

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

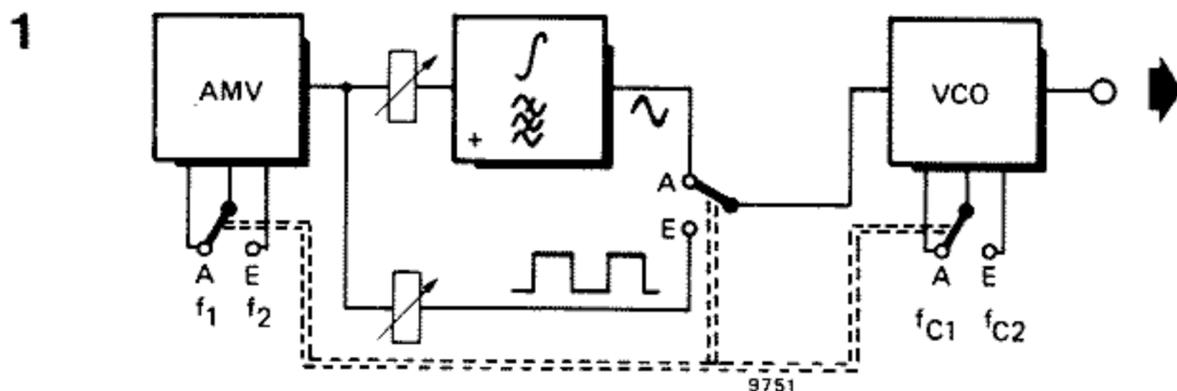
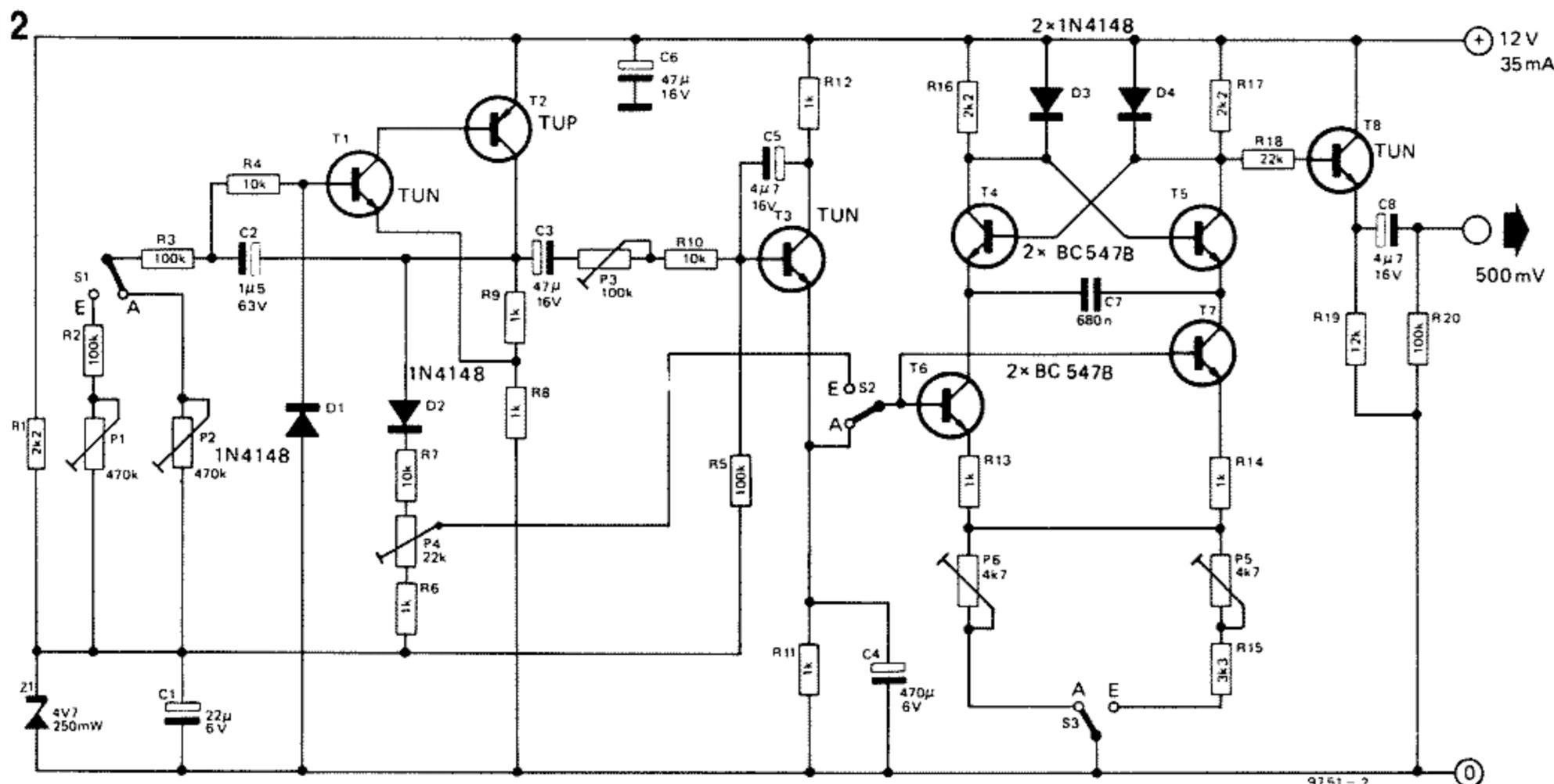


Figure 2. Le circuit du Krimisizer. On pourra adopter un inverseur unique pour S1...S3, mais les possibilités sont plus nombreuses si l'on prend trois inverseurs séparés.



## Liste des composants

## Résistances:

(couche de carbone, 5 %)

R1, R16, R17 = 2k2

R2, R3, R5, R20 = 100 k

R4, R7, R10 = 10 k

R6, 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  $\mu$ , 6 VC2 = 1,5  $\mu$ , 63 VC3, C6 = 47  $\mu$ , 16 VC4 = 470  $\mu$ , 6 VC5, C8 = 4  $\mu$ 7, 16 V

C7 = 680 n

C8 = 4  $\mu$ 7, 16 V

## Semiconducteurs:

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 puristes 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 krimisizer sera sans doute un joli petit gadget... dont il ne faudra pas abuser.

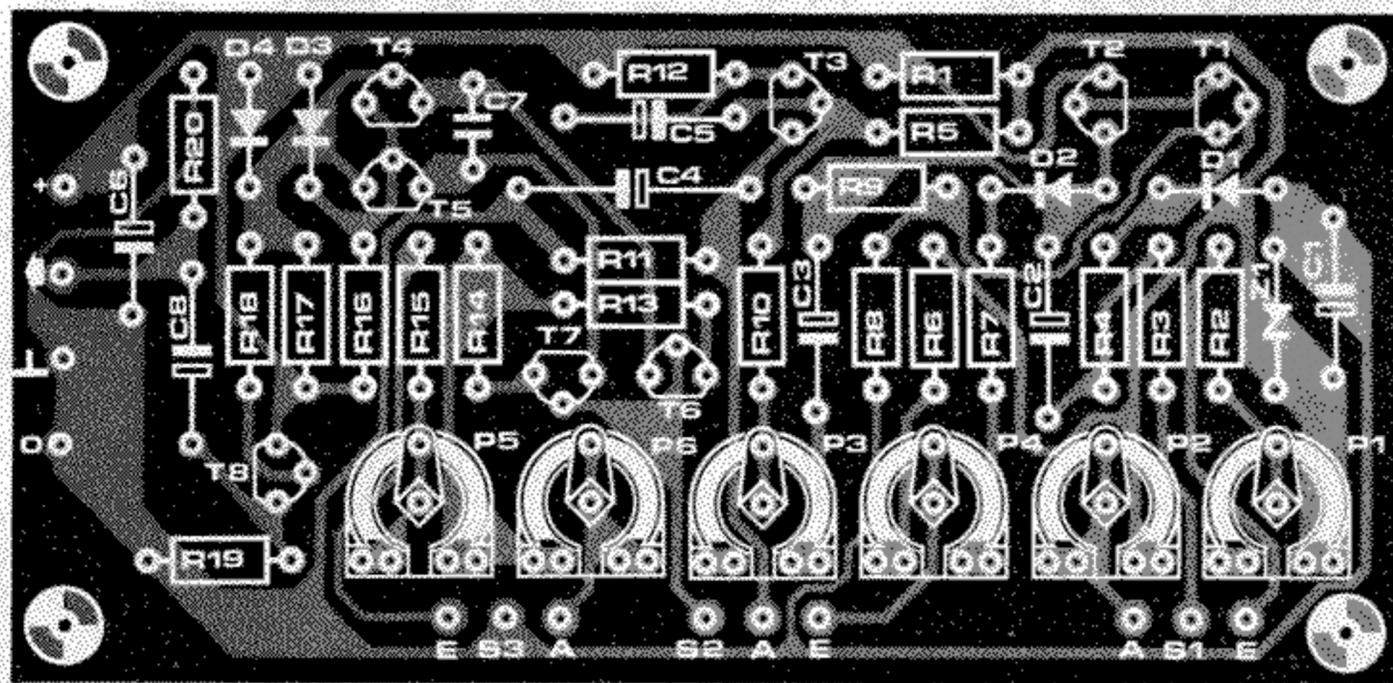
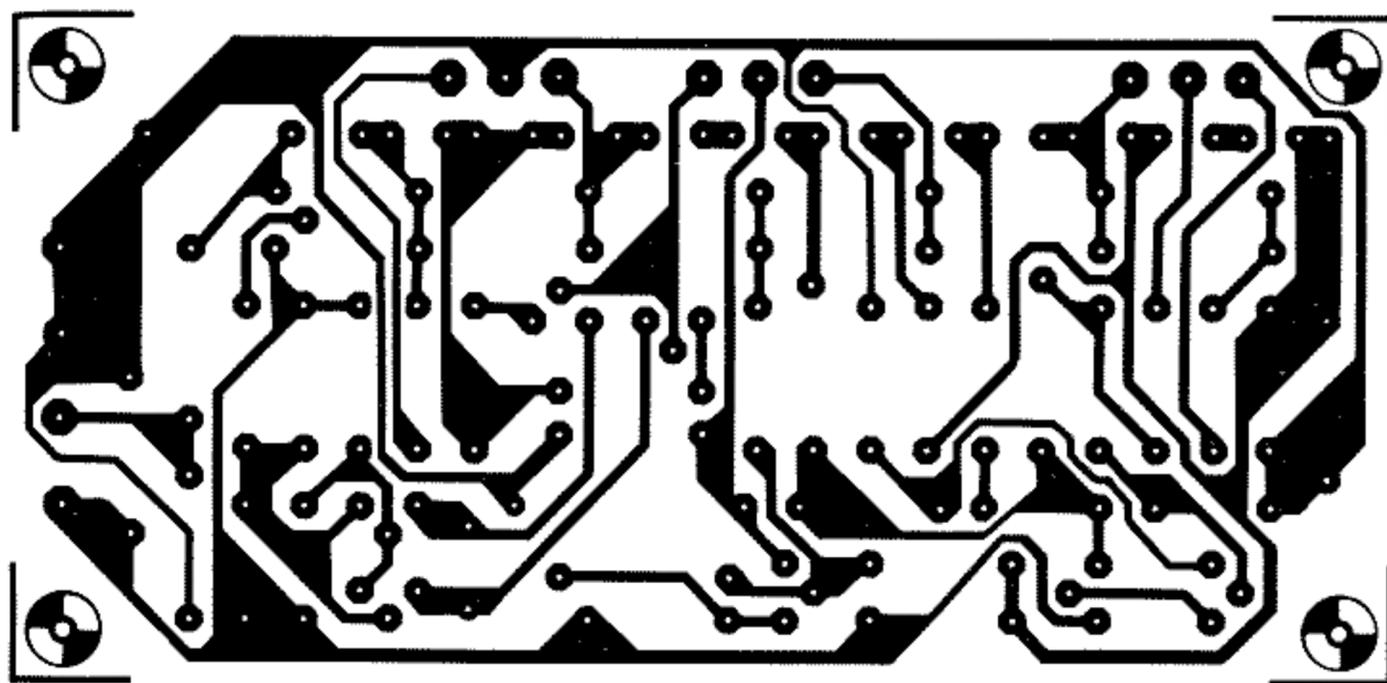
## Circuit imprimé et face avant

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 krimisizer 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

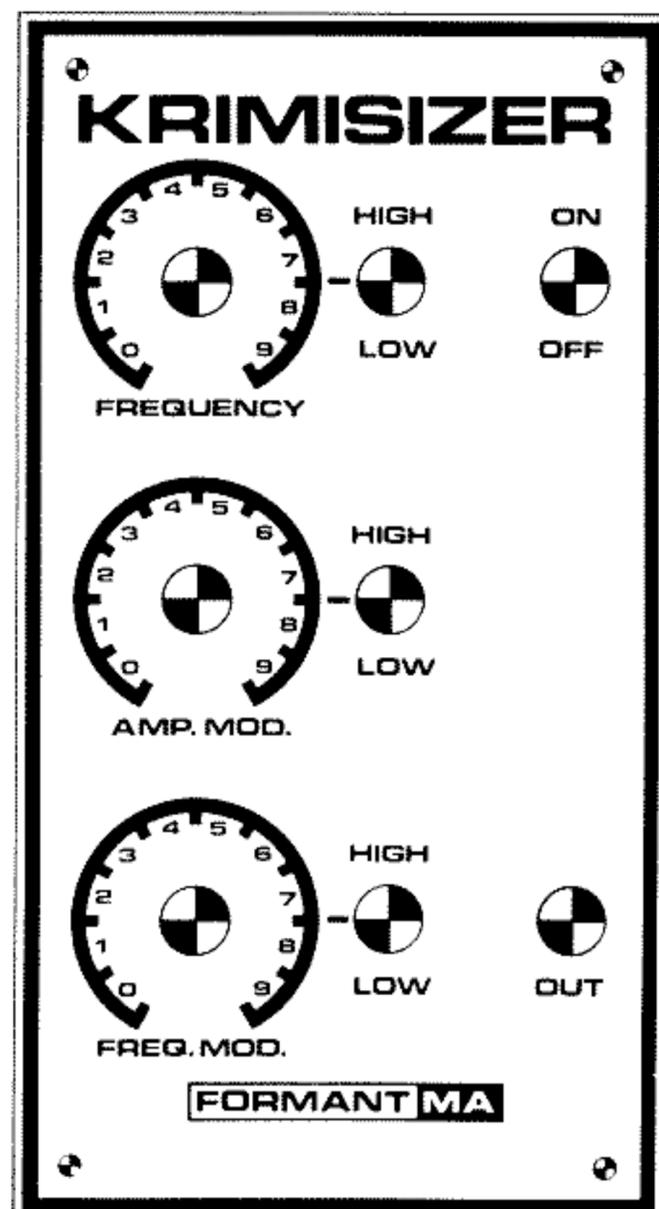
qu'il faudra résoudre par une intervention mécanique. Il n'existe pas en effet de potentiomètres doubles dont l'une des pistes de carbone a une valeur ohmique de 22 k, tandis que celle de

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

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:

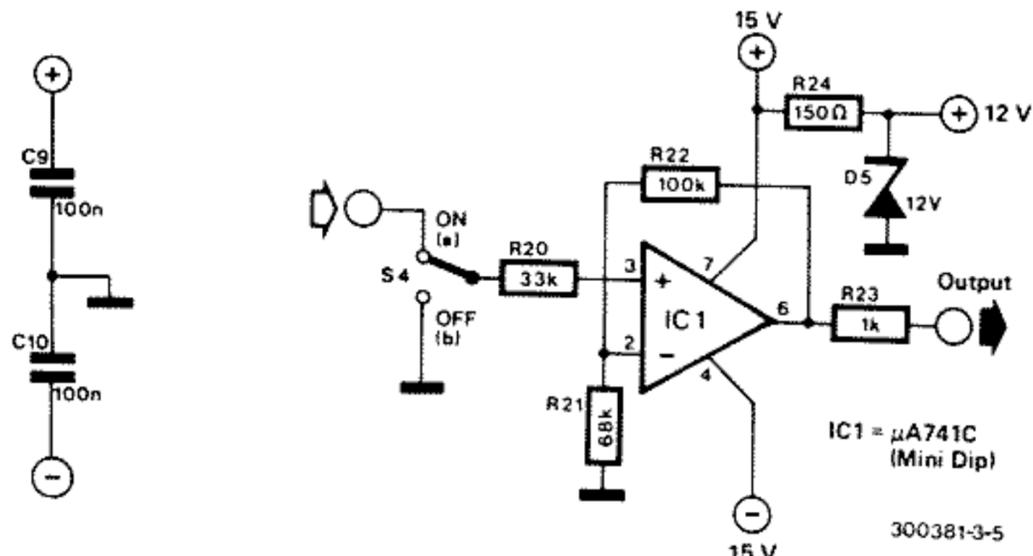
C9, C10 = 100 n

##### Semiconducteurs:

D5 = ZPD 12  
IC1 =  $\mu$ A 741C

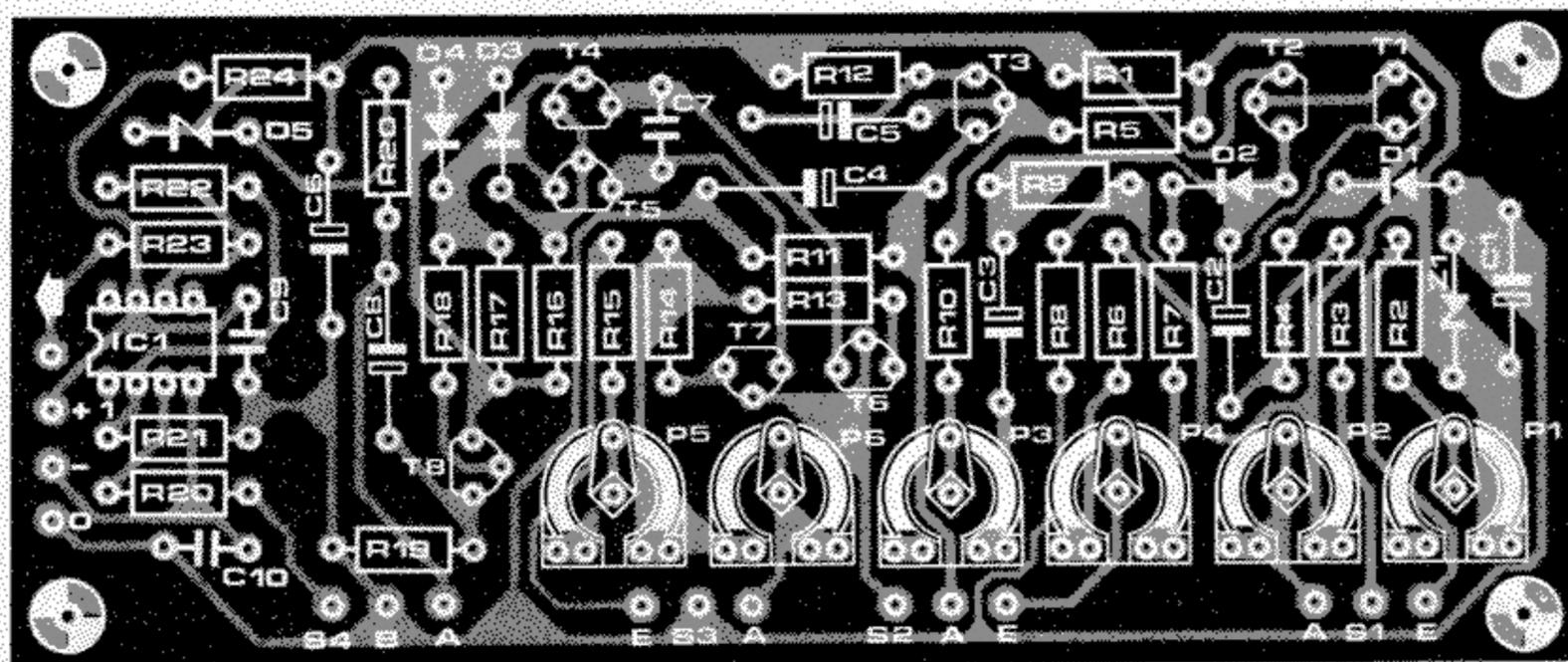
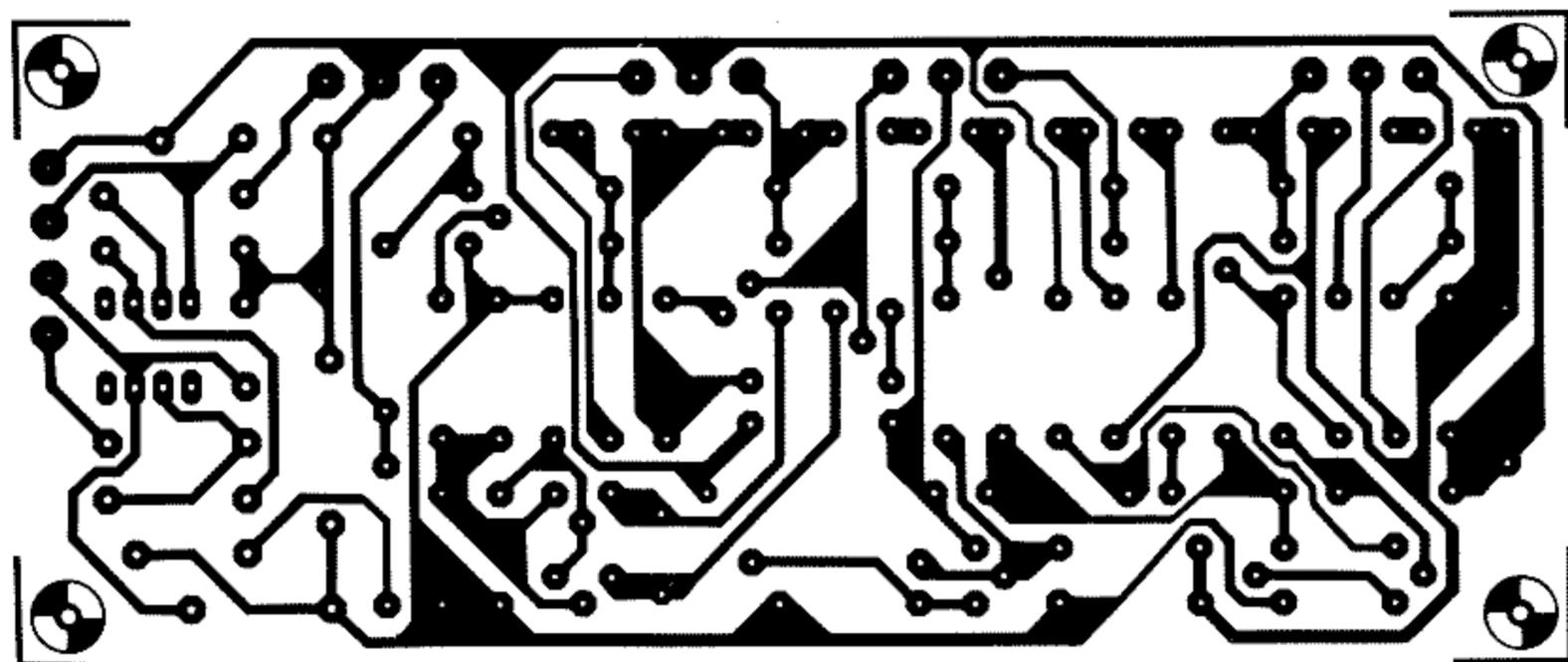
Figure 6. Circuit imprimé pour le Krimisizer doté du circuit de la figure 5. Sous cette forme, le montage est compatible avec les autres modules et l'alimentation du FORMANT.

5



300381-3-5

6



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" (européenne) correspond à l'indication LOW, tandis que la position "A" (américaine) 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 sa 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 électronique 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-

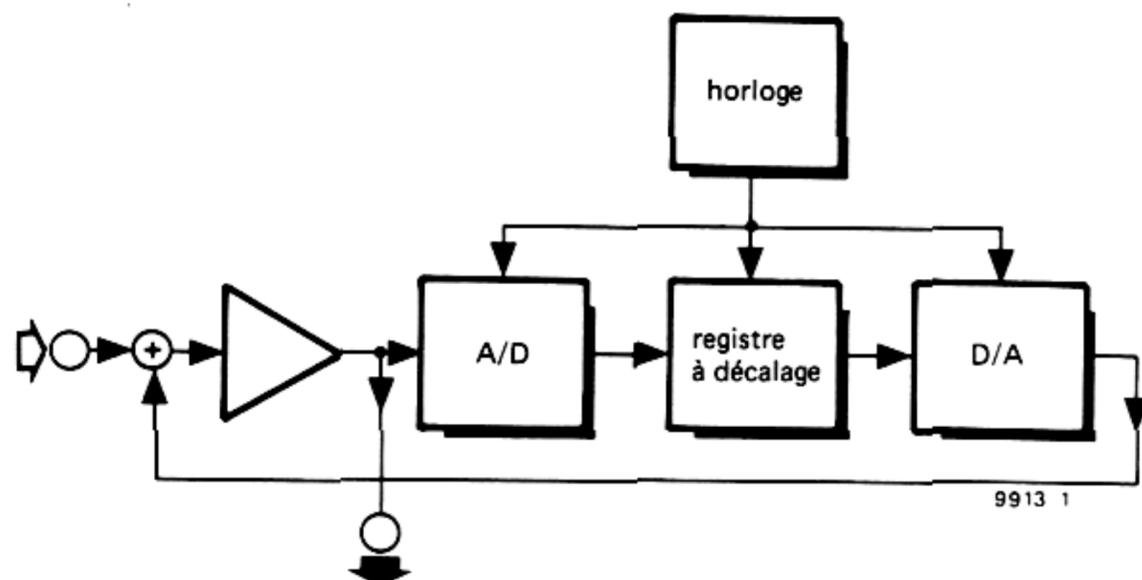
coup plus long que celui de la réverbération. Comme les retards obtenus avec le circuit décrit dans cet article sont plutôt courts, il s'agira surtout ici de réverbération.

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

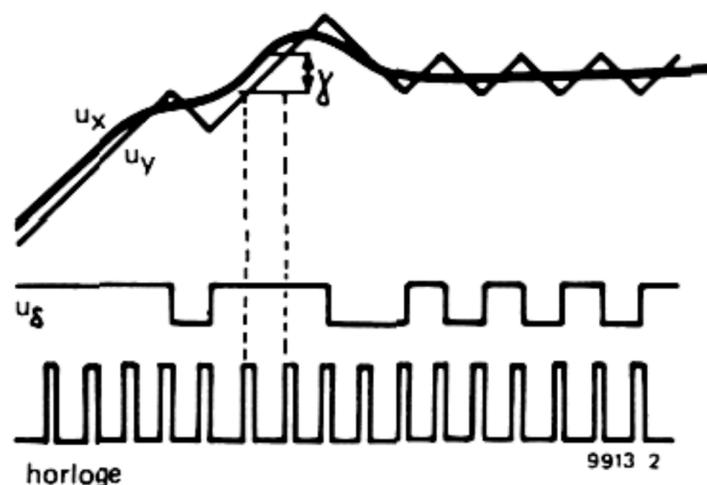
pas abordé dans ce paragraphe — est la possibilité de rajouter facilement des effets tels que le phasing et le doublage. La pièce maîtresse d'une chambre de réverbération électronique est une ligne à retard, dont il existe deux types fondamentalement différents: les lignes à retard analogiques (par exemple, 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  $U_\delta$  obtenu en sortie du modulateur delta permet de savoir à tout moment

si  $U_y$  augmente ou diminue: s'il augmente,  $U_\delta$  est à l'état logique "1"; s'il diminue,  $U_\delta$  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  $U_\delta$ , 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  $U_\delta$  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.

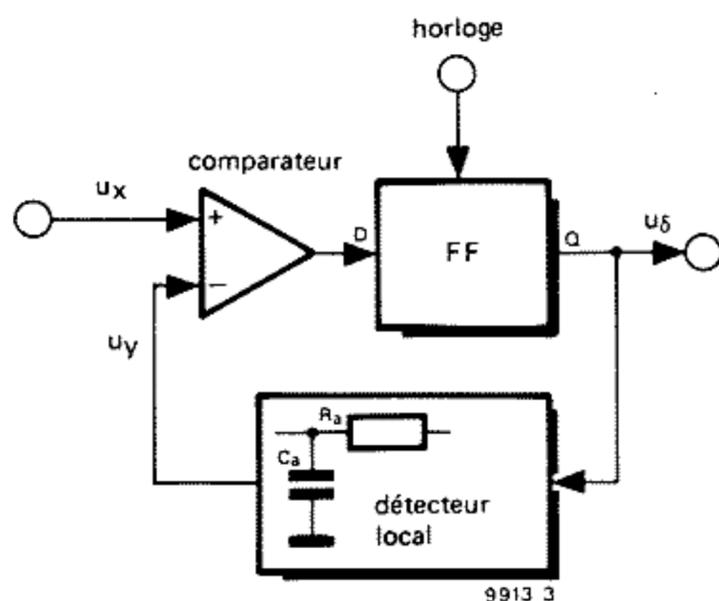
Figure 2. Illustration du procédé de modulation delta. Le module  $U_\delta$  indique si le signal de contre-réaction  $U_y$  qui approxime le signal d'entrée original augmente ou diminue.

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.

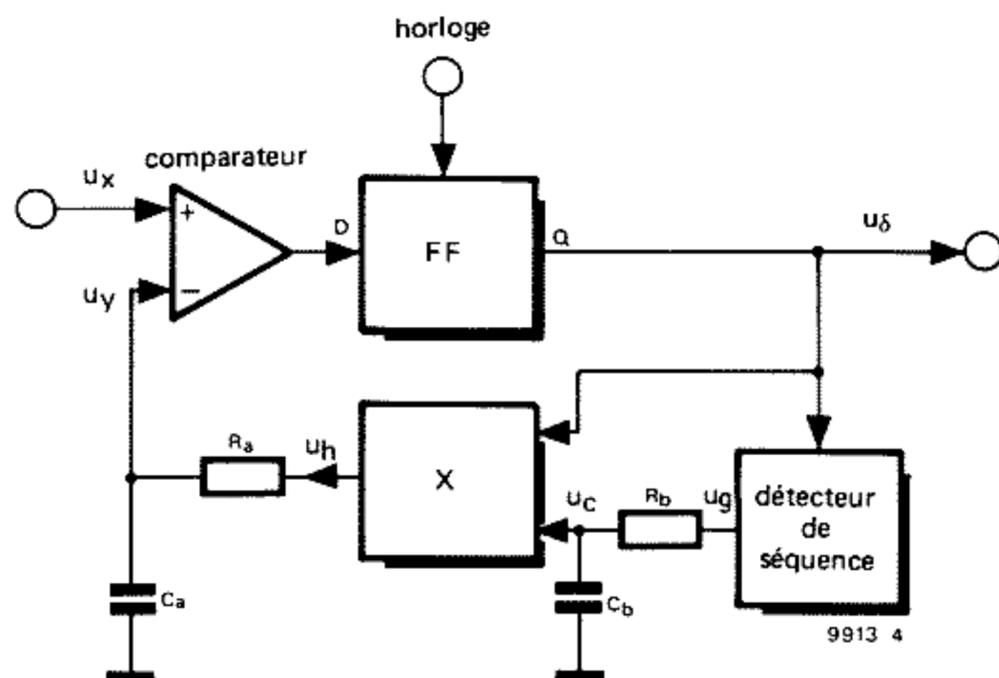
Figure 4. Schéma synoptique d'un modulateur delta auto-régulé. La hauteur de la marche  $\gamma$  est déterminée par l'enveloppe du signal d'entrée analogique.

Figure 5. Le signal  $U_h$  délivré par le multiplicateur est le produit analogique du signal binaire  $U_\delta$  par le signal analogique de commande  $U_c$ .

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.  $R_a$  et  $C_a$  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  $U_\delta$ ; c'est le produit (analogique) du signal binaire  $U_\delta$  et du signal de commande analogique  $U_c$  (voir figure 5). Le signal de commande provient d'un deuxième intégrateur  $R_b/C_b$ , dont la constante de temps est très supérieure à celle de  $R_a/C_a$ . 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  $U_\delta$  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  $U_\delta$  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  $U_\delta$  reste haut pendant un nombre élevé d'impulsions,  $U_x$  doit augmenter continuellement; alors que si  $U_\delta$  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

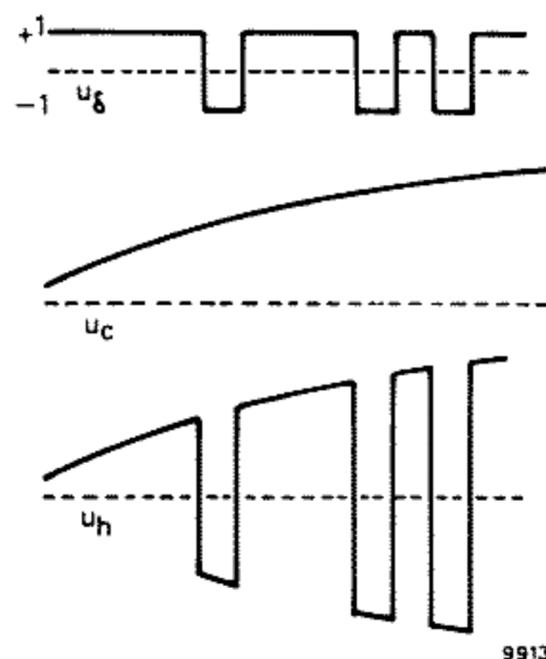
$U_x$  augmente ou diminue très rapidement, le condensateur  $C_b$  continuera à se charger. Il en résulte une augmentation de la hauteur du train d'impulsions  $U_h$  fonction de la rapidité d'augmentation ou de diminution de  $U_x$ ; cela coïncide généralement avec une augmentation de l'enveloppe de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

### 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  $U_\delta$  n'est pas seulement disponible directement à la sortie Q du flip-flop (broche 14); il est également prélevé à la sortie  $\bar{Q}$  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

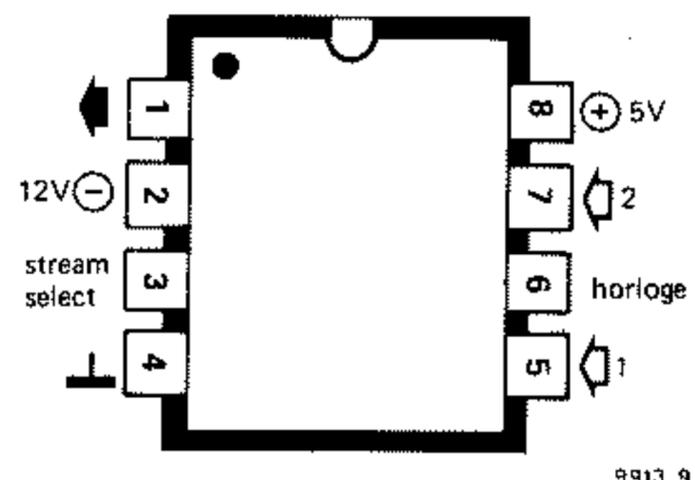


Q. Le signal  $U_c$  inversé est appliqué à la broche 8.

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-régulés. La résistance  $R_a$  et le condensateur  $C_a$  composent dans les



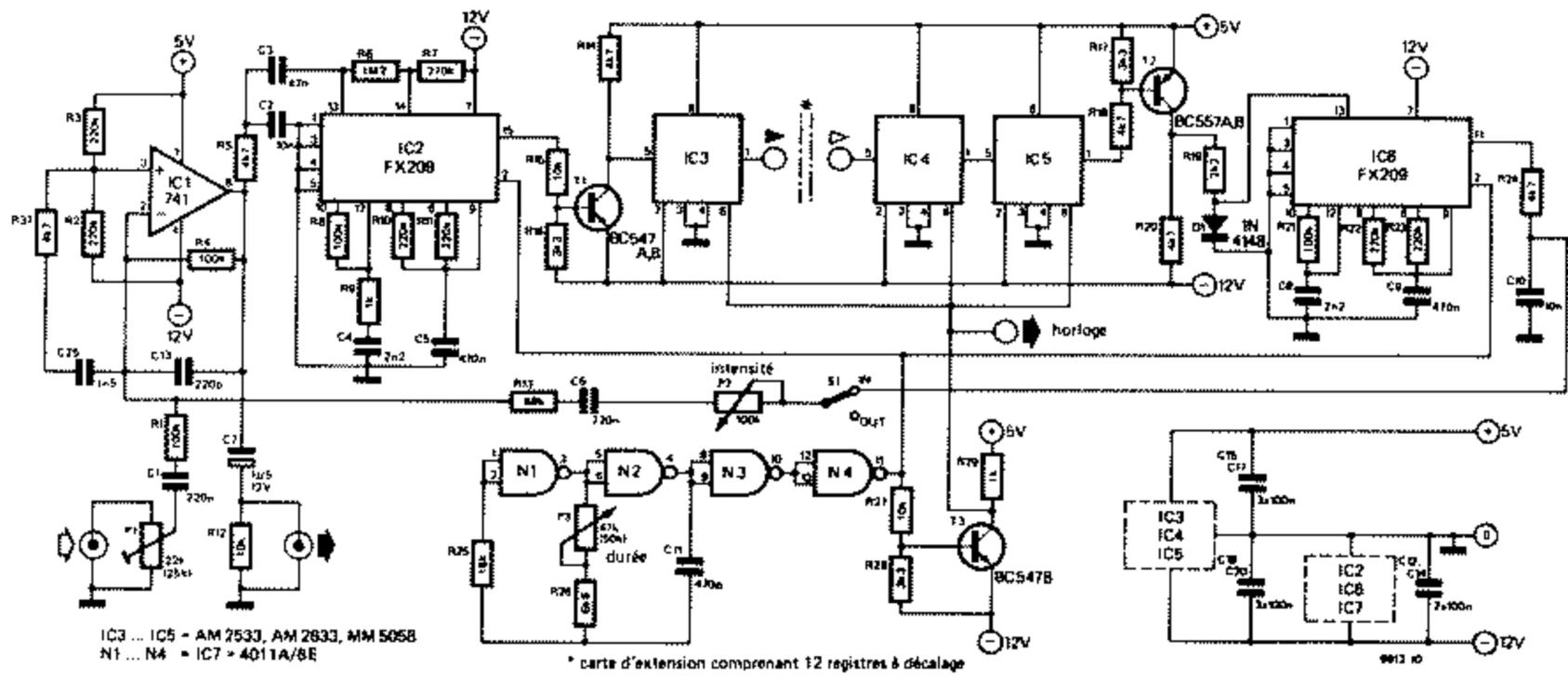
9



9913 9

L'étage équipé de T1 qui fait suite au modulateur permet d'adapter le niveau des tensions obtenues en sortie du modulateur avant de les appliquer à l'entrée des circuits intégrés du registre à décalage. La version de base du montage fait usage de trois de ces circuits intégrés: IC3, IC4 et IC5; cependant, il est possible d'ajouter des circuits intégrés registres à décalage supplémentaires entre IC3 et IC4. C'est pourquoi un circuit imprimé d'extension

10



IC3 ... IC5 - AM 2533, AM 2833, MM 5058  
N1 ... N4 - IC7 - 4011A/6E

\* carte d'extension comprenant 12 registres à décalage

9912 10

comparateur suivra toujours le signal d'entrée du démodulateur. Le comparateur travaille alors en "buffer" et le détour pris par le signal d'entrée permet d'économiser une broche supplémentaire pour le circuit intégré.

### Registres à décalage

Le registre à décalage servant à retarder le signal codé en binaire demande un investissement certain. Il se compose de circuits intégrés AM 2533 ou AM 2833. Chaque circuit comprend dans un boîtier DIL 8 broches un registre à décalage 1024 bits. Ces circuits intégrés utilisent la technologie P-MOS et demandent deux tensions d'alimentation: + 5 V (30 mA maximum par circuit) et - 12 V (maximum 7,5 mA). Le niveau logique "0" se situe aux environs de 0 V et le niveau "1" à +5 V, ce qui correspond aux niveaux logiques TTL. C'est pourquoi il faut intercaler un étage adaptateur entre les circuits intégrés FX 209 et les registres à décalage.

La commande des registres à décalage s'effectue au moyen d'un signal d'horloge à une seule phase. Les informations sont emmagasinées dans le registre lorsque le signal d'horloge est haut, puis les informations présentes sont décalées d'un bit lorsque le signal d'horloge repasse à l'état bas. La fréquence d'horloge maximale est de 1,5 MHz. Le brochage du circuit intégré est représenté à la figure 9. L'entrée "stream select" (broche 3) permet de commuter l'une des deux entrées. Lorsque la broche 3 est à l'état bas,

Figure 6. Schéma interne simplifié du FX 209. Ce circuit intégré peut servir de modulateur ou de démodulateur delta.

Figure 7. Le FX 209, monté en modulateur delta.

Figure 8. Le même circuit intégré, mais monté en démodulateur delta.

Figure 9. Brochage d'un registre à décalage 1024 bits type AM 2533 ou AM 2833.

Figure 10. Schéma complet de la chambre de réverbération digitale. En principe, le nombre de registres à décalage peut être augmenté indéfiniment.

l'entrée 1 (broche 5) permet d'appliquer des signaux au registre à décalage; lorsqu'elle est à l'état haut, cette fonction est remplie par l'entrée 2 (broche 7).

### Schéma du circuit

Le circuit complet de la chambre de réverbération digitale est représenté à la figure 10. Le signal d'entrée est appliqué à un amplificateur inverseur de gain unité (IC1), puis au modulateur delta auto-régulé IC2. On reconnaît aisément le circuit de la figure 7, la seule modification étant le rajout d'une résistance de 1 k (R9). Cette résistance améliore la stabilité du modulateur aux fréquences élevées.

permettant de monter 12 circuits intégrés supplémentaires a été prévu. Un ou plusieurs de ces circuits pourra être ajoutés afin d'augmenter le temps de réverbération.

Le dernier registre à décalage, IC5, est suivi par un étage construit autour de T2 qui permet d'adapter le niveau de sortie délivré par le registre à décalage aux niveaux logiques du démodulateur. La diode D1 sert à protéger le FX 209 des pointes de tension positive. Le dernier circuit intégré monté en démodulateur delta auto-régulé est suivi d'un filtre passe-bas simple comprenant R24 et C10. Ce filtre élimine toutes les fréquences supérieures à environ 3,4 kHz.

Lorsque S1 est en position "IN", le signal retardé est réappliqué via P2 (qui permet de faire varier l'intensité de la réverbération) à l'entrée de l'ampli op avec le signal d'entrée. On retrouve donc à la sortie d'IC1 le signal original, ajouté au signal retardé: c'est donc à cet endroit que l'on prélève le signal de sortie du montage.

Le modulateur et le démodulateur delta, ainsi que les registres à décalage, sont commandés par les signaux d'horloge délivrés par un oscillateur réalisé au moyen des portes NAND N1 et N2. N3 et N4 servent simplement d'étages tampon. On obtient à la sortie de N4 un signal rectangulaire variant de 0 à - 12 V qui sert à commander les FX 209. T3 permet d'adapter le niveau des impulsions d'horloge appliquées aux registres à décalage. P3 permet de faire varier la fréquence horloge entre 30 et 120 kHz environ, modifiant ainsi le

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.

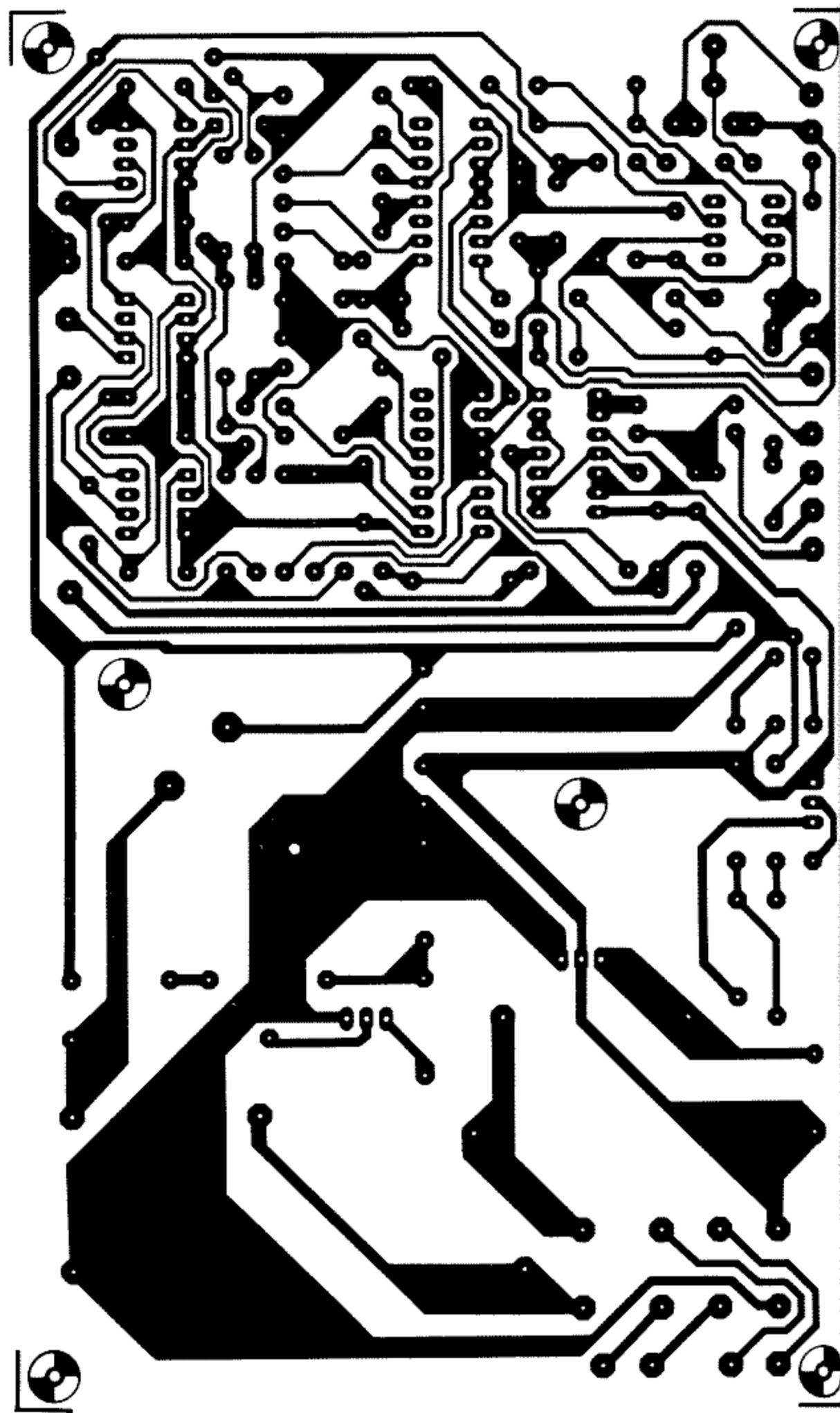
## Alimentation

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.

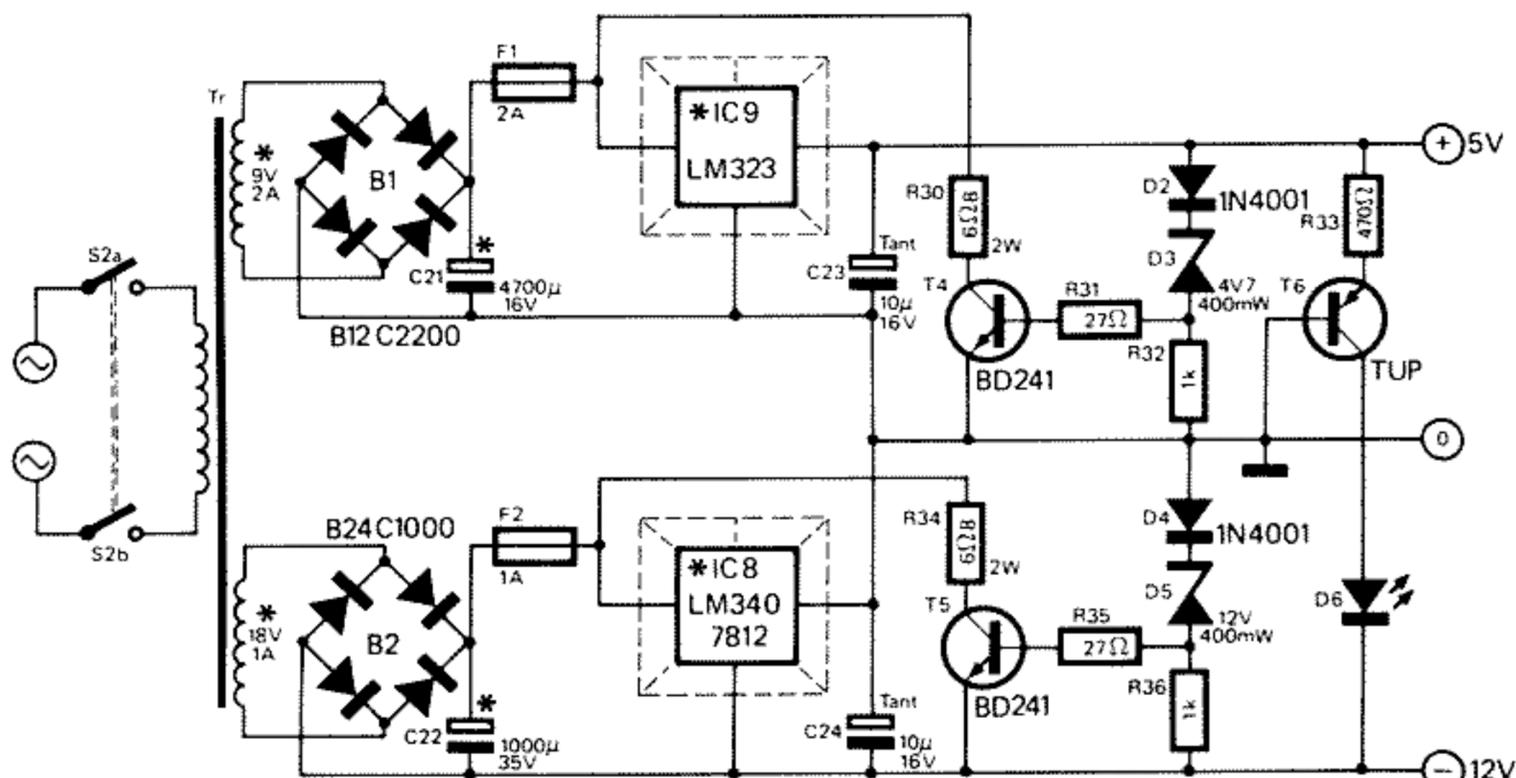
Les deux régulateurs (IC8 et IC9) délivrent les deux tensions nécessaires avec une limitation d'intensité et une protection thermique. De plus, les deux alimentations sont protégées contre les surtensions. On évite ainsi, dans le cas d'une défaillance d'un des circuits intégrés régulateurs ou d'une erreur 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



\* voir texte

9913 11

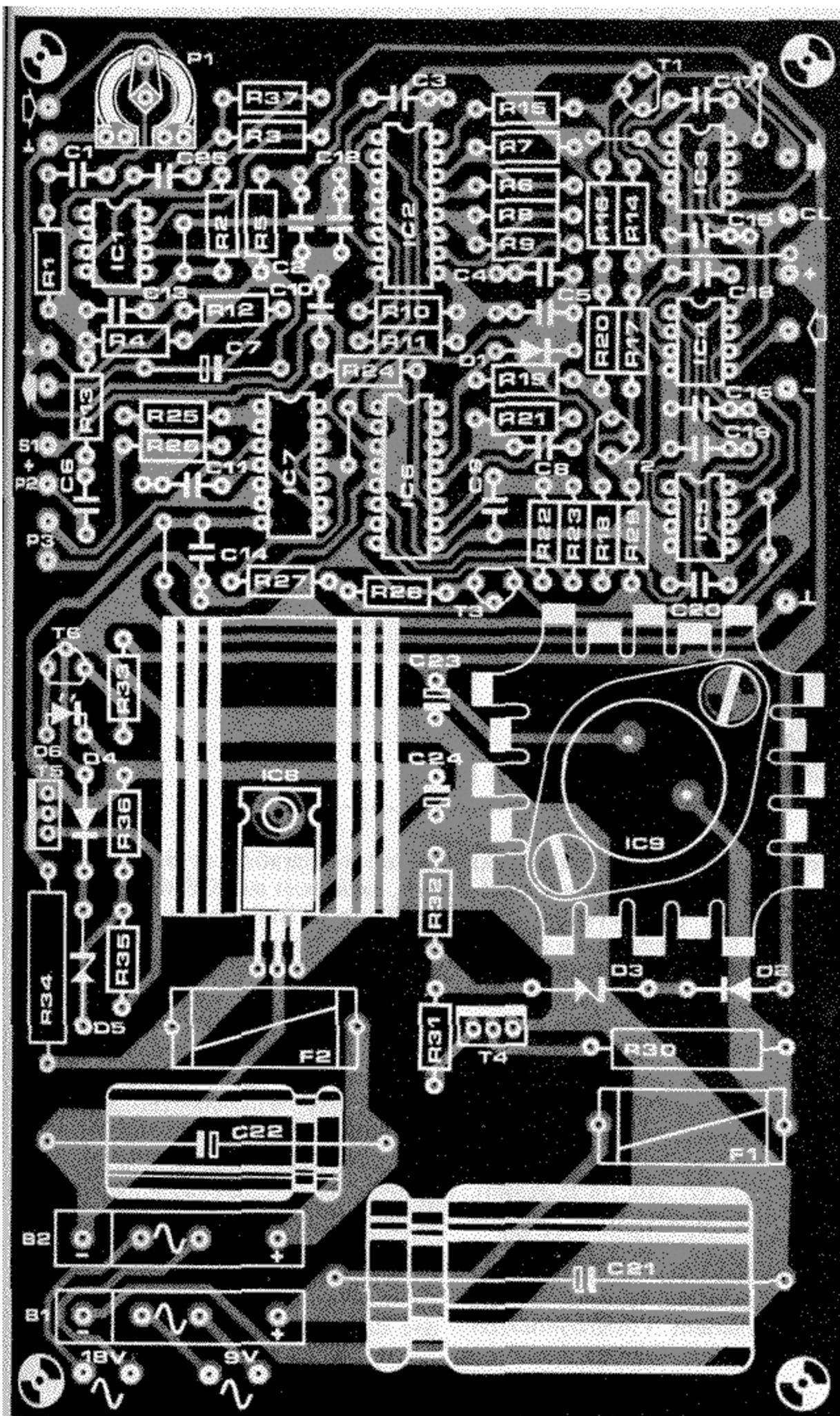


Figure 11. Schéma du circuit d'alimentation double destiné à la chambre de réverbération. Les deux lignes d'alimentation sont munies d'une protection contre les surtensions. Si on utilise uniquement la version de base du circuit, l'alimentation peut être modifiée car la consommation est nettement plus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

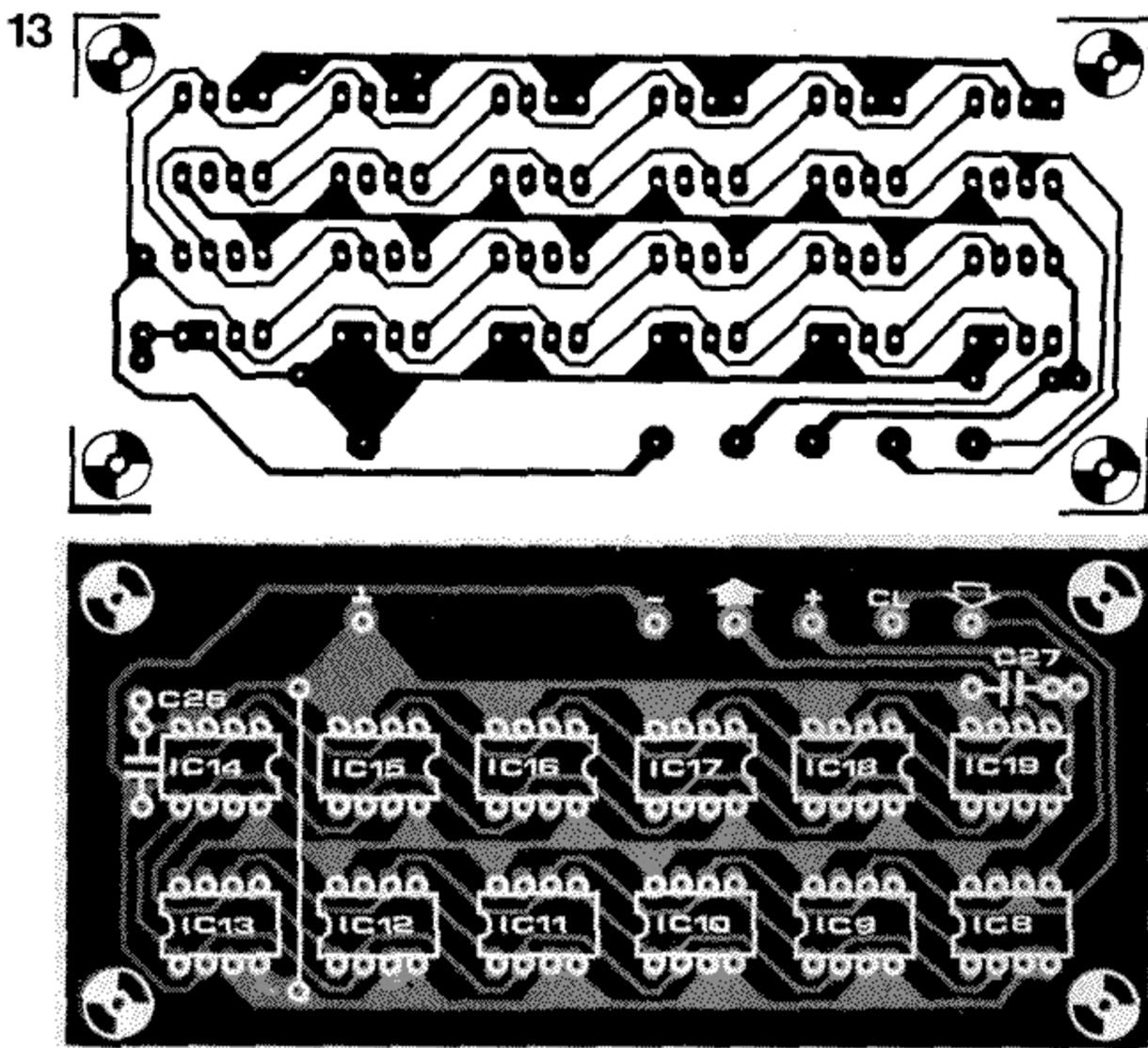
Le schéma du circuit d'extension est représenté à la figure 13. Il ne comprend que 12 circuits intégrés registres à décalage du même modèle qu'IC3... IC5 et 2 condensateurs de découplage de 100 n. Le circuit imprimé et la disposition des composants sont décrits à la figure 14.

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 distortion 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 du circuit d'extension (EPS 9913-2).

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.

Etant 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

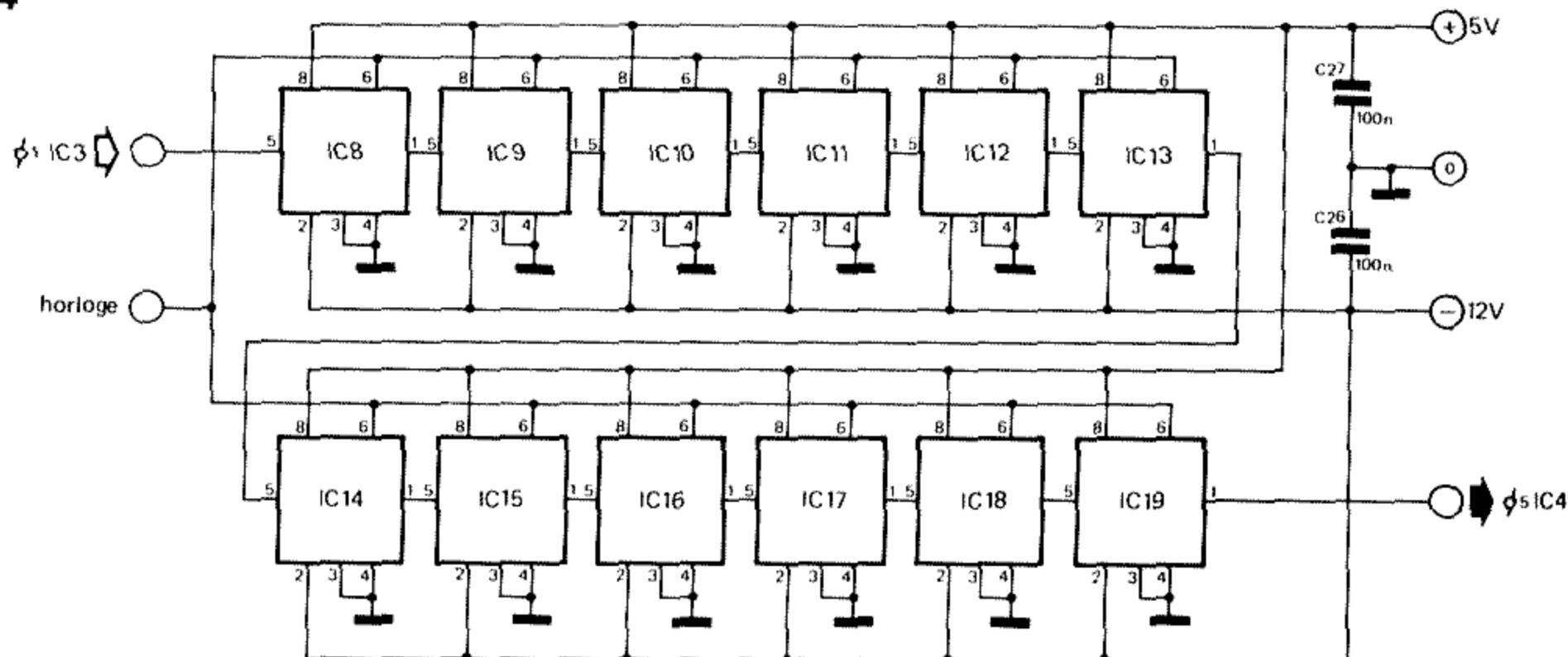
de la réverbération et des autres systèmes, extérieurs au FORMANT.

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 pourra

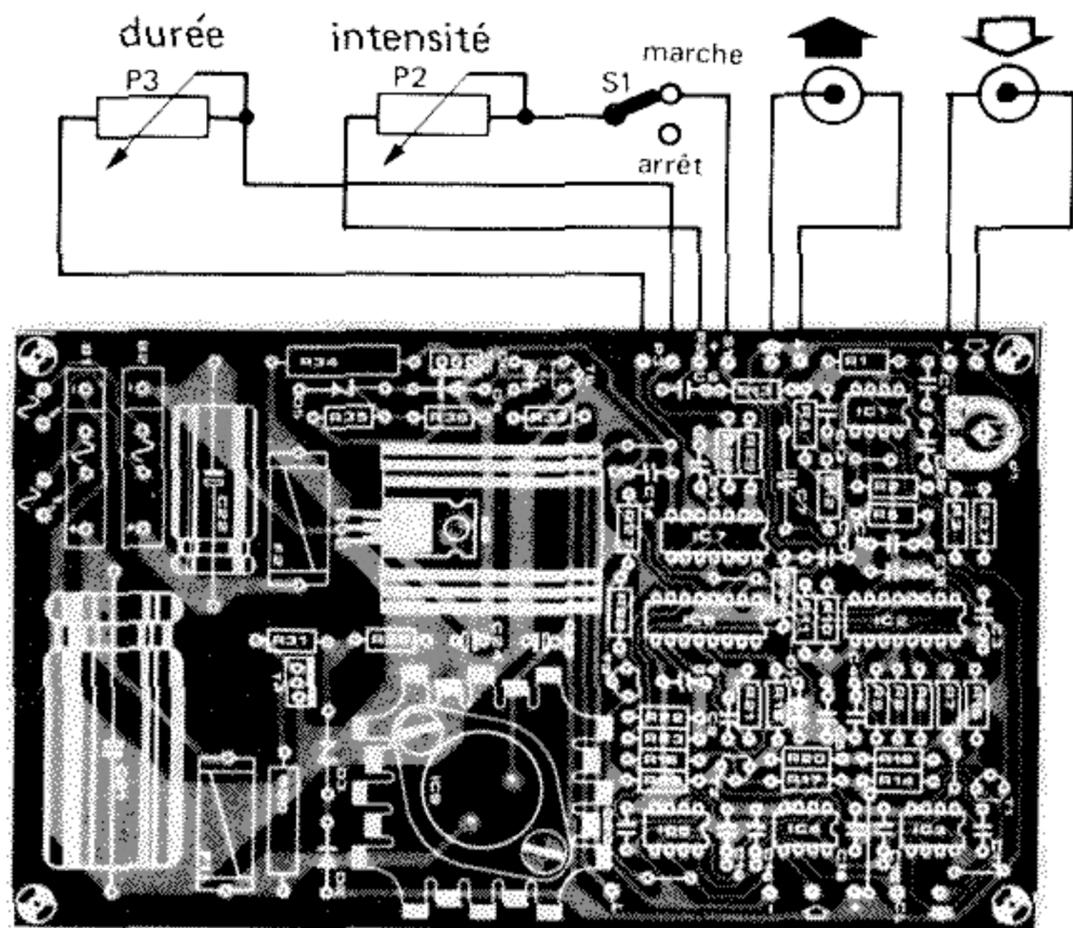
14



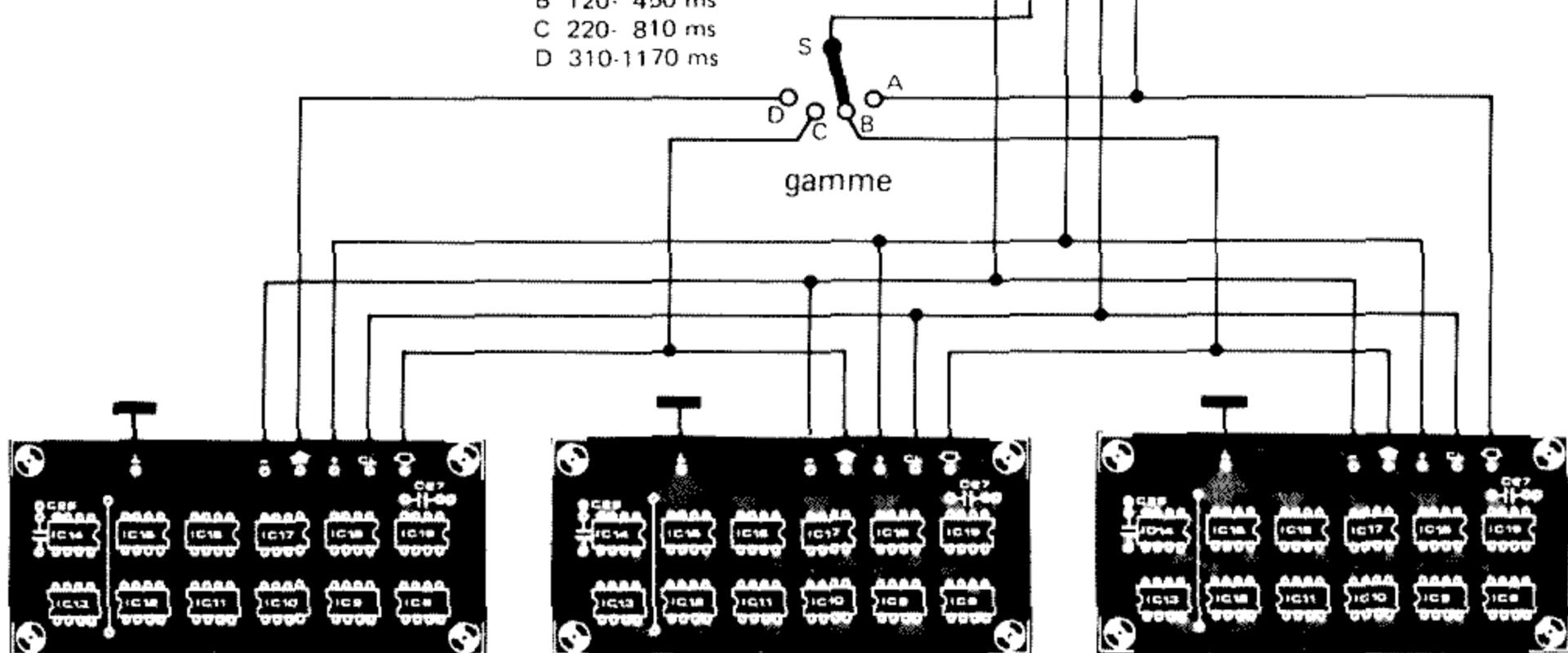
IC8 . . . IC19 = AM2533  
AM2833  
MM5058

9913 13

15



- 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.

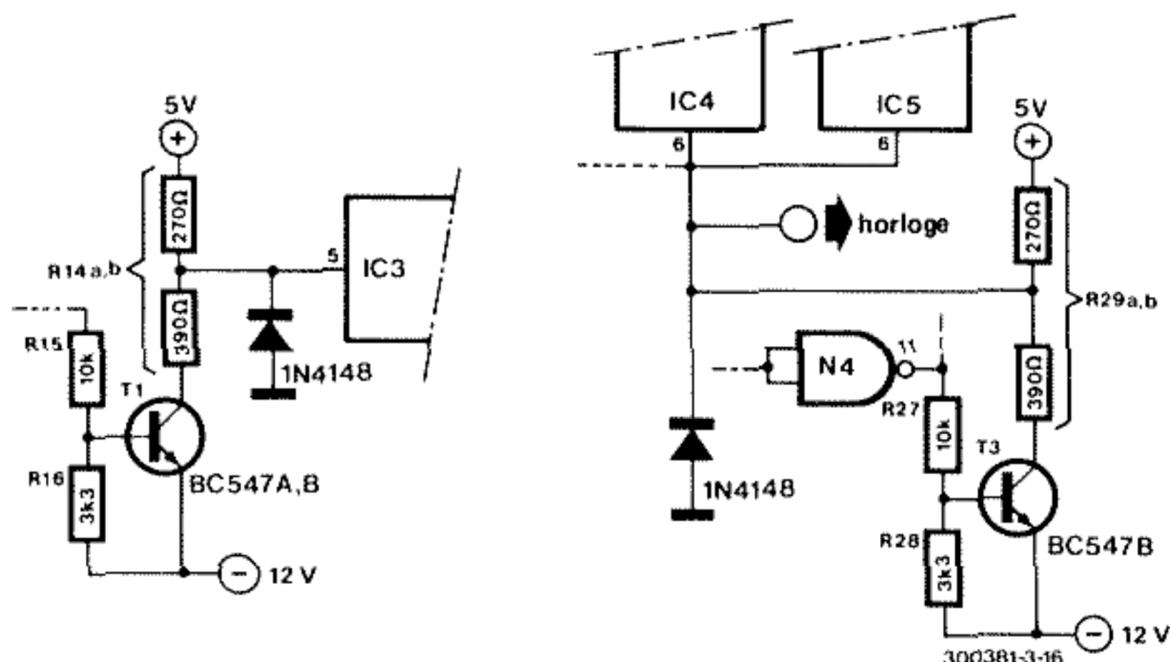
Le transformateur secteur supplémentaire pourra être placé à proximité du

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.

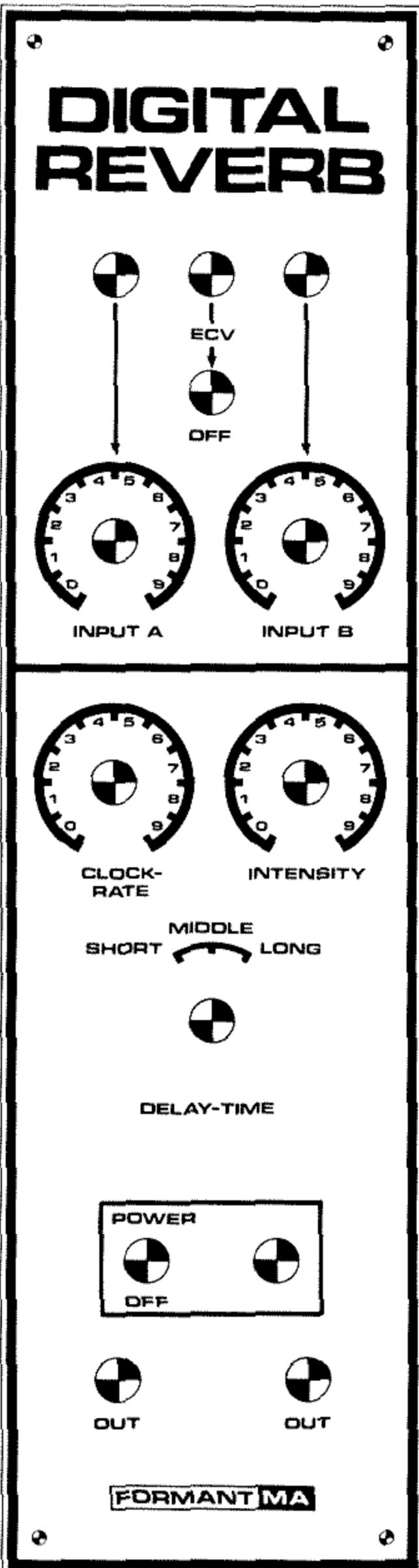
16



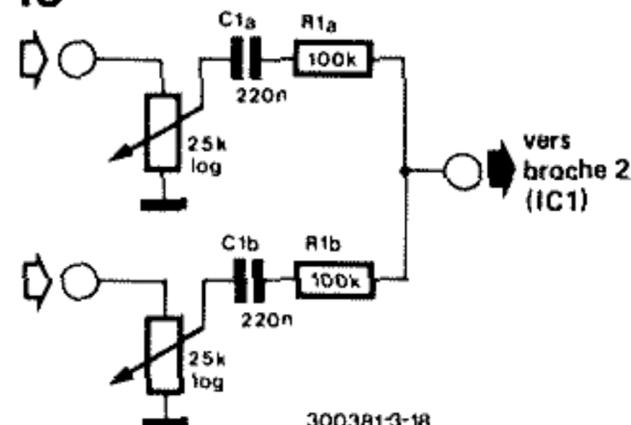
### Réduction du bruit

Le plaisir que peut procurer une réverbération ne résiste pas longtemps à un mauvais rapport signal/bruit. Or les systèmes réverbérateurs 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



18



300381-3-18

19

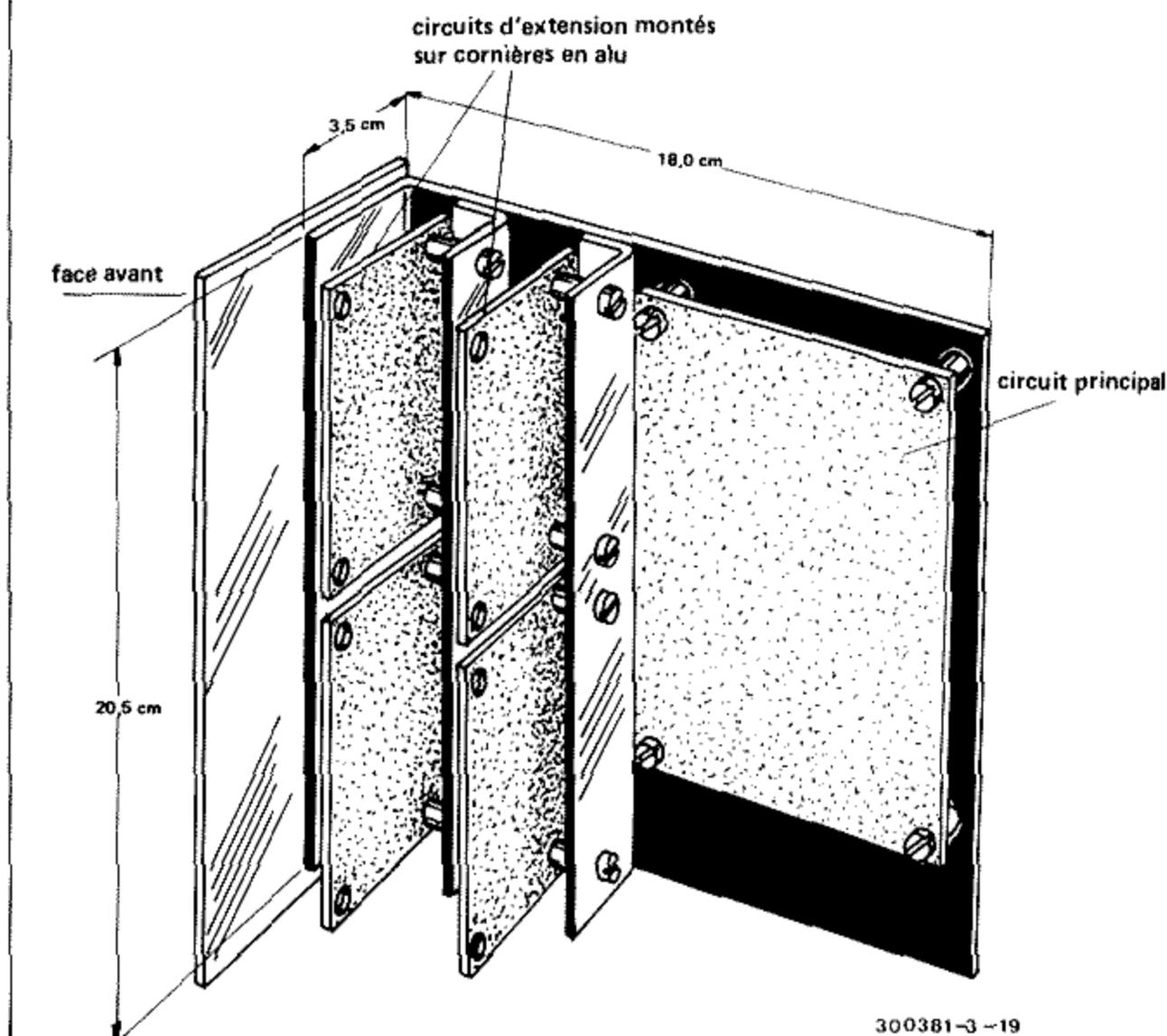


Figure 16. Si l'on désire utiliser les registres à décalage du type MM 5058, il faudra légèrement modifier le circuit de la figure 10. Ces modifications sont faciles à mener à bien sur le circuit imprimé lui-même.

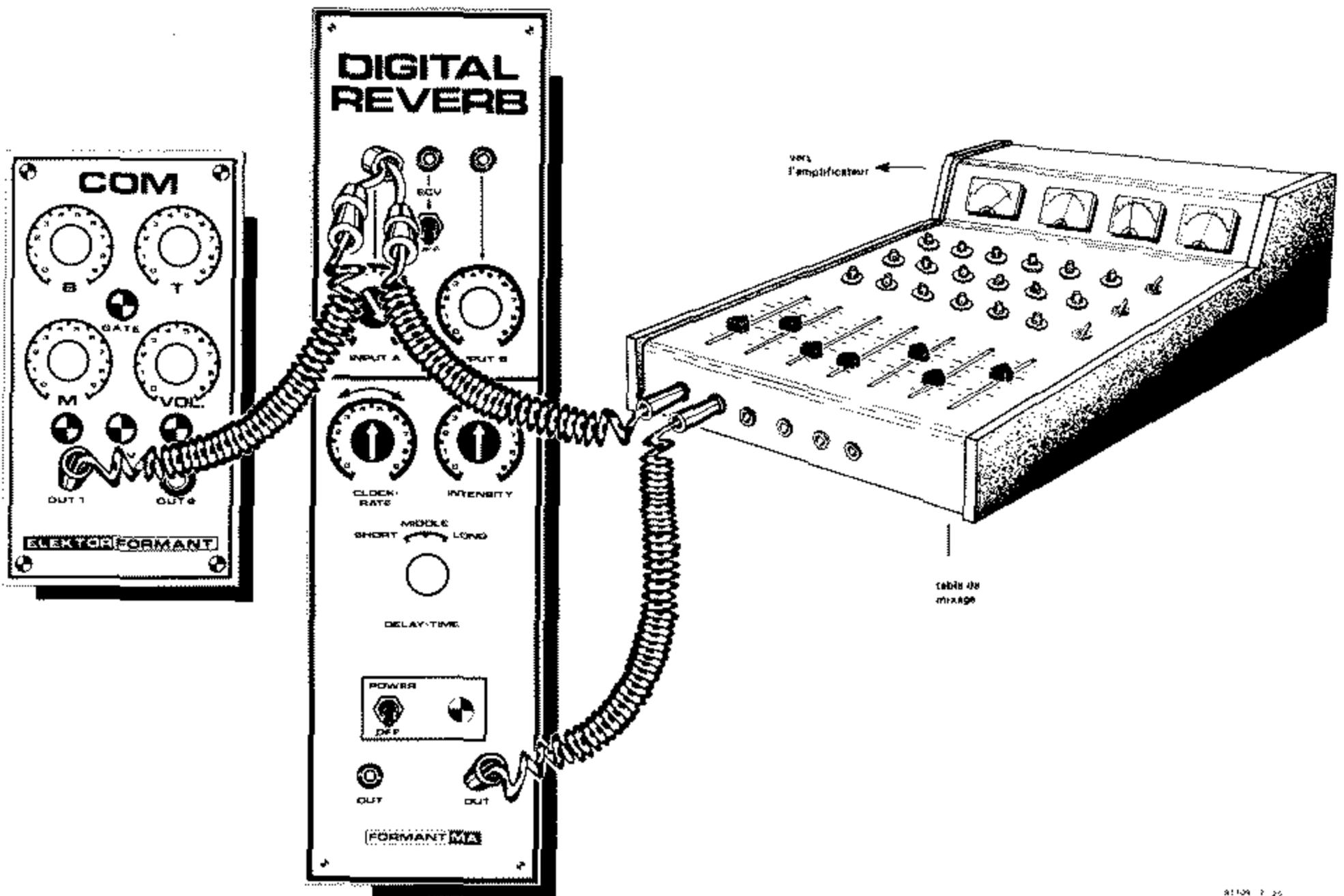
Figure 17. Suggestion de face avant pour la chambre de réverbération digitale dans le cadre du Formant. Celle-ci a les mêmes dimensions qu'une grande face avant standard. On notera la présence d'un interrupteur secteur, avec indicateur lumineux, permettant d'utiliser la chambre de réverbération indépendamment 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.

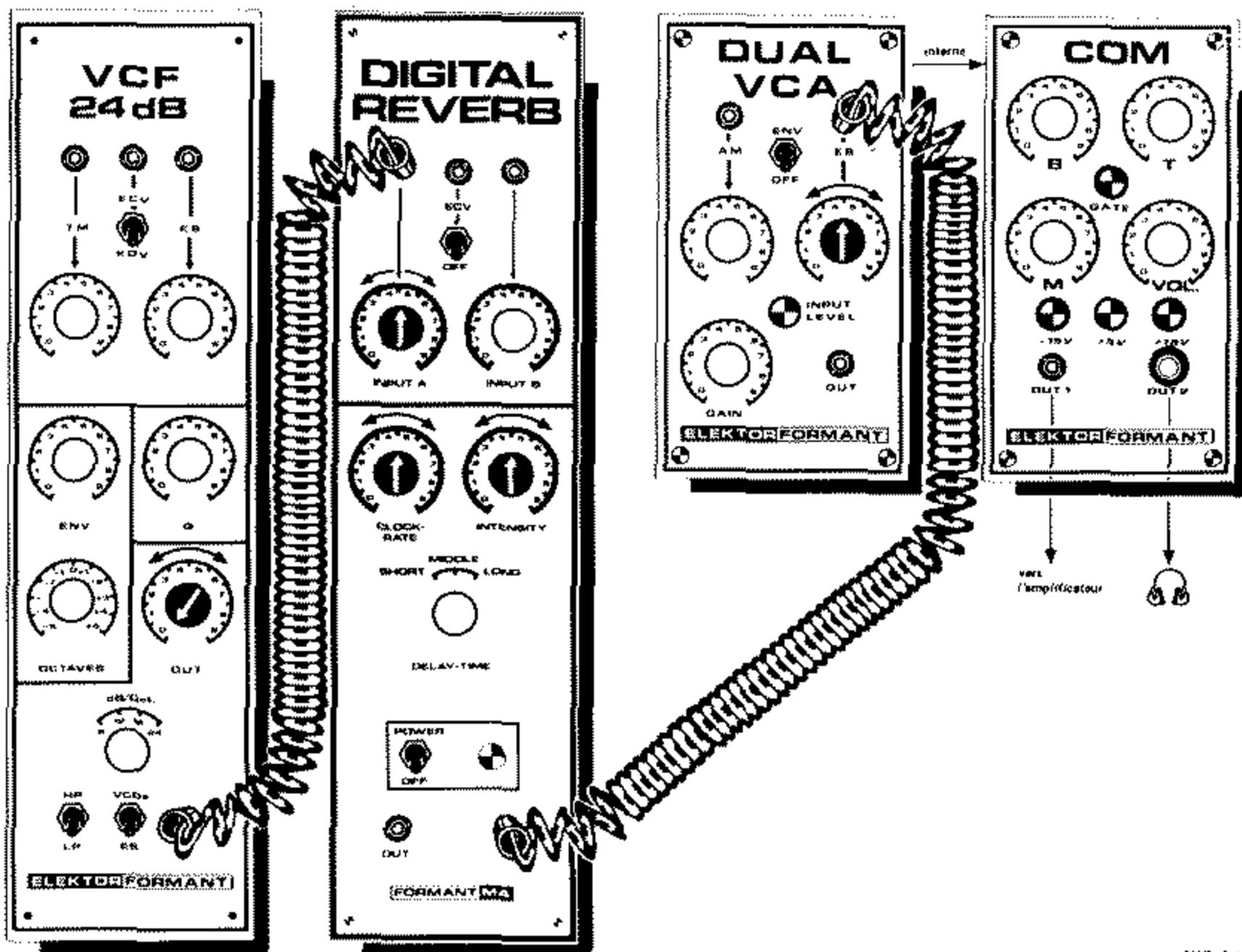
Figure 19. Instructions de montage d'un circuit principal et de quatre circuits d'extension sur des cornières en aluminium, elles mêmes solidaires de la face avant.

Figure 20. Mise en oeuvre 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 oeuvre 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.



8104 1 20



8104 1 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.

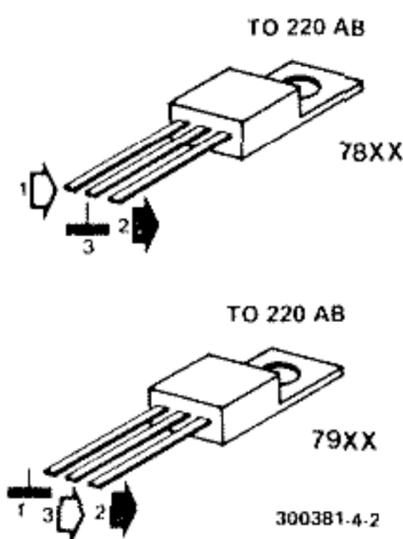
## Alimentations

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 + 15 V / - 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.

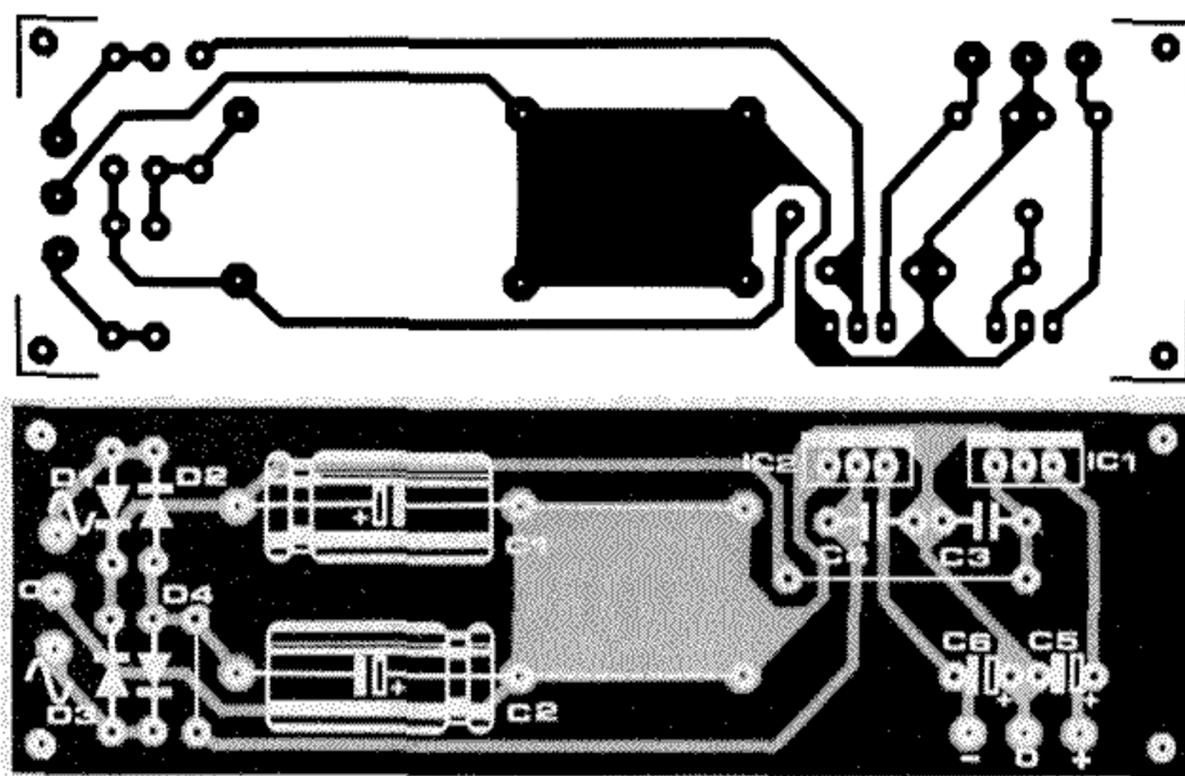
On notera que celui-ci est différent selon la polarisation de la tension.

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

### Alimentation en + 5 V

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

3



du courant, protection contre les courts-circuits et protection thermique. Les régulateurs CKC en boîtier TO220 (ne sont pas cassés!) 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  $\mu$ /35 V  
(470  $\mu$ /35 V)  
C3, C4 = 100 n (MKH, MKS)  
C5, C6 = 1  $\mu$ /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 bipolaire 250 V/0,5 A  
F1 = fusible 0,315 A rapide  
2 x radiateurs  
1 x porte-fusible

1

