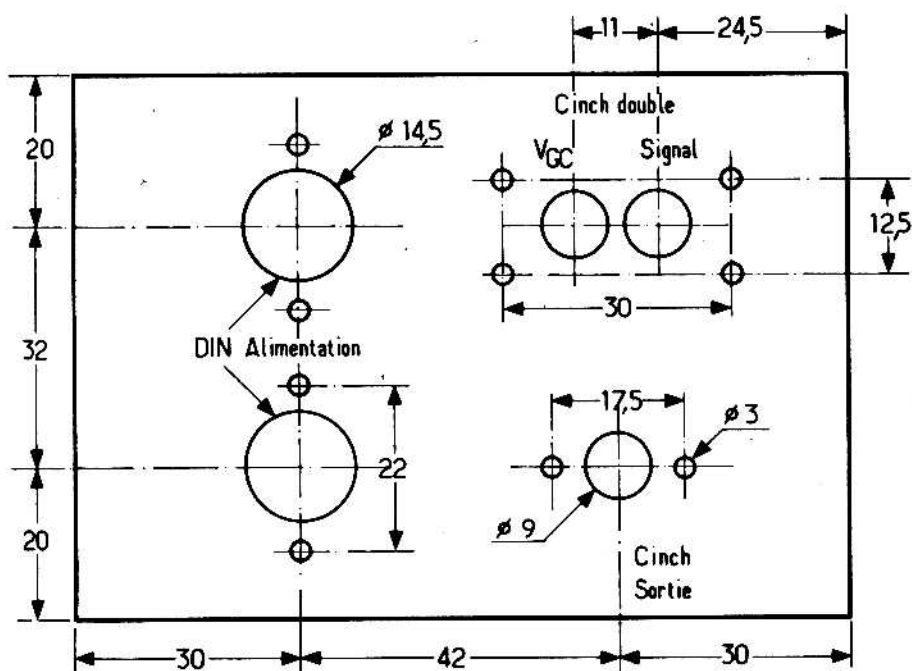


Fig. 6

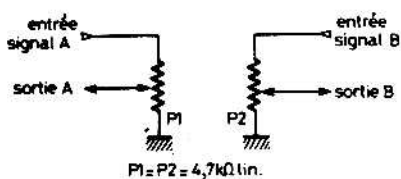


Fig. 7

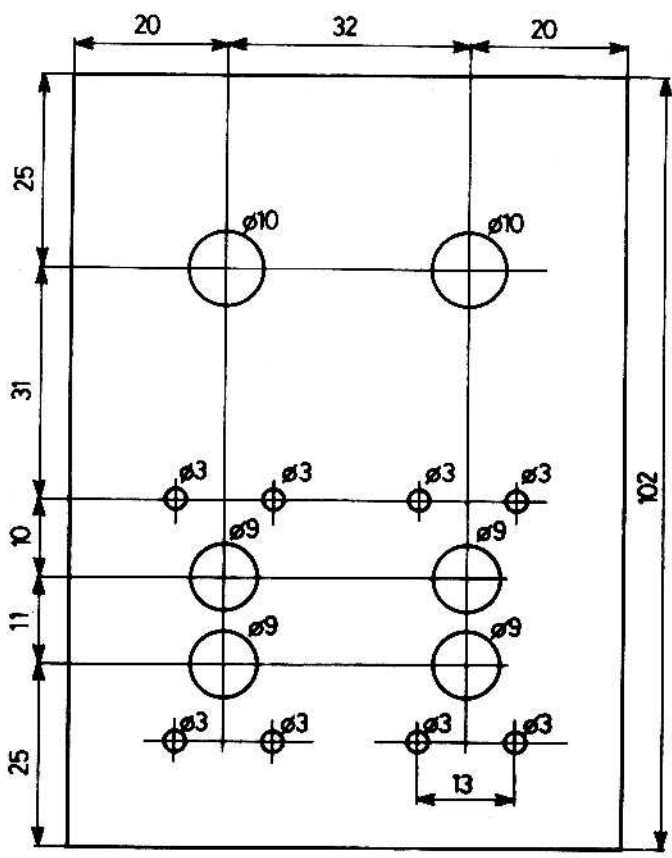


Fig. 8

CHAPITRE IX

LE MODULATEUR ÉQUILIBRÉ

Pour bien comprendre la différence entre un VCA et un modulateur équilibré, il faut faire appel à quelques considérations théoriques, mais simples.

Un modulateur d'amplitude ordinaire (VCA), traite deux signaux d'entrée, l'un est la « porteuse », à fréquence assez élevée, l'autre le signal de modulation, de fréquence plus basse. A la sortie, on trouve le signal porteur, mais son amplitude n'est plus constante, elle varie comme la forme de la tension de modulation.

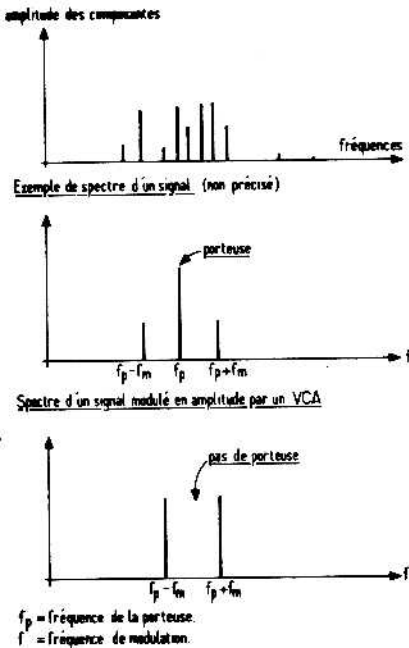


Fig. 1. — Spectre d'un signal modulé en amplitude par un modulateur équilibré.

Comme nous l'avons vu au *chapitre 1*, n'importe quel signal se reproduisant de façon périodique peut être considéré comme composé de la somme de tensions sinusoïdales dont les fréquences et les amplitudes sont déterminées : on peut les représenter sous forme de spectre (*fig. 1*).

Dans le cas de la modulation équilibrée, les différences sont frappantes avec la modulation d'amplitude ordinaire : une modulation « équilibrée » supprime la fréquence porteuse, il ne subsiste que les bandes latérales.

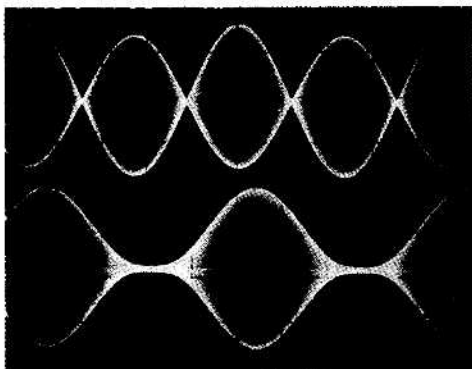


Photo 1. - Comparaison entre un signal modulé en amplitude par le VCA (avec la porteuse) et le signal issu du modulateur équilibré (sans porteuse). Ceci avec les mêmes signaux comme porteuse et comme modulation.

C'est pourquoi on l'appelle également « modulation à suppression de porteuse ». Le nom de « modulateur en anneau » se rapporte à une ancienne méthode utilisant un anneau de quatre diodes appairées et des transformateurs de précision, qui servait à obtenir cet effet.

On peut également voir la différence sur la *photo 1*.

Le schéma

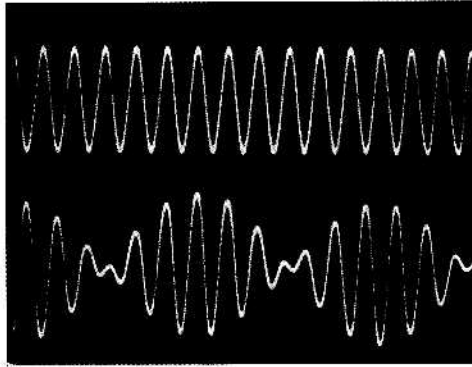
Il n'est pas simple de réaliser un modulateur équilibré bon marché avec des composants très courants ; aussi avons-nous été contraints d'employer un circuit intégré prévu spécialement pour cet usage. L'inconvénient est qu'il n'est pas très facile à trouver. Les lecteurs intéressés devront en passer la commande à leur revendeur qui se le procurera lui-même auprès d'un distributeur Signetics. Il s'agit d'un circuit N5596 Signetics. A noter qu'il existe des équivalences chez d'autres constructeurs, mais les brochages ne sont pas compatibles, si bien que seul ce type est utilisable sans modification du circuit imprimé.)

Passons à l'examen du schéma proprement dit (*fig. 2*).

L'entrée de la fréquence porteuse est suivie d'un étage tampon à AOP, tout comme l'entrée de la fréquence de modulation. Ces étages n'ont pas

Photo 2. — Signal issu du modulateur équilibré alimenté par une porteuse à 1000 Hz et une modulation à 100 Hz :

- en haut : la porteuse
- en bas : le signal de sortie.



pour but d'amplifier (ils atténuent même), mais d'adapter l'impédance sur chaque entrée (qui doit être élevée pour assurer la compatibilité des modules) au circuit N5596 (qui est faible). Les deux AOP utilisés ne sont pas du type 741 comme nous en avons pris l'habitude, mais sont constitués chacun par un demi 747. Le 747 n'est ni plus ni moins qu'un double 741, d'où gain de place !

Les liaisons vers le N5596 sont assurées par C_1 et C_2 , puisque l'on n'a à transmettre que des fréquences audibles.

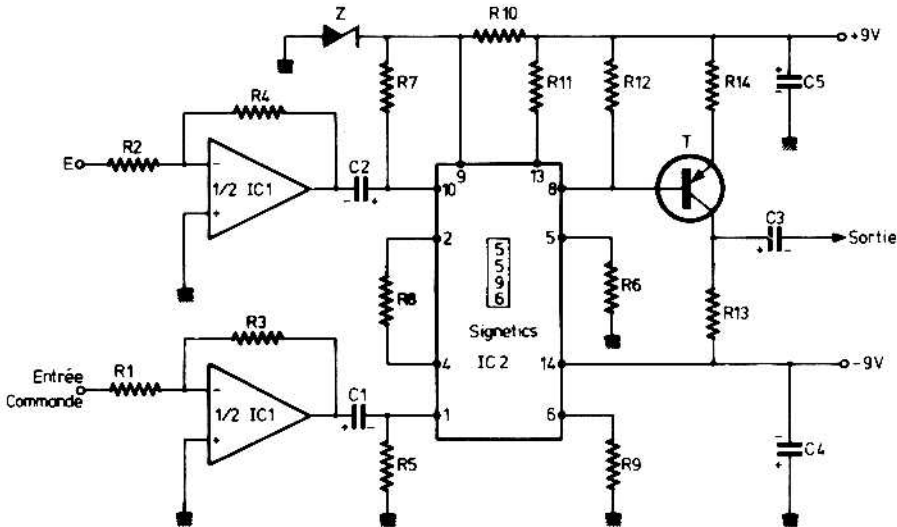


Fig. 2

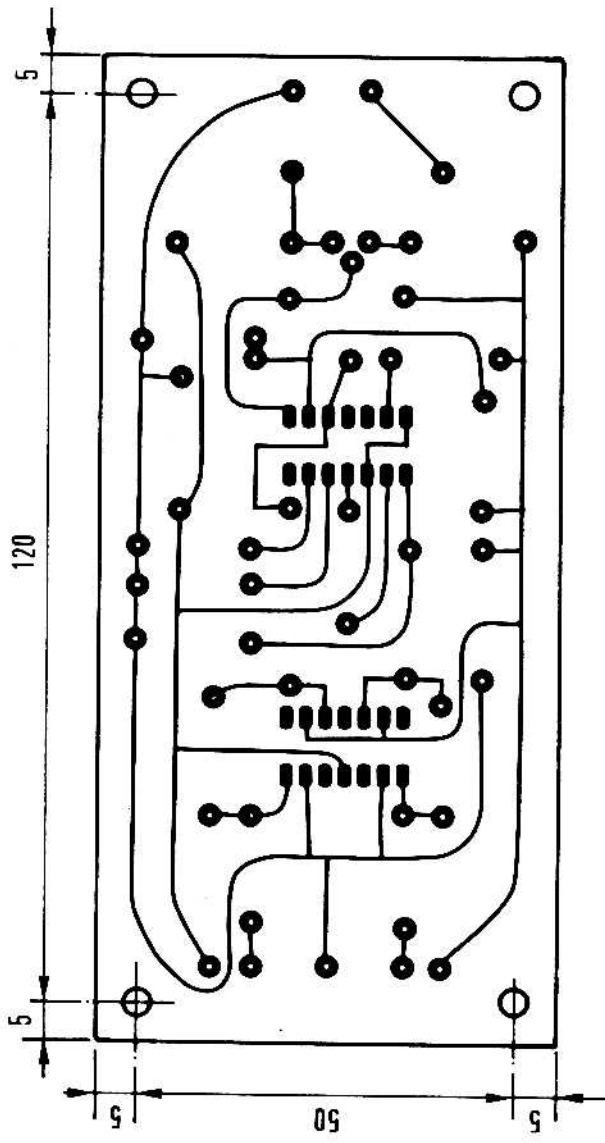


fig. 3

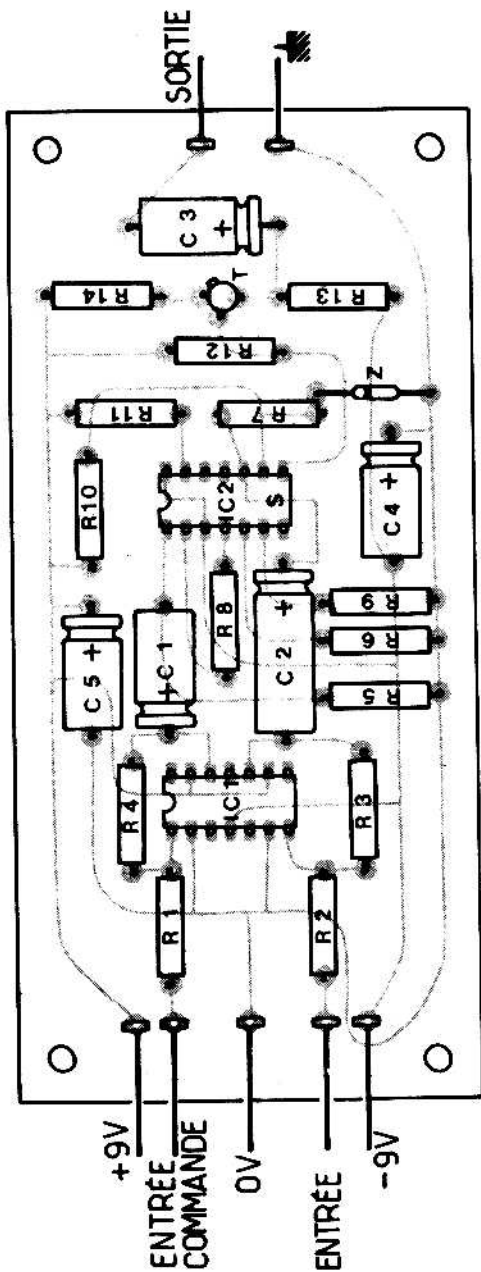


Fig. 4

La structure interne de IC₂ est sans importance pour l'utilisateur (il s'agit d'étages différentiels multiples). R₁₁ et R₁₂ sont les résistances de charge des étages de sortie de IC₂. Les tensions qui apparaissent aux broches 8 et 13 sont symétriques, si bien que nous n'en prenons qu'une en compte : la tension sur la broche 8 est appliquée à la base du transistor T, dont le gain est fixé à deux, ceci pour obtenir une valeur suffisante de la tension de sortie. La liaison vers la prise Cinch de sortie s'effectue par C₃.

On peut voir *photos 1 et 2*, les signaux obtenus quand les deux entrées sont alimentées par des signaux sinusoïdaux de fréquences différentes.

(On peut bien entendu envoyer n'importe quelle forme de signal sur chacune des entrées, ce qui permet des trouvailles intéressantes...).

Montage du module

Il se fait dans un coffret en alliage léger Teko 4B, comme la plupart des autres éléments du synthétiseur, tandis que le plan de perçage du boîtier et celui de câblage sont respectivement visibles *figures 3 à 6*.

Nomenclature des composants

R ₁ : 33 k Ω (orange, orange, orange)	R ₁₂ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge)
R ₂ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)	R ₁₃ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R ₃ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)	R ₁₄ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R ₄ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)	
R ₅ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)	C ₁ , C ₂ : 22 μ F/10 V
R ₆ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)	C ₃ : 10 μ F/10 V
R ₇ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)	C ₅ , C ₄ : 10 μ F/10 V
R ₈ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)	IC ₁ : SN72747, μ A 747
R ₉ : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)	T : 2N2907
R ₁₀ : 470 Ω (jaune, violet, marron)	Z : zener 4,7 V, 250 mW
R ₁₁ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge)	IC ₂ : N5596
	2 DIN 3 broches
	1 Cinch simple
	1 Cinch double
	1 coffret Teko 4B.

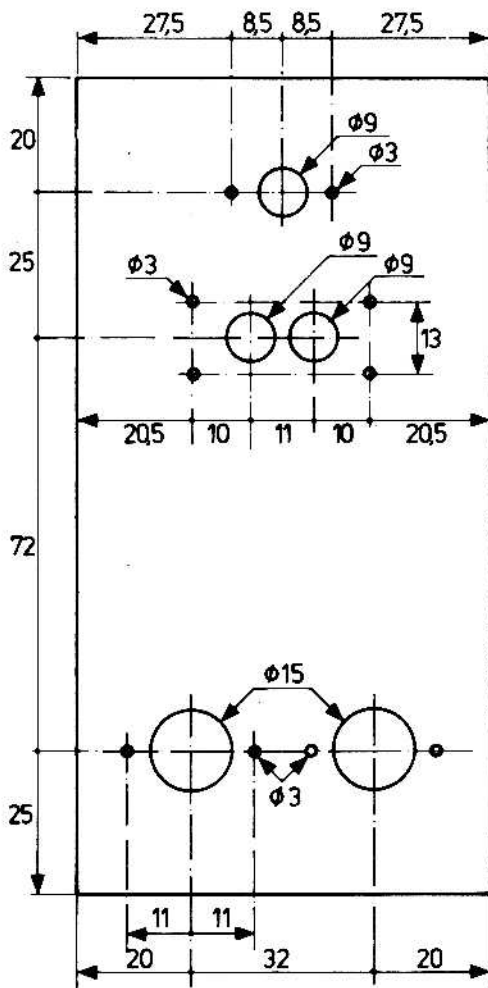


fig. 5

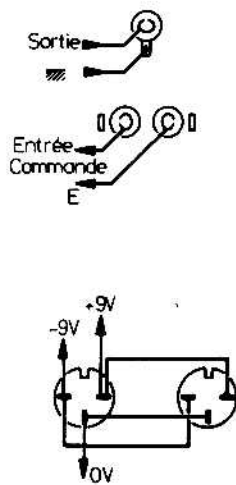


Fig. 6

CHAPITRE X

LE GÉNÉRATEUR D'ENVELOPPES

Le but de ce module est de fournir un signal propre à être envoyé à un VCA pour obtenir une variation dans le temps de l'amplitude d'un signal extérieur, programmable (presque) à volonté.

Pour cela, nous allons partir d'une impulsion fournie par le module générateur ad-hoc et la transformer jusqu'à obtenir l'enveloppe (le contour) voulue pour l'amplitude de votre signal.

Notons que l'on pourra de cette façon, entre autres effets sonores, imiter le son de nombreux instruments classiques.

Comme il n'est pas possible simplement de concevoir un système capable de réaliser n'importe quelle forme d'enveloppe, nous avons choisi de nous fixer les possibilités suivantes :

1) La montée du signal

Elle pourra être d'allure parfaitement régulière (linéaire), ou bien exponentielle (elle varie plus vite au début qu'à la fin) position « MOU ».

Le temps mis à atteindre le niveau maximum est continûment réglable par un potentiomètre.

Nous avons prévu également une possibilité d'attaque avec dépassement, c'est-à-dire que le signal monte instantanément au maximum, puis redescend (d'une manière linéaire ou exponentielle, et en un temps réglable) au niveau du son « tenu », avant bien sûr d'attaquer la descente finale.

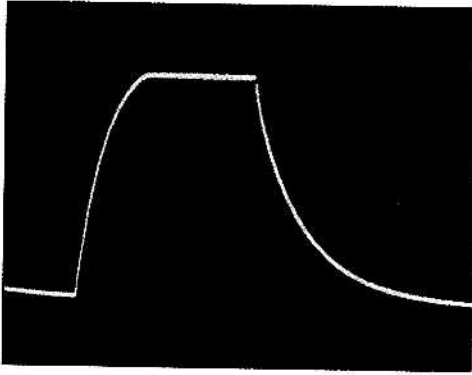


Photo 1. — Enveloppe obtenue avec les dispositions suivantes :

- montée exponentielle rapide,
- descente exponentielle rapide,
- pas de dépassement « MOU ».

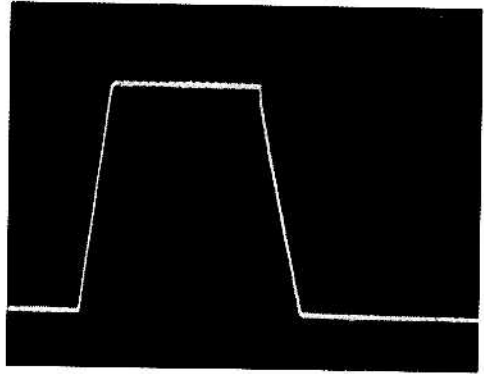


Photo 2. — Enveloppe obtenue avec les réglages suivants :

- montée linéaire rapide,
- descente linéaire rapide,
- pas de dépassement « MOU ».

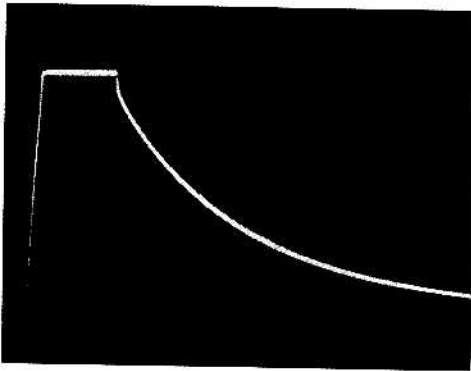


Photo 3. — Pas de dépassement « MOU »

- montée linéaire très rapide,
- descente exponentielle lente.

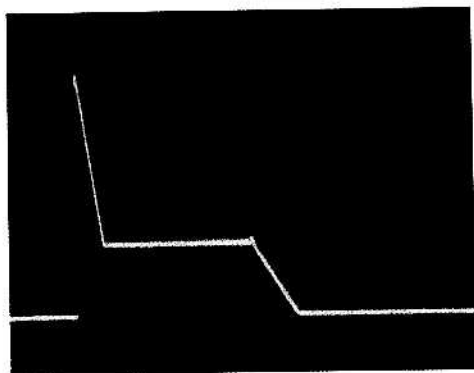
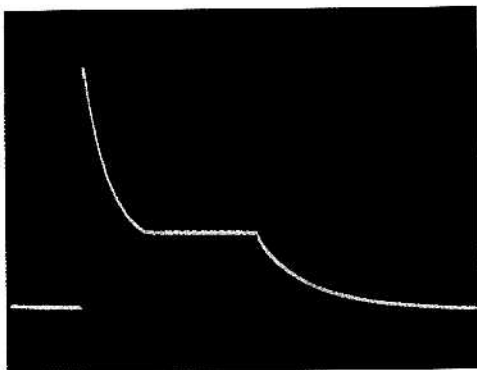


Photo 4. — Enveloppe obtenue avec les dispositions suivantes :

- montée linéaire courte,
- descente linéaire courte,
- dépassement « DUR ».

Photo 5. — Enveloppe obtenue en sortie du module en ayant procédé aux réglages suivants :

- montée avec dépassement « DUR »
- et décroissance exponentielle rapide,
- descente exponentielle rapide.



Ce type d'« attaque » est caractéristique de nombreux instruments (cuivres et percussions surtout).

Ce mode de fonctionnement se produit quand l'inverseur est en position « DUR ». Le mode « MOU » s'apparenterait plutôt au son des bois ou de l'orgue.

2) La descente du signal

Elle peut être choisie également linéaire ou exponentielle, sa durée est réglable également par potentiomètre, et ceci indépendamment de la montée.

Tout ceci offre de nombreuses possibilités dont quelques-unes sont montrées par les photos 1 à 5.

Principe de fonctionnement

Nous avons dit que nous prenons le signal issu d'un module générateur (ou retardateur, ou additionneur) d'impulsions comme point de départ.

Il s'agit d'élaborer un montage capable de démarrer une pente montante en synchronisme avec la montée de l'impulsion d'entrée, pente qui s'arrêtera quand le signal aura atteint une valeur donnée.

D'autre part, une autre partie du montage démarrera une pente descendante au moment de la retombée de l'impulsion d'entrée.

Il ne restera plus qu'à faire la somme de ces deux signaux pour obtenir le résultat désiré (*fig. 1*).

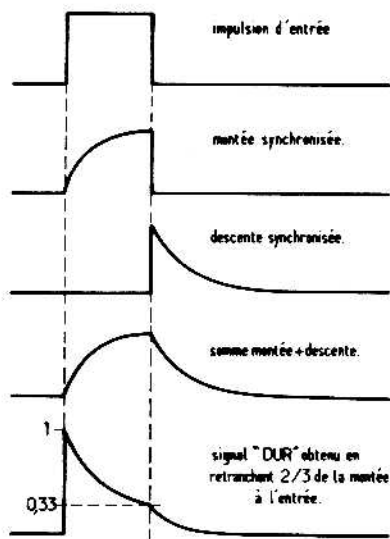


Fig. 1. — Principe général de fonctionnement du générateur d'enveloppes.

Une « cuisine » un peu plus compliquée est nécessaire pour obtenir un signal « DUR » : nous retranchons, à l'aide de la moitié de droite de IC₂, deux tiers (en amplitude) d'une montée, du signal d'entrée.

Les signaux de « montée » obtenus en position exponentielle et linéaire sont visibles sur la *photo 6*, et ceux de « descente », sur la *photo 7*.

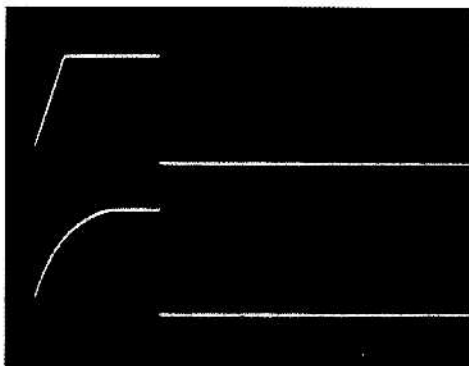


Photo 6. — Aspect des signaux apparus au point Q consécutivement à l'envoi d'une impulsion à l'entrée :

- en haut : montée linéaire,
- en bas : montée exponentielle.

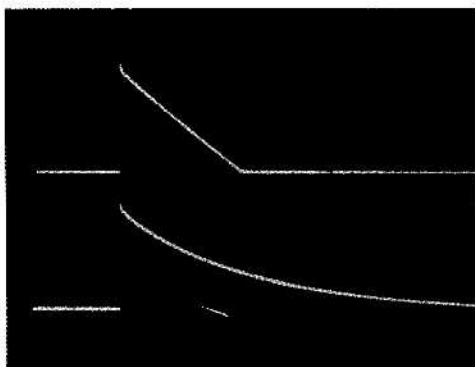


Photo 7. — Aspect des signaux au point R apparaissant à la suite d'une impulsion envoyée à l'entrée :

- en haut : front de descente linéaire, seul,
- en bas : front de descente linéaire, seul.

Le schéma du générateur d'enveloppes (fig. 2)

Nous commençons avant tout par amplifier l'impulsion d'entrée afin de la traiter plus commodément.

Ceci est réalisé par T_2 , qui l'inverse également. Cette impulsion inversée est propre à commander la base de T_4 , qui libère les « montées ».

Pour commander T_3 , qui libère les descentes, nous devons disposer d'une impulsion non inversée, nous réinversons donc celle qui a été amplifiée par T_2 , au moyen de T_1 . La tension obtenue sert à deux fins : directement, par R_{13} , pour être combinée avec le signal de montée dans le but d'obtenir l'enveloppe « DURE », et d'autre part, après différentiation par C_1 , à fournir le TOP de déclenchement à T_3 , qui démarre les « descentes ».

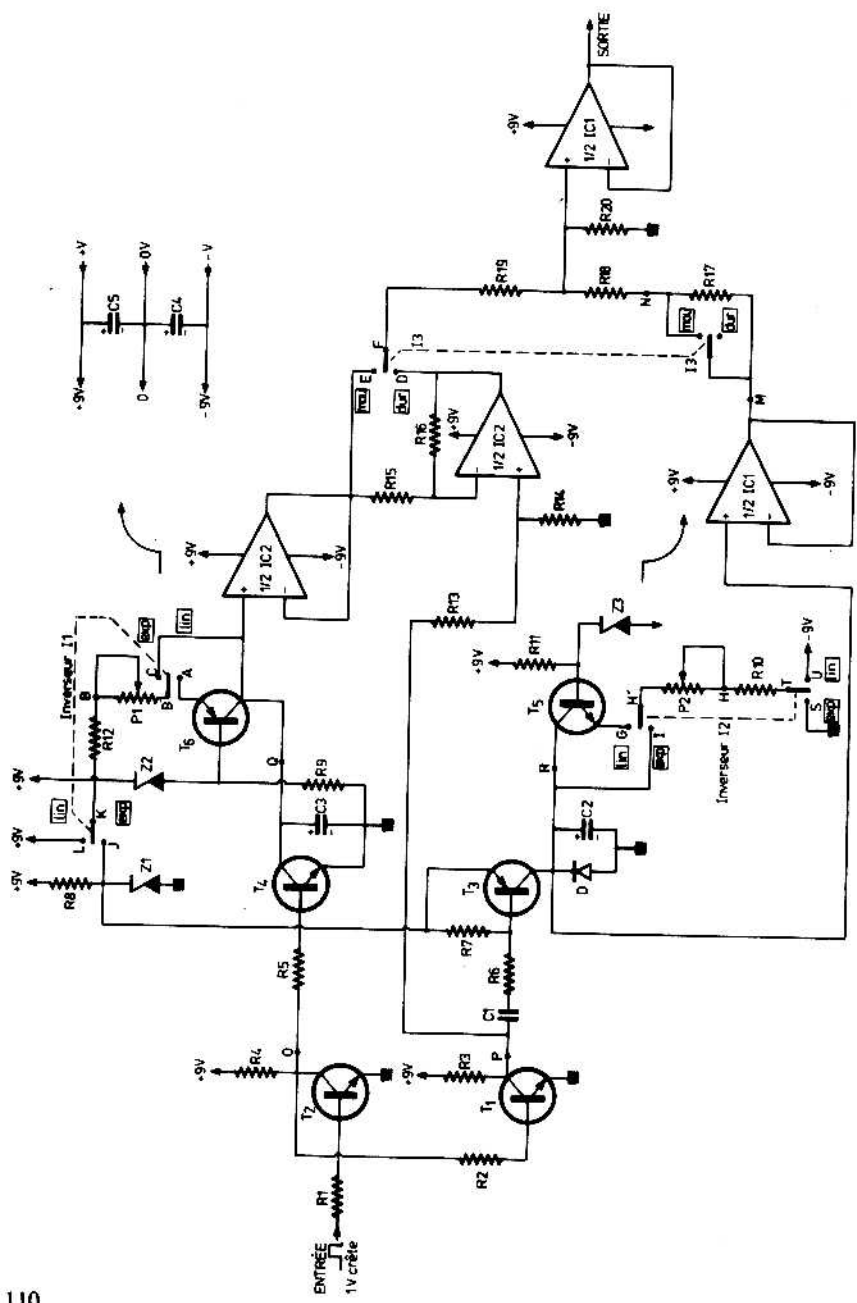


fig. 2

Examinons le fonctionnement des générateurs de montées et descentes.

Prenons celui de montées :

Pour avoir une tension qui augmente exponentiellement, il suffit de charger une capacité C_3 par l'intermédiaire d'une résistance fixe reliée à une tension constante. C'est ce qui se produit quand l'inverseur est en position « exp ». La résistance est constituée par le potentiomètre de $470\text{ k}\Omega$ log. et son talon R_{12} de $22\text{ k}\Omega$, qui assure donc le réglage du temps de montée.

Pour obtenir une tension croissant **linéairement**, c'est un peu plus difficile. Il faut charger la même capacité C_3 par un courant constant. Ce courant est délivré par le transistor T_6 , qui est précisément monté en générateur de courant constant, mais de valeur réglable par le potentiomètre de $470\text{ k}\Omega$ (quand l'inverseur est sur « LIN »).

Il faut bien sûr ne pas perturber le fonctionnement de tout ce système, et pour cela nous utilisons, pour mesurer la tension au point Q, la première moitié d'un 747 (IC_2) montée en suiveur à très haute impédance d'entrée.

De la même façon, la génération des descentes se fait comme suit : quand un TOP synchronisé avec la retombée de l'impulsion d'entrée arrive sur la base de T_3 , il conduit, chargeant C_2 à $+5\text{ V}$. Selon la position de l'inverseur d'allure de descente, C_2 est déchargé aussitôt après, ou bien directement dans le potentiomètre et son talon R_{10} , ou bien par un générateur de courant constant T_5 , réglable par le même potentiomètre.

La tension au point R est mesurée à l'aide de la première moitié de IC_1 .

Voyons maintenant ce que nous allons faire de ces signaux. Eh bien, nous avons dit plus haut qu'en position « MOU » nous faisons la somme montée + descente ; c'est ce qui est fait à l'aide de R_{18} , R_{19} , R_{20} et de la seconde moitié de IC_1 , qui attaque directement la sortie.

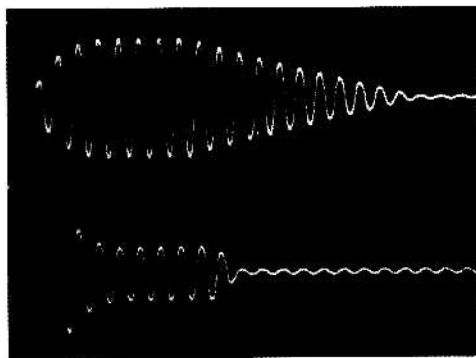
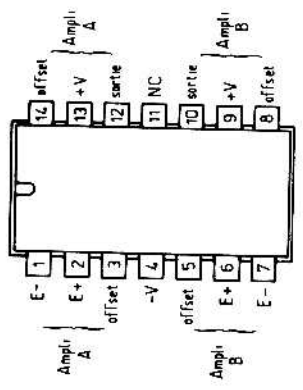
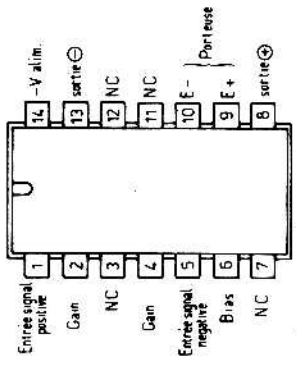


Photo 8. — Aspect des signaux obtenus par l'envoi de l'enveloppe sur l'entrée de commande du VCA :

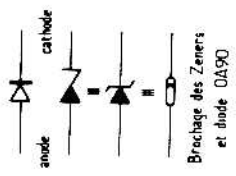
- en haut : montée exponentielle rapide et décroissance linéaire lente.
- en bas : attaque avec dépassement soutenu, puis décroissance rapide.



NC non connecté (Vue de dessus)
SN7287 (double 741)
μA 747

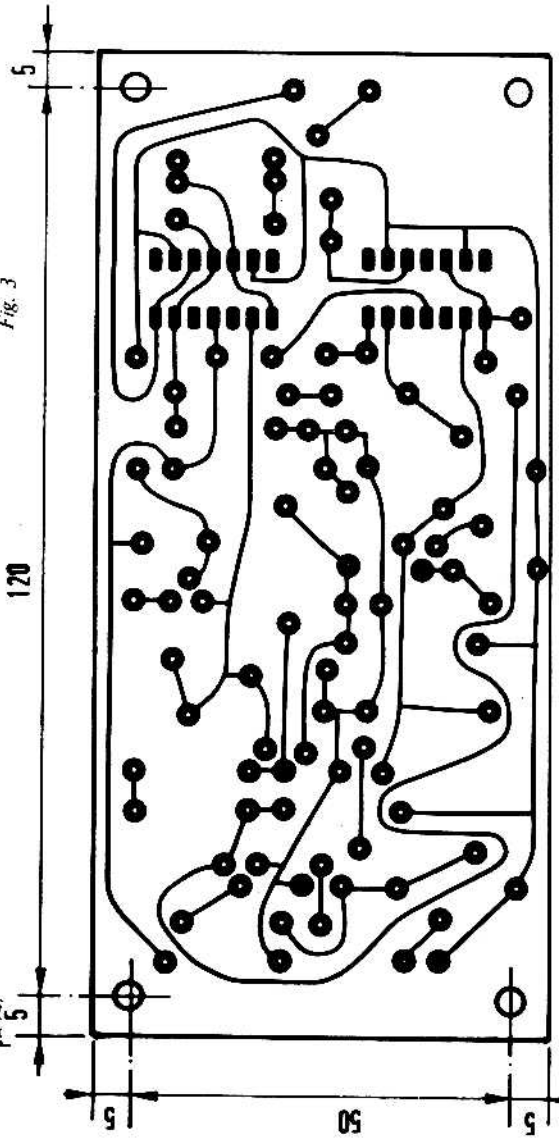


NC non connecté (Vue de dessus)
MC1496 (Signetics)



Brochage des transistors
2N2222 et 2N2907
(vue de dessous)

Fig. 3



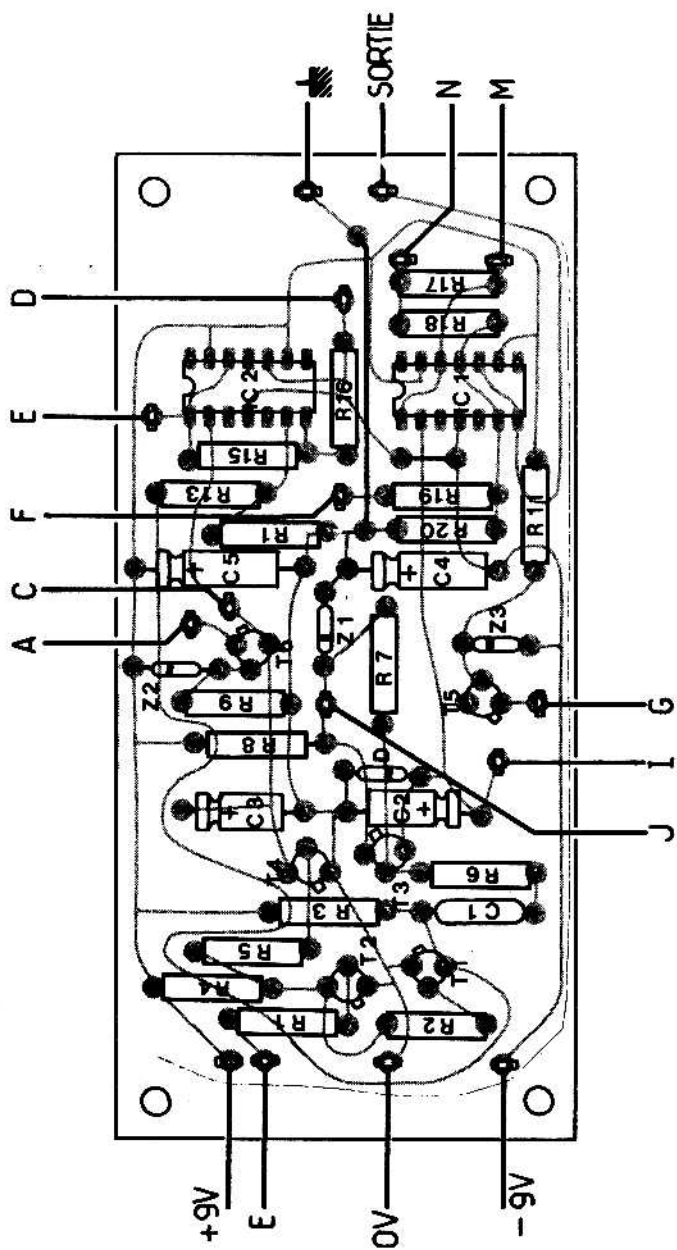


Fig. 4

En position « DUR », nous retranchons une certaine proportion de « montée » de l'entrée amplifiée par T_2 et T_1 , avec la seconde moitié de IC_2 , qui est montée en amplificateur différentiel.

Une commutation simultanée de R_7 est indispensable pour égaliser les niveaux avant d'effectuer la somme.

Des exemples de signaux « DURS », linéaires ou exponentiels sont donnés sur les *photos 4 et 5*.

Des exemples de signaux obtenus à la sortie du VCA sont visibles *photo 8*.

Réalisation pratique

Là non plus, aucun réglage à envisager. Cependant, on peut dire que le câblage n'est pas très simple en raison de la présence des trois doubles inverseurs. On aura intérêt à utiliser des fils de couleurs différentes et à apporter un soin tout particulier.

Les câblages moins simples sont la conséquence toute naturelle des multiples possibilités d'un module.

Nous avons précisément décrit ce synthétiseur sous une forme modulaire, pour simplifier les câblages et en rendre la réalisation accessible au plus grand nombre d'amateurs.

Le dessin du circuit imprimé, l'implantation, les plans de perçage du boîtier et de câblage sont respectivement représentés *figures 5, 6, 7*.

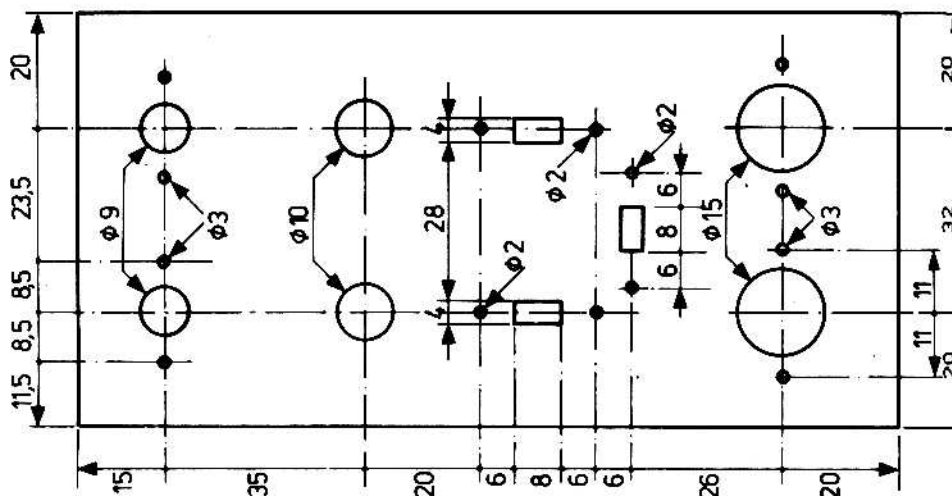


Fig. 5

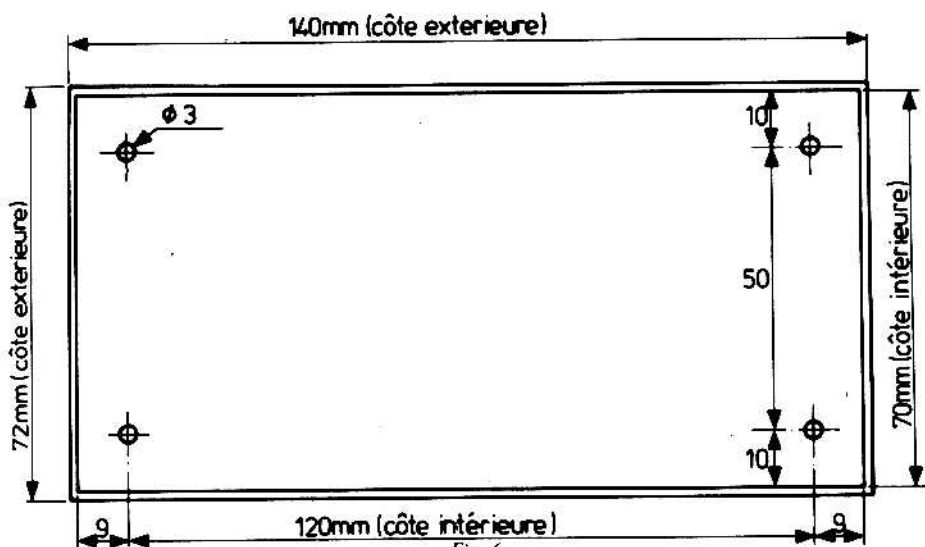


Fig. 6

Nomenclature des composants

R ₁ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)	R ₁₈ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
R ₂ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)	R ₁₉ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
R ₃ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)	R ₂₀ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R ₄ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)	
R ₅ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)	P ₁ , P ₂ : potentiomètre 470 k Ω linéaire
R ₆ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)	C ₁ : 0,1 μ F plaquette
R ₇ : 10 k Ω (marron, noir, orange)	C ₂ , C ₃ : 4,7 μ F/10 V
R ₈ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)	C ₄ , C ₅ : 10 μ F/10 V
R ₉ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge)	T ₁ , T ₂ : 2N2222
R ₁₀ : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)	T ₃ : 2N2907
R ₁₁ : 12 k Ω (marron, rouge, orange)	T ₄ , T ₅ : 2N2222
R ₁₂ : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)	T ₆ : 2N2907
R ₁₃ : 33 k Ω (orange, orange, orange)	IC ₁ , IC : SN72747, μ A 747
R ₁₄ : 15 k Ω (marron, vert, orange)	D ₃ diode germanium (OA90)
R ₁₅ : 10 k Ω (marron, noir, orange)	Z ₁ , Z ₂ , Z ₃ : zener 5,1 V, 250 mW
R ₁₆ : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)	2 DIN 3 broches
R ₁₇ : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)	2 Cinch simples
	3 inverseurs miniature (2 circuits 2 positions)
	1 coffret Teko 4 B

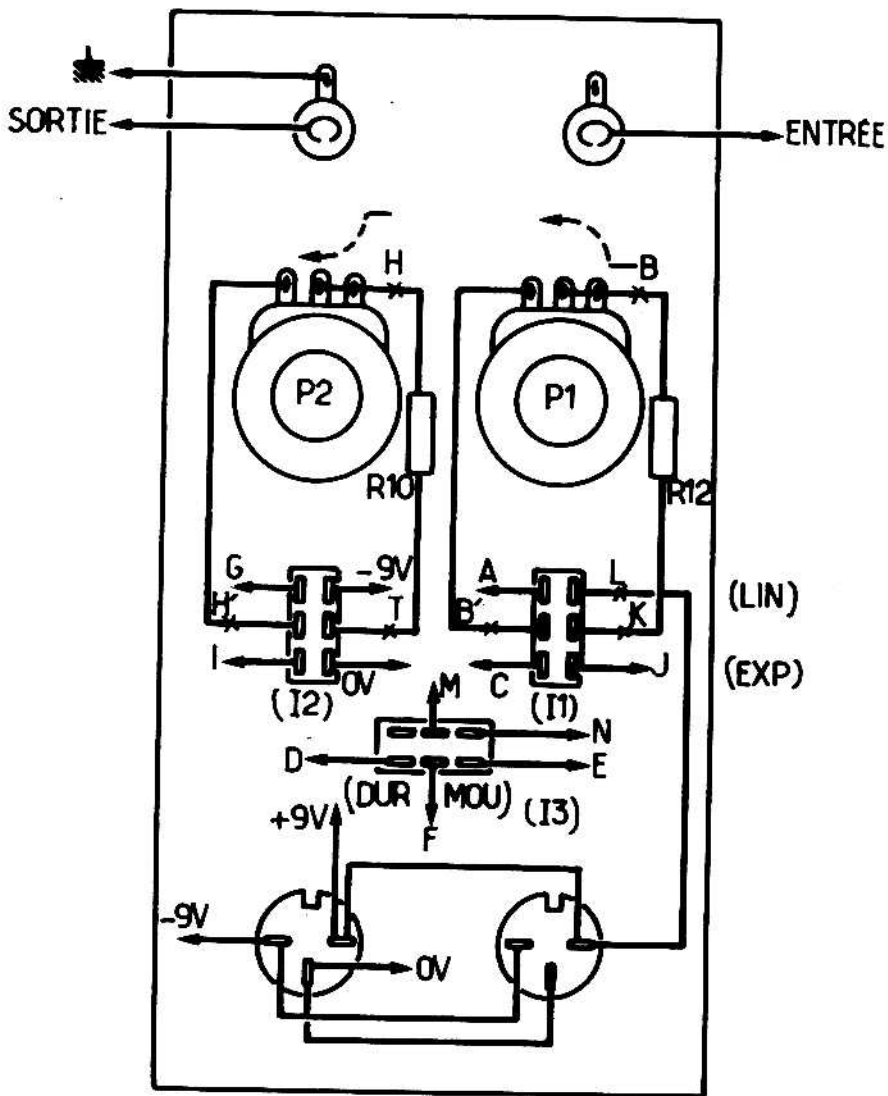


Fig. 7

CHAPITRE XI

LE MODULE FILTRE UNIVERSEL

Disons tout d'abord un mot de l'utilité de ce module. Il réalise la fonction que l'on appelle « formants » dans les orgues électroniques, c'est-à-dire qu'il sépare le fondamental et les harmoniques d'un signal, ou bien coupe ces mêmes harmoniques à partir d'un certain rang. Cela pour la sortie passe-bas. La sortie passe-haut effectue l'opération inverse : on peut ne conserver que les harmoniques d'un signal et ainsi ajouter du « brillant » au son.

La sortie passe-bande est moins utile dans le cas qui nous occupe. Elle sert seulement pour sélectionner une bande étroite de fréquences parmi le signal que fournit un générateur de bruit. En particulier, une bande étroite centrée dans le grave extraite d'un bruit blanc a un son très particulier, assez indescriptible (une sorte de halètement), et qui peut être intéressant.

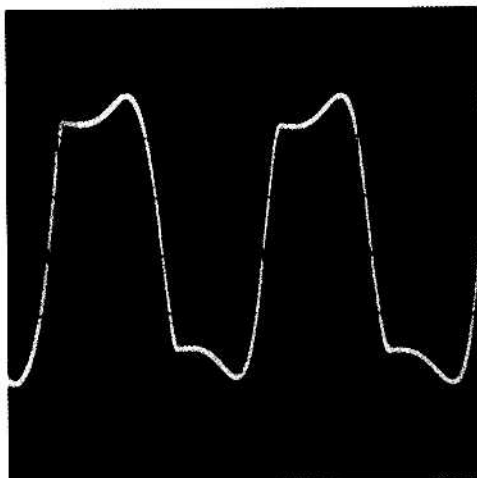


Photo 1. — Signal carré filtré par un passe-bas ($Q = 1,5$).

La *photo 1* montre le signal carré issu d'un VCO, passé par le filtre et recueilli à la sortie passe-bas. On voit que les coins sont arrondis et le temps de montée augmenté, ce qui montre que les harmoniques supérieures du

signal ont été éliminés. (Il s'agit ici de rectangulaires à 500 Hz, le filtre étant réglé à 2500 Hz). Les ondulations qui sont visibles sur les parties plates du carré sont dues à la résonance du filtre. Cette résonance est mesurée par un nombre que l'on nomme « facteur de surtension » du filtre et que l'on note usuellement Q . Un filtre possédant un Q élevé résonne après l'application d'une impulsion électrique, exactement comme une cloche résonne après le choc du battant.

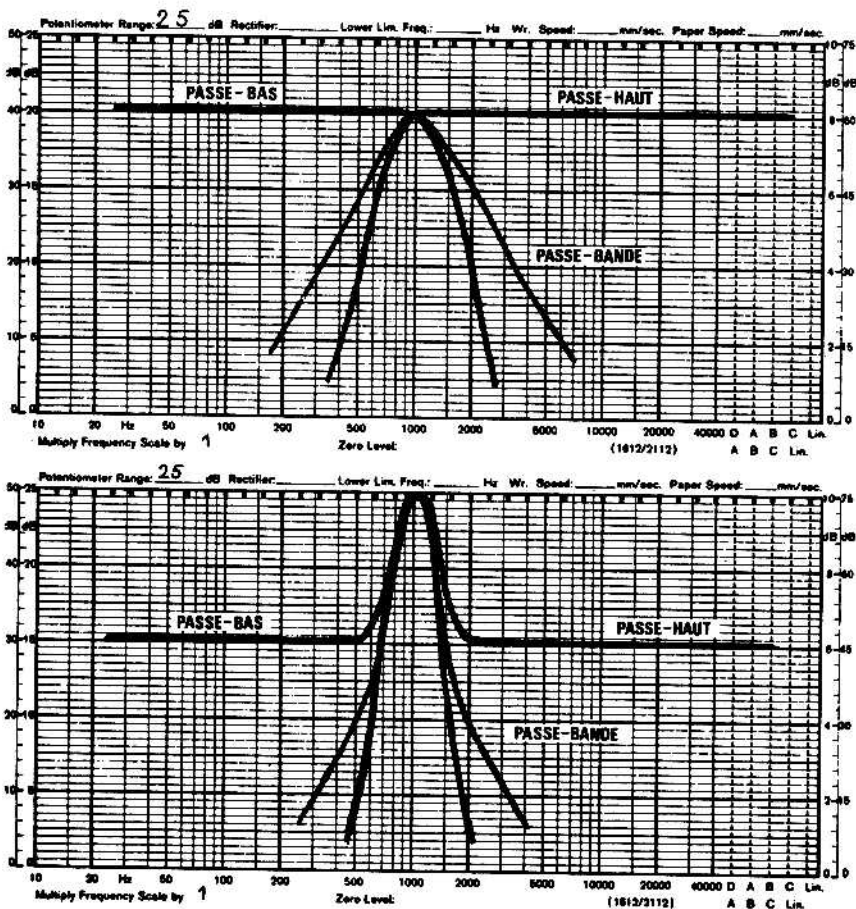


Fig. 1. — Courbes de réponse en amplitude du filtre universel avec un Q de 1. Courbe de réponse en amplitude du filtre universel avec un Q de 3.

La *photo 1* a été prise avec un Q de 1,5, ce qui est déjà relativement résonnant, comme on peut le voir.

La *photo 2* montre le même signal passé par le filtre passe-haut ($Q = 1,5$). On remarquera que seuls les fronts rapides sont transmis.

La bande passante la plus plate possible est obtenue quand $Q = 0,7$.

Un filtre ne résonne plus si son Q est inférieur à 0,5.

Ceci est montré également par les courbes de la *figure 1*.

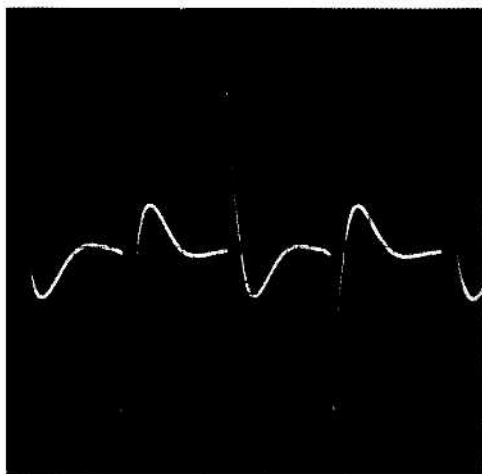


Photo 2. — Signal rectangulaire filtré par un filtre passe-haut ($Q = 1,5$).

Schéma

La *figure 2* donne le schéma complet du filtre. Nous y voyons essentiellement trois amplificateurs opérationnels en cascade (tous du type habituel : 741).

La conception de ce filtre est issue de la théorie des fonctions de transfert, sujet qui n'est pas très simple et dont nous ferons grâce aux lecteurs.

Par contre, on peut facilement voir que le premier AOP : IC_1 , est monté en amplificateur différentiel et sommateur. En effet, il calcule la différence entre une fraction réglable par le pont R_2 - R_4 de la réponse passe-bande présente à la sortie de IC_2 d'une part, et la somme de la tension d'entrée et de la réponse passe-bas présente à la sortie de IC_3 d'autre part.

D'après la théorie citée plus haut, il synthétise ainsi une réponse passe-haut dont nous pouvons bénéficier à une des sorties du module.

On montre que pour passer d'une réponse passe-haut à une réponse passe-bande, il suffit d'opérer une intégration. C'est ainsi que IC₂ est monté en intégrateur classique, sa constante de temps vaut P₁C₁. De la même façon, si l'on intègre une seconde fois avec la même constante de temps (donc P₂C₂ = P₁C₁), on obtient une réponse passe-bas. L'intégrateur utilisé alors est IC₃ monté d'une manière en tout point identique à IC₂.

Nous avons choisi C₁ = C₂.

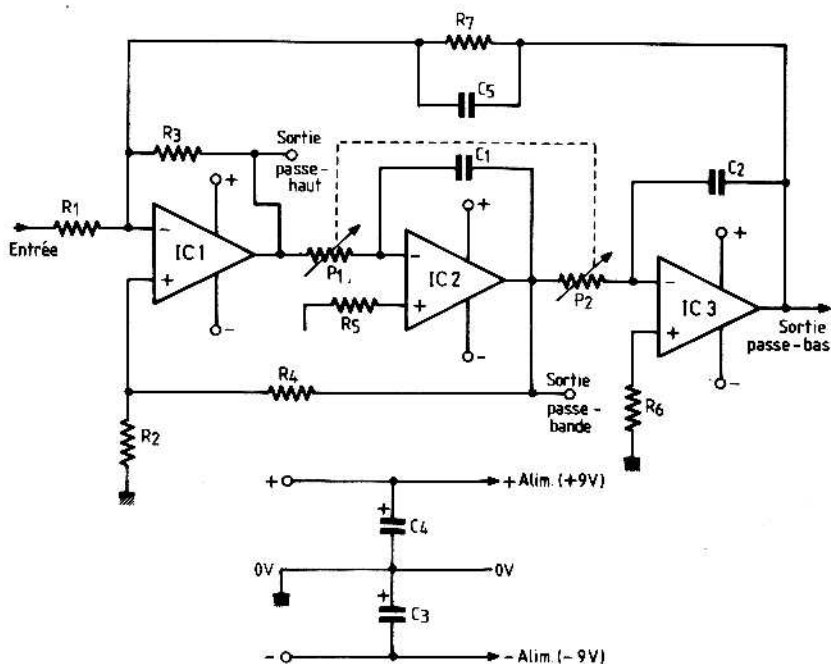


Fig. 2

Dans ces conditions, la fréquence de résonance du système est déterminée par le potentiomètre double P₁-P₂, qui devra être du type logarithmique, si l'on veut obtenir une variation de fréquence progressive. (Notons à ce propos que si ce résultat n'est pas obtenu, c'est que le potentiomètre a été branché à l'envers, il convient dans ce cas de brancher le fil qui aboutissait à une extrémité de cette piste. Ceci sur les deux moitiés du potentiomètre et sans toucher aux fils des curseurs).

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné *figure 5* et l'implantation des composants *figure 6*.

Les plans de perçage du boîtier sont donnés *figures 3 et 4*.

Nomenclature des composants

R ₁ : 10 k Ω 1/2 W	C ₃ : 10 μ F/16 V
R ₂ : 10 k Ω 1/2 W	C ₄ : 10 μ F/16 V
R ₃ : 10 k Ω 1/2 W	C ₅ : 82 pF
R ₄ : voir tableau	1C ₁ = 1C ₂ = 1C ₃ : μ A741, SFC2741
R ₅ : 10 k Ω 1/2 W	P ₁ = P ₂ : potentiomètre double 47 k Ω log + bouton
R ₆ : 10 k Ω 1/2 W	Fiches : 2 Cinchs double, 2 DIN
R ₇ : 10 k Ω 1/2 W	3 broches
C ₁ : 10 nF	1 boîtier Teko 4B : (140 \times 72 \times 44)
C ₂ : 10 nF	

Remarque :

Réglage du Q du filtre universel.

Il peut se faire en modifiant R₄, selon le tableau ci-dessous.

Q = 0,5	R ₄ = 4,7 k Ω
Q = 0,7	R ₄ = 12 k Ω
Q = 1	R ₄ = 22 k Ω
Q = 3	R ₄ = 82 k Ω

un Q faible donne un son « mat »

un Q élevé un son « timbré » par une tonique à la fréquence de réglage du filtre.

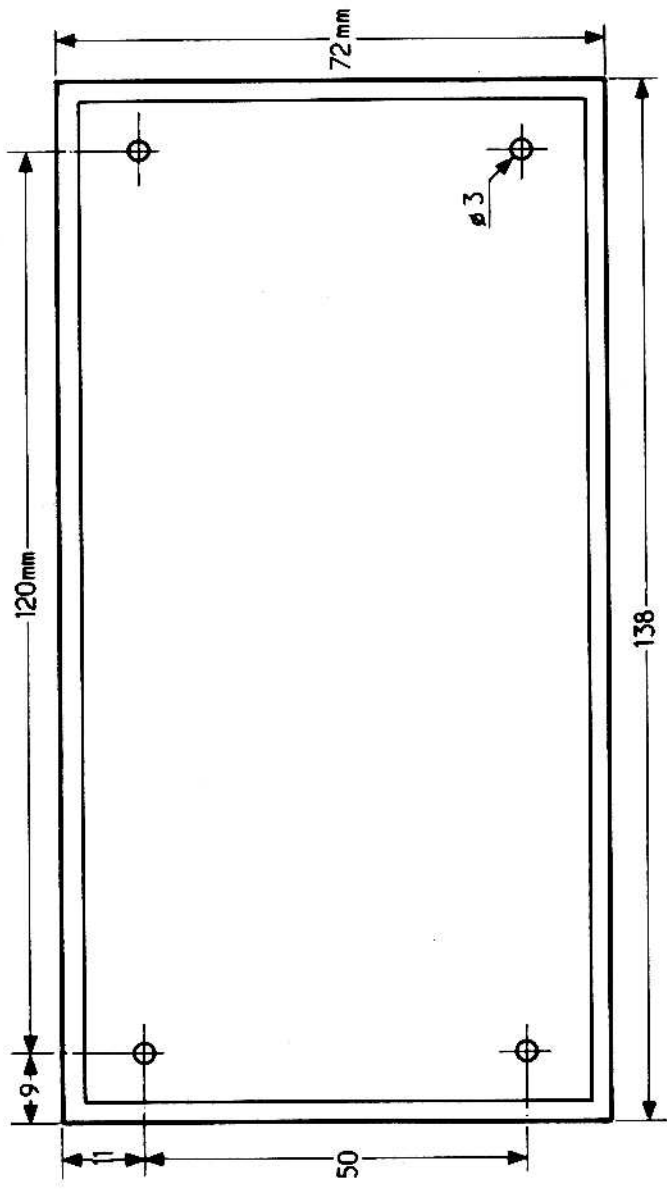


FIG. 3

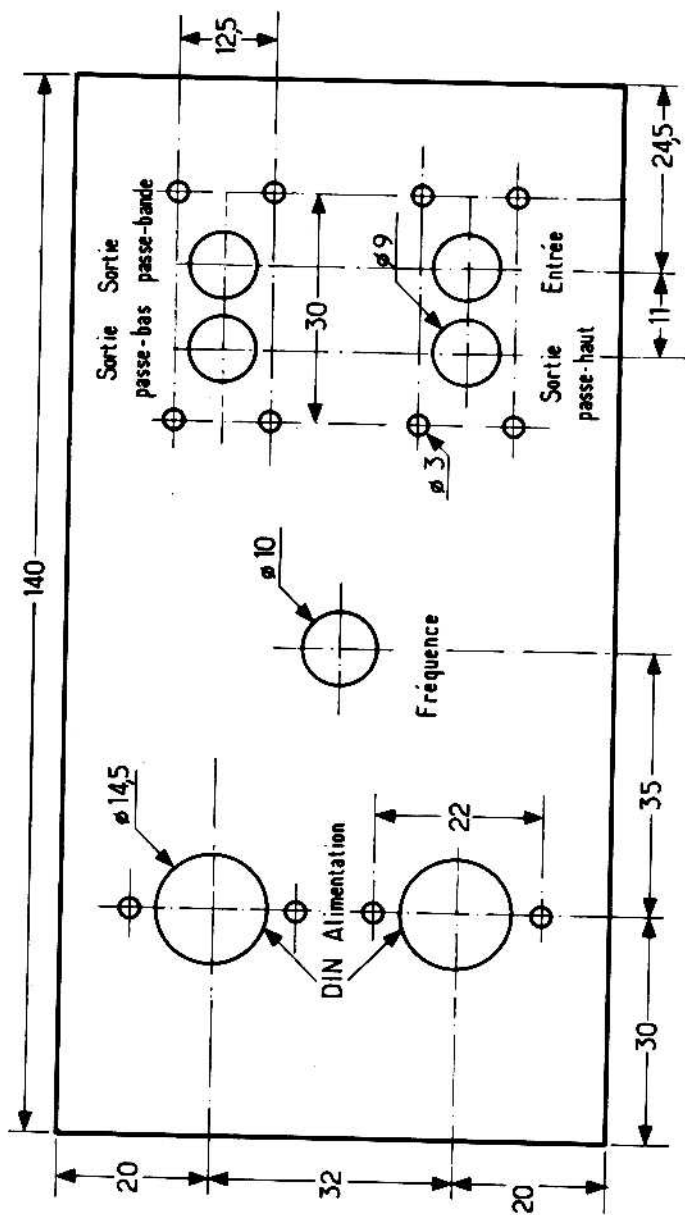
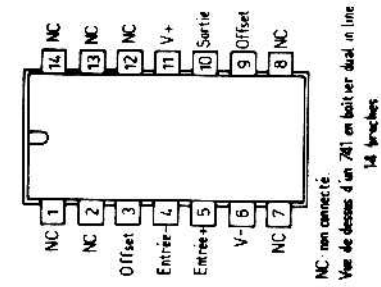


Fig. 4



NC : non connecté.
 Voir de dessus 4 en 741 en boîtier dual in line
 14 broches

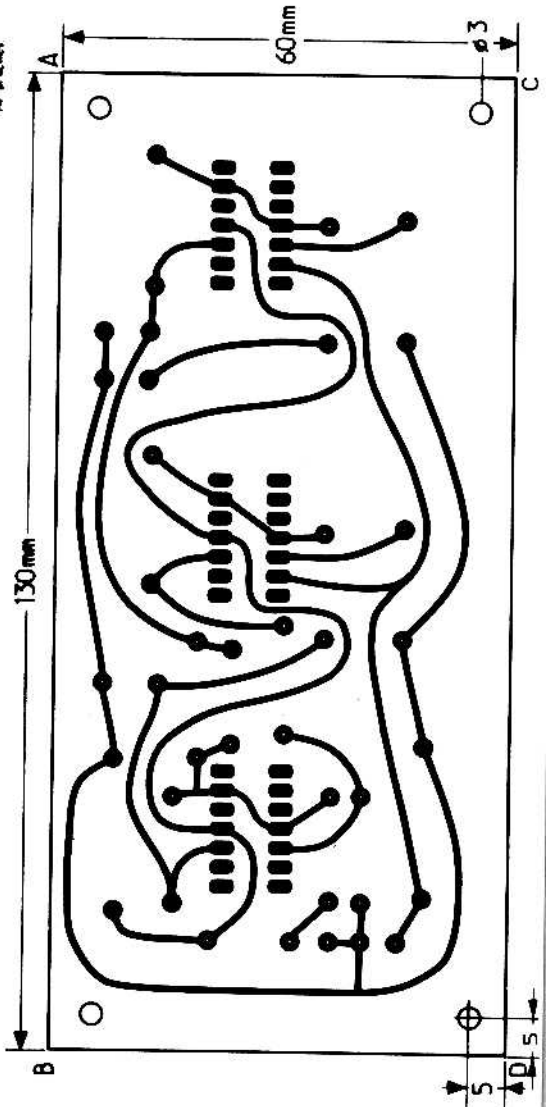
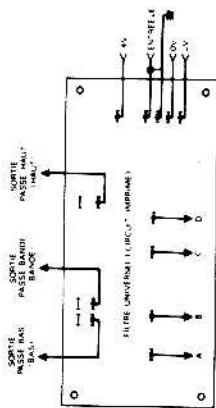
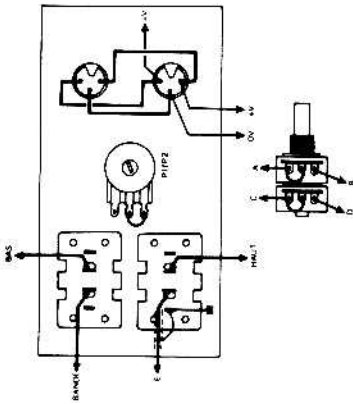


Fig. 5

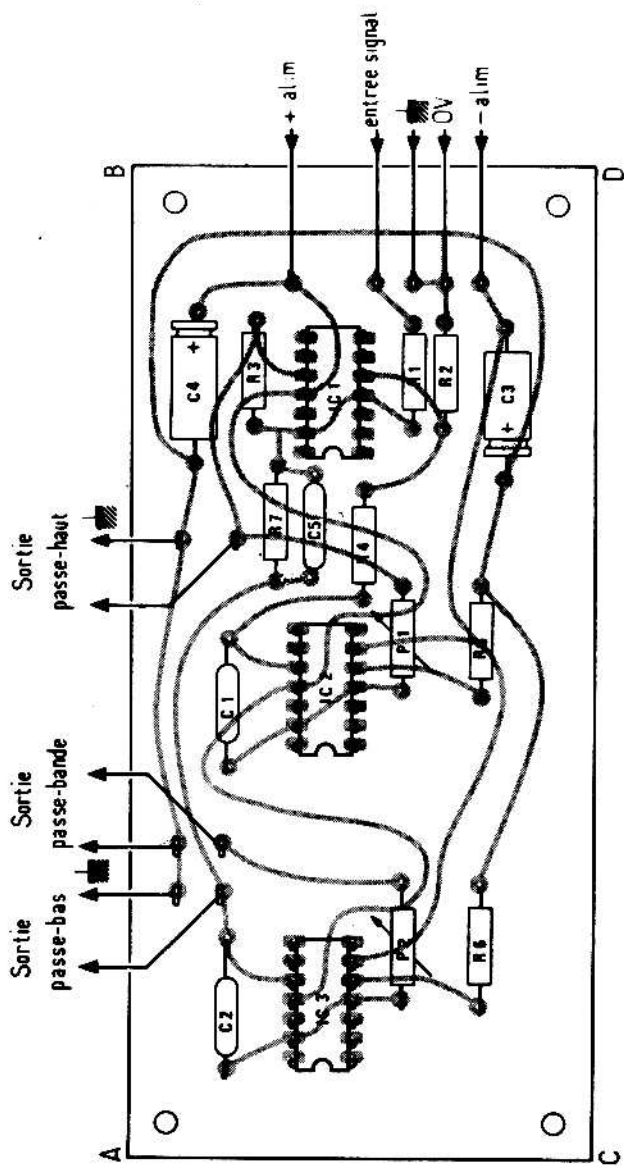
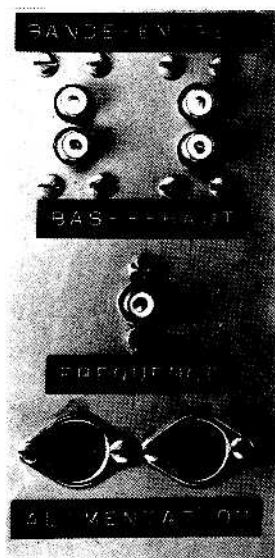


Fig. 6

CHAPITRE XII

Passons à la réalisation d'un module VCF (voltage controlled filter), ou, en français, filtre à fréquence de coupure commandée par une tension. Cet appareil est particulièrement adapté au filtrage d'un bruit (provenant d'un générateur de bruit), de façon lentement variable, selon une tension de commande fournie par un VCO équipé pour le fonctionnement en TBF.

L'effet de fréquence de coupure variable se traduit par un changement de tonalité du bruit, qui, recueilli par exemple sur la sortie passe-bas du filtre, varie d'un grondement sourd à un bruit « de chute d'eau ».



Des effets très différents peuvent être obtenus en recueillant le signal sur la sortie passe-bande ou passe-haut, nous laissons aux lecteurs le soin de les découvrir eux-mêmes.

Il est bien sûr possible d'utiliser les générateurs d'impulsions, ou bien le générateur d'impulsions aléatoires pour piloter le VCF. Les amateurs

inventifs peuvent même employer comme tension de commande un signal modulé en amplitude, etc.

Nous insistons sur cet exemple pour bien montrer l'infinie (ou presque) variété de sons que l'on peut produire grâce à la conception modulaire de l'appareil, et ce parce que tous les dits modules sont compatibles entre eux.

Le V.C.F.

Nous avons expliqué dans l'introduction quelle était l'utilité du filtre contrôlé par tension.

Le schéma de base de la partie « filtre », à proprement parler est quasiment identique à celui du filtre universel à commande manuelle, il est visible *figure 1*. IC₃ et IC₄ sont montés en intégrateurs, dont les deux constantes de temps sont égales puisque $C_2 = C_3$ et que le potentiomètre double de la version à commande manuelle, dont les deux éléments avaient une valeur égale, ont été remplacés chacun par un réseau R₁₀-R₁₁-LDR03 (1) et R₁₃-R₁₄-LDR03 (2). Mais nous viendrons plus tard au fonctionnement de ces réseaux.

IC₂ réalise une somme algébrique de différents signaux, à savoir :
le signal d'entrée, avec un gain $-R_8/R_6$,
la sortie passe-bas, avec gain $-R_8/R_{16}$,
la sortie passe-bande, avec gain : $(1 + R_9/R_7)$.

Les éléments de cette boucle sont calculés de telle façon que l'on trouve effectivement aux trois sorties, le signal d'entrée affecté d'un filtrage passe-haut, passe-bande et passe-bas.

Pour prendre les *photos 1, 2, 3*, notons que nous avons modifié la valeur de R₉ pour obtenir un Q = 0,5, ce qui se traduit par une absence de rebondissement sur un signal rectangulaire.

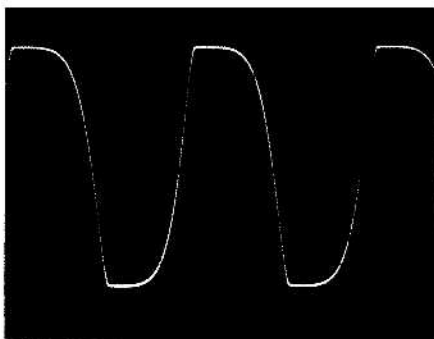


Photo 1. — Signal d'entrée rectangulaire de fréquence 100 Hz, tension de commande constante : 0,2 V (sortie passe-bas). (Les harmoniques élevées ont disparu). La fréquence de coupure est à 150 Hz.

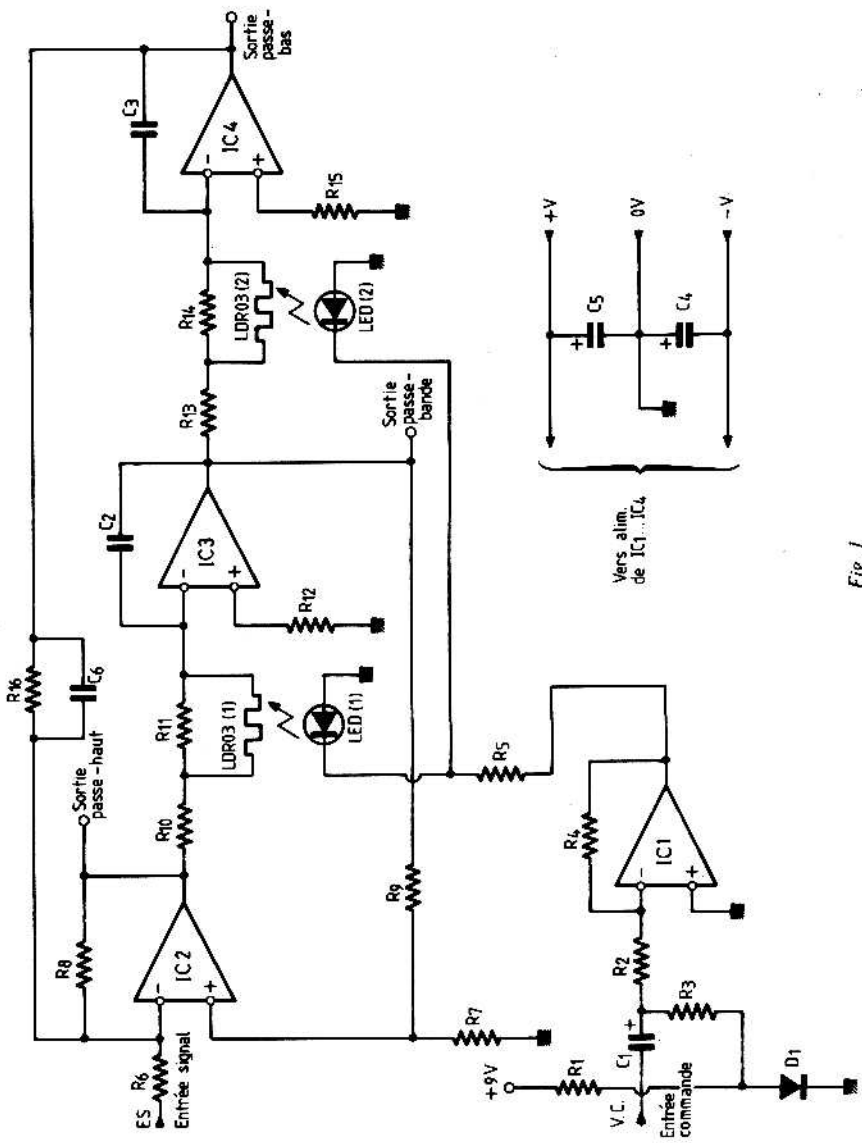


Fig. 1

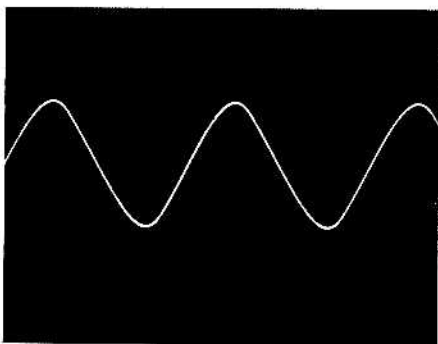


Photo 2. — Signal d'entrée rectangulaire de fréquence 100 Hz, (sortie passe-bas). Signal de commande 0,6 V. La fréquence de coupure est à 500 Hz. Une grande partie des harmoniques subsiste.

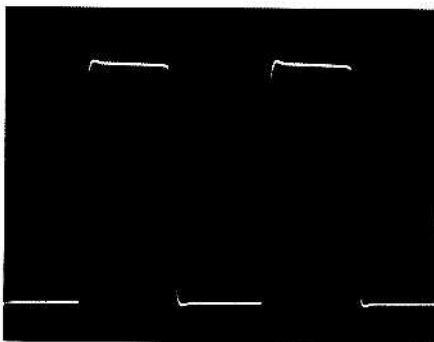


Photo 3. — Signal d'entrée rectangulaire fréquence 100 Hz (sortie passe-bas). Signal de commande 1 V. La fréquence de coupure est à 4000 Hz. Le signal passe intégralement ou presque.

Occupons-nous à présent du circuit de commande : une LDR (Light depending resistor) est une résistance variable avec la lumière qu'elle reçoit. Sa résistance décroît quand l'éclairement augmente (*fig. 2*). Nous avons disposé en série une résistance fixe (R_{10} ou $T_{13} = 1\text{ k}\Omega$), pour limiter à une valeur raisonnable la résistance résultante de l'ensemble sous un fort éclairement. Dans le but d'aboutir au même résultat pour un éclairement nul, nous avons respectivement disposé R_{11} et R_{14} en parallèle sur LDR03 (1) et LDR03 (2).

Pour faire varier la fréquence de coupure de notre filtre, il va nous suffire à présent de moduler l'éclairement appliqué à nos deux LDR. Pour ce faire, nous plaçons devant chacune d'elles une LED alimentée par le signal de commande.

Ce signal est amplifié par IC₁ avant d'être appliqué à LED (1) et LED (2) par l'intermédiaire d'une résistance série R₅.

Cependant, les LED ne commencent à éclairer que lorsque la tension à leurs bornes dépasse quelque 1,4 V. Ce phénomène créerait un seuil, nuisible à la fidélité de la variation de fréquence au signal de commande, s'il n'était compensé par l'ajout d'une tension de polarisation continue à l'entrée de IC₁ (fournie par D₁, elle-même alimentée par R₁), le potentiel sur l'entrée ayant été rendu « flottant » par C₁.

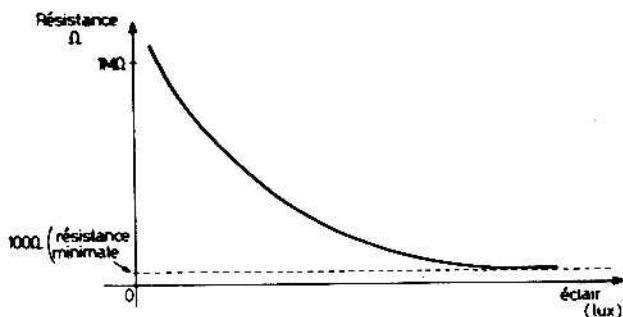


Fig. 2. — Variation de la résistance d'une LDR en fonction de la lumière ambiante.

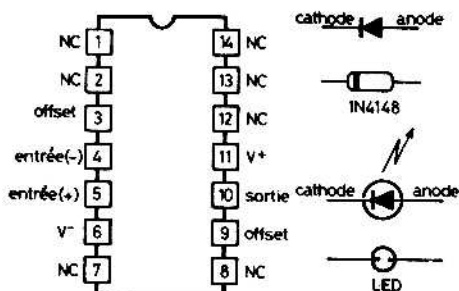
Résultats pratiques

La tension de commande appliquée doit avoir une fréquence comprise entre 0,1 Hz (1 période/10 sec.) et 10 Hz (10 périodes/sec.), à cause de la faible vitesse de réponse des LDR. Ceci est d'ailleurs le domaine des fréquences d'utilisation pratique du VCF, et n'est donc pas restrictif.

Réalisation

De la même manière qu'à l'habitude (Teko 4B). Les figures 4 et 5 montrent respectivement l'implantation des composants sur le circuit et le dessin de ce circuit. Le brochage des composants actifs est donné en figure 3 :

On trouvera le plan de perçage du boîtier figure 6.



NC : non connecté

Vue de dessus d'un 741
en boîtier Dual in line
14 broches

Fig. 3

Nomenclature des composants

R_1 : 2,2 k Ω 1/2 W 5 %	R_{16} : 10 k Ω 1/2 W 5 %
R_2 : 10 k Ω 1/2 W 5 %	2 \times LDR03
R_3 : 10 k Ω 1/2 W 5 %	C_1 : 470 μ F/10 V
R_4 : 100 k Ω 1/2 W 5 %	C_2, C_3 : 56 nF
R_5 : 300 Ω 1/2 W 5 %	C_4, C_6 : 10 μ F/12 V
R_6 : 10 k Ω 1/2 W 5 %	C_6 : 82 pF
R_7 : 10 k Ω 1/2 W 5 %	D_1 : 1N4148
R_8 : 10 k Ω 1/2 W 5 %	2 \times LED (rouge)
R_9 : 12 k Ω 1/2 W 5 % pour Q = 0,7	IC_1, IC_2, IC_3, IC_4 : SFC2741, μ A741, SN72741... (Dual 14 broches) ou TL 081 CP
R_{10} : 1 k Ω 1/2 W 5 %	5 fiches Cinch simples (ou 2 doubles et une simple)
R_{11} : 47 k Ω 1/2 W 5 %	2 DIN 3 broches
R_{12} : 10 k Ω 1/2 W 5 %	1 coffret Teko 4B.
R_{13} : 1 k Ω 1/2 W 5 %	
R_{14} : 47 k Ω 1/2 W 5 %	
R_{15} : 10 k Ω 1/2 W 5 %	

Remarque

Pour changer Q, utiliser le tableau donné pour le filtre universel. Ici, les valeurs sont à donner à R_9 au lieu de R_4 .

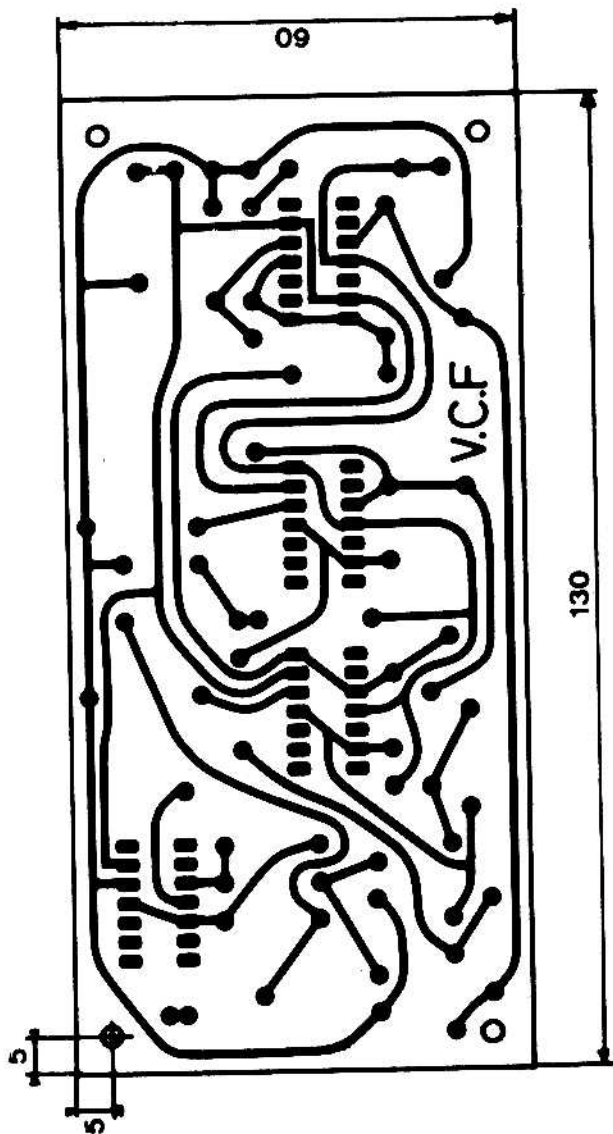


Fig. 4

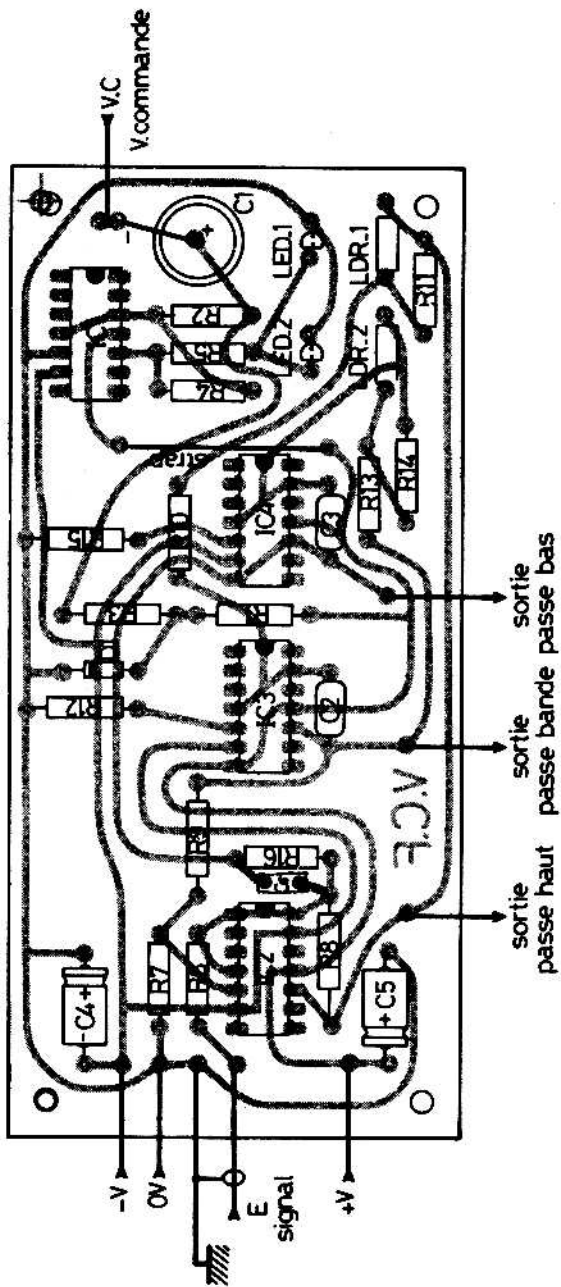


Fig. 5

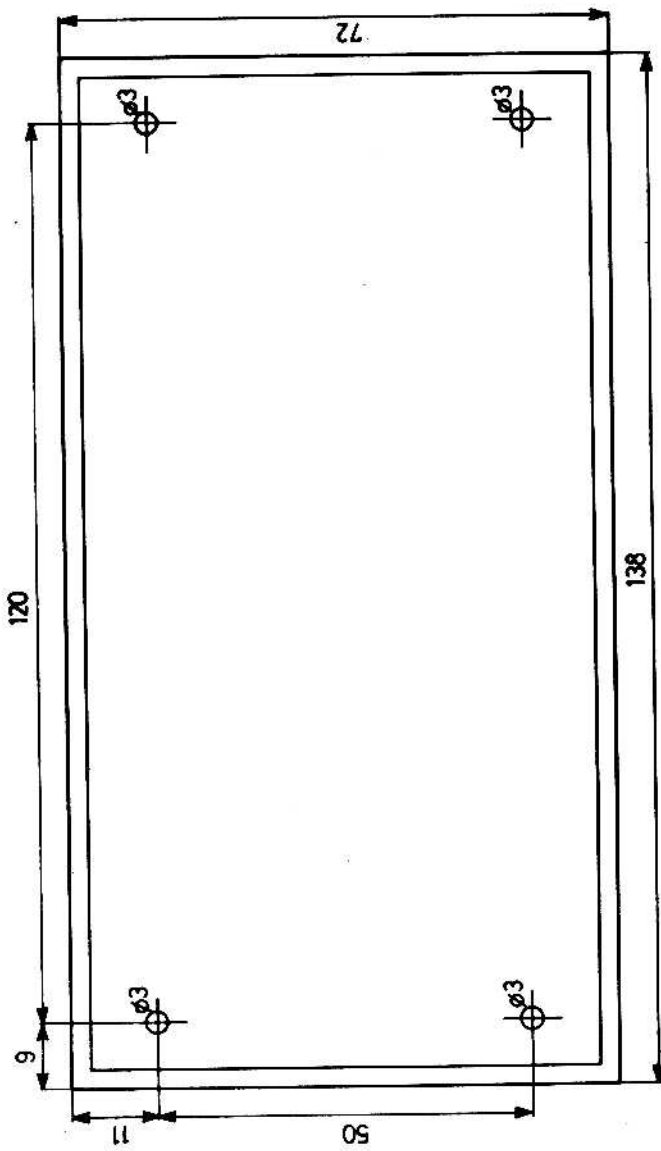


Fig. 6

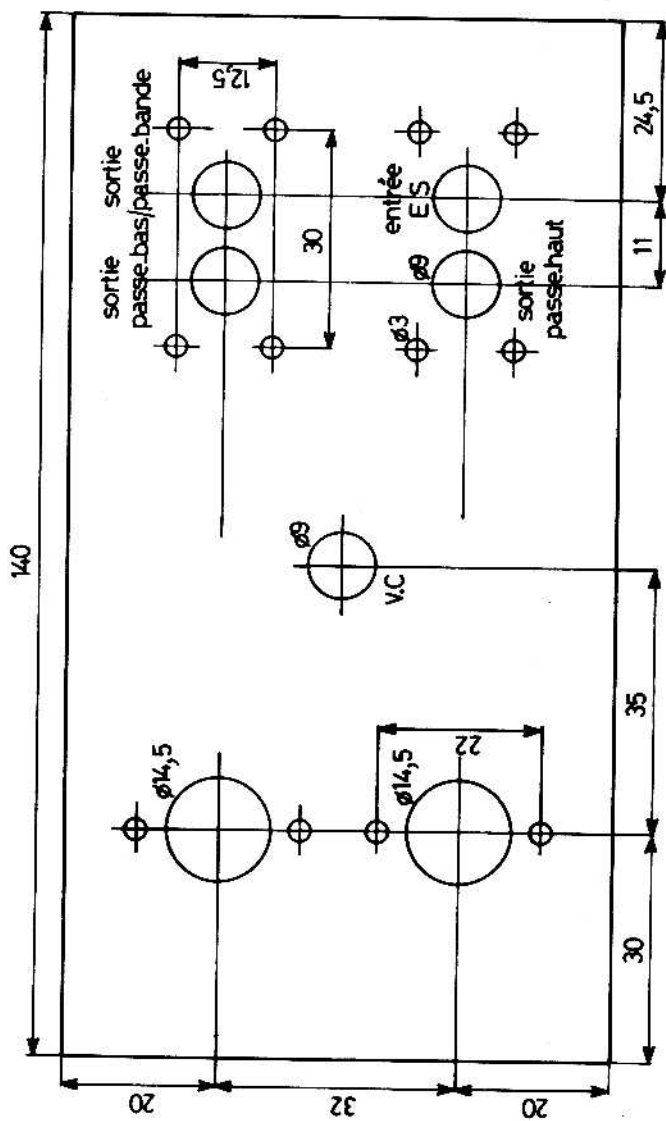


Fig. 7

CHAPITRE XIII

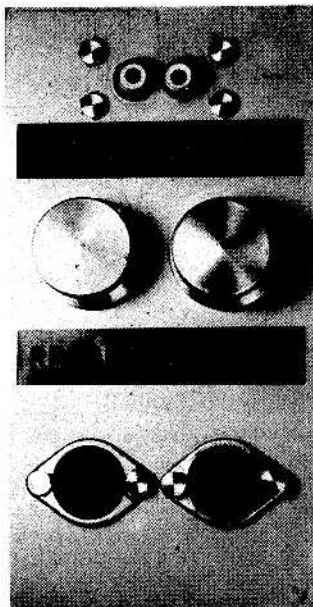
MODULES POUR SÉQUENCEUR

Ce sont : Le générateur d'impulsions, en version appropriée (chapitre V).

Le retardateur d'impulsions.

Le sommateur d'impulsions.

Le générateur fournit deux sortes de signaux :



— une impulsion de largeur réglable, se reproduisant automatiquement au bout d'un temps également réglable (période); ceci en fonctionnement « automatique »,

— une impulsion, toujours de largeur réglable, mais produite au coup par coup en appuyant sur le poussoir du générateur, ceci à condition d'être en position « manuel ».

On se sert de ces impulsions pour actionner le module « retardateur », si l'on veut réaliser un séquenceur, ou bien directement. Comme son nom l'indique, ce dispositif retarde une impulsion d'un temps réglable.

Mais l'impulsion retardée qui est obtenue peut être à son tour de durée variable.

A l'aide de ces deux modules, on va donc pouvoir obtenir une suite d'impulsions de largeurs variables et espacées par des temps variables. On peut monter en cascade autant de modules retardateurs que l'on désire car, comme les autres modules du synthétiseur, ils sont entièrement compatibles entre eux.

Avec le générateur, on peut produire des impulsions de durée comprise entre 0,1 et 10 secondes (en version séquenceur).

En fonctionnement « automatique », la fréquence de répétition est comprise entre 5 Hz et 0,066 Hz (c'est-à-dire une période de 0,2 à 15 secondes).

Le module « retardateur » permet une gamme de retards couvrant 0,1 à 10 s.

La durée possible des impulsions est du même ordre.

Nous pensons que ces caractéristiques doivent répondre à la plupart des besoins. Il serait très possible de changer les condensateurs de temporisation pour obtenir d'autres valeurs.

Pour terminer, signalons qu'il existe des incompatibilités entre certains réglages.

Par exemple, il n'est pas possible de demander au générateur de délivrer des impulsions de durée plus longue que leur période de répétition (dans ce cas, les impulsions se chevaucheraient).

D'un point de vue pratique, disons que ces impulsions ou séquences d'impulsions peuvent être utilisées de différentes manières dans le synthétiseur, mais jamais directement pour l'écoute. Elles doivent servir à commander d'autres modules.

Par exemple, une impulsion rectangulaire envoyée sur l'entrée vobulation d'un VCO provoque une variation brutale de la fréquence de ce VCO.

Si l'on veut obtenir une variation de forme différente, rien n'empêche d'intercaler un module filtre entre la sortie de l'impulsion et l'entrée de vobulation, ou bien un générateur d'enveloppes.

De la même façon, si nous voulons commander une modulation

d'amplitude, nous pouvons bien sûr expédier directement à l'entrée du modulateur d'amplitude une impulsion, mais il est également possible de lui faire subir les traitements les plus inattendus au préalable.

Si nous voulons disposer de toute la séquence précédemment obtenue sur une seule sortie, il faut additionner toutes les impulsions présentes aux sorties du générateur et des retardateurs, c'est le rôle du module additionneur d'impulsions décrit plus loin. Des exemples d'utilisations sont donnés figures 1, 2, 3, 4.

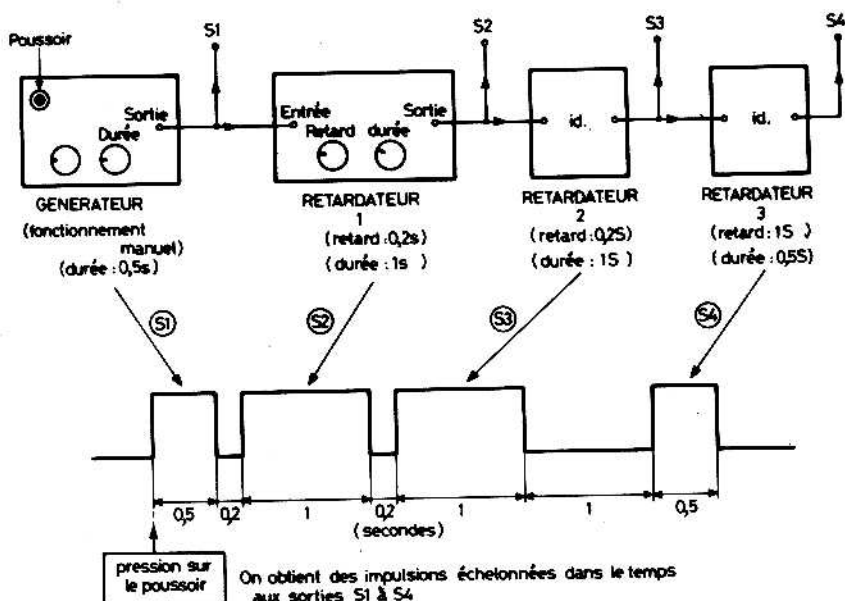


Fig. 1. — Exemple d'une réalisation de séquence d'impulsions sans le concours de l'additionneur.

Le câblage des prises Cinch d'entrée de l'additionneur est tel que l'utilisateur a également accès à l'impulsion unique de sortie du générateur et de chaque retardateur, signal qui peut être utilisé pour commander un modulateur, un VCO, VCF, un générateur de fonctions déclenché, etc (on ne peut commander qu'un seul module par sortie).

Prenons l'exemple de la commande d'un VCO : le train d'impulsions en sortie de l'additionneur commandera un modulateur d'amplitude inséré entre la sortie VCO et une des entrées mixage de l'amplificateur/alimentation stabilisée. Etant donné l'amplitude (1 V) de l'impulsion, le modulateur

fonctionnera alors en « tout ou rien », c'est-à-dire en interrupteur, en porte. On découpera de cette façon le signal de sortie du VCO en trois traits de largeur et d'espacement variables.

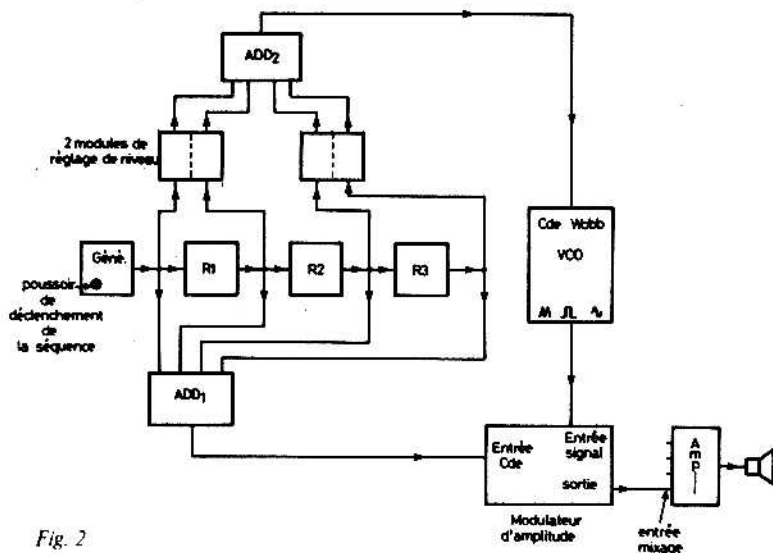


Fig. 2

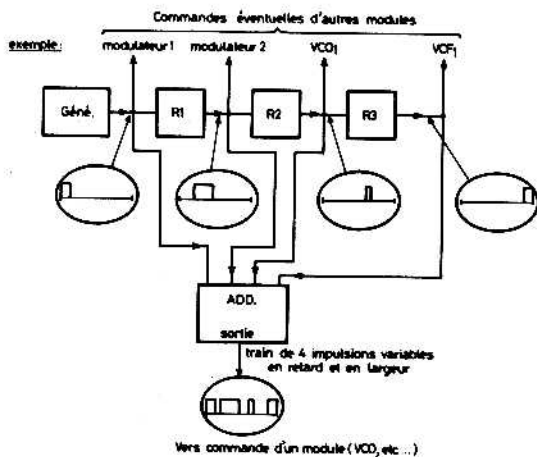


Fig. 3

Fig. 2. et 3. — La combinaison d'un nombre variable de modules retardateurs avec un générateur d'impulsions et un additionneur permet de réaliser des séquences de fonctionnement quelconques. Exemple d'utilisation du séquenceur.

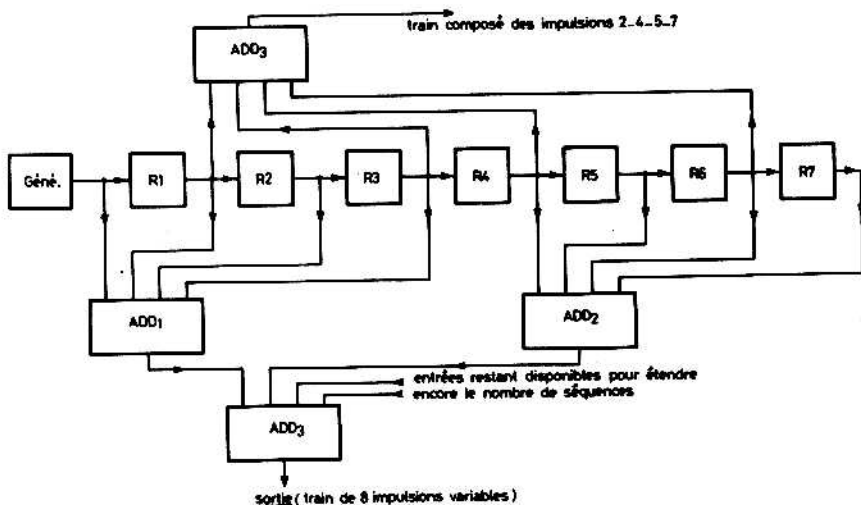


Fig. 4. — Exemple d'extension des possibilités du séquenceur au moyen de plusieurs additionneurs.

D'autre part, une sortie d'un des retardateurs peut être utilisée pour faire varier la fréquence du même VCO pendant la durée de l'impulsion correspondante (entrée wobbulation).

La variation de fréquence sera réalisée par l'intermédiaire d'un module de réglage de niveau.

On peut également, à l'aide d'un second module d'addition, ajouter quelques unes des sorties pour modifier la fréquence du VCO, qui le sera par exemple pendant la durée des impulsions n° 2 et 4, mais pas pendant les 1 et 3.

Nous aboutissons ainsi à une suite de notes de hauteurs et de durées différentes.

Nous avons **programmé** ainsi une **séquence musicale** complète, dont le nombre de notes ne dépend que du nombre de modules retardateurs et additionneurs utilisés.

Pour déclencher le déroulement de cette séquence, deux possibilités :

- 1) d'une manière répétitive, le commutateur du générateur d'impulsions doit être à oscillations libres,
- 2) au « coup par coup », à volonté en appuyant sur le poussoir du générateur, le commutateur étant dans l'autre position.

La figure 4 montre comment il est possible de compliquer la séquence par l'emploi de modules supplémentaires.

Nous pensons que l'utilisation de cet ensemble de modules, même si elle nécessite un peu de réflexion logique, permettra, par ses très grandes possibilités, au musicien, des créations intéressantes.

Le retardateur d'impulsions

Le schéma (fig. 5)

Le transistor T_1 , dont la commutation est commandée par la tension d'entrée appliquée sur sa base, fournit les fronts de commande convenables à l'entrée B d'un monostable (fronts montants). On obtient sur la sortie Q de IC_1 une impulsion de durée déterminée par C_2 , R_5 et P_1 , donc variable selon la position de ce dernier.

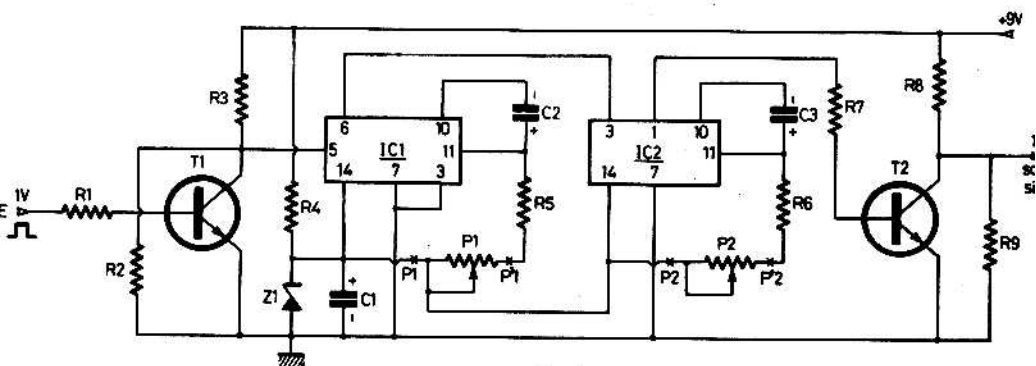


Fig. 5

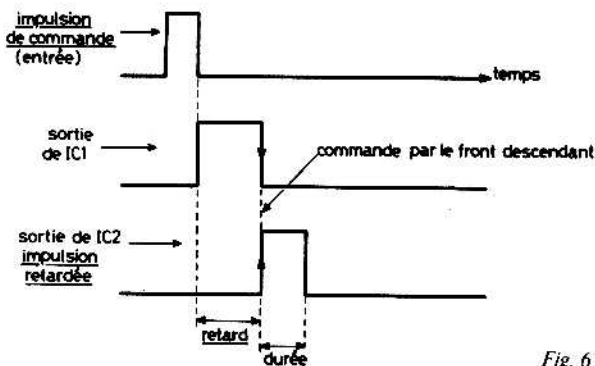


Fig. 6

IC₂, toujours un 74121 est attaqué sur une entrée A, sensible à un front descendant, IC₂ sera donc déclenché par la fin de l'impulsion produite par IC₁. Il fournit à son tour une impulsion de durée réglable par C₃, R₆, P₂.

Nous voyons immédiatement que l'impulsion de sortie de IC₂ est retardée par rapport à celle de l'entrée d'un temps égal à la durée de fonctionnement de IC₁. D'autre part, sa durée est indépendamment réglable par P₂.

Cela est plus clair à l'examen de la *figure 6* et des *photos 1, 2, 3*.

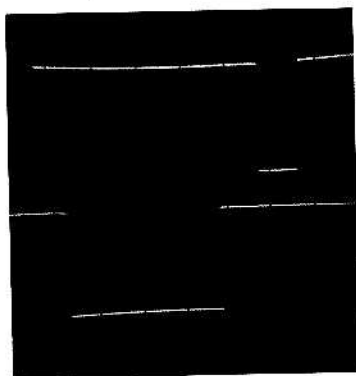


Photo 1. — Générateur (en bas) plus retardateur (en haut), l'impulsion du générateur dure 0,1 s, le retard également, la durée de l'impulsion retardée est de 0,4 s.

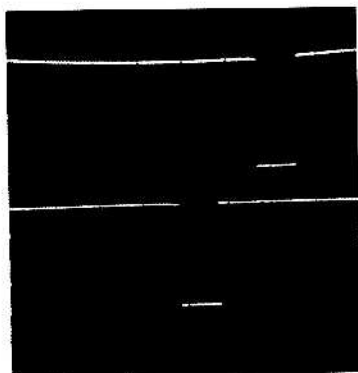


Photo 2. — Générateur (bas) plus retardateur (haut) 2 impulsions de 0,1 s espacées de 0,1 s.

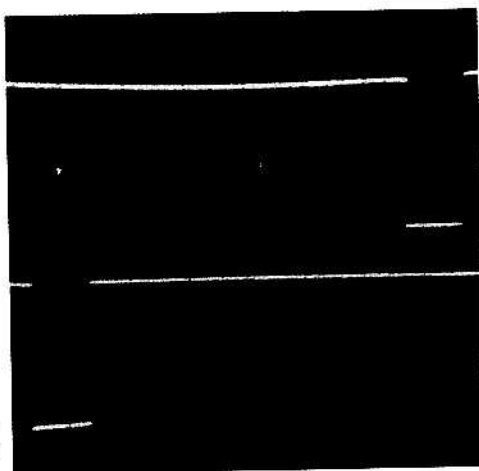


Photo 3. — Générateur (bas) plus retardateur (haut) 2 impulsions de 0,1 s espacées de 0,6 s.

T₂, R₈ et R₉ assurent l'amplification et la compatibilité avec les autres modules (ce qui permet d'en connecter plusieurs en cascade).

La réalisation pratique

Le coffret est également un Teko 4B. Le circuit imprimé est visible *figure 7*, l'implantation *figure 8*, le plan de perçage *figure 9*.

Liste des composants

Résistances 1/2 W 5 %

R₁ : 4,7 k Ω

R₂ : 4,7 k Ω

R₃ : 2,2 k Ω

R₅ : 1 k Ω

R₆ : 1 k Ω

R₇ : 47 k Ω

R₈ : 2,2 k Ω

R₉ : 390 Ω

R₄ : 100 Ω 1 W 5 %

C₁ : 100 μ F/10 V

C₂ : 100 μ F/10 V

C₃ : 100 μ F/10 V

Z₁ : diode zener de 5,1 V

T₁, T₂ : 2N1711

IC₁, IC₂ : SN74121N

P₁ : 100 k Ω lin. (potentiomètre)

P₂ : 47 k Ω lin. (potentiomètre)

2 boutons pour potentiomètre

2 fiches DIN 3 broches

1 Cinch double

LE SOMMATEUR D'IMPULSIONS

Le schéma

Le lecteur reconnaîtra sans peine une architecture (*fig. 10*) qui n'est pas sans rapport avec celle du module « mixage » de la première partie.

Néanmoins, il ne s'agit pas ici d'un sommateur-inverseur, mais d'un sommateur-non inverseur. Cette structure est théoriquement beaucoup moins intéressante que la précédente car chacune des entrées présente une certaine influence sur les autres. Cet inconvénient, important dans le mixage de voies « Audio », n'en est pas un ici, puisqu'il ne se présentera jamais qu'une impulsion sur une entrée à la fois, de par le principe même du séquenceur, les autres entrées étant à 0. L'impulsion est donc atténuée dans un rapport 5 au point de jonction de R₁, R₂, R₃, R₄ et R₅.

Pour la conserver à son niveau primitif, nous avons donné un gain 5 à IC₁, nous avons de plus doté la sortie d'un dispositif d'écrêtage formé de R₈, D₁, D₂, qui limite la tension à 1 V.

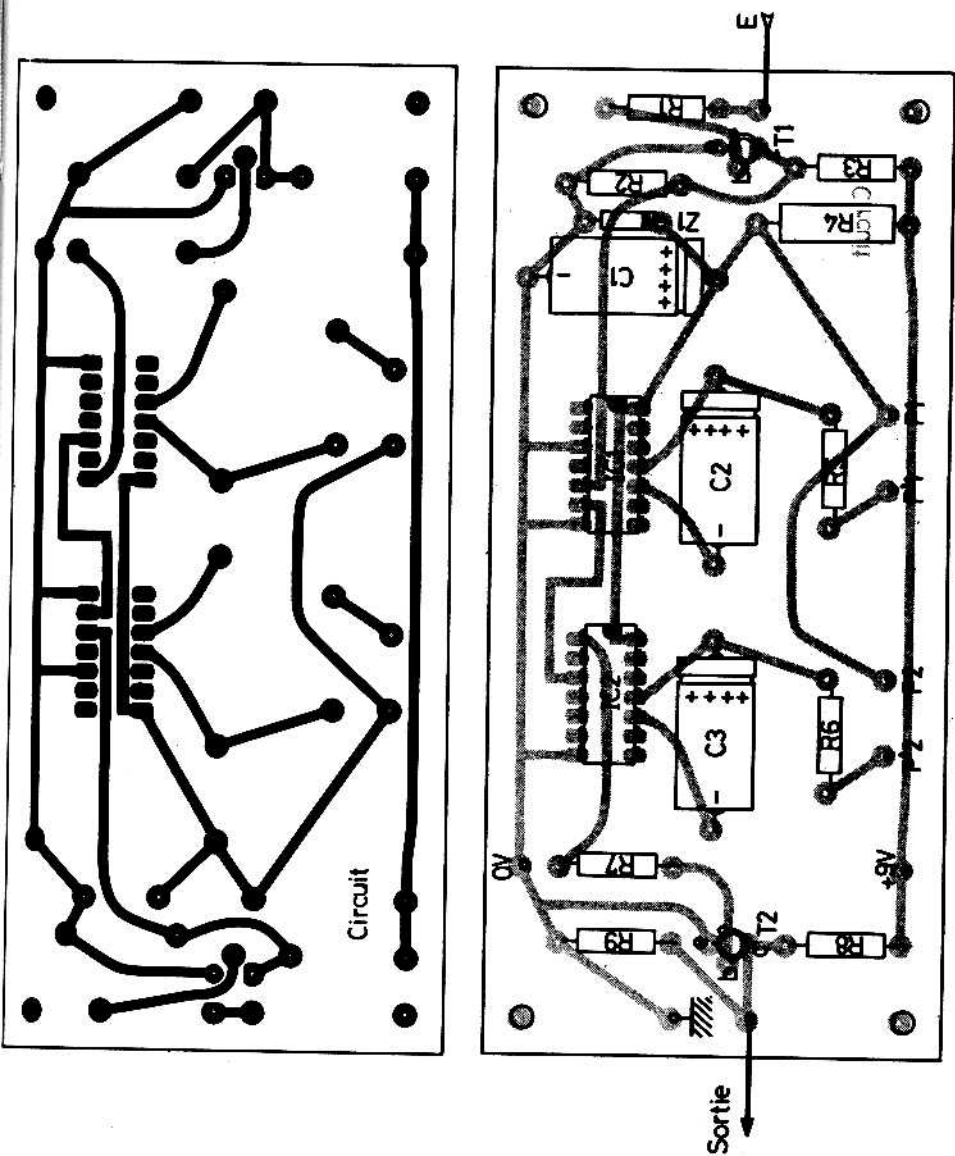


Fig. 7

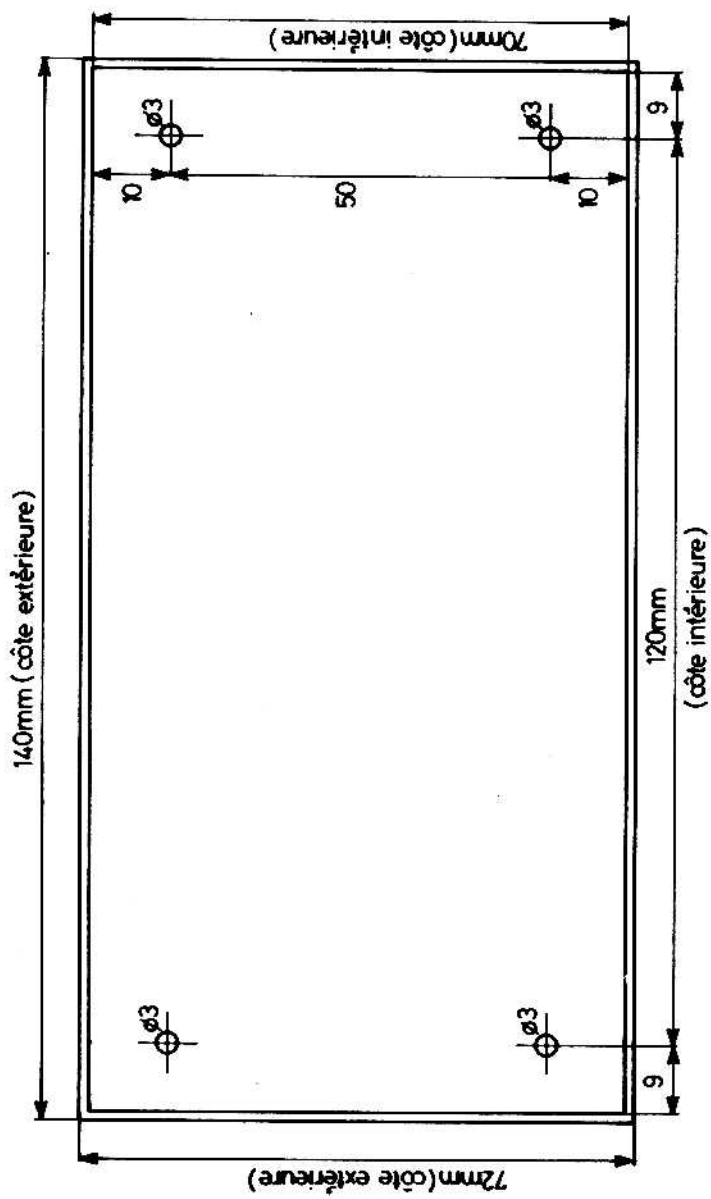


Fig. 8

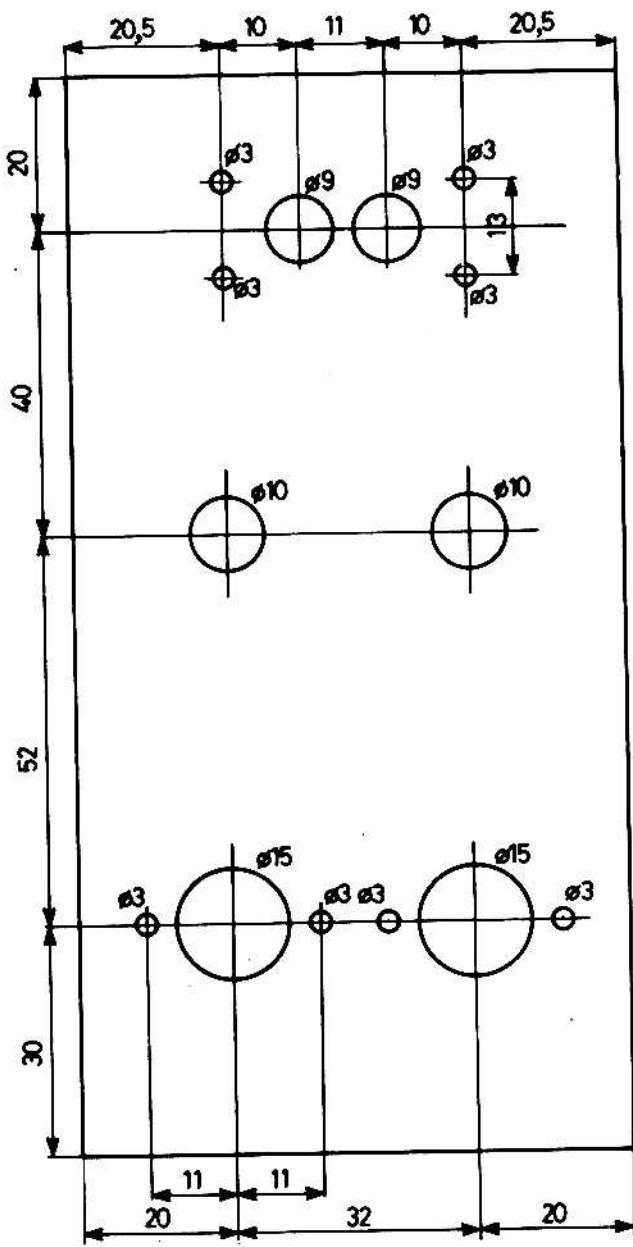


Fig. 9

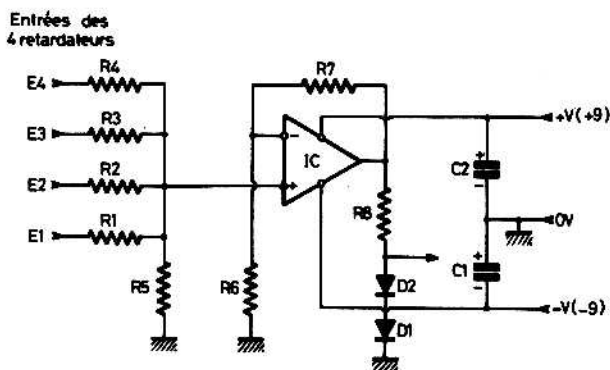


Fig. 10

Réalisation pratique

La réalisation pratique ne présente comme d'habitude aucune difficulté. Le dessin du circuit imprimé est visible *figure 11*, l'implantation des composants, *figure 12*, le plan de perçage du boîtier *figure 13*, celui du câblage *figure 14*.

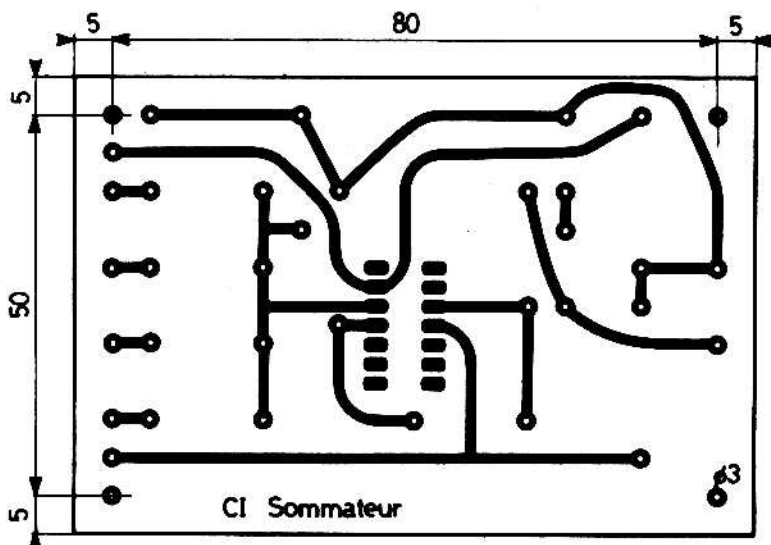


Fig. 11

On remarquera le câblage des Cinch quadruples qui permet de disposer d'un « rappel » des tensions de sortie de chaque retardateur sur l'additionneur, ceci afin de pouvoir « cascader » ces derniers.

Nomenclature des composants

$R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6$: 10 k Ω	IC : SN2741, SFC2741, μ A741, F741
R_7 : 39 k Ω 1/2 W 5 %	3 blocs de 4 Cinch
R_8 : 470 Ω 1/2 W 5 %	1 Cinch simple
C_1, C_2 : 10 μ F/10 V	2 DIN 3 broches
D_1, D_2 : 1N914 ou 1N4148	1 coffret Teko 4B.

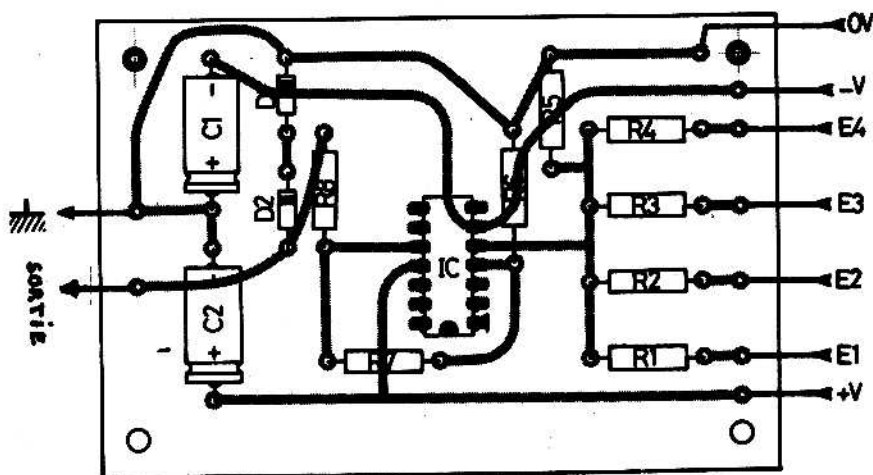


Fig. 12

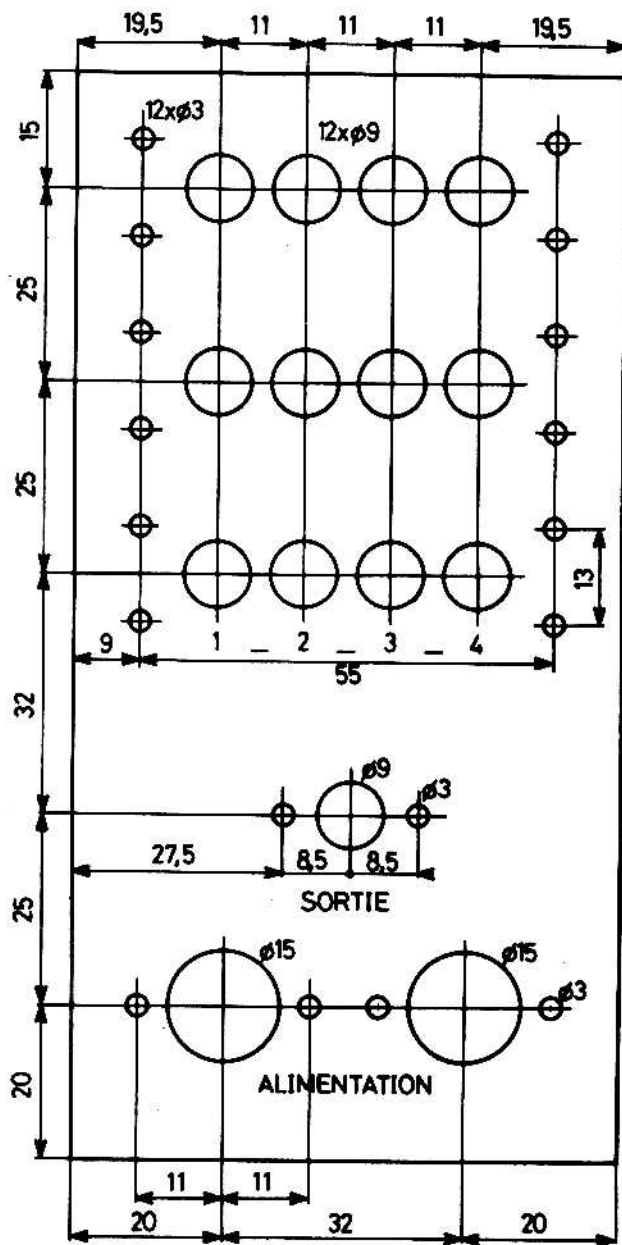


Fig. 13

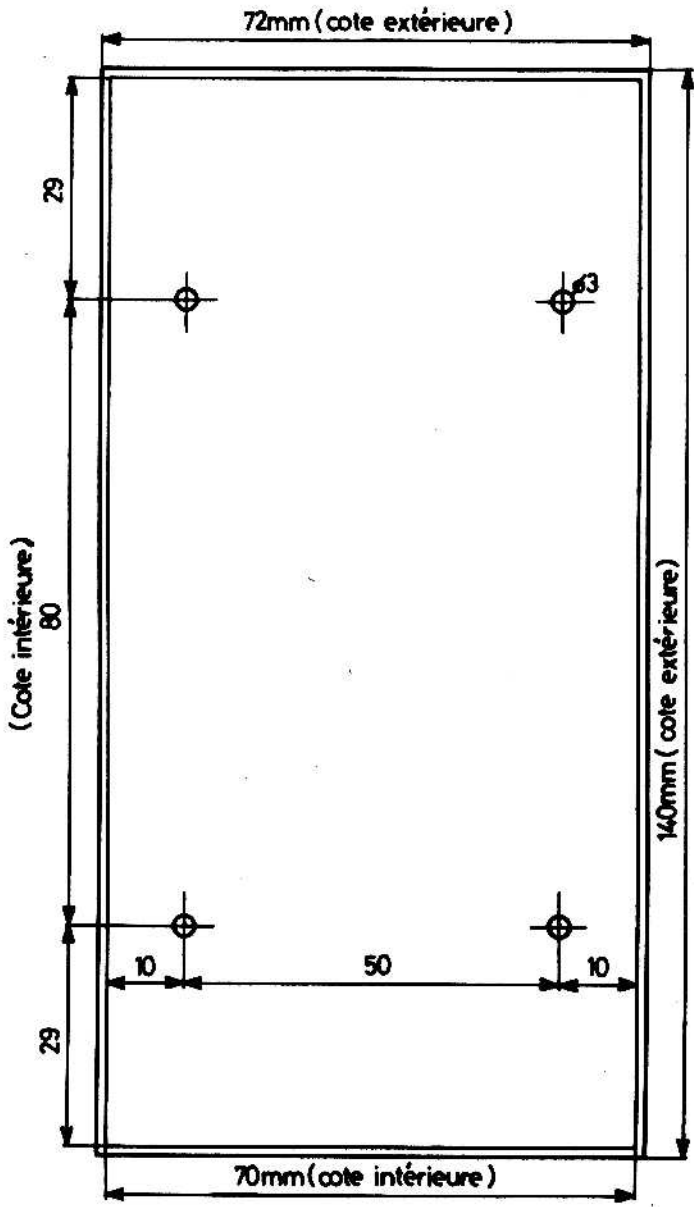


Fig. 13

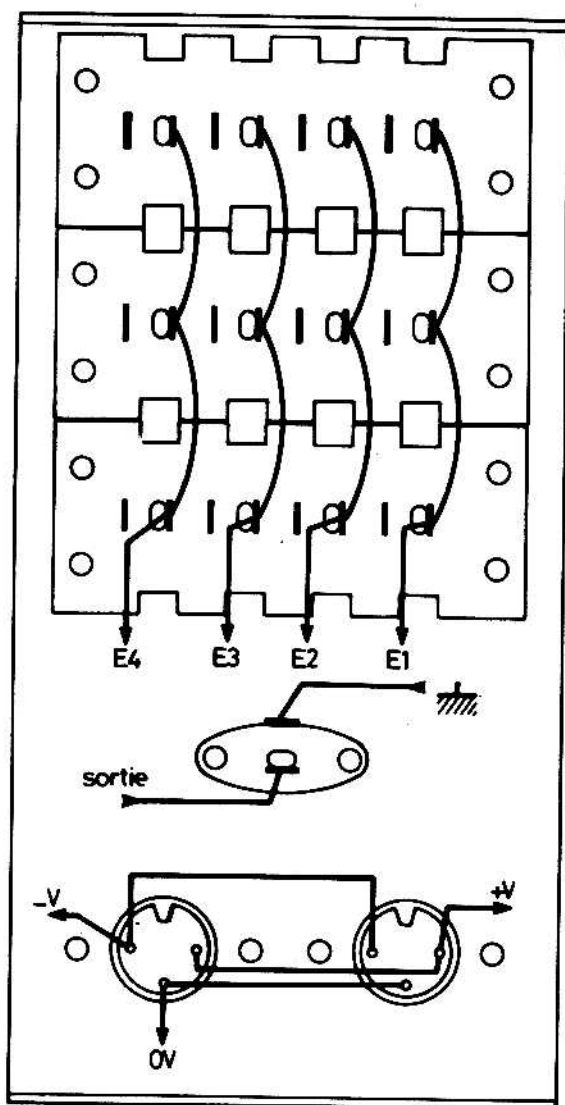


Fig. 14

CHAPITRE XIV

LE DÉPHASEUR

Il s'agit d'un module complémentaire qui, conjointement avec deux VCA identiques permet d'aiguiller la modulation sortant du synthétiseur (avant le mixage) sur une voie ou l'autre d'un équipement stéréophonique (ampli ou magnétophone) en fonction de la tension qui lui est appliquée. Cette tension aura évidemment tout intérêt à provenir d'une autre partie du synthétiseur, on peut obtenir de cette manière des effets intéressants.



Pour comprendre le fonctionnement, reportons-nous à la *figure 1*.

Le signal du synthétiseur est appliqué aux deux entrées des VCA (à la réflexion, pourquoi ne pas utiliser deux signaux totalement différents ?), les commandes d'amplitude de ces VCA sont alimentées par le même signal de commande, mais l'une le reçoit inversé par le module décrit ici. Si bien que, quand le signal de commande appliqué à un VCA croît, il décroît pour l'autre. Les sorties étant directement fonction des signaux de commande

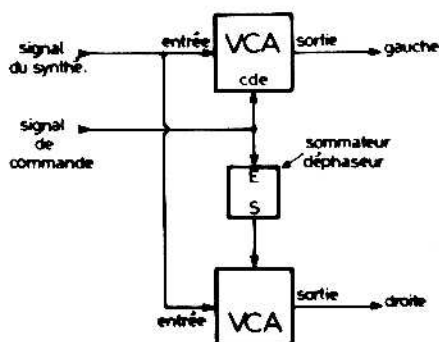
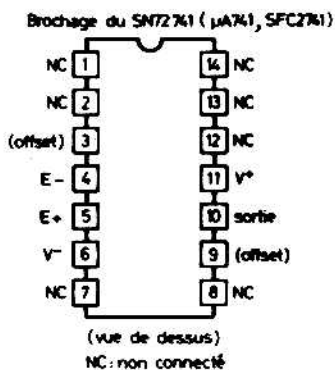
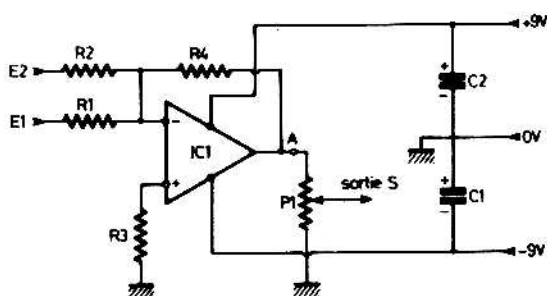


Fig. 1. — Synoptique de l'utilisation du sommateur/déphaseur avec 2 VCA pour obtenir un effet de balance.

(se reporter à la description des VCA), le signal voit son amplitude croître à gauche quans elle décroît à droite, et inversement.

Le schéma de principe (fig. 2)

On peut difficilement faire plus simple : un seul AOP monté en inverseur, et muni d'un potentiomètre de réglage de niveau en sortie, pour effets complémentaires.



La réalisation pratique

Comme d'habitude, on trouvera respectivement les dessins du CI, de l'implantation des composants, du câblage et du perçage de boîtier aux figures 3 à 7.

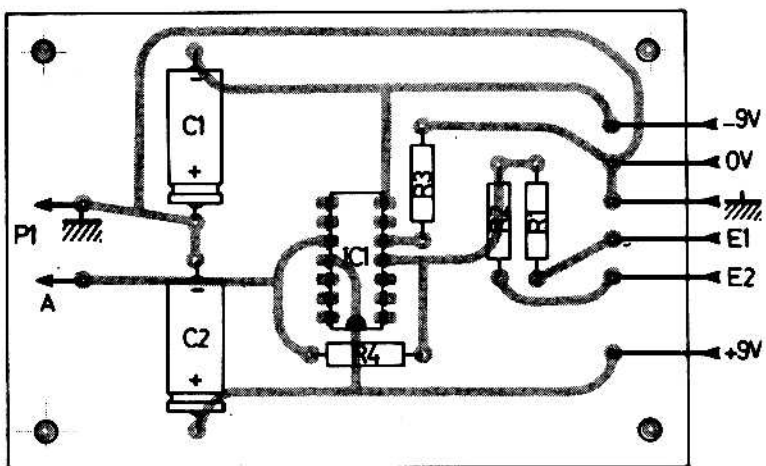


Fig. 3

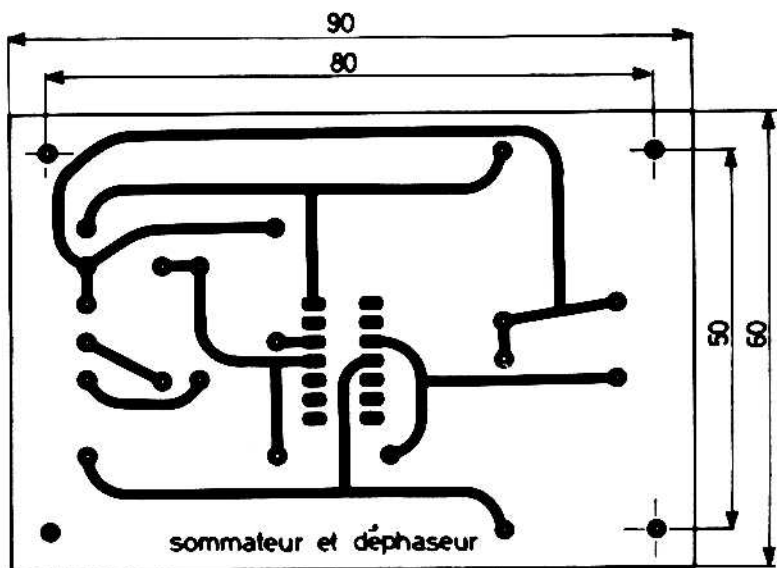


Fig. 4

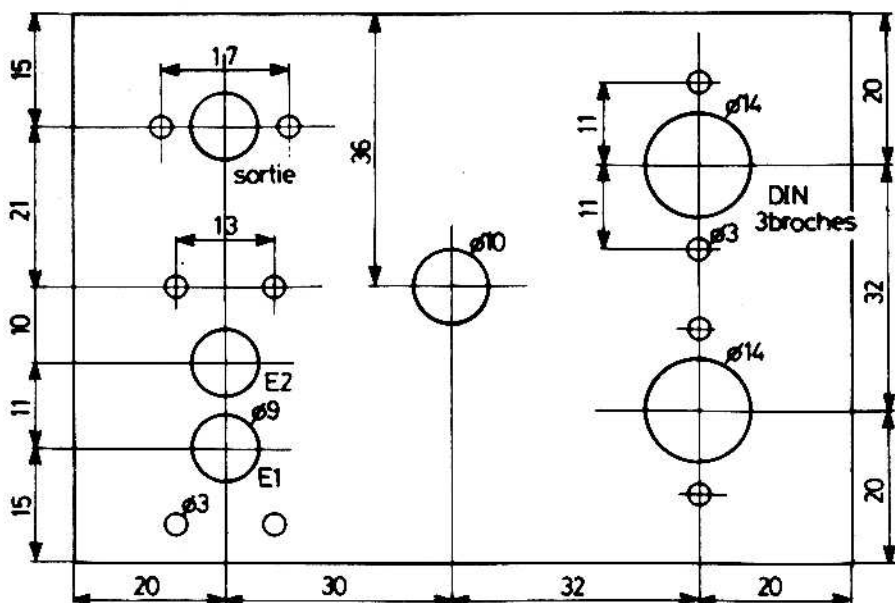


Fig. 5

Comme il restait de la place sur le boîtier, nous avons rajouté un Cinch et une résistance R_2 , créant une seconde entrée E_2 , à laquelle on pourra appliquer un signal qui viendra s'ajouter à celui de E_1 , avant d'être inversé. C'est une source de possibilités supplémentaires.

Nomenclature des composants

R_1, R_2 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_3 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

R_4 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

P_1 : 10 k Ω log

C_1, C_2 : 10 μ F/16 V

IC₁ : SFC2741, SN2741

1 Cinch double, 1 Cinch simple

2 DIN 3 broches

1 coffret Teko 3B (102 x 72 x 44)

+ visserie.

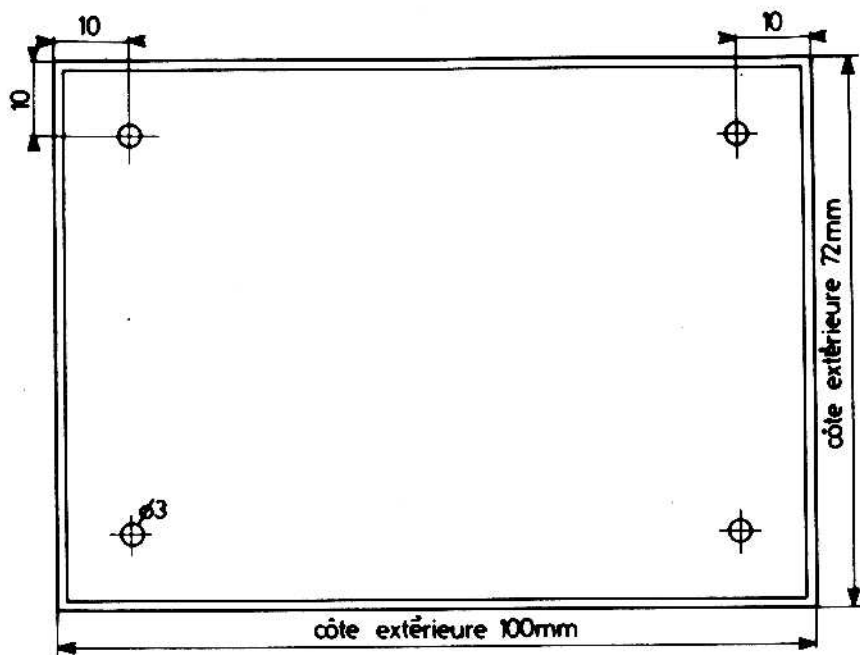


Fig. 6

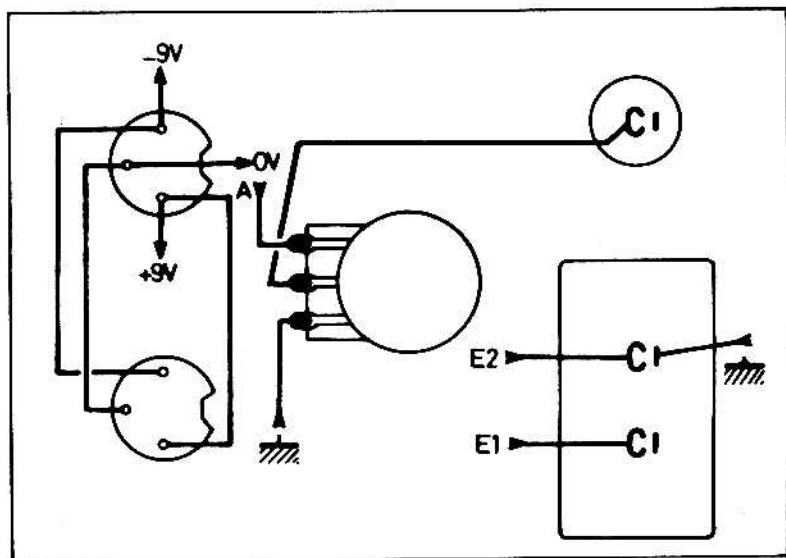


Fig. 7