

déphaseur audio

Retardez un signal audio, puis superposez-le, à amplitude égale, au signal direct: aux fréquences pour lesquelles le retard équivaut à un nombre impair de demies-alternances, les signaux direct et retardé sont déphasés de 180° : ils s'annulent. A l'inverse, aux fréquences pour lesquelles le retard est équivalent à un nombre pair de demies-alternances, les signaux retardé et direct sont en phase: ils se renforcent. Rendez ce processus dynamique, et vous obtiendrez les effets musicaux les plus intéressants. Ce dispositif se caractérise par une courbe de réponse hachée, d'où son nom de filtre à peigne. L'intérêt du nouveau montage proposé ici sur ce principe déjà bien connu réside dans la méthode de modulation mise en oeuvre pour modifier le retard.

filtre à
peigne à
résistances
commutées
par
modulation
de largeur
d'impulsion

L'effet musical recherché avec un déphaseur se caractérise par la mouvance harmonique obtenue dans un spectre harmonique apparemment statique. Ce n'est pas le filtre à peigne en lui-même qui produit cet effet, du moins tant que sa courbe de réponse reste "immobile": il faut une modulation de la caractéristique de déphasage pour obtenir cette coloration très particulière du signal audio. Et c'est sur ce dernier point que notre montage se distingue des circuits connus; nous y reviendrons. Pour introduire le retard, nous avons utilisé des filtres passe-tout, une solution éprouvée, simple et bon marché (même si elle se paie par une réalisation répétitive voire fastidieuse). Ils acceptent n'importe quel signal à condition qu'il ne sorte pas de la plage définie par les tensions d'alimentation (± 18 V max). Du côté du bruit et de la distortion, les carac-

téristiques sont très convenables. Et surtout, il n'est fait appel à aucun circuit ou composant "spécial"...

Un retard compromettant

La figure 2 donne le schéma de principe d'un filtre passe-tout: plus la valeur de C est élevée, plus le retard introduit par le filtre est important. Tout serait parfait si l'on pouvait augmenter cette valeur à son gré. Ce serait compter sans une diminution progressive du retard à partir d'une certaine fréquence; comme le montre la photo, "les dents du peigne" accusent un écart de plus en plus important. Il ne reste donc qu'à trouver un compromis entre rentabilité (efficacité maximale d'un nombre aussi réduit que possible de filtres) et intensité de l'effet: c'est avec $C = 4n7$ et $R1 \dots R3 = 10$ k qu'il nous a semblé satisfaisant.

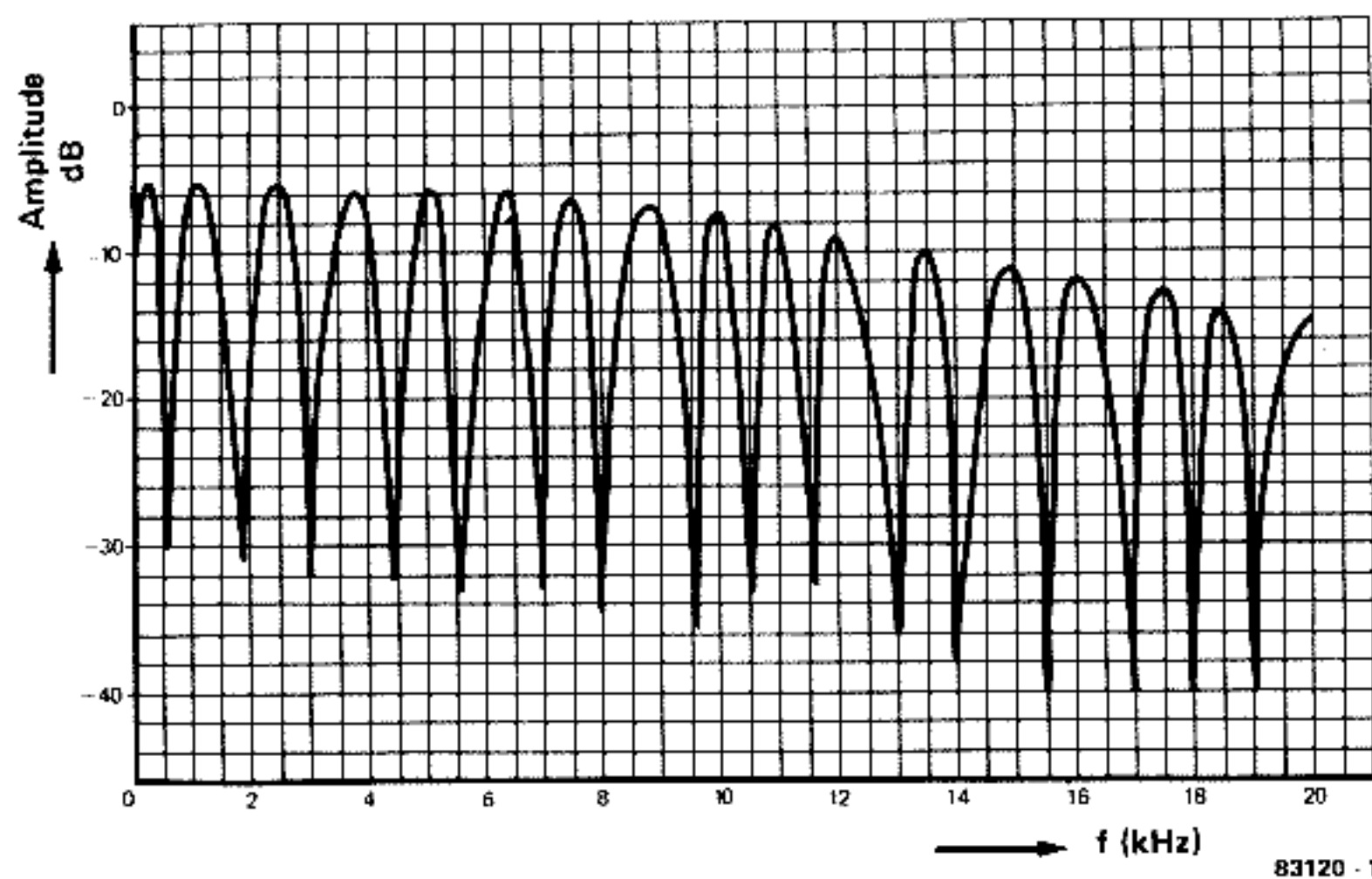


Figure 1. Si cette courbe rend bien ce qui se passe dans un filtre à peigne, elle ne dit cependant rien sur ce qui se passe lorsque le retard est modulé par un LFO: pour cela, il faut s'imaginer la courbe qui s'étire comme un accordéon...

La conception du déphaseur est modulaire: on distingue un circuit de retard et un circuit d'horloge. Ce qui permet de simplifier la réalisation d'une part, et de mettre éventuellement en place deux ou plusieurs circuits de retard d'autre part. Le circuit de base compte 16 filtres passe-tout, mais il est doté d'une première sortie après les huit premiers filtres (retard 1). Dans cette configuration de base, l'effet obtenu avec le déphaseur est déjà très net, mais la mise en série de 2 x 16 filtres apporte une accentuation très nette de la mouance harmonique. L'entrée audio et les deux sorties (retard 1 et 2) du module sont munies de condensateurs (C17, C18 et C19) qui barrent la route aux composantes continues introduites notamment par les nombreux amplificateurs opérationnels successifs.

Dans ce type de circuit, on utilise généralement des OTA, des FET ou même des LDR comme résistances variables. Ici, cette fonction est assurée par des interrupteurs analogiques CMOS. La fréquence de commutation appliquée à ces interrupteurs n'est pas essentielle. Ce qui importe par contre, c'est le rapport cyclique entre la durée de la période "fermé" et celle de la période "ouvert". En effet, c'est une modulation de largeur d'impulsion que nous utilisons, tandis que la fréquence d'horloge reste fixe. Selon la théorie de l'échantillonnage, sa valeur doit être égale au double de la plus haute fréquence du signal audio. Nous l'avons donc située entre 40 et 50 kHz; de sorte qu'il ne devrait y avoir aucune collision possible... sauf peut-être avec des enregistrements sur bande magnétique comportant des résidus de la fréquence de prémagnétisation.

Une commande de largeur d'impulsion à correction automatique

Il nous faut un oscillateur à largeur d'impulsion variable dont la fréquence soit de l'ordre de 50 kHz. Le signal carré est fourni par N1, tandis que R12/C6 en font un signal triangulaire appliqué à l'amplificateur opérationnel rapide IC5. Celui-ci est monté

2

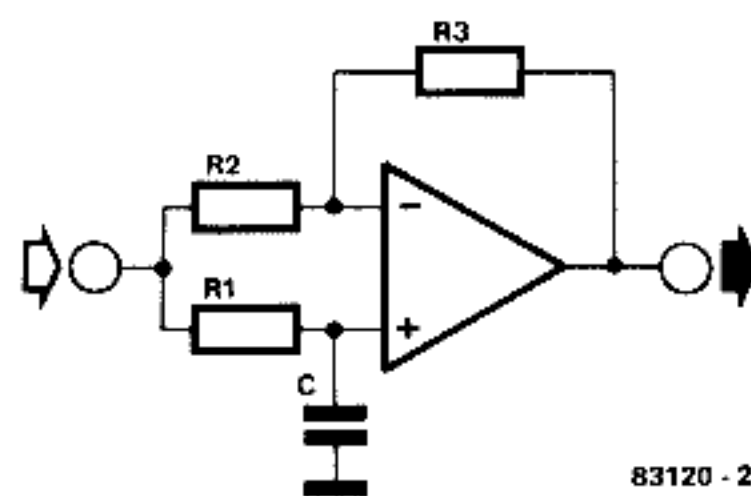


Figure 2. Principe d'un filtre passe-tout; le retard est déterminé par C et R1.

en comparateur dont le seuil est déterminé par le niveau de tension à l'entrée non inverseuse. La variation de ce seuil entraîne une variation du rapport cyclique du signal de sortie du comparateur. N2 remet en forme ce signal avant qu'il ne soit acheminé vers les interrupteurs analogiques des filtres passe-tout.

Pour commander la tension sur la broche 3 d'IC5, il y a deux possibilités: agir sur P3 et/ou utiliser le signal du LFO construit autour de A1...A3. L'intégration est effectuée par A1 qui a, dans sa boucle de réinjection, le différenciateur A2. Le tampon A3 associé aux diodes d'écrêtage D5 et D6 transforme le signal triangulaire en un signal quasi sinusoïdal, dont l'effet est plus satisfaisant. L'amplitude n'est plus que de $\pm 0,7$ V, mais P2 permet de l'atténuer symétriquement de part et d'autre du zéro. A4 mélange la tension "manuelle" (P3) et la tension du LFO.

Ce mélange peut d'ailleurs se révéler détonnant... Il arrive, en effet, que la tension de sortie d'A4 soit supérieure ou inférieure au signal triangulaire appliqué à l'entrée inverseuse d'IC5 (figure 4). Ce qui se traduit par un effondrement du signal d'horloge et un très désagréable claquement dans les haut-parleurs. Pour contourner ce problème, le circuit d'horloge a été doté d'un dispositif de régulation de la modulation de largeur d'impulsion.

N3 délivre un signal d'horloge auxiliaire,

3a

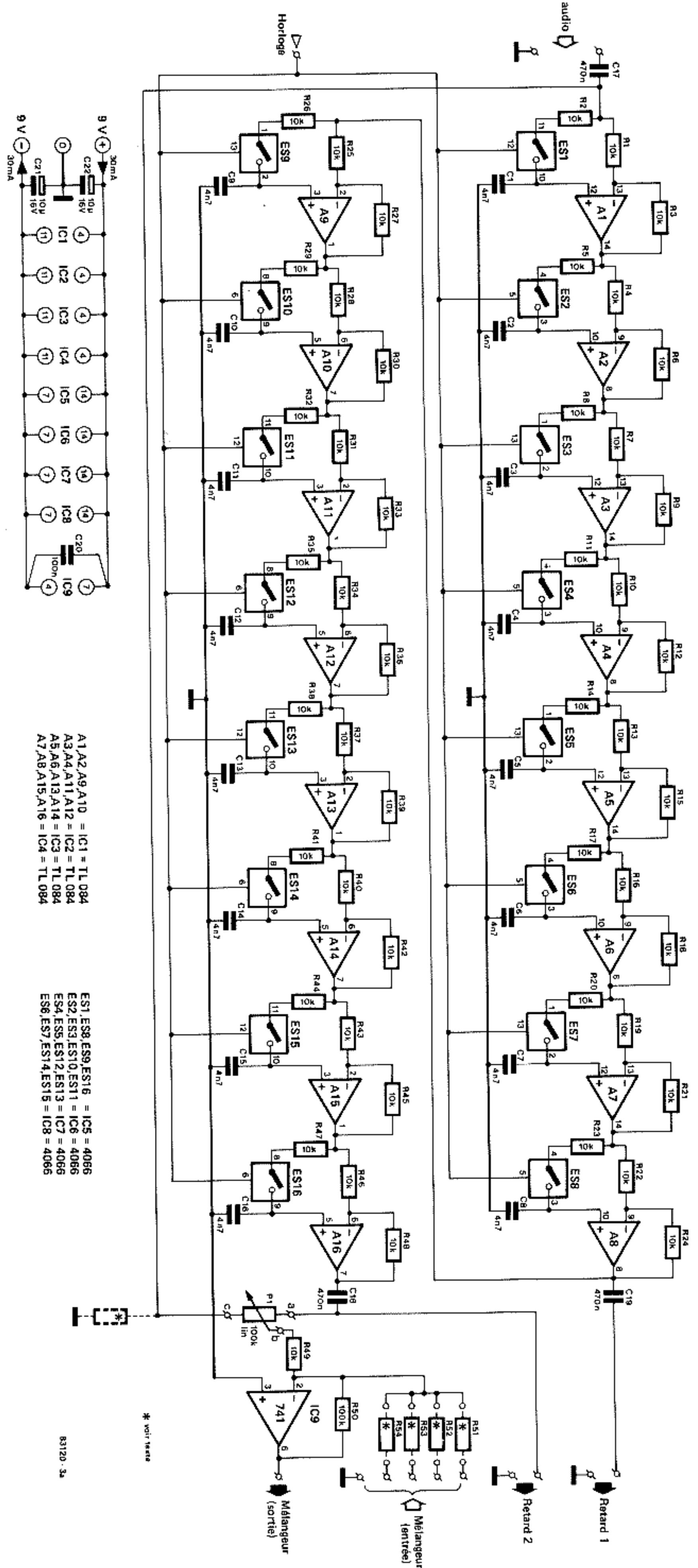
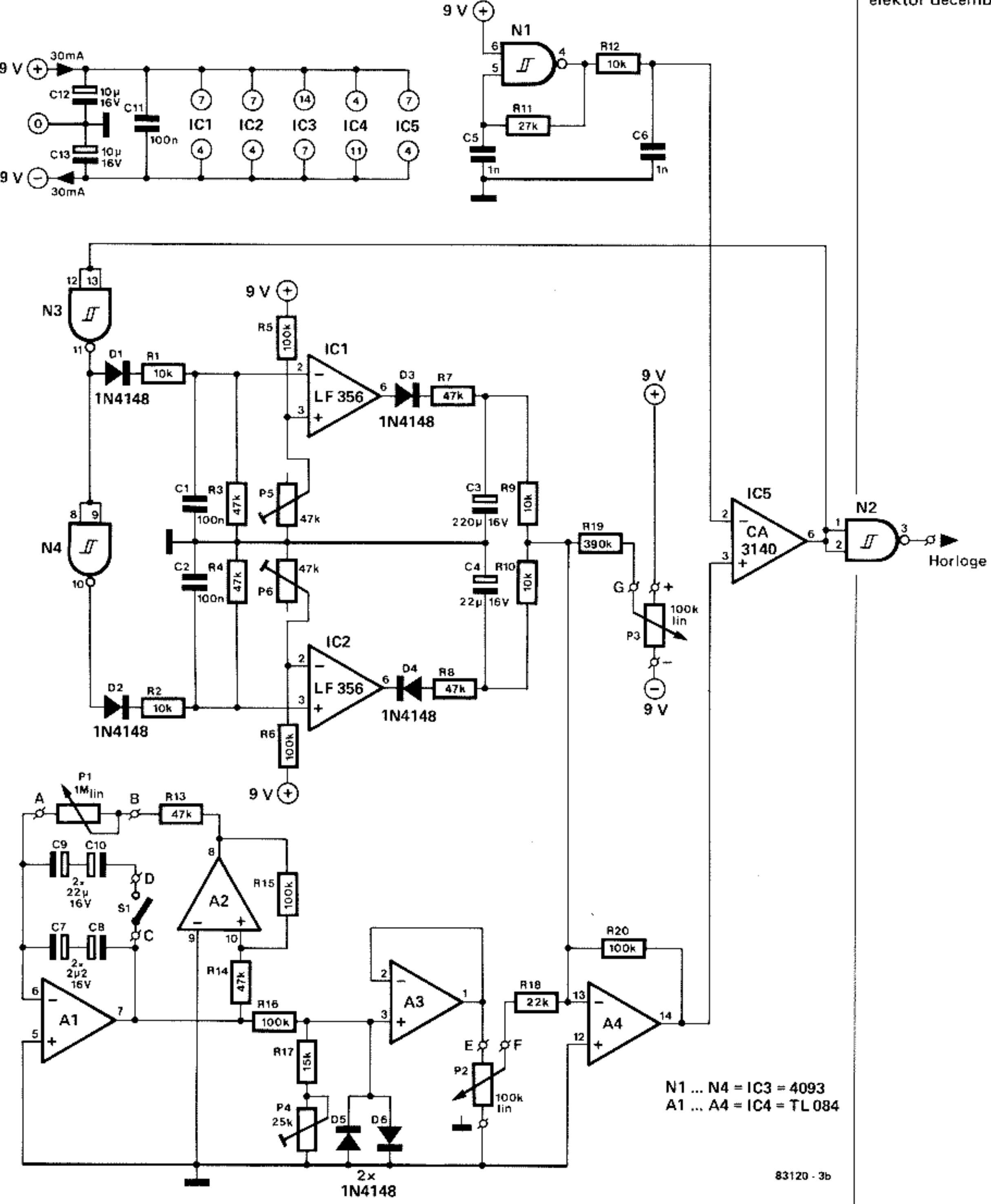


Figure 3. Un module de retard compte 16 filtres passe-tout; le déphaseur pourra comporter plusieurs de ces modules. La fréquence d'horloge modulée en largeur d'impulsion est fixe; un dispositif de régulation de la modulation empêche l'effondrement du signal d'horloge.

3b



83120 - 3b

inversé à nouveau par N4. Les deux signaux résultants subissent une intégration et se transforment en une tension continue proportionnelle à la largeur d'impulsion, IC1 (et IC2 de son côté aussi) compare la tension continue à une valeur de référence ajustable. Lorsque la largeur d'impulsion sort d'une plage centrale entre 10 et 90% (définie à l'aide de P5 et P6) la sortie d'IC1 est proche de la tension d'alimentation positive (celle d'IC2 est proche de la tension d'alimentation négative). Ces brusques sauts de tension sont intégrés à l'aide de R7/C3 (et R8/C4) et viennent polariser l'entrée inverseuse de A4.

Extensions

Le retard introduit par un module déphaseur

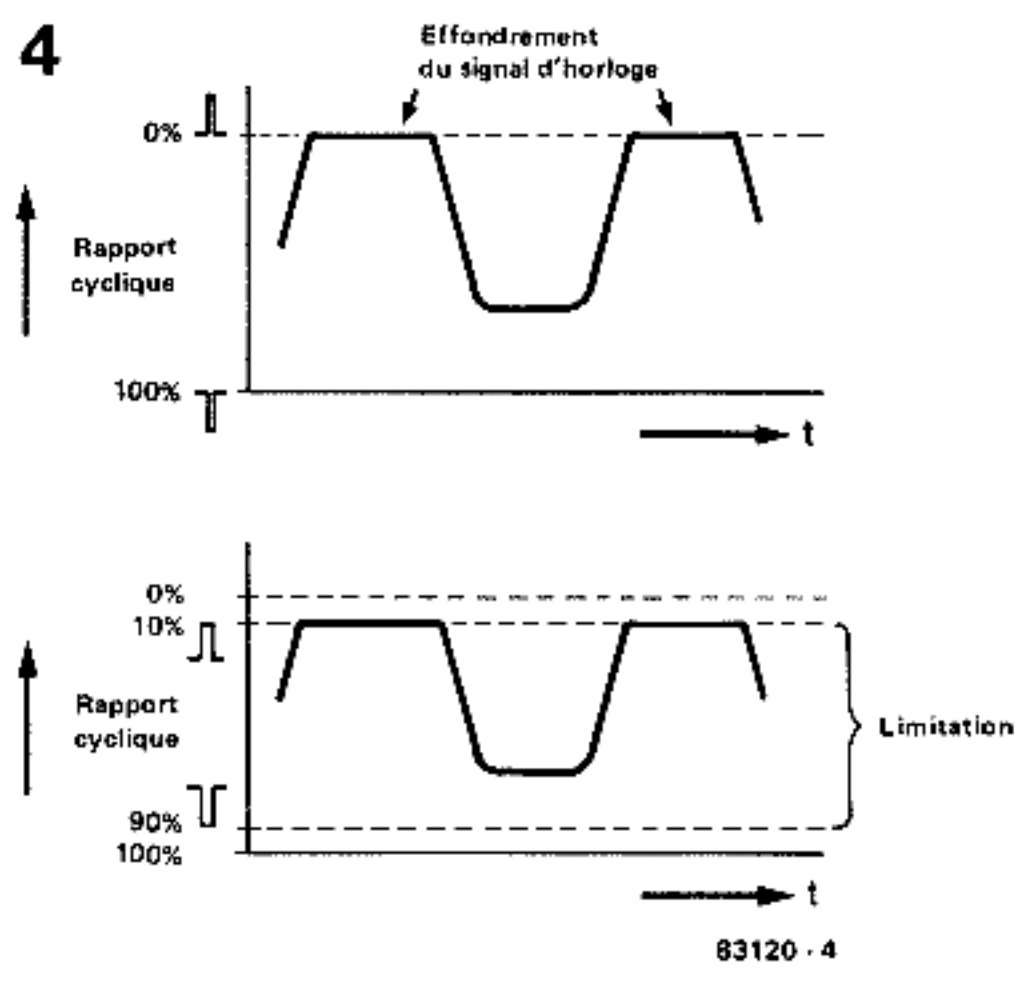
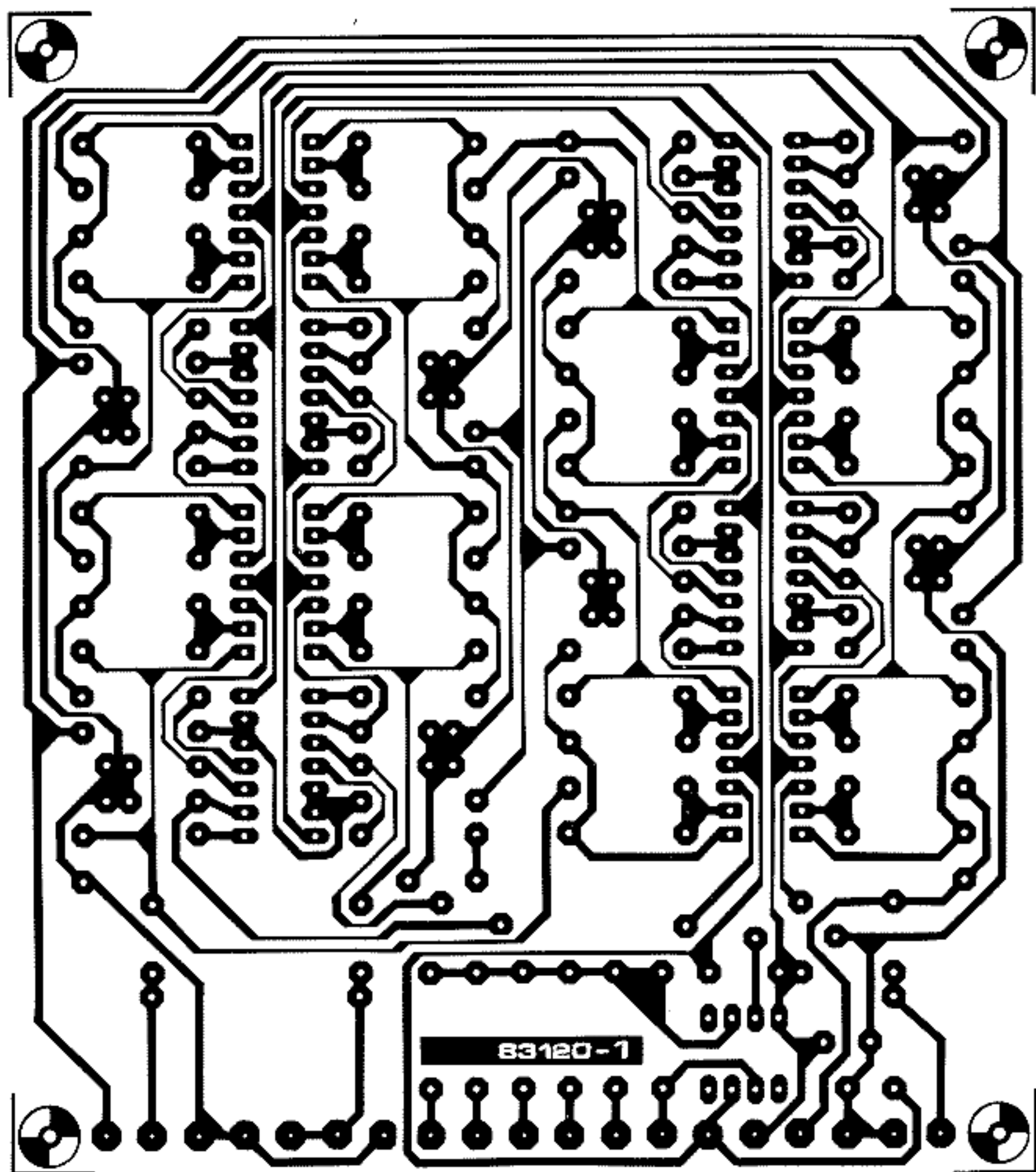


Figure 4. Le seul réglage à effectuer est celui du dispositif de régulation (P5 et P6). Lorsque P3 est à fond dans un sens (puis dans l'autre), le signal du LFO à son amplitude maximale ne doit pas provoquer une diminution du rapport cyclique en deçà de 10% ou au delà de 90%.

83120 . 4



Liste des composants du module de retard

Résistances:
R1 . . . R49 = 10 k
R50 = 100 k
P1 = 100 k lin.

Condensateurs:
C1 . . . C16 = 4n7
C17 . . . C19 = 470 n
C20 = 100 n
C21, C22 = 10 μ /16 V

Semiconducteurs:
IC1 . . . IC4 = TL 084
IC5 . . . IC8 = 4066
IC9 = 741

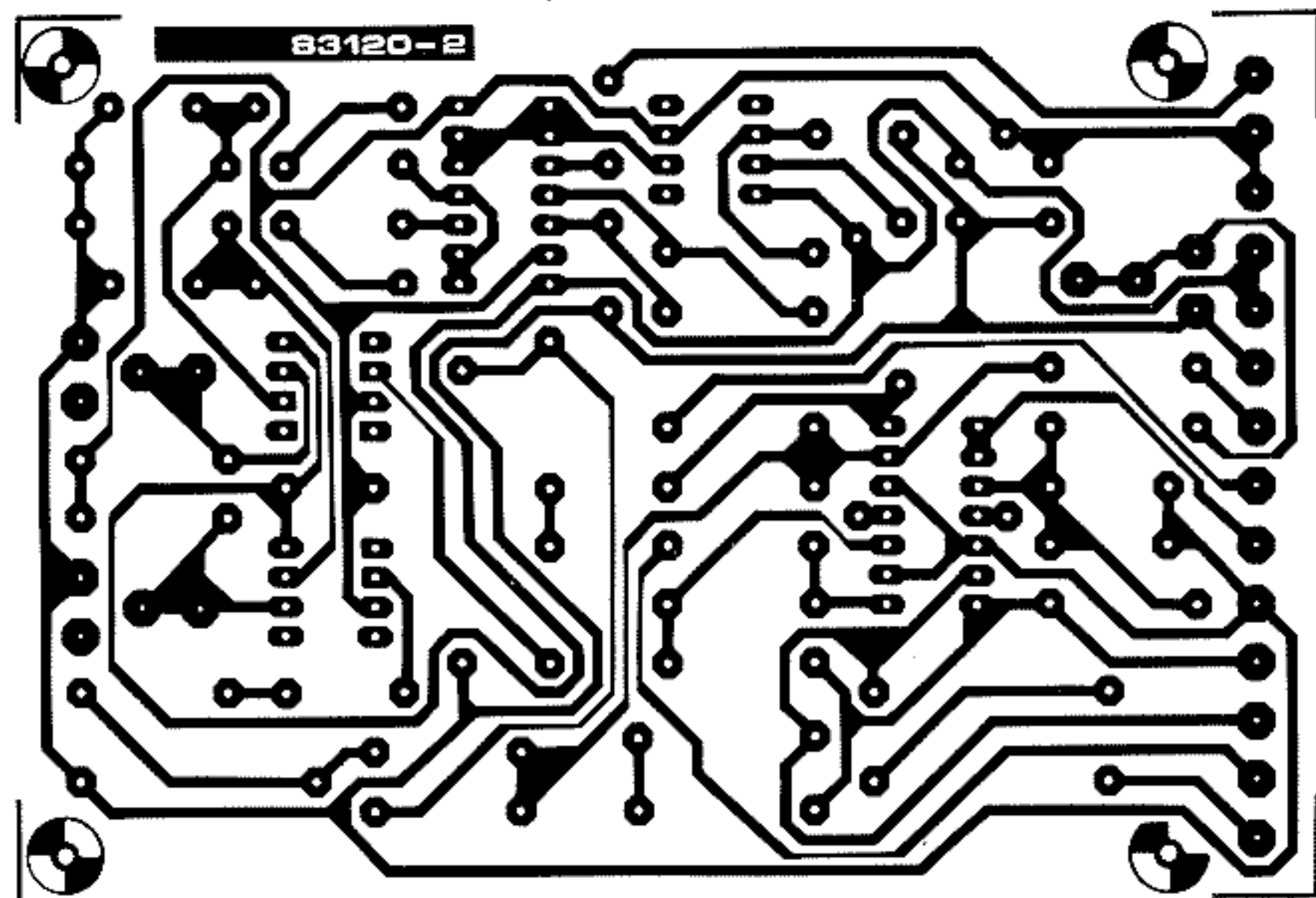
Liste des composants de l'horloge

Résistances:
R1, R2, R9, R10, R12 = 10 k
R3, R4, R7, R8, R13, R14 = 47 k
R5, R6, R15, R16, R20 = 100 k
R11 = 27 k
R17 = 15 k
R18 = 22 k
R19 = 390 k
P1 = 1 M lin.
P2, P3 = 100 k lin.
P4 = 25 k aj.
P5, P6 = 47 k aj.

Condensateurs:
C1, C2, C11 = 100 n
C3 = 220 μ /16 V
C4, C9, C10 = 22 μ /16 V
C5, C6 = 1 n
C7, C8 = 2 μ 2/16 V
C12, C13 = 10 μ /16 V

Semiconducteurs:
D1 . . . D6 = 1N4148
IC1, IC2 = LF 356
IC3 = 4093
IC4 = TL 084
IC5 = 3140

Divers:
S1 = interrupteur unipolaire



est de 6 ms environ et les fréquences inférieures à 180 Hz ne sont plus déphasées jusqu'à 360°: elles ne passent plus. En connectant deux (ou plus) modules en série, le retard maximal est doublé, le déphasage des fréquences graves est suffisant pour qu'elles subissent une accentuation (et non

une atténuation comme c'est le cas avec un seul module). Lorsqu'on met deux modules en série (il nous a semblé qu'au delà de deux, le bruit et la distorsion n'étaient plus négligeables), l'horloge reste commune. Mais il ne faut pas utiliser la sortie du mélangeur IC9; c'est avec les

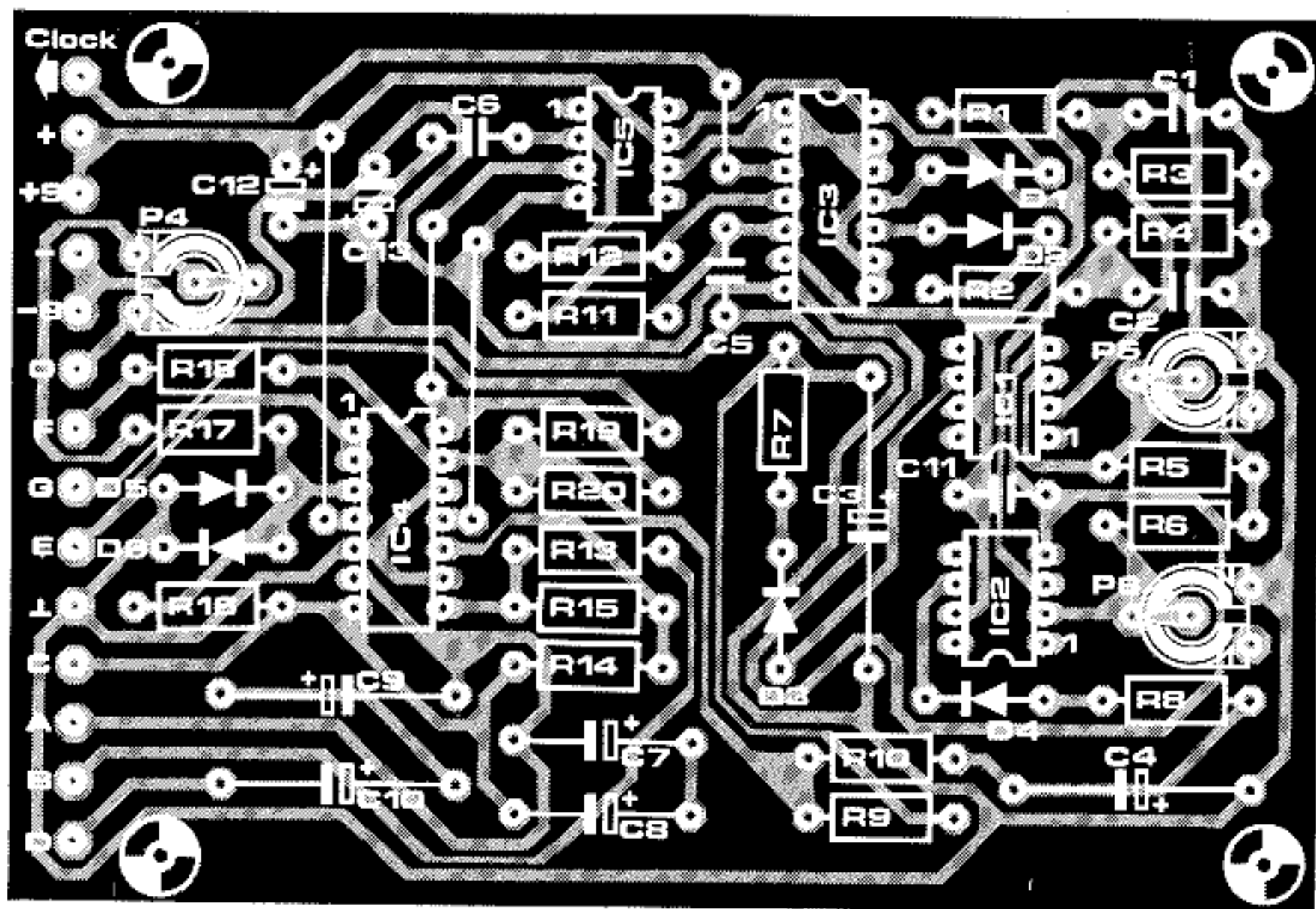
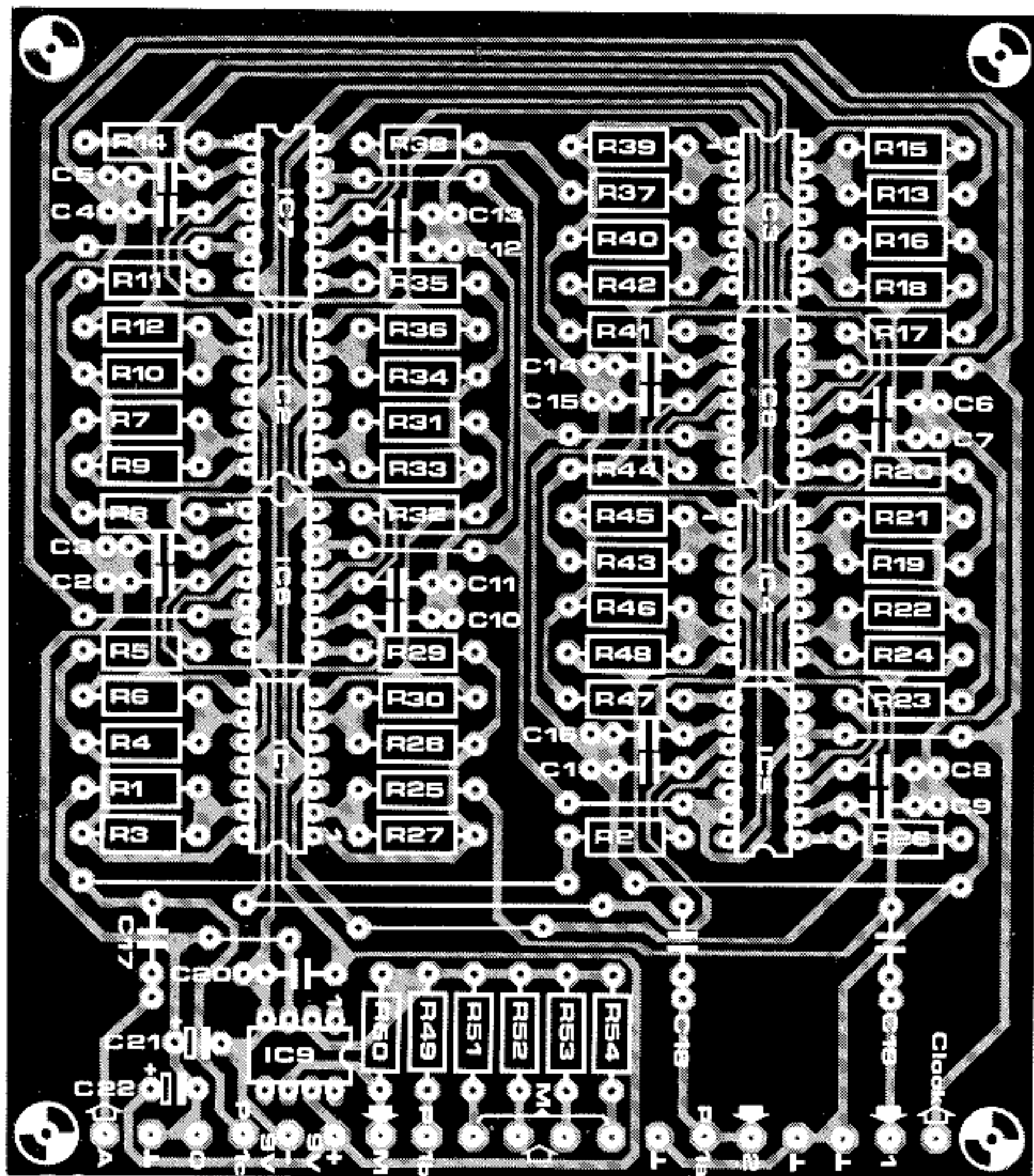


Figure 5. Du fait de la conception modulaire du déphaseur, nous avons étudié deux dessins de circuit imprimé. Sur le module de retard, on a prévu l'implantation des résistances R51... R54 nécessaires lorsque l'on met en série deux ou plusieurs modules.

sorties "retard 1" ou "retard 2" qu'il faut attaquer l'entrée "audio" du module suivant. De sorte que P1 pourra être supprimé sur le premier module. Il est toutefois nécessaire, dans ce cas, de rajouter la résistance dessinée en pointillé afin de ne pas laisser flotter l'entrée de A1! Pour le mélange des signaux,

on utilisera les résistances R51... R54. Le signal ayant subi le retard le plus court sera appliqué à la résistance de valeur plus élevée. A titre d'exemple, nous avons utilisé les valeurs suivantes: R51 = 1 M, R52 = 470 k, R53 = 220 k, R54 = 100 k. D'autres combinaisons sont possibles...