

# formant

synthétiseur de musique  
les extensions

Description, réalisation,  
applications et modifications  
d'anciens et de nouveaux  
modules de FORMANT

PUBLITRONIC

M.F.P. Aigner



# **FORMANT**

## **synthétiseur de musique**

### **les extensions**

Description, réalisation,  
applications et modifications  
d'anciens et de nouveaux modules  
de FORMANT

M.F.P. Aigner

PUBLITRONIC sarl  
BP 48  
59930 La Chapelle d'Armentières

Rédaction: D. Meyer

© 1981 Elektor sari 58270 Bailleul

Toute reproduction ou copie, même partielle, de ce livre, sans l'accord écrit de l'éditeur, est interdite.

#### Droit d'auteur

La protection du droit d'auteur s'étend non seulement au contenu mais également aux illustrations, y compris aux circuits imprimés et aux projets y relatifs. En conformité avec l'article 30 de la Loi sur les brevets, les circuits mentionnés ne peuvent être exécutés qu'à des fins particulières ou scientifiques et non dans ou pour une entreprise; ces exécutions et/ou applications se font en dehors de toute responsabilité de l'éditeur.

ISBN 2-86661-006-7

Imprimé aux Pays-Bas.

## Avant-propos

Le Formant, ce n'est pas seulement une montagne de circuits électroniques dont on ne sait pas se servir, comme dit la publicité; c'est un synthétiseur modulaire de hautes performances, à la portée de toutes les bourses et capable de satisfaire bien des goûts différents grâce à la souplesse de sa structure et aux richesses de sa conception.

Depuis longtemps, une certaine frange de lecteurs s'impatiente: "Et la suite? les extensions comme-ci et comme-ça..." À les écouter, on dirait que tout cela devrait aller de soi. Voici donc pour eux et aussi pour tous ceux qui "n'y avaient pas pensé, mais se laisseraient bien tenter" un répertoire de circuits périphériques qui, associés à un Formant, permettront d'en élargir la palette sonore. Le musicien trouvera tout autant que l'électronicien un écho à ses préoccupations; car les problèmes sont abordés non seulement sous l'angle de la circuiterie électronique, mais aussi sous celui des combinaisons sonores (et éventuellement musicales).

La "bonne" musique est généralement faite de "bons" sons, mais il est sûr que pour autant les "bons" sons ne font pas toujours de la "bonne" musique... Nous espérons que ce livre aura autant de succès que le précédent et que nos lecteurs auront, eux de leur côté, autant de succès avec ces nouveaux circuits qu'ils en ont eu avec ceux du Formant.



# Sommaire

<b>Avant-propos</b> .....	<b>3</b>
<b>Introduction</b> .....	<b>6</b>
<b>Chapitre 1</b> .....	<b>7</b>
Extensions du clavier, Circuit de modulation dynamique, Portamento on/off, Circuit de legato, Clavier numérique.	
<b>Chapitre 2</b> .....	<b>20</b>
Extensions de modules existants. Extension du VCF; Convertisseur triangle/sinus pour LFO; Générateur de bruit numérique, Générateur de bruit coloré, Mise en attente et sortie casque pour le COM.	
<b>Chapitre 3</b> .....	<b>28</b>
Adaptation au FORMANT de divers circuits périphériques. Reloger les RFM; Modulateur en anneau; Déphaseur; Krimisizer; Chambre de réverbération digitale.	
<b>Chapitre 4</b> .....	<b>54</b>
Alimentation et réseaux distributeurs. Alimentations; Des faces avant et arrière pour l'alimentation, Réseaux distributeurs KOV/KB-Gate; Réseaux distributeurs universels.	
<b>Chapitre 5</b> .....	<b>60</b>
Nouveaux modules pour le FORMANT. Circuit de commande des ADSR, VC-LFO; LF-VCO; Générateur de bruit numérique; Suiveur d'enveloppe, Échantillonneur-bloqueur; Générateur d'harmoniques. Mélangeur; Diapason électronique.	

Appendice A .....	92
Archives aide-mémoire	
Appendice B .....	95
L'échelle des harmoniques naturelles	
Appendice C .....	96
Séquenceur à 256 notes	
Appendice D .....	99
Alimentation stabilisée + 9 V	
Appendice E .....	100
Amplificateurs opérationnels à FET	



# Introduction

Les circuits périphériques décrits ici sont avant tout destinés à compléter le synthétiseur de musique FORMANT. Ils ont toutefois été conçus de telle sorte que chacun d'entre eux puisse être utilisé indépendamment des autres, avec d'autres modèles de synthétiseurs, ou même dans le cadre d'un appareillage de laboratoire d'électronique générale. Il va de soi que l'utilisateur devra tout de même se soucier d'éventuelles modifications à apporter au circuit à adapter (entrée et sortie; alimentation, etc.). Pour la mise en œuvre de ces extensions avec le FORMANT, celui-ci devra comporter au moins les quelques modules de base suivants: un clavier (voir aussi le chapitre 1), un VCO (oscillateur commandé en tension); un VCF (filtre commandé en tension); un VCA (amplificateur commandé en tension) et un module générateur d'enveloppe ADSR. De sorte qu'un FORMANT réduit fait déjà bien l'affaire. Mais, sans que pour autant la quantité soit ici synonyme de qualité, il vaut mieux disposer d'un maximum de modules. A chacun de trouver lui-même son équilibre en fonction de ses goûts, ses besoins et ses capacités.

La conception des circuits d'extension présentés ici reste modulaire, exactement comme l'a été celle du FORMANT lui-même et comme celle de synthétiseurs du commerce de renom international. Le tracé des faces avant proposé est analogue (assorti, devrait-on dire) à celui des faces avant existantes. Les moyens mis en œuvre dans les circuits sont aussi simples (et peu onéreux) que possible, sans que pour autant cette relative sobriété ne compromette les performances des montages.

Pour les semi-conducteurs "exotiques", nous fournissons le maximum de renseignements, afin de permettre au lecteur de se familiariser le plus vite possible et sans trop de peine.

De même que tout au long des articles décrivant le FORMANT, nous ne nous laisserons pas d'insister sur la nécessité de ne mettre en œuvre que des composants de qualité!

Proscrivez l'utilisation de composants non estampillés, de résistances à couche de carbone dont la tolérance est moins bonne que 5 % pour les "couche

métallique", 1 %!). N'utilisez pas de condensateurs autres que les condensateurs à film plastique à faible perte (WIMA MKS ou Siemens MKH).

Les résistances et potentiomètres dont la liste des composants exige une tolérance serrée ne devront en aucun cas être remplacés par des composants à tolérance plus large.

Méfiez-vous des composants au rabais... trop souvent leur qualité est "au rabais" elle aussi!

Les instruments de mesure dont il faut disposer (et que l'on peut emprunter le temps des réglages) sont:

- un multimètre précis (éventuellement numérique),
- un oscilloscope (éventuellement à double trace) et pourquoi pas, un fréquencemètre.

Le seul multimètre et une bonne oreille permettent d'obtenir, avec un peu plus de patience et de jugeote, les mêmes résultats que les appareils énumérés ci-dessus: pas de complexe pour le pauvre étudiant, par conséquent!

Un générateur de fonctions BF, un décibel-mètre, un amplificateur de puissance et des enceintes appropriées seront aussi les bienvenus, sans être indispensables.

Il est à noter que pour toutes les mesures ayant un rapport direct avec le KOV (Keyboard Output Voltage), il faut tenir compte de la dérive qui peut survenir une fois que la touche a été relâchée. Il est donc recommandable de faire ces mesures avec une touche enfoncée (coincée au besoin, ou clouée par un

couteau vengeur, *NICÉ* dans *America...* les "anciens" se souviendront!). Nous n'hésitons pas à prétendre que le FORMANT est un synthétiseur de classe et a fortiori lorsqu'il est doté des circuits d'extension publiés dans ce livre. Bien réglé (ça c'est capital!), il n'a rien à envier aux "grands" synthétiseurs du commerce, tel que le Moog Série 900, ou le ROLAND Série 700. Ne parlons pas du prix des uns et des autres, car pour ce qui est du rapport qualité/prix ou prix/qualité, selon l'angle où l'on se place, le FORMANT les bat tous à plate couture.

Il fallait bien le dire, puisque c'est vrai! Mais il ne faut pas non plus oublier de dire que si un synthétiseur fait des "bons" sons, il ne fait pas encore de "bonne" musique pour autant. D'ailleurs, n'est-il pas vrai que l'on se lasse très vite des soi-disant "bons" sons? C'est à l'utilisateur, au musicien plus exactement, de se discipliner, de faire l'effort qui sublimera ses talents encore plus ou moins obscurs et cachés. Pour ne pas sortir du cadre tout de même assez technique que nous assignons à ce livre, nous aborderons le problème des applications musicales de chaque circuit avec concision, tout en essayant d'attirer l'attention du lecteur sur des points auxquels notre propre expérience nous a rendus sensibles.

En guise de conclusion, on trouvera dans le cadre ci-dessous un condensé des caractéristiques des modules d'extension proposés dans les chapitres de ce livre:

tension d'alimentation:	$\pm 15$ V, accessoirement $\pm 5$ V
consommation:	3 mA/amplificateur opérationnel
entrées:	mutuellement découplées
sorties:	faible impédance (500 ohms), protégées contre les courts-circuits
tensions BF:	environ 2,7 V <sub>cc</sub>
tensions de commande:	s'étendent sur une plage de $-5$ V à $+5$ V
caractéristique de la tension de commande:	1 V/octave
signal de porte (gate):	env. $+5$ V (key on), 0 V (key off)



# Extensions du clavier

L'essentiel dans tout synthétiseur digne de ce nom, ce sont évidemment les circuits commandés en tension. Et bien souvent, le clavier fait figure de parent pauvre; peut-être à cause des difficultés qu'éprouve l'électronique à s'accommoder de dispositifs mécaniques qu'elle ne peut pas entièrement supplanter! Le circuit et la mécanique du clavier du FORMANT ont été largement décrits dans le livre 1 (chapitre 2 et chapitre 3). La fiabilité de ce module est sans aucun doute une composante importante du succès et de la réussite du FORMANT. Mais la technologie a évolué depuis et avec elle, les exigences des musiciens qui ne sont plus à une gourmandise près. Ce premier chapitre devrait donc leur mettre l'eau à la bouche, tout en leur évitant d'avoir trop à mettre la main à la pâte: nous nous sommes efforcés de réduire au minimum les interventions à effectuer sur les circuits existants. Ce qui ne nous empêchera pas de proposer par ailleurs un circuit de clavier tout à fait nouveau, mettant en œuvre la technique numérique.

## Circuit de modulation dynamique

### (TOUCH CONTROLLER)

Le circuit de modulation dynamique délivre et mémorise une tension de commande proportionnelle au frapper de la touche. Cette tension disponible à la sortie d'un étage analogique va permettre diverses formes d'accentuation du jeu musical. On en déduit que du vulgaire "clavier d'interrupteurs" va sortir un véritable clavier d'instrument de musique, permettant à l'utilisateur de subtiles nuances de phrases. Ceci dit, les interrupteurs eux-mêmes restent nécessaires et devront être du type inverseur simple. Ce que l'on attend avant tout d'un clavier de synthétiseur, c'est qu'il modifie la fréquence des VCO auxquels il est connecté. Mais on apprend très vite à jouer du KOV (la tension de sortie du clavier) sur d'autres modules, notamment les filtres, dont on fait varier la fréquence de coupure; ou encore les VC-LFO comme on le verra au chapitre 5. Et ce n'est pas tout: il y a la très précieuse impulsion de porte délivrée par le clavier à chaque fois qu'une touche est actionnée; cette impulsion de porte (gate) est essentiellement destinée à déclencher les générateurs d'enveloppe ADSR. Les VCA par contre, qui sont pourtant des modules de base fort importants dans un synthétiseur, ne semblent pas devoir être associés directement au clavier. En règle générale, bien que ces modules agissent sur l'amplitude du son, leur tension de modulation est fournie par un générateur d'enveloppe. On en conclut que le toucher proprement dit d'un clavier de synthétiseur reste sans influence directe sur l'amplitude du son émis.

C'est là que nous voulions en venir: rendre possible au musicien ce qu'il n'espérait peut-être même plus... la nuance, rien que la nuance et peut-être un peu d'air frais dans les vapeurs méphitiques du grand fleuve de boue synthétique.

L'adage veut que les possibilités d'un synthétiseur modulaire soient illimitées; certains disent infinies. Rien n'est

interdit! Il va de soi que le circuit de modulation dynamique du clavier devra donc prendre le train en marche: s'il est conçu au départ pour une commande de l'amplitude du son, à l'aide du toucher, il faut aussi que l'on puisse le faire agir sur d'autres paramètres que l'amplitude. Les résultats musicaux (ou sonores, ce qui est plus juste) ne manqueront pas d'intérêt.

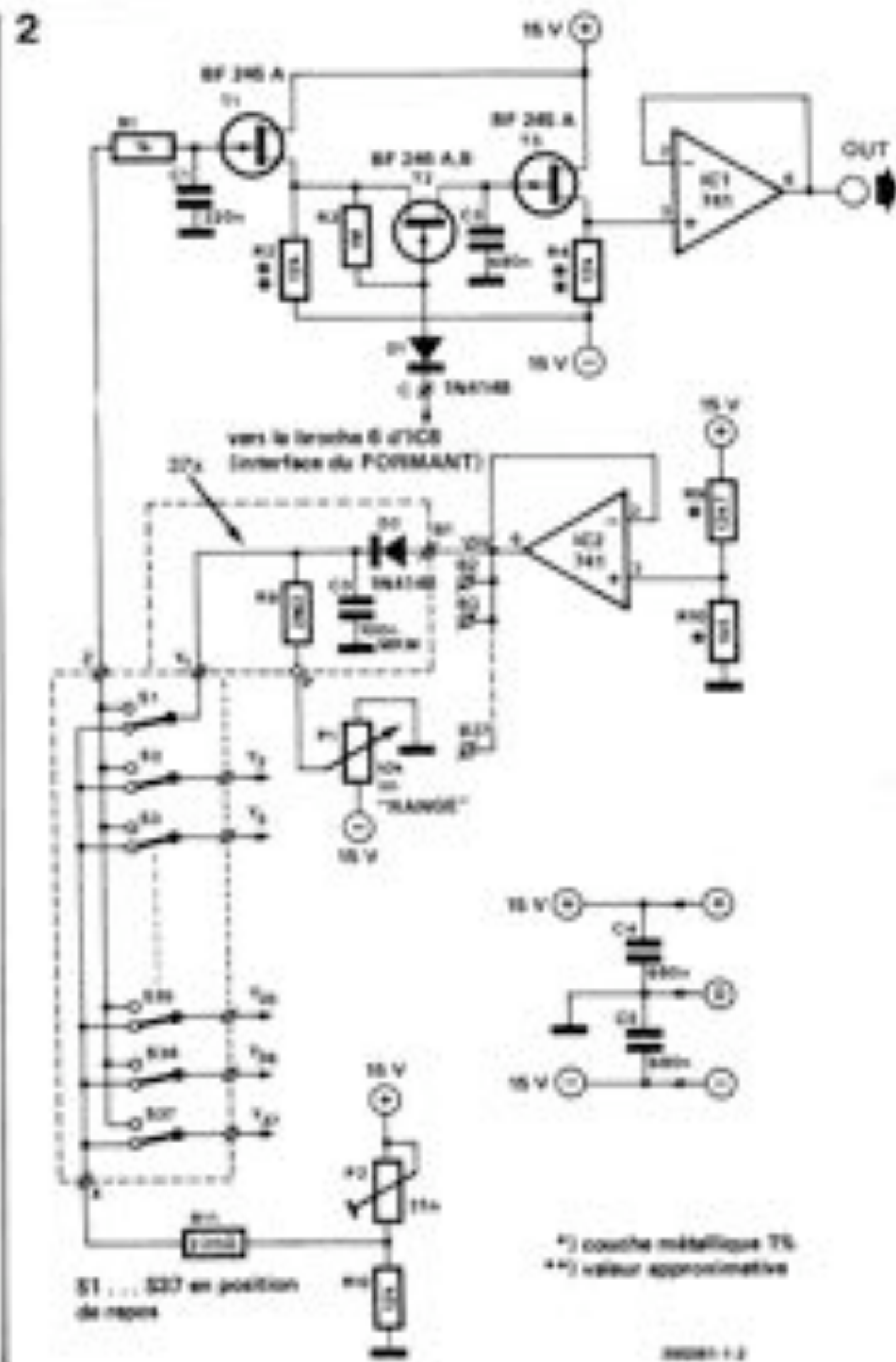
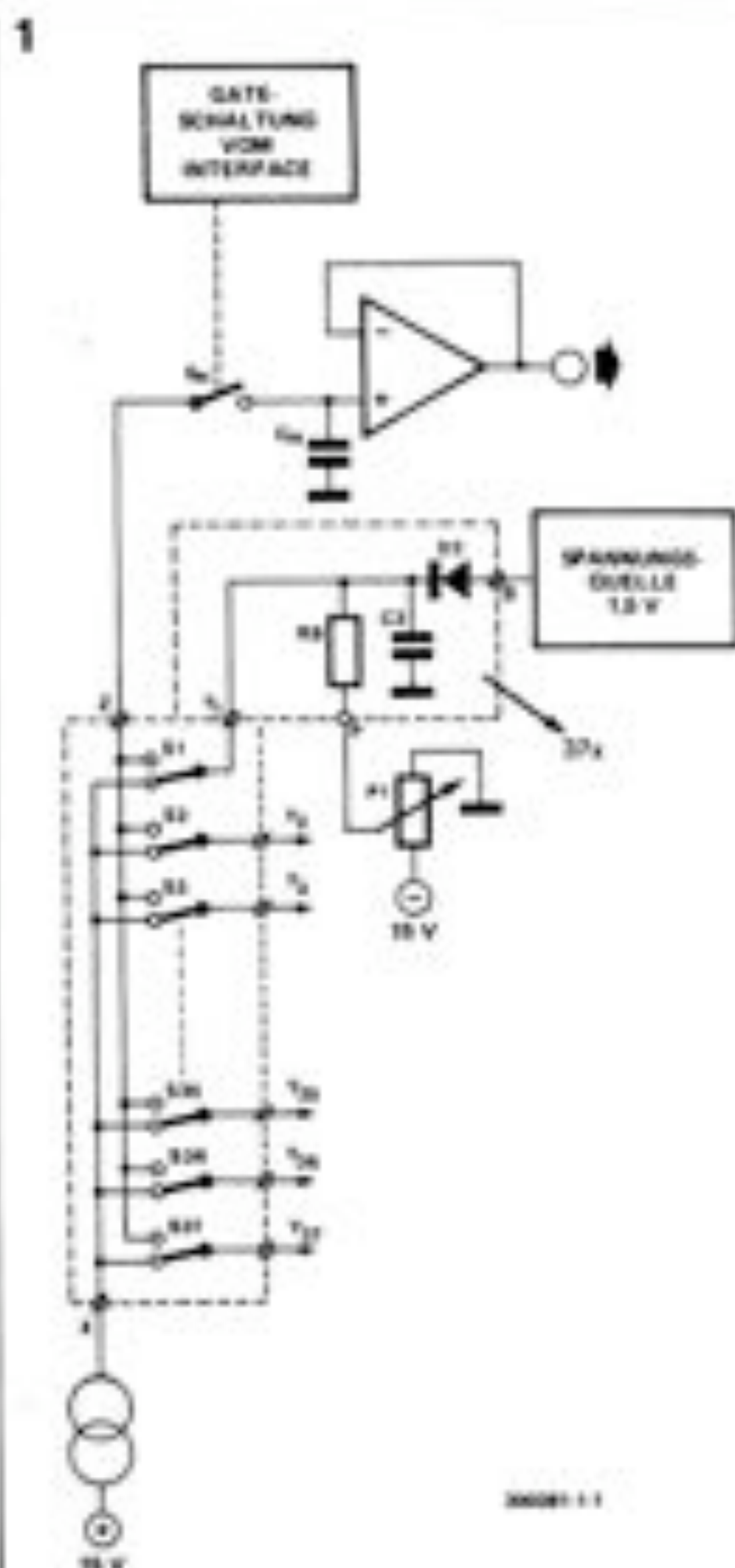
Le principe du circuit de modulation dynamique est donné par la figure 1. Au repos, le condensateur C3 est chargé positivement à travers le contact de l'inverseur de la touche considérée; dès que celle-ci est enfoncée, l'inverseur change de position et il n'y a pas de tension appliquée au condensateur pendant un instant. La durée de cet instant est liée à la force de frappe de la touche. Selon la position de P1 ("touch range"), le condensateur C3 va se décharger plus ou moins vite à travers R8 pendant que le contact est "en l'air". La tension aux bornes de C3 ne pourra toutefois pas tomber en-dessous d'une valeur comprise entre  $-0,8\text{ V}$  et  $+1,0\text{ V}$  délivrée par la source de tension. Lorsque l'inverseur atteint la position "travail", la tension instantanée aux bornes de C3 est échantillonnée et maintenue. Lorsqu'une touche actionnée est relâchée, l'inverseur revient en position "repos". Par conséquent, C3 se recharge rapidement jusqu'à ce qu'il ait atteint la valeur de la tension déterminée par P2 (figure 2).

L'étage de mémorisation analogique ressemble au circuit échantillonneur-bloqueur (sample and hold) de l'interface du FORMANT. Pour limiter le plus possible la chute de tension, il a été prévu ici aussi un double circuit d'échantillonnage.

Pour les besoins d'un circuit de modulation dynamique, les problèmes de perte et de dérive sont beaucoup moins importants que dans le cas de la tension de sortie du clavier KOV dont la stabilité est indispensable.

Le commutateur électronique que cons-





titue le FET T2 est déclenché par l'impulsion de porte que délivre le circuit d'interface du FORMANT. Au repos, la tension appliquée à D1 est négative et sa valeur est de  $-12$  à  $-14$  V environ. Le canal drain-source de T2 offre une résistance de quelques mégohms — ce que dans le livre 1 nous appelons le "rétrécissement" et qui a dû intriguer bien du monde —. Aussitôt qu'une touche est actionnée, D1 reçoit au terme d'un retard dont la longueur est déterminée par P7 (interface) une tension positive qui persiste tant que la touche sera enfoncée. La diode se bloque et la résistance du canal drain-source de T2 chute (quelques centaines d'ohms); ce qui signifie que l'échantillonnage commence: la tension proportionnelle à l'intensité de la frappe présente sur le premier commutateur d'échantillonnage parvient à C2 qui tient lieu d'étage de mémorisation de cette tension. L'ampli op qui suit fait office de suiveur de tension, de tampon et d'adaptateur d'impédance.

# Réalisation

Le circuit imprimé (figure 3) comporte la source de tension de 1,5 V, l'étage

de mémorisation (ou de blocage) analogique et l'étage tampon; il a été dimensionné de telle sorte qu'il soit facile de le fixer à l'aide d'entretoises sur le circuit d'interface existant (de même que le convertisseur triangle/sinus pourra être fixé sur le circuit du LFO existant — voir chapitre 2 —). On montera R8, C3 et D2 directement sur chaque bloc de contact de touche. La procédure de câblage apparaît sur la figure 4. Les transistors à effet de champ (FET) T1 et T3 (type A exclusivement) devront être soumis au test bien connu des constructeurs du Formant, tel que le donne la figure 5. La valeur des résistances de source pourra être déduite du tableau 1. Pour T2, on pourra faire appel au type B ou C sans problème. Du fait que ce circuit ne requiert qu'une précision relative, nous avons renoncé à faire appel à des ampli ops Bi-FET (voir l'appendice consacré à ce sujet à la fin du livre).

# Ajustage

Précisons pour commencer qu'un circuit d'interface complet est nécessaire pour pouvoir mettre en œuvre le circuit

Figure 1. Schéma de principe du circuit de modulation dynamique.

Figure 2. Schéma complet du circuit de modulation dynamique. Les résistances marquées d'un astérisque devront être à film métallique si tant est que l'on désire que le circuit fonctionne correctement. La valeur des résistances de source R2 et R4, de même que les transistors T1 et T3, devront être sélectionnés avec beaucoup de soin.

Figure 3. Le dessin du circuit imprimé et la sérigraphie pour l'implantation des composants du circuit de la figure 2. Les dimensions du circuit imprimé permettant de le monter sur le circuit d'interface à l'aide d'entretoises.

Figure 4. Détails du câblage des composants montés directement sur les blocs de contact des touches. Pour simplifier le dessin, nous n'avons représenté que les contacts et les composants qui concernent directement le circuit de modulation dynamique.



## Liste des composants

## Résistances

(touche de carbone, 5 %):

R1 = 1 k

R2, R4 = 12 k (valeur  
approximative, voir texte)

R3 = 1 M

R8 = 2M2 (une par touche  
du clavier)R11 = 220  $\Omega$ 

R12 = 12 k

## Résistances

(touche métallique, 1 %):

R5, R6, R7 = 100 k

R9 = 12k7

R10 = 1k5

## Potentiomètres:

P1 = 10 k lin

P2 = 25 k ajustable

## Condensateurs:

C1 = 220 n

C2, C4, C5 = 680 n

C3 = 100 n (un par touche du  
clavier)

## Semiconducteurs:

T1, T3 = BF 245A

(2N5548, BF 244A)

T2 = BF 245 A, B, C

D1, D2 = 1N4148

ID2: une diode par touche  
du clavier)IC1, IC2 =  $\mu$ A 741C

## Divers:

2 entretoises

1 mini-jack (3,5 mm)

clavier à inverseurs simples

Tableau 1

U <sub>g</sub> (V)	R <sub>g</sub> (k $\Omega$ )
0,20	22
0,25	18
0,3 ... 0,4	15
0,4 ... 0,5	12
0,5 ... 0,8	10
0,8 ... 1,2	8,2
1,2 ... 1,6	6,8
1,6 ... 2,0	4,7

Tableau 1. On choisira la valeur ohmique de la  
résistance de source en fonction de la tension  
U<sub>g</sub> relevée à l'aide du circuit de la figure 5.

l'interface d'autre part à l'aide d'un  
inverseur; mettre ce dernier en  
position "masse" et actionner une  
touche quelconque. La tension de  
source de T3 doit être inférieure à  
4 V et rester stable lorsque l'on  
relâche la touche précédemment  
actionnée.

b) mettre l'inverseur en position "A";  
la tension de source de T3 ne doit  
pas changer; actionner une touche  
quelconque: à présent, la tension  
de source doit être supérieure de  
3,5 ... 4,5 V à ce qu'elle était  
précédemment. Il doit être possible  
de relever les mêmes tensions en sor-  
tie de l'étage tampon IC1.

C'est ainsi que l'on s'assure du bon  
fonctionnement du circuit d'échan-  
tillonnage et de blocage.

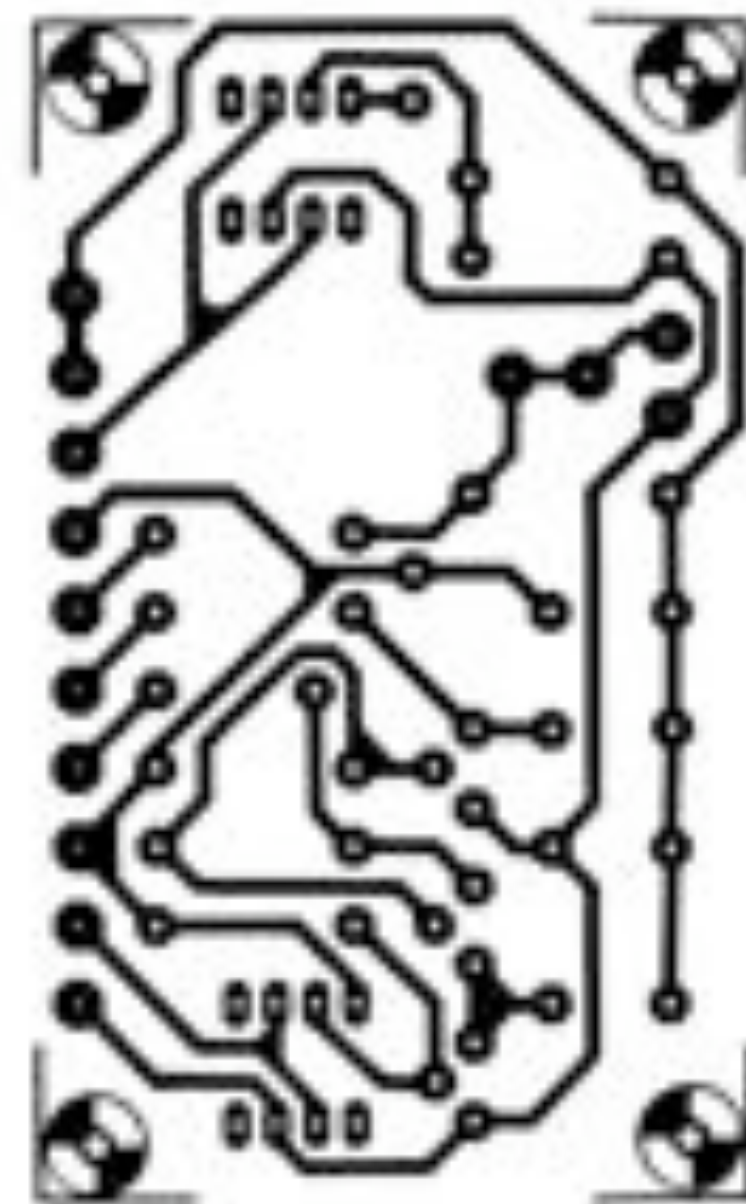
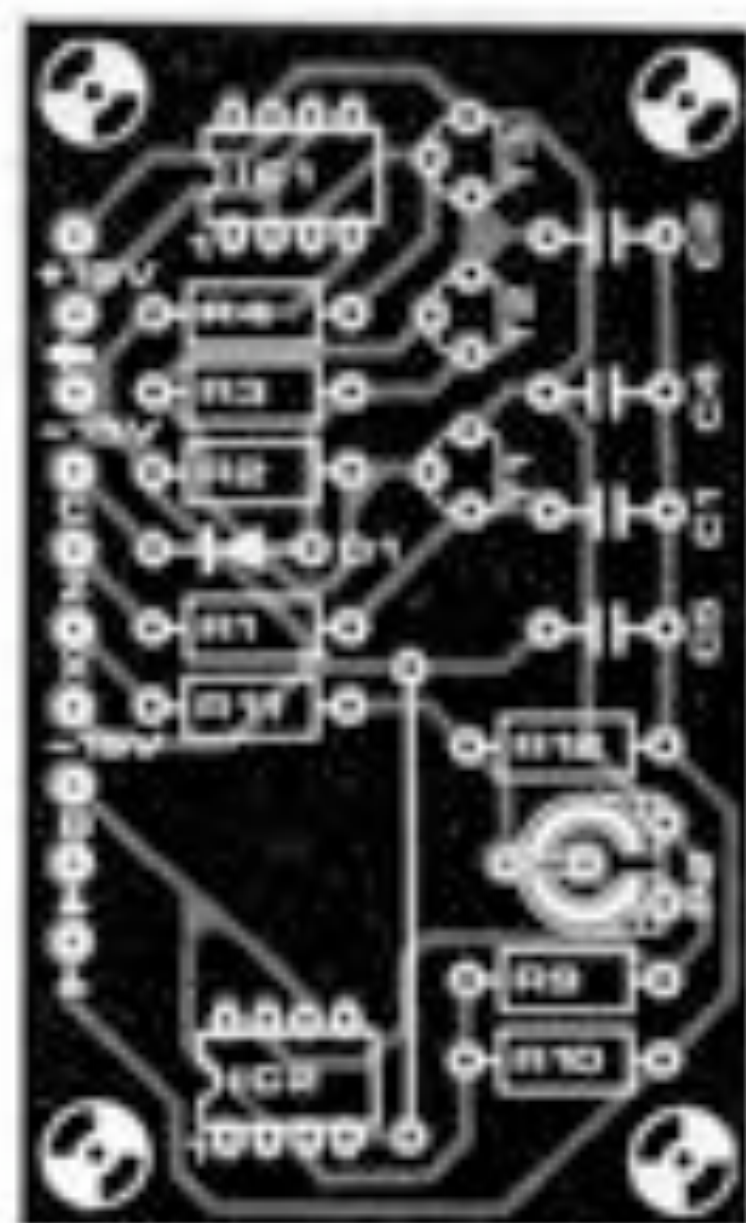
Pour régler la plage de tension de com-  
mande, il faut rétablir la connexion Z,  
mettre le curseur de P1 à la masse  
et actionner une touche quelconque  
aussi rapidement que possible; ajuster  
P2 de sorte que la tension de sortie du  
tampon ne dépasse pas 5 V ... 6 V.

de modulation dynamique.

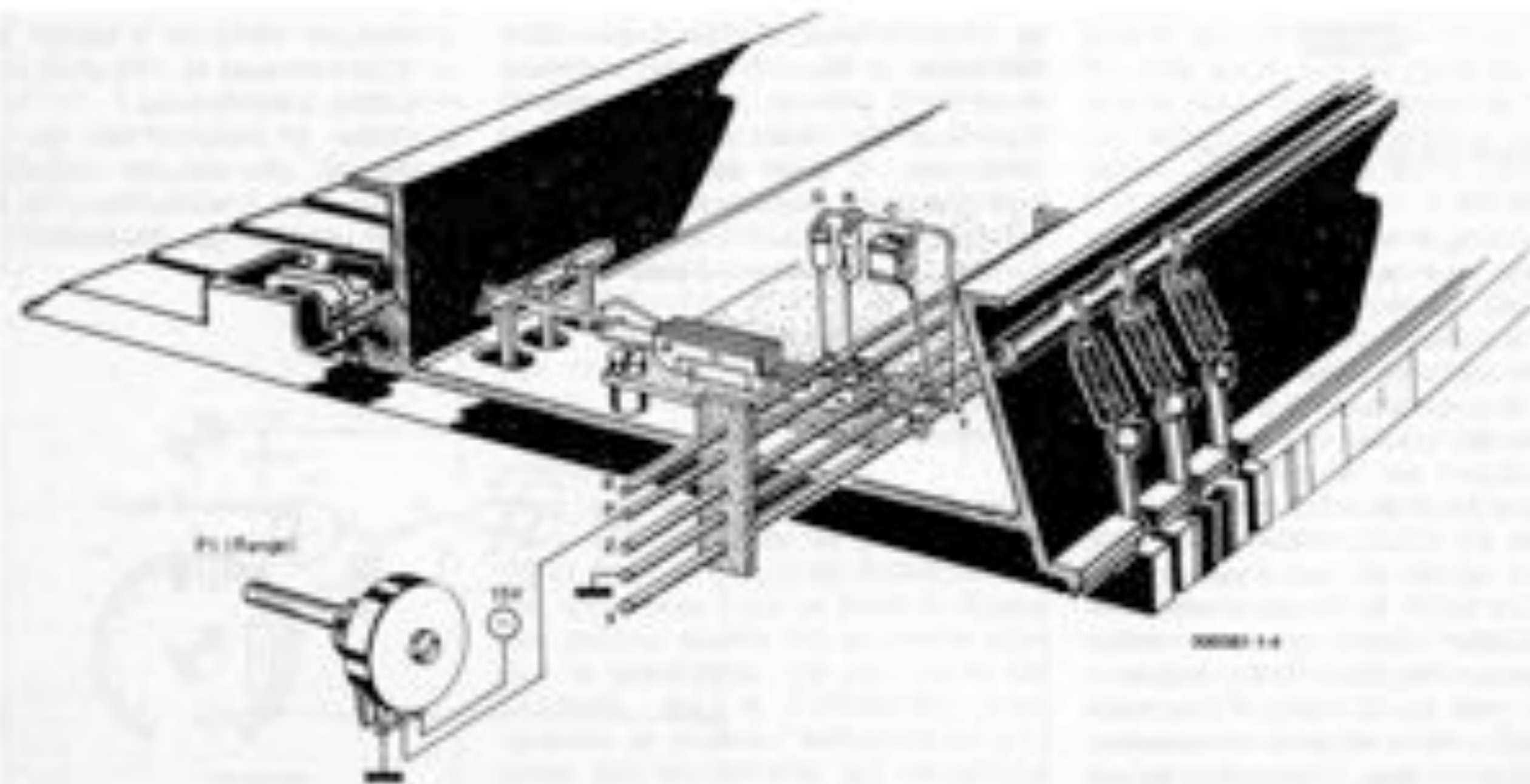
Le premier point à contrôler est le cir-  
cuit de blocage analogique.

a) supprimer la connexion Z; relier  
l'entrée de ce circuit de blocage à la  
masse d'une part et au point A de

3



4









2

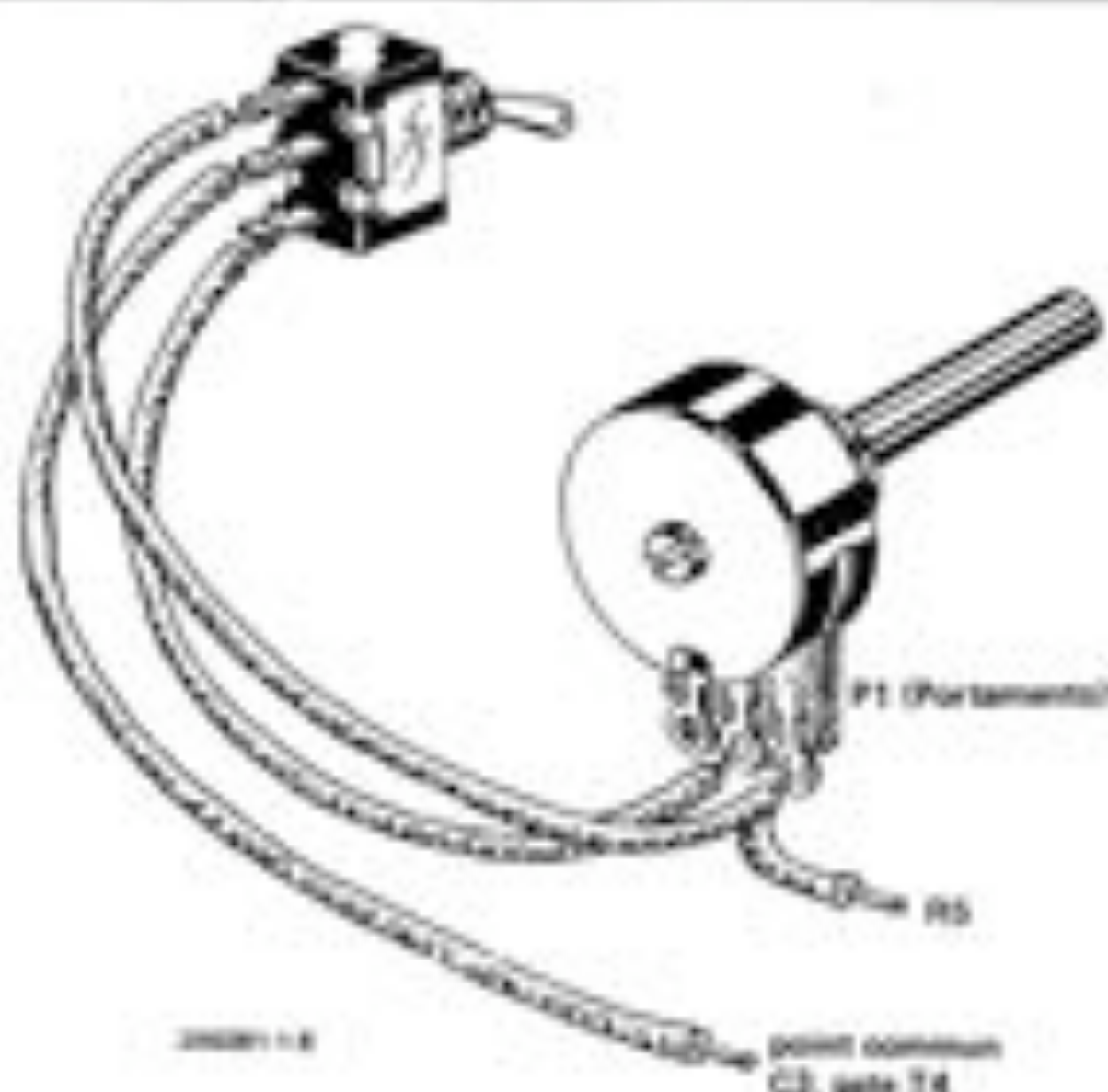


Figure 1. Bien que minime, cette modification du câblage de l'interface du FORMANT rendra de grands services en matière de confort d'utilisation.

Figure 2. La modification n'affecte que le câblage du potentiomètre de portamento et du circuit imprimé de l'interface.

Figure 3. Il est logique de monter l'inverseur à proximité du potentiomètre sur la face avant de l'interface.

Si l'on pousse la réflexion un peu plus loin, on peut imaginer un circuit de "portamento"! Il suffit de remplacer l'inverseur 5 par un poussoir à contact fugitif, de sorte que le portamento ne sera mis en circuit que fugitivement par l'utilisateur, au gré de ses besoins musicaux... porta - momento!

- percer un premier trou de 3 ou 4 mm de diamètre, que l'on élargira ensuite à 6,5 mm. Le centrage de la mèche devra être effectué avec soin, afin de percer un trou rond et non pas pentagonal ou hexagonal!
- lors de l'ébarbage, il faut veiller une fois de plus à ne pas blesser la face avant (utiliser une mèche de 8 mm à petite vitesse)
- procéder à la mise en place de l'inverseur après avoir réalisé le marquage de la face avant, qui n'en est que facilité.

Le marquage pourra être réalisé de différentes manières. La plus simple consiste à réaliser une bande adhésive du type "dymo". La plus élégante consiste à utiliser des lettres transfert que l'on vernit ou mieux encore, un auto-collant sérigraphié. Si l'on réalise aussi les autres montages destinés au circuit d'interface (modulation dynamique ou circuit de legato), on pourra s'inspirer du dessin de la face avant proposé plus loin dans ce même chapitre.

Pour finir, nous voudrions encore attirer l'attention des moins avertis d'entre nos lecteurs sur l'intérêt du "portamento on/off" lorsque l'on utilise un séquenceur: en effet, lors de la programmation de ce dernier, il est préférable de mettre le taux de portamento au minimum afin d'éviter des erreurs "d'interprétation" en mode lecture (voir l'appendice consacré au séquenceur à 256 notes).

## Circuit de legato (NEW PITCH DETECTOR)

Il arrive souvent qu'un synthétiseur de musique (et pas seulement le FORMANT) ne "répond" pas à l'une ou l'autre note jouée sur le clavier. Ceci arrive le plus souvent lorsque les VCF et les VCA du FORMANT sont "en poursuite", c'est-à-dire commandés par un ADSR et que le joueur actionne simultanément plusieurs touches. Le circuit de legato est destiné à supprimer cet inconvénient (qui n'en est d'ailleurs pas toujours un, car il permet de masquer l'imperfection d'un doigté "pâteux"...!) et de faire en sorte que le synthétiseur réponde chaque fois qu'une nouvelle touche est actionnée, que l'ancienne soit relâchée ou non.

Ceci est obtenu à l'aide des variations de la tension de sortie du clavier KOV, à partir de laquelle on "tire" un signal de porte. Avant d'entrer dans les détails de ce circuit, on notera toutefois que si un synthétiseur "avale" certaines notes, ce n'est pas forcément dû au problème que nous nous proposons de résoudre ici. Il faut évoquer en premier l'inertie des ADSR qui ne réagissent plus au signal de porte (gate) si la durée de celui-ci est inférieure à environ 20 ms. De "mauvais" potentiomètres peuvent aussi être à l'origine de telles difficultés (lorsque la "résistance nulle" du potentiomètre "attack" n'est pas nulle, ce qu'elle n'est d'ailleurs jamais; lorsqu'elle est supérieure à 10 ohms, il vaut mieux changer de potentiomètre!).

Mais le plus souvent, bien sûr, c'est parce que l'interface ne délivre pas de signal de porte ou que les ADSR ne sont pas déclenchés (ceci se produit chaque fois qu'une touche est actionnée alors que la précédente n'a pas encore été relâchée). Sur le FORMANT, c'est toujours la touche inférieure (la plus grave, très exactement) qui est validée.

Lorsqu'une touche (ou plusieurs) est enfoncée alors que la précédente n'est pas encore relâchée, aucune impulsion de porte n'est émise; par conséquent, ni les VCF ni les VCA ne reçoivent d'enveloppe des ADSR. C'est cet inconvénient que se propose d'éliminer le circuit décrit ici. Il sera donc possible de jouer legato sans pour autant subir les imperfections du système actuel.

Le schéma synoptique de la figure 1 montre comment est conçu le "new pitch detector"; celui-ci se décompose en un "générateur d'impulsions" et un "suiveur d'impulsion de porte".

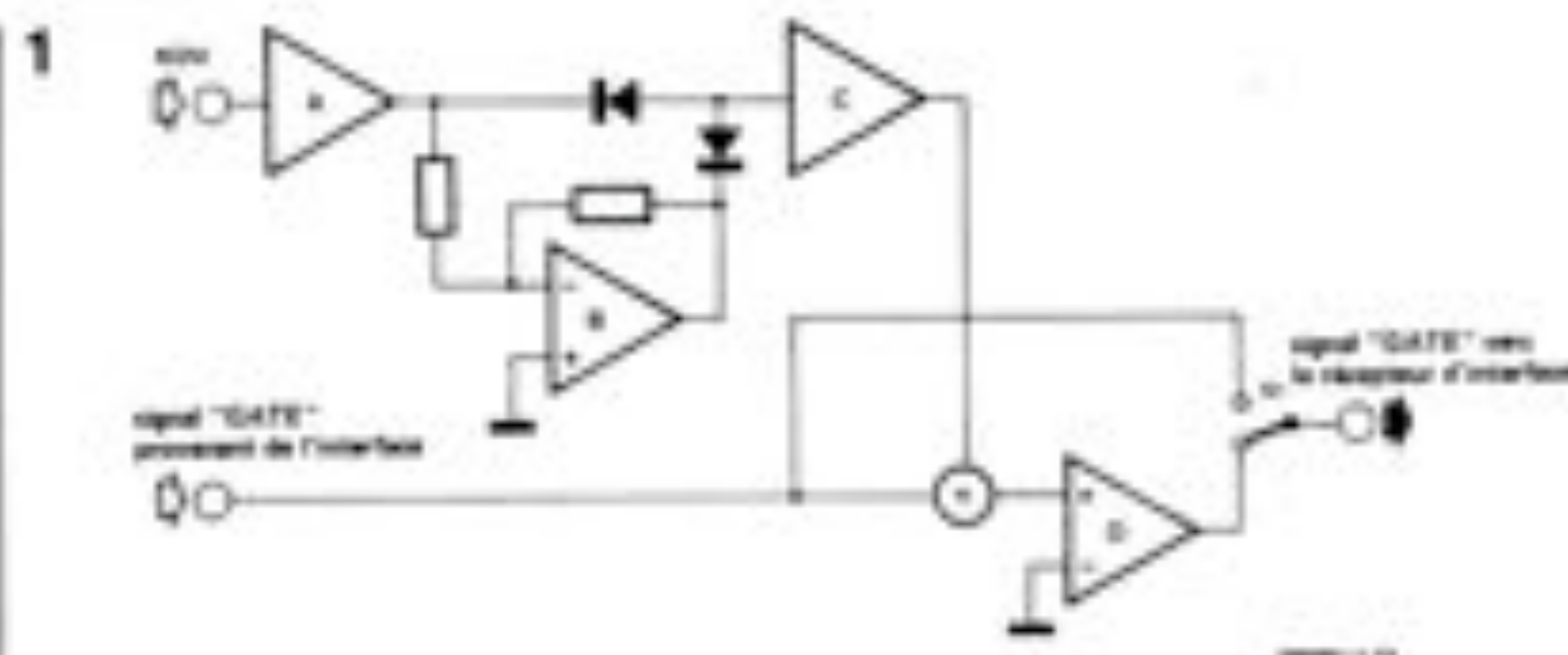
### Le générateur d'impulsions

C'est à partir d'une différentiation de la tension de sortie du clavier que le circuit de legato détecte l'enfoncement d'une nouvelle touche, différente de la première. Pour que cette différentiation reste sans équivoque, il est préférable que le portamento soit réduit à zéro, de telle sorte que les sauts de tension soient aussi nets que possible. IC1 est un adaptateur d'impédance qui empêche une surcharge de la ligne KOV. IC2 est un amplificateur à gain élevé qui produit des impulsions extrêmement brèves à partir des sauts de tension du KOV. Le signal à la sortie d'IC2 subit une variation négative lorsque la séquence jouée au clavier est descendante et positive lorsque la séquence est ascendante. Les impulsions négatives sont acheminées vers R7 via D1; les impulsions positives traversent R4 et parviennent à l'inverseur IC3, d'où elles sont acheminées à leur tour vers R7 via D2. Les transistors T1 et T2 amplifient le signal (toujours négatif) qui leur est appliqué via R7. L'entrée non inverseuse d'IC5 reçoit à la fois le signal que nous venons de décrire et le signal de porte "normal"; ceci permet d'éviter

3







que lorsque la même touche est ré-enfoncée, il n'y ait pas émission d'un signal de porte.

### Le suiveur d'impulsion de porte

Le circuit de legato pourra être monté soit dans le boîtier du clavier, soit dans le boîtier du synthétiseur lui-même: pour le suiveur d'impulsion de porte, cela ne change pas grand chose.

Lorsque le "new pitch detector" est monté dans le boîtier du clavier, le suiveur consiste essentiellement en un comparateur (voir figure 2). Le seuil de basculement est fixé à +2,3 V environ par le diviseur de tension R11/R12. A la sortie G2, comme à la sortie du circuit de porte, on relève une tension de +12 V ... +14 V tant qu'une touche est actionnée. Au repos, cette tension est de -12 V ... -14 V. Ce n'est que pendant un jeu legato qu'il y a une différence entre les deux sorties (voir figure 5): à chaque variation de la tension KO/V, le potentiel sur G2 devient négatif l'espace de quelques 2 ms, ce qui permet un re-déclenchement des générateurs d'enveloppe. L'inverseur S1 permet de choisir les impulsions de porte "normales" ou les impulsions de porte du circuit de legato.

Si ce dernier doit être monté dans le clavier, c'est le circuit de la figure 3 qu'il faut réaliser; on notera la présence de deux composants supplémentaires: R16 et D6. La diode bloque les impulsions négatives d'IC4 au potentiel de la masse, tandis que le diviseur de tension R15/R16 ramène la tension des signaux positifs à +5 V environ, ce qui permet d'attaquer directement les ADSR du FORMANT. L'amplitude du signal G2 correspond ainsi à celle du signal du récepteur d'interface.

## Réalisation et mise au point

La figure 4 donne le circuit imprimé avec sa face cuivrée et sa face sérigraphiée pour l'implantation des composants. Les modifications à apporter en fonction de l'implantation du circuit dans l'un ou l'autre boîtier sont minimes. Les liaisons à effectuer entre l'interface du FORMANT et le circuit de legato lorsque celui-ci est monté dans le boîtier du clavier sont les suivantes: relier le point nodal T3, R4 et R5 au point K et la sortie du signal de porte à l'entrée G. On ne devrait éprouver aucune difficulté à mettre en place ce nouveau circuit dans le boîtier du clavier. Si on renonce à l'inverseur S1, la sortie G2 sera reliée

**Lieve deen ex-omroepers**

**Published online:**

R1,R9 = 8x2  
 R2,R15 = 1 k  
 R3 = 100 k  
 R4,R6,R13 = 15 k  
 R5,R10 = 39 k  
 R7 = 4k7  
 R8 = 27 k  
 R11 = 2k2  
 R12 = 12 k  
 R14 = 1k8

## Conclusions

Consensus:  $C1 = 82 \pm 060 \text{ n} + 15 \text{ n}$   
ou  $47 \text{ n} + 33 \text{ n}$   
 $C2 = 47 \text{ n}$   
 $C3, C4 = 470 \text{ n}$

### Examining the Test

D1,D2,D3,D4 = DIUS  
T1 = TUP  
T2 = TUN  
IC1...IC4 =  $\mu$ A 741C

**Disclaimer:**

5. *Impatiens glandulifera* (miniatum)

La liste des composants de la figure 3 correspond aux exceptions suivantes prises à celle de la figure 2 :

**References**

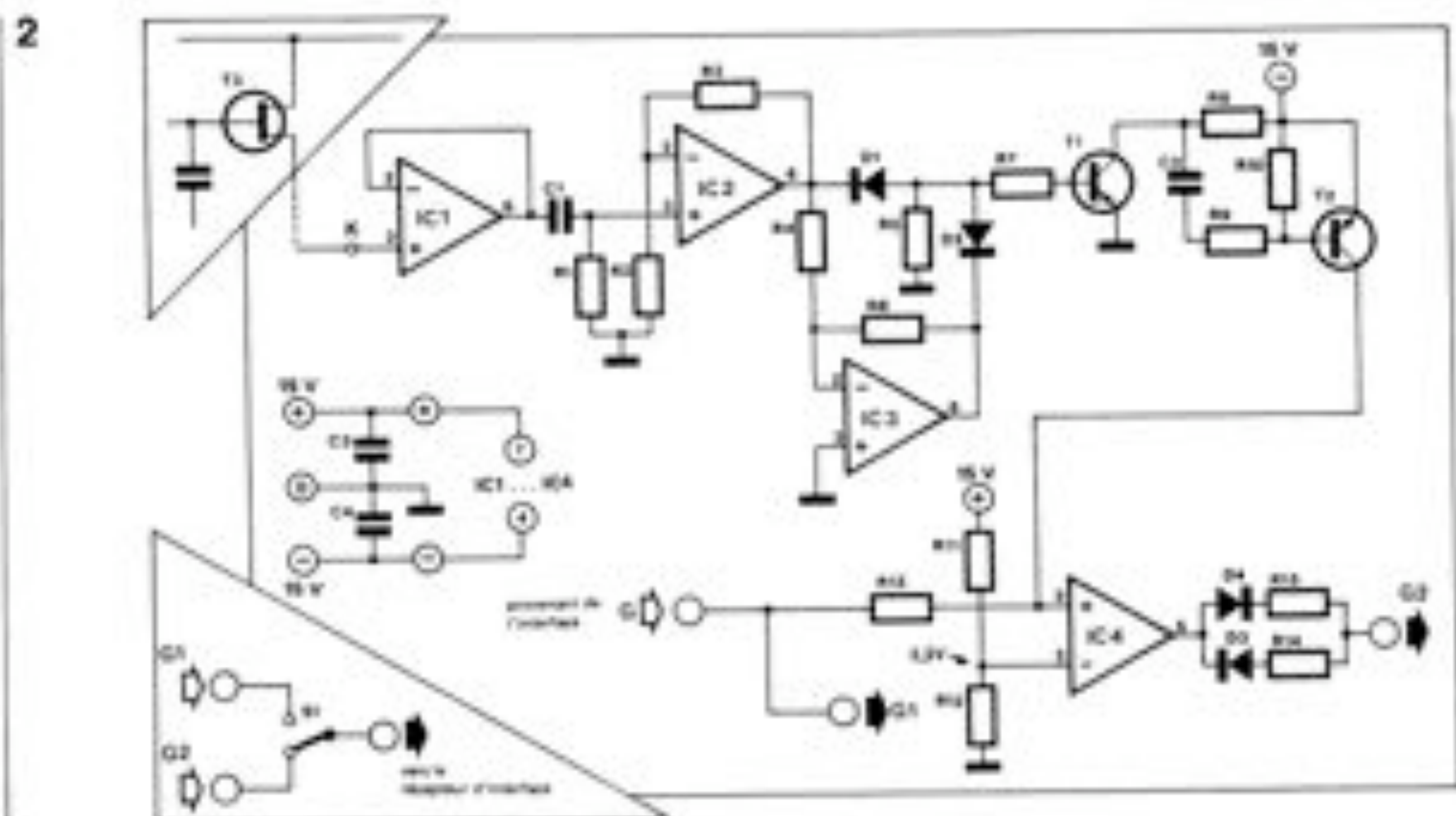
Coque de carbone, 5 %):  
R14 = 3k3  
R15 = 1k8  
R16 = 1 k

## Semiconductors

DS = DUC

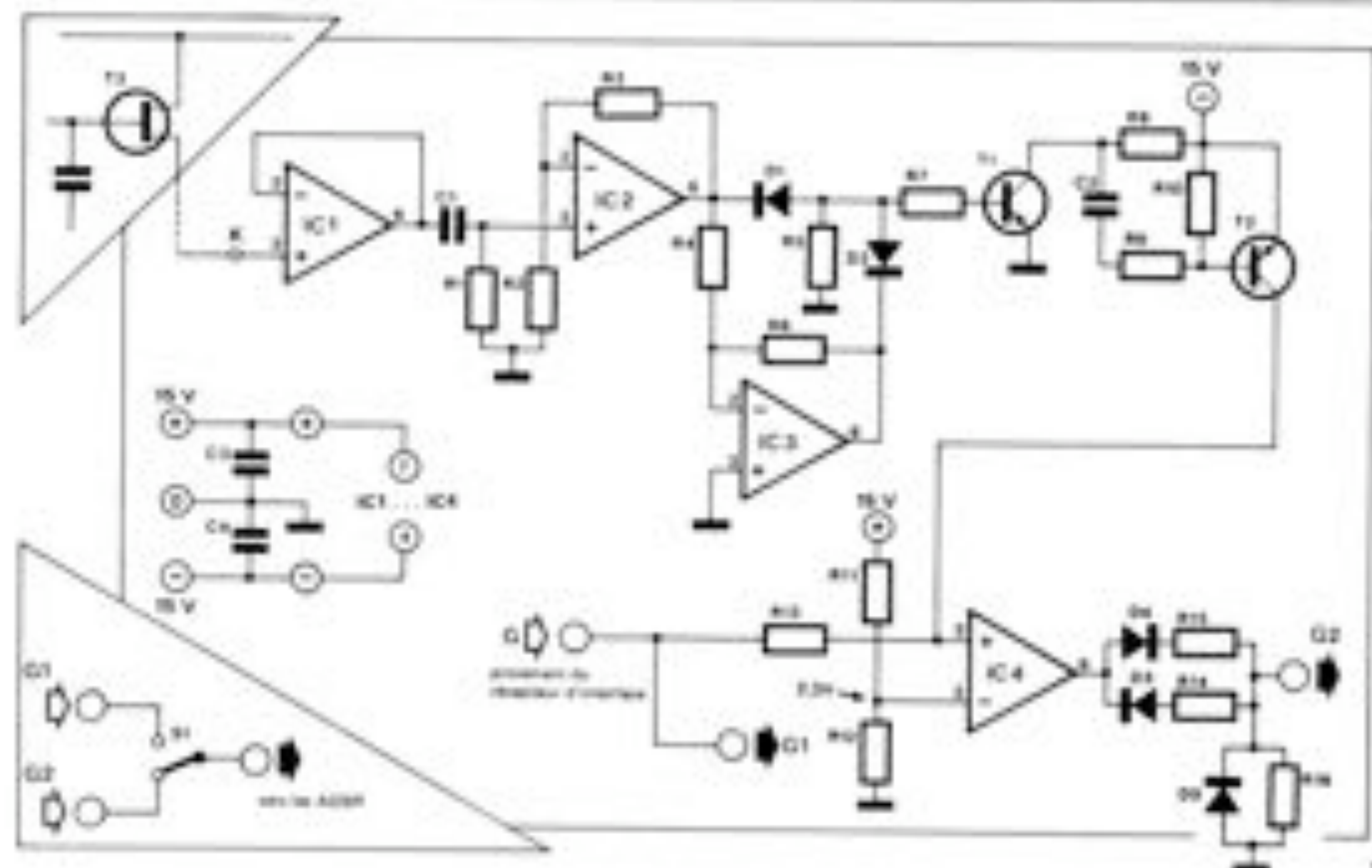
à la ligne ombilicale reliant le clavier au synthétiseur.

La diode D5 et la résistance R16 sont nécessaires si l'on monte le circuit dans le boîtier du synthétiseur. La sortie GATE du récepteur d'interface sera





3



FORMANT 1.13

4

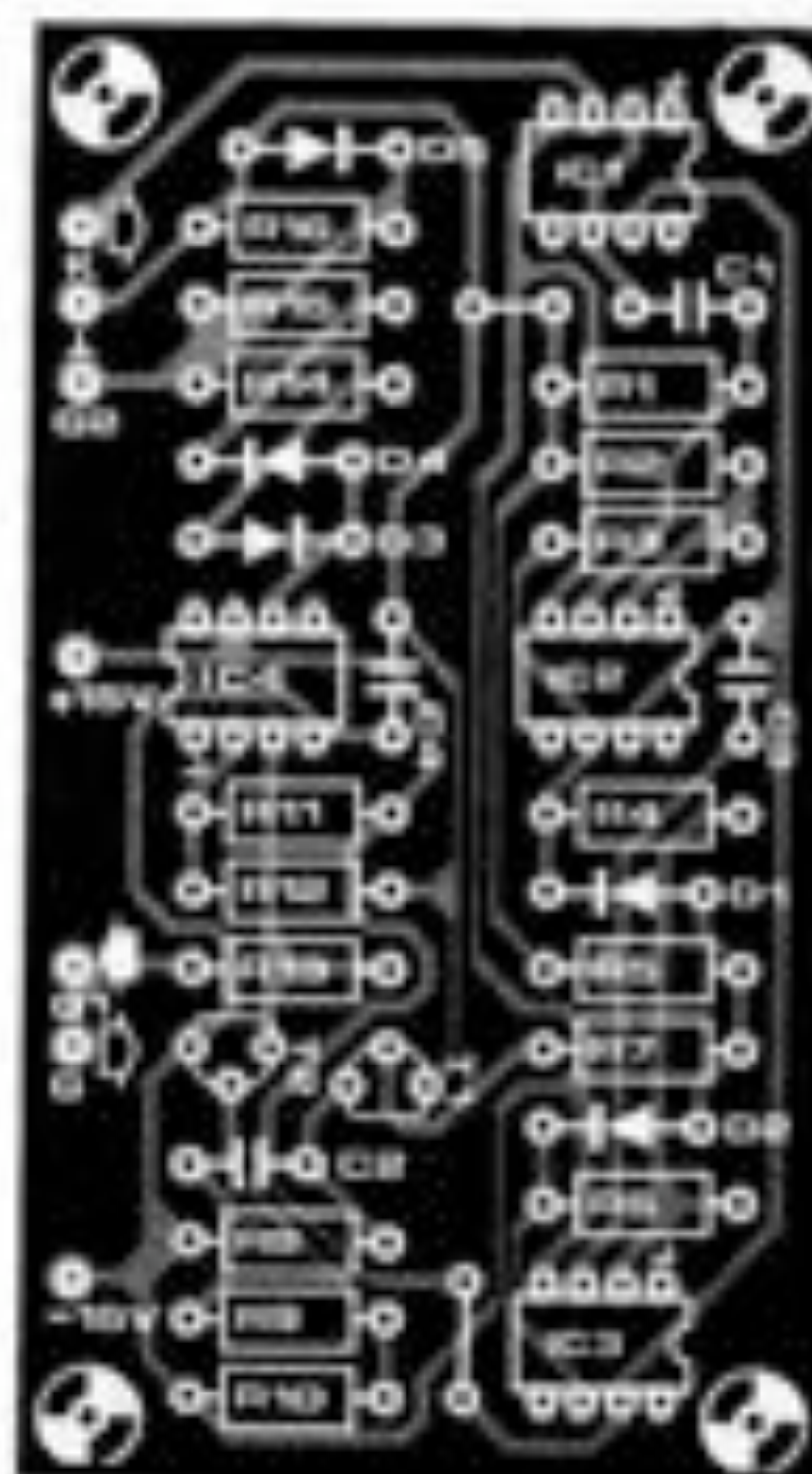
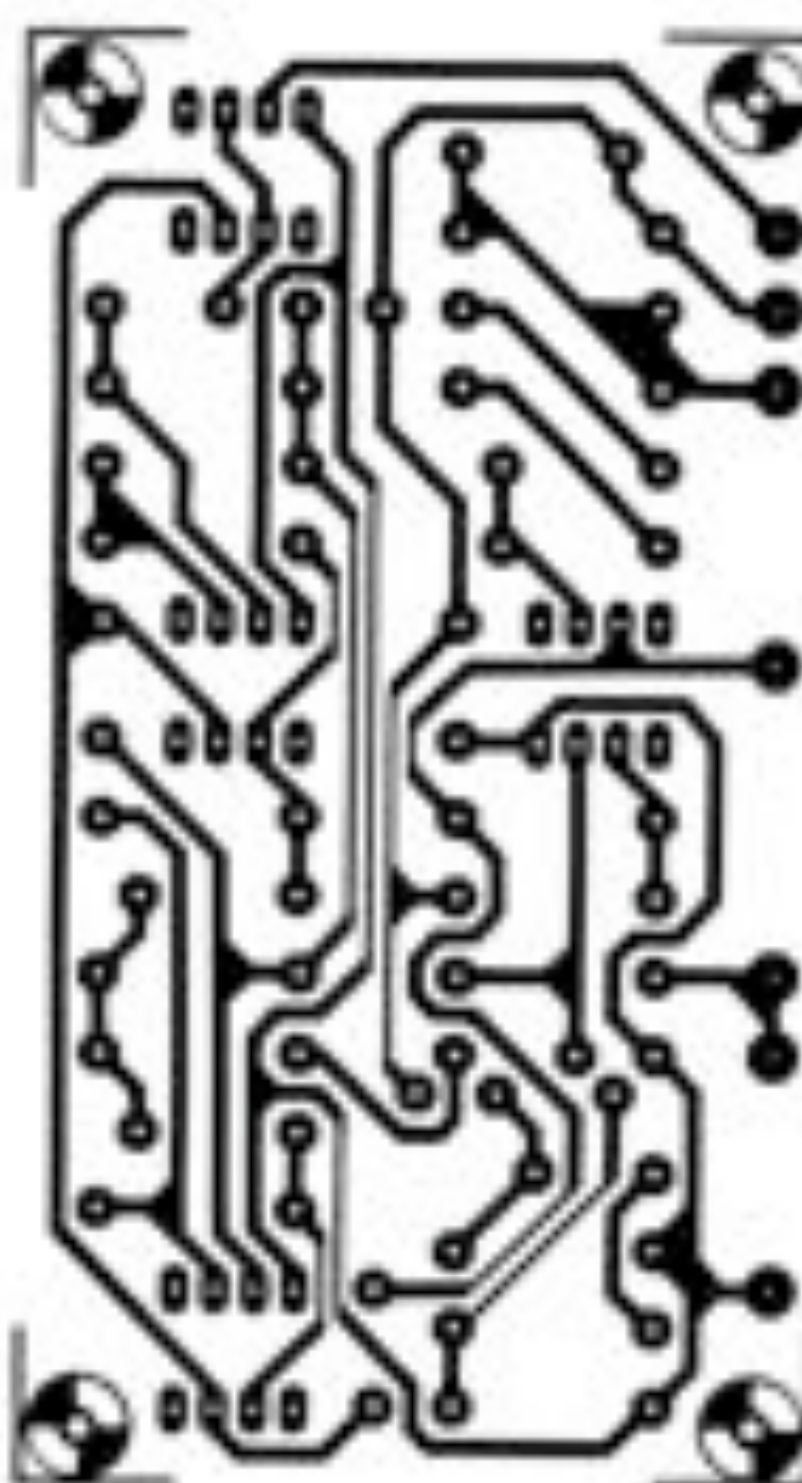


Figure 1. Schéma de principe du circuit de legato. Le signal KOV parvient au suiveur d'impulsion de porte (G1) à travers un amplificateur (A), un inverseur (B) et un générateur d'impulsions (C).

Figure 2. Schéma du "new pitch detector" lorsqu'il doit être monté dans le boîtier du clavier. Le signal provenant de l'interface est appliqué à l'entrée G. Selon la position de l'inverseur S1, on trouve à la sortie soit le signal de porte original (G = G1), soit le nouveau signal de porte dérivé du KOV (G = G2).

Figure 3. Schéma du "new pitch detector" lorsqu'il doit être monté dans le boîtier du synthétiseur. Ce circuit ne se distingue de celui de la figure 2 que par la présence de D5 et R16 qui rendent le nouveau signal de porte compatible avec l'entrée des ADSR.

Figure 4. Circuit imprimé du "new pitch detector" avec une face sérigraphiée pour l'implantation des composants. Selon l'endroit où on le monte, il y a de légères modifications à apporter au circuit.

Figure 5a. Variation de la tension de sortie du circuit de porte original du FORMANT et courbe d'enveloppe correspondante lorsqu'une touche est actionnée alors que la précédente n'est pas relâchée.

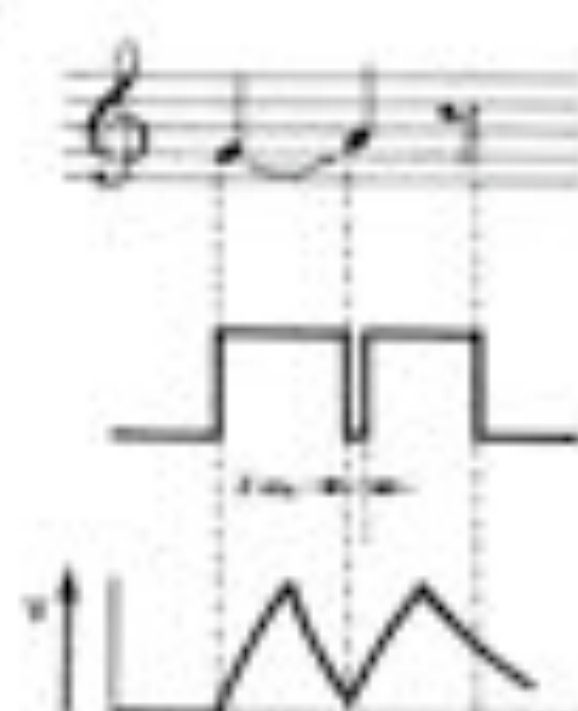
Figure 5b. Variation de tension sur la sortie G2 du nouveau circuit de porte (monté dans le boîtier du clavier) et courbe AD correspondante.

5a



FORMANT 1.13a

b



FORMANT 1.13b



reliée au point G et la sortie KOV au point K. Nous insistons sur le fait qu'il est préférable de disposer d'un interrupteur de portamento, comme il a été décrit au début de ce chapitre. Pour procéder aux essais, il faut que le circuit soit entièrement monté et câblé avec l'interface ou le récepteur d'interface. Lorsqu'une touche est enfoncée, la tension à la sortie G2 doit être de  $+12\text{ V} \dots 14\text{ V}$  (lorsque le circuit est monté dans le boîtier du clavier et connecté comme nous l'avons décrit ci-dessus, cette tension devra être de

$+5\text{ V}$ ); lorsque la touche est relâchée, la tension doit passer à  $-12\text{ V} \dots 14\text{ V}$  (ou  $0\text{ V}$  si le circuit est monté dans le boîtier du clavier). Le fonctionnement parfait du générateur d'impulsions ne pourra être vérifié correctement qu'avec un oscilloscope (l'inertie d'un multimètre est trop importante). Une description écrite ne suffit pas à démontrer l'intérêt, voire le caractère indispensable, d'un tel circuit. Les premiers essais au clavier devraient par contre se révéler éloquent.

## Clavier à circuit numérique

En anglais, "digit" signifie chiffre; bien souvent on utilise ce mot en français, tel quel, sans traduction scrupuleuse; ce qui prête à confusion, puisque ce qui est "digital" en anglais est en fait "numérique" en français. Un clavier "digital" ne serait donc pas un clavier pour les doigts (bien que ce ne soit pas tout à fait faux en l'occurrence! Que dire d'un pédalier digital?), mais un clavier dont le circuit est réalisé à partir de techniques numériques.

L'avantage de la technique numérique sur la technique analogique, en matière de clavier de synthétiseur plus précisément, est la stabilité quasi inébranlable de la tension de sortie KOV. D'autre part, si l'on fait appel à des circuits intégrés TTL-LS, la consommation d'un circuit numérique reste très faible. Et pour finir, un petit détail qui risque de peser lourd dans la balance: un circuit de clavier numérique ne requiert qu'un contact par touche!

La tendance à la "numérisation" a désormais largement entamé son travail de rénovation (pour ne pas dire plus pour l'instant) de l'électronique musicale. Il n'est pas une marque de synthétiseurs qui n'ait dans son dernier catalogue un "truc digital". Et si la technique analogique tient bon pour l'instant, c'est parce que les techniques numériques ne sont pas (encore) aptes à résoudre à moindres frais certains problèmes typiquement analogiques qu'elles rencontrent. Mais c'est là une autre question!

Le clavier est sans doute l'organe du synthétiseur le plus facilement réductible aux techniques numériques. Et c'est ce qui explique le fait qu'un tel circuit soit dès maintenant accessible sans difficulté particulière à l'amateur d'électronique musicale.

Le clavier est aussi le seul organe du synthétiseur qui se réfère sans équivoque au système musical occidental; ne partage-t-il pas ses touches noires et blanches à intervalle de demi-ton avec le piano, l'orgue et l'accordéon? Il est aussi le seul organe qui puisse faire croire (définitivement) que le synthétiseur est un instrument de musique, le seul organe dont on puisse jouer (le reste ne sont que des ... réglages!).

le seul dont on ne puisse pas se passer. C'est lui qui délivre la tension de commande pour les VCO, VCF, VCA, etc. et le signal de porte pour les ADSR. La qualité d'un synthétiseur se mesurerait il n'y a pas encore très longtemps (entre autres) à la stabilité de ses tensions de commande sur un laps de temps assez long. Il suffit d'un douzième de volt pour que l'oreille la moins avertie distingue une fluctuation d'un demi-ton (soit  $83,3\text{ mV}$  lorsque l'on utilise la caractéristique  $1\text{ V/oct}$ ). Une oreille entraînée distingue sans difficulté des variations de l'ordre de  $0,2\%$  de la hauteur d'un son (que l'on songe au pleurage qui affecte certains tourne-disques ou magnétoscopes).

On ose espérer que les synthétiseurs de la dernière génération ne présentent plus ce genre d'inconvénient, même avec les techniques analogiques. Celles-ci consistent le plus souvent en un (ou plusieurs) échantillonneur-bloqueur(s) dont la stabilité peut être sujette à caution selon l'importance des courants de fuite des condensateurs mis en œuvre et le coefficient thermique de l'ensemble des composants.

Le FORMANT n'a pas à avoir honte de son circuit de clavier dont les caractéristiques sont plus qu'honorables. La chute de tension typique peut être ramenée à  $0,15\text{ mV/s}$  sans difficulté, à condition que le choix des composants ait été fait avec tout le soin que nous recommandons. Une dérive d'un demi-ton en l'espace de 9 min. 15 sec., ce n'est pas trop mal! Il est certains grands noms qui rougiraient si on leur demandait d'exhiber leurs chiffres. Trêve d'auto-satisfaction, nous sommes là pour faire mieux... et pour cela, la seule solution consiste à se tourner vers la technique numérique.

### Le circuit

Est-il encore besoin d'insister ... l'avenir est numérique! Il est donc encore temps pour les musiciens de commencer avec les techniques numériques (si ce n'est déjà fait). La description du circuit qui va suivre est donc un pré-texte comme un autre (le séquenceur à 256 notes présenté à la fin de ce livre

en est un autre...) pour aborder ce domaine, rebutant à première vue, mais dont les possibilités apparaissent de plus en plus nombreuses, alliant les performances au faible coût de leur réalisation. Le circuit du clavier numérique se décompose en deux parties différentes: l'une digitale (numérique est le terme exact en français) et l'autre analogique. Au besoin, elles pourront être dissociées l'une de l'autre, pour des applications particulières par exemple. Entre les deux, nous trouvons l'indispensable élément de liaison: le convertisseur numérique/analogique (Digital/Analog Converter en anglais, d'où l'abréviation DAC que nous adopterons pour la suite de cet article).

*La partie numérique.*

Les codeurs de priorité 8 à 3 (74LS148) convertissent l'information "de touche" (touche actionnée = 0; touche au repos = 1) en code BCD inversé. Il faut, pour cela, un codeur pour 8 touches; leurs sorties sont mélangées par l'intermédiaire de portes NAND (74LS10/20/30). A la sortie de ces dernières, nous trouvons une information qui reflète l'état du clavier et que l'on peut utiliser telle quelle pour l'appliquer à un séquenceur ou un microprocesseur.

La mémoire numérique est constituée de trois flip-flops de type D à 2 bits ( $2 \times 74LS75$ ). Le déclenchement retardé des entrées Enable permet de supprimer l'effet de rebond. Le circuit de déclenchement retardé se compose de deux multivibrateurs monostables à entrée trigger de Schmitt (74121). Ce sont les mêmes circuits qui fournissent l'indispensable signal GATE. Le circuit de porte proprement dit ressemble au comparateur déjà mis en œuvre dans le circuit d'interface du FORMANT.

Les figures 1a et 1b montrent comment est construit le circuit de codage pour un clavier de 4 à 5 octaves. Les touches sont dessinées en position de repos. Toute entrée de porte ou de codeur non utilisée devra être forcée au niveau logique haut par une résistance reliée au  $+5\text{ V}$ . Le circuit de déclenchement et de mise en forme de l'impulsion de porte est donné par la figure 1c.

*Convertisseur numérique/analogique.*

C'est sur la figure 2 que l'on trouve le circuit du convertisseur; il a été mis en œuvre un ZN426-E de Ferranti, dont les performances et la simplicité d'utilisation sont inversement proportionnelles au coût du circuit. Du fait qu'il est souhaitable que le convertisseur soit alimenté indépendamment, nous l'avons doté d'un régulateur propre, du type 78L05, qui fera parfaitement l'affaire, attendu la faible consommation du 426. Pour l'alimentation des circuits (LS-) TTL, on pourra se servir de la ligne  $+5\text{ V}$  du FORMANT, ou alors de l'alimentation proposée au chapitre 4.

Le signal de sortie du convertisseur DAC est appliqué à un ampli op qui assure la conversion courant-tension nécessaire. Le tableau 1 résume les caractéristiques



Tableau 1

tension d'alimentation	max. +7 V (+5 V $\pm$ 0,5 V typ.)
tension d'entrée	max. +5,5 V
plage de températures	-55°C ... +125°C
linéarité nominale	$\pm 1/2$ LSB
tension d'offset	typ. 3,0 mV max. 5,0 mV
consommation	5 mA typ. 9 mA max.
tension de référence interne	2,55 V $\pm$ 0,125 V

Tableau 1. Caractéristiques techniques du convertisseur ZN 420E-8 de Ferranti.

Figure 1a. Le circuit est prévu pour un clavier de 48 touches, soit 4 octaves. L'information venant du clavier est mémorisée via l'encodeur de priorité.

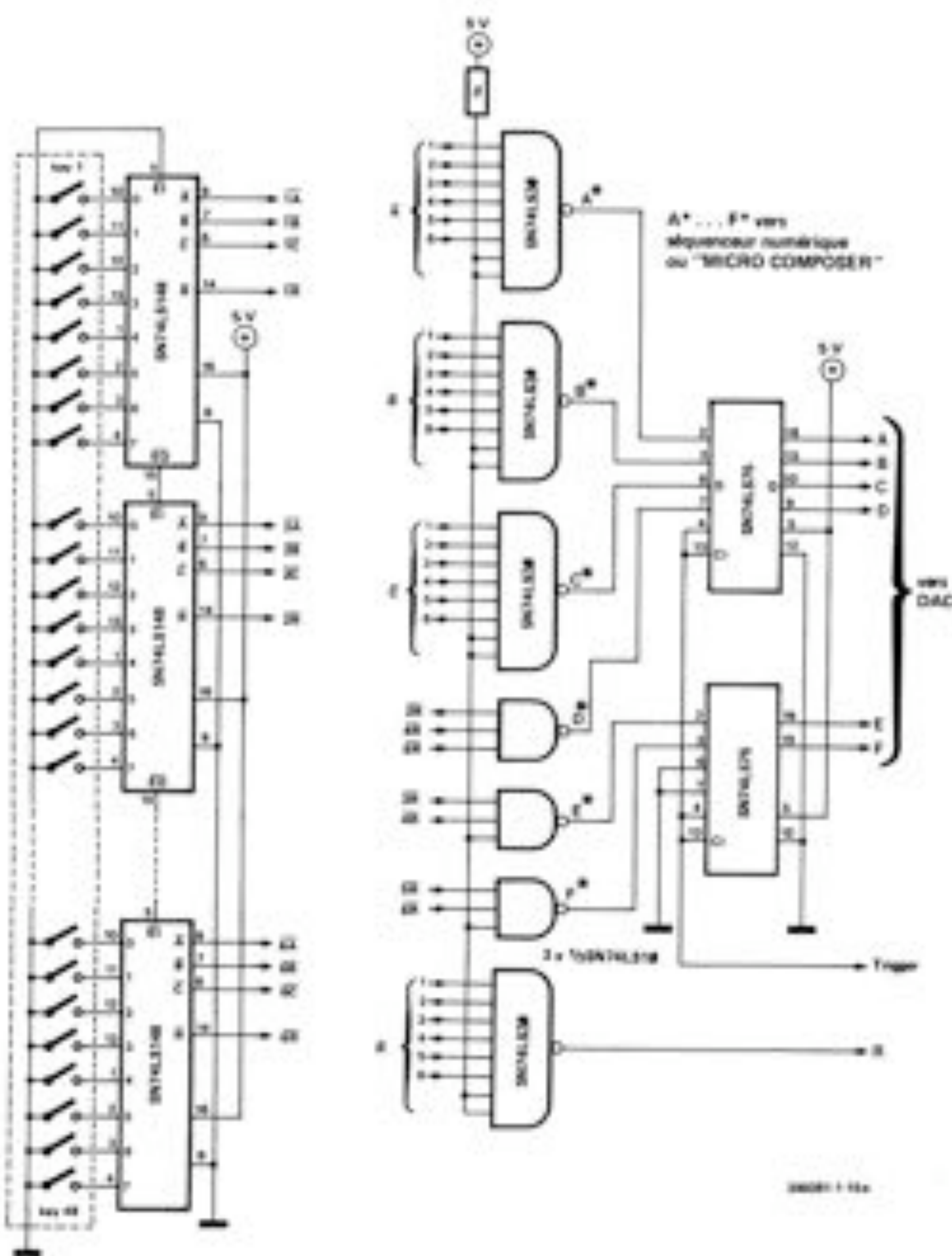
électriques essentielles du DAC.

La partie analogique.

Celle-ci est reproduite par la figure 3. Le signal provenant du DAC est appliqué à un réseau portamento que l'on peut d'ailleurs mettre hors circuit. L'effet est obtenu très simplement par intégration de la tension de commande à l'aide d'un réseau RC. La constante de temps est déterminée par la position du curseur du potentiomètre "portamento". L'interrupteur de portamento a été décrit ailleurs dans ce même chapitre. Nous rappelons ici qu'il suffit de remplacer cet interrupteur par un bouton poussoir à contact fugitif (contact travail) pour obtenir un "portamento"...

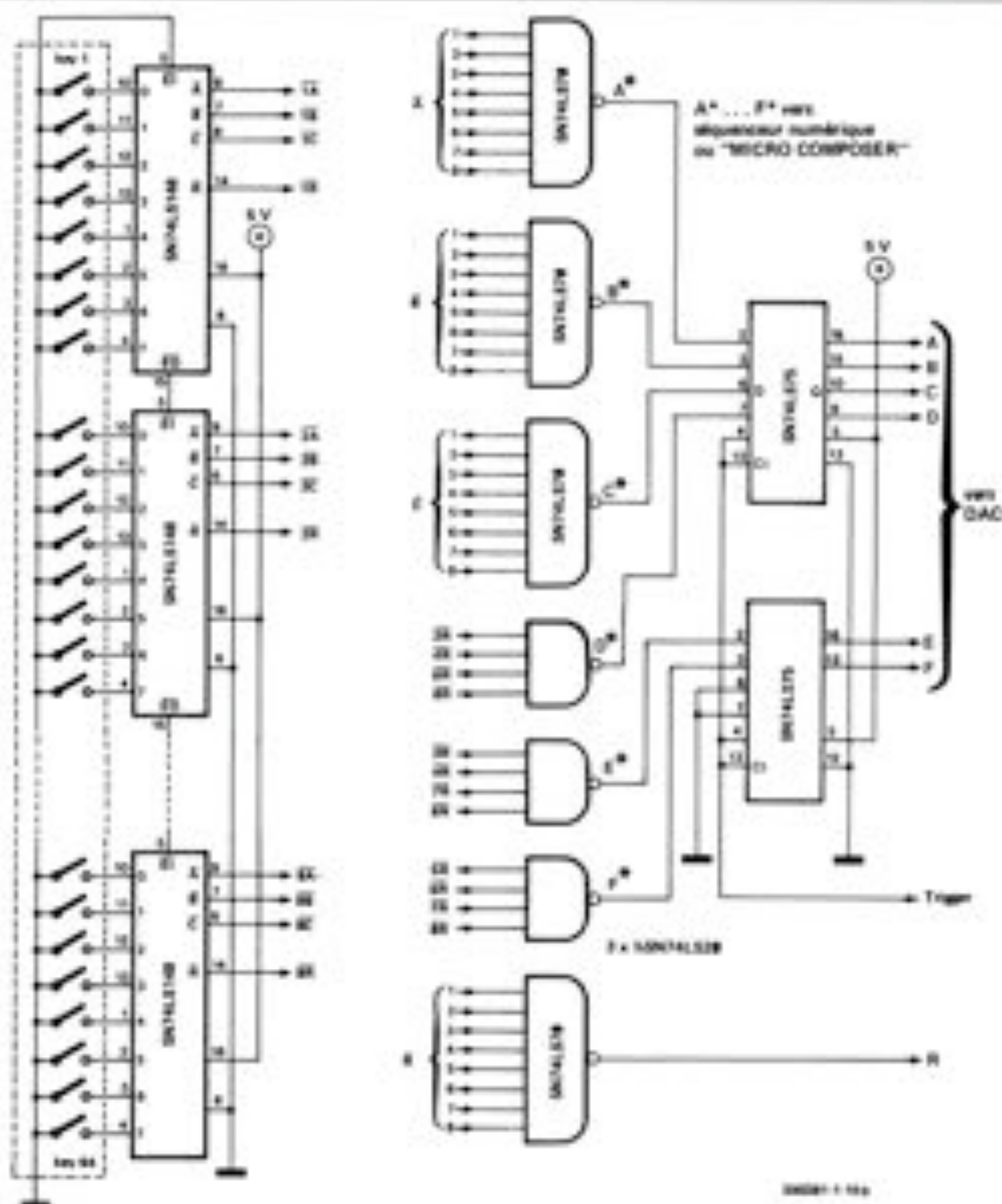
Les transistors FET montés en drain commun dont on avait l'habitude de se servir dans le FORMANT sont remplacés ici par un suiveur de tension réalisé à l'aide d'un ampli op J-FET. Progrès oblige! La stabilité en température y gagne autant que la simplicité de la mise

1a





1b



au point et des réglages. La suite ressemble au circuit d'interface du FORMANT. Elle assure les fonctions de l'accord "fin" et "grossier" ainsi que la commande de modulation de la fréquence centrale. Cette dernière pourra être déplacée sur cinq octaves (0-5 V).

L'accord fin se fait sur une plage de  $\pm 1/2$  ton. La modulation de fréquence (FM) provoque un déplacement maximal de la tension de commande de 0,5 V/oct.

### Réalisation

Pour des raisons d'économie, nous recommandons la réalisation de ce circuit sur des circuits imprimés d'essai, en câblage volant. La réalisation est certes plus astreignante, mais le résultat ne diffère en rien quant à la qualité de ce qui serait réalisé sur un circuit imprimé standard.

Nous avons déjà indiqué qu'il fallait alimenter séparément les parties digitale et analogique.

Les codeurs devront être montés le plus près possible des contacts de touche

afin d'éviter un câblage excessivement long et compliqué. Les condensateurs de découplage (47 n) seront bienvenus entre les lignes d'alimentation. Nous rappelons également la remarque faite sur les entrées non utilisées qu'il faut forcer au niveau logique haut.

### Ajustage

Les points qui devront faire l'objet d'un réglage précis sont les suivants: caractéristique volt/octave, offset du convertisseur courant/tension et offset de l'additionneur de sortie. On procédera comme indiqué ci-après:

#### a) offset de l'additionneur de sortie (figure 3)

Supprimer la liaison entre les points A des figures 2 et 3; mettre le potentiomètre octaves/coarse hors-circuit (inverseur à la masse) et le curseur des potentiomètres octaves, fine et FM à la masse. Connecter un multimètre universel à la sortie KOV et ajuster le potentiomètre "offset" jusqu'à ce que la tension relevée soit nulle.

#### b) vérifier l'accord global

Mettre le curseur du potentiomètre octaves/coarse en position médiane et mettre le potentiomètre en circuit à l'aide de l'inverseur. Il doit être possible de faire varier la tension KOV entre  $\pm 5$  V.

#### c) vérifier l'accord fin

Remettre le potentiomètre octaves/coarse hors circuit. Le potentiomètre octaves/fine doit permettre de faire varier KOV entre 0 et + 0,15 V.

#### d) réglage de l'offset du convertisseur courant/tension (figure 2)

Mettre les potentiomètres octaves/coarse, octaves/fine et FM à la masse, mettre le portamento hors circuit. Remettre en place la liaison entre les points A des figures 2 et 3. Jouer la note la plus grave sur le clavier et ajuster le potentiomètre d'offset du convertisseur (figure 2) de sorte que la tension KOV relevée soit de 0 V.

#### e) réglage de la caractéristique volt/octave

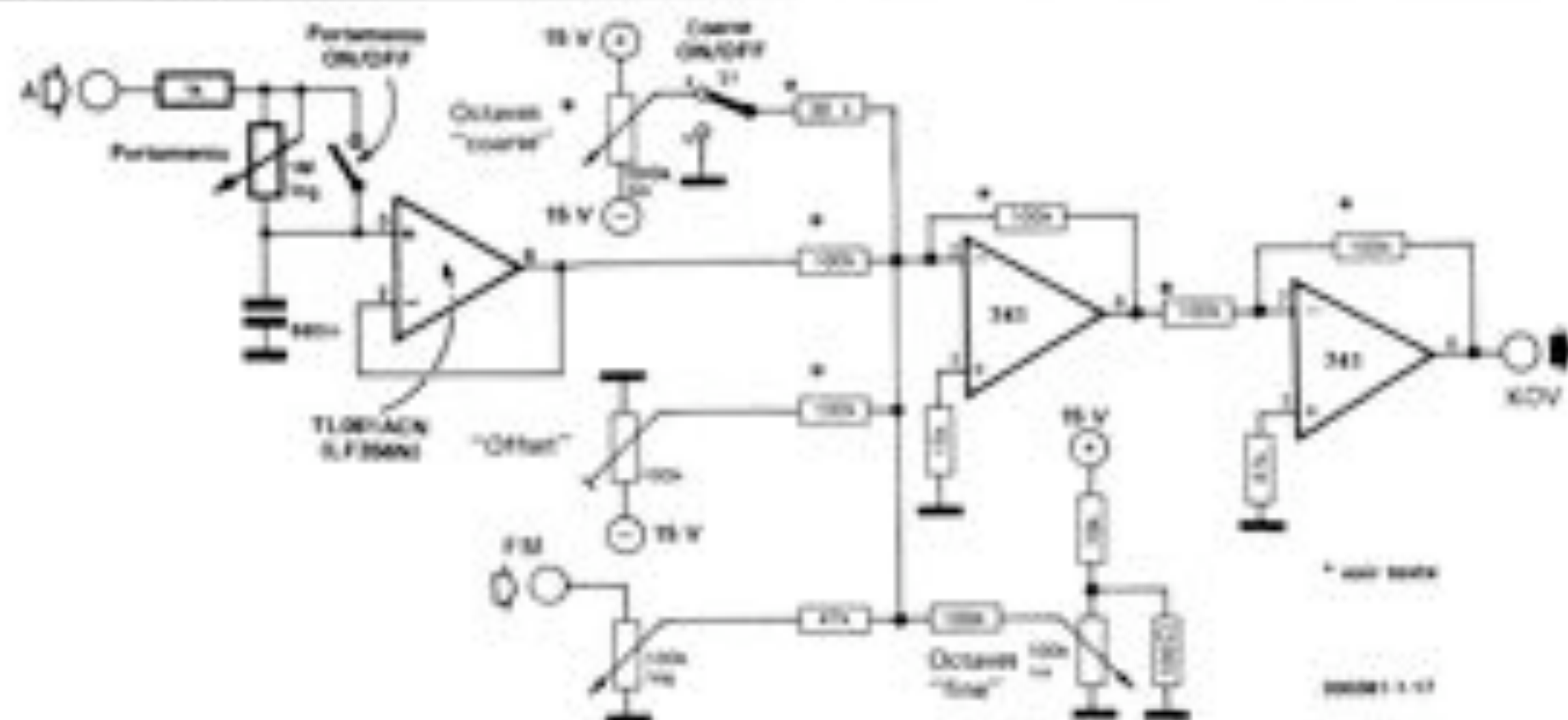
Jouer le "do" le plus aigu sur le clavier et noter la valeur de KOV correspondante. Jouer le "do" de l'octave infé-



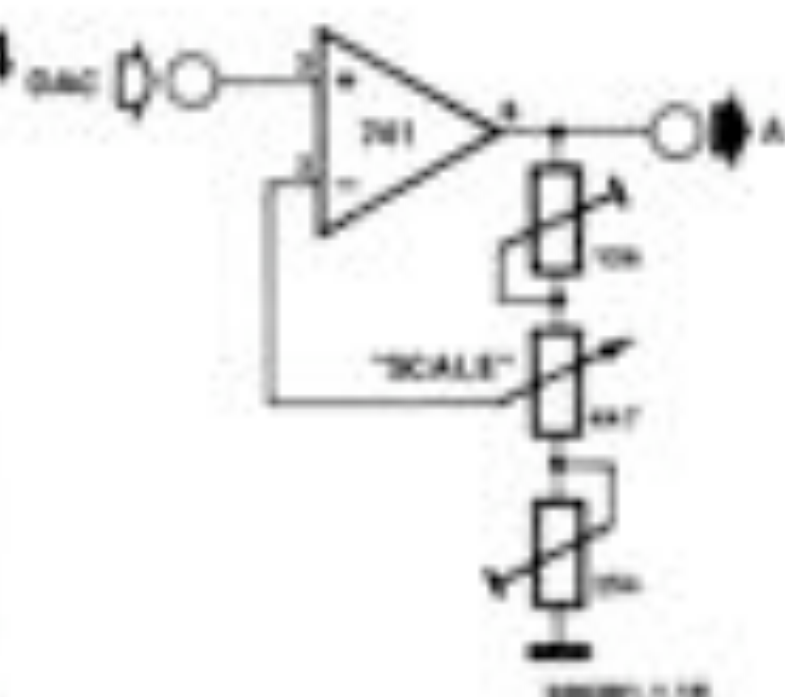




3



4



6

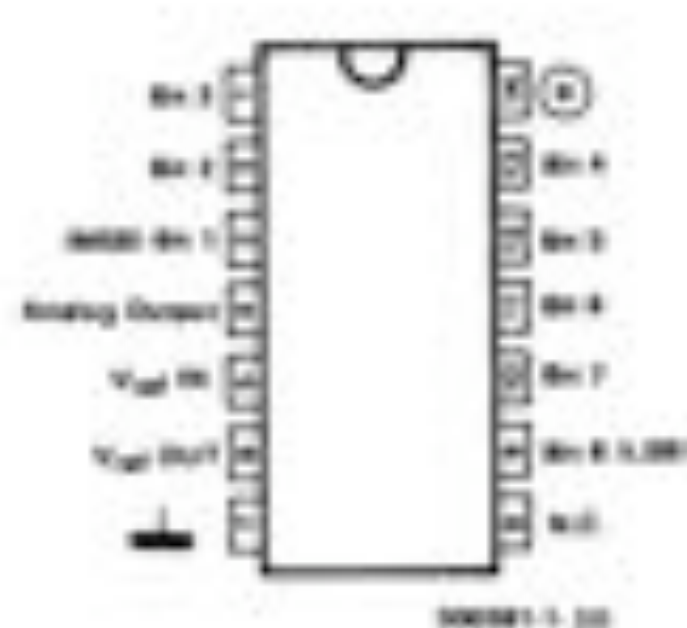


Figure 3. Circuit complet de portamento, avec l'additionneur et l'étage tampon qui lui font suite. Les composants de précision, tels que résistances à 1% ou potentiomètres Cermet sont indispensables partout où c'est indiqué.

Figure 4. Proposition de modification de réglage de la caractéristique d'évolution des fréquences. Le potentiomètre SCALE pourra éventuellement être doté d'une position médiane "encliquetable". Les deux ajustables sont du type Cermet de préférence.

Figure 5. Proposition de face avant pour l'interface avec toutes les extensions proposées dans le chapitre 1. La reproduction a été réduite de 80% par rapport à l'original. On remarquera que ce détail est valable pour la plupart des faces avant proposées dans ce livre.

5

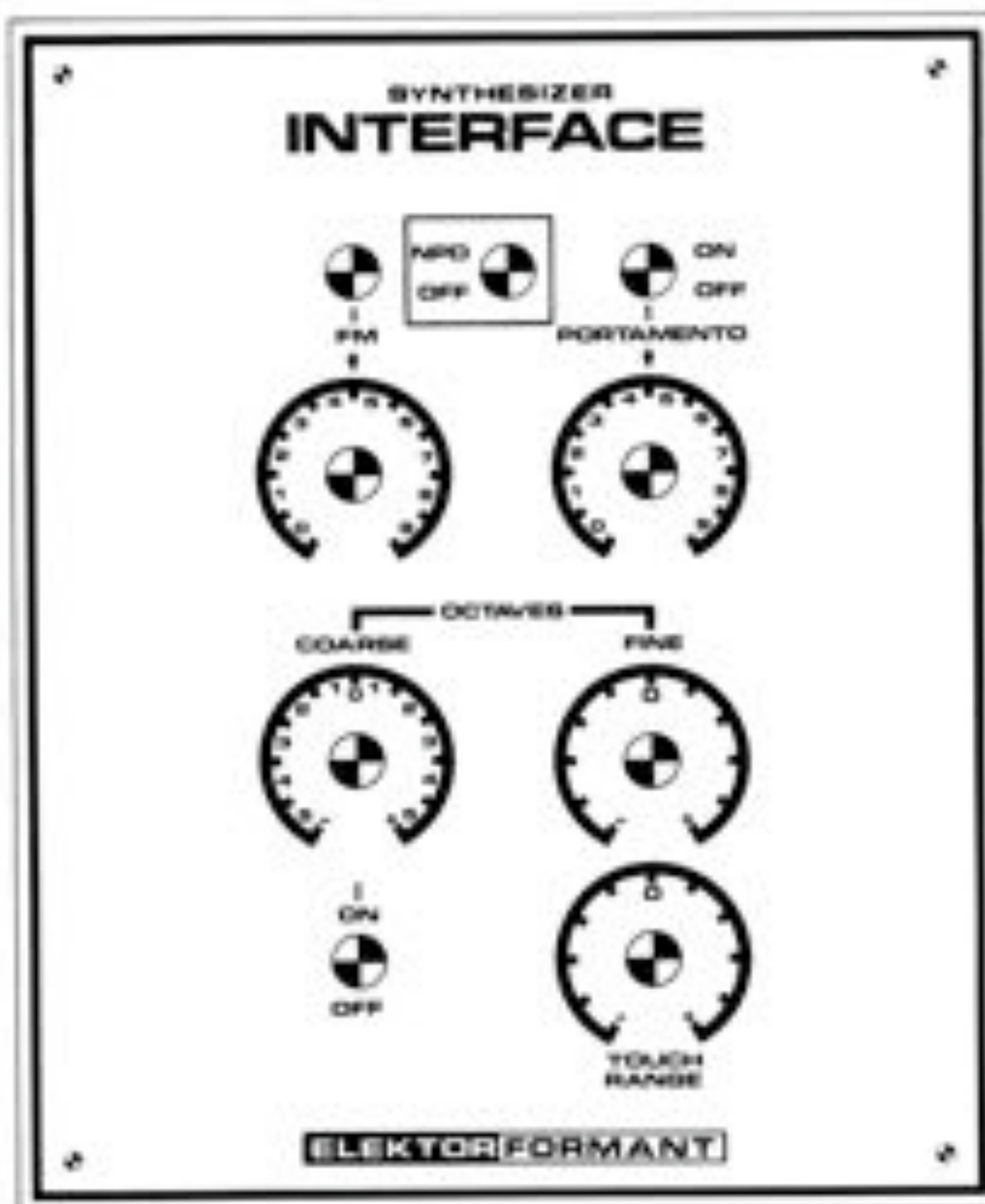
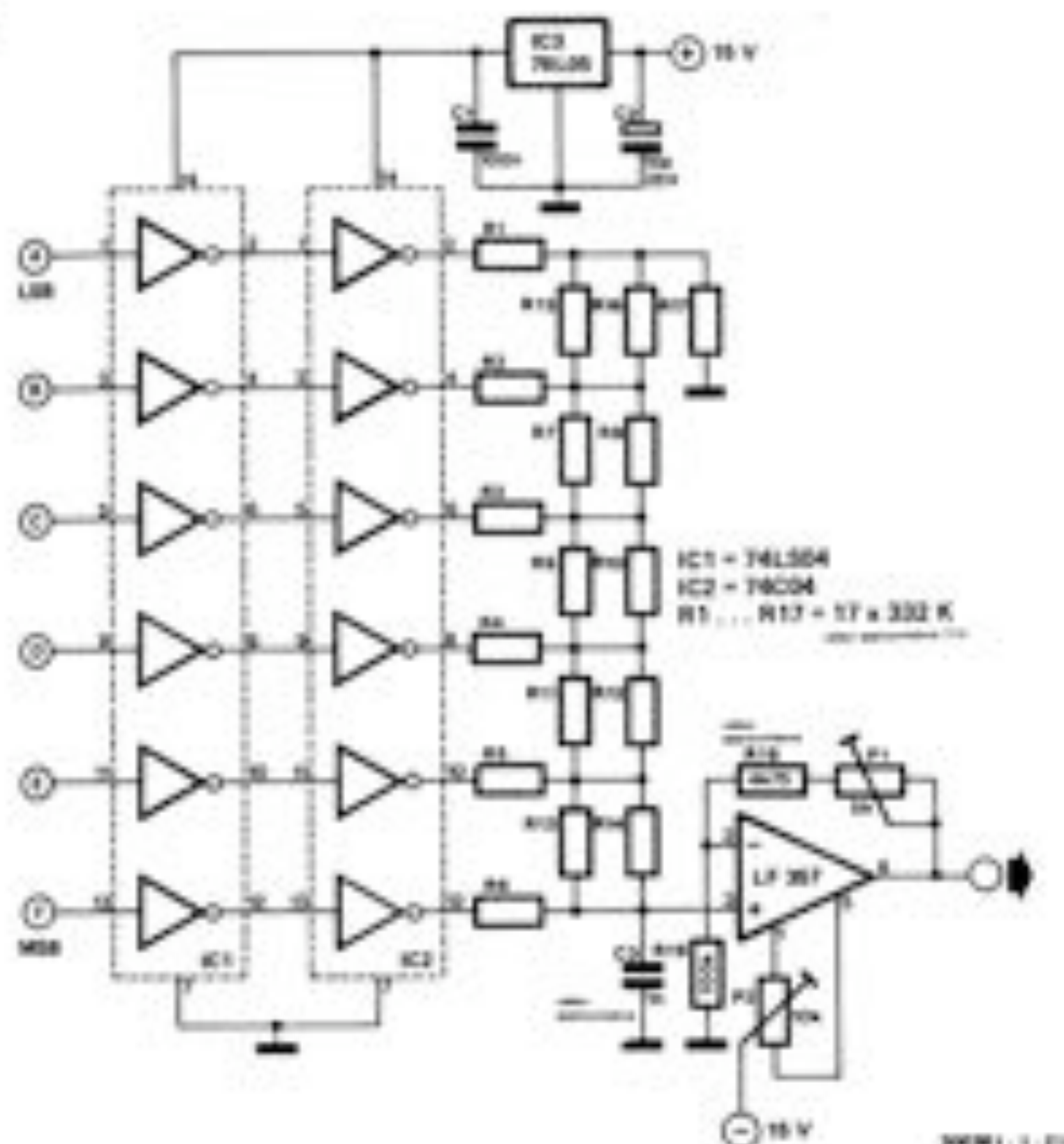


Figure 6. Brochage du convertisseur numérique/analogique intégré ZN 4268-B de Ferranti.

Figure 7. A défaut de pouvoir se procurer le convertisseur intégré de Ferranti, on pourra réaliser ce convertisseur discret pour le circuit de clavier numérique.





S0001 - 1 - 21

tique standard du 1/12 Volt produisant les demi-tons. On trouvera pour finir le brochage détaillé des circuits intégrés dans l'appendice à la fin de ce livre.

#### Face avant

La face avant proposée avec le clavier du FORMANT, destinée à l'interface, pourra être réutilisée ici, avec ou sans le nouvel interrupteur pour le portamento. On pourra aussi s'inspirer de la figure 5 pour en réaliser une nouvelle, comportant toutes les modifications que nous décrivons au cours du premier chapitre.

#### Remplacer le DAC intégré

D'aucuns éprouveront des difficultés à se procurer le circuit intégré ZN 426-E, bien que celui-ci soit désormais largement répandu. Peut-être aussi le trouvera-t-on encore trop cher! Voici donc une solution de rechange, plus compliquée, mais tout aussi performante, tant qu'il s'agit de délivrer un KOV. Le principe du circuit proposé n'a rien de révolutionnaire, bien au contraire. Il s'agit d'une échelle de résistances R-2R associée à des inverseurs du type 7404. Nous rappelons que ceux-ci devront être alimentés à part, comme le DAC intégré, par un régulateur du type 78L05. Les résistances indiquées sur la figure 7 pour l'échelle R-2R sont de 332k. Ceci n'est qu'une valeur indicatrice. Le pourcentage de tolérance est

par contre critique et il faut s'y tenir. Si l'on dispose par contre de résistances de 100k à film métallique (tolérance 1 %), on pourra les utiliser sans préjudice pour le convertisseur numérique/analogique. On améliorera les performances de ce dernier si l'on se donne la peine de choisir, parmi les résistances, celles qui présentent la plus faible tolérance par rapport à la valeur nominale pour laquelle on aura opté.

La valeur du condensateur (1n) à l'entrée de l'ampli-op FET devra éventuellement être réduite en cas de valeurs de résistances plus fortes.

La réalisation et la mise au point de ce convertisseur numérique/analogique discret sont identiques à celles du ZN 426 que nous avons décrites ci-dessus.



# Extensions de modules existants

## Extension du VCF

Les modules présentés dans le cadre du FORMANT n'ont rien à envier à des modules comparables de fabrication industrielle. Pour peu qu'ils aient été réalisés avec soin et selon les instructions données dans le livre, leurs performances sont étonnantes et souvent bien supérieures à celles de certains synthétiseurs du commerce. Mais ils ne sont pas parfaits pour autant et certains inconvénients ne sont apparus qu'à la lumière d'expérimentations musicales approfondies et diversifiées.

Les extensions décrites dans ce chapitre ne remettent donc pas en cause la structure fondamentale des modules, mais y apportent un confort musical qui devrait remporter l'adhésion de tous les utilisateurs invétérés du FORMANT. Ces petites modifications feront pleinement sentir leur efficacité dans la pratique musicale intense, que ce soit sur scène ou en studio.

Les lecteurs-bricoleurs qui auront eu du mal à arriver à bout de cette montage de circuits éprouveront un sentiment de retenue timoré devant de nouvelles interventions dans le ventre de la machine. Nous ne pouvons que les encourager à garder la tête froide devant ce qu'ils pourraient considérer comme une difficulté insurmontable et ils s'apercevront très vite qu'en fait ce

n'est qu'un jeu... et ce jeu là vaut bien la chandelle. Il ne faut pas oublier que la conception modulaire du FORMANT présente justement l'avantage de tolérer des interventions sur l'un ou l'autre module sans que pour autant l'ensemble du FORMANT soit inutilisable pendant ce temps-là.

Avant de commencer quoi que ce soit, nous recommandons la lecture de l'appendice de ce livre intitulé "des amplis op à FET pour le FORMANT".

L'énumération des points faibles des VCF du FORMANT sera brève: la plage de réglage du taux d'enveloppe laisse à désirer en mode passe-haut. Les transistors doubles nécessaires au VCF 24 dB ne sont pas faciles à trouver et le remplacement par deux transistors discrets plus ou moins bien appariés et couplés thermiquement (avec plus ou moins de bonheur) n'est pas la solution idéale. Les OTA ont tendance à faire bien du bruit lorsque le niveau du signal est faible; quand il est particulièrement élevé, ils ont par contre tendance à le distordre. Une indication optique serait la bienvenue sur l'entrée du signal. Il suffit d'un circuit à monter en "impériale" ou en "sandwich" sur le circuit du VCF pour résoudre tous ces problèmes. Ce circuit comportera donc trois sections:

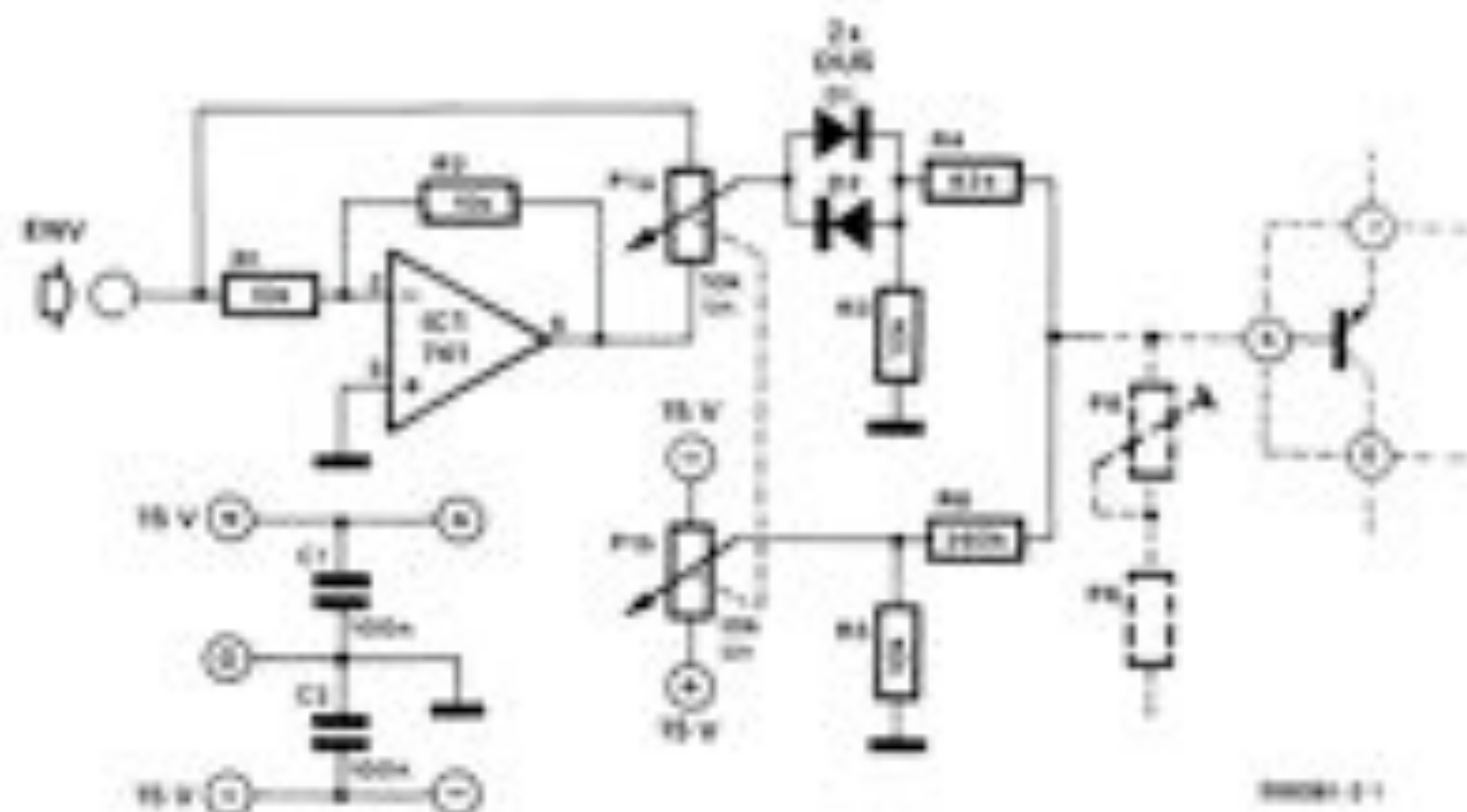
- l'extension de la plage de réglage du taux d'enveloppe;
- un support DIL pour l'implantation du CA 3084 sur le VCF 24 dB;
- une indication de surcharge à LED. Les liaisons avec le circuit imprimé du VCF ne seront heureusement pas nombreuses.

### Extension du taux d'enveloppe

Il est peu propice qu'en mode passe-haut la fréquence de coupure soit déplacée vers le haut à tel point que très vite la totalité du signal soit coupée. Il ne reste donc qu'à déplacer la fréquence de coupure vers le bas du spectre. Ainsi en mode passe-haut, qui élimine les fréquences en commençant par le bas du spectre harmonique, la fréquence de coupure ne pourra plus s'élever jusqu'à éliminer la totalité du signal.

La figure 1 montre comment le potentiomètre déterminant le taux d'enveloppe a été modifié. IC1 inverse le signal provenant du générateur d'enveloppe; tandis que selon la position de P1, c'est soit le signal inversé, soit le signal non inversé qui parvient à l'entrée de l'exponentiateur. Pour faciliter la recherche du point "mort" (lorsqu'il ne doit pas y avoir d'enveloppe à l'entrée de l'exponentiateur du VCF) qui se trouve désormais dans la partie médiane de la plage de réglage, deux diodes sont montées anti-parallèlement, constituant ainsi une plage "morte".

1



Liste des composants de la figure 1

Résistances  
(sauf de carbone, 5 %):  
R1, R2, R3, R5 = 10 k  
R4 = 82 k  
R6 = 200 k

Potentiomètre:  
P1 = 10 k lin. réglée

Condensateurs:  
C1, C2 = 100 n

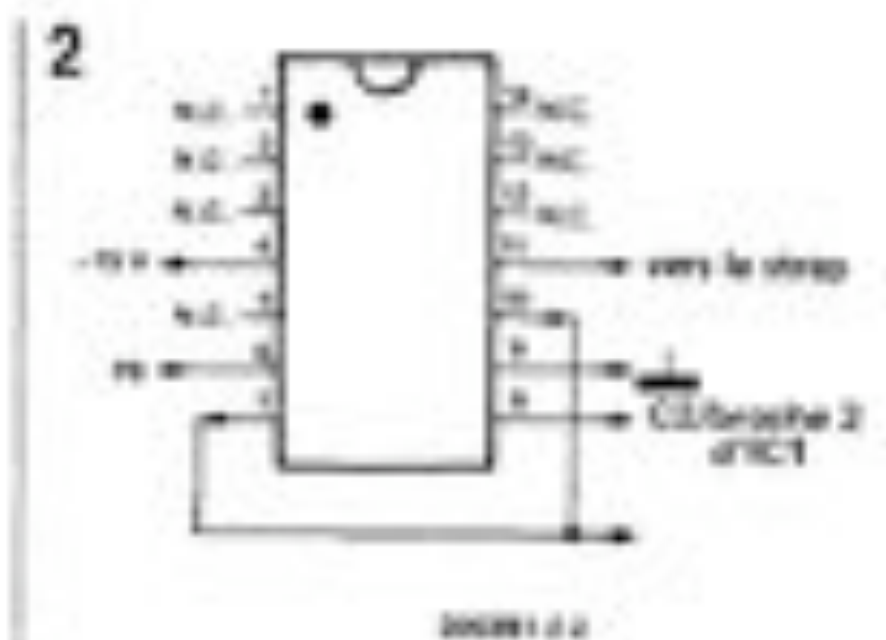
Semiconducteurs:  
IC1 =  $\mu$ A 741C  
(Mini Dip)  
D1, D2 = DUS



## Support DIL pour CA 3084

L'exponentiateur du VCF 24 dB a été réalisé à l'aide d'un transistor double PNP. Il y a assez de place sur le circuit imprimé pour remplacer le transistor double initialement prévu par le "docile et plus performant" CA 3084. Cette modification est motivée par le fait que les transistors doubles ne sont pas faciles à trouver chez les marchands de composants: la solution de remplacement consistant à mettre deux TUP n'apporte pas que des avantages. De surcroît le brochage d'un transistor double n'est pas compatible broche à broche avec celui de deux TUP discrets.

Les figures 2 et 3 montrent comment



relier le CA 3084 avec le circuit imprimé du VCF. Les connexions entre les deux circuits imprimés ne sont pas critiques, à condition que leur longueur n'exécède pas 10 cm.

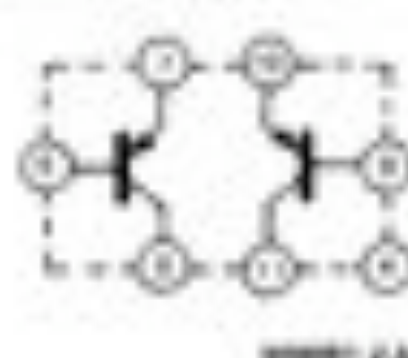
## Indication de surcharge à LED

La solution que nous avons adoptée pour les VCF du FORMANT constitue une intéressante solution de remplacement de la célèbre cascade de MOOG, que certains n'ont pas hésité à copier depuis. Toutefois, la mise en œuvre d'OTA (amplificateurs opérationnels à transconductance) ne va pas sans poser quelques problèmes. D'une part, la transconductance (gm) est affectée d'une importante dispersion (d'où la nécessité d'une sélection rigoureuse) et d'autre part, le rapport entre le bruit et le taux de distorsion n'est pas minime.

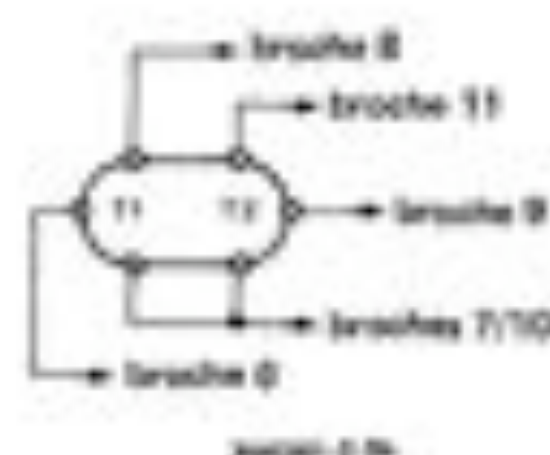
Pour que les VCF du FORMANT soient vraiment satisfaisants, il faut que l'utilisateur s'inquiète en permanence de l'équilibre des réglages du filtre. Il y a lieu d'avoir la main légère plus particulièrement lorsque plusieurs signaux sont appliqués à l'entrée d'un même VCF. L'équilibre entre d'une part un niveau de bruit trop élevé et d'autre part une distorsion gênante n'est pas facile à trouver et encore plus difficile à maintenir. C'est pour cela que nous pensons qu'une indication de surcharge à LED telle que celle de la figure 4 sera la bienvenue.

Les signaux sont découplés à l'aide de condensateurs avant d'être additionnés par IC3. Le seuil de fonctionnement de l'indicateur à LED linéarisé est ajustable à l'aide de P2.

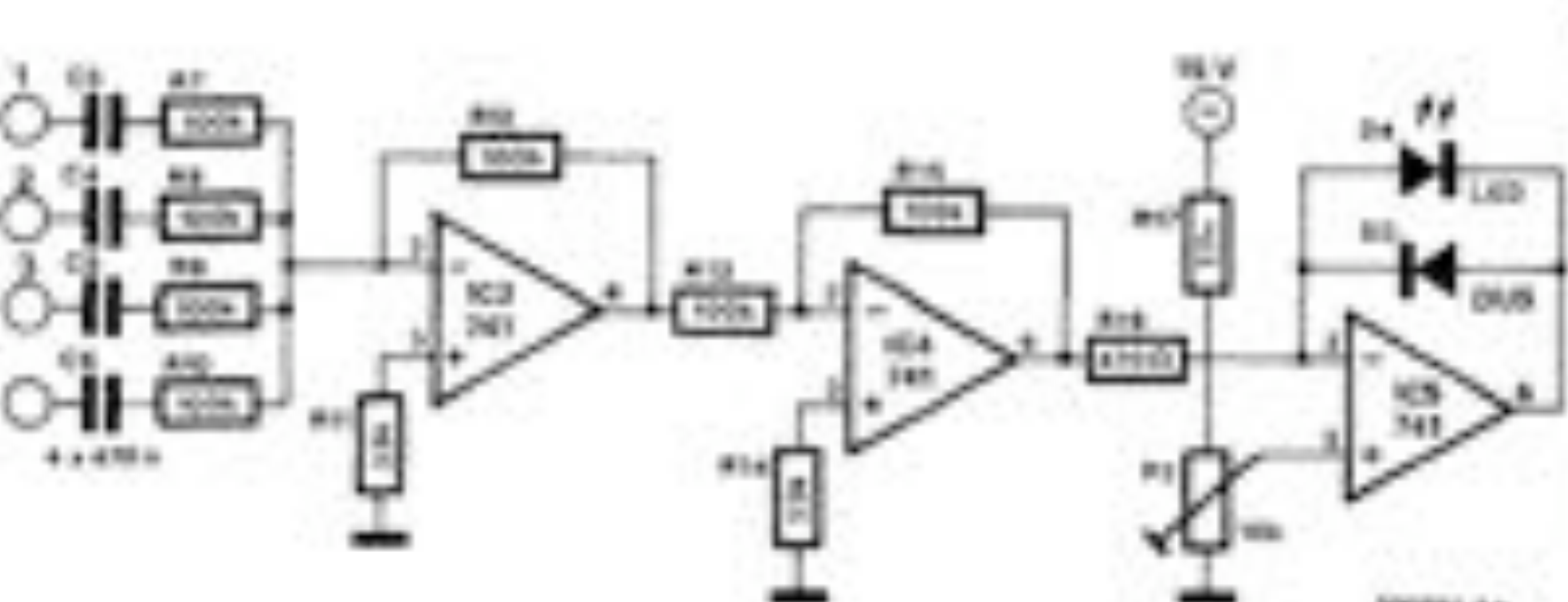
3a



b



4



## Liste des composants de la figure 4

Résistances  
(couche de carbone, 5 %):  
R7 ... R10, R12, R13,  
R15 = 100 k  
R11, R14 = 20 k  
R16 = 470 Ω  
R17 = 22 k

Potentiomètre:  
P2 = 10 k ajustable

Condensateurs:  
C3 ... C6 = 470 n

Semiconducteurs:  
IC3 ... IC5 =  $\mu$ A 741  
D3 = D08  
D4 = LED

Divers:  
supports pour circuits  
intégrés  
2 entretoises

Figure 1. Circuit de réglage du taux d'enveloppe amélioré.

Figure 2. Brochage du CA 3084, avec indication des points correspondants sur le circuit imprimé du VCF 24 dB.

Figure 3a. Schéma et brochage du double transistor intégré CA 3084. La broche 4 du circuit intégré sera reliée au potentiel négatif de l'alimentation.

Figure 3b. Les points de connexion du transistor double initialement prévu sur le circuit imprimé du VCF 24 dB seront reliés aux broches du CA 3084 comme indiqué.

Figure 4. L'indicateur à LED permet de mieux surveiller l'équilibre des réglages du VCF.

## Liste des composants de la figure 3

Semiconducteurs:  
IC2 = CA 3084

## Réalisation et mise au point

La figure 5 propose un circuit imprimé pour l'extension destinée au VCF; il a été conçu de telle sorte qu'il soit possible de ne réaliser qu'une ou deux des extensions prévues ici. Le montage sera relié au circuit imprimé du VCF par des entretoises. Le potentiomètre ENV (P2, voir l'article sur le VCF du FORMANT) devra être remplacé par un potenti-

mètre double. Le câblage est détaillé sur la figure 5. La seule procédure d'ajustage est celle de l'indicateur à LED. On procédera comme suit: si l'on dispose de 3 VCO, on règle le potentiomètre de sortie OUT au maximum et on applique une forme d'onde par VCO à l'entrée du VCF (si l'on ne dispose que d'un seul VCO, on appliquera trois formes d'onde simultanément); ajuster P2 de telle sorte que D4 s'allume faiblement. Rajouter une deuxième forme d'onde par VCO (s'il n'y a qu'un seul VCO, passer à cinq formes d'onde); la LED doit alors s'allumer franchement.

Elle ne doit pas s'allumer lorsque l'on n'applique qu'une seule forme d'onde d'un seul VCO.

## Réglage simplifié des VCF

La procédure de réglage détaillée que nous proposons permet de se passer d'oscilloscope pour le réglage des VCF 12 dB et 24 dB du FORMANT.

### Réglage de l'effet

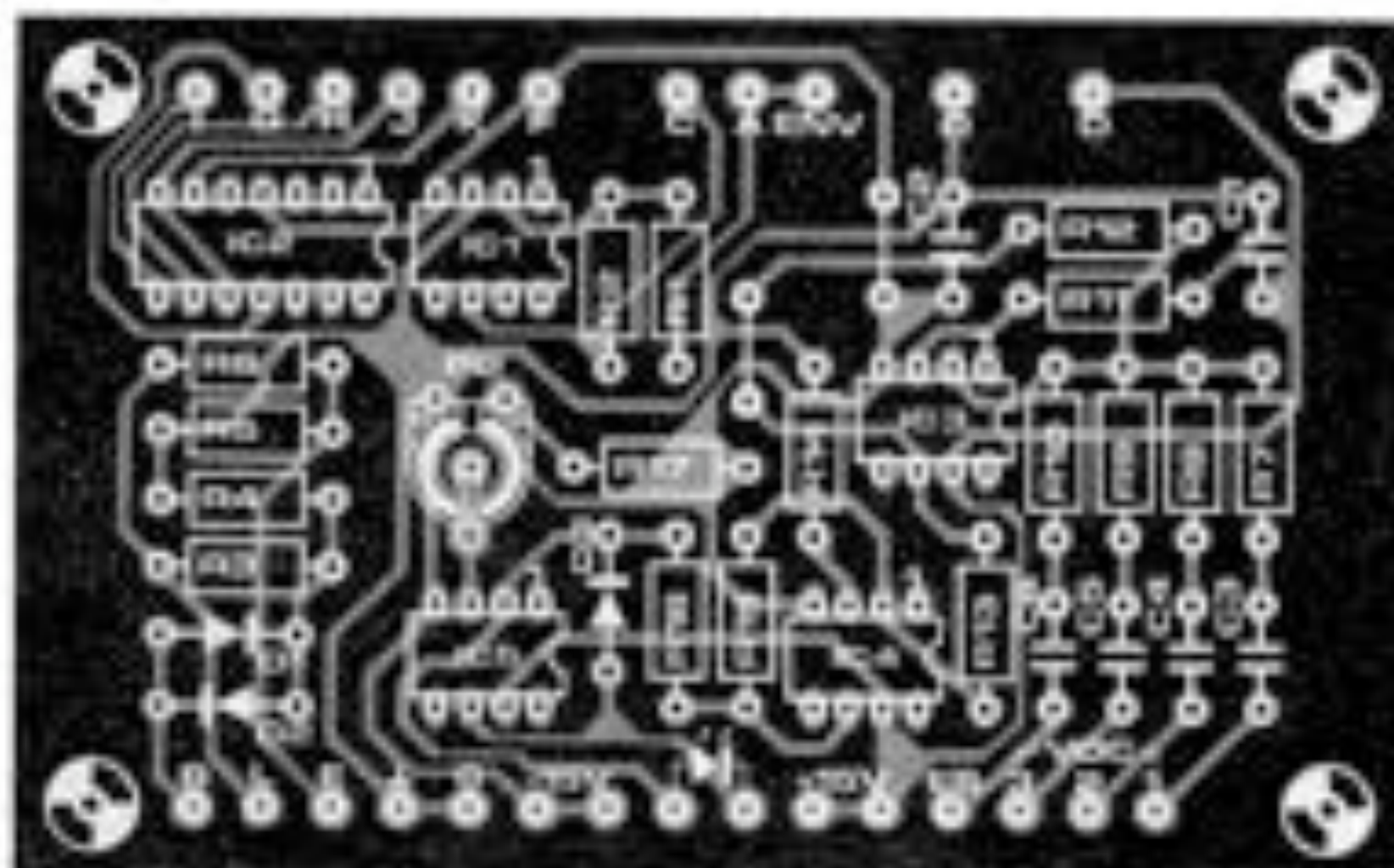
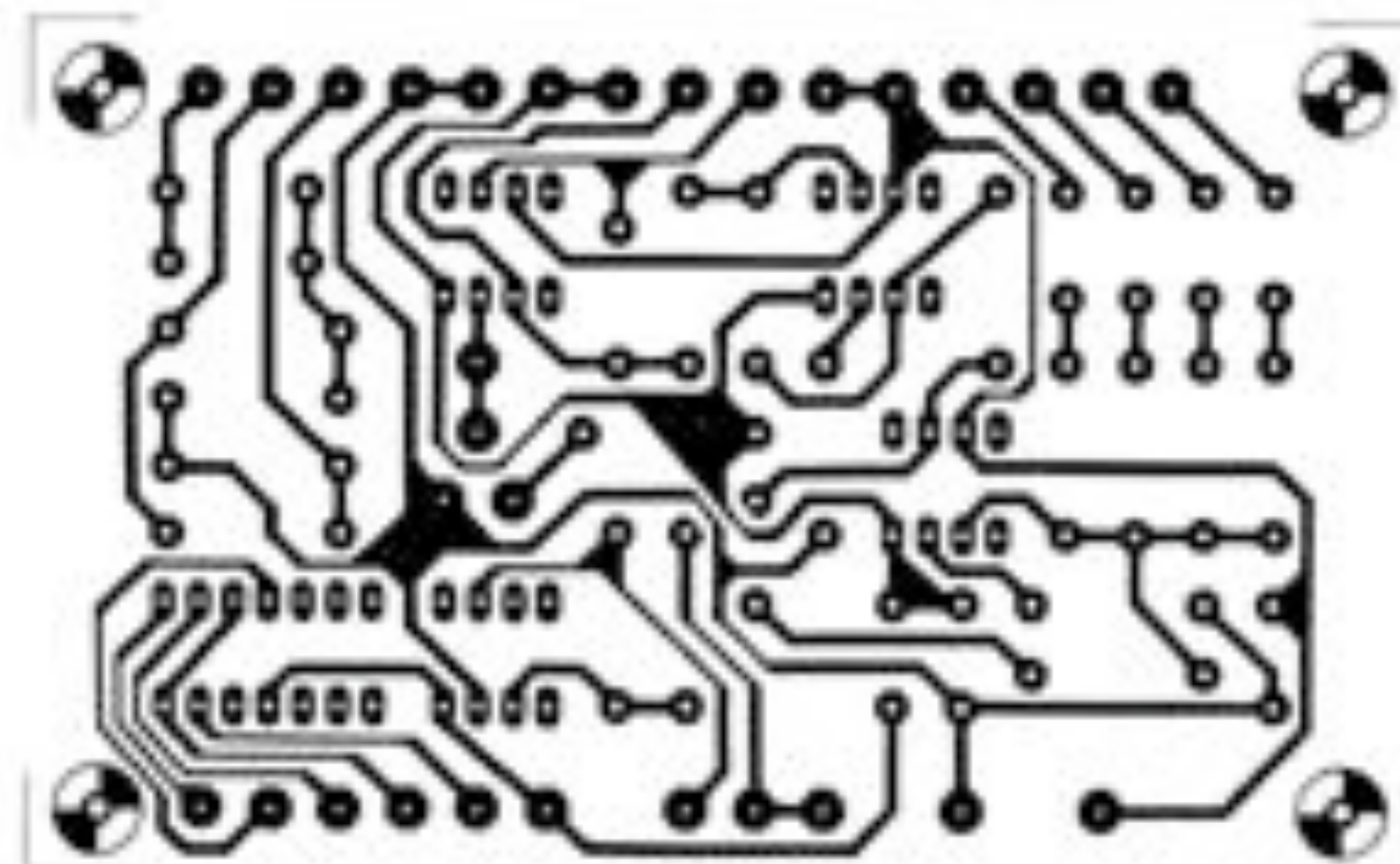
Mettre l'inverseur KOV/ECV en position ECV. Appliquer du bruit blanc à l'entrée ES et ajuster P7 de telle sorte que lors du passage du mode passe-bas (LP) au mode passe-haut (HP), la courbe de filtrage soit symétrique.

### Réglage de la caractéristique V/f

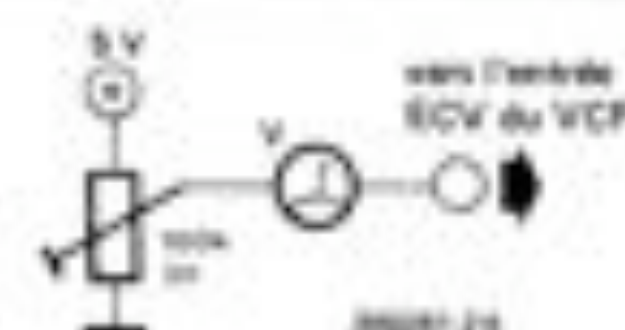
Laisser le commutateur KOV/ECV en position ECV. Appliquer à l'entrée ECV la sortie du circuit auxiliaire de la figure 6. Appliquer à l'entrée ES le signal sinusoïdal d'un VCO ou d'un générateur de fonctions. Mettre le VCF en mode passe-bande (PB) ou passe-bas (LP). Actionner la touche



5



6



la plus grave du clavier. Mettre le potentiomètre du circuit auxiliaire à la masse (voltmètre: 0 V). Mettre le potentiomètre Q en position médiane ou au-delà. Mettre le potentiomètre OCTAVE dans une position où la résonance sera maximale (la LED du VCA correspondant s'allumera). Augmenter la tension à l'entrée ECV à 1,0 V et reprendre la procédure. Lorsque la procédure de réglage est bien faite, ce résultat doit être obtenu quand on actionne d'autres touches. Il est évident que pour un VCF, la précision du réglage de la caractéristique V/oct sera moins grande que pour un VCO.

Figure 5. Circuit imprimé de l'extension du VCF.

Figure 6. Circuit auxiliaire pour la procédure de réglage simplifiée.

## Convertisseur triangle/sinus pour LFO

L'intérêt d'une sinusoïde à très basse fréquence n'est pas des moindres dans le cadre d'un synthétiseur de musique. Il faut pour cela un montage performant que voilà!

Le signal sinusoïdal est obtenu à partir du signal triangulaire des LFO du FORMANT. Un convertisseur très simple a déjà été décrit dans le cadre des VCO du FORMANT; il se contentait de deux diodes pour arrondir les pointes du signal triangulaire.

Le circuit de la figure 1 se propose de faire mieux; en mettant dix diodes en circuit, on peut escompter un résultat sensiblement meilleur — c'est-à-dire nettement plus arrondi.

La qualité de la sinusoïde résultante est toutefois étroitement liée à la similitude des tensions de blocage et directe de chaque couple de diodes. Celles-ci devront donc être soigneusement appariées. Ce qui devrait permettre de ramener le taux de distortion à moins de 1 %. Du fait que l'ensemble du circuit n'est pas lié aux domaines des très basses fréquences, il pourra donc être mis à profit dans d'autres applications.

### Réalisation et mise au point

Le circuit imprimé proposé par la

figure 2 a été dimensionné de sorte qu'il sera possible de le monter sur le circuit imprimé d'un LFO à l'aide d'entretoises de 2 ou 3 cm de long. Il suffit de se référer à la figure 3 pour comprendre comment doit être réalisé cet accouplement des deux circuits imprimés. La sortie triangulaire de l'un des trois LFO devra être reliée à l'entrée du convertisseur triangle/sinus. La sortie pourra à son tour être ramenée sur la face avant, sur le jack de l'ancienne sortie triangulaire dont le signal sinusoïdal est dérivé. Il n'y a donc pas à proprement parler de modifications à apporter à la face avant.

### Liste des composants

#### Résistances (5 %)

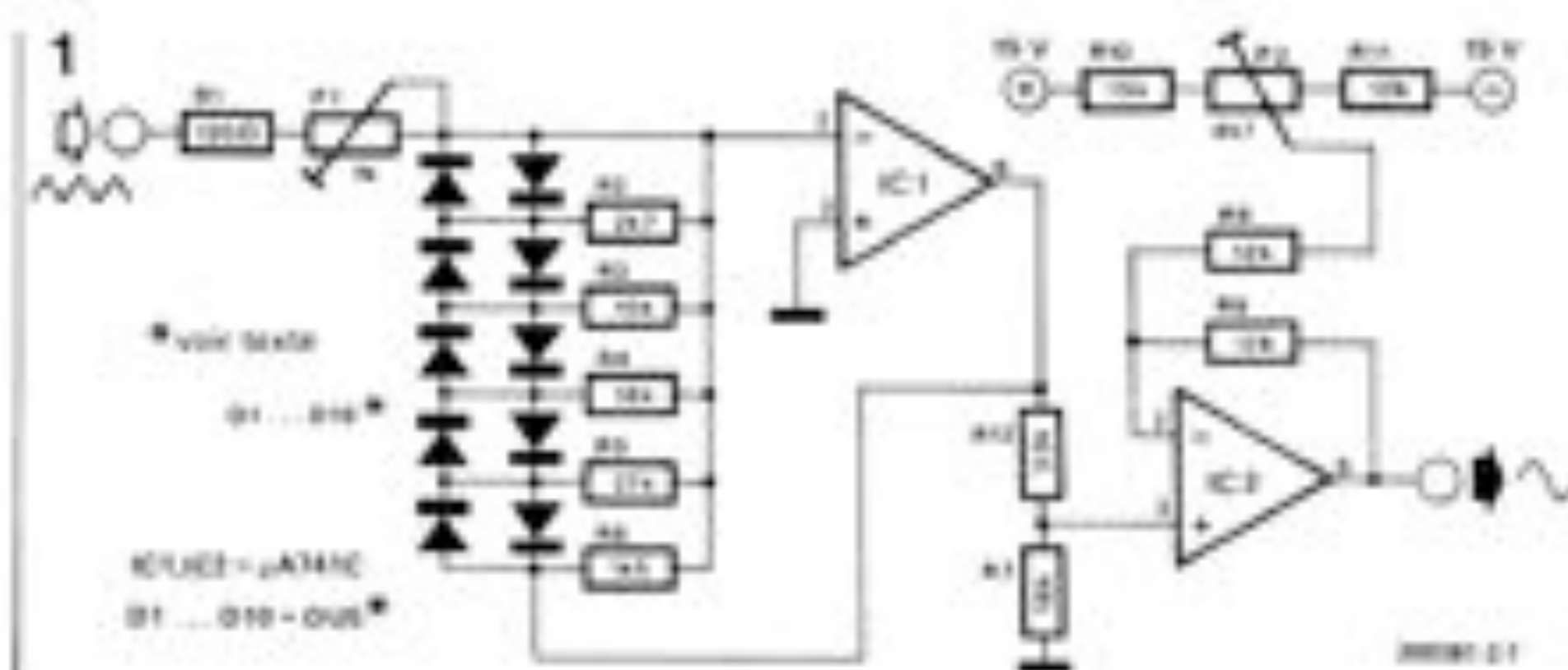
R1 = 120 Ω  
R2 = 2k7  
R3, R11 = 10 k  
R4, R7 = 18 k  
R5 = 27 k  
R6 = 1k5  
R8, R9 = 12 k  
R10 = 15 k  
R12 = 33 k

#### Potentiomètres

P1 = 1 k ajustable  
P2 = 4k7 ajustable

#### Semiconducteurs

IC1, IC2 =  $\mu$ A 741C (Mini-Dip)  
D1...D10 = Diodes  
sélectionnées par ex.  
1N4148





Pour commencer la procédure de réglage, il faut disposer d'un LFO complet et mettre les ajustables P1 et P2 du convertisseur en position médiane. Pour un ajustage précis, il faut disposer d'un oscilloscope (voir figure 4). L'amplitude du signal de sortie pourra être corrigée à l'aide de P2.

### Applications

Le signal sinusoïdal à très basse fréquence est particulièrement intéressant pour l'obtention d'effets de vibrato et de trémolo (modulation de fréquence — FM — ou modulation d'amplitude — AM). D'autres effets plus

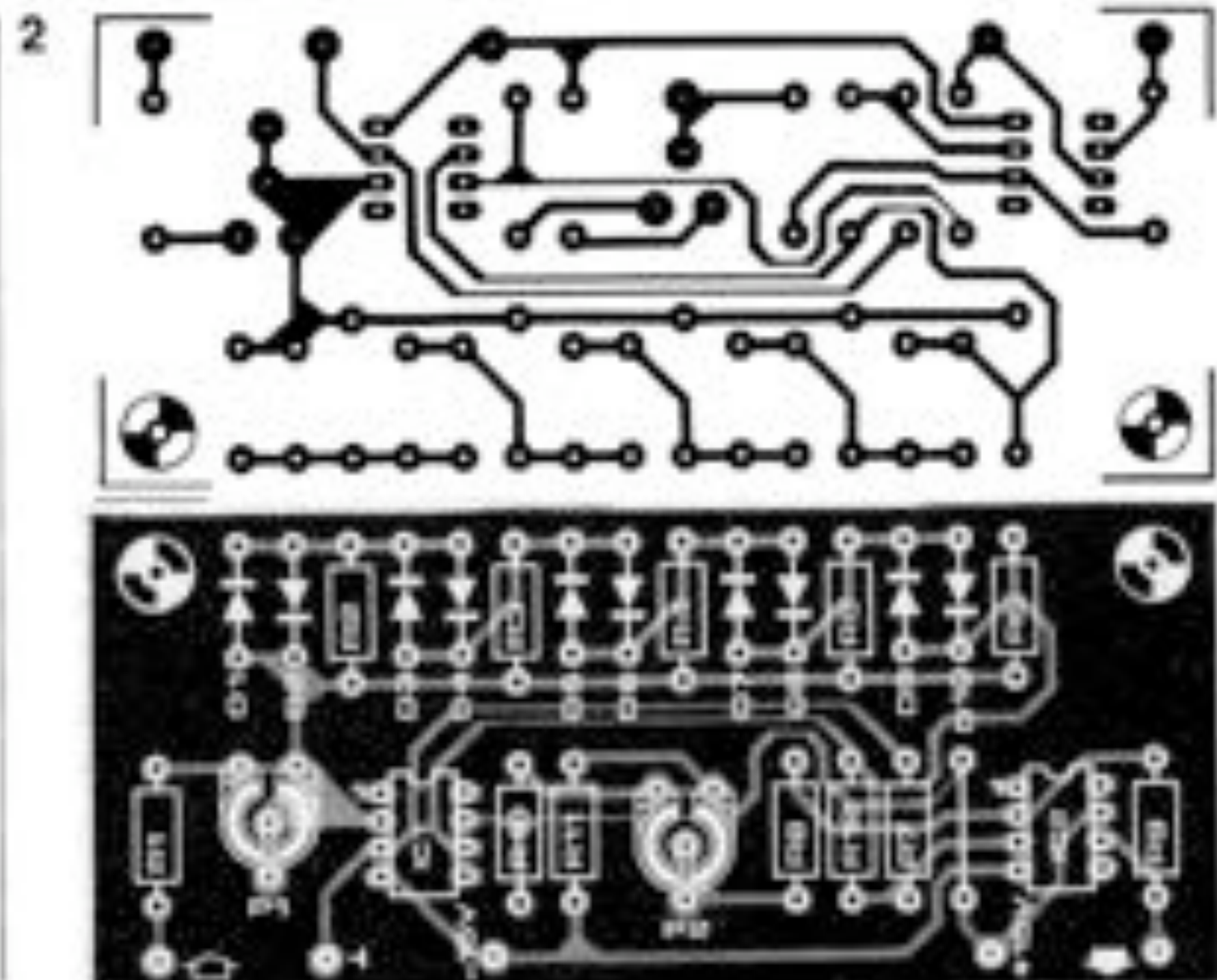


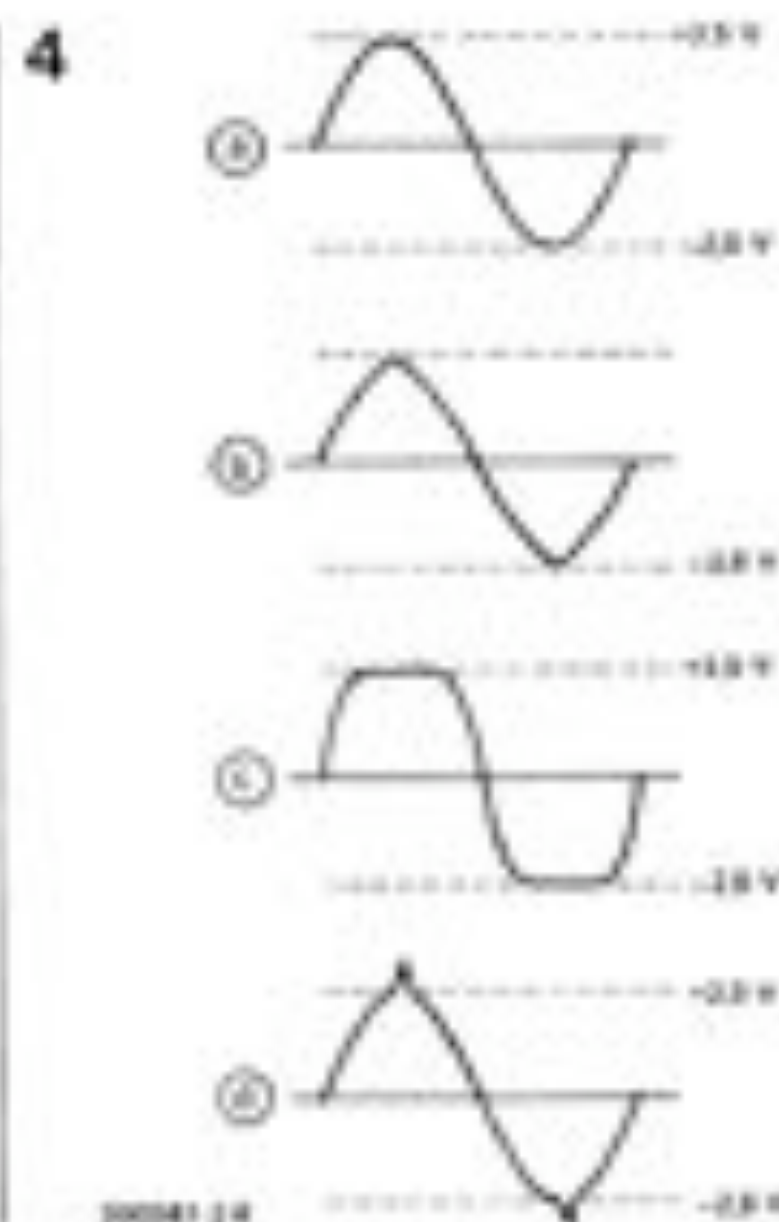
Figure 1. Schéma du convertisseur triangle/vagues pour le LFO du FORMANT.

Figure 2. Circuit imprimé du convertisseur de la figure 1.

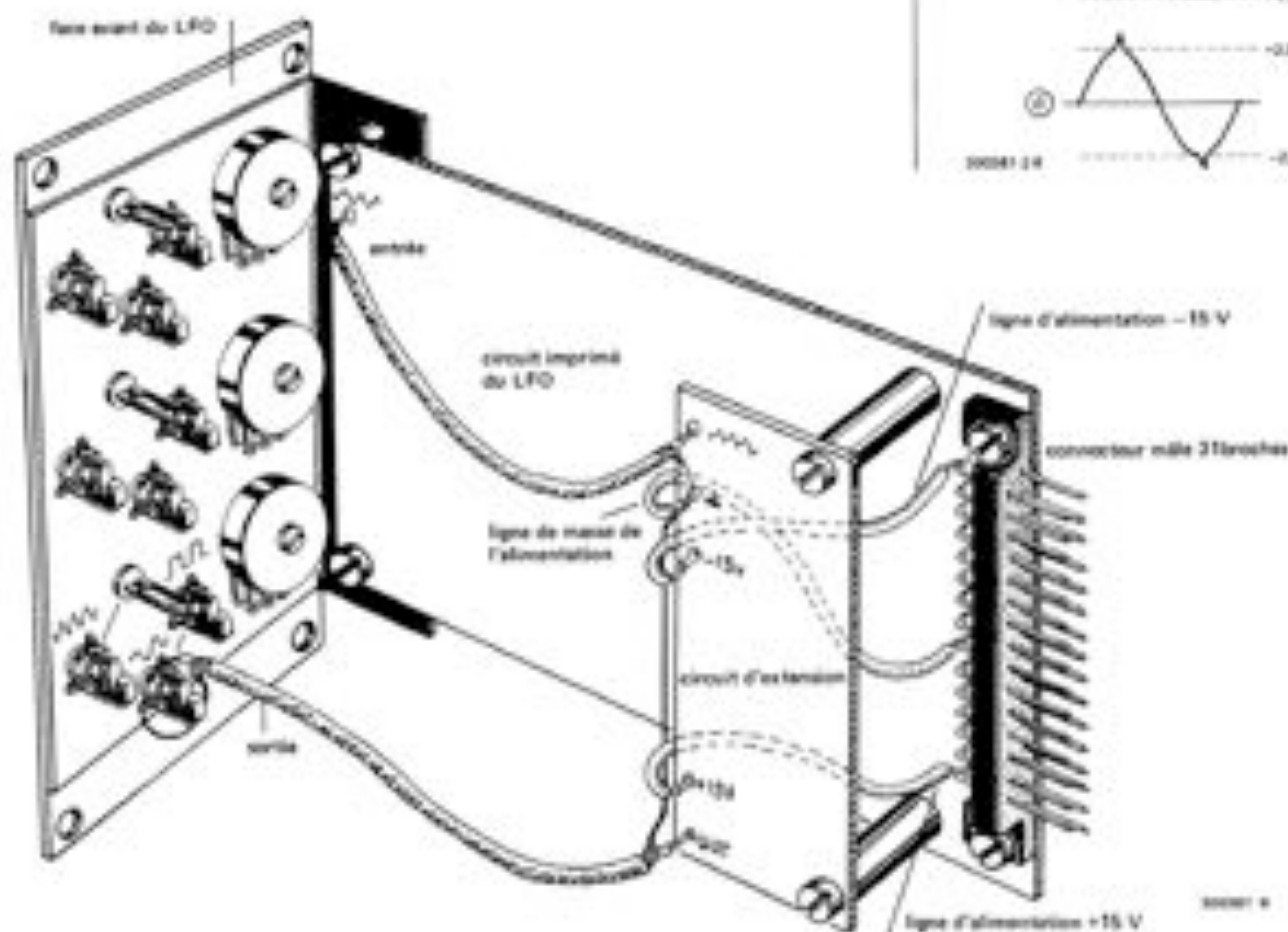
Figure 3. Suggestion pour le montage de la platine du convertisseur sur le circuit du LFO existant.

Figure 4. Les courbes représentées sur cette figure doivent servir de référence pour la mise au point du convertisseur: a) le réglage est bon, la sinusoïde est parfaite; b) le signal appliqué au convertisseur est trop faible; c) le signal appliqué au convertisseur est trop puissant; d) les diodes sont mal appariées.

accentués sont également intéressants. Ajustez le signal du LFO sur une fréquence de 1,5 Hz... 2,5 Hz et celui du VCO qu'il commande sur une fréquence de 600 Hz environ et écoutez... en ouvrant progressivement le potentiomètre FM du VCO! Cela vous dit-il quelque chose? Si vous rajoutez un peu de clavier et une pincée de portamento, l'effet ne sera que plus réaliste. Le signal sinusoïdal est également fort utile pour les sons pseudo-instrumentaux (orgue, violon, scie musicale, etc.).



3





# Générateur de bruit numérique

## Digital Noise Generator (DNG)

La sélection d'un transistor approprié pour un générateur de bruit tel que celui qui a été prévu initialement pour le FORMANT n'est pas toujours facile. On y laisse du temps et l'on n'est quand même jamais vraiment satisfait. Il est plus simple (et pas plus cher) de procéder avec la technique numérique de génération de bruit blanc. Le bruit blanc est ce qui résulte pour l'oreille humaine de la somme de toutes les fréquences audibles. Ce mélange est réalisable en technique numérique avec peu de moyens.

Le signal de bruit est obtenu à partir du signal de sortie d'un registre à décalage de 18 bits (figure 1). Le signal de commande de ce registre lui est fourni par l'oscillateur d'horloge à haute fréquence (30 kHz) construit autour de N1 et N2. Une boucle de réaction est constituée par N4, T1 et N3: c'est donc une suite de "0" et de "1" logiques qui est produite et réinjectée dans le registre à décalage. Contrairement à ce qui se passe dans un générateur de bruit blanc analogique, dans lequel la séquence de fréquences est réellement aléatoire, elle se reproduit ici toutes les secondes

environ et n'est par conséquent que pseudo-aléatoire. Ceci est toutefois imperceptible pour l'oreille humaine. IC3 contribue à adapter l'amplitude du signal aux normes du FORMANT (2,5 V). Est-il nécessaire de préciser que la tension d'alimentation des circuits intégrés CMOS est limitée à  $-6,3 \dots -7,3$  V grâce à D1 de sorte que tamponnés ou non, ces circuits ne risquent rien.

## Construction et mise en place

Le circuit imprimé avec sa face sérigraphiée pour l'implantation des composants est donné par la figure 2. Vous aurez sans doute remarqué que nous tenons là le premier circuit du FORMANT qui fait appel à des circuits intégrés CMOS. Les mesures de précaution habituelles sont donc à prendre afin d'éviter la destruction des circuits intégrés par des décharges d'électricité statique. Il est préférable de prévoir des supports de circuit intégré. Si l'on désire

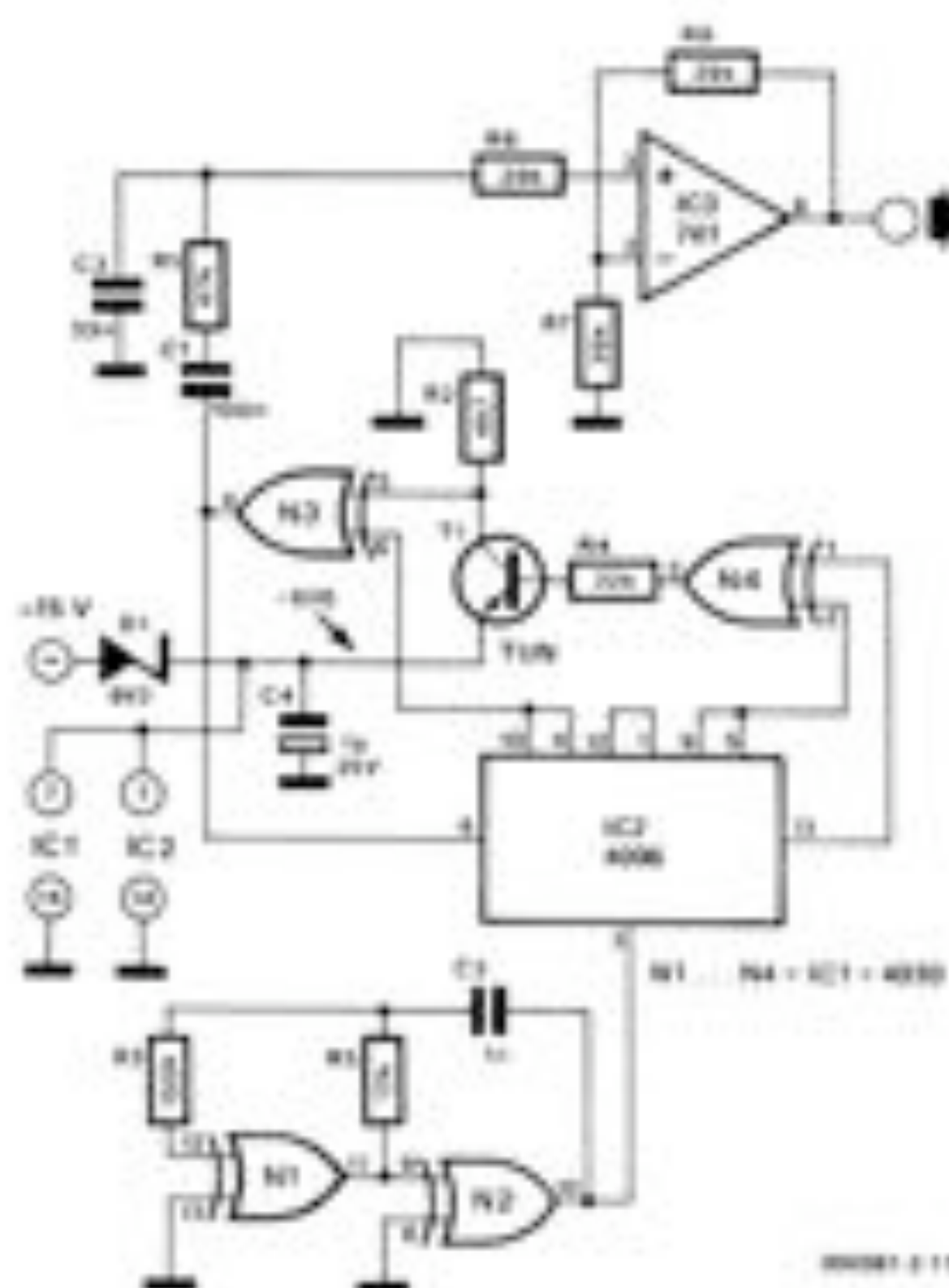


Figure 1. Schéma du générateur de bruit numérique.

Figure 2. Circuit imprimé du générateur numérique, avec face sérigraphiée pour l'implantation des composants.

Figure 3. Suggestion pour la mise en place du nouveau générateur de bruit sur l'ancien.

Figure 4. Signal de sortie WNV.

Figure 5. Brochage des circuits CMOS utilisés.

## Liste des composants

### Résistances:

(couche de carbone, 5 %)

R1 = 47 k

R2 = 4k7

R3 = 150 k

R4 = 22 k

R5 = 12 k

R6 ... R8 = 20 k

### Condensateurs:

C1 = 100 n

C2 = 33 n

C3 = 1 n

C4 = 1µ/25 V tantale

### Semiconducteurs:

T1 = TUN

D1 = 82K 83 C 8V2

N1 ... N4 = IC1 = CD 4003

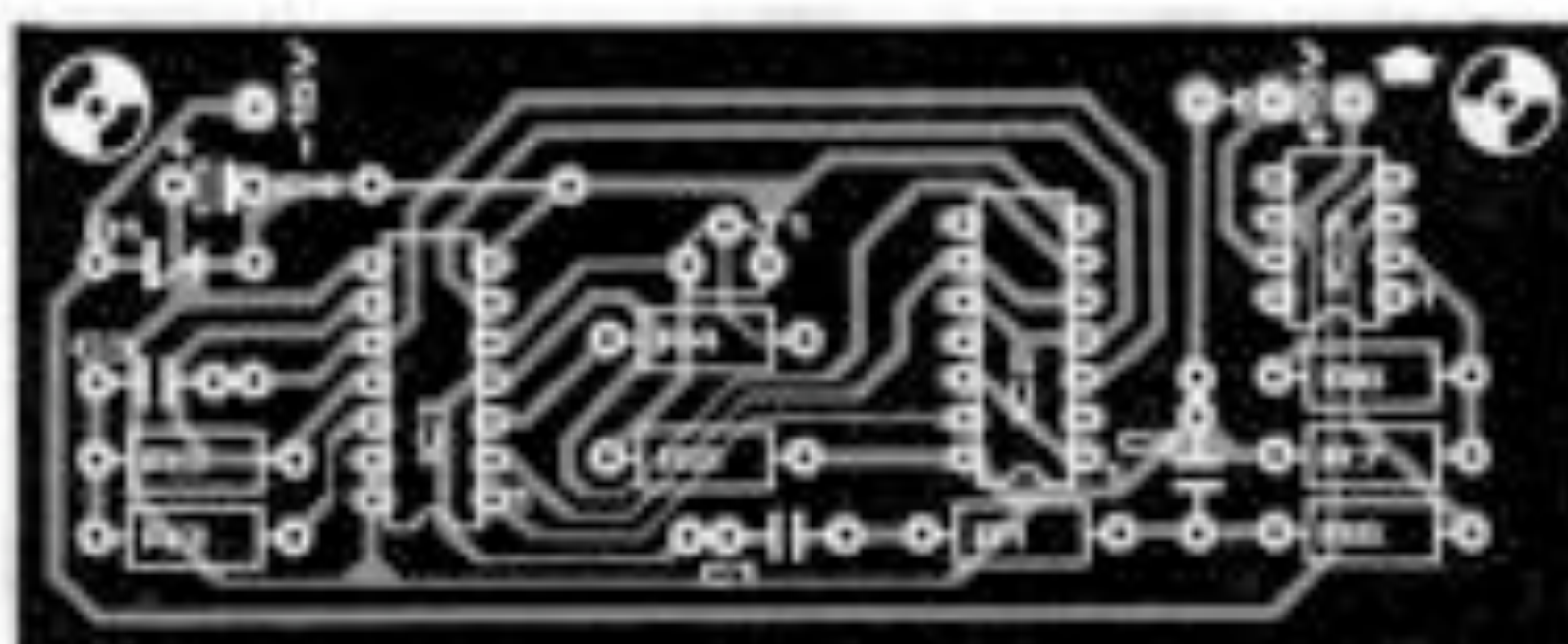
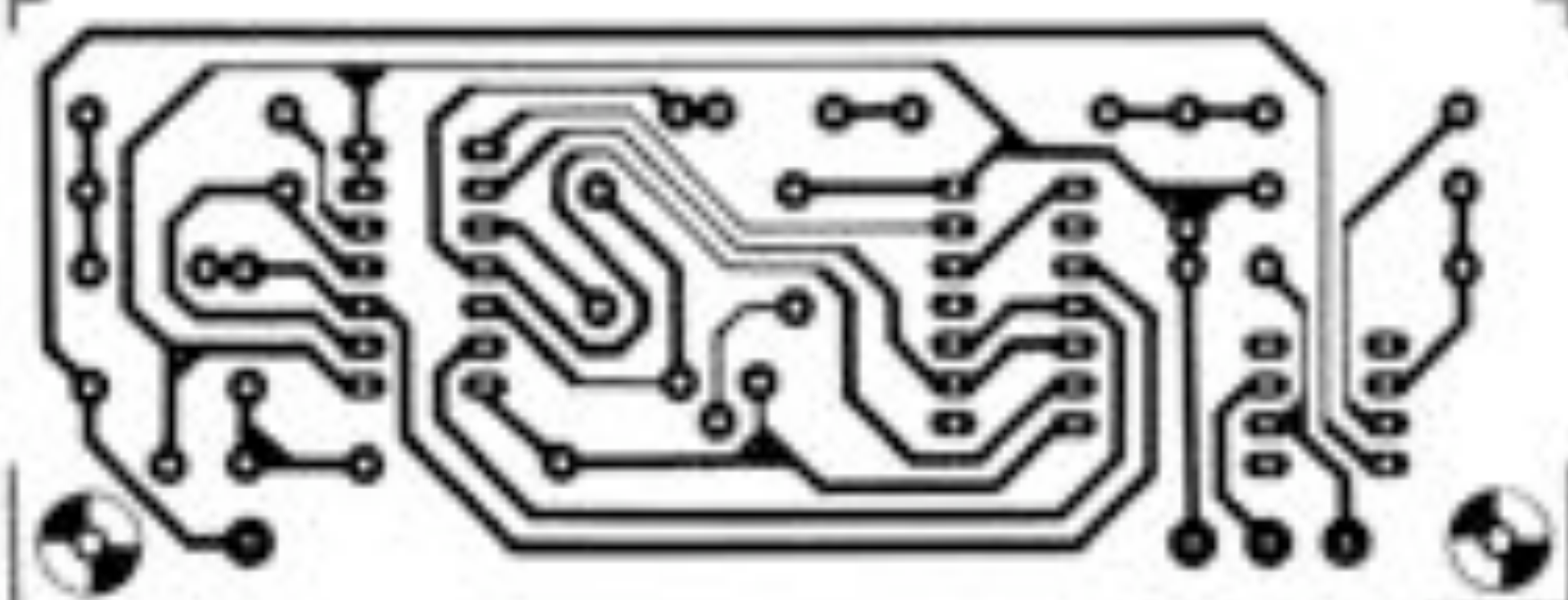
IC2 = CD 4006

IC3 = µA 741C (Mini Dip)

### Divers:

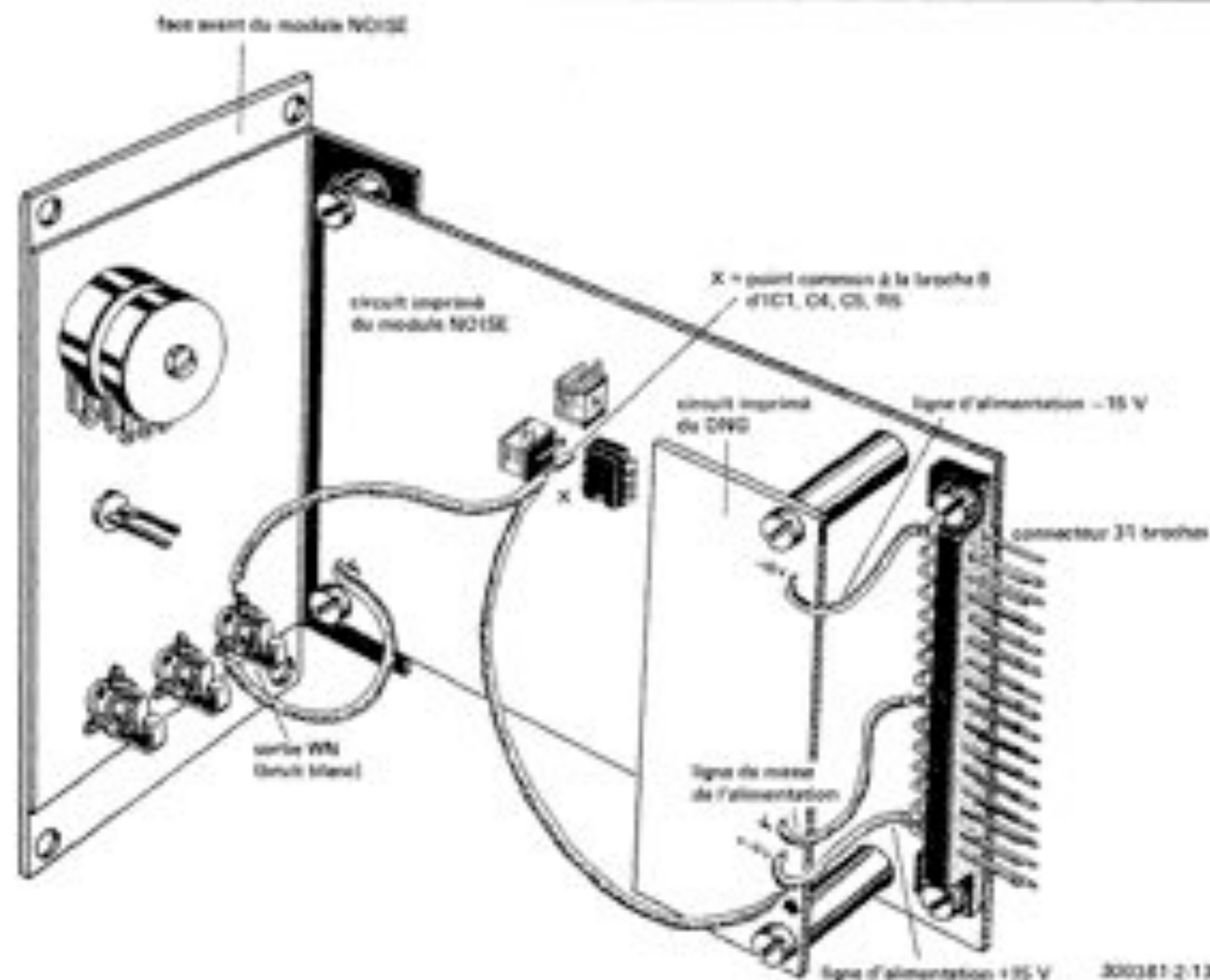
2 entretoises

2

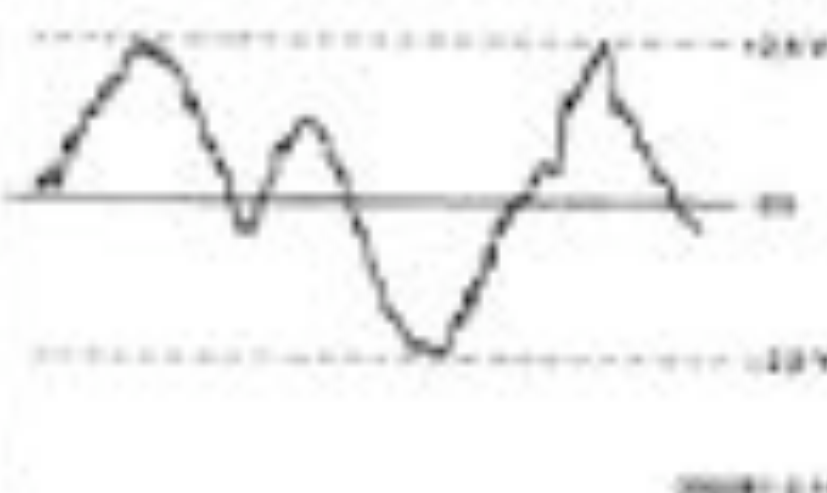




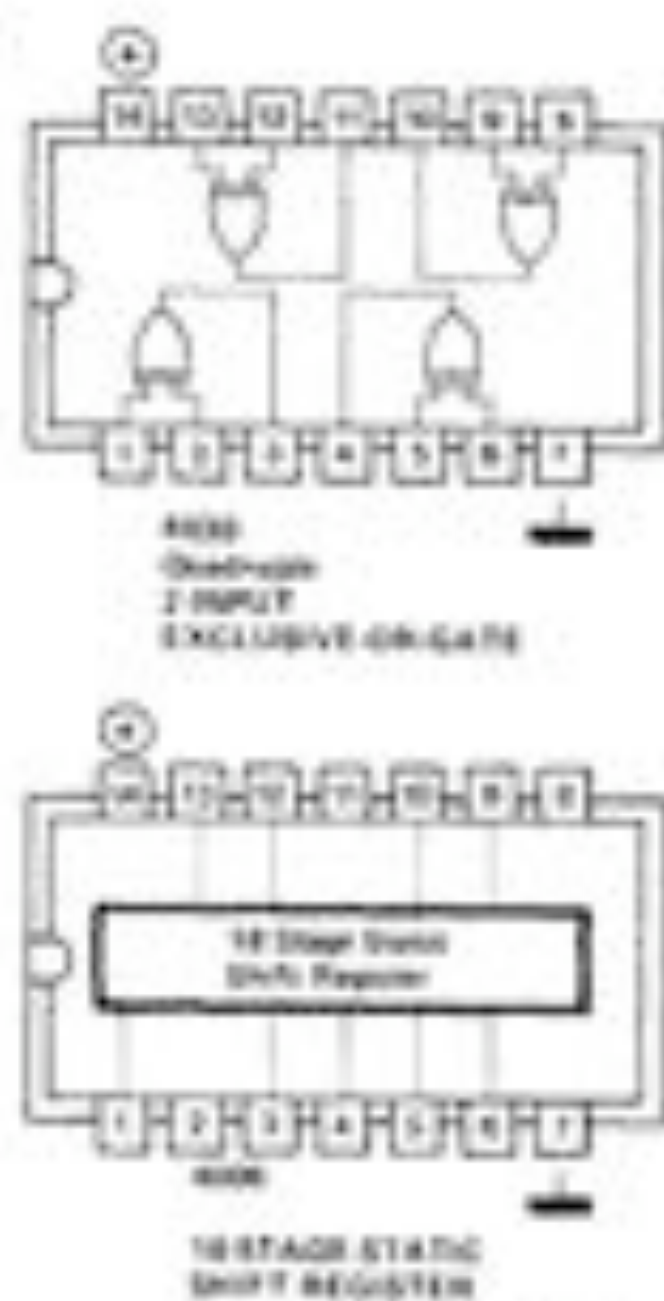
3



4



5



s'en passer, on veillera à souder d'abord les broches de l'alimentation (7 et 14) de façon à ménager aux diodes de protection interne la possibilité d'agir s'il en est besoin.

À part cela, il n'y a aucune particularité à mentionner si ce n'est que pour la mise en place dans le FORMANT, on pourra s'inspirer du schéma de la figure 3. Le circuit de la figure 2 pourra être monté à l'aide d'entretoises sur le circuit de bruit blanc (NOISE) du FORMANT. La sortie du générateur

numérique pourra être reliée au jack "WN".

Du fait de sa courbe de fréquence linéaire, le générateur numérique pourra aussi servir dans le domaine des mesures BF. La fréquence d'horloge est de 30 kHz environ et la durée de la période du signal est de 1 s environ. La tension de sortie effective est de 0,9 V. La figure 4 donne une idée de l'allure du signal de bruit blanc numérique. Le brochage des circuits intégrés CMOS mis en œuvre est donné par la figure 5.

## Générateur de bruit coloré

### Coloured Noise Circuit (CNC)

Le générateur de bruit du FORMANT est certes doté d'un filtre de bruit, d'où il sort un bruit dit "coloré". Malheureusement, les paramètres de filtrage sont fixes et ne peuvent être modifiés depuis la face avant. Si l'on désire disposer de cette possibilité, mais que l'on ne tienne pas du tout à bricoler la face avant du générateur existant, on pourra trouver la solution dans le CNC décrit ici.

Le circuit du générateur de bruit coloré (et "colorisable") est donné par la figure 1. Il s'agit d'un réglage de tonalité transformé pour la circonstance en un réseau de contre-réaction.

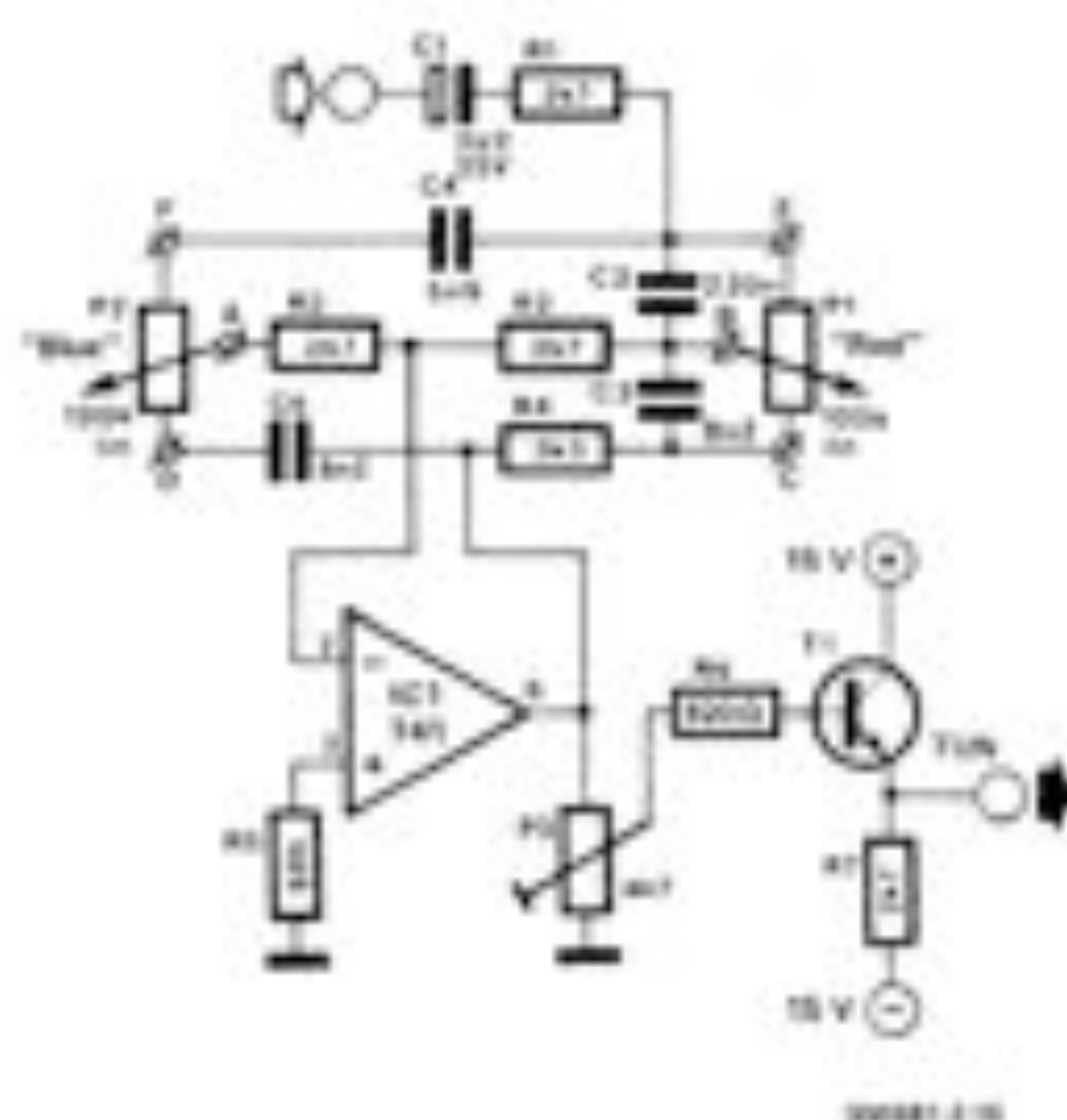
### Réalisation et montage

La figure 2 reproduit le dessin du circuit imprimé avec sa face sérigraphiée pour l'implantation des composants du circuit de la figure 1. Si les valeurs des condensateurs de la série E12 étaient difficiles à trouver dans l'une ou l'autre région, il faudrait les fabriquer en réalisant des montages parallèles de valeurs plus petites (par exemple  $C4 = 4n7 + 1n$ ;  $C3, C5 = 4n7 + 3n3$ ). Les différences de 0,1 ou 0,2 nF qui résultent de cette petite cuisine ne sont pas critiques, puisqu'elles sont de toutes façons couvertes par la tolérance typique de ce genre de composants (10 %).

L'intérêt de ce circuit est que la colo-



1



200811-1-10

ration du bruit blanc est accessible "de l'extérieur" grâce aux deux potentiomètres P1 et P2. Pour le percage d'une face avant d'un ancien module générateur de bruit déjà monté, il est recommandé de relire les conseils que nous donnons dans le chapitre 1 pour le portamento. Une fois de plus, le circuit du générateur de bruit coloré pourra être monté sur l'ancien générateur de bruit à l'aide d'entretoises. Voir aussi le dessin de l'article consacré au convertisseur triangle/sinus.

Le circuit de coloration du bruit blanc initial pourra donc être omis sur le circuit imprimé du module générateur de bruit du FORMANT. L'entrée du nouveau générateur de bruit coloré sera reliée à la broche 6 d'IC1 (point commun avec C5, C4 et R5). La sortie du générateur sera reliée au point commun de la broche 6 d'IC2, de C6, R13, R14 et R16.

## Réglage

La mise au point du circuit générateur de bruit coloré ne pose aucun problème particulier. Le curseur de P3 devra être positionné de sorte que le signal de sortie ait une amplitude égale à celle

## Liste des composants

Résistances:  
(couche de carbone, 5 %)  
R1, R2, R3, R7 = 2k7  
R4 = 3k3  
R5 = 68k  
R6 = 820Ω

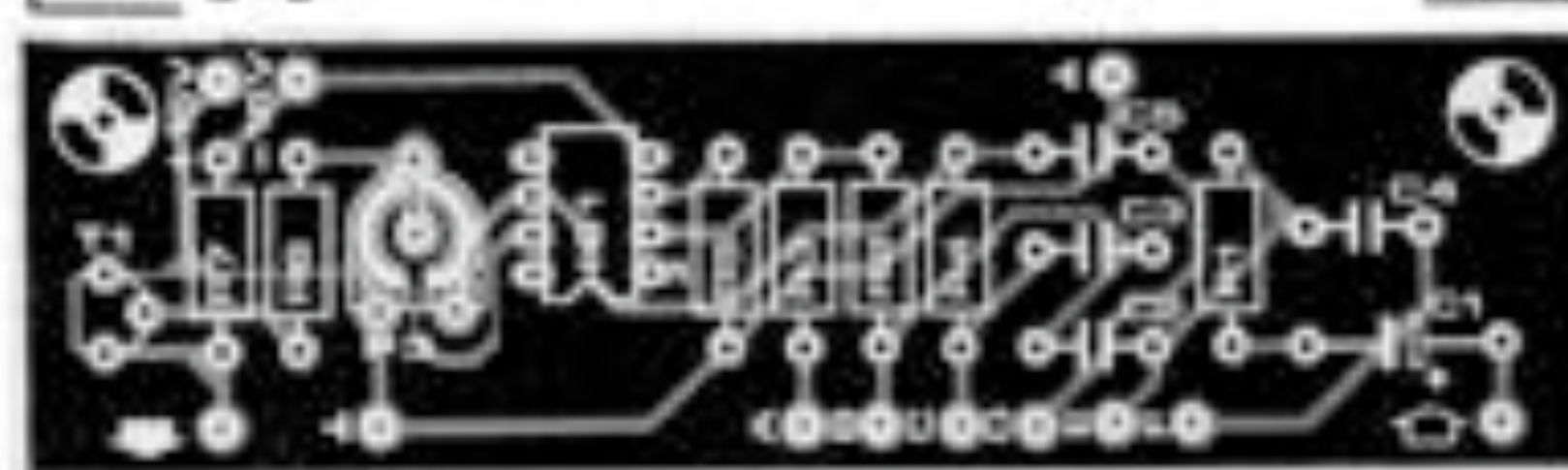
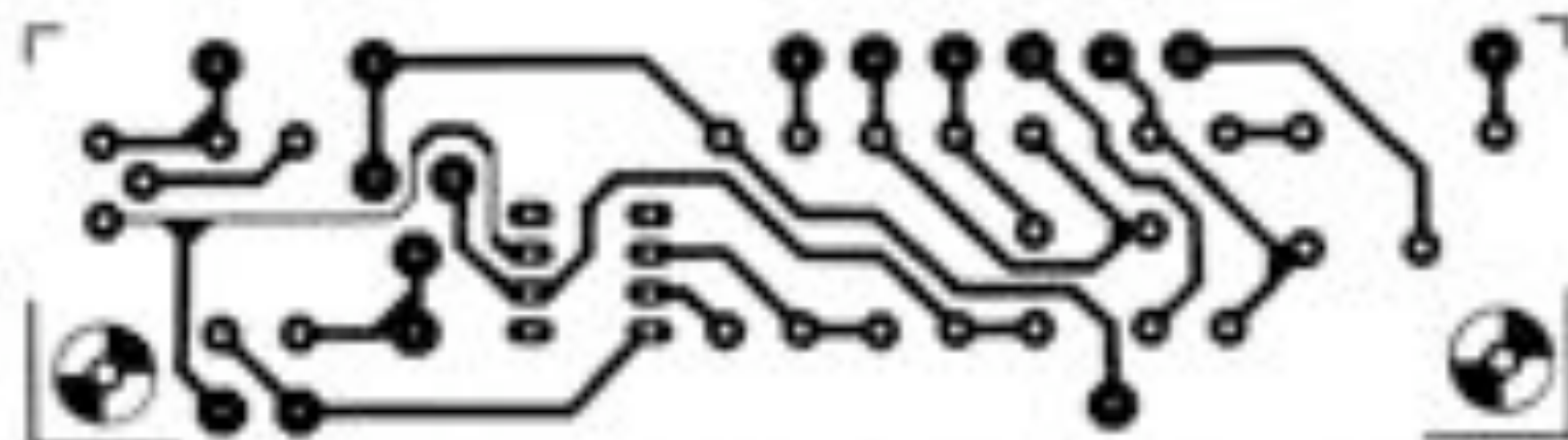
Potentiomètres:  
P1, P2 = 100k lin.  
P3 = 4k7

Condensateurs:  
C1 = 2μ2/25V  
C2 = 220n  
C3, C5 = 8n2 (voir texte)  
C4 = 5n6 (voir texte)

Semiconducteurs:  
T1 = TUN  
IC1 = μA 741 C (Mini Dip)

Divers:  
2 entretoises

2



3

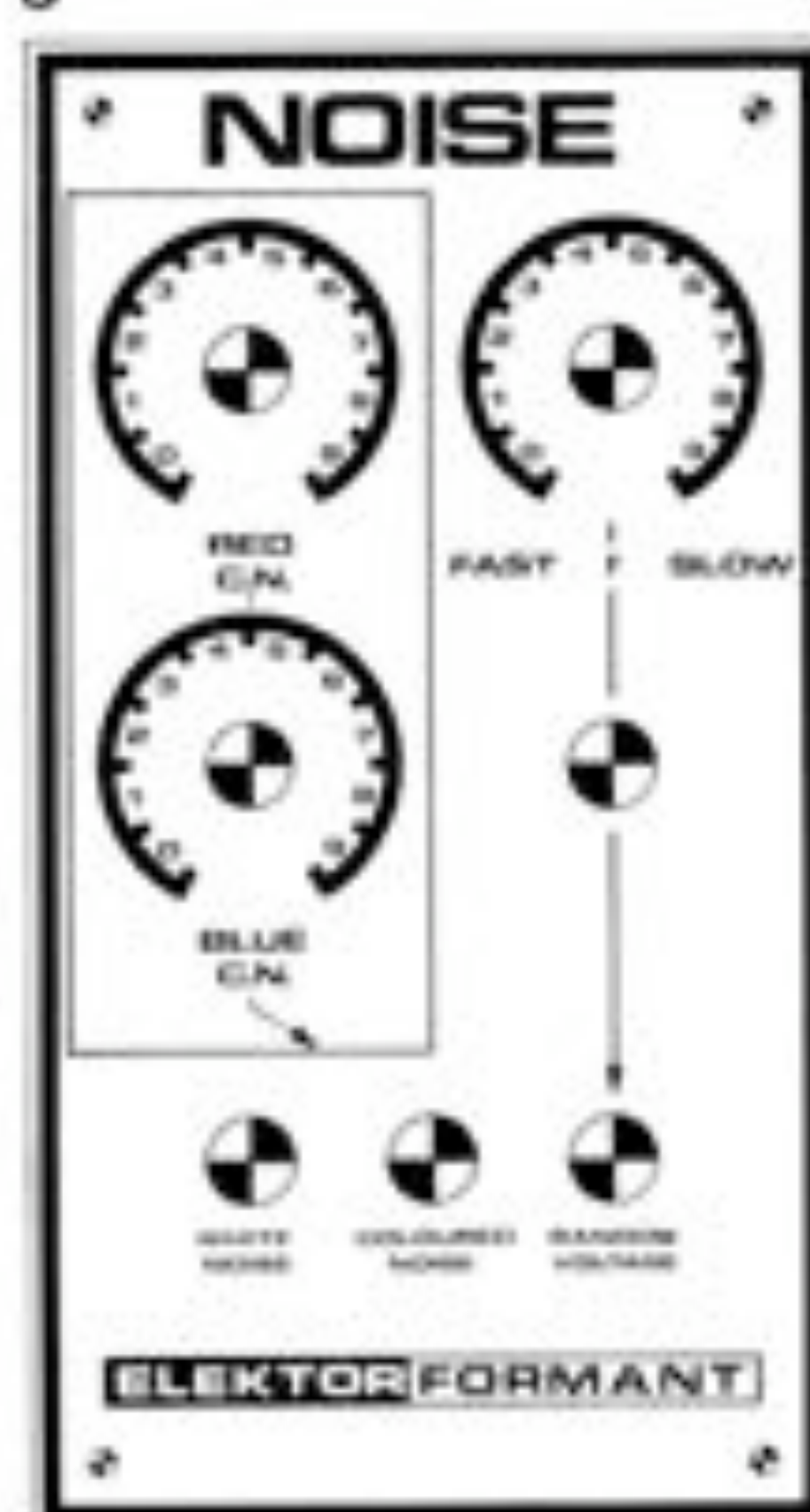


Figure 1. Circuit du générateur de bruit coloré conçu à partir d'un réglage de tonalité.

Figure 2. Circuit imprimé pour le schéma de la figure 1.

Figure 3. Suggestion de face avant pour le module NOISE étendu. Les mentions nouvelles signifient: RED C.N. = red coloured noise-bruit "rouge"; BLUE C.N. = blue coloured noise — bruit "bleu".

du signal de bruit blanc (WN). La mesure pourra être effectuée avec un multimètre.

Le réglage de P1 et P2 est bien sûr affaire de goût.

## Applications

Si l'on n'a pas encore saisi l'intérêt de ce montage, c'est que l'on n'a jamais eu à mobiliser un VCF (voire les deux) uniquement pour donner forme à un signal de bruit; ce qui ne sera plus nécessaire désormais, puisque le circuit de coloration est plus puissant que ce que l'on a connu jusqu'alors.



# Mise en attente et sortie casque pour le COM

*Stand by switch and headphone output for the FORMANT—COM.*

Les deux améliorations du FORMANT présentées sur cette page profiteront essentiellement à deux catégories d'utilisateurs (radicalement différentes): ceux, d'une part, qui font profiter un public (que l'on souhaite large et intéressé) de leurs inépuisables variations électroniques; et ceux, d'autre part, qui se terrent au fond d'une mansarde plus ou moins miteuse, avec pour seule muse leur solitude invétérée (et sans doute involontaire).

On peut douter que le synthétiseur de musique (le FORMANT par exemple) soit un instrument de musique: il s'agirait d'ailleurs à ce propos de définir de façon satisfaisante ce qu'est un instrument de musique... la querelle risque de durer longtemps et de rester stérile; on en reparlera dans une vingtaine ou une trentaine d'années. En attendant, le synthétiseur de musique que nous connaissons sous une forme plus ou moins provisoire a bien toutes les vertus qui conviennent à son âge: une prodigieuse et inépuisable réserve de possibilités inouïes (jamais entendues jusqu'alors...), de combinaisons et de nuances sonores (et non pas musicales, du moins à ce stade là!) qui ne sont pas toujours du goût de Mr et Mme Dupont, les voisins du dessous, d'à côté, ou d'ailleurs... il y a toujours un Dupont pour persécuter les malheureux artistes! Tout expérimentateur en musique électronique désireux de garder ses rapports de voisinage dans le cadre de la civilité

la plus ordinaire s'astreindra tôt ou tard au port du casque (ou aucune loi n'a encore réussi à rendre obligatoire sur les chantiers musicaux — pour la pratique de la musique planante, le port de la ceinture de sécurité est recommandé au décollage... et à l'atterrissage, si tant est que celui-ci ait lieu un jour).

## Sortie casque

La sortie OUT1 du COM est destinée à un amplificateur de puissance externe (ajuster P5 pour adapter le niveau de sortie à celui de l'entrée de l'ampli de puissance); alors que OUT2 est une sortie de contrôle pour casque.

La sortie IS sur le connecteur du circuit imprimé du COM sera reliée comme indiqué sur la figure 1 à l'entrée PA à travers une résistance ajustable de 100 k. Il est possible de cette manière d'adapter parfaitement la sortie OUT2 au casque utilisé, sans que le potentiomètre VOL n'ait à être réglé lorsque l'on commutera les sorties OUT1 et OUT2, c'est-à-dire lorsque l'on passe du mode "public" au mode "privé"...

La face avant recevra un jack pour le casque (le plus souvent Ø 6,35 mm).

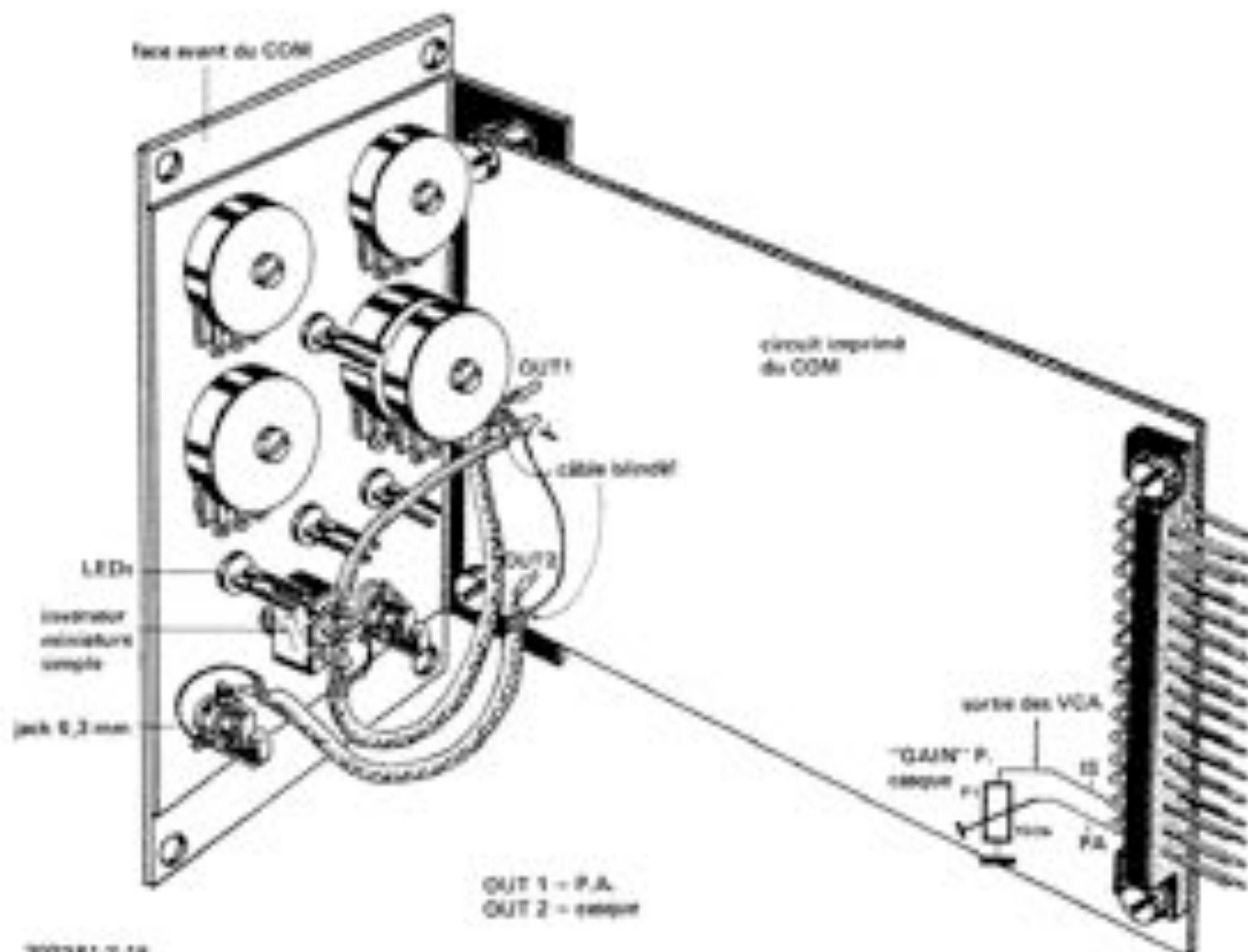
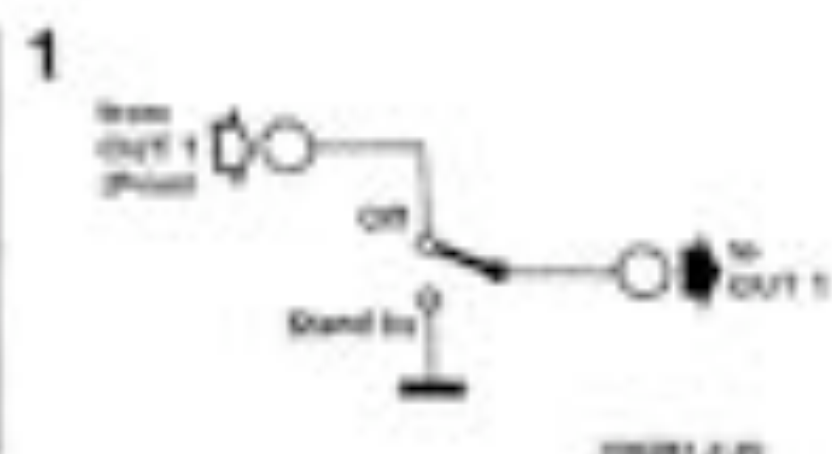
## Mise en attente

Il ne sera pas bien difficile de monter un inverseur simple sur la face avant du COM, entre les jacks OUT1 et OUT2. La procédure de perçage a été décrite à propos du portamento au début de ce livre. Cet inverseur supplémentaire permettra à l'utilisateur de mettre la sortie PA hors circuit (à la masse en fait) dès qu'il le souhaite et aussi souvent que ce sera nécessaire. Le principe de câblage apparaît sur la figure 2 et le câblage lui-même sur la figure 1.

Avec les deux modifications suggérées ici, rien n'empêche plus le FORMANT d'affronter les feux de la rampe sans risque de couac tonitruant!

Figure 1. Montage et câblage du COM amélioré.

Figure 2. Schéma de câblage de l'inverseur de mise en attente.





# Adaptation au FORMANT de divers circuits périphériques

Le présent chapitre se propose de montrer, à l'aide de quelques exemples, comment il est possible d'adapter au FORMANT des circuits qui au départ n'avaient pas été conçus pour lui. Chacun de ces modules périphériques a fait l'objet d'une étude approfondie, qui se traduit par la publication d'un dessin de circuit imprimé et d'une face avant (dans le style du FORMANT), avec bien sûr, les habituelles instructions pour la réalisation et l'utilisation de ces modules.

## Reloger le(s) RFM

Le circuit du module des filtres de résonance a été décrit dans le premier livre du FORMANT, en appendice. Ce module a une vocation particulière au sein du synthétiseur, laquelle garde tout son intérêt pour d'autres applications. Il apparaît aussi qu'il n'est pas toujours facile à caser en raison de sa taille. Ceci nous a conduit à proposer ici un projet de face avant horizontale; celle-ci s'adaptera peut-être plus facilement à certaines configurations critiques et permettra de réaliser un module filtre de résonance monté dans un boîtier indépendant. Pour cette dernière alternative, il faudra une alimentation appropriée telle que celle que décrit le chapitre 4 ( $\pm 15$  V). En hauteur, cette face avant correspond à celle d'une face avant petit format. En largeur par contre, elle en a trois fois les dimensions (215 x 132,5 mm). Le nom a changé: PARAMETRIC EQUALIZER. La mention FREQ correspond au " $f_0$ " de la face avant originale du RFM (poten-

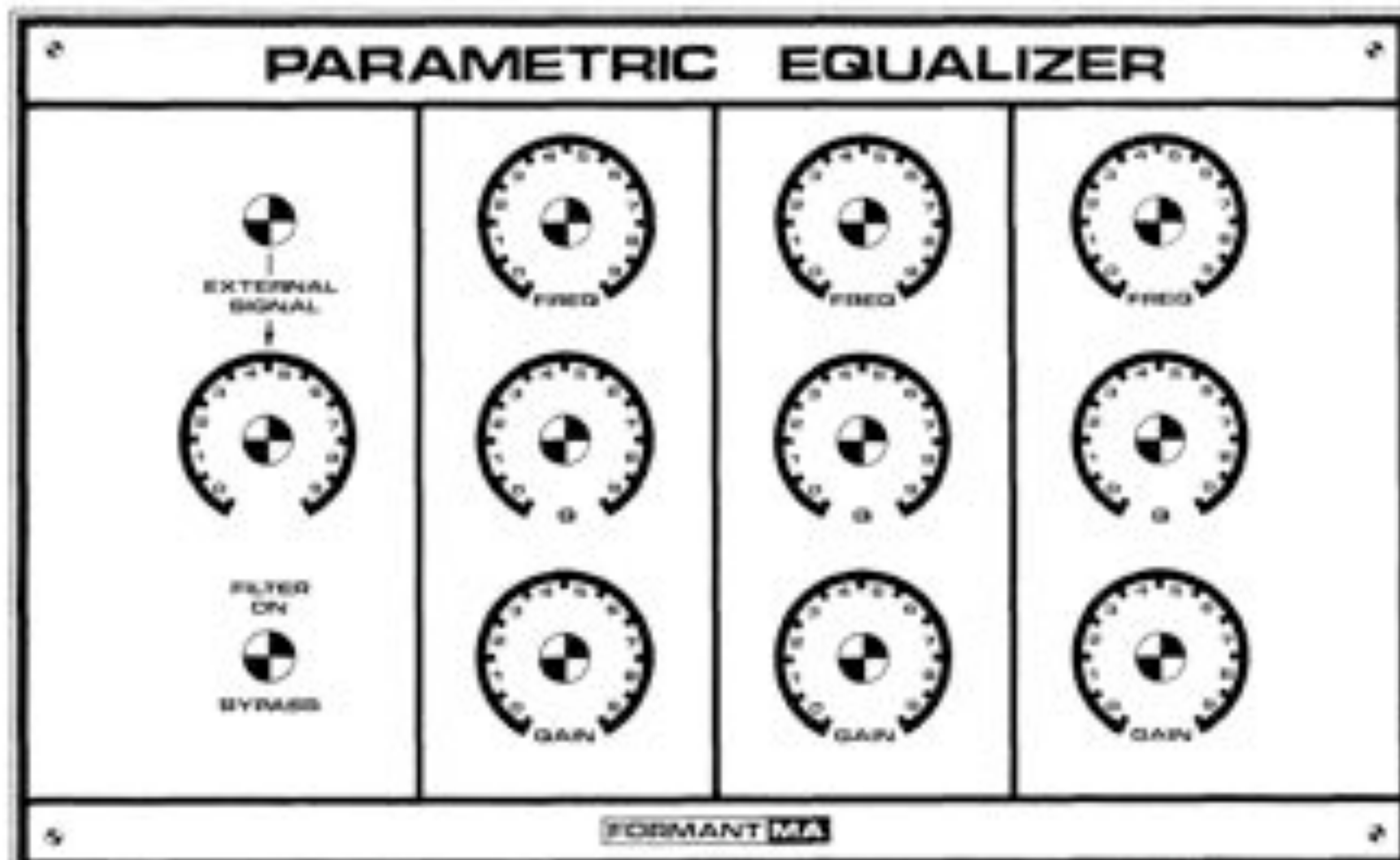
tiomètres P3, P6 et P9) tandis que la mention GAIN correspond au "A" (P1, P4 et P7).

### Réalisation

Le circuit reste le même que celui du RFM original. Que l'on ne s'y trompe pas! Il pourra être monté au choix perpendiculaire ou parallèle à cette face avant. Dans le premier cas, il sera fixé au moyen de cornières, dans le deuxième au moyen d'entretoises. C'est cette dernière solution qui est préférable si l'on désire monter le RFM (alias parametric equalizer) dans un boîtier indépendant de celui du FORMANT.

Il est à noter, pour finir, que contrairement au RFM, nous pouvons utiliser ici des potentiomètres à axe de 6 mm.

Figure 1. Suggestion de face avant pour le module RFM, permettant de monter celui-ci dans un boîtier indépendant du FORMANT.





## modulateur en anneau

Un modulateur en anneau est un circuit utilisé à l'origine pour la modulation et la détection de signaux de transmission dans les systèmes de télécommunications. Cependant, à une époque plus récente, le modulateur en anneau a trouvé une application intéressante dans le domaine de la musique électronique et, en fait, il compte désormais au nombre des équipements normaux de nombreux synthétiseurs.

Le modulateur en anneau est essentiellement un multiplicateur à quatre quadrants (1 quadrant = 90°), ce qui

veut dire que c'est un circuit qui multiplie deux tensions d'entrée, qu'elles soient positives ou négatives et fait en sorte que la polarité de la tension résultante soit correcte. Par conséquent, une tension positive multipliée par une tension négative produit une tension négative; la multiplication d'une tension négative par une autre tension négative engendre une tension positive et ainsi de suite.

La question est de savoir en quoi un circuit de ce genre peut intéresser l'amateur passionné de musique électronique? La réponse à cette interrogation résulte de l'examen de l'expression mathématique du produit de deux ondes sinusoïdales sous la forme que voici:

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta =$$

$$\frac{1}{2} \cos (\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos (\alpha + \beta).$$

Etant donné qu'un cosinus est tout simplement une sinusoïde ayant subi un déphasage de 90°, on peut considérer que la multiplication de deux ondes sinusoïdales a pour résultat deux nouvelles sinusoïdes dont les fréquences sont respectivement la somme et la différence des deux signaux initiaux. Il est bon de noter que ceci n'est vrai que pour les signaux sinusoïdaux et ne saurait s'appliquer à d'autres formes d'onde. Mais la combinaison de sinusoïdes produira le même résultat. Et par exemple, si une combinaison de deux ondes sinusoïdales est multipliée par une troisième onde sinusoïdale, chacune des composantes sinusoïdales du signal original dégagera ses "propres" somme et différence comme résultats de la multiplication. Ce processus de multiplication de deux signaux d'entrée sinusoïdaux est illustré par la photo de la figure 1. La sinusoïde dont le tracé est visible à la partie supérieure est multipliée par une seconde sinusoïde de fréquence supérieure, la forme d'onde résultante est celle du tracé situé à la partie inférieure.

### Une autre harmonie

La propriété la plus caractéristique du modulateur en anneau réside dans sa capacité à exploiter la relation harmonique existant entre différentes notes. Un autre exemple servira à mieux expliquer cet aspect. Il est donc supposé que deux signaux sinusoïdaux, dont les fréquences sont respectivement de 2,5 et 4,5 kHz, sont appliqués à l'une des entrées d'un modulateur en anneau. Ces fréquences sont dans un rapport de 5 à 9, ce qui veut dire, en termes musicaux, que la note résultante est à peu près équivalente à une septième basse (les fréquences réelles correspondent plutôt à des aiguës, mais elles ont été choisies surtout pour l'illustration de l'exemple). Si une troisième onde sinusoïdale, dont

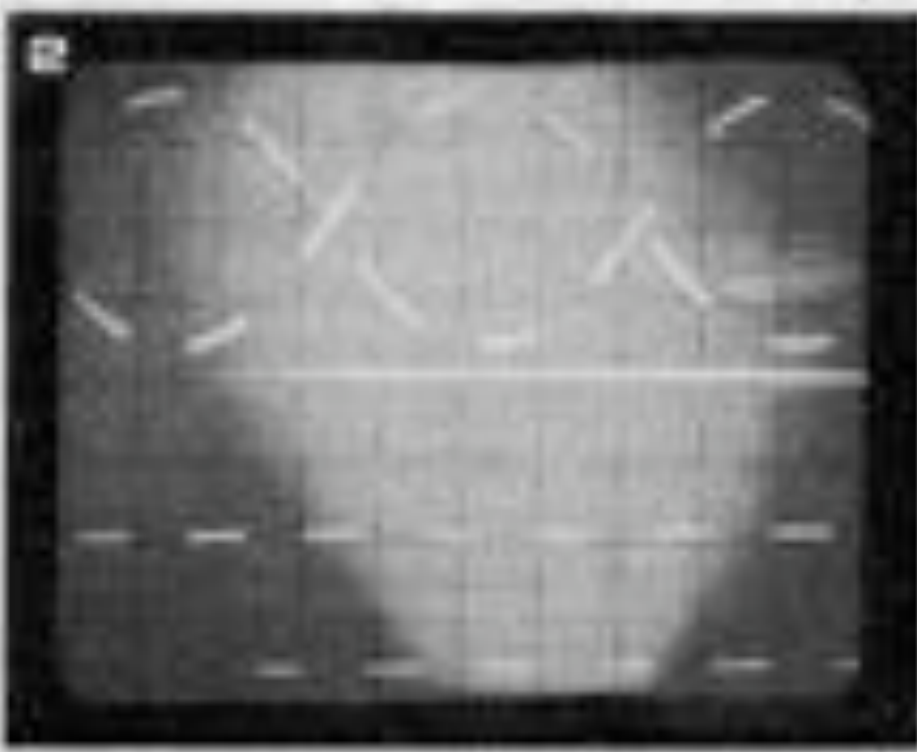
la fréquence est de 500 Hz, est alors appliquée à l'autre entrée du modulateur en anneau, qu'en résultera-t-il à la sortie? Le signal de fréquence 2,5 kHz multiplié par le signal de 500 Hz engendre deux nouveaux signaux dont les fréquences respectives sont 2 et 3 kHz. De manière analogue, la multiplication des signaux de fréquences 4,5 kHz et 500 Hz produira deux nouveaux signaux de 4 et 5 kHz. Par conséquent, quatre signaux dont les fréquences seront 2, 3, 4 et 5 kHz seront désormais disponibles à la sortie du modulateur et ils constitueront un accord majeur. La relation musicale de la septième basse aura donc été transformée en une autre correspondant à un accord majeur.

Cependant, l'exemple qui vient d'être exposé n'est pas caractéristique car il constitue davantage une exception qu'une règle qui voudrait que l'application de fréquences réparties selon une relation musicale à l'entrée d'un modulateur en anneau résulterait en l'obtention à la sortie d'un accord cohérent d'un point de vue musical. Pour la plus grande partie des cas, la relation harmonique des signaux somme et différence disponibles à la sortie du modulateur produira un son dont le spectre harmonique "biaisé" fera les délices du musicien assoiffé d'exotisme sonore. Ceci est particulièrement vrai lorsque d'autres formes d'onde que la sinusoïde sont utilisées en tant que signaux d'entrée. La photo 2 est une illustration de ce qui se produit lorsqu'une sinusoïde est multipliée par un signal rectangulaire d'entrée. Chacun sait que les formes d'onde périodiques non sinusoïdales peuvent être considérées comme étant constituées d'une onde fondamentale sinusoïdale ayant la fréquence d'un signal particulier à laquelle s'ajoute un certain nombre d'harmoniques de la fondamentale, celles-ci étant des ondes sinusoïdales dont les fréquences sont des multiples de la fréquence fondamentale. En conséquence, par exemple, une onde en dents de scie, dont la fréquence est de 1 kHz, est formée de sinusoïdes dont les fréquences sont de 1, 2, 3 kHz... etc. Le caractère de la note résultante est fonction de l'intensité relative des harmoniques la composant.

Quand une onde en dents de scie est appliquée à l'une des entrées d'un modulateur en anneau et qu'une onde sinusoïdale pure, d'une fréquence de 300 Hz par exemple, est appliquée à l'autre entrée, chaque harmonique de la dent de scie est multipliée par la sinusoïde. Une série de signaux dont les fréquences sont 0,7; 1,3; 1,7; 2,3; 2,7; 3,3 kHz... etc. vont être disponibles à la sortie. On constate donc que la dent de scie originale de 1 kHz et la sinusoïde de 300 Hz ont été converties par le modulateur en anneau en une note complexe composée d'harmoniques n'ayant pas de relation musicale. Et si la sinusoïde de 300 Hz est alors remplacée par un second signal en dents de scie, le signal de sortie obtenu a une

Figure 1. Le signal présenté à la partie inférieure de la photo est le résultat de la multiplication de l'onde sinusoïdale du tracé supérieur avec une seconde onde sinusoïdale de fréquence beaucoup plus élevée, effectuée par le modulateur en anneau.

Figure 2. Cette photo illustre le résultat de la multiplication d'une onde rectangulaire (tracé supérieur) avec une onde sinusoïdale, se traduisant par le tracé à la partie inférieure.





structure harmonique encore plus "dense" et plus complexe. Rien qu'à l'extrémité inférieure du spectre, il contiendra les fréquences suivantes: 100, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1100, 1200, 1300, 1400, 1500, 1600 et 1700 Hz. Chacun de ces sons a une amplitude caractéristique, une fréquence particulière tendant à dominer alors que d'autres sont relativement atténuées. En raison de sa structure harmonique extrêmement complexe, le timbre du signal résultant ressemble à celui d'une grosse cloche ou d'un gong, ou encore au son d'une pièce métallique frappant une autre pièce métallique (le marteau sur l'enclume, par exemple). Ce type d'effet de percussion porte le nom de "klang" et les compositeurs de musique électronique l'utilisent fréquemment. Les capacités du modulateur en anneau sont exploitées au maximum lorsque les deux signaux d'entrée subissent une variation de fréquence (modulés par un signal basse fréquence, par exemple). Il en résulte des sons qui témoignent de formidables évolutions à la fois de la hauteur de son (pour autant que l'on puisse encore parler de "hauteur de son" s'agissant de telles tonalités) et du timbre, tandis qu'ils parcourent toute la gamme des possibilités tonales allant de la pure harmonie à la dissonance la plus stridente.

L'association de sons "normaux" et d'un signal de bruit permet également de réaliser des effets extrêmement intéressants en utilisant le modulateur en anneau en combinaison avec divers types de filtres, ainsi qu'en employant conjointement plusieurs modulateurs en anneau. Stockhausen, un des pères de la musique électronique, a largement contribué à la systématisation de l'emploi du modulateur en anneau dès la fin des années 1950.

### Doubleur de fréquence

Le modulateur en anneau est susceptible d'être utilisé dans des applications musicales plus "conventionnelles" en tant que doubleur de fréquence ou décaleur d'octave (doubler la fréquence équivaut naturellement à décaler la hauteur de son du signal pour l'amener à l'octave immédiatement supérieure). Pour obtenir ce résultat, il suffit simplement d'appliquer le même signal aux deux entrées du modulateur. Il est clair que dans ce cas, la fréquence différentielle des deux signaux d'entrée sera de 0 Hz, ce qui veut dire qu'il n'y aura pas de signal différentiel disponible à la sortie, alors que le signal somme aura doublé la fréquence du signal d'entrée initial. Lorsque le modulateur est utilisé en doubleur de fréquence avec les signaux non sinusoïdaux ou polyphoniques, l'apparition d'une intermodulation très importante entre les harmoniques et les composants engendre une série d'effets sonores très intéressants. Une autre possibilité consiste à soumettre les deux signaux d'entrée à l'action d'un

générateur de phasing ou d'une chambre d'écho.

Enfin, le modulateur en anneau peut être employé de manière un peu moins traditionnelle en tant qu'amplificateur commandé en tension. La tension de commande est appliquée à l'une des entrées tandis que le signal devant être modulé est injecté à l'autre.

### Le modulateur en anneau, instrument de musique

Les remarques qui précèdent ne font que souligner brièvement quelques unes des applications "musicales" du modulateur en anneau. Il est évident néanmoins qu'il constitue un outil parfaitement indiqué pour ceux que passionne le vaste champ de la musique expérimentale et les chercheurs d'effets sonores totalement nouveaux. Mais c'est un instrument "difficile", exigeant de la part de celui qui l'utilise un haut degré d'habileté et de connaissances s'il désire en exploiter au maximum les capacités. Cependant, le modulateur en anneau est un équipement de base de la plupart des synthétiseurs de taille moyenne, ainsi qu'un accessoire banal dans la panoplie des guitaristes, des "joueurs de claviers" et autres instrumentistes.

### Un modulateur en anneau qui n'en est pas un

Après ce préambule un peu long, mais nécessaire, les aspects techniques du circuit vont être abordés. Il convient malgré tout de commencer par mettre un terme à un léger malentendu subsistant malencontreusement au sujet du véritable nom du circuit en question. En fait, l'expression "modulateur en anneau" s'applique à un type de circuit déterminé dont le fonctionnement est celui d'un multiplicateur à quatre quadrants (pour autant qu'il s'agisse de tensions alternatives) et qui, au début de l'ère de la musique électronique, fut employé pour produire cet effet particulier. Entre-temps, cependant, des circuits nouveaux et mieux adaptés ont été mis au point pour satisfaire le même objectif et ceux-ci sont utilisés presque exclusivement dès lors qu'il s'agit d'applications musicales. Mais la désignation de modulateur en anneau a sub-

sisté, car la plupart des musiciens n'accordent d'intérêt qu'à ce qui sort de la "boîte noire" et non à ce qu'elle contient.

Ce type de multiplicateur, utilisé dans la plupart des circuits de modulation en anneau modernes, s'accommoderait mieux du nom de "modulateur symétrique double" et désignerait donc un circuit assez délicat composé d'une association de sources de courants commandées en tension. Dans cet ordre d'idées, il est heureux que le modulateur symétrique double soit désormais disponible sous la forme d'un circuit intégré qui ne nécessite plus que l'adjonction de quelques composants accessoires pour réaliser un "modulateur en anneau" convenant aux applications musicales.

### Circuit

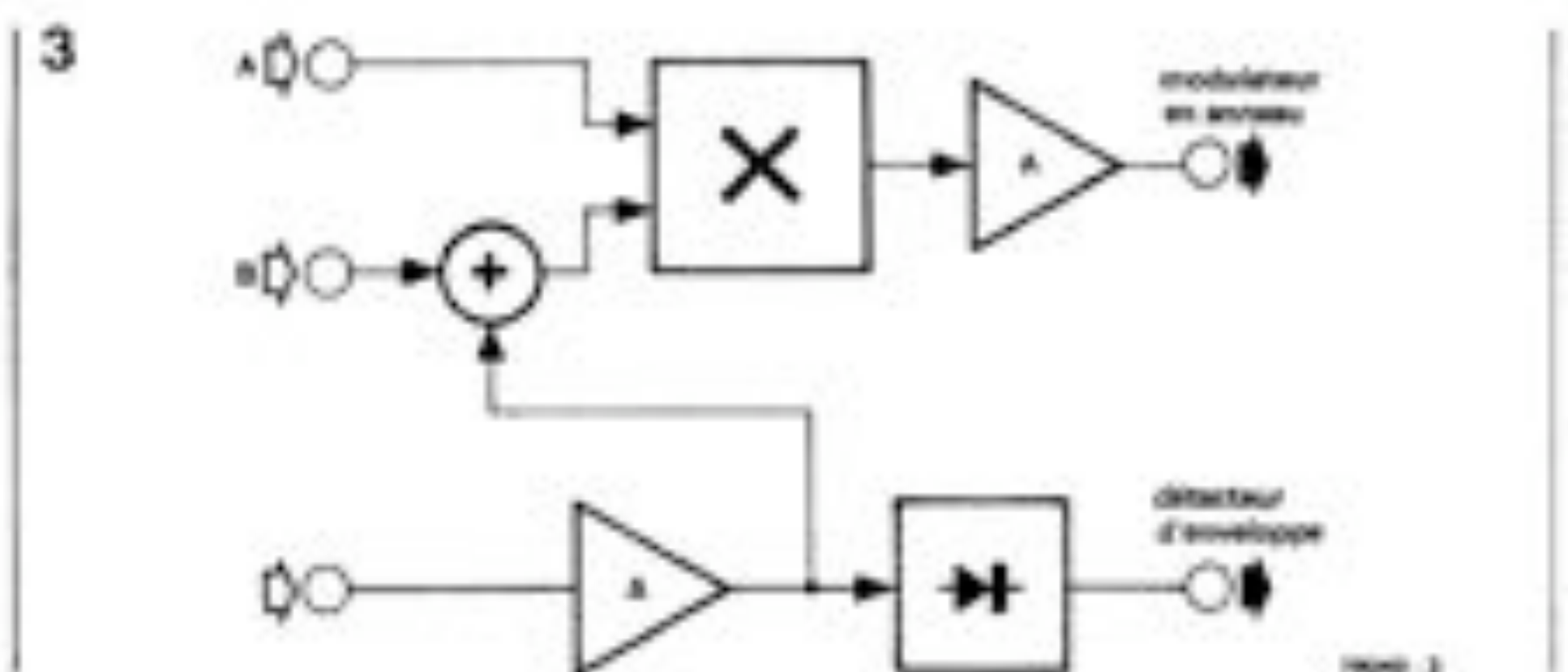
La figure 3 présente le schéma synoptique du modulateur en anneau d'Elektor. On constatera que celui-ci (désigné par le signe X) comporte trois entrées. Les deux entrées A et B reçoivent des niveaux de signaux allant jusqu'à environ 1,5 V crête à crête, ce qui les rend exploitables dans le FORMANT ainsi que dans d'autres synthétiseurs.

L'entrée C est équipée d'un préamplificateur dont le niveau d'entrée maximum est de 10 mV et qui est donc d'une sensibilité suffisante pour la plupart des phonocapteurs de guitares et des microphones.

Le fait que les entrées B et C puissent être utilisées simultanément tandis qu'elles sont mixées préalablement à leur entrée dans le circuit intégré du modulateur constitue une autre caractéristique de ce montage.

Un dispositif complémentaire (bien que n'étant pas un élément fonctionnel du modulateur en anneau) utilise deux ampli-ops, A2 et A4, pour former un détecteur de crête amplificateur réalisant un circuit suiveur d'enveloppe dont l'amplitude de sortie va jusqu'à 10 V crête à crête. La forme d'onde de sortie relative à l'enveloppe du signal d'entrée à niveau bas (entrée C) peut être employée en association avec un synthétiseur.

La figure 4 représente le schéma du circuit du modulateur en anneau dont le cœur est IC1, modulateur symétrique double, effectuant la multiplication des





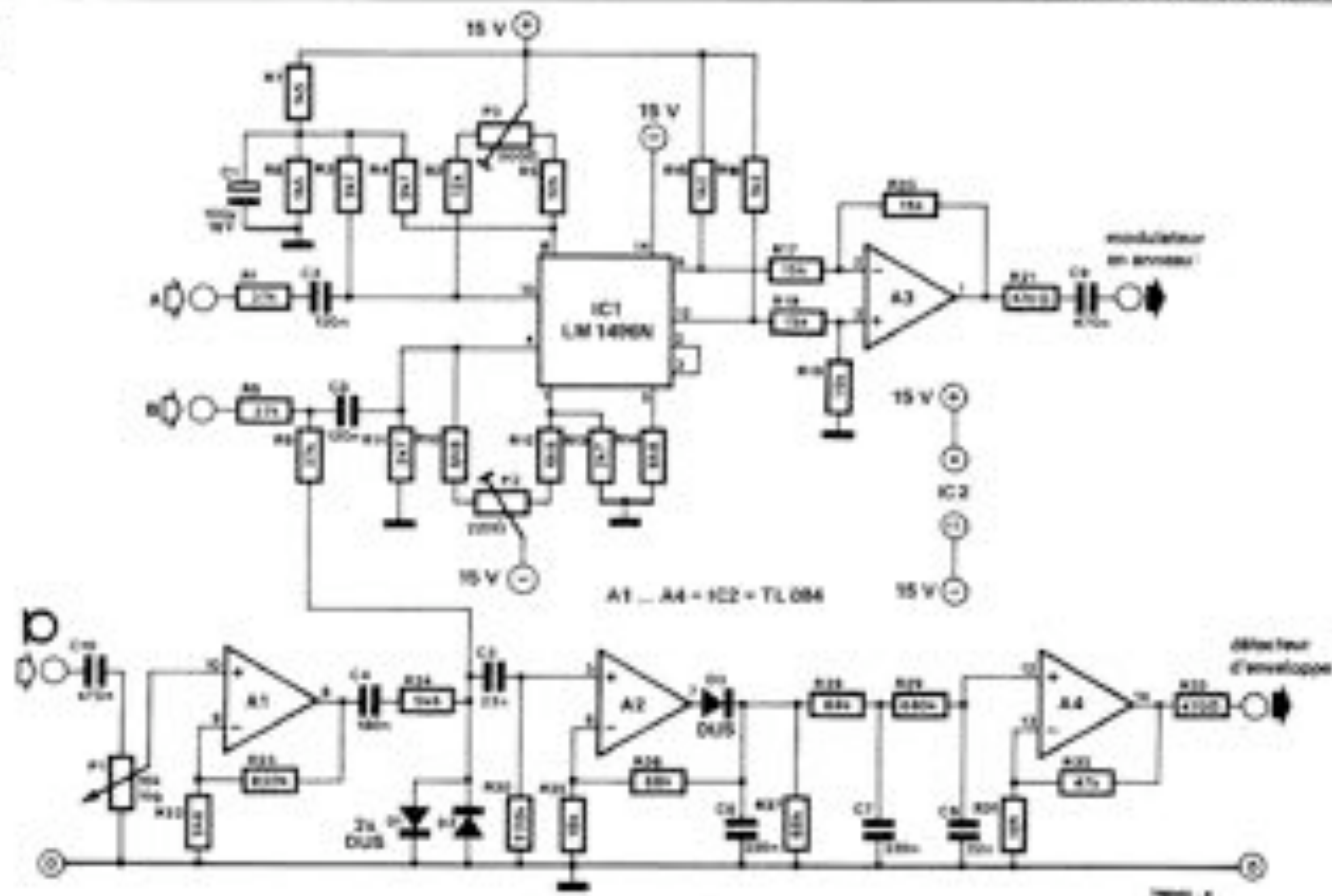


Figure 3. Schéma synoptique du modulateur en anneau d'Elektor.

Figure 4. Schéma complet du circuit du modulateur en anneau. Le véritable processus de "modulation en anneau" est réalisé dans le circuit intégré modulateur symétrique double IC1.

signaux d'entrée. C'est un circuit intégré LM 1496N de National (ou encore un MC 1496P de Motorola). Il est nécessaire de lui adjoindre quelques résistances externes pour que son fonctionnement soit satisfaisant. L'amplitude des deux signaux de sortie doit être limitée, car alors les signaux d'entrée ne seraient pas suffisamment supprimés et apparaîtraient à la sortie. C'est la raison pour laquelle les signaux d'entrée sont maintenus à un niveau acceptable (environ 150 mVcc au maximum) à l'aide des réseaux diviseurs R1/R3 et R8/R11, ce qui a pour effet de garantir un abaissement des signaux d'entrée à la sortie d'environ 50 dB. Leur suppression peut être optimisée en ajustant les potentiomètres P2 et P3. R6 et R7 ajustent les tensions d'offset continues présentes aux bornes 8 et 10 du circuit intégré tandis que les autres résistances qui lui sont associées garantissent la polarisation correcte des courants continus. La tension de sortie est ajustée à 1,5 Vcc qui est le niveau standard du FORMANT. L'ampli-op A3 fonctionne simplement en étage tampon de sortie.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1, R8, R9 = 27 k  
R2, R5 = 12 k  
R3, R4, R11, R13 = 2k7  
R6, R7 = 1k5  
R10, R12, R14 = 6k8  
R15, R16 = 1k2  
R17 ... R20 = 15 k  
R21, R23 = 470  $\Omega$   
R22, R24 = 5k6  
R25 = 820 k  
R26 = 18 k  
R26, R27, R28 = 68 k  
R29 = 680 k  
R30 = 220 k  
R31 = 10 k  
R32 = 47 k  
P1 = potentiomètre  
10 k log  
P2 = potentiomètre ajustable,  
220  $\Omega$  (250  $\Omega$ )  
P3 = potentiomètre ajustable,  
500  $\Omega$

##### Condensateurs:

C1 = 100  $\mu$ /16 V  
C2, C3 = 120 n  
C4 = 180 n  
C5 = 22 n  
C6, C7 = 220 n  
C8 = 22 n  
C9, C10 = 470 n

##### Semiconducteurs:

IC1 = LM 1496N (National)  
ou MC 1496P (Motorola)  
IC2 = TL 084  
D1 ... D3 = DUS

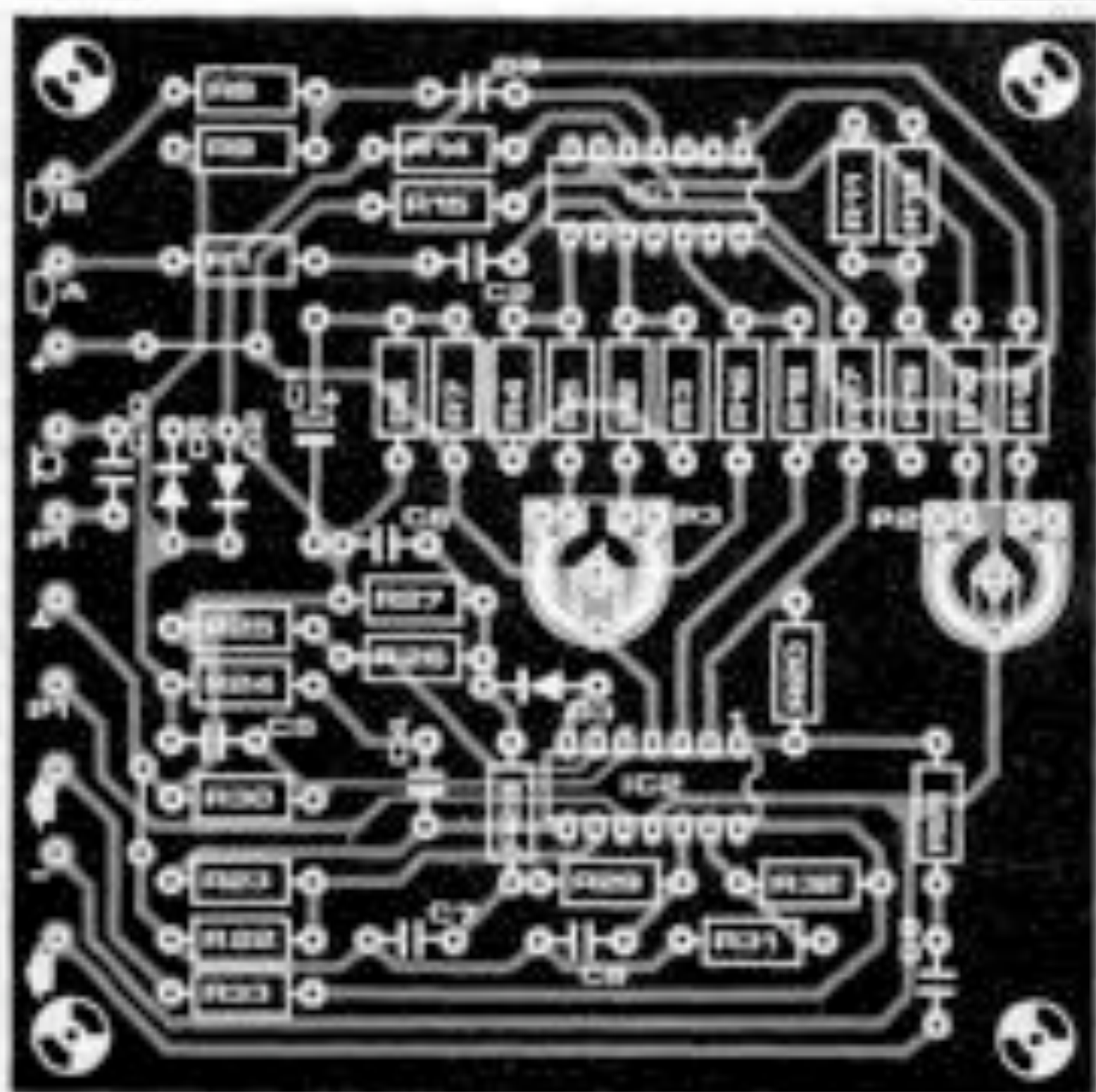
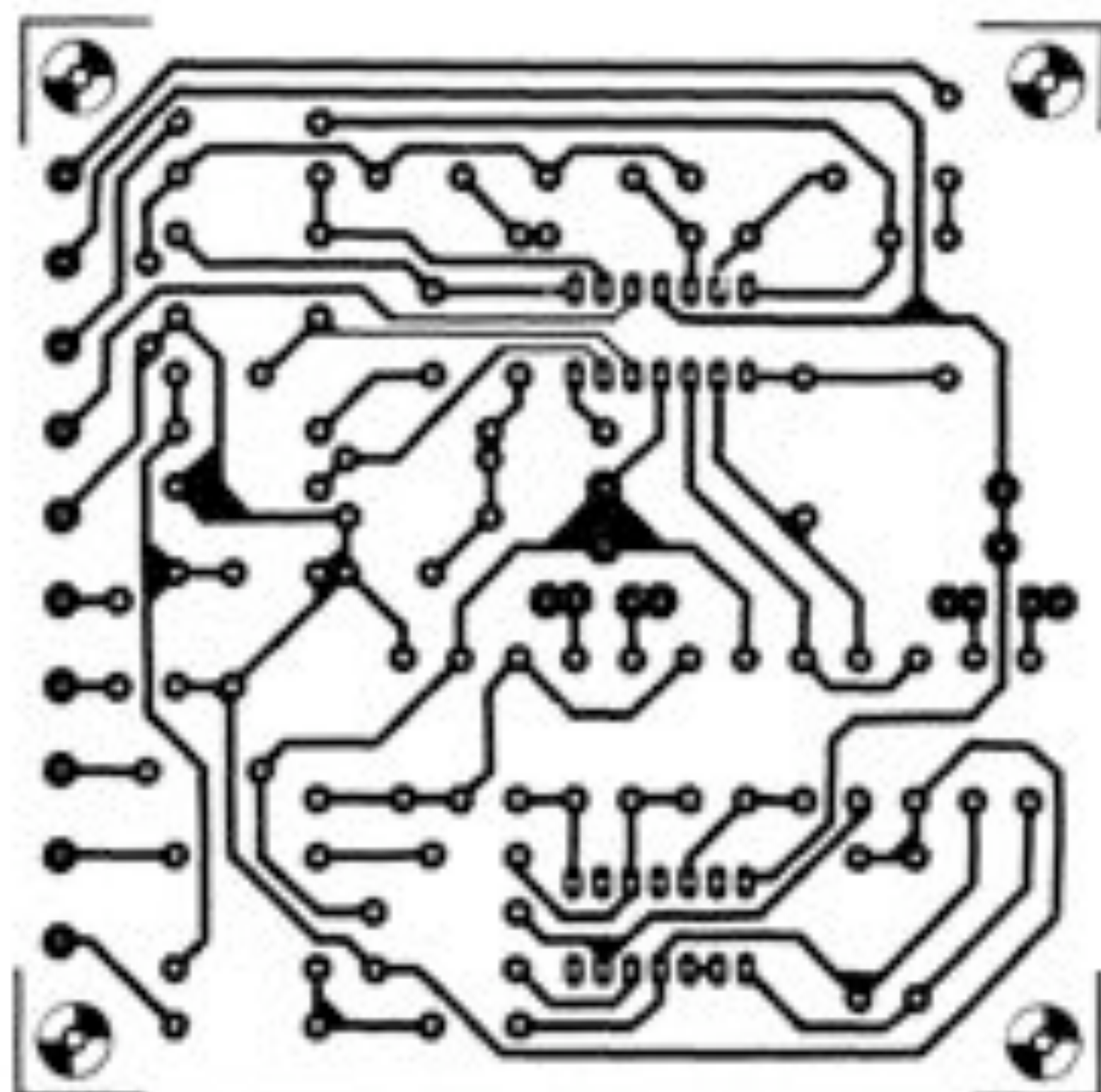
L'entrée C, utilisant l'ampli-op A1 en préamplificateur, a été conçue en fonction des phonocapteurs de guitares, des microphones, etc. Le niveau d'entrée de cet étage est réglable à l'aide de P1, tandis que sa sortie est appliquée au modulateur en anneau, par l'intermédiaire de R9, ainsi qu'au suiveur d'enveloppe via C5. Les diodes D1 et D2 sont montées pour bloquer en ce point les tensions excessivement élevées. Les deux autres ampli-ops, A2 et A4, font partie du suiveur d'enveloppe, le détecteur de crête étant formé par l'ensemble D3, C6 et A2. Le signal redressé est alors injecté au travers d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est de 10 Hz. Enfin, l'ampli-op A4 permet à la tension de sortie du suiveur d'enveloppe d'évoluer entre 0 et 10 V environ.

#### Réalisation et montage

Le circuit peut être installé sur le circuit imprimé présenté en figure 5. Outre le MC 1496P, il existe un autre IC équivalent du LM 1496N, le S 5596 de Signetics. Malheureusement son brochage est différent et il ne peut donc être utilisé sur la platine de la figure 5. Les tensions d'alimentation du circuit sont de +15 V et -15 V. De l'ordre de quelques dizaines de milli-ampères, la consommation de courant est extrêmement faible. La mise au point du circuit est tout à fait simple: un signal est appliqué à l'entrée A et le potentiomètre P3 est ajusté pour qu'il soit aussi peu audible que possible à la sortie. Le même processus est appliqué au signal injecté à l'entrée B et ce, grâce au potentiomètre



5



P2. Finalement, toute la procédure est reprise et le circuit se trouve prêt à l'utilisation. L'amateur de musique expérimentale peut s'embarquer pour ce qu'on lui souhaite être une fructueuse "odyssée" à la découverte de nouveaux horizons musicaux...

Si pour ce voyage interstellaire, c'est le FORMANT qui doit servir de navette, il va falloir équiper ce modulateur d'ornements dignes du reste de notre synthétiseur.

#### Face avant

La proposition de dessin pour la face avant donnée par la figure 6 correspond aux proportions des petites faces avant du FORMANT. Le potentiomètre

Figure 5. Circuit imprimé correspondant au schéma de la figure 4.

Figure 6. Suggestion de face avant pour la mise en place du modulateur en anneau dans le FORMANT; le parcours des signaux est représenté par des flèches.

Figure 7. Le circuit imprimé de la figure 5 adapté au format européen pour une insertion plus facile dans le FORMANT.

Figure 8. Equerre de fixation de la face avant sur le circuit imprimé.

"LEVEL" correspond à P1 et sert à ajuster la sensibilité d'entrée. Pour l'entrée ES, il n'est peut-être pas inutile de prévoir un jack de 6,35 mm alors que pour les autres entrées et sorties, des jacks de 3,5 mm devraient convenir.

#### Circuit imprimé

Le dessin du circuit imprimé original a été repris dans la perspective d'une insertion dans le FORMANT où les circuits imprimés sont au standard européen et munis d'un connecteur mâle à 31 broches. Le schéma d'implantation est le même que celui de la figure 5. Les lignes d'alimentation pourront éventuellement être dotées de condensateurs de découplage.

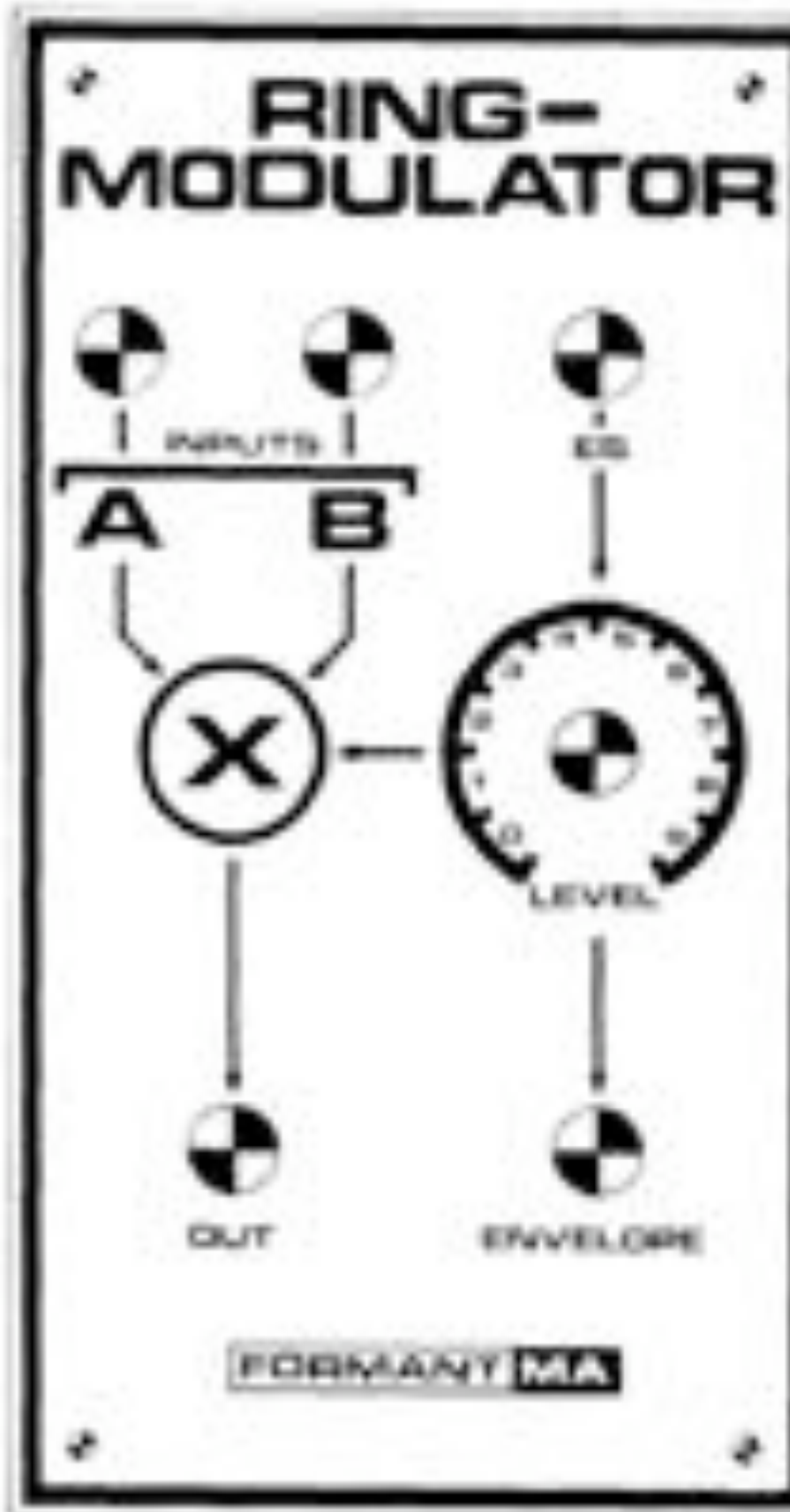
#### Recommandations pour la mise en place

La réalisation du circuit imprimé, son câblage et l'ajustage ne posent pas la moindre difficulté. Le couplage du circuit imprimé et de la face avant n'en posent pas beaucoup plus, à condition de savoir comment s'y prendre. Il y a en gros deux solutions qui l'une et l'autre mettent en œuvre des équerres ou cornières du type de celle de la figure 8. La première consiste à coller l'équerre ou la cornière sur le verso de la face avant, alors que la deuxième consiste à coincer la cornière entre un ou plusieurs potentiomètres et la face avant.

#### Applications

Le principe de ce montage est simple:

6









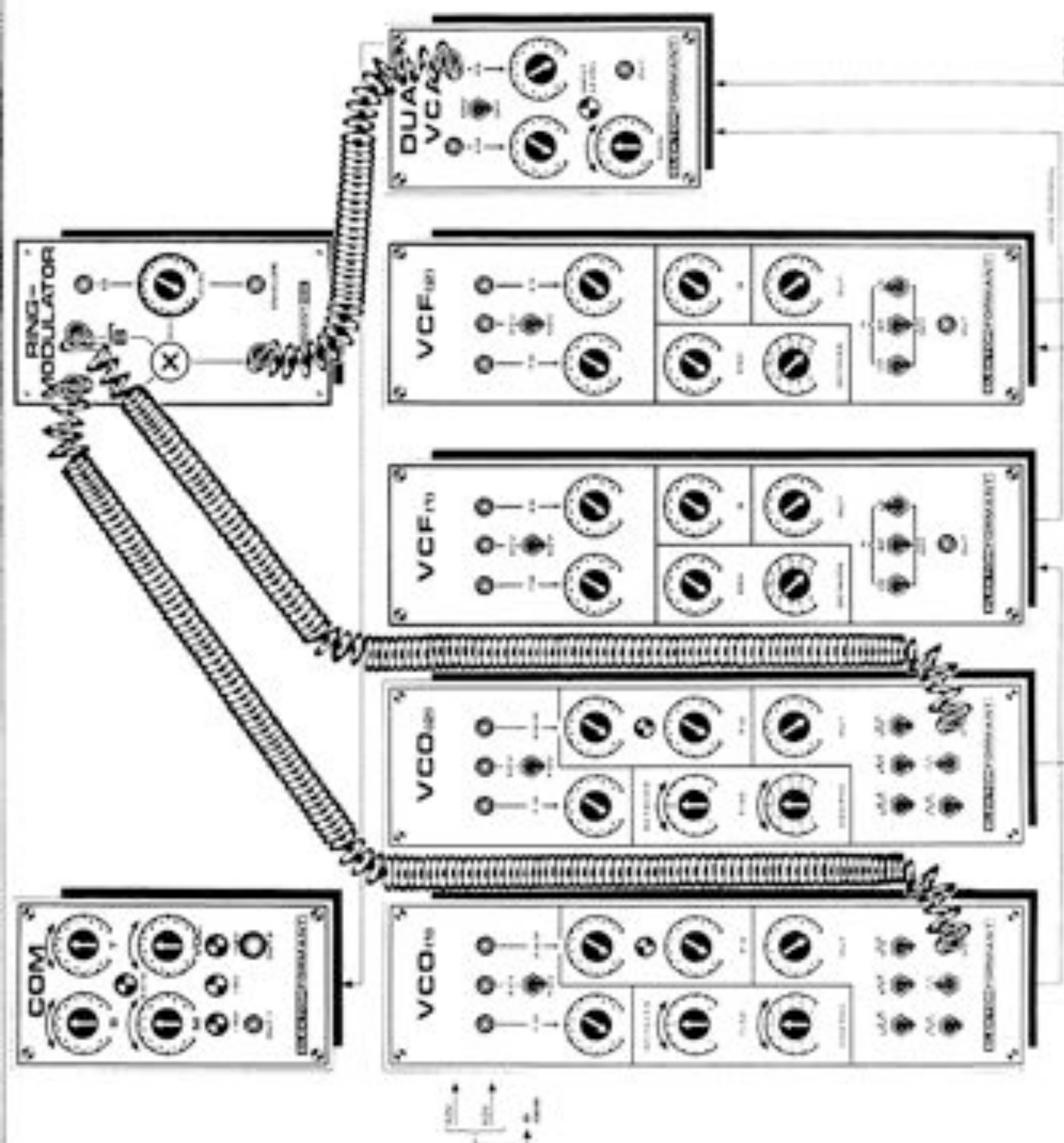


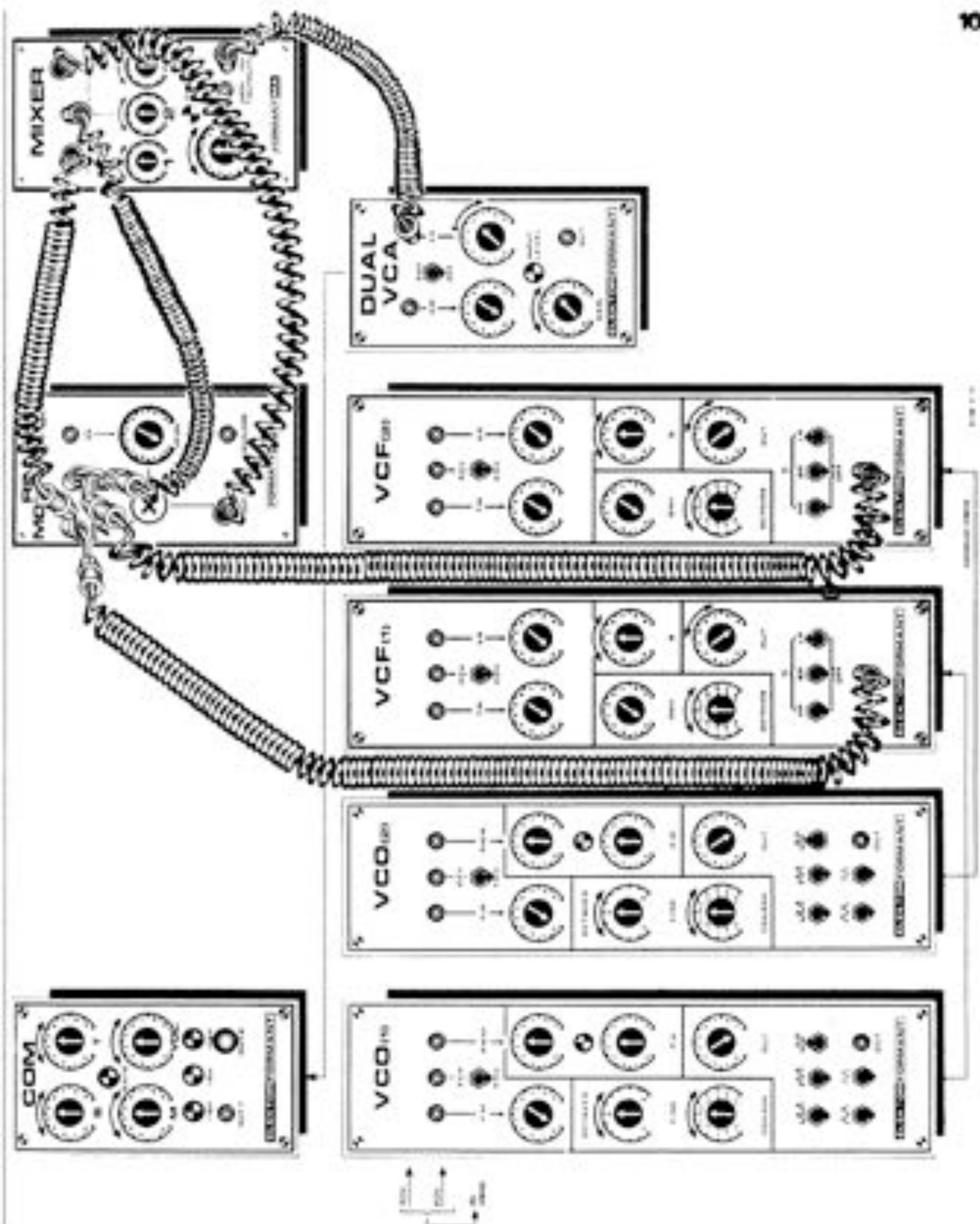
Tableau 1. Fonctionnement d'un modulateur en anneau.

Entrée A	800	700	600	500	400	300	200	100
Entrée B	400	400	400	400	400	400	400	400
Sortie (Somme)	1200	1100	1000	900	800	700	600	500
Sortie (Différence)	400	300	200	100	0	100	200	300
Fréquence (signal sinus) en Hz								

Figure 9. Plan de câblage destiné à produire un timbre harmonique composé des harmoniques 1, 2, 3 et 4 ( $VCO : f_2 = 3 \cdot f_1$ ).

Figure 10. Plan de câblage du synthétiseur pour l'obtention de sons de cordes frôlées, accordéon, cornemuse, etc.





est pour le moins inattendues. Selon le choix des fréquences des signaux d'entrée du modulateur en anneau, il est possible de produire des sons vocaux, des gargouillis d'ondes courtes et même de faire tintinnabuler des cloches avec beaucoup de réalisme (figure 11). Ce qui caractérise ce genre de sons est la présence d'harmoniques "artificielles" ou arithmétiques, si l'on préfère. L'intensité du son résultant

est proportionnelle à la densité des harmoniques supérieures présentes dans les signaux modulés.

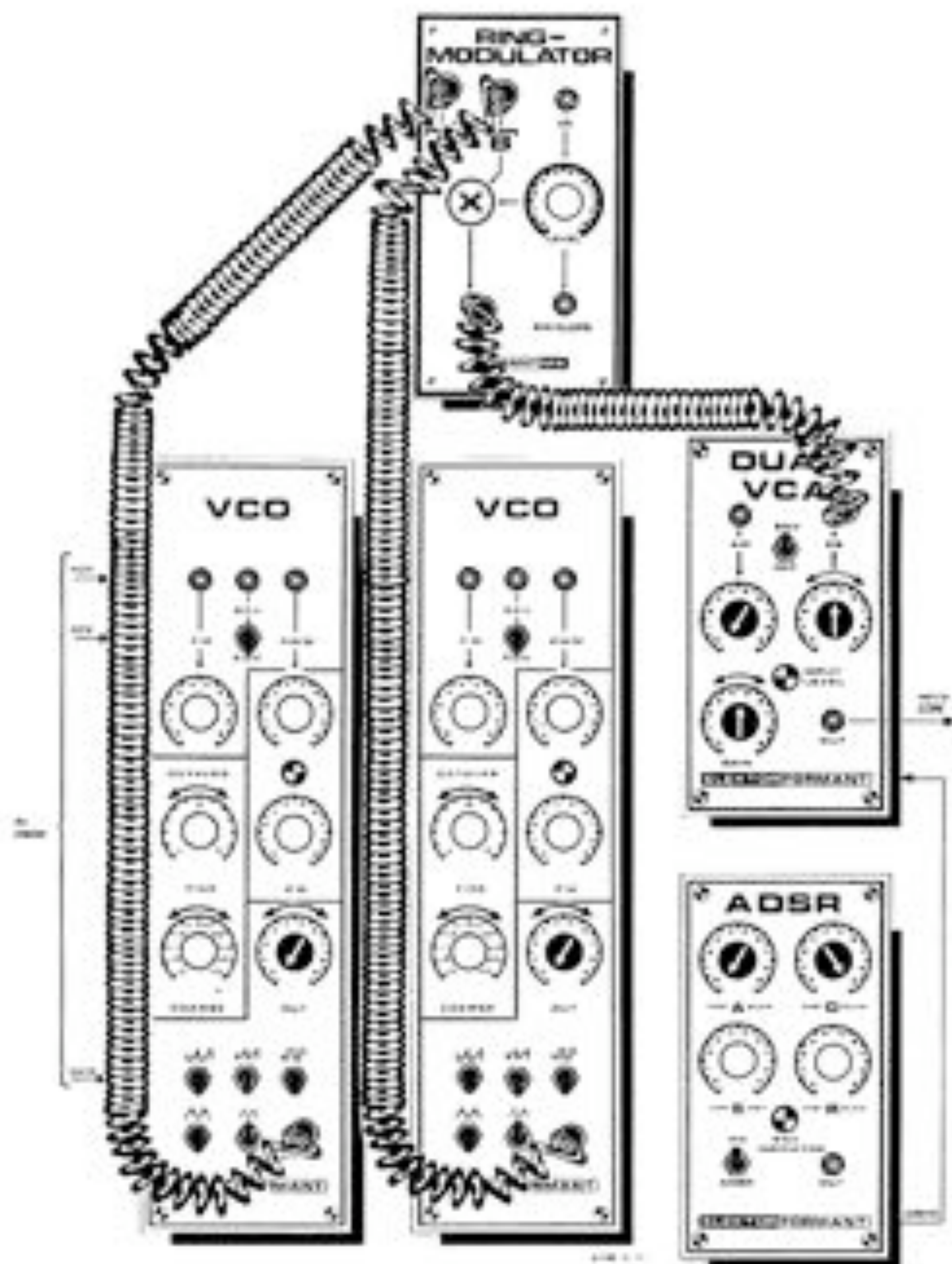
Du fait que le modulateur en anneau du FORMANT est doté d'un pré-amplificateur, il est possible de lui appliquer directement le signal provenant d'instruments électriques ou de micros. Dans l'ensemble, le signal de sortie d'un modulateur en anneau est plus intéressant après un filtrage judicieux

et un mélange partiel avec le (ou les) signal (aux) modulé (s).

La modulation en anneau d'un signal vocal n'est pas sans présenter d'intérêt, notamment lorsqu'elle est associée à la modulation de largeur d'impulsion (PWM).

Le modulateur en anneau est aussi un remarquable VCA; il suffit d'appliquer un signal à moduler en amplitude à une entrée, tandis que l'autre





## Déphaseur

### Phase Shifter

Le module déphaseur intéressera au premier chef les propriétaires de "petits" FORMANTS auxquels il permettra de diversifier leur palette sonore.

Nombreux sont les sons typiques de synthétiseur qui séduisent par leur mobilité, ou plus précisément par la micro-mobilité de leur structure interne. Cet effet est obtenu dans les synthétiseurs d'une certaine taille à l'aide de modulations de fréquence et de largeur d'impulsion différentes et indépendantes les unes des autres; c'est ainsi que naissent des cycles de déphasage plus ou moins complexes.

Les VCO du FORMANT étant équipés chacun d'une entrée de modulation de largeur d'impulsion, l'effet peut être

réalisé à partir d'un unique VCO; toutefois, ceci ne concerne que l'onde rectangulaire et ne vaut pas pour les autres formes d'onde. C'est par contre un effet qui est tout à fait à la portée du module déphaseur que nous nous apprêtons à décrire.

Contrairement à ce qui se passe dans les filtres passe-haut et passe-bas, l'amplitude de sortie d'un filtre passe-tout est constante sur une large plage de fréquences; ces modules introduisent par contre un décalage de phase plus ou moins important entre le signal qui leur est appliqué et celui qu'ils délivrent.

Le schéma de la figure 1 montre à quel point il est facile de réaliser la fonction de base d'un module déphaseur. La proportion du décalage de phase entre les signaux d'entrée et de sortie est liée à la valeur de la résistance R et du condensateur C. Le diagramme illustre

la relation qui lie le décalage de phase à la fréquence du signal; on y voit que le filtre passe-tout est du premier ordre du fait que le déphasage est compris entre 0° et 180°.

Figure 1. Schéma de principe d'un filtre passe-tout. Le diagramme de déphasage montre la relation que ce dernier entretient avec la fréquence du signal.



12

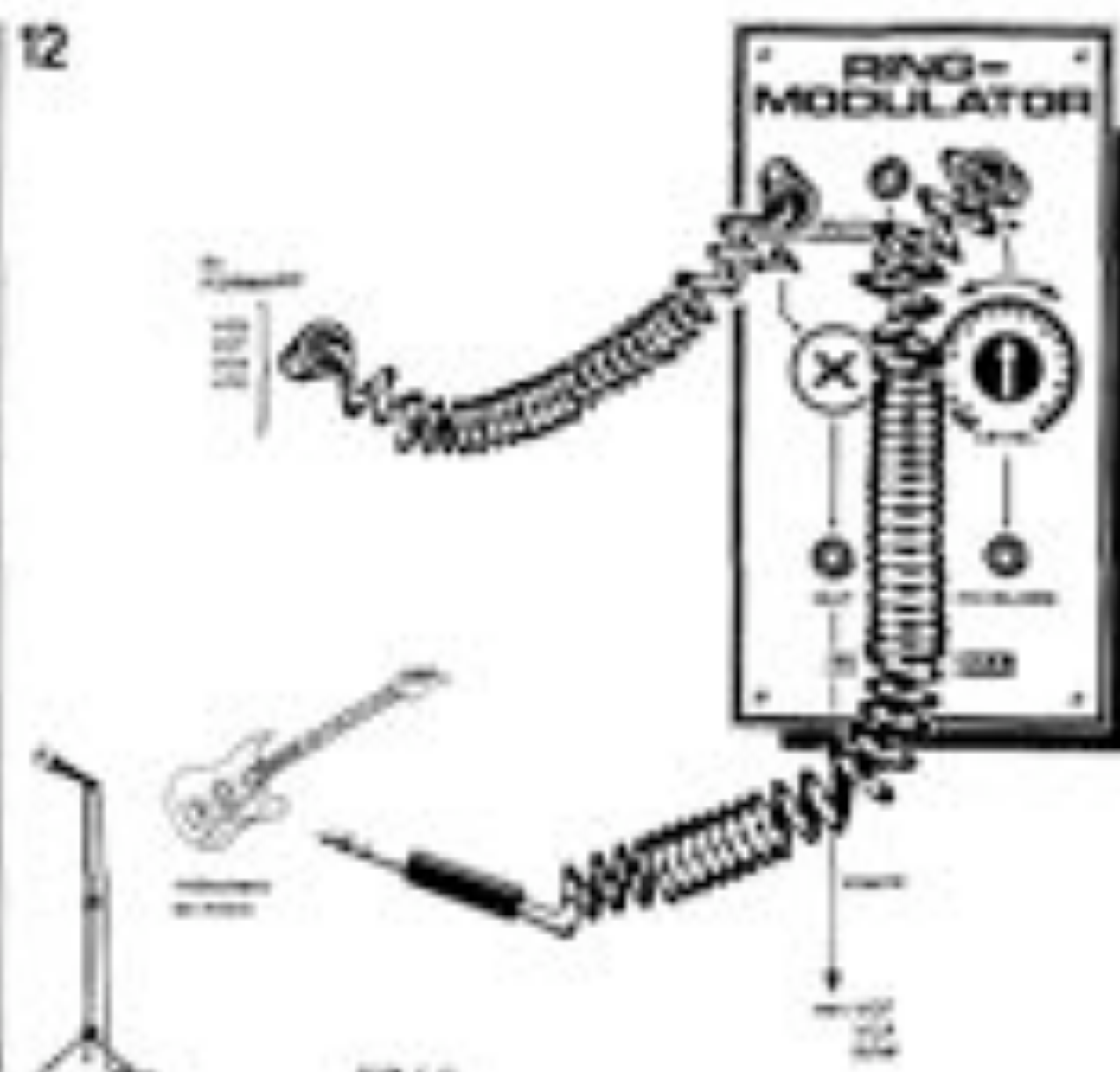


Figure 11. Plan de câblage destiné à produire des sons percussifs à timbre complexe. L'effet le plus puissant est obtenu lorsque les VCO sont accordés à la quarte (soit 5 % tons) ou à la sixte diminuée (9 % tons).

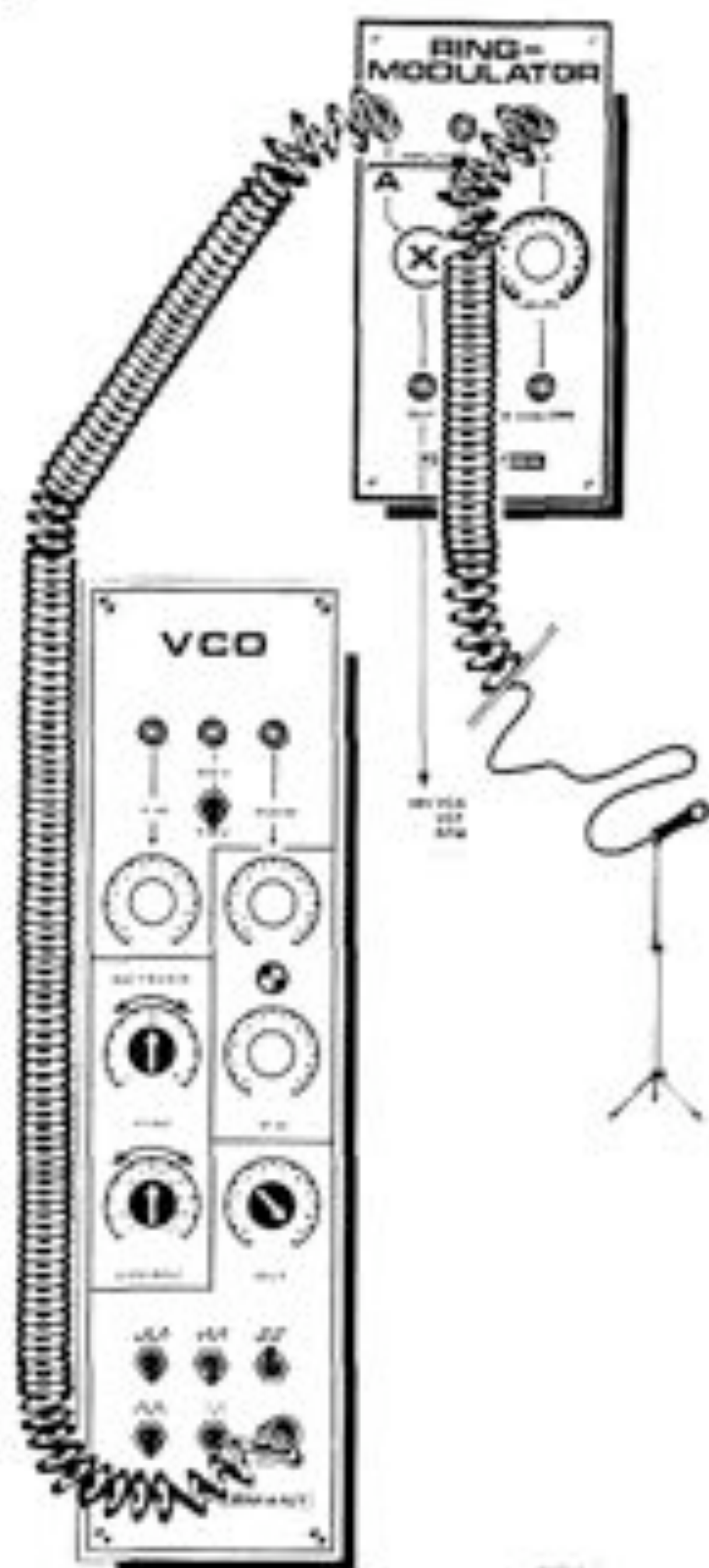
Figure 12. Plan de câblage d'un modulateur en anneau et de sources extérieures.

Figure 13. Plan de câblage d'un modulateur en anneau pour la modulation de signaux vocaux. L'effet est amplifié par l'adjonction de modulation de largeur d'impulsion du VCO (PWM).

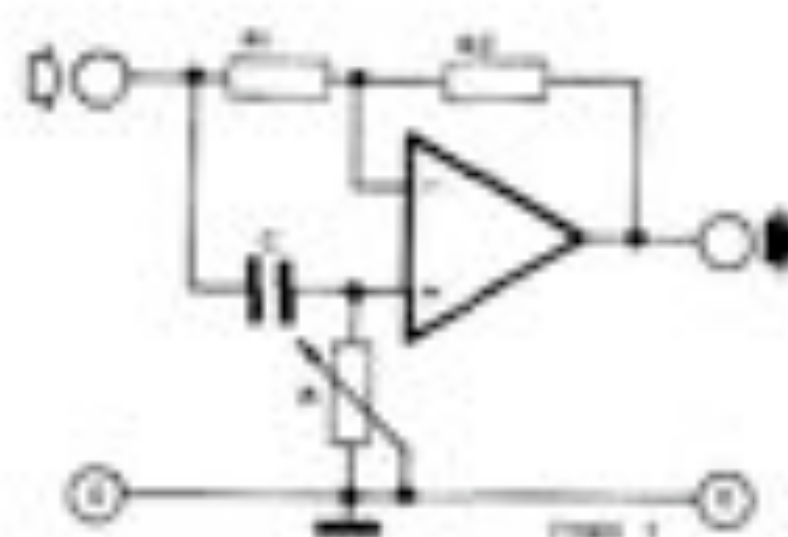
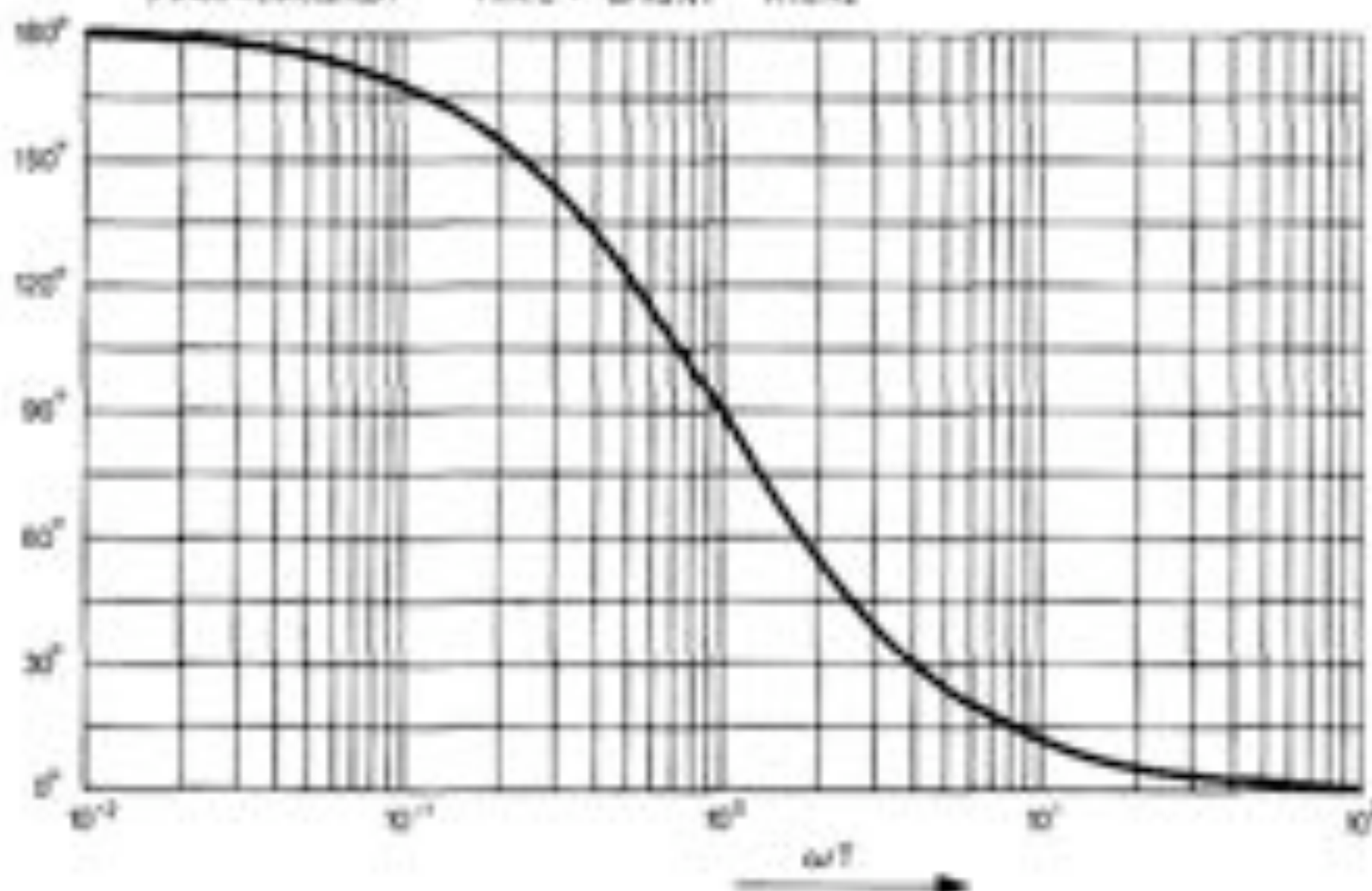
vous appliquer un signal de commande provenant d'un LFO par exemple. Nous reviendrons sur le suiveur d'enveloppe au cours du chapitre 5. Pour finir avec cet inépuisable modulateur en anneau, en voici quelques caractéristiques techniques:

- bande passante: 20 ... 20 000 Hz
- réjection des signaux d'entrée: 60 dB
- impédance d'entrée: 50 k
- impédance de sortie: 500 ohms

13

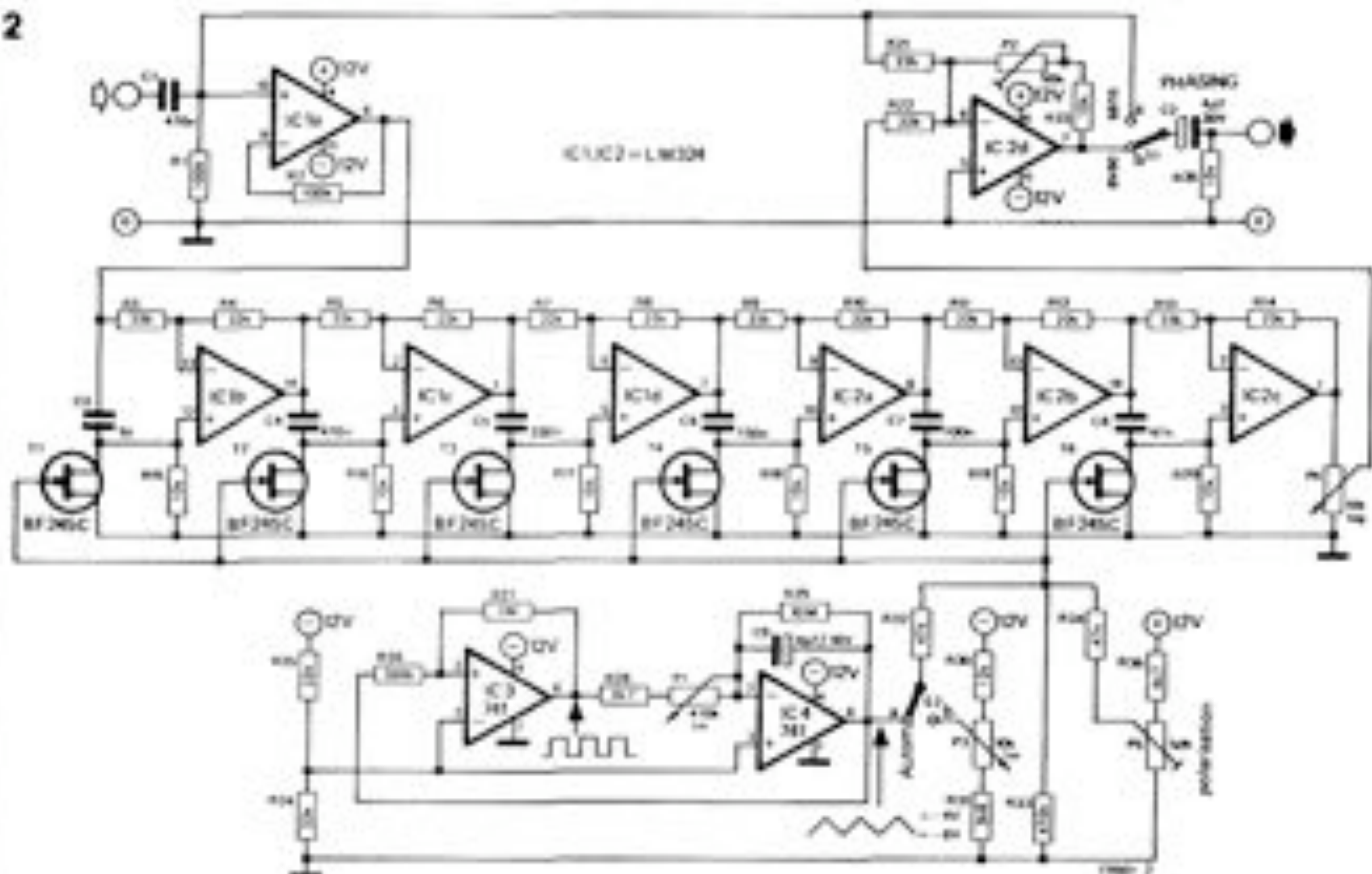


$$\theta = 90^\circ - 2 \arctan \omega T \quad T = RC \quad \omega = 2\pi f \quad R1 = R2$$





2



# Liste des composants

## Résistances

(sauf de carbone, 5 %)  
 R1, R2 = 100 k  
 R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9,  
 R10, R11, R12, R13, R14,  
 R21, R22 = 33 k  
 R15, R16, R17, R18, R19,  
 R20, R23, R25 = 10 k  
 R24, R26 = 33 k  
 R28 = 330 k  
 R27 = 1 M  
 R28, R36 = 4k7  
 R29 = 10 M  
 R30 = 12 k  
 R31 = 3k9  
 R32, R34 = 47 k  
 R33 = 470 k  
 P1 = 470 k lin  
 P2, P5 = 50 k ajust  
 P3 = 10 k lin  
 P4 = 10 k log

## Condensateurs:

C1 = 470 n  
 C2 = 4,7/30 V tamale  
 C3 = 1 µ  
 C4 = 470 n  
 C5 = 330 n  
 C6 = 150 n  
 C7 = 100 n  
 C8 = 47 n  
 C9 = 4,7/16 V tamale

## Semiconducteurs:

IC1, IC2 = 324  
 (mixeur: XR 4212)  
 IC3, IC4 = 741  
 T1, T2, T3, T4  
 T5, T6 = BF 245C

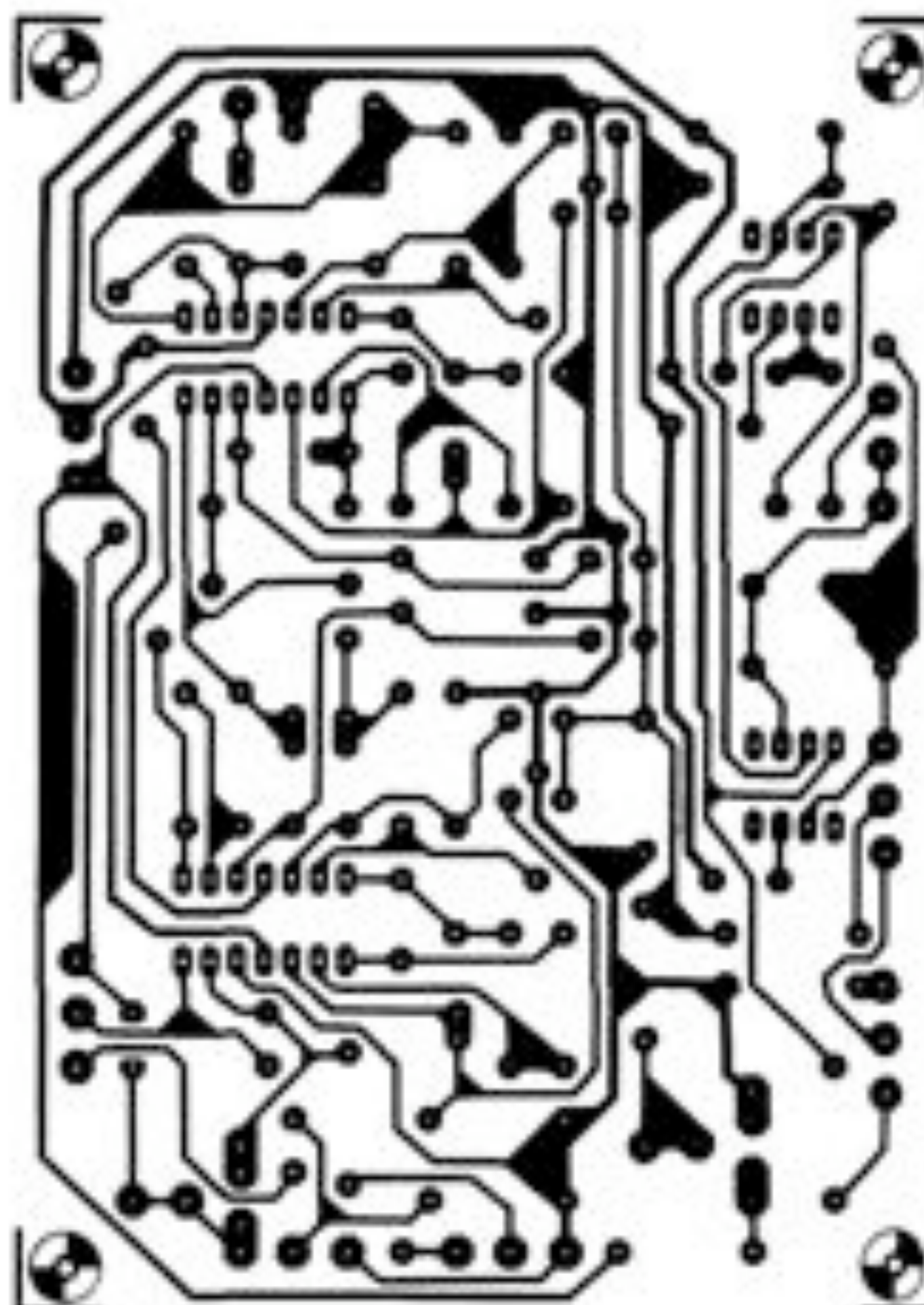
## Divers:

S1, S2 = inverseur simple

La figure 2 reproduit le schéma du déphaseur. IC1a assure une impédance d'entrée élevée. Sa sortie attaque un réseau de déphasage à six étages successifs, construit autour des amplificateurs opérationnels IC1 b... IC2 c. Les tran-

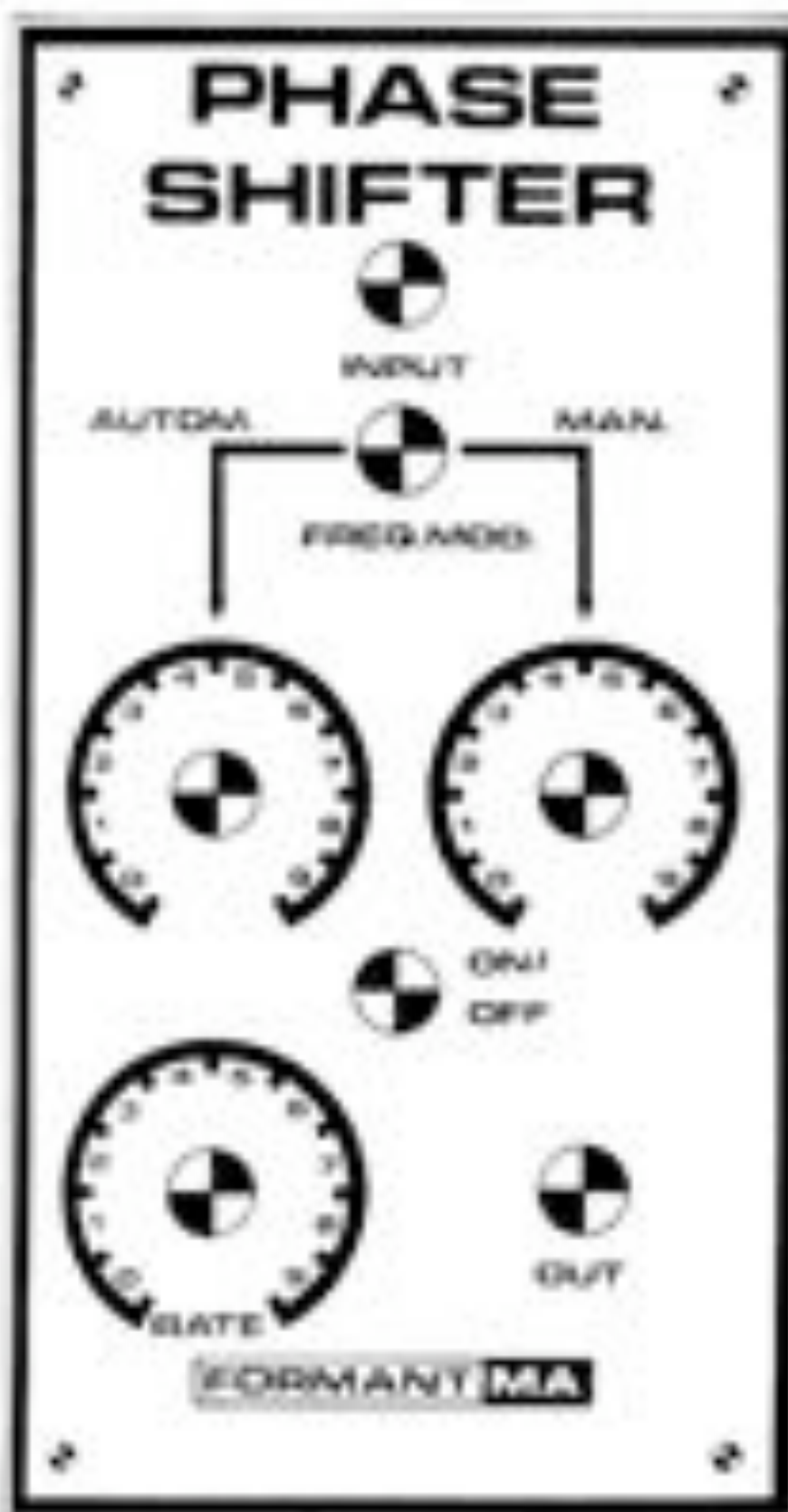
sistors à effet de champ T1...T6 fonctionnent en résistances commandées en tension. Plus la résistance de la jonction drain-source est élevée, plus le décalage de phase est faible. L'amplificateur opérationnel IC2 d mélange

3





4



5

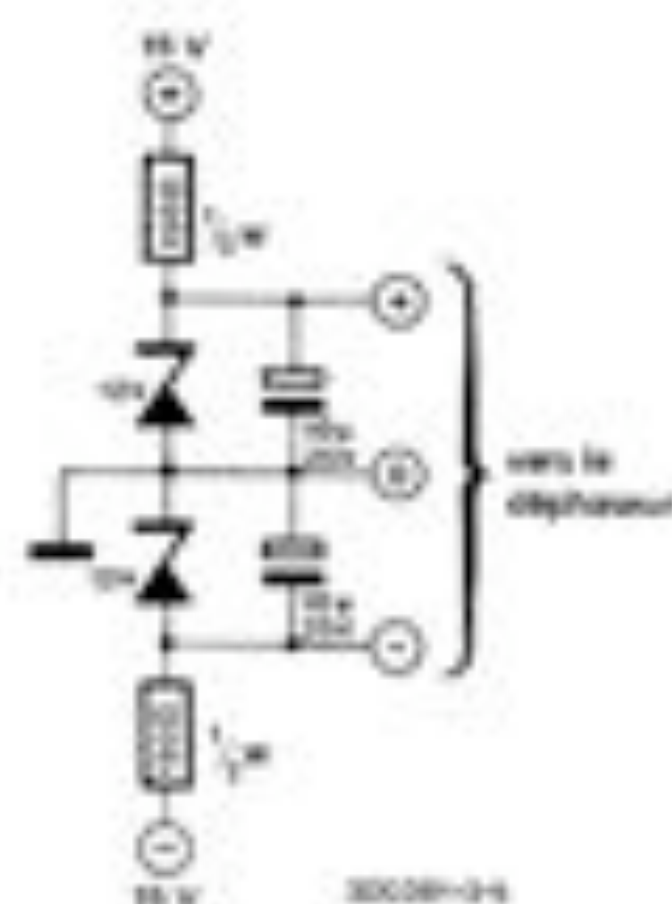


Figure 2. Circuit complet du déphaseur.

Figure 3. Circuit imprimé pour le schéma de la figure 2. Il s'agit d'un circuit aux dimensions normales, mais non normalisées.

Figure 4. Suggestion de face avant pour le déphaseur.

Figure 5. Circuit d'alimentation nécessaire pour ramener la tension d'alimentation de  $\pm 15$  V du FORMANT à  $\pm 12$  V.

le signal direct et le signal déphasé en un signal unique dont l'amplitude est réglable à l'aide de P2, permettant ainsi de connecter ce module à tous les types d'amplificateurs. Pour donner naissance à l'effet de déphasage, il faut commander la chaîne de transistors; c'est ce que fait le générateur d'ondes triangulaires construit autour des amplificateurs opérationnels IC3 et IC4. Le premier fonctionne en trigger de Schmitt non inverseur, son hystérésis est essentiellement déterminée par les résistances R26 et R27. Le signal d'entrée qui lui est appliqué provient d'un intégrateur constitué des composants R28, P1 et C9 (qui déterminent la fréquence) et IC4. L'amplitude du signal triangulaire de sortie de l'intégrateur s'étend de  $-6$  V à  $-4$  V (la grille des transistors à effet de champ doit toujours être négative par rapport à leur source). Il est possible de commuter le déphaseur en mode manuel à l'aide de S2, ce qui permet d'ajuster le déphasage avec le potentiomètre P3. La profondeur de l'effet est déterminée par la position de P4. On notera que l'effet est optimal lorsque la fréquence du générateur est de l'ordre de 0,5 Hz ... 1 Hz; au-delà de cette valeur, vers 4 Hz notamment, on est en présence d'un effet de vibrato de phase.

Le potentiomètre P5 a été prévu afin que l'on puisse compenser la tolérance des transistors à effet de champ.

### La face avant

La figure 4 propose un dessin de face avant convenable pour le déphaseur, aux dimensions standard des modules du FORMANT. L'inverseur Autom./Man. est unipolaire (S2). Les trous des potentiomètres ont été prévus pour des axes de 6 mm (P1 = "automatic frequency modulation" = modulation de fréquence automatique; P3 = "manual frequency modulation" = modulation de fréquence manuelle; P4 = "rate" = taux de modulation).

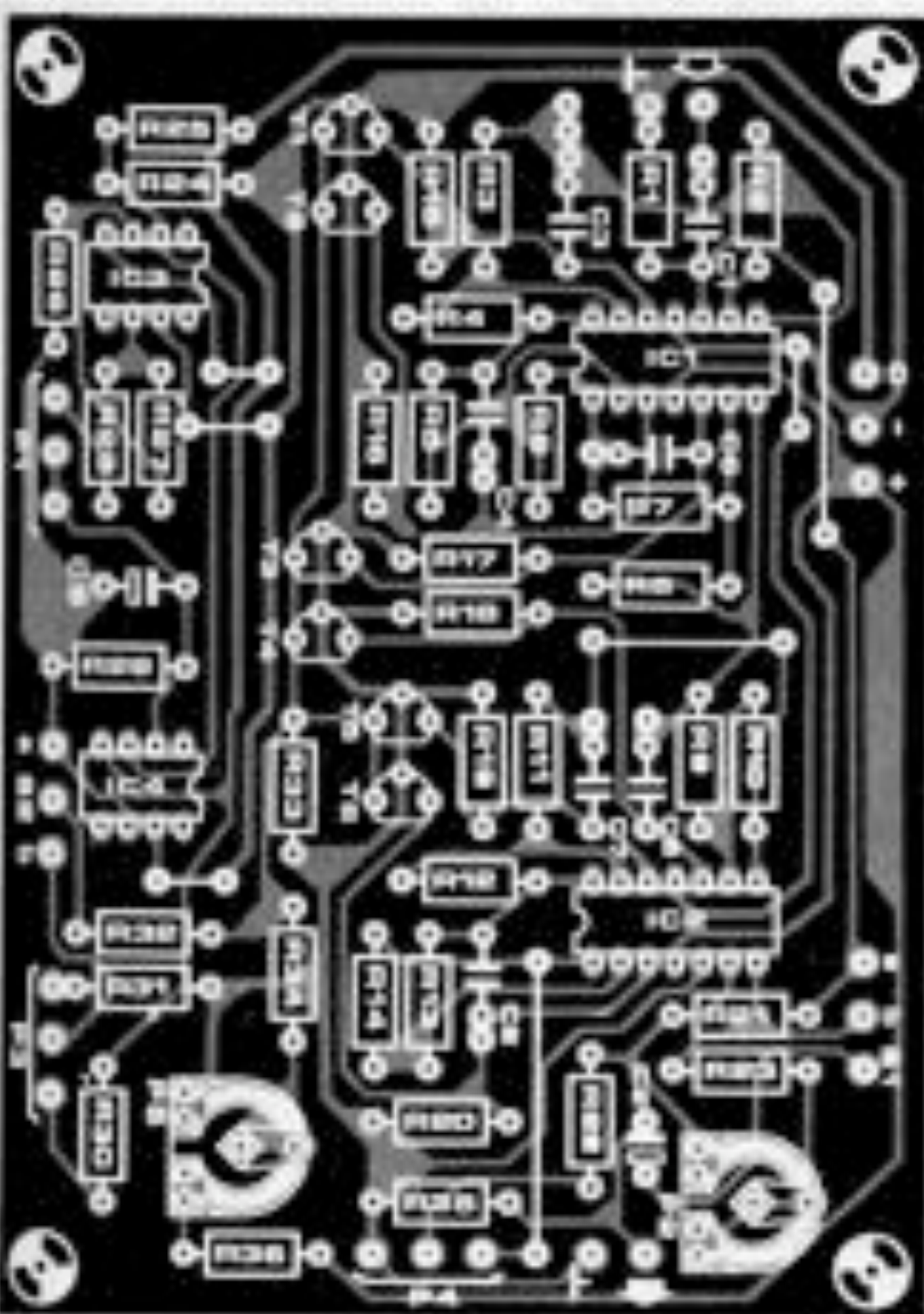
L'inverseur S1 permet de mettre tout le module hors circuit sans qu'il y ait à modifier le câblage.

### Le circuit imprimé

En fait, il y en a deux: un "normal" et un autre au format européen 19" plus précisément destiné à la mise en place dans le boîtier du FORMANT. Le circuit des lignes d'alimentation qui a été rajouté sur le circuit imprimé de la figure 6 est détaillé sur la figure 5. A part ce petit supplément, l'implantation des composants est la même pour les deux circuits imprimés.

### Applications

C'est à la sortie du COM qu'il vaut mieux placer le déphaseur; si toutefois on désire garder le contrôle au casque sur le signal déphasé, il faudra monter ce module entre le VCA et le COM. Signalons qu'il n'est jamais inutile de multiplier les modules d'un synthétiseur: plusieurs déphaseurs commandés à des fréquences différentes permettent de réaliser des effets de "cordes" assez saisissants.





6

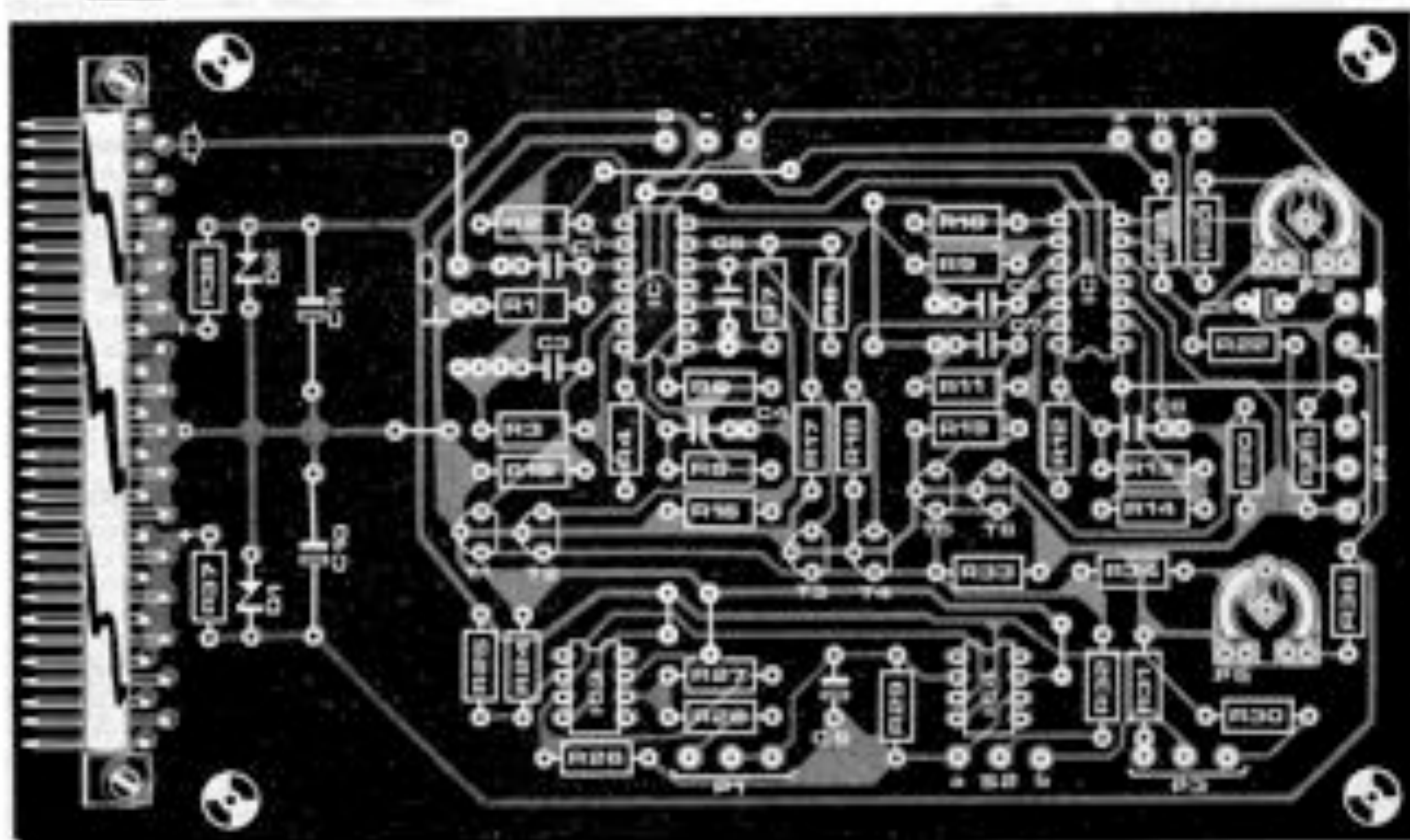
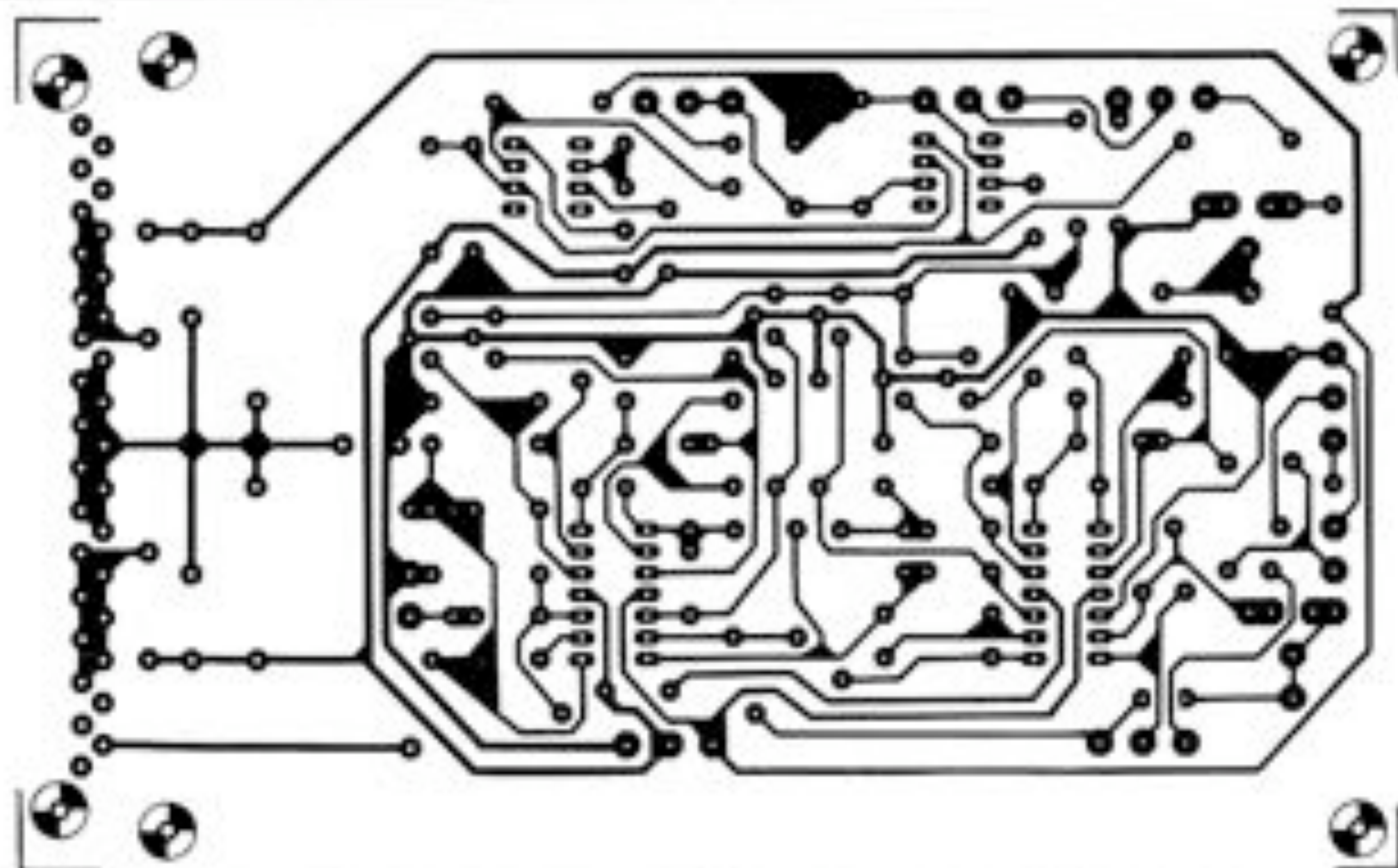


Figure 5. Circuit imprimé au format européen utilisé ailleurs dans le FORMANT. En dehors du circuit de la figure 5 à l'extrême gauche du circuit imprimé, celui-ci est identique, quant à l'implantation des composants, à celui de la figure 2.

## Krimisizer

Rien ne déclenche autant la stupeur (voire la panique!) dans une assemblée qu'un bruit insolite. Parmi ceux-ci, on compte le son des sirènes de police. Si ce genre d'effets vous intéresse, il ne vous reste plus qu'à construire le Krimisizer, capable de reproduire aussi bien le "tut-tut-tut" des sirènes européennes que le hurlement des sirènes américaines.

Le schéma synoptique de la figure 1

montre comment le circuit est conçu. Un multivibrateur astable (MVA) délivre une tension qu'un intégrateur et un filtre passe-bas transforment en signal pseudo sinusoïdal (pour la sirène américaine). Ce signal est appliqué à un oscillateur commandé en tension (VCO). Pour la sirène européenne, le signal rectangulaire du multivibrateur est appliqué directement à l'entrée du VCO. Les composants actifs du MVA sont T1 et T2 que l'on trouve en haut à gauche de la figure 2.

La fréquence du MVA est différente



Figure 1. Schéma synoptique de la sirène E/A.

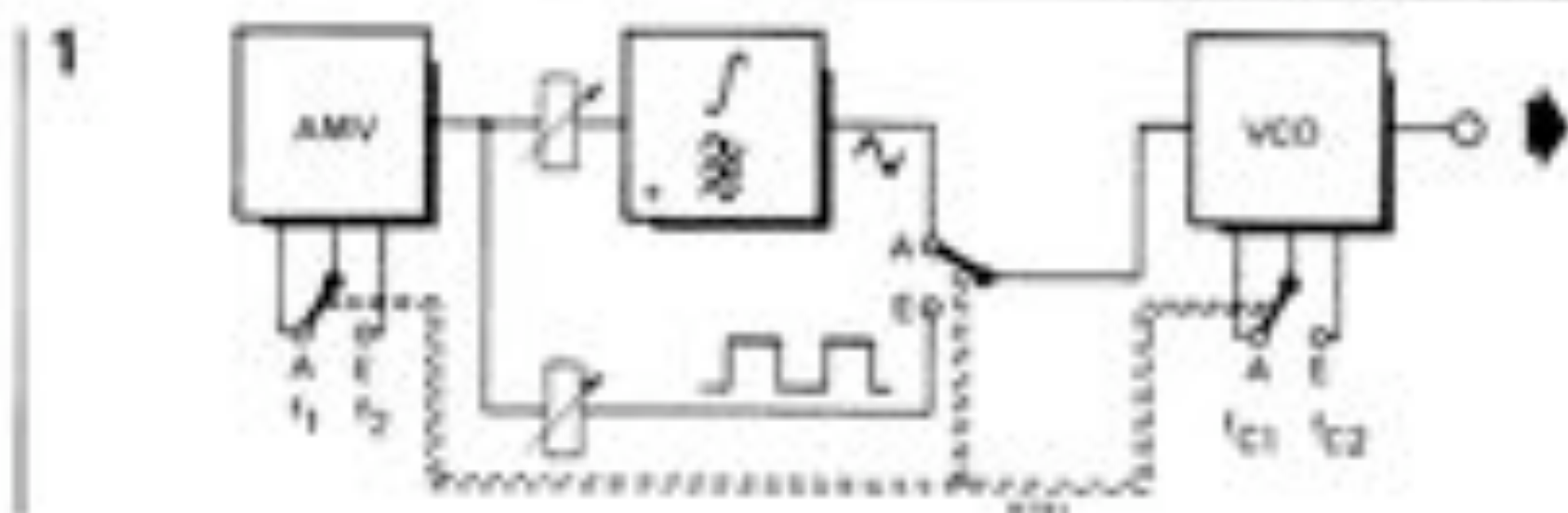
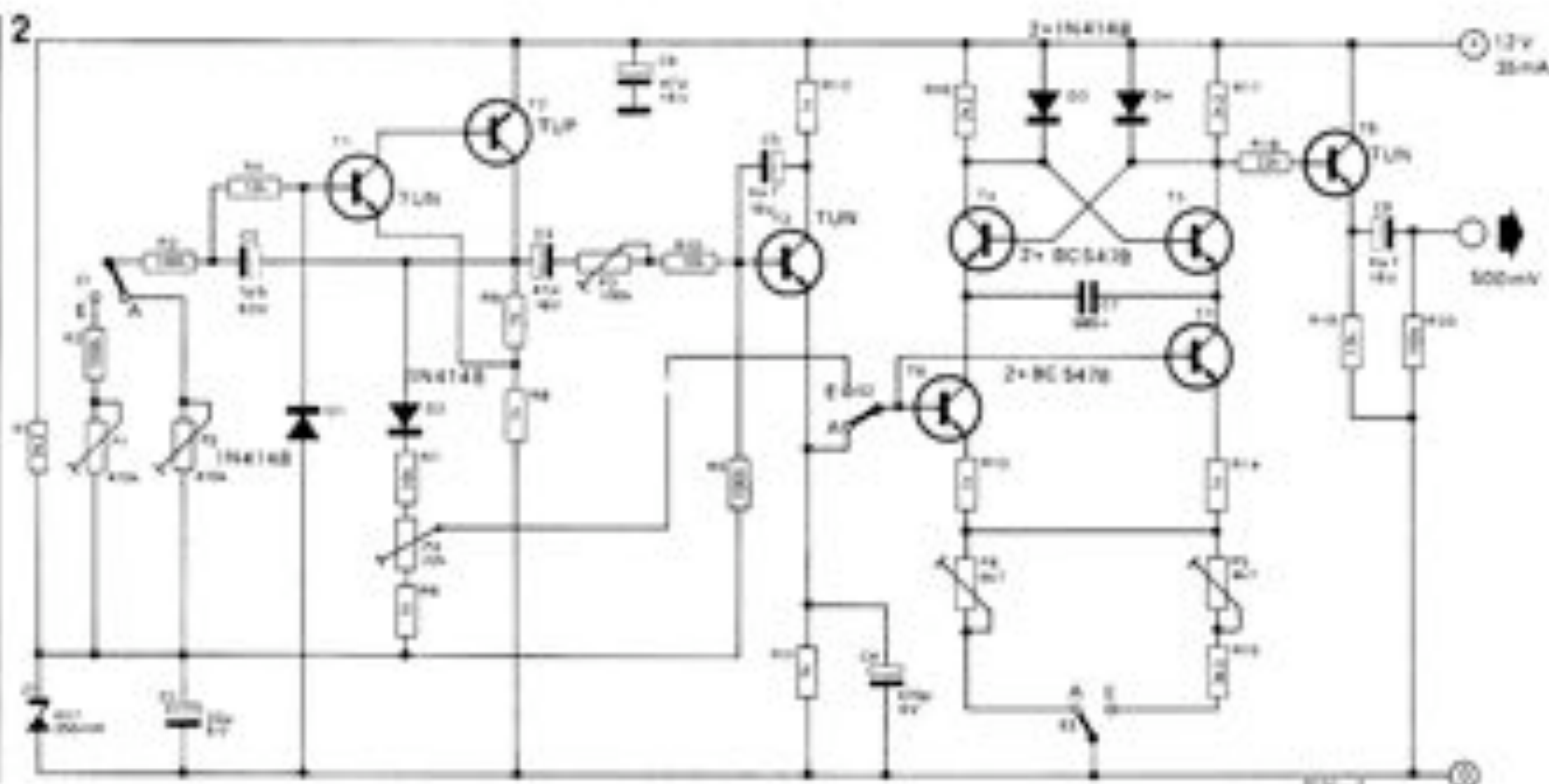


Figure 2. Le circuit du Krimizier. On pourra adapter un inverseur unique pour S1...S3, mais les possibilités sont plus nombreuses si l'on prend trois inverseurs séparés.



## Liste des composants

## Résistances:

(sauf de carbone, 5 %)  
 R1, R16, R17 = 2k2  
 R2, R3, R6, R20 = 100 k  
 R4, R7, R10 = 10 k  
 R8, R9, R11,  
 R12, R13, R14 = 1 k  
 R15 = 3k3  
 R18 = 22 k  
 R19 = 12 k  
 P1, P2 = 500 k ajustable  
 P3 = 100 k  
 P4 = 25 k  
 P5, P6 = 5 k

## Condensateurs:

C1 = 22 µ, 6 V  
 C2 = 1,5 µ, 63 V  
 C3, C6 = 47 µ, 16 V  
 C4 = 470 µ, 6 V  
 C5, C8 = 4 µ7, 16 V  
 C7 = 680 n  
 C9 = 4 µ7, 16 V

## Semi-conducteurs:

T1, T3, T8 = TUN  
 T2 = TUP  
 T4, T5, T6, T7 = BC 547B  
 D1, D2, D3, D4 = 1N4148  
 Z1 = diode zener 4 V7/250 mW

## Divers:

S1...S3 = voir texte

pour les deux sirènes. Lorsque l'inverseur est en position E (européenne), ce sont R2, R3, P1 et C2 qui déterminent la fréquence, tandis qu'en position A (américaine), ce sont R3, P2 et C2. La diode D1 protège le transistor T1 de tensions de blocage base-émetteur trop importantes.

Le potentiomètre P3 détermine l'amplitude du signal "intégré" modulant le hurlement de la sirène américaine. R10 et C5 agissent avec P3 sur l'amplitude d'intégration. Le réseau R11/C4 transforme le signal triangulaire qui lui est appliqué en un signal pseudo sinusoïdal. C'est ce dernier qui attaque le VCO dont il module la fréquence centrale déterminée par la position du curseur de P6. En fait, il ne s'agit pas d'un VCO puisque notre oscillateur est commandé en courant et non en tension!

Lorsque l'inverseur S1 est en position E, la sirène devient européenne. La tension carrée prélevée sur le curseur de P4 fait alterner le signal de sortie du VCO entre deux fréquences fixes (tuta-tuta, disions-nous...). Le potentiomètre P5 détermine la fréquence du "ta", c'est-à-dire de la note inférieure; tandis que P4 permet de modifier la hauteur du saut et par conséquent la fréquence du "tu".

Si l'on opte pour un inverseur tripolaire pour S1...S3, c'est très bien... mais c'est encore mieux de prendre trois inverseurs indépendants; ceci permet

d'obtenir une variété de sons plus grande.

Les punaises resteront sans doute insensibles à la description de ce module... ne serait-ce que du fait que les sons de sirènes peuvent être obtenus à l'aide d'un VCO et d'un LFO. Mais on mobilise alors deux modules qui seraient fort précieux pour d'autres usages; ceci vaut tout particulièrement pour le jeu en direct, pour lequel le krimizier sera sans doute un joli petit gadget... dont il ne faudra pas abuser.

## Circuit imprimé et face avant

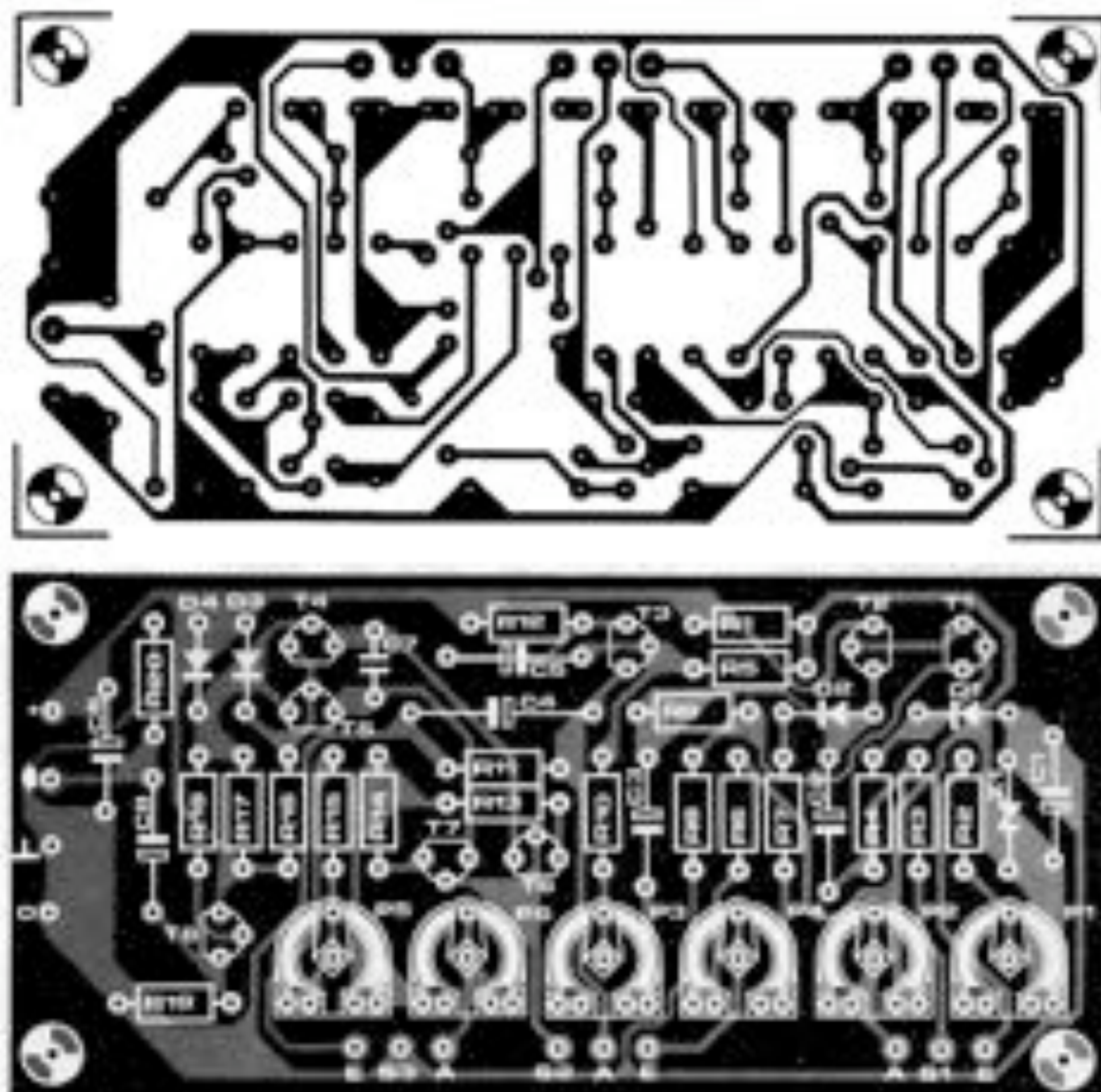
Malgré le caractère "marginal" de ce nouveau module, il lui faut pour prendre place dans le FORMANT une face avant et un circuit imprimé, comme le montrent la figure 4 et la figure 6. Le circuit de la figure 5 permet d'adapter les caractéristiques électriques du krimizier à celles du FORMANT.

## Réalisation

Le circuit original comportait six organes de commande (ajustables) et trois inverseurs. Ceux-ci ont été ramenés à des proportions plus confortables et compatibles avec la dimension d'une petite face avant de FORMANT. P1 et P2 sont les deux moitiés d'un potentiomètre stéréophonique (double).



3



La valeur est inchangée (470 k). P5 et P6, de même que P3 et P4, deviennent aussi "stéréophoniques". La valeur du premier couple est de 4k7 (lin); celle du second pose un "petit" problème

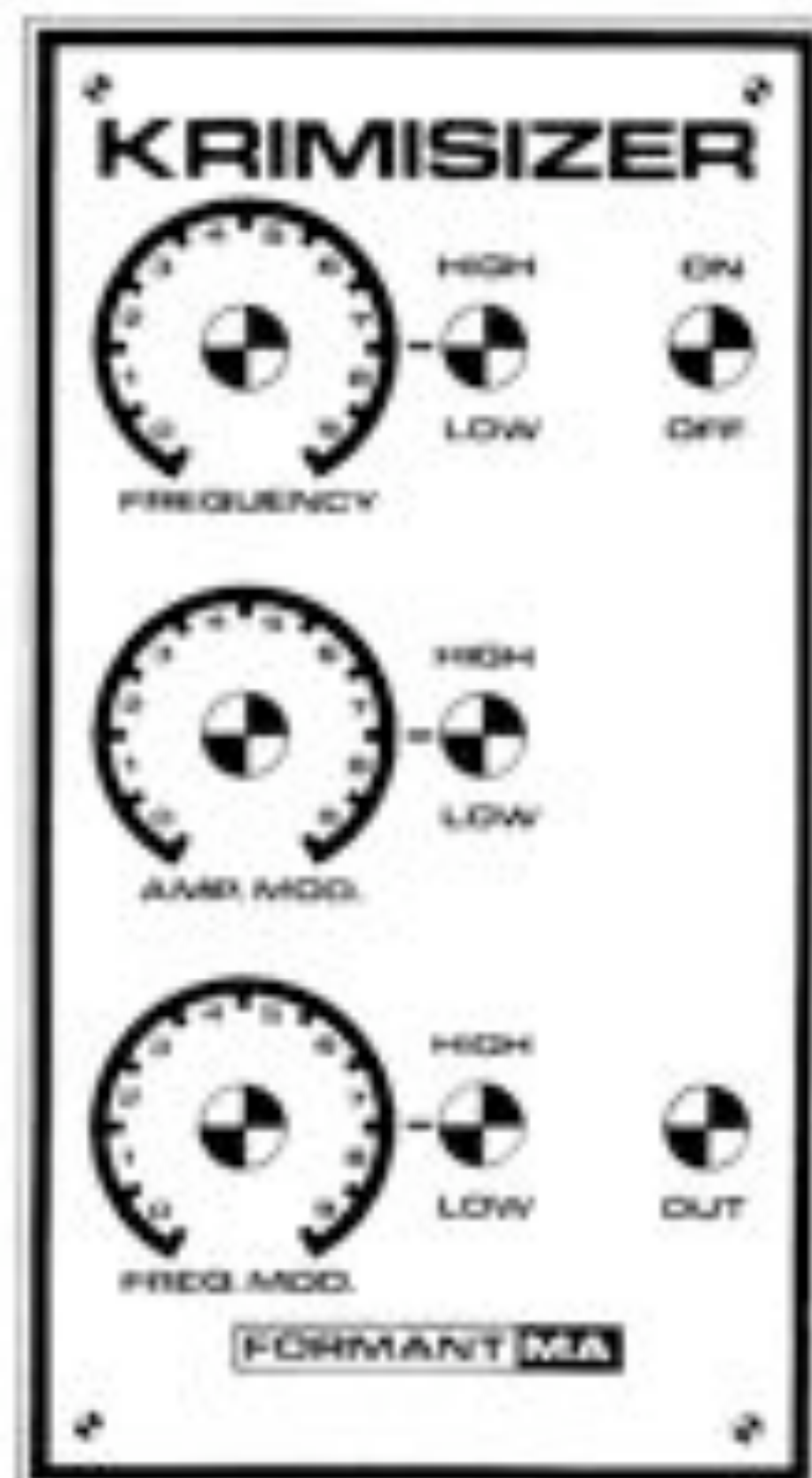
qu'il faudra résoudre par une intervention mécanique. Il n'existe pas en effet de potentiomètres doubles dont l'une des pistes de carbone a une valeur ohmique de 22 k, tandis que celle de

Figure 3. Circuit imprimé "normal" avec sérigraphie pour l'implantation des composants du Krimizer.

Figure 4. Suggestion de face avant.

Figure 5. Circuit d'adaptation aux caractéristiques électriques du FORMANT.

4



Liste des composants de la figure 5

Résistances:

R20 = 33 k  
R21 = 68 k  
R22 = 100 k  
R23 = 1 k  
R24 = 150 Ω

Condensateurs:

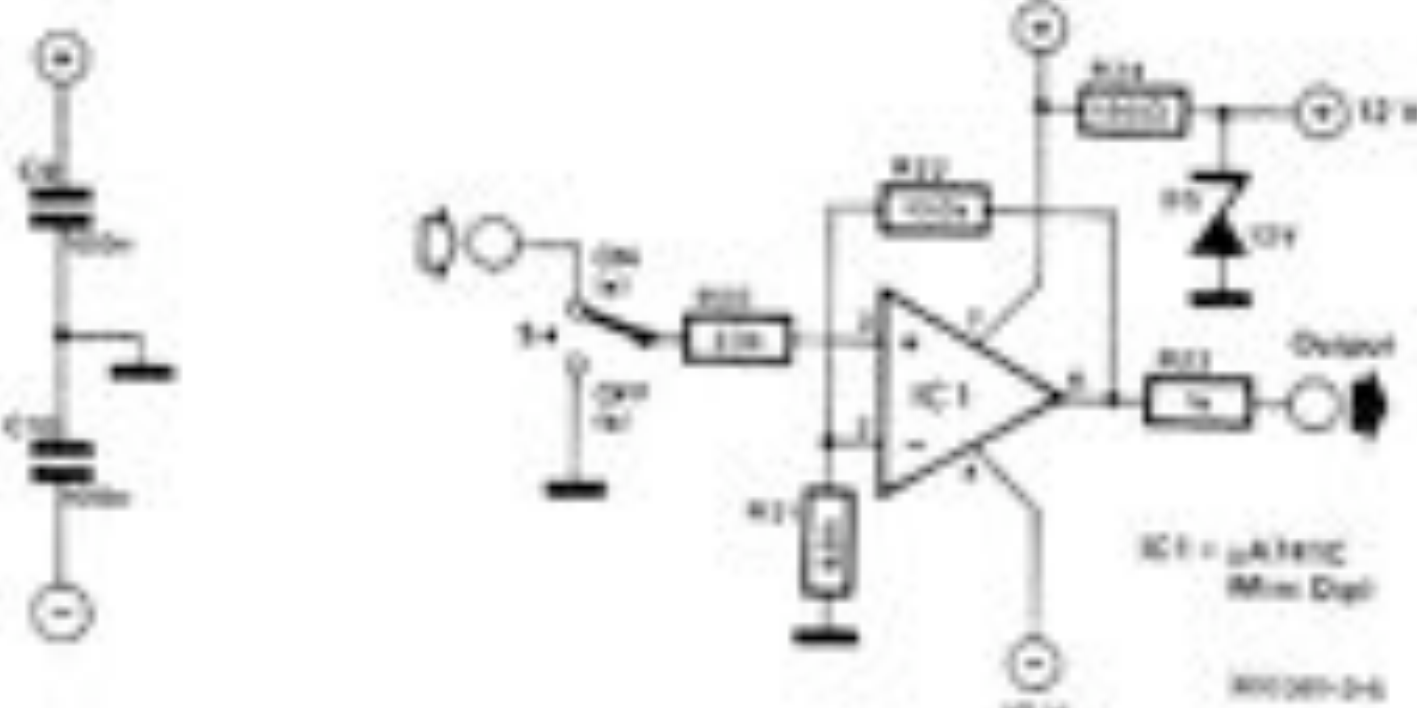
C9, C10 = 100 n

Semiconducteurs:

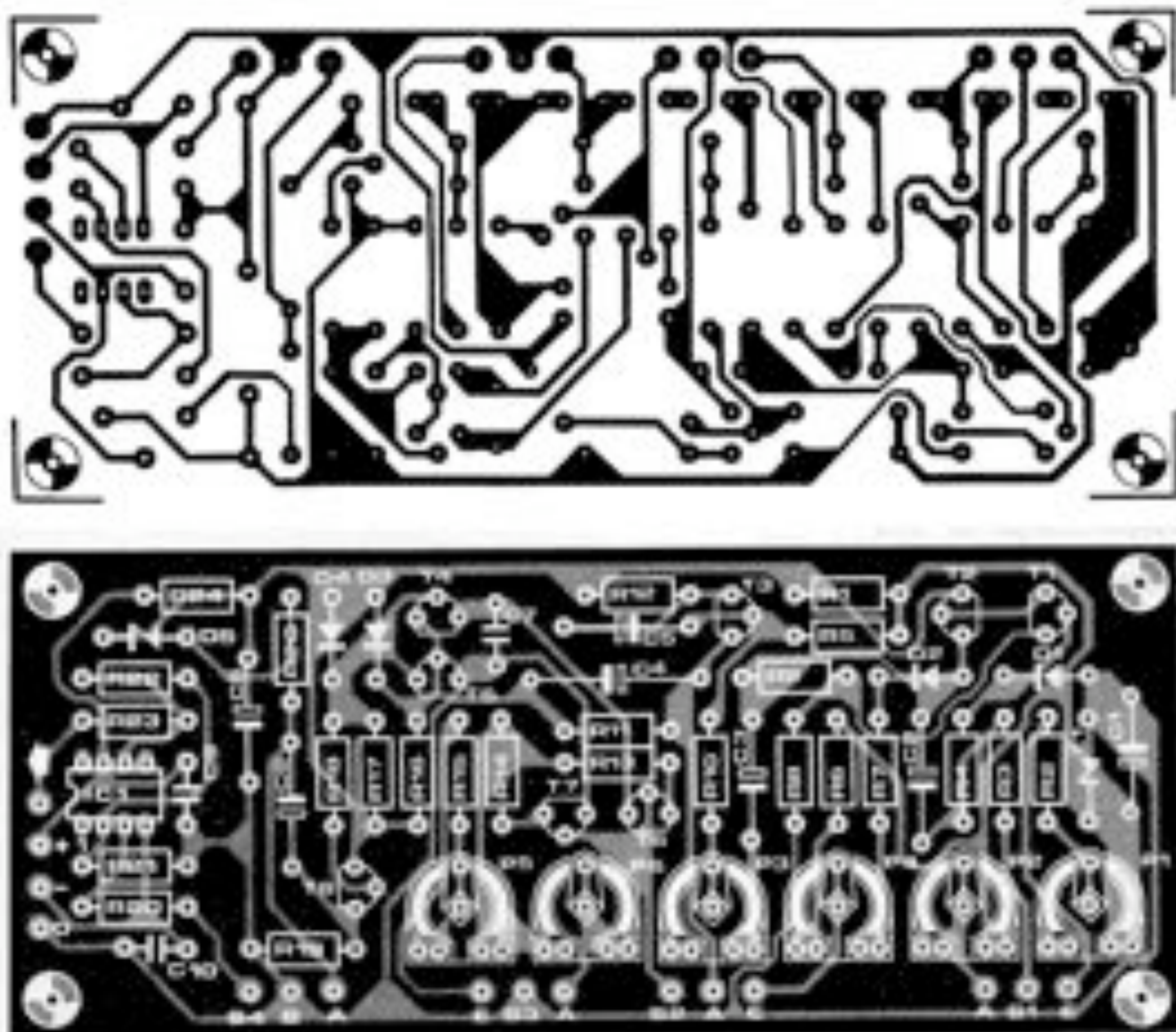
D5 = 2PD 12  
IC1 =  $\mu$ A 741C

Figure 5. Circuit imprimé pour le Krimizer dont du circuit de la figure 5. Sous cette forme, le montage est compatible avec les autres modules et l'alimentation du FORMANT.

5







l'autre est de 100 k. Il faut donc démonter la piste d'un demi-potentiomètre double (22 k par exemple) et la remplacer par une piste de 100 k que l'on aura prélevée sur un autre potentiomètre.

Si l'on ne désire pas se lancer dans cette manipulation (qui n'est pourtant pas dépourvue d'intérêt!), on pourra se contenter du compromis qui consiste à utiliser un potentiomètre double de 47 k (lin) pour P3/P4.

L'inverseur S1 sera associé au couple P1/P2; tandis que S2 et S3 correspondront respectivement aux couples P3/P4 et P5/P6. La position "E" (européen) correspond à l'indication LOW, tandis que la position "A" (américain) correspond à l'indication HIGH.

La pratique a révélé que la valeur idéale pour R2 était 470 ohms et 4k7 pour R10 et R15.

### Applications

Le signal de sortie du Krimisizer pourra être appliqué aussi bien à l'entrée d'un VCA qu'à celle d'un VCF, ou encore celle d'un modulateur en anneau. Mais pourquoi ne pas essayer d'en faire usage à des fins de modulation (entrées FM, AM, TM, etc...)?

## Chambre de réverbération digitale

Les sons électroniques délivrés par un synthétiseur gagnent beaucoup à être traités par une chambre de réverbération qui leur donne l'ampleur qu'ils ne peuvent avoir à la sortie des modules de synthèse. Ceci revient à mettre un peu de sel dans la soupe. La conception monophonique joue bien sûr un rôle important dans la "rigidité" des sons du FORMANT. Mais si la polyphonie contribue à enrichir le son, elle n'en gomme pas pour autant cette tare innée des sons électroniques qu'est leur manque d'ampleur. D'où l'intérêt d'une chambre de réverbération. Celle-ci contribue à donner l'illusion que la pièce d'écoute a des dimensions supérieures à ce qu'elles sont en réalité.

On y parvient en retardant artificiellement une partie du signal musical, puis en ajoutant ensuite le signal direct à celui qui est retardé. Il faut distinguer les termes réverbération et écho qui s'appliquent à des effets différents bien que voisins. Les deux résultent bien du mélange d'un signal BF à une partie retardée de ce même signal. Cependant, l'écho se rapporte à la répétition de plus en plus atténuée d'un son bien particulier (par exemple un mot ou un accord) due à la réflexion, alors que la réverbération s'applique à une diminution graduelle du signal. En fait, l'écho est caractérisé par un temps de retard beau-

coup plus long que celui de la réverbération. Comme les retards obtenus avec le circuit décrit dans cet article sont plutôt courts, il s'agira surtout ici de réverbération.

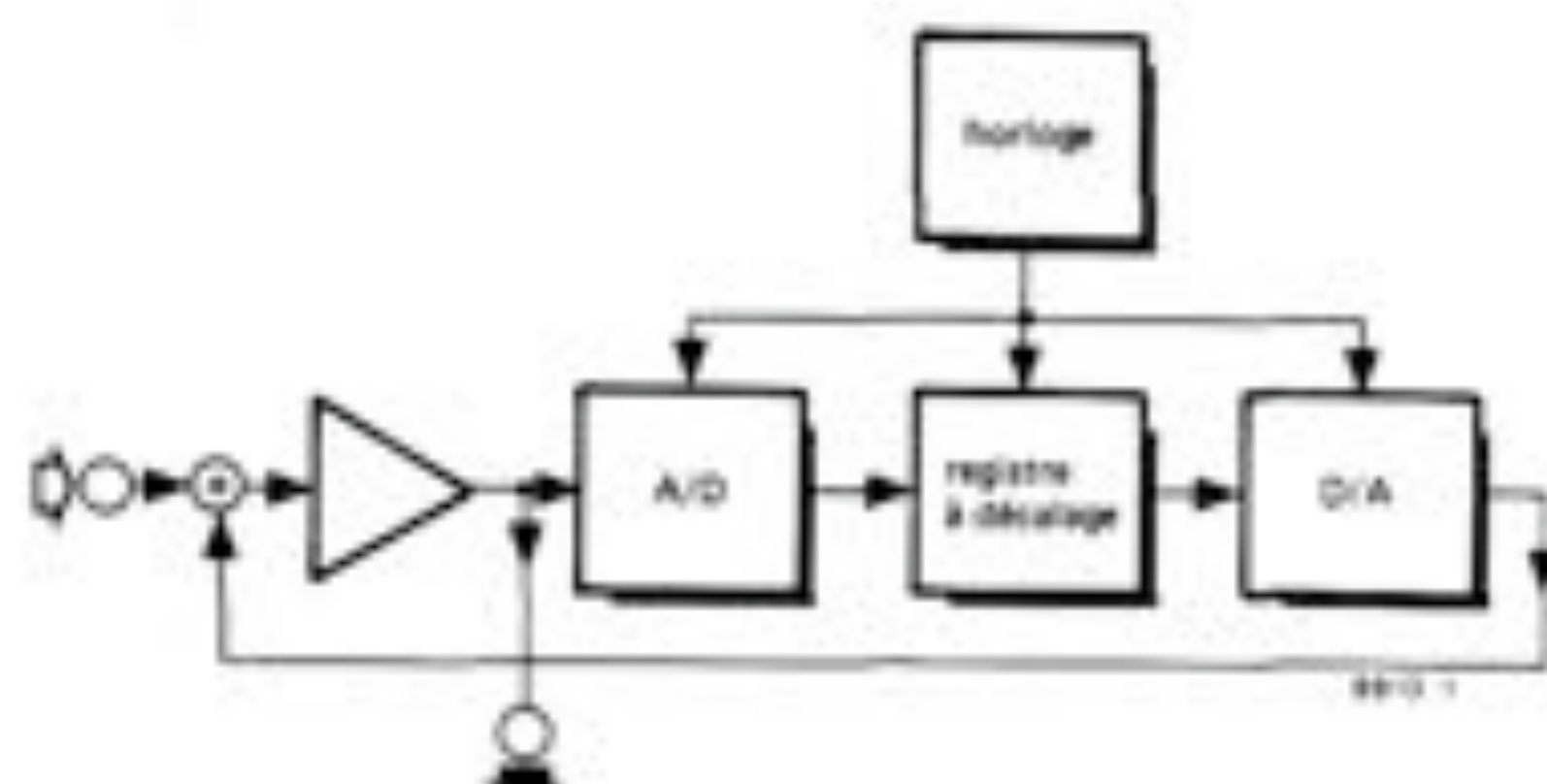
Les types les plus courants de lignes à retard sont électromécaniques (ressorts, feuilles, plaques, etc...). Beaucoup d'entre elles présentent l'inconvénient d'être sensibles aux sons environnants et aux vibrations et les modèles à bas prix donnent souvent une sonorité nasillarde et métallique. Les chambres de réverbération de studio produisent un effet très réaliste; mais elles sont hors de prix et leur taille (ou leur poids) les rend souvent intransportables. Ces problèmes existent également avec les chambres d'écho/réverbération à bande magnétique: leur sensibilité aux perturbations mécaniques impose de sérieuses contraintes pour leur conception et leur construction — surtout si elles sont destinées à des usages professionnels. A la lumière de ce qui précède, il n'est pas surprenant de constater que la tendance actuelle est aux chambres de réverbération purement électroniques, car elles sont non seulement plus fiables mais aussi plus légères et plus compactes. De plus, elles permettent d'obtenir des sons fidèles et sans coloration à partir de moyens relativement simples. Un avantage supplémentaire — qui ne sera



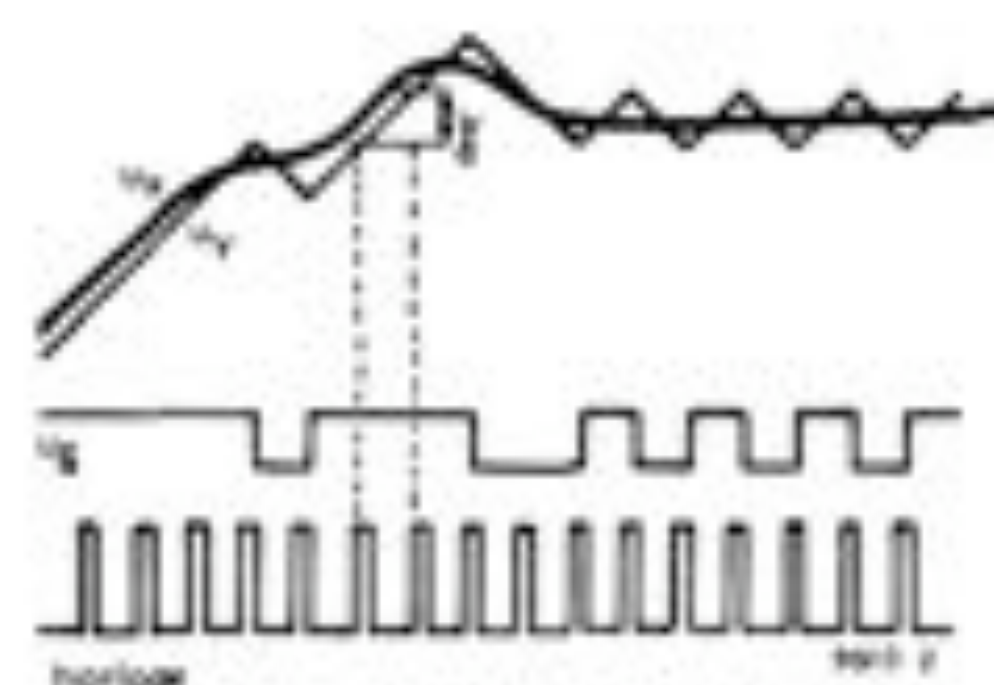
pas abordé dans ce paragraphe — est la possibilité de rajouter facilement des effets tels que le phasing et le doublage. La pièce maîtresse d'une chambre de réverbération électronique est une ligne à retard, dont il existe deux types fondamentalement différents: les lignes à retard analogiques (par exemple, les mémoires à transfert de charges) et les lignes à retard digitales (registres à décalage). Dans le cas des lignes à retard digitales, le signal analogique est d'abord converti en code digital au moyen d'un convertisseur A/D, puis restitué sous sa forme originale par un convertisseur D/A placé en sortie d'un registre à décalage. Les lignes à retard digitales ont certains avantages par rapport à leurs homologues analogiques. Dans ce dernier cas, plus la durée du retard s'accroît, plus l'importance de l'atténuation du signal augmente.

La figure 1 montre le schéma synoptique d'une chambre de réverbération digitale. Le signal analogique d'entrée est amplifié, puis codé en binaire par le convertisseur A/D. Le signal est alors retardé lors de son passage dans un registre à décalage, puis reconverti en signal analogique par le convertisseur D/A. Le signal analogique retardé est alors atténué et ajouté au signal analogique original pour former le signal de sortie. Le signal retardé effectue alors un nouveau circuit et les sons diminuent petit à petit.

1



2



## Modulation delta

Parmi les nombreuses façons de convertir un signal analogique en son équivalent binaire, la plus connue est la modulation par codage d'impulsion. Cela implique l'échantillonnage du signal à une fréquence au moins égale au double de la fréquence la plus élevée présente dans le signal à échantillonner, afin d'obtenir un code binaire représentant la valeur quantifiée des échantillons. Les signaux binaires ainsi obtenus sont ensuite appliqués à un registre à décalage suivant le mode série ou parallèle. Cette méthode (dont il existe de nombreuses variantes) présente cependant plusieurs inconvénients, le plus important étant la nécessité d'utiliser un filtre passe-bas énergique pour éliminer les composantes de la fréquence horloge lors du passage dans le démodulateur. De plus, dans le cas de la conversion série, le démodulateur doit être exactement synchronisé avec la sortie de données série. Enfin, des imperfections survenant lors du processus de détection peuvent amener à un taux élevé de distorsion et d'interférences. La modulation delta est une méthode de conversion analogique-digital moins sujette aux inconvénients ci-dessus. Elle est illustrée à la figure 2: le signal analogique (à basse fréquence)  $U_x$  est approximé par un signal  $U_y$  qui augmente ou diminue de façon continue. Le module  $U_5$  obtenu en sortie du modulateur delta permet de savoir à tout moment

si  $U_y$  augmente ou diminue; s'il augmente,  $U_5$  est à l'état logique "1"; s'il diminue,  $U_5$  est au "0" logique. Les augmentations et les diminutions de niveau du signal analogique sont ainsi transformées en une suite de bits. Si le signal analogique est constant, le modulateur delta délivre en sortie une suite de ... 010101... etc.

La modulation et surtout la démodulation delta sont extrêmement simples en principe. En fait, la démodulation consiste simplement à intégrer  $U_5$ , ce qui ne demande qu'un réseau RC, sous la forme la plus élémentaire. La figure 3 montre le schéma synoptique d'un modulateur delta. On s'aperçoit que le circuit comprend un réseau de contre-réaction. Un circuit de détection local (intégrateur) transforme la suite de bits composant le signal de sortie  $U_5$  en signal  $U_y$ . Le signal d'entrée analogique  $U_x$  est comparé à  $U_y$ ; si le niveau de  $U_x$  est plus grand que celui de  $U_y$ , la sortie du comparateur passe à l'état haut et dans le cas inverse à l'état bas. A chaque impulsion d'horloge, la sortie du flip-flop prend la valeur instantanée de la sortie du comparateur. Le modulateur indique donc la direction ou la polarité de la différence entre le signal d'entrée et le signal de "contre-réaction" issu du circuit de détection local. D'où le qualificatif employé pour cette modulation car le symbole " $\delta$ " sert souvent en mathématiques à caractériser de petites différences.

Figure 1. Schéma synoptique d'une chambre de réverbération digitale. Le signal d'entrée analogique est converti sous forme digitale, retardé dans un registre à décalage, puis reconverti sous forme analogique.

Figure 2. Illustration du procédé de modulation delta. Le module  $U_5$  indique si le signal de contre-réaction  $U_y$  qui approxime le signal d'entrée original augmente ou diminue.

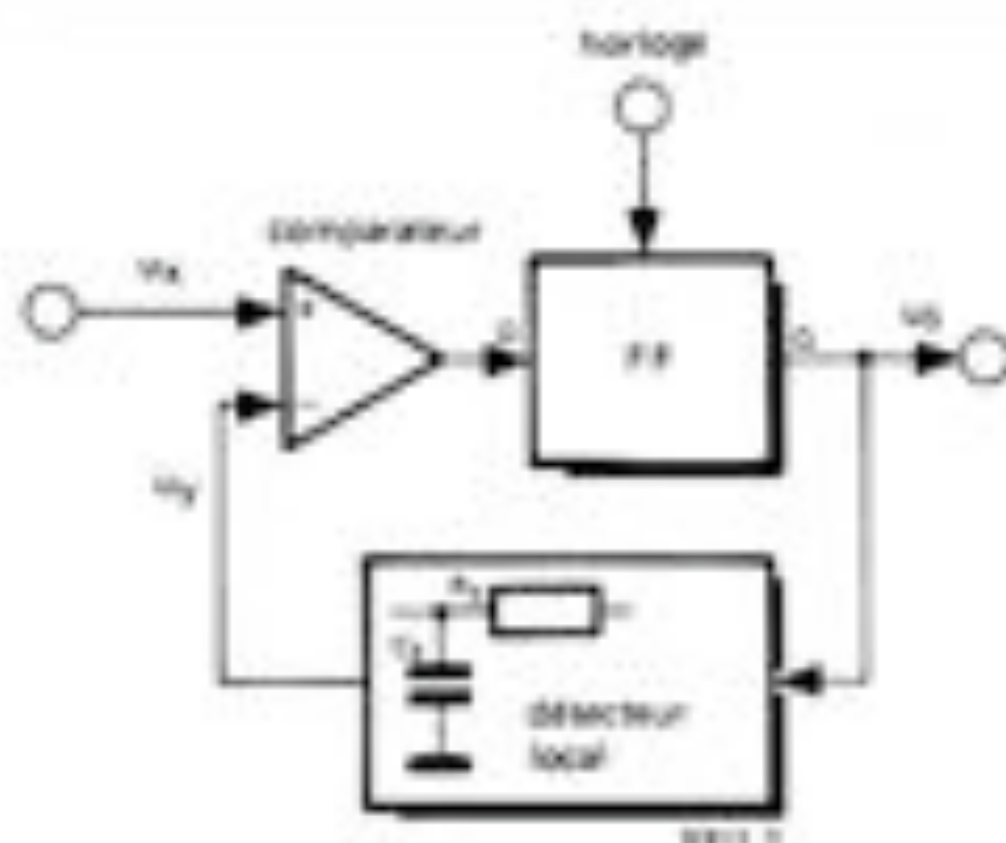
Figure 3. Schéma synoptique d'un modulateur delta linéaire. Le modulateur comprend une boucle de contre-réaction, de sorte que le signal d'entrée est comparé avec le signal de sortie après démodulation locale.

Figure 4. Schéma synoptique d'un modulateur delta auto-régulé. La hauteur de la marche  $\gamma$  est déterminée par l'enveloppe du signal d'entrée analogique.

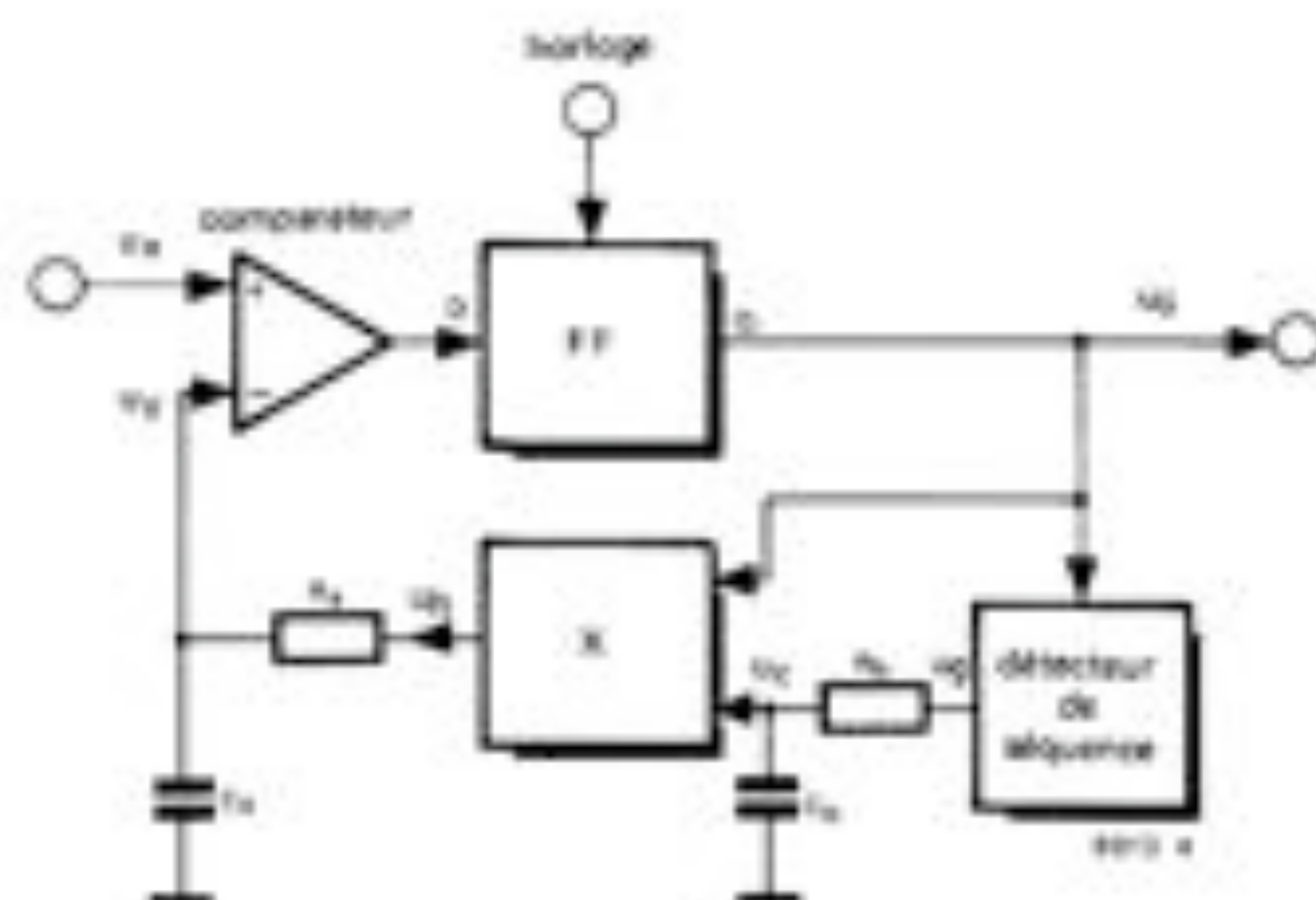
Figure 5. Le signal  $U_5$  défini par le multiplicateur est le produit analogique du signal binaire  $U_1$  par le signal analogique de commande  $U_2$ .



3



4



### Modulateur auto-régulé

Le procédé de modulation décrit ci-dessus est appelé modulation delta linéaire. La mesure dans laquelle le signal démodulé est distordu par rapport au signal original dépend du rapport entre le niveau du signal d'entrée  $U_x$  et la hauteur de la "marche"  $\gamma$  (voir figure 2) qui correspond à l'augmentation (ou à la diminution) du signal analogique représentée par le changement d'un bit dans le signal de sortie digital. Si la hauteur de la marche reste constante, un signal d'entrée faible sera affecté d'une distorsion relative beaucoup plus élevée qu'un signal d'entrée de niveau élevé. Cependant, il est possible de réduire considérablement la distorsion moyenne en faisant dépendre la hauteur de la marche du niveau du signal appliqué à l'entrée.

Le moyen le plus évident serait de rendre  $\gamma$  directement proportionnelle à la valeur instantanée du signal d'entrée, c'est-à-dire de donner au modulateur une caractéristique de transfert non linéaire. Cependant, on a pu démontrer expérimentalement que de meilleurs résultats en basse fréquence sont obtenus en faisant varier la hauteur de la marche en concordance avec l'enveloppe du signal d'entrée. Un modulateur dont la hauteur de la marche varie avec l'enveloppe du signal analogique fonctionne de façon semblable à une commande de gain automatique: on l'appelle alors

modulateur auto-régulé. La figure 4 montre le schéma synoptique d'un modulateur auto-régulé.  $R_1$  et  $C_1$  équipent le réseau intégrateur du circuit de détection local et remplissent la même fonction que leurs homologues de la figure 3: ils transforment le train d'impulsions  $U_h$  en signal analogique  $U_y$ .

Le signal  $U_h$  obtenu en sortie du multiplicateur n'est pas le même que  $U_0$ : c'est le produit (analogique) du signal binaire  $U_0$  et du signal de commande analogique  $U_c$  (voir figure 5). Le signal de commande provient d'un deuxième intégrateur  $R_2/C_2$ , dont la constante de temps est très supérieure à celle de  $R_1/C_1$ . Le signal d'entrée  $U_g$  appliqué à ce second intégrateur est un signal binaire délivré par un détecteur de séquence. Il est déterminé par l'état logique de  $U_0$  et les impulsions précédentes. A certaines conditions,  $U_g$  passe à l'état haut et y reste pendant un certain nombre d'impulsions d'horloge. C'est le cas par exemple lorsque les trois derniers états logiques de  $U_0$  sont les mêmes (tous les trois "1" ou "0"). Le signal  $U_g$  indique alors une montée ou une descente rapide du niveau du signal d'entrée car, pour que  $U_0$  reste haut pendant un nombre élevé d'impulsions,  $U_x$  doit augmenter continuellement; alors que si  $U_0$  reste bas, c'est au contraire  $U_x$  qui descend. Dans ces deux éventualités,  $U_g$  reste haut. Lorsque  $U_g$  reste à l'état "1" pendant longtemps, c'est-à-dire lorsque

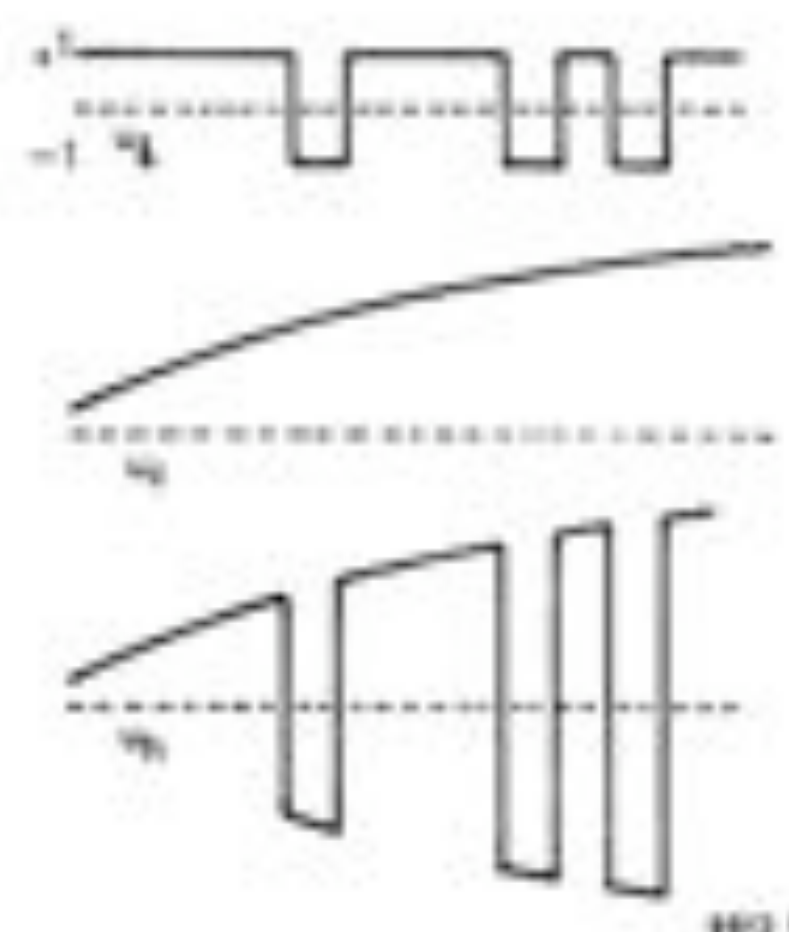
$U_x$  augmente ou diminue très rapidement, le condensateur  $C_2$  continuera à se charger. Il en résulte une augmentation de la hauteur du train d'impulsions  $U_h$  fonction de la rapidité d'augmentation ou de diminution de  $U_x$ ; cela coïncide généralement avec une augmentation de l'enveloppe de  $U_x$ .

### Circuits intégrés modulateurs

La chambre de réverbération digitale comprend deux circuits intégrés FX 209 (Consumer Microcircuits Ltd). L'un sert de modulateur delta auto-régulé et l'autre de démodulateur. Ces circuits intégrés en boîtier DIL à 16 broches fonctionnent en logique négative, c'est-à-dire qu'un "0" logique correspond à 0 V, alors qu'un "1" logique se traduit par une tension négative.

Le schéma interne simplifié du FX 209 est représenté à la figure 6. On reconnaît facilement les différentes fonctions représentées à la figure 3. Le circuit intégré comprend un amplificateur à gain unitaire qui permet d'obtenir le signal  $U_y$  sous basse impédance à la broche 11. Le signal binaire  $U_0$  n'est pas seulement disponible directement à la sortie Q du flip-flop (broche 14): il est également prélevé à la sortie Q et appliqué via une porte NOR à la broche 15. De cette façon, si on laisse la broche 16 "en l'air", le signal disponible à la broche 15 sera le même qu'à la sortie

5



Q. Le signal  $U_c$  inversé est appliqué à la broche 8.

Les niveaux logiques des trois entrées Z1, Z2 et Z3 commandent le fonctionnement du détecteur de séquence. Si ces trois entrées sont mises à la masse et si la sortie Q ne change pas d'état durant trois impulsions d'horloge consécutives, la sortie 6 restera à l'état logique "1" pendant une période du signal d'horloge. Les figures 7 et 8 montrent comment monter le FX 209 en modulateur et en démodulateur delta auto-régulé. La résistance  $R_1$  et le condensateur  $C_1$  composent dans les



deux cas le réseau d'intégration qui sert de détecteur local. Le second réseau RC, caractérisé par une constante de temps beaucoup plus élevée et servant à obtenir la tension de commande  $U_c$ , est relié aux broches 6, 8 et 9.  $Rb1$  détermine avec  $Cb$  le temps de montée et  $Rb2$  le temps de descente. Dans le cas du circuit modulateur, il y a une boucle de contre-réaction reliant la sortie Q (broche 14) à l'entrée non-inverseuse du comparateur. Cela permet de garan-

tir que le modulateur délivre la suite de bits désirés (. . . 010101 . . .) lorsque le signal d'entrée est à un niveau constant (par exemple 0 V). Dans le démodulateur, le signal binaire d'entrée n'est pas appliqué directement au flip-flop, mais à l'entrée non-inverseuse du comparateur comme c'était le cas pour le modulateur. Comme le signal appliqué à l'entrée inverseuse est toujours plus faible que le signal d'entrée binaire, la sortie du

Liste des composants  
des figures 10 et 11  
(version de base).

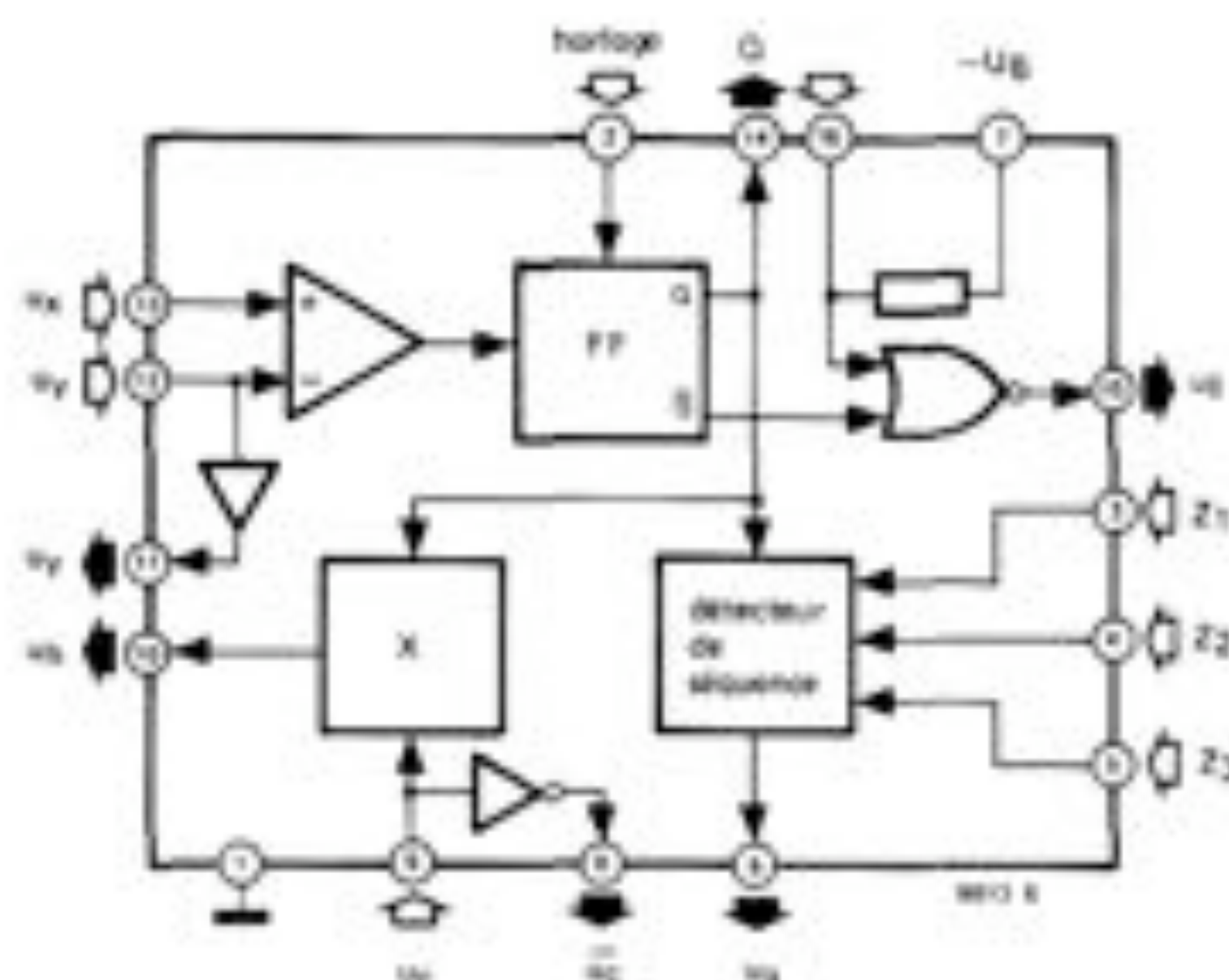
Résistances:  
 $R1, R4, R8, R21 = 100 \text{ k}$   
 $R2, R3, R10, R11,$   
 $R22, R23 = 220 \text{ k}$   
 $R5, R14, R16, R20,$   
 $R24, R27 = 4 \text{ k}$   
 $R6 = 1 \text{ M}$   
 $R7 = 270 \text{ k}$   
 $R9, R29, R32, R36 = 1 \text{ k}$   
 $R12, R15, R27 = 10 \text{ k}$   
 $R13 = 68 \text{ k}$   
 $R16, R17, R28 = 3 \text{ k}$   
 $R18 = 2 \text{ k}$   
 $R25 = 18 \text{ k}$   
 $R26 = 6 \text{ k}$   
 $R30, R34 = 600/2 \text{ W}$   
 $R31, R35 = 27 \text{ } \Omega$   
 $R33 = 470 \text{ } \Omega$   
 $P1 = 22 \text{ k}$   
 (25 k) ajustable  
 $P2 = 100 \text{ k } \Omega$   
 $P3 = 47 \text{ k } (50 \text{ k}) \Omega$

Condensateurs:  
 $C1, C6 = 220 \text{ n}$   
 $C2, C10 = 10 \text{ n}$   
 $C3 = 47 \text{ n}$   
 $C4, C8 = 3 \text{ } \mu\text{F}$   
 $C5, C9 = 470 \text{ n}$   
 $C7 = 1 \text{ } \mu\text{F}/12 \text{ V}$   
 $C11 = 470 \text{ p}$   
 $C12, C14 \dots C20 = 100 \text{ n}$   
 $C21 = 4700 \text{ } \mu\text{F}/16 \text{ V}$   
 $C22 = 1000 \text{ } \mu\text{F}/35 \text{ V}$   
 $C23, C24 = 10 \text{ } \mu\text{F}/16 \text{ V } (25 \text{ V})$   
 $C25 = 1 \text{ nF}$

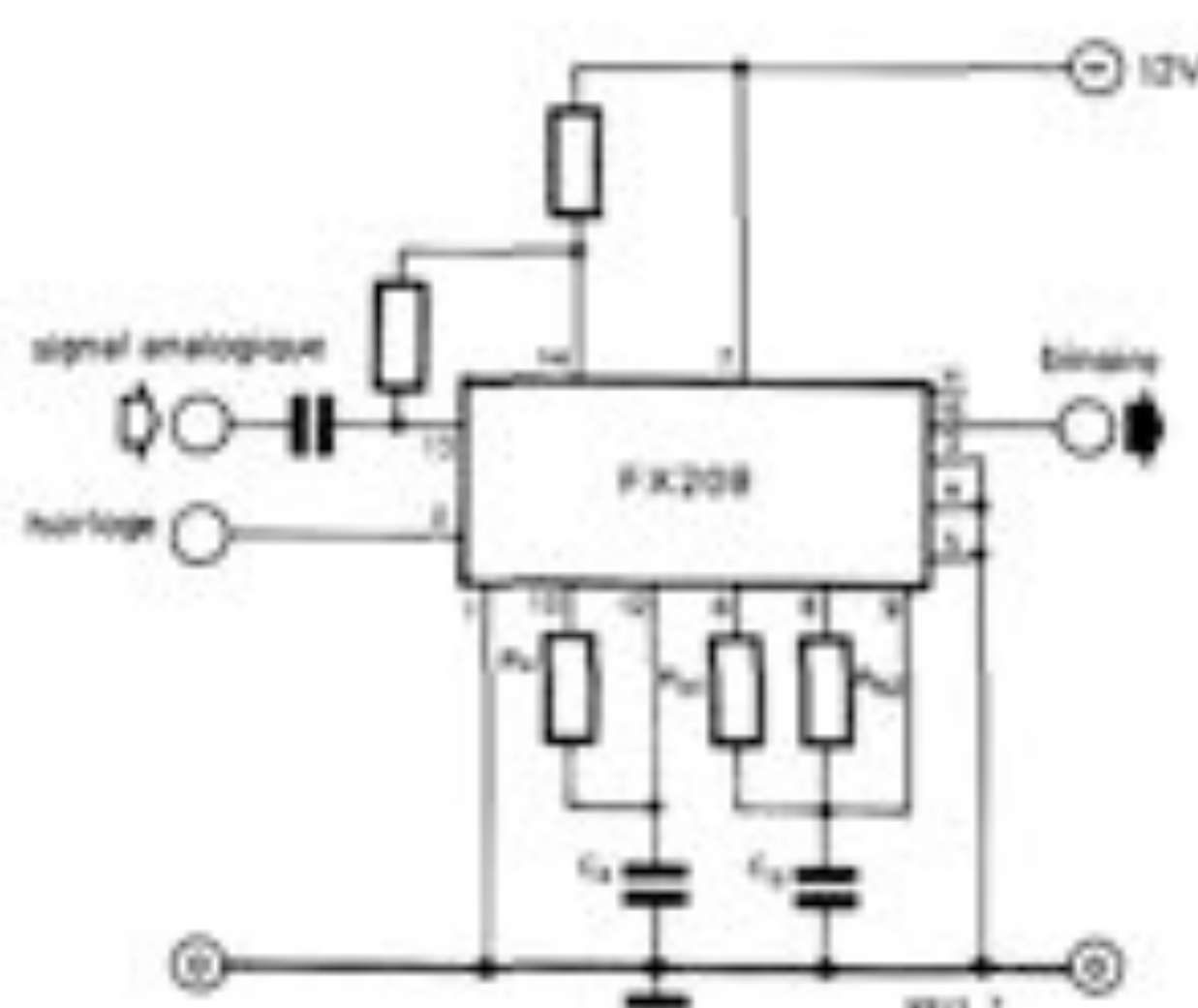
Semiconducteurs:  
 $T1 = \text{BC } 547\text{A}, \text{BC } 547\text{B ou équivalent}$   
 $T2 = \text{BC } 557\text{A}, \text{BC } 557\text{B ou équivalent}$   
 $T3 = \text{BC } 547\text{B ou équivalent}$   
 $T4, T5 = 80 \text{ } 241$   
 $T6 = \text{TU}9$   
 $D1 = 1\text{N}4148$   
 $D2, D4 = 1\text{N}4001$   
 $D3 = \text{Zener } 4,7 \text{ V}/400 \text{ mW}$   
 $D5 = \text{Zener } 12 \text{ V}/400 \text{ mW}$   
 $D6 = \text{LED}$   
 $IC1 = 741$   
 $IC2, IC6 = \text{FX } 209$   
 $IC3 \dots IC5 = \text{AM } 2533,$   
 $\text{AM } 2633$   
 $IC7 = N1 \dots N2 = 4011$   
 $IC8 = \text{LM } 340, 7812$   
 $IC9 = \text{LM } 323$   
 $B1 = \text{redresseur en pont}$   
 $12 \text{ V}/2,2 \text{ A}$   
 $B2 = \text{redresseur en pont}$   
 $24 \text{ V}/1 \text{ A}$

Divers:  
 $Tr = \text{transformateur } 9 \text{ V}/2 \text{ A},$   
 $18 \text{ V}/1 \text{ A}$   
 $F1 = \text{fusible rapide } 2 \text{ A}$   
 (voir texte)  
 $F2 = \text{fusible rapide } 1 \text{ A}$   
 (voir texte)  
 $S1 = \text{interrupteur unipolaire}$   
 $S2 = \text{interrupteur bipolaire}$

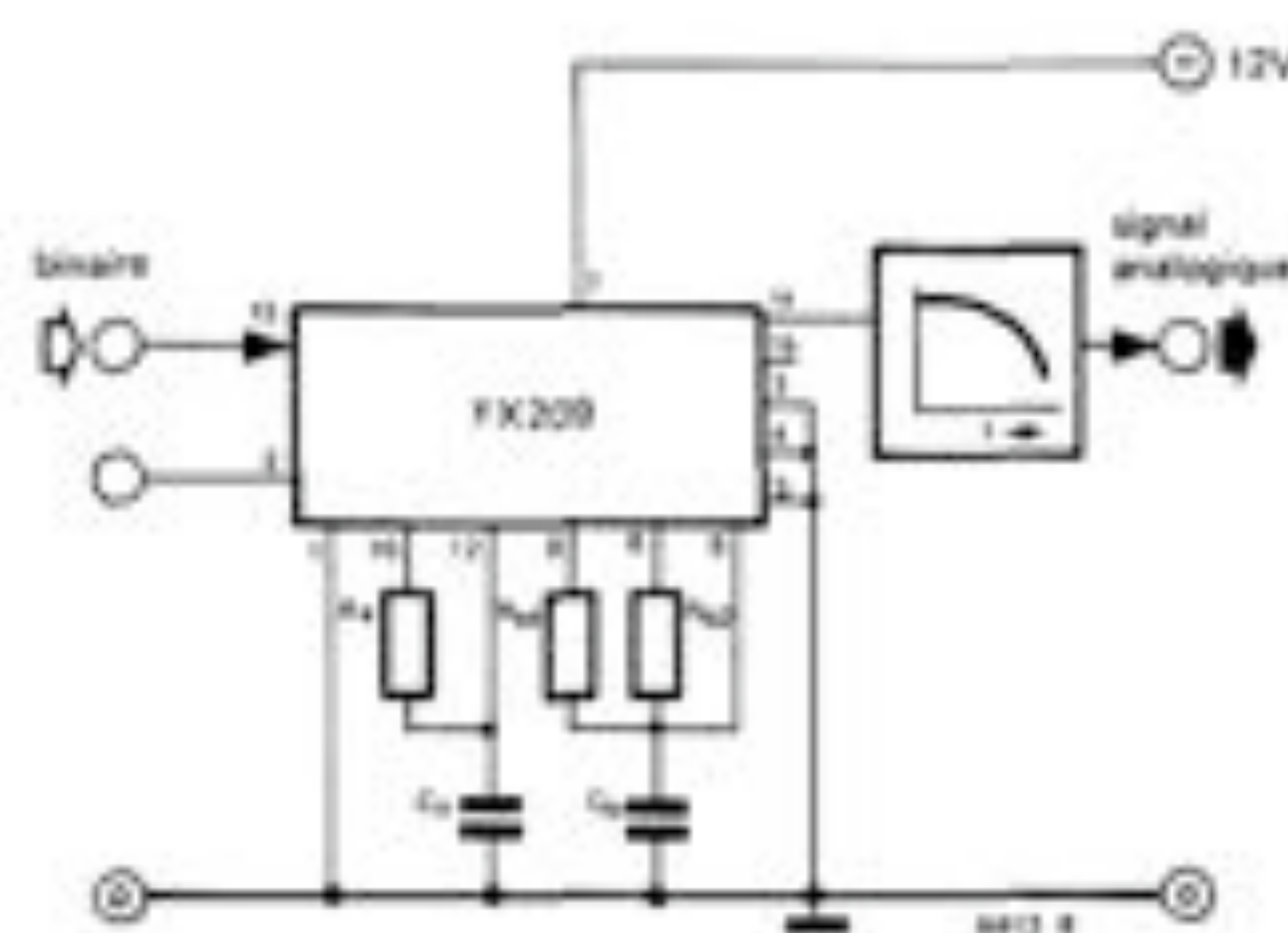
6



7



8









temps de réverbération dans un rapport de 1 à 4. Le retard apporté par chaque registre à décalage (1024 bits) est donc ainsi réglable entre 8 et 30 ms; la version de base introduit donc un retard compris entre 24 et 90 ms et lorsqu'on lui ajoute un circuit imprimé d'extension (soit au total 15 registres à décalage) 120 à 450 ms. Dans ce dernier cas, lorsque le retard est maximum, l'effet s'apparente plutôt à de l'écho car la répétition d'un mot ou d'un son très court est nettement perceptible.

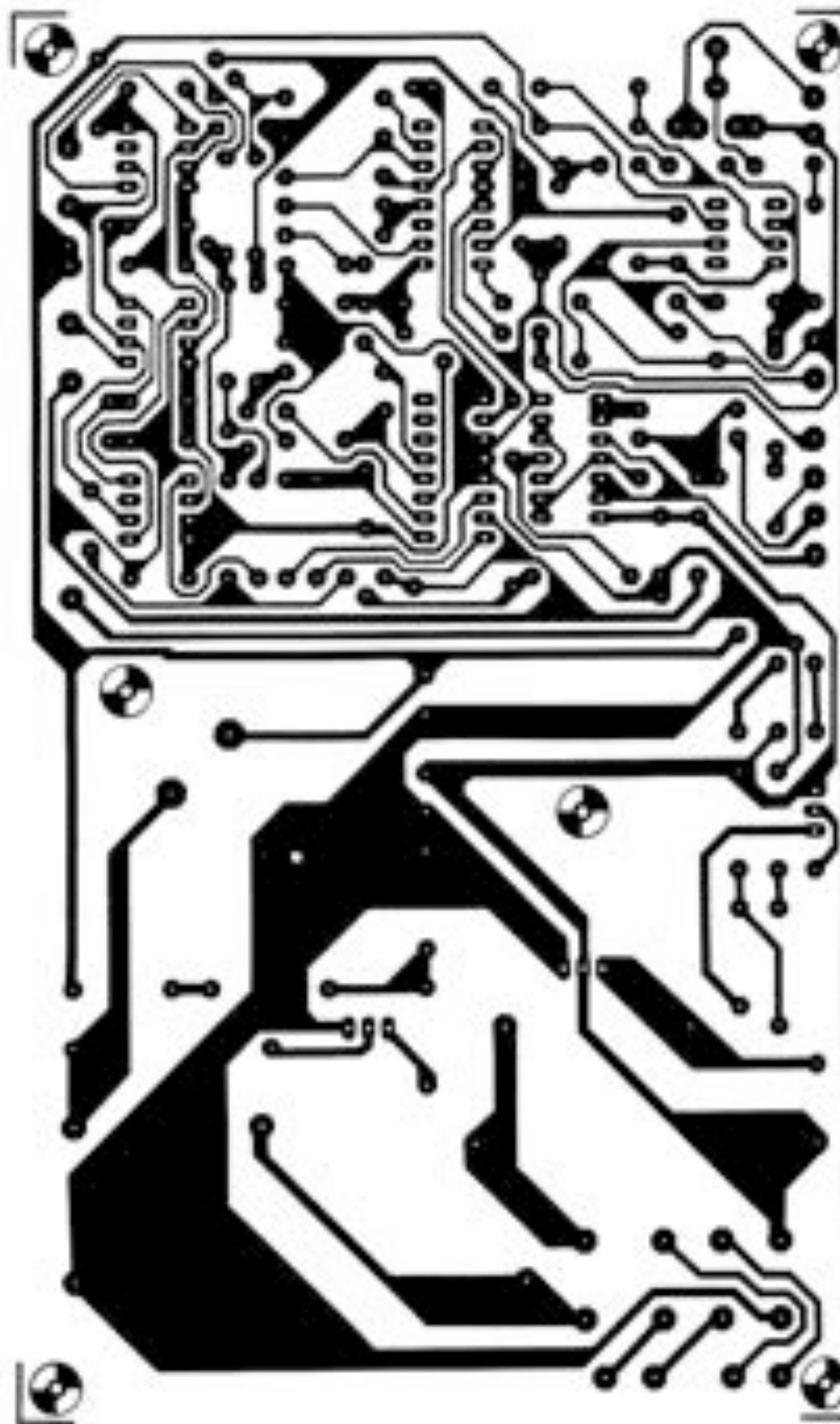
### Alimentation

La chambre de réverbération est alimentée par deux tensions, l'une de +5 V et l'autre de -12 V. La figure 11 montre une alimentation capable de fournir un courant suffisant pour alimenter, outre le circuit de base, quatre circuits d'extension. L'alimentation +5 V peut fournir jusqu'à 2,5 A et le -12 V plus d'1 A.

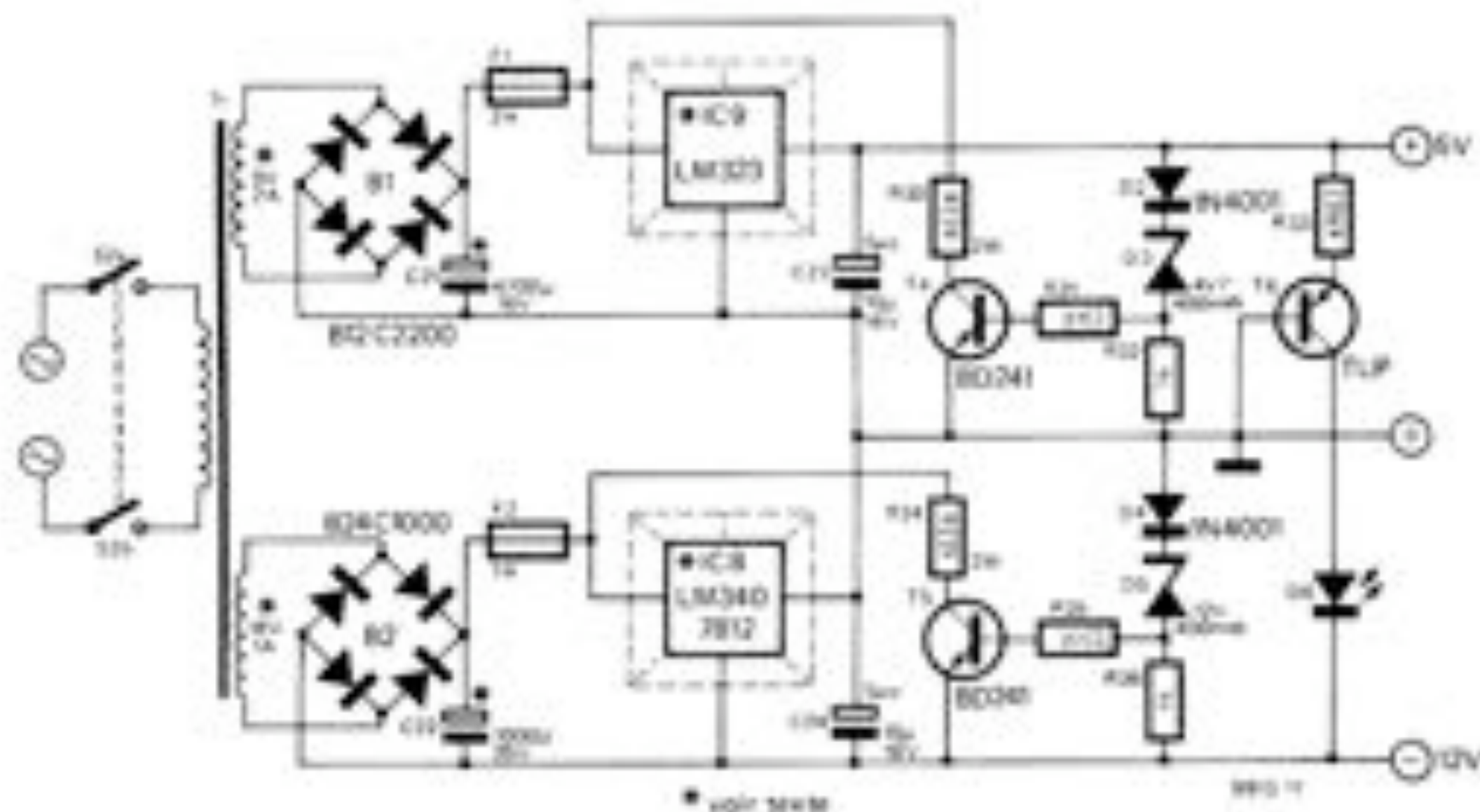
Les deux régulateurs (IC8 et IC9) délivrent les deux tensions nécessaires avec une limitation d'intensité et une protection thermique. De plus, les deux alimentations sont protégées contre les surtensions. On évite ainsi, dans le cas d'une défaillance d'un des circuits intégrés régulateurs ou d'une erreur de construction, l'apparition de tensions d'alimentation trop élevées. Cela peut sembler un luxe de précautions, mais il vaut mieux s'entourer de toutes les garanties en raison du prix et de la fragilité des circuits intégrés employés dans le montage.

La protection contre les surtensions est assurée par T4 pour l'alimentation +5 V. Lorsque la tension d'alimentation dépasse la tension de la Zener D3 plus la chute de tension dans le sens direct de D2 (c'est-à-dire plus de  $4,7 + 0,7 = 5,4$  V), T4 se sature et provoque le claquage du fusible F1. L'alimentation -12 V est protégée exactement de la même façon au moyen de T5.

12



11





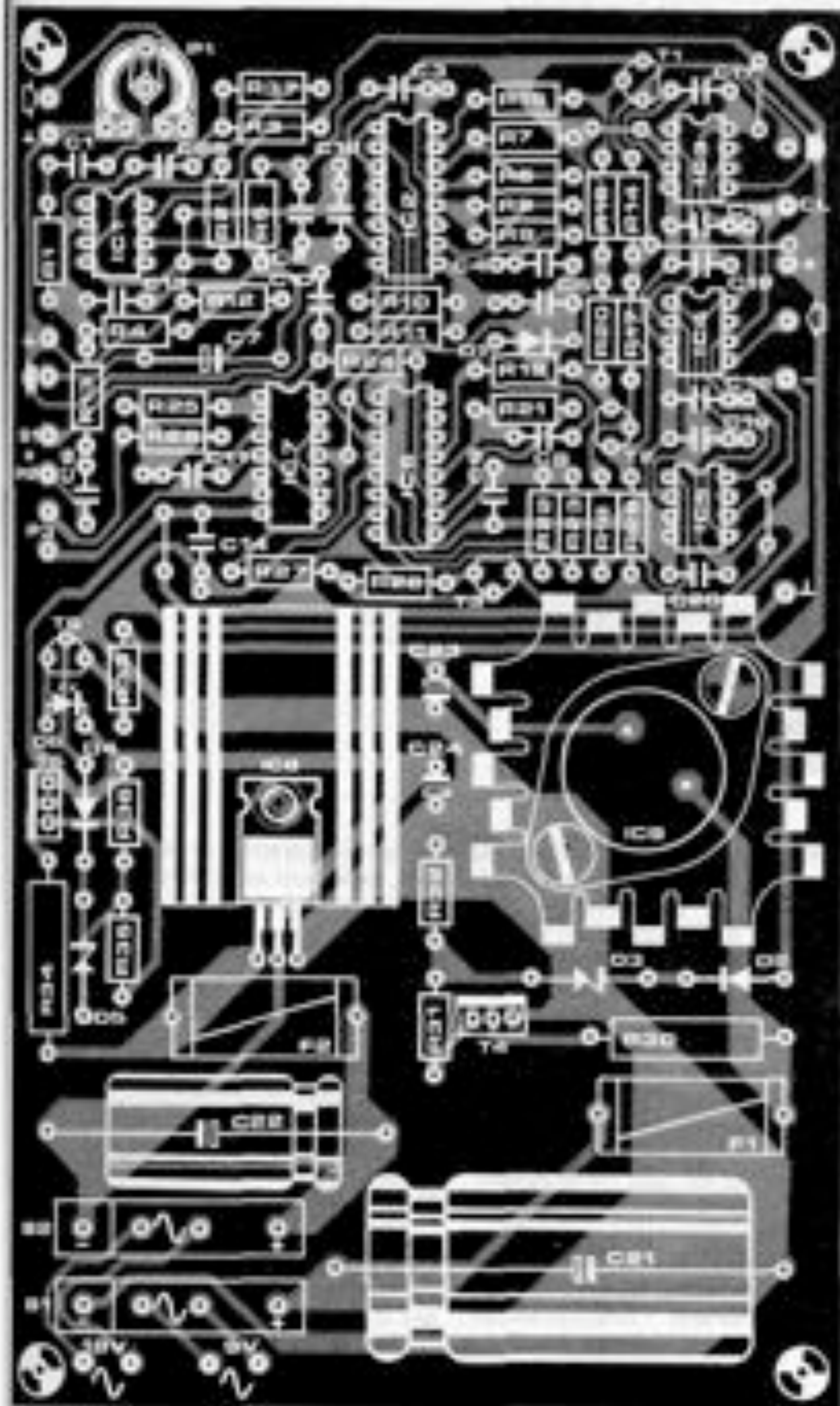


Figure 11. Schéma du circuit d'alimentation double destiné à la chambre de réverbération. Les deux lignes d'alimentation sont munies d'une protection contre les surtensions. Si on utilise uniquement la version de base du circuit, l'alimentation peut être modifiée car la consommation est nettement plus faible — voir le texte.

Figure 12. Circuit imprimé et disposition des composants de la carte principale. Le même circuit imprimé (EPS 9913-1) permet de monter les éléments du circuit de la figure 10 et de la figure 11 (alimentation).

Si on utilise seulement la version de base du montage (c'est-à-dire trois circuits intégrés registres à décalage) qui malgré tout permet d'obtenir un effet de réverbération sensible, les caractéristiques de l'alimentation peuvent être sensiblement réduites. Le transformateur ne doit alors délivrer qu'un courant de 100 mA sous 9 V et 50 mA sous 18 V. Les redresseurs en pont B1 et B2 pourront alors être des modèles 12 V/100 mA et 24 V/100 mA.

Des valeurs de 1000  $\mu$  pour le condensateur de filtrage C21 et de 220  $\mu$  pour C22 suffiront (les deux condensateurs gardant bien entendu la même tension de service). On remplacera F1 et F2 par des fusibles rapides de 150 et 75 mA et on utilisera un circuit intégré 7805 pour IC9.

## Circuit imprimé

La version de base du circuit (figure 10) et l'alimentation de la figure 11 sont montées sur le même circuit imprimé. Celui-ci, ainsi que l'implantation des composants, est décrit à la figure 12. Les régulateurs de tension IC8 et IC9 doivent tous les deux être équipés d'un radiateur.

La construction ne devrait pas poser de problème, à condition de respecter les précautions de montage habituelles avec les circuits intégrés MOS. Il est impératif d'utiliser des supports pour le montage des circuits intégrés. F1 et F2 devront être des modèles à fusion rapide. Si on n'ajoute pas de circuit d'extension, il faudra relier par un strap la sortie d'IC3 à l'entrée d'IC4.

Le schéma du circuit d'extension est représenté à la figure 13. Il ne comprend que 12 circuits intégrés registres à décalage du même modèle qu'IC3... IC5 et 2 condensateurs de découplage de 100 n. Le circuit imprimé et la disposition des composants sont décrits à la figure 14.

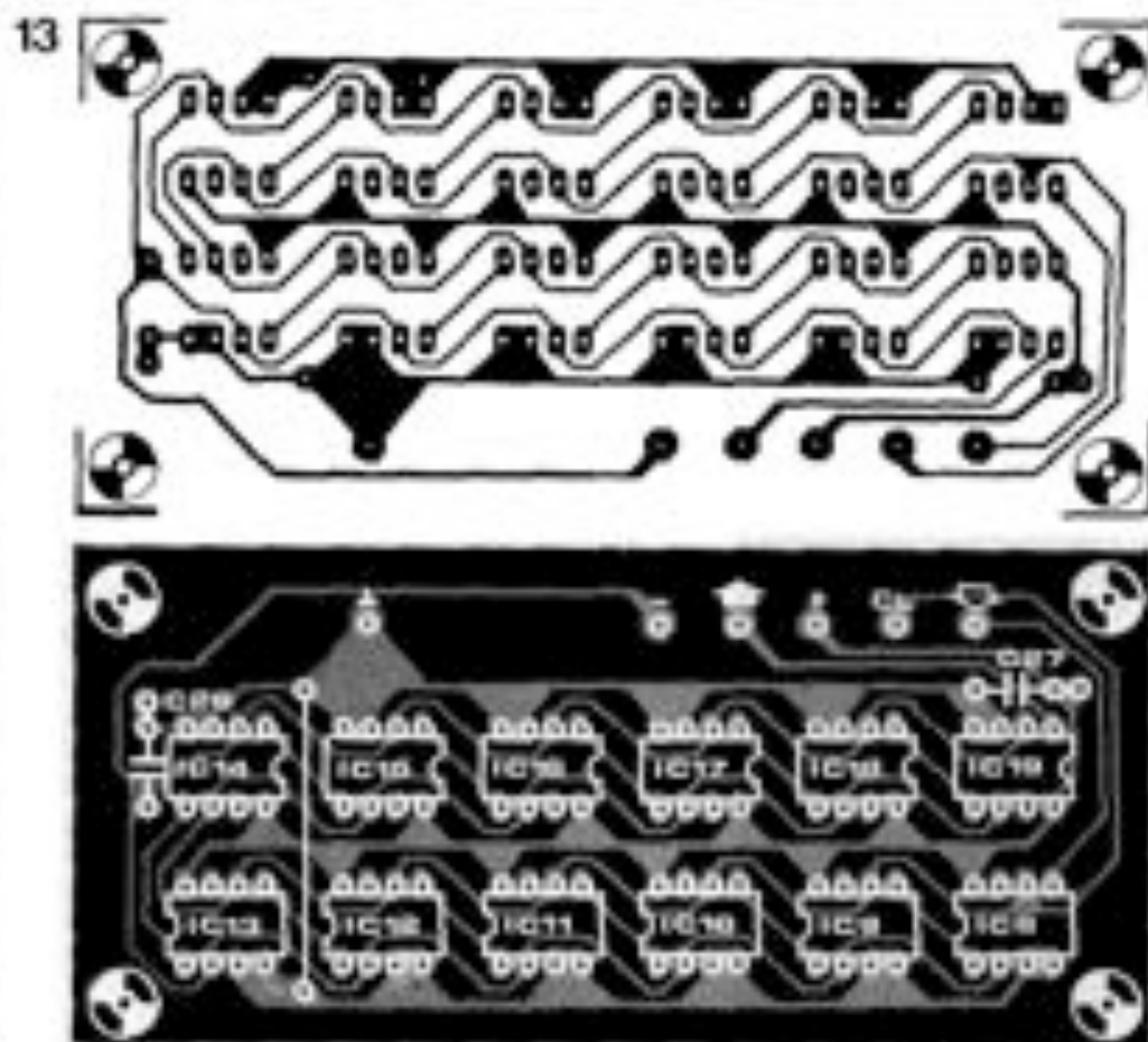
Il est possible de relier plusieurs circuits d'extension au montage de base; il est recommandé d'incorporer au moins un circuit d'extension complet à la version finale de la chambre de réverbération. En effet, si le circuit de base permet d'obtenir un effet sensible (suffisant par exemple pour un orgue électronique), la qualité et l'intensité de la réverbération ne se prêtent qu'à une quantité limitée d'applications. Il est astucieux de relier le(s) circuit(s) d'extension à l'entrée d'IC4 au moyen d'un commutateur. La figure 15 montre une chambre de réverbération digitale comprenant le circuit de base et 3 circuits d'extension. Le commutateur S sert à ajuster la plage de réglage du potentiomètre P3. Comme l'augmentation de la fréquence d'horloge améliore la bande passante du signal réverbéré, la qualité sonore du signal obtenu en sortie sera meilleure lorsque le temps de réverbération est relativement court, c'est-à-dire lorsque le potentiomètre de durée P3 est réglé à une valeur relativement faible.

Le potentiomètre ajustable P1 permet de régler la sensibilité d'entrée; il doit être ajusté de façon à empêcher toute saturation qui se traduirait par une distorsion importante apparaissant tout à coup. La sensibilité est réglable entre 10 mV et 3 V crête à crête. Si la chambre de réverbération doit servir avec plusieurs sources différentes, on pourra monter un potentiomètre ordinaire (logarithmique) à la place de P1.

## Recommandation

Lorsque l'on utilise des registres du type MM 5058, toutes les conditions de bon fonctionnement ne sont plus remplies par le circuit tel qu'il a été décrit jusqu'ici; notamment en ce qui concerne l'horloge. C'est pourquoi nous attirons l'attention de ceux qui utili-





Liste des composants de la figure 13 (circuit d'extension)

Condensateurs:  
C26, C27 = 100 n

Semiconducteurs:  
IC8 ... IC19 = AM 2533,  
AM 2833

Figure 13. Schéma du circuit d'extension. Il comprend 12 circuits intégrés registres à décalage et 2 condensateurs de découplage.

Figure 14. Circuit imprimé et implantation des composants de circuit d'extension (EPS 9913-2L).

Figure 15. La meilleure solution est de raccorder les circuits d'extension au montage principal au moyen d'un commutateur de gamme.

seraient ces circuits intégrés sur la nécessité du circuit de la figure 16. Sa fonction est de fournir des impulsions d'horloge de 5 V à partir du signal de -12 V.

#### Face avant

La suggestion de face avant de la figure 17 a les dimensions d'une grande face avant du FORMANT. Le potentiomètre "Intensity" correspond à P2 (intensité du signal réverbéré), tandis que "Clock Rate" n'est rien d'autre que P3. L'interrupteur S1 n'est plus utilisé, par contre, cette face avant peut recevoir un commutateur rotatif à positions multiples (trois) pour le réglage du retard maximal.

Étant donné que l'alimentation du Formant a déjà fort à faire, nous suggérons de doter la réverbération d'un transformateur indépendant; de ce fait, il est possible de la mettre en service sans le Formant, et inversement. On pourra loger l'interrupteur secteur (bipolaire miniature) et l'indicateur à LED sur la même face avant.

On remarquera que les connecteurs d'entrée et de sortie ont été judicieusement doublés. Ce qui permet de mettre en oeuvre tantôt un jack de 6,35 mm, tantôt une prise Cinch ou un jack de 3,5 mm, aussi bien à l'entrée qu'à la sortie. Ce luxe, que l'on aurait souhaité généraliser (impossible, faute de place!) facilitera grandement l'interconnexion

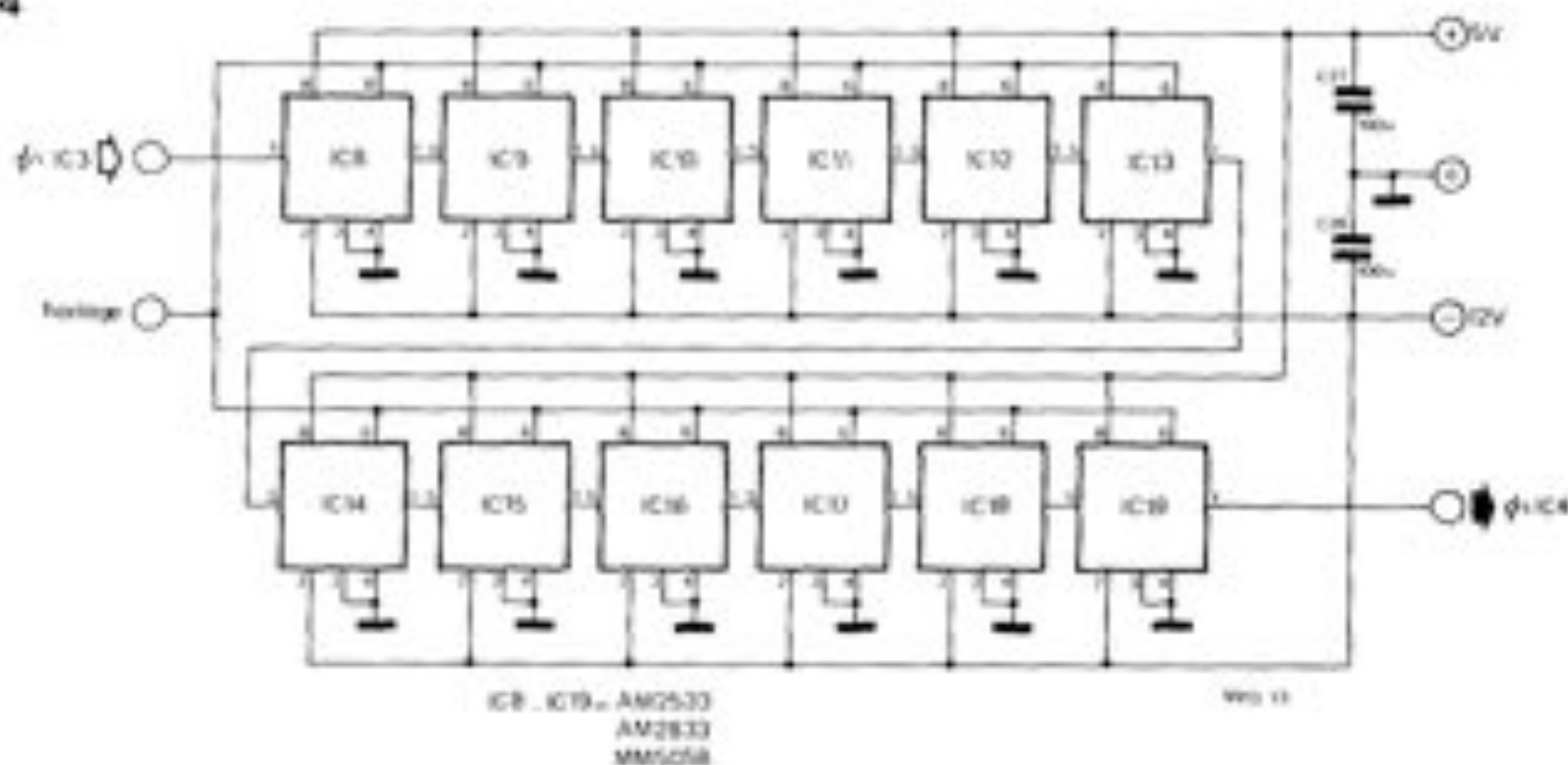
de la réverbération et des autres systèmes, extérieurs au FORMANT.

La figure 18 indique comment modifier le circuit pour l'adapter à ces entrées doublées. Le plus simple est de câbler les composants supplémentaires en montage "volant", directement sur les prises. Les potentiomètres seront de préférence du type logarithmique. On notera aussi la présence d'un interrupteur sur l'entrée ECV, permettant de mettre en/hors circuit une tension de commande extérieure de la fréquence d'horloge.

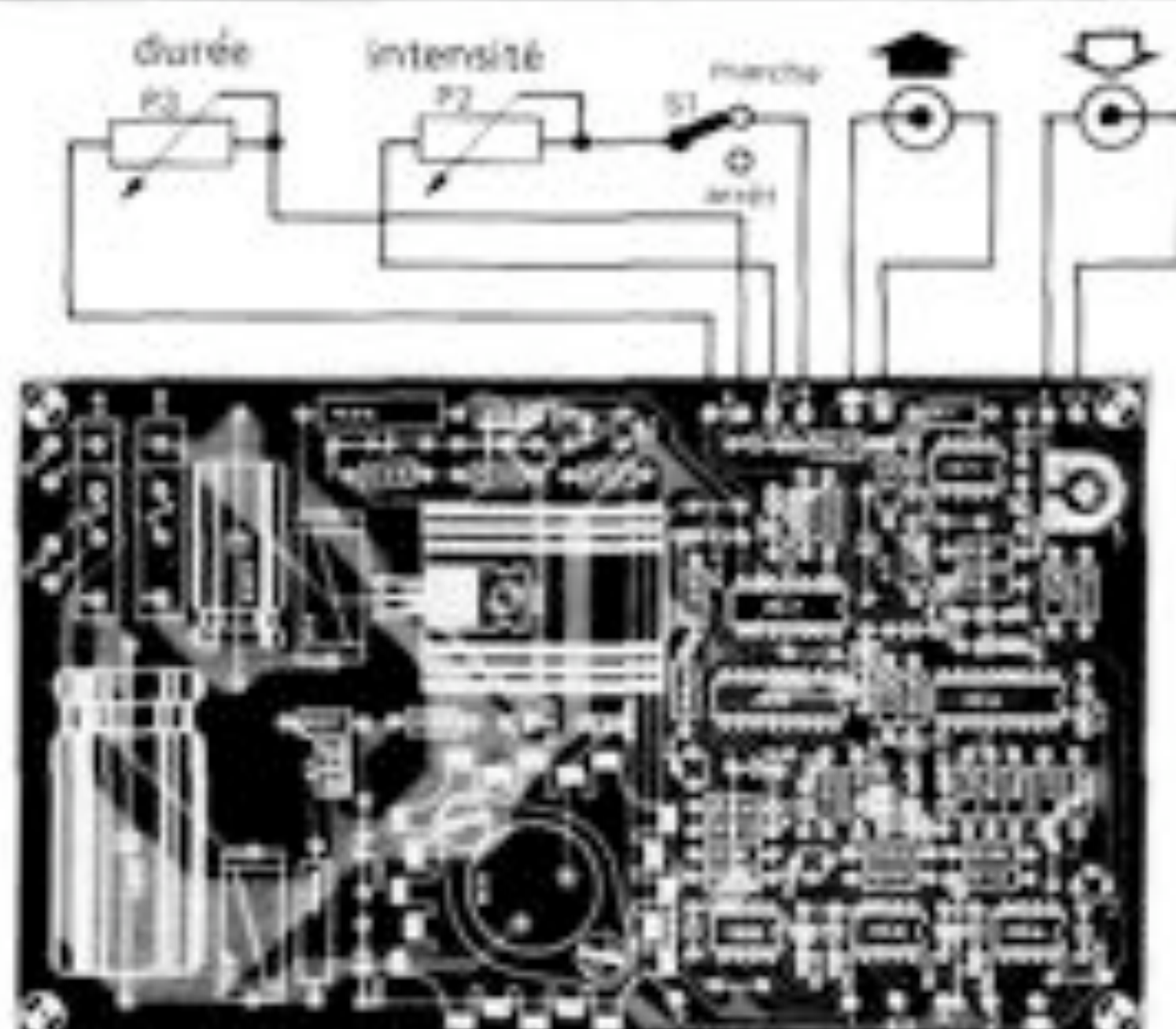
#### Instructions pour le montage

Le montage sur cornière en aluminium des différents circuits imprimés pour

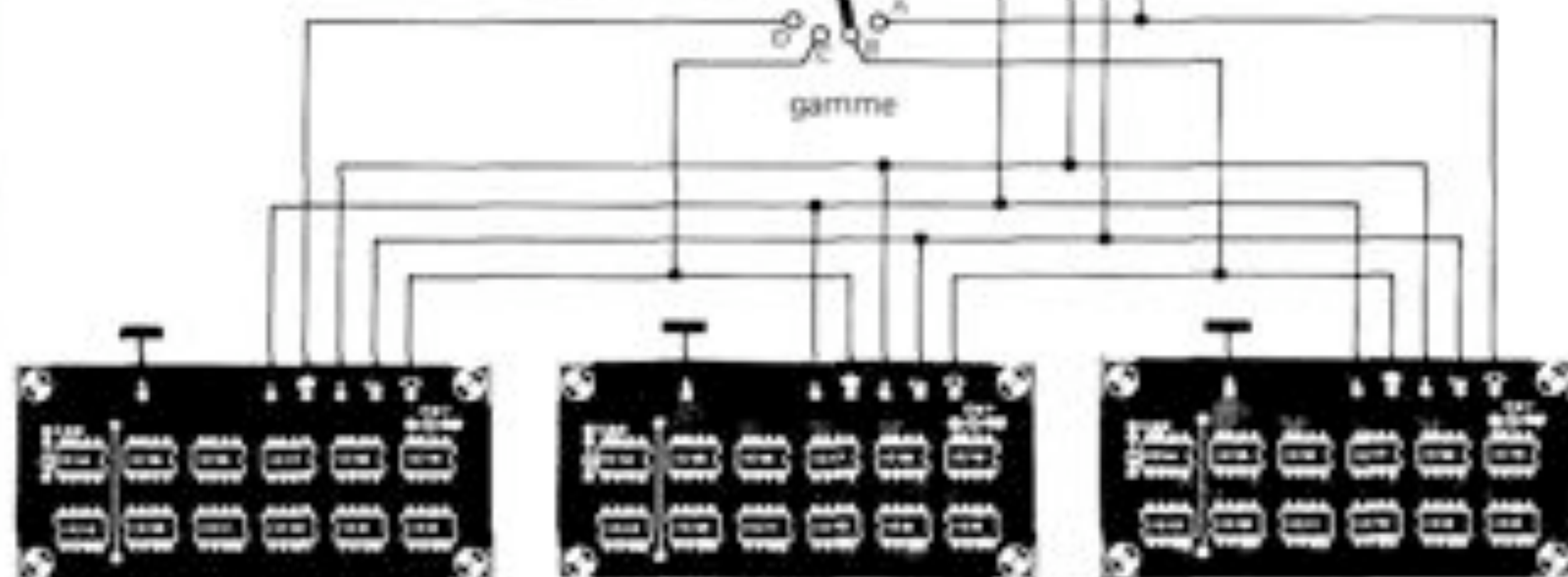
14







- A 24- 90 ms  
B 120- 450 ms  
C 220- 810 ms  
D 310-1170 ms



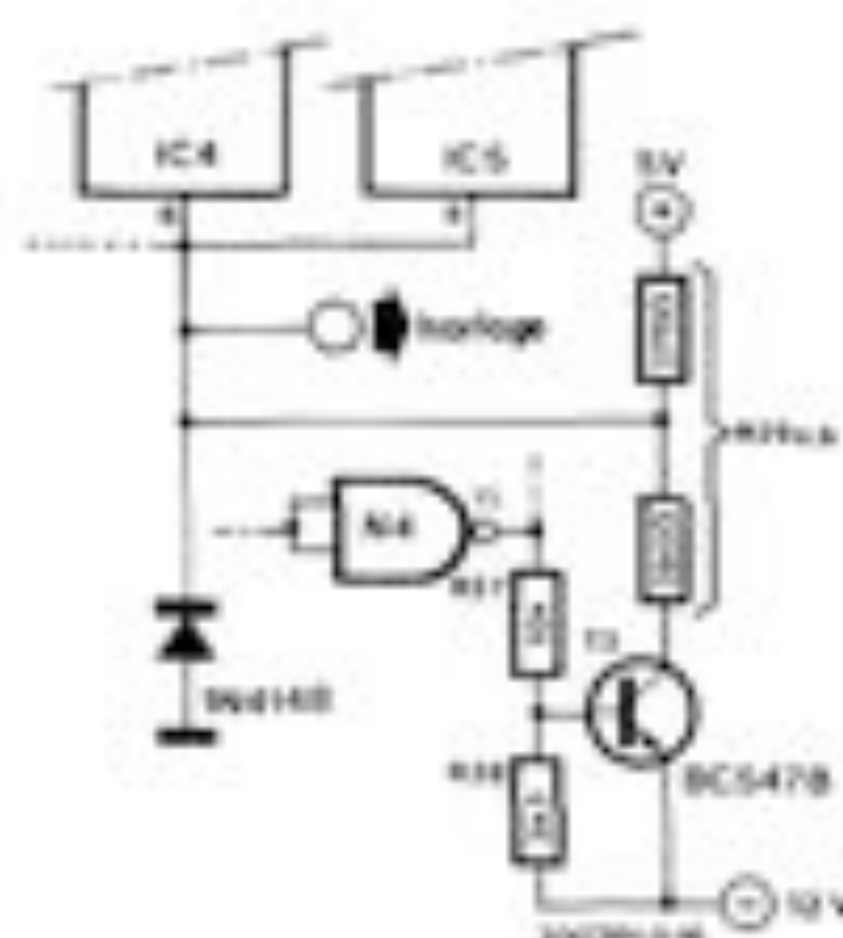
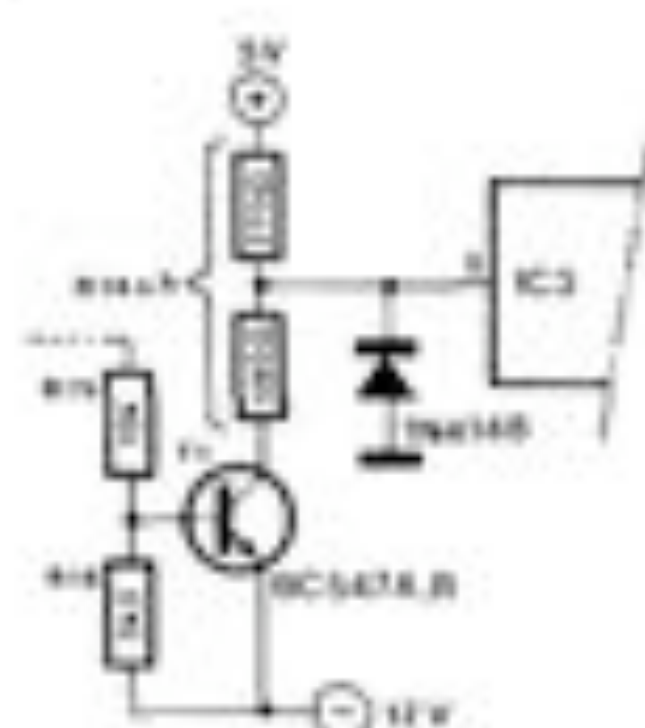
9913 15

être réalisé conformément à la figure 19. Nous avons là un circuit principal et quatre circuits d'extension. Le transformateur secteur supplémentaire pourra être placé à proximité du

module de réverbération, au fond du boîtier. Comme ce module ne requiert aucune connexion interne avec d'autres, il n'y a donc pas de connecteur à 31 broches.

#### Deux configurations de base

Les figures 20 et 21 illustrent deux manières différentes de mettre la réverbération digitale en oeuvre dans le cadre du synthétiseur. Ce ne sont que des suggestions, et il reste bien d'autres possibilités intéressantes.



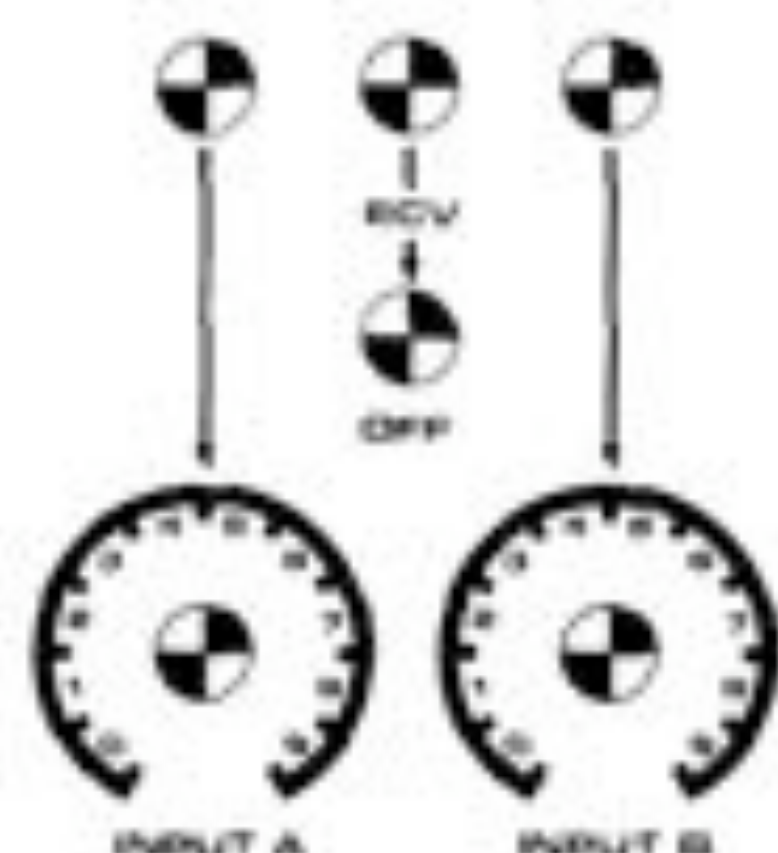
#### Réduction du bruit

Le plaisir que peut procurer une réverbération ne résiste pas longtemps à un mauvais rapport signal/bruit. Or les systèmes réverbératoires ne sont pas les organes de traitement du signal sonore les moins bruyants qui soient! C'est pourquoi il nous paraît intéressant de signaler ici la série d'articles publiés par Elektor sur ce sujet, notamment le circuit d'Avril 1981, page 4-44.

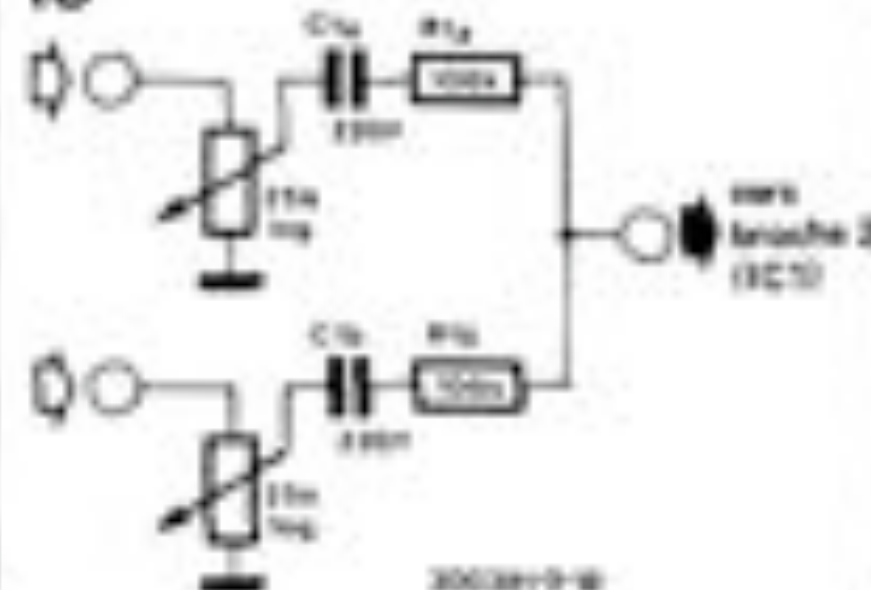


17

# DIGITAL REVERB



18



19

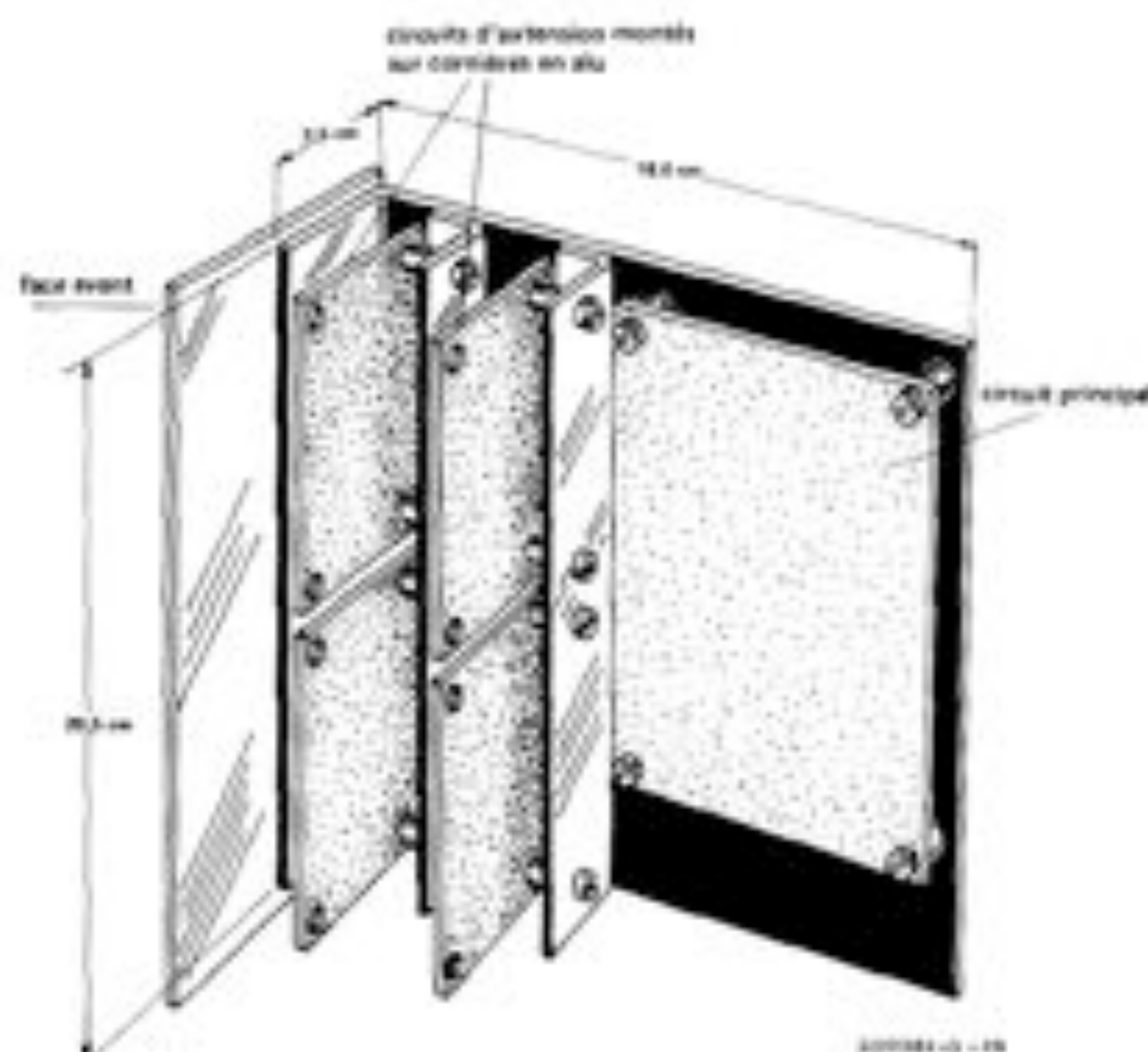


Figure 16. Si l'on désire utiliser les registres à décalage du type MM 5058, il faudra légèrement modifier le circuit de la figure 19. Ces modifications sont faciles à mener à bien sur le circuit imprimé lui-même.

Figure 17. Suggestion de face avant pour la chambre de réverbération digitale dans le cadre du Formant. Celle-ci a les mêmes dimensions qu'une grande face avant standard. On note la présence d'un interrupteur secteur, avec indicateur lumineux, permettant d'utiliser la chambre de réverbération indépendamment du FORMANT, de même que le doublement des prises d'entrée et de sortie permettant quant à lui des connexions à l'aide de divers type de prises.

Figure 18. Modification du circuit d'entrée lorsque celle-ci est doublée comme le permet la face avant.

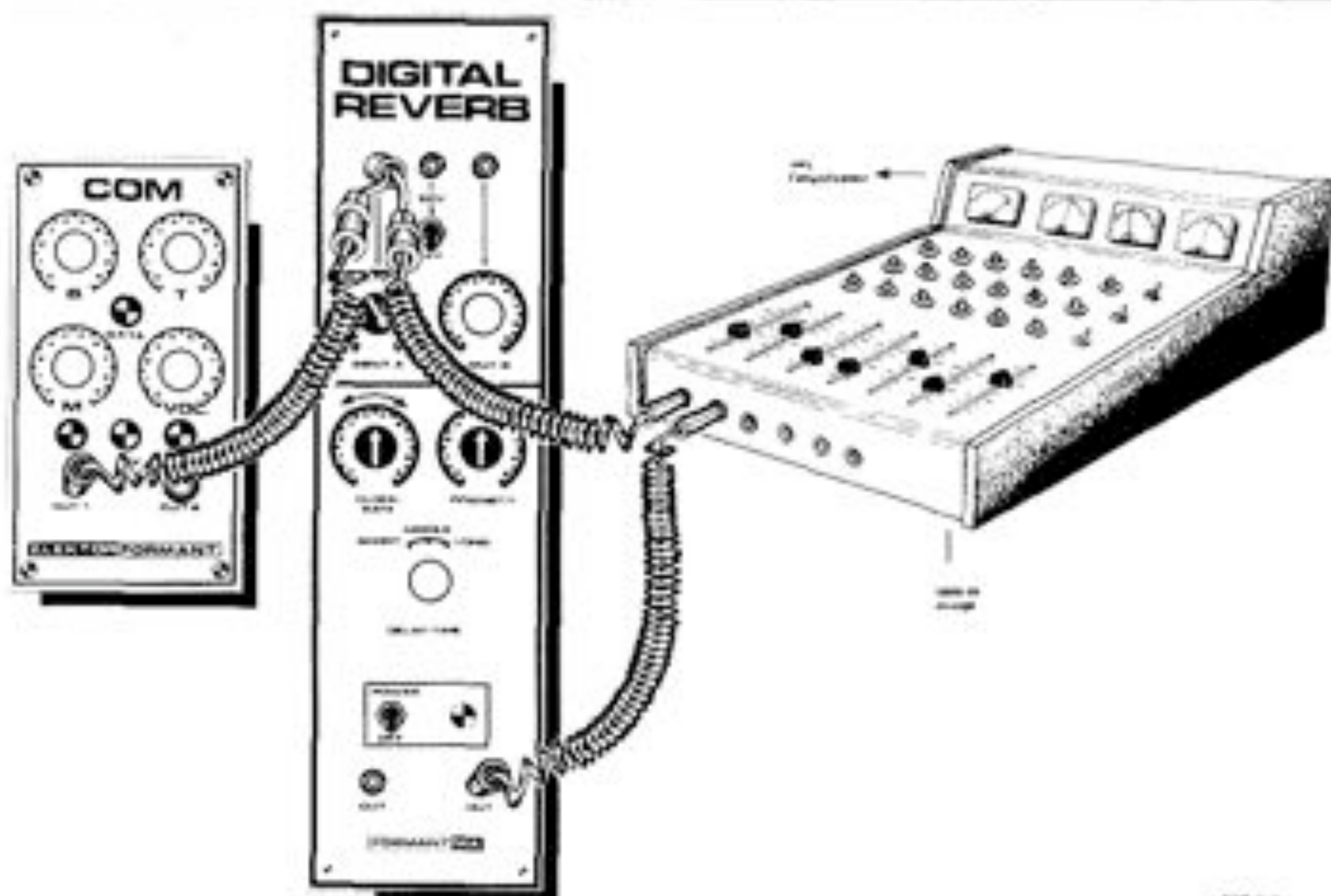
Figure 19. Instructions de montage d'un circuit principal et de quatre circuits d'extension sur des cornières en aluminium, elles mêmes solitaires de la face avant.

Figure 20. Mise en œuvre de la réverbération digitale dans le cadre du FORMANT. L'utilisation d'une table de mixage permet le dosage entre le signal non réverbéré et le signal de sortie de la chambre de réverbération.

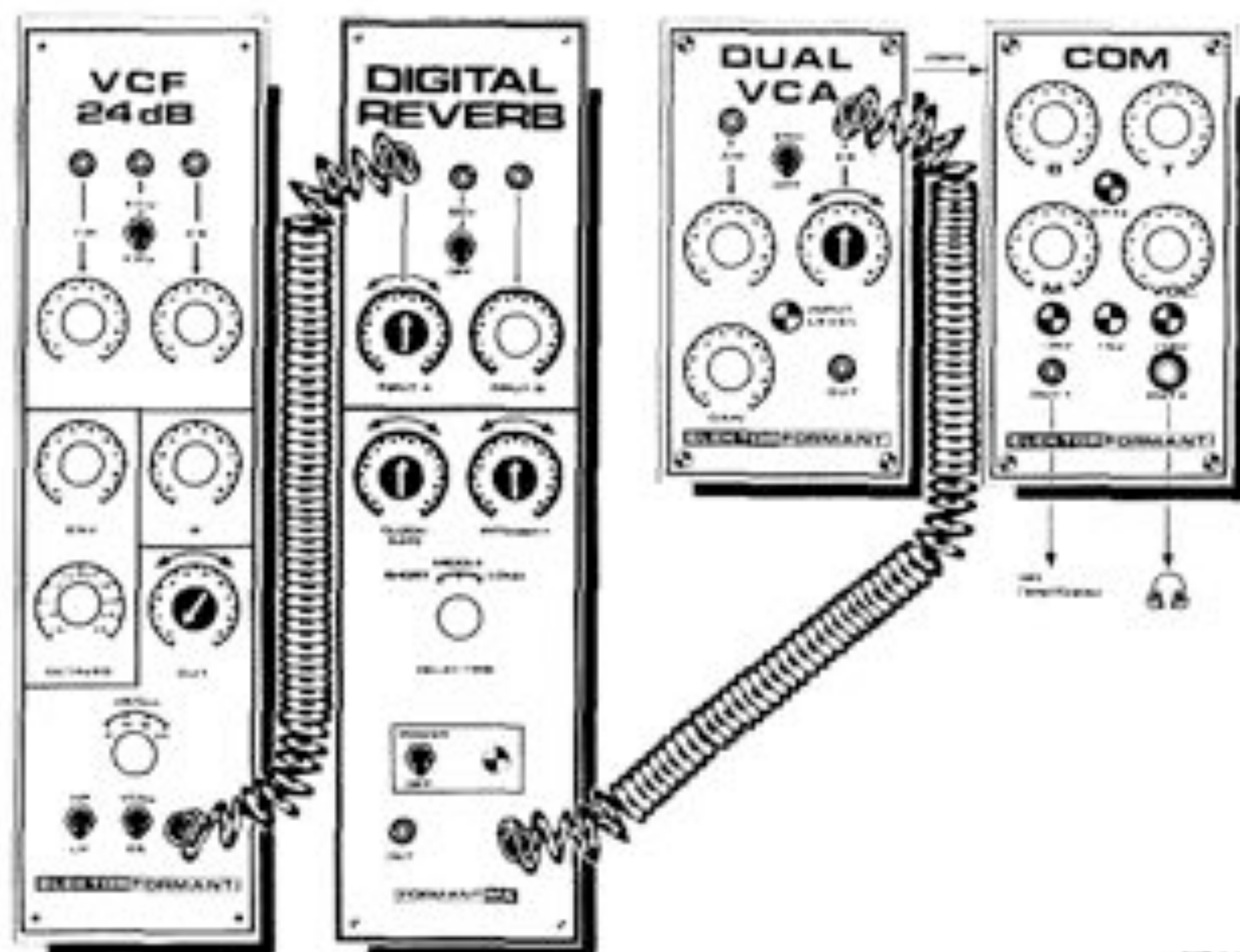
Figure 21. Mise en œuvre d'une chambre de réverbération en association avec divers modules du FORMANT. En règle générale, il est intéressant de faire repasser le signal de sortie de la réverbération dans un filtre. Ici le réglage de sortie du VCF et le réglage d'entrée du VCA permettent de contrôler l'amplitude du signal réverbéré.



20



21





# Alimentation et réseaux distributeurs

Bien qu'il ne soit pas exempt de défauts de ... finition, le FORMANT a fait ses preuves entre les mains de tous ceux qui lui ont fait confiance. Au fil des mois et des années, l'expérience s'est accumulée et nous sommes en mesure aujourd'hui d'arrondir certains angles un peu trop vifs.

Il n'est pas question de remettre en cause le fond, mais certains détails de forme seulement, comme ceux qui vont suivre.

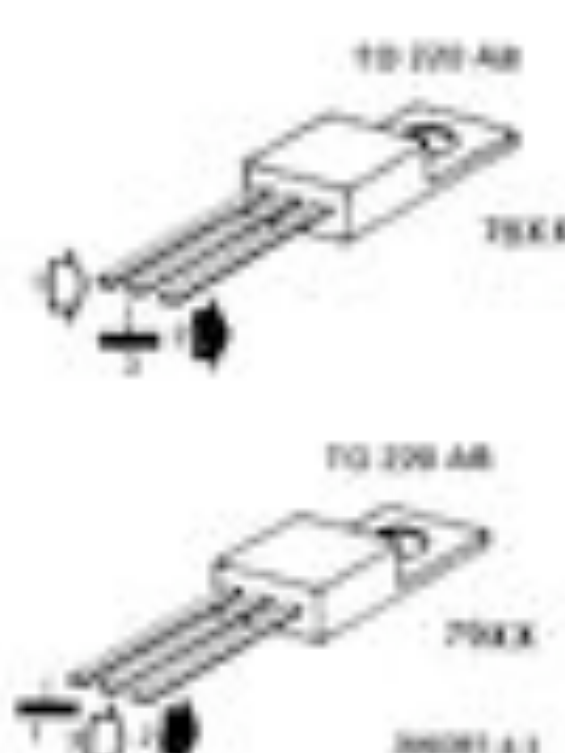
## Alimentations

Remarquez le fait que nous mettons ce mot au pluriel! L'alimentation qui avait été conçue pour ce synthétiseur s'est toujours montrée digne de lui. A tel point qu'on est allé jusqu'à nous reprocher sa (relative) complexité. Il est vrai que pour nombre de montages, les valeurs des tensions ne sont pas très critiques; c'est le cas notamment pour les circuits que nous décrivons dans ce livre. C'est pourquoi nous en sommes venus à proposer des circuits moins coûteux, mais toujours assez bons pour ce qu'on attend d'eux.

### Alimentation en $\pm 15$ V / $\pm 15$ V

Le nouveau circuit d'alimentation en  $\pm 15$  V apparaît sur la figure 1 et ne présente aucune particularité, puisqu'il est tout simplement construit autour des régulateurs intégrés de la famille 78XX/79XX. Les avantages offerts par ces derniers ne sont pas négligeables par rapport à ceux qu'offriraient de simples diodes zener: limitation

2



La figure 2 indique le brochage de ces régulateurs intégrés.

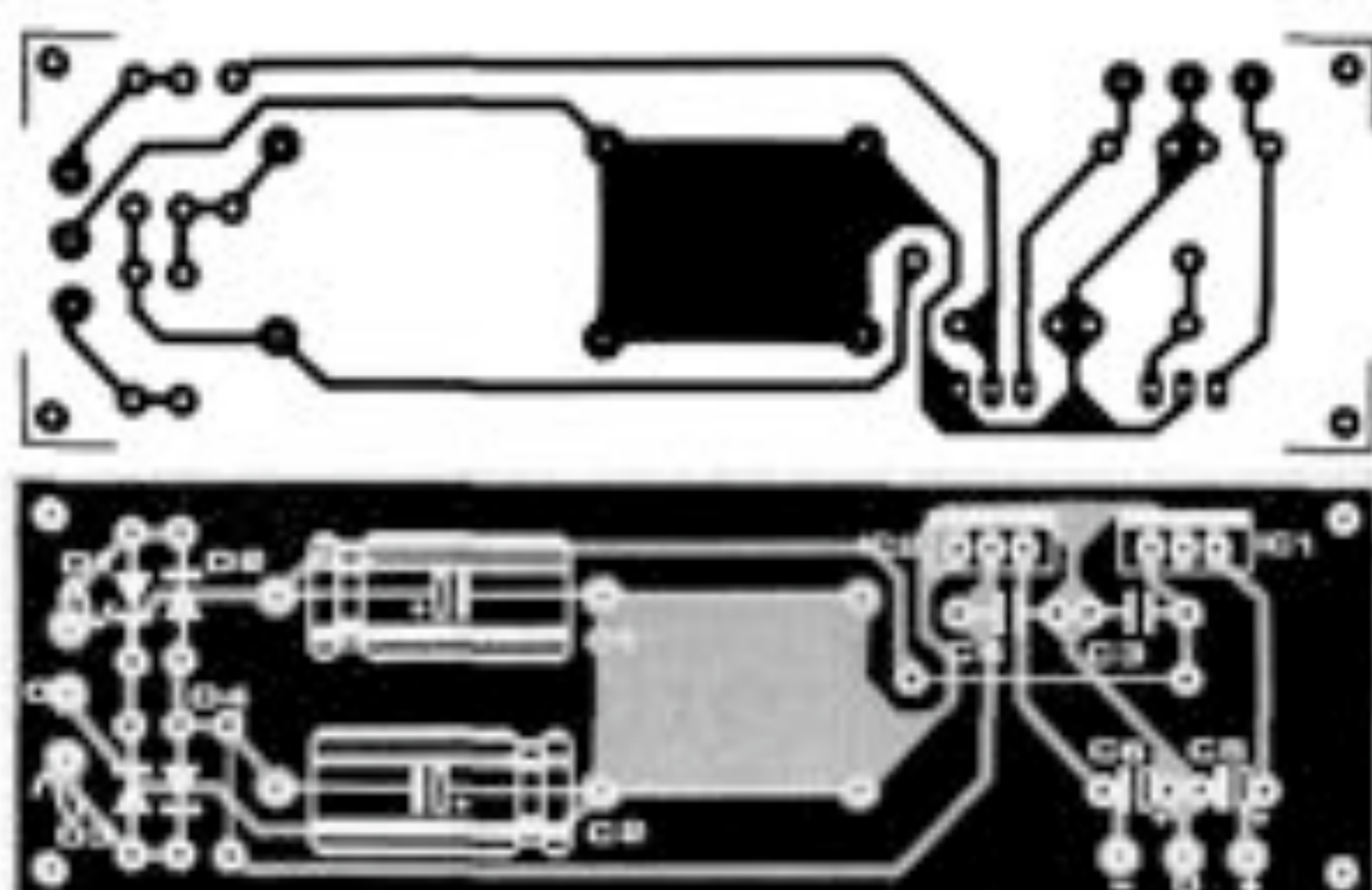
On notera que celui-ci est différent selon la polarisation de la tension.

Le circuit de la figure 3 a été dimensionné de sorte qu'il puisse recevoir des condensateurs de grand gabarit.

### Alimentation en $\pm 5$ V

Certains circuits mettent en œuvre des circuits intégrés TTL et requièrent à ce fait une tension d'alimentation à

3



du courant, protection contre les courts-circuits et protection thermique. Les régulateurs CKC en boîtier TO220 (ne sont pas casés!) peuvent délivrer jusqu'à 1,5 A, ce qui couvre déjà les besoins de bon nombre de modules.

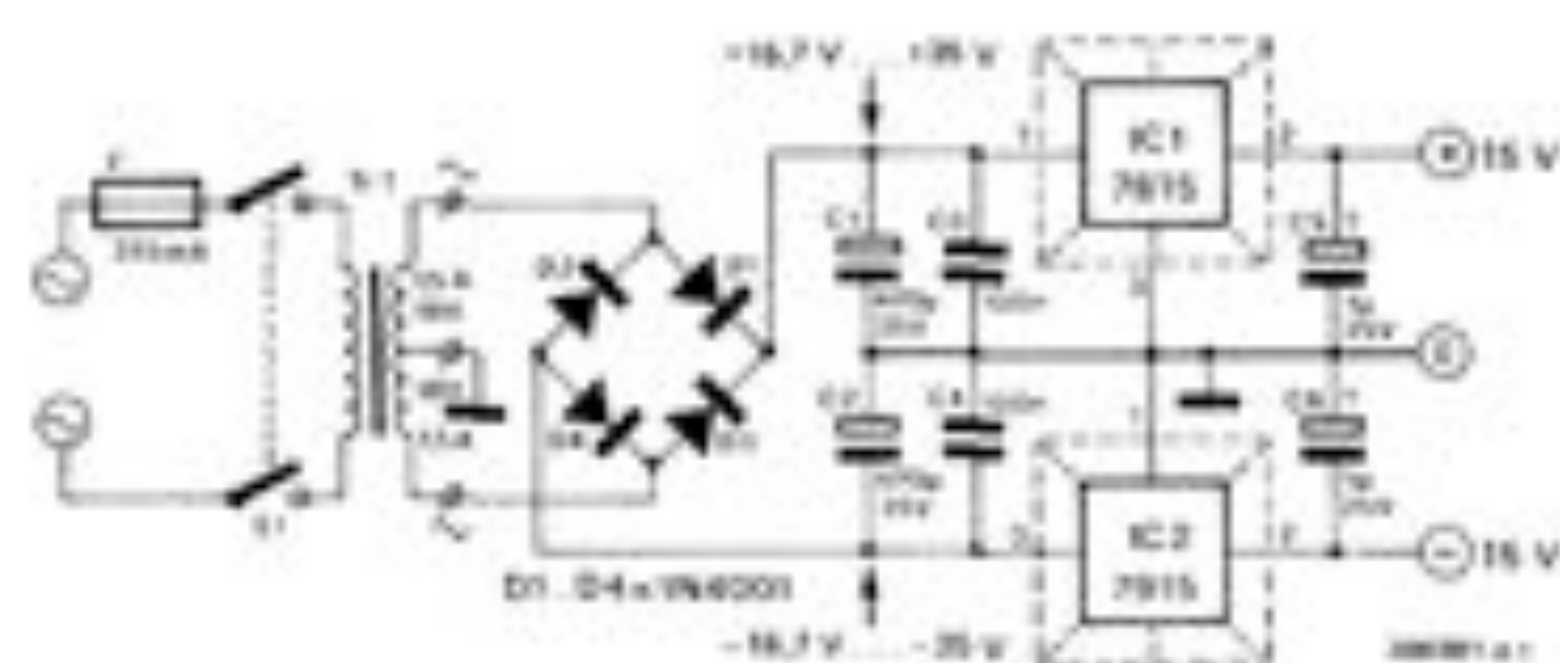
### Liste des composants de la figure 1

Condensateurs:  
C1, C2 = 1000  $\mu$ F/35 V  
1470  $\mu$ F/35 V  
C3, C4 = 100 n (MKOH, MKS)  
C5, C6 = 1  $\mu$ F/25 V tantale

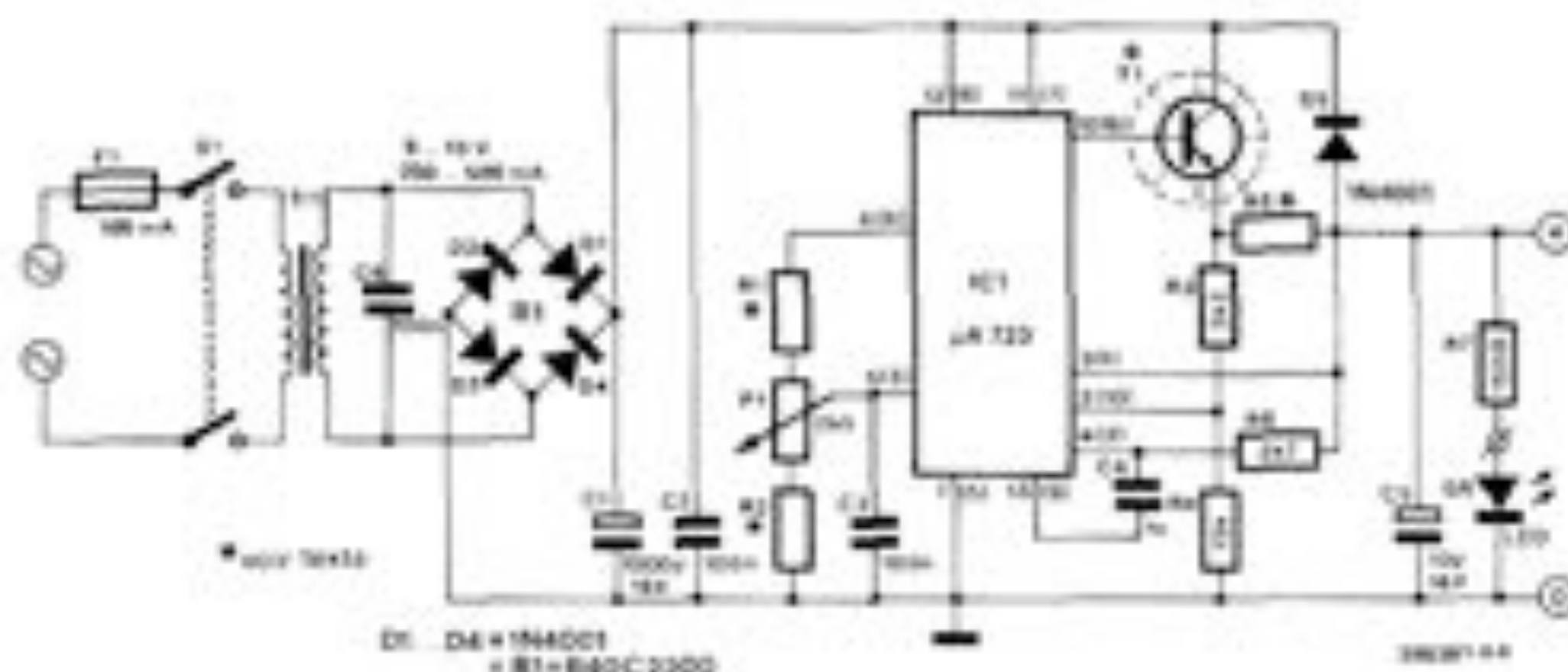
Semiconducteurs:  
IC1 = 7815 CKC (1,5 A)  
IC2 = 7915 CKC (1,5 A)  
D1 ... D4 = 1N4001

Divers:  
Tr1 = transfo 2 x 18 V/1,5 A  
S1 = interrupteur secteur  
tripolaire 250 V/0,5 A  
F1 = fusible 0,315 A rapide  
2 x radiateurs  
1 x porte-fusible

1







#### Liste des composants de la figure 4

##### Résistances:

R1 = 2k74 couche  
R2 = 8k25 métallique, 1 %  
R3 = 2k2  
R4 = 15k  
R5 = 100... couche de  
303/1 W carbone, 5 %  
R6 = 2k7  
R7 = 150 Ω

##### Potentiomètre:

P1 = 2k5 (Cernett)

##### Condensateurs:

C1 = 1000 µF/16 V  
C2, C3 = 100 n  
(MKH, MKS)  
C4 = 1 n  
(MKH, MKS)  
C5 = 10 µF/16 V

##### Semiconducteurs:

D1... D5 = 1N4001  
D1... D4 = B1 = B40C2200  
D6 = LED  
T1 = BD 137, BD 139, 2N3055  
(voir texte)

IC1 = µA 723,  
LM 723 ou équivalent

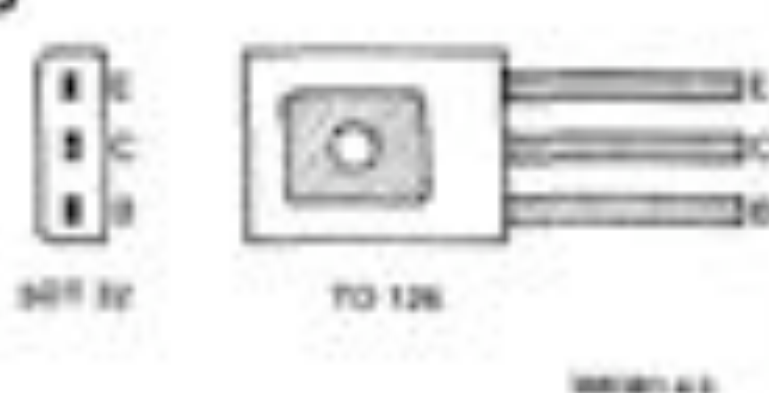
##### Divers:

Tr = transistor 9V/0,5... 1,5 A  
(voir texte)  
Si = fusible 0,1 A  
1 x interrupteur secteur bipolaire

+ 5 V. Il est d'ailleurs souhaitable que cette tension soit réglable. De ces constatations résulte le circuit de la figure 4, construit autour d'une célébrité locale, le 723, un régulateur intégré ajustable dont les performances sont remarquables. Le circuit ressemble comme un frère à celui qui figurait déjà dans le livre 1. Le transistor de puissance T1 permet d'allonger la saucé.

C'est en fonction de la consommation en courant des montages à alimenter que l'on choisira le type de T1. Les transistors PNP en boîtier SOT 32 peuvent être montés directement sur le circuit imprimé, avec un radiateur. Le brochage de ce genre de transistors (BD 137, BD 139, etc.) apparaît sur la figure 5. Si la consommation doit s'élever au-delà de 0,8 A, il est préférable de mettre en œuvre des 2N3055 comme dans l'alimentation originale du

5



FORMANT. Ceux-ci doivent être équipés d'un radiateur.

La tension de sortie est ajustable à l'aide d'une résistance ajustable (Cernett); elle est protégée contre les courts-circuits, ce qui laisse une certaine latitude pour l'expérimentation. La configuration en rétroflexion (héli) des transistors de limitation internes limite le courant de court-circuit à 0,4 A environ. Lorsque le point de rétroflexion est atteint (courant de sortie maximal), la tension

6

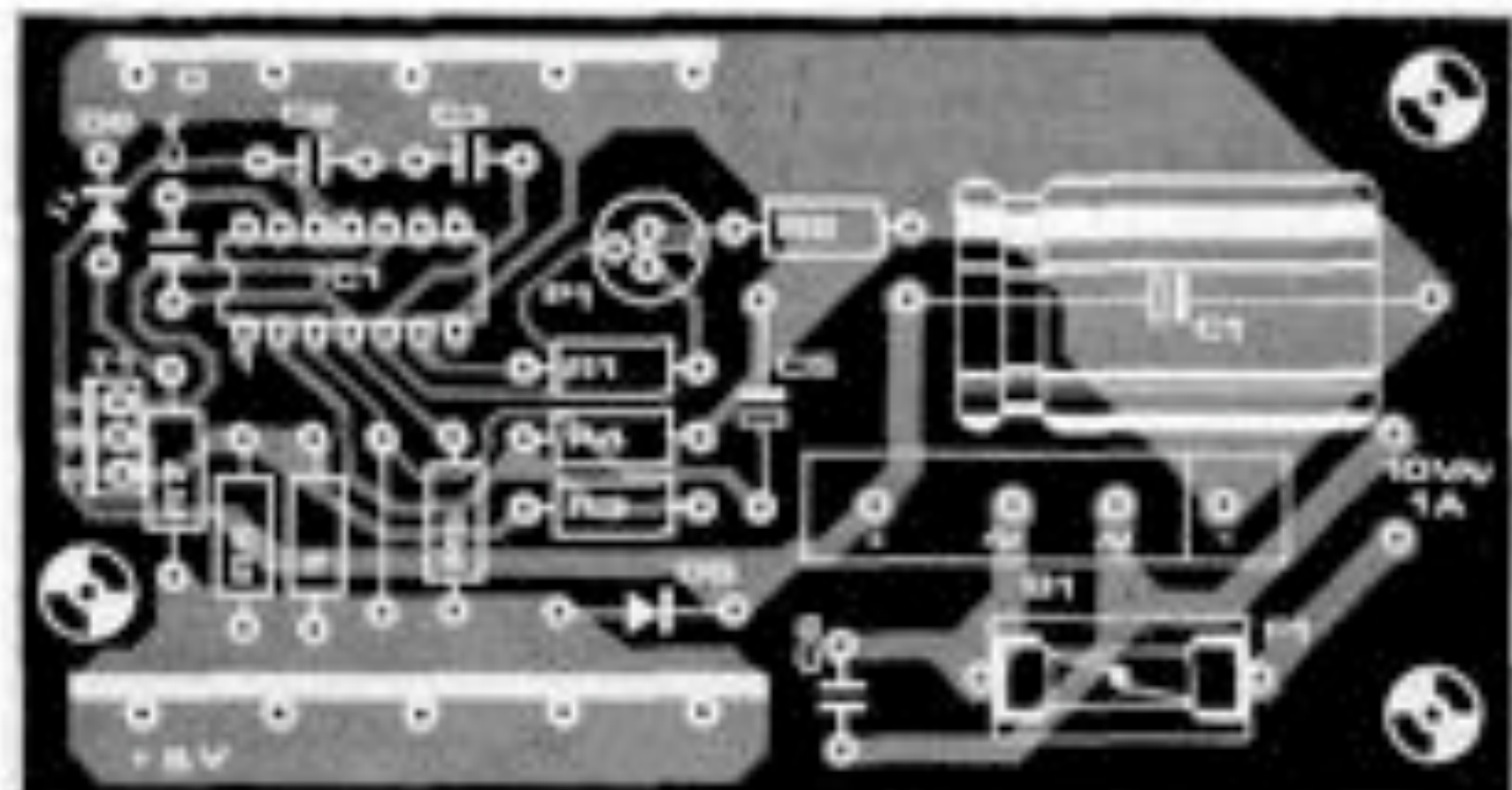
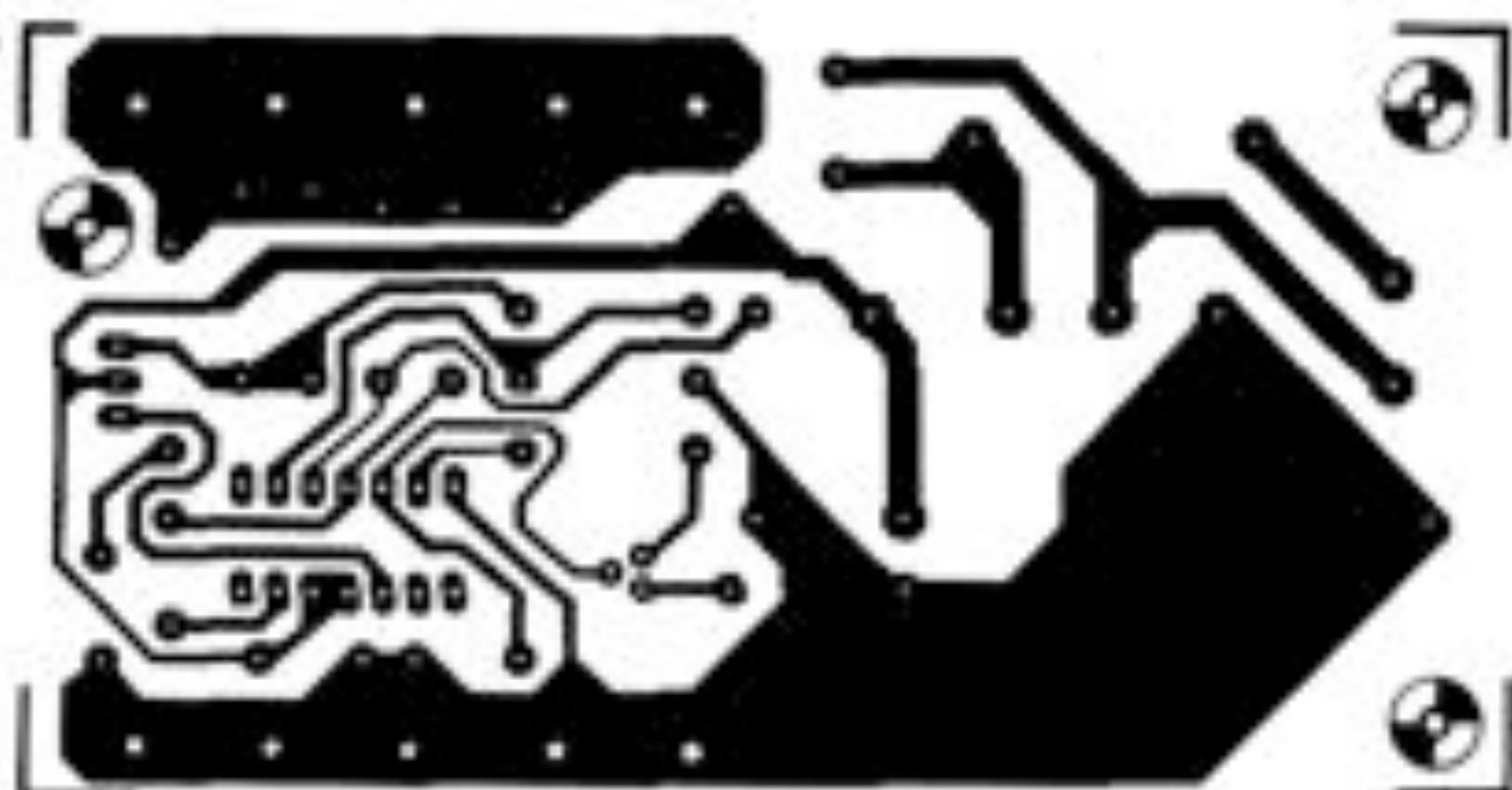


Figure 1. Circuit d'une alimentation  $\pm 15$  V amplifiée.

Figure 2. Brochage des régulateurs intégrés de la famille 78XX, 79XX en boîtier TO 220.

Figure 3. Circuit imprimé pour le schéma de la figure 1.

Figure 4. Circuit d'une alimentation ajustable en +5V.

Figure 5. Brochage des transistors NPN (T1) en boîtier SOT 32.

Figure 6. Circuit imprimé pour le schéma de la figure 4. Sur le circuit imprimé, R5 est constitué par deux résistances en parallèle.



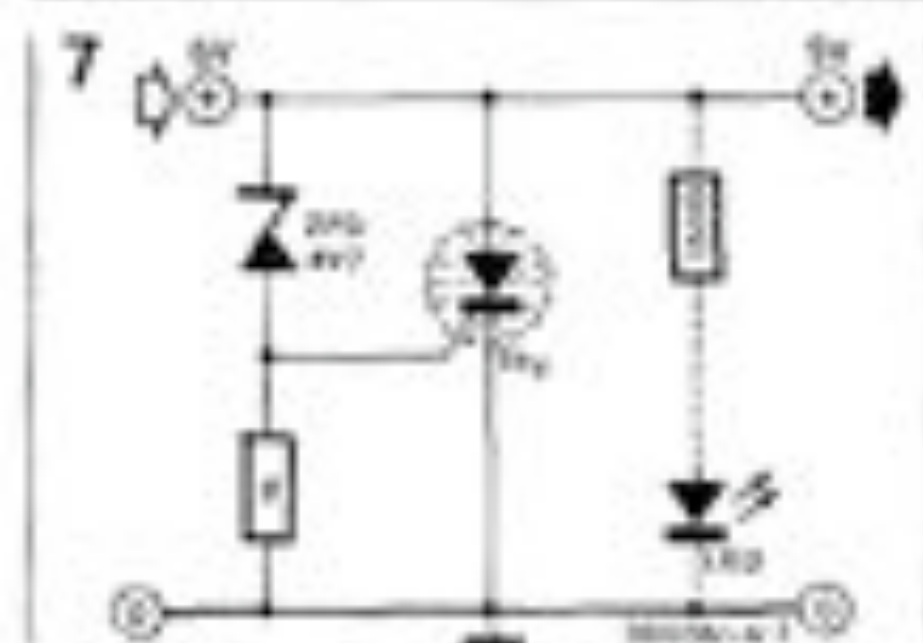


Figure 7. Circuit de protection contre les surtensions.

chute et la diode D6 s'éteint. La puissance du transformateur T1 et la valeur de R5 dépendent aussi de la consommation de courant des montages à alimenter. La tension délivrée par le secondaire du transformateur ne devrait pas être inférieure à 9 V pour assurer un fonctionnement fiable d'IC1. Si l'on utilise pour IC1 un circuit intégré en boîtier métallique, on peut s'attendre à une stabilité thermique sensiblement meilleure. Dans ce cas, il faudra tenir compte des bröchages indiqués entre parenthèses.

La figure 6 reproduit le dessin du circuit imprimé ainsi que la sérigraphie pour l'implantation des composants de l'alimentation réglable. La réalisation ne pose aucun problème particulier. C'est avec le clavier à circuit numérique décrit dans le premier chapitre de ce livre que cette alimentation sera bienvenue. Si l'on décide alors de monter l'alimentation dans le boîtier du clavier,

il ne sera pas nécessaire de tirer un nouveau câble entre le boîtier du clavier et le boîtier principal. Il suffira en effet de prélever les 5 V sur la ligne +15 V existante.

### Un dernier conseil

On sait que les tensions d'alimentation du FORMANT sont protégées contre les courts-circuits et la surcharge. Bien, mais qu'en est-il des surtensions? Qu'arriverait-il si un régulateur rendait l'âme... ou si au cours d'une expérimentation hasardeuse, on inversait durablement deux tensions?

Pour ne jamais avoir à se poser une telle question, il vaut mieux ne pas compter sur la chance, mais plutôt réaliser le circuit de la figure 7: il s'agit d'un circuit de protection contre les surtensions sur la ligne +5 V. Le fonctionnement est relativement simple. Tant que la tension d'alimentation de +5 V est correcte, le courant de gâchette du thyristor est si faible que celui-ci reste bloqué. Lorsque par contre la tension s'élève, le courant de gâchette augmente suffisamment pour que le thyristor soit amorcé, court-circuitant ainsi la ligne d'alimentation. Dans ce cas, soit un fusible saute, soit le circuit intégré régulateur se bloque pendant un certain temps. La LED prévue dans le circuit d'alimentation sera de préférence montée derrière le thyristor.

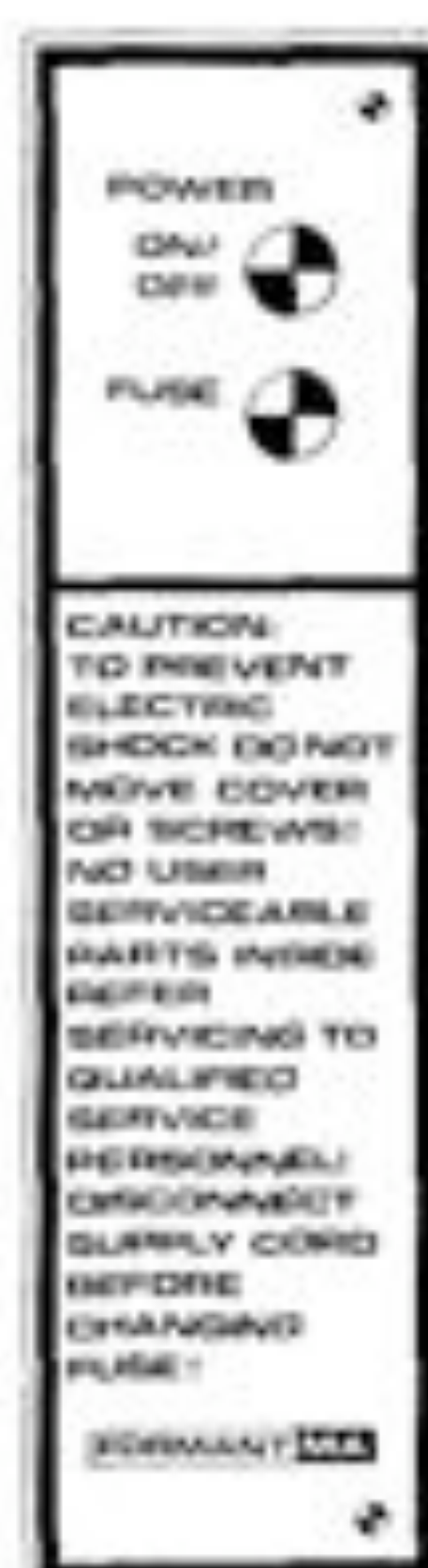
Le type de thyristor à mettre en œuvre dépend de la consommation courante sur la ligne à protéger. Il est en tous cas chaudement (sic) recommandé de le monter sur un radiateur.

immédiatement, il est indiscutable qu'à très vite l'expérience et l'usage se chargent d'en faire la démonstration... avec des méthodes parfois "choquantes"!

### De la conception mécanique

Nous voici aux antipodes des problèmes électroniques et musicaux. La question de la mécanique n'en est pas pour autant inintéressante, puisqu'elle

2

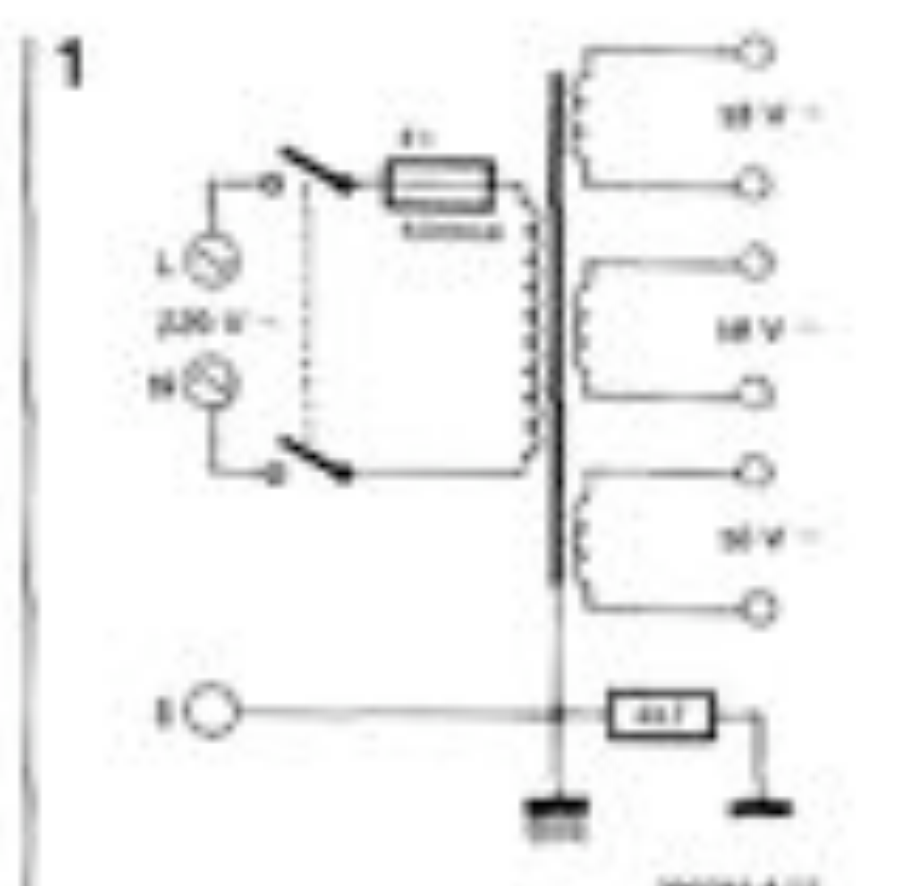


## Des faces avant et arrière pour l'alimentation

Dans sa version originale, le Formant n'a pas été doté d'interrupteur secteur; ce qui n'est pas un inconvénient tant que l'accès à la prise reste facile. Mais lorsque l'on est amené à transporter souvent son synthétiseur, pour le mettre en place dans des conditions toujours différentes et parfois périlleuses, il est plus agréable de disposer d'un interrupteur bien placé. Ici nous allons même jusqu'à proposer deux de ces accès, l'un à l'arrière, et l'autre à l'avant du boîtier. Le circuit de la figure 1 ne nécessite pas de circuit imprimé; mais on remarquera toutefois que par rapport au circuit original du Formant, il y a un composant supplémentaire: la résistance de 4k7 qui relie "la terre" à la "masse".

Si l'on utilise un coffret métallique, celui-ci devra être mis à la masse, afin d'empêcher les rayonnements parasites. Le diamètre du câble d'alimentation doit rester supérieur à 1 mm, même si l'on travaille avec des interrupteurs miniature. Les figures 2 et 3 reproduisent le dessin des faces avant et arrière; le câblage des LED indicatrices est détaillé par la figure 4.

Les explications de la figure 5 devraient intéresser toute personne soucieuse de sa sécurité dans le cadre d'une utilisation semi-professionnelle du Formant. Il s'agit d'assujettir le câble d'alimentation d'une manière ou d'une autre, afin que d'éventuelles tractions abusives ne fassent pas souffrir les soudures par l'interrupteur secteur. Si l'intérêt de ce genre de mesures n'apparaît peut-être pas



3





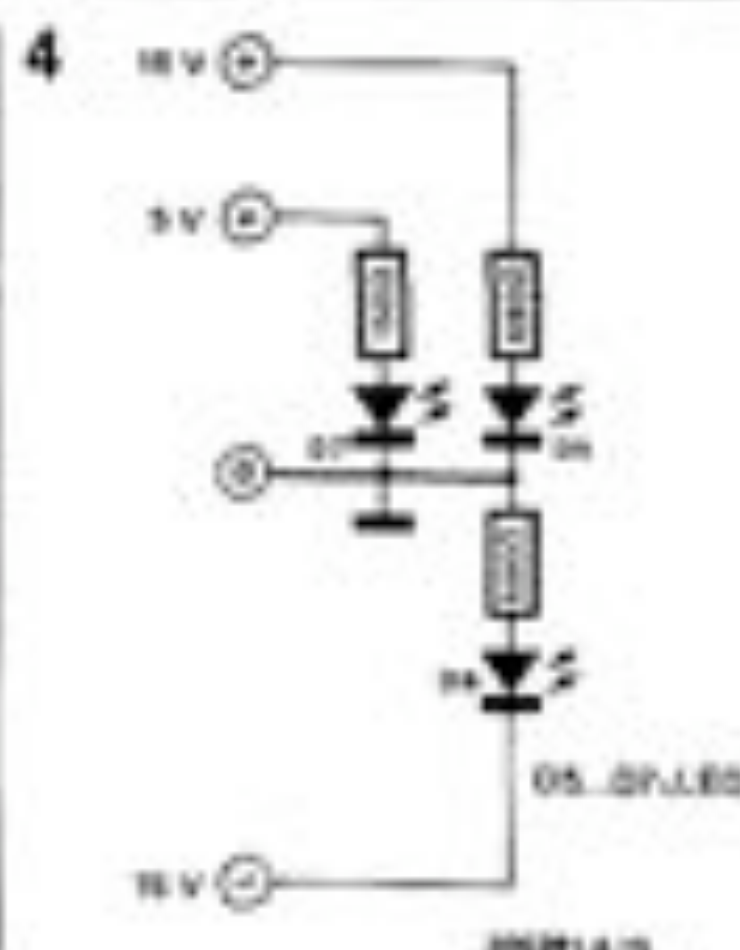


Figure 1. Complément au circuit d'alimentation du Formant Olyse 1, troisième partie).

Figure 2. Proposition de face arrière pour l'alimentation. Si vous disposez déjà d'un COM muni des LED indicatrices pour les tensions, cette face pourra être mise en place sur l'avant du synthétiseur, de telle sorte que l'interrupteur secteur soit facilement accessible, de même que le fusible principal. Le texte conventionnel qu'on trouve sur cette face avant/arrière contribue à donner, non sans une certaine ironie, une touche "pro" à notre synthétiseur.

Figure 3. Autre proposition de face avant pour l'alimentation. Cette fois, c'est en l'absence de COM (et de LED indicatrices) que l'on utilise ce projet, doté lui aussi d'un interrupteur secteur et d'un fusible principal. On peut aussi imaginer utiliser la face de la figure 2 à l'arrière, et celle de la figure 3 à l'avant. Après tout, le point du luxe n'est qu'un vilain défaut...

Figure 4. En l'absence de circuit COM, voici le câblage des LED indicatrices pour les trois tensions d'alimentation. Les extensions décrites dans ce livre n'exigent pas la présence d'un récepteur d'interface supplémentaire; ceci explique l'absence de LED "GATE", comme celle qui est prévue sur la face avant de COM.

Figure 5. Bride de fixation et de protection du câble d'alimentation. Celle-ci est absolument indispensable dans tous les Formant "voyageurs".

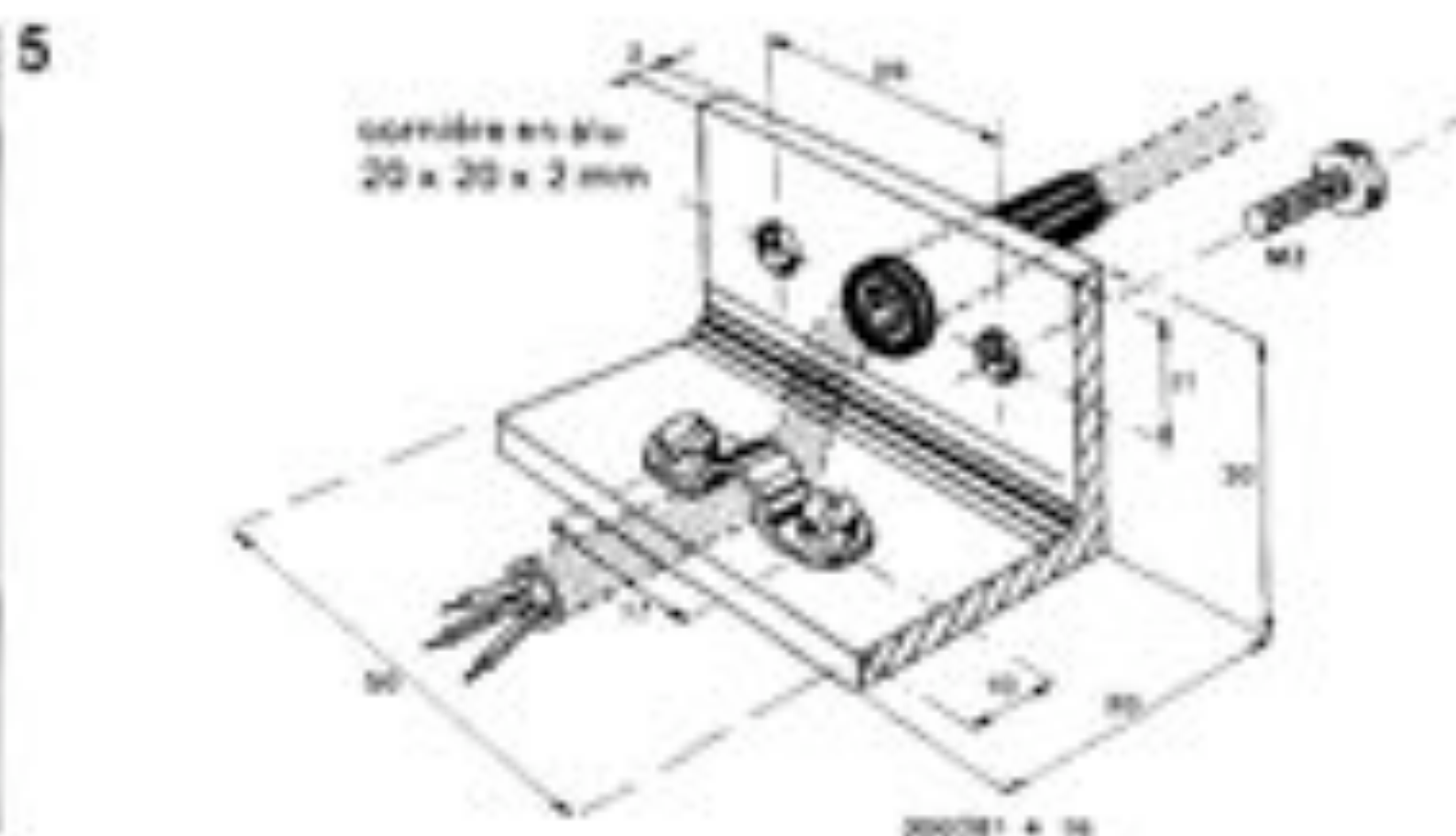
#### Liste des composants pour "Power/Caution"

##### Résistances:

1 x 4k7

##### Divers:

1 x face avant  
1 x interrupteur secteur double  
1 x fusible 0,5 A  
1 x porte-fusible pour châssis



#### Liste des composants pour "Power" extension

##### Résistances:

1 x 150 Ω  
2 x 680 Ω  
1 x 4k7

##### Semiconducteurs:

3 x LED

##### Divers:

1 x face avant  
1 x interrupteur secteur double  
1 x fusible fusible à déterminer selon le nombre de modules  
1 x porte-fusible pour châssis

embarras souvent bien d'un bricoleur mal préparé à ce genre de réalisations. Il est absolument indispensable de réfléchir à la question dès le début: le nombre de modules, les possibilités d'extension, le câblage interne des modules, le câblage de l'alimentation, le câblage des modules entre eux, sont autant de détails étroitement liés à la conception de la mise en boîte de l'ensemble.

Le format standard des circuits imprimés du Formant a été retenu par ce qu'il permettait un maximum de souplesse à cet égard.

Si l'on recule devant le coût (malheureusement exorbitant) des boîtiers profilés, on est réduit à se lancer soi-même dans

la construction d'un boîtier adéquat, à partir de matières diverses, qui seront principalement: le bois (sous toutes ses formes: massif, contreplaqué, replaqué, aggloméré); l'aluminium (cornières, tiges, plaques, profilés); le plexiglass et le plastique.

La structure d'un boîtier est assez facilement réalisable à l'aide de cornières en aluminium de 20 x 20 x 2 mm assemblées à l'aide de vis M3, ou de vis avec écrous. Les côtés et le dessus s'accrocheront alors facilement de planches en bois massif (ou contreplaqué) qu'il suffira de visser sur la structure en cornières d'alu. Ce procédé présente entre autres avantages, celui de la légèreté. Et ce n'est pas le moindre!

Le plexiglass transparent ou teinté se prête bien à la réalisation de la structure du boîtier; mais il impose une certaine expérience pratique, et... des finances bien renflouées!

## Réseaux distributeurs KOV/KB-GATE

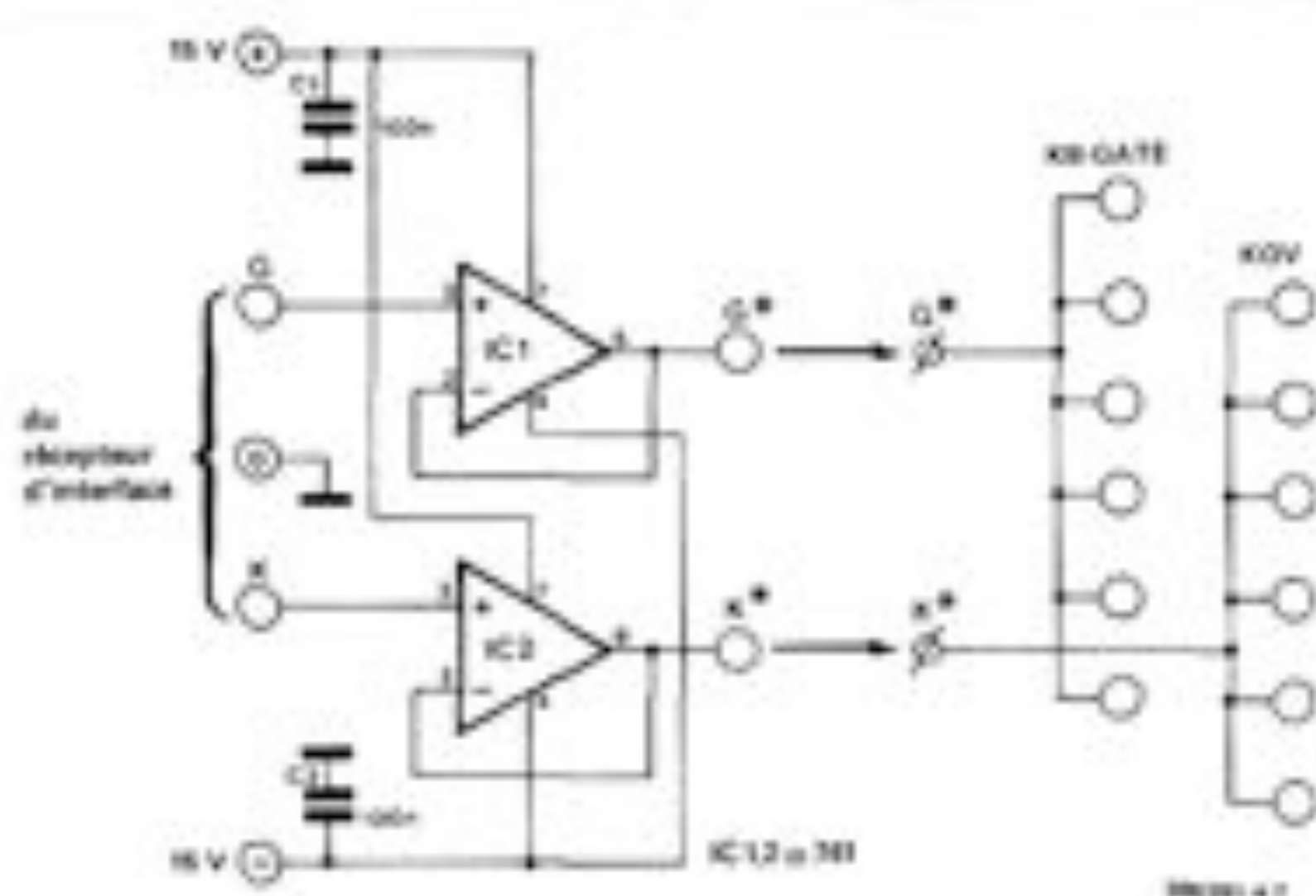
Le monde de ceux qui se servent d'un (ou plusieurs synthétiseurs) doit pouvoir se diviser en deux, autour du mot "compliqué"; les uns aiment, les autres pas. Il y a ceux qui aspirent à disposer d'un grand nombre de possibilités, pré-cuites, pré-mâchées, voire pré-digérées; ils n'ont pour seule litanie que le "preset", la programmation, la mémoire et l'automatique. Les autres se sentent plutôt à l'aise dans la complexité débridée et ouverte à toutes les combinaisons insolites et inouïes. Les premiers cherchent ce qu'ils ont trouvé (et que d'autres ont déjà trouvé pour eux, le plus souvent), alors que les deuxièmes trouvent ce qu'ils cherchent... et bien plus encore.

C'est donc à l'intention des seconds que nous proposons ici ces réseaux distributeurs de KOV et de KB-GATE. Leur fonction est de tamponner les deux sorties du récepteur d'interface, et de les redistribuer sur un certain nombre de jacks accessibles en face avant, d'où les signaux pourront être prélevés pour être appliqués aux VCO, VCF, ADSR etc. Comme on le voit sur la figure 2, le circuit nécessaire est de dimensions réduites; la figure 3 donne le brochage d'un circuit intégré comportant deux amplificateurs opérationnels dans un boîtier à 8 broches. Les miniaturistes pourront s'en servir pour réaliser un circuit imprimé pour réseau distributeur encore plus petit.

Le principe de la figure 1 est d'une simplicité insurpassable, et ne pose donc aucun problème de réalisation. Les condensateurs C1 et C2 sont recommandés pour le découplage des lignes d'alimentation. La face avant de la figure 4 est aussi haute qu'un grand module de Formant, mais deux fois moins large.



1



Liste des composants  
de la figure 1

Condensateurs:  
(MKH, MKM)  
 $C1, C2 = 100 \text{ nF}$

Semiconducteurs:  
 $IC1, IC2 = 741$   
(1 x MC 1458, LM 1458)

Divers:  
12 x mini-jacks 3,5 mm

Figure 1. Circuit tampon pour les lignes KOV et KB-GATE, placé entre le récepteur d'interface et les réseaux distributeurs KOV/KB-GATE.

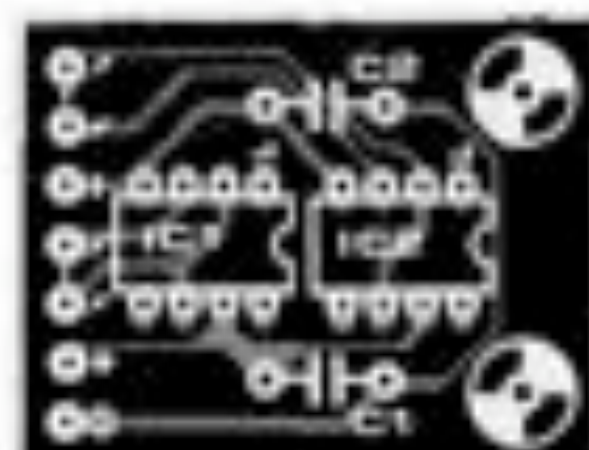
Figure 2. Circuit imprimé pour le circuit de la figure 1.

Figure 3. Brochage d'un double amplificateur opérationnel du type 741 dans un seul boîtier à huit broches (LM 1458) permettant une réalisation encore plus compacte du circuit imprimé de la figure 2.

Figure 4. Suggestion de face avant pour les réseaux distributeurs KOV/KB-GATE.

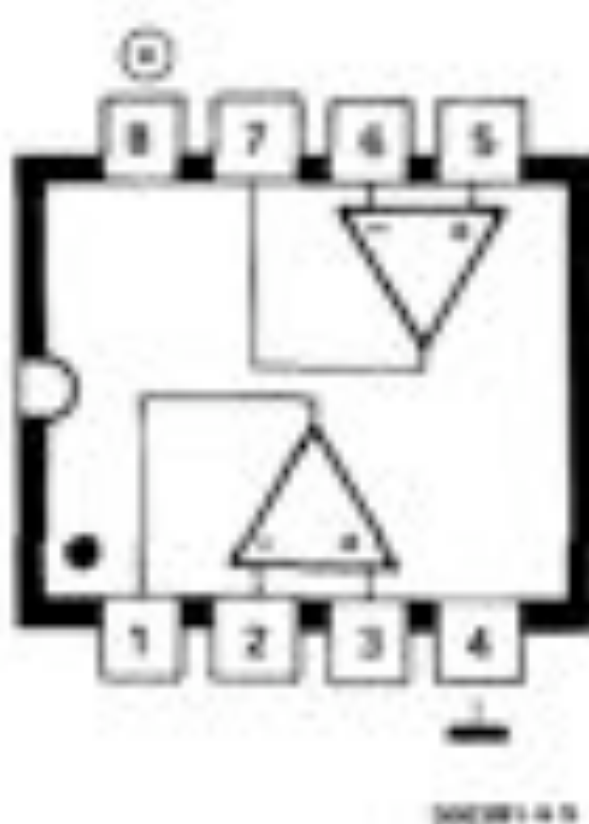
Figure 5. Schéma de câblage pour l'obtention de micro intervalles avec un clavier dont le réglage de la caractéristique V/Octave reste inchangé.

2

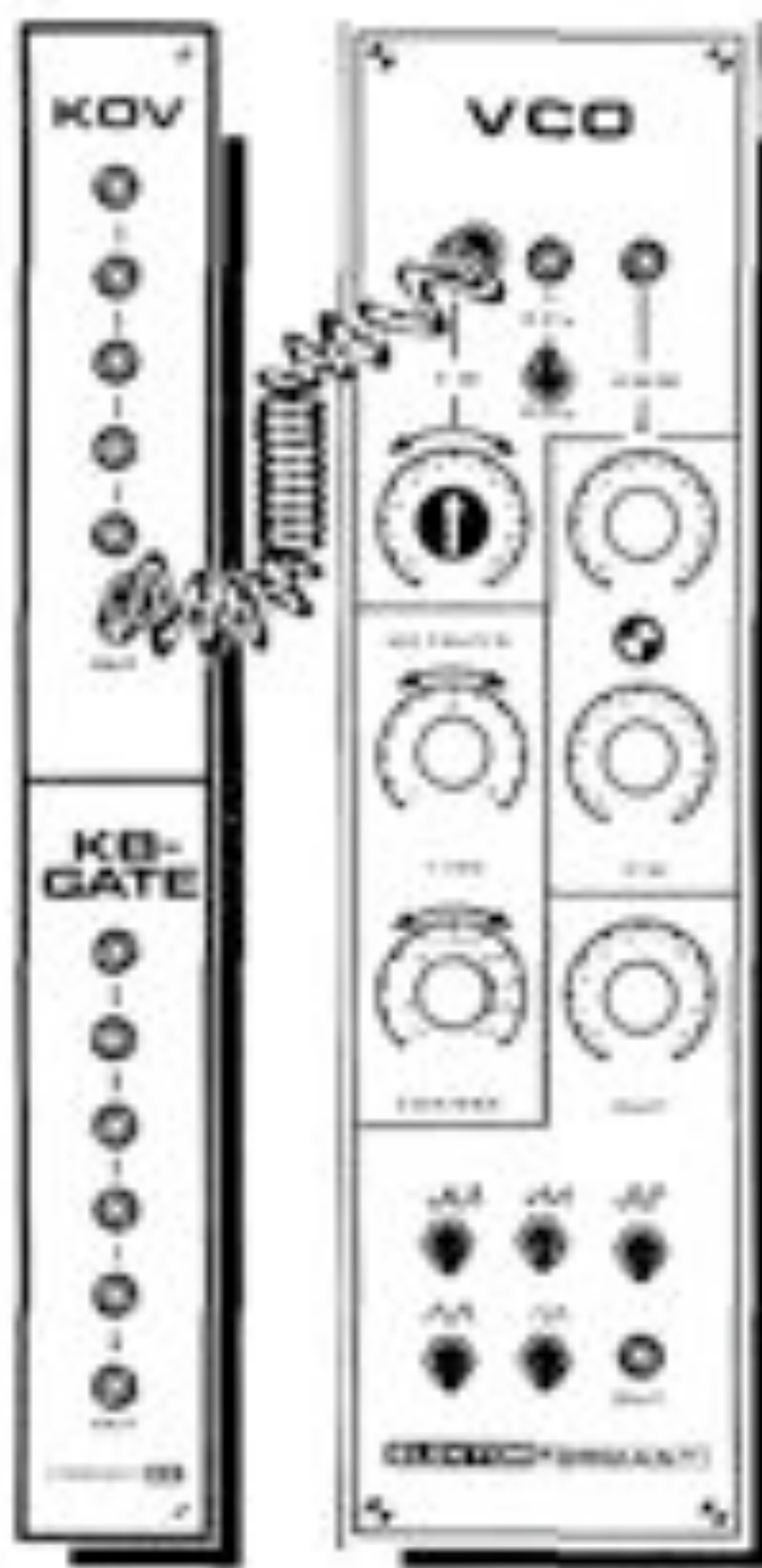


3

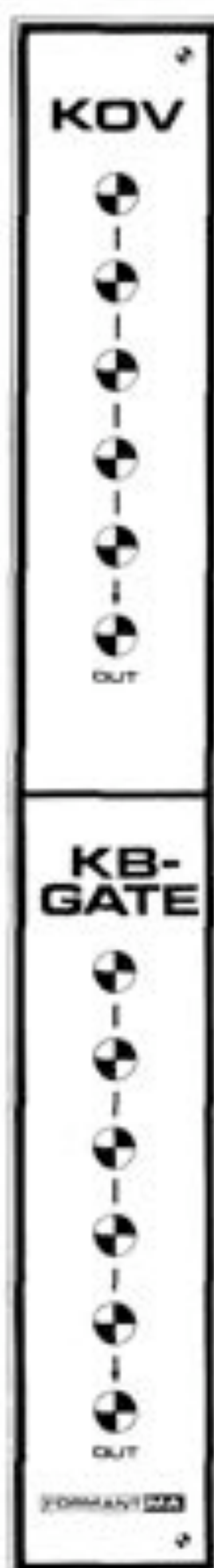
LM 1458 N



5



4



### Applications

L'intérêt des réseaux distributeurs apparaîtra clairement en association avec des modules tels que les LFO commandés en tension, le Waveform Processor (chapitre 5) ainsi que tous les autres modules commandés en tension.

La sortie KB-GATE pourra servir à synchroniser un séquenceur, et des ADSR de réserve, non reliés directement à l'interface du clavier (via le récepteur). Si l'on supprime la con-



sexon du KOV sur un VCO, et que l'on relie le KOV du réseau distributeur à l'entrée FM de ce même VCO, on obtient différentes caractéristiques V/Octave pour ce VCO; de sorte que

l'on pourra jouer en quarts de ton, huitièmes ou seizièmes de ton sans avoir à dérégler la caractéristique du clavier lui-même! Cette connexion est illustrée par le schéma de la figure 5.

S'inspirant du circuit proposé par la figure 1 des réseaux distributeurs KOV et KB Gate, l'amateur pourra réaliser un circuit de tampon identique pour le réseau distributeur universel; cette modification ne se justifie toutefois que dans le cadre d'un synthétiseur vraiment surdimensionné.

## Réseaux distributeurs universels

### (Multiple Jacks)

Toujours à l'intention des Christophe Colomb du synthétiseur, voici encore un autre outil de travail et d'expérimentation dont la modestie n'a d'égale que l'efficacité.

Il s'agit tout simplement d'un ensemble de quinze ou trente jacks, reliés entre eux cinq par cinq, ou six par six. Ceci permet de multiplier les accès à un signal délivré au départ par un jack unique (par exemple la sortie "OUT" d'un ADSR, ou l'entrée FM d'un VCO, etc.). Le câblage en face avant reste pour l'instant le meilleur moyen de structurer une configuration sonore sur un synthétiseur modulaire (du moins à l'échelle de l'amateur); mais à partir d'un certain nombre de cordons (variant avec le nombre de modules), la complexité des interconnexions devient impénétrable; et c'est là que les réseaux distributeurs interviennent en rationalisant un tant soit peu la trajectoire des signaux.

Les "circuits" des figures 1 et 2 n'ont plus grand chose d'électronique,

puisque l'on s'agit de jacks reliés entre eux par des fils (figure 1) et des interrupteurs (figure 2).

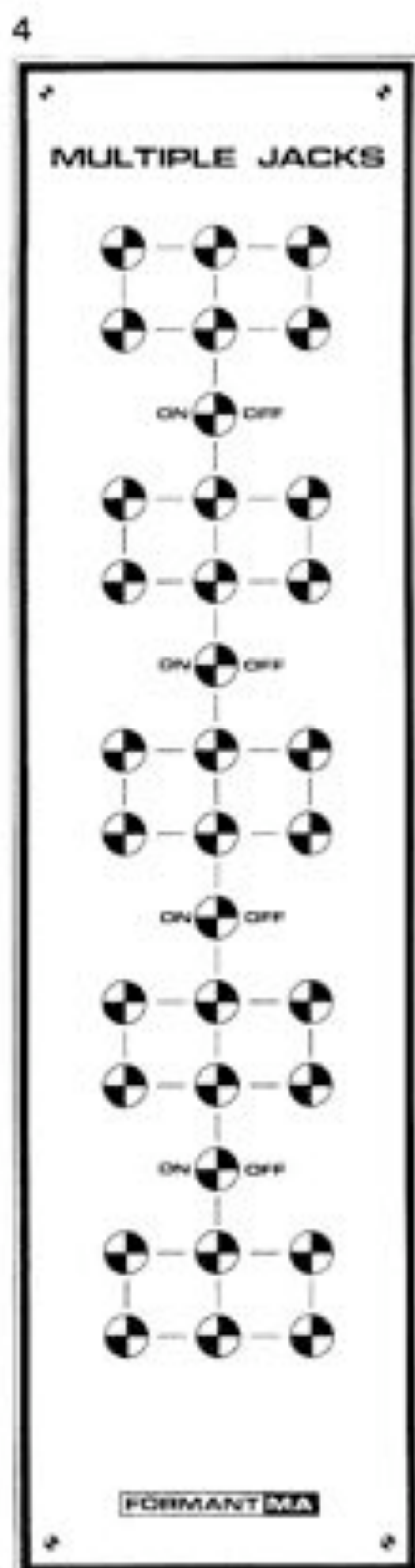
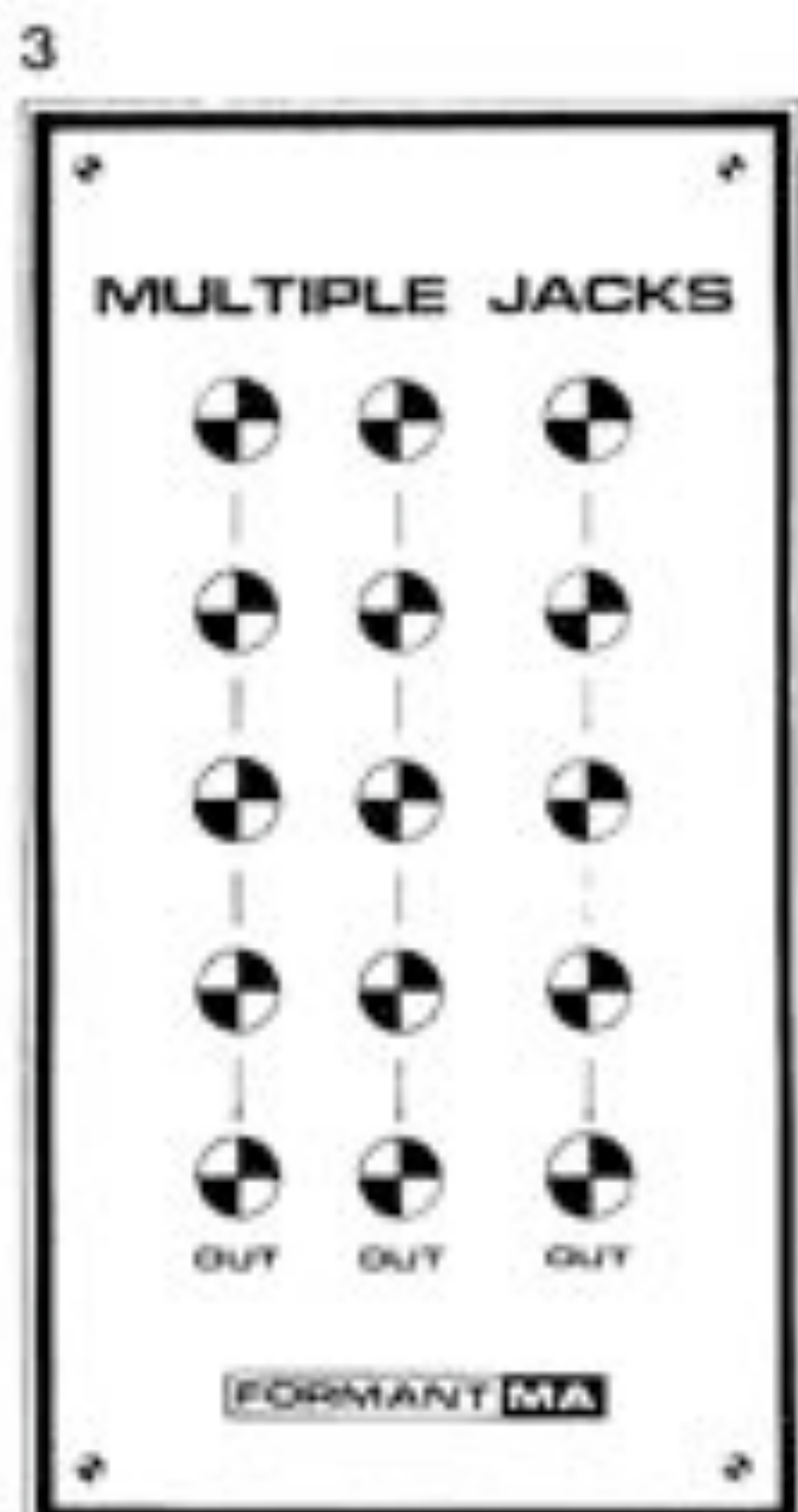
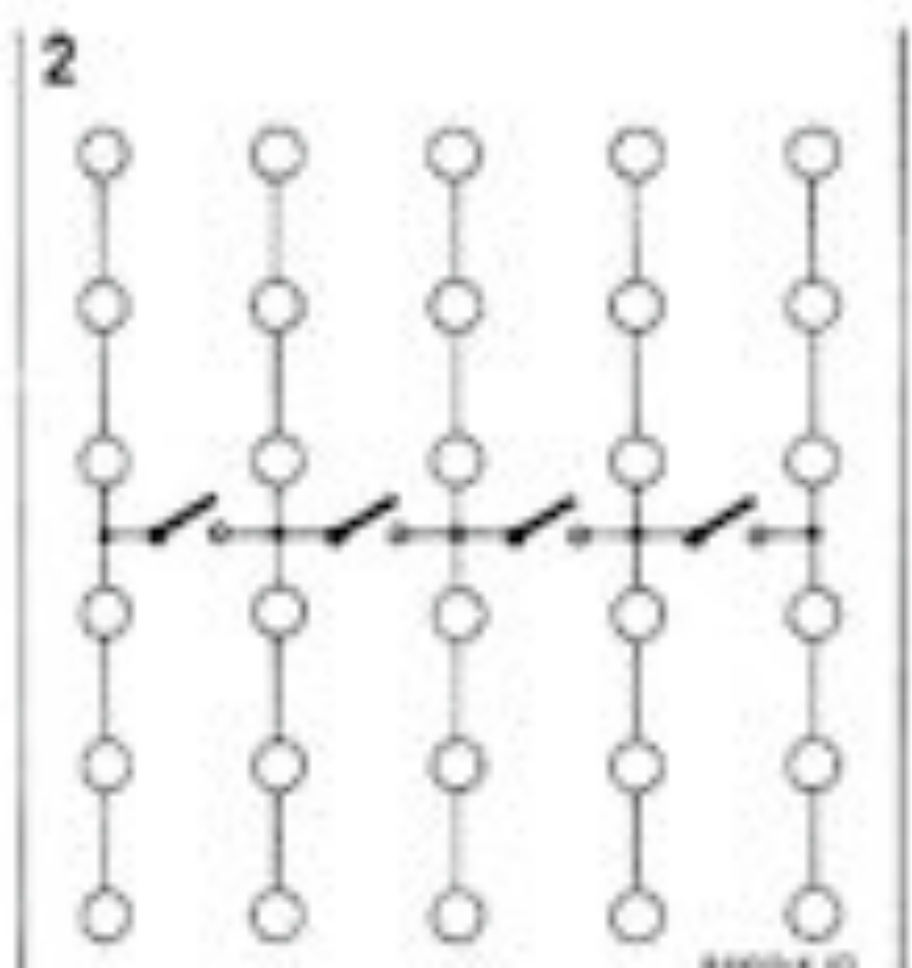
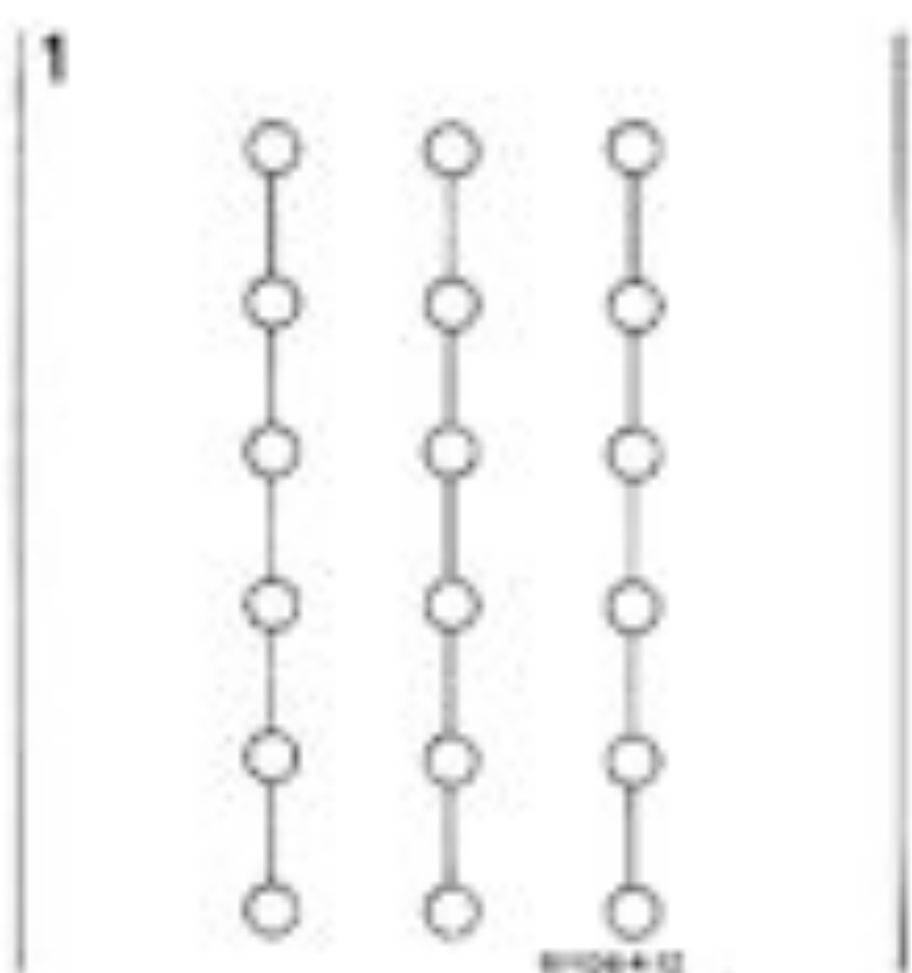
Proportionnellement à la taille du synthétiseur dont on dispose, on optera soit pour le réseau à 15 jacks, dont la figure 3 propose un projet de face avant; soit pour le réseau à trente jacks, avec la face avant de la figure 4.

Figure 1. Circuit d'un réseau distributeur universel à 3 x 5 mini jacks.

Figure 2. Circuit de réseau distributeur universel à 5 x 5 mini jacks qu'il est possible d'associer entre eux.

Figure 3. Suggestion de face avant (50% de la taille réelle) pour un réseau distributeur universel de 3 x 5 mini jacks.

Figure 4. Suggestion de face avant pour un réseau distributeur comportant trente mini jacks, répartis en 5 x 5, qu'il est possible de relier entre eux à l'aide de 4 interrupteurs simples.

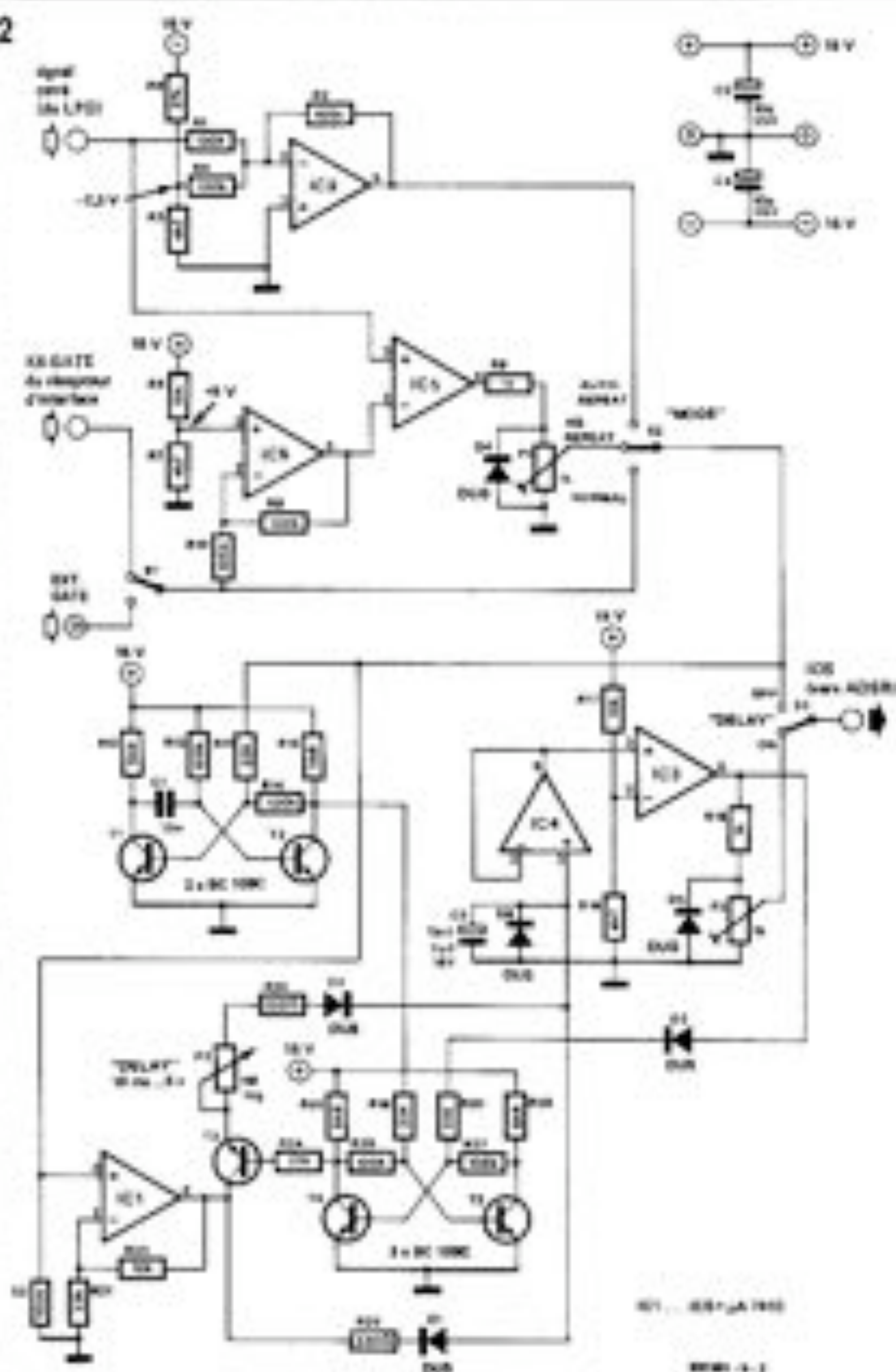








2



Liste des composants de la Figure 2

Résistances:  
 R1, R2, R4, R8, R10,  
 R13, R14, R21, R26, R27 = 100 k  
 R3, R7, R18 = 4k7  
 R5, R17, R23 = 10 k  
 R6, R24 = 27 k  
 R9, R19 = 1 k  
 R11, R16, R22, R30 = 33 k  
 R12, R15 = 5k8  
 R20 = 220 Ω  
 R25, R28 = 6k8  
 R29 = 330 Ω

Potentioètres:  
 P1, P3 = 1 k (ajust.)  
 P2 = 1 M (log.)

Condensateurs:  
 C1 = 10 n  
 (MKH, MKM)  
 C2 = 3μ2/16 V, tantale  
 C3, C4 = 10 μ/25 V

Semiconducteurs:  
 D1, D2, D3, D6 = DU5  
 D4, D5 = DU6  
 T1...T5 = TUN  
 (par ex. BC 850C)  
 IC1...IC6 = μA 741 C  
 (mini dip)

Divers:  
 S1, S3 = inverseur miniature  
 S2 = commutateur à 3 positions  
 3 x mini-jacks  
 2 x boutons (axe 8 mm)  
 1 x connecteur 31 broches  
 ou picon

Figure 1. Schéma de principe simplifié d'un module de commande d'ADSR. Le circuit de retard ressemble au circuit AR d'un ADSR du FORMANT, lorsque D = 0.

Figure 2. Circuit complet d'un module de commande d'ADSR.

de porte venant de l'extérieur (séquenceur par exemple). Les caractéristiques de ce signal doivent être: +5 V = ON, 0 V = OFF.

Le signal provenant d'un LFO (sortie carrée) est appliqué à IC2 qui déplace le niveau de +2,3 V. Si S2 est en position "AUTO REPEAT", le générateur d'enveloppe sera déclenché au rythme du LFO. En position "KB-REPEAT", le signal de sortie du comparateur IC5 parvient à l'entrée de l'ADSR initié par câblage interne) via R9 et P1. La tension de référence présente à l'entrée inverseuse est réalisée à partir du signal de porte venant du clavier, inversé et déplacé de 5 V. A l'entrée non inverseuse parvient le signal carré du LFO (inchangé). De telle sorte que l'ADSR est déclenché au rythme du LFO, mais seulement aux moments où le signal de porte du clavier (ou d'un séquenceur) est présent sur l'entrée Gate interne ou externe. Il s'ensuit un effet de répétition qui a valu son nom à cette position de S2.

Venons-en au circuit de retard; celui-ci ressemble au circuit de l'ADSR proprement dit tel qu'on le rencontre dans le FORMANT. En voici une explication brièvement détaillée: le signal de porte appliqué à l'entrée du circuit de retard déclenche la bascule monostable construite autour de T4 et T5: ce dernier devient conducteur et T4 se bloque. Son collecteur a un potentiel de +15 V à ce moment-là et T3 se met à conduire, ouvrant ainsi le chemin de charge d'où va découler le retard.

La charge du condensateur au tantale C2 se fait pendant une durée variable selon la position de P2: cette durée correspond au retard apporté au signal de porte. La tension aux bornes de C2 est découplée sous faible impédance par l'ampli-op IC4. L'impédance d'entrée d'IC4 est assez élevée pour que l'on puisse affirmer que la quasi totalité du courant délivré par IC1 est emmagasinée par C2. De la sortie d'IC4, le signal parvient à l'entrée non inverseuse d'IC3.

Dès que la tension aux bornes de C2 atteint le seuil de commutation du comparateur IC3 (soit 5 V environ), la sortie de ce dernier passe de -12...14 V à +12...14 V, ce qui remet la bascule T4/T5 à zéro, à travers D3 et R30. En conséquence, T3 se bloque, achevant ainsi la charge de C2 (fin du retard). La tension aux bornes de C2 est alors mémorisée à l'entrée du circuit de retard jusqu'à la fin du signal de porte. Lorsque celle-ci se produit, le flanc descendant à la sortie d'IC1 permet à C2 de se décharger à travers D1 et R29. La présence de R29 introduit une constante de temps de 3 ms environ pour cette décharge. Le circuit de retard est alors prêt à différer un nouveau signal de porte.

P3 permet d'ajuster le niveau de sortie du comparateur IC3 à +5 V environ. D3 bloque les variations négatives à la masse. De sorte que le signal disponible à la sortie du circuit de retard est parfaitement compatible avec la ligne "GATE" du synthétiseur. Grâce

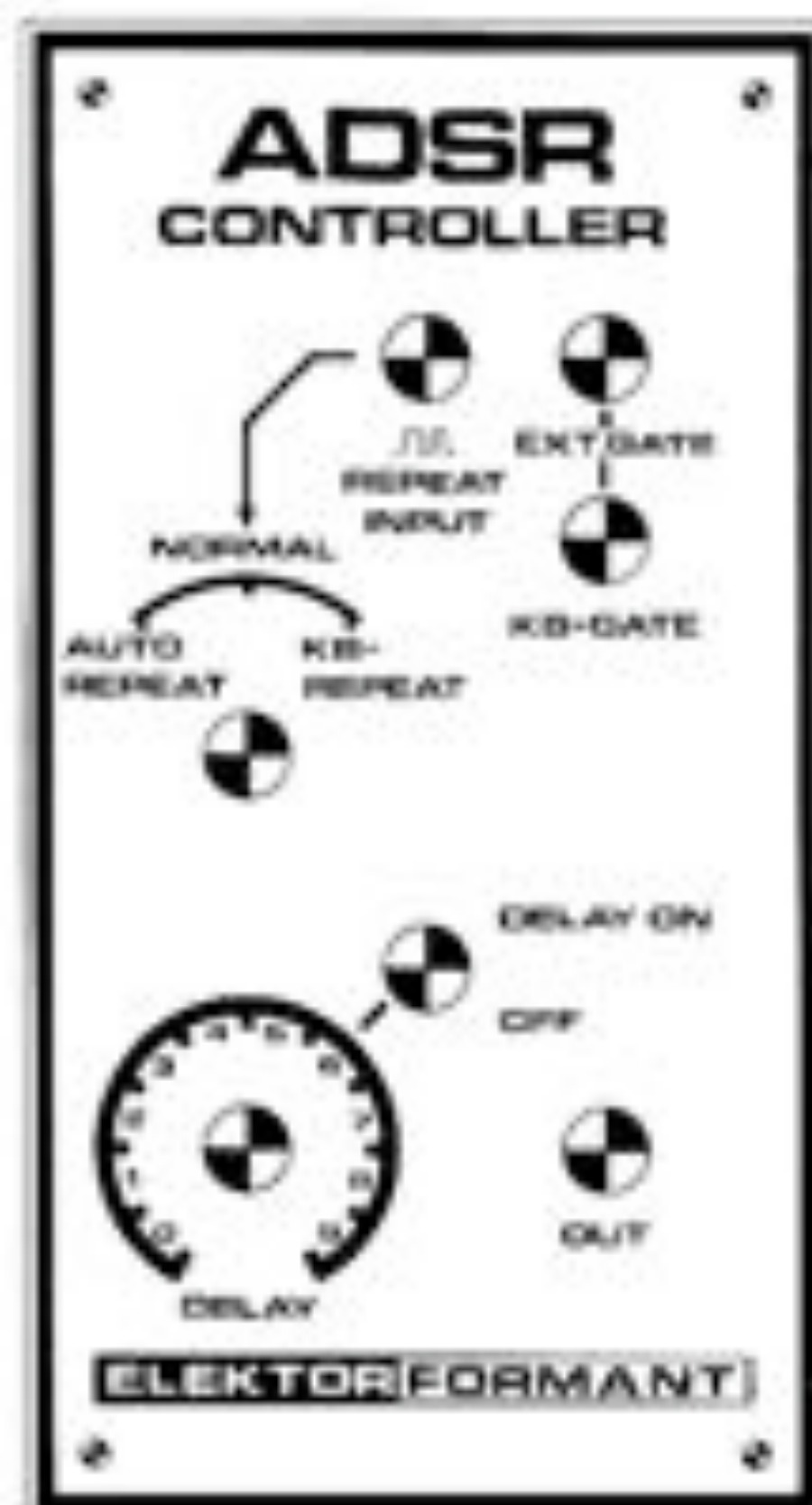


à S3, il est possible de prélever un retard que l'on mettra en œuvre au moment voulu.

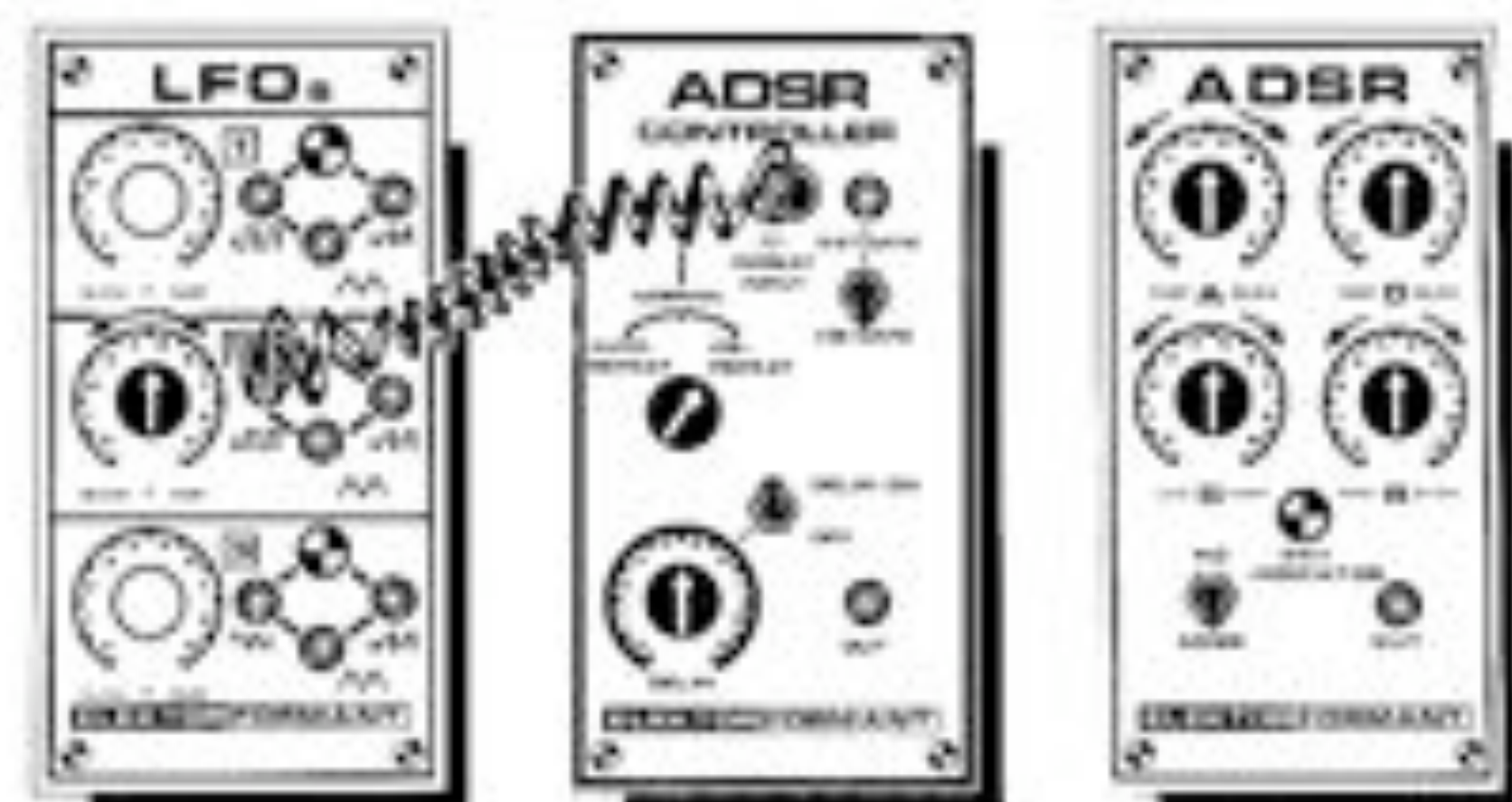
### Choix des composants

Comme dans le cadre général du FORMANT, le choix des composants n'est pas critique pour autant que l'on se tienne à des produits de qualité. Un condensateur au tantale est indispensable pour C2. Les transistors

4



5



T1...T5 seront de préférence du type C (par exemple BC 550C).

### Construction et réglage

Le circuit imprimé que l'on pourra réaliser pour ce nouveau module apparaît sur la figure 3, avec sa sérigraphie pour l'implantation des composants.

Il serait logique de prévoir un module de commande par ADRS; mais rien n'empêche des combinaisons plus économiques! Le câblage sera réalisé de façon interne, de préférence; mais là encore, rien n'empêche de le faire en face avant. Lorsqu'un module générateur d'enveloppes est relié à un module de commande, il faudra supprimer la liaison avec la ligne KB-GATE provenant du récepteur d'interface.

Les seuls organes de réglage pour la mise en forme du signal de sortie sont P1 et P3. Le réglage de P1 sera fait avec un LFO oscillant très lentement et en actionnant une touche du clavier en même temps (S1 en position KB-GATE). Il suffit alors d'ajuster P1 de sorte que

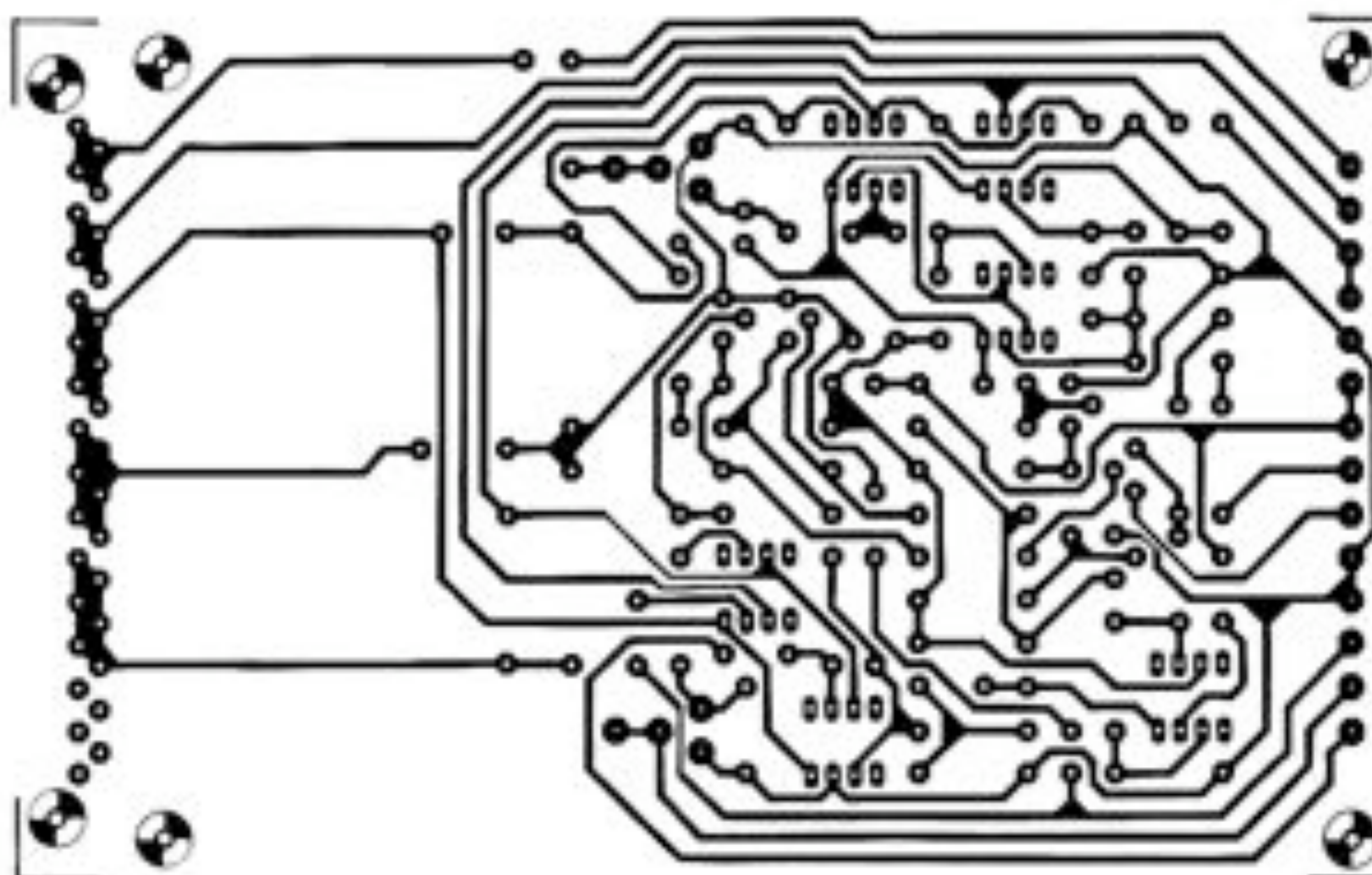
Figure 3. Circuit imprimé et sérigraphie pour l'implantation des composants du module de commande d'ADRS.

Figure 4. Suggestion pour une face avant.

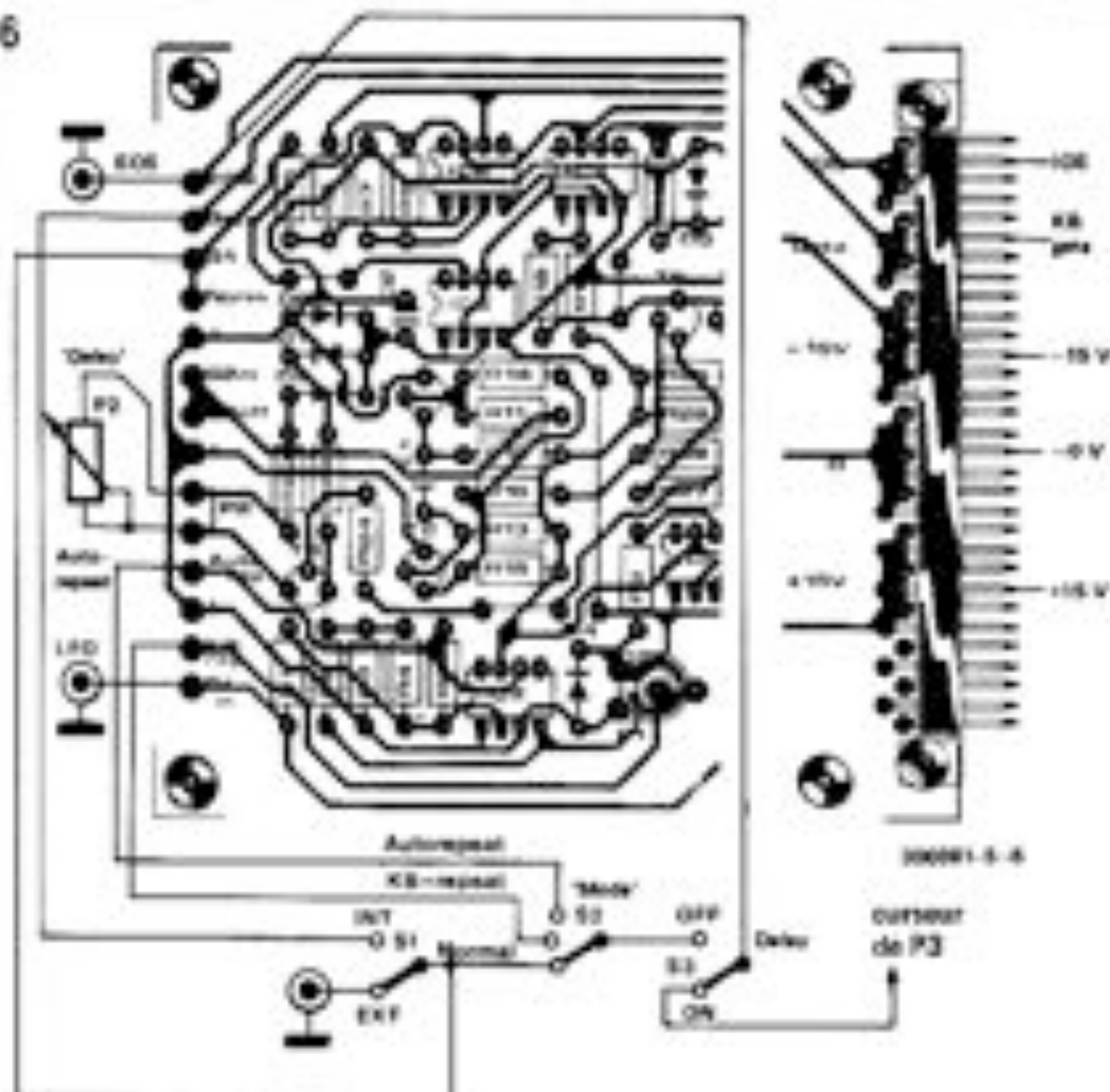
Figure 5. Configuration "KB-REPEAT".

Figure 6. Schéma de câblage de la face avant et du circuit imprimé.

3







## VC-LFO

Les LFO (Low Frequency Oscillator = Oscillateur Très Basse Fréquence) sont absolument indispensables dans un synthétiseur. Ils sont utiles pour toutes les modulations, qu'elles soient de fréquence (VCO), de timbre (VCF), ou d'amplitude (VCA). Ils introduisent ce supplément d'instabilité qui donne au synthétiseur juste ce qu'il lui faut de "vie". Jusqu'ici, nous ne disposions que d'oscillateurs très basse fréquence simples; il n'était pas possible de les commander en tension comme les autres modules du FORMANT. Or cette possibilité apporte une grande variété d'effets, comme l'intensification des effets de déphasage, la modulation des effets de trémolo à partir de la frappe du clavier (voir circuit de "modulation dynamique" du clavier), mobilité du vibrato d'après la hauteur des notes jouées sur le clavier, intermodulation des LFO, etc...

Le nouveau module de LFO commandé en tension délivre deux signaux de commande indépendants (pour FM, TM, PWM, CM, AM). Et c'est ainsi que même nos LFO se mettent sous la houlette de Moog, l'initiateur de la commande en tension. C'est ce que fait apparaître le schéma de principe de la figure 1.

Mais tout cela prend de la place et sur un circuit imprimé nous ne trouvons plus que deux oscillateurs... mais de quoi nous plaindrions-nous, ils sont commandés en tension! Et chacun de ces oscillateurs dispose de trois sorties, ce qui laisse la porte ouverte aux modulations les plus raffinées.

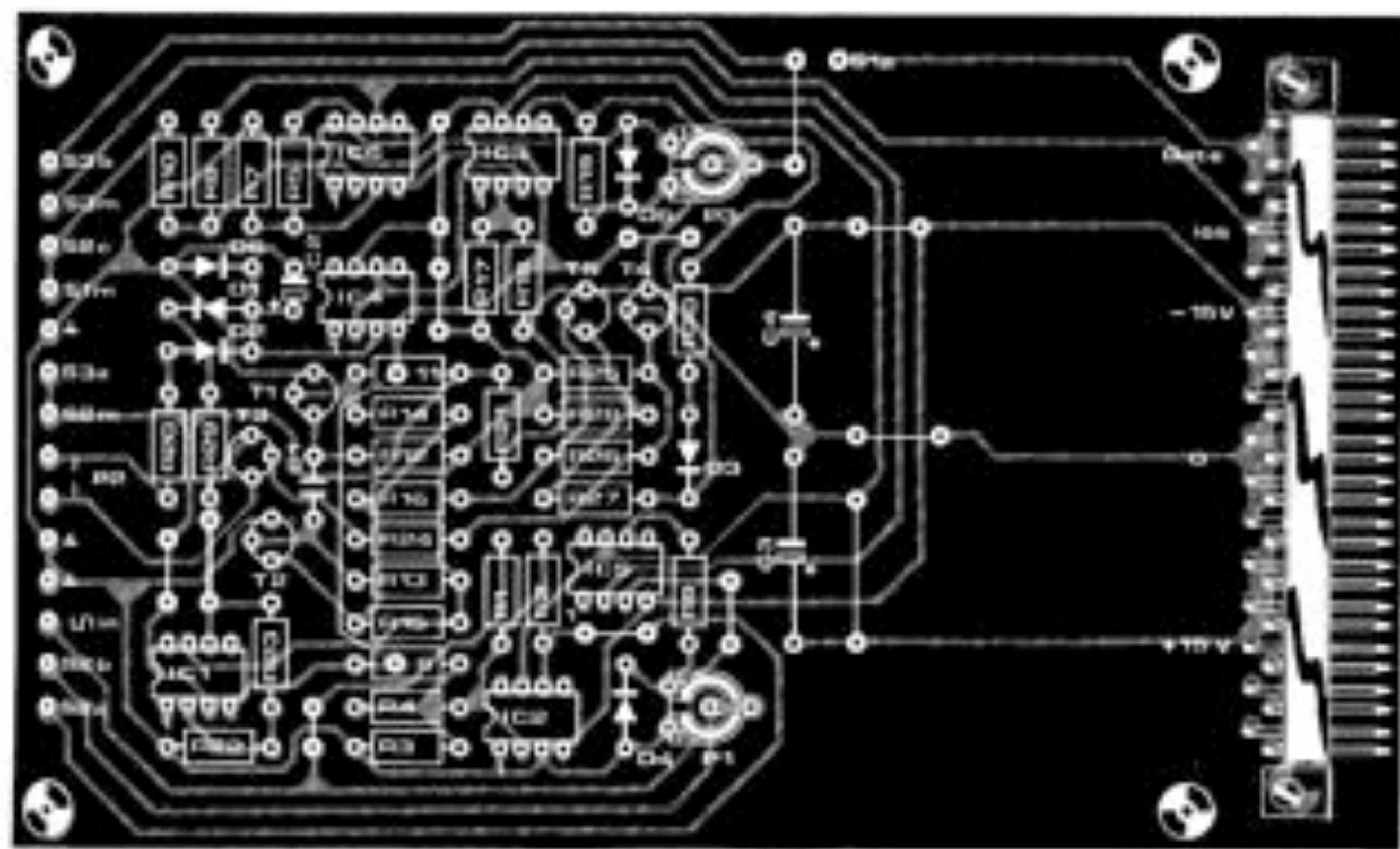
L'ADSR commandé démarre normalement. Le réglage de P3 est satisfaisant lorsque le signal de sortie du circuit de retard (touche actionnée, retard minimum) évolue entre 0 V et 4,7 ... 5 V.

### Applications

Le signal appliqué à l'entrée EXT, GATE pourra provenir d'un séquenceur tout aussi bien que du clavier ou d'un

réseau distributeur (voir chapitre 4). L'entrée REPEAT sert exclusivement à provoquer la répétition de la fonction ADSR au rythme du LFO qui la commandera.

La possibilité du retard affectant le signal de porte élargit la palette sonore du FORMANT: chœurs, percussion-repeat, mandoline, etc... Autant de nouvelles cordes à son arc!









## Liste des composants

## Résistances:

R1, R2, R13, R20 = 68 k  
 R3, R4, R6, R8, R9, R21, R22,  
 R24, R30, R31, R38, R38',  
 R40, R40', R41, R41', R42,  
 R42' = 100 k  
 R5, R23 = 47 k  
 R7, R12, R13, R28,  
 R29, R34 = 1 k  
 R10, R32 = 3k9  
 R11, R15, R33, R35 = 470 Ω  
 R14, R18, R39, R39' = 22 k  
 R16, R17 = 47 Ω  
 (valeur approximative)  
 R25, R27 = 10 k  
 R26 = 4k7  
 R36, R37 = 10 k

## Potentiomètres:

P1, P8 = 100 k log. (axe  
 4 mm)  
 P2, P4, P5, P6 = 10 k  
 ajustable  
 P3, P7 = 1 k ajustable  
 P9 = 100 k lin. double  
 (axe 4 mm)  
 P10, P10' = 100 k lin.  
 (axe 4 mm)

## Condensateurs:

C1, C2 = 1 μ(MKM, MKS)  
 C3, C4 = 10 μ/25 V

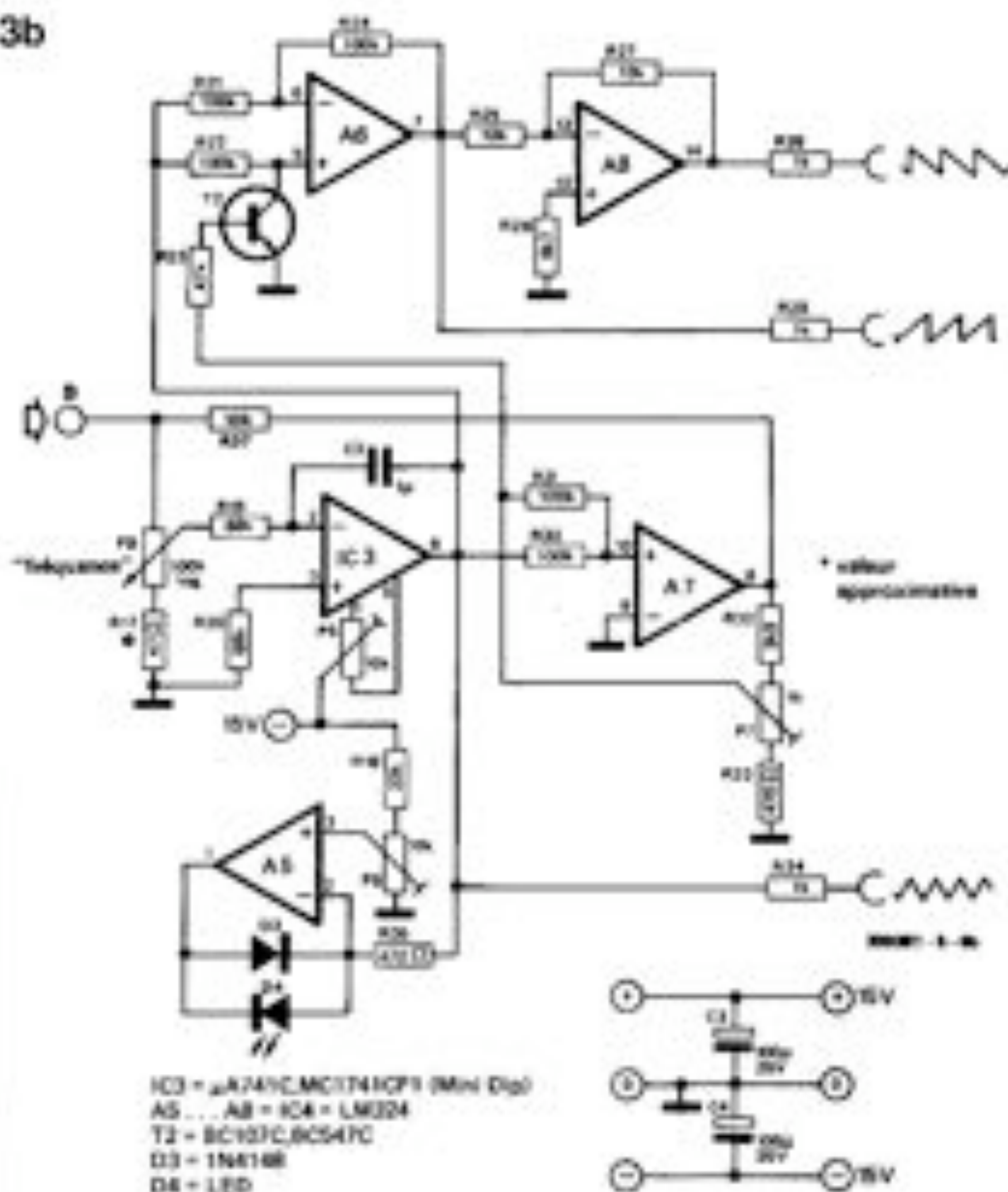
## Semiconducteurs:

IC1, IC3 = μA 741C (Mini Dip)  
 IC2, IC4, IC5 = LM 324N  
 T1, T2 = BC 107C, BC547C, etc.  
 D1, D3, D5, D6', D6, D6' = DUS  
 D2, D4 = LED

## Divers:

8 x mini jack 3,5 mm  
 5 x boutons Ø 4 mm  
 1 x connecteur 31 broches  
 ou plots

3b



sion de la dent de scie de telle façon que le circuit sorte, en plus d'une oscillation triangulaire et d'une oscillation en dents de scie à pente positive, une seconde oscillation en dents de scie à pente négative.

La figure 4 reproduit le circuit de commande en tension (il en faudra deux en tout!). P9 est commun aux deux circuits de commande que l'on réalisera: il permet de déplacer la fréquence des deux oscillateurs qui disposent par ailleurs de leur potentiomètre pour la fréquence centrale (P1 et P8). Les entrées de commande

passent par P10 et P10' qui permettent d'en atténuer l'efficacité. La tension de commande est appliquée dans la boucle de réaction d'A3 (A7) et IC1 (IC3). La résistance R36 (R37) sépare la sortie du compensateur A3 (A7) de la tension de commande. Comme la tension d'entrée de l'intégrateur IC1 (IC3) détermine la rapidité des flancs sur sa sortie et de ce fait la fréquence d'oscillation du LFO, celle-ci est donc aussi liée à la tension de commande. Il va de soi que les LFO oscillent aussi en l'absence de signal de commande.

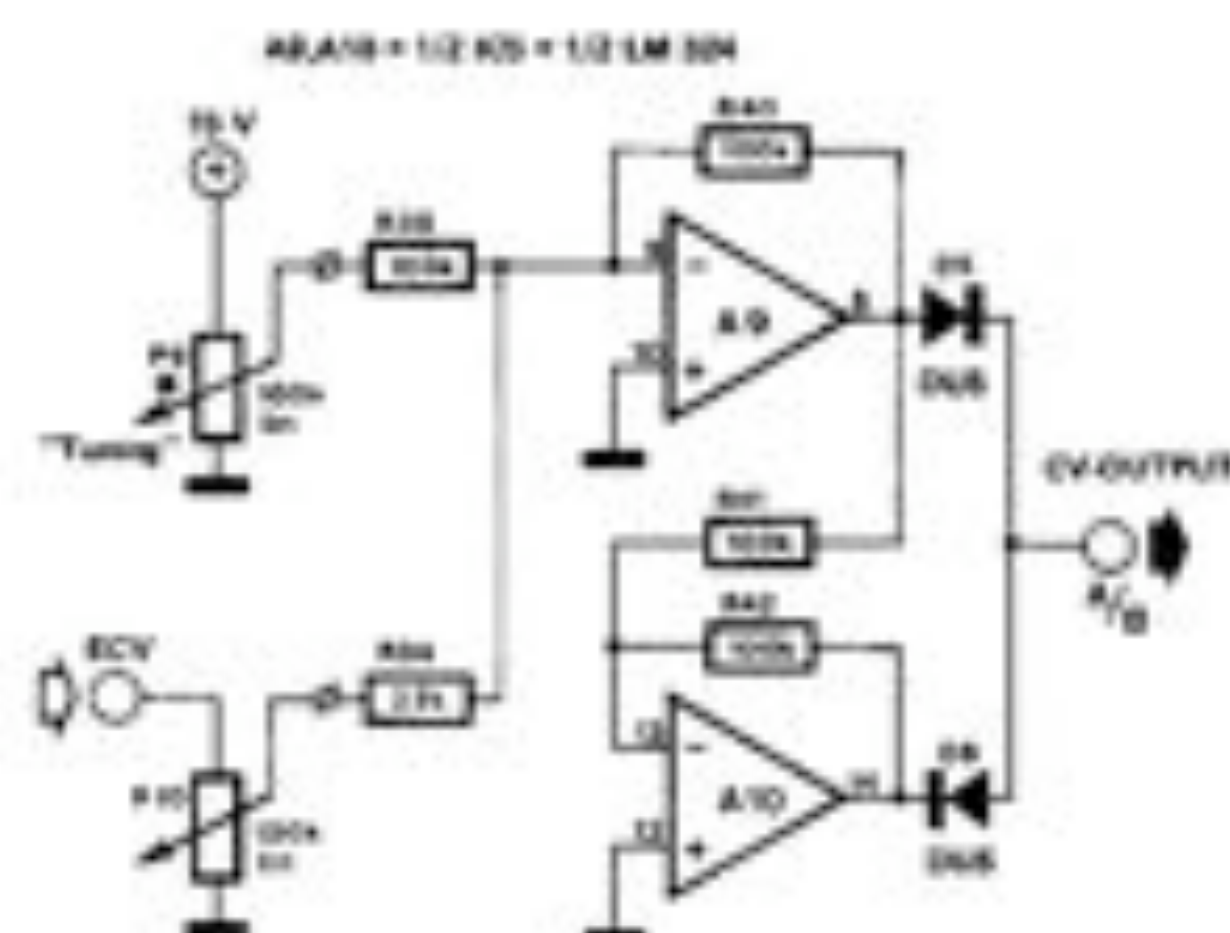
Figure 1. Fonctionnement schématisé d'un module LFO commandé en tension, d'après le principe de R. Maag.

Figure 2. Amplitude et forme d'onde des signaux de sortie du LFO1. La conception du convertisseur en dents de scie impose une fréquence double pour ce signal.

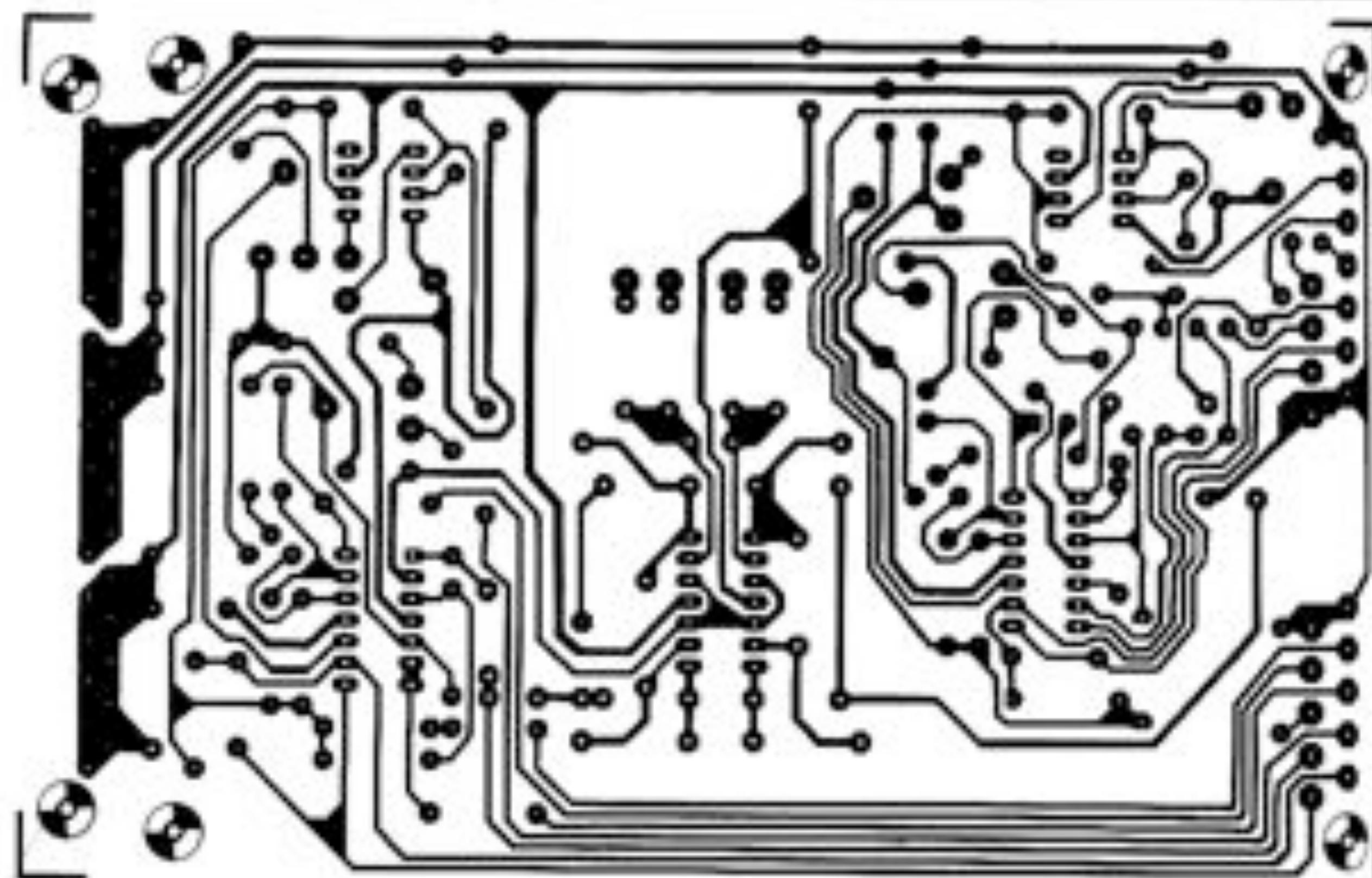
Figure 3. Schéma du LFO commandé en tension: il y a en fait deux oscillateurs dont le premier délivre un signal triangulaire, converti en dents de scie et le deuxième un signal triangulaire en deux signaux en dents de scie enclenchés. Le circuit est en fait quasiment identique à celui du LFO "normal" du FORMANT.

Figure 4. Circuit du module de commande en tension des VC-LFO. Il figure en double exemplaire sur le circuit imprimé de la figure 5. P9 est un organe de commande commun aux deux LFO.

4







### Réalisation et réglage

Le dessin du circuit imprimé apparaît sur la figure 5. Les composants sont implantés avec une densité relativement élevée, il faudra donc prendre soin de ne faire aucun pont de soudure malencontreux entre les pistes. Les condensateurs C1 et C2 devront être de qualité, c'est-à-dire à tolérance serrée et à faible courant de fuite. Les types MKH et MKS sont bienvenus. Les potentiomètres n'auront un axe que de 4 mm si l'on adopte la suggestion de face avant de la figure 6. Chaque LFO comporte trois points d'ajustage: réglage de l'amplitude (P3 - P7), réglage de l'offset de l'intégrateur (P2 - P6), choix de la valeur de R16 (R17) déterminant la plus basse fréquence et réglage de l'indicateur à LED (P4 - P6).

### Réglage de l'amplitude

1. Mettre P2 en position médiane. Avec P1, régler la fréquence maximale ( curseur "orienté" sur la sortie de A3). Contrôler la sortie triangulaire à l'oscilloscope.
2. Régler P3 pour avoir une tension de sortie de crête à crête de 5 V (± 2,5 V).
3. Vérifier l'amplitude et la forme d'onde des deux autres signaux de sortie.

### Equilibrage d'offset

1. Déconnecter R1 du curseur de P1 et la mettre à la masse (les deux entrées de IC1 sont alors à la masse par les résistances).
2. Avec un contrôleur universel, vérifier la tension de sortie de IC1 à la sortie d'onde triangulaire. Choisir la plage de mesure de 50 V. L'aiguille devrait

avoir tendance à dévier positivement ou négativement entre +15 V et -15 V. Si elle "s'accroche" soit à +15 V, soit à -15 V, remettre la tension de sortie à zéro en déchargeant C1 au travers d'une résistance de 1 k (ou avec deux doigts). Régler P2 pour que la tension reste stable, si possible au voisinage de 0 V, pendant plusieurs secondes sans que la résistance de décharge reste en circuit. Choisir ensuite une plage de

réglage inférieure, décharger à nouveau C1 et corriger le réglage de P2 par obtenir des variations de tension minimales. Répéter ce processus opératoire en sélectionnant des plages de mesure de plus en plus basses jusqu'à ce que la déviation ne soit plus que de quelques centaines de millivolts (200 mV par exemple) durant plusieurs secondes.

Il est très important de procéder à un

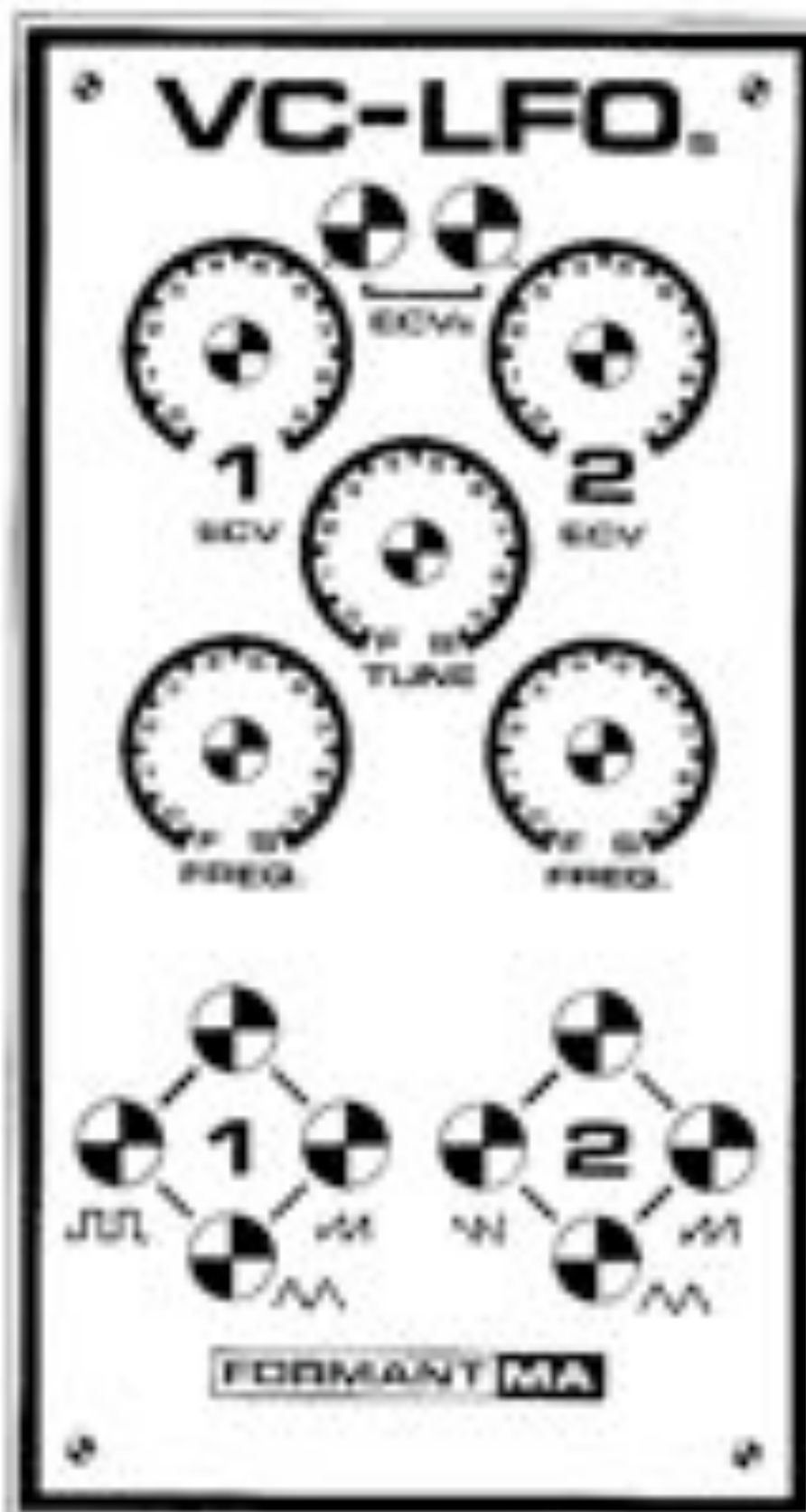
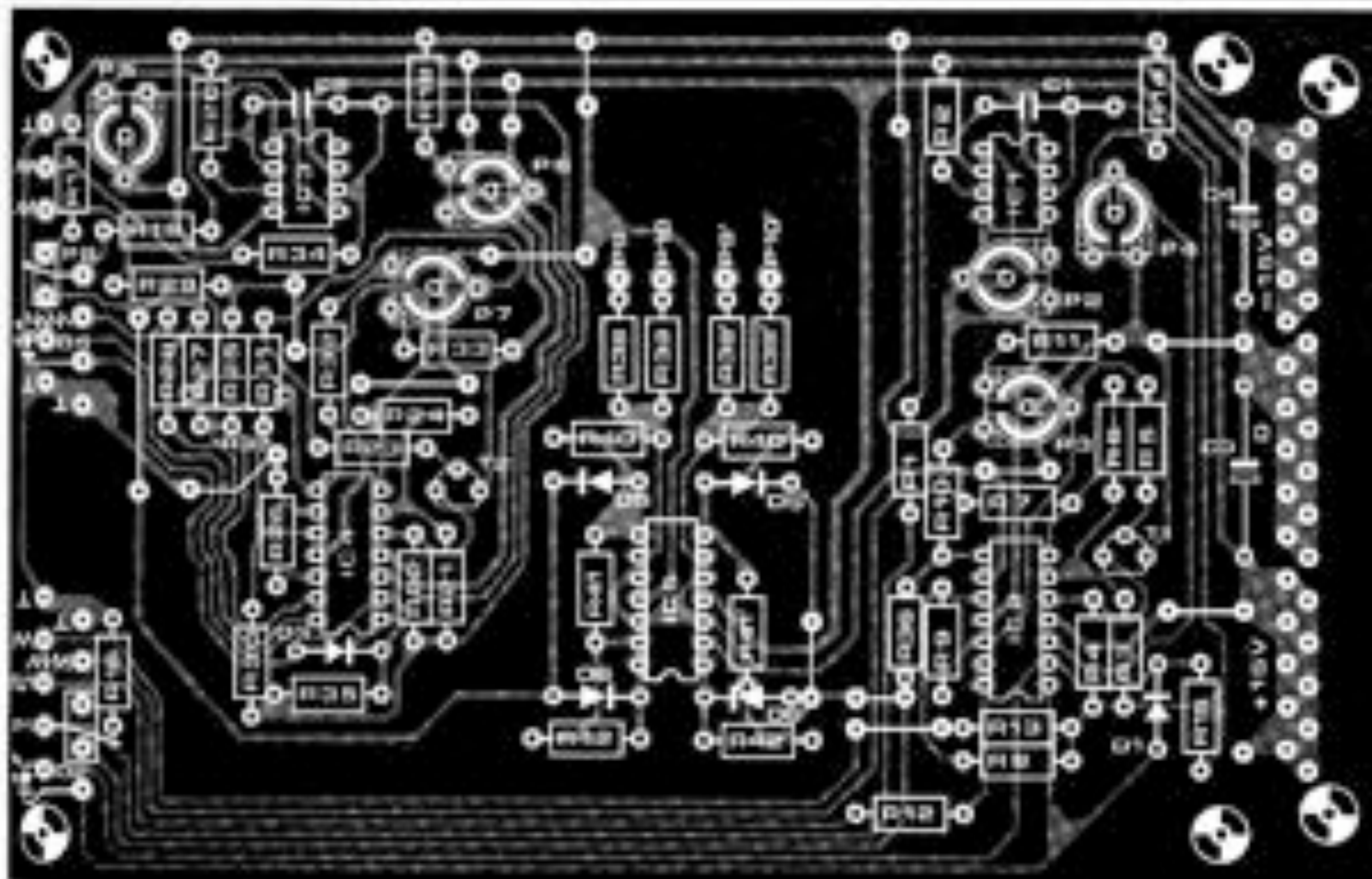


Figure 5. Circuit imprimé et sérigraphie pour l'implémentation des composants du VC-LFO. La résistance R37 est montée côté cuivre.

Figure 6. Suggestion de face avant pour le VC-LFO.

Figure 7. La fréquence d'un VC-LFO ainsi câblé progresse avec la tension définie par le clavier et par conséquent, avec la hauteur des notes jouées. Le câblage de la figure 7a montre comment réaliser d'intéressants effets d'intermodulation des VC-LFO.





réglage d'offset minuscule, qui s'achève lorsque la déviation ne sera plus que de quelques millivolts autour du point 0, car c'est lui qui détermine la durée de période maximale (fréquence minimale) qu'il faut obtenir pour que le LFO fonctionne de manière sûre, ainsi que la symétrie des formes d'onde en oscillations très lentes.

#### Sélection de R16

Si la durée de période maximale n'est pas satisfaisante pour une valeur de  $47\ \Omega$  pour R16 ( curseur de P1 sur R16) et qu'elle est un peu inférieure à 3 minutes, on peut utiliser une valeur plus faible. Afin d'assurer un fonctionnement de circuit stable, il ne faut pas que R16 soit inférieure à  $10\ \Omega$  (pour des valeurs encore plus faibles, le courant de commande de l'intégrateur est insuf-

fisant par rapport à celui d'entrée de l'ampli-op et les oscillations cessent. Si l'on a un 741 défectueux avec des courants d'entrée élevés, ou encore un condensateur C1 ayant un courant de fuite, la cessation de fonctionnement de l'oscillateur se produit déjà pour les fréquences plus élevées avec des valeurs de R16 plus fortes).

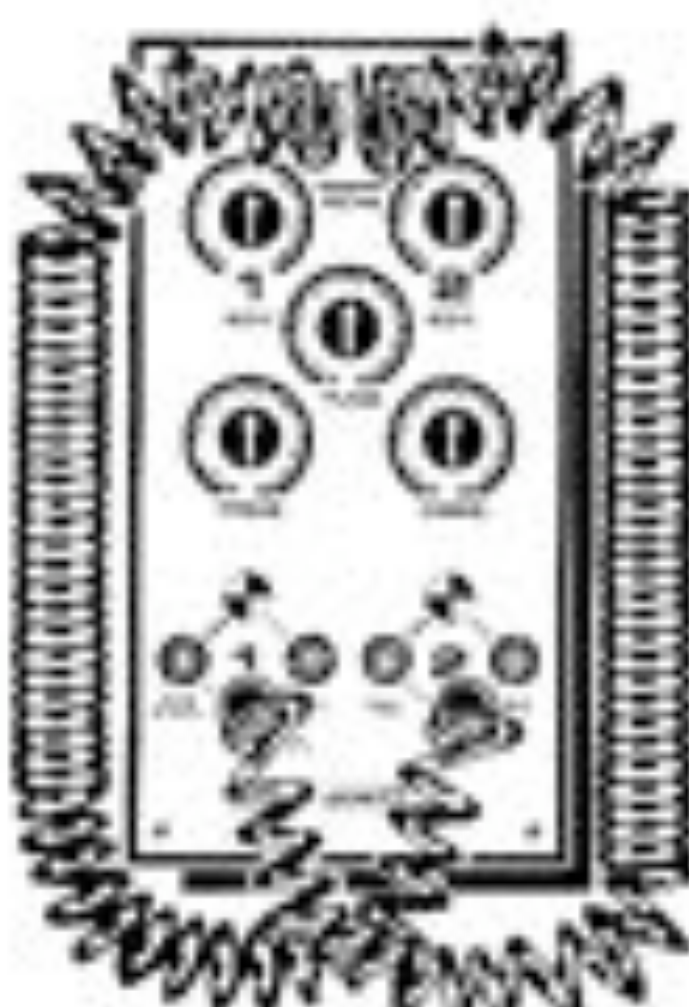
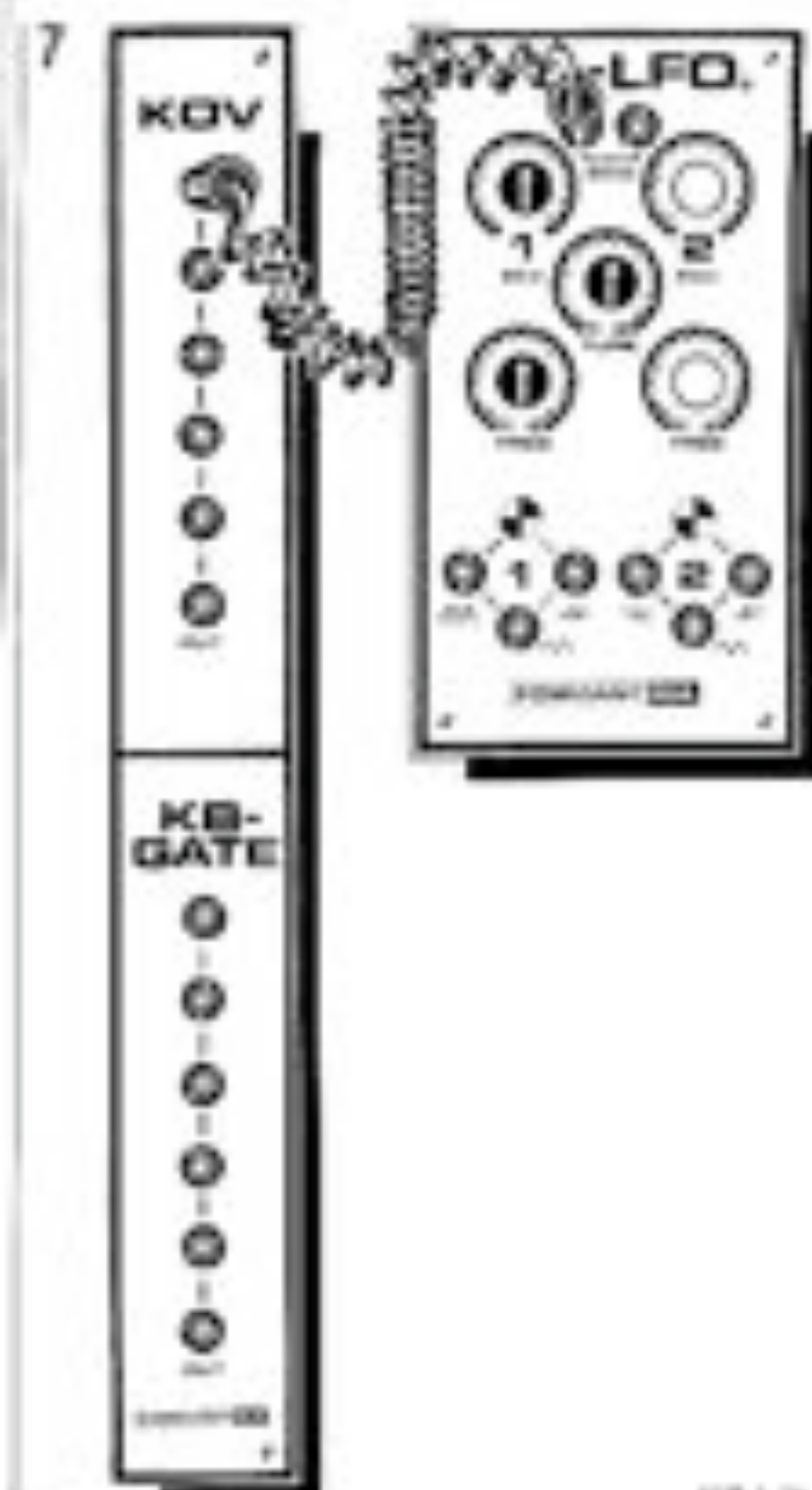
Sur des modèles de laboratoire, on a expérimenté le circuit en donnant à R16 une valeur de  $18\ \Omega$  et l'on a obtenu une durée de période maximale d'environ 5 minutes pour l'oscillation triangulaire.

#### Réglage de l'affichage à LED

L'ajustable P4 doit être ajusté de telle manière que l'affichage de la LED révèle une évolution de l'oscillation triangulaire aussi "linéaire" que possible, c'est-à-dire que sa luminosité n'atteigne pas son maximum avant que ne soit obtenue la crête supérieure du triangle et que, à l'inverse, elle ne disparaisse pas complètement avant le creux.

#### Applications

Il n'est pas question d'énumérer toutes les utilisations possibles d'un tel module; nous allons donc nous limiter à une seule d'entre elles: appliquer le signal KOV/KB Gate à l'entrée de commande des VC-LFO. Le signal de sortie de ces derniers attaque l'entrée PWM des VCO. De sorte que lorsque les notes jouées sur le clavier sont graves, la modulation de largeur d'impulsion des VCO est lente et s'accroît au fur et à mesure que les notes "montent" sur le clavier...





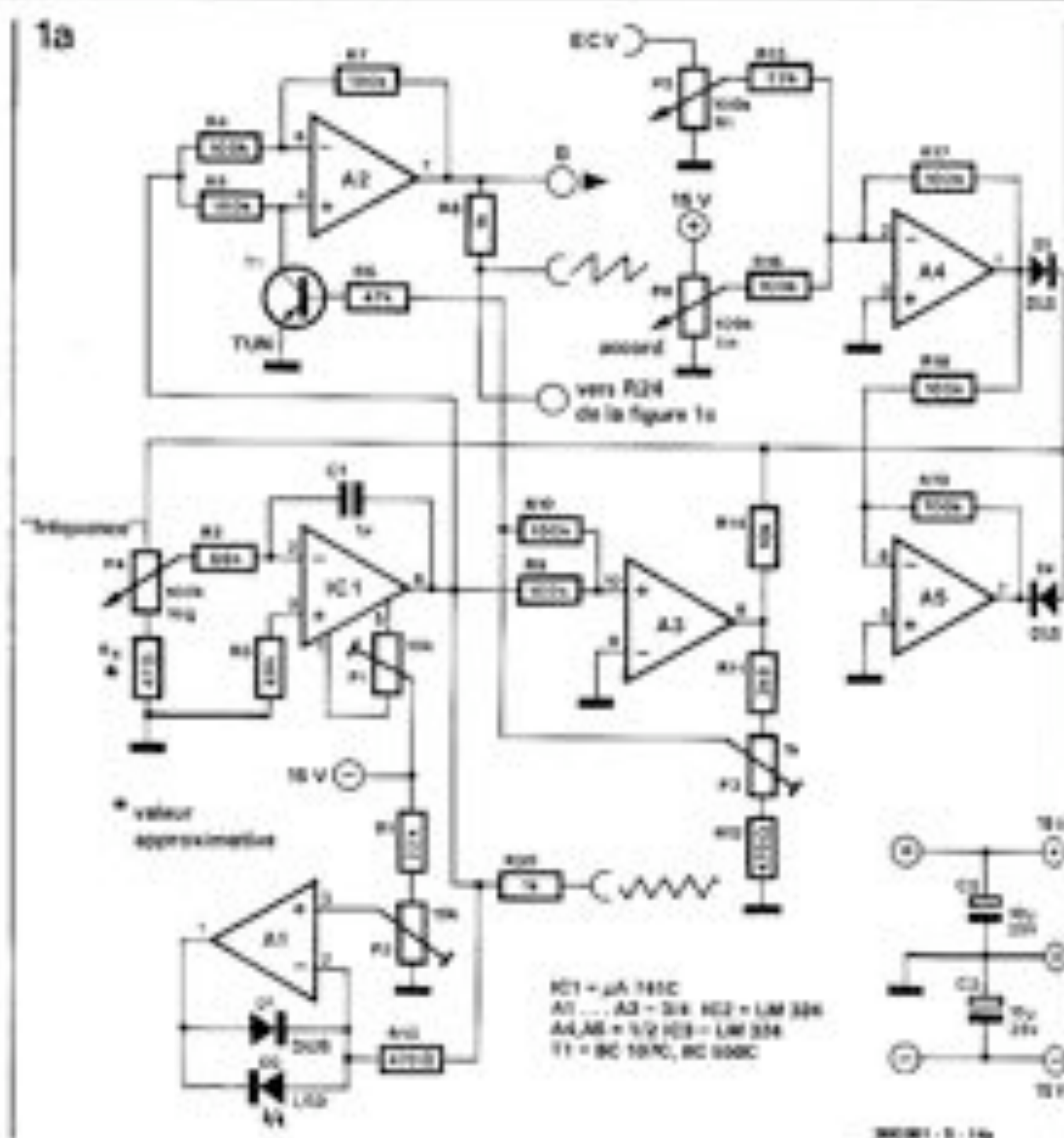
**LF-VCO**

Cet oscillateur très basse fréquence (DTBF = LFO) est non seulement commandé en tension (LF-VCC), mais il est en plus doté d'une entrée de commande pour la largeur d'impulsion de la sortie carrée. La fréquence de sortie est ajustable sur une plage qui s'étend de 0,005 Hz à 20 Hz environ.

Le circuit du LF-VCO est reproduit par la figure 1a. Le principe de fonctionnement est le même que celui du VC-LFO; nous ne nous étendrons donc pas sur ce point qui a déjà été décrit en détails. Parlons de ce qui est nouveau, à savoir la sortie carrée à modulation de largeur d'impulsion, en plus de la sortie triangulaire et de deux sorties en dents de scie (l'une à flanc ascendant, l'autre à flanc descendant).

### Modulation de largeur d'impulsion

Le circuit de modulation de largeur d'impulsion n'est pas un inconnu non plus, puisque nous l'avons déjà mis en œuvre dans le VCO du FORMANT; celui-ci se prête aussi à la génération de signaux de très basse fréquence. Le convertisseur de forme d'onde de la figure 1c, qui a son propre circuit imprimé, produit le signal carré à partir du signal en dents de scie qu'on lui applique. Le comparateur construit autour de T2, T3 et T4 constitue l'essentiel de notre circuit. C'est en faisant varier la tension de comparaison (appliquée à la base de T3) que l'on obtient la variation de largeur d'impulsion (rapport cyclique). Cette tension de commande est délivrée par IC4, le sommateur



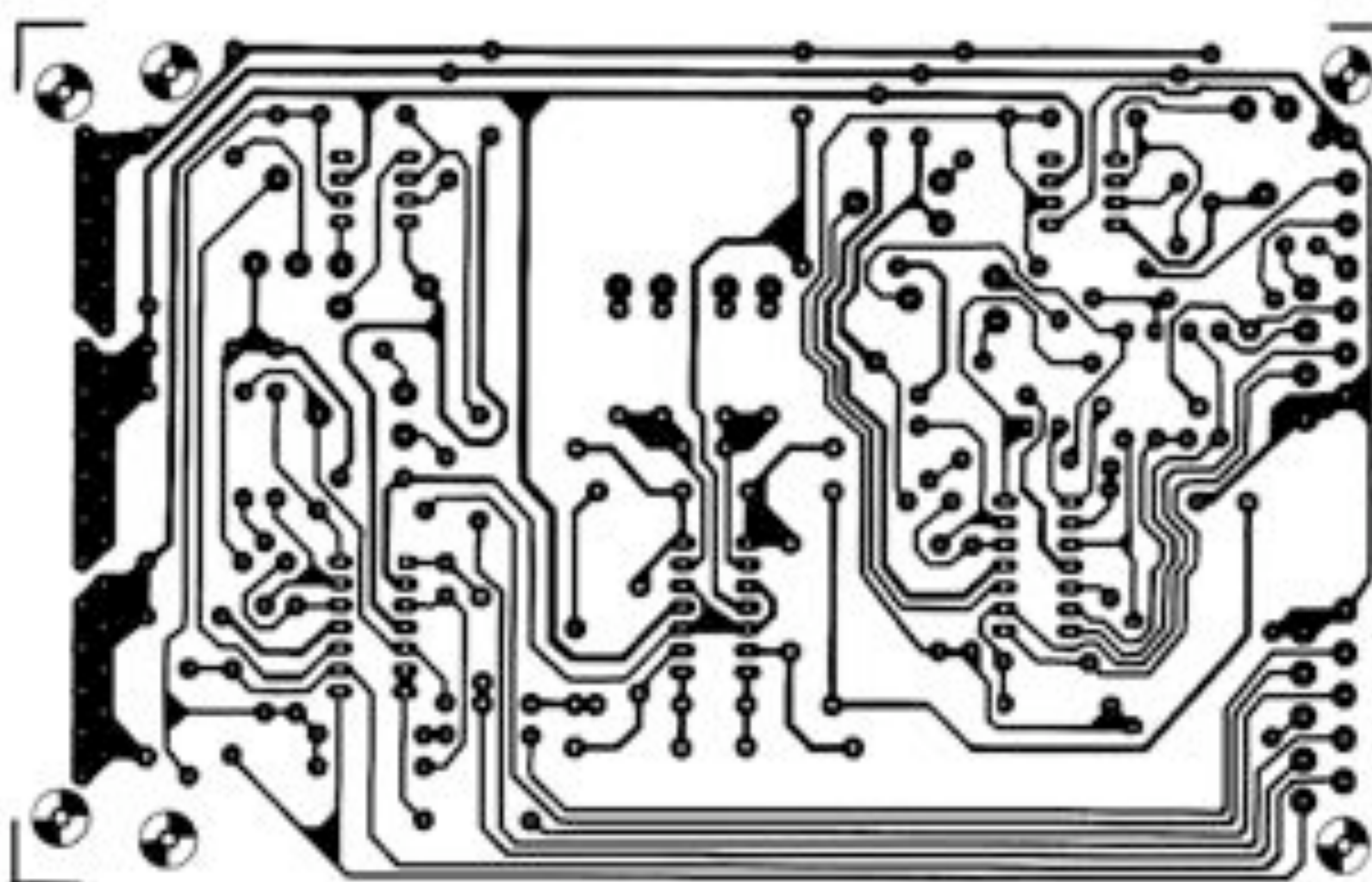
d'entrée, qui reçoit d'une part la tension de commande extérieure au module (entrée PWM) et d'autre part la tension que lui délivre le potentiomètre de réglage P7 (tandis que P10 sert à l'atténuation du signal de commande).

Les ajustables P8 et P9 permettent

de régler la plage de modulation (1...99 %). Pour éviter de surcharger ce module, nous avons renoncé à l'indication optique du rapport cyclique (que l'on pourra déduire de la tension de commande provenant le plus souvent d'un LFO).

$V_{D1} = \mu A$  741C  
 $A1 \dots A3 = 214$   $V_{D2} = 144$  314  
 $A4, A6 = 1/2$   $V_{D3} = 144$  314  
 $V1 = 90$  147C,  $V2$  147C

1999年10月1日





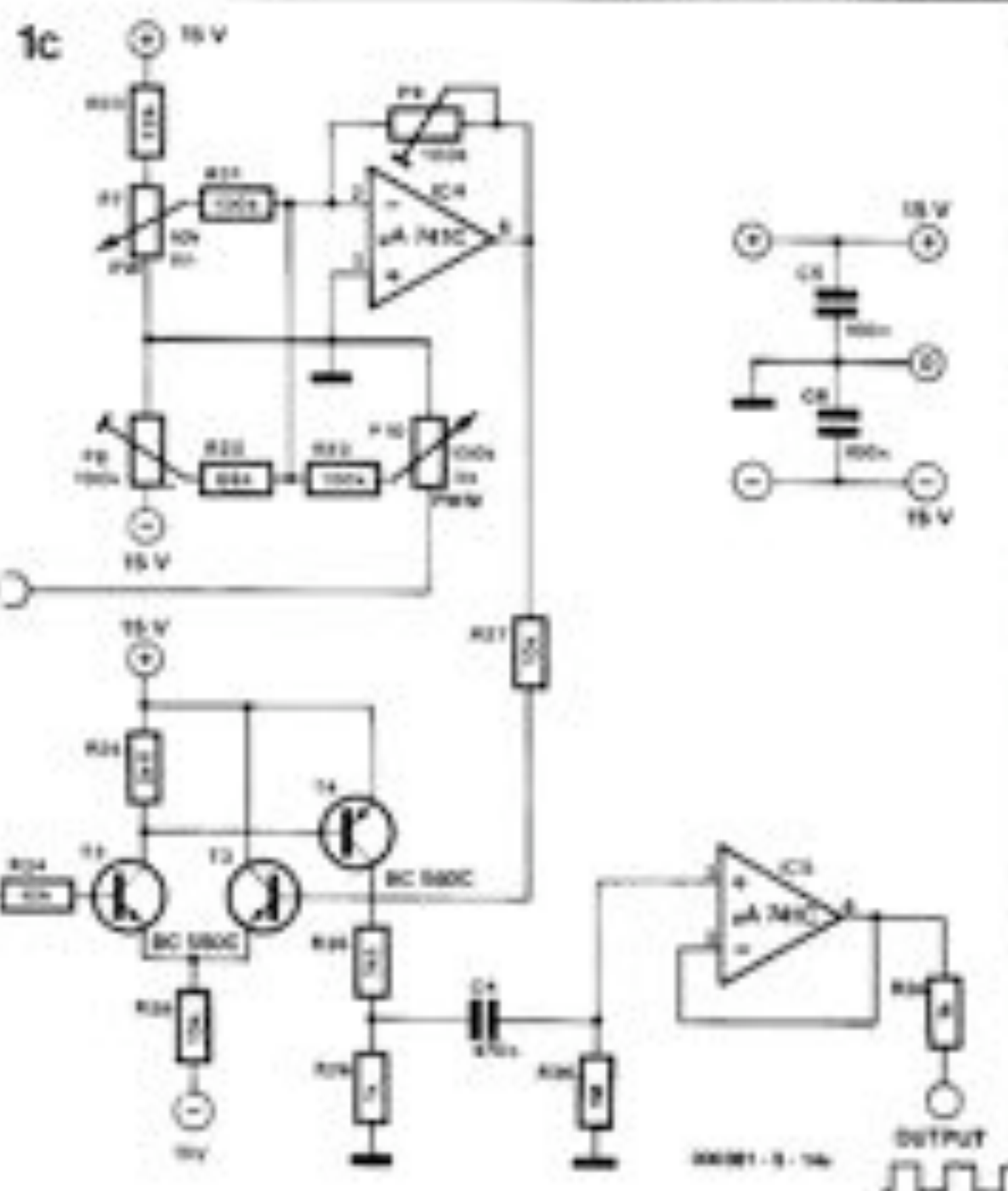
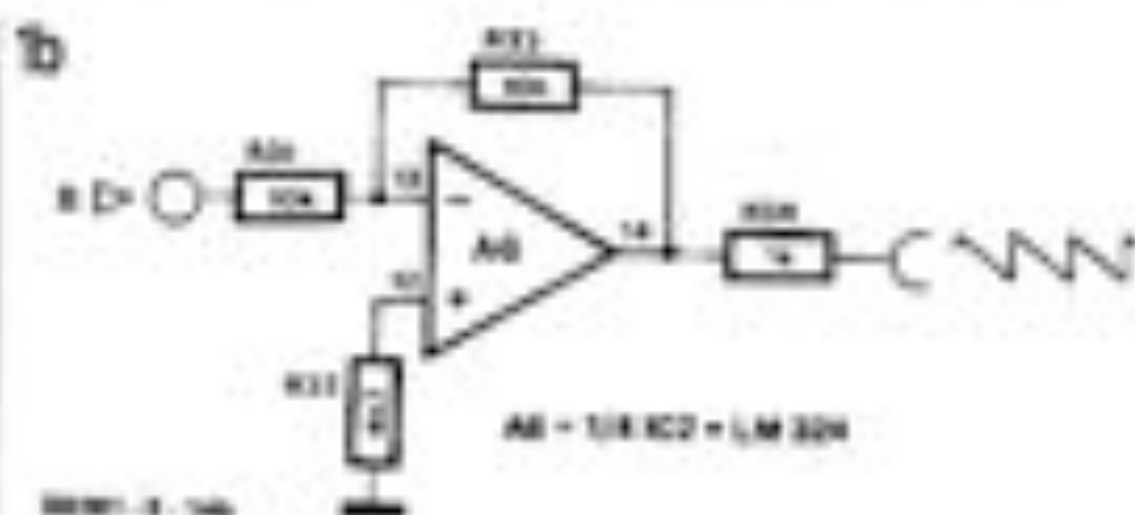


Figure 1a. Section oscillateur et commande en tension du LF-VCO.

Figure 1b. Convertisseur pour la dent de scie à l'axe descendant.

Figure 1c. Le convertisseur et modulateur de largeur d'impulsion délivre un signal carré à partir de la dent de scie dont la largeur d'impulsion peut être commandée en tension carrée sur les VCO du FORMANT.

Figure 2. Circuit imprimé avec sérigraphie sur l'implantation des composants du LF-VCO. R14 est monté sur la face avant du circuit.

#### Liste des composants

##### Résistances:

R1, R15, R20 = 22 k  
 R2, R3, R22 = 68 k  
 R4, R5, R7, R8, R10, R16,  
 R17, R18, R19, R21,  
 R23 = 100 k  
 R6 = 47 k  
 R9, R29, R30, R34, R35 = 1 k  
 R11, R25 = 3k9  
 R12, R13 = 470 Ω  
 R14, R24, R26,  
 R27, R31, R33 = 10 k  
 R28 = 1k5

R32 = 4k7

R36 = 1 M

Rk = 47 Ω

(voir VC-LFO)

##### Potentiomètres:

P1, P2 = 10 k ajustable  
 P3 = 1 k ajustable  
 P4 = 100 k log.  
 (axe 6 mm)  
 P5, P6, P10 = 100 k lin.  
 (axe 4 mm)

P7 = 10 k lin.

(axe 4 mm)

P8, P9 = 100 k ajustable

##### Condensateurs:

C1 = 1 μ(MKH, MKS)  
 C2, C3 = 10 μ/25 V  
 C4 = 470 n (MKH, MKS)  
 C5, C6 = 100 n

##### Semi-conducteurs:

IC1, IC4, IC5 = μA 741C  
 (Mini-Dip)

IC2, IC3 = LM 334N

T1 ... T3 = TUN

(type C, par ex. BC 550C)

T4 = TUP (type C,

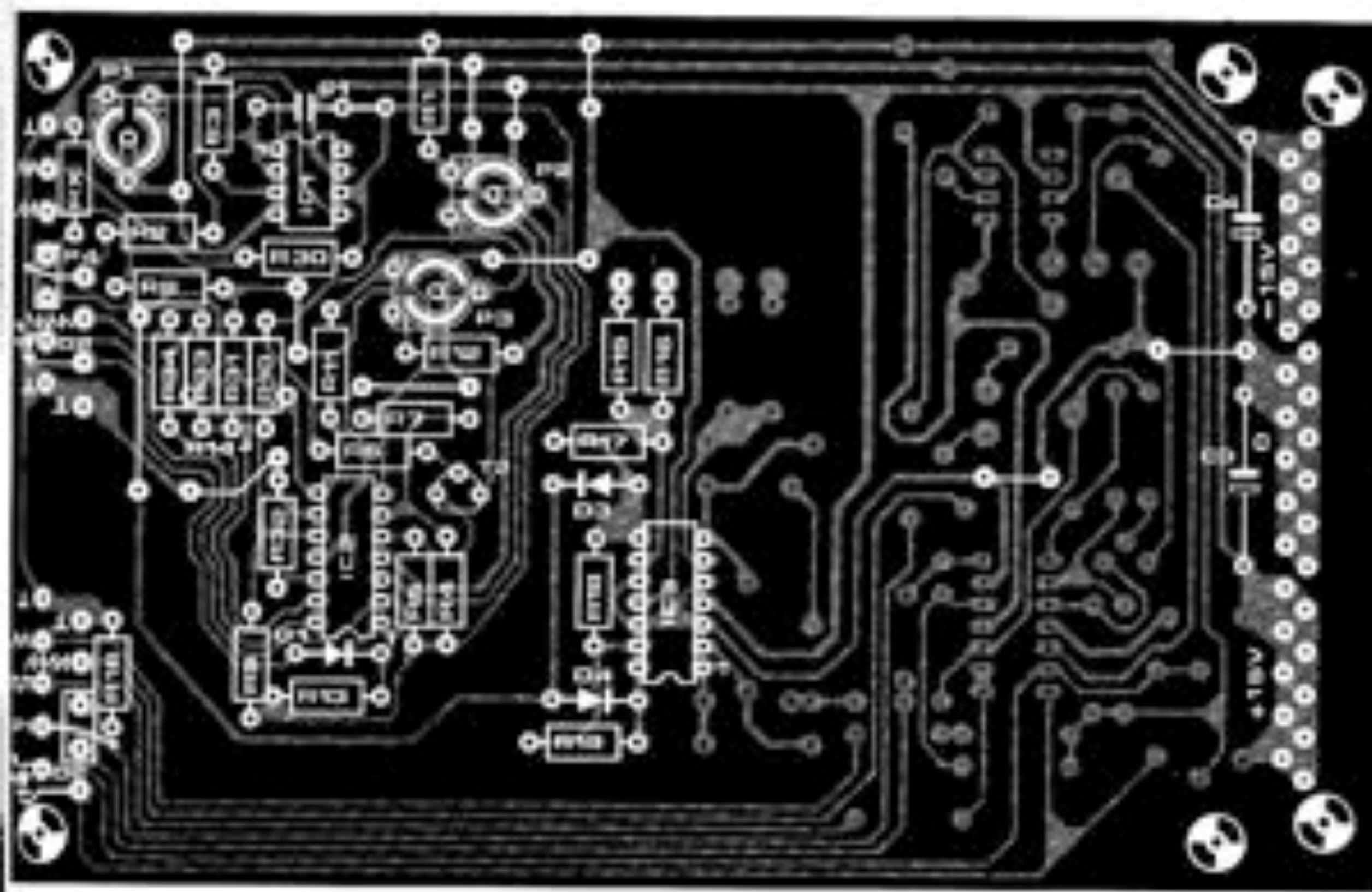
par ex. BC 309C)

D1, D3, D4 = DUB

D2 = LED

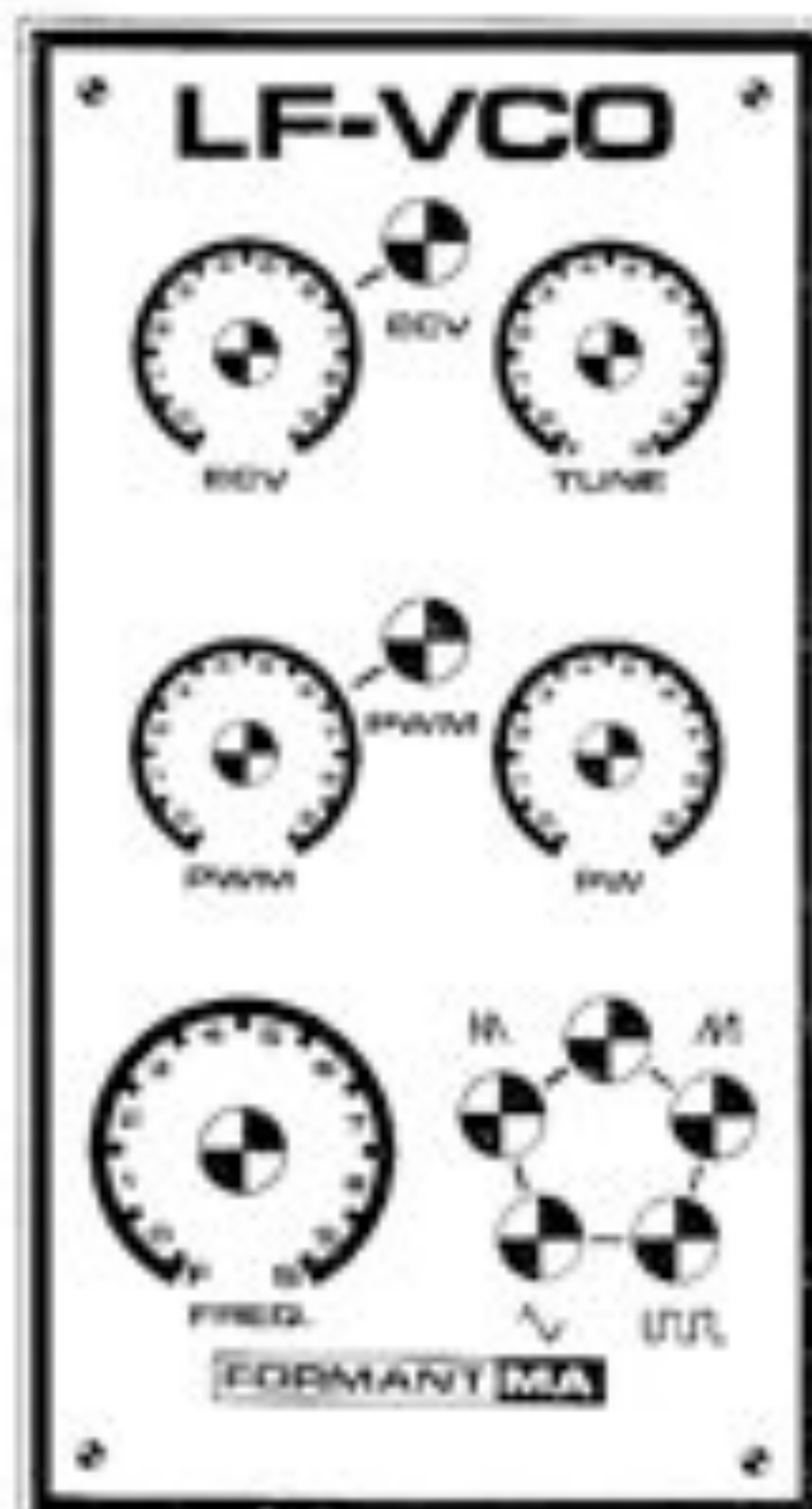
##### Divers:

6 x mini-jacks 3,5 mm  
 4 x boutons Ø 4 mm  
 1 x bouton Ø 6 mm  
 1 x connecteur 31 broches

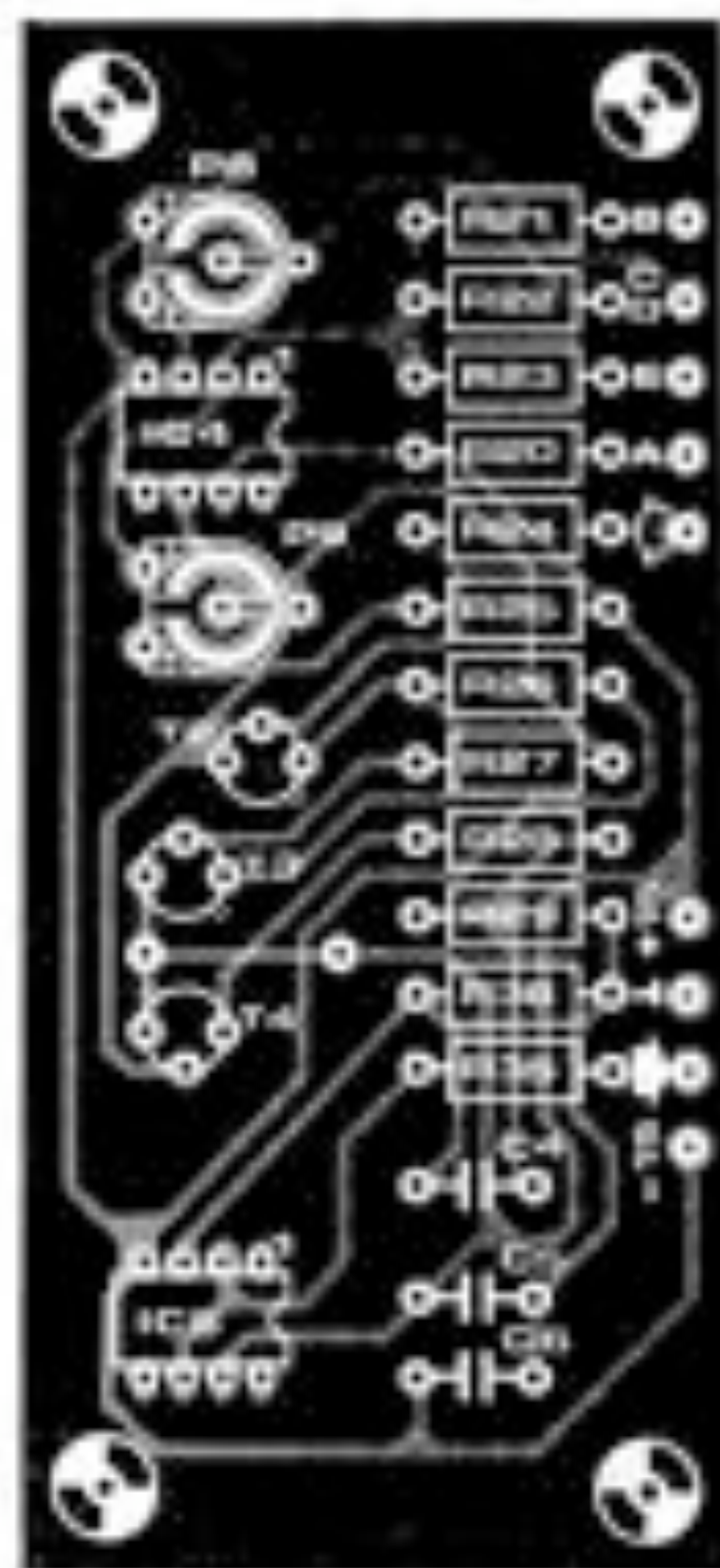
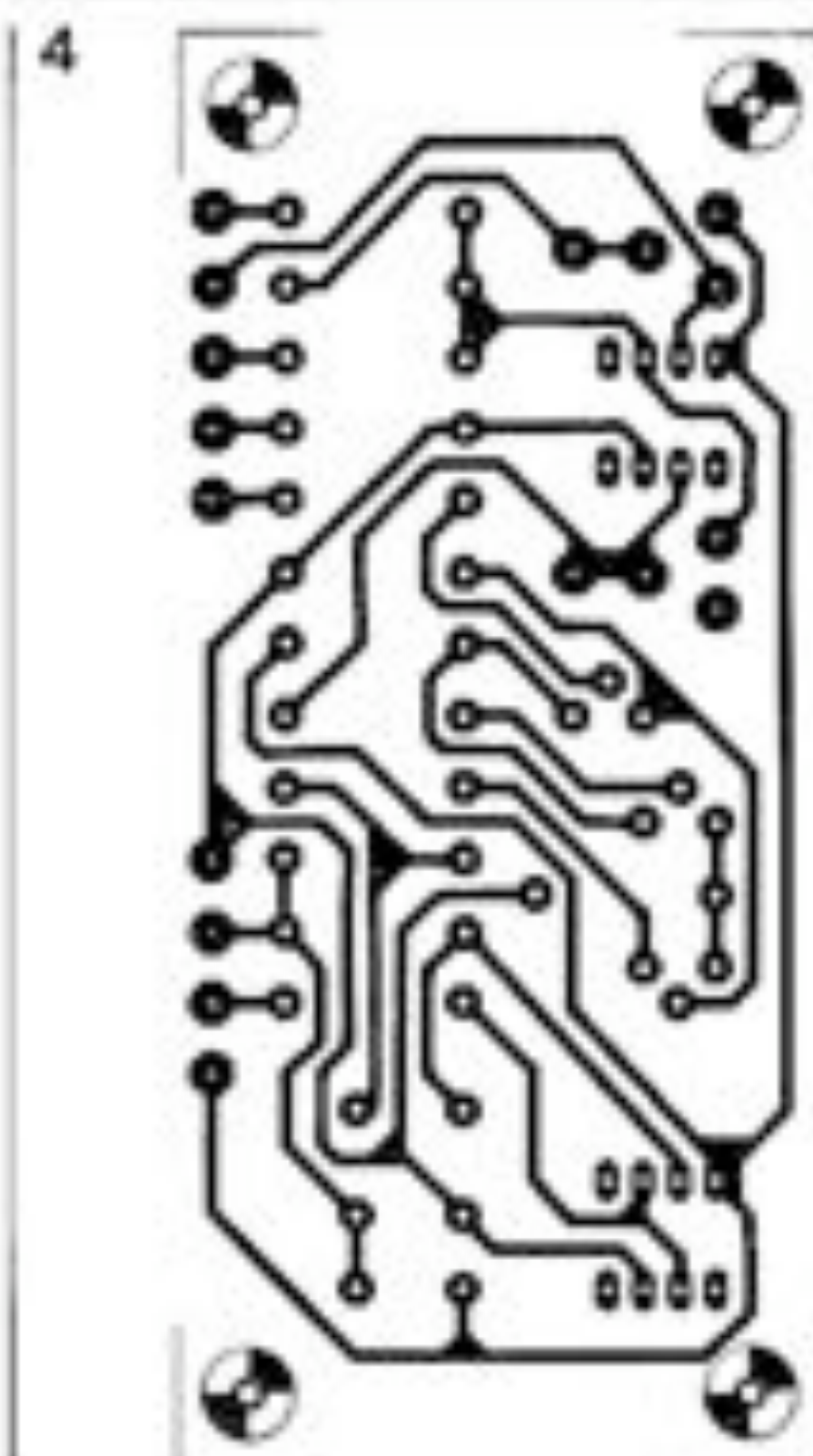




3



4



### Réalisation

Comme on s'en aperçoit en regardant la figure 2, nous reprenons le circuit imprimé du VC-LFO. Du fait de la présence du circuit de modulation de largeur d'impulsion et de ses organes de commande, la face avant ne pourra plus

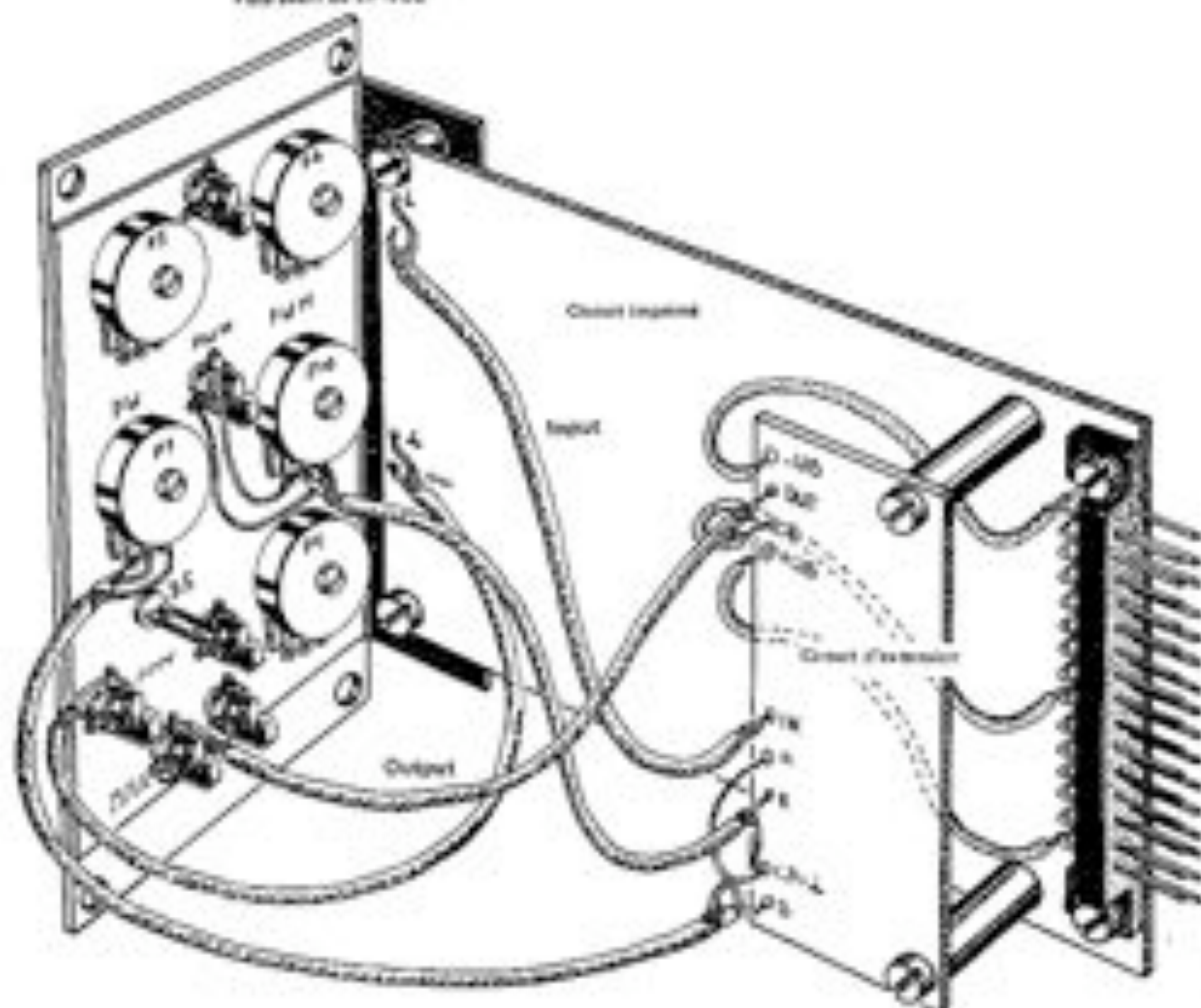
recevoir qu'un seul LF-VCO: c'est pour cela que tous les composants ne figurent plus sur la sérigraphie destinée à faciliter leur implantation. Nous ne garderons que le LFO2 du circuit imprimé. La section PWM est logée sur un circuit imprimé à part (figure 4). Comme pour les autres extensions dont il a été question, ce circuit supplémentaire pourra être monté à l'aide d'entretoises, comme l'indique très clairement

la figure 5. Pour le LF-VCO, le choix du condensateur C1 devra porter sur un modèle de qualité, à faible tolérance et faible courant de fuite. On note que d'après le projet de face avant (figure 3), tous les potentiomètres, à l'exception de FREQ., sont du type à axe de 4 mm (ceci n'a aucun caractère impératif).

Le circuit constitué par IC5 est conçu sous le nom d'adaptateur ou suivi

5

Face avant du LF-VCO





l'impédance, ou mieux encore, suivre la tension. Cette dernière appellation et on ne peut plus explicite: la tension de sortie est en effet égale à la différence entre la tension appliquée à l'entrée non-inverseuse et celle qui est présente entre les deux entrées de l'ampli-op. Du fait de la réaction, il n'y a pas de différence de tension entre les deux entrées: comme chaque amplificateur opérationnel est "par nature" doté d'une impédance d'entrée élevée et d'une impédance de sortie faible et comme ces caractéristiques ne sont pas modifiées par le circuit périphérique, il n'est pas incorrect du tout de parler de suivi d'impédance. Le facteur d'amplification de ce circuit est unitaire. Le

détail de la figure 6 illustre le câblage des potentiomètres P7 et P10.

### Réglage

La section oscillateur sera réglée selon la même procédure que le VC-LFO. Il restera ensuite à régler la section modulation de largeur d'impulsion; on procédera comme suit:

Après que le module a été entièrement câblé et vérifié (puis révérifié... et pourquoi pas encore une troisième fois!), on tournera le curseur de P10 vers la masse. Ajuster ensuite P8 et P9 de telle sorte que la plage de réglage de P5 permette de couvrir toute la largeur de l'impulsion de 1 à 99 %.

Si l'on dispose d'un oscilloscope, autant faire comme indiqué ci-après, c'est plus rapide et plus sûr:

- ajuster le curseur de P8 de sorte que l'on y relève une tension de  $-5,5$  V et mettre P9 en position de résistance maximale. Relier un multimètre (courant continu) à la broche 6 d'IC4.
- examiner le signal carré sur l'oscilloscope.
- tourner P7 pour que la largeur d'impulsion soit maximale et noter la valeur affichée par le multimètre; refaire la même chose pour la largeur d'impulsion minimale. La valeur la plus élevée (c'est-à-dire lorsque la largeur d'impulsion est minimale) sera appelée  $U_{max}$  et la valeur la plus basse (c'est-à-dire lorsque la lar-

geur d'impulsion est maximale) sera appelée  $U_{min}$ .

- mettre le curseur de P8 à la masse et tourner celui de P7 pour y obtenir la tension maximale ( $+4,7$  V). Ajuster P9 de telle sorte que la tension de sortie d'IC4 soit égale à la différence des tensions relevées précédemment ( $U_{max} - U_{min}$ ). Comme IC4 est monté en inverseur, sa tension de sortie sera négative!
- ne pas modifier la position de P7 mais tourner P8 en position de largeur d'impulsion maximale. C'est tout, le réglage de la modulation de largeur d'impulsion est fait; pour vérifier, il suffit de mettre le curseur de P7 à la masse et constater que la largeur de l'impulsion est au minimum.

### Applications

L'utilisation du LF-VCO recoupe bien évidemment celle du VC-LFO et même celle du LFO, à ceci près qu'il possède en plus la modulation de largeur d'impulsion qui permettra de réaliser des effets de modulation plus fins et plus subtils que le signal carré à rapport cyclique fixe (et assez stérile, il faut bien le dire!). Ce sont notamment les effets de déphasage qui sont particulièrement intéressants. Ce genre de choses ne se laissent pas décrire facilement, mais n'en réservent que d'autant plus d'agréables surprises à l'expérimentation.

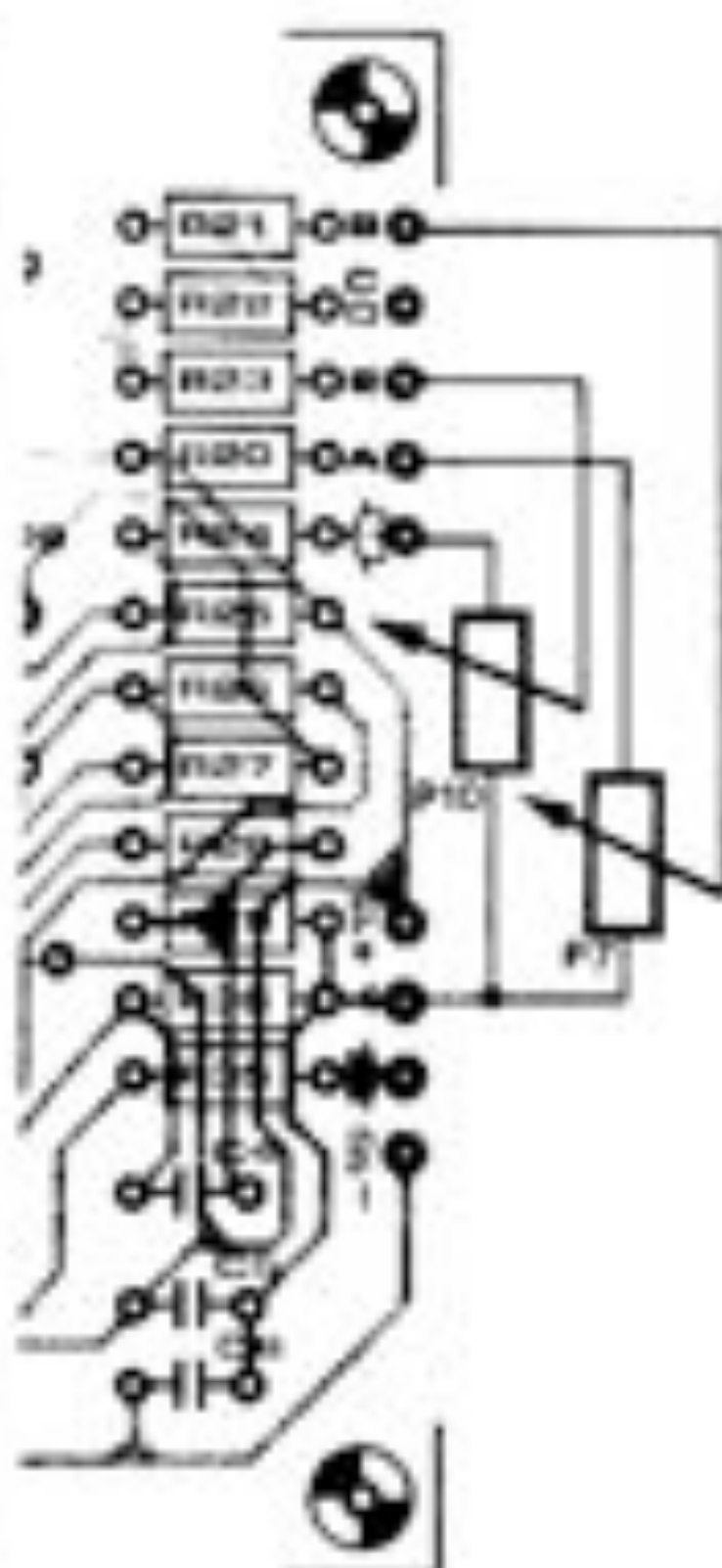
Figure 3. Suggestion de face avant pour le LF-VCO.

Figure 4. Circuit imprimé et sérigraphie pour l'implantation des composants du modulateur de largeur d'impulsion. Les composants figurent sur la liste du LF-VCO.

Figure 5. Détails du montage et du câblage du circuit de modulation de largeur d'impulsion et du LF-VCO.

Figure 6. Détail de câblage des organes de commande du modulateur de largeur d'impulsion.

6



## Générateur de bruit numérique

### Digital Noise (DNG)

Il faut considérer d'emblée que si l'on désire associer les vertus du circuit de bruit coloré (voir chapitre 2) à celles du circuit de bruit numérique et ceci dans le cadre d'un module de bruit standard, on se heurtera à de sérieuses difficultés. Nous recommandons par conséquent d'envisager dès maintenant la construction d'un nouveau module indépendant.

Le circuit DNG est doté, en plus du circuit de bruit coloré (voir au chapitre 2), d'un filtre passe-bas à fréquence de coupure variable, délivrant un signal de commande à variation aléatoire; une LED indique les variations positives et négatives de ce signal. Le circuit complet est donné par la figure 1.

### Tension aléatoire

Le niveau du signal de sortie du filtre de bruit réglable est relevé par IC4. De là, il parvient au filtre passe-bas (12 dB) construit autour d'IC5. Celui-ci ne laisse passer que les très basses fréquences du signal de bruit et c'est ainsi que l'on obtient le signal à variation aléatoire, dont la commande est assurée par P4.

L'amplificateur opérationnel IC6 est monté en comparateur et commande la LED indicatrice.

### Construction et réglage

La figure 2 propose le dessin du circuit imprimé et de la face sérigraphiée pour le DNG. Pour les circuits CMOS, il est préférable de prévoir des supports; dans le même ordre d'idées, on prendra toutes les mesures de précaution qui s'imposent pour la manipulation de tels composants.

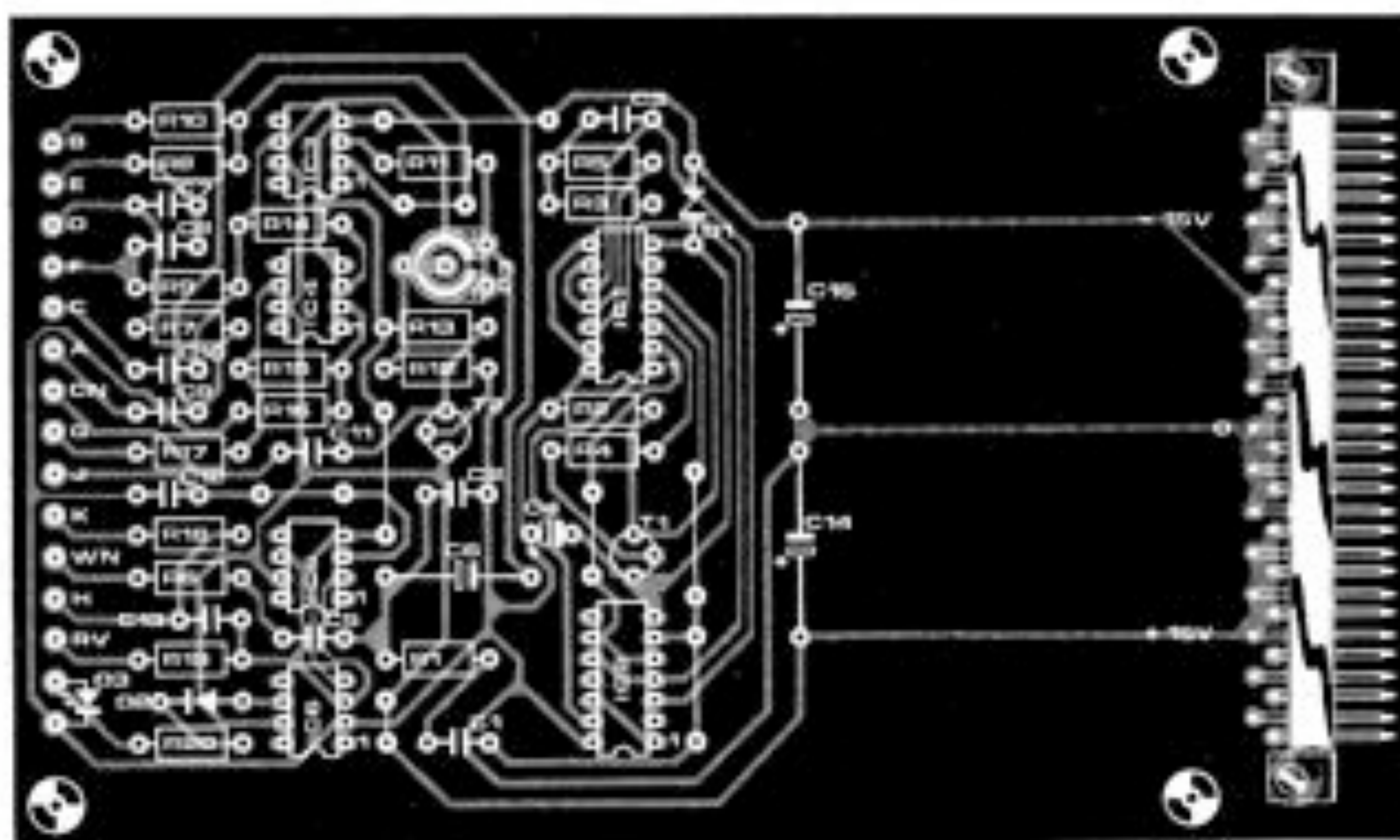
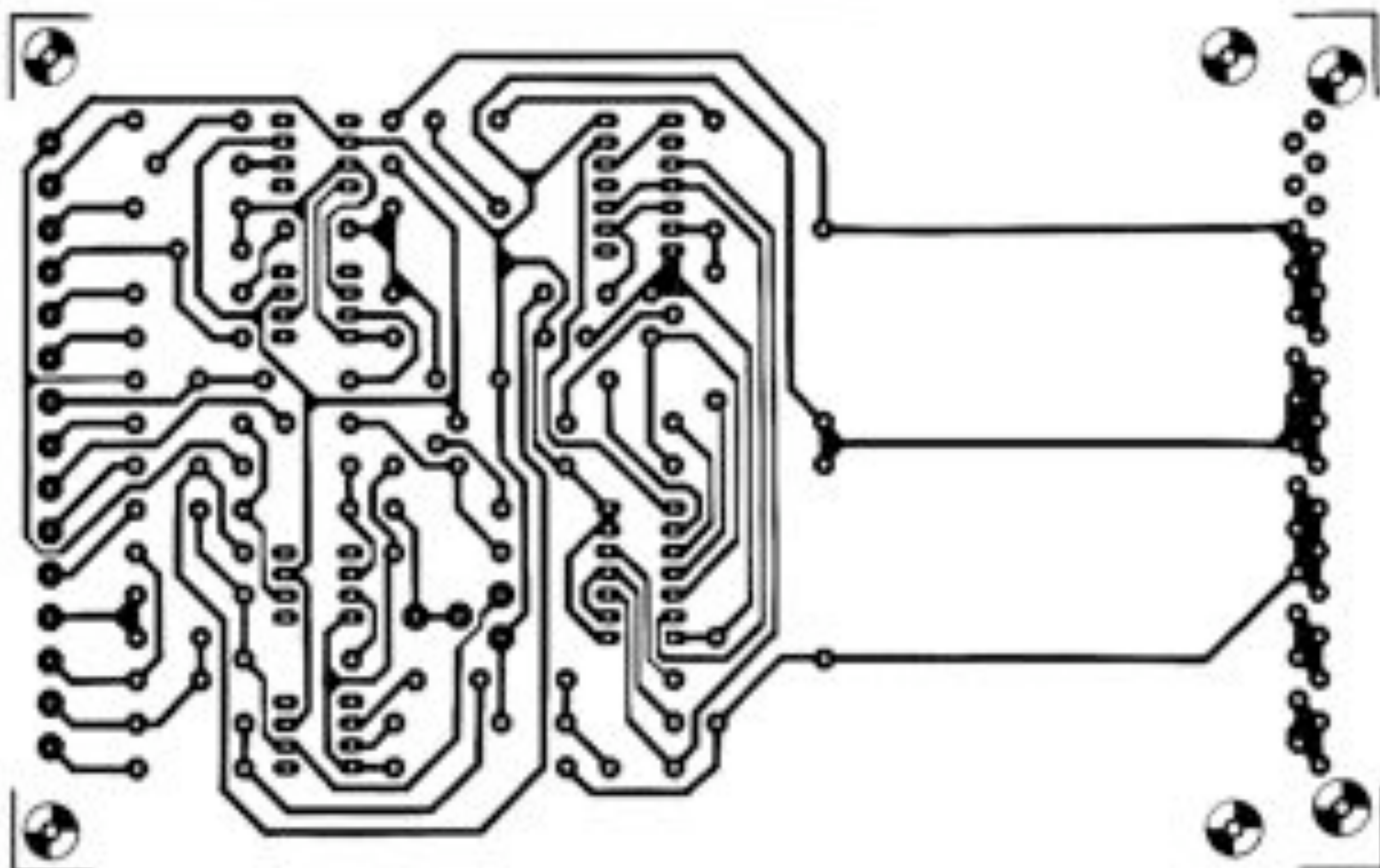
Le circuit a été conçu de telle sorte que la face avant du module NOISE original puisse être mise à contribution. Si l'on renonce à la possibilité de réglage pour le bruit "rouge" et "bleu", on remplacera P1 et P2 par des ajustables. Dans ce cas, il n'y a pas de trous à faire dans la face avant. La position exacte de P1 et P2 est affaire de goût.

Si par contre on veut disposer de P1 et P2 sur la face avant, il faudra percer deux trous supplémentaires sur cette dernière. La figure 3 propose une face avant modifiée. La manière de s'y prendre pour le perçage des faces avant a été décrite au cours du chapitre 1 (portamento on/off).









#### Liste des composants

##### Résistances:

R1, R14, R16 = 47 k  
R2 = 4k7  
R3 = 150 k  
R4 = 22 k  
R5 = 12 k  
R6, R19 = 470 Ω  
R7, R8, R10, R13 = 2k7  
R9 = 3k3  
R11 = 80 k  
R12 = 820 Ω  
R15 = 220 k

R17, R18 = 1 k (mieux 10 k)  
R20 = 1 k

##### Potentiomètres:

P1, P2 = 100 k lin.  
(voir texte)  
P3 = 4k7  
P4 = 100 k lin.  
(pot. stéréo)  
(mieux 500 k)

##### Condensateurs:

C1 = 100 n  
C2 = 33 n

C3 = 1 n  
C4 = 1 μ/25 V serré  
C5, C11 = 470 n  
C6 = 2μ2/25 V  
C7, C12, C13 = 220 n  
C8, C10 = 8n2  
(8n2 = 1n5)  
C9 = 5n6  
(4n7 = 1 n)  
C14, C15 = 10 μ/25 V

##### Semiconducteurs:

D1 = 82X 83C 8V3  
D2 = DUS

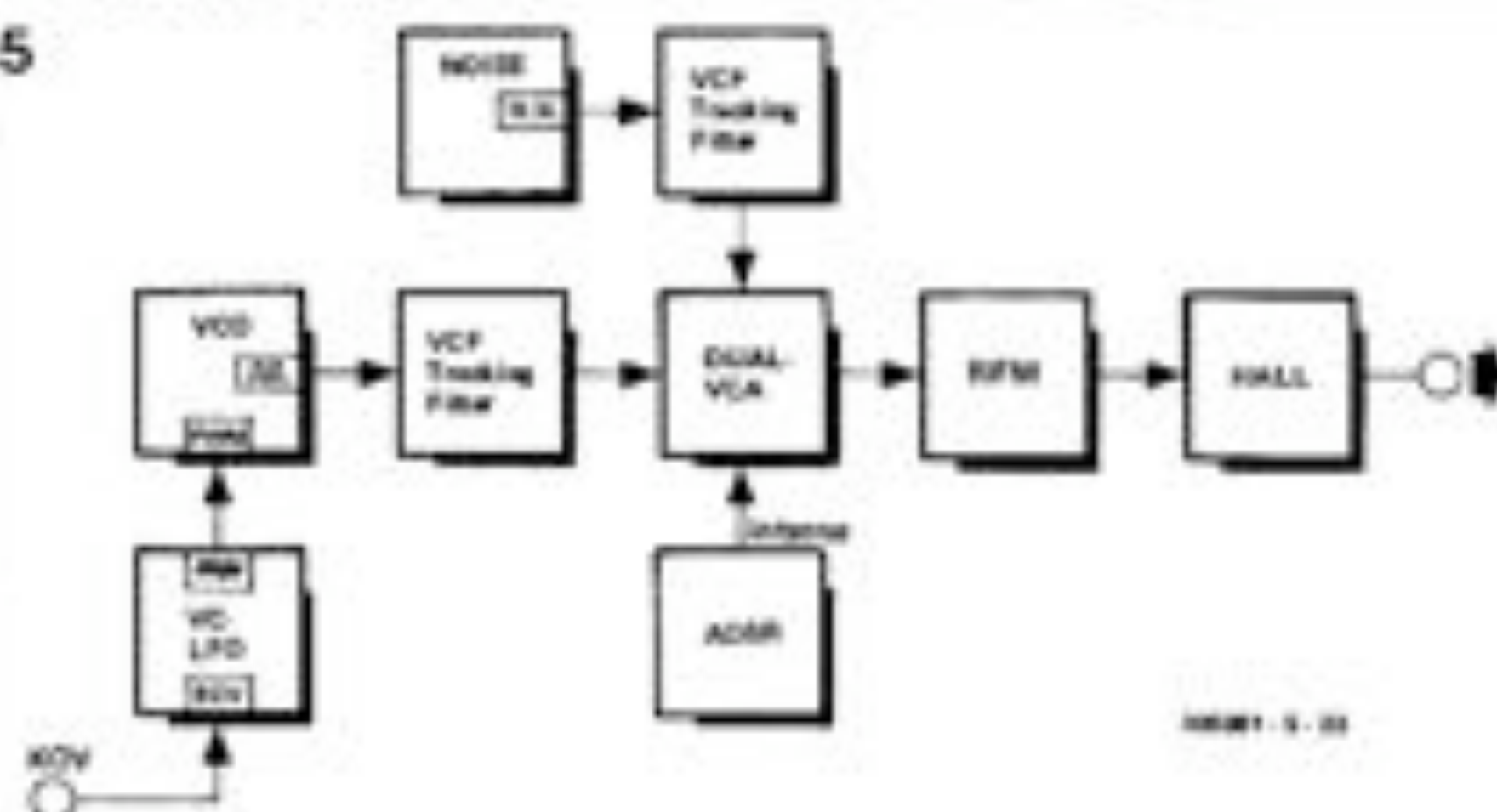
D3 = LED  
T1, T2 = TUN  
IC1 = 4030  
IC2 = 4006  
IC3, IC4, IC5, IC6 = μA 741C  
(mini dip)

##### Divers:

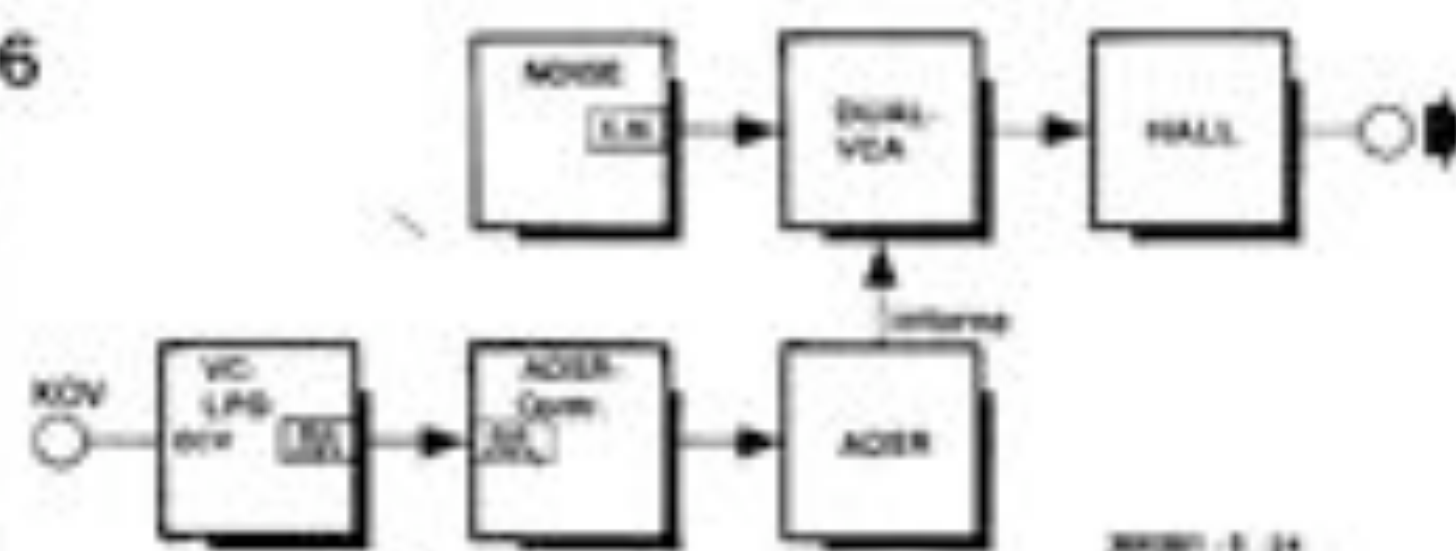
3 x mini-jacks  
1 x connecteur 31 broches  
ou plectre  
3 x boutons (axe de 8 mm)  
avec embase fêlée



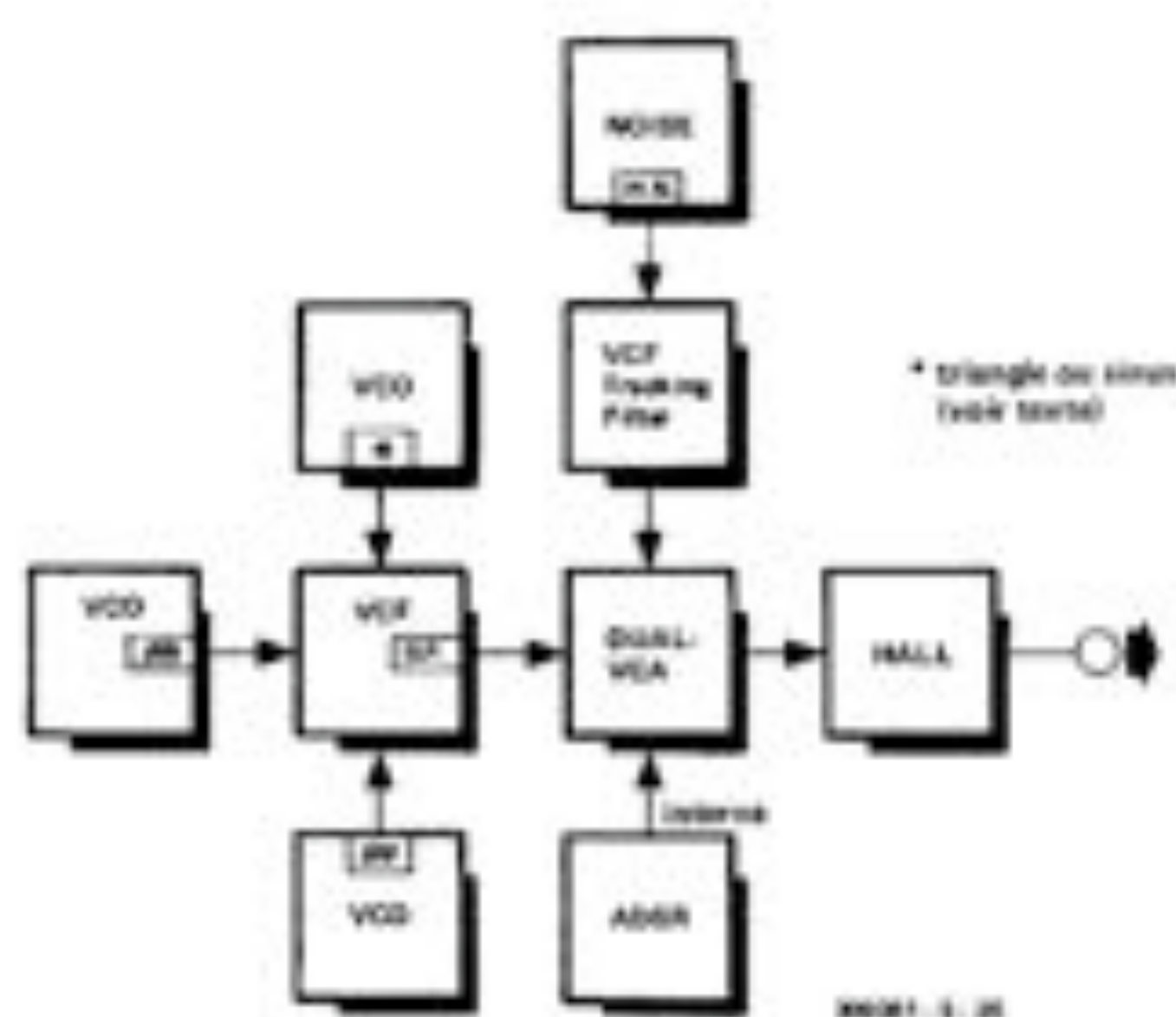
5



6



7



8

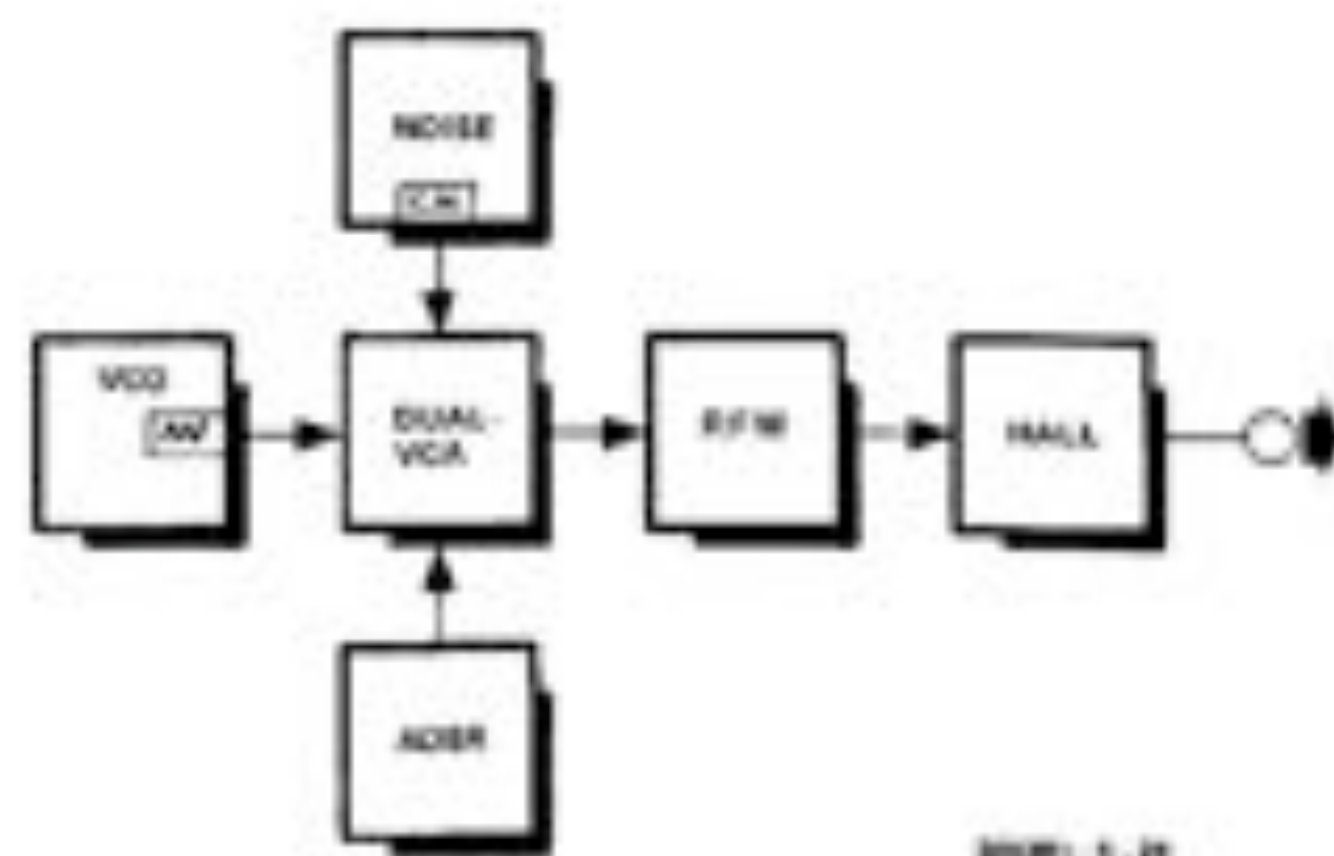


Figure 5. Cette configuration permet d'obtenir des sons d'instruments à anche très réalistes.

Figure 6. Accrochez les wagons! Voici une locomotive à vapeur...

Figure 7. Les sons d'orgue pneumatique seront réalisés avec réalisme grâce à cette configuration.

Figure 8. Reproduction de sons percussifs et sifflants.

propre, trop lâché, auquel manque justement ce supplément d'impureté qui donne la vie... ou du moins l'illusion de la vie!

### Instruments à percussion (figure 4)

Le bruit blanc se prête particulièrement bien à la réalisation de sons percussifs métalliques ou "en bois". La fonction du VCA est bien sûr d'assurer la modulation dynamique. Il est commandé par un générateur d'enveloppes en mode AD (attaque brève et decay moyen). Le filtre de résonance participe à la coloration du timbre de manière efficace.

### Instruments à vent (figure 5)

L'attaque typique des instruments à vent et plus spécialement celle des instruments à anche pourra être restituée avec beaucoup de réalisme grâce à un filtrage approprié du bruit coloré à l'aide d'un VCF en poursuite. La contribution d'un filtre de résonance bien réglé ne sera pas de trop non plus.

### Orgue pneumatique (figure 7)

Là encore, c'est dans l'impureté que se trouve la clef de l'amélioration: il s'agit en effet de superposer au son lui-même une composante de bruit (souffle) qui rappellera celle d'un orgue d'église. Trois VCO sont requis (au minimum), accordés à l'octave; les deux plus graves délivreront un signal triangulaire et/ou sinusoïdal alors que la "voix" supérieure sera un signal carré (symétrique). Si l'on opte pour un signal triangulaire et/ou sinusoïdal pour cette voix-là, le son sera bien évidemment plus sourd.

### Effets divers

Ce sont les effets que nous avons hâtivement qualifiés de grossiers ci-dessus. En fait, il y a moyen de faire des choses intéressantes, moyennant une expérimentation systématique des possibilités du générateur de bruit associé au filtre et modulateur d'amplitude. Dans ce domaine, la réverbération, voire l'écho, est un adjuvant souvent fort efficace. Ainsi la locomotive à vapeur que devrait permettre la configuration de la figure 6. Accrochez les wagons...

mentalement d'un générateur de bruit normal. Voici toutefois quelques idées de connexion particulièrement spectaculaires. Il faut remarquer que le dosage

du bruit est assez critique; de sorte que l'équilibre n'est pas toujours facile à trouver, à mi-chemin de l'effet grossier (il en faut aussi!) et du son trop



## Suiveur d'enveloppe

### Envelope follower

A partir d'un signal audio quelconque, le suiveur d'enveloppe délivre un signal de commande qui évolue parallèlement à l'amplitude du signal audio traité. Ce signal de commande pourra être utilisé tel quel, appliqué aux diverses entrées de commande des modules du FORMANT. En même temps, le suiveur d'enveloppe délivre un signal de déclenchement destiné aux ADSR chaque fois que le signal audio traité dépasse un certain seuil.

Nombreux sont les signaux que l'on peut appliquer à un synthétiseur à des fins de traitements divers; mais il faut qu'au préalable ces signaux soient rendus compatibles avec les normes du FORMANT. C'est cette fonction qu'assure le suiveur d'enveloppe, en même temps qu'il produit un signal de déclenchement (un pseudo-signal GATE) destiné à synchroniser plusieurs modules avec l'enveloppe provenant d'une source extérieure (micro, guitare électrique, orgue ou piano électronique, etc.).

La combinaison de ce module avec le circuit de commande des ADSR apporte un enrichissement considérable à la palette sonore du FORMANT.

### Le circuit

La figure 1 illustre la structure d'un valeur d'enveloppe, avec son détecteur de seuil. La figure 3 est identique au circuit déjà publié dans le cadre du modulateur en anneau d'Elektor, avec en plus le détecteur de seuil.

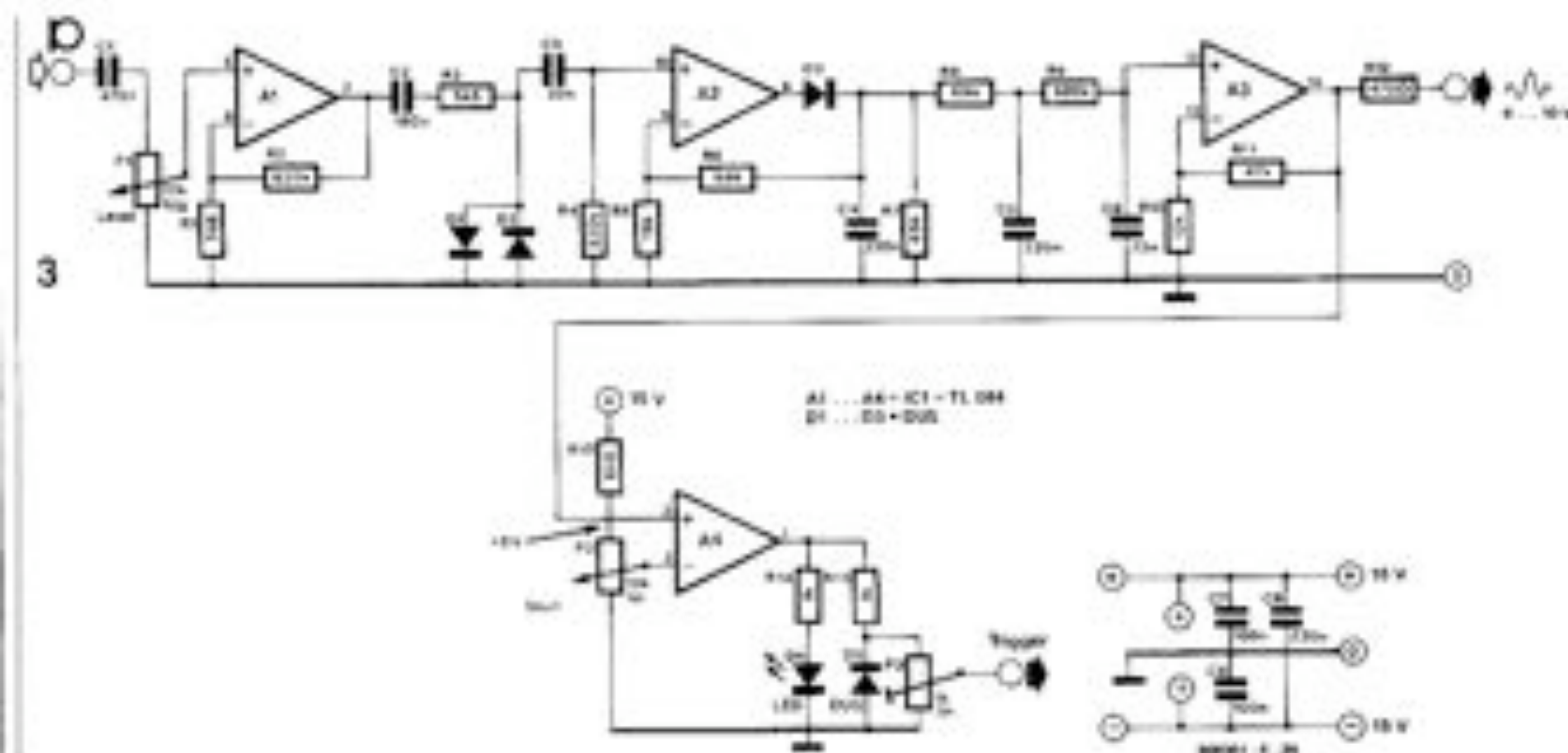
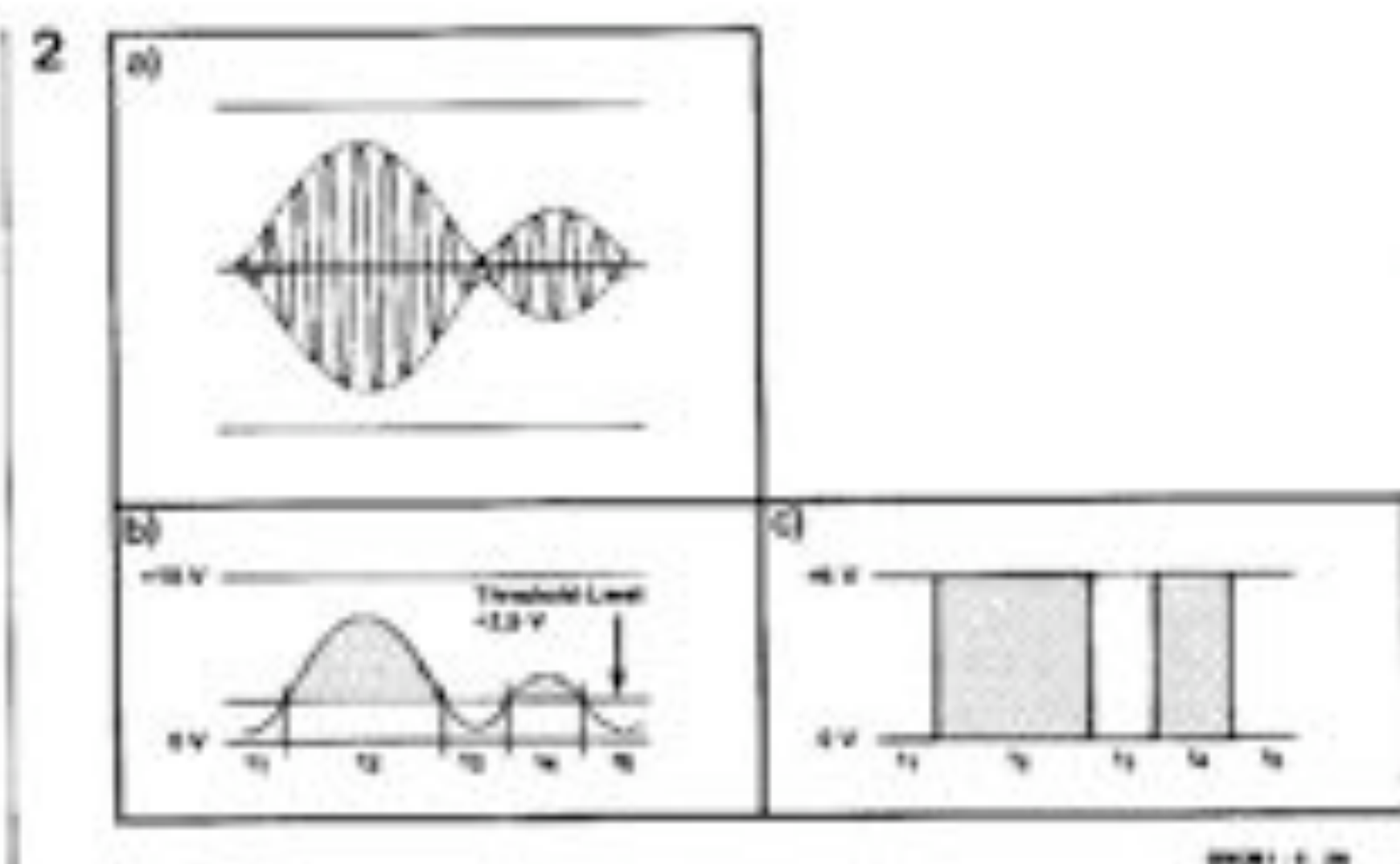
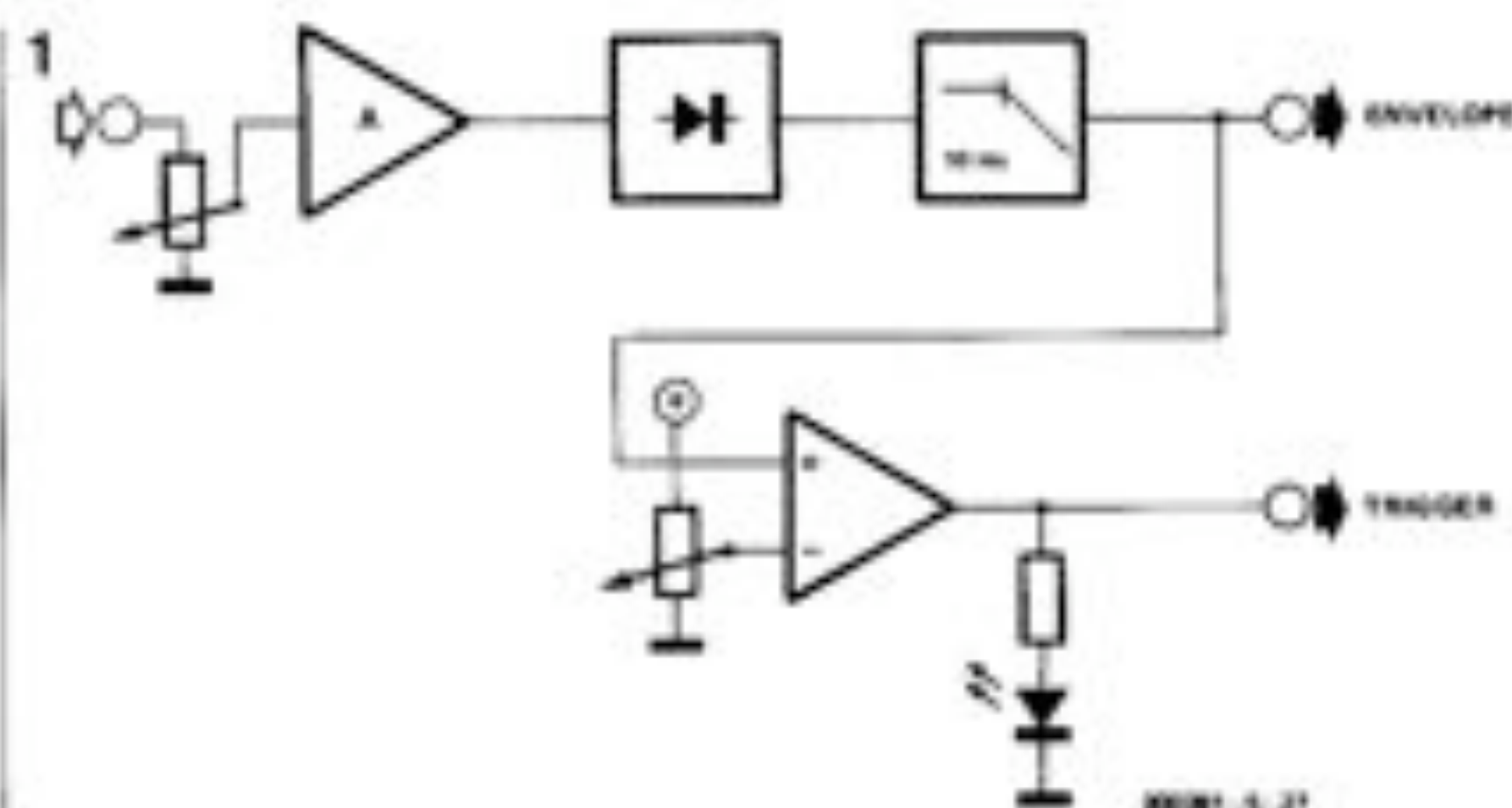
L'ensemble suiveur d'enveloppe est constitué des trois amplis opérationnels A1... A3; c'est lui qui délivre le signal dérivé du signal audio appliqué à l'entrée. Cette dernière a été dimensionnée de sorte qu'elle puisse recevoir

directement le signal provenant d'un microphone: un signal de 10 mV<sub>cc</sub> suffit pour couvrir la plage de sensibilité, ajustable à l'aide de P1. La plupart des instruments électroniques, électriques ou acoustiques électrifiés pourront donc être reliés directement au suiveur d'enveloppe. Les diodes D1 et D2 bloquent les tensions excessives qui

Figure 1. Structure du saiseur d'enveloppe.

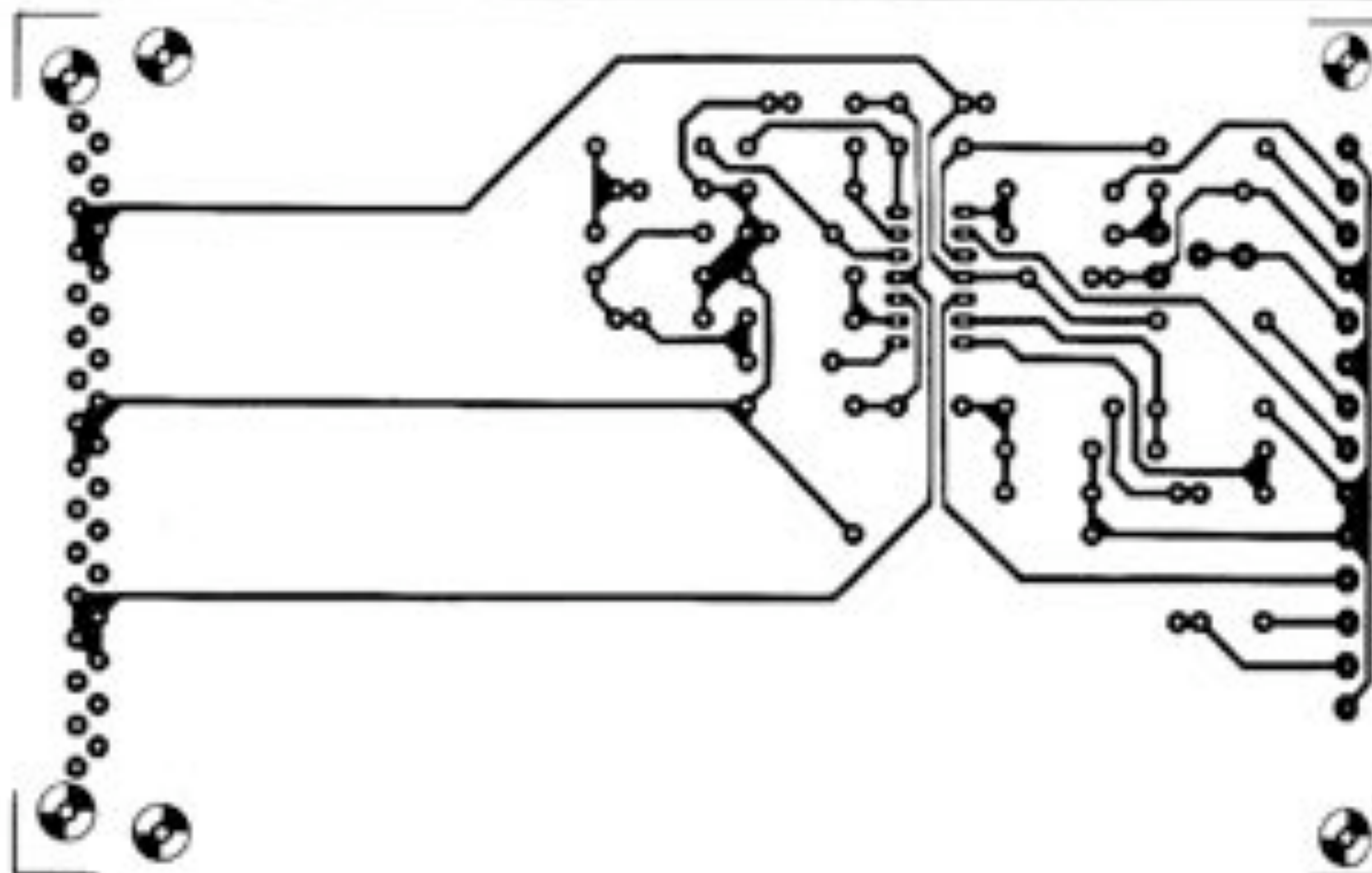
Figure 2. Voici le détail des signaux en différents points du circuit:  
a) signal appliqué à l'entrée,  
b) signal de sortie (enveloppe),  
c) signal de sortie (trigger-GATE).

Figure 3. Circuit complet du sauteur d'enzymes avec diméthyle de sél.





4



ne manqueront pas d'apparaître après l'étage d'amplification.

L'ampli-op J-FET A2 constitue avec la diode D3 et le condensateur C4 un redresseur à détecteur de crête. Le signal résultant est appliqué au filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est de 10 Hz environ. A ce stade, nous disposons déjà du signal évoluant parallèlement à l'enveloppe du signal traité; il ne reste plus qu'à en relever le niveau: à la sortie d'A3, le signal évolue entre 0 V et 10 V.

L'ampli-op A4 est monté en comparateur: c'est lui qui délivre le pseudo-signal de porte destiné aux autres modules ADSR du FORMANT. L'entrée non inverseuse de A4 reçoit la courbe enveloppe (broche 3 d'IC1), tandis que l'entrée inverseuse reçoit une tension ajustable à l'aide de P2; ce dernier réglage permet d'ajuster le seuil de détection. La sortie du comparateur est également dotée d'un diviseur de tension permettant d'ajuster le niveau du signal de porte. La fonction de la diode D5 est de bloquer à la masse les variations de tension négatives. La diode D4 est fort utile pour visualiser le signal de porte produit par le suiveur d'enveloppe. Chaque fois que le signal "enveloppe" dépasse le seuil de déclenchement fixé par P2, la sortie passe de 0 à 5 V.

### Réalisation

Le circuit pourra être monté sur une carte au format européen, conformément à la figure 4. Le circuit intégré J-FET doit être traité avec un certain ménagement; un support de circuit intégré ne sera pas de trop en la circonstance. La face avant de la figure 5 com-

### Liste des composants pour le suiveur d'enveloppe

#### Résistances:

R1, R3 = 5 kΩ  
R2 = 820 k  
R4 = 220 k  
R5 = 18 k  
R6, R7, R8 = 68 k  
R9 = 680 k  
R10 = 10 k  
R11 = 47 k  
R12 = 470 Ω  
R13 = 8 kΩ  
R14, R15 = 1 k

#### Potentiomètres:

P1 = 10 k log.  
P2 = 10 k lin.  
P3 = 1 k (ajustable)

#### Condensateurs:

(MKH, MKS)  
C1 = 470 n  
C2 = 180 n  
(150 + 23 n)  
C3, C6 = 22 n  
C4, C5, C9 = 220 n  
C7, C8 = 100 n

#### Semiconducteurs:

D1, D2, D3 = DUS  
D4 = LED  
D5 = DUG  
A1, ..., A4 = IC1 = TL 084 CN  
(TL 074 CN)

#### Divers:

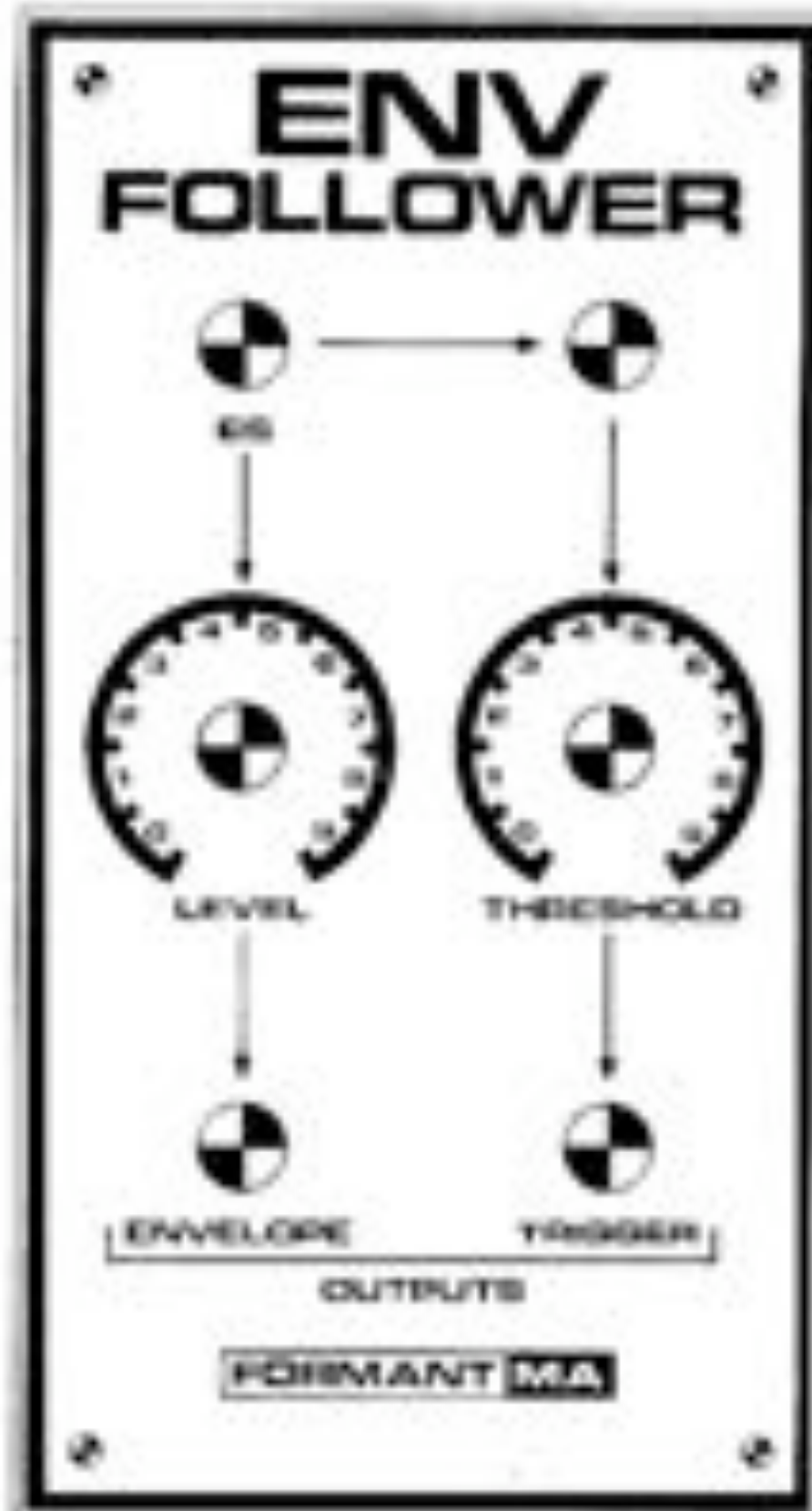
2 x mini-jacks 3,5 mm  
1 x mini-jack 6,5 mm  
1 x connecteur 21 broches  
ou picots

plète le module suiveur d'enveloppe et en fait une entité indépendante, alimentée avec les tensions standard du FORMANT ( $\pm 15$  V).

### Applications

La figure 6 illustre une configuration

5









# Echantillonneur-bloqueur

## Sample and Hold (S & H)

S'il fallait désigner l'un des modules qui manquaient le plus cruellement dans la version de base du Formant, ce serait sans aucun doute l'échantillonneur/bloqueur qui viendrait à l'esprit de plus d'un utilisateur. Omission d'autant plus injustifiée que l'on dispose dans le circuit de l'interface du clavier d'un échantillonneur/bloqueur parfait, et qui moyennant quelques modifications, devenait universel.

Les quelques pages qui suivent vont donc s'attacher à réparer cette erreur. Un échantillonneur/bloqueur est un module dont la fonction est de délivrer une séquence de tensions de commande, variant à intervalles réguliers avec une tension quelconque appliquée à l'entrée du module.

La figure 1 illustre le principe d'un tel circuit; l'échantillonneur est constitué d'un interrupteur électronique "S" (pour Sample = échantillonner), suivi d'un condensateur de mémorisation  $C_x$ , et d'un suiveur de tension. L'interrupteur électronique est indispensable au comparateur, dont le seuil d'échantillonnage est ajustable entre 0 V et +2,5 V. Une LED indique la cadence de l'échantillonnage.

Le circuit de la figure 3 est construit autour d'un OTA du type CA3080; c'est ce dernier qui tient le rôle de l'interrupteur électronique "S" du schéma de principe. Lorsque l'entrée d'échantillonnage reçoit une tension variable, et que l'interrupteur est fermé, la tension de sortie de l'OTA tend à suivre l'évolution de la tension d'entrée. Selon le réglage qui affecte la vitesse de "poursuite":

$$\text{max. slew rate} = \frac{I_{ABC} \cdot V}{C_x \cdot t}$$

l'interrupteur s'ouvre (échantillonnage), adopte la tension présente à l'entrée et se ferme (blocage - Hold -).  $C_x$  est déterminé par la valeur de  $C_2$ , la vitesse de poursuite ne peut donc être influencée que par les variations de  $I_{ABC}$ , qui est le courant de transconductance de l'amplificateur opérationnel, appliqué sur sa broche 5.

En mode échantillonnage,  $I_{ABC}$  est élevée (la vitesse de poursuite maximale est de l'ordre de 3 V/ms); on peut donc compter sur des durées d'échantillonnage courtes.

En mode blocage,  $I_{ABC}$  devient quasiment nulle, et la tension présente sur  $C_x$  est bloquée jusqu'au prochain échantillon.

Mais l'échantillonneur bloqueur décrit jusqu'ici n'est rien sans le suiveur de tension MOS-FET IC2, dont la fonction est de découpler la tension mémorisée sous faible impédance.

La commande de l'OTA IC1 est assurée par le comparateur IC3. Dès que le signal de déclenchement (trigger) de

l'échantillonneur dépasse le seuil réglé à l'aide de P1 à l'entrée inverseuse du comparateur, une impulsion positive (limitée par le diviseur de tension R7/P2 à +3,5 V) traverse R1 et attaque l'émetteur du transistor de commutation T1. La diode D3 élimine les pointes de tension négatives à la sortie du comparateur, tandis que la LED D4 visualise les impulsions d'échantillonnage.

Le principe de fonctionnement du S & H

2

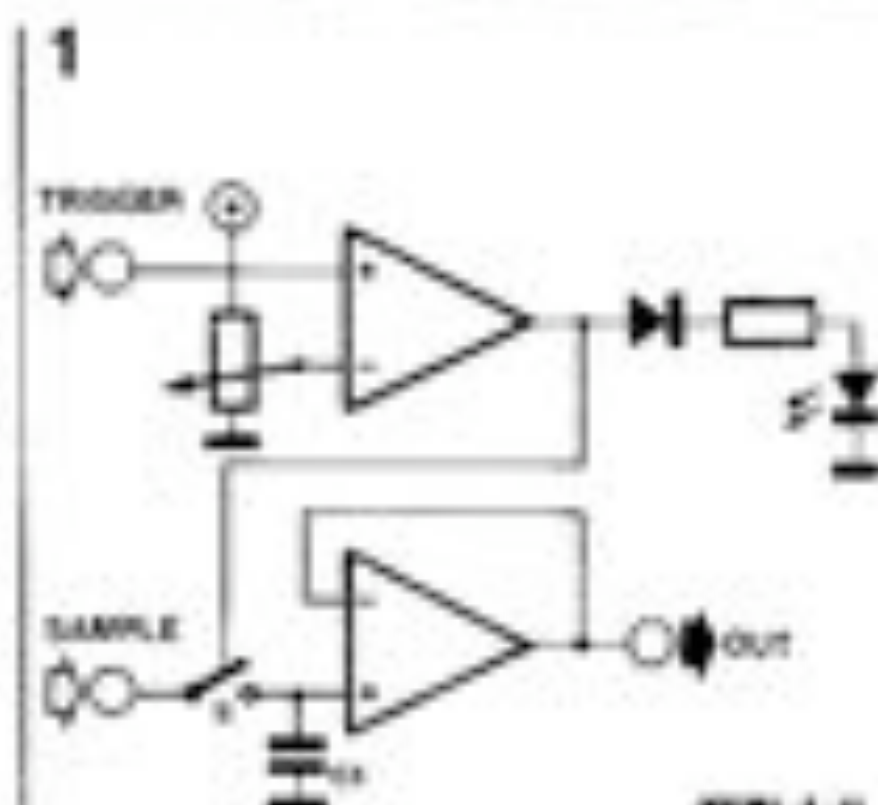
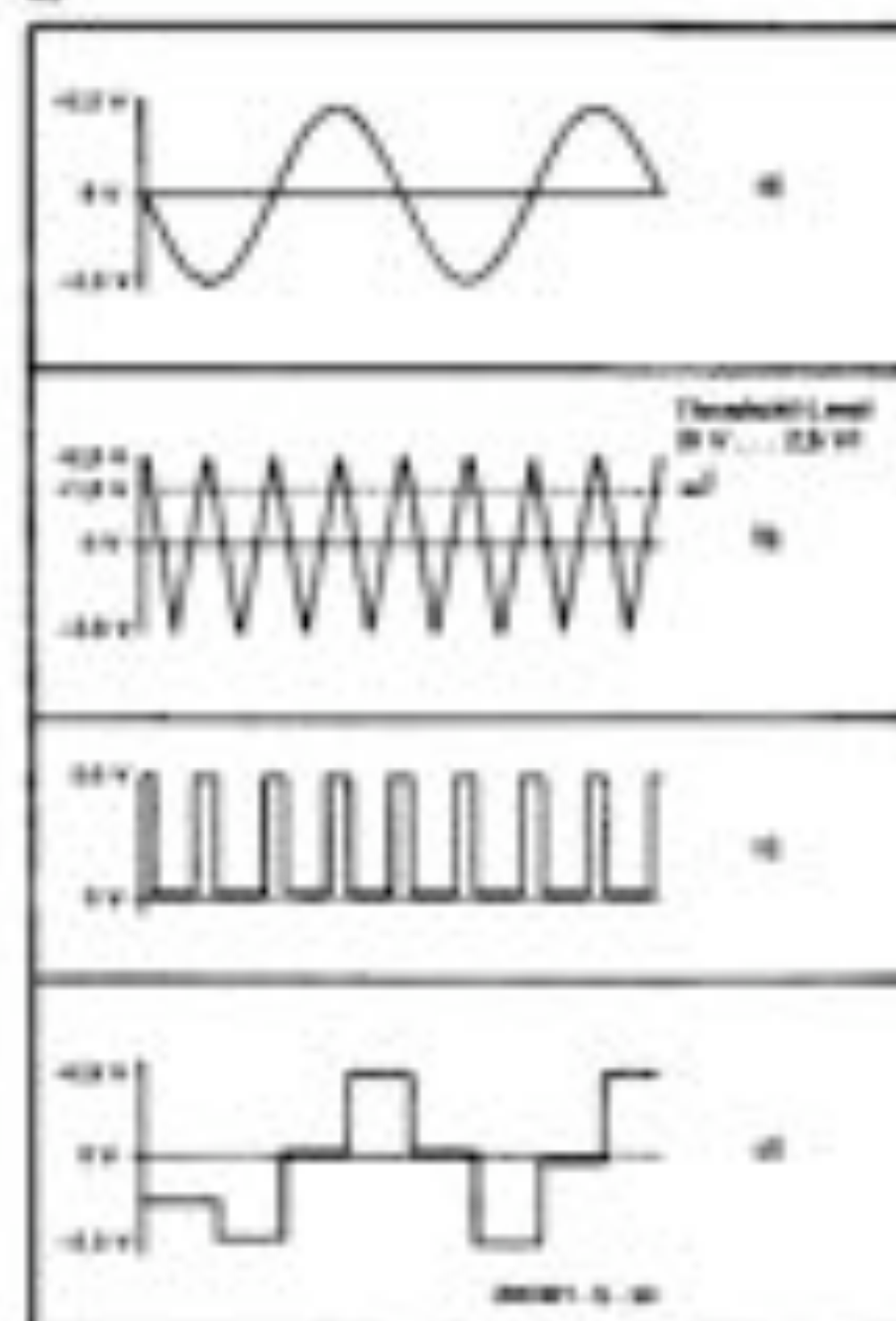


Figure 1. Schéma synoptique d'un module échantillonneur/bloqueur.

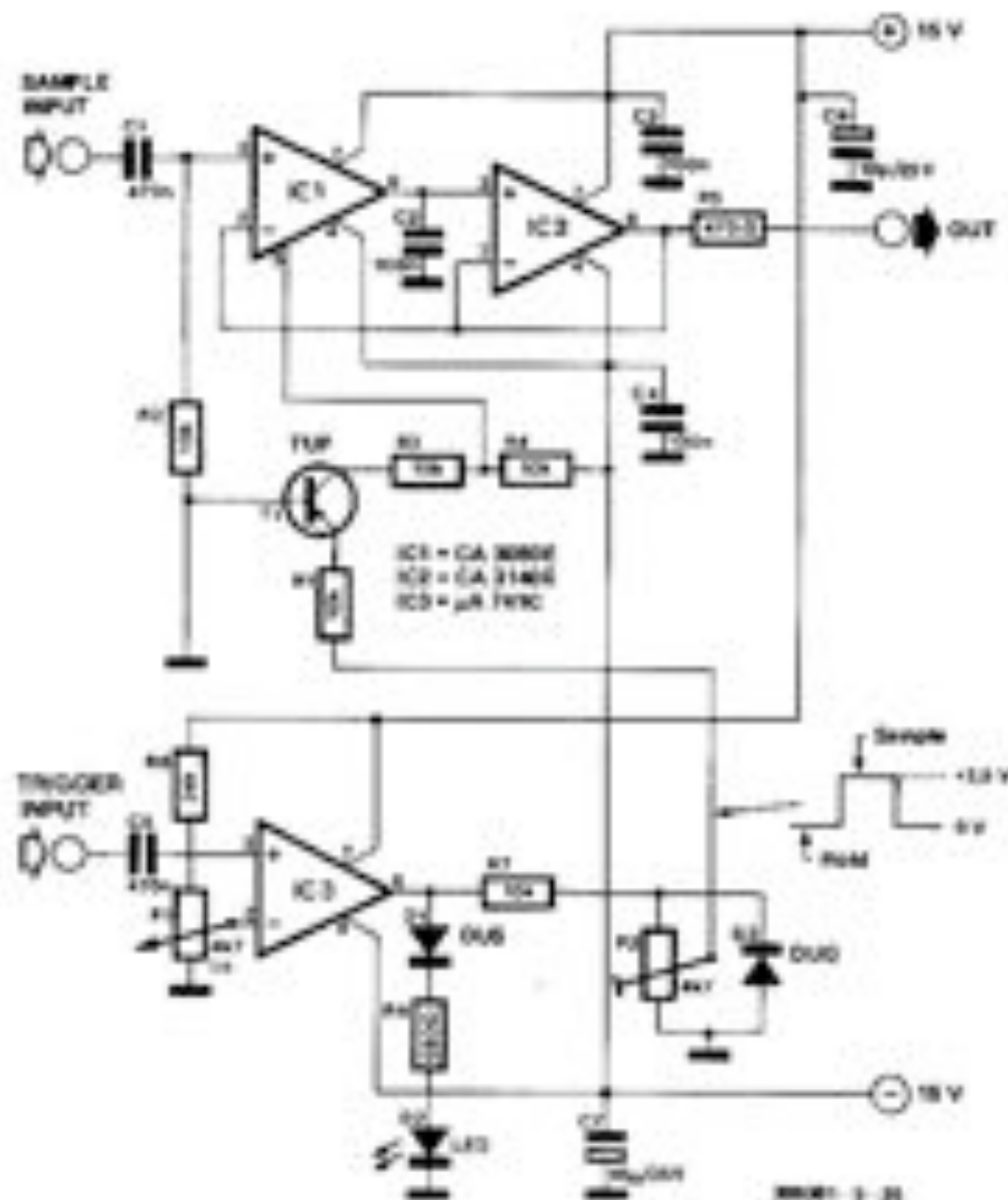
Figure 2. Principe du fonctionnement de l'échantillonneur/bloqueur. Les 4 signaux sont prélevés comme suit:

- signal appliqué à l'entrée d'échantillonnage;
- signal appliqué à l'entrée de déclenchement;
- signal de déclenchement;
- signal échantillonné à la sortie.

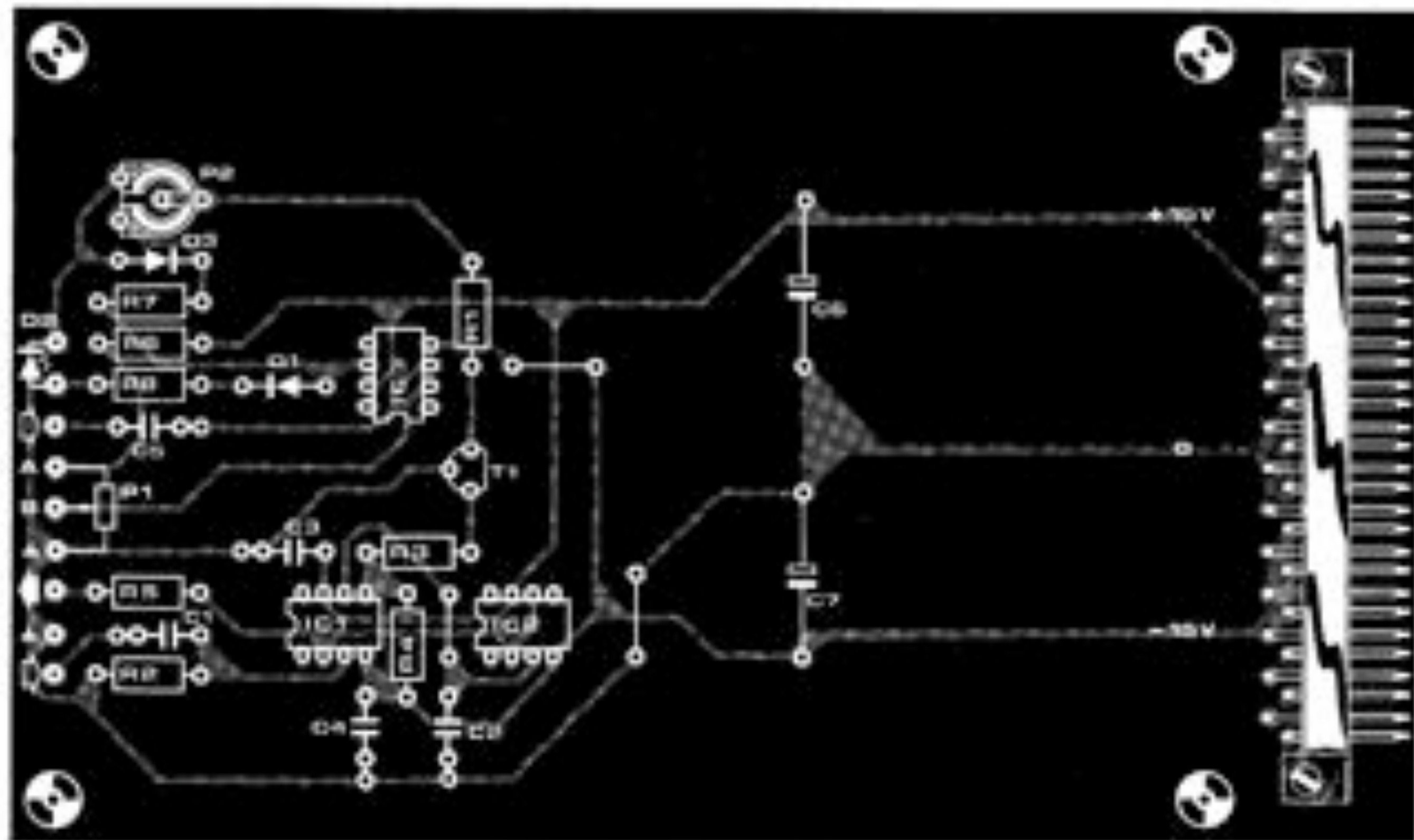
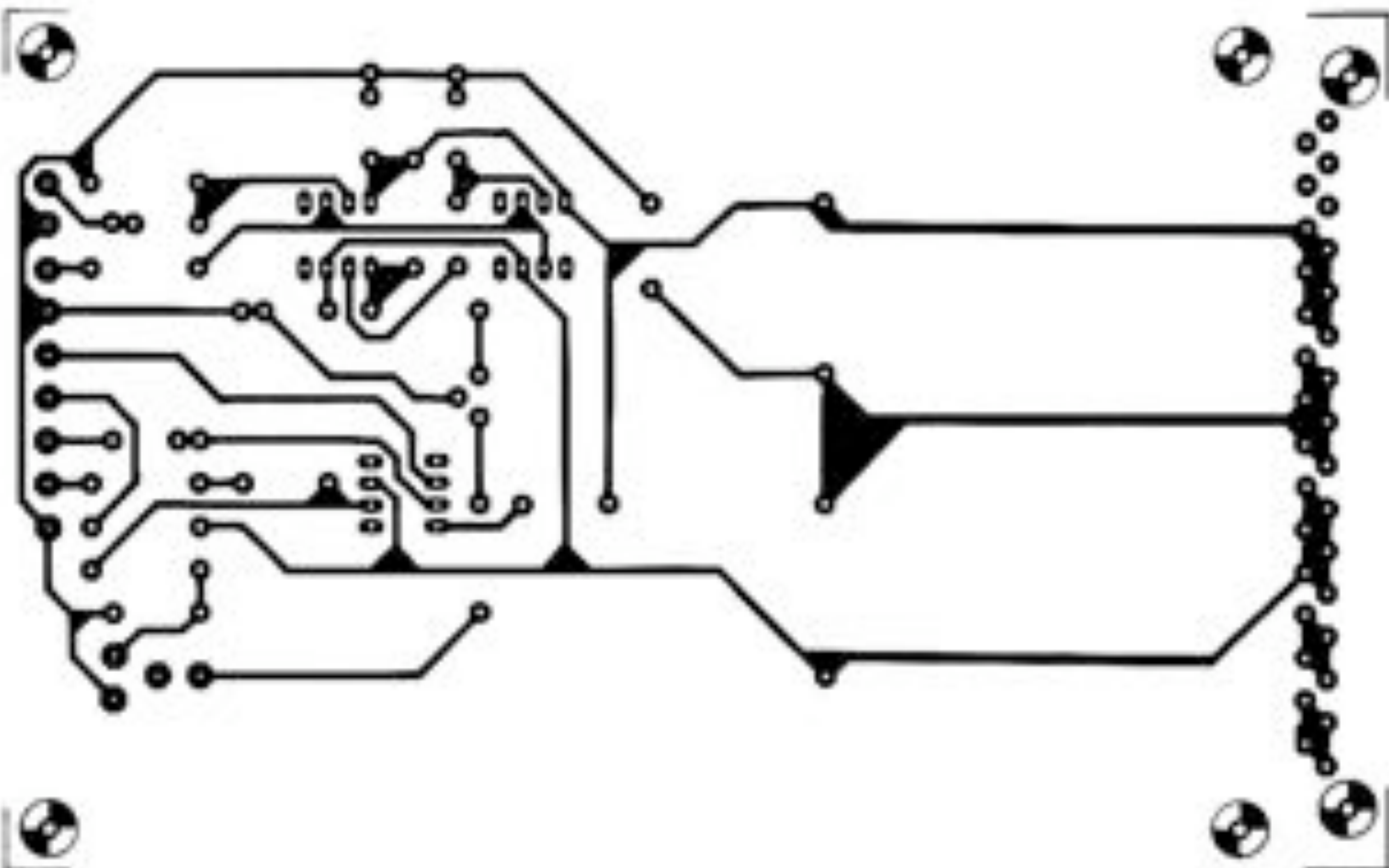
Figure 3. Circuit complet de l'échantillonneur/bloqueur pour le Formant.

Figure 4. Dessin du circuit imprimé du Formant européen, avec sérigraphie pour l'implantation des composants du S & H.

3







apparaît clairement sur la figure 2, qui donne l'évolution des tensions en différents points du montage.

### Réalisation

Le circuit imprimé de la figure 4 permet une réalisation facile de ce module. IC1 et IC2 pourront être en boîtier mini-Dip, ou métallique; dans ce dernier cas il faut toutefois adapter les brochages à la configuration des trous sur le circuit imprimé (ergot = broche 8). Pour IC2, il est préférable de prévoir un support pour circuit intégré, surtout si l'on ne

### Liste des composants pour l'échantillonneur-bloqueur

Résistances:  
R1, R2, R3, R4, R7 = 50 k  
R5 = 470  $\Omega$   
R6 = 24 k  
R7 = 122 k  $\pm$  2%  
R8 = 680  $\Omega$

Potentiomètres:  
P1 = 4k7 lin.  
P2 = 4k7 (ajustable)

Condensateurs:  
(MKH, MKC)  
C1, C5 = 470  $\mu$

C2, C3, C4 = 100 n  
C6, C7 = 10  $\mu$ /25 V

### Semi-conducteurs:

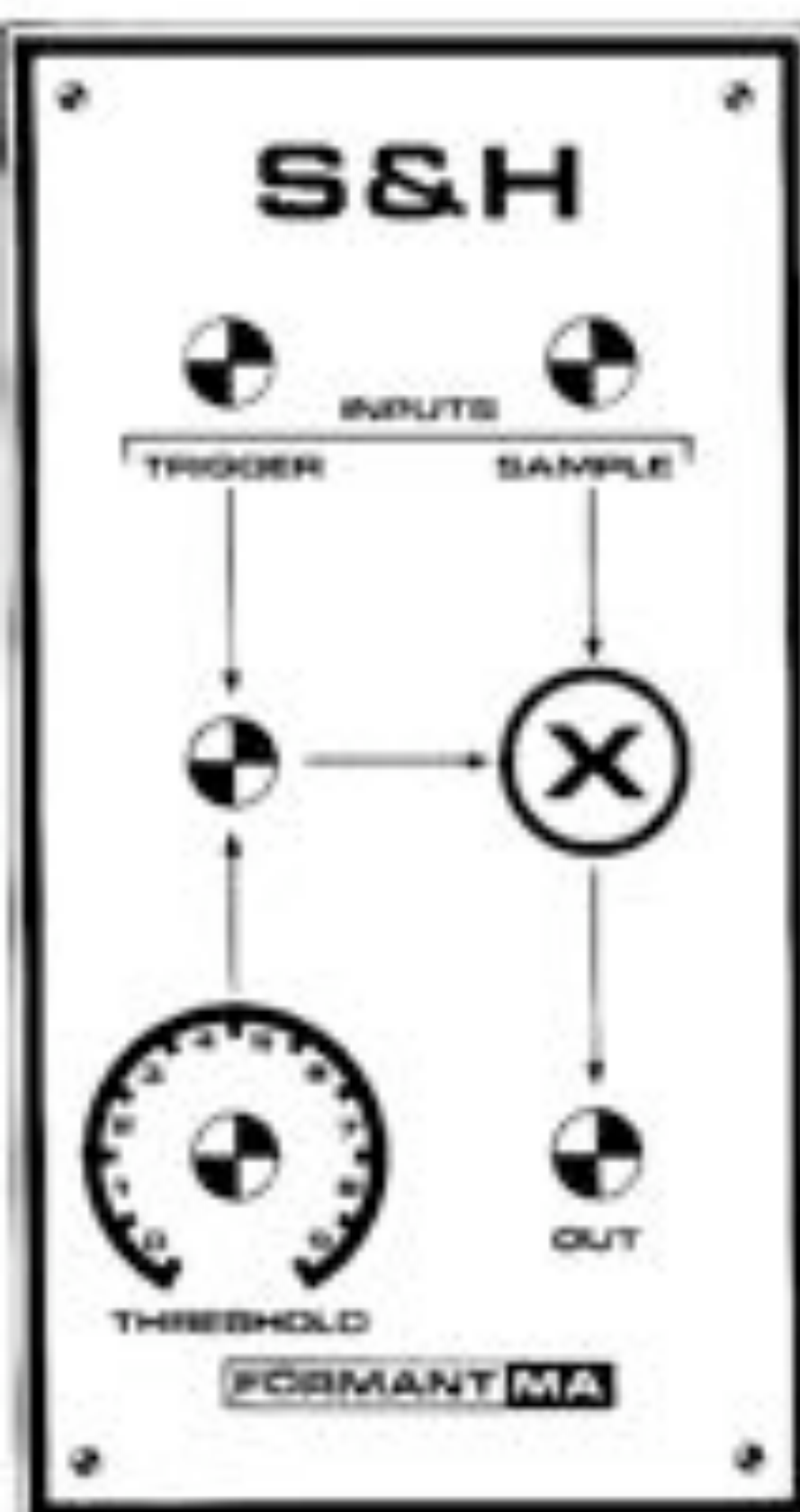
D1 = DUS  
D3 = LED  
D4 = DUG  
T1 = TUP  
IC1 = CA 3080E (Mini-Dip)  
IC2 = CA 3140E (Mini-Dip)  
IC3 =  $\mu$ A 741C (Mini-Dip)

### Divers:

3 x mini-jacks  
1 x bouton (axe de 6 mm)  
1 x connecteur 31 broches  
de plots



5



dispose pas d'un fer totalement exempt de potentiels parasites sur la panne. Quant à C2, il va de soi qu'il devra être choisi pour un courant de fuite minimal. La figure 5 reproduit une proposition de face avant aux dimensions d'une petite face avant de Formant.

Le réglage n'est pas critique. Après avoir mis le curseur de P1 à la masse, on relie un oscilloscope ou un multimètre au curseur de P2. Puis l'on applique le signal carré provenant d'un LFO à

6

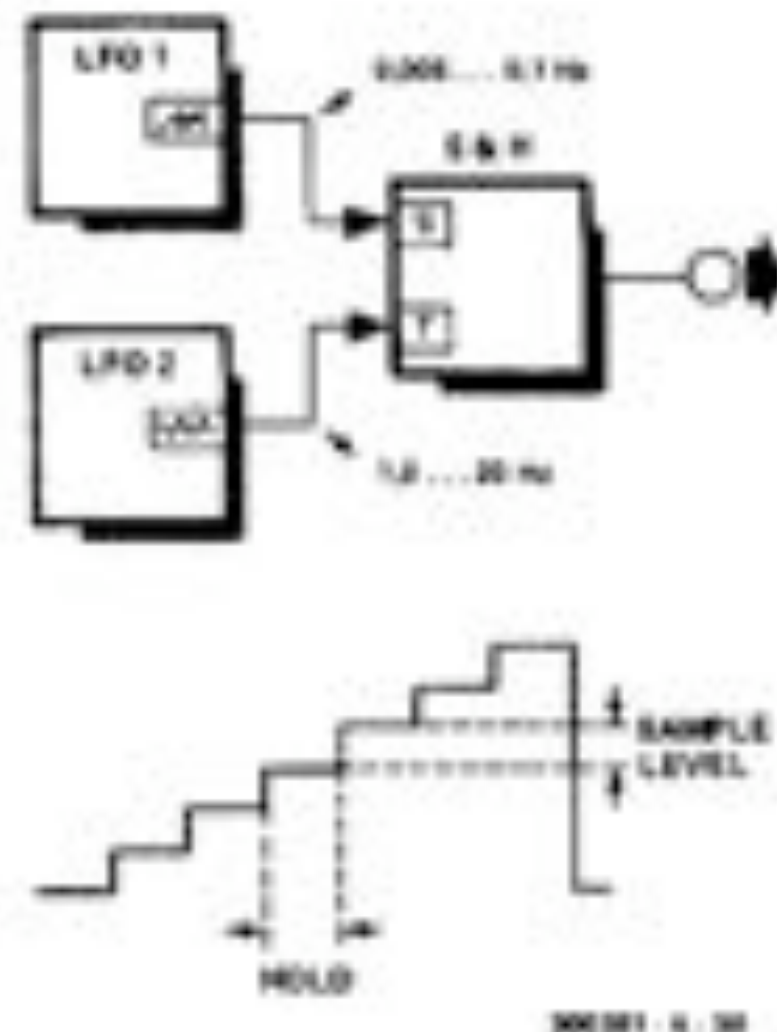
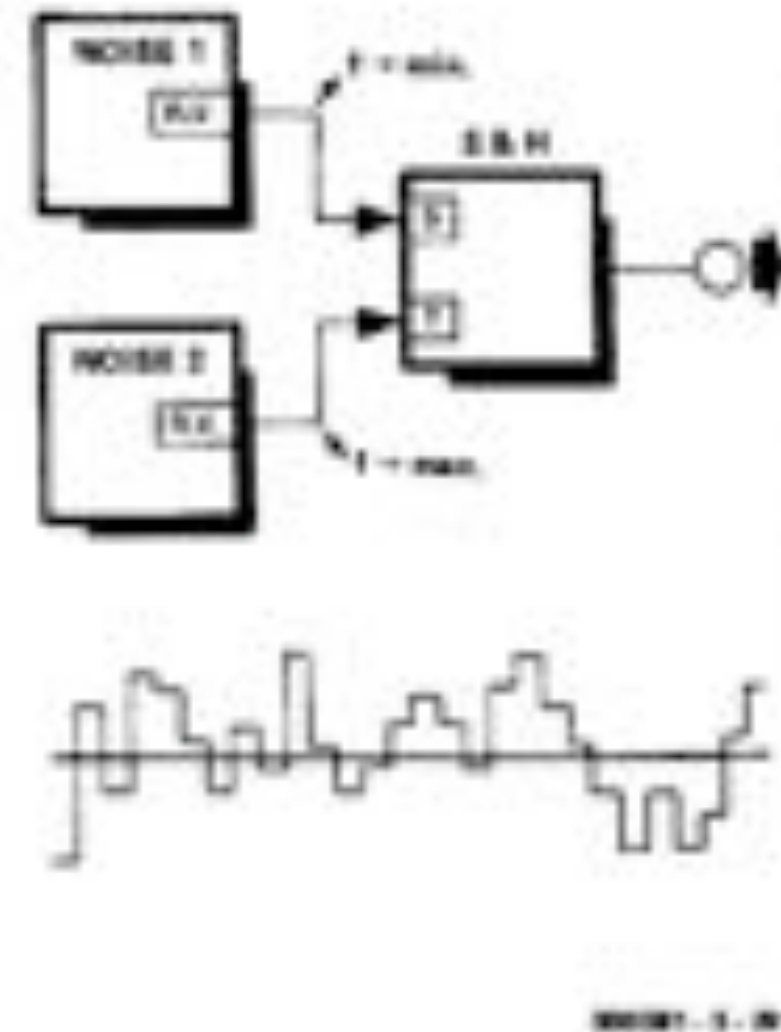


Figure 5. Suggestion de face avant pour le Sample and Hold.

Figure 6. Configuration de base pour l'obtention d'une tension en marches d'escalier. Le LFO 1 délivre une tension en dents de scie ou triangulaire, de fréquence relativement basse, tandis que le LFO 2 délivre une tension de déclenchement sensiblement plus élevée. La hauteur des sauts de tension du signal échantillonné dépend de la forme d'onde de LFO 1, de même que de sa fréquence, tandis que le nombre d'échantillons dépend de la fréquence de LFO 2 et de la valeur du seuil de déclenchement du comparateur.

Figure 7. Configuration de base pour l'obtention de séquences aléatoires. On obtiendra des séquences à caractère semi-aléatoire en combinant les modules NOISE et LFO à l'entrée du S & H.

7



l'entrée de déclenchement (trigger); ajuster ensuite P2 (pendant le "plateau" haut du signal carré) pour que la tension relevée soit de +3,5 V.

### Applications

Pour l'essentiel, les applications du Sample & Hold tournent autour de tensions en marches d'escalier plus ou moins régulières, selon le type de tension à échantillonner que l'on y applique.

A l'intention des bricoleurs, voici encore un petit "tuyau" qui n'est pas dépourvu d'intérêt. Il s'agit de faire suivre l'échantillonneur/bloqueur par un générateur d'impulsions réalisé à l'aide d'un multivibrateur monostable du type 74121, que l'on commandera à travers un transistor pour la mise en forme de l'impulsion de déclenchement. Les séquences d'impulsions (de durée variable) et de fréquence aléatoire sont particulièrement intéressantes pour le déclenchement des ADSR.



# Générateur d'harmoniques

## Waveform Processor (WP)

Cinq formes d'onde par VCO, c'est pas mal. Et pourtant, plus d'un musicien en mal d'inspiration s'est déjà demandé si ça n'irait peut-être pas mieux avec quelques formes d'ondes en plus. Qu'à cela ne tienne! Avec le montage, au demeurant fort simple, que nous allons examiner à présent, nous introduisons une notion nouvelle dans le répertoire déjà vaste du FORMANT: la modulation de forme d'onde... Celle-ci pourra être faite "à la main" ou à l'aide d'une tension de commande, comme toute modulation digne de ce nom.

Les formes d'onde délivrées par le circuit de la figure 1 méritent qu'on les regarde à l'oscilloscope, il s'agit d'un circuit émetteur (clipping), redresseur et amplificateur (a-symétrique, permettant de colorer plus ou moins un ou deux signaux sinusoïdaux ou triangulaires. Renforcer l'harmonique 3, ou doubler la fréquence du signal d'entrée, générer des ondes trapézoïdales, voilà quelques-unes des possibilités de ce module.

Il est particulièrement intéressant de noter que le niveau d'éclatage est variable et commandé en tension. On y a accès soit par un potentiomètre, soit par connexion d'une source extérieure (ADSR ou LFO). On obtient notamment des effets de déphasage ou de chœur, selon la vitesse à laquelle évolue la tension de commande. Si par contre celle-ci est un signal audible (sortie d'un VCO), on obtiendra des sons du type "modulateur en anneau".

Il va de soi que ce module a des caractéristiques électriques parfaitement compatibles avec les autres modules du FORMANT.

La figure 3 propose un dessin de circuit imprimé ne comportant qu'un seul de ces générateurs d'harmoniques, dont le bricoleur pourra envisager la multiplication (deux ou trois, voire quatre) sur un même circuit au format européen. Dans ce cas-là, il faudra opter pour une face avant de grande taille en raison du grand nombre de potentiomètres et de mini-jacks.

A défaut d'oscilloscope, on se contentera de l'illustration d'un exemple de modulation de forme d'onde que donne la figure 2. Il s'agit de quatre types de signaux différents obtenus à partir de la même forme d'onde triangulaire.

Si l'on se contente d'un seul générateur d'harmoniques, la face avant proposée par la figure 4 conviendra, à condition d'utiliser des potentiomètres à axe de 4 mm.

On notera avec plaisir que la réalisation de ce module ne pose aucun problème, du fait qu'il n'y a pas le moindre ajustage à faire. C'est peut-être une raison suffisante pour se laisser tenter... juste pour voir!

### Liste des composants pour le générateur d'harmoniques

Résistances:  
R1, R2, R3, R9 = 56 k  
R3, R7 = 120 k  
R4 = 56 Ω  
R5 = 470 k  
R6 = 100 k  
R10 = 32 k  
R11 = 470 Ω

Potentiomètres:  
P1 = 100 k lin.  
P2 = 100 k log.  
P3, P4 = 50 k log.  
P5 = 10 k lin.

Condensateurs:  
(MKCH, MKC)  
C1, C2, C3 = 500 n  
(470 n + 100 n)  
C4, C5 = 10 µF/25 V

Semiconducteurs:  
D1 = DUS  
IC1, IC2, IC3 = µA 741 C

Others:  
4 x mini-jacks  
1 x connecteur 31 broches ou pinout

## Applications

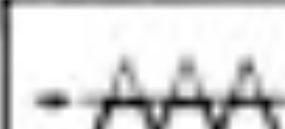

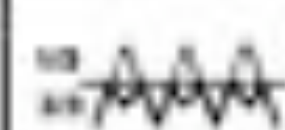
La figure 5 illustre la fonction des potentiomètres P1 et P5. Les figures 6 et 7 proposent deux configurations particulièrement efficaces.

Ce module est, on l'aura sans doute déjà compris, comme le modulateur en anneau, destiné surtout aux utilisateurs du FORMANT qui sortent des chemins battus et des gammes rabâchées. Mais ceci n'empêche en rien les autres de se laisser tenter. Le synthétiseur n'est-il pas une espèce d'auberge espagnole où chacun apporte ce qu'il désire manger?

Figure 1. Schéma du générateur d'harmoniques.

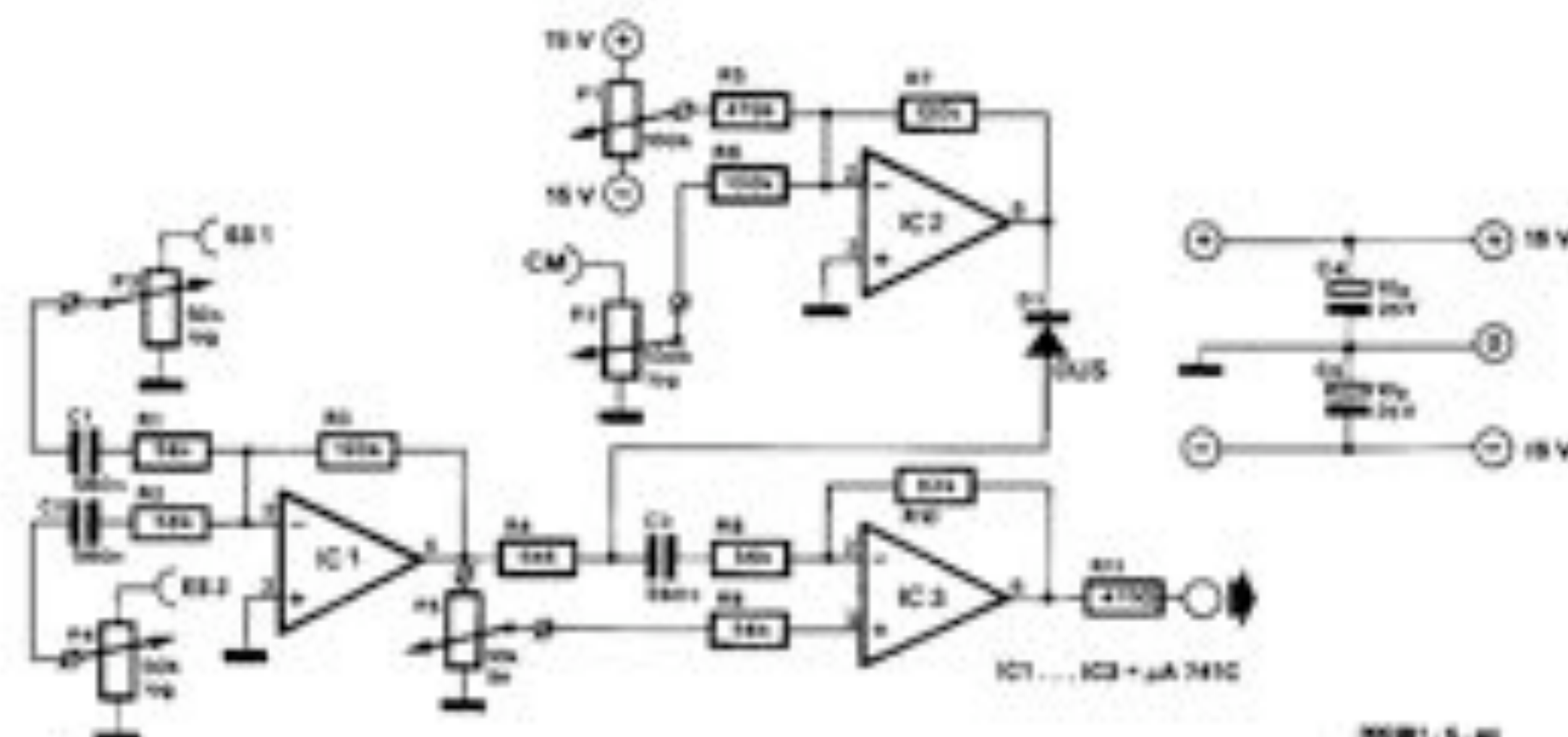
Figure 2. Modulation de la forme d'onde d'un signal triangulaire à l'aide du générateur d'harmoniques.

2

	a) élargissement du signal (commandé en tension)
	b) doublement de la fréquence
	c) accentuation du 3ème harmonique
	d) amplification asymétrique

SCHEM 1 - 4 - 81

1



SCHEM 1 - 5 - 81



3

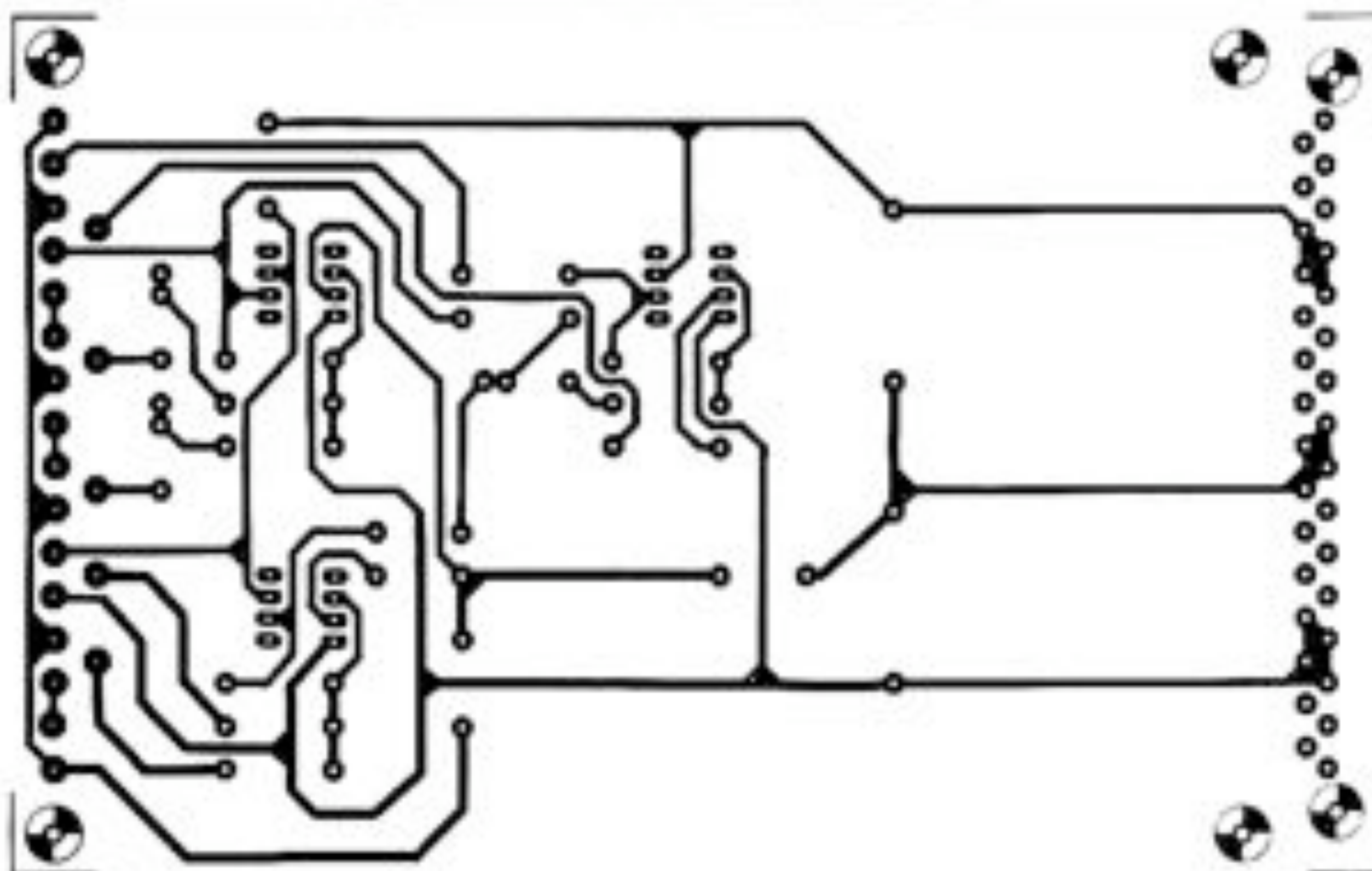


Figure 3. Circuit imprimé d'un seul générateur d'harmoniques; les dimensions du circuit permettraient d'y loger au moins deux générateurs. Ceci impose toutefois une face avant de grandes dimensions.

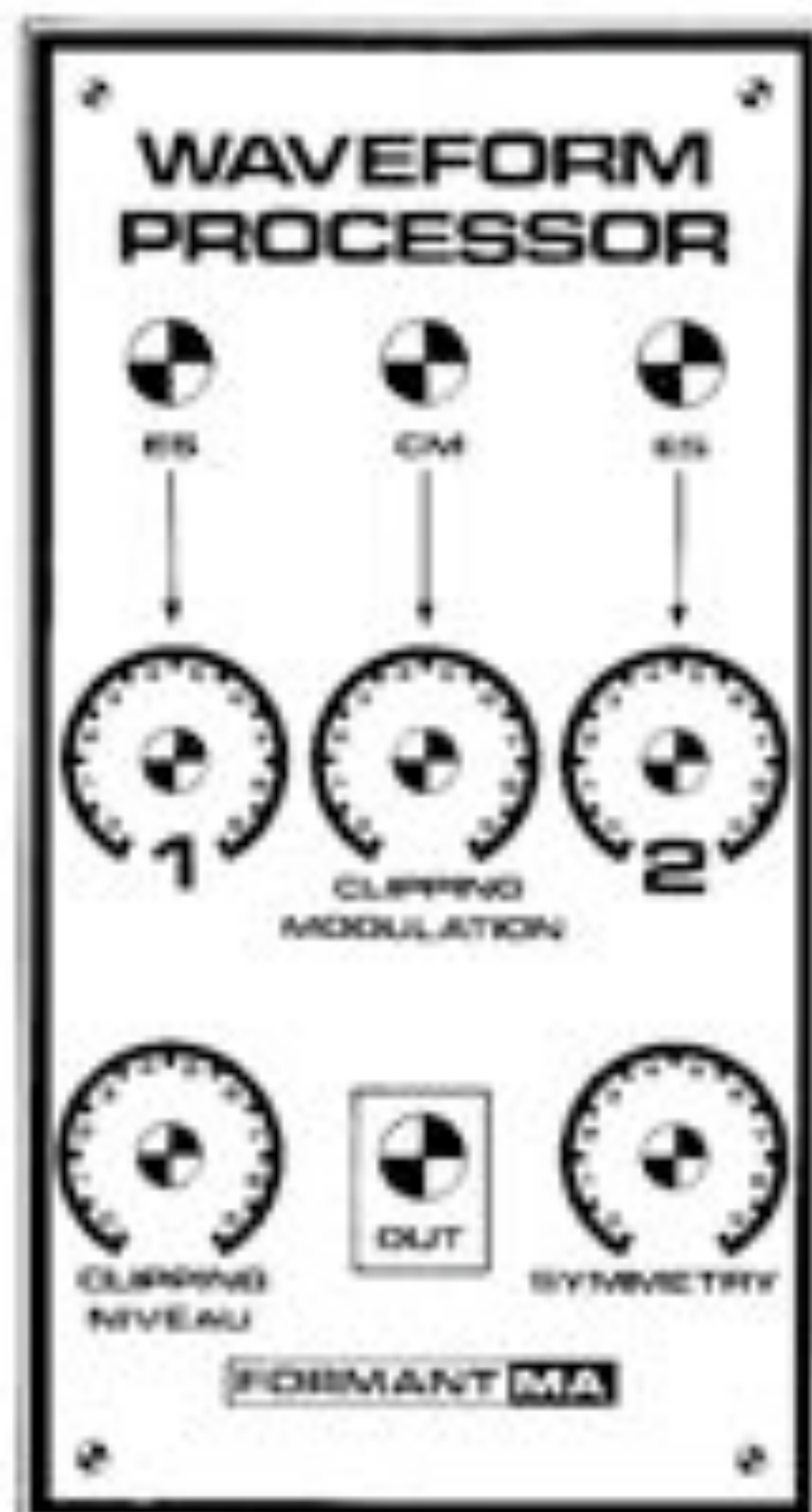
Figure 4. Proposition de face avant.

Figure 5. Illustration du principe de fonctionnement des potentiomètres P1 ("clipping niveau") et P5 ("symmetry").

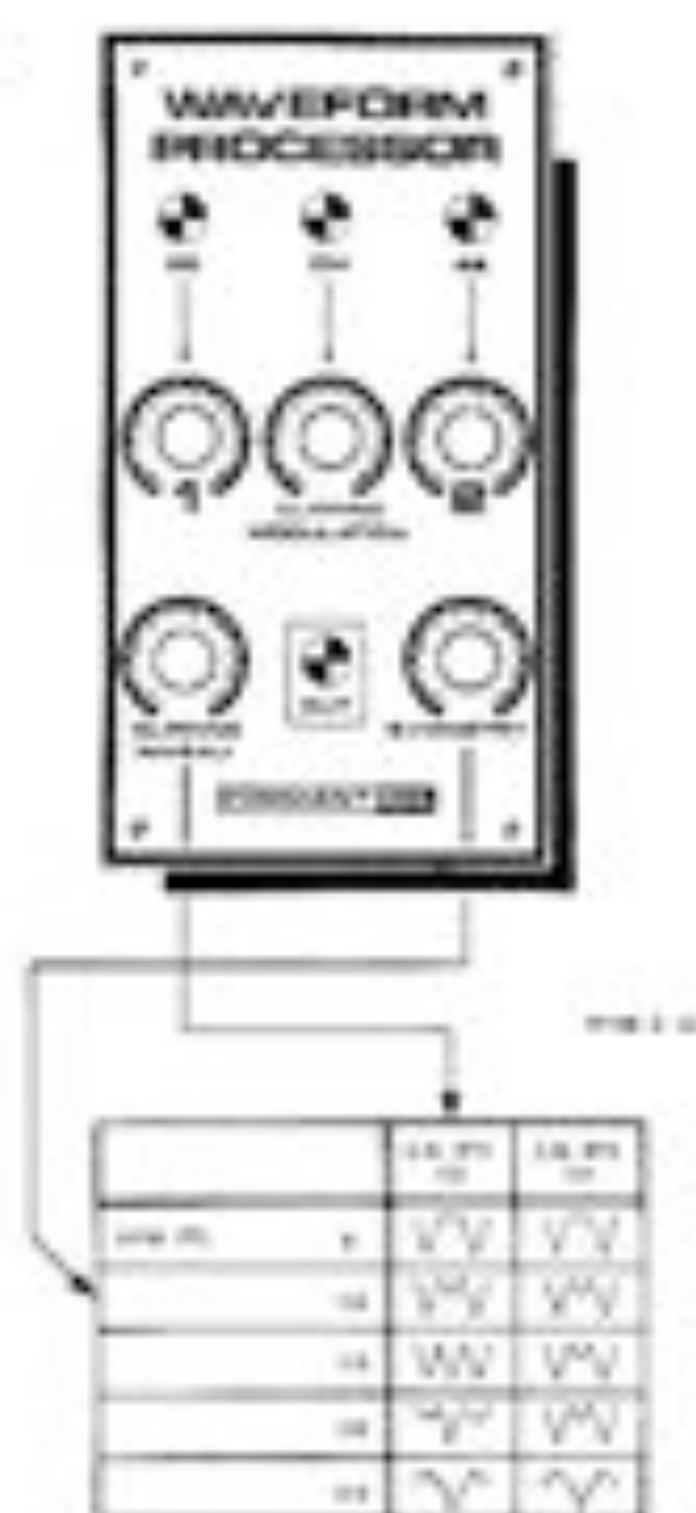
Figure 6. Configuration de base pour la modulation de forme d'onde avec le générateur d'harmoniques.

Figure 7. Cette configuration permet d'obtenir des sons du type "pong" ou "cloche".

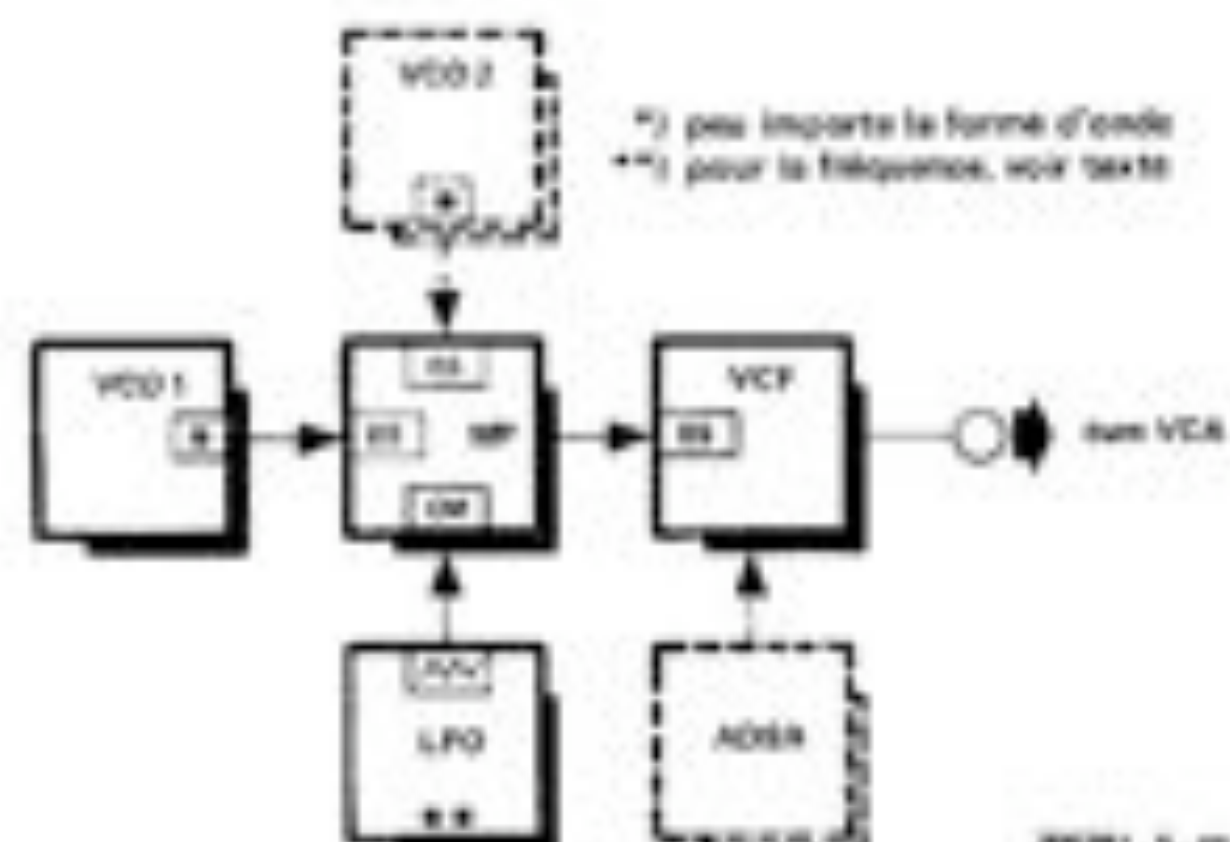
4



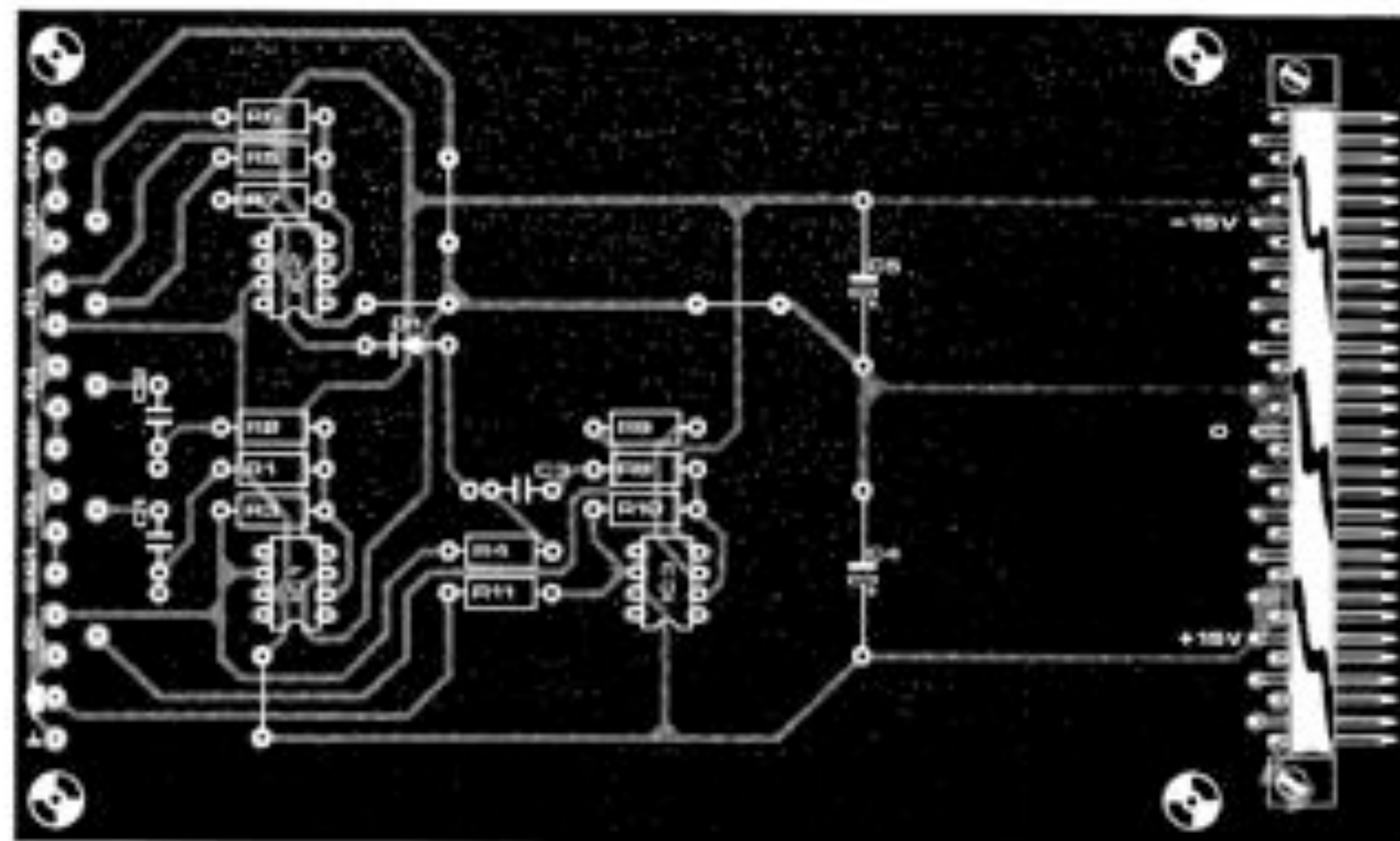
5



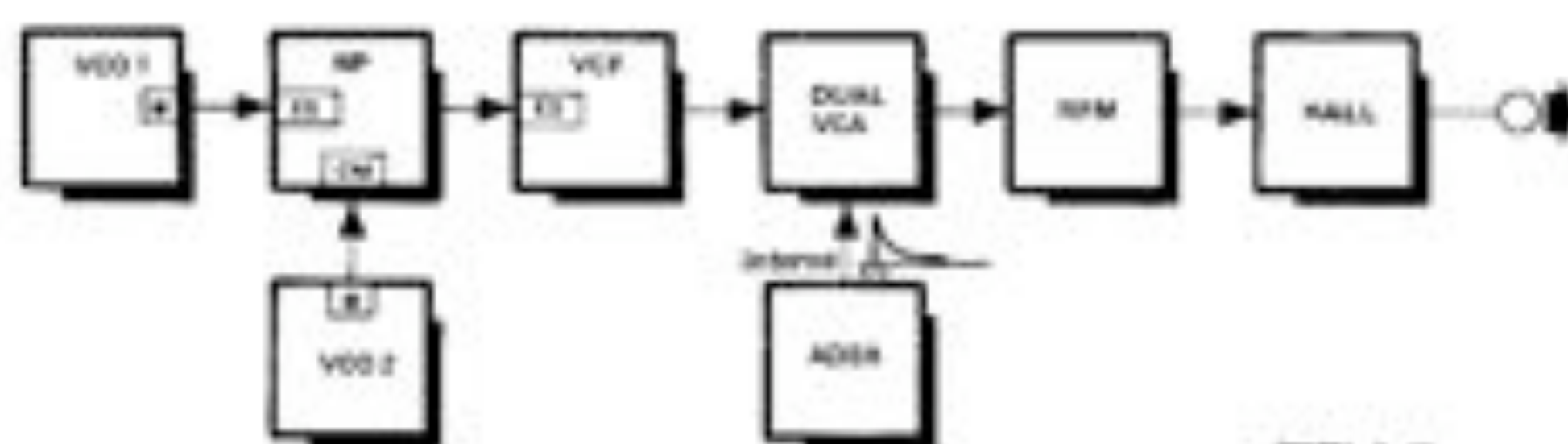
6







7



FORMANT - 1 - 40

\* sinus, triangle ou carré = l'effet le plus intéressant est obtenu lorsque les VCO sont accordés à la quarte

## Mélangeur

### Mixer

Si vous goûtez aux joies que procure ce module ne serait-ce qu'une seule fois, vous ne pourrez plus vous en passer. Il pourra être monté dans l'une ou l'autre des deux versions proposées et permettra de mixer des signaux de modulation, des signaux de commande et même des signaux audio. Le circuit est doté d'une entrée pour signaux provenant de microphones, guitares électriques, orgues, etc. Le niveau de chaque canal est réglable indépendamment des autres; on dispose en plus d'un réglage de niveau général. À la sortie, on trouve le signal somme, mais aussi le même signal inversé. Le mélange des tensions délivrées par les divers modules d'un synthétiseur n'est pas propice à un mélange direct par câblage; l'interférence entre les signaux est parfois gênante et de toutes façons, il n'est pas question de dosage dans ce cas-là. Si l'on désire par exemple moduler la largeur d'impulsion

d'un VCO à l'aide de la sortie d'un autre VCO et en même temps celle d'un (ou pourquoi pas deux) LFO, cela ne pose aucun problème avec le mélangeur que nous allons décrire.

### Le circuit

Le schéma du mélangeur apparaît sur la figure 1 dans toute sa simplicité. Bien qu'il n'y ait aucune espèce de bizarrerie, nous allons le décrire à l'intention de nos lecteurs peu accoutumés à ce genre de montages. L'amplificateur opérationnel IC1 est assez sensible pour accepter des signaux compris entre 10mV et 1,5 V<sub>CC</sub>, ce qui correspond au niveau des signaux du FORMANT. On en déduit que ce circuit pourra être attaqué aussi bien à l'aide d'un capteur de guitare que d'un micro à condensateur. Le niveau du signal d'entrée pourra être atténué au besoin à l'aide de P1, dont D1 et D2 écrètent les éventuels "excès". Le signal de sortie d'IC1 rejoint alors les 5 autres signaux d'entrée, dont le niveau respectif pourra également être atténué. Le tout est appliqué à l'entrée de

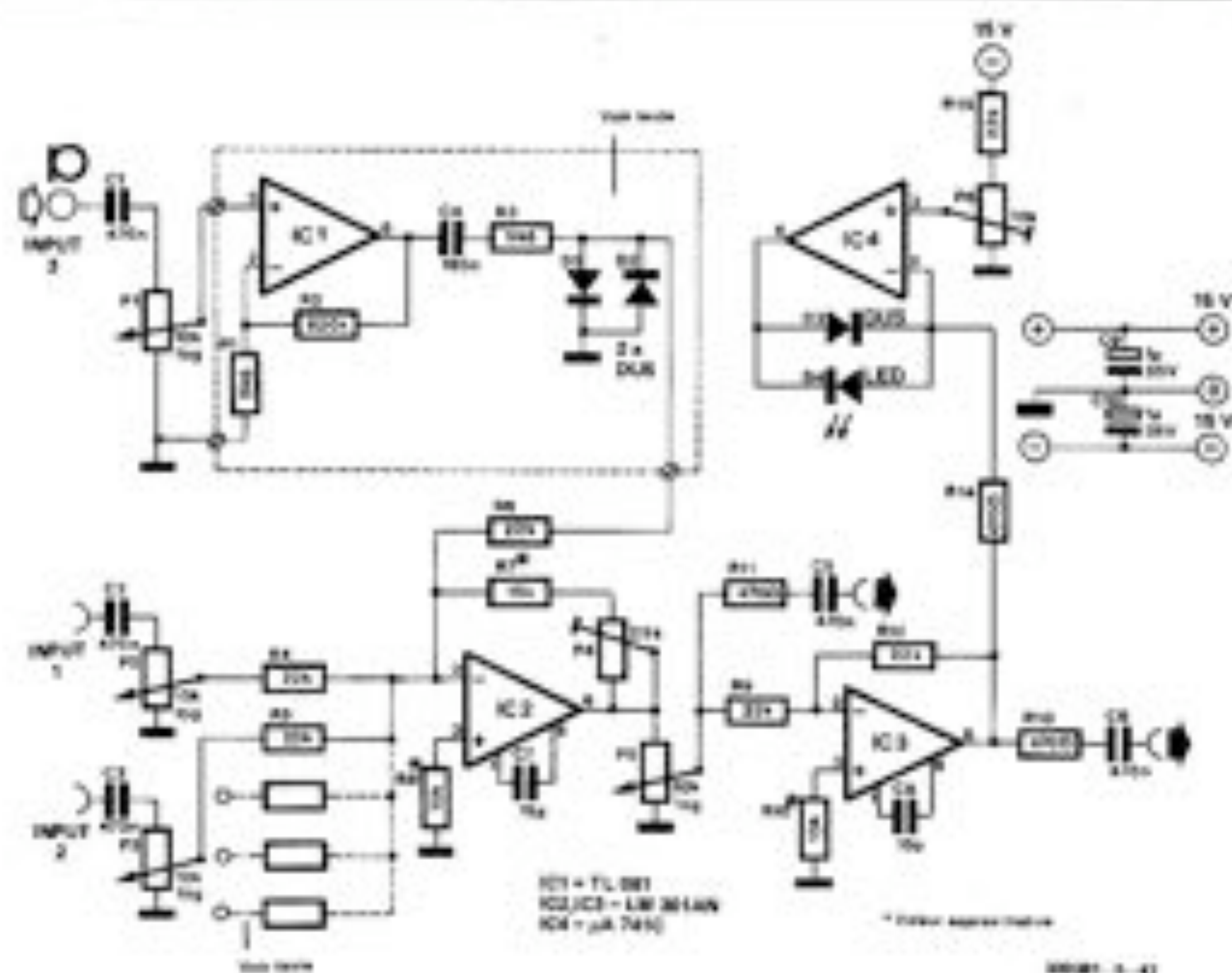
l'amplificateur sommateur IC2, dont le facteur d'amplification est déterminé par la position du curseur de P4. Le signal résultant pourra de nouveau être atténué à l'aide de P5. IC3 est un inverseur à gain unitaire qui restitue au signal sa polarisation initiale. L'impédance des lignes de sortie est faible (500 ohms). L'indicateur à LED monté autour d'IC4 signale à l'utilisateur les surcharges subies par le mélangeur.

### Réalisation et mise au point

Le dessin du circuit imprimé donné par la figure 2 devrait permettre une réalisation aisée. Si l'on ne tient pas à se ménager la possibilité d'utiliser des signaux externes au FORMANT, on omettra la partie du circuit encadrée autour d'IC1 sur la figure 1. Dans ce cas, le point correspondant à la broche 3 d'IC1 et celui qui correspond à la cathode de D2 devront être reliés par un strap. L'entrée 3 sera équipée d'un mini-jack de 3,5 mm au lieu de 6,35 mm. La figure 3 montre comment il est possible d'étendre les capacités



1



# Liste des composants

## Résistances:

lance de carbone, 5 %

R1, R3 = 5k6

R2 = 820 k

R4, R5, R6, R8, R12,

R15 = 22 k

R7 = 15 k

R8, R10 = 10 k

R11, R13, R14 = 470  $\Omega$

## Potentiomètres:

P1, P2, P3, P5 = 10 k log

P4 = 25 k ajustable

P6 = 10 k ajustable

## Condensateurs:

C1, C2, C3, C5,

C6 = 470 n (MM, MKS)

C4 = 150 n (150 n + 30 p)

(MM, MKS)

C7, C8 = 55 p céramique

C9, C10 = 1  $\mu$ /35 V

## Semi-conducteurs:

IC1 = TL 081C

IC2, IC3 = LM 301 AN

IC4 =  $\mu$ A 741 C (Mini-Dip)

D1, D2, D3 = DUS (par ex.,

1 N4148)

D4 = LED

## Divers:

1 x connecteur 31 broches

ou plots

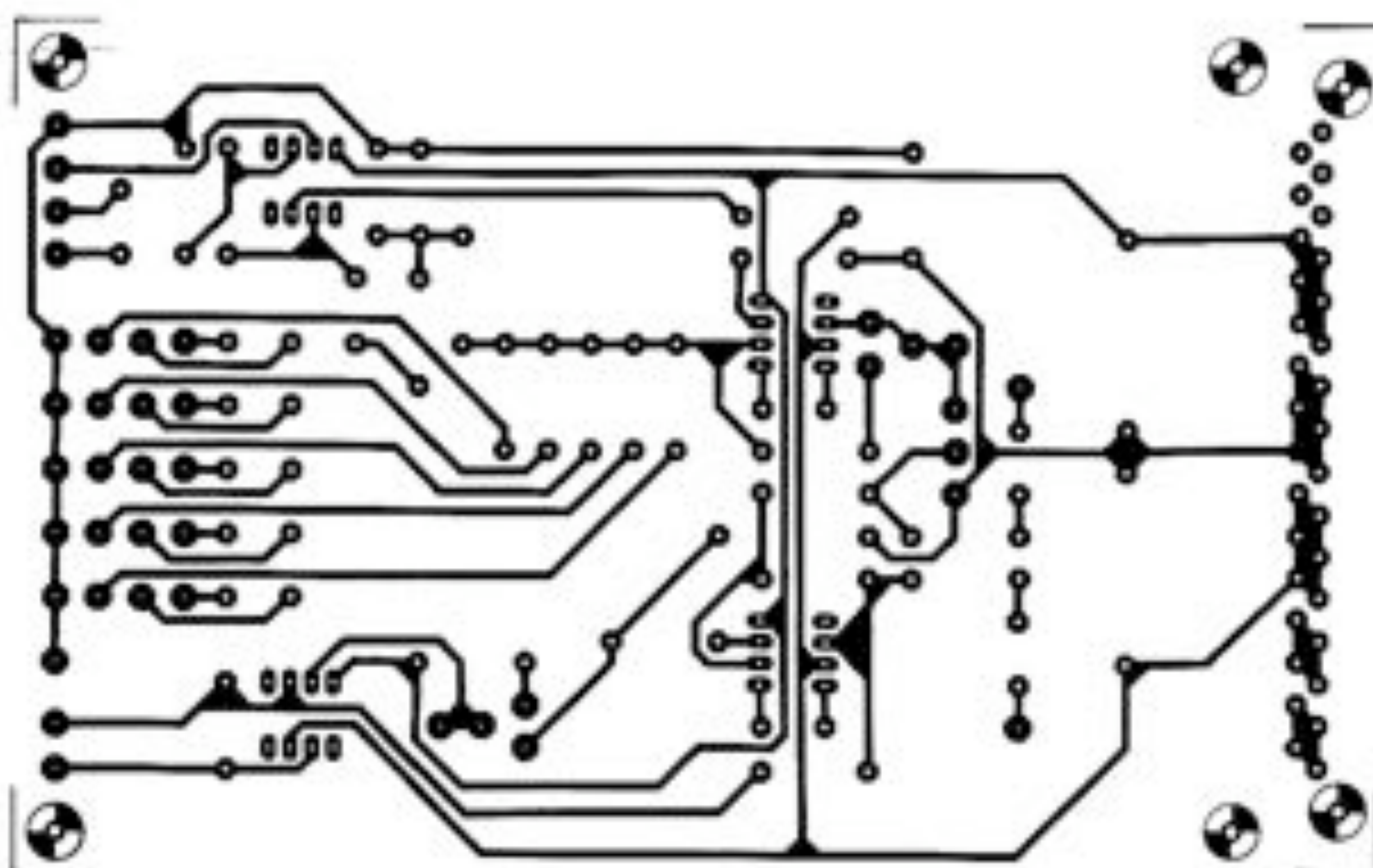
4 x mini jacks 3,5 mm

1 x jack 6,35 mm (voir texte)

1 x bouton  $\varnothing$  6 mm

3 x boutons  $\varnothing$  4 mm

2





3

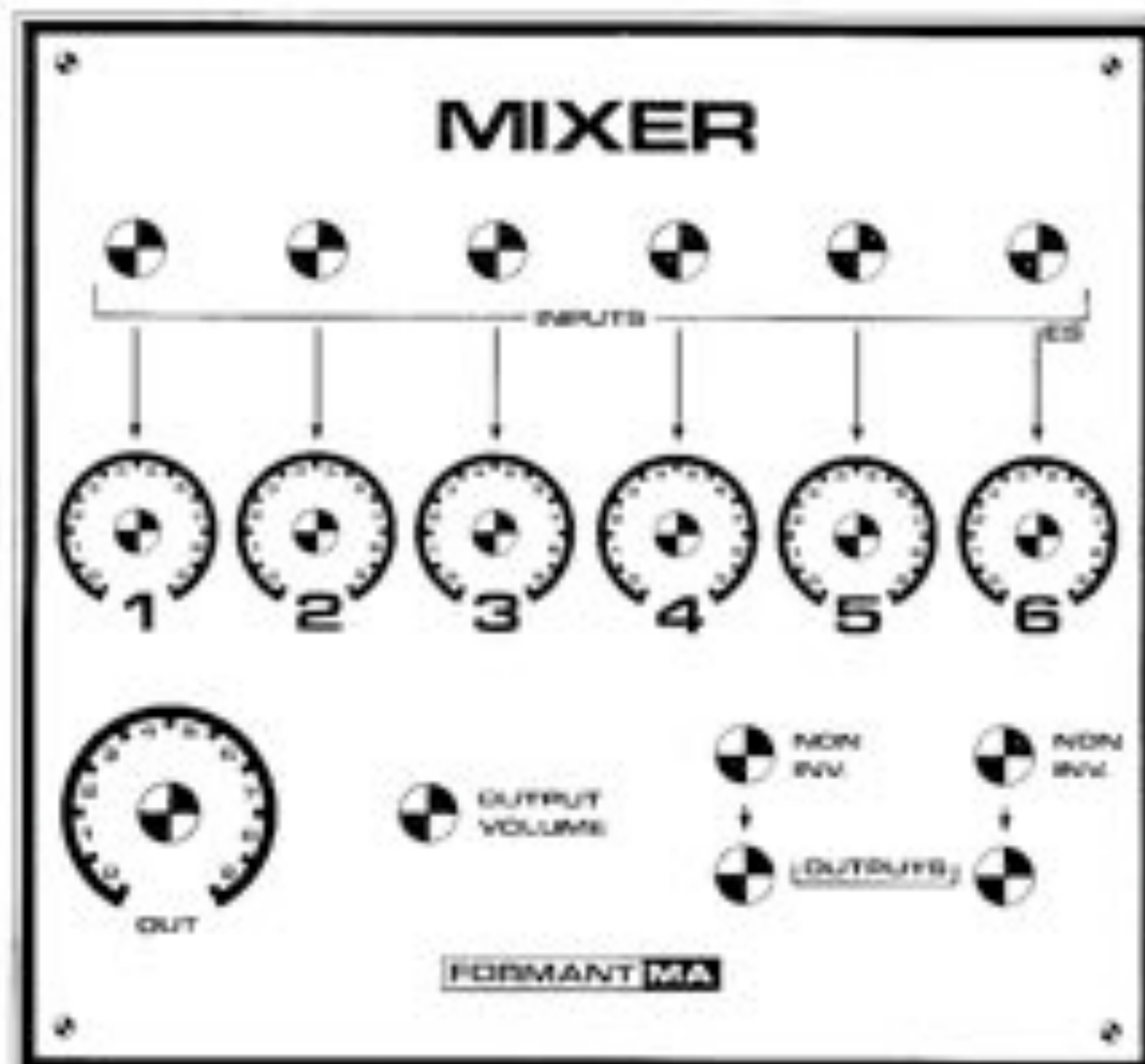
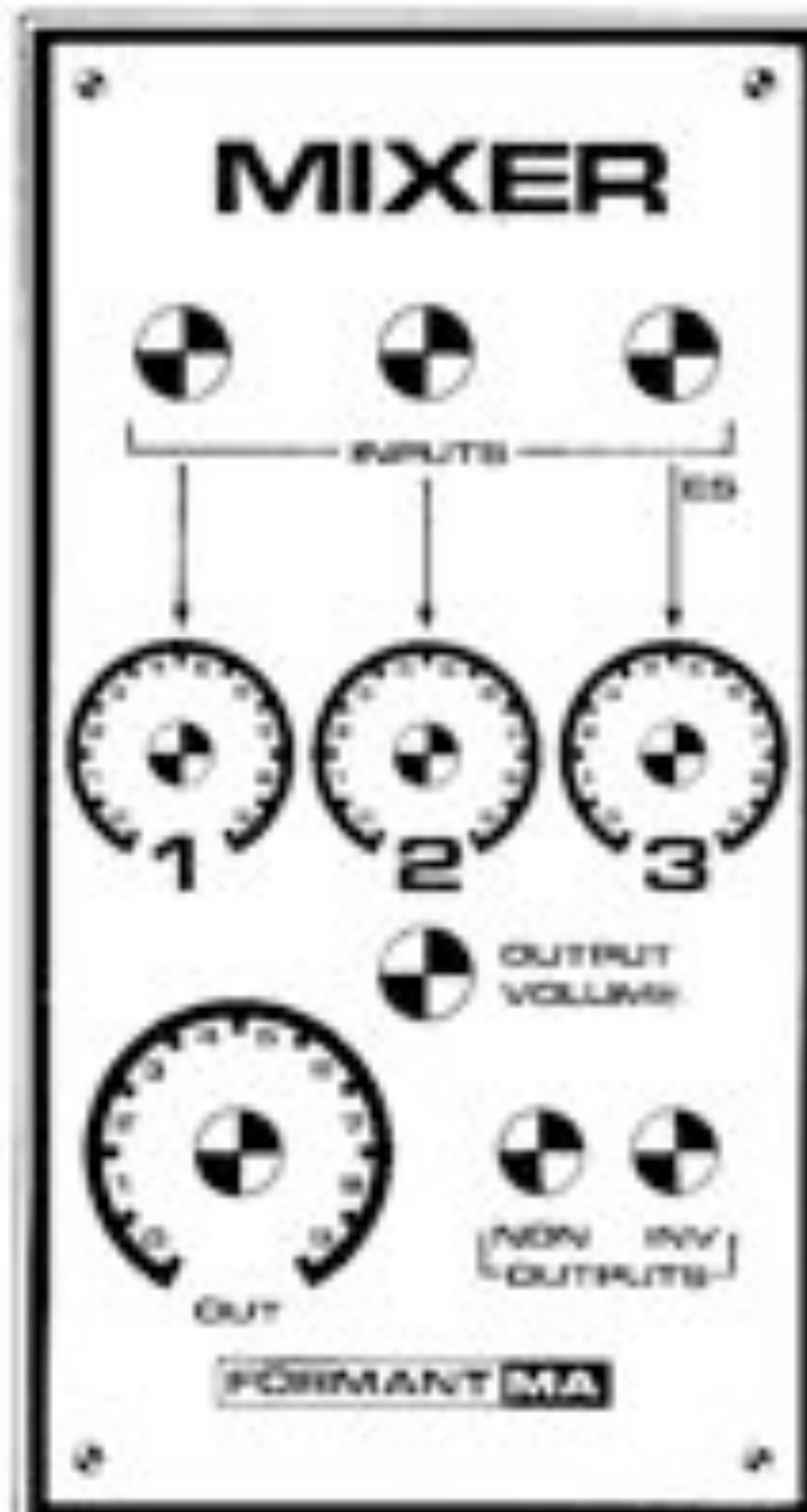
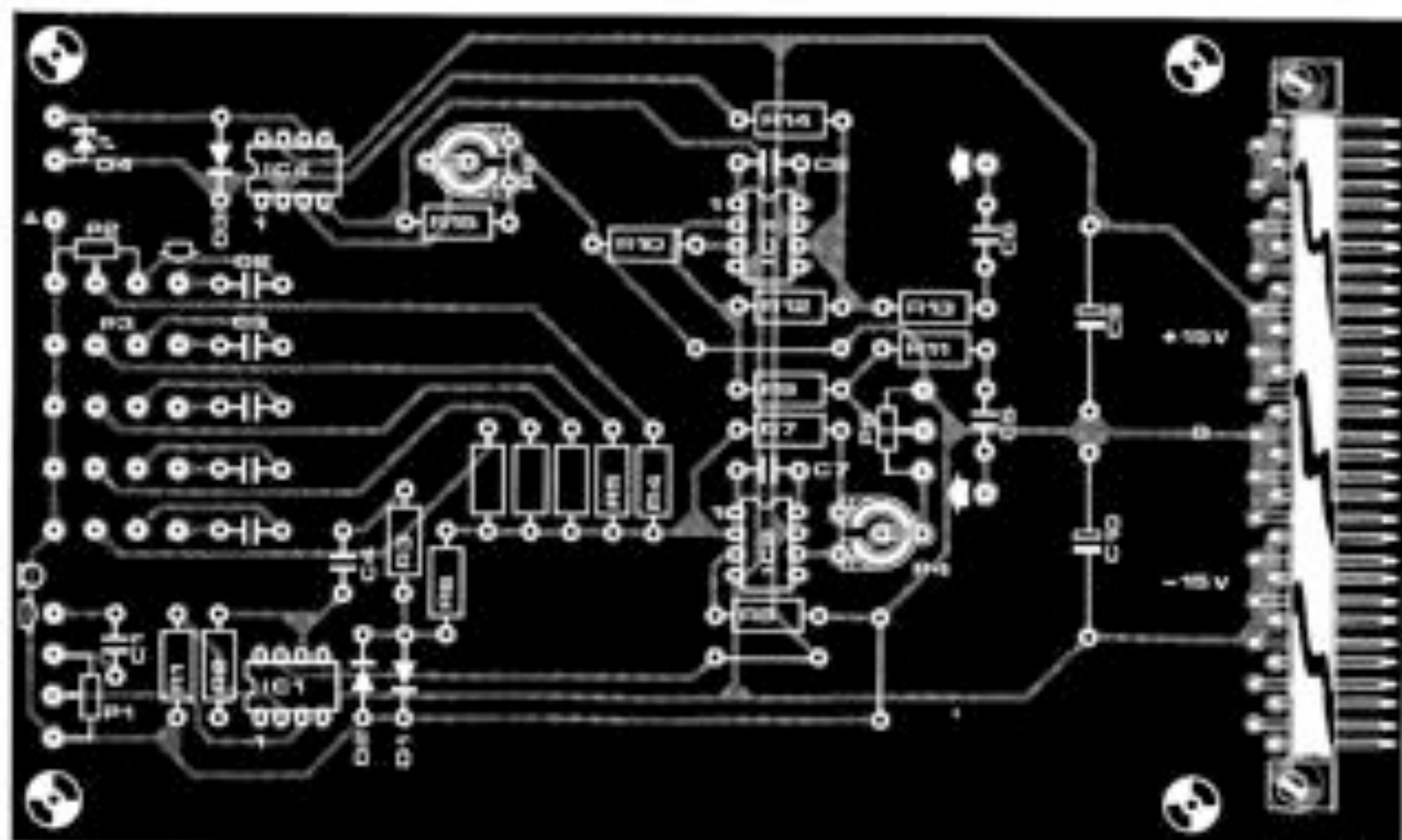


Figure 1. Schéma complet du mélangeur universel qui pourra rendre des services inattendus dans le cadre d'un FORMANT.

Figure 2. Circuit imprimé et sérigraphie pour l'implémentation des composants du mélangeur qui pourra être réalisé en version à trois ou à six entrées. Si l'on ne désire pas réaliser le circuit ES, la partie encadrée de la figure 1 pourra être omise. Un crimp devra relier la broche 3 d'IC1 et la cathode de D2.

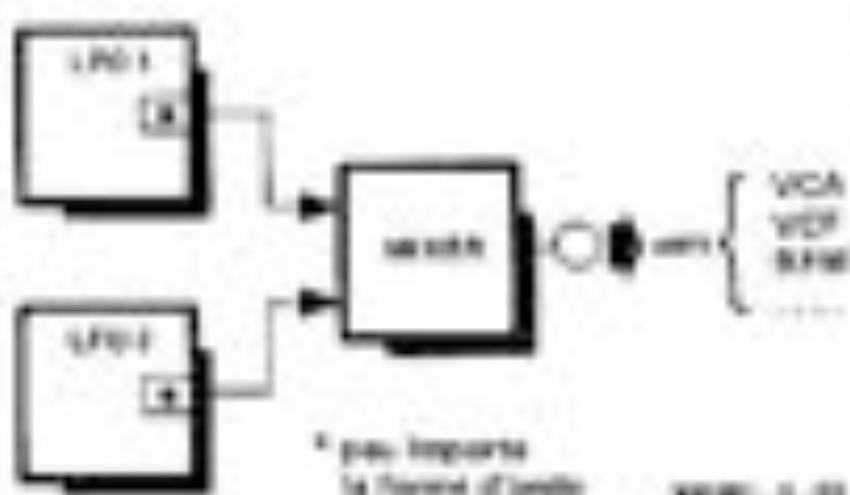
Figure 3. Proposition de faces avant pour le mélangeur. Selon le nombre d'entrées désiré, on choisira l'une ou l'autre version. L'entrée ES est destinée à recevoir des signaux extérieurs au FORMANT.

du mélangeur à six entrées. Il suffira de rajouter le nombre correspondant de condensateurs de 470 n, de potentiomètres de 10 k et de résistances de 22 k. La largeur de la face avant de la version à six entrées est, comme on peut s'y attendre, deux fois plus large que celle de la version à trois entrées. Pour des raisons de place disponible, il a été prévu de ne mettre pour les potentiomètres d'entrée que des modèles à axe de 4 mm.

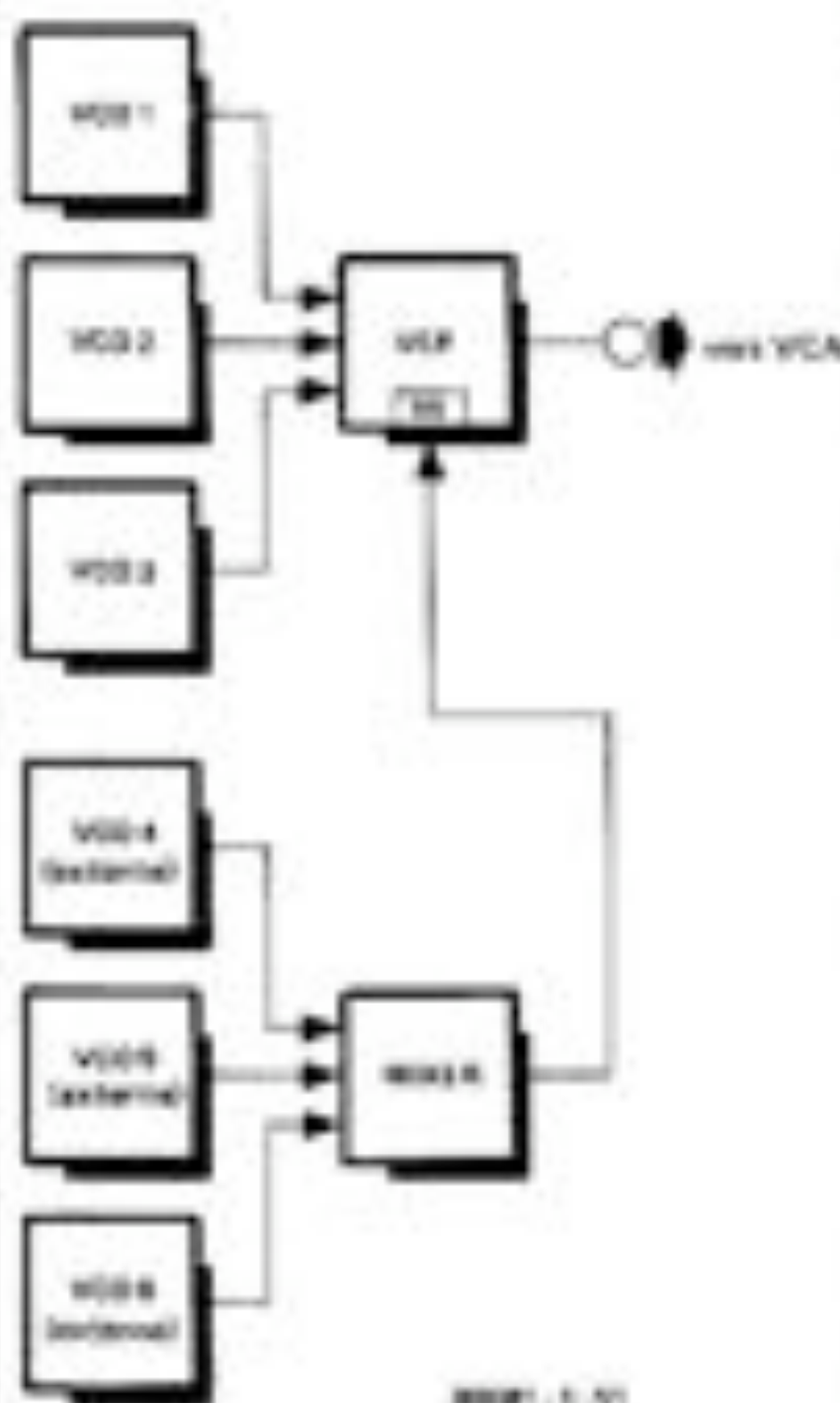




4

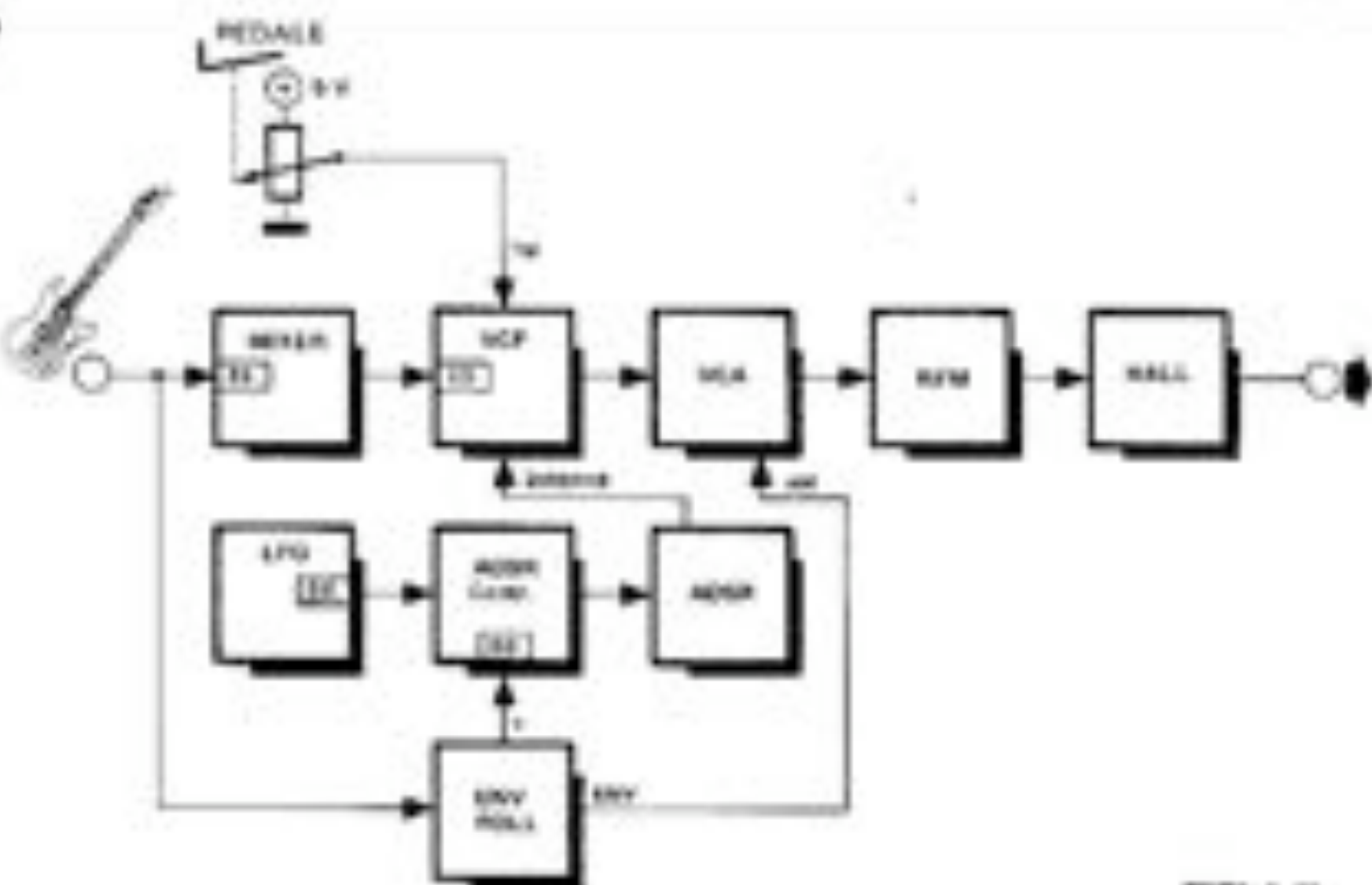


5



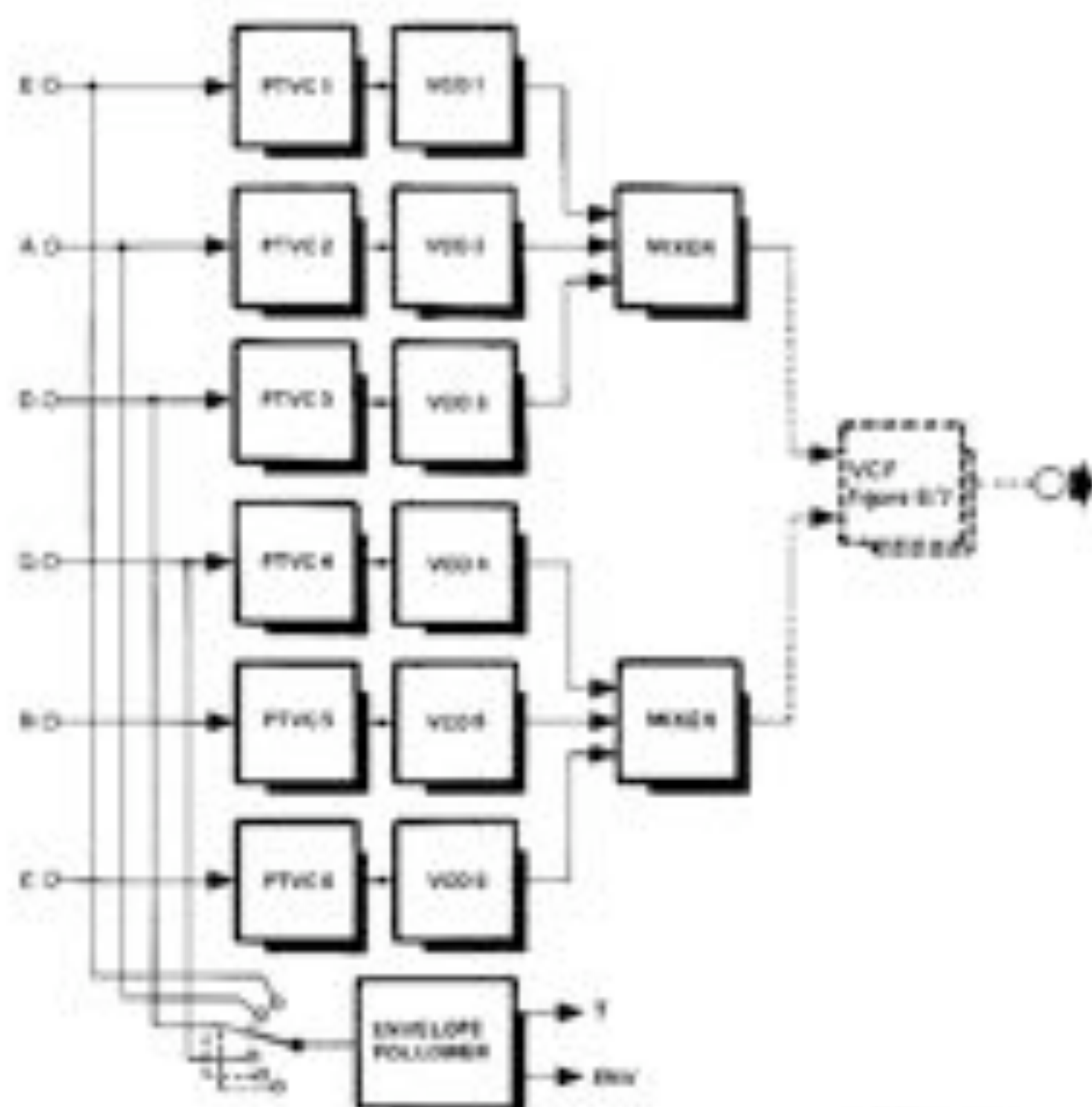
Pour le réglage, il faut ajuster P4 qui déterminera le facteur d'amplification d'IC2 et P6 de telle sorte qu'un signal de 3 V<sub>cc</sub> provoque l'allumage (faible) de la LED D4.

7



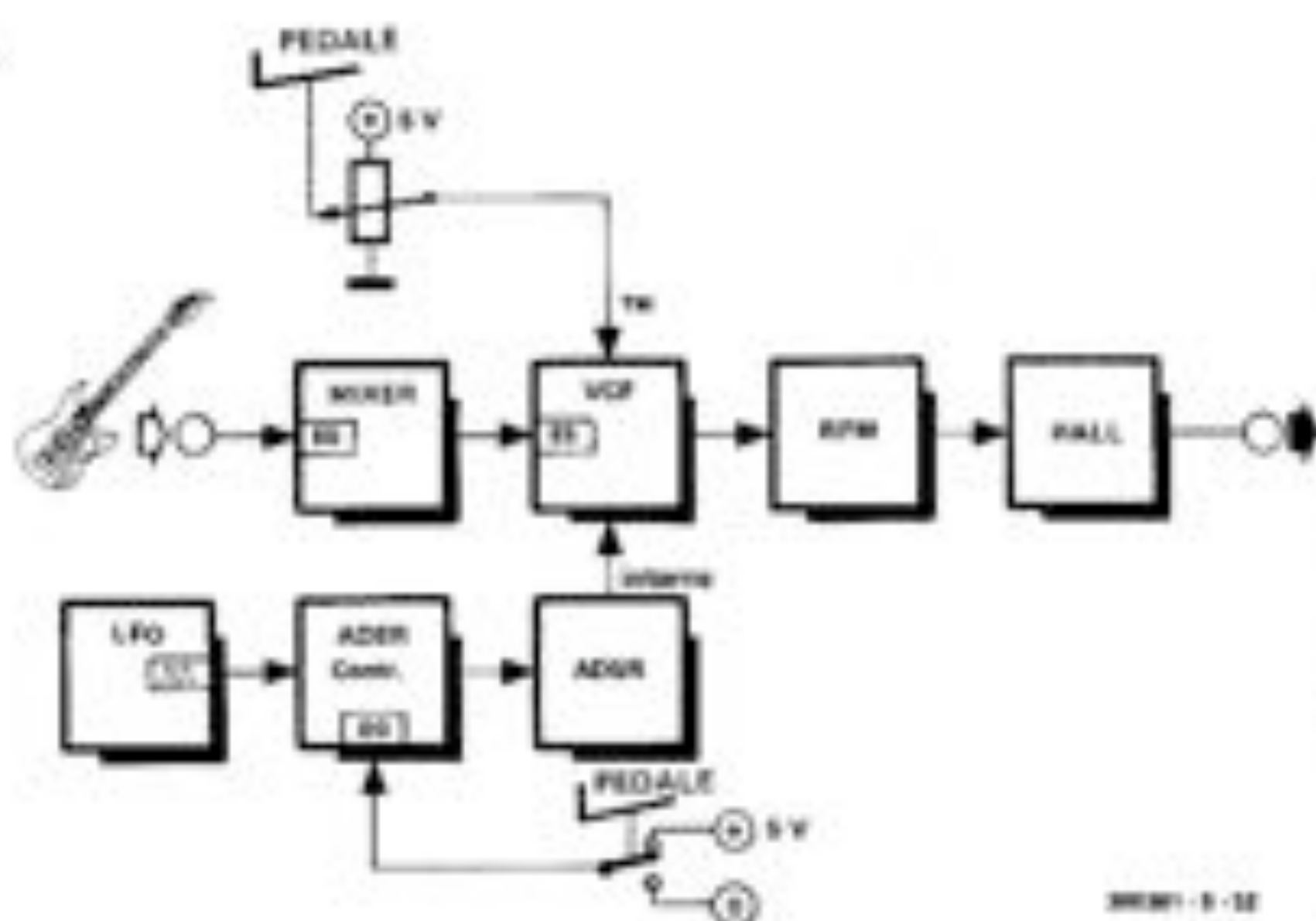
98001 - 1 - 12

8



98001 - 1 - 14

6



98001 - 1 - 12

### Applications

Nous avons déjà suggéré que le mélangeur était vraiment le "truc à tout faire" de notre synthétiseur. On pourra lui appliquer tous les types de signaux que l'on voudra, en vue de commandes complexes des VCO et VCF, etc. Le mélangeur pourra tout aussi bien être mis en œuvre pour "collecter" les signaux de sortie d'un banc de VCO ou de VCF/VCA. Sans parler de l'énorme diversité que permet l'application à l'entrée du mélangeur de divers signaux extérieurs au FORMANT provenant de micros, guitares et autres sources de ce genre. On pourrait parler de synthétiseur pour guitare à propos



Figure 4. Synoptique d'une modulation multiple réalisée à l'aide de deux LFO.

Figure 5. Associé à un banc de VCO, le mélangeur sert à "collecter" les signaux de sortie pour les appliquer au VCF du FORMANT.

Figure 6. La configuration proposée permet de moduler les sons provenant d'une guitare à l'aide d'une pédale d'une part (TMD) et d'un déclenchement (au pied aussi) d'un ADSR.

Figure 7. Les choses se compliquent un tantinet; on a rajouté à la configuration de la figure 6 un détecteur d'enveloppe qui, à partir du signal de la guitare, commande un VCA qui lui-même reçoit le signal de la guitare filtré par le VCF.

Figure 8. Rien n'empêche la réalisation d'un synthé pour guitare à condition de disposer de suffisamment de PTVD.

Figure 9. Inversion de KOV. Exemple d'application typique de deux des modules présents pour la première fois dans ce chapitre. Le mélangeur inverse KOV (le dernier est coté par dessus tête). La tension négative appliquée à la deuxième entrée du mélangeur permet de parcourir toute la plage de fréquences des VCO sans qu'il soit nécessaire de modifier leur potentiomètre OCTAVES. La tension négative pourra être délivrée par un circuit de pédale.

Figure 10. Le mélangeur mis en œuvre pour la réalisation d'un effet de glissando de la fréquence des VCO. On voit d'après le diagramme de la figure 10b que l'importance du glissando est proportionnelle à la durée du DECAY de l'ADSR d'une part et à l'amplification apportée par le mélangeur d'autre part (sans négliger le rôle que joue la position de potentiomètre FM des VCO). Pour les enveloppes automatiques (inverseur en position AD), l'effet de glissando est indépendant de la durée du signal de porte (c'est-à-dire de la durée de l'enfoncement de la touche). Sur le plan musical, les effets obtenus avec des durées d'attaque plus longues sont intéressants aussi. Rien n'interdit d'appliquer le signal résultant de cette combinaison aux entrées TM et/ou AM.

des figures 6 et 7. Si l'on dispose de surcroît d'autant de convertisseurs fréquence/tension (Pitch to Voltage Converter) qu'il y a de cordes sur une guitare (six, bien sûr), il n'y a alors plus aucun doute, c'est un synthétiseur pour guitare que l'on a entre les mains à la figure 8.

#### Remarque

Pour effectuer le mélange de signaux provenant de LFO, ou d'autres signaux continus, il est nécessaire que les entrées 1 et 2 soient couplées en courant continu; c'est-à-dire que les condensateurs C2 et C3 doivent être remplacés sur le circuit imprimé par des straps!

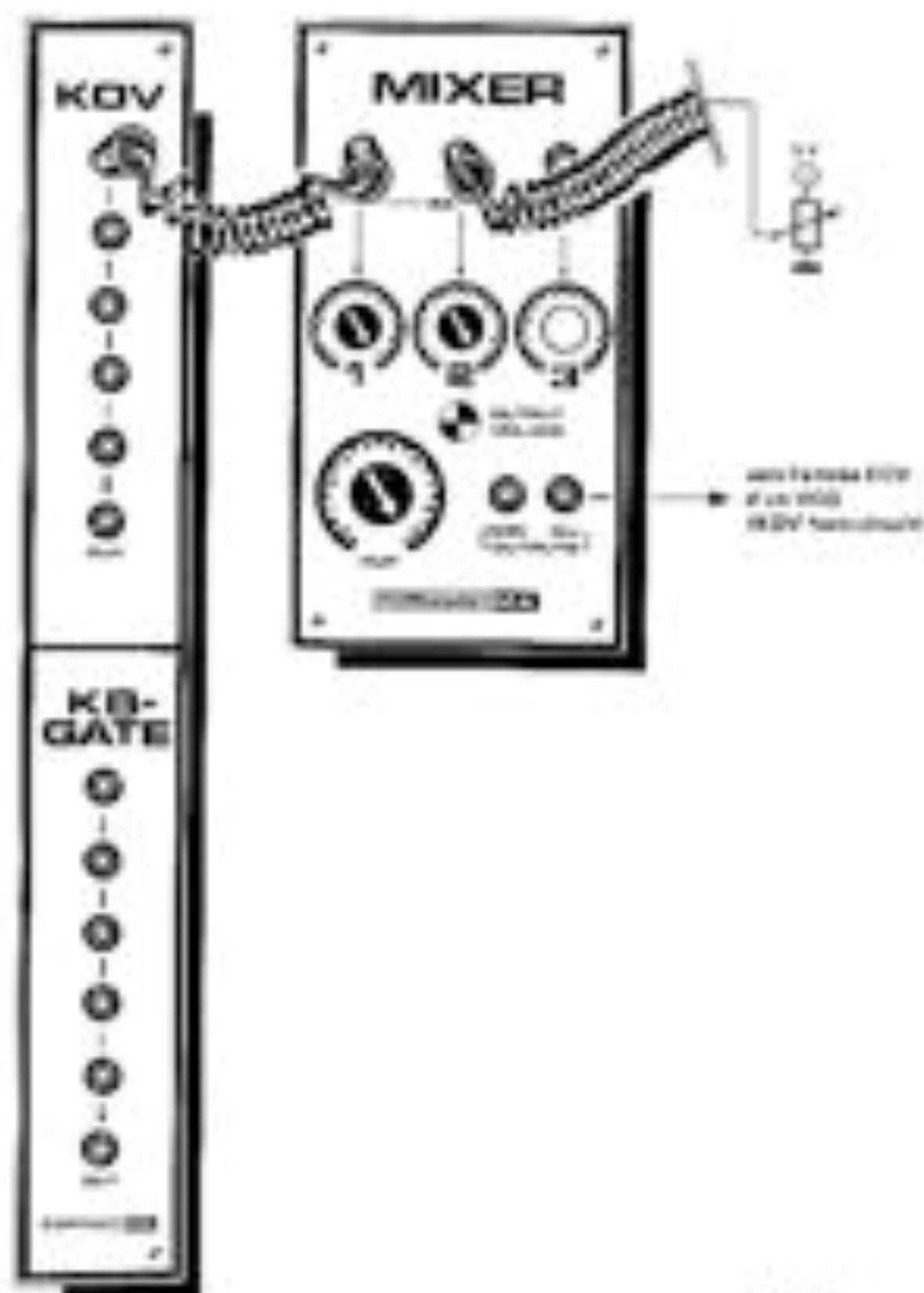


FIGURE 9



FIGURE 10a

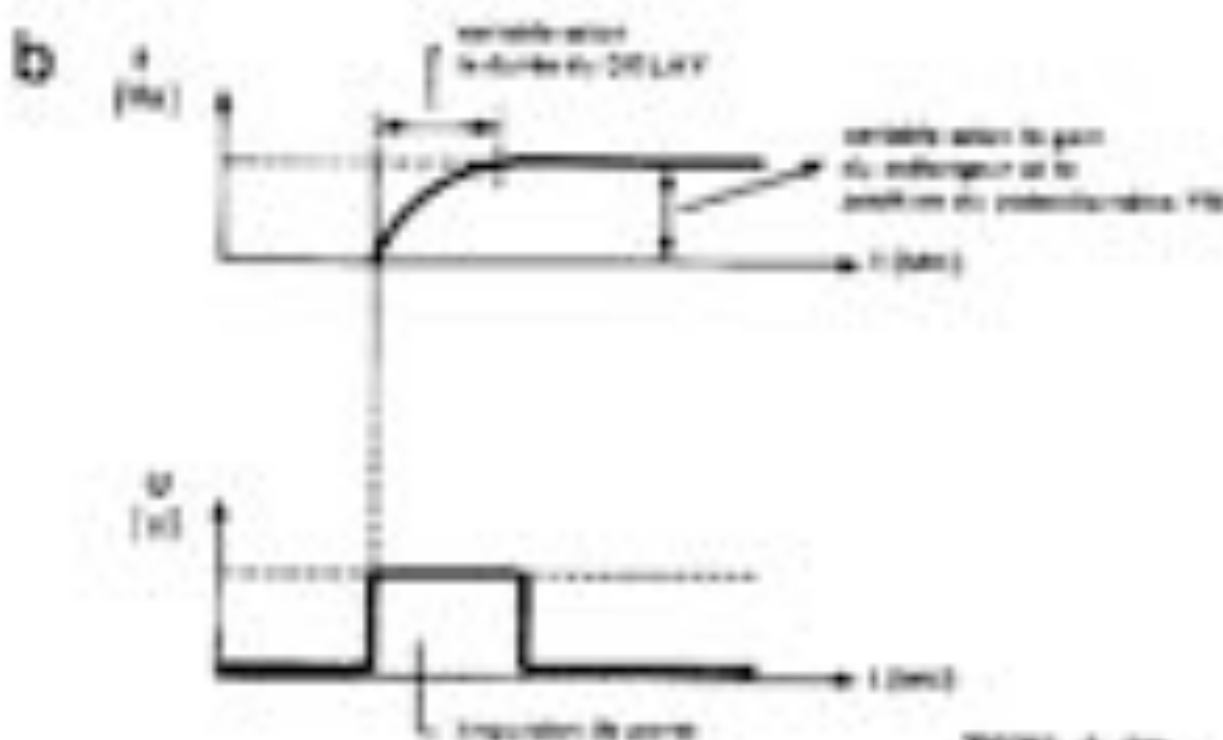


FIGURE 10b



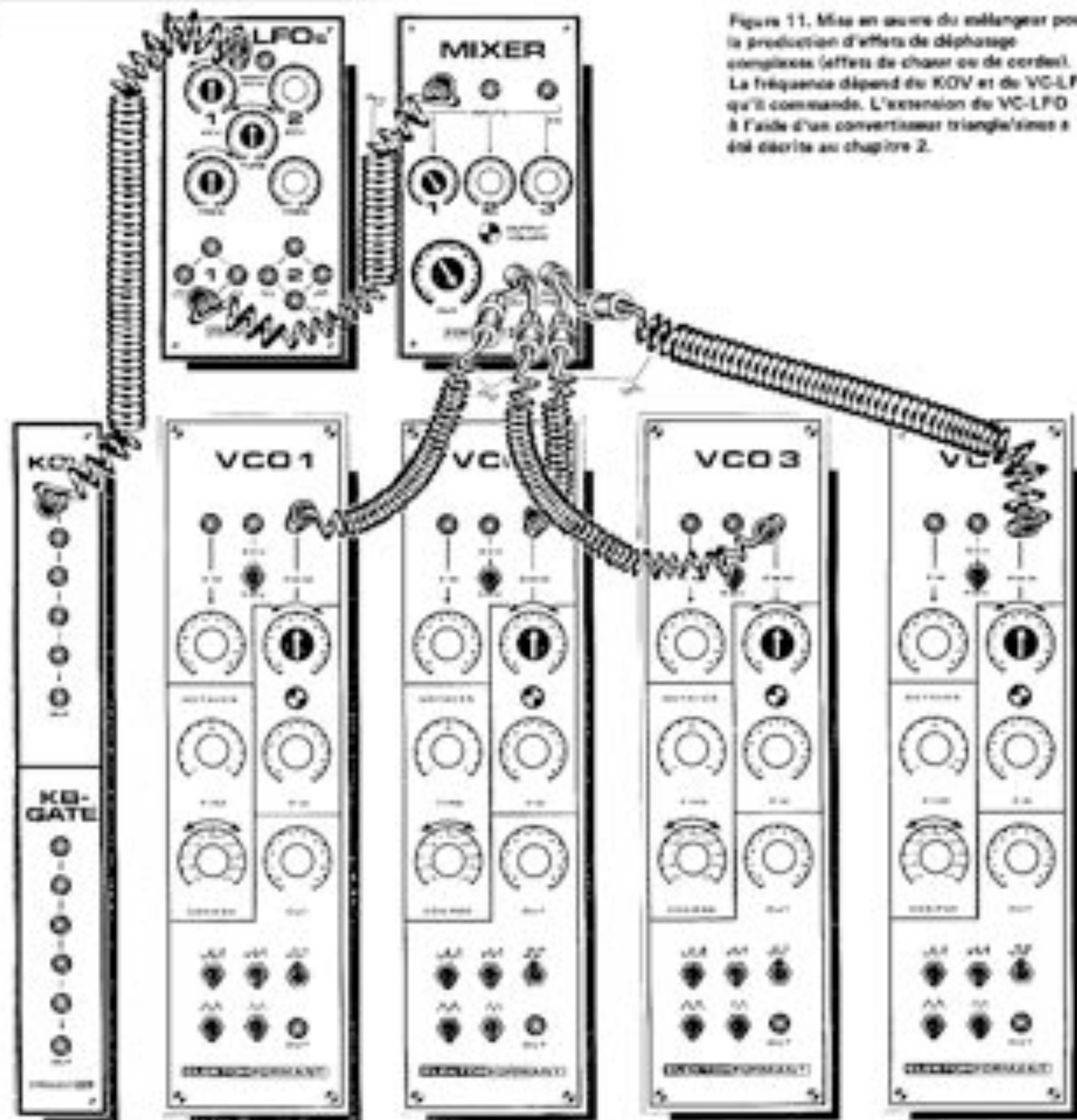


Figure 11. Mise en œuvre du mélangeur pour la production d'effets de déphasage complexes (effets de chœur ou de cordes). La fréquence dépend du KGV et du VC-LFO qu'il commande. L'extension du VC-LFO à l'aide d'un convertisseur triangle/sine a été décrite au chapitre 2.

## Diapason électronique

(Tuning 440 CPS)

Tout le monde n'a pas l'oreille absolue ! Il est aussi des gens qui n'ont pas d'oreille du tout... Entre les deux, il y a la foule de ceux qui aimeraient bien jouer juste. Nous ne parlons pas ici de tout ceux qui ont des oreilles, bien développées certes, mais rien entre elles !

Voici donc un diapason électronique qui se révélera fort utile à nous tous qui n'avons pas le "la" dans l'oreille. L'accord d'un synthétiseur n'est pas une chose facile, surtout lorsqu'il s'agit de le maintenir sur des périodes de jeu relativement longues avec de nombreuses manipulations. La référence à 440 Hz permettra d'accorder le clavier en un clin d'œil (peut-être pas

dès le début mais rassurez-vous, on s'y habitue très vite).

Rien ne justifie ici la mise en œuvre d'un oscillateur à quartz dont la précision est bien sûr enviable, mais pas indispensable. Dans le cadre d'un synthétiseur comme le FORMANT, un oscillateur sinusoïdal de qualité fait l'affaire.

### Le circuit

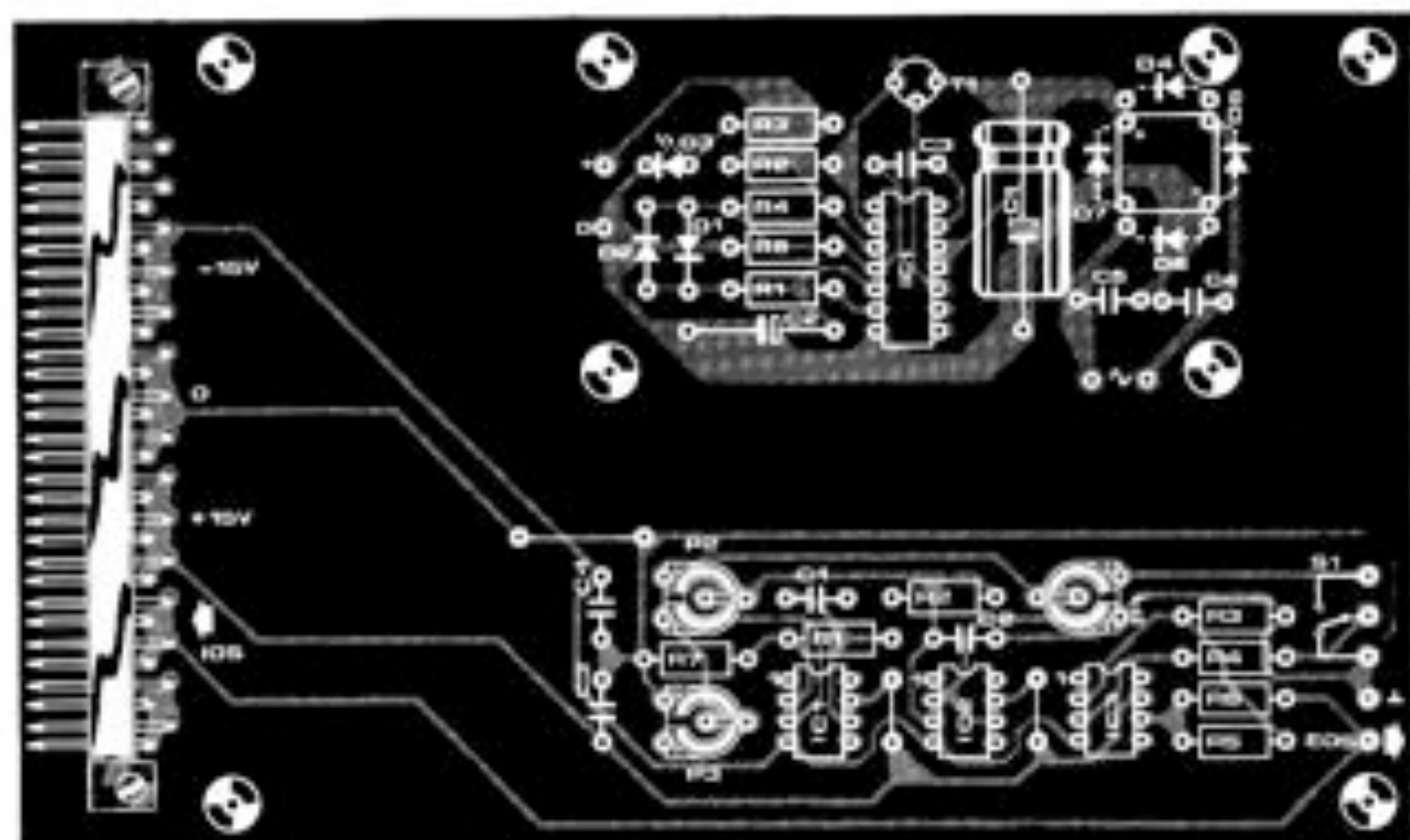
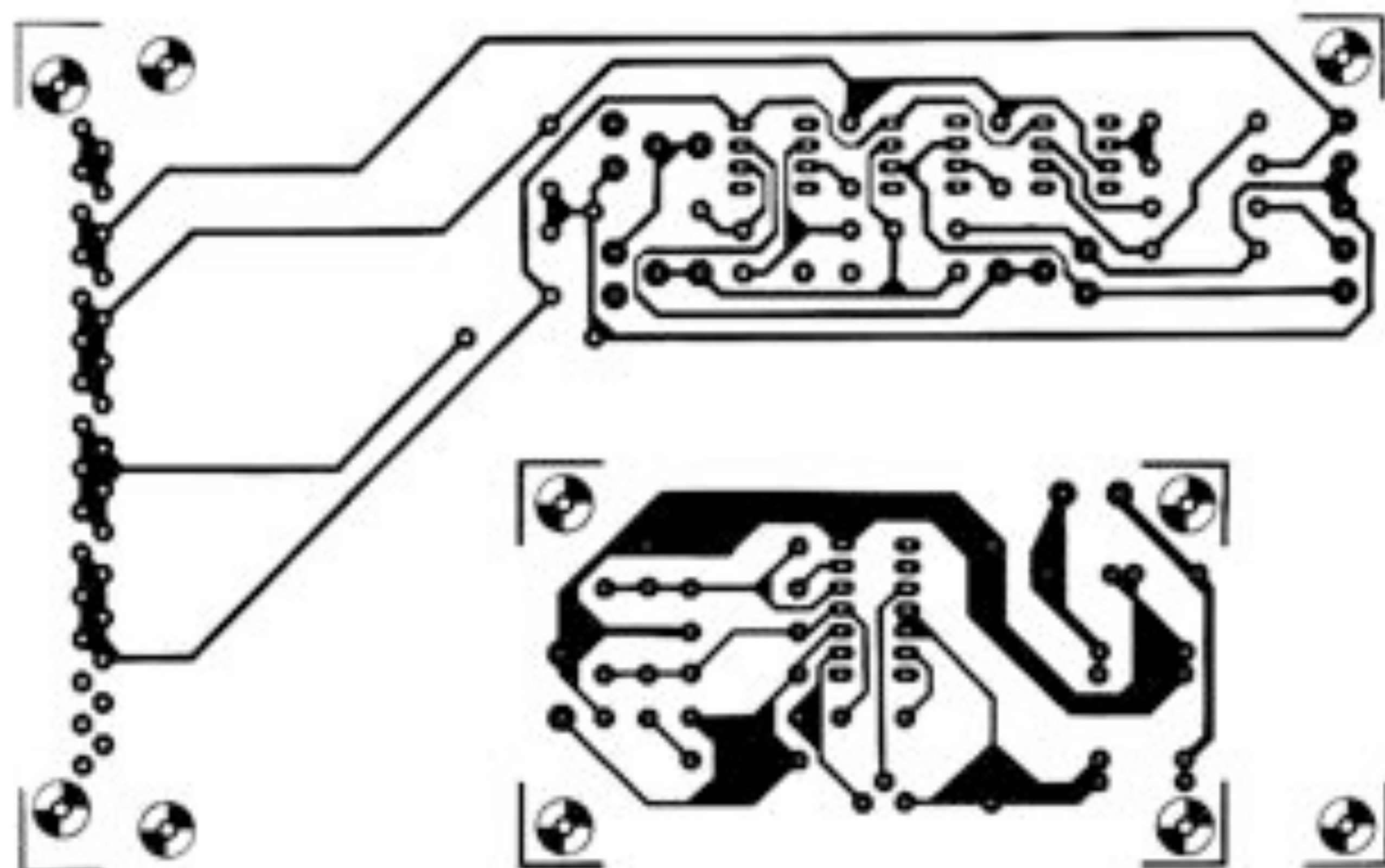
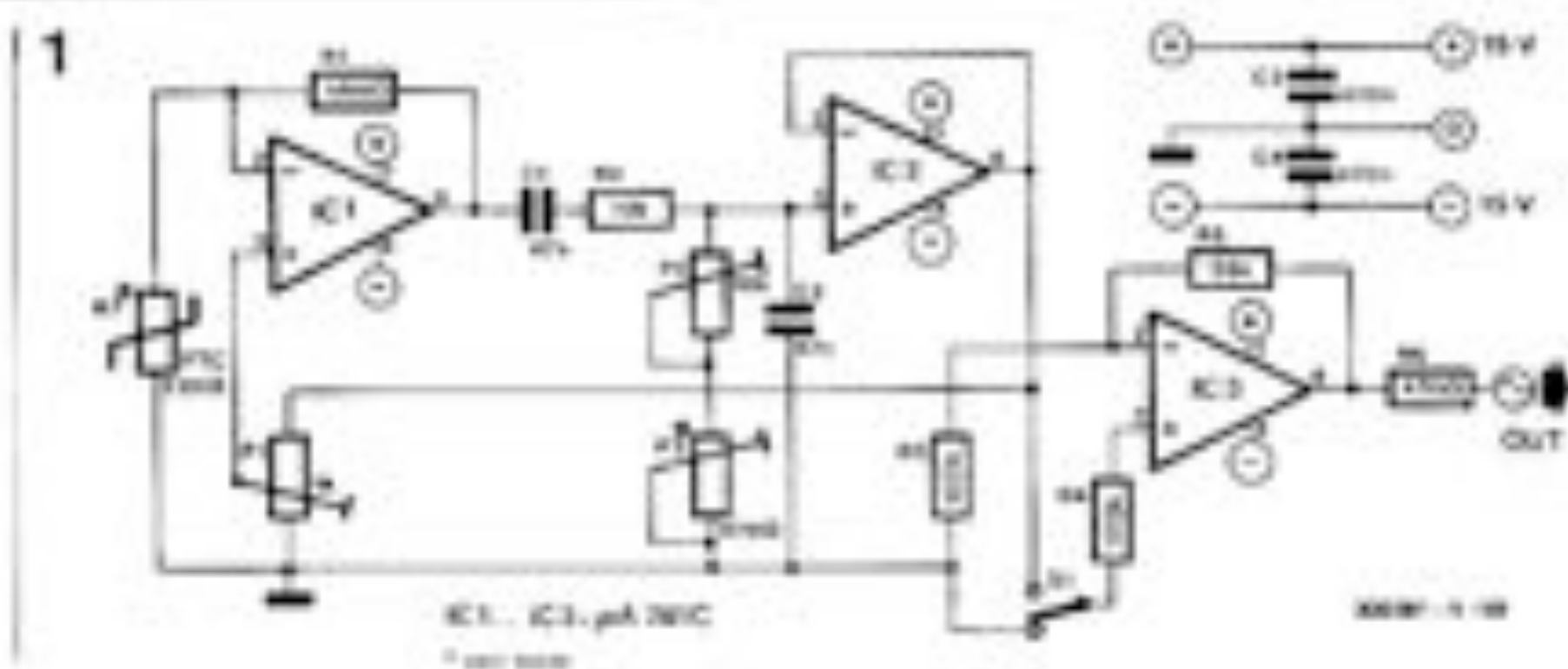
La fréquence de l'oscillateur dont le schéma complet est reproduit par la figure 1 est déterminée par un pont de Wien (dont les documents ne disent pas s'il avait ou non l'oreille absolue). C1, C2, R2, P2 et P3 sont les composants dont dépend la fréquence d'oscillation du circuit construit autour d'IC1 et IC2. Dans le réseau de contre-réaction qui assure la stabilisa-

tion, on trouve P1. L'amplificateur opérationnel IC3 adapte le niveau du signal aux normes du FORMANT sous basse impédance. S1 permet de mettre le diapason hors circuit.

### Réalisation

Grâce à la sérigraphie de la figure 2, l'implantation des composants ne devrait poser aucun problème. Du fait que le circuit tient largement sur une carte au format européen, nous en avons profité pour y loger aussi l'alimentation stabilisée de +9 V qui est décrite dans l'appendice D à la fin de ce livre. L'intérêt de cette alimentation est de permettre aux musiciens-bricoleurs qui disposent souvent d'une foule de petits montages apocryphes de rendre leurs diverses boîtes à effets indépendantes des coûteuses alimentations à piles.







# Liste des composants

## Résistances:

(couche de carbone, 5 %)  
 R1 = 500  $\Omega$   
 R2 = 10 k  
 R3, R4 = 500 k  
 R5 = 56 k  
 R6 = 470  $\Omega$   
 R7 = PTC 220  $\Omega$   
 (voir texte)

## Potentiomètres:

P1 = 1 k ajustable  
 P2 = 10 k ajustable  
 P3 = 470  $\Omega$  (voir texte)

## Condensateurs:

C1, C2 = 47 n MKH, MKS  
 C3, C4 = 470 n

## Semiconducteurs:

IC1 ... IC3 = 741  
 (Mini-Dip)

## Divers:

S1 = inverseur miniature  
 simple  
 1 x mini jack 2,5 mm  
 1 x connecteur 31 broches  
 ou plots

Revenons à notre diapason dont le potentiomètre P3 pourra être monté à proximité de la face avant comme le montre la figure 4. Ceci afin de faciliter la correction de dérives qui seraient susceptibles d'affecter la fréquence de référence avec le temps. On voit sur la proposition de face avant qu'il y a un trou portant la mention "PITCH"; c'est juste derrière ce trou qu'il faut fixer P3 de telle sorte que son axe soit accessible de l'extérieur à l'aide d'un tournevis sans que l'on n'ait à démonter le module, ni à y accéder par la face arrière. Il est recommandé de faire appel à un potentiomètre multi-tours (10 généralement!) qui se prêtera bien à l'usage que l'on veut en faire.

En fait, le seul composant critique est R7: au cas où une résistance PTC de 220 ohms n'était pas disponible chez l'utilisateur, on pourra la remplacer par une ampoule à filament de 6 V, 30 mA.

## Réglage

P1 doit être ajusté de telle sorte que l'amplitude du signal de sortie soit de l'ordre de 2,5 V<sub>CC</sub>. Si l'on relève cette tension à l'aide d'un multimètre universel (doté d'une résistance interne élevée de préférence), il faudra multiplier la valeur effectivement relevée par un facteur  $2\sqrt{2}$  (environ 2,828).

P2 est destiné au réglage grossier de la fréquence de l'oscillateur tandis que P3 permettra l'accord fin. La procédure d'ajustage ne devrait être faite qu'après une dizaine de minutes de fonctionnement. Comme on peut considérer que quiconque se penchant sur la réalisation d'un diapason électronique n'a pas

l'oreille absolue, il va donc falloir trouver une fréquence de référence pour l'ajustage. Celle-ci pourra être fournie soit par un générateur BF de précision, un orgue ou un piano (électronique) accordés (indispensable) soit tout bêtement par un diapason mécanique (chez votre marchand d'instruments de musique).

Tout électronicien qui se respecte dispose d'un fréquencemètre numérique. Cela lui permettra de couper les Hz en quatre.

Notre choix s'est porté sur le "la" officiel de 440 Hz, mais l'oscillateur que nous proposons n'en oscille pas moins dans une plage comprise entre 350 Hz et 750 Hz, laissant ainsi à l'utilisateur le choix de sa fréquence de référence.

## Câblage

Les liaisons entre le circuit imprimé et la face avant ne nécessitent pas d'explications. C'est le câblage interne que nous pensons utile de commenter.

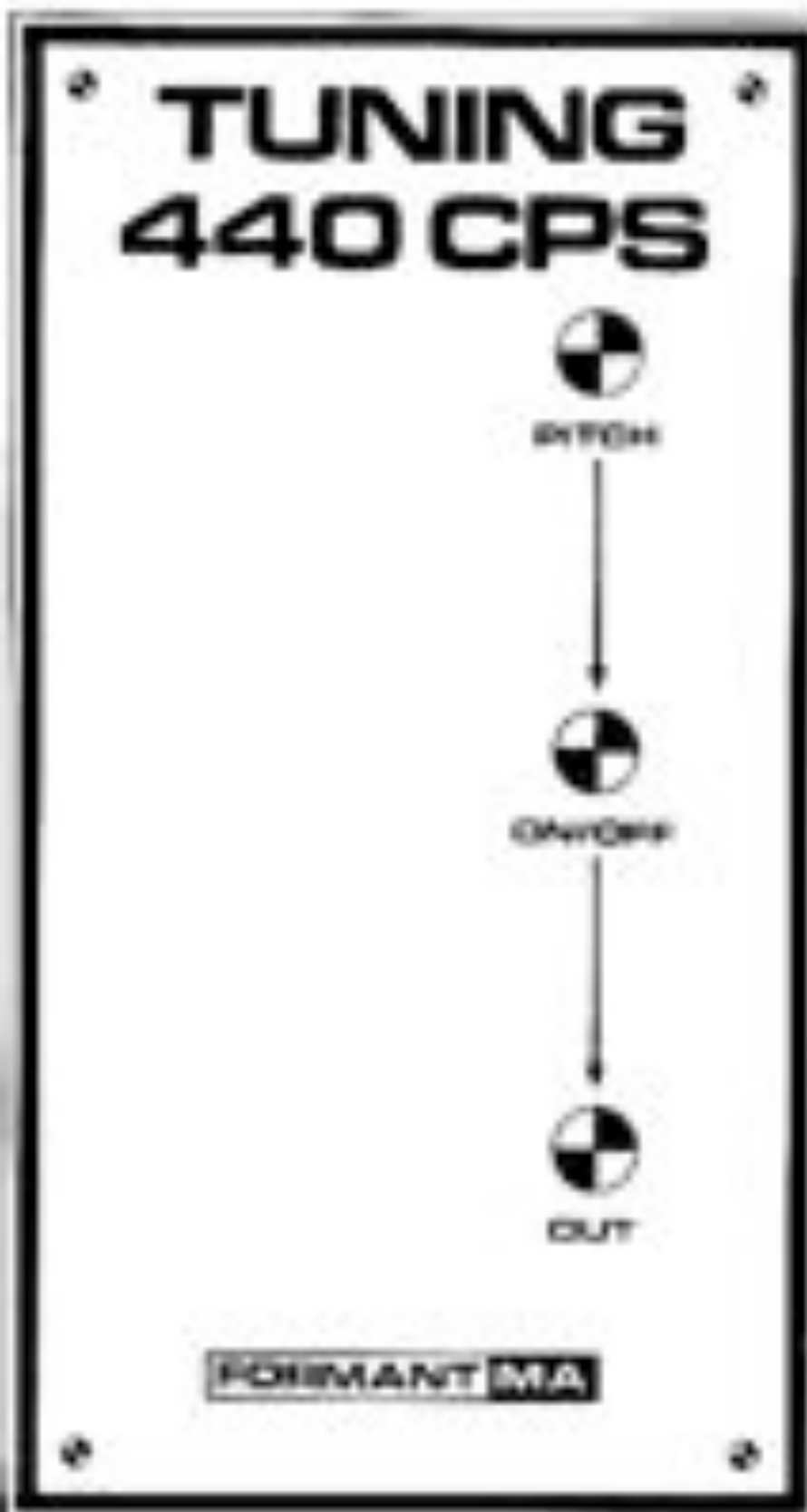
La sortie IOS pourra être reliée de préférence à l'une des entrées IS des VCA du FORMANT; d'autre part, on dispose de la sortie sur la face avant que l'on utilisera en association avec des bancs de VCO ou d'autres modules analogues extérieurs au boîtier principal du FORMANT.

## Applications

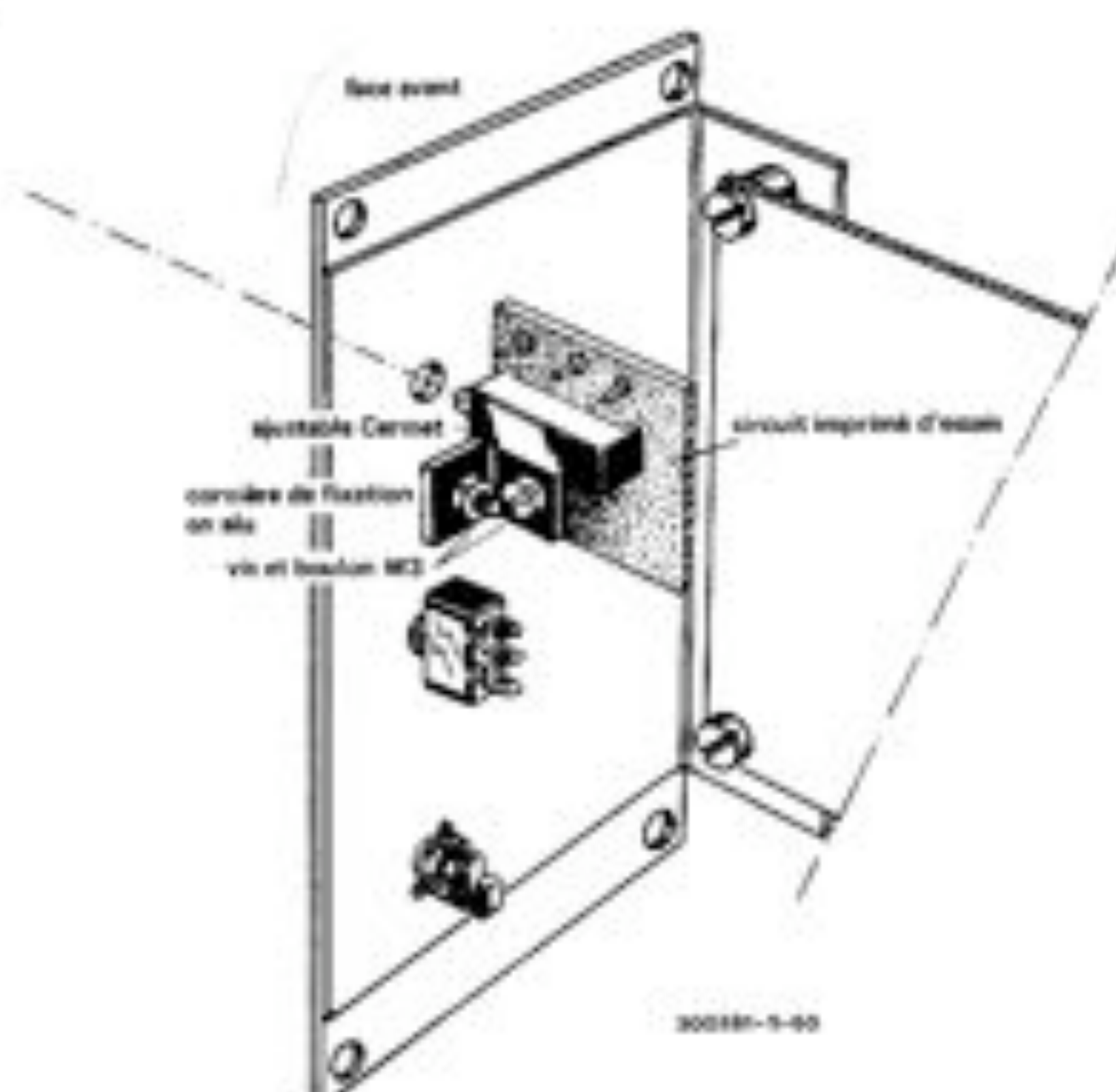
L'accord d'un FORMANT a déjà été décrit dans le premier livre.

Les VCF et VCA sont totalement ouverts. Tout en comparant le signal délivré par le diapason d'une part et

3



4





un VCO d'autre part, on actionne successivement les potentiomètres COARSE et FINE de ce dernier jusqu'à ce que le battement entre les deux fréquences soit nul lorsque l'on actionne un "la" du clavier.

### Le tonneau des Danaïdes

La conception modulaire d'un synthétiseur à construire soi-même n'a finalement qu'un seul gros inconvénient: c'est qu'on n'en finit pas de se tourmenter sur le nombre et la nature des modules que l'on veut (et peut) réaliser effectivement. C'est pourquoi nous avons décidé de revenir sur ce problème qui s'est posé à tous les constructeurs du FORMANT, avec plus ou moins d'acuité.

Il y a ceux qui dès le début savent exactement le nombre et la nature des modules que leur FORMANT comportera lorsqu'il sera fini. D'ailleurs, sera-t-il fini un jour? C'est l'expérience qui est déterminante en la matière, attendu que les possibilités d'une machine électronique comme le FORMANT sont si diverses que nul ne peut s'en faire une idée avant de les avoir explorées plus ou moins superficiellement.

Un autre paramètre important pour le choix et le nombre des modules est le type d'applications auxquelles le synthétiseur est destiné. Le musicien de jazz ne travaille pas avec les mêmes configurations sonores que le sonorisateur de films. Encore que, avec le mélange des genres, rien n'est impossible.

N'oublions pas d'évoquer les finances qui finalement règlent tout. Et de ce fait, nous ne pouvons que recommander une planification systématique des achats de composants qui permettra de réduire les frais de façon considérable. Le temps gagné n'est pas à négliger non plus. Si 100 résistances coûtent proportionnellement moins cher que 10, le temps qu'il faut pour en acheter 100 n'est pas beaucoup plus long que celui qu'il faut pour n'en acheter que 10... qui, de toutes façons, ne suffiront pas! Pensez dès le début à des extensions que vous ne manquerez pas de faire ultérieurement.

Ce dernier point ne concerne pas seulement les modalités d'achat des composants, mais aussi la conception mécanique du synthétiseur dont souvent le boîtier se révèle très vite trop petit. Attention toutefois de ne pas tomber dans l'excès inverse... Les modules indispensables sont, en plus de l'alimentation, les VCO, VCF, VCA et ADSR. Leur nombre ne peut être fixé ni à un maximum, ni à un minimum, mais devra être équilibré: à quoi bon quatre VCA si l'on ne dispose que d'un filtre et d'un oscillateur? En règle générale, on serait tenté de dire que plus il y en a, moins ça vaut. Tentative considérée, qui omet toutefois de préciser que plus il y en a, plus l'ensemble est difficile à maîtriser. Les modules LFO sont des auxiliaires précieux qui devraient figurer

	nom des modules	version de base	système moyen	grand système
FORMANT livre 1 + 2	VCO	3	4 ... 6	7 ... 12
	VCF (12 dB)	1	2	3 ... 4
	VCF (24 dB)	1	2	4 ... 5
	Dual-VCA	1	2 ... 3	5 ... 10
	ADSR	1 ... 2	3 ... 6	8 ... 15
	LFO, VC-LFO, LF-VCO	1	2	3 ... 4
	NOISE ou DRG	1	2	4
	RFM	0 ... 1	1 ... 2	2 ... 4
	COM	1	2	2 ... 4
FORMANT livre 1 + 2	Circuits d'accès (clavier numérique ou analogique, manche de commande, ruban, etc...)	1	2	3 ... 6
FORMANT — les extensions (livre 2)	circuit de modulation dynamique	0	0 ... 1	1 ... 2
	NFO	0 ... 1	1 ... 2	2 ... 4
	modulateur en anneau	0 ... 1	1 ... 2	4
	déphaseur	0	1 ... 2	3 ... 5
	"crémisier"	0 ... 1	0 ... 2	0 ... 3
	réverbération digitale	0	0 ... 1	1 ... 3
	KOV/KB-Gate	0 ... 1	1 ... 2	2
	"multiple Jacks"	0 ... 1	1 ... 2	3 ... 6
	contrôleur d'ADSR	0	1 ... 2	4 ... 8
	ENV-F	0	1	2
	générateur de formes d'onde	0	1	2
	S & H	0 ... 1	2	4
	mélangeur	0	1 ... 2	3 ... 6
	diapason	0	1	1 ... 2
	séquenceur	0 ... 1	1 ... 2	2 ... 5

dans toute version de base.

Quant aux modules spéciaux, tels que modulateur en anneau, suiveur d'enveloppe, échantillonneur-bloqueur, etc., ils sont toujours les bienvenus; mais pas tous d'un coup! Le potentiel qu'ils représentent est en fait énorme et il faut se laisser le temps d'apprivoiser les modules principaux d'abord.

Nous avons fait un tableau dans lequel nous résumons notre opinion sous la forme de trois colonnes, comportant le nombre de modules envisageables raisonnablement dans le cadre des trois types de version (de base, moyenne, étendue).

On en déduira ce que l'on voudra pour soi-même; toujours est-il que ce tableau reflète le fruit d'une certaine expérience avec les synthétiseurs les plus répandus.

Nous ne prétendons pas être le Stradivarius du synthétiseur, mais espérons tout simplement avoir contribué à donner du synthétiseur une image différente, désacralisée, désindustrialisée si l'on peut dire, mise à la portée de tout le monde, oui, tout le monde, sans pour autant sacrifier la qualité et les performances.

Le synthétiseur est destiné à servir dans les milieux musicaux (nous laissons ouverte la question de savoir si c'est un instrument de musique ou non!). Or dans ces milieux règnent des lois, des critères, des références qui échappent à la règle à calcul.

Ce n'est pas en additionnant le nombre de modules d'un synthétiseur et leur prix que l'on définira ses qualités et encore moins celles de la musique qu'on lui fera produire.

Et si l'on ne fait pas siennes toutes les théories d'un des pionniers de la recherche musicale, Pierre Schaeffer, on rendra au moins sa devise qui ne convient on ne peut mieux au sujet qui nous occupe: "travaille ton instrument!" Mais alors, diront les petits malins, le synthétiseur c'est un instrument de musique en fin de compte!

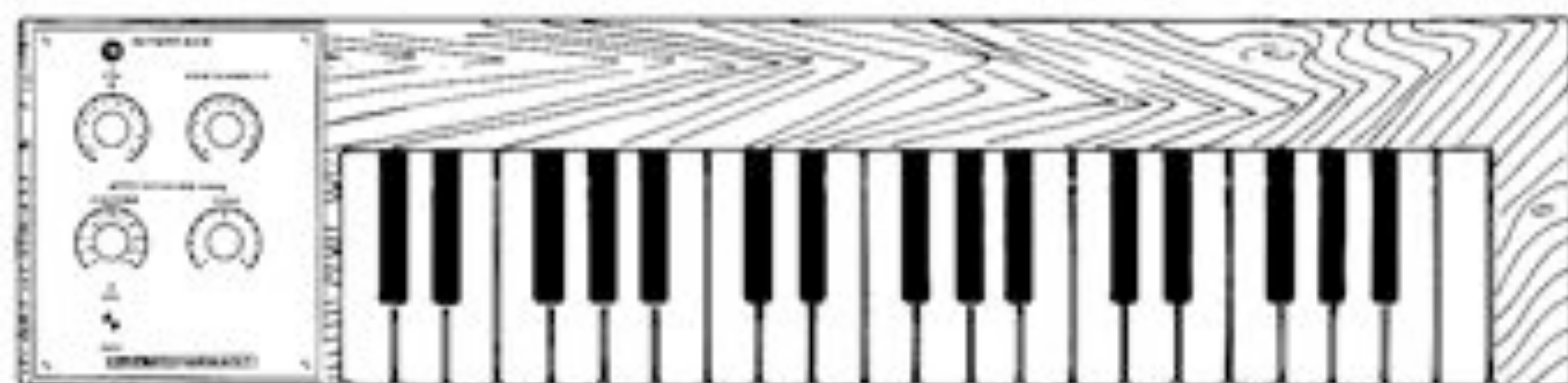
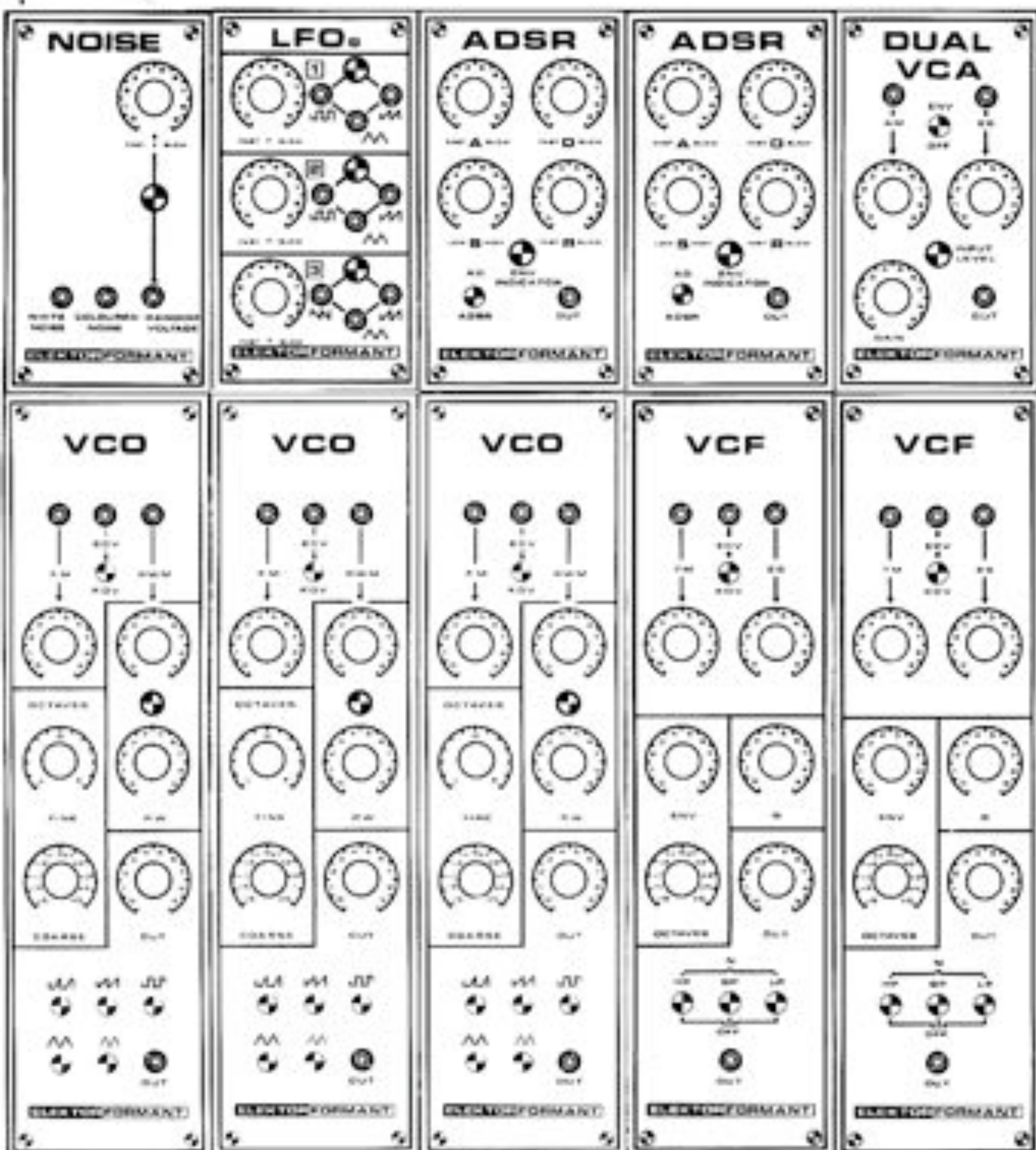
D'après vous?



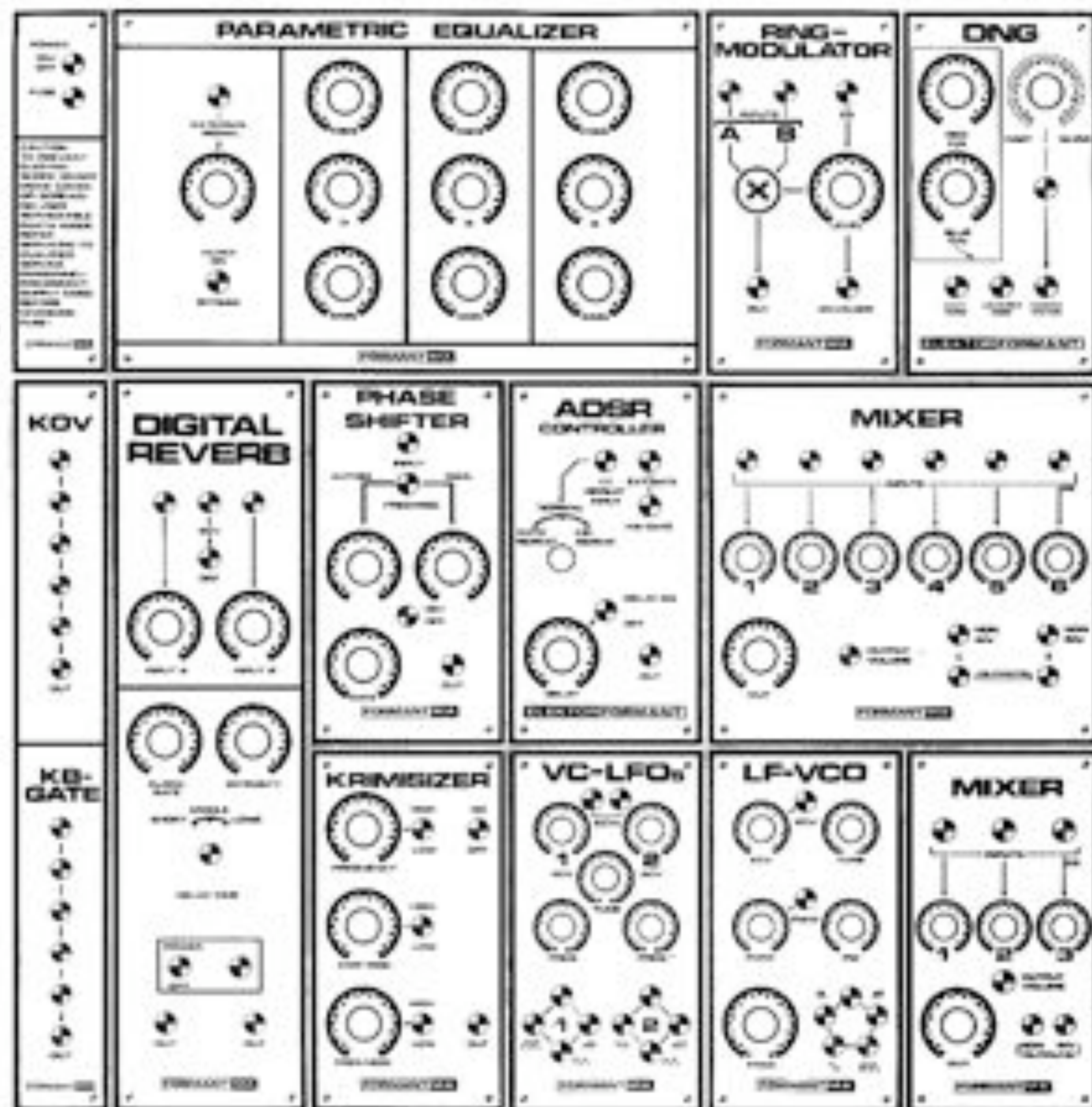
## Archives aide-mémoire

## Appendice A

1







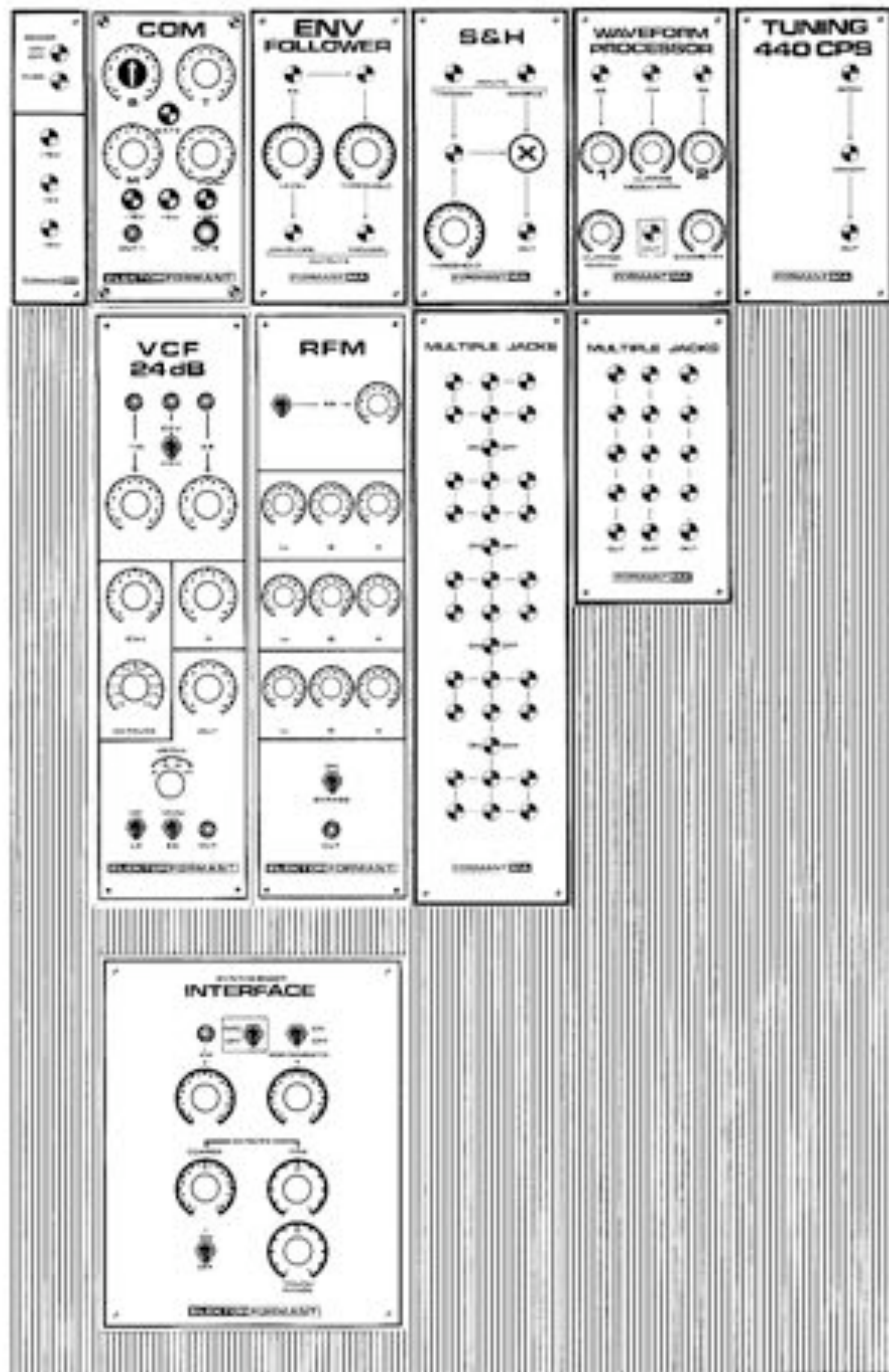
FORM 1.1

Figure 1. Version de base du FORMANT.  
Le module COM a été omis pour simplifier  
le dessin.

Figure 2. Modules d'extension.

Les dessins proposés ici sont destinés à la reproduction par l'amateur. Celui-ci pourra réaliser une maquette conforme au synthétiseur qu'il a lui-même réalisé en découpant les différents modules, pour les ré-agencer selon la disposition qu'il aura lui-même adoptée. Il lui suffira ensuite de photocopier un certain nombre de fois le collage ainsi obtenu. Chacune des copies pourra servir à noter une configuration particulière du câblage des modules ainsi que des réglages des différents organes de commande.







## Appendice B

## L'échelle des harmoniques naturelles

Voici, à titre documentaire, l'échelle des harmoniques naturelles du LA inférieur de la clef de FA :



Note (F)	la <sup>2</sup>	la <sup>3</sup>	mi <sup>4</sup>	la <sup>4</sup>	do# <sup>5</sup>	mi <sup>5</sup>	sol <sup>5</sup>	la <sup>5</sup>	si <sup>5</sup>	do# <sup>6</sup>	ré# <sup>6</sup>	mi <sup>6</sup>	fa# <sup>6</sup>	sol <sup>6</sup>	sol# <sup>6</sup>	la <sup>6</sup>
Note (allém.)	A	a	e <sup>1</sup>	a <sup>1</sup>	cis <sup>1</sup>	e <sup>1</sup>	g <sup>1</sup>	a <sup>1</sup>	h <sup>1</sup>	cis <sup>2</sup>	dis <sup>2</sup>	e <sup>2</sup>	fis <sup>2</sup>	g <sup>2</sup>	gis <sup>2</sup>	a <sup>2</sup>
Note (angl.)	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	E <sub>4</sub>	A <sub>4</sub>	C# <sub>5</sub>	E <sub>5</sub>	G <sub>5</sub>	A <sub>5</sub>	B <sub>5</sub>	C# <sub>6</sub>	D# <sub>6</sub>	E <sub>6</sub>	F# <sub>6</sub>	G <sub>6</sub>	G# <sub>6</sub>	A <sub>6</sub>
numéro des harmoniques	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
intervalle	octave							quinte		quarte		tierce		tierce		seconde
rapport des fréquences																
fréquence de l'harmonique	110	220	330	440	550	660	770	880	990	1100	1210	1320	1430	1540	1650	1760
fréquence de la note indiquée	110.00	220.00	329.63	440.00	554.36	659.25	763.99	869.00	967.26	1108.70	1244.50	1318.50	1479.90	1567.90	1661.20	1760.00
remarques				1)			2)				3)		3)			

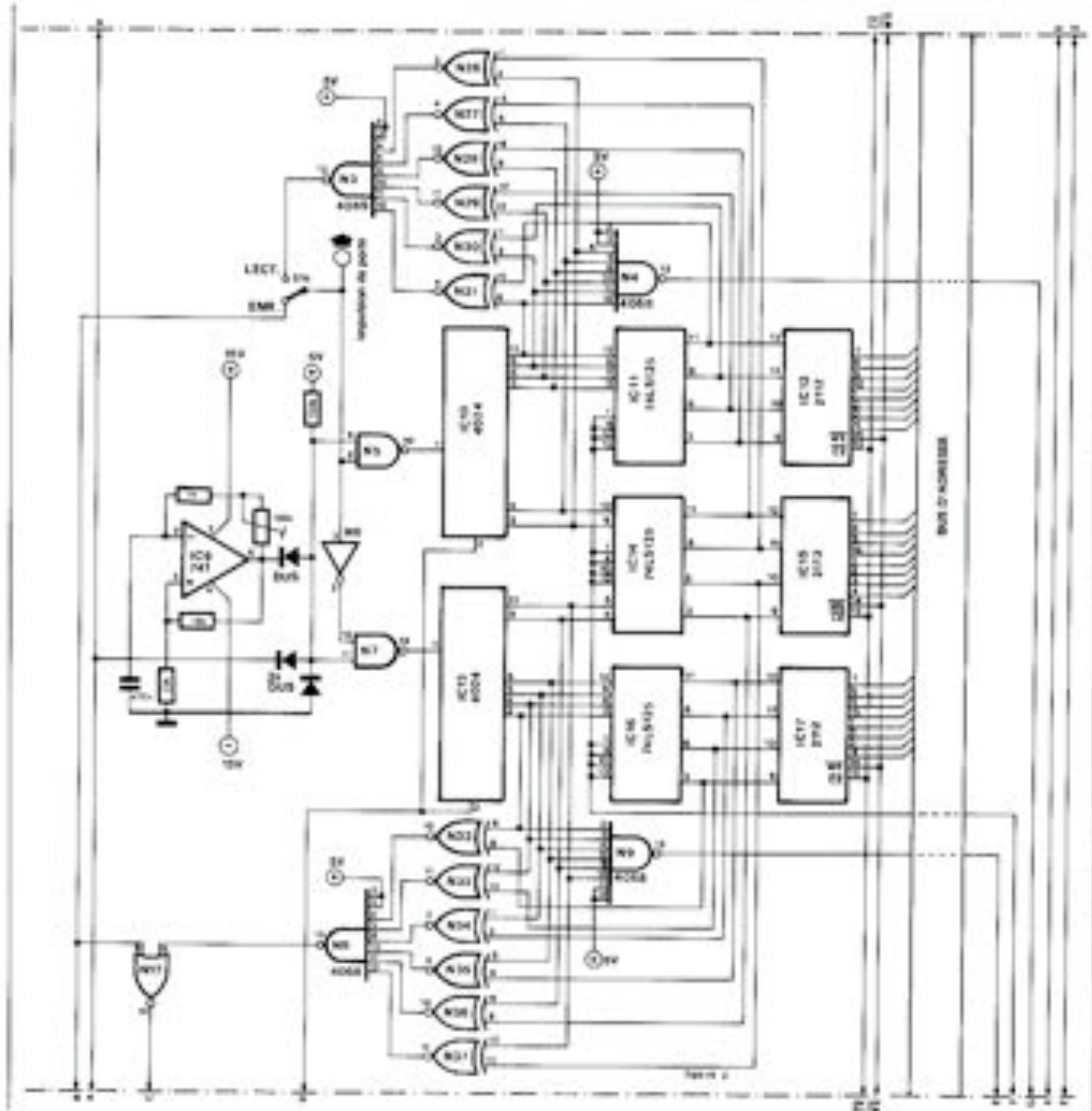
1. "la<sup>4</sup>" du diapason
2. les harmoniques naturelles n'affichent pas la même fréquence que les notes correspondantes dans le système tempéré
3. ce son est situé entre ré et ré# (ou fa et fa#)

D'après les théories du physicien français J.B. Fourier (1768-1830), tout phénomène sonore peut être décomposé en une somme d'ondes sinusoïdales superposées. Inversement, on pourra constituer un son complexe en superposant un certain nombre d'harmoniques sinusoïdales (d'amplitude différente). Le signal du bruit blanc est ainsi constitué de la somme des fréquences harmoniques audibles.









du ZN 425, la validation de la mémoire IC18 et il fait avancer le compteur d'adresse. Le résultat est que la première "case mémoire" reste vide.

La tension de clavier est digitalisée par le ZN425. IC10 compte les impulsions fournies par IC9 pour la durée de la note. Quand la touche est relâchée, IC10 continue à compter les impulsions de IC9, mais pour la durée du silence. Quand la touche suivante est enfoncée, le cycle de mise en mémoire est initialisé et l'information obtenue est stockée dans la seconde case.

Bien sûr, on ne peut pas toujours utiliser l'impulsion de porte du clavier pour déterminer la longueur de la note, surtout si l'on joue "legato". Pour cela, un détecteur détermine quand la tension du clavier change (IC4, IC5). Il consiste en un différentiateur suivi par un comparateur à fenêtre, qui produit une im-

pulsion négative quand la tension varie. Quand IC10 ou IC13 atteignent leur capacité maximale (8 bits), la sortie de N4 ou de N9 passe à l'état bas pour débiter un nouveau cycle d'écriture en remettant les compteurs à zéro. Ainsi, une note ou un silence peuvent occuper plusieurs cases mémoire.

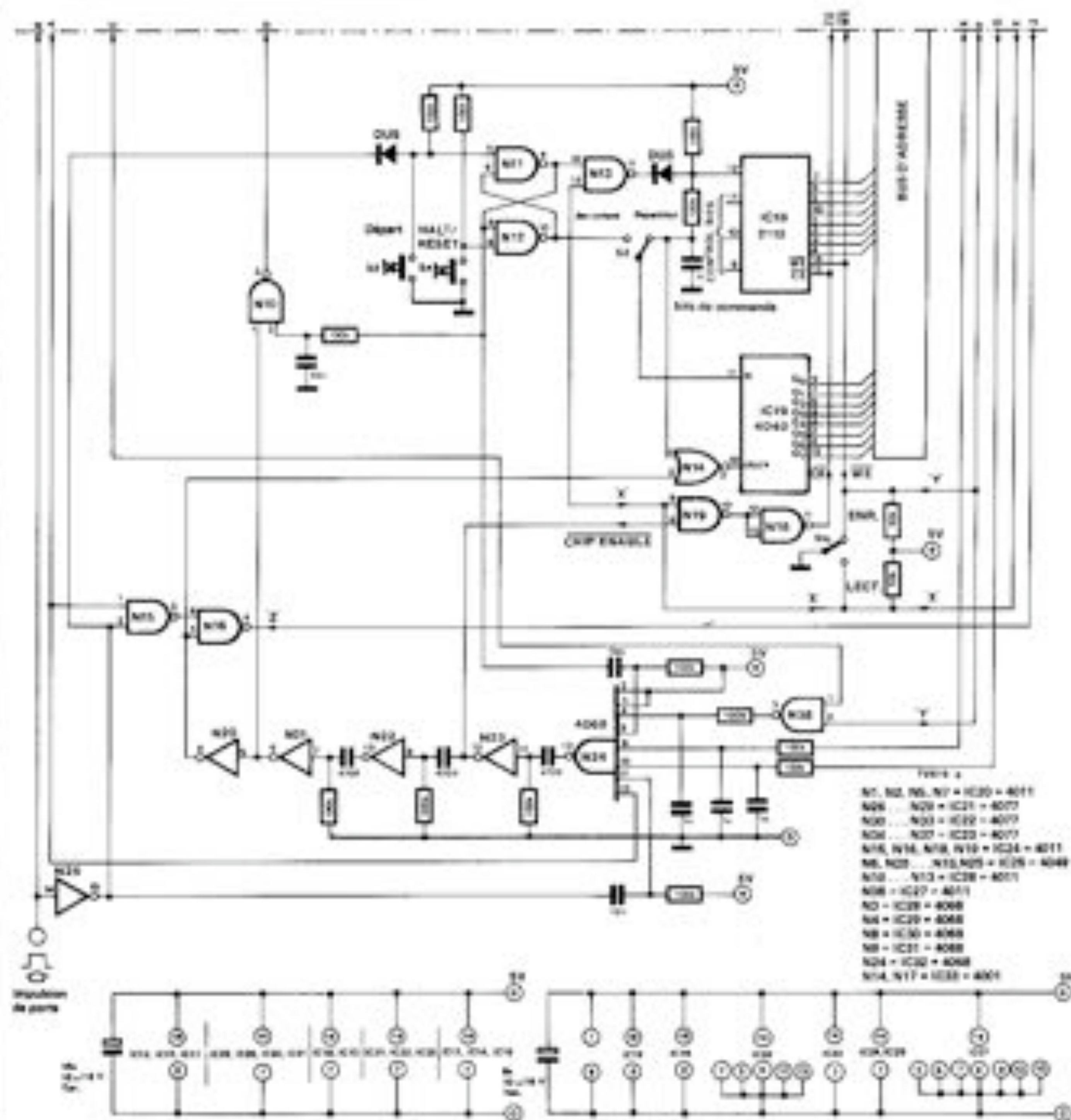
On a dit plus haut que la première case mémoire restait vide. Mais si l'on désire commencer une suite de notes par un silence, cette case peut être remplie en appuyant sur S3, ce qui déclenche IC10, IC13 et IC18 indépendamment de l'impulsion de porte du clavier. IC13 compte alors les impulsions d'horloge jusqu'à ce qu'une touche soit actionnée, ce qui, comme déjà décrit, enregistre la durée du silence sous forme d'un mot de 8 bits dans la première case de IC12 et IC15. Pour rejouer la suite de notes mémo-

risées, S1 est mis en position "lecture" et le ZN425 en mode convertisseur D/A. Pour restituer les durées de note ou de silence, IC10 compte jusqu'à ce que la sortie corresponde à l'information présente à la sortie de IC12 et IC15. Pendant ce temps, la sortie d'impulsion de porte reste haute.

Les impulsions d'horloge sont alors comptées par IC13, jusqu'à égalité avec la sortie de IC15 et IC17, après quoi la mémoire est systématiquement explorée par IC18 et les données enregistrées appliquées au convertisseur D/A.

La sortie (broche 12) de IC18 passe à l'état haut quand la suite de notes est achevée. S'il faut la répéter (S2 en position "Répétition"), le compteur d'adresse revient au départ et recommence la lecture. Les broches inutilisées de IC18 peuvent servir d'entrées de commande supplémentaires et être





reliées (avec des buffers convenables) à des VCO, filtres ou autres.

Deux remarques pour finir:

1. On peut réaliser une commande de portamento et/ou une commande de

tension (grossière et fine) après le séquenceur.

2. Le convertisseur A/D-D/A est compatible avec un clavier 3 octaves. Un clavier 4 octaves peut être employé

en remplaçant la résistance de réaction de 10 k de l'amplificateur opérationnel IC3 par une 18 k.



# Alimentation stabilisée +9 V

Le circuit d'alimentation stabilisée +9 V de la figure 1 est construit selon un principe déjà bien connu; le régulateur est un 723, associé à un transistor série (T1). Les condensateurs C4/C5 ne sont pas indispensables, mais peuvent contribuer dans des conditions difficiles, à éliminer les perturbations provenant du réseau.

La LED D3 indique la présence de la tension stabilisée à 9,7 V. Les indications entre parenthèses permettent de réaliser selon le même principe une alimentation de +12 V.

## Liste des composants de la figure 1

### Résistances:

R1 = 680  $\Omega$

R2 = 10  $\Omega$

R3 = 820  $\Omega$

R4 = 1 k

R5 = 2k7

### Condensateurs:

C1 = 1000  $\mu$ /25 V

C2 = 47  $\mu$ /10 V

C3 = 100 p

C4, C5 = 6nF (voir texte)

### Semi-conducteurs:

IC1 = 723

T1 = BC140

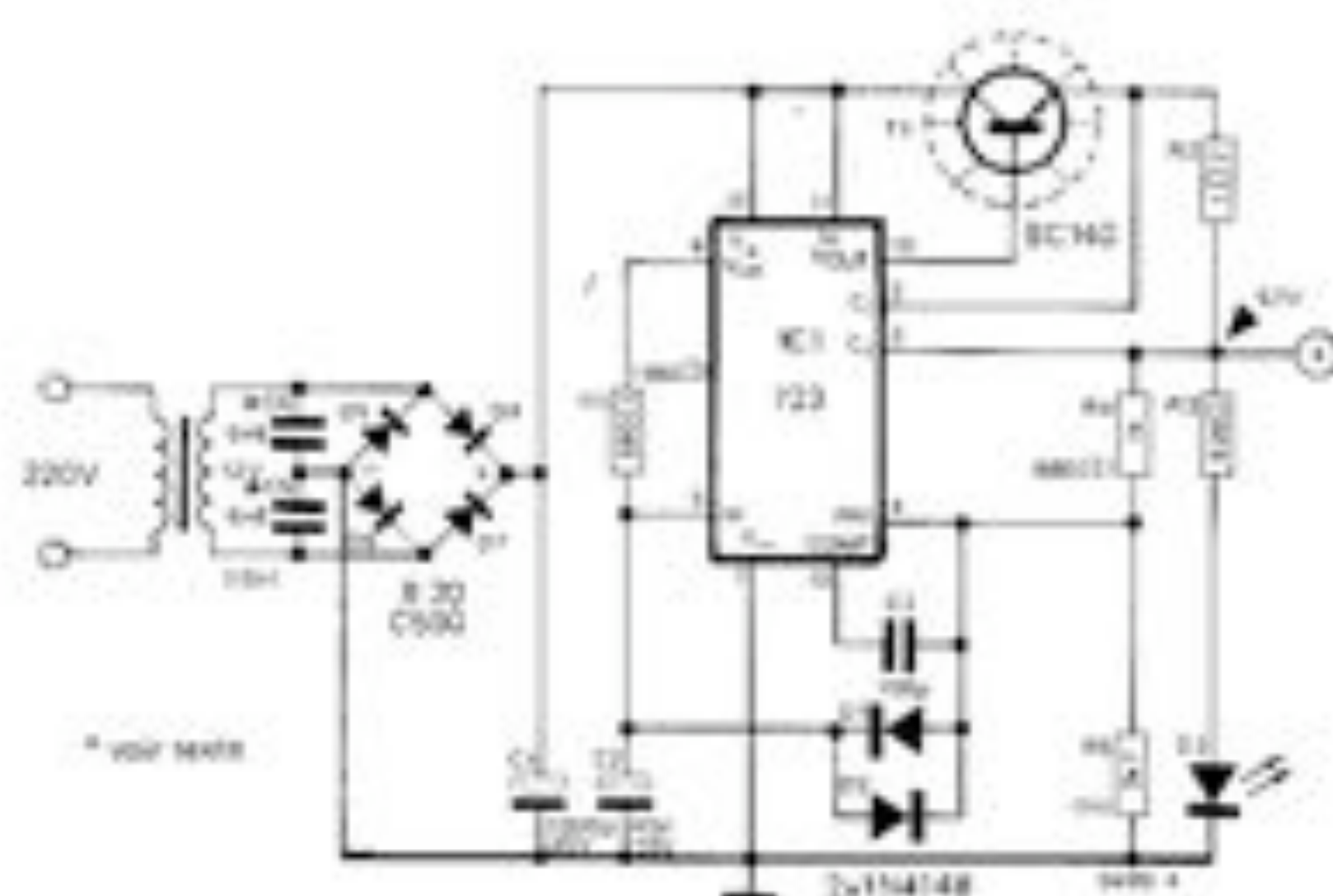
D1, D2 = 1N4148

D3 = LED

D4...D7 = B20C500

ou équiv. par ex.

1



2

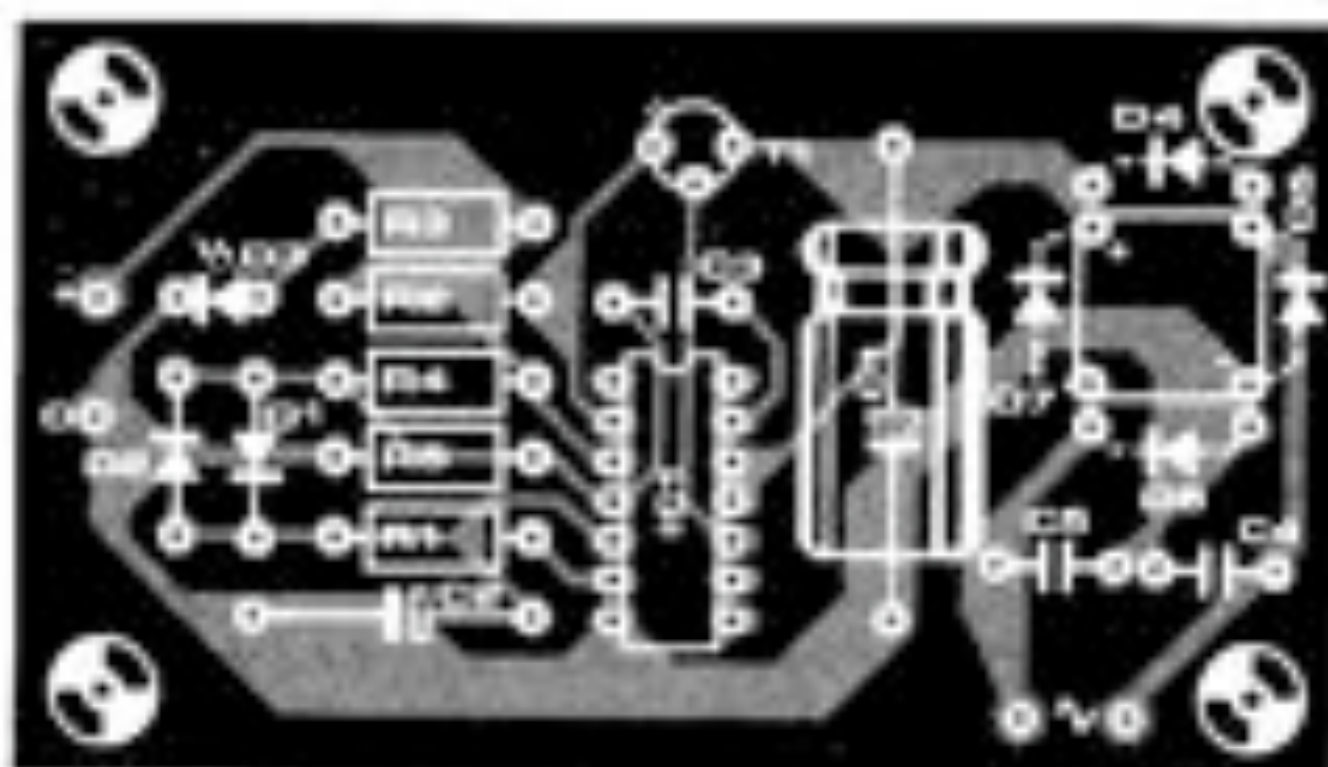
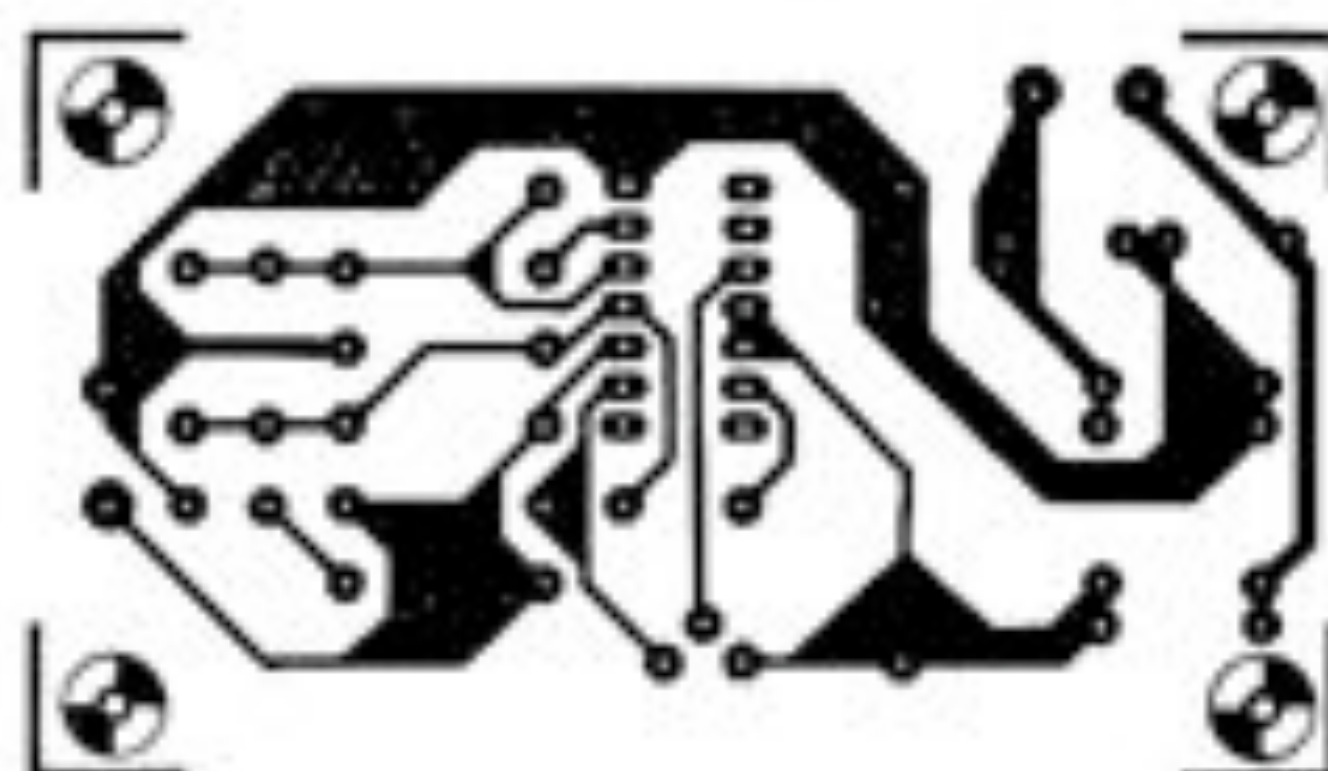


Figure 1. Circuit d'alimentation stabilisée conventionnel autour d'un régulateur intégré 723. Les valeurs entre parenthèses permettent de réaliser une alimentation stabilisée de +12 V.

Figure 2. Circuit imprimé et sérigraphie pour l'implémentation des composants du circuit de la figure 1.



# Amplificateurs opérationnels à FET

La technologie fait des progrès, le FORMANT aussi. Celui-ci comporte des transistors à effet de champ qui, à l'époque, étaient préférables à des amplificateurs opérationnels bon marché pour prélever le signal sous haute impédance et le transmettre en toute "linéarité". Entretemps sont apparus les amplificateurs opérationnels à transistors d'entrée FET. Ceci concerne non seulement les VCO nouveaux, mais aussi ceux que l'on a déjà réalisés avec l'ancienne technologie.

Les versions "rapides" des amplificateurs opérationnels à FET n'existaient pas encore à l'époque de la conception du FORMANT. Il était alors impossible d'envisager leur mise en œuvre; c'est pourquoi le FORMANT est équipé, dans sa version initiale, de transistors à effet de champ discrets (figure 1a). Le problème était résolu de manière tout à fait satisfaisante d'ailleurs. Mais elle présentait certains inconvénients dont l'énumération sera motivante pour une amélioration du circuit de l'oscillateur:

- 1) le facteur d'amplification n'est pas exactement unitaire, mais légèrement inférieur (de l'ordre de 0,9).
- 2) du fait des tolérances inhérentes à cette catégorie de composants, il faut adapter la résistance de source au transistor mis en œuvre.
- 3) la tension  $U_{GS}$  provoque un "offset" de la tension d'entrée par rapport à la tension de sortie; cet offset ( $-U_{GS}$ ) doit être compensé dans l'étage suivant.
- 4) la plage de commande est relativement étroite.
- 5) la tension  $U_{GS}$  et de ce fait, la tension de sortie dérivent selon un facteur thermique.

Ces inconvénients ne sont tout de même pas prohibitifs, mais puisqu'à présent il est possible de les éliminer sans que les qualités des VCO ne soient compromises, il y a tout lieu de se donner le mal de le faire.

Le montage en drain commun de la figure 1a apparaît dans plusieurs modules du FORMANT; il pourra dans tous les cas de figure être remplacé par le montage à amplificateur opérationnel à FET de la figure 1b. Ceci concerne l'interface, les VCO, les VCF et quelques uns des circuits proposés en extension dans ce livre. Les deux avantages qui résulteront de cette modification sont une stabilité en température sensiblement meilleure et le fait que l'adaptation des résistances de source est devenue inutile.

## Les points chauds

Le plus grand inconvénient du montage en drain commun (source suivie) est la dérive liée au coefficient thermique. Et c'est bien sûr dans les VCO que cette dérive se fait le plus nettement sentir; cette dérive a pour conséquence directe celle de la fréquence d'oscillation. Il en va de même pour l'interface, dont le KOV commande lui aussi la fréquence de l'ensemble des VCO. Dans la pratique, la présence d'amplificateurs opérationnels à FET sur l'interface ne se justifie que lorsque le clavier s'étend au-delà de cinq octaves. Dans ce cas-là, il n'est pas intéressant d'utiliser des amplificateurs opérationnels multiples du type TL 084 ou TL 074. Ceux-ci pourront remplacer avantageusement T1, T3 et T4. Le quatrième ampli-op qui resterait inutilisé peut remplacer un 741, comme par exemple IC5 ou IC6. Cette modification n'est pas tout à fait compatible avec le circuit imprimé original. Si l'on réalise ses propres circuits imprimés, on pourra redessiner cette partie du circuit sans difficulté. Sinon, la modification pourra être faite par câblage, avec éventuellement un petit morceau de circuit d'essai.

La compensation d'offset avec P4 devra être corrigée une fois que la modification aura été menée à bien.

La stabilité en température des VCF n'est pas liée à la tolérance des FET.

Il en résulte qu' hormis le masochisme, rien ne justifie une modification de ces modules.

## VCO avec ampli-op à FET

C'est donc sur les VCO que la modification s'impose. On notera (avec peut-être du dépit) qu'elle entraînera inévitablement une correction du réglage de l'oscillateur et du convertisseur de formes d'ondes. Sur les VCO existants, la modification ne se justifie effectivement que lorsque l'utilisateur est insatisfait de la stabilité en température de ses modules.

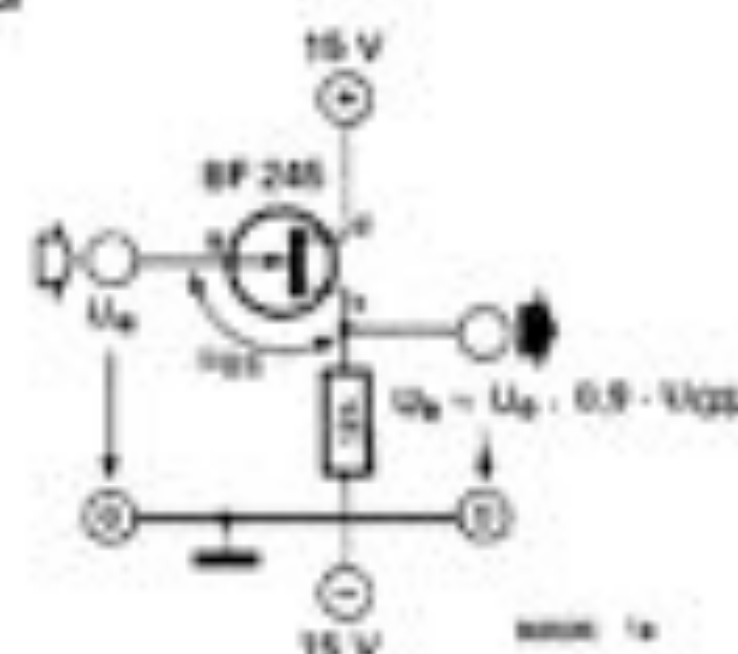
La figure 2a montre le circuit initial avec ses deux transistors à effet de champ montés en drain commun. T2 exerce une influence directe sur la stabilité de la fréquence d'oscillation. Le premier pas consiste donc à le remplacer par un suiveur de tension réalisé à l'aide du seul LF356H. Le reste du circuit peut rester inchangé comme le montre la figure 2b. L'ajustable P10 agit sur l'amplitude du signal en dent de scie et doit être mis approximativement en position médiane. Une nouvelle procédure de réglage de l'oscillateur et du convertisseur de forme d'onde s'impose, parce que la modification affecte non seulement l'amplitude mais aussi le potentiel de courant continu du signal en dent de scie.

La figure 3a montre comment adapter la nouvelle implantation des composants à l'ancien circuit imprimé selon le schéma de la figure 2b. Les broches 1 et 5 du LF 356 (IC12) en boîtier métallique TO ne sont pas utilisées; on les coupera à ras du boîtier. La broche 6 pourra être soudée directement sur la broche 2. Sur le circuit imprimé déjà réalisé, il faut supprimer R17 et T2, tandis que IC12 sera implanté conformément à la figure 3a.

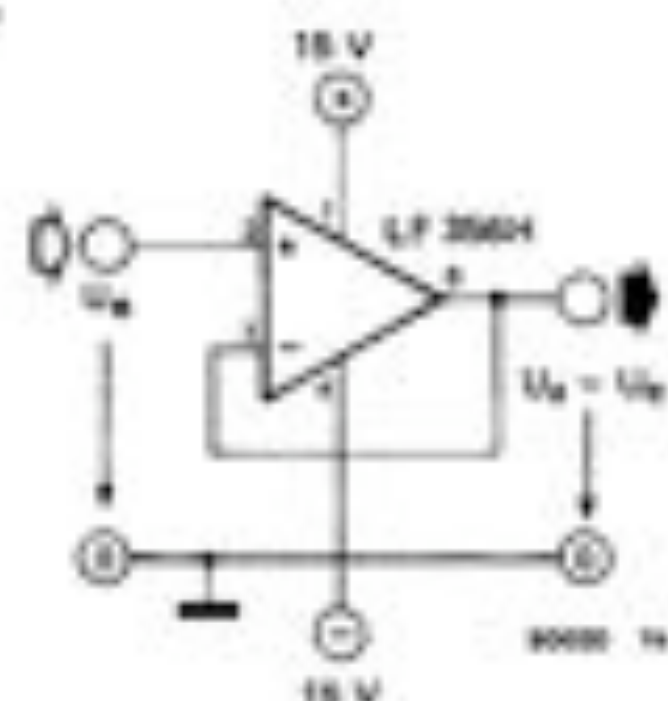
Si l'on démarre un nouveau VCO, la modification sera plus conséquente. La figure 2c en donne le schéma. Par rapport au circuit initial de la figure 2a, on constate l'absence de T2, T3, R17, R20, R16 et P10. Le suiveur de tension réalisé à l'aide de l'amplificateur opérationnel IC12 remplace les deux transistors à effet de champ. La valeur de la résistance R18 passe à 470 ohms.



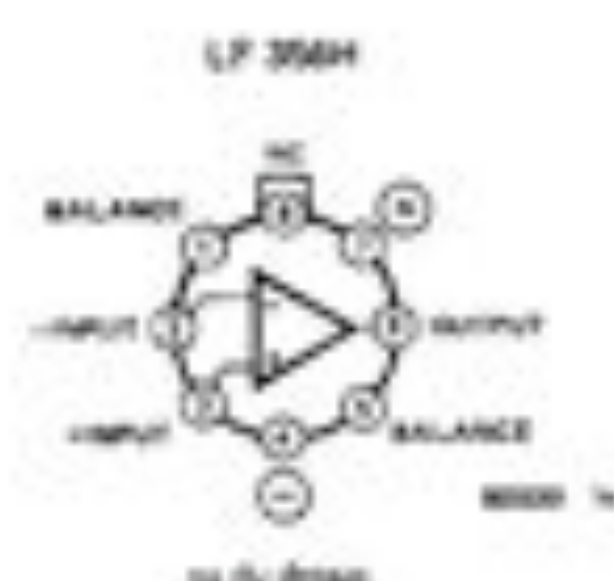
1a



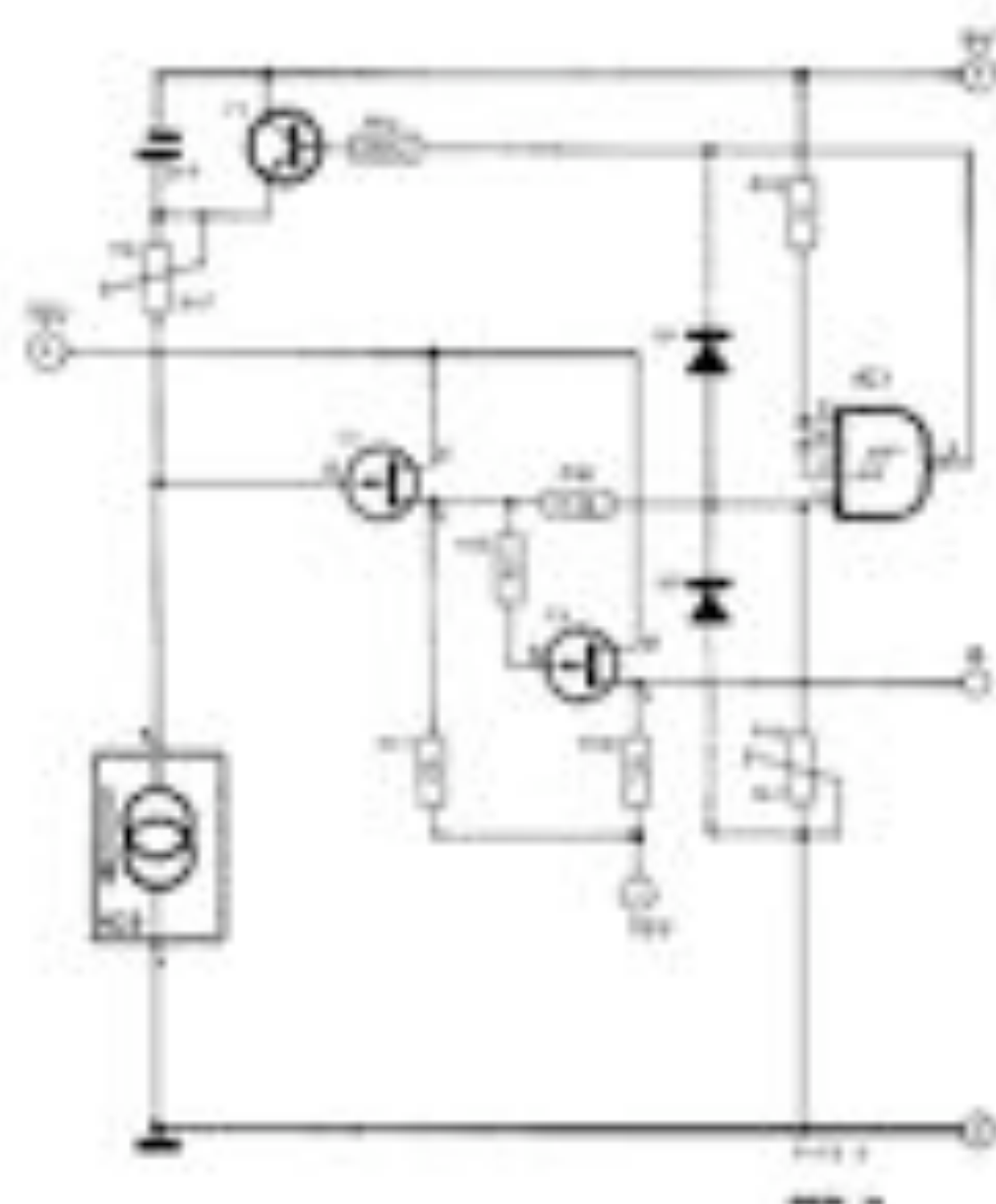
1b



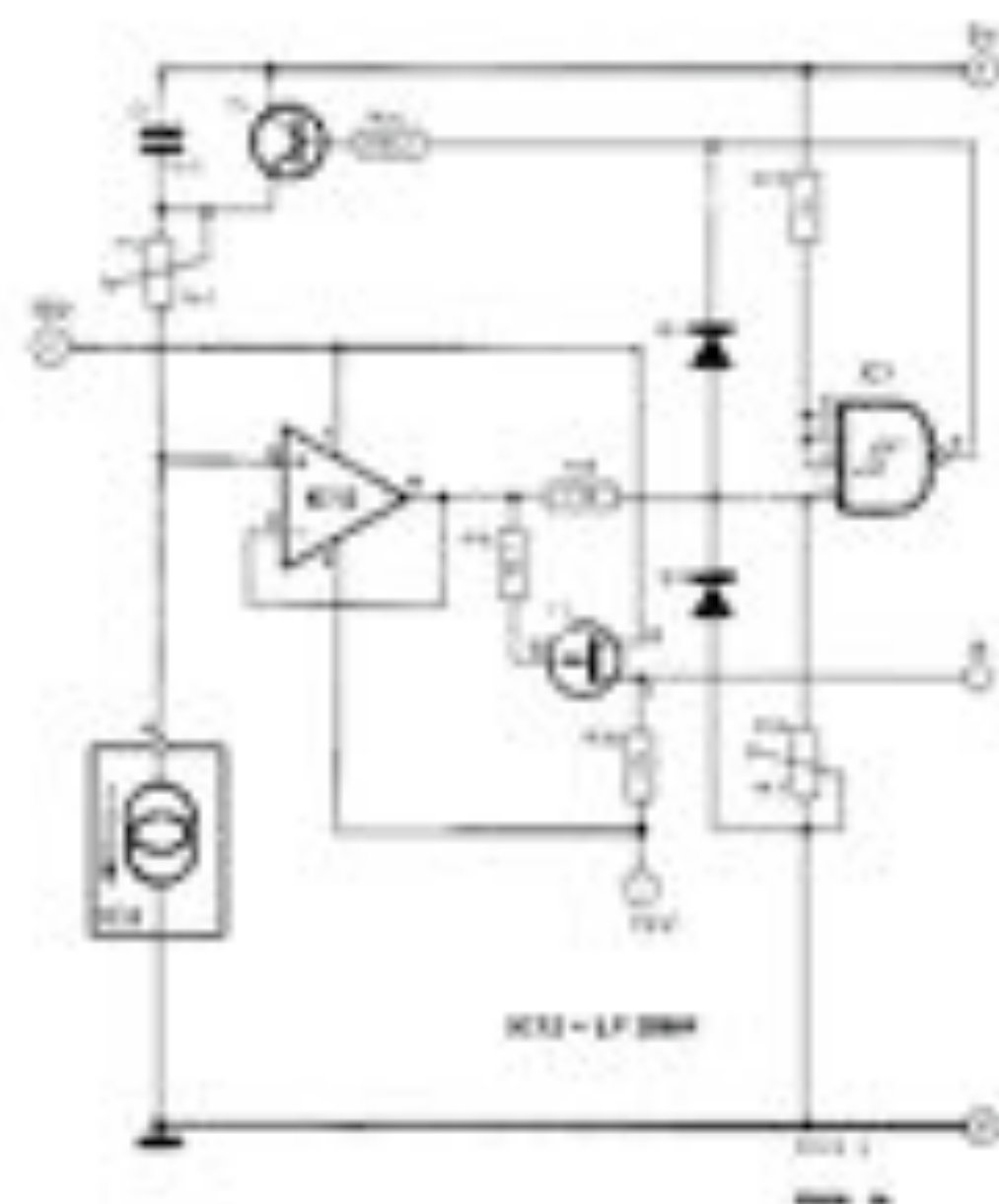
1c



2a



2b



2c

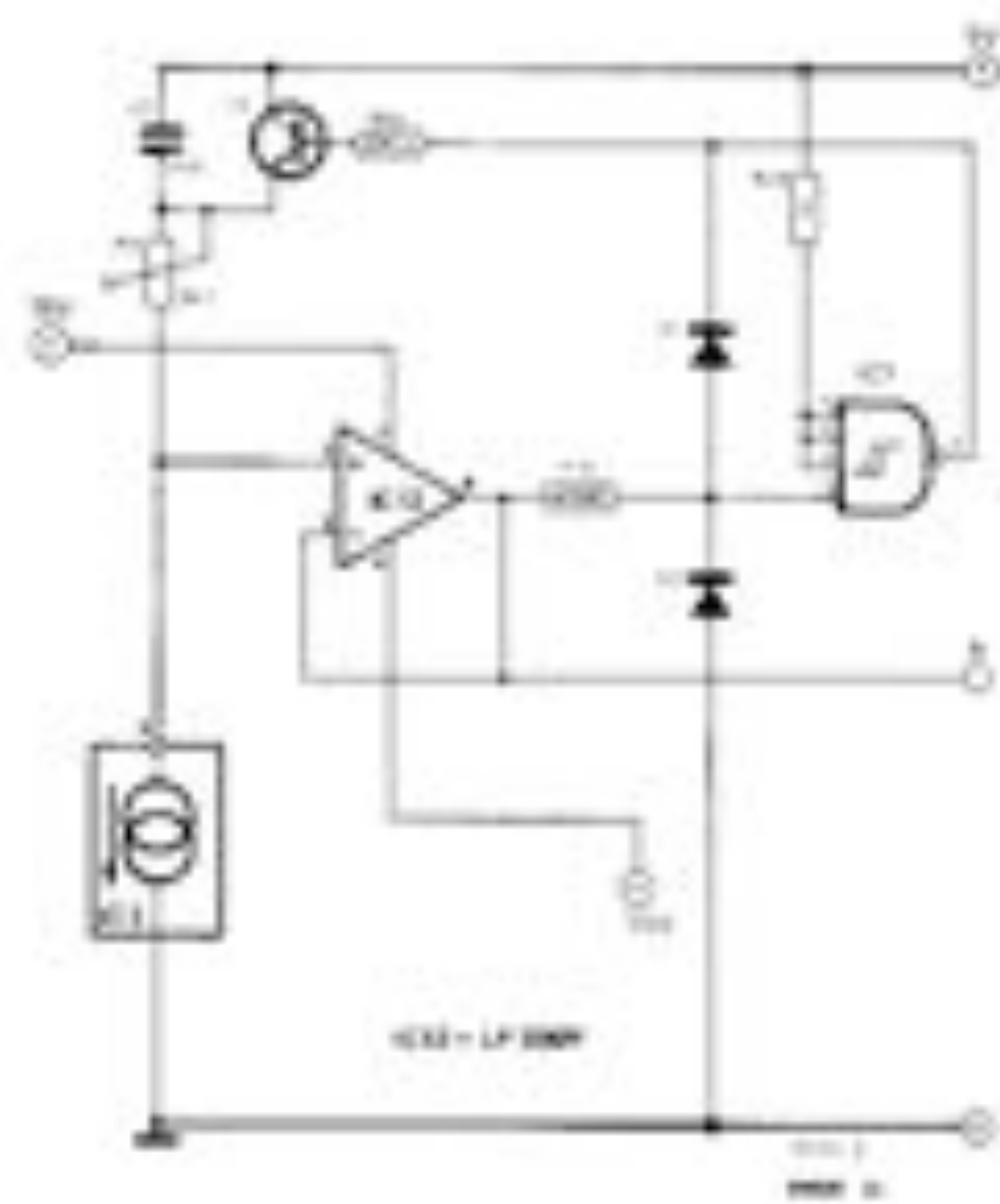


Figure 1a. Montage en drain commun avec un transistor à effet de champ à canal N. Ce circuit est mis à contribution dans l'interface, les VCO et les VCF de FORMANT.

Figure 1b. Suiveur de tension réalisé à l'aide d'un ampli-op à FET. Ce circuit pourra remplacer dans le FORMANT les montages en drain commun partout où une meilleure stabilité thermique est souhaitable.

Figure 1c. Brochage du circuit LF 356, vu de dessus. Les broches 1, 3 et 5 pourront être couplées à ras du boîtier.

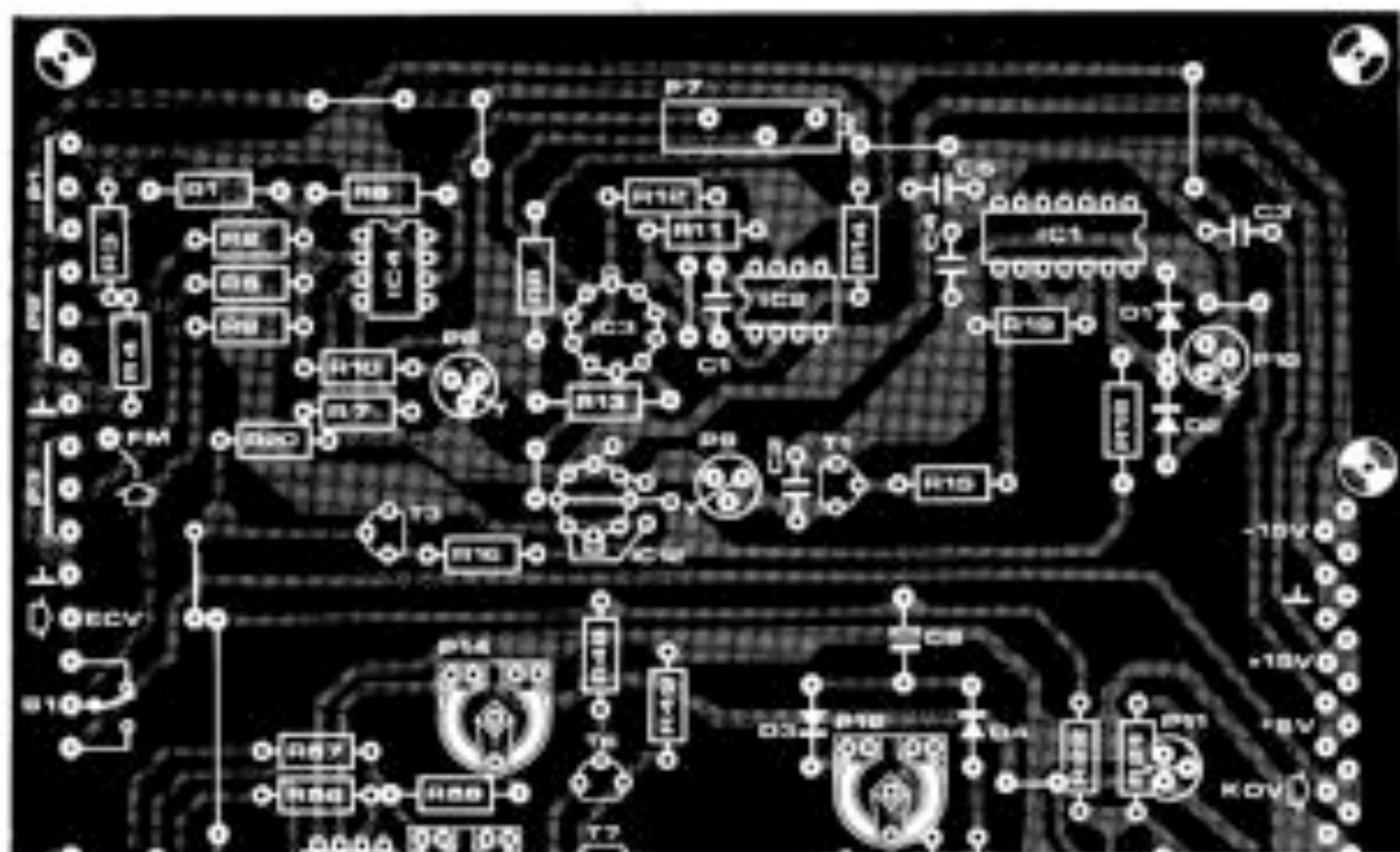
Figure 2a. Le circuit de l'oscillateur du VCO de FORMANT. Celui-ci comporte deux transistors à effet de champ montés en drain commun; T2 exerce une influence directe sur la stabilité de la fréquence de sortie.

Figure 2b. S'il s'agit de modifier un VCO existant, il suffira de remplacer T2 par un ampli-op; ceci ne pose aucun problème d'implantation.

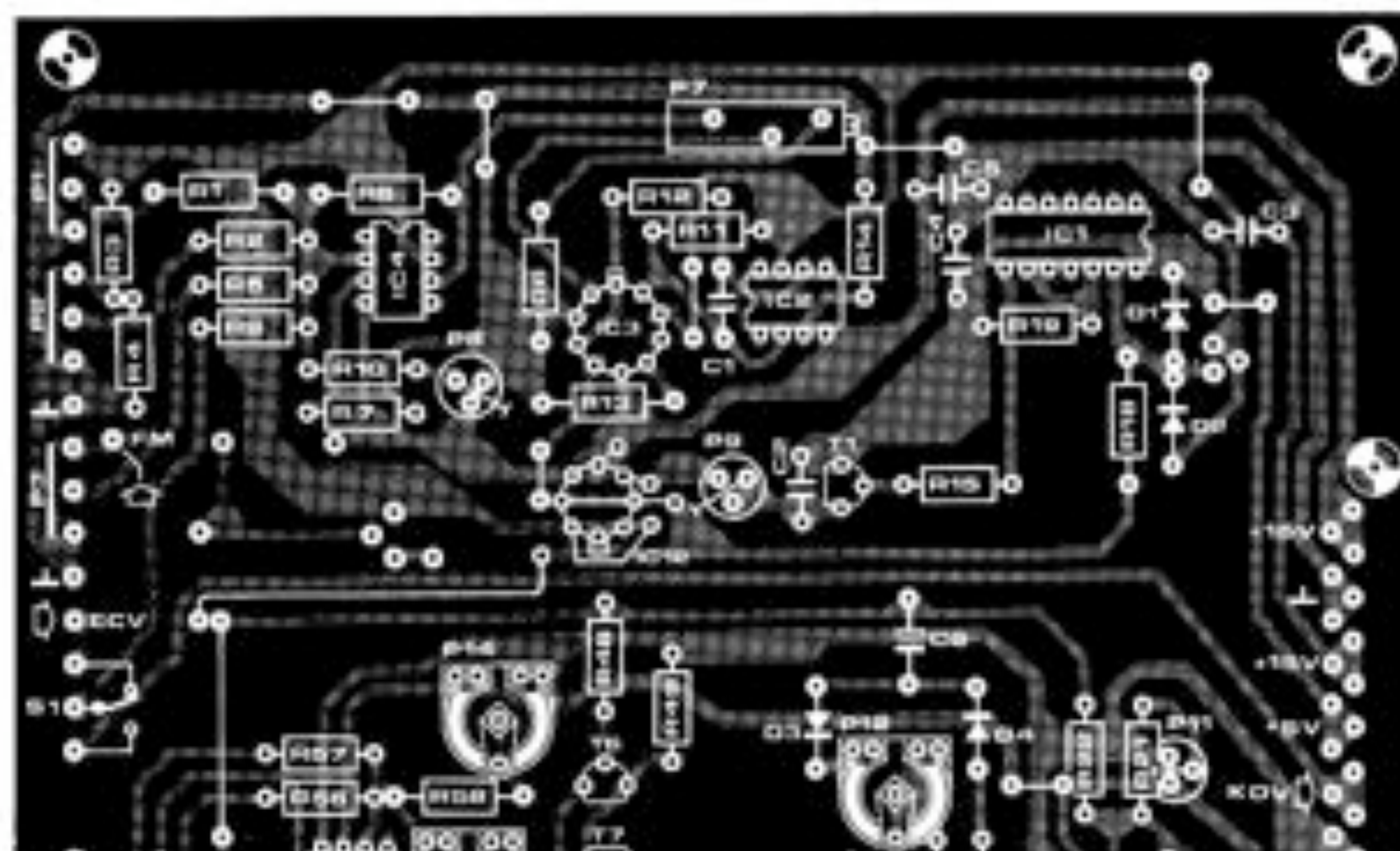
Figure 2c. La modification est radicale avec les nouveaux VCO, permettant ainsi l'économie de quelques composants.



3a



3b



Il n'est pas indispensable qu'elle soit à film métallique, à moins que l'on ne tienne à atteindre le nec plus ultra en matière de stabilité thermique.

La figure 3c indique comment implanter les composants sur le nouveau VCO. IC12 prend la place de T12/R17 et un strap à gauche d'IC12 remplace T3/R16. L'ampli-op à FET du circuit de la figure 2c n'apporte pas seulement une meilleure

stabilité thermique mais réduit aussi le nombre des composants, parmi lesquels figure le potentiomètre P10, un Cernit coûteux, qu'il n'était d'ailleurs pas facile de régler. En conclusion, nous pouvons affirmer que la dernière modification proposée dans ce livre est sans doute la première que l'amateur soucieux de qualité et d'efficacité se devra de réaliser!

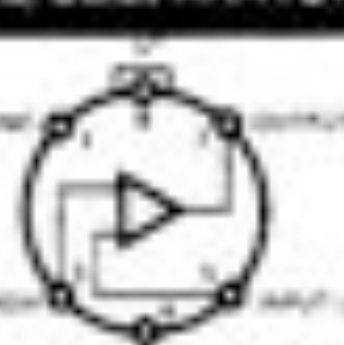
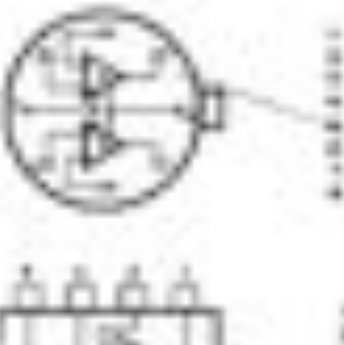
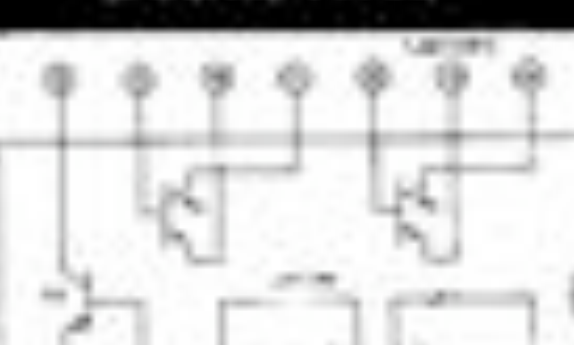

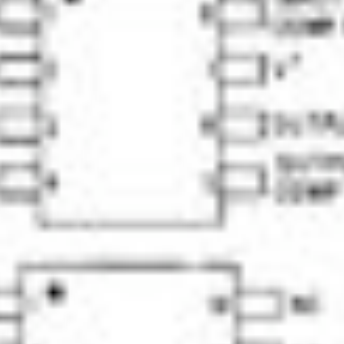


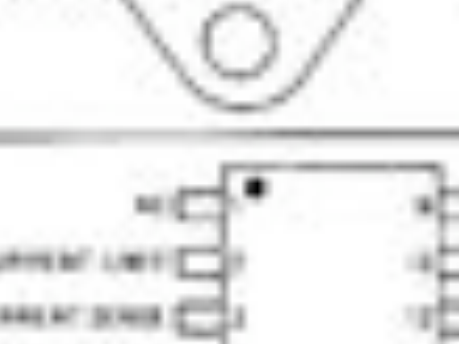
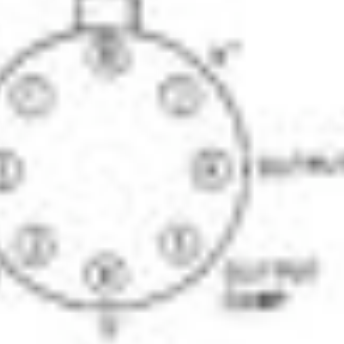
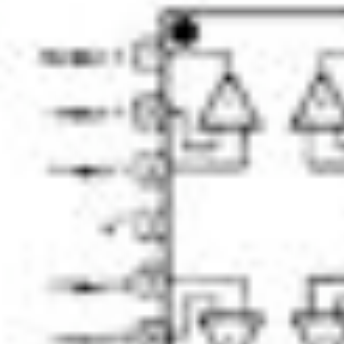


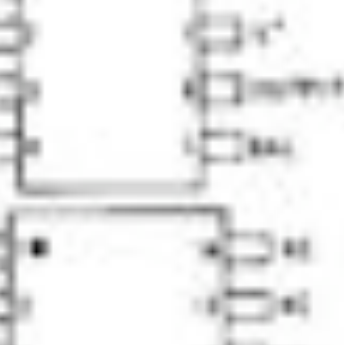
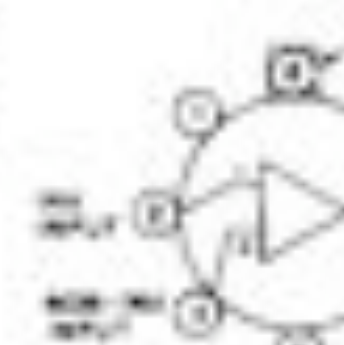


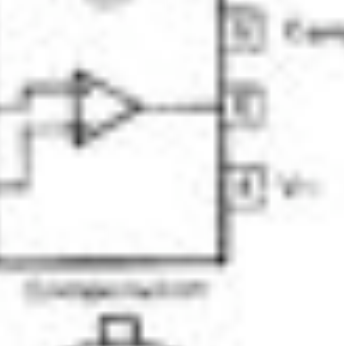



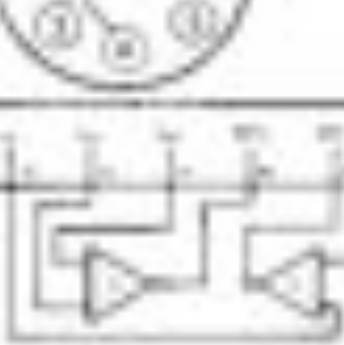
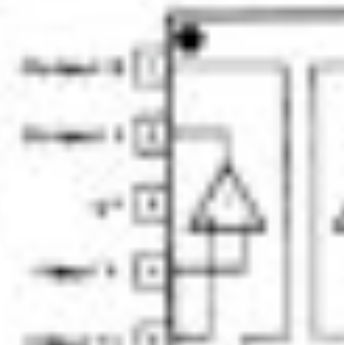
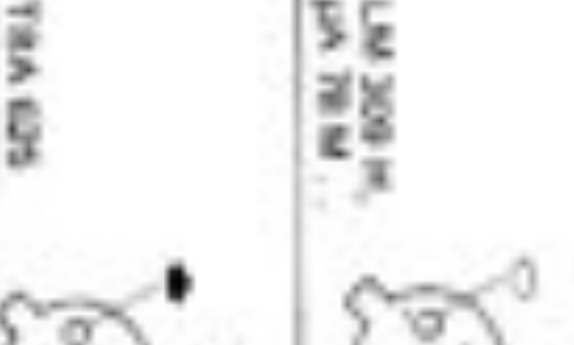
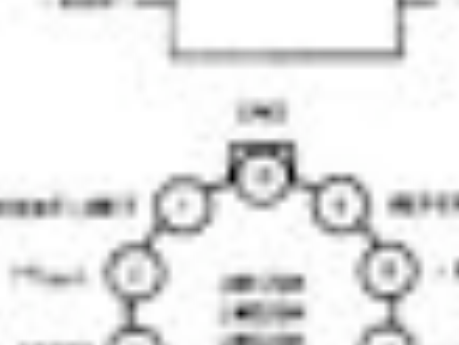
Figure 3a. L'implantation des composants du circuit de la figure 2b ne pose que peu de problèmes.

Figure 3b. Le circuit de l'oscillateur est considérablement simplifié grâce à la mise en œuvre d'un amplificateur opérationnel à FET.







<b>OPAMPS, COMPARATORS</b> <b>703</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>14500 (15000)</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>SPECIAL TYPES</b> <b>CA 3006 = CA 3008</b>  BOTTOM VIEW	<b>LMC004</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.
 NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>SN 76131 = TBA 231 = JLA 739</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>800</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>723 (1500)</b>  NOTE: On metal can, pin 6 is connected to GND.
 NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>304</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>504</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>SG 3801 (SG 4001)</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.
<b>741 (805, 844)</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>CA 3000</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>1390</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>LM 325 (LM 125/LM 225)</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.
<b>741 (805, 844)</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>CA 3130</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>VOLTAGE REGULATORS</b> <b>L 1790, 1790L, 1791</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	 NOTE: Pin 4 is connected to GND.
<b>LMC000</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>309 (3000)</b>  NOTE: Pin 4 is connected to GND.	<b>LM 209 (LM 209M, LJA 709M)</b>  BOTTOM VIEW	 NOTE: Pin 4 is connected to GND.

NOTE: All IC's shown top view, unless otherwise stated.