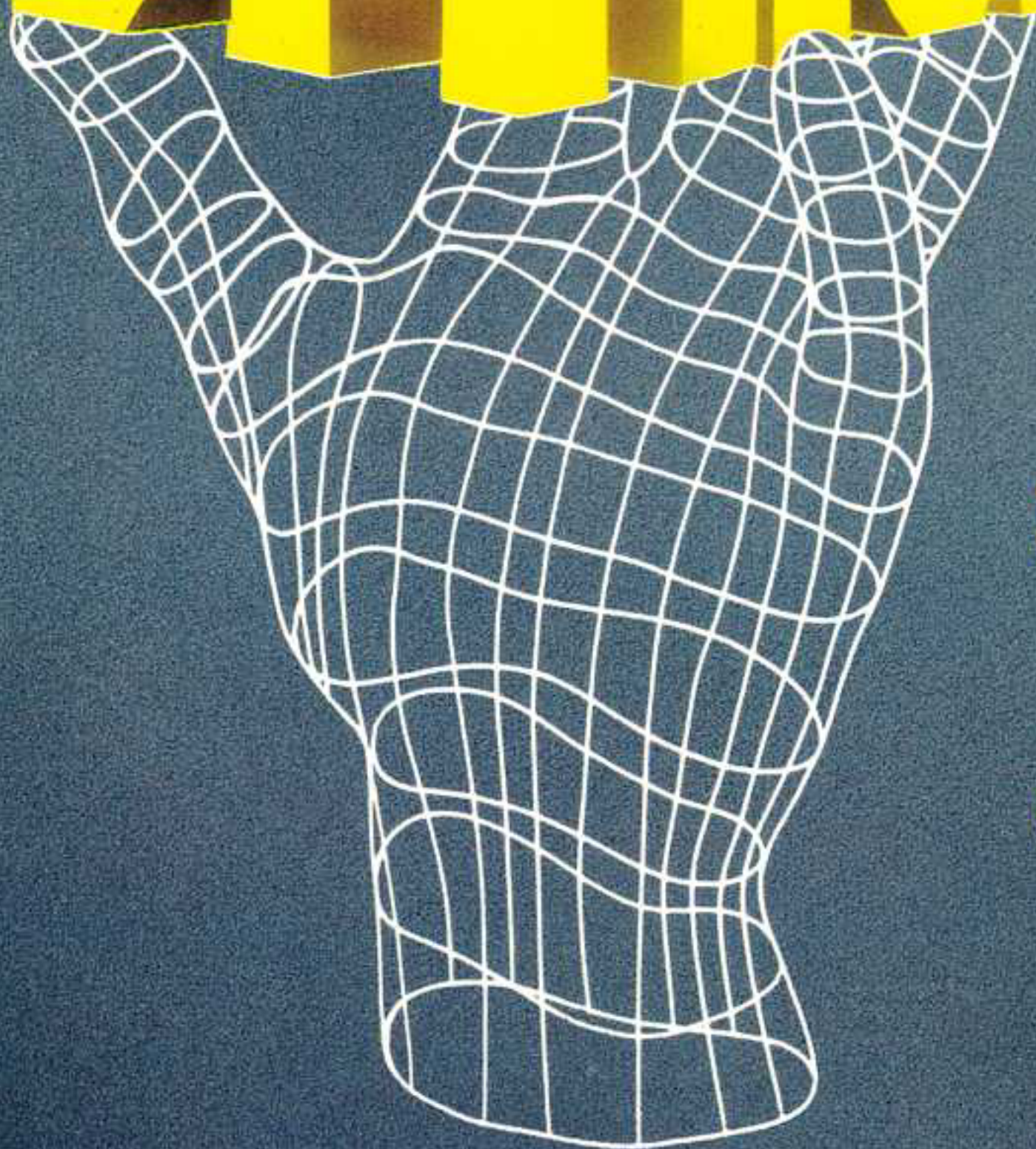


# HOBBY ELECTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL  
D'APPLICATIONS  
ELECTRONIQUES**

N°9 - OCTOBRE 1991 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE



LUMIERE



VOITURE-MOTO



MESURE



SONORISATION



VIDEO

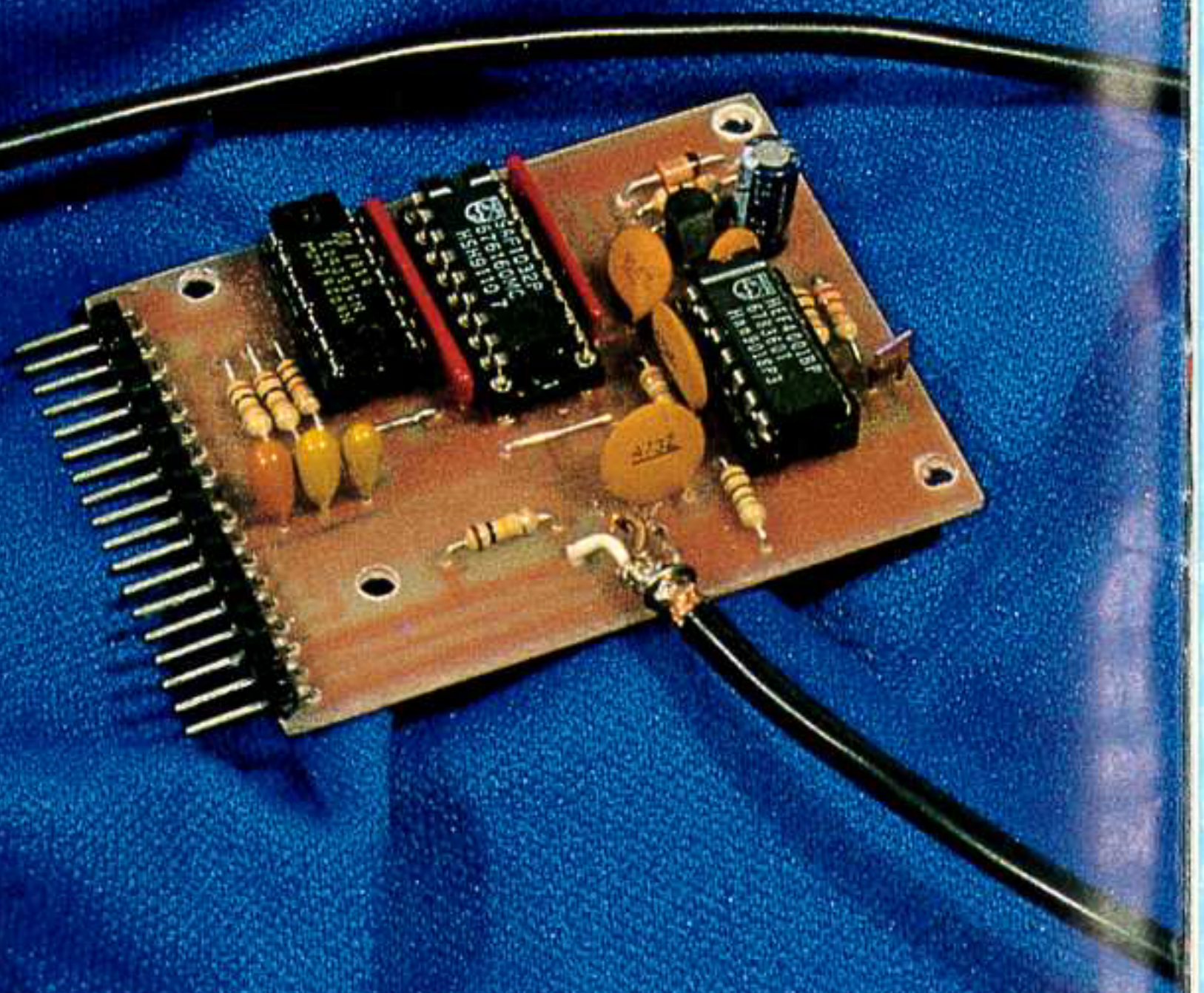
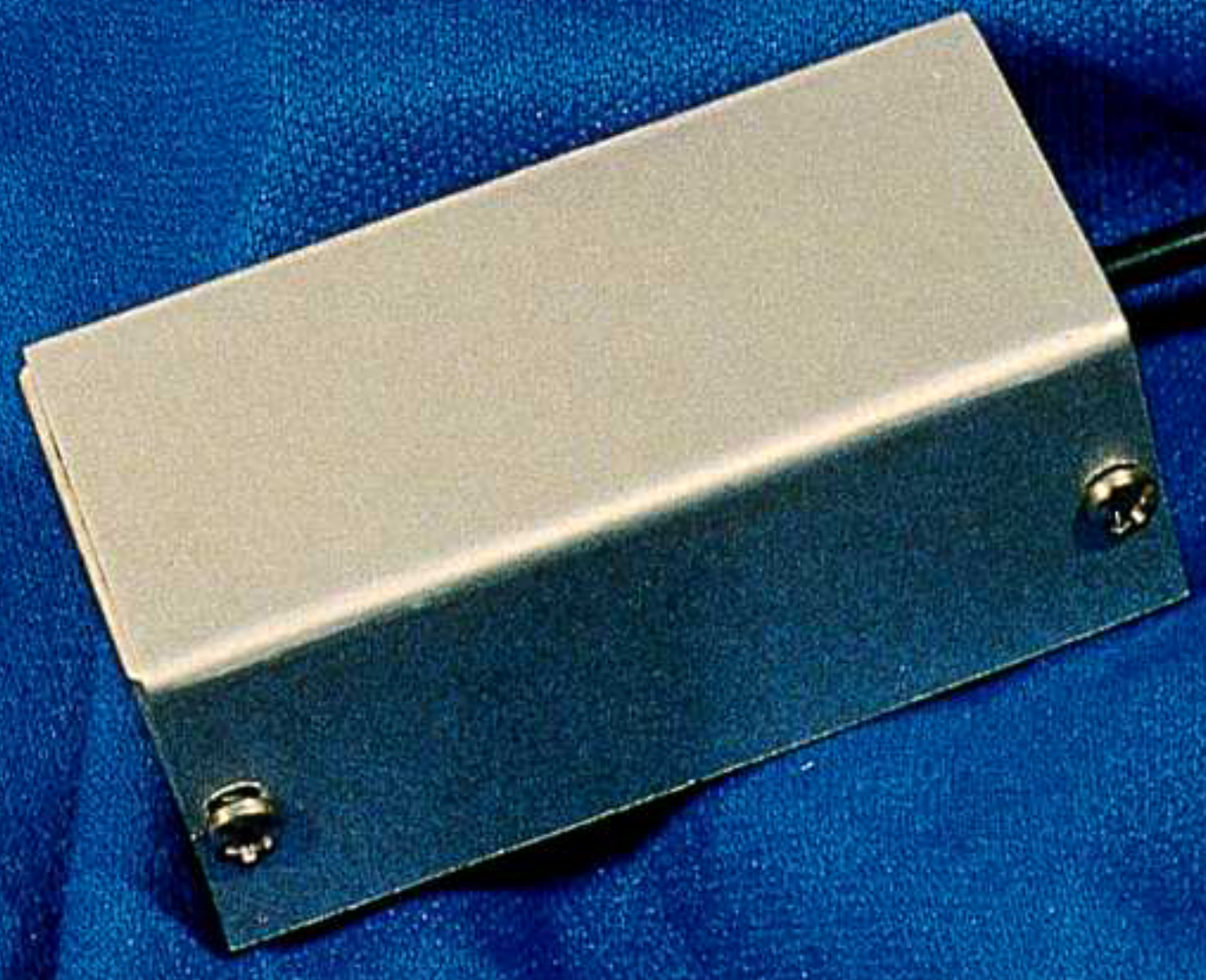
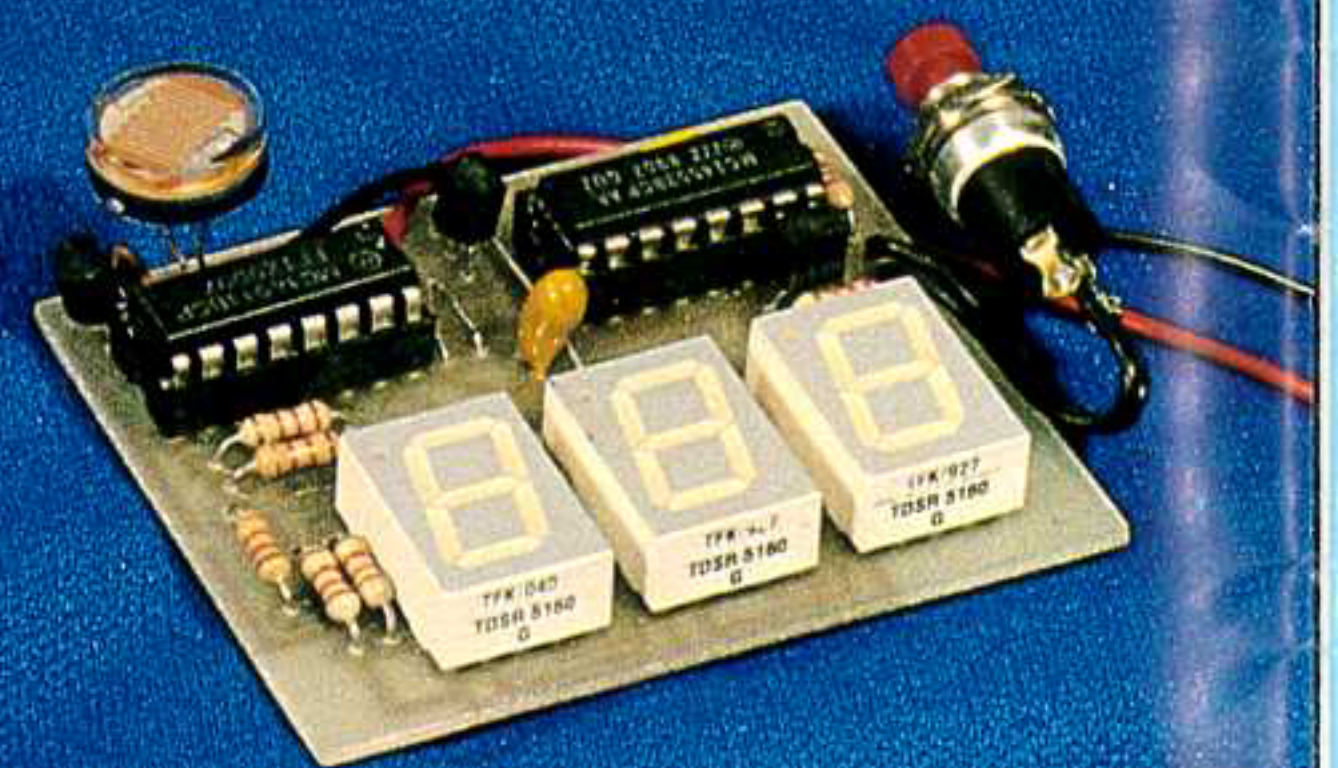
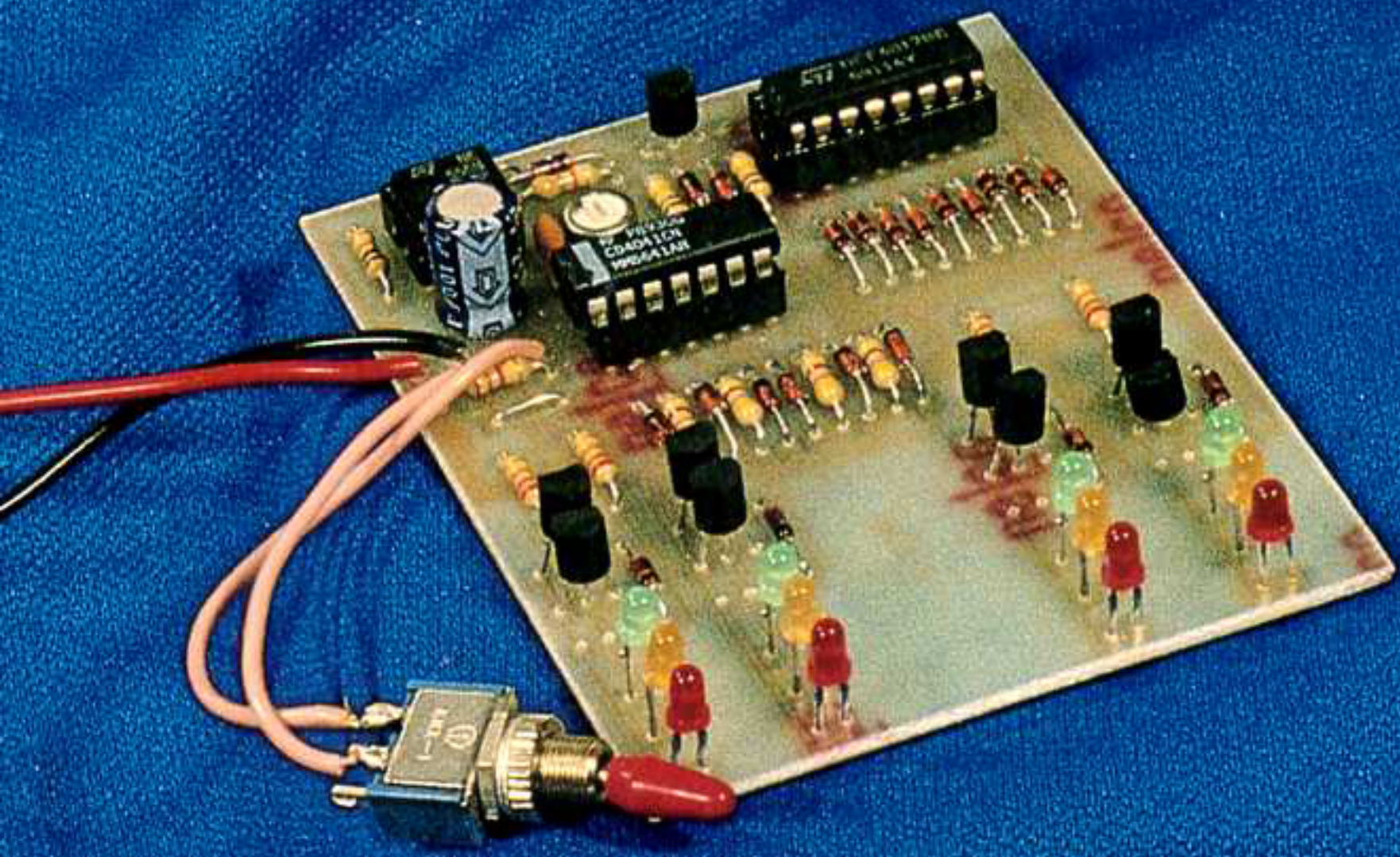
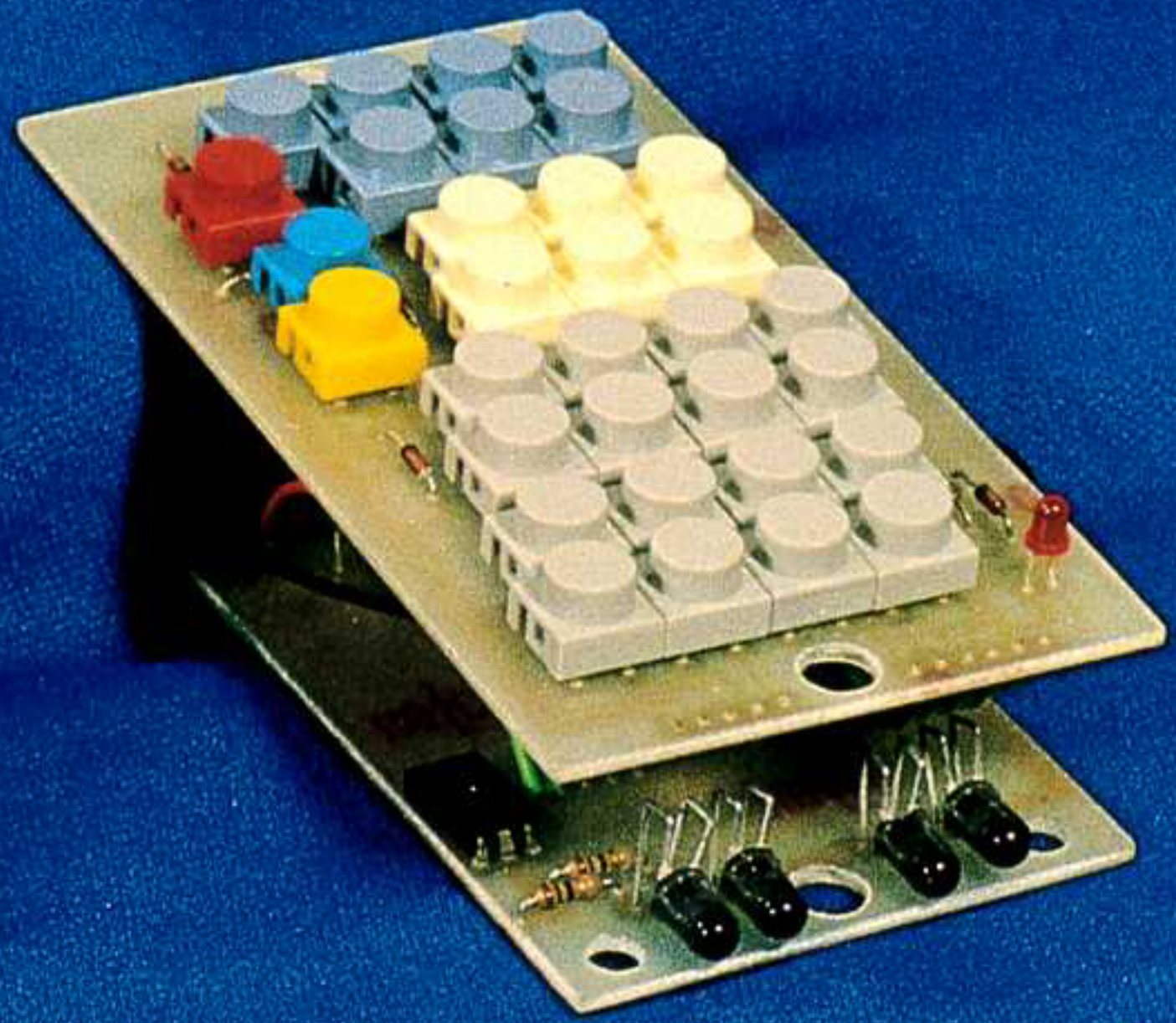
EMISSION-  
RECEPTION



M4443 - 9 - 15,00 F











# SOMMAIRE

## NOS FICHES TECHNIQUES



Pour tout savoir sur le fonctionnement et la réalisation des **oscillateurs sinusoïdaux à réseaux RC** . . . . . 10

**SAF1032 et SAF1039** : deux circuits simples pour réaliser un ensemble de télécommande . . . . . 18

**TDA20xx** : l'amplification en BF avec des circuits simples (suite et fin) . . . . . 42

## NOS REALISATIONS PRATIQUES



Ne laissez pas les routes à l'abandon sur vos maquettes! Equipez vos croisements de **Feux tricolores** . . . . . 2



Prolongez les doux bruits des nuits de vacances ou piegez vos amis avec ce **Grillon électronique** . . . . . 7



Télécommandez tout (du sol au plafond) grâce à cet **Ensemble de télécommande infra rouge** . . . . . 24



Adieu boulier, papier et crayon, etc. Comptez sur un **Compteur de passage universel** . . . . . 33



Deuxième volet de notre question de réseau ferroviaire : l'**éclairage de convoi indépendant de la traction**. La réalité au service de la lumière . . . . . 38

**Sommaire permanent** . . . . . 47

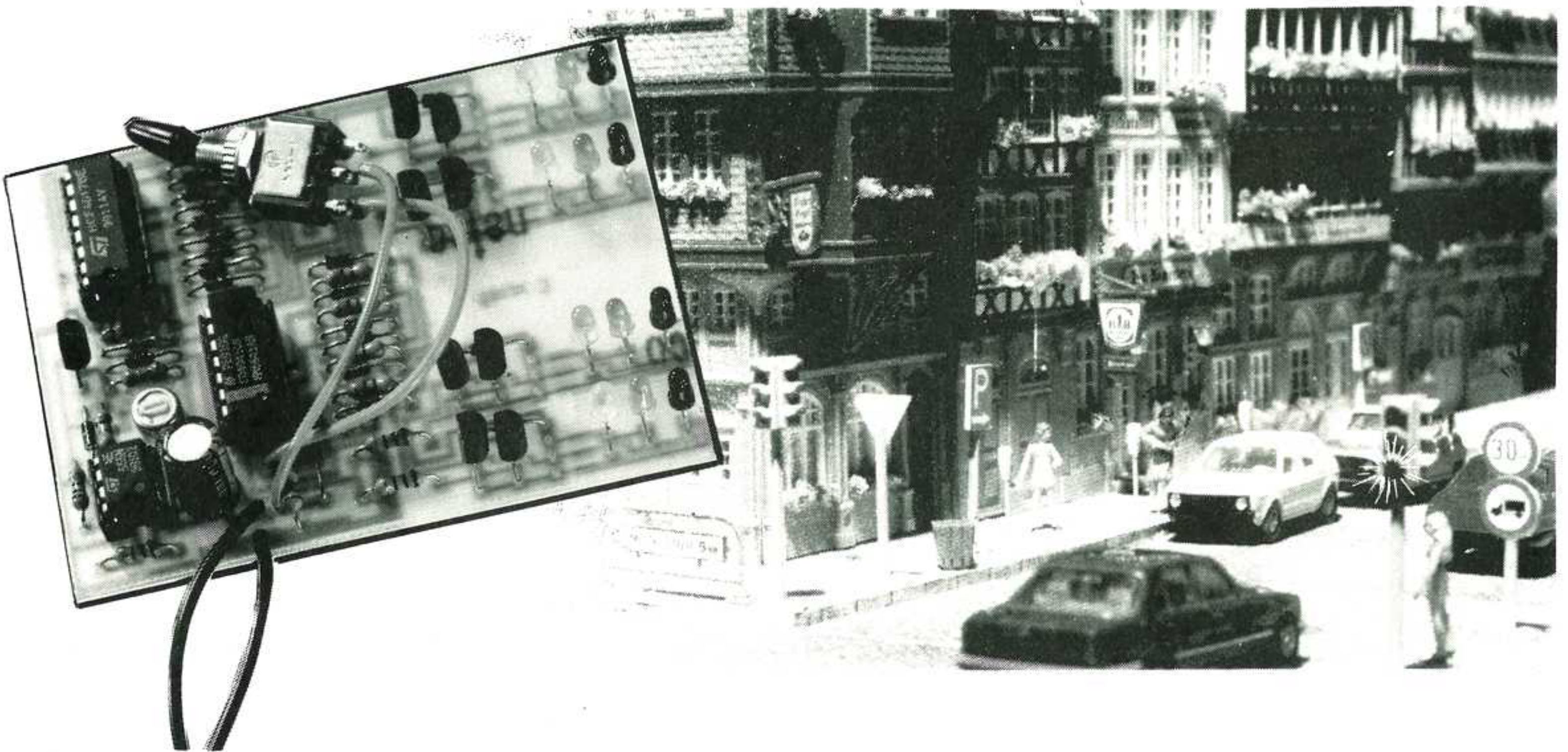
Pour vous abonner, rendez-vous en page . . . . . 48



## Commande de Feux Tricolores

Amateurs de modélisme, à vos marques, prêts... "FEUX"! Voici un montage qui permettra aux plus mordus d'entre vous de reconstituer parfaitement les feux de circulation sur vos maquettes ( routières et ferroviaires ).

Doté d'un fonctionnement normal (vert, orange, rouge) et de la marche en clignotant (orange seul) , cette application vous donne la possibilité de créer votre propre circulation et de régler le temps de passage au vert! Pas besoin du code, tout vous est "permis"!



### Présentation

L'ensemble du montage s'articule autour de l'utilisation du 4017 (compteur Johnson). C'est lui qui va commander l'allumage des leds à partir du signal d'horloge, donné par le NE555, qui lui sera appliqué.

La présentation du système est la même que pour celle des feux que nous abordons tous les jours. Il possède deux séries de deux feux, fonctionnant en alternance, excepté le cas pour lequel les feux sont en "clignotant". Dans ce cas, les

quatre feux divulguent le même état pour la même couleur.

L'alimentation du montage pourra se faire entre 9 et 15 Volts.

Vous pourrez remarquer, par la suite, que des délimitations ont été faites sur le circuit imprimé au niveau des feux tricolores: ceci vous permettra de découper ces feux pour que vous puissiez confectionner vous-même quatre feux de circulation pour vos maquettes. Nous verrons par la suite la petite astuce qu'il faut utiliser pour y parvenir.

Le montage a été étudié de façon à ce qu'il n'y ait que trois fils disponibles pour la liaison de la carte aux feux tricolores. Il faut aussi prendre en compte le fait que les feux (par deux seulement) peuvent fonctionner en série, ce qui évite les allers et retours entre circuit imprimé et maquette.

Il vous sera aussi possible de régler, par une petite manipulation, le temps de passage de la couleur verte qui, selon vos préférences, sera plus ou moins long.

La mise en fonctionnement du clignotant est effectuée par un interrupteur.





## Principe du montage

Le fonctionnement de ce montage est simple: l'oscillateur va fournir un signal d'horloge au compteur. Celui-ci va répartir des états logiques (1 ou 0) sur ses sorties puis vers les logiques de commande des couleurs, réparties dans quatre séries (deux séries composent une voie)

Ce que nous appelons série constitue en fait un seul feu avec les trois couleurs: le vert, l'orange et le rouge. Dans notre cas, seules les couleurs vertes et oranges seront desservies par le compteur. La logique de commande de la couleur rouge s'effectuant lorsque celles du vert et de l'orange sont inactives.

A noter que les voies de couleur verte agissent directement sur l'horloge, ce qui permet d'obtenir un temps plus long sur le vert lorsque celui-ci est activé par le compteur.

Le mode clignotant nous permet d'agir sur le montage pour obtenir l'orange comme couleur clignotante. Dès lors, les couleurs rouges et vertes ne sont plus activées (nous verrons comment plus tard).

## Les cellules de base

### L'oscillateur

Le NE555 est câblé dans un mode dit de type "astable". Son rôle est de délivrer un signal périodique sans avoir recours à un signal de commande. Par extension nous pouvons dire qu'il s'agit d'un oscillateur. Son principe de fonctionnement est basé sur la charge et la décharge d'un condensateur que l'on fait évoluer entre deux bornes de tension.

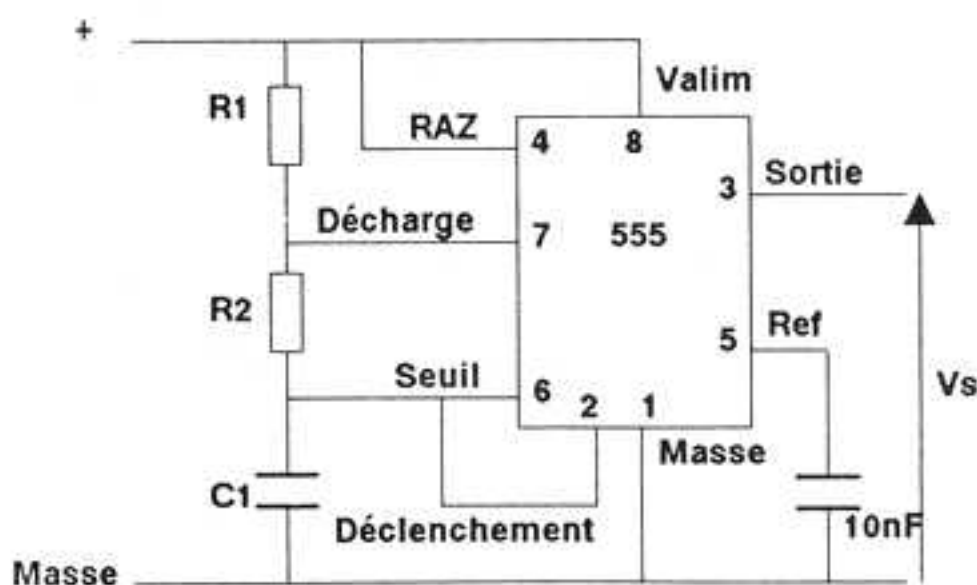
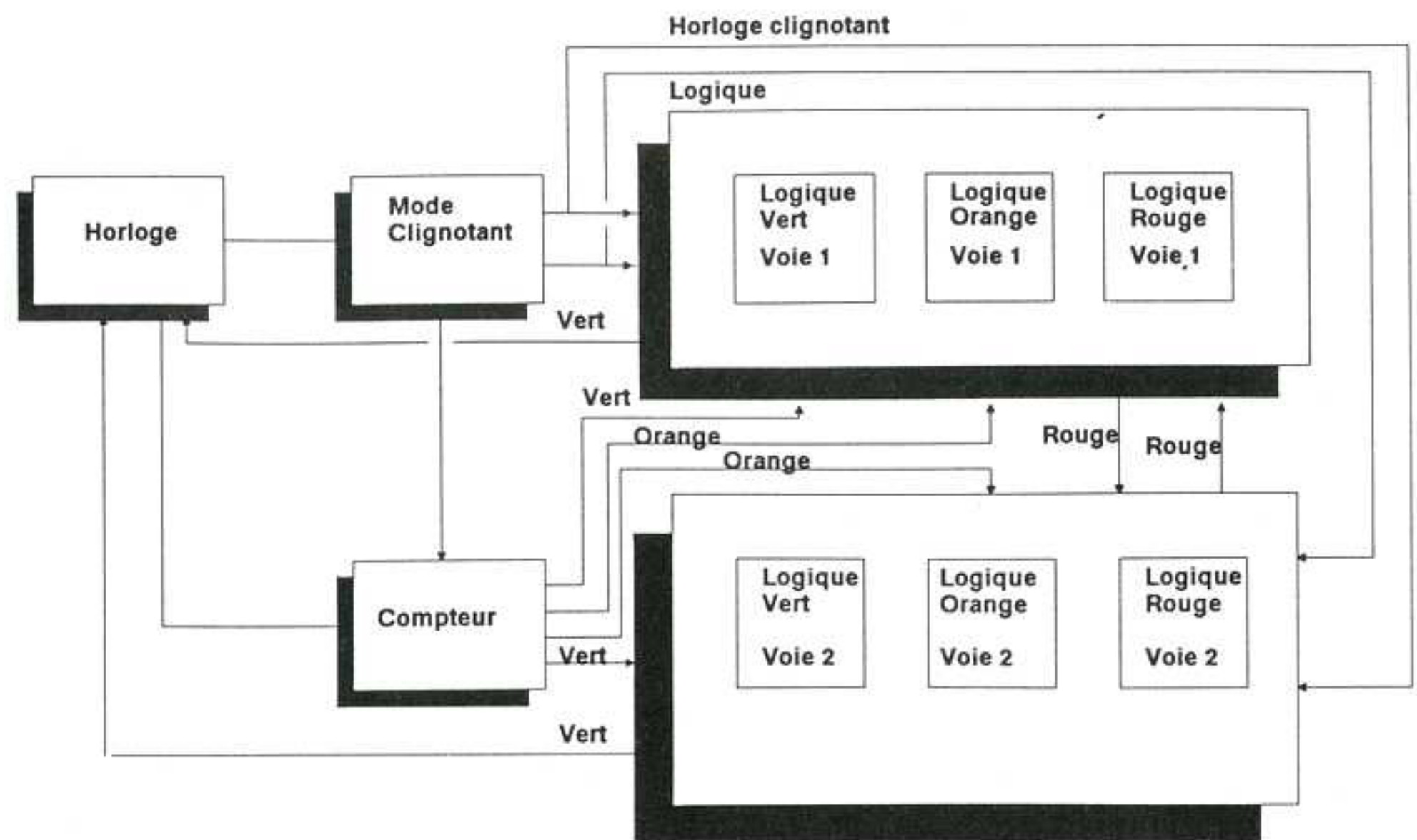
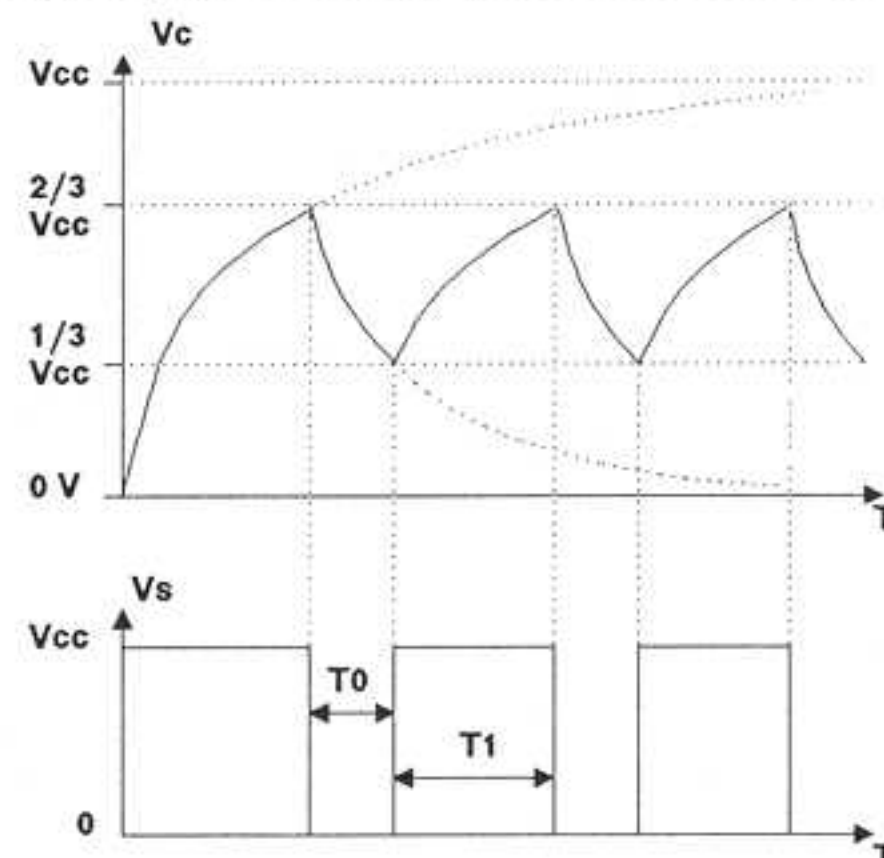


Schéma de base du montage en mode astable

Le secret de ce montage repose sur la manière dont sont agencés les composants additionnels. Tout se joue au niveau des résistances R1, R2 et du condensateur C1.



Synoptique de la commande des feux tricolores



Nature des courbes relevées sur le montage

Au moment de la mise sous tension, le condensateur C1 est déchargé. La tension appliquée sur la patte 2 et la patte 6 (Nous noterons qu'elles sont reliées ensemble) est nulle. Nous nous trouvons dans le cas où la tension appliquée à la patte 2 est inférieure à la référence 1/3. La sortie passe donc instantanément à l'état haut, le transistor de décharge est bloqué. Le condensateur va donc se charger au travers des résistances R1 et R2.

Au bout d'un certain temps, la tension aux bornes du condensateur va atteindre 1/3 de la tension d'alimentation. Nous abandonnons l'étape de démarrage pour atteindre la phase dite de régime établi.

Nous sommes dans le cas où la tension de la patte 6 est inférieure à 2/3 de la tension d'alimentation et la tension de la patte 2 (La même) est supérieure à 1/3 de la tension d'alimentation. C'est la phase dite de mémoire (La sortie est à l'état haut).

Le condensateur va continuer à se charger et atteindre la valeur de 2/3 de la tension d'alimentation. A ce moment le comparateur interne va changer d'état et provoquer la mise à l'état bas de la sortie. Ce changement d'état entraîne la mise en conduction du transistor de décharge.

Le condensateur va donc commencer à se décharger au travers de la résistance R2 seule. La tension à ses bornes va passer en dessous de 2/3 de la tension d'alimentation et nous nous retrouvons dans le phase mémoire (La sortie est à l'état bas).

La décharge va continuer jusqu'à la tension de 1/3 de la tension d'alimentation.

A ce stade, la sortie repasse à l'état haut et le transistor de décharge se bloque.

Le cycle reprend au début de la phase de régime établi et durera tant que le montage sera alimenté, ou tant que la pile ne sera pas usée.

Les courbes données ci-dessus illustrent ce cycle. La courbe Vc donne l'évolution de la tension aux bornes du condensateur C1. Nous retrouvons cette évolution entre 1/3 et 2/3 de Vcc. C'est également la tension qui est appliquée sur les pattes 2 et 6 du NE555. La courbe Vs nous donne l'état de la sortie en fonction de l'état des pattes 2 et 6.

La capacité de 10nF placée sur la patte 5 est facultative. Elle devient cependant nécessaire quand on désire des tensions de seuils de basculement parfaitement stables. La patte 4 (RAZ) n'est pas non plus utilisée dans le mode de fonctionnement en astable.

### Le compteur Johnson

Le compteur Johnson est un compteur-diviseur par 10 à 5 étages avec 10 sorties décodées et 1 bit de retenue. Ce compteur est initialisé par l'application d'un état haut sur son entrée RESET. Toutes les sorties passent à l'état bas à l'exception de la première. Les sorties se





décalent d'un cran à chaque front montant de l'horloge.

Les dix sorties sont normalement à l'état logique 0 et passent à l'état 1 sur leur cycle respectif. Chaque sortie décodée reste à l'état logique 1 pendant son cycle complet d'horloge.

Le signal de retenue réalise un cycle complet pour une durée de 10 coups d'horloge et est utilisé comme un signal de report vers les étages suivants.

### Le 4041

Le 4041 est un quadruple buffer inverseur/suiveur. Il a été choisi pour sa capacité à fournir un courant suffisant pour l'alimentation des leds (10mA sous 10 volts).

## Le schéma de détail

### Le montage.

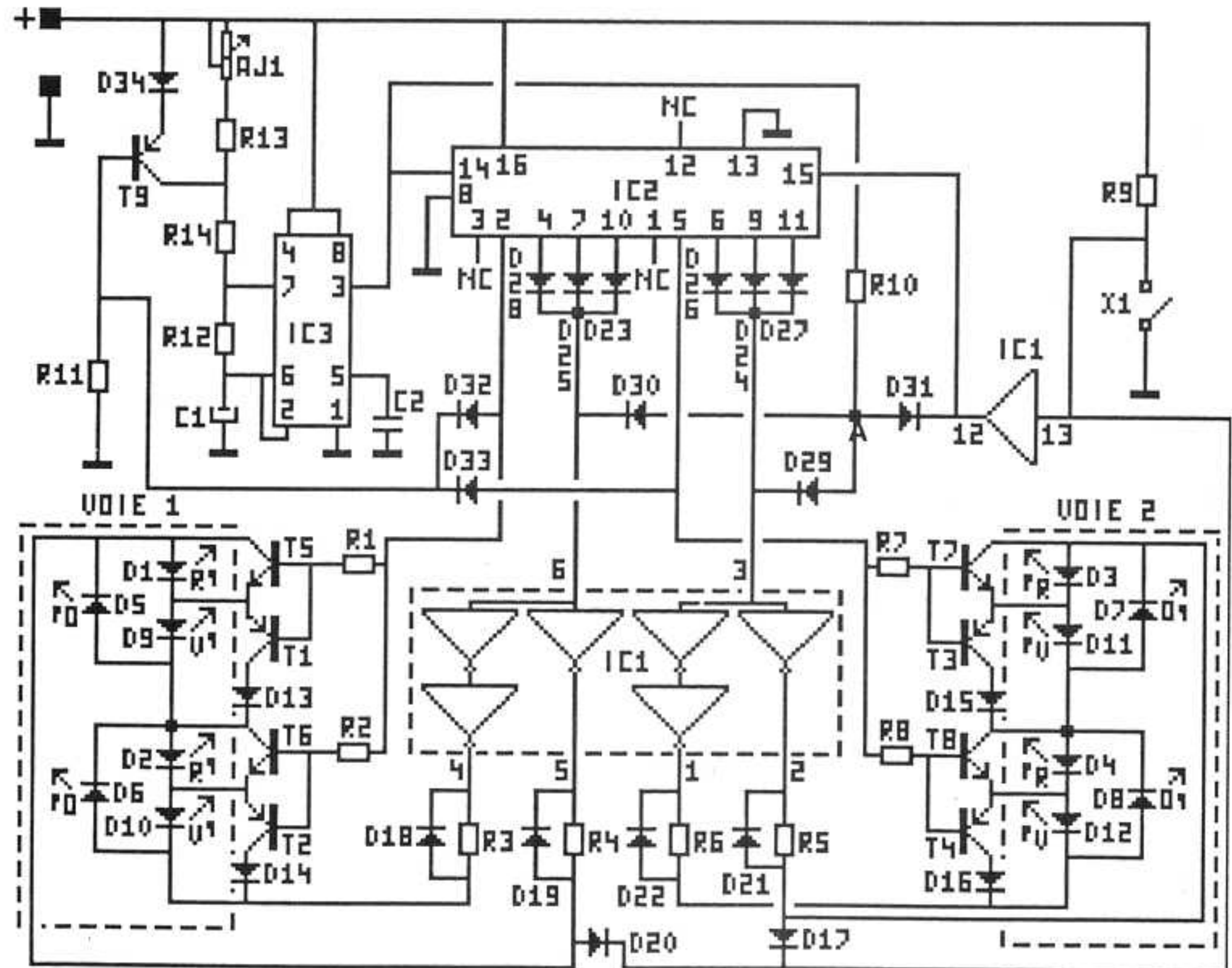
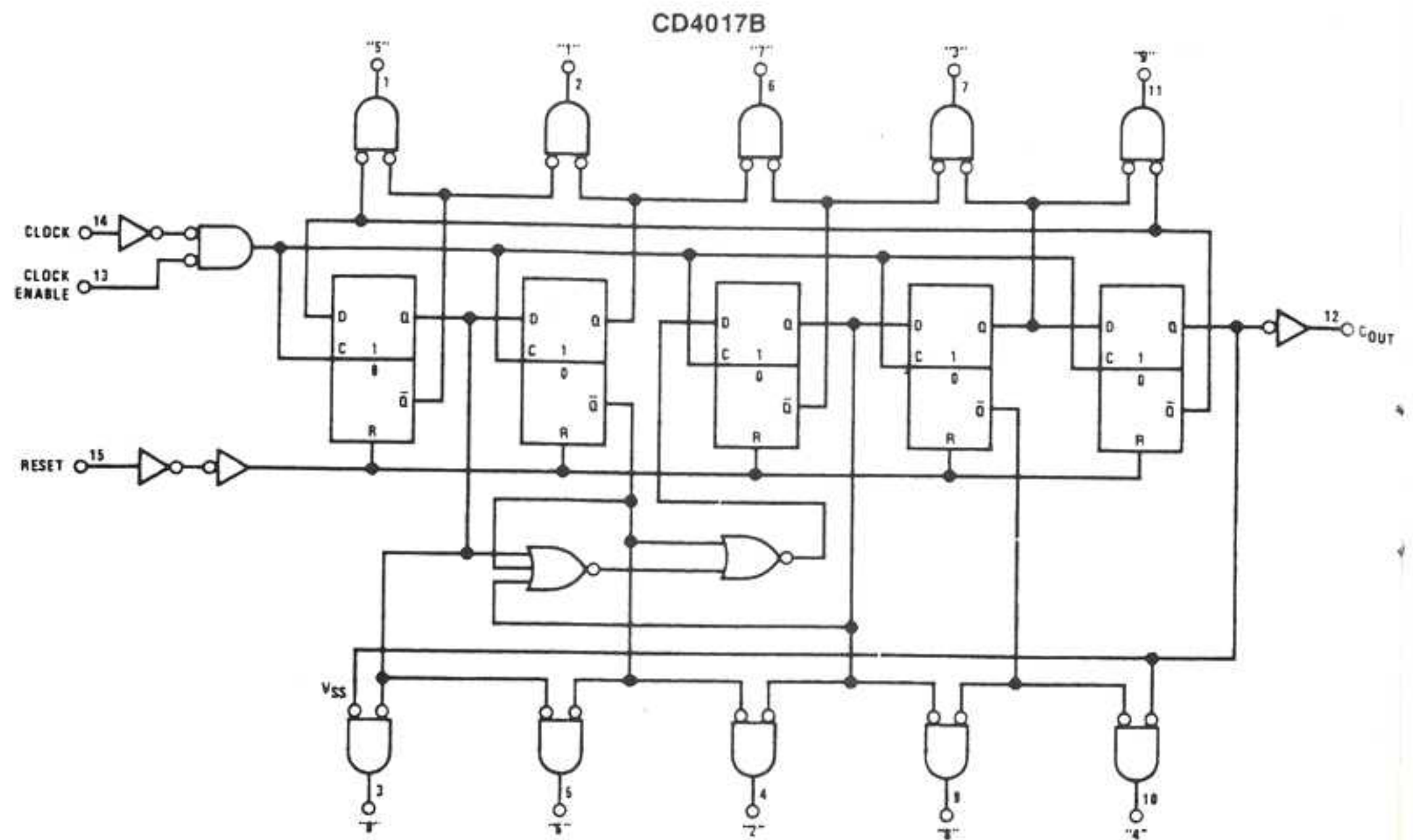
En premier lieu, nous allons étudier comment le circuit de commande de chaque voie de feux tricolores fonctionne et la façon dont nous obtenons un courant nécessaire pour alimenter les leds.

La commande d'une voie est "alimentée" par une cellule du 4041. En fonction de la commande appliquée sur son entrée (orange), l'allumage se produira sur les leds oranges ou sur les leds rouges et verts. Les groupes de transistors T5 T1 et T6 T2 constitués d'une paire NPN, PNP travaillent en complémentaire. Quand l'un est saturé, l'autre est bloqué par la commande appliquée sur les bases (vert). La sélection d'affichage est obtenue de cette manière. Le transistor saturé empêche le courant de traverser la diode correspondante et le transistor bloqué impose l'inverse. Il y a ainsi qu'une seule led allumée sur les deux.

### Le mode normal

Ce mode est obtenu lorsque X1 est ouvert. La résistance R9 permet alors d'avoir un état haut à l'entrée de l'inverseur de IC1. L'oscillateur où nous retrouvons le NE 555 ainsi que C1 (avec en résistances de charge R12, R14, R13 et AJ1) vient attaquer le compteur Johnson IC2 avec un signal d'horloge. Ce compteur est divisé en deux parties distinctes: la première partie, c'est à dire, les pattes 3, 2, 4, 7 et 10 (respectivement, 3 commandera le rouge, 2 le vert et les pattes 4, 7 et 10 l'orange) constituera la commande de la voie 1 des feux tricolores. La deuxième partie commande la voie 2 (pattes 1, 5, 6, 9 et 11 du compteur). Pour les explications, on

Diagramme logique du 4017



supposera une configuration de départ avec un état haut en patte 3. Ainsi, dès la mise en route du montage, se seront les leds rouges qui s'allumeront.

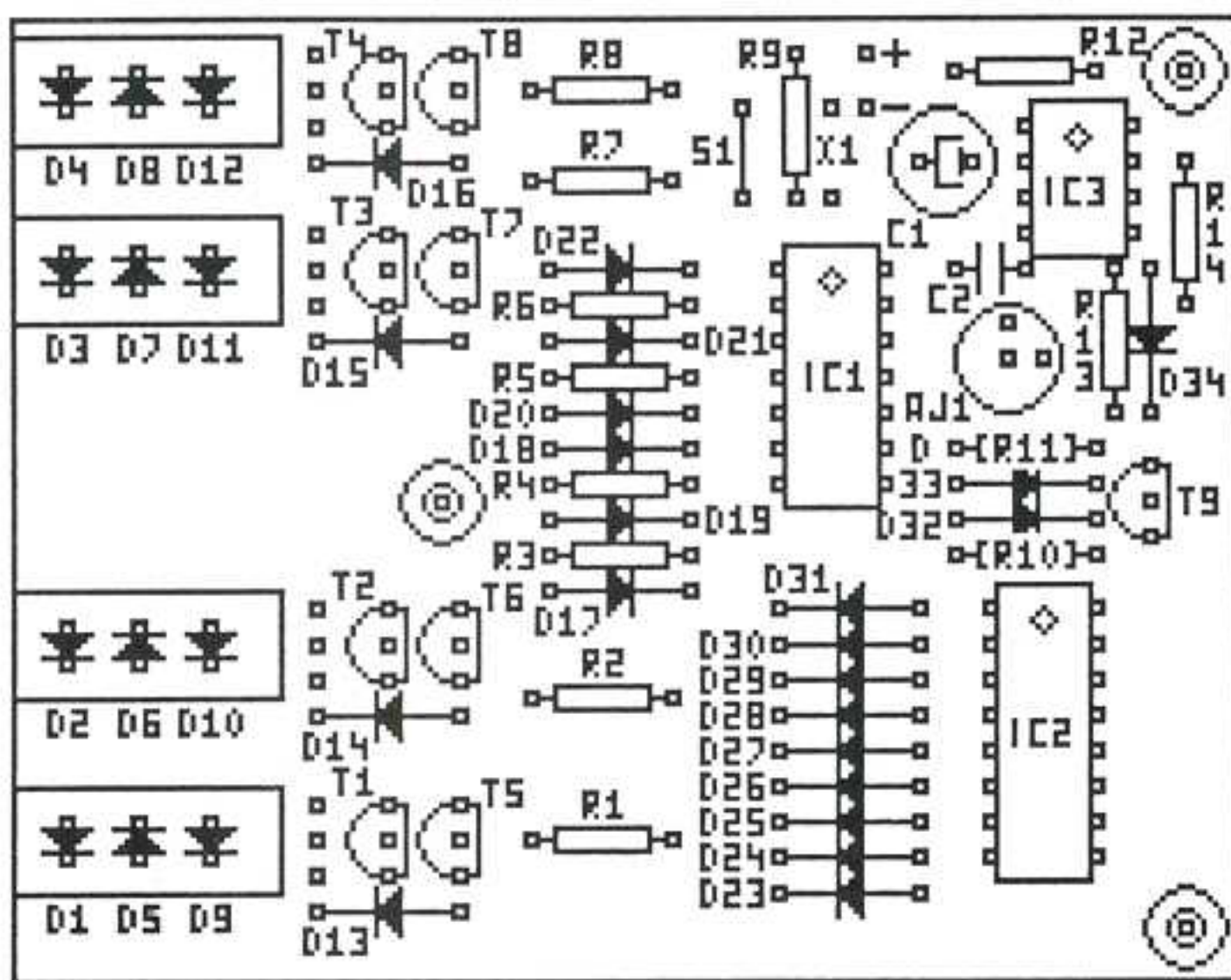
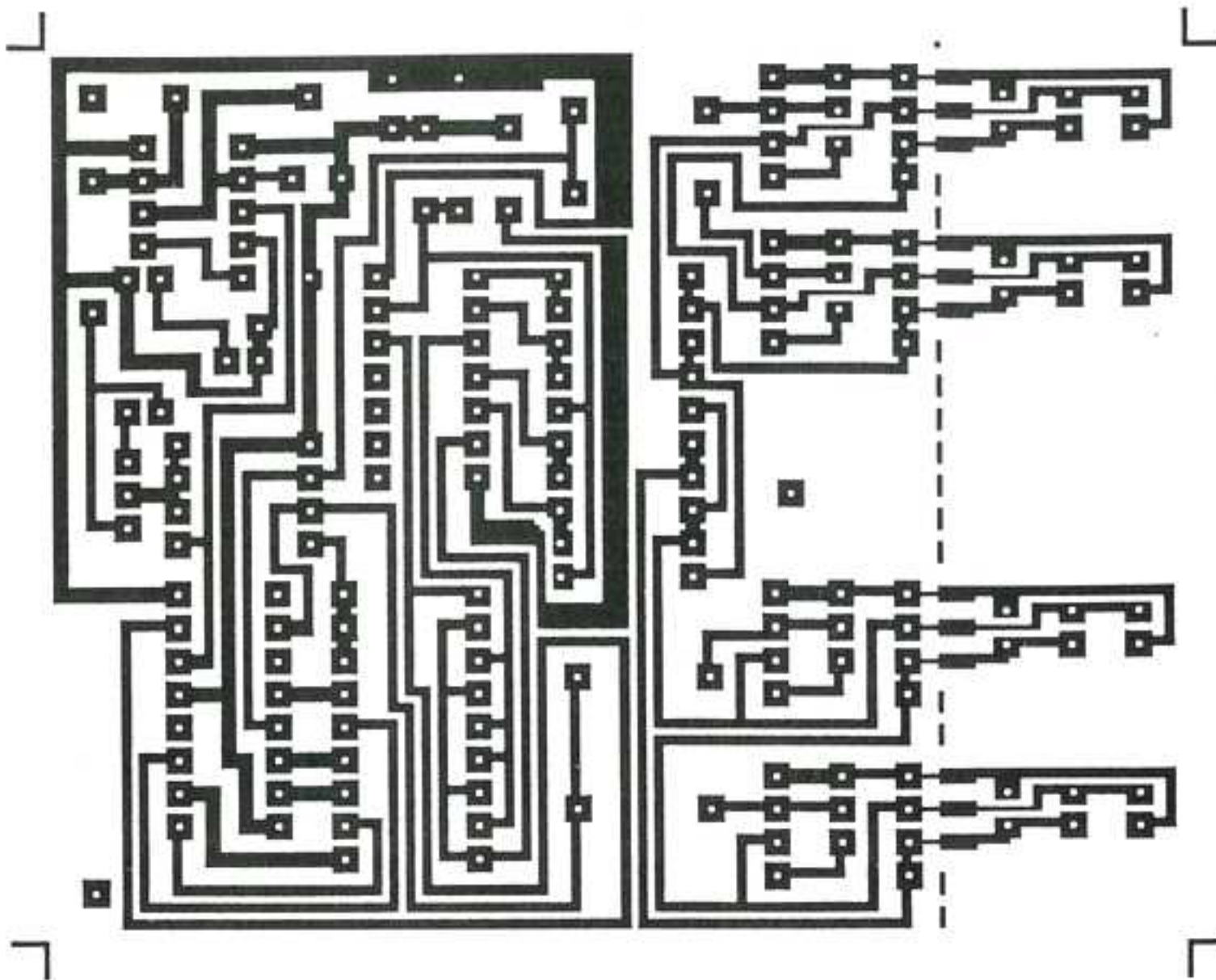
Dès le premier front montant de l'horloge, la sortie "1" du compteur va venir copier l'état se trouvant actuellement en sortie "0" tandis que cette sortie prendra l'état de la dernière patte (sortie 9), donc un état 0. La sortie "1" se retrouvant à l'état haut, un courant (limité par R1 et R2) va aller commander les transistors T5, T1, T6 et T2. T5 et T6 vont se saturer ce qui va court-circuiter les leds D1 et D2 (Rouges).

Revenons au compteur. Les sorties "2", "3" et "4" sont à l'état bas. Nous

retrouvons cet état en patte 6 du 4041. Donc, nous aurons en sortie 4, un état bas et par l'intermédiaire de l'inverseur incorporé, un état haut en sortie 5. Ainsi, les diodes D9 et D10 (Vertes) deviennent conductrices. Le vert s'allume.

Deuxième impulsion positive: la sortie "2" du compteur passe à l'état haut tandis que la sortie "1" passe à l'état bas (toujours par ce système de: "Je te pique ton état pendant que toi, tu piques celui de l'autre"). Le 4041 retrouve cet état à l'entrée 6 ce qui nous donne en sortie 4 un état haut (grâce au suiveur) puis un état bas en 5 (inverseur). Les diodes D6 et D5 voyant un état haut en leur anode et un état bas en leur cathode deviennent conductrices.





L'orange s'allume. Les leds rouges et vertes étant polarisées à l'envers, elles ne s'allument pas.

La tension passante de la led orange limite la tension inverse appliquée sur les leds vertes et rouges assurant ainsi leur protection.

Les diodes D13 et D14 empêchent l'apparition d'un courant dans les jonctions collecteur-base des transistors T1 et T2 qui se trouvent polarisées en inverses et par conséquent, conductrices.

Les diodes D28, D25, D23 réalisent l'équivalent d'un OU logique. Elles permettent d'obtenir pour l'orange une durée égale à trois coups d'horloge.

Pour le 3ème et 4ème cycle d'horloge, le raisonnement est le même que celui qui vient d'être vu.

Lorsque la sortie "5" passe à son tour à l'état haut, nous retrouvons le même résultat que pour la sortie "0", mais appliqué à l'autre voie, c'est à dire que les leds rouges s'allument toutes.

La suite du fonctionnement pour la voie 2 est identique que pour celle de la voie 1.

Pour le ralentissement de la période du vert, lorsque l'un des deux verts est allumé, les diodes D32 et D33 viennent bloquer le transistor T9. Ainsi, le courant de charge du condensateur C1 passe par l'ajustable (qui nous permet de régler le temps du vert) puis par R13 et enfin, R14 et non pas directement du plus dans R14: le système s'en trouve forcément ralenti. La diode D34 est là pour garantir le blocage de T9. La résistance R11 garantit la saturation de T9 quand D32 et D33 ne sont pas activées par le vert.

### Le mode clignotant

Ce mode est obtenu quand l'interrupteur X1 est fermé. A ce moment, nous retrouvons un état bas sur l'entrée 13 du 4041 et donc, un état haut sur la cathode de D31 et sur le reset du compteur. La résistance R9 évite alors le court-circuit entre le plus et la masse. La diode et le compteur se bloquent et le signal d'horloge issu de IC3 au travers de R10 vient s'appliquer directement au point A, puis sur

les entrées 6 et 3 des buffers de commande IC1 par D29 et D30. Simultanément sur les deux voies, les leds oranges se retrouveront polarisées ou non dans le bons sens et s'allumeront une fois sur deux.

Les diodes D20 et D17 empêchent, lors du fonctionnement en clignotant, les leds rouges de s'allumer quand l'orange est éteint. Les résistances R4 et R5 protègent les sorties des inverseurs quand, en mode clignotant, elles sont forcées à la masse. Les résistances R3 et R6 limitent le courant qui traverse les leds oranges. En mode normal, les résistances R3 et R4 (respectivement R5 et R6) se retrouvent en série divisant ainsi par 2 le courant traversant les leds (solution guère satisfaisante). Les diodes D18 et D19 (respectivement D22 et D11) suppriment ce défaut en court-circuitant alternativement l'une des deux résistances, ramenant ainsi un courant de led identique à celui du mode clignotant.

## Liste du matériel

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watts 5%.

R1, R2	22 kΩ
R3 à R6	470 Ω
R7, R8	22 kΩ
R9	2,7 kΩ
R10, R11	150 kΩ
R12	10 kΩ
R13	47 kΩ
R14	1 kΩ
AJ1	1MΩ
C1	100 uF/25V radial
C2	10 nF
D1 à D4	Leds Ø 3mm Rouges
D5 à D8	Leds Ø 3mm Oranges
D9 à D12	Leds Ø 3mm Vertes
D13 à D34	1N4148
T1 à T4	BC557B
T5 à T8	BC547B
T9	BC557B
IC1	MOS 4041
IC2	MOS 4017
IC3	NE 555
X1	Interrupteur

## Réalisation

La réalisation du montage est simple dans son ensemble.

La mise en place des composants s'effectue de manière classique. On commencera par les composants les plus petits (résistances, diodes), puis en dernier, le placement des plus gros (condensateurs, etc...)

Néanmoins, il faudra user d'une attention toute particulière lors du placement des diodes (sens





anode/cathode), de même que pour les leds. Attention aussi aux transistors: il est très facile de confondre les BC 557 et les BC 547 et de plus, leurs emplacements sont proches les uns des autres.

La difficulté résidera, encore une fois, dans l'insertion des leds, mais sera résolue de façon très simple: en effet, certaines leds comportent, au niveau de leurs pattes, une petite encoche qui permet de ne pas les enfoncer au ras de la carte. Deux solutions s'imposent alors: la première consiste à ramener les autres leds de couleurs au même niveau que ces leds. Pour cela, il faudra user d'une petite astuce: une cale en carton glissée entre les pattes des leds à encoches nous permettra de ramener au même niveau que celles-ci les autres leds de couleur.

La deuxième solution est de couper carrément les pattes des leds au dessus de leurs encoches, mais attention à bien garder une patte plus longue pour l'anode et une plus courte pour la cathode, histoire de s'y retrouver! Après tout cela, nous pourrons ramener toutes les leds au niveau de la carte. Plus de problèmes pour souder!

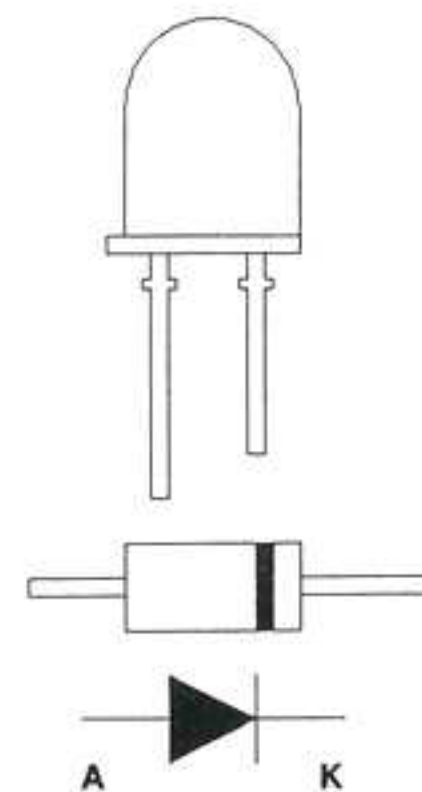
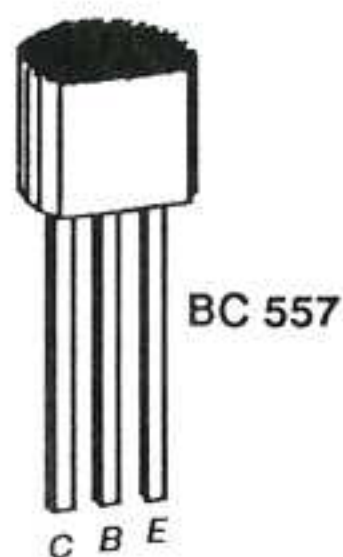
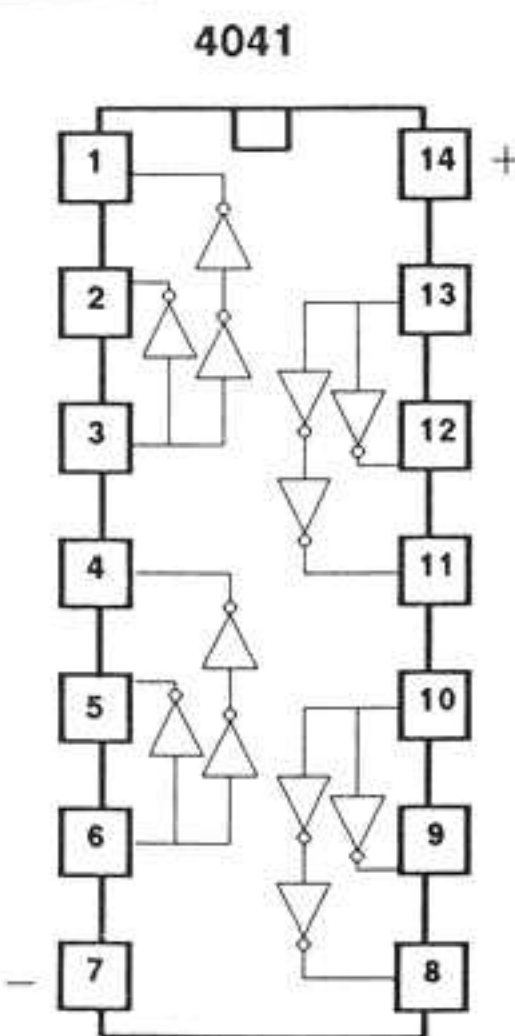
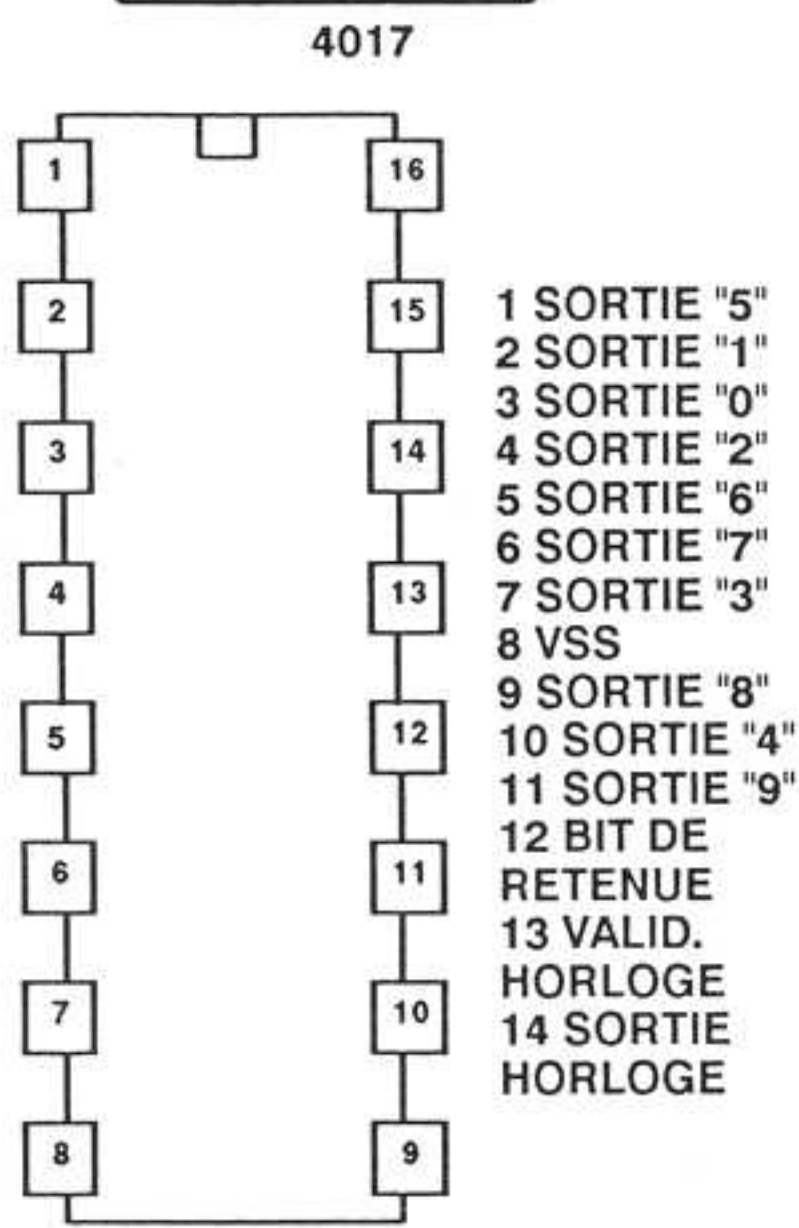
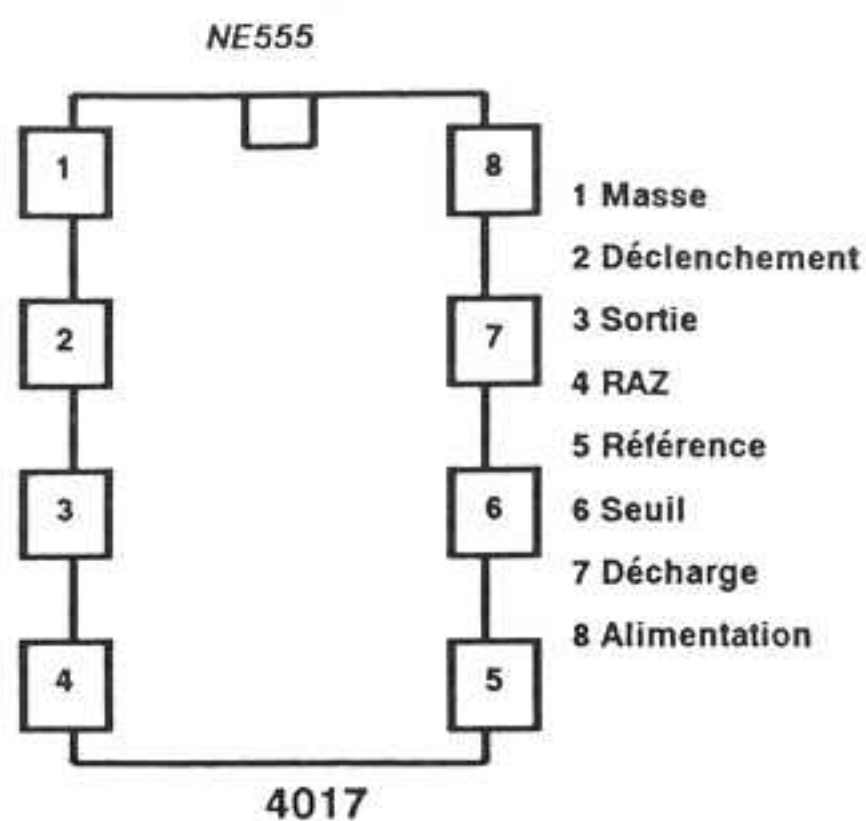
Vous avez pu remarquer sur la sérigraphie donnée à l'échelle 1, que des délimitations ont été faites autour des leds ceci pour vous permettre, en découpant selon les pointillés, d'obtenir les feux miniatures du circuit imprimé et de créer vos propres feux sur vos maquettes.

En ce but, nous avons mis au point une petite astuce. Il vous suffit donc de découper les feux, comme nous l'avons décrit ci-dessus, de souder sur chaque partie de bande cuivre, un bout de fil rigide (cela vous en fera trois au total). Masquez le tout avec de la gaine thermo-rétractable, en n'oubliant pas de faire une petite entaille au niveau des leds pour que celles-ci dépassent. Faire chauffer le tout! Vous obtenez un feu miniature pour vos maquettes. Le raccordement avec le montage se fera par l'intermédiaire de fil souple (de la longueur qui vous sera nécessaire) que vous pourrez souder dans les emplacements prévus à cet effet sur le circuit imprimé (voir photo ci-contre.)

La mise en route des feux clignotants s'effectuera en fermant l'interrupteur.

Nous n'avons pas défini de boîtier pour ce montage pour que vous puissiez placer librement le circuit sur vos maquettes, simplement trois trous de fixation ont été percés.

## Brochage



## Conclusion

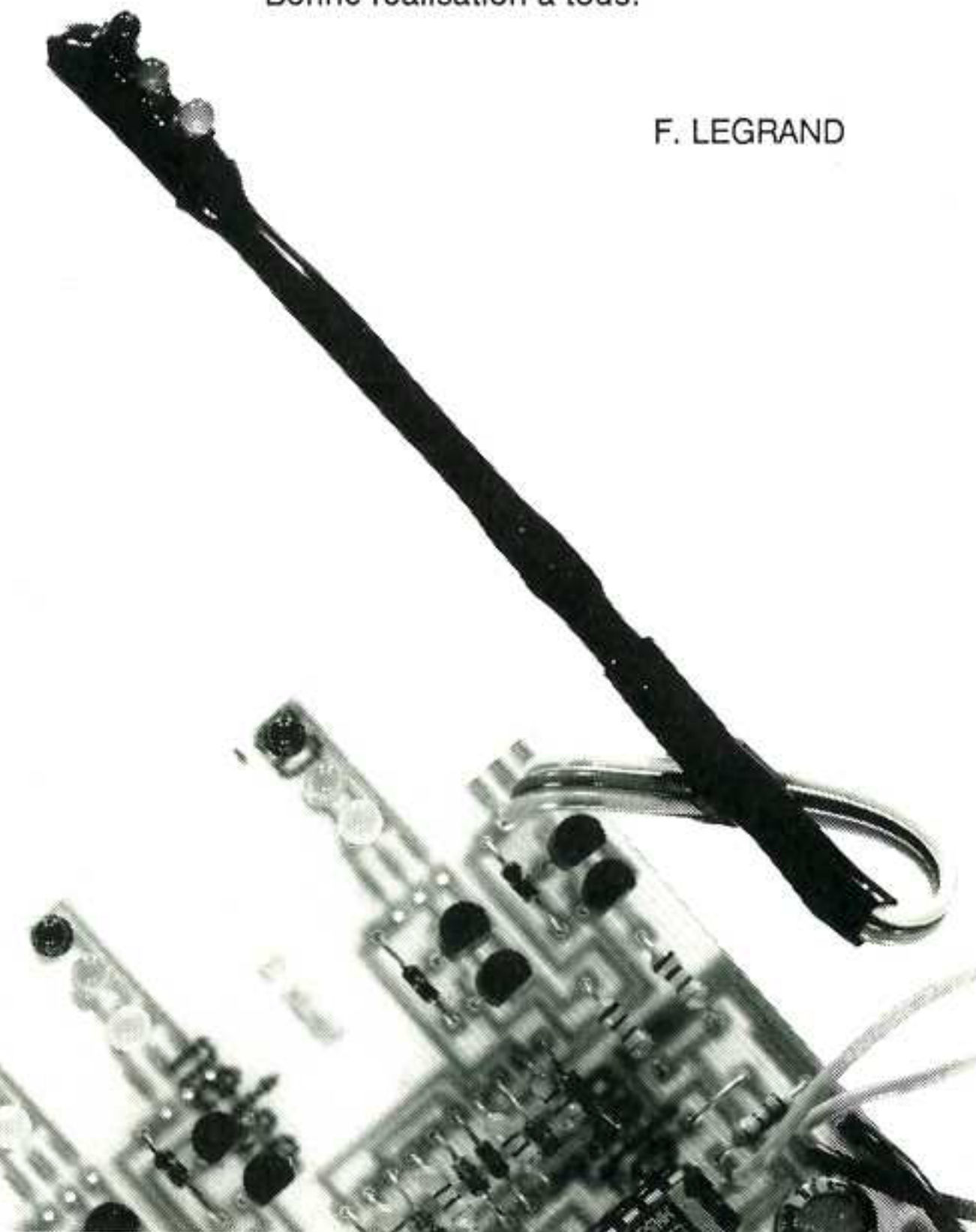
Ce montage nous a permis de découvrir deux nouveaux circuits intégrés: le MS 4017 et le MS 4041 que nous aurons certainement l'occasion de retrouver dans d'autres applications.

Toutefois, n'oublions pas qu'il est possible de commander par une logique extérieure (minuterie, etc.) en rapport avec l'alimentation du montage, le mode clignotant et le mode normal

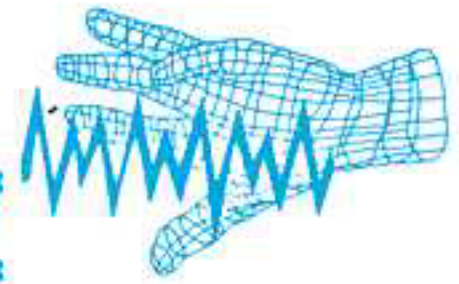
De plus, vous voilà paré pour obtenir de vos maquettes encore plus de réalisme. Mais le domaine du modélisme est très vaste et demande constamment que l'on se rapproche de la vérité. Pour y parvenir, beaucoup de moyens sont mis en oeuvre et nous espérons qu'avec l'aide de "HOBBY" vous parviendrez à améliorer un peu plus chaque jour cette recherche de réalité, que ce soit dans le domaine routier ou dans le domaine ferroviaire...

Bonne réalisation à tous!

F. LEGRAND







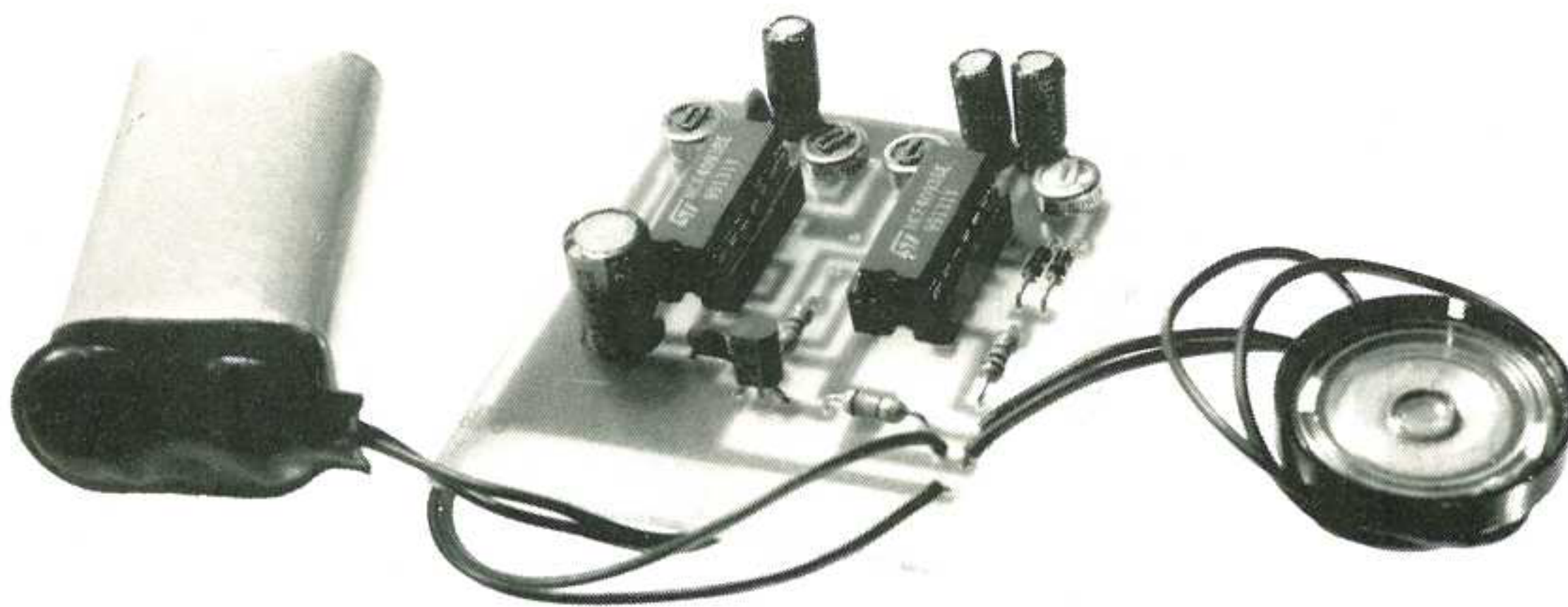
## UN GRILLON ELECTRONIQUE

### Le porte-bonheur à pile

Ou comment prolonger artificiellement l'atmosphère enchantée de vos vacances sur fonds de chants de cigales.

Sans prétention, ce petit montage reproduit très fidèlement les stridulations de nos petits insectes du type criquets, cigales ou autres grillons. Il permet ainsi, à l'entrée de l'automne, d'épater vos parents ou amis, en leur faisant croire à la présence de cigales dans votre jardin ( y compris sous la neige ).

Il ne vont pas en revenir ! Vous non plus, d'ailleurs et vous allez vous surprendre à rêver...! De toutes façons, c'est une excellente application des oscillateurs et de la logique câblée à CMOS, et d'un prix de revient tellement ridicule !



#### Le principe de fonctionnement

Ayant patiemment analysé les sons émis par ces orthoptères, homoptères et autres acridiens, le signal sonore peut être assimilé à un son aigu, haché une première fois par une basse fréquence ( de l'ordre de quelques Hertz ), cadencé une seconde fois à un rythme proche, mais déphasé ( voir courbes savantes ). Le tout devant être rythmé à très basse fréquence, avec de longues périodes de chants et de courts silences, ou l'inverse...

C'est donc 4 oscillateurs successifs, qui vont élaborer pour nous ce signal, que nous reproduiront, en final, sur buzzer piezzo ou HP miniature.

Un premier oscillateur, ajustable, génère la fréquence aiguë. Ce signal est envoyé à une porte NAND ( non-et ) et ne sera donc transmis à la sortie qu'au rythme du second oscillateur basse fréquence ( ajustable aussi ). Le signal aigu, ainsi haché, est envoyé à son tour à une seconde porte NAND pour y subir le même sort, au rythme d'un troisième oscillateur basse fréquence ( toujours ajustable ). Le résultat obtenu est, en principe, une stridulation continue qui doit à présent, être découpée à un rythme dissymétrique par un signal TBF ( très basse fréquence ). Une troisième et dernière porte NAND et un quatrième oscillateur ( TBF et ajustable aussi ) termine donc la partie génération du montage.

Le signal est directement exploitable sur un buzzer piezo. Ce composant

présente, en effet, l'avantage de consommer très peu et d'être donc directement compatible avec les sorties des CMOS. Mais sa faible bande passante le condamne à ne bien reproduire qu'une zone très réduite de fréquences suivant sa taille et donc de figer le montage à une espèce animale déterminée...

Si l'on veut étendre les capacités sonores de la réalisation, un HP miniature s'impose. Un petit montage à transistor permet la transmission du signal vers ce composant un peu plus gourmand ( 20 à 100 mA ). Attention dans ce dernier cas à la durée de votre pile...

Le principe est très simple, les réglages feront alors le reste !





## Le schéma en détails

Les trois premiers oscillateurs sont du même type et le signal généré est du type carré, à rapport cyclique proche de 1. Le condensateur se charge et se décharge au travers d'une résistance ajustable. Le produit de  $C \times R$  détermine la fréquence du montage.

L'hystérésis des portes NAND-TRIGGER du MOS 4093 permet de constituer ces oscillateurs mono-cellule économiques, dont le seuil de basculement est donc différent selon le sens charge-décharge du condensateur.

C6, dont le rôle est d'arrondir les fronts du signal carré, afin d'atténuer le caractère métallique du son. La résistance R3 limite le courant dans le HP qui ne supporte pas plus de 0,1 watt dans sa version 30 mm  $8\Omega$ . De toute façon, il faut limiter la consommation totale pour travailler sur pile. Ce choix détermine le niveau sonore en sortie.

Une simple pile 9 volts suffit à alimenter ce montage, avec le souci de la consommation sur HP où une alcaline serait la bienvenue.

Le condensateur C1 constitue un réservoir de filtrage pour assurer les

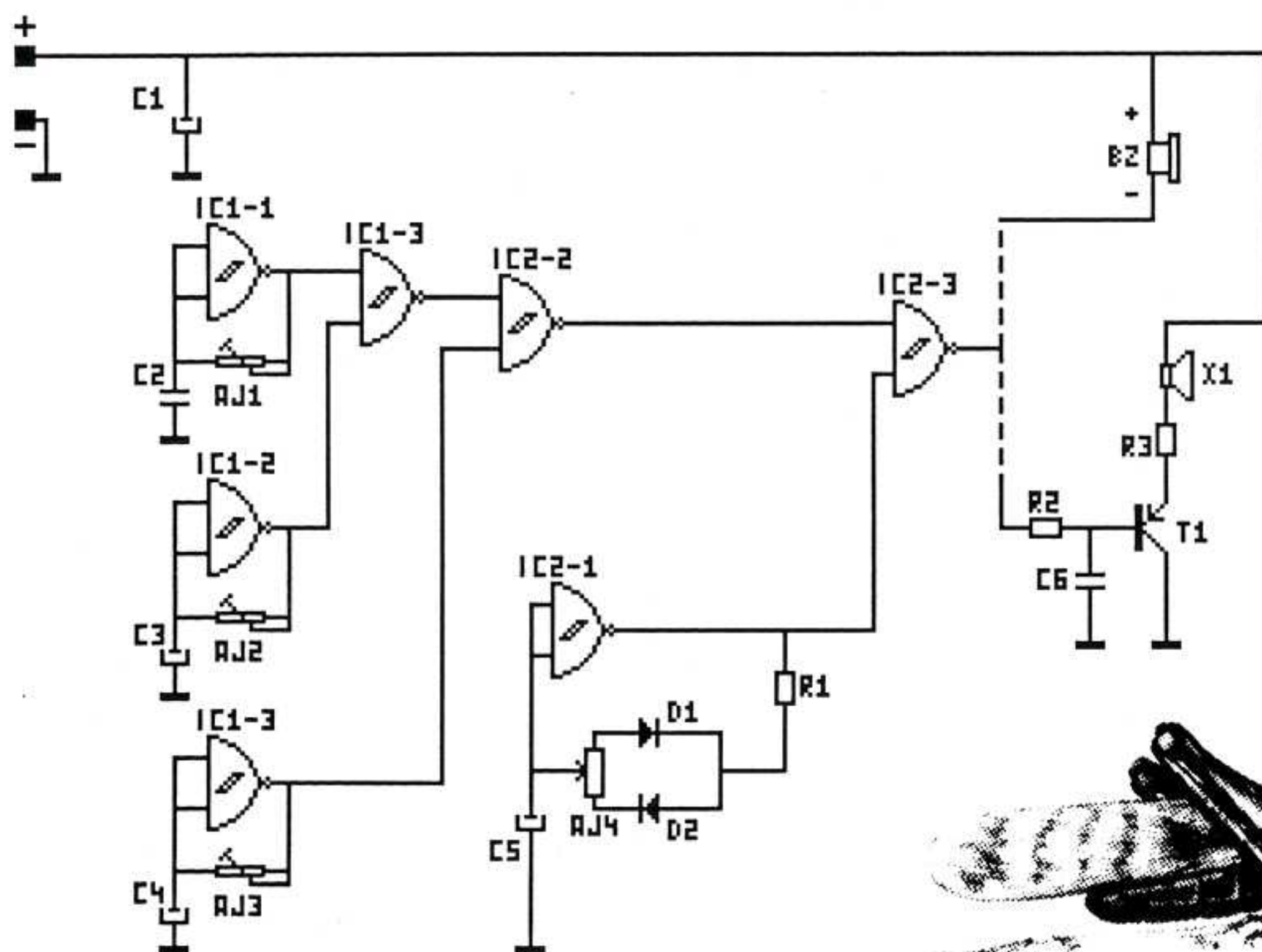
## La réalisation

### Le circuit imprimé

Adapté à un coffret du type P962 de chez DIPTAL, il ne présente aucune difficulté majeure et peut être adapté à d'autres types de coffrets.

### Le montage

On procèdera comme à l'accoutumée, en commençant par les composants les plus bas. Les précautions habituelles seront prises pour éviter les inversions de polarité des chimiques et des diodes, et



Le quatrième est un peu plus peaufiné. La mise en place de deux diodes sur le circuit de charge-décharge permet de modifier, à l'aide de l'ajustable AJ4 le rapport cyclique à fréquence fixe, et de faire donc varier le rapport stridulations / silences à votre goût. La résistance R1 permet de fixer un talon indispensable en butée d'ajustable et de modifier éventuellement, par sa valeur, la durée totale du cycle et les valeurs minimales des périodes (silences et chants).

La sortie buzzer est directement accessible en sortie de la dernière porte NAND de mélange.

La sortie sur HP nécessite un étage amplificateur en courant. On attaque un petit transistor PNP au travers d'une résistance R2 et d'un petit condensateur

transitoires, vu le débit instantané limité d'une pile.

### La liste des composants

R1	10K $\Omega$ 1/4 W 5%
R2	4,7K $\Omega$ 1/4 W 5%
R3	39 à 100 $\Omega$ 1/4 W 5%
AJ1	100K $\Omega$ type 82PR
AJ2	100K $\Omega$ type 82PR
AJ3	470K $\Omega$ type 82PR
AJ4	1Meg $\Omega$ type 82PR
C1	100 $\mu$ F 25V radial
C2	10nF céramique
C3	4,7 $\mu$ F 25V radial
C4	1 $\mu$ F 25V radial
C5	22 $\mu$ F 25V radial
C6	220pF céramique
IC1, IC2	MOS 4093
T1	BC 557B ou PNP équiv.
X1	HP 30mm $8\Omega$ ou
BZ	buzzer piezo
Coupleur de pile 9 V	
Coffret DIPTAL P962A	

pour la mise en place des IC et de T1.

On contrôlera une dernière fois les soudures et l'absence de court-circuits avant la mise sous tension.

### Les réglages

Tous les ajustables au milieu pour la mise sous tension. Des bruits doivent jaillir, sinon il y a un os : à vérifier !

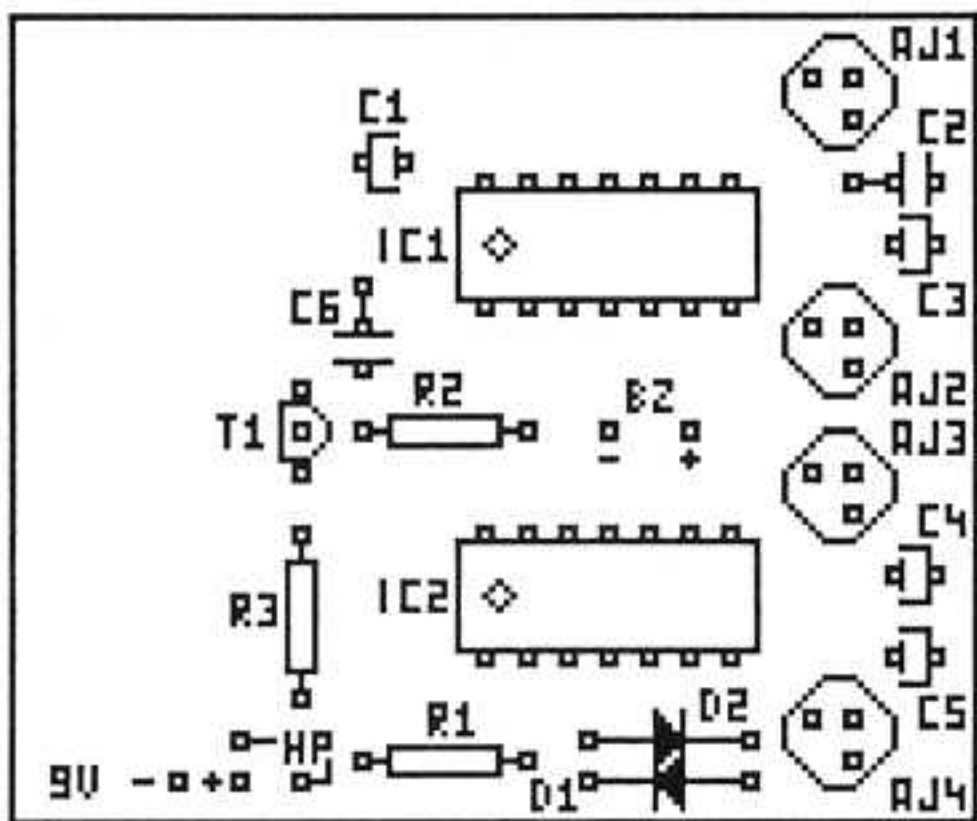
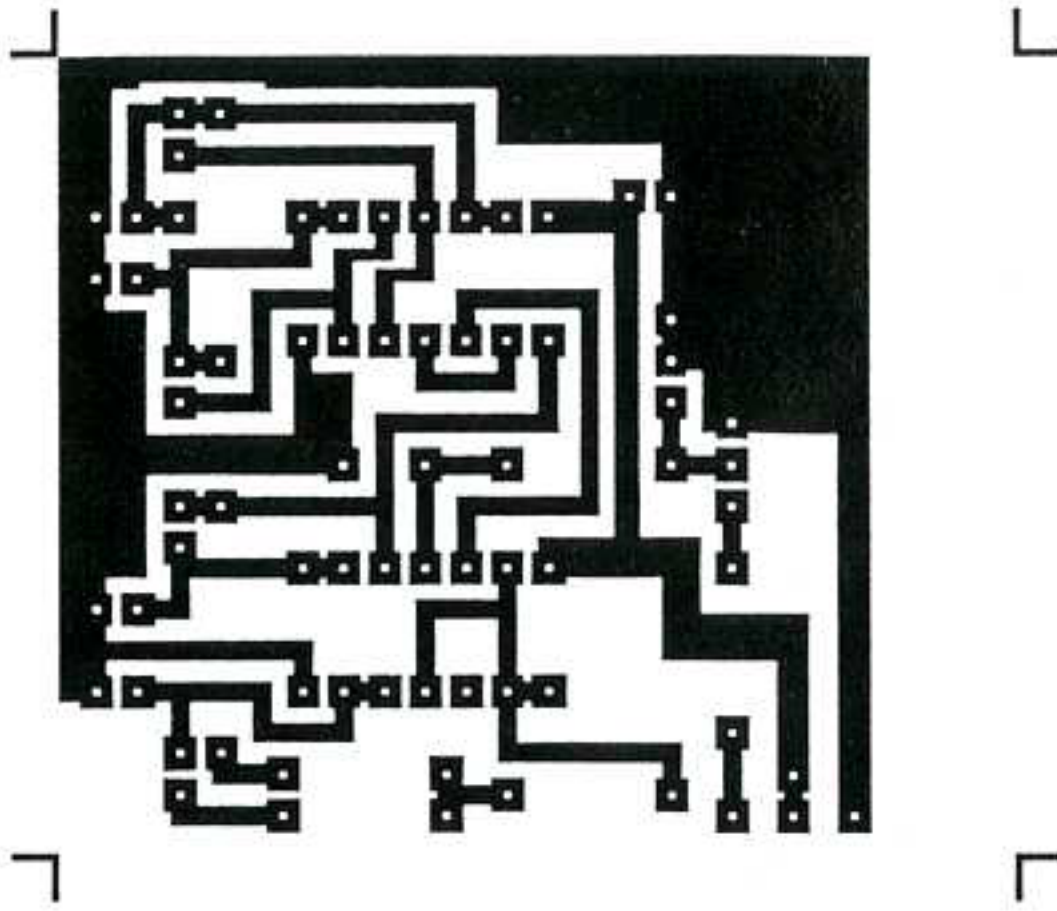
Régalez AJ4 pour obtenir un son continu : cela énerve... , mais cela facilite les réglages.

Régalez ensuite AJ1 pour le son aigu de votre choix (ou la résonance du buzzer).

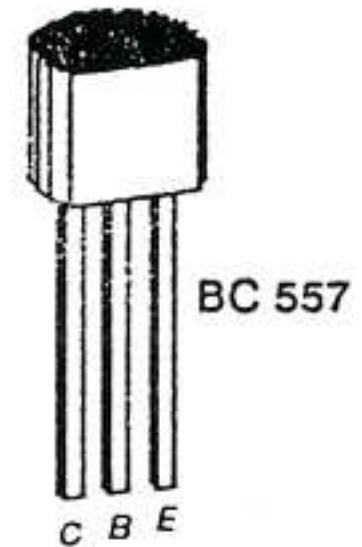
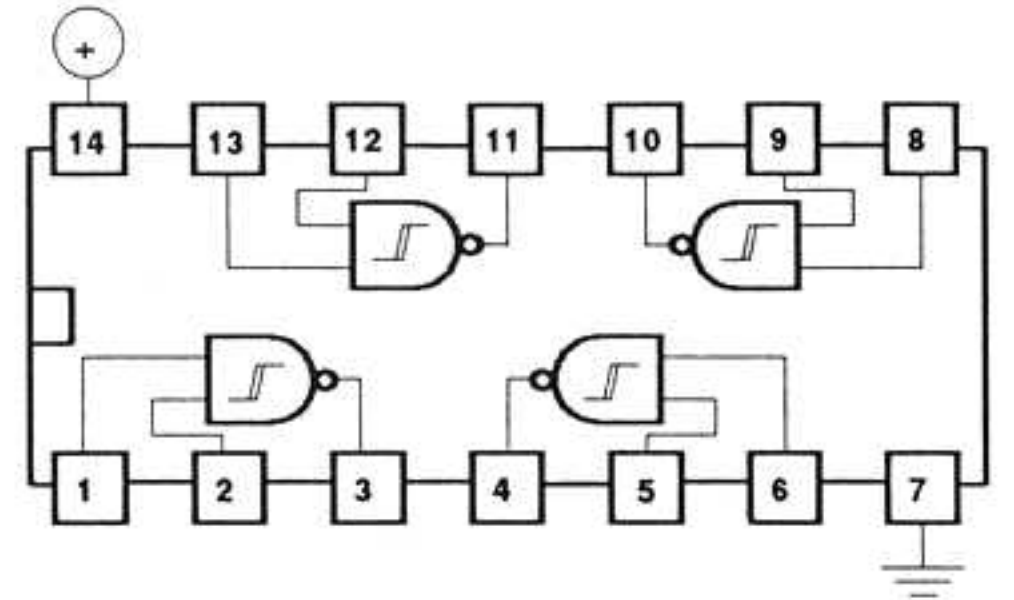
Ajustez ensuite AJ2 et AJ3 pour obtenir la stridulation la plus proche de celle de



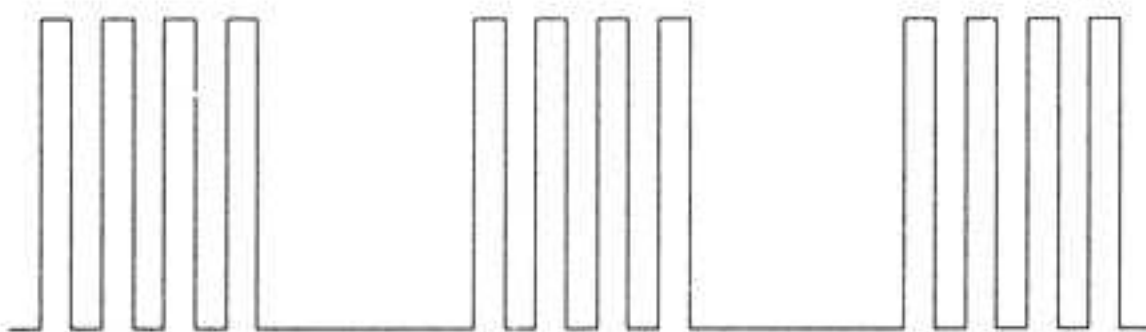




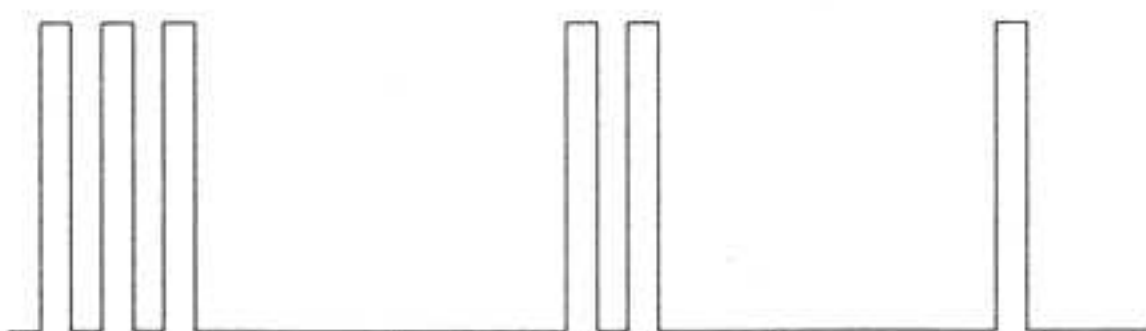
MS4093



sortie oscillateur 1 fréquence aigue



sortie première NAND de mélange



sortie seconde NAND de mélange  
stridulation avant dernier mélange  
de TBF : chants / silences

l'insecte de votre choix. Un pré réglage type vous est gracieusement fourni par l'auteur, pour vous éviter quelques nuits blanches (à vous, et à votre voisinage...)

Une fois le résultat souhaité obtenu, retouchez AJ4 pour alterner chants et

silences à votre goût. Si la période totale ne vous convient pas, vous pouvez alors la modifier en changeant C5. Une variation de C5 fait varier la période dans le même sens.

La mise en coffret devient alors votre dernier soucis.

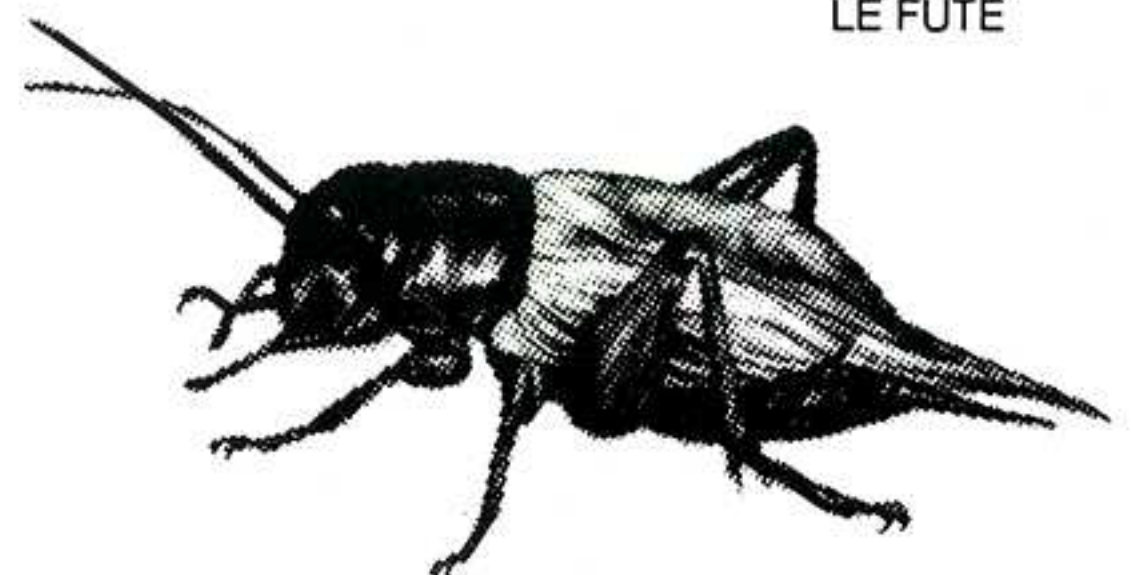
## Conclusions

Tous les usages les plus imprévus sont recommandés pour ce montage, qui pourrait bien finir par user quelques nerfs...

Les farceurs trouveront là un engin de torture de qualité et les verts un clin d'oeil du progrès vers la nature... Il y en a pour tous les goûts. Il ne lui manque que les couleurs, mais les coffrets proposés y pourvoient et il existe bien d'autres montages, rien que pour les yeux.

Ouvrez bien grandes vos oreilles !

LE FUTE





# Les oscillateurs sinusoïdaux à réseaux RC

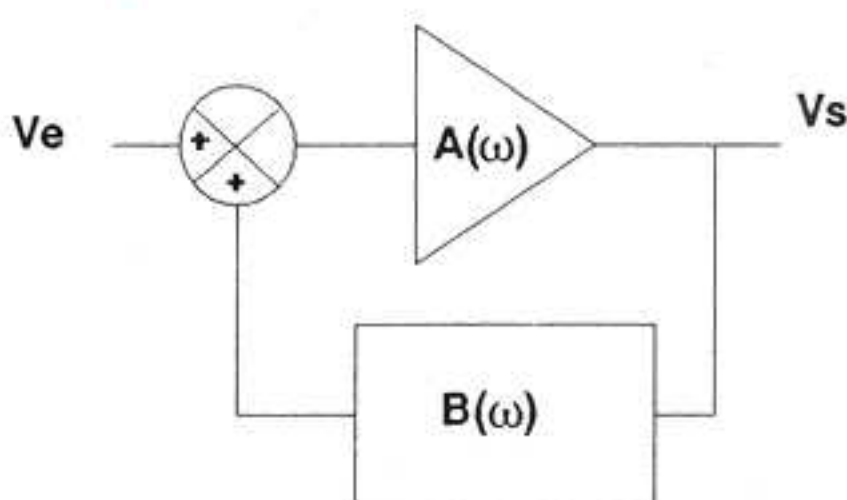
De tous les domaines de l'électronique, les oscillateurs sont, avec les filtres, des fonctions difficiles à maîtriser en raison de l'interdépendance de la fréquence à traiter et de la nature des composants utilisés. Modifier la valeur d'un condensateur ne s'accompagne pas uniquement d'un changement de fréquence, mais également d'une altération du coefficient de qualité (pour un filtre) ou d'un arrêt pur et simple de l'oscillation (pour un oscillateur).

Ces différents désagréments sont pourtant parfois simples à éviter. La grosse difficulté de ces dispositifs réside sur la quasi nécessité de faire appel aux mathématiques pour pouvoir résoudre les conditions de fonctionnement. Dans certains cas, nous ne pourrions y échapper. Aussi allons nous réduire les formules au minimum en essayant d'y apporter une explication reposant plus sur le caractère physique du phénomène que sur son côté mathématique.

Après cet avertissement peu encourageant, il faut bien le reconnaître, la réalisation d'oscillateurs peut se ramener à un simple jeu d'enfants. Pourquoi se creuser les méninges quand d'autres s'obstinent à faire les calculs à votre place. Il suffit de prendre le résultat de tous ces calculs et de le mettre en oeuvre. Vu sous cet angle, les oscillateurs deviennent vraiment simples.

## Principe de l'oscillateur sinusoïdal

### Le système à contre réaction



Ce synoptique illustre parfaitement le fonctionnement d'un dispositif à contre réaction. Le signal d'entrée  $V_e$  est appliqué sur un amplificateur de gain  $A(\omega)$  qui fournit la tension de sortie  $V_s$ . Rappelons que le terme  $A(\omega)$  signifie que le gain est fonction de la fréquence. La tension de sortie  $V_s$  est injectée dans un dispositif atténuateur dont le taux d'atténuation est égal à  $B(\omega)$ . Le signal ainsi obtenu est ajouté au signal d'entrée. Un tel dispositif est appelé système à contre réaction.

L'équation d'un tel montage vérifie la relation

$$V_s = A(\omega) (V_e + B(\omega) V_s)$$

D'où la fonction de transfert

$$V_s = (A(\omega) / (1 - A(\omega) B(\omega))) V_e$$

Comme le dirait n'importe quel professeur de mathématiques, cette équation admet une solution unique si le terme en  $(1 - A(\omega) B(\omega))$  est non nul.

Cette fonction de transfert correspond à la réponse classique de tout amplificateur dont le gain global est figé par le réseau d'atténuation.

### Cas particulier du système à contre réaction

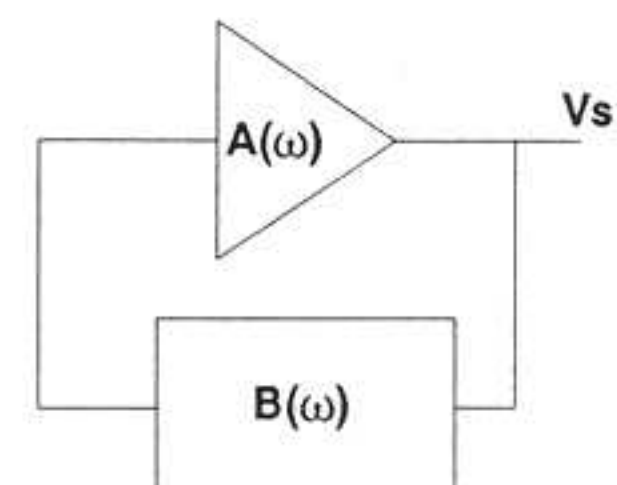
Dans le paragraphe précédent, le dénominateur de la fonction de transfert a été considéré comme étant non nul. Que se passe-t-il quand celui-ci est nul? Le gain global du système devient alors infini. La tension de sortie ne pouvant dépasser les tensions d'alimentations, la sortie du montage se trouve bloquée sur un des pôles de l'alimentation. L'amplificateur se trouve en état de saturation et ce système ne présente plus aucun intérêt en mode analogique (Les mordus du digital ne disent pas pareil. Vive le signal carré!). Pourquoi donc en parler? Tout simplement parce qu'il a une réalité physique, réalité que maudit toute personne qui n'arrive pas à mettre au point un amplificateur. L'approche précédente possède un cas où la fonction de transfert devient

complètement indéterminée. C'est le cas où la tension d'entrée est nulle.

Un tel état qui réclame déjà deux cas particuliers pourrait sembler difficile à obtenir. Et pourtant, aboutir à un tel résultat est plus facile à avoir qu'à éviter. Ce mécanisme perturbateur est couramment appelé oscillateur. Nombreux sont les amplificateurs qui, possédant un gain élevé, partent spontanément en oscillation.

Si faire osciller un montage est très simple, contrôler l'oscillation devient beaucoup plus compliqué. Deux des grandes craintes d'un électronicien sont d'empêcher un amplificateur d'osciller, et de faire osciller un oscillateur. A ce petit jeu, à tous les coups on gagne !

### L'oscillateur



En simplifiant le système à contre réaction, on aboutit au principe de l'oscillateur. Le signal de sortie de l'amplificateur est appliqué sur l'entrée de celui-ci après atténuation. L'étude abordée dans le paragraphe précédent a mis en



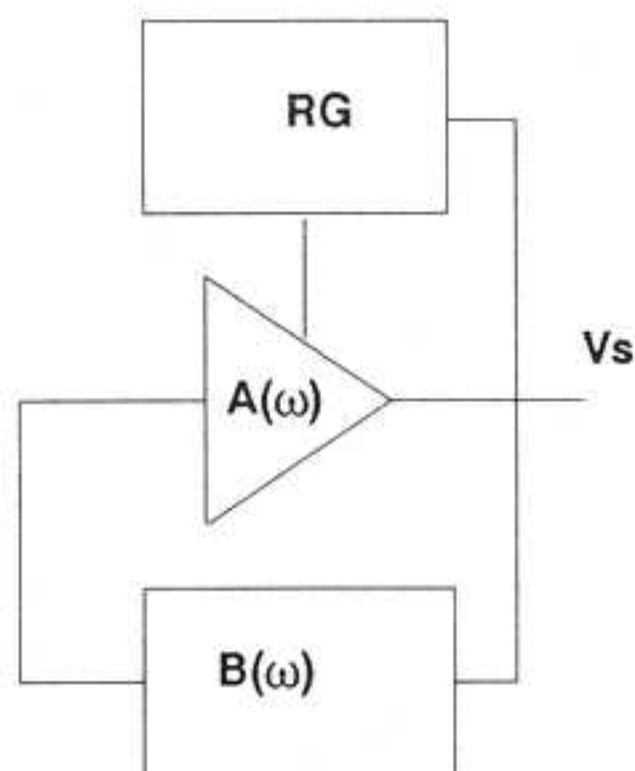


évidence que l'atténuation  $B(\omega)$  apportée par le réseau de réinjection devait être égale à l'amplification  $A(\omega)$  de l'amplificateur ( $1 - A(\omega) B(\omega) = 0$ ).

Une telle relation, si elle est évidente sur le papier, est quasiment impossible à obtenir. Dans la pratique, le gain de l'amplificateur est fonction de sa température (Dérive thermique). La condition d'oscillation se trouvera alors vérifiée pour une autre fréquence. Si le réseau atténuateur n'est pas capable de produire cette nouvelle fréquence, il y a tout simplement arrêt de l'oscillation. De même un oscillateur peut refuser de démarrer si les conditions d'oscillations ne sont pas vérifiées à la mise sous tension.

Dans la pratique, le gain de l'amplificateur sera placé légèrement au dessus du gain minimum nécessaire pour obtenir l'oscillation. Il faut cependant avoir à l'esprit qu'une augmentation du gain introduit une distorsion sur la sinus de sortie (Apparition d'harmoniques). Cependant, un tel choix garantit l'oscillation indépendamment des critères propres à chaque composant.

Pour minimiser les phénomènes de distorsion, un système de régulation de gain RG est ajouté dans la chaîne de sortie.



Un tel dispositif est rendu quasi-obligatoire pour des oscillateurs à fréquence variable.

La relation gain/atténuation est une condition nécessaire mais pas suffisante pour engendrer une oscillation. Jusqu'à présent, il a été question d'oscillation mais jamais de fréquence. Cela veut donc dire que c'est un autre phénomène qui intervient pour obtenir une fréquence particulière. C'est la notion de phase qui va déterminer la fréquence résultante. Qu'elle est donc cette relation qui va venir influencer sur la fréquence? Le déphasage global de l'ensemble atténuateur / amplificateur doit être un multiple entier de  $2\pi$ .

Ainsi, pour un amplificateur qui introduit un déphasage de  $\pi$  (Amplificateur inverseur), le réseau atténuateur doit introduire un retard de phase égal à  $\pi$

(Réseau RC) ou une avance de phase égale à  $\pi$  (Réseau RC ou LC). Ces types d'oscillateurs sont appelés oscillateurs à déphasage (Phase Shift Oscillator).

Pour un amplificateur n'apportant pas de déphasage (Amplificateur suiveur), le réseau atténuateur ne doit pas introduire de déphasage (Pont de Wien) ou carrément apporter un décalage de phase égal à  $2\pi$  (Cas des oscillateurs polyphasés).

Il existe naturellement d'autres types d'oscillateurs sinusoïdaux qui seront décrits plus loin.

## Les oscillateurs à déphasage

### Les cellules de base



La cellule de déphasage la plus classique est constituée d'un condensateur et d'une résistance. Ce dispositif repose sur la propriété du condensateur d'apporter un retard de phase sur la tension égal à  $\pi/2$  ( $90^\circ$ ). L'utilisation du symbole complexe "j" permet de représenter cette propriété dans les équations. Rappelons au passage la propriété  $j^2 = -1$ . Cette relation peu orthodoxe (à qui on a appris qu'un carré était toujours positif), permet de mettre en équation les phénomènes de déphasages et les notions de relations temporelles entre les différents signaux électriques. Profitons de cette incartade pour apporter quelques remarques supplémentaires. Les mathématiciens préfèrent noter le symbole complexe "i". Une telle symbolisation doit être abandonnée pour les physiciens car elle risque d'apporter une confusion avec les notations de courant. La propriété  $j^2 = -1$  représente parfaitement un déphasage égal à  $\pi$  ce qui est plus couramment appelé opposition de phase.

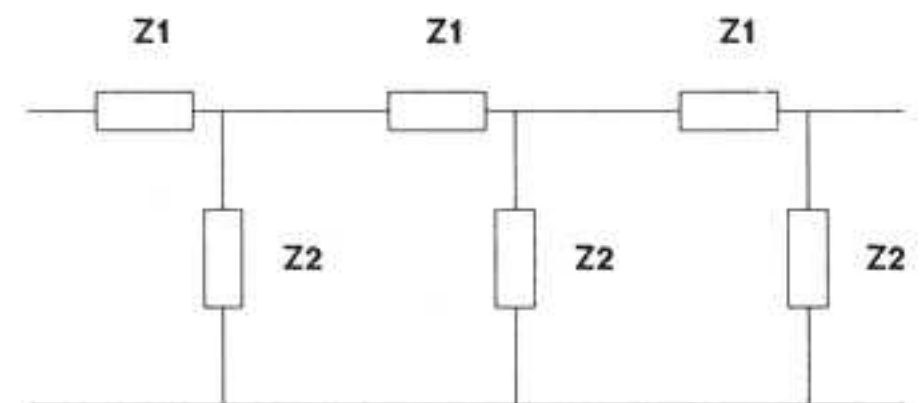
La première cellule constituée d'un condensateur débitant sur une résistance vérifie la relation  $\text{tg } \varphi = + 1 / RC\omega$ . Un tel dispositif provoque une avance de phase car le déphasage est positif. Il varie entre  $+\pi/2$  et 0 en fonction de la fréquence.

La seconde cellule constituée d'une résistance débitant sur un condensateur vérifie la relation  $\text{tg } \varphi = - RC\omega$ . Un tel

dispositif provoque un retard de phase car le déphasage est négatif. Contrairement au montage précédent, il varie entre 0 et  $-\pi/2$  en fonction de la fréquence

### Les réseaux déphaseurs à 3 cellules

Il est donc évident qu'une seule cellule ne peut pas introduire un déphasage égal à  $\pi$ . Si, en théorie cela est réalisable avec deux cellules (Une fréquence infinie sur le papier n'est pas du tout la même sur un montage) c'est donc un minimum de trois cellules montées en série qui permettra d'obtenir le déphasage désiré.



Voici la structure du réseau le plus couramment utilisé sur les systèmes à déphasage. La méthode de calcul pour obtenir la fréquence d'oscillation est relativement complexe (Chaque cellule de base apportant un déphasage différent). La fonction de transfert d'un tel système est de la forme

$$T_v = 1 / (X^3 + 5X^2 + 6X + 1) = V_s/V_e$$

où X représente le rapport  $Z1/Z2$ .

En fonction de la cellule de déphasage, il suffit de remplacer Z1 et Z2 par ZR et ZC (ZR : impédance de la résistance = R, ZC : impédance du condensateur =  $1 / jC\omega$ ). Comme un condensateur introduit un déphasage de  $\pi/2$ , trois condensateurs introduisent un déphasage de  $3\pi/2$ . Ce cas est illustré par le terme en  $X^3$  (Action des condensateurs seuls). Le terme en  $X^2$  illustre le déphasage égal à  $\pi$  et le terme en X représente le déphasage égal à  $\pi/2$ . Le terme 1 illustre l'absence de déphasage (Action des résistances seules).

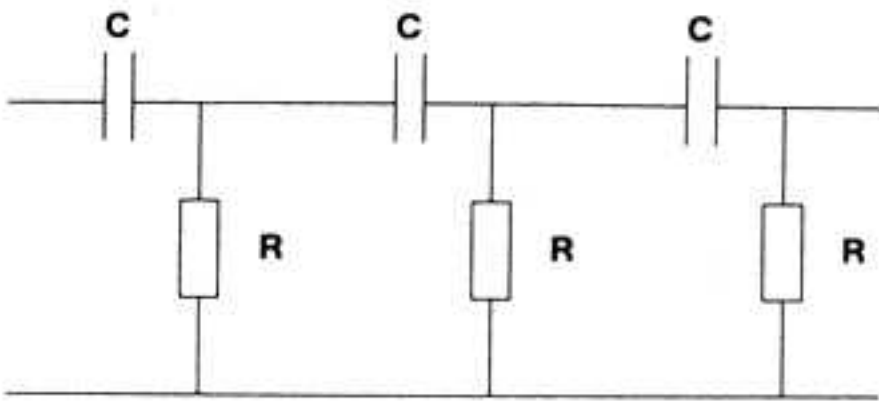
L'oscillation se produit quand le déphasage est égal à  $\pi$ , c'est à dire quand les effets des déphasages de  $3\pi/2$  et de  $\pi/2$  s'annulent. D'où la relation  $X^3 + 6X = 0$ . En résumé, la condition d'oscillation doit vérifier  $X^2 = -6$ .

Pour passer sur les réseaux pratiques, il suffit de remplacer chaque cellule Z1-Z2 par l'une des deux cellules de base. Pour simplifier les formules, les trois condensateurs et les trois résistances sont supposés de même valeur, mais ce n'est pas une obligation. Dans ce cas, les



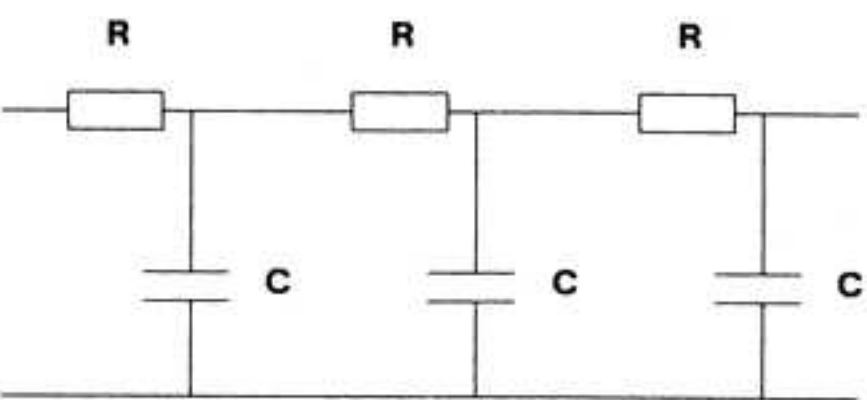


formules données ne sont plus vérifiées. Les équations réelles deviennent beaucoup plus compliquées et difficilement résolubles. Par contre, un des six éléments du réseau est souvent rendu ajustable pour permettre de rattraper les erreurs apportées par la tolérance des composants.



Ce réseau provoque l'oscillation quand le déphasage devient égal à  $+\pi$ . Comme X vaut  $1/JRC\omega$ , la fréquence d'oscillation est alors donnée par la relation

$$F = 1 / (2 \pi \sqrt{6} RC)$$



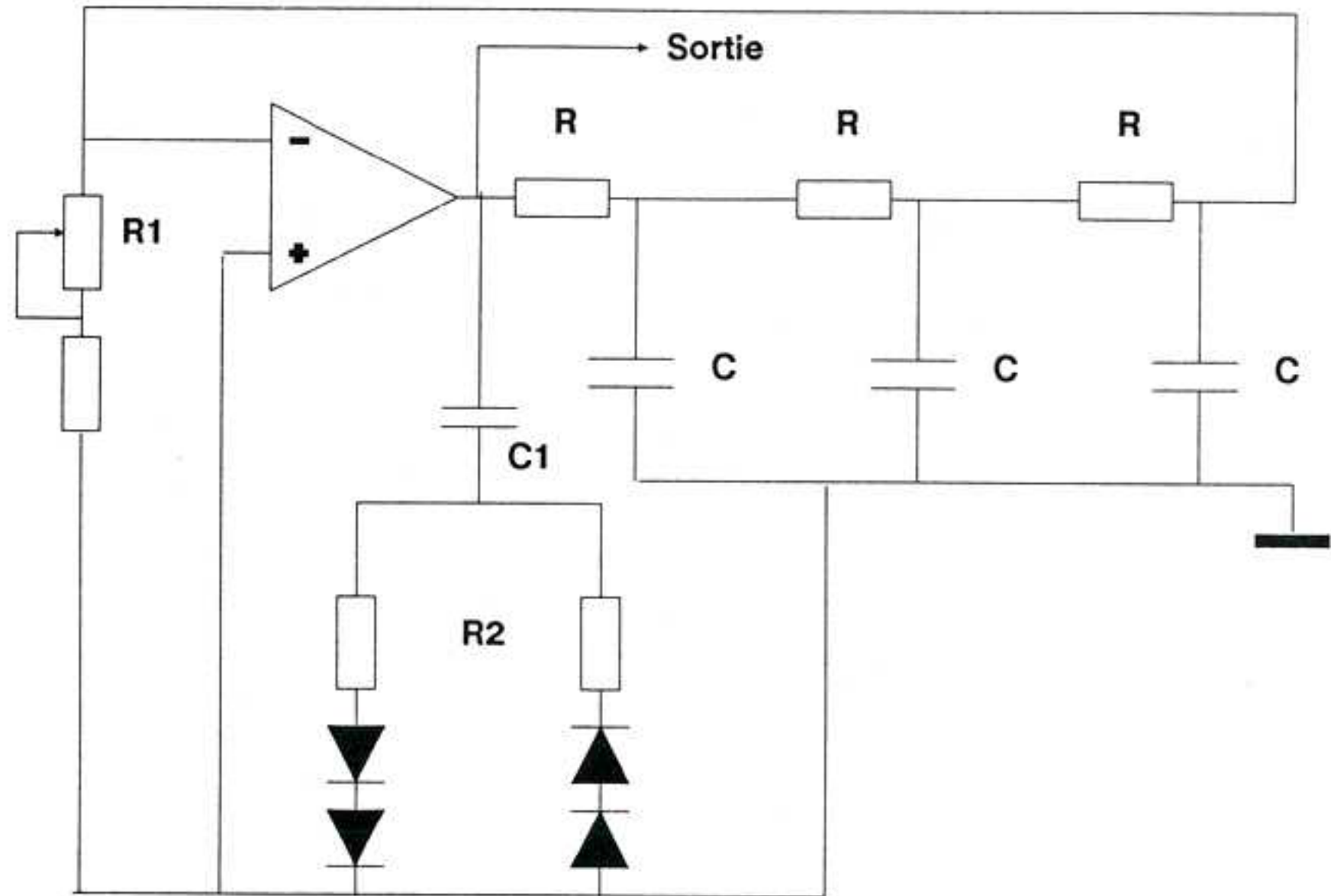
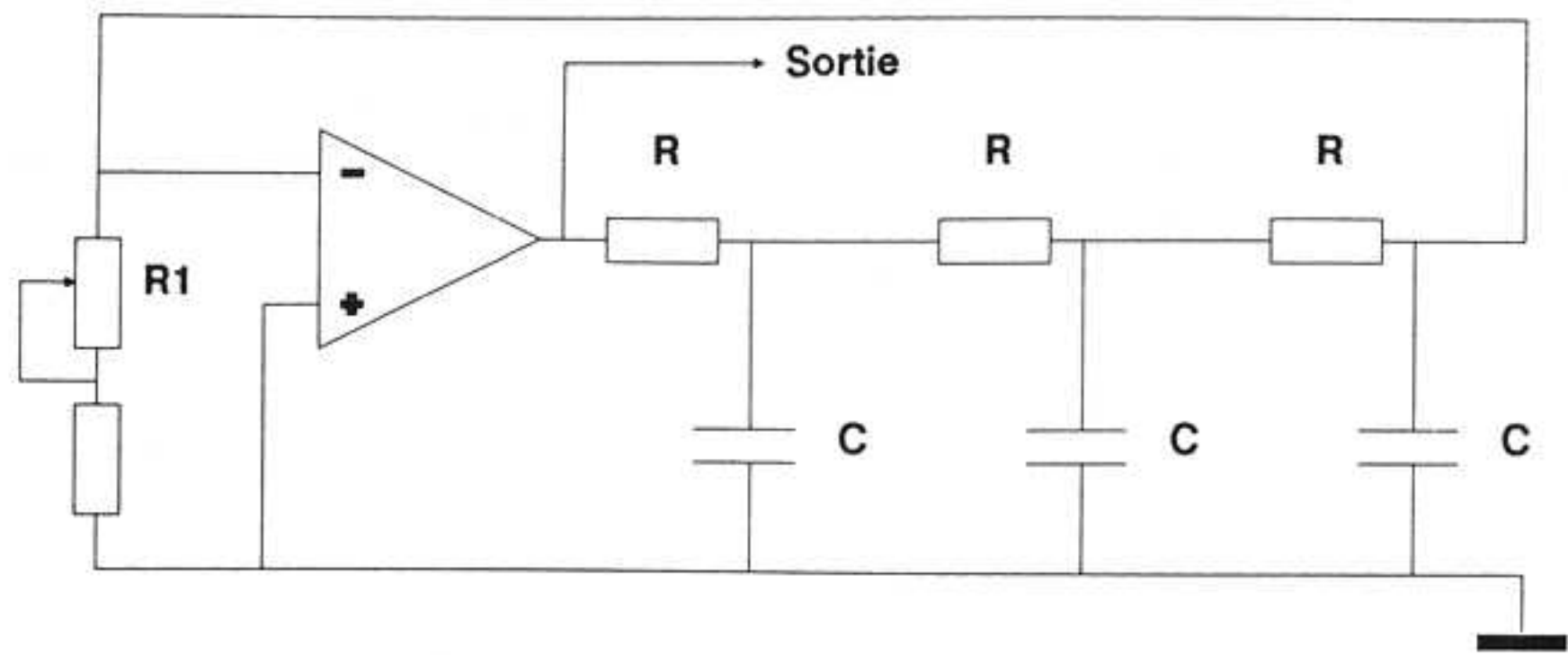
Ce réseau provoque l'oscillation quand le déphasage devient égal à  $-\pi$ . Comme X vaut  $JRC\omega$ , la fréquence d'oscillation est alors donnée par la relation

$$F = \sqrt{6} / (2 \pi RC)$$

L'atténuation apportée par ces dispositifs est donc égale à  $5X^2 + 1$  à la fréquence d'oscillation. Comme  $X^2$  vaut  $-6$ , l'atténuation vaut alors  $-29$  (Le signe  $-$  confirme bien l'opposition de phase). Il faut donc que l'amplificateur ait au moins un gain de 29 pour que l'oscillation puisse avoir lieu.

L'utilisation du premier réseau est préférable au second car il permet d'obtenir des fréquences d'oscillation beaucoup plus faibles (De l'ordre de 6 fois plus faibles) avec les mêmes composants.

Les formules données ci-dessus ne sont valables que dans le cas où l'impédance d'entrée du système amplificateur reste très grande devant la valeur de R (Commande en tension de l'amplificateur; cas d'un amplificateur à tube ou d'un ampli. op.). Si ce n'est pas le cas (commande en courant; amplificateur à transistor bipolaire), la fréquence obtenue sera différente de celle espérée



(Déséquilibre de la dernière cellule du réseau de déphasage). La fonction de transfert devient alors beaucoup plus complexe et la condition d'oscillation devient alors fonction du réseau et de la nature de l'impédance d'entrée de l'amplificateur. Elle devient

$$T_v = T_{v0} / (1 + (Z_1/Z_A)(X^2 + 4X + 3)T_{v0})$$

où  $Z_A$  représente l'impédance d'entrée du système amplificateur et  $T_{v0}$  la fonction de transfert initiale.

De même, l'impédance de la charge placée sur la sortie de l'ampli peut influencer sur la fréquence d'oscillation quand la commande de l'amplificateur s'opère en courant (Cas d'un oscillateur à transistor bipolaire). Il est alors conseillé d'ajouter un amplificateur suiveur avant d'attaquer l'étage suivant.

Les montages ci-dessus illustrent des exemples d'oscillateurs à déphasage. Le premier est le montage de base. La résistance  $R_1$  permet d'ajuster le gain de l'amplificateur inverseur. Elle joue le rôle d'atténuateur afin de réduire l'effet de saturation de l'AOP.  $R_1$  n'étant plus négligeable, la fréquence d'oscillation sera décalée.  $R_1$  devient la nouvelle impédance d'entrée de l'amplificateur. En reprenant la

fonction de transfert, la nouvelle condition d'oscillation est donnée par :

$X^3 + 6X + R/R_1 (4X) = 0$ . C'est à dire  $X^2 = -6 (1 + 2R/3R_1)$ . La nouvelle fréquence d'oscillation est alors obtenue par

$$F = \sqrt{1 + (2R/3R_1)} \sqrt{6} / (2\pi RC)$$

La nouvelle fréquence est donc supérieure à celle initialement espérée. Le gain de l'AOP doit être supérieur à :

$$G_{min} = - (4(R/R_1)^2 + 23 (R/R_1) + 29)$$

Le réglage de  $R_1$  pour avoir une oscillation sinusoïdale sans distorsion est alors très difficile à obtenir et le montage est tributaire des variations extérieures (Alimentation, température, charge, etc)..

Le second montage reprend intégralement la structure du premier, mais comporte en plus un étage de limitation d'amplitude. Le gain est ajusté, par la résistance  $R_1$ , un peu au dessus du minimum requis afin de garantir l'oscillation dans tous les cas. Cet excès de gain apporte donc de la distorsion sur la sinusoïde de sortie. L'étage de limitation d'amplitude vient écrêter le signal de sortie





grâce à des diodes (Ou des diodes zener montées tête-bêche). Cet écrêtage revient à augmenter le rôle d'atténuation du réseau déphaseur. Cela revient à aligner le terme  $B(\omega)$  sur le terme  $A(\omega)$ . L'effet de filtre du réseau permet de supprimer les harmoniques de rangs impairs introduites par la saturation de l'amplificateur. La distorsion ainsi introduite ne dépasse pas 1 à 2%. Ces dispositifs permettent de réduire les effets provoqués par les variations de tension d'alimentation et les effets de la température. Ces étages de limitations sont situés sur la sortie de l'amplificateur et possèdent une impédance non négligeable. Cette impédance a pour conséquence de venir également modifier la fréquence de sortie.

Le troisième montage est une autre illustration de dispositif de limitation d'amplitude à base de diodes Zener. Le gain du montage est directement ajusté par la résistance de la troisième cellule du réseau déphaseur. La fréquence peut, elle aussi, être ajustée en jouant sur la résistance de la première cellule. Ce montage vérifie la condition initiale d'oscillation car la dernière cellule n'est pas déséquilibrée (Impédance d'entrée de l'AOP supposée infinie).

## Les autres réseaux déphaseurs

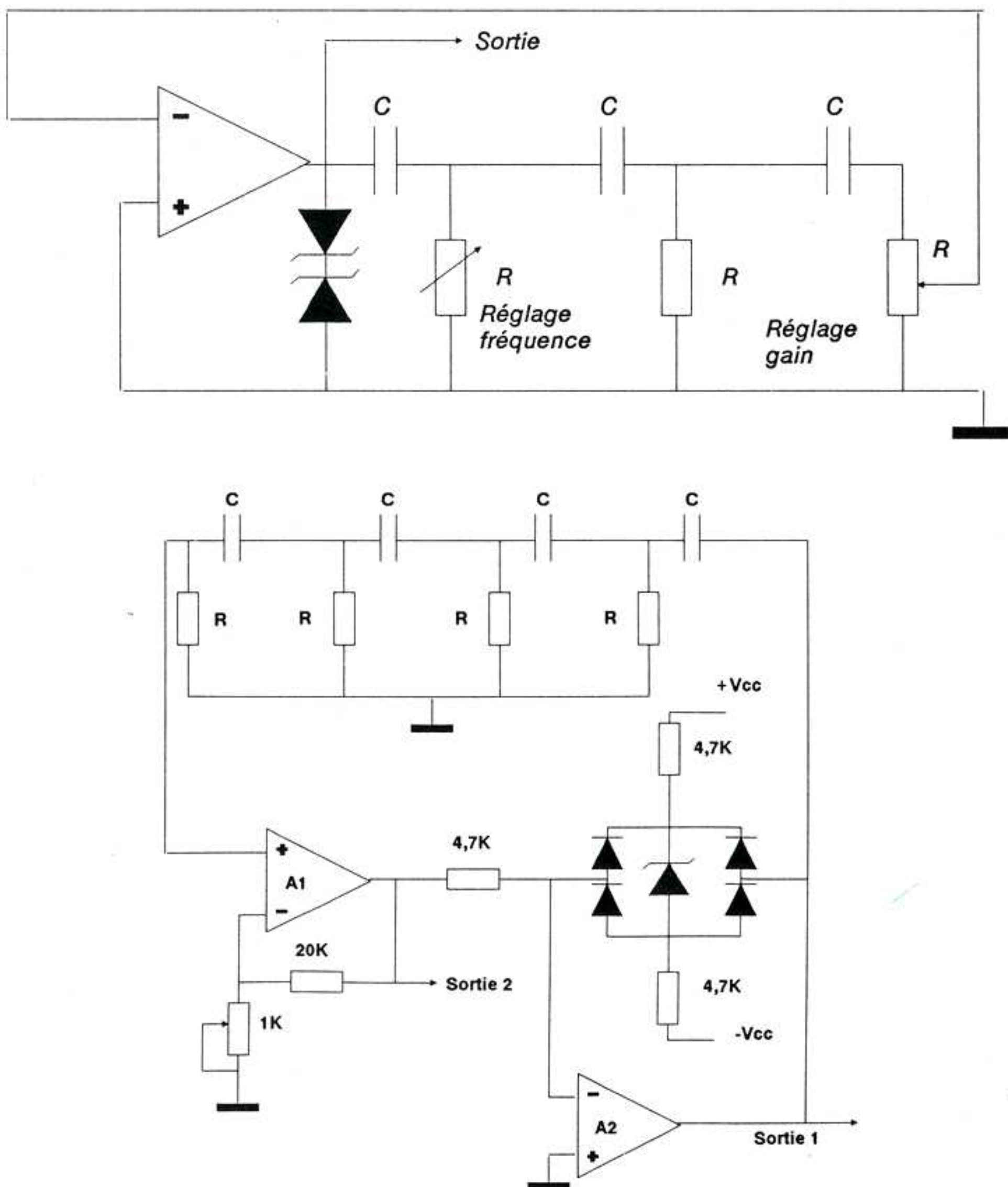
Les réseaux déphaseurs à trois cellules sont les plus couramment utilisés. Mais ce ne sont pas les seuls qui existent. Des réseaux à 4 ou 5 cellules peuvent remplir le même rôle. Naturellement la fonction de transfert d'un tel dispositif devient de plus en plus complexe (Equation en  $X^4$  pour 4 cellules et en  $X^5$  pour 5 cellules).. L'augmentation du nombre de cellules permet de réduire le taux de distorsion engendré par l'amplificateur et ainsi produire une sinusoïde de meilleure qualité.

La fonction de transfert d'un réseau à 4 cellules est donné par la relation

$$T_v = 1 / (X^4 + 7X^3 + 15X^2 + 10X + 1)$$

Le même raisonnement peut être tenu pour la détermination de la fréquence et du gain du montage que celui qui a été suivi pour le système à trois cellules. L'oscillation s'obtient pour la relation  $7X^3 + 10X = 0$

L'exemple de montage proposé ci-dessous est une illustration d'un ensemble à quatre cellules de déphasage.



Il est un peu particulier dans la mesure où il délivre deux signaux de sortie en opposition de phase. Comme les deux amplificateurs se mordent la queue, il peut également être considéré comme un oscillateur polyphasé. Les fonctions de déphasage et de limitation d'amplitude sont assurées par l'amplificateur A2 alors que l'amplification est assurée par l'amplificateur A1 qui n'apporte pas de déphasage. En raison de la très forte impédance d'entrée de l'amplificateur A1, de très basses fréquences peuvent être obtenues grâce à ce montage.

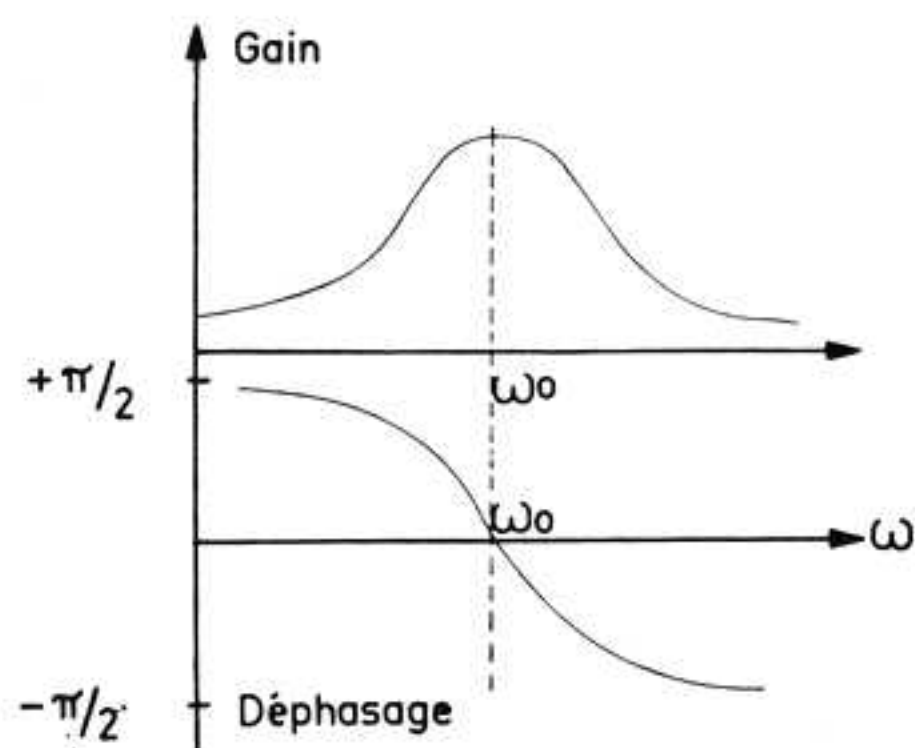
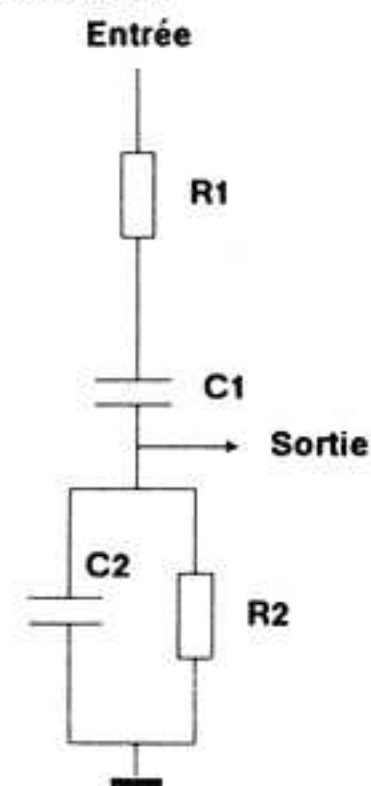
## Quand utiliser un oscillateur à déphasage ?

C'est un oscillateur qui est très simple à mettre en oeuvre et relativement peu coûteux. Cette simplicité s'accompagne d'un manque de précision dans la fréquence obtenue. Il est très difficile de le concevoir en oscillateur variable en raison du nombre d'éléments à faire varier (3 condensateurs ou 3 résistances). Il convient parfaitement pour tous les domaines de basse et de très basse fréquence.

## L'oscillateur à pont de WIEN

C'est, avec l'oscillateur à réseau déphaseur, un des plus courants.

### Cellule de base





Comme expliqué dans la première partie de cet article, la cellule de réaction ne doit pas introduire de déphasage dans le signal réinjecté. Cela s'obtient en accouplant en série deux cellules dont l'une apporte une avance de phase et l'autre un retard de phase. Le pont de WIEN comporte donc, d'un côté, un ensemble RC en série et de l'autre un ensemble RC en parallèle.

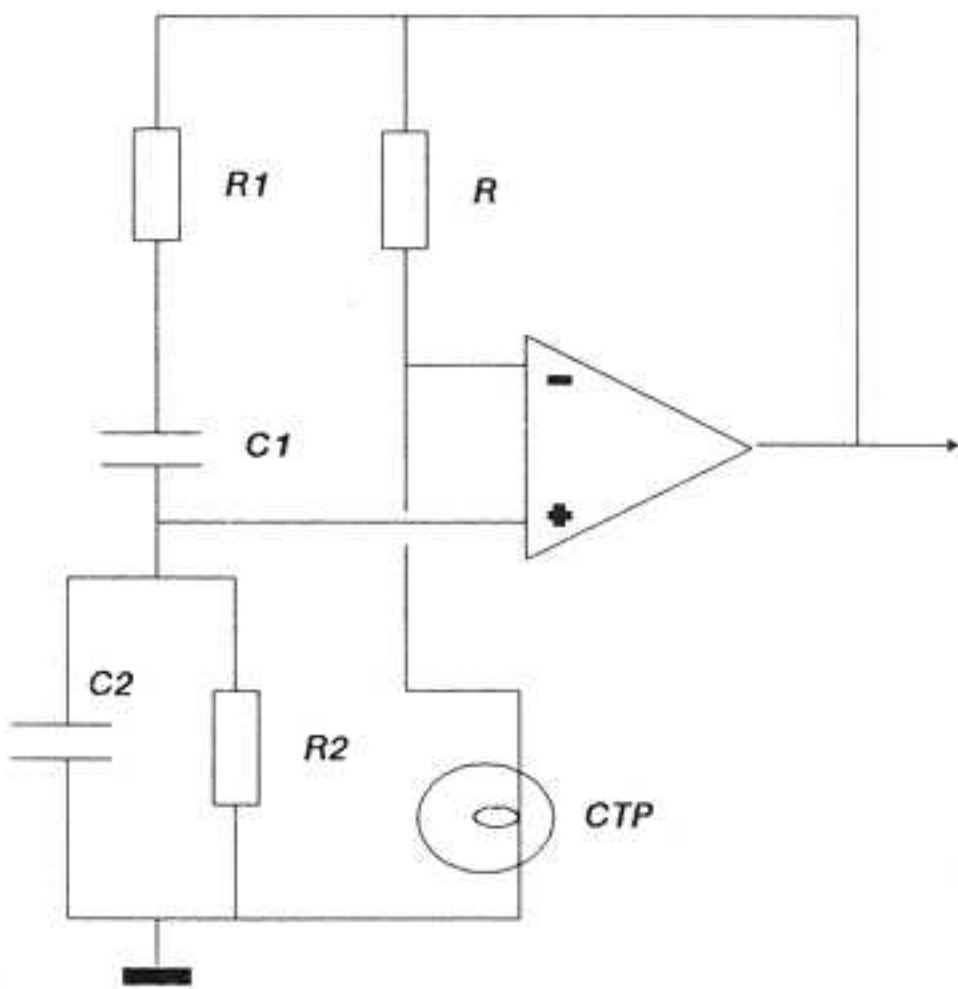
Le réseau à pont de WIEN est caractérisé par une courbe de gain qui passe par un maximum à sa fréquence de résonance. Ce maximum est relativement peu accentué. Pour cette fréquence particulière, son déphasage est nul. La résonance est obtenue pour

$$F = 1 / (2 \pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2})$$

Afin de simplifier les calculs, les résistances et les condensateurs sont pris de valeurs identiques et la fréquence est donnée par la très classique formule

$$F = 1 / 2\pi RC$$

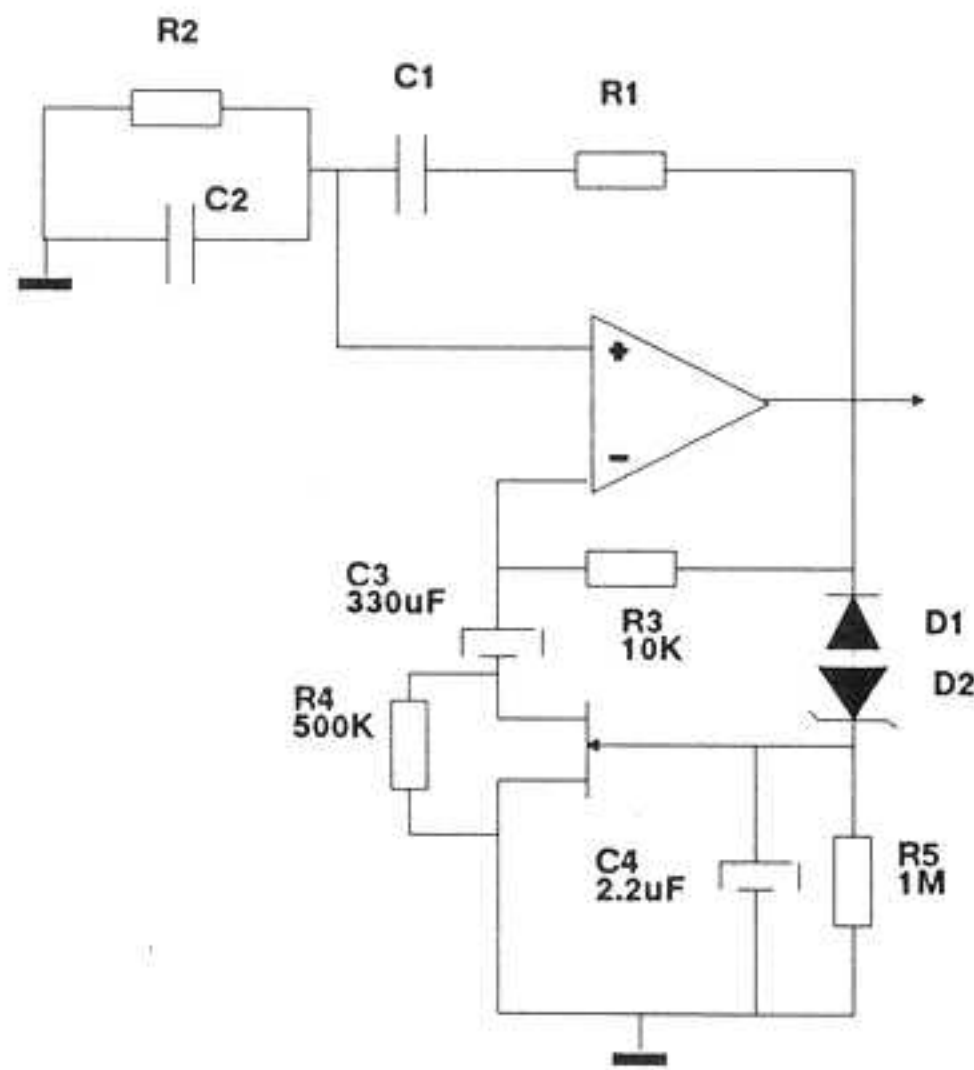
### Les montages de base



Le montage classique de l'oscillateur à pont de WIEN est donné ci-dessus. La branche placée sur l'entrée positive est constituée du réseau décrit précédemment. La branche située sur l'entrée négative comporte des éléments non linéaires. Le schéma le plus classique est réalisé grâce à une résistance située entre la sortie et l'entrée - de l'AOP. Le reste de la branche est fait par une CTP (Résistance à coefficient de température positif). La CTP la plus courante est obtenue par le filament d'une (ou de deux) lampe à incandescence. Une autre méthode consiste à utiliser une CTN (A la place de la résistance) et une résistance (A la place de la CTP). La CTN (Résistance à

coefficient de température négatif) la plus classique est la thermistance.

L'amplificateur différentiel, dont le gain théorique devrait être infini, mesure le déséquilibre du pont qui, dans les conditions idéales, devrait pour la fréquence  $F_0$  être nul. Dans la pratique, le gain est fini et le pont n'est pas parfaitement à l'équilibre (Sinon le montage n'oscillerait pas). C'est le rôle des éléments non linéaires de maintenir l'ensemble du montage à la limite du déséquilibre. Ils servent également pour avoir un signal de sortie d'amplitude constante. Malheureusement, ces principes ne permettent pas d'avoir un comportement parfait quand la fréquence devient trop faible. L'inertie thermique des éléments non linéaires fait que l'oscillateur ne peut plus être asservi convenablement. Ce phénomène provoque alors l'apparition d'une distorsion sur le signal de sortie car l'élément de réaction ne réagit qu'à la valeur instantanée de l'oscillation. La fréquence limite sur un tel montage se situe dans les 20 à 30 Hertz. C'est pour cette raison que la branche non linéaire est remplacée par un dispositif à FET dont le temps de réponse peut être fixé par le concepteur.



Cette constante d'asservissement est faite par l'ensemble résistance condensateur C4-R5. Les impulsions négatives provoquent la mise en conduction des diodes D1 et D2. Cela entraîne la charge instantanée du condensateur C4 qui polarise alors le transistor Q1 et modifie ainsi le gain de l'amplificateur. C3 est un condensateur dont sa fréquence de coupure est très faible dans le réseau de contre-réaction. Il supprime les effets provoqués par les tensions de décalage.

La distorsion est déterminée par le gain de l'amplificateur en boucle ouverte et le temps de réponse du filtre de la boucle de réaction négative R5-C4. R4 est choisie

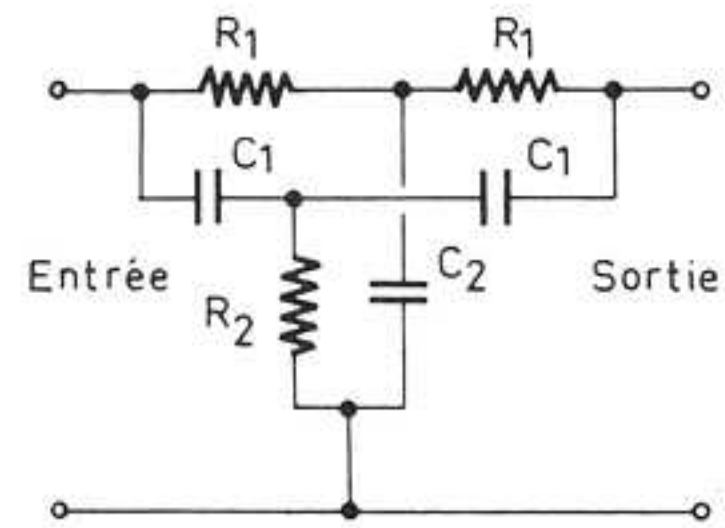
pour imposer un faible courant de polarisation sur le FET.

### Quand utiliser un oscillateur à pont de WIEN?

Cet oscillateur est caractérisé par une très grande stabilité et une facilité de mise en oeuvre. Son gros avantage est de pouvoir être très simplement rendu variable en remplaçant les deux résistances par un potentiomètre double. Il est essentiellement utilisé dans les domaines de basses et de très basses fréquences.

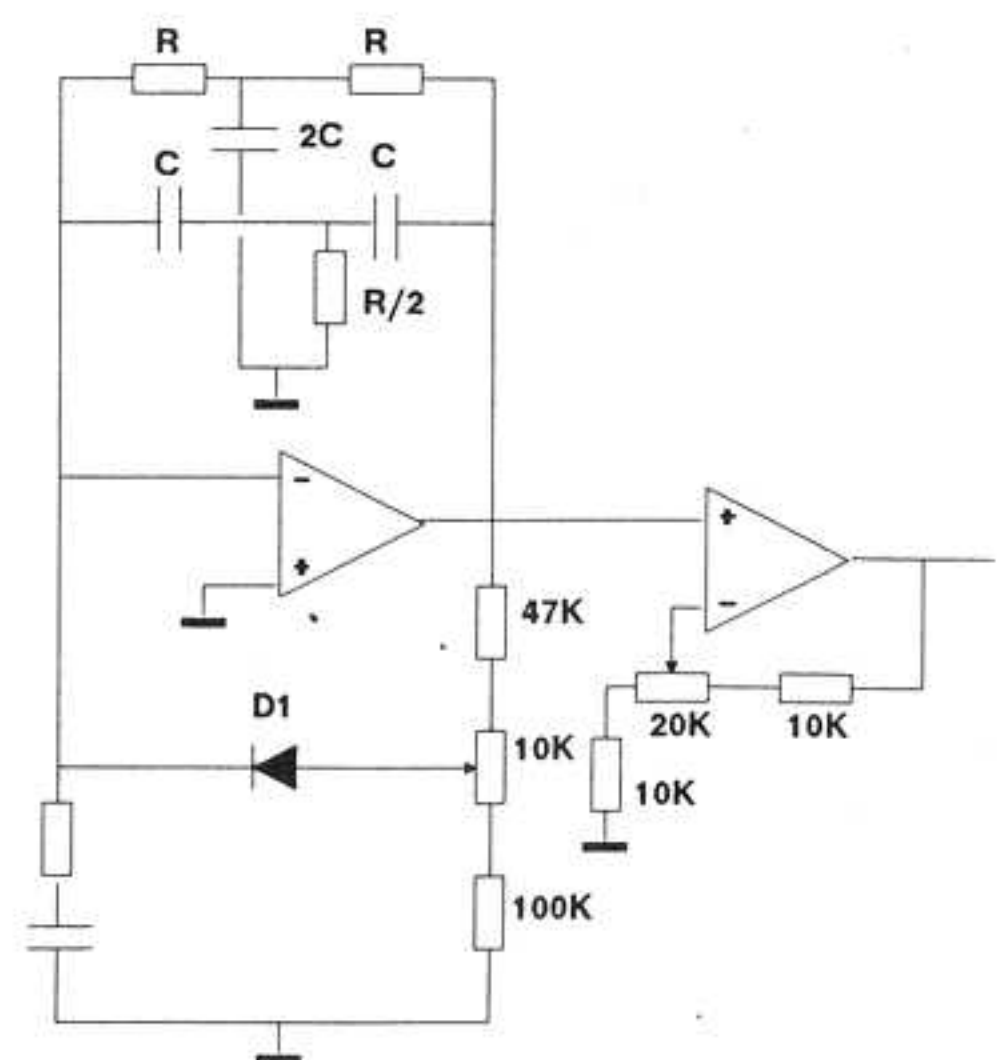
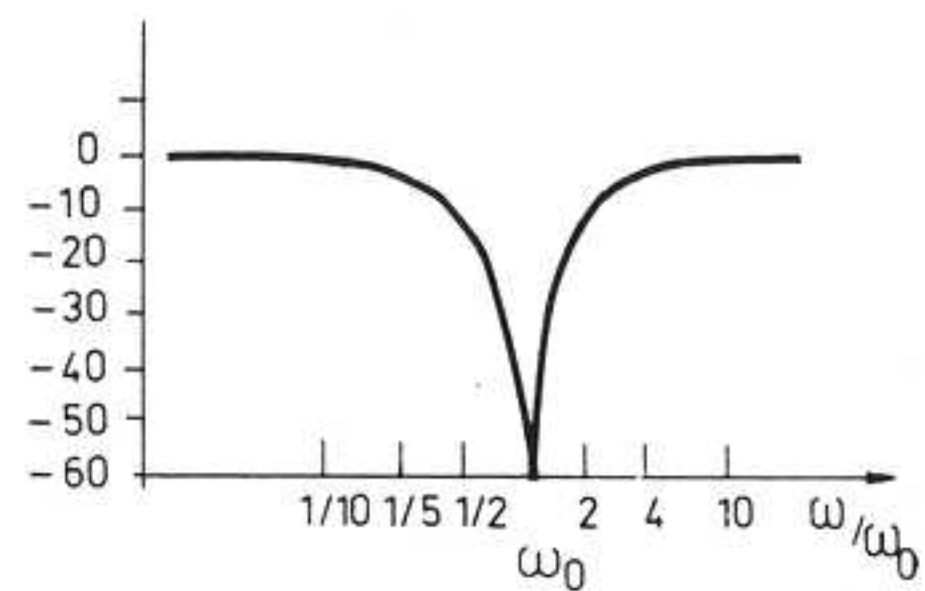
### Les oscillateurs à réseau en double T

Voici un troisième type d'oscillateur à réseau RC.



$$\omega_0 = 1 / \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$\text{Si } R_2 = R_1/2 \text{ et } C_2 = 2C_1 \quad \omega_0 = 1/R_1 C_1$$





Ce type d'oscillateur utilise un réseau à double T pour ramener le signal de la sortie sur l'entrée. Le taux de réaction est très élevé pour toutes les fréquences sauf pour celle de l'accord du filtre. En raison du phénomène d'accrochage propre à tous les ampli OP, il est nécessaire d'amortir le circuit à la fréquence désirée. C'est le rôle de la diode D1 qui limite la tension d'oscillation de l'amplificateur. Le gain du montage est ajusté par le potentiomètre de 10K. Le circuit RC placé au pied de l'entrée moins facilite le démarrage de l'oscillation. La fréquence peut être ajustée en rendant variable la résistance R/2. La fréquence d'oscillation de cet oscillateur est donnée par

$$F = 1 / 2 \pi RC$$

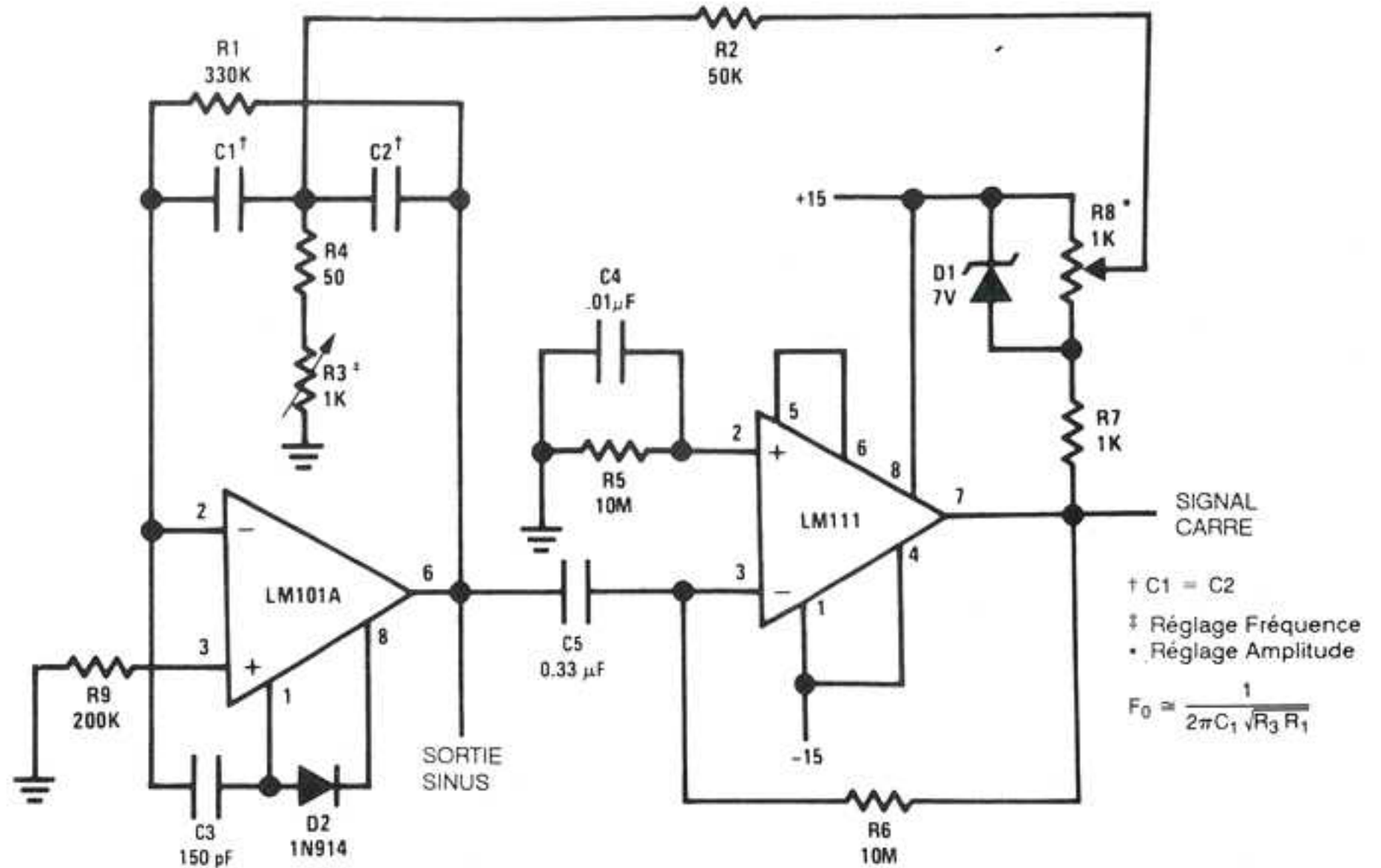
Un résultat identique est obtenu en remplaçant le filtre en double T par un filtre en T ponté.

Le premier montage à filtre en T ponté fournit à la fois un signal de sortie sinusoïdal et un signal de sortie carré avec des fréquences pouvant varier entre 20 Hz et 20 kHz. La fréquence peut facilement être ajustée en jouant sur une seule résistance. C'est un avantage par rapport au pont de WIEN où deux éléments doivent être accordés simultanément pour modifier la fréquence. Ainsi l'amplitude de sortie est relativement stable quand la fréquence est modifiée.

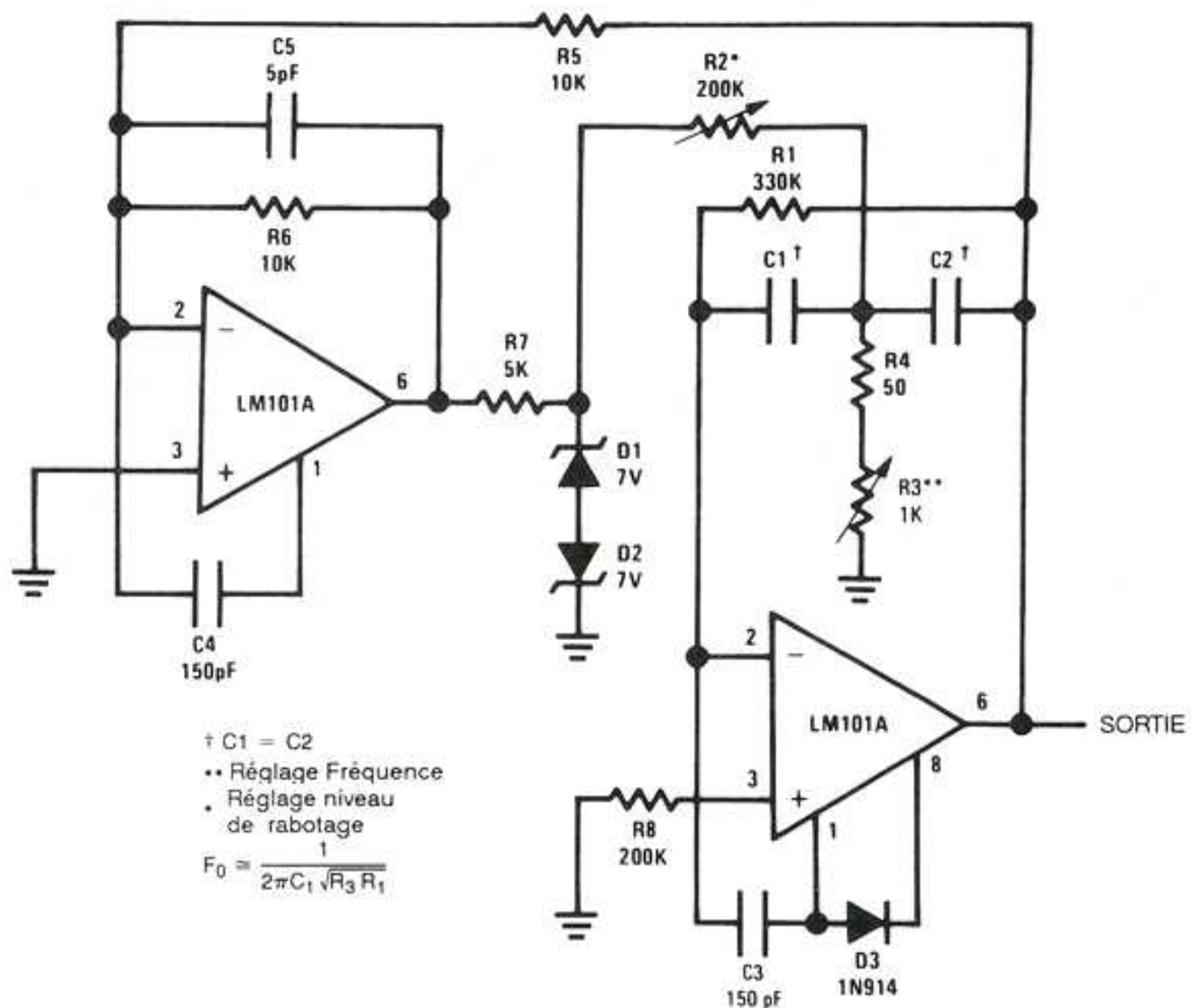
Un AOP est utilisé pour le circuit d'accord piloté par le signal carré issu du comparateur. La fréquence est contrôlée par les composants R1, R2, C1, C2 et R3 où R3 est utilisée pour l'accord. L'accord du filtre n'altère pas son gain ou sa bande passante si bien que l'amplitude de sortie ne change pas avec la fréquence. Le comparateur est commandé par le signal sinus pour générer le signal carré. Celui-ci est injecté dans le filtre d'accord pour provoquer l'oscillation. La diode Zener D1 stabilise l'amplitude du signal carré avant d'attaquer le filtre. Le démarrage est assuré par R6 et C5 qui provoquent une réaction négative sur le comparateur le laissant ainsi dans sa zone active.

Si une distorsion plus faible est nécessaire, le second montage lui est préférable. Plutôt que de piloter le filtre par un signal carré, autant le piloter par un signal sinusoïdal raboté. Un tel signal présente moins de distorsion qu'un signal carré.

Ce second montage nécessite des composants ayant une tolérance plus large que ceux du premier. Pour garantir l'oscillation, il est nécessaire qu'un signal



† C1 = C2  
‡ Réglage Fréquence  
• Réglage Amplitude  
 $F_0 \approx \frac{1}{2\pi C_1 \sqrt{R_3 R_1}}$



† C1 = C2  
•• Réglage Fréquence  
• Réglage niveau de rabotage  
 $F_0 \approx \frac{1}{2\pi C_1 \sqrt{R_3 R_1}}$

suffisant soit appliqué sur les zeners pour provoquer le rabotage. Un rabotage de 20% est en général d'une bonne valeur. Ce rabotage doit être suffisant pour pouvoir garantir l'oscillation sur l'ensemble de la plage d'accord. S'il est trop faible, il est possible que le montage cesse d'osciller en fonction de l'accord, des variations de température ou de la tolérance des composants.

second montage, la distorsion varie entre 0,2% et 0,4% pour un rabotage de 20%.

20kHz est la limite d'utilisation de ce genre d'oscillateurs. Pour des fréquences supérieures, le filtre est incapable de fournir un coefficient de qualité suffisant pour épurer le signal. Il n'y a pas de limite inférieure pour la fréquence hormis la taille du condensateur.

C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub>	Fréquence mini	Fréquence maxi
0.47 μF	18 Hz	80 Hz
0.1 μF	80 Hz	380 Hz
.022 μF	380 Hz	1.7 kHz
.0047 μF	1.7 kHz	8 kHz
.002 μF	4.4 kHz	20 kHz

Ce tableau donne les gammes de fréquences en fonction de la valeur des condensateurs montés. La distorsion sur le premier montage varie entre 0,75% et 2% en fonction de la valeur de R3. Sur le

Comme pour tous les oscillateurs, les composants doivent posséder d'excellentes caractéristiques de stabilité thermique.

Ces montages procurent une excellente méthode pour générer une sinusoïde. La fréquence d'oscillation peut évoluer dans une gamme de l'ordre de 1 à 4 en faisant varier une simple résistance

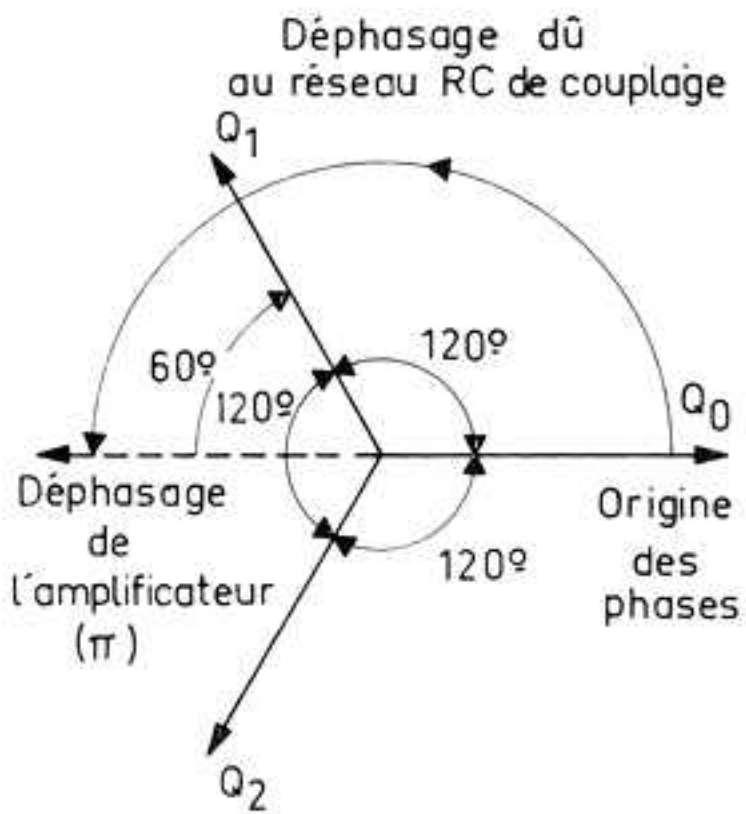


# Les oscillateurs polyphasés

Si l'obtention d'un oscillateur à un seul signal est maintenant chose aisée, l'obtention de plusieurs signaux, dont la phase est fixée entre eux, est aussi simple. C'est le cas pour les générateurs de signaux biphasés et triphasés qui sont, il faut bien le dire, plus courants en électrotechnique qu'en électronique. Le principe d'obtention est suffisamment intéressant pour mériter de paraître dans cet article.

En règle générale, l'obtention de N signaux, déphasés de  $2\pi/N$  entre eux, est réalisée en cascade N amplificateurs l'un derrière l'autre et dont le dernier se reboucle sur le premier. Il va de soi que chaque amplificateur doit apporter le déphasage correspondant au nombre de phases désirées et dont le total doit impérativement arriver à  $2\pi$ . Ainsi un oscillateur triphasé est constitué de trois amplificateurs apportant chacun un déphasage égal à  $2\pi/3$ .

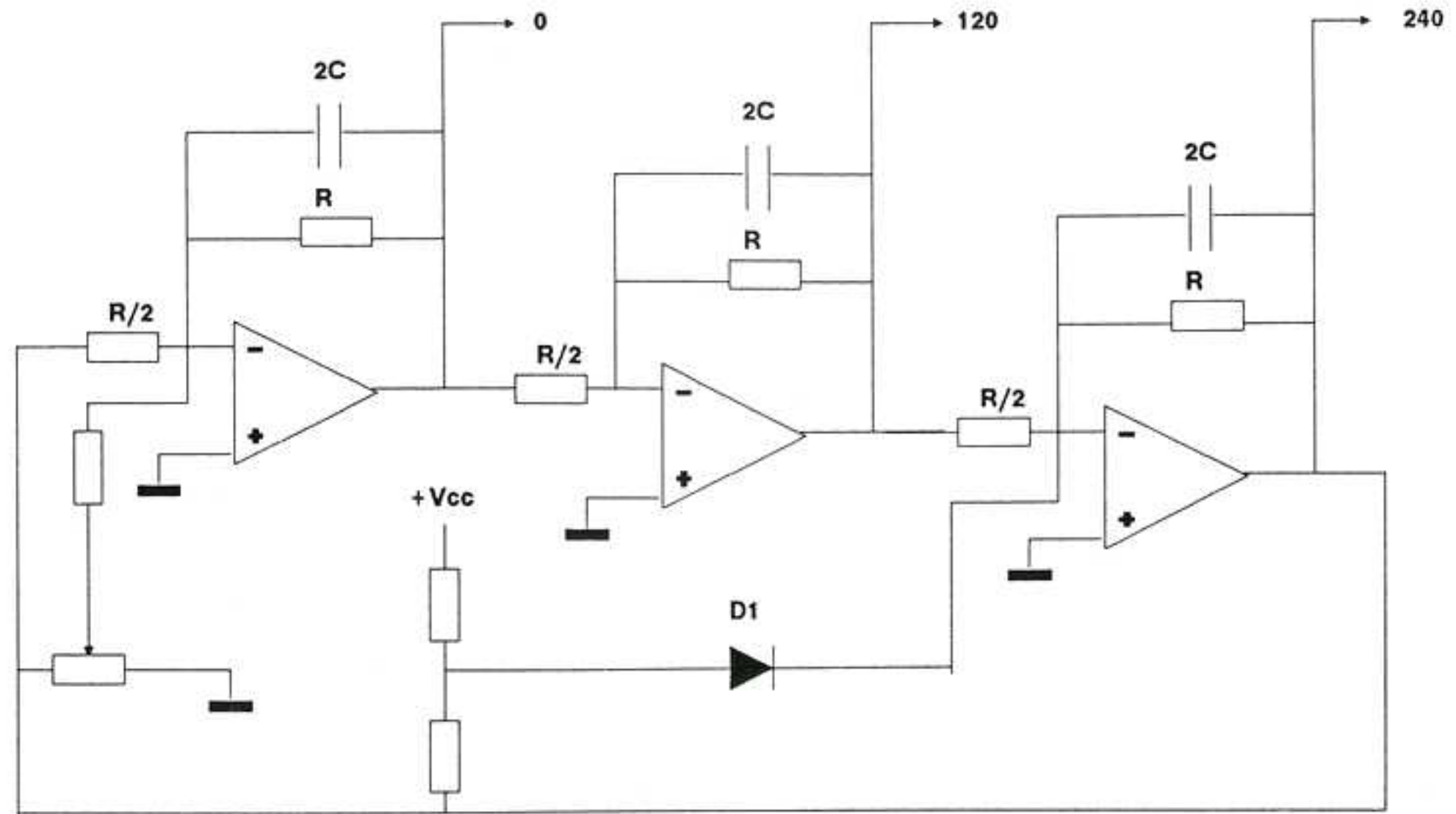
Un déphasage de  $2\pi/3$  est facile à obtenir avec un système RC. Nous avons vu au début de cet article qu'un système RC pouvait au maximum générer un déphasage égal à  $\pi/2$ . Engendrer un retard de phase de  $2\pi/3$  est équivalent à produire un retard de phase égal à  $\pi$  accompagné d'une avance de phase de  $\pi/3$ . Le premier s'obtient grâce à un amplificateur inverseur et le second grâce à un réseau RC des plus classiques.



La fréquence d'oscillation pour chaque amplificateur est alors donnée par la relation

$$F = (\sqrt{3}/2)(1/2\pi RC) = \sqrt{3} / 4\pi RC$$

Voici un schéma d'oscillateur triphasé. Il comporte effectivement trois cellules identiques. L'amplificateur apporte bien une mise en opposition de phase du signal

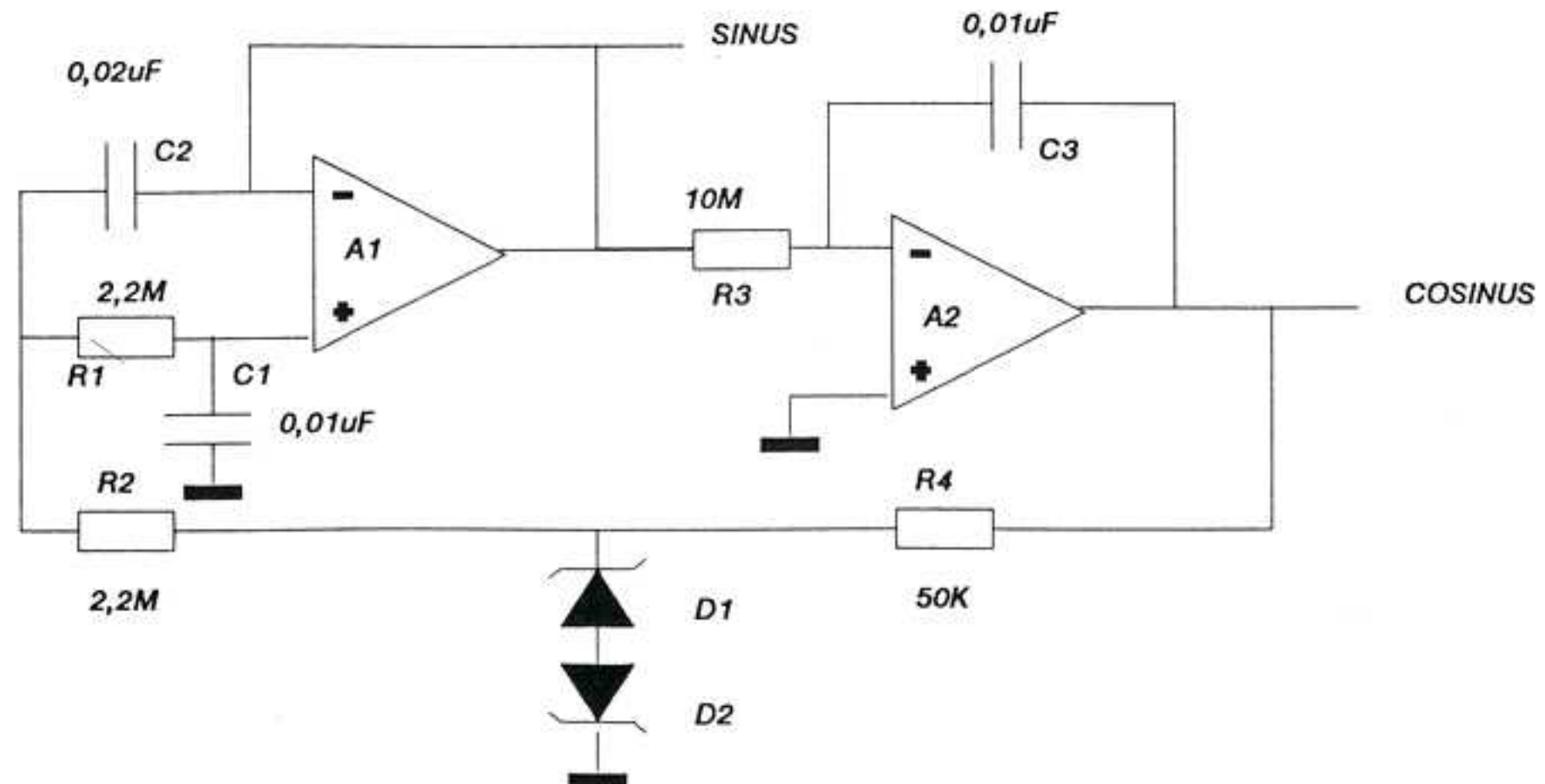


de sortie et l'ensemble R/2, R et 2C corrige le déphasage de  $\pi/3$ . Comme pour tous les oscillateurs qui ont été décrits jusqu'à maintenant, il comporte lui aussi un dispositif de réglage du gain de l'ensemble du montage ainsi qu'un système à diode pour l'amplitude de sortie. La récupération des signaux triphasés s'effectue sur la sortie de chaque ampli op.

Un exemple d'oscillateur biphasé a été décrit dans le paragraphe sur les oscillateurs à déphasage.

Le dernier montage proposé est un oscillateur d'un type particulier puisqu'il s'agit d'un oscillateur délivrant simultanément un signal SINUS et un signal COSINUS. Pourquoi choisir un tel montage ? Il présente (Comme pour les fonctions mathématiques) un déphasage de  $\pi/2$  entre les deux signaux.

En appliquant la règle des oscillateurs polyphasés, nous aboutissons à un



système à deux étages dont l'un doit introduire un déphasage de  $\pi/2$  (A2) et l'autre un déphasage de  $3\pi/2$ . (A1).

A1 constitue un classique filtre actif du type passe bas dont la fréquence de coupure est donnée par :

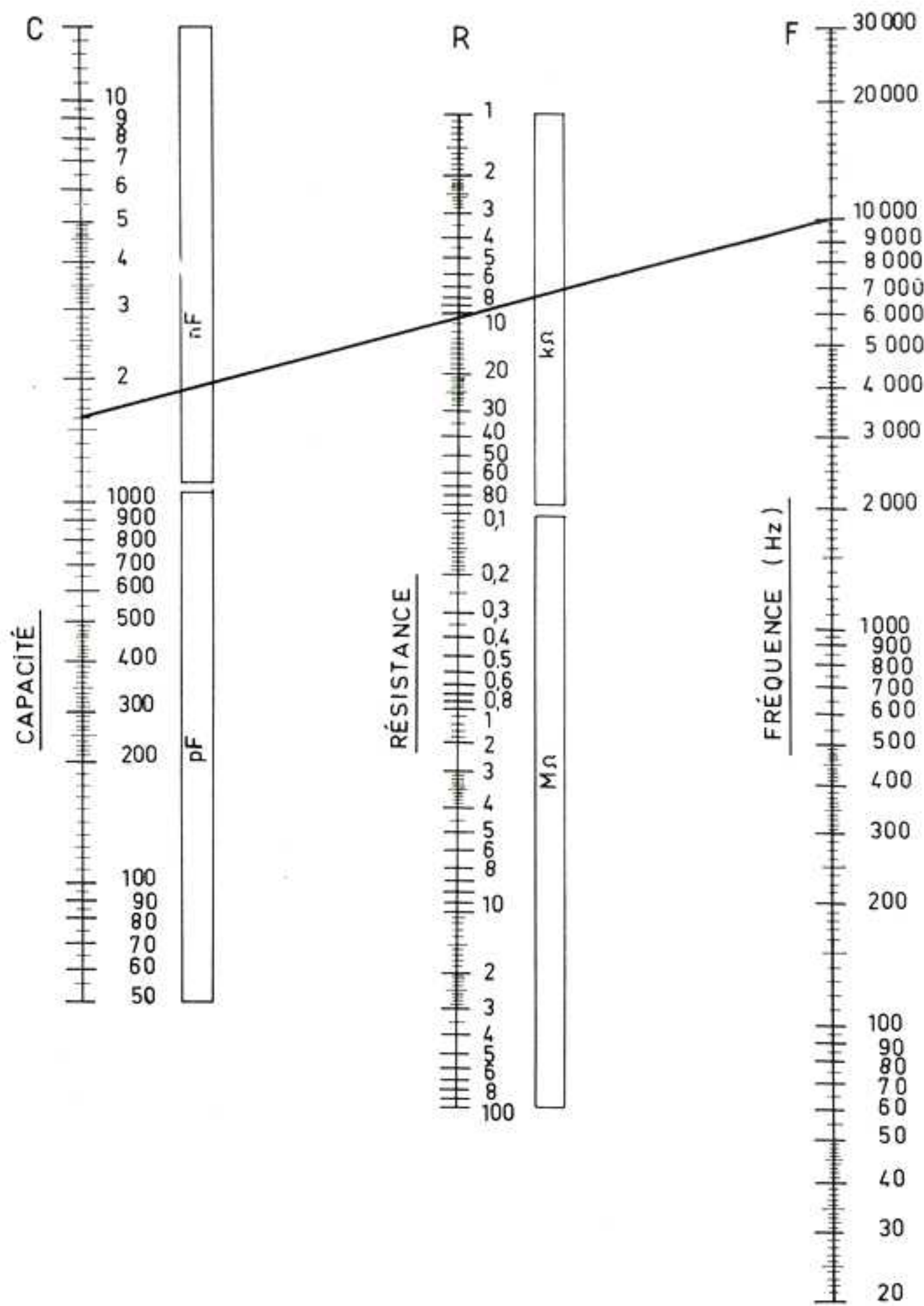
$$F = 1 / (2\pi \sqrt{R1 R2 C1 C2})$$

A2 est câblé en tant qu'intégrateur. La stabilité en amplitude est réalisée grâce aux deux diodes zener D1 et D2.

Les valeurs données sur le montage permettent d'obtenir une fréquence d'oscillation de 1 Hz. Tous les composants doivent avoir une tolérance de 1% hormis R4 dont la valeur n'est pas critique (Elle doit juste être considérée comme négligeable devant R2), mais pas trop faible pour limiter le courant dans les diodes quand elles entrent en conduction.







## Utilisation de l'abaque

Lors de l'étude de tous ces oscillateurs, il est apparu, dans tous les cas, que la fréquence d'oscillation était en rapport avec le produit  $2\pi RC$ . Cette coïncidence n'est pas un hasard puisqu'il s'agit de la constante de temps (Temps de réponse) de l'ensemble RC. La relation étant simple, l'usage d'un abaque donnant F en fonction des composants R et C est parfaitement envisageable. Il suffit de multiplier (ou de diviser) l'élément recherché par le coefficient propre à l'oscillateur employé.

L'utilisation de l'abaque permet de déterminer rapidement le troisième élément quand les deux précédents sont connus. Par exemple, pour un oscillateur à pont de WIEN (Cas le plus simple puisque le coefficient est égal à 1), pour une fréquence désirée de 10 kHz et une résistance de 10 kΩ, le condensateur à employer sera de 1,6 nF (Dans la pratique, ce sera un 1,5nF). La détermination s'opère simplement en traçant un droite qui passe par le point F = 10 kHz (10000 sur la courbe F) et le point R = 10 kΩ. Quand la droite coupe l'échelle C, le point d'intersection donne la valeur du condensateur.

Schéma du pont Déphaseur			
$\omega_0$	$\omega_0 = \frac{2,45}{RC} = \frac{1}{0,408 RC}$	$\omega_0 = \frac{1}{2,45 RC}$	$\omega_0 = \frac{0,837}{RC} = \frac{1}{1,19 RC}$
Multiplier R ou C par :	2,45	0,408	0,837

Réciproquement, pour obtenir la même fréquence sur un oscillateur à déphasage à quatre cellules, avec la même valeur de résistance, les condensateurs auront comme valeur  $1,6 \times 0,837$  c'est à dire 1,34nF. Heureux l'homme qui arrivera à trouver une telle valeur. Entre 1,2 et 1,5 nF mon coeur balance. Seule l'expérimentation dira quelle est la valeur la plus adaptée.

Comme pour toutes les méthodes de résolutions graphiques, le résultat obtenu souffre d'une légère incertitude. Cependant, la précision de cette obtention reste suffisamment acceptable devant la tolérance que comportent les composants.

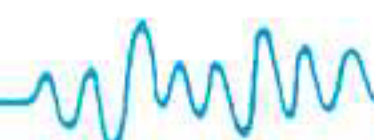
Schéma du pont Déphaseur				Oscillateur triphasé
$\omega_0$	$\omega_0 = \frac{1}{RC}$	$\omega_0 = \frac{1}{RC}$	$\omega_0 = \frac{1}{2,89 RC}$	$\omega_0 = \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \frac{1}{RC} \right) = \frac{1}{(2\sqrt{3}) RC} = \frac{1}{1,159 RC}$
Multiplier R ou C par :	1	1	0,346	0,577

## Conclusions

L'étude des oscillateurs est un domaine complexe qui nécessiterait un plus grand nombre de pages pour pouvoir les développer plus en détail.

Les oscillateurs à composants RC, malgré leur manque de précision, restent parmi les plus simples à mettre en oeuvre et parmi les plus faciles à rendre variables. Ils ont donc encore de beaux jours devant eux.

E. DERET



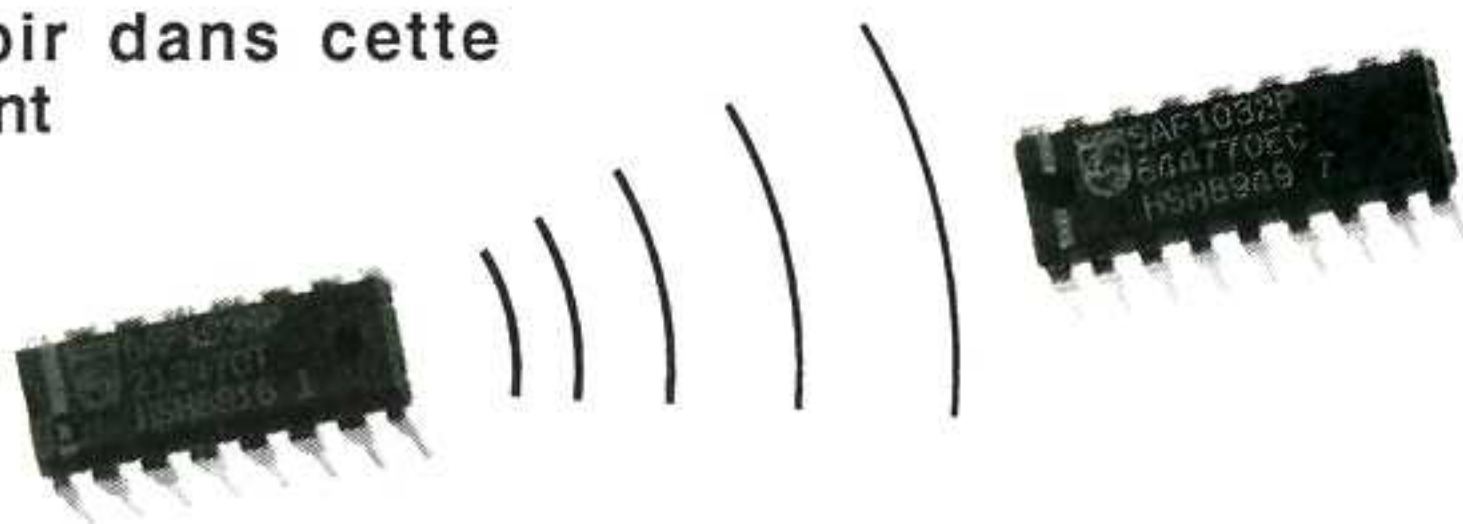


# Les SAF 1032 P et SAF 1039 P: Circuits émetteur et récepteur de télécommande

Nombreux sont les circuits émetteurs de télécommandes. Au niveau des récepteurs, par contre, le choix de circuits simples est relativement limité car les constructeurs préfèrent utiliser avantageusement des micro-contrôleurs, plus souples d'emploi, plus facilement adaptables en nombre de fonctions par modification du programme interne, etc.

Les deux circuits que nous allons voir dans cette hobbythèque, sont des circuits relativement simples et ne nécessitant que peu de composants complémentaires pour obtenir une télécommande à 32 fonctions.

Même si ces circuits sont relativement anciens, (la fiche technique, source de cette hobbythèque, date de 1981), leur approvisionnement ne s'avère pas trop difficile. Ces circuits intégrés ont en effet été montés dans un très grand nombre d'appareils de marques différentes et pendant une période relativement longue.



## Description générale

Le SAF 1032P (récepteur/décodeur) et le SAF 1039 P (émetteur) sont les éléments de base d'un ensemble de télécommande infrarouge performant en modulation PCM (Pulse Code Modulation). Ces circuits peuvent être utilisés par exemple en télévision, en audio, en équipement industriel, etc...

### SAF 1032P Récepteur décodeur:

- Code de sélection de 16 programmes
- Pré-positionnement automatique des sorties à la mise sous tension, incluant une mise à 50 % des fonctions analogiques et une sélection du programme 1
- 3 fonctions analogiques de 63 pas
- alimentation simple mono-tension
- protection contre les codes erronés

### SAF 1039P Emetteur

- 32 commandes différentes
- commande par clavier matricé
- consommation sur la pile uniquement pendant la transmission
- deux modes de transmissions possibles

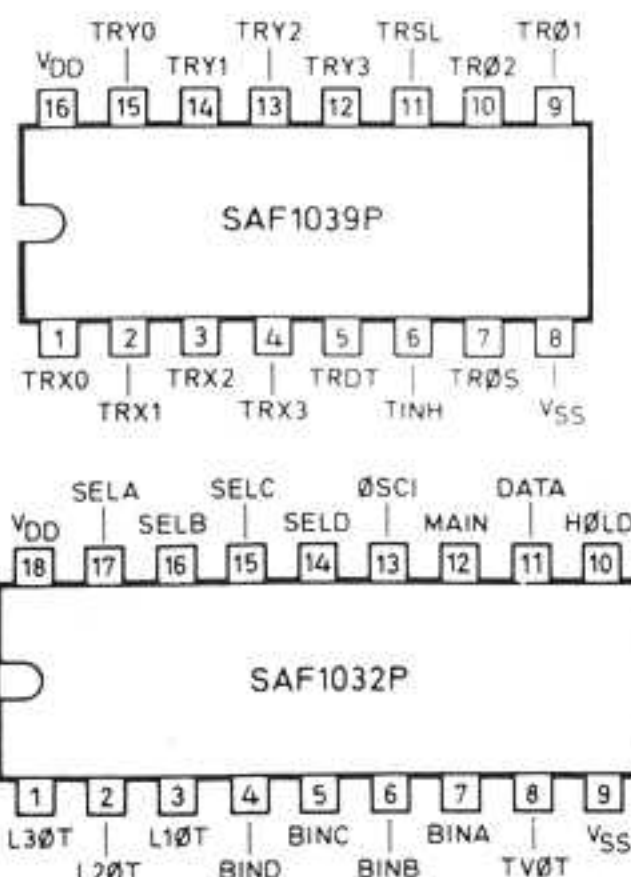
Ces circuits sont construits en technologie LOCMOS (Local Oxidation Complementary MOS) pour assurer une consommation extrêmement faible.

Les entrées et sorties sont protégées contre les décharges électrostatiques. Toutefois les précautions d'usage doivent être prises comme pour la manipulation de tout circuit MOS.

Le SAF1032P est fourni en boîtier DIL 18 broches, le SAF1039P en boîtier DIL 16 broches.

## Brochages

Afin de reconnaître facilement les brochages, les abréviations ci-dessous



seront adoptées dans l'ensemble de l'article.

### SAF 1032P

1 L30T	Sortie linéaire 3
2 L20T	Sortie linéaire 2
3 L10T	Sortie linéaire 3
4 BIND	Sortie binaire 8
5 BINC	Sortie binaire 4
6 BINB	Sortie binaire 2
7 BINA	Sortie binaire 1
8 TV0T	Entrée-sortie ON/OFF
9 Vss	
10 HOLD	Entrée de contrôle
11 DATA	Entrée information
12 MAIN	Reset alimentation
13 OSC1	Entrée horloge
14 SELD	Sortie binaire 8 (Fct annexes)
15 SELC	Sortie binaire 4 (Fct annexes)
16 SELB	Sortie binaire 2 (Fct annexes)
17 SELA	Sortie binaire 1 (Fct annexes)
18 Vdd	

### SAF 1039P

1 TRX0	Entrée clavier X0
2 TRX1	Entrée clavier X1
3 TRX2	Entrée clavier X2
4 TRX3	Entrée clavier X3
5 TRDT	Sortie données
6 TINH	Inhibition sortie
7 TR0S	Sortie oscillateur
8 Vss	
9 TR01	Entrée contrôle oscillateur
10 TR02	Entrée contrôle oscillateur
11 TRSL	Sélection clavier
12 TRY3	Entrée clavier Y3
13 TRY2	Entrée clavier Y2
14 TRY1	Entrée clavier Y1
15 TRY0	Entrée clavier Y0
16 Vdd	





## Principe de base du fonctionnement

Le signal des données à transmettre se présente sous forme sérielle selon un schéma structuré et fixe (Voir figure ci-dessous).

Dans cette structure, les bits B0 à B4 représentent l'une des 32 commandes pouvant être transmises et générées par le clavier.

Pour être compatible avec une émission infrarouge, une sélection du mode de transmission est possible (MODE 1 et MODE 2). Dans ce second mode, chaque bit est constitué de 26 périodes d'oscillations (burst).

Le mode 1 laisse les impulsions binaires dans leur état initial: sans superposition de burst. Ce mode est utile pour une commande locale par exemple, sans utilisation d'infrarouge (Voir schéma d'application).

Avant que toute opération ne soit effectuée dans le récepteur-décodeur, la donnée transmise doit être reçue deux fois.

Cela signifie que le code de départ (start code) doit être reconnu à chaque fois qu'un train de commande est envoyé et que la comparaison entre les bits reçus doit être vraie entre les deux salves successives réceptionnées.

Si l'ensemble de ces conditions est respecté, un groupe de sortie binaire sera

chargé du code défini par les bits de données contenus dans le code. Une opération interne peut également être exécutée suivant le code reçu (réglage idéal, muting son, etc: voir tableau de fonctionnement).

Le contenu des trois registres des fonctions linéaires est disponible sur les trois sorties du SAF1032P, L10T à L30T, sous forme de pulses plus ou moins espacées dans le temps après conversion AD. Une simple intégration par un réseau R/C sur ces sorties permettra d'obtenir une tension variable de pratiquement 0 à + Vcc.

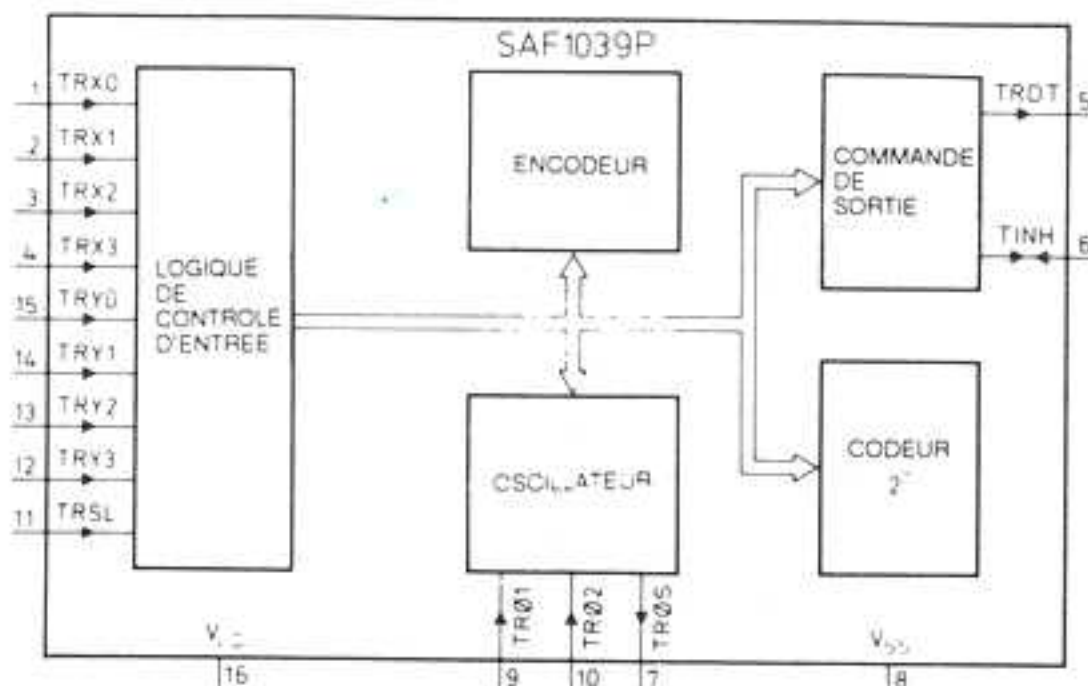
## Fréquence de travail

L'émetteur et le récepteur travaillent à des fréquences différentes. Compte tenu du principe de fonctionnement, aucune de ces fréquences n'est réellement critique mais une corrélation doit exister entre elles.

Avec une tolérance de  $\pm 10\%$  sur la fréquence de l'émetteur ( $F_t$ ), la fréquence d'oscillateur du récepteur ( $F_r = 3 \times F_t$ ) doit être tenue constante dans une tolérance de  $\pm 20\%$ .

D'autre part, les pulses reçues et mise en forme par le circuit de réception, peuvent varier en durée de  $\pm 25\%$ .

## Description générale du SAF1039P : émetteur.



Toute activité du clavier sur les entrées TRX0 à TRX3, TRY0 à TRY3 et TRSL, sera détectée par le circuit.

Un appui légal (une seule touche à la fois activant une ligne TRX et une colonne TRY), entraîne la mise en fonctionnement de l'oscillateur et un ordre sériel binaire est généré. Ce signal est disponible sur la sortie TRDT.

Si aucune ou plus de deux entrées sont activées au même moment, la logique d'entrée du circuit génère un reset du circuit et stoppe l'oscillateur.

Le temps de contact minimum d'une touche correspond à l'envoi de deux salves complètes de code.

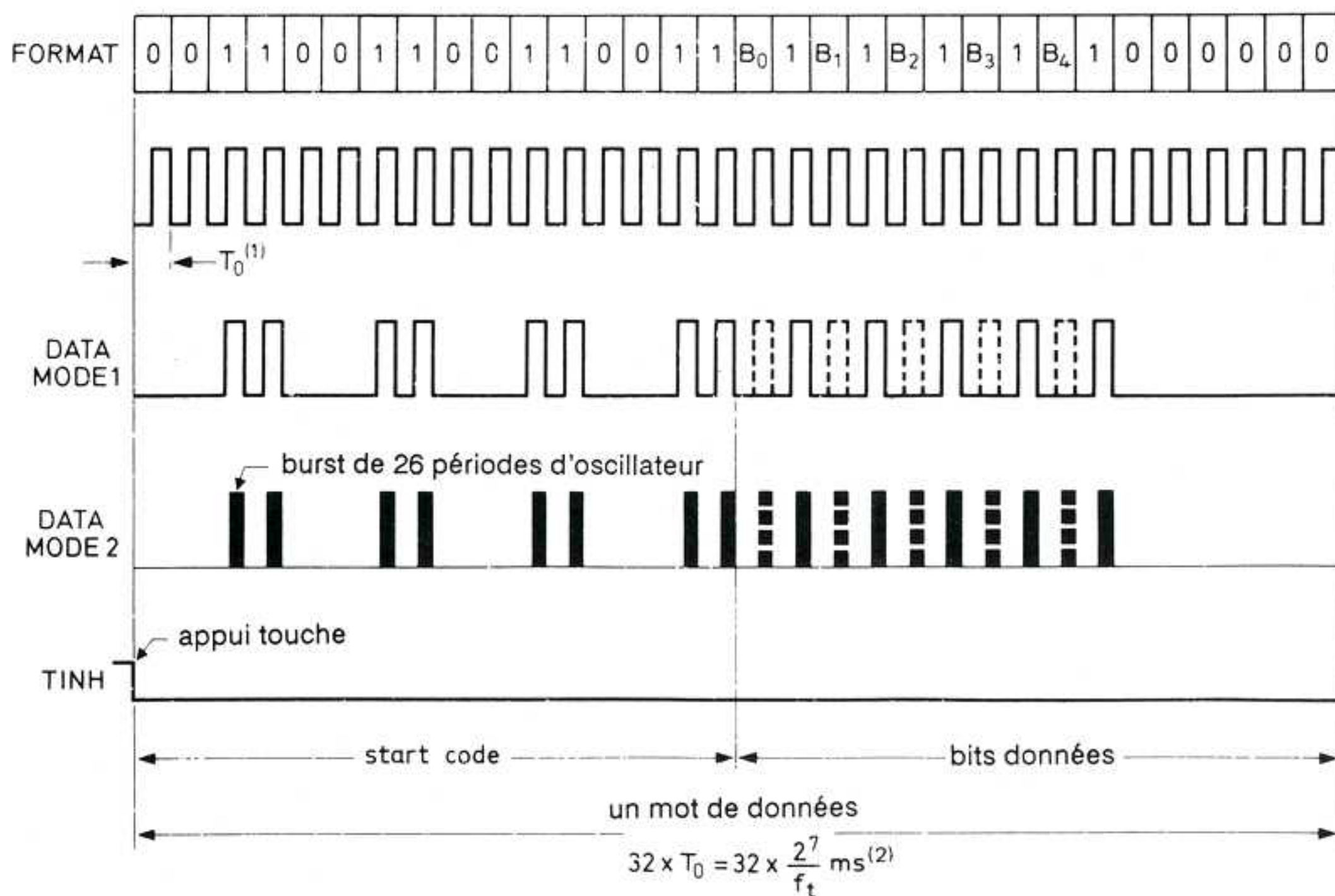
La fréquence de l'oscillateur d'émission est contrôlée par les composants externes R1 et C1 (voir schéma d'application).

L'adjonction de la résistance R2 sur TR02 permet de rendre la fréquence de l'émetteur pratiquement insensible aux variations de la tension d'alimentation.

Un mot complet de données se présente sous la forme du diagramme ci-contre et possède une longueur de  $32 \times T_0$  ms où  $T_0 = 2$  puissance  $7 / F_t$ .

La sélection du mode local (pas de burst) se fait en connectant TINH à Vcc au travers d'une résistance, TINH est dans ce cas une sortie.

La mise à la masse de TINH provoque le fonctionnement avec burst pour la commande infrarouge.



Notes : (1)  $T_0 = 1$  période d'horloge = 128 périodes de l'oscillateur. (2)  $F_t$  en kHz.



## Description générale du SAF1032P: récepteur décodeur.

Pour les explications de fonctionnement, la structure interne du récepteur-décodeur ci-contre est divisée en quatre parties.

### PARTIE I

Cette partie décode le signal de DATA appliqué en niveaux logiques 1 et 0.

Elle reconnaît également le début du train de DATA pour savoir s'il s'agit d'une émission infrarouge qui concerne le décodeur. Si tel est le cas, cette partie compare le code reçu avec le code déjà contenu dans son registre pour obtenir deux salves identiques. Si la comparaison est correcte, l'ordre reçu peut être pris en compte.

### PARTIE II

Cette partie stocke le programme sélectionné dans le buffer de sortie BINF et le mémorise sur les sorties si HOLD = 0.

Pour les fonctions annexes SELF, le fonctionnement est identique mais la donnée présente sur les sorties SELA à SELD n'est présente que durant le temps d'émission.

Certaines de ces fonctions annexes activent des opérations sur les décodeurs D/A des fonctions linéaires (cadre ANDEC: décodeur analogique).

### PARTIE III

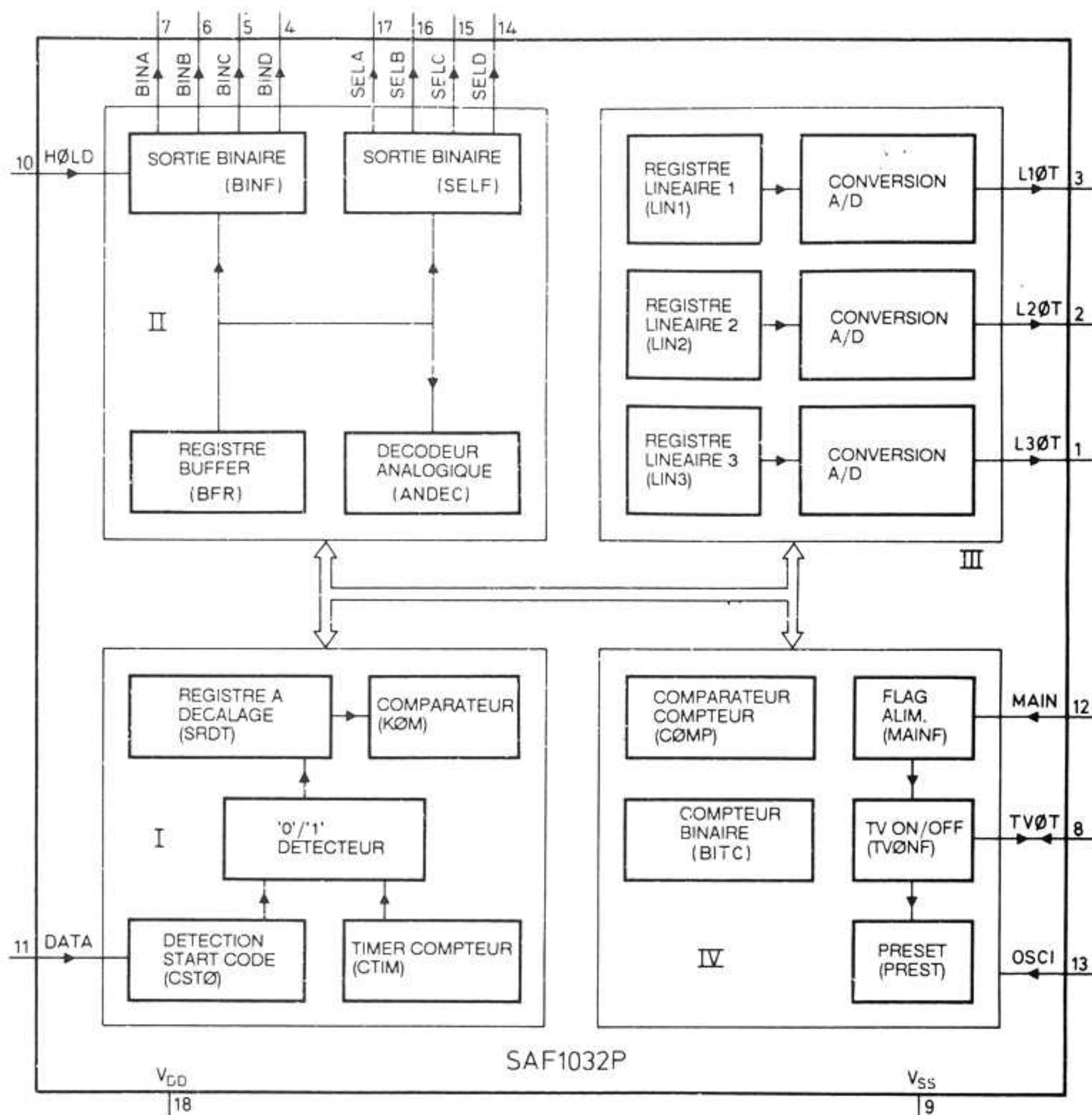
Cette partie contrôle les trois convertisseurs D/A de fonctions linéaires de 6 bits chacun, et transmet le résultat de cette conversion D/A aux sorties L10T à L30T.

A l'activation de la commande de "muting son" (mute), la sortie L10T est forcée à l'état 1. A la demande de réglage idéal, les trois sorties linéaires sont ramenées à un rapport cyclique de 50 %, donnant après intégration une tension de sortie de  $V_{cc}/2$ .

### PARTIE IV

Cette partie se charge de la correcte initialisation du circuit à la mise sous tension, et met le circuit en "stand-by" en cas d'interruption de l'alimentation.

Les commandes logiques sont synchrones avec la fréquence d'horloge (OSCI). Les timings requis sont repris sur le compteur binaire (BITC).



## FONCTIONNEMENT

Les informations sérielles appliquées à l'entrée du circuit sont converties en niveau logique 0 ou 1 par un détecteur de ratio.

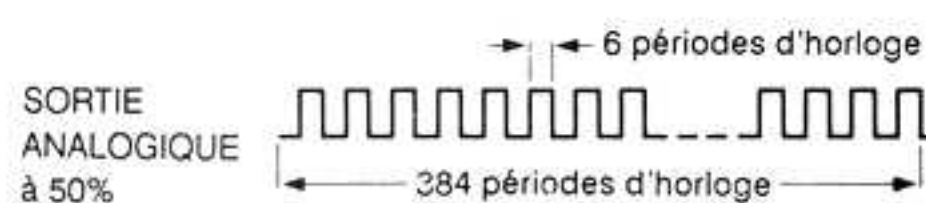
Après avoir reconnu le début du mot reçu (start code CST0), la donnée est chargée dans un registre à décalage (SRDT).

Au premier front montant de la salve suivante, une comparaison a lieu entre le contenu de SRDT et le registre buffer BFR. Si les contenus de ces deux registres sont égaux, la commande envoyée est prise en compte et sera exécutée sous le contrôle de comparateur-compteur COMP.

Comme montré sur le tableau de fonctionnement de la page suivante, les sorties binaires sur 4 bits de BINF seront chargées lorsque BFR0 = 0, tandis que BFR0 = 1 entraîne un chargement du buffer SELF (fonctions annexes), également de 4 bits, mais seulement pendant la durée de réception du code.

Dans le même temps, d'autres opérations sont exécutées dans le circuit. Le contenu des registres de fonctions linéaires de 6 bits chacun est contrôlé sur 63 niveaux, avec détection de minima et de maxima. Les convertisseurs D/A

fournissent en permanence un signal pulsé ayant une période de 384 périodes d'horloge (voir figure ci-dessous).



### Sortie analogique (réglée à 50 %)

La mise sous tension du circuit le place toujours dans un premier temps en position "stand-by". Cela se traduit par une remise à zéro de la logique interne et un pré-chargeur des registres analogiques à 50 %. La sélection du programme 1 est également préparée et les sorties restent non actives (voir tableau d'opération des sorties)

De la position "stand-by", le circuit peut être mis en fonction soit par réception d'un programme (émanant d'une réception infrarouge ou d'un codeur câblé en local), soit en forçant la sortie TV0T à la masse pendant au moins deux périodes de l'oscillateur.

Pour le reset d'alimentation, une pulse négative doit être appliquée sur l'entrée MAIN quand l'alimentation a atteint sa stabilité. La pulse de reset doit être supérieure ou égale à 100  $\mu$ S.





## Tableau de fonctionnement

Position touche/matrice			buffer BFR					BINF (BIN.)				SELF (SEL.)				Fonction
TRX.	TRY.	TRSL	0	1	2	3	4	A	B	C	D	A	B	C	D	
0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	} Sélections programme + ON
0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	
0	2	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1	1	
0	3	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	
1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	
1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	
1	2	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	
1	3	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	
2	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	} Sélection programme + ON
2	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	
2	2	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	
2	3	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	
3	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	
3	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	
3	2	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	
3	3	0	0	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
0	0	1	1	0	1	1	0	X	X	X	X	0	1	1	1	Réglage idéal
0	1	1	1	0	0	1	0	X	X	X	X	0	0	1	1	reg. (LIN3) + 1
0	2	1	1	0	1	0	0	X	X	X	X	0	1	0	1	reg. (LIN2) + 1
0	3	1	1	0	0	0	0	X	X	X	X	0	0	0	1	reg. (LIN1) + 1
1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	OFF
1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	reg. (LIN3) - 1
1	2	1	1	1	1	0	0	X	X	X	X	1	1	0	1	reg. (LIN2) - 1
1	3	1	1	1	0	0	0	X	X	X	X	1	0	0	1	reg. (LIN1) - 1
2	0	1	1	0	1	1	1	X	X	X	X	0	1	1	0	mute (set/reset)
2	1	1	1	0	0	1	1	X	X	X	X	0	0	1	0	} Fonctions annexes
2	2	1	1	0	1	0	1	X	X	X	X	0	1	0	0	
2	3	1	1	0	0	0	1	X	X	X	X	0	0	0	0	
3	0	1	1	1	1	1	1	X	X	X	X	1	1	1	0	
3	1	1	1	1	0	1	1	X	X	X	X	1	0	1	0	
3	2	1	1	1	1	0	1	X	X	X	X	1	1	0	0	
3	3	1	1	1	0	0	1	X	X	X	X	1	0	0	0	

NOTE : Le "muting son" (MUTE dans le tableau) est également annulé par le changement de programme, par modification de la commande linéaire LIN1 ou le réglage idéal.

## Table d'opération des sorties

Lorsque le circuit est mis en position OFF par la télécommande, ainsi qu'à la mise sous tension du montage les sorties sont dans l'état suivant :

BINA,B,C,D : état 0, SELA,B,C,D : état 0, L10T : état 1 et L20T et L30T : état 0

Si la fonction HOLD est activée (patte 10 à la masse), à la mise sous tension par TV0T (mise à la masse de TV0T pendant au moins 2 coups d'horloge), les états sont :

BINA,B,C,D : état 0 (Programme 1, 0000), SELA,B,C,D : état 1

Si la mise sous tension est faite par la télécommande, les sorties BINA,B,C,D prennent l'état du programme sollicité et le conserve.

Si la fonction HOLD est désactivée (patte 10 reliée à Vdd par une résistance par ex.), à la mise sous tension par TV0T, les sorties sont :

BINA,B,C,D : état 1, SELA,B,C,D : état 1

L'appui sur une touche programme de la télécommande fait passer BIN x à l'état 0 tant que l'appui sur l'émetteur existe. Exemple l'appui sur le programme 2 donne l'état 1000 pour BINA,B,C,D.

Dans tous les modes, à la mise sous tension les trois sorties linéaires fournissent un rapport de 50 % (réglage idéal).

## Valeurs limites absolues

- Tension d'alimentation Vdd-Vss: -0.5 à + 11 Volts
- Niveaux d'entrée: Vin max 11 Volts
- Courant à chaque sortie: I charge
- max 10 mA
- Dissipation par sortie: P max 50 mW
- Dissipation maxi par boîtier: Ptot max 200 mW
- Température de fonctionnement: Tamb -40 à + 85 °C
- Température de stockage: Tstg -65 à + 150 °C





## Caractéristiques électriques

**SAF1039P** Tamb = 0 à 85 °C et Vdd = 10 Volts sauf indications contraires

Paramètre & conditions	symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation recommandée	Vdd	7	-	10	V
Courant d'alimentation au repos Vdd = 10 V, Tamb = 25°C	Idd	-	-	10	uA
Vdd = 7 V, Tamb = 65 °C		-	1	50	uA
Courant de fonctionnement sorties non chargées et une touche enfoncée Vdd = 10 V, Tamb = quelconque	Idd	-	-	1.7	mA
Vdd = 10 V, Tamb = 25°C		-	0.8	-	mA
Entrées (note 1) et TR02, TINH (note 2) tension d'entrée niveau 1	Vih	0.8Vdd	-	Vdd	V
tension d'entrée niveau 0	Vil	0	-	0.2Vdd	V
Courant d'entrée Vdd = 10 V, Tamb = 25°C	Iin	-	10 <sup>-5</sup>	1	uA
Sorties TRDT, TR0S, TR01 Courant de sortie à l'état 1 à Vout = Vdd-0.5V (Vdd = 7 V)	Ioh	0.4	-	-	mA
Courant de sortie à l'état 0 à Vout = 0.4 V (Vdd = 7 V)	Iol	0.4	-	-	mA
Courant de fuite sur TRDT quand cette sortie est désactivée Vo = Vss à Vdd (Vdd = 10 V, Tamb = 25°C)	Iol	-	-	1	uA
Courant de sortie à l'état 0 sur TINH (Vdd = 7 V, Tamb = quelconque)	Iol	0.4	-	-	mA
Oscillateur: Fréquence maxi de travail	Fosc	120	-	-	kHz
Variations en fonction de fréquence en fonction de Vdd, Tamb et des dispersions entre circuits (Vdd = 7 à 10 V) à Fnom = 36 kHz (note 3)	Δf	-	-	0.15 Fnom	
Courant drain de l'oscillateur à Fnom = 36 kHz (Vdd = 10 V, Tamb =					

### SAF1032P

Paramètre & conditions	symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation recommandée	Vdd	8	-	10	V
Courant d'alimentation au repos (Vdd = 10 V, Tamb = 25 °C)	Idd	-	-	50	uA
(Vdd = 10 V, Tamb = 85°C)		-	1	300	uA
Courant d'alimentation de fonctionnement Iout = 0, Fosc = 100 kHz (Vdd = 10V)	Idd	-	-	1	mA
Entrées DATA, OSC1, HOLD, TV0T (note 4) niveau d'entrée 1	Vih	0.7Vdd	-	Vdd	V
niveau d'entrée 0	Vil	0	-	0.2Vdd	V
Entrée MAIN : niveaux d'hystérésis tension d'entrée croissante	Vti	0.4Vdd	-	0.9Vdd	V
tension d'entrée décroissante	Vtd	0.1Vdd	-	0.6Vdd	V
Courant d'entrée (toutes sauf TV0T) (Vdd = 10 V, Tamb = 25°C)	Iin	-	10 <sup>-5</sup>	1	uA
Temps de commutation des entrées (sauf MAIN) 10 à 90 % de Vdd	Tr, Tf	-	-	5	uS
Sorties BINA/B/C/D, SELA/B/C/D L10T, L20T, L30T et TV0T (note 4) Courant de sortie état 0 à Vout = 0.4V	Iol	1.6	-	-	mA
Courant de fuite à Vout = de Vss à Vdd	Iol	-	-	10	uA

### Notes sur les caractéristiques

NOTE 1 : Les lignes de clavier (TRX, TRY et TRSL) ne sont pas pilotées en tension mais par contact: voir le schéma d'application. Lorsqu'une touche est enfoncée, le code correspondant est généré. Le nombre de touches appuyées simultanément, pour être reconnu comme combinaison illégale, dépend de la tension d'alimentation Vdd et du courant de fuite existant sur le clavier. Si il n'y a pas de fuite, le circuit reconnaît une opération illégale pour un nombre de touches supérieur à 1 et Vdd = 7V. Avec une fuite de 1MΩ entre chaque entrée du clavier et Vdd ou Vss, le circuit reconnaît seulement deux touches appuyées en même temps avec Vdd = 7 V. La résistance de contact maxi du clavier est de 500 Ω.

NOTE 2 : Transistor de sortie d'inhibition désactivé.

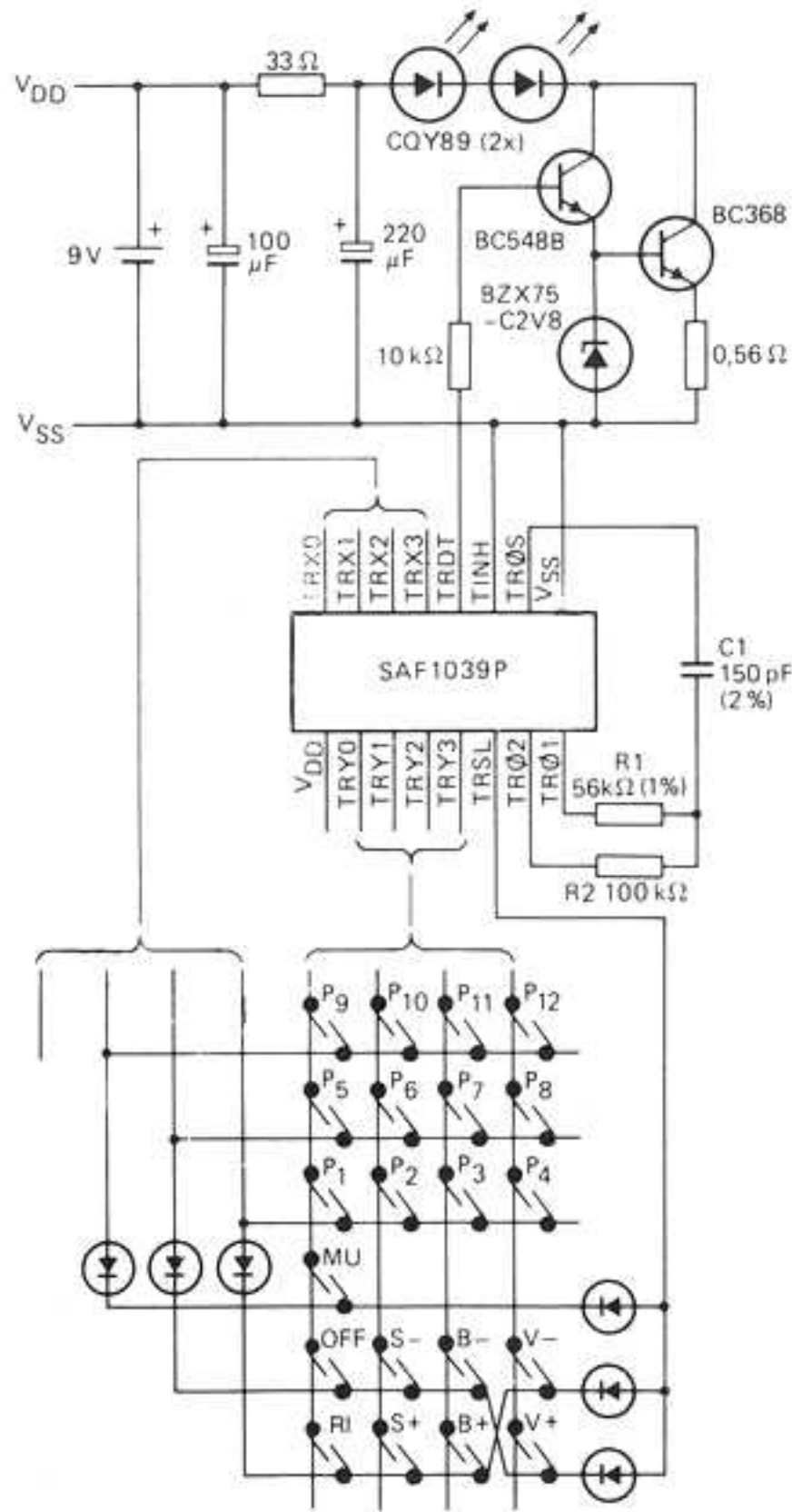
NOTE 3 : ΔF est le double de la valeur de dérive de part et d'autre de la fréquence centrale.

NOTE 4 : La sortie TV0T est une entrée pour la mise en marche manuelle. Appliquer un état bas sur TV0T passe cette patte en sortie fournissant ensuite un état bas permanent.

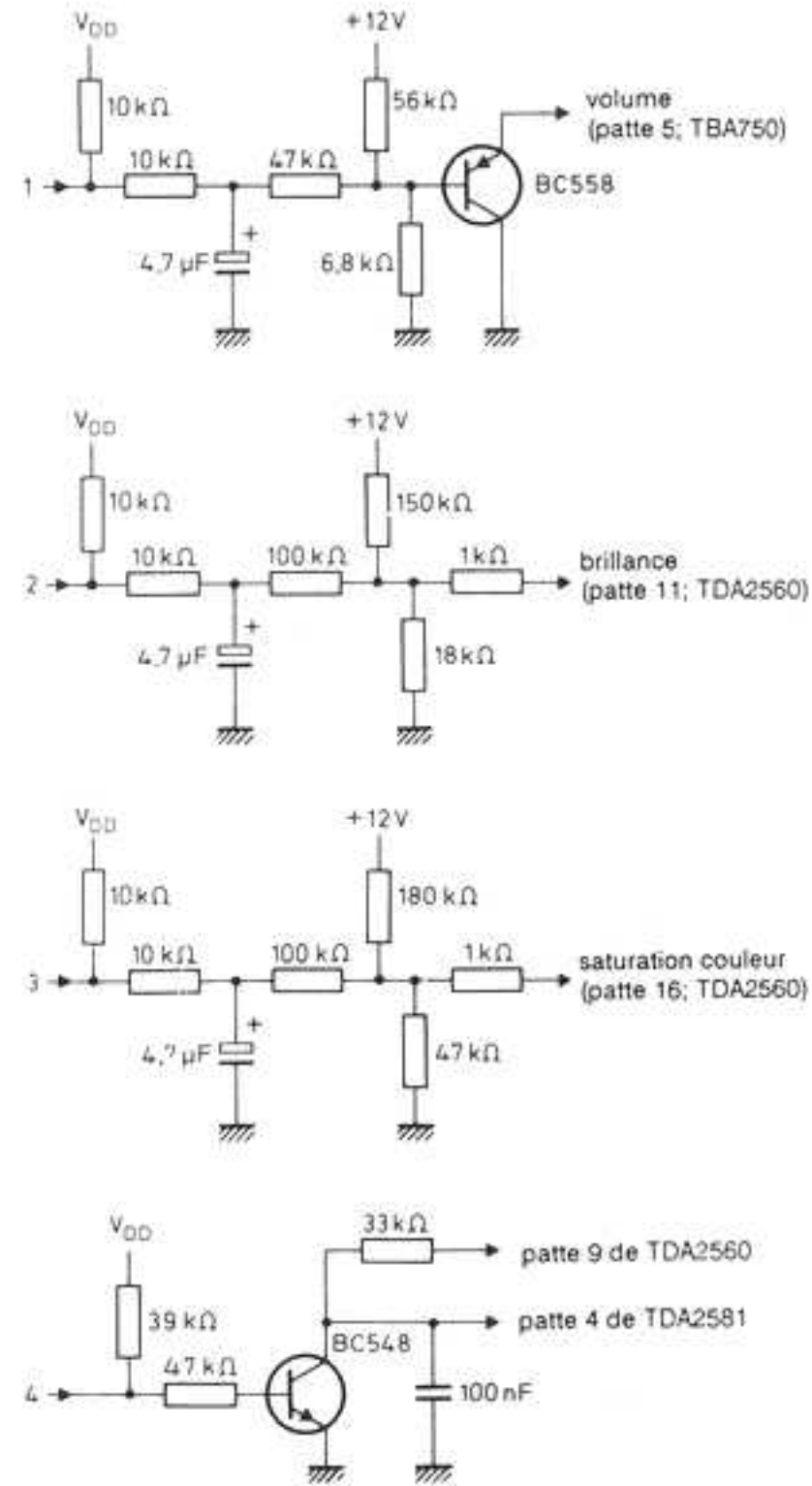




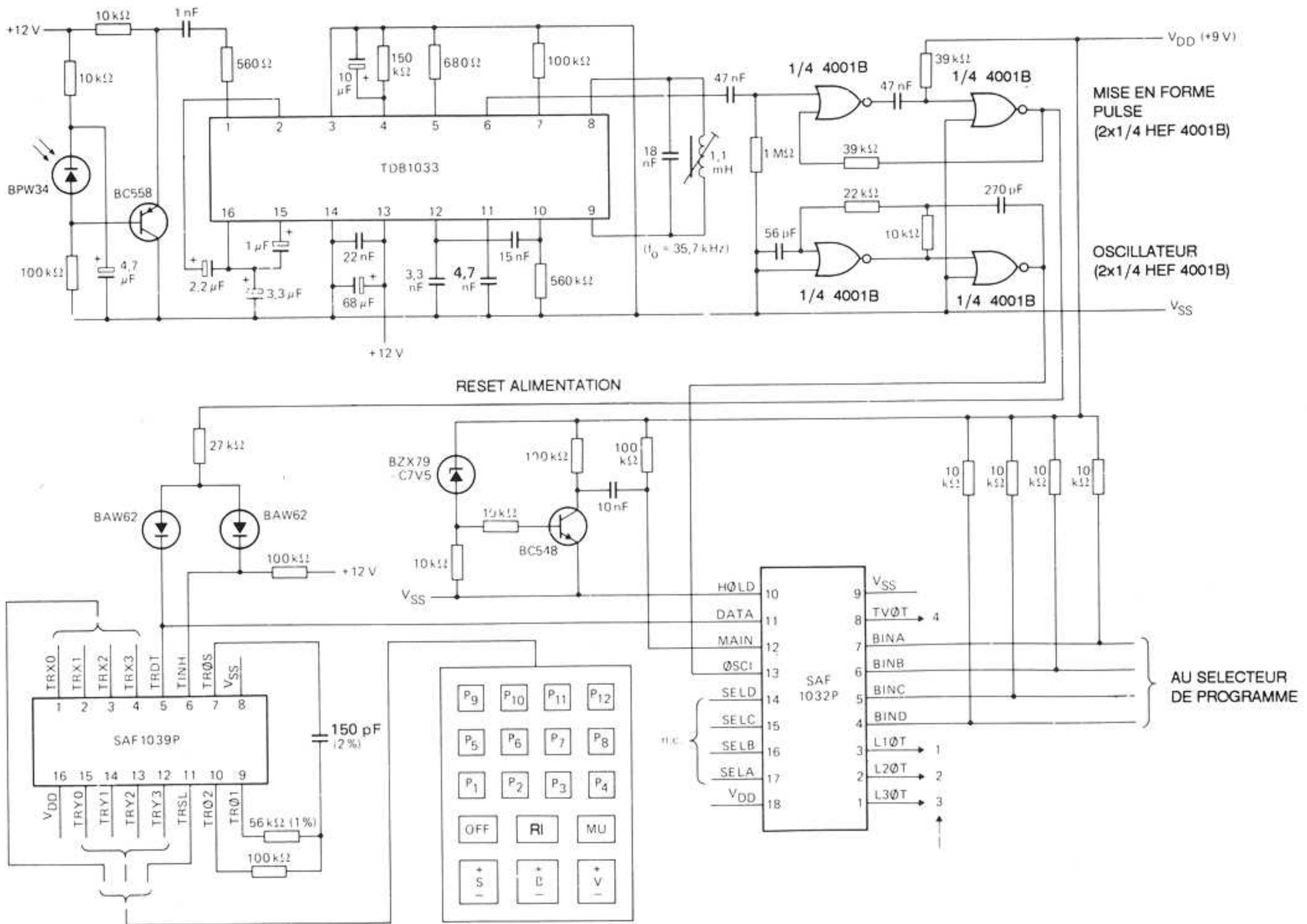
# Schémas typiques d'applications



Câblage du SAF1039 en émetteur infrarouge 12 programmes. V: volume, B: brillance, S: saturation couleur.



Exemple d'utilisation d'intégrateurs sur les sorties linéaires et de la sortie TV0T commandant la validation d'une alimentation à découpage à TDA2581.



Câblage complet d'un récepteur de télécommande avec ampli infrarouge, mise en forme, horloge, et commande locale.

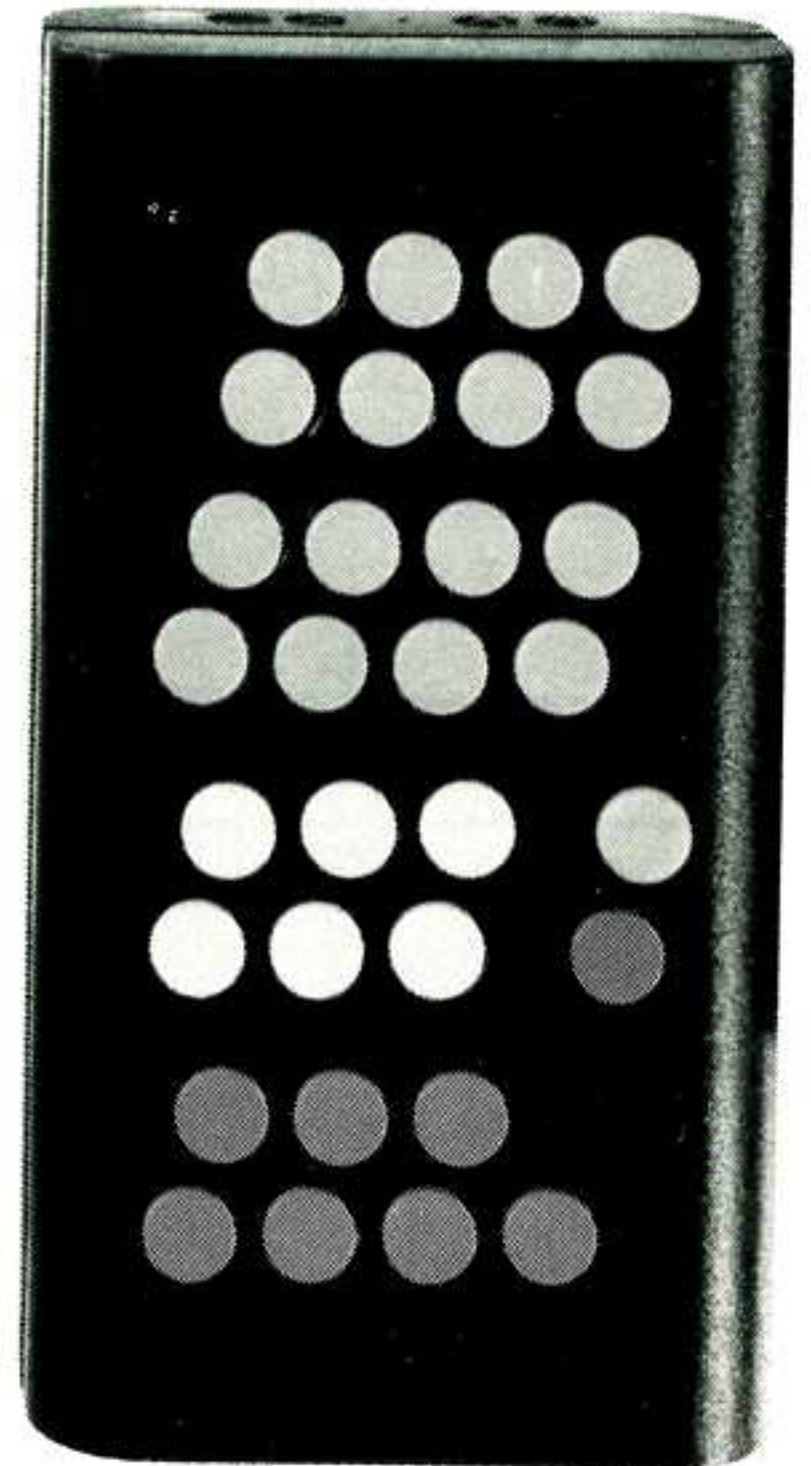
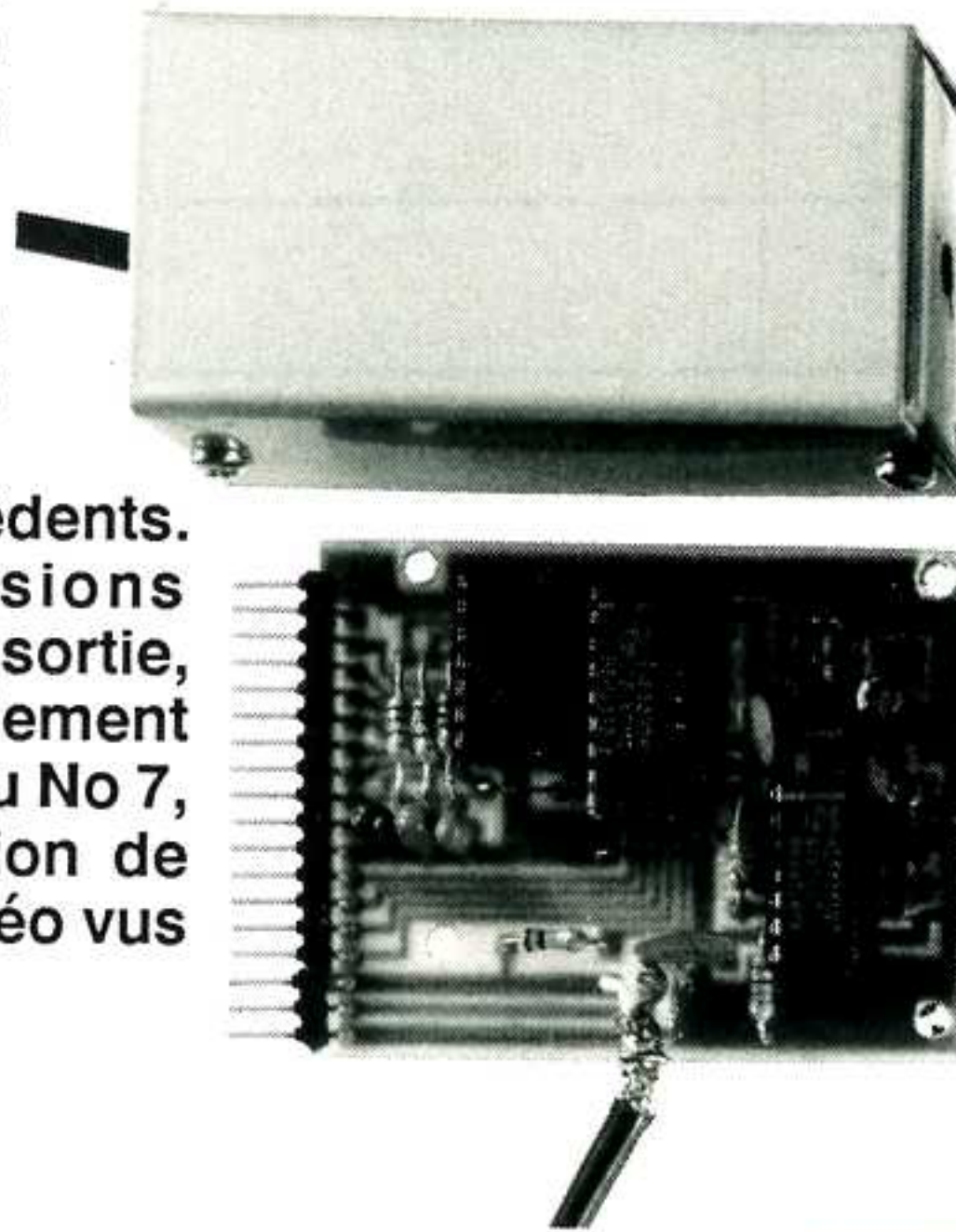


# Un ensemble de télécommande infrarouge

L'article qui suit va nous permettre de voir en détail un ensemble complet de télécommande infrarouge.

Cette télécommande simple permet d'activer 32 fonctions différentes, dont trois fonctions linéaires sur 63 pas, permettant de piloter par exemple volume, lumière et saturation couleur d'un téléviseur. Ces fonctions linéaires peuvent être toutes autres, le circuit utilisé fournissant trois tensions réglables entre 0 et 9 Volts.

Le récepteur de télécommande se présente sous forme modulaire et fait suite aux différentes réalisations déjà vues dans les numéros précédents. Le choix des valeurs des tensions d'alimentation et des niveaux de sortie, permet par exemple de piloter facilement le variateur commandé en tension du No 7, ainsi que les modules de correction de tonalité et d'expansion pseudo-stéréo vus dans le No 8.



## CONSTITUTION

Cet ensemble, pour être opérationnel, comprend la réalisation de trois montages différents :

- Le récepteur / décodeur de télécommande modulaire
- Une tête de réception infrarouge déjà décrite dans le numéro 7 d'HOBBYTRONIC et utilisée alors dans un ré-émetteur de télécommande. Nous la reverrons succinctement dans ce numéro.
- L'émetteur de télécommande infrarouge 32 fonctions proprement dit.

A noter que cet ensemble de télécommande peut être piloté par les émetteurs de marque VISA, équipés du circuit intégré SAF1039P. C'est le cas des émetteurs IR116, IR118, IR120N, IR136, IR178, IR188, etc....

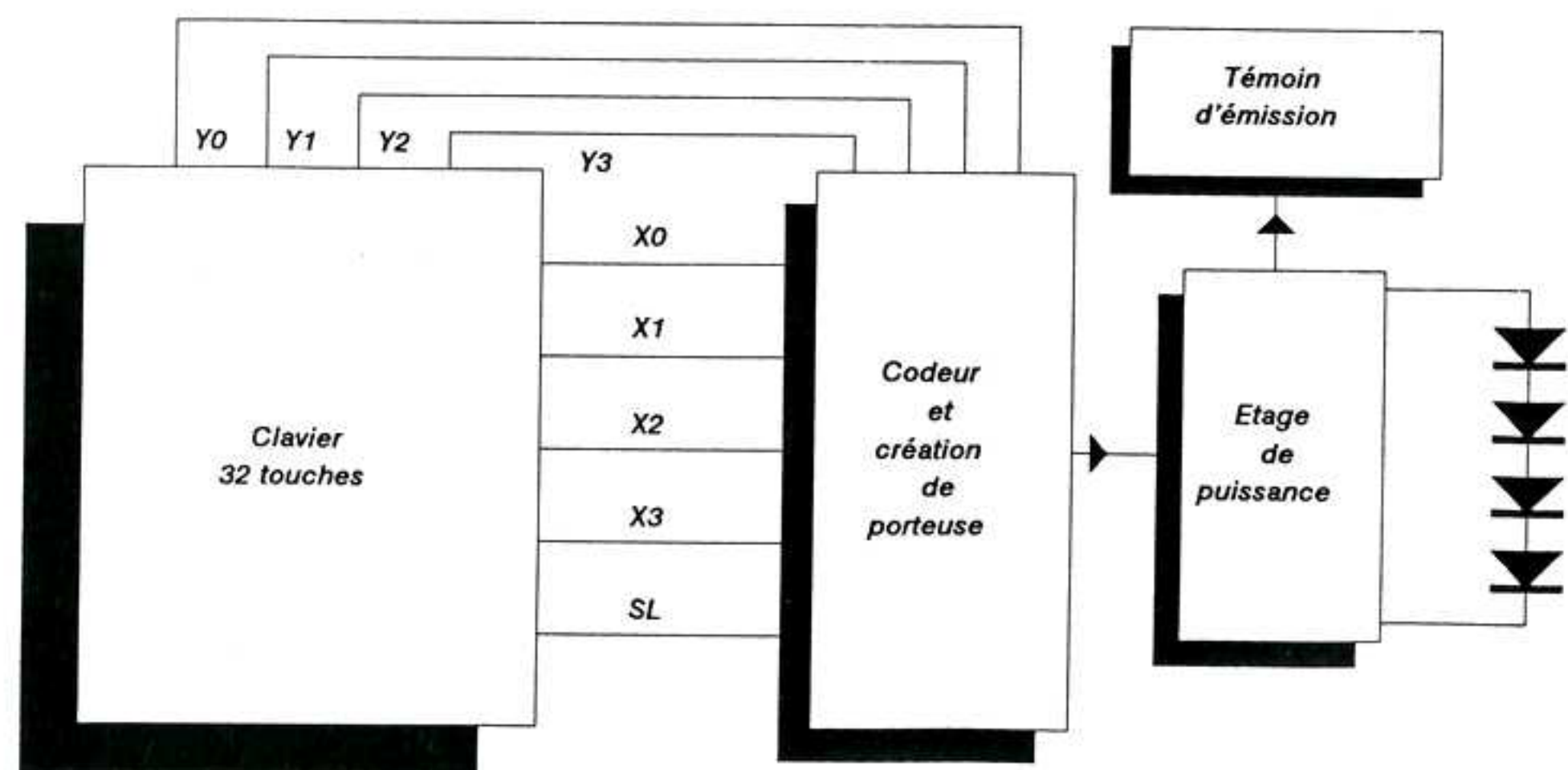
L'émetteur IR116 sera d'ailleurs le plus proche de notre réalisation car il permet d'activer l'ensemble des 32 fonctions disponibles sur notre montage.

Evidemment, à contrario, la réalisation de cet émetteur permet de piloter les appareils (notamment téléviseurs) équipés du circuit SAF1032P dans leur récepteur de télécommande. Seules les fonctions accomplies et la position des touches peuvent différer d'un appareil à l'autre....

## SYNOPTIQUES

### L'émetteur de télécommande

Le synoptique complet de l'émetteur ci-dessous, montre que très peu de composants autour du circuit intégré encodeur seront nécessaires.





Un clavier, comportant les 32 touches, active le circuit intégré d'émission par les lignes X0 à X3, Y0 à Y3 et SL. Ce type de matricage en X-Y permettra une énorme simplification de son circuit imprimé que nous verrons par la suite.

Le SAF1039 créant lui-même l'oscillation de burst destinée à piloter l'émission des quatre LEDS infrarouges, le schéma s'en trouve encore d'autant allégé. L'étage de puissance peut suivre directement le circuit intégré et attaquer ces quatre LEDS.

Une LED rouge, déportée sur le bloc clavier, permettra de contrôler la présence de l'émission par son clignotement.

L'ensemble de cet émetteur est alimenté par une pile 9 Volts. La durée de vie de cette pile sera du même ordre que pour toute télécommande (c'est à dire plus d'une année en général), le SAF ayant le bon goût de limiter sa consommation à quelques micro-Ampères lorsqu'il ne détecte aucune touche clavier appuyée.

### Le récepteur décodeur

Son synoptique, en haut de cette page, montre qu'un peu plus de fonctions externes devront être réalisées à l'extérieur du circuit intégré de décodage.

Le signal d'entrée, provenant de la tête de réception infrarouge que nous reverrons plus loin, est, dans un premier temps, remis en forme par un système monostable.

Cet étage permet de retrouver les salves initiales d'émission, nettoyées de la porteuse infrarouge à 32 kHz.

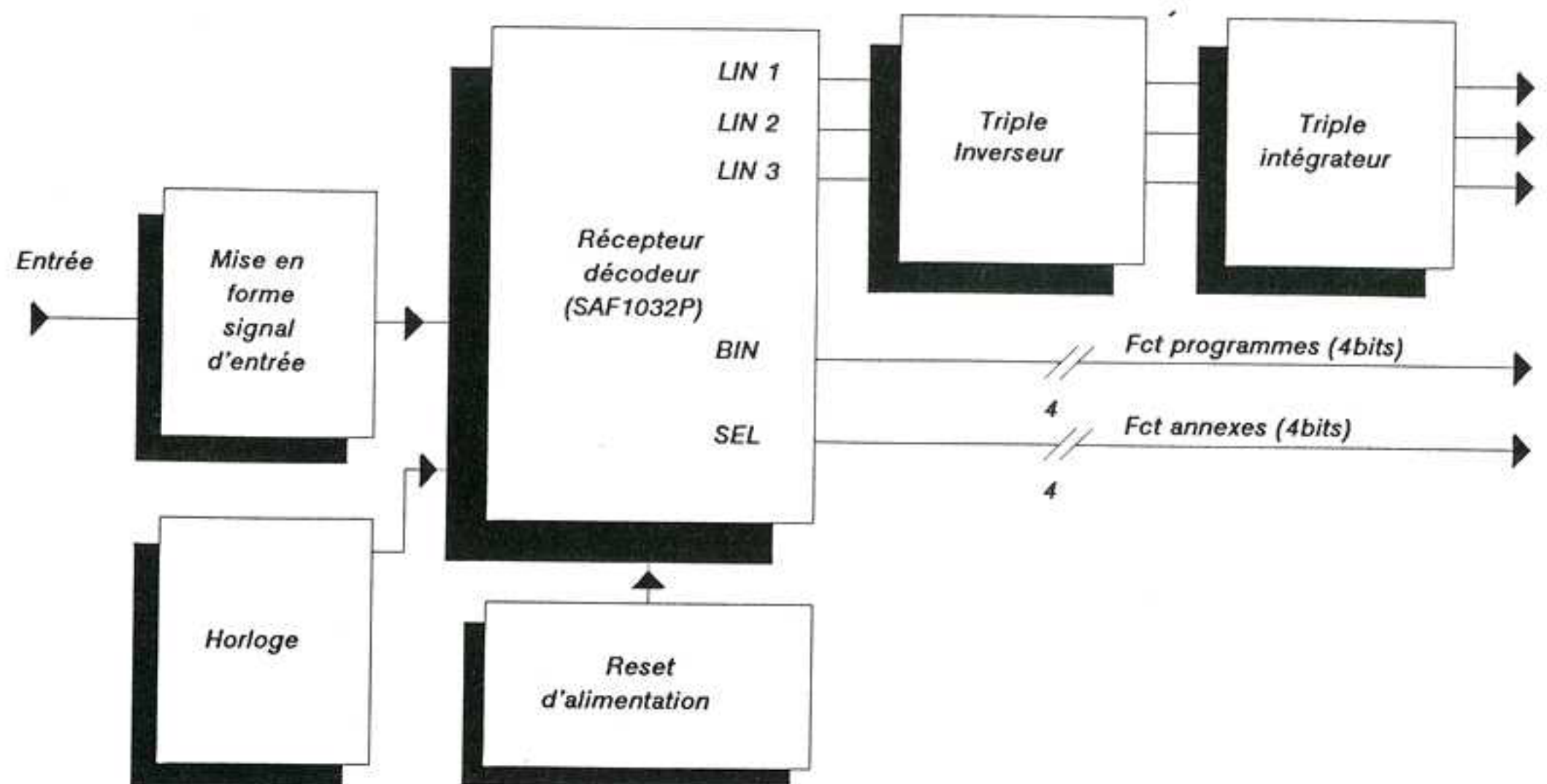
Le SAF1032P reçoit deux autres informations importantes :

1 / Un reset d'alimentation qui, comme son nom l'indique, ne se produit qu'à la mise sous tension du montage récepteur (à distinguer du mode "veille" que nous verrons par la suite).

2 / Un signal d'horloge, permettant le fonctionnement de l'ensemble du circuit et sa synchronisation avec le signal reçu.

Au niveau des sorties, deux groupes de quatre bits chacun (BIN et SEL) fournissent d'une part, la sélection d'un programme parmi seize (fonction qui accomplit en même temps la mise hors veille du circuit) et d'autre part, l'activation de seize fonctions annexes.

Nous possédons donc 32 fonctions distinctes disponibles en binaire.



### Fonctions linéaires

Parmi ces seize fonctions annexes, neuf d'entre elles jouent des rôles particuliers.

Six premières correspondent aux commandes des fonctions linéaires activées par les touches "plus" et "moins" de l'émetteur. L'action sur ces touches provoque à la fois une variation du registre linéaire correspondant, ainsi qu'un changement des bits A à D de SEL.

De même, trois autres fonctions annexes jouent sur les réglages linéaires :

- "Réglage idéal": qui vient replacer les trois sorties linéaires à un niveau de 50 %.
- "MUTE": vient inhiber la sortie linéaire 1 correspondant généralement au niveau de volume sur l'appareil utilisateur.
- "OFF": qui vient placer les trois sorties linéaires ainsi que les sorties programme en mode "veille"

Il ne reste donc en réalité que sept fonctions annexes n'ayant aucune influence ni sur les fonctions linéaires, ni sur les fonctions "programme".

Pour plus de clarté dans ces fonctions, se reporter à la hobbythèque sur les SAF et notamment sur le tableau de fonctionnement du SAF1032P.

D'ores et déjà, on s'aperçoit qu'il est possible d'utiliser le récepteur uniquement en 32 fonctions "tout ou rien" ou en 16 fonctions programme + 3 fonctions linéaires avec actions spécifiques sur celles-ci, + 7 fonctions annexes.

Dernier point à signaler pour ce synoptique: le triple inverseur et triple intégrateur.

Les sorties analogiques du SAF fournissent un signal carré dont le nombre d'impulsions par unité de temps varie en fonction de l'appui sur les touches "plus" et "moins" de l'émetteur.

L'appui sur une touche "plus" de l'une des fonctions linéaires se traduit en sortie du SAF1032 par une diminution du nombre d'impulsions sur la sortie LIN correspondante.

Quand l'appui est stoppé, le signal en sortie LIN reste au point où il était rendu.

Une simple intégration de ces impulsions permet donc d'obtenir trois tensions continues, chacune ajustable sur 63 pas.

Le fait, par contre, que le nombre d'impulsions diminue lorsque l'on appuie sur une touche "plus" est relativement gênant et contre la logique d'esprit.

Cela n'est, en soi, pas très grave, il suffirait par exemple d'inverser la gravure des touches "plus" et "moins" sur l'émetteur pour que tout rentre dans l'ordre.

En fait, pas si simple car, comme nous l'avons vu plus haut, d'autres fonctions annexes agissent sur les fonctions linéaires.

Ainsi le "muting son", en procédant simplement à une inversion de gravure, se traduirait par un son maximum au moment du muting : ce qui n'est pas vraiment l'effet voulu....

A noter que ce genre de particularité n'est pas clairement spécifié dans la documentation RTC, à partir de laquelle la hobbythèque a été réalisée, seule la mise en essai de ces circuits permettant de découvrir le problème...



A la lecture de la documentation, le seul point pouvant jeter un doute dans l'esprit est le croisement des lignes X0 et X1 pour le contrôle du volume sur le schéma d'application du SAF1039P....

Bref, voilà le rôle du triple inverseur, qui va tout remettre dans l'ordre en fournissant une tension croissante pour un appui sur "plus" et une tension nulle en cas de "muting son".

Pour résumer, à l'appui sur un programme le circuit se met hors veille, les trois fonctions linéaires sont mises à 50 %, ce qui signifie que si le montage est alimenté sous 9 Volts, les trois sorties linéaires fourniront 4.5 Volts après l'intégrateur.

Les limites de battement de ces trois tensions linéaires sont pratiquement égales à la masse et à la tension positive d'alimentation.

## SCHEMAS DE DETAIL

### L'émetteur

Cet émetteur est constitué de deux circuits imprimés distincts.

Le premier comporte les 32 touches de commandes ainsi que la LED témoin d'émission.

Le second regroupe le circuit codeur, le transistor de puissance et les LEDS d'émission infrarouge.

Afin de ne pas surcharger le schéma du clavier et de respecter la position des touches par rapport au montage terminé, les lignes et colonnes du matricage n'ont pas été tracées. Seuls les numéros des lignes et des colonnes mises en contact par chaque touche ont été notés à coté de celles-ci.

En se reportant à la table de fonctionnement de la hobbythèque, on s'aperçoit que les seize fonctions annexes sont obtenues quand TRSL est activé. Les lignes portent donc le nom X0 à X3 si TRSL n'est pas activé ET X'0 à X'3 dans le cas contraire (TRSL = SL sur le schéma).

Le trait en pointillé de ce schéma représente la scission entre les deux plaques prévues pour un coffret STRAPPU 2012.

Seulement 11 liaisons seront nécessaires pour assurer l'interconnexion entre les deux plaques : avantage du multiplexé de clavier.

La disposition des touches est conçue pour une utilisation à la fois ergonomique et mnémotechnique. Les couleurs choisies pour les touches permettront encore plus d'utiliser éventuellement cette

télécommande sans sérigraphie indispensable.

L'émetteur par lui-même ne comporte que peu de composants. R4 et R5 ainsi que C2 et CV1 constituent l'horloge du SAF1039P.

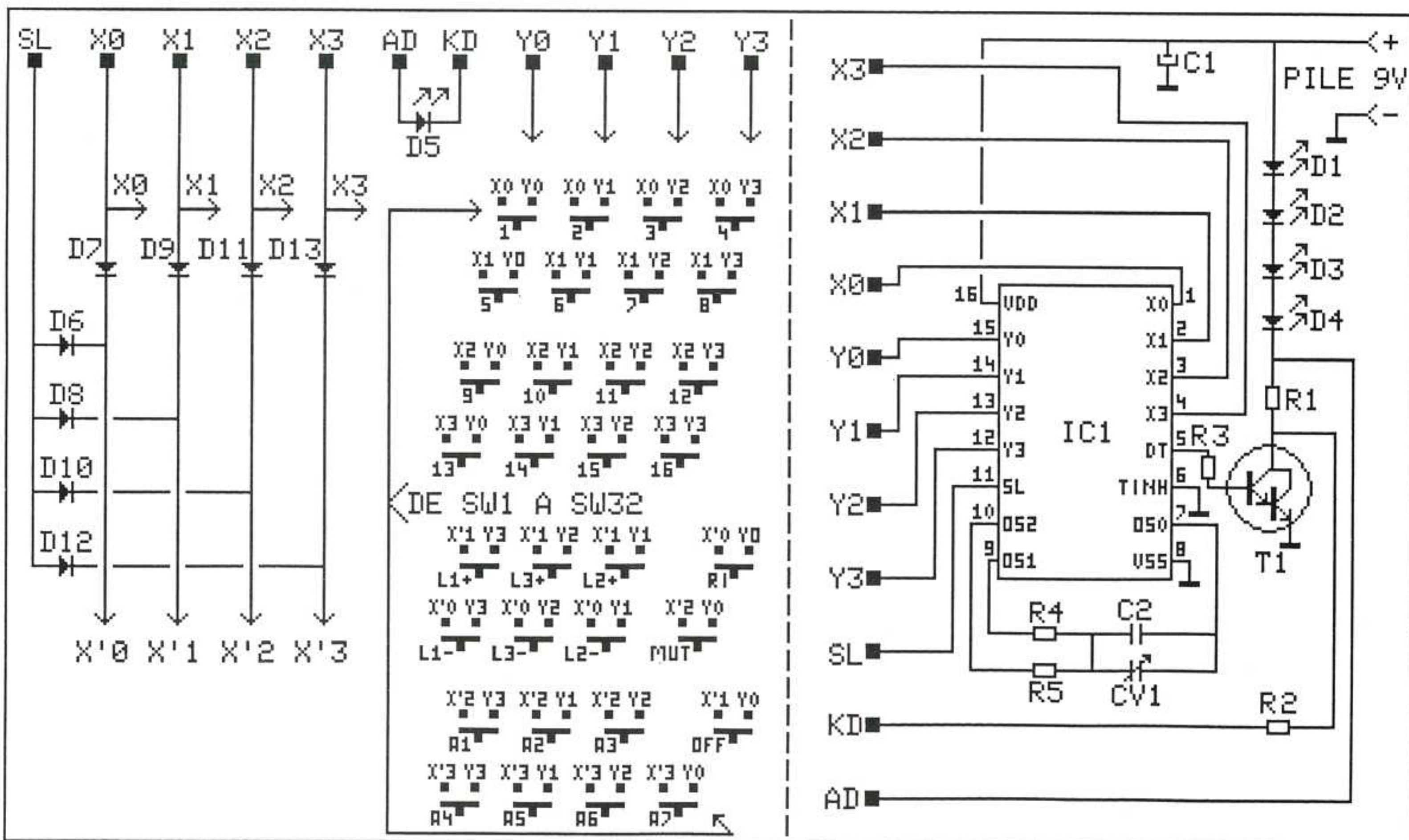
Le signal d'émission, présent que lors d'un appui sur une touche unique, est disponible sur la sortie DATA, patte 5.

Ce signal attaque la base d'un transistor darlington au travers de R3 et ayant pour charge les quatre LEDS infrarouges.

Une résistance R1 de limitation du courant permet en même temps de créer suffisamment de tension pour venir éclairer une LED D5 de contrôle d'émission au travers de R2.

Enfin le condensateur C1, de forte valeur, permet d'assurer le courant crête proche de l'Ampère dans les diodes infrarouges.

En mode émission, la consommation sur la pile est de l'ordre d'une quinzaine de milli-Ampères et au repos inférieure à 10 uA, donc évidemment pas d'interrupteur marche / arrêt....





## Le récepteur décodeur

Son schéma, donné ci-contre, est relativement proche de celui de la documentation RTC, tout au moins pour l'étage de remise en forme du signal infrarouge et génération de l'horloge.

## Horloge et mise en forme

Un circuit intégré IC3, MOS 4001, quadruple NON OU, assure à lui seul ces deux fonctions.

Deux portes de ce circuit forment l'horloge avec l'ensemble R7, R8 et C5, C6. Cette horloge, fonctionnant en permanence à une fréquence de l'ordre de 110 kHz, est appliquée à l'entrée 13 du SAF1032P.

Le monostable de remise en forme est assuré par les deux autres portes du même circuit. Ces portes, montées en monostable possèdent une durée de temporisation légèrement supérieure à la période de la porteuse infrarouge.

Après cette cellule le signal d'information est donc débarrassé de sa sous-porteuse d'émission et est apte à être reconnu par le circuit décodeur en patte 11.

La sortie de la tête de réception étant un collecteur ouvert, un OU câblé de deux signaux reçus devient ainsi très facilement réalisable. Utiliser à la fois une tête de réception infra-rouge et un émetteur de commande local est ainsi possible.

Pour cette raison, deux entrées IR existent sur le schéma et au niveau du circuit imprimé.

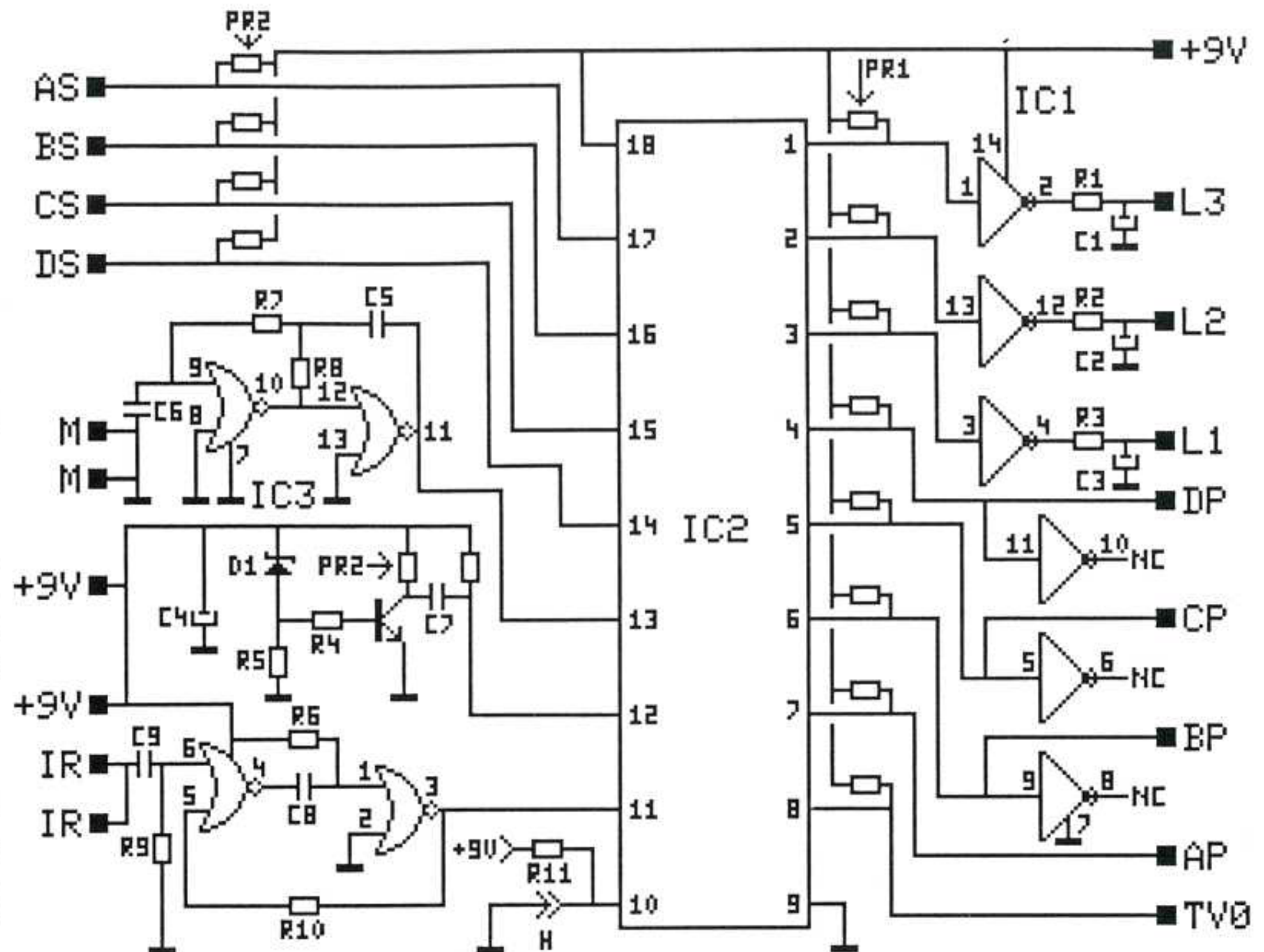
## Sorties

Les sorties programme sont disponibles sur les points AP à DP et correspondent aux quatre bits de commande.

De même, les sorties annexes (ou secondaires) sont présentes sous le nom de AS à DS.

Les trois sorties linéaires passent dans trois inverseurs d'IC1 pour obtenir un fonctionnement logique des touches "plus" et "moins" de l'émetteur (voir texte sur le synoptique).

Après cette inversion, trois intégrateurs simples à résistances / condensateurs permettent d'obtenir des tensions continues directement exploitables.



Les trois autres inverseurs, câblés pour des raisons de circuit imprimé plus facilement réalisable, ne sont pas utilisés au niveau des sorties.

L'entrée / sortie TV0 permet la mise en marche du montage par mise à la masse ainsi qu'une commande d'alimentation à découpage ou d'un relais externe.

Dans ce schéma, les résistances PR1 et PR2 sont des réseaux intégrés permettant une réduction notable du circuit imprimé du récepteur.

Enfin sur la patte 10, une pastille (H) soudable ou non, permet d'activer ou de désactiver le mode HOLD. R9 assure l'état 1 de cette entrée si la pastille n'est pas soudée.

Rappelons qu'en mode HOLD l'état binaire du programme demandé reste présent sur les sorties AP à DP après

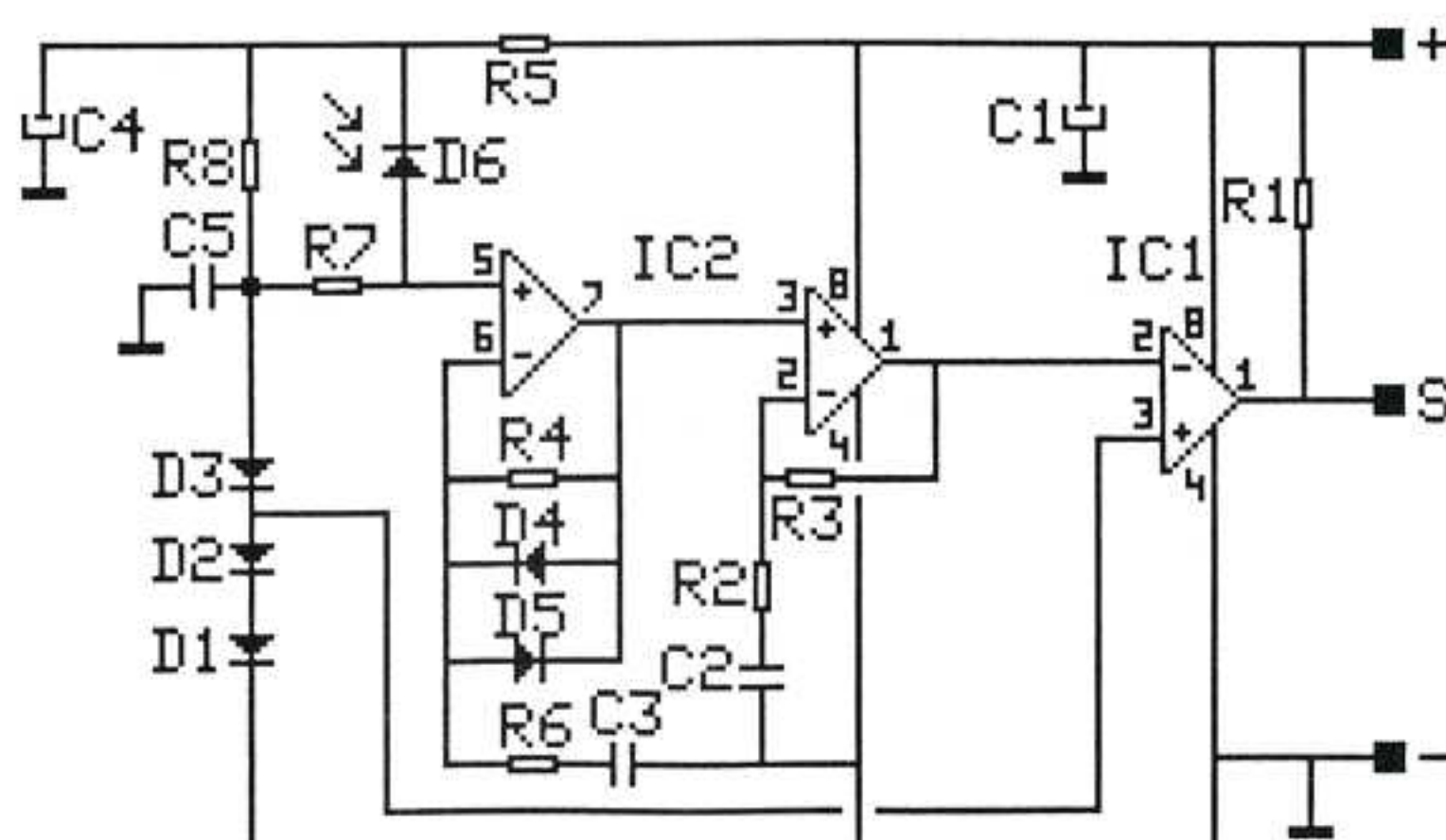
relâchement de la touche de commande, alors que dans le cas inverse ces sorties ne prennent l'état demandé que durant l'appui sur la touche d'émetteur.

Cette pastille pourra être soudée ou non en fonction des applications de ce récepteur.

## Tête de réception IR

A titre de rappel et dans la mesure où c'est un élément indispensable pour le fonctionnement de l'ensemble que nous sommes en train d'analyser, le schéma de cette tête de réception infrarouge est donné ci-dessous. Nous ne nous étendons pas plus sur le fonctionnement de cette partie, déjà décrite dans le numéro 7 de JUILLET/AOÛT de HOBBYTRONIC.

L'alimentation de cette tête est assurée directement par le récepteur de télécommande, le tout sous 9 Volts.



TETE RECEPTION IR



## LISTES DES COMPOSANTS

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt 5 % sauf indication contraire

### Emetteur

R1, R2	10 Ω
R3	10 kΩ
R4	56 kΩ 1%
R5	100 kΩ
C1	470 uF 25 Volts radial
C2	120 pF céramique
CV1	ajustable 3-40 pF
IC1	SAF 1039P + support 16 br.
T1	BD 679
D1 à D4	LD 271 (diodes infrarouges)
D5	LED 3mm rouge
D7 à D13	1N 4148

SW1 à SW32 : poussoirs miniatures ITT  
KSA0M210 + cabochons ronds 33.008 de différentes couleurs

Coupleur de pile 9 Volts  
Coffret STRAPPU 2012  
5 cms de câble en nappe 12 conducteurs au pas de 2.54

### Récepteur décodeur

R1 à R5	10 kΩ
R6	39 kΩ
R7	22 kΩ
R8	10 kΩ
R9	1 MΩ
R10	39 kΩ
R11	100 kΩ
PR1	réseau 8 x 10 kΩ
PR2	réseau 7 (ou 8) x 10 kΩ
C1 à C3	4.7 uF 35 V tantales
C4	10 uF 25 V chimique radial
C5	270 pF céramique
C6	56 pF céramique
C7	0.1 uF céramique
C8, C9	47 nF céramiques
IC1	MOS 4069 + support 14 br.
IC2	SAF 1032P + support 18 br.
IC3	MOS 4001 + support 14 br.
T1	BC 547 B
D1	zener 7.5 V (Ex: BZX79C7.5)

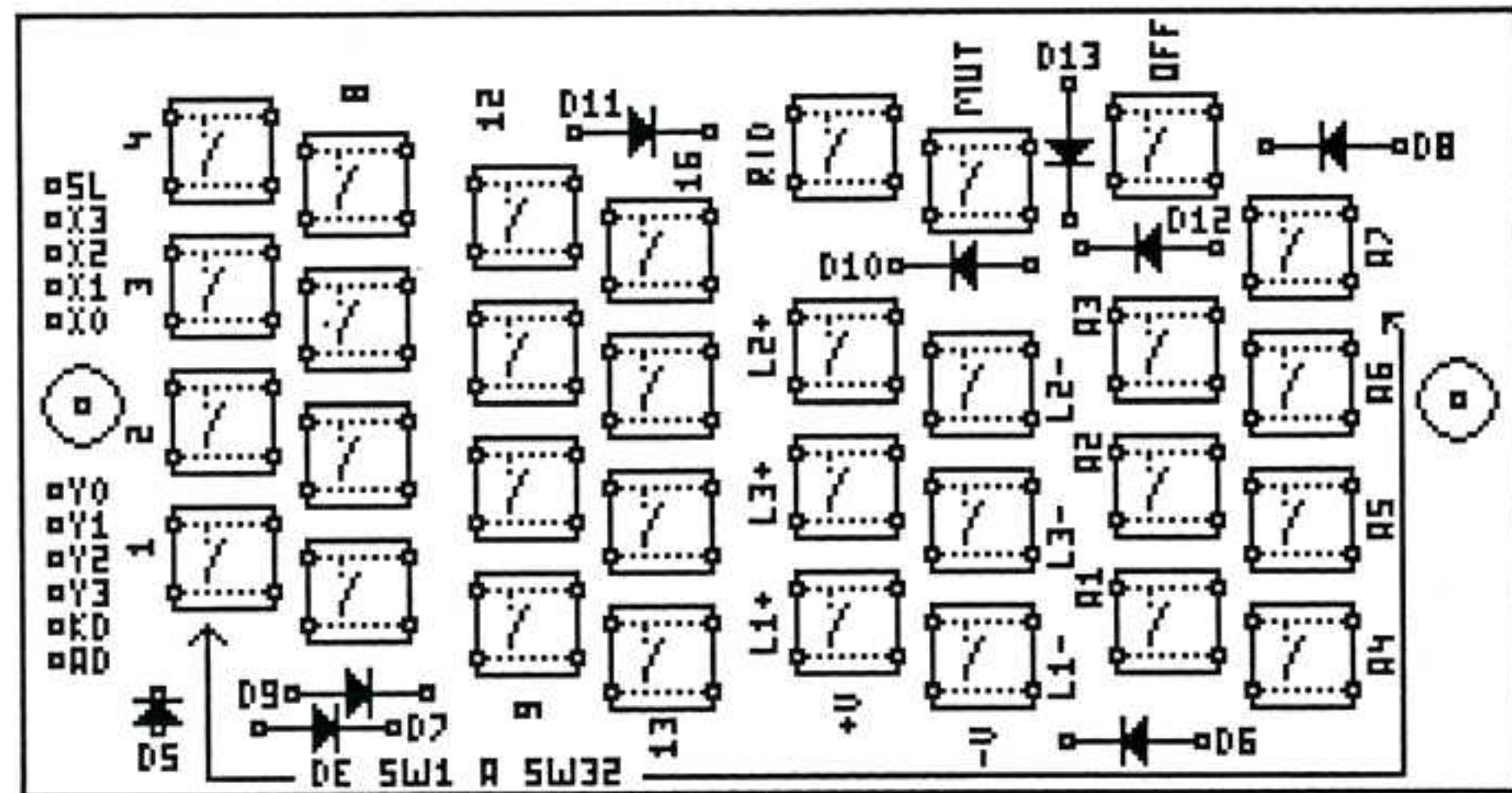
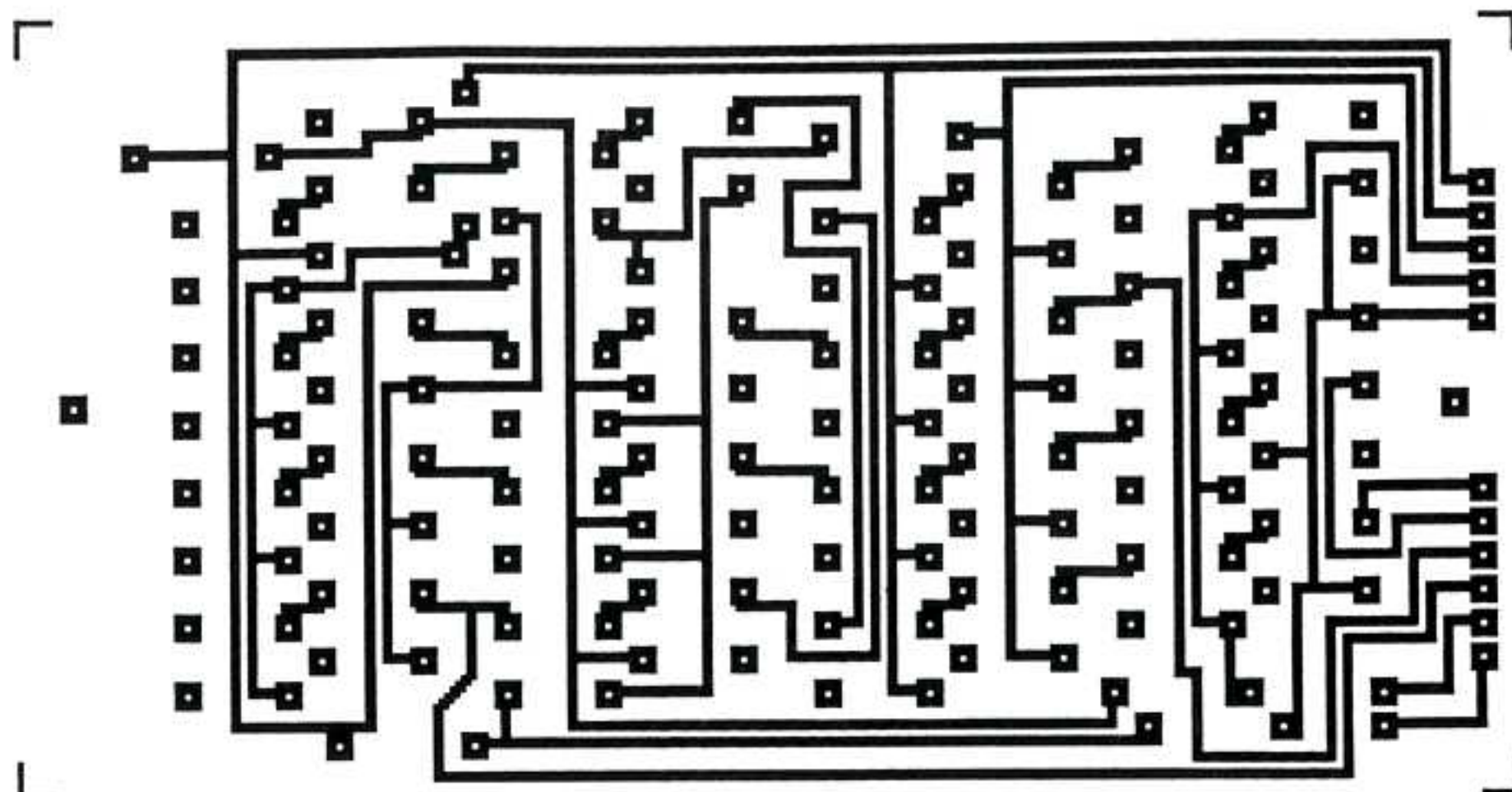
18 broches enfichables coudées mâles  
18 broches femelles pour CI (voir texte)

### Tête de réception IR

Une erreur s'étant glissée dans la liste des composants du numéro 7, nous vous redonnons la liste corrigée ci-dessous

R1	15 kΩ
R2	220 Ω
R3, R4	15 kΩ
R5	1 kΩ
R6	220 Ω
R7	100 kΩ
R8	2.2 kΩ
C1	100 uF 25 V radial
C2	0.1 uF céramique
C3	22 nF céramique
C4	10 uF 25 V radial
C5	0.1 uF céramique

IC1 : TDA 2320 + support 8 br.  
IC2 : LM 393 + support 8 br.  
D1 à D5 : 1N 4148  
D6 : BP 104  
Coffret métallique A1 TEKO



## REALISATION

### Emetteur

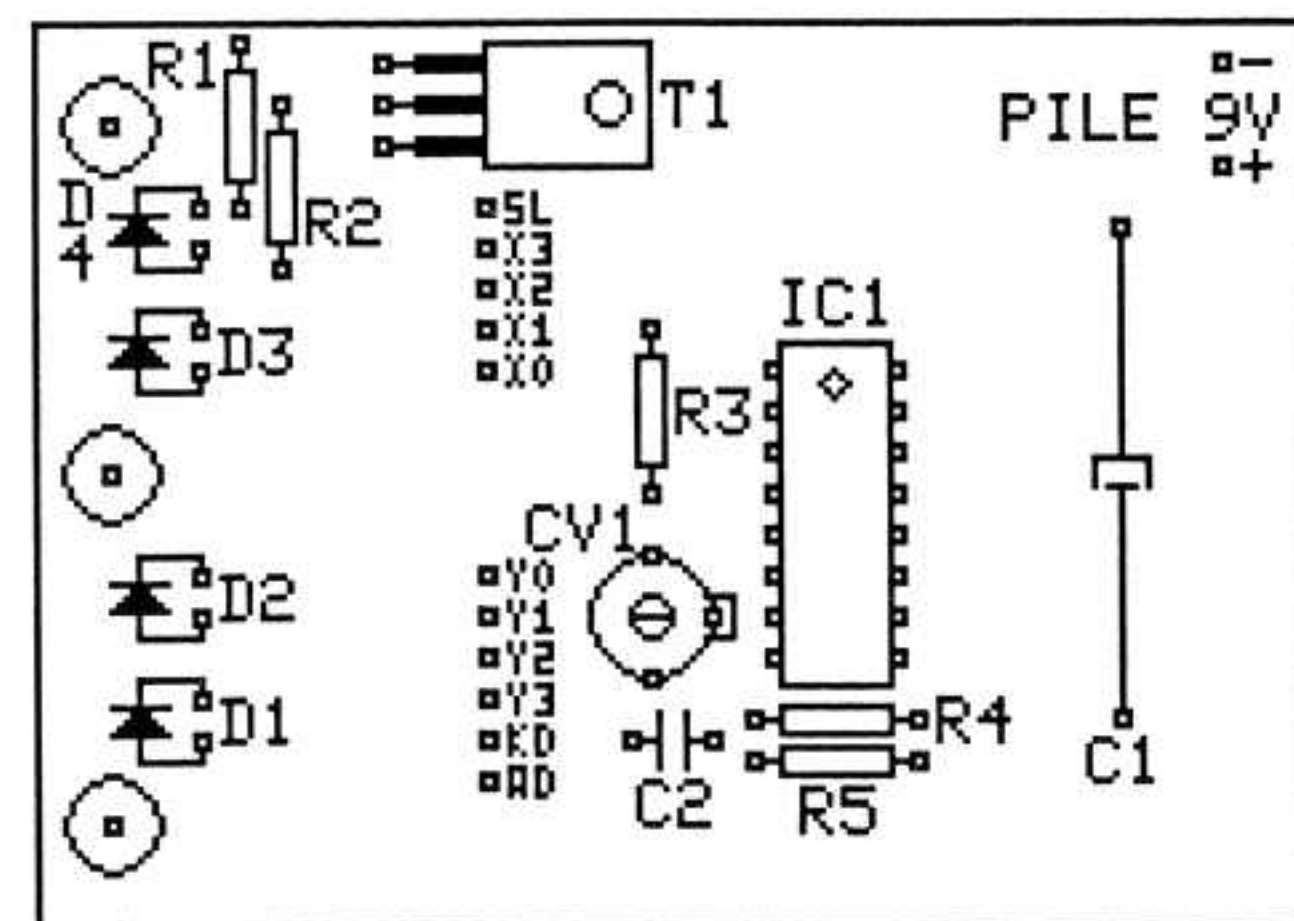
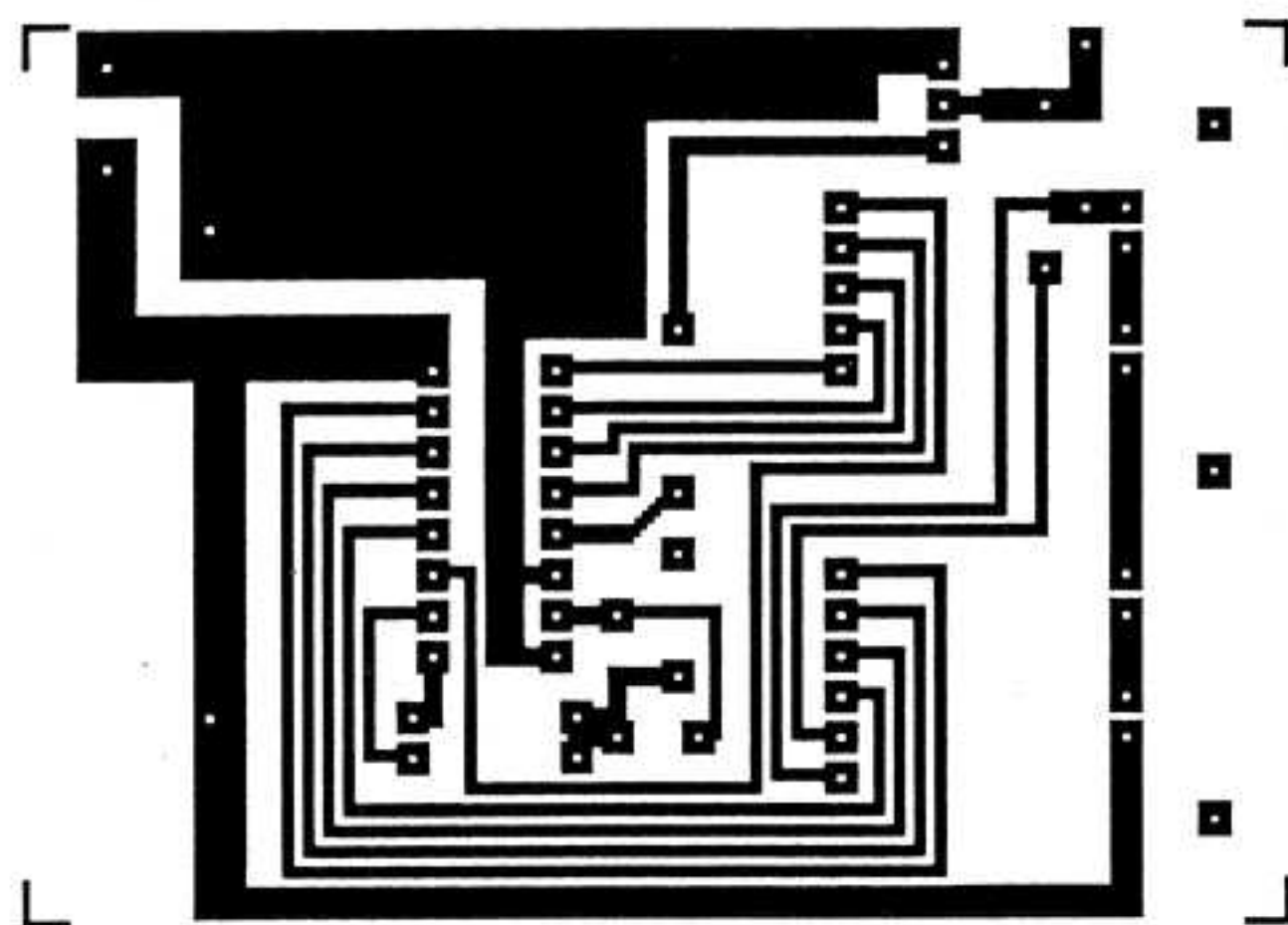
Ci-dessus à l'échelle 1, le circuit imprimé et l'implantation des touches du clavier.

A noter que ces touches assurent les straps qui permettent le matricage X Y. Ces straps sont représentés en pointillés sur chacune des touches.

La LED D5 sera montée à environ 3 mm du circuit imprimé pour s'adapter correctement au moment de la mise en coffret.

De même, les touches devront être bien enfoncées contre le circuit imprimé pour ne pas être activées par le capot du coffret.

ATTENTION enfin, les pattes des trois rangées de touches situées en bas de carte (à l'opposé du câble



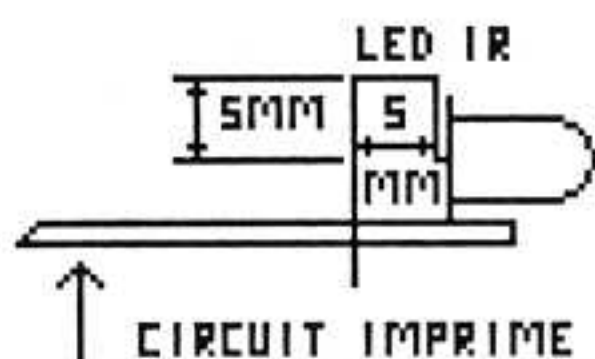


en nappe) devront être rabattues contre le circuit imprimé avant soudage.

Au montage final, la pile venant se placer sous ces touches, mieux vaut éviter que ces pattes ne viennent "piquer" collectivement la partie métallique de cette pile, provoquant par le fait un fonctionnement plus qu'hasardeux...

Les câbles en nappe de liaisons seront soudés en deux groupes (un de 6 et un de 5) et côté cuivre aux emplacements SL, X3, X2, etc...

En dessous du clavier, la carte émetteur par elle-même n'offre aucune particularité pour sa réalisation, hormis que T1 devra être monté à plat, marquage visible du dessus, et D1 à D4 suivant le schéma ci-dessous qui permettra l'insertion facile de l'ensemble dans le coffret (attention au sens de ces diodes infrarouges).



Attention, pour exécuter le pliage des diodes infrarouges, utiliser une pince plate et éviter de tordre plusieurs fois les pattes des diodes à proximité de la jonction, sous peine d'obtenir des diodes infra-mortes!...

Le condensateur ajustable CV1 sera dans un premier temps réglé à mi-course (lames recouvertes d'1/4 de secteur). Nous verrons son réglage précis, pas trop critique, en fin d'article.

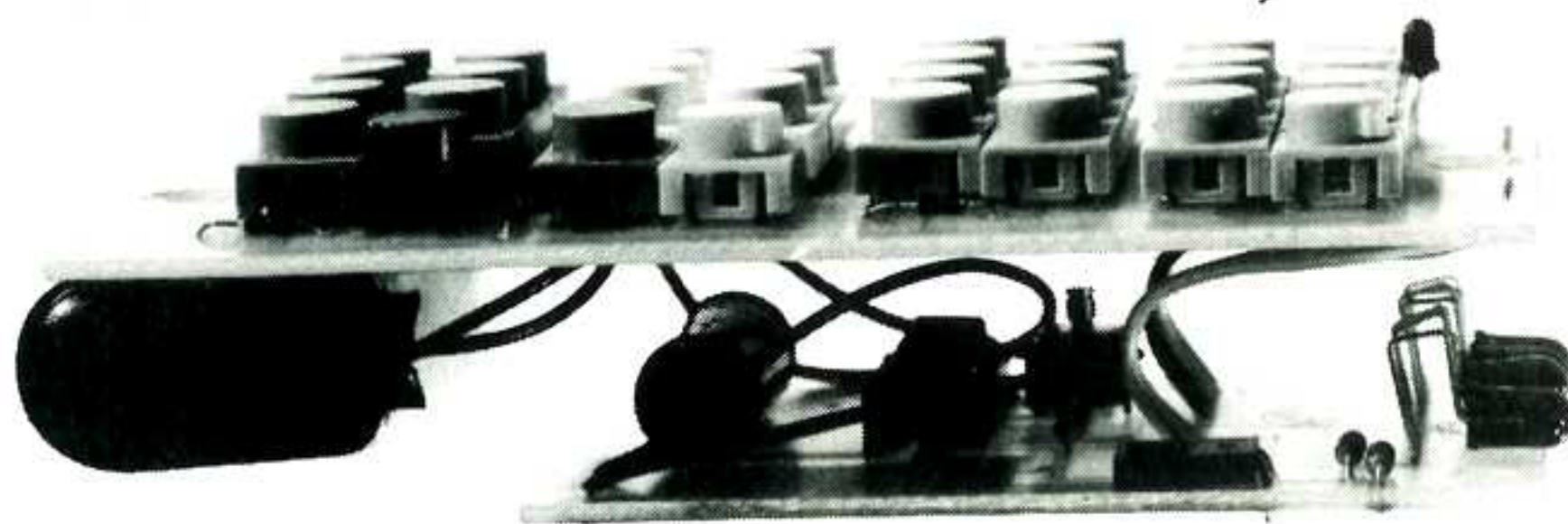
Enfin les deux groupes de câbles en nappe viendront se connecter coté composant de la carte d'émission. Là encore, lorsque ces câbles réuniront les deux cartes, éviter de tourner les deux circuits comme les pages d'un vieux livre, le câble rigide n'y résisterait pas....

La photo en haut de cette page montre l'ensemble terminé.

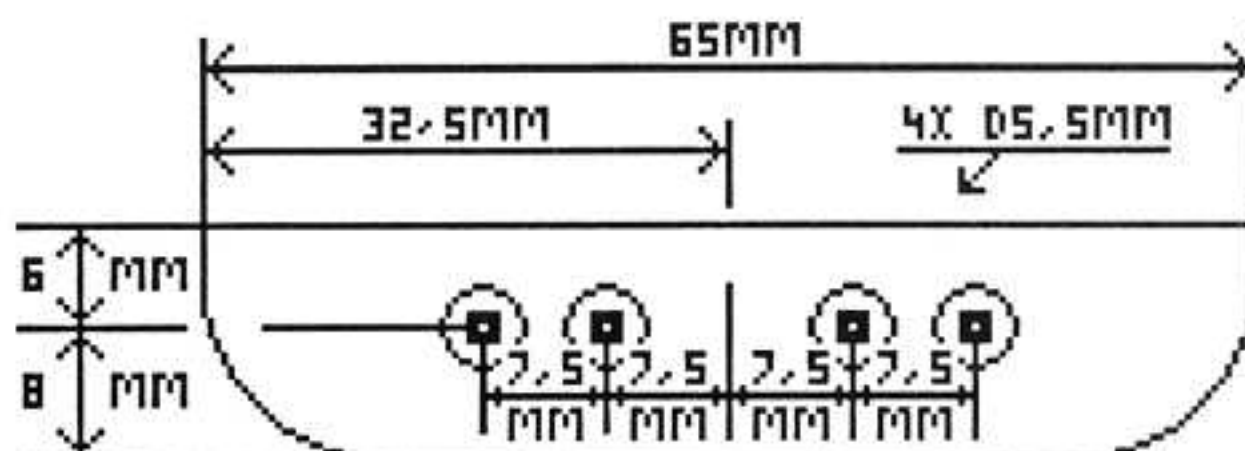
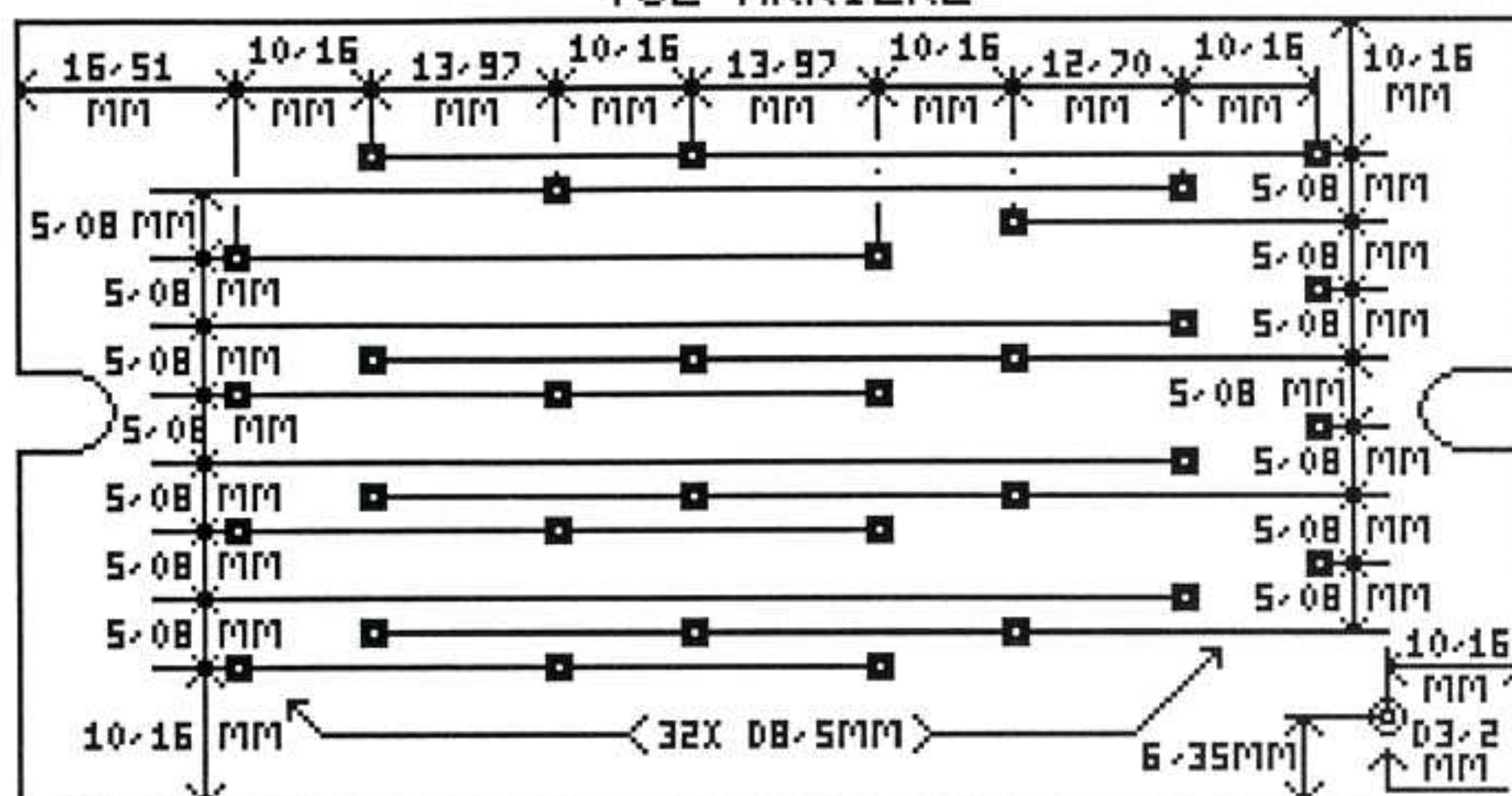
Les positions des circuits et de la pile sont celles que l'on obtiendra quand le montage sera disposé dans le coffret STRAPPU 2012 (d'où l'importance du pliage des pattes des touches situées au dessus de la pile). Au besoin on pourra glisser un morceau d'isolant ou de mousse entre cette pile et le circuit clavier.

### Perçage du coffret

Ce coffret, relativement bien adapté à une télécommande par sa forme



VUE ARRIERE



VUE DE FACE

ergonomique, risque toutefois de provoquer pas mal d'énerverment au niveau du perçage à cause de sa forme arrondie intérieure.

Qu'à cela ne tienne, le plan de perçage ci-dessus devrait vous aider et vous permettre d'éviter de dépasser la langue pendant des heures pour un résultat incertain.

Ce plan de perçage à l'échelle 1 pourra être placé directement sur la partie supérieure du coffret pour permettre un pointage direct des trous au travers du papier. Mieux encore, la réalisation d'un gabarit en carton rigide améliorera encore la précision.

Les deux demi-lunes sont prévues pour venir se positionner exactement autour des goujons de fermeture du coffret.

On exécutera ensuite un premier perçage de l'ensemble des trous avec un forêt de 2 mm qui permettra un contrôle du pointage initial. Si tout est correct, le

perçage final à 8.5 mm des touches et à 3 mm pour la LED pourront être terminés.

### Montage final en coffret

La carte basse vient se glisser le long des goujons de la coquille inférieure. Pour entrer, il suffit de pousser les quatre LEDs infrarouges vers l'arrière (d'où le pliage "ressort" vu précédemment).

Quand le circuit est installé, on peut placer les LEDs pour qu'elles dépassent du coffret de 1 ou 2 mm.

Ensuite placer la pile et la partie clavier qui viendra s'appuyer sur les goujons de centrage. Vérifier que les picots des touches inférieures ne soient pas en contact avec la pile : si c'est bon, on ferme avec un serrage modéré des deux vis.

Contrôler enfin la libre course de chacune des touches.

Cet émetteur doit fonctionner du premier coup si les quelques points





mécaniques vus auparavant sont respectés.

Nous verrons en fin d'article le réglage précis de CV1.

## Réalisation du récepteur / décodeur

Réalisation beaucoup plus facile pour ce module dans la mesure où il n'y a pas d'impératifs mécaniques dus à un coffret.

Attention au sens des réseaux de résistances dont le commun est repéré par un point. Pour ces deux réseaux, le commun est réuni au plus d'alimentation et donc le point sera placé vers le bord du circuit imprimé.

Pour le réseau PR2 de 7 x 10 k $\Omega$ , l'une des résistances est inutilisée: il faudra donc couper l'une des pattes (la septième) au ras du boîtier avant insertion sur le circuit.

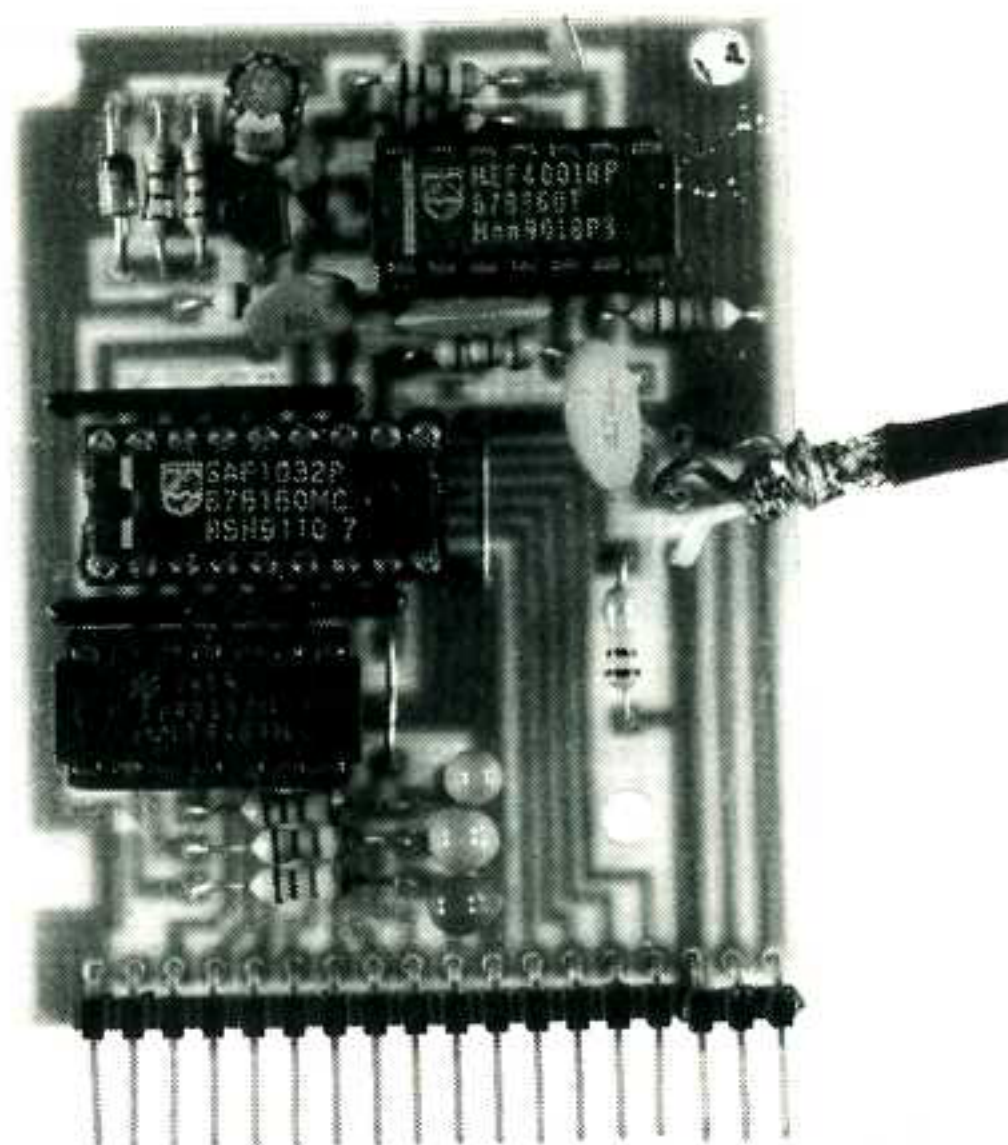
Si ce réseau de 7 x 10 k vous pose quelques problèmes, le circuit a été prévu pour accepter un autre réseau de huit résistances, la dernière restant alors également non câblée.

La pastille de fonction HOLD sera soudée ou non en fonction de l'application finale: c'est un point que nous reverrons dans les applications.

Comme nous l'avons vu plus haut, deux entrées sont possibles pour le signal de commande. La photo ci-dessus montre le module terminé avec le signal d'entrée venant de la tête infrarouge câblé à l'aide d'un fil blindé.

C'est l'entrée hors connecteur qui est utilisée dans le cas présent, laissant la possibilité de câbler une commande locale sur la carte mère qui supportera le module.

Ce module est équipé d'un connecteur en broches coudées qui permet un



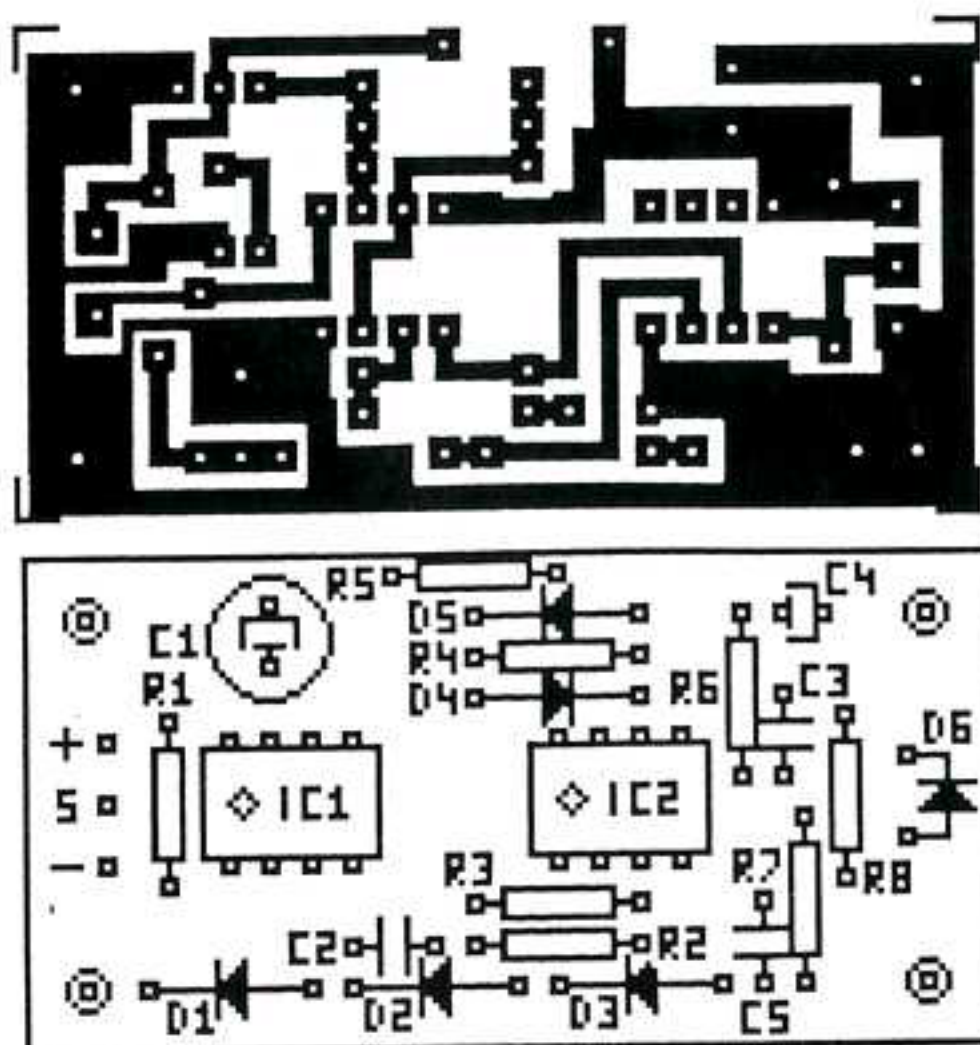
enfichage facile. Evidemment, tout autre type de connexion peut être utilisé pour son raccordement, aucune des sorties n'étant vraiment critique au point de vue blindage.

## Tête de réception infrarouge

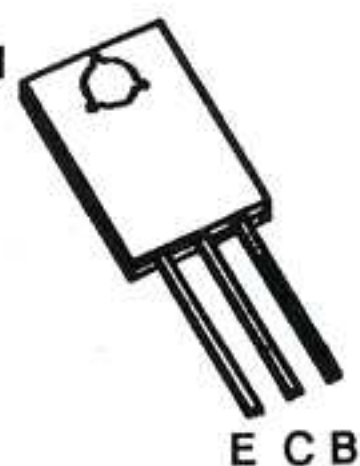
Comme pour le schéma et la liste des composants, vous retrouverez le circuit imprimé et l'implantation échelle 1 de la tête de réception infrarouge en bas de cette page.

Se reporter éventuellement au texte du numéro 7 d'HOBBYTRONIC pour les particularités de montage et la réalisation de cette partie du montage.

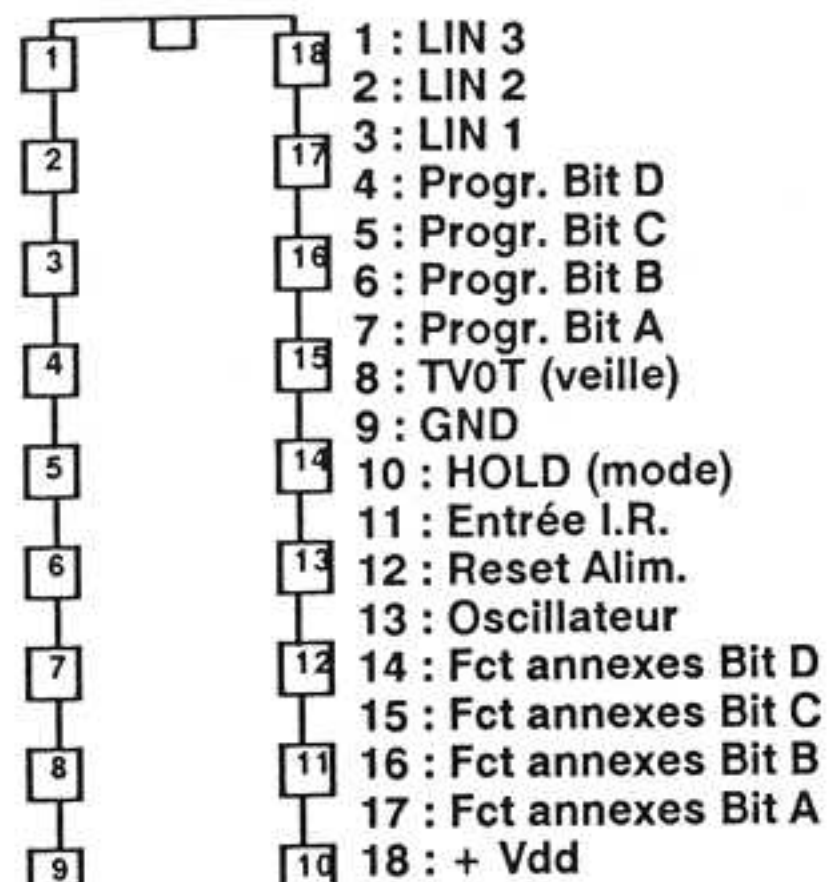
Rappelons toutefois que le point important pour cette tête de réception, qui possède un gain élevé, reste l'indispensable mise en coffret métallique (A1 TEKO). Cette mise en coffret étant le gage principal d'une sensibilité élevée.



SAF1039P

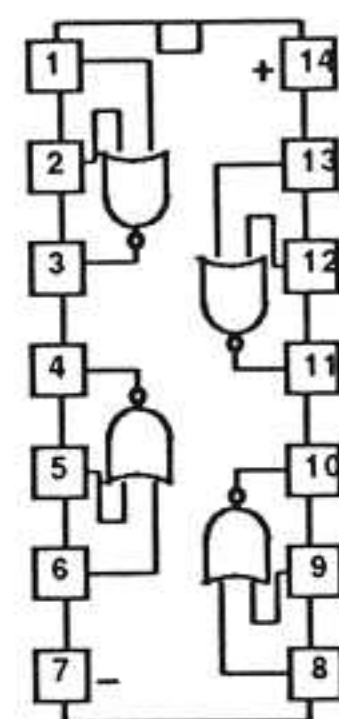


BD 679



SAF 1032P

MOS 4069



MOS 4001

BC 547 B



## MISE SOUS TENSION ET REGLAGES

Le récepteur doit être alimenté sous 9 Volts. Une simple alimentation redressée / filtrée et un régulateur 7809 suffiront pour cela.

Si l'ensemble de l'application utilisant l'ensemble de télécommande possède une alimentation par exemple de 12 Volts, la mise en série d'une diode zener de 3.3 Volts entre le plus 12 Volts et l'alimentation 9 Volts du module récepteur, est l'une des solutions qui permet de résoudre le problème pour un coût réduit.

Sur l'ensemble des montages, un seul réglage demande à être affiné: c'est la fréquence d'oscillateur de l'émetteur à l'aide de CV1.



Ce réglage n'est en fait pas trop critique et le pré-réglage de ce condensateur comme nous l'avons vu dans la réalisation de l'émetteur suffira dans la plupart des cas.

Si tel n'est pas le cas ou si l'on désire parfaire la qualité de transmission, le réglage se fera en deux étapes :

- 1 / mesure de la fréquence d'oscillateur du récepteur
- 2 / réglage de la fréquence d'oscillateur d'émetteur à 1/3 de celle relevée précédemment (Voir hobbythèque).

La mesure sur le récepteur peut être faite facilement à l'aide d'un fréquencemètre sur la patte 11 de IC3, sortie de l'oscillateur de réception ou patte 13 de IC2.

Cette mesure, après un petit calcul de division par 3, donnera la fréquence à obtenir sur l'émetteur. Elle doit être de l'ordre de 32 à 37 kHz.

Le point de mesure sur l'émetteur se situe sur la broche 9 de IC1. Le réglage sera fait en appuyant évidemment sur une touche de l'émetteur pour le mettre sous tension et en ajustant CV1 pour obtenir la valeur calculée correcte.

Utiliser de préférence un tournevis plastique pour le réglage de CV1 et une sonde x10 pour limiter les dérives de fréquences dues à la mesure.

En l'absence de cet appareillage, laisser le condensateur CV1 dans sa position médiane, ou le régler pour obtenir un temps de réponse le plus bref possible du récepteur ainsi qu'une portée optimum.

## UTILISATION

Avant de voir des applications immédiates de cet ensemble, il est indispensable de ne pas commettre d'erreurs dans le câblage du module récepteur. A cette fin, le brochage de sortie vu de face est donné en haut de page.

Les applications peuvent être très nombreuses aussi bien en domotique, en audio, TV, modélisme, etc.

Il vous est d'ailleurs possible d'équiper votre téléviseur d'une télécommande complète avec cet ensemble. Cela demande toutefois de bonnes connaissances électroniques, une documentation détaillée de votre appareil et sort, de plus, du cadre de notre journal...

Encore une fois, ce module fait partie des montages que nous aurons l'occasion de revoir ultérieurement dans des ensembles plus importants.

Votre imagination fertile vous a sans doute déjà soufflé quelques applications dans divers usages.

Pour ne pas vous laisser sur votre faim, ainsi que pour se familiariser avec ce nouveau montage et la façon d'utiliser les sorties, nous allons voir de suite quelques applications concrètes et les positions des commandes.

## APPLICATIONS

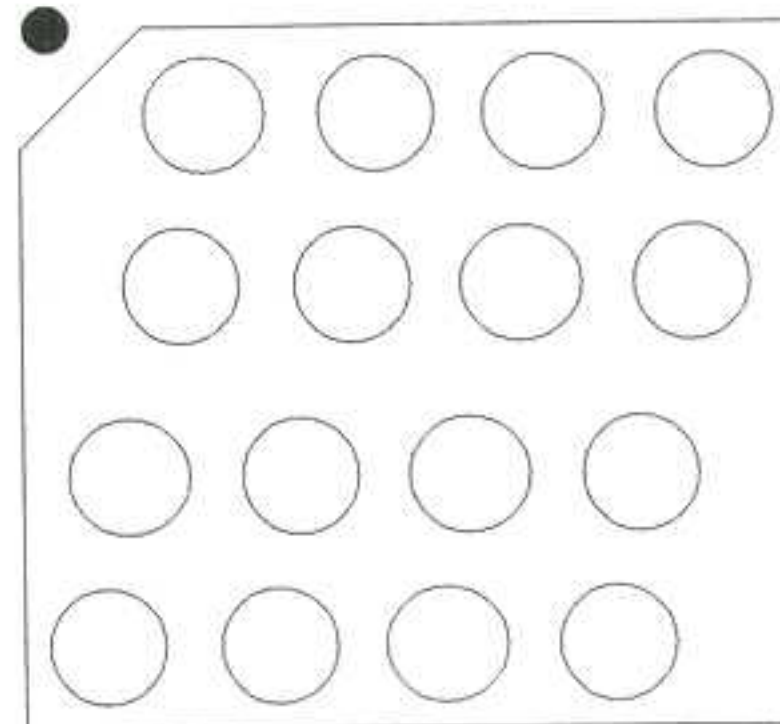
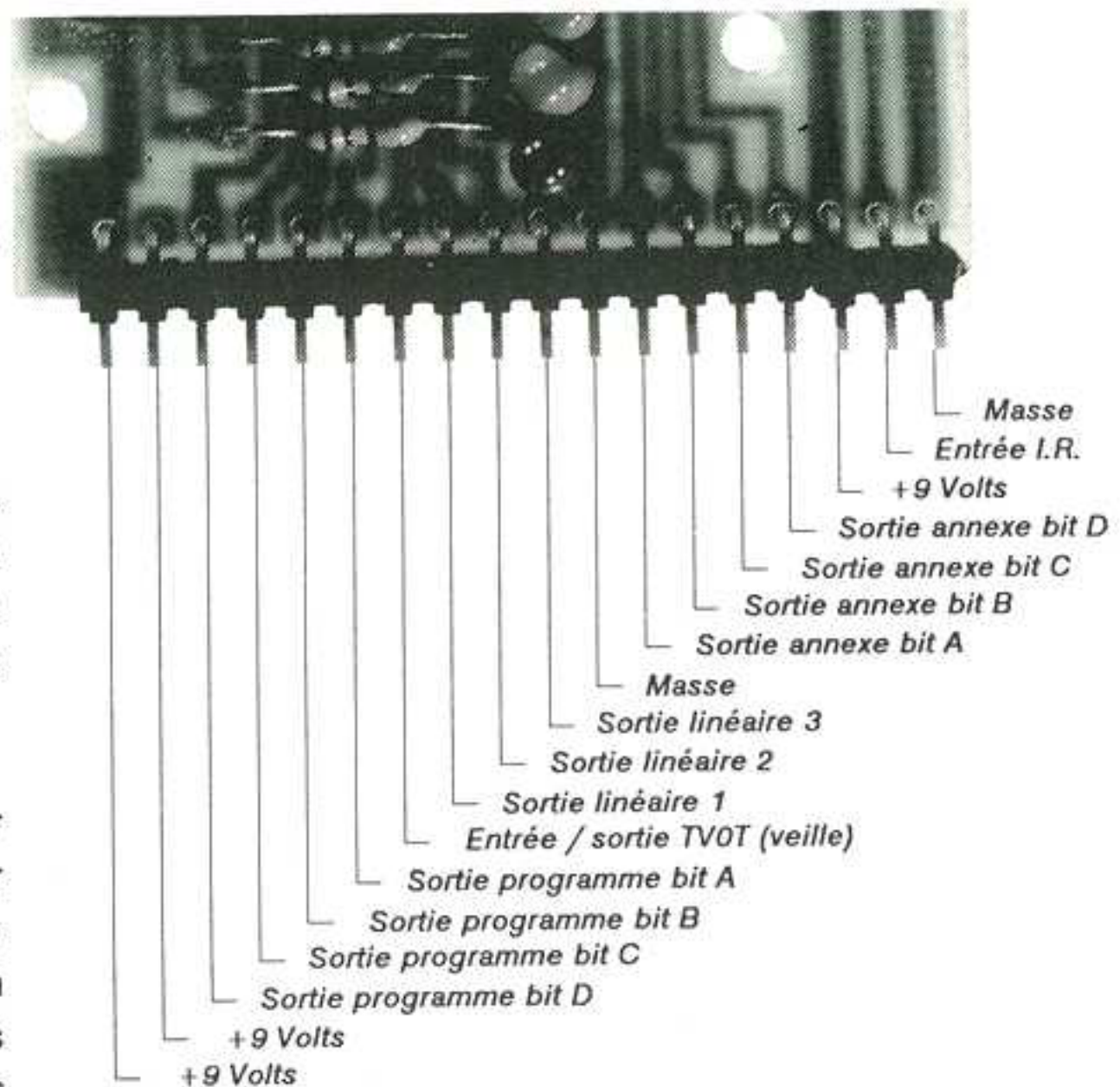
La première application de la figure ci-dessous fait appel à un autre module que nous avons déjà vu dans le numéro 7: le variateur commandé en tension.

Son adaptation est relativement simple puisque le niveau de tension de commande requis pour ce variateur est parfaitement compatible avec ceux fournis par le récepteur de télécommande.

De manière très simple, trois variateurs peuvent être montés sur les trois sorties linéaires.

TV0T est réuni à la masse afin que le récepteur soit en fonctionnement dès la mise sous tension, le mode "veille" est ainsi évité.

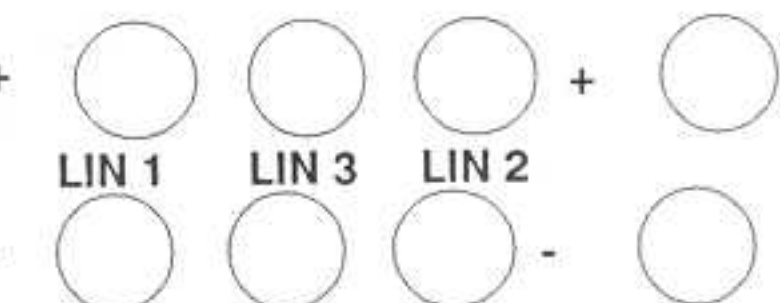
Pour régler la sensibilité du variateur, il suffit d'appuyer sur la touche "plus" du



Sélection des programmes 1 à 16.

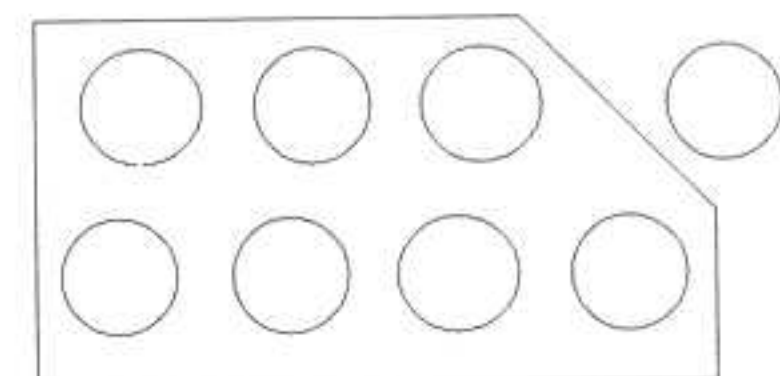
Ces touches activent les sorties binaires AP à DP.

Si le récepteur est en mode "veille", l'appui sur l'une de ces touches provoque la mise en marche du récepteur.



Réglage idéal remet les fonctions linéaires à 50 %

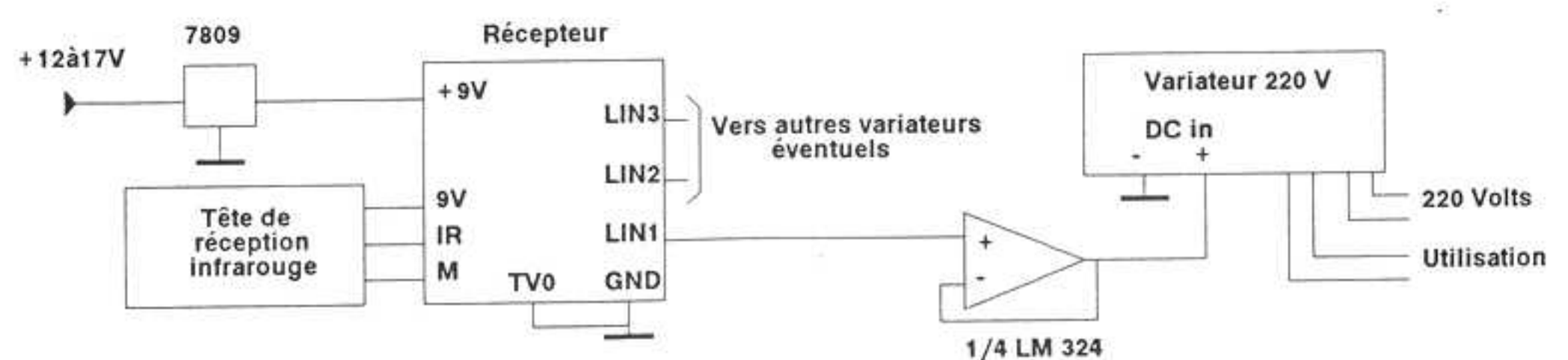
"Muting son" place LIN1 à zéro



OFF : met le récepteur en mode "veille"

7 fonctions réellement annexes. En fait, les 16 touches inférieures modifient les états binaires AS à DS

canal linéaire correspondant jusqu'à ce qu'il soit au maximum. L'ajustement du 100 % d'éclairage peut alors être fait sur la carte variateur.





La porte de LM 324, montée en suiveur, permet d'obtenir le courant de commande suffisant pour l'opto-coupleur d'entrée.

Ce LM 324 pourra également être alimenté par le 9 Volts.

Hormis les touches plus et moins de l'émetteur, la touche "muting son" entraînera l'extinction totale du variateur câblé sur LIN1 et la touche "réglage idéal" amènera les trois variateurs à un fonctionnement de 50 % d'éclairage.

Les fonctions linéaires ne sont pas d'un emploi obligatoire. Ainsi, l'exemple suivant montre comment obtenir 32 fonctions différentes en "tout ou rien".

## PILOTAGE MULTI-FONCTIONS

Pour obtenir le plein emploi des quatre bits de programme, un démultiplexeur 4 vers 16, du style MOS 4514 ou 4515, peut être utilisé.

A l'activation d'une touche de programme, la sortie correspondante du 4514 passera à "1" (à "0" pour le 4515 qui fonctionne en sortie complémentée) et y restera si la pastille H est soudée sur le récepteur.

A contrario, si cette pastille n'est pas soudée, le passage à "1" (ou à 0) n'existera que pendant l'appui de la touche correspondante.

Un 4514 (ou 15) câblé sur le second groupe de quatre bits (fonctions annexes) fonctionnera d'ailleurs de la même façon avec, par contre pour ce groupe binaire, un fonctionnement uniquement fugitif (changement d'état pendant l'appui)

Le schéma ci-dessous montre le câblage de ces éléments. Les numéros des pattes du MOS 4514 ou 4515 sont notés dans le circuit et sont identiques pour les deux types de MOS.

## FONCTIONNEMENT

En mode "veille" du récepteur de télécommande, la sortie TV0T fournit un état "1". Cet état permet de piloter l'entrée inhibition du MOS 4514, assurant sur toutes les sorties (1 à 16) un niveau "0".

Si l'on appuie sur l'une des touches programme, le récepteur est mis "hors veille", TV0T passe à l'état bas et les sortie AP à DP prennent un état binaire correspondant au programme sélectionné sur l'émetteur.

La sortie S (x) correspondante du 4514, et elle seule, passe alors à l'état "1".

Comme nous l'avons vu précédemment, si le mode HOLD est activé (pastille "H" soudée), cette sortie restera à 1 tant que l'on n'appuiera pas sur une autre touche programme.

Le schéma placé à côté du 4514 et fonctionnant avec celui-ci, est l'étage adaptateur qui permet de commander, par exemple, un relais.

Si des sorties sur seize relais sont désirées pour une application donnée, il pourra être plus avantageux de remplacer l'interface à transistor de ce schéma par un circuit spécialisé du genre ULN 2804, comportant les résistances de bases, le transistor et les diodes anti-surtensions, le tout en huit exemplaires par boîtier.

Le mode HOLD peut également être désactivé en vue d'utiliser des relais du type bi-stable (ou des relais normaux

précédés d'un montage bi-stable à circuit intégré).

Dans ce cas l'appui sur une touche programme met le relais "ON" et un nouvel appui sur la même touche permet de le remettre "OFF". C'est une première approche de domotique permettant de commander 16 ou 32 éclairages ou fonctions diverses en tout ou rien.

A noter que le double télérupteur décrit dans le numéro 7, permet cette commande en bi-stable.

Enfin, les trois variateurs vus précédemment et la commande de seize fonctions en tout ou rien est également possible par le même principe. Les sorties "programme" étant alors réservées aux fonctions logiques et les fonctions annexes aux commandes linéaires des variateurs.

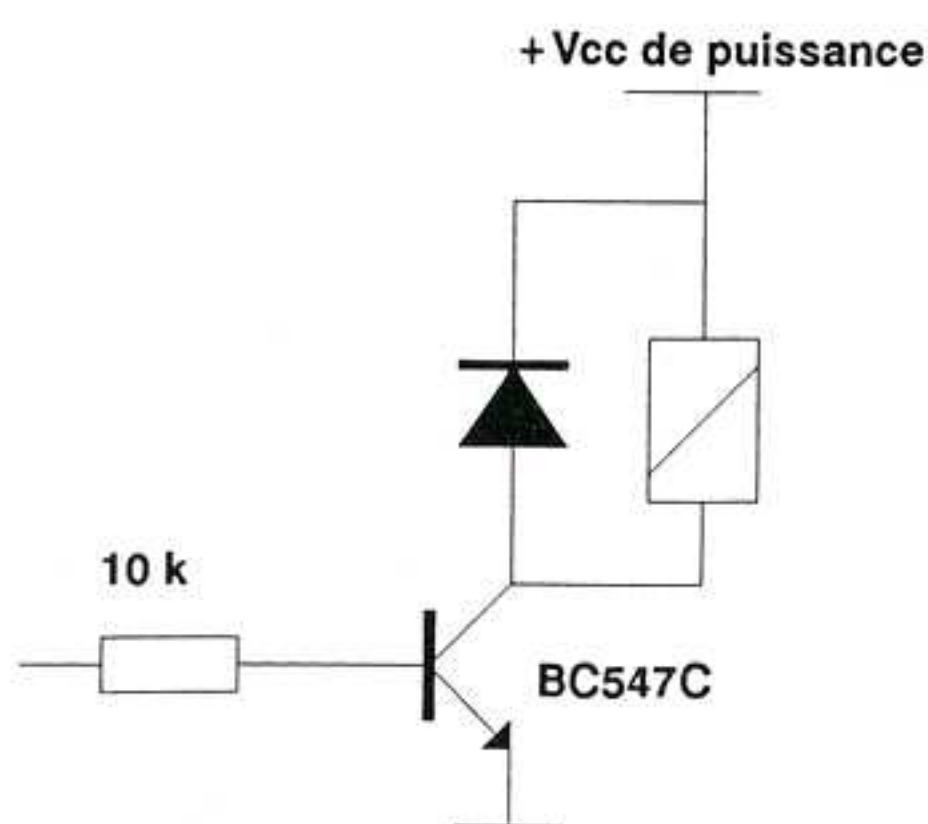
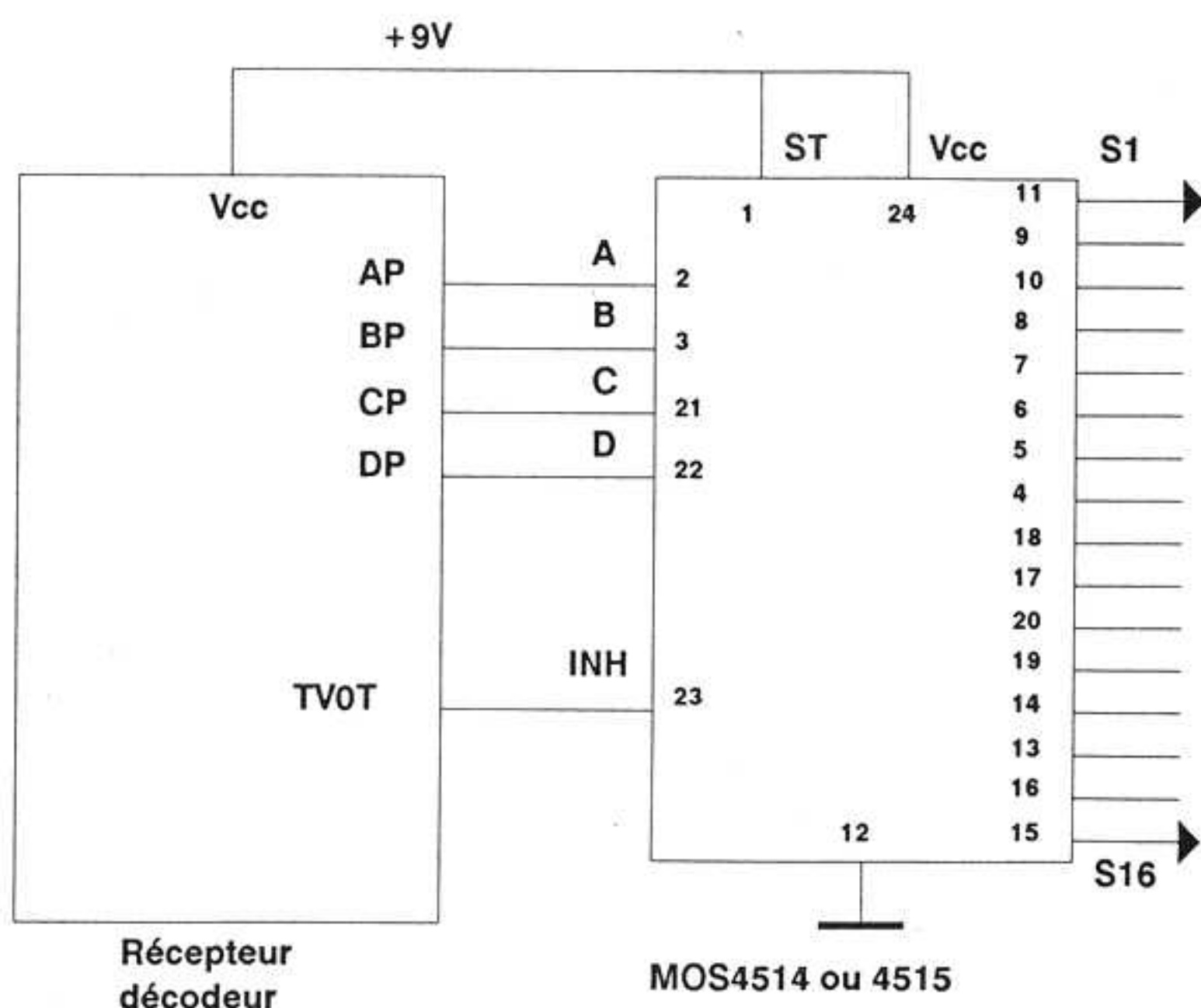
## CONCLUSION

Bien d'autres applications, utilisant par exemple les modules de correction de tonalité et d'expansion pseudo-stéréo vus dans de précédents numéros, peuvent également être mises en oeuvre.

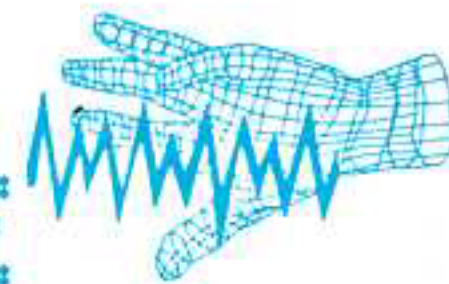
Avant d'aborder des réalisations incorporant ces deux modules et la télécommande, il nous reste toutefois à aborder ensemble dans de prochains numéros, quelques modules encore manquants et, malgré tout, indispensables.

Ces modules complémentaires permettront d'optimiser et de réaliser pour un coût limité, un ensemble audio de qualité.

J.TAILLIEZ



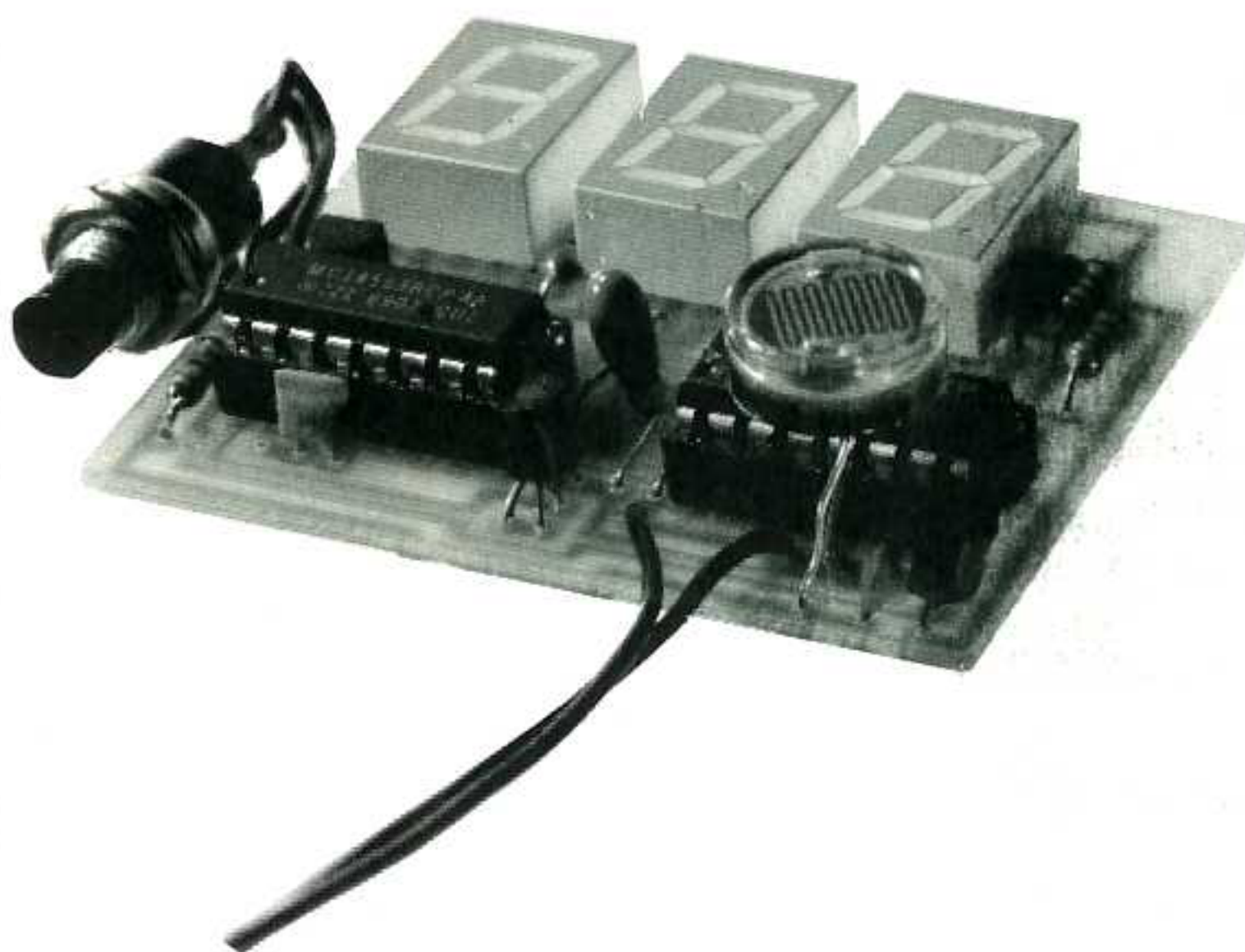




## Un compteur de passage

Le montage que nous allons voir dans cet article, consacré aux KITS initiation technologie, est un montage simple destiné à illustrer de manière divertissante le principe de comptage en électronique.

Le comptage d'événements est un domaine où l'électronique est d'un grand secours. Grâce à ses possibilités de mémorisation et de cumul, l'électronique digitale se prête parfaitement bien à ce genre d'opération. Pour s'en convaincre, il suffit de prendre les "Data Books" logiques des principaux constructeurs. Les circuits compteurs occupent une place importante aux sommaires de ceux-ci. Aussi allons voir tout de suite comment ils fonctionnent.



### Le principe des compteurs

Le principe d'un compteur logique est très simple. Il est constitué d'un ensemble de bascules câblées en série l'une derrière l'autre. Chacune de ces bascules est configurée afin de travailler en diviseur par deux. Pour pouvoir effectuer l'opération de division, la bascule doit recevoir un signal qui est appelé signal d'horloge. Pour la première bascule, cette horloge est réalisée par le signal à compter. C'est le passage de l'état bas à l'état haut qui, généralement, est pris en compte. Cette bascule donne le comptage de base. L'horloge des bascules suivantes est réalisée par la sortie des bascules précédentes. La succession ainsi réalisée transforme la seconde bascule en diviseur par deux par rapport au signal d'entrée, la troisième en diviseur par 4, la quatrième en diviseur par 8 etc, etc...

La combinaison logique de toutes les sorties permet de redonner les 16 états possibles. Elles sont souvent appelées ABCD. Ce dispositif est appelé compteur binaire. Les plus courants donnent 4, 8 ou 16 états binaires différents.

Il arrive fréquemment que le comptage doive s'opérer en décimal (10 états différents). Dans ce cas, un dispositif de remise à zéro du compteur, intégré dans le circuit, provoque une remise à zéro quand le compteur arrive à la valeur 10. Les sorties sont toujours notées ABCD. Un tel dispositif est appelé compteur "BCD" (Décimal Codé en Binaire en français)

La majorité de ces systèmes comporte une sortie "Carry Out" qui passe à l'état haut à la fin du cycle du compteur (15ème ou 9ème état). Cette sortie joue le rôle de retenue qui peut à son tour devenir signal d'horloge pour un compteur suivant. En appliquant ce principe, il est facile d'avoir un compteur pour les unités, un compteur pour les dizaines, un compteur pour les centaines, etc...

Il est évident qu'il existe d'autres sortes de compteurs. Citons au passage :

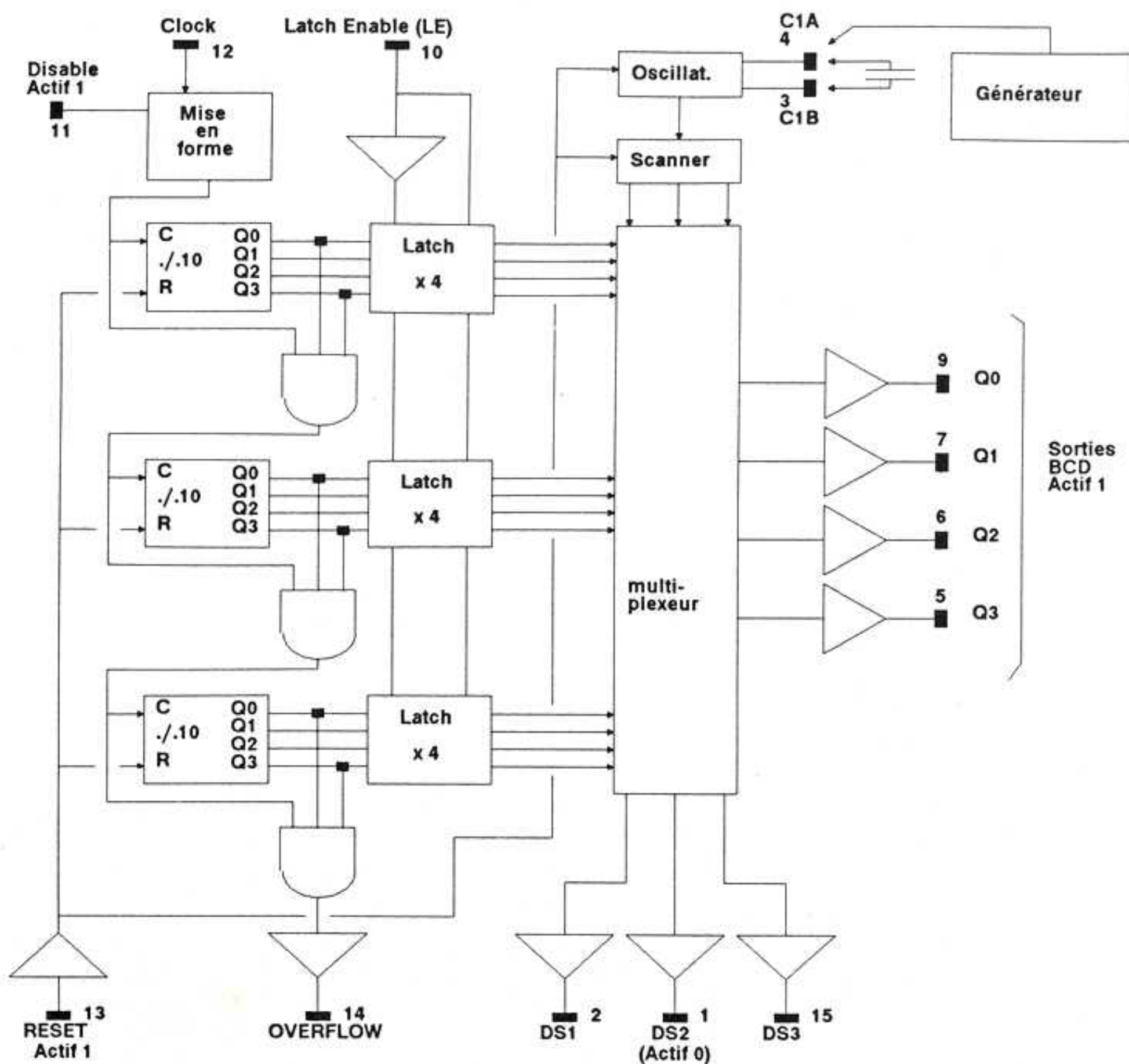
- des compteurs diviseurs par 2 et par 5 qui permettent d'obtenir toutes les combinaisons de sous-multiples de ces valeurs.
- des compteurs diviseurs par 60 très pratiques pour réaliser une horloge (Génération des minutes).
- des compteurs diviseurs par 24 (Après les minutes voici les heures).
- des compteurs diviseurs par 32768 qui permettent d'avoir une horloge stable à partir d'un quartz de 32,768kHz (Génération des secondes).

Il existe naturellement des compteurs beaucoup plus complexes qui, en plus de compter, peuvent à leur tour décompter. D'autres sont programmables pour pouvoir avoir des durées particulières.

Dans le cas de ce compteur de passage, il a été choisi de pouvoir compter jusqu'à 999. C'est à dire qu'il faut pouvoir disposer d'un compteur pour les unités, d'un pour les dizaines et d'un pour les centaines. Comme la sortie de tous ces







compteurs devra être redirigée vers des afficheurs, il faut donc trouver un composant qui renferme un maximum d'électronique dans son boîtier pour minimiser la taille du montage final (Problème principal pour tous les montages logiques). C'est donc un MOS4553 (Triple compteur par 10) qui a été choisi.

## Le circuit utilisé : le MOS 4553

La vocation première de ce circuit est la réalisation de compteurs d'événements ou de fréquencemètres.

La structure interne de ce circuit, mieux qu'un long discours, vous fera comprendre plus rapidement son fonctionnement.

La fréquence à compter est appliquée à la patte 12, CLOCK. Cette fréquence n'est prise en compte qu'à condition qu'une porte, incluse au circuit, soit fermée. Cette porte est commandée par la patte 11, DISABLE (désactivation). Le comptage s'effectue quand cette patte 11 est reliée à la masse. Dans ce cas, cette fréquence attaque une série de trois diviseurs par 10 montés en cascade. C'est le front descendant du signal d'horloge qui incrémente le compteur. L'incrémement de la décade suivante se fait de la façon suivante : Quand le compteur précédent arrive à "9", les sorties

Q0 à Q3 fournissent le code "1001". Un "ET" logique des deux "1" de ce code et de l'entrée CLOCK de l'étage précédent fournira un "1" quand la CLOCK sera à "1" puis un "0" à la descente de CLOCK. C'est ce passage de "1" à "0", front descendant, qui incrémentera la décade suivante et ainsi de suite.

La même logique, sur la dernière décade, permet de sortir un signal de dépassement (OVERFLOW) susceptible d'attaquer un deuxième circuit intégré.

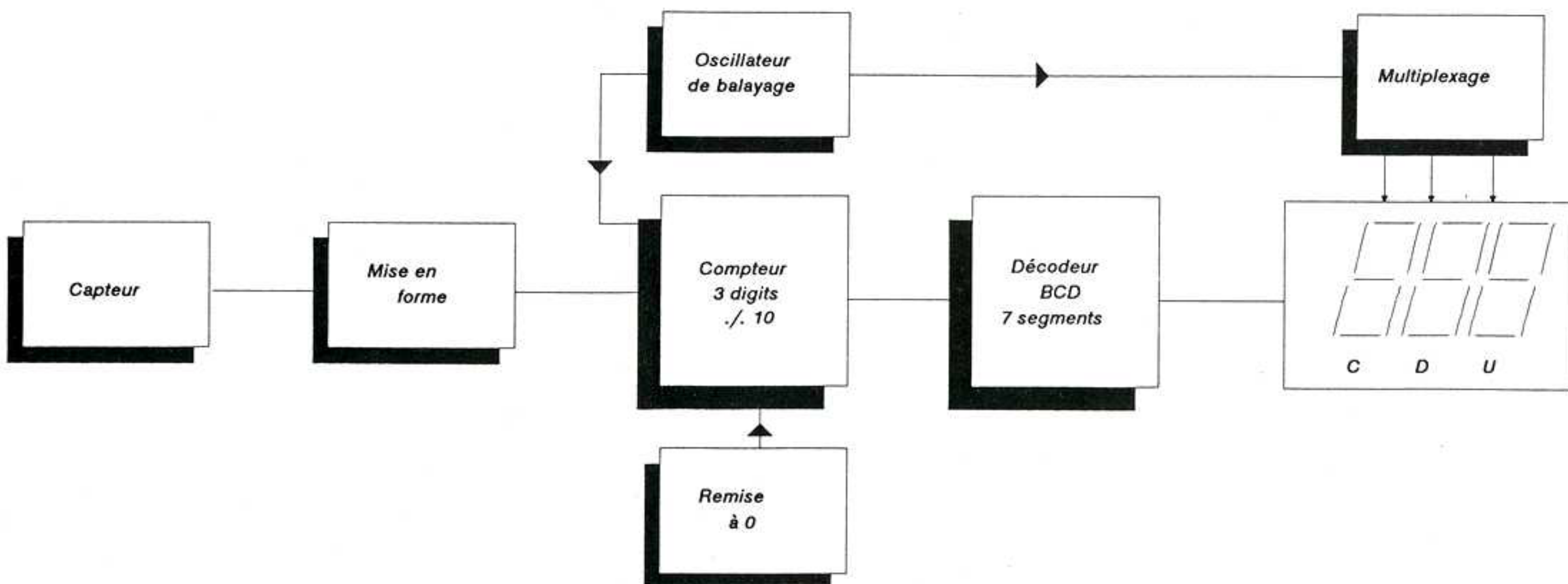
Les compteurs peuvent être remis à zéro par une commande externe de RESET, patte 13, placée à un niveau "1".

Une commande de stockage des trois compteurs permet de figer l'état des trois codes BCD à tout moment alors que le circuit continue son comptage. Cette commande, communément appelée LATCH, mémorise les codes quand on lui applique un "1" logique : patte 10. Ce circuit permet à lui seul de piloter trois afficheurs 7 segments. Il effectue cette fonction avec un nombre de sorties sur le boîtier très restreint. En effet, sont disponibles en sorties :

1 / Une sortie unique ABCD

2 / Trois sorties de commande d'afficheur.

C'est à un mode d'affichage multiplexé que nous avons affaire. Cela signifie que chaque afficheur ne sera sollicité qu'un tiers du temps. A chaque instant, le circuit va fournir le code BCD en sortie correspondant à la sortie DS (Digit Select) concernée. Dans cette application, deux digits seulement seront utilisés, soit 66 % du temps total. Ce multiplexage est cadencé par un oscillateur compris lui aussi dans le même boîtier.





## Synoptique

Le synoptique de ce montage montre son extrême simplicité.

Un capteur (LDR, interrupteur, etc) fournit un signal qui est appliqué sur un étage de mise en forme. En sortie de celui-ci, le signal d'horloge est disponible pour venir attaquer la série des trois compteurs par 10.

L'oscillateur de balayage qui commande le multiplexage des trois afficheurs valide la sortie du compteur correspondant à celui qui doit être affiché.

Un décodeur BCD, 7 segments convertit les signaux de sortie en informations exploitables par les afficheurs.

Un circuit de réinitialisation permet de relancer le comptage à partir de zéro sans avoir eu besoin d'atteindre les 999.

## Le schéma de détail

On retrouve sur ce schéma la même disposition des éléments que sur le synoptique.

La fréquence de balayage est déterminée par C2 à environ 1200 Hz et pilote les sorties DS1, DS2 et DS3 de

commande des afficheurs à cathodes communes.

La patte 11 étant à la masse, le comptage est permanent. Le signal issu du capteur, polarisé par la résistance R1, est appliqué à la patte 12 d'entrée de comptage.

L'interrupteur SW1, lorsqu'il est appuyé, vient appliquer un état 1 sur l'entrée RESET. Cela provoque la remise à zéro des trois compteurs par 10 du MS4553. La résistance R2 permet d'assurer un état bas quand SW1 est ouvert.

L'affichage étant multiplexé, un seul décodeur BCD / 7 segments est nécessaire : travail confié à IC2 MOS 4511.

Les transistors T1, T2 et T3 commandent les cathodes de chaque afficheur au moment où les codes des segments A à G fournis par le 4511 correspondent au digit concerné.

La fréquence de commutation entre chaque afficheur est telle que c'est la persistance rétinienne qui fait la synthèse de la lumière émise et évite une sensation de scintillement.

La patte 10, "LE" LATCH des codes des trois compteurs, est ici inutilisée puisque le comptage est permanent : elle est donc réunie à la masse. A noter que cette commande de LATCH existe également sur le décodeur 7 segments et, pour les mêmes raisons que ci-dessus, est reliée à la masse.

La patte 3, "LT" du décodeur 7 segments correspond à une commande "LAMP TEST" qui permet de contrôler les afficheurs en éclairant tous les segments : non utilisée encore ici, elle est reliée au plus d'alimentation. De même, l'affichage est permanent. L'entrée BI du décodeur est donc reliée au plus de l'alimentation.

Les résistances R3 à R9 servent à limiter le courant qui circule dans les afficheurs.

## Liste du matériel.

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt 5%.

R1 2,7 k $\Omega$  Rouge-Violet-Rouge  
R2 22 k $\Omega$  Rouge-Rouge-Orange  
R3 à R9 1,2 k $\Omega$  Marron-Rouge-Rouge

C1 100 pF céramique  
C2 2,7 nF céramique  
C3 10 uF tantale goutte

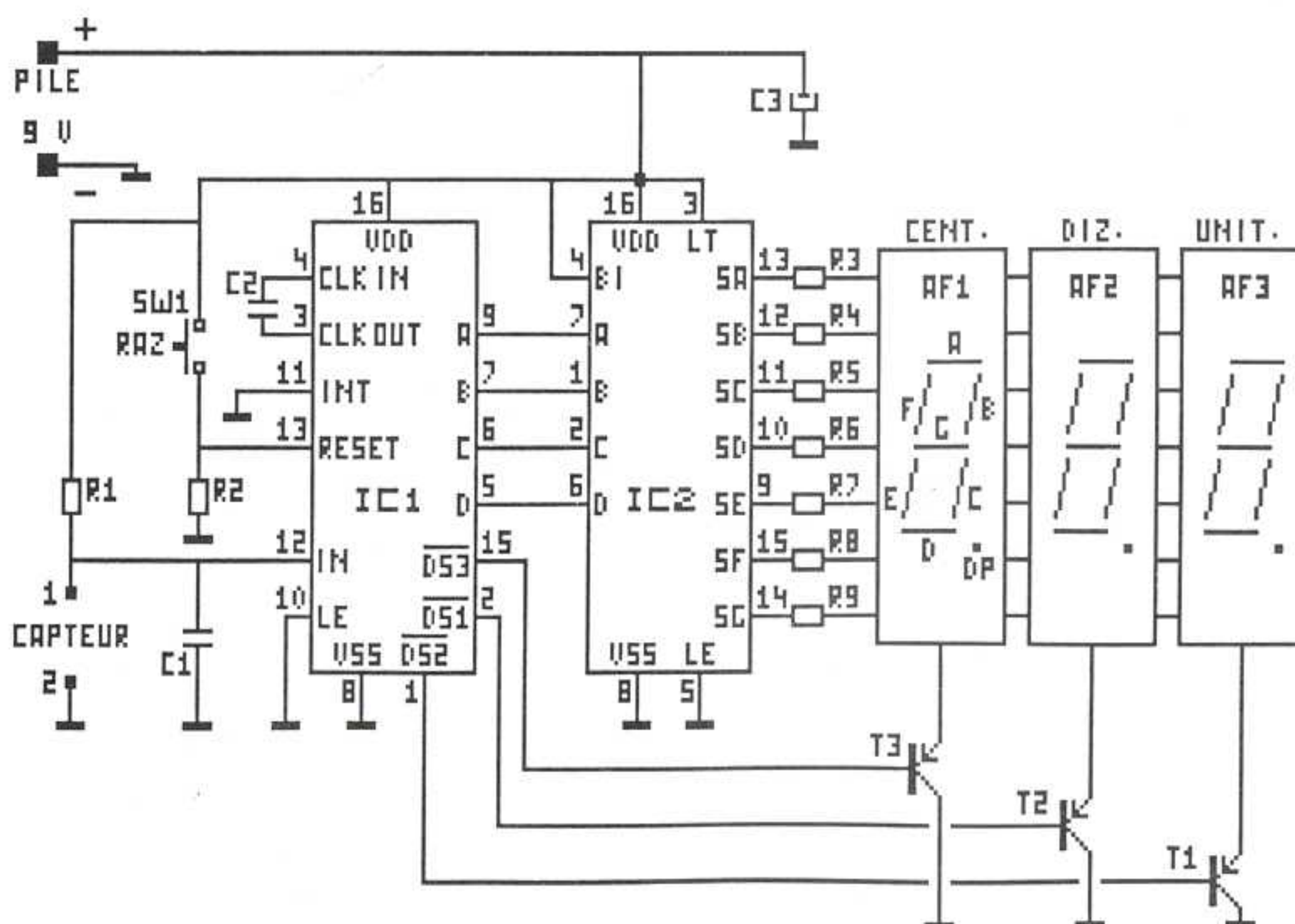
IC1 MOS 4553  
IC2 MOS 4511

AF1 à AF3 Afficheurs 13 mm cathode commune (Ex : TDSR5160 Tfk)

T1 à T3 BC 557 B

SW1 Poussoir simple contact ouvert au repos

1 Capteur LDR05  
1 Coupleur de pile 9 Volts





## Réalisation

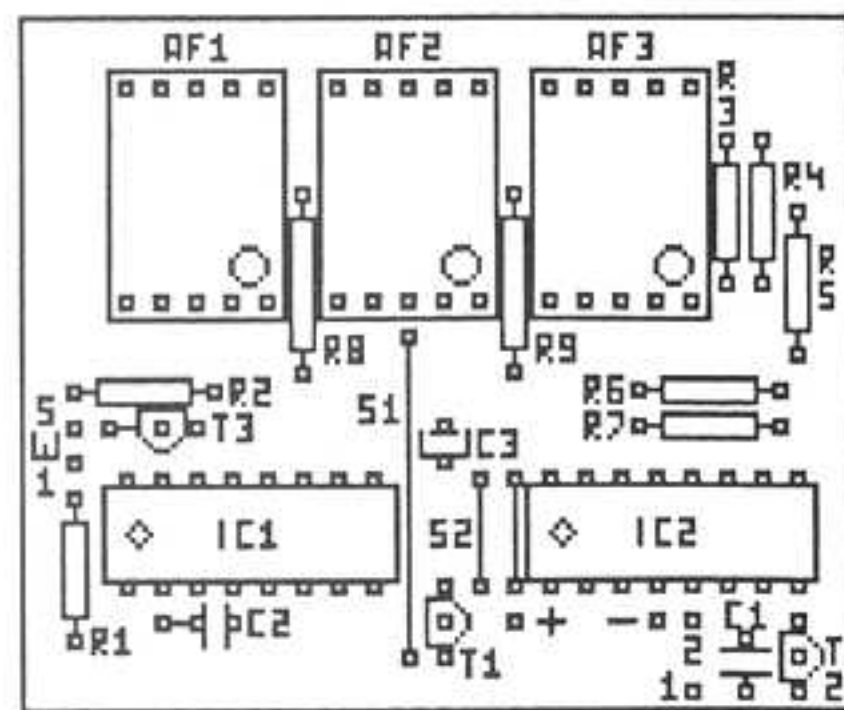
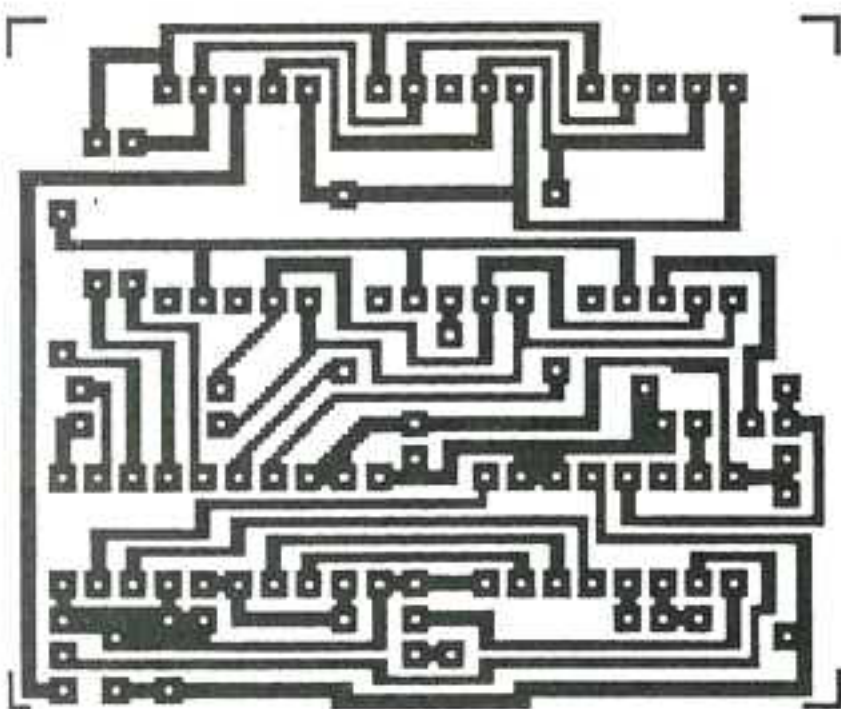
La réalisation complète prend place sur un seul circuit imprimé.

Ce circuit, donné à l'échelle 1, est dimensionné pour s'intégrer dans un coffret P962 demi-opto de chez DIPTAL avec logement de pile 9 Volts.

Seuls les afficheurs, que l'on montera en dernier, pourront être rehaussés afin de venir en "à fleur" de la partie transparente du coffret et ce, grâce à des supports à wrapper. Un interrupteur général de marche pourra être ajouté dans l'un des fils du coupleur de pile.

Veiller sur ce circuit imprimé relativement "serré" à ne pas faire de court-circuits entre pattes ou pistes voisines. Respecter également le sens des circuits, afficheurs et condensateurs polarisés comme de coutume.

Ne pas oublier le montage des 3 straps S1, S2 et S3 qui ne sont pas donnés dans la liste des composants.



Le poussoir SW1 pourra également être relié au circuit à l'aide de queues de résistances.

## Exemples de capteurs et exemples d'utilisation

L'entrée capteur du montage est conçue pour pouvoir recevoir une multitude de capteurs pour le commander. La résistance R1 remplit deux rôles différents. Le premier est de créer la polarisation du capteur qui est branché sur l'entrée (Cas pour une LDR, une photo-diode, un photo-transistor, etc). Le second est de fournir un état logique haut sur cette entrée (Cas pour un interrupteur par exemple). La valeur de R1 doit être réadaptée en fonction du type de commande.

### Idées de montages

Cette particularité permet d'imaginer bon nombre d'applications pour cette réalisation. Rien n'empêche de concevoir un circuit de commande lui-même déjà composé de circuits logiques. Dans ce cas la résistance R1 doit être retirée ou adaptée en valeur. Le circuit devient alors un simple élément de comptage et assure la visualisation du résultat.

Une autre possibilité est de venir le piloter par un circuit comparateur à collecteur ouvert (LM339 par exemple). Cette astuce permet de transformer le montage en détecteur d'anomalies. Un exemple tout bête! Prenons comme capteur une simple sonde de température. Celle-ci délivre une tension proportionnelle à la température du corps qu'elle mesure (Température d'une pièce par exemple). Cette tension variant linéairement et étant relativement faible, il n'est pas question d'attaquer le compteur directement. L'utilisation d'un comparateur permet de détecter des seuils qui seront considérés comme des limites de mesure. En introduisant un hystérésis, le basculement du comparateur est franc et génère ainsi des impulsions parfaitement utilisables par le compteur. Ce petit montage permet donc ainsi de mesurer combien de fois, dans un intervalle de temps donné, la température a dépassé le seuil de mesure.

Ce principe peut parfaitement être appliqué à tous les capteurs linéaires qui peuvent exister (Température, pression, hygrométrie, vitesse, déformation, etc.).

Une autre idée d'utilisation. Grâce à l'utilisation d'un transformateur, il est possible de récupérer un signal qui est l'image de ce qui se passe sur le secteur. En utilisant la même astuce qu'au paragraphe précédent, il est possible de venir mesurer les surtensions qui existent sur le secteur.

### Idées de capteurs

Les capteurs qui peuvent être montés directement doivent fournir une variation suffisamment franche pour pouvoir être prise en compte par le montage. D'autre part, elle doit avoir une amplitude en relation avec la tension d'alimentation du compteur.

### La LDR

La LDR (Light Decreasing Resistor) est un capteur dont sa résistance est fonction de l'éclairage qu'elle reçoit. Elle passe de quelques centaines d'ohms (Quand elle est éclairée) à quelques dizaines de kilo-ohms quand elle est dans le noir. En adaptant la valeur de la résistance R1, il y a moyen d'avoir un diviseur potentiométrique dont la tension est en relation avec l'éclairage. En faisant varier celui-ci très rapidement, il est alors possible de recueillir un front sur le point commun résistance - LDR. Ce front permet d'activer directement le compteur (grâce au circuit de mise en forme qu'il comporte). Ce type de capteur réalise une commande optique du montage.

### Les photo-diodes et photo-transistors

Le comportement de ces dispositifs peut être assimilé à celui de la LDR hormis que le montage n'est plus un diviseur potentiométrique. La résistance sert uniquement à polariser l'ensemble du dispositif. La tension aux bornes du capteur est directement fonction de l'éclairage qui lui est appliqué. Les fronts de commutation sont alors encore plus francs que sur la LDR. Ce genre de composants nécessite par contre une source de lumière ponctuelle (focalisation de la lumière sur le capteur par une lentille montée sur le boîtier). L'excitation de ces capteurs est d'autant meilleure que la longueur d'onde utilisée pour commander ces composants est proche des infra-rouges. Pour résoudre ces problèmes d'alignement et de longueur d'onde, il existe des opto-coupleurs dont la commande est effectuée par une led infra-rouge, l'alignement obtenu par la forme du boîtier et où une palette vient obturer la fenêtre d'éclairage (CNY36).





## L'interrupteur

Le capteur peut tout bonnement être un simple interrupteur. L'avantage de celui-ci est de fournir des fronts de commutation qui ne posent pas de problèmes. Malheureusement, c'est un dispositif mécanique. La manoeuvre du contact s'accompagne d'un phénomène appelé rebond. Et ces rebonds deviennent alors autant d'impulsions qui sont prises en compte par le compteur. Pour éliminer un tel inconvénient, un condensateur de 100 nF, monté en parallèle sur l'interrupteur, permet de gommer ce défaut. Un interrupteur à bascule classique ne peut pas convenir puisqu'il nécessite une intervention manuelle pour provoquer le basculement. C'est donc un interrupteur du type pousse-contact qui doit être utilisé. Celui-ci peut, par exemple, être monté sur une porte et compter ainsi le nombre de fois que celle-ci a été ouverte. Un interrupteur à palette peut également simplifier la partie montage et compter le nombre de passages d'objets roulants ou tournant (arbre d'un moteur électrique muni d'une came). Une méthode qui peut s'assimiler à la fermeture d'un interrupteur est l'utilisation d'un contact de relais. Cette méthode est à envisager quand l'élément à contrôler est alimenté par une tension incompatible avec ce montage (Secteur par exemple).

## L'ILS

Ce capteur peut être assimilé à l'interrupteur vu précédemment. La différence réside dans sa commande de fermeture (ou d'ouverture). Si, sur un interrupteur, celle-ci est manuelle (ou mécanique), sur un ILS, elle est provoquée par l'action d'un aimant sur la palette de contact. Il va de soi que le condensateur d'anti-rebond est également nécessaire.

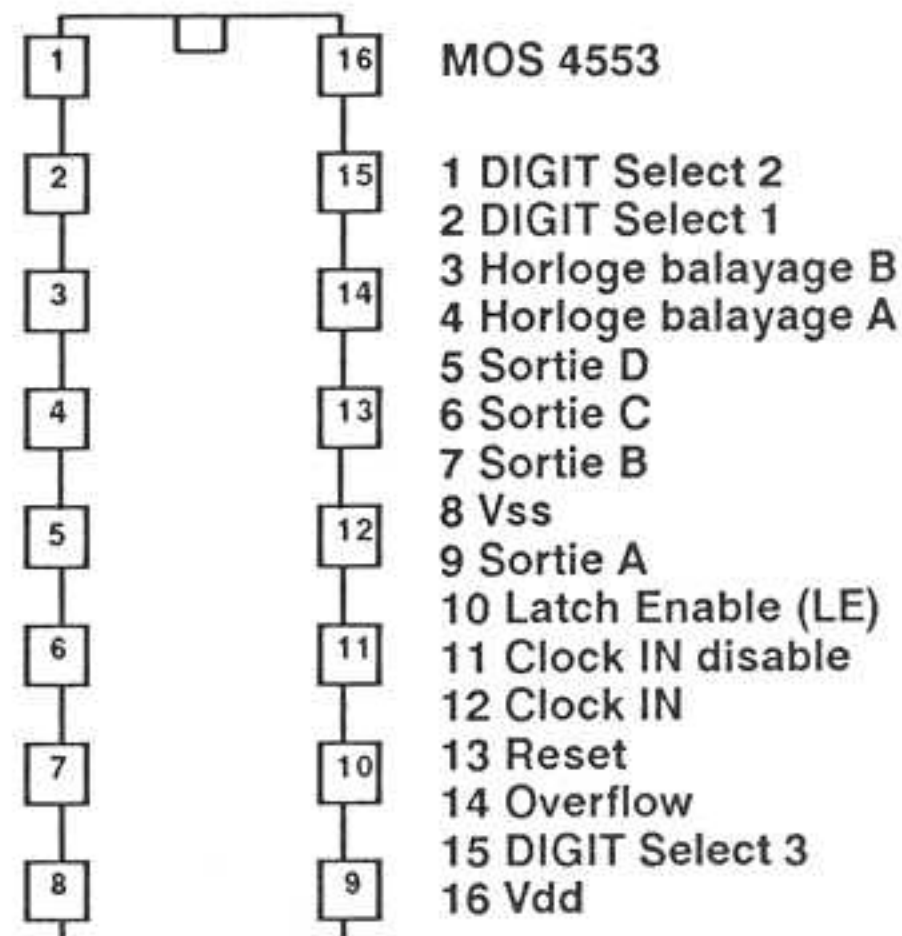
Dans l'idée des commandes d'interrupteurs d'un type particulier, il peut être ajouté les détecteurs de chocs et les détecteurs d'inclinaison. Les détecteurs de chocs sont constitués d'une lamelle de contact rappelée en position repos par un ressort. Sur cette lamelle, une petite masse vient amplifier les phénomènes d'inertie. Un choc provoque, grâce à cette masse, la fermeture du contact électrique.

Les détecteurs d'inclinaison sont constitués tout simplement d'un interrupteur à mercure. Le mercure étant liquide, il se déplace facilement dans son ampoule de verre et à partir d'un certain angle de cette ampoule, le contact électrique entre les deux électrodes n'est plus assuré.

D'autres types de capteurs peuvent être montés du moment qu'ils arrivent à

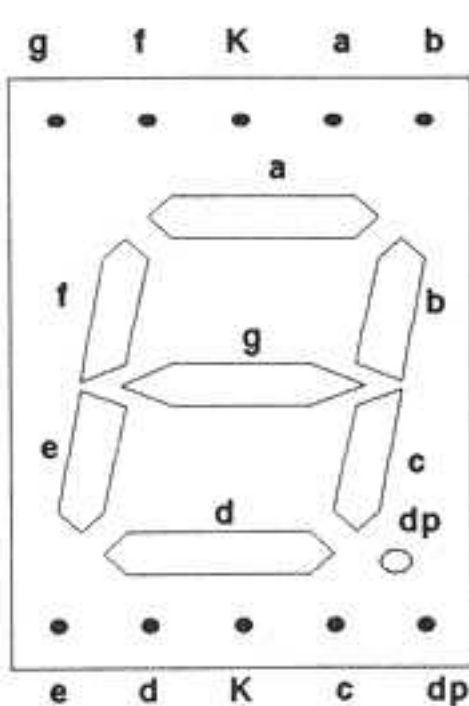
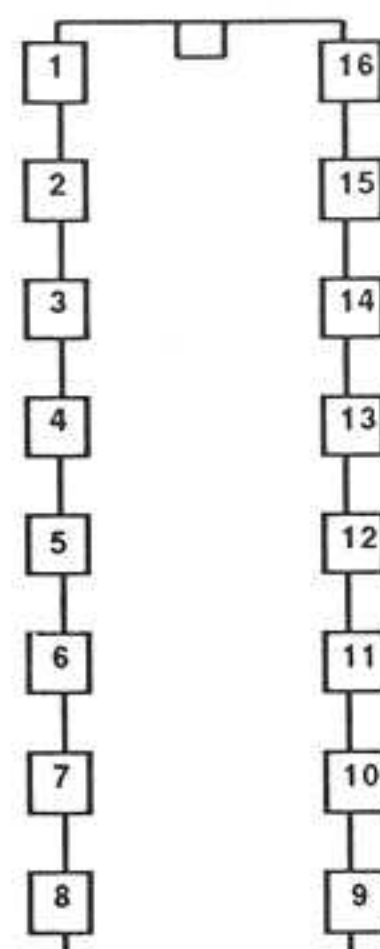
respecter les seuils logiques du compteur pour que les impulsions puissent être réellement prises en compte. Si ce n'est pas le cas, il faut impérativement passer par une électronique de correction ou de mise en forme qui remplira les conditions nécessaires de détection. Dans cette catégorie, nous trouvons tous les capteurs linéaires qui ne peuvent pas recevoir de variations rapides instantanées (la température est un excellent exemple).

## Brochages



## MOS 4511

- |   |    |
|---|----|
| 1 | 16 |
| 2 | 15 |
| 3 | 14 |
| 4 | 13 |
| 5 | 12 |
| 6 | 11 |
| 7 | 10 |
| 8 | 9  |
- 1 Entrée B
  - 2 Entrée C
  - 3 LT (Lamp Test)
  - 4 BI(Blanking)
  - 5 LE Latch Enable
  - 6 Entrée D
  - 7 Entrée A
  - 8 Vss
  - 9 Segment e
  - 10 Segment d
  - 11 Segment c
  - 12 Segment b
  - 13 Segment a
  - 14 Segment g
  - 15 Segment f
  - 16 Vdd



## BC 557 B



## Conclusions

Ce montage relativement simple, est une toute petite approche du monde de la logique. Il a permis en tout cas de comprendre principalement un circuit d'une complexité moyenne, qu'est le MOS 4553 dans sa fonction de comptage.

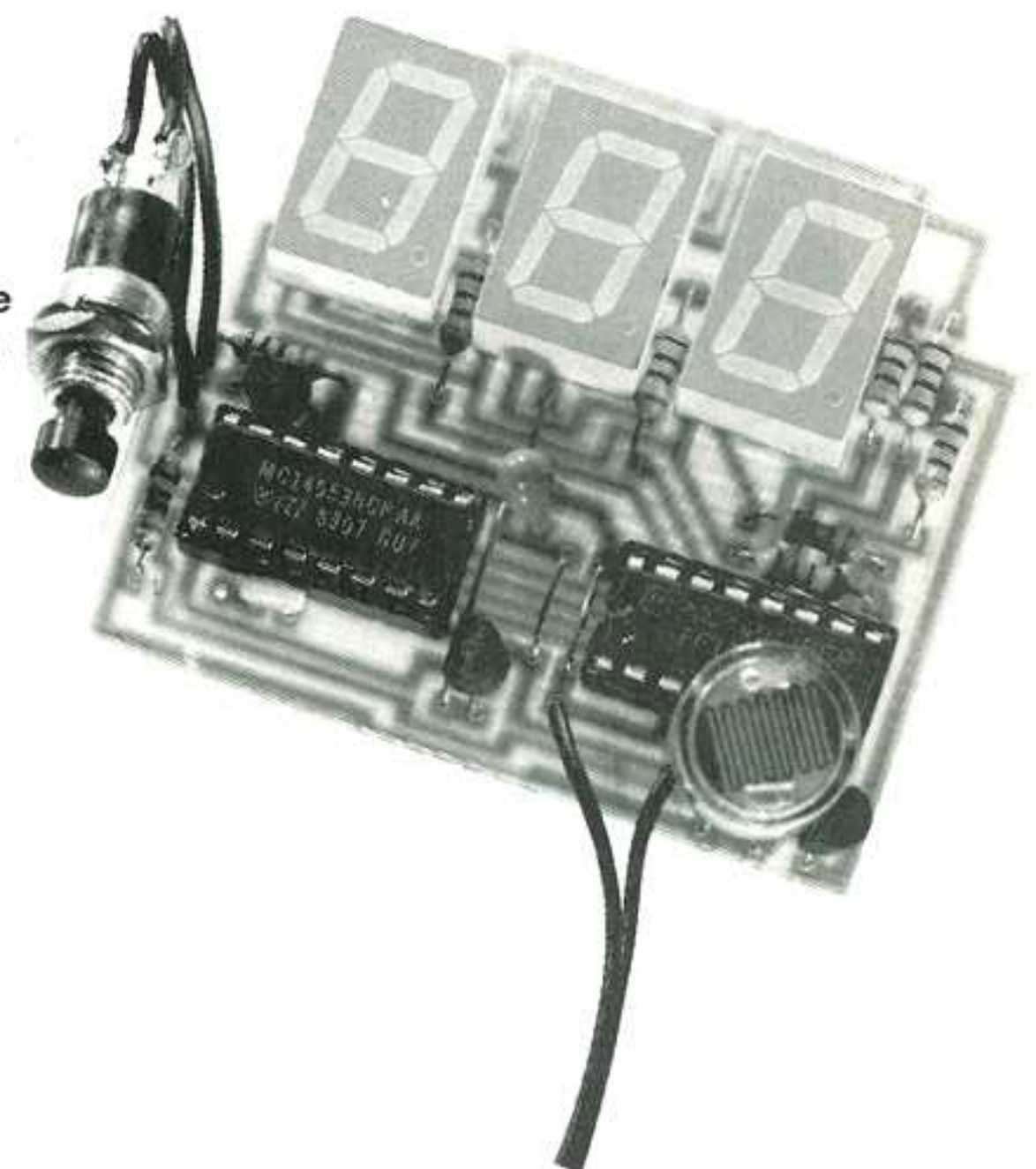
Les compteurs en électronique digitale couvrent de nombreux domaines d'utilisations. Il est possible de les utiliser à d'autres fins que celle d'opérer à des comptages. Leur second domaine (Sinon le premier) est leur utilisation en diviseurs qui permet de délivrer des horloges de différentes fréquences.

Ce petit montage équipé d'une LDR peut très simplement être monté sur un "circuit 24" et remplacer avantageusement le compteur mécanique dont la précision et la durée de vie ne sont pas les qualités premières. L'affichage optoélectronique permet en plus de visualiser très facilement les résultats.

Couplé à une perceuse, ce montage permet de compter le nombre de tours réalisés et ainsi faire une bobineuse de précision (Pour ceux qui aiment se faire des selfs ou des transformateurs).

Après toutes ces explications, il est temps de passer à la pratique. Alors "bon comptage"!

E. DERET



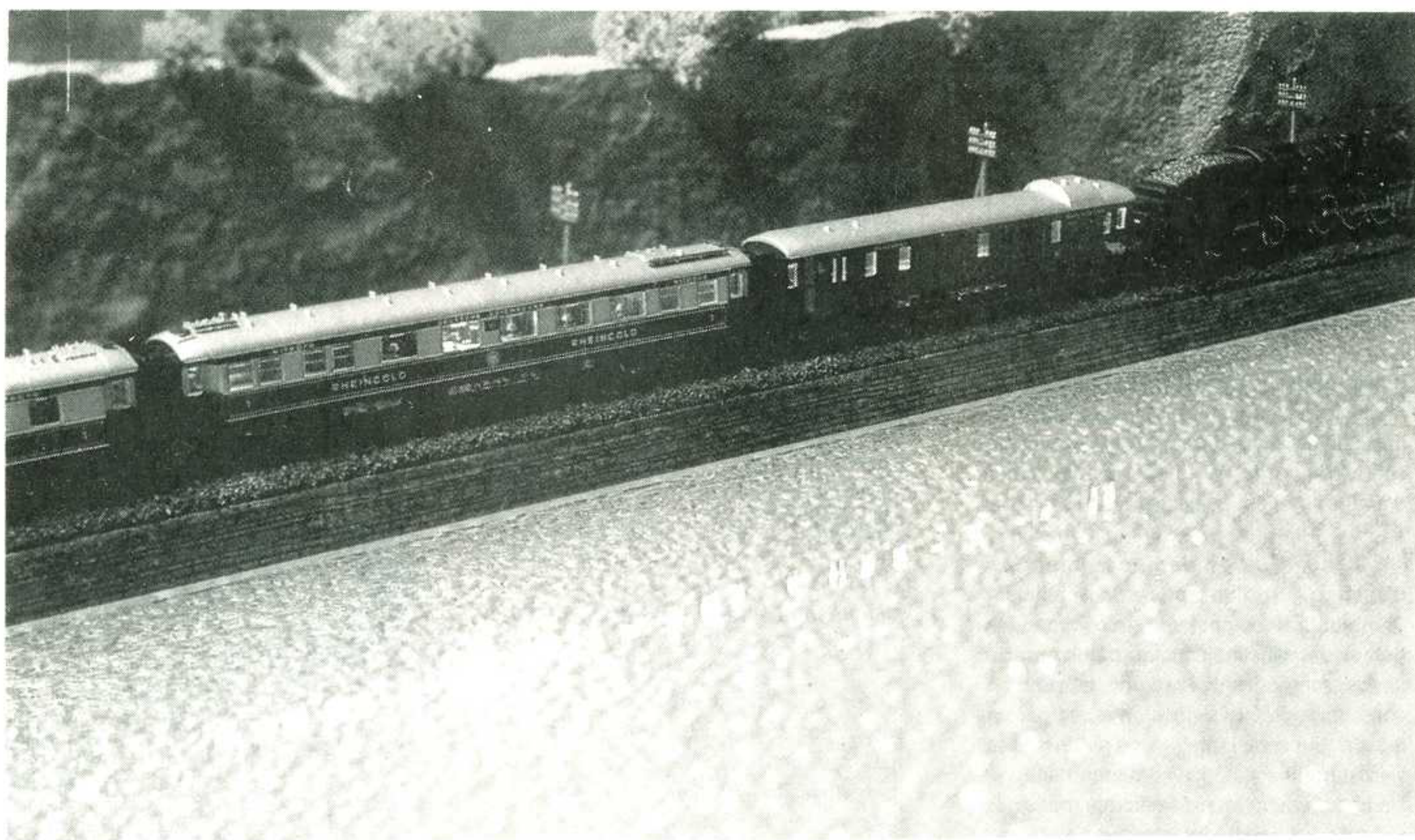


# COMMANDE D'ECLAIRAGE de convoi pour réseau ferré miniature indépendante du courant de traction

Cette réalisation constitue le second volet de notre système de gestion de réseau ferroviaire. Elle apporte sa solution, simple et peu coûteuse, au problème posé par l'éclairage des convois qui DOIT être indépendant du courant de traction.

En effet, le train doit pouvoir rester illuminé à l'arrêt en gare ( ou ailleurs ) et l'intensité doit rester constante quelque soit sa vitesse. Ce montage prévoit un réglage de celle-ci, pour accentuer encore le réalisme de votre projet. Bien entendu la compatibilité avec la commande de traction est totale et leur intégration au sein du projet global de gestion garantie.

A la nuit tombée, le TRANSSIBERIEN illuminé lentement se glisse....



## Caractéristiques générales

Alimentation secteur

Sortie tension sinusoïdale à 20 kHz

Ajustable de 0 à 35 volts crête-crête, soit 0 à 12 volts efficaces

Sortie entièrement protégée contre les courts-circuits et l'emballement thermique





## Principe de fonctionnement

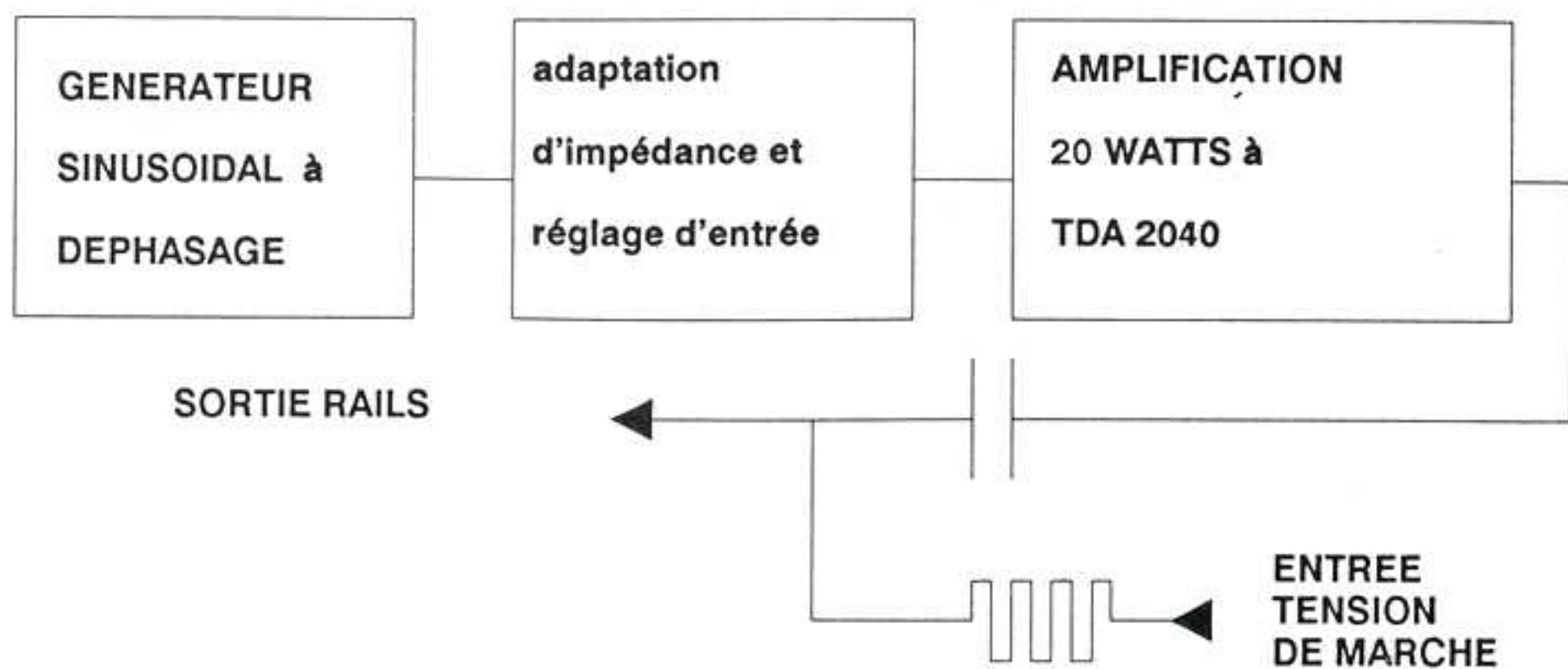
Le courant de traction, continu ou pulsé à 75 Hz, parvient également aux lampes d'éclairage du convoi, et sans modifications, leur intensité varie en fonction de la puissance de marche. Pour rendre la lumière indépendante des variations de marche, notre idée consiste à utiliser pour l'éclairage une fréquence largement supérieure, de l'ordre de 20000 Hz. Celle-ci, mélangée à la tension de traction, ira alimenter les circuits des ampoules. Un condensateur de valeur appropriée, viendra bloquer, dans ce circuit, toute tension inférieure à 1000 Hz, et laisser passer le 20 KHz.

Les motrices, quant à elles, resteront insensibles à une telle fréquence, et le mouvement des convois ne sera pas affecté par la puissance de l'éclairage.

En sortie, un condensateur permet la transmission aux voies du signal aligné sur la masse et d'isoler le montage de tout retour continu ou basse fréquence.

La tension de traction est mélangée, au travers d'une self de forte valeur, au signal d'éclairage afin d'aboutir à son tour aux rails. Cette self empêche la haute fréquence de venir perturber la génération du courant moteur.

Un générateur sinusoïdal à 20 KHz fournit un signal à un amplificateur 20 watts, capable de fournir, s'il le faut, 4 Ampères sous 35 volts crête-crête. Un réglage de la tension d'entrée de l'amplificateur à gain fixe, permet d'en faire varier la sortie, et donc l'intensité de l'éclairage en final.



## Le schéma en détail

### L'oscillateur

Le générateur sinusoïdal est du type oscillateur à déphasage, dont le principe est, par chance, abordé page 11 et 12 de ce même numéro. Le choix de R8 à R10 de 10 K $\Omega$  et de C3 à C5 de 1500 picoF (1,5 nF) nous donnera la fréquence de l'ordre de 20 KHz. L'ajustable AJ1 permet de peaufiner la symétrie de la sinusoïde ( et de faire osciller le montage ).

Un étage à transistor monté en collecteur commun réalise l'adaptation d'impédance indispensable avant l'entrée de l'amplificateur. Un potentiomètre P1 permet de régler l'amplitude du signal avant l'attaque du TDA 2040, dont le gain est figé.

### L'amplificateur

C'est donc un classique de la série des TDA qui a été sélectionné pour réaliser l'amplification du signal : le TDA 2040. Il est capable de supporter les 20 watts et il est entièrement protégé contre les

courts-circuits et l'emballement thermique, ce qui nous facilite beaucoup la tâche. Il ne requiert que peu de composants externes et sa bande passante est plus que suffisante pour nos 20 KHz.

Le montage amplificateur est une application classique des TDA pentawatts abordée par ailleurs en HOBBYTHEQUE dans ce même numéro.

Quelle organisation !

### L'alimentation

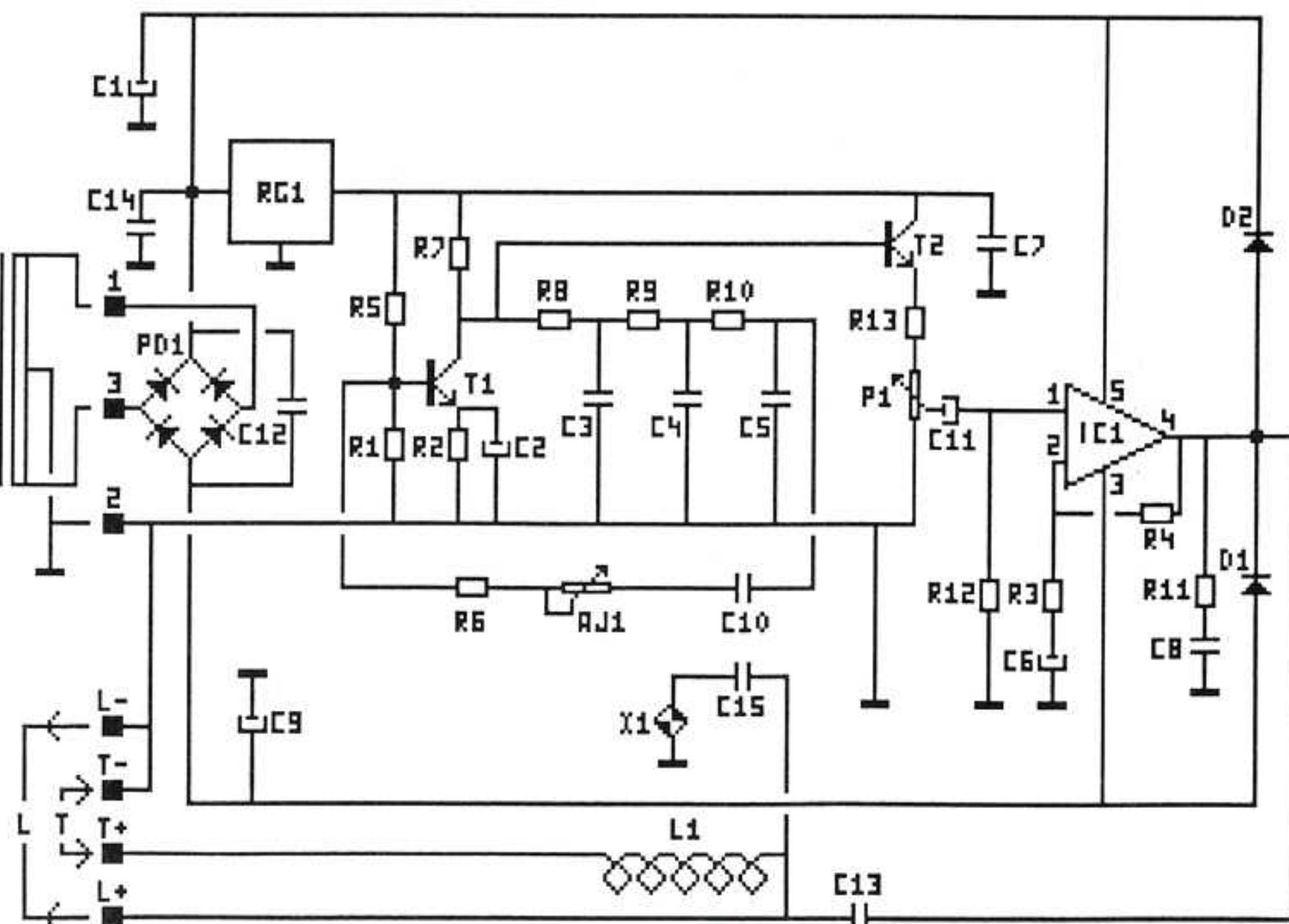
L'alimentation du montage doit être indépendante de celle de la traction. Un pont de diode réalise le redressement à partir d'un transformateur à point milieu, ce qui nous donne, une fois filtrée, une alimentation symétrique. Un modèle 2x12 volts, 15 à 35 VA, convient parfaitement pour alimenter en éclairage un convoi conséquent sans dépasser toutefois 1 à 3 A et 35 volts en crête-crête (12 volts efficaces).

Un régulateur du type 78L12 nous fournit un 12 volts réglé pour le générateur sinusoïdal et l'adaptateur d'impédance. L'étage amplificateur se contentant du filtrage simple, à condition de prendre le soin d'aligner son fonctionnement sur la masse, ce qui constitue un excellent moyen pour rejeter toute trace de 50 Hz. C14 et C7 assurent un filtrage correct en entrée et en sortie du régulateur. C12 assure le filtrage entre V+ et V- à proximité des entrées d'alimentation du TDA 2040 et il est important compte-tenu de la fréquence manipulée.

### Le mélange en sortie

Le signal est fourni en sortie au travers de C13, d'une valeur de 4,7  $\mu$ F, excellent compromis pour un 20 KHz, tout en stoppant les basses fréquences.

Le mélange avec la tension de traction doit se faire avant de rejoindre les voies et une self L1, de 4 milliHenry permet de réaliser le compromis inverse, soit bloquer





les hautes fréquences et faciliter le passage des pulses moteurs à 100 Hz.

## Rappel sur les impédances

A ce stade de la démonstration, il faut aborder quelques points de théorie sur les impédances.

Nous avons  $Z=L\omega$  ou  $Z=1/C\omega$  (suivant le cas) avec  $\omega=2\pi f$

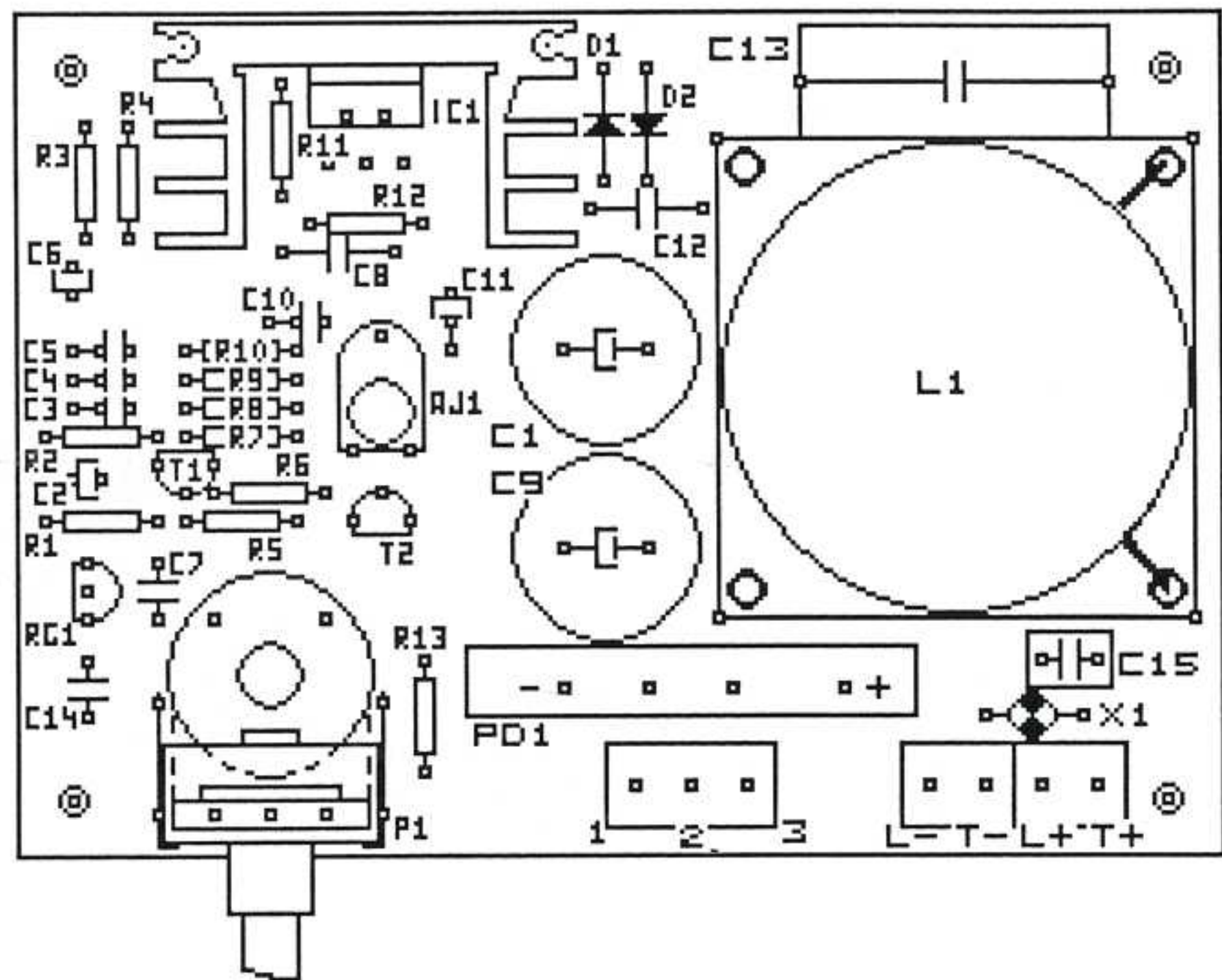
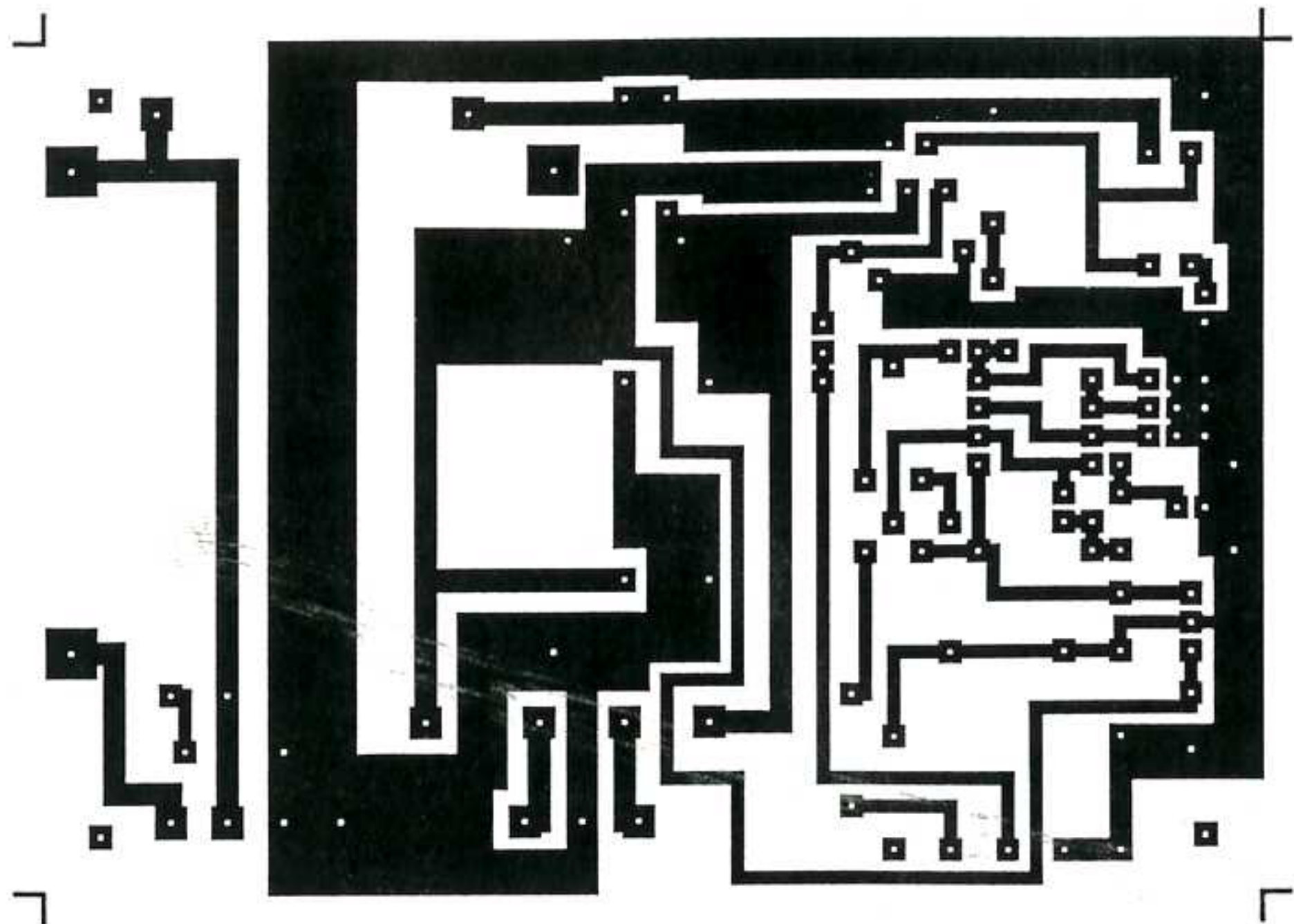
C étant la valeur du condensateur et L la valeur de la self. Cette impédance dépend directement de la fréquence, et ce, de façon linéaire. Il suffira, dans chaque raisonnement, de se souvenir qu'une self freine les hautes fréquences, qu'un condensateur fait l'inverse et que l'impédance du composant doit être un compromis entre le 100 Hz (et moins de la traction) et le 20000 Hz de l'éclairage.

Exemple : une self de 4 mH présente une impédance de  $2,5 \Omega$  pour une fréquence de 100 Hz et de  $500 \Omega$  pour une fréquence de 20000 Hz (soit naturellement 200 fois plus). Ce qui constitue un frein non négligeable à cette dernière.

## La liste des composants

Toutes les résistances sont des carbones 5% 1/4 W

R1	10K $\Omega$
R2	1K $\Omega$
R3	4,7K $\Omega$
R4	150K $\Omega$
R5	47K $\Omega$
R6	10K $\Omega$
R7	4,7K $\Omega$
R8 à R10	10K $\Omega$
R11	10 $\Omega$
R12	100K $\Omega$
R13	150 ou 180K $\Omega$
AJ1	22K $\Omega$
P1	47K $\Omega$ LIN (A)
C1, C9	2200 $\mu$ F 25V radial
C2	4,7 $\mu$ F 25 V radial
C3 à C5	1,5nF céramiques
C6	2,2 $\mu$ F 63V radial
C8, C12	100nF 250V plastiques
C7, C10, C14	100nF céramiques
C11	1 $\mu$ F 63V radial
C13	4,7 $\mu$ F 100V plastique
C15	470nF 50V plastique
PD1	Pont de 3A
D1, D2	1N4004
T1, T2	BC547C
IC1	TDA 2040
L1	Self SA 4 mH (SIM)
X1	Luciole 12 volts
TR1	Transfo 2x12 V 15 à 35 VA



## La réalisation

### Le circuit imprimé

Le total prend place sur un circuit imprimé, dont la taille ne dépasse pas celui de la commande de traction et doit donc pouvoir éventuellement prendre place dans le même coffret ( ou un coffret du même type ).

Le tracé du circuit doit être respecté pour l'étage amplificateur qui ne demande par ailleurs qu'à osciller, mais pas forcément à la fréquence souhaitée. Alimentations, plan de masse, contre-réaction et filtrage sont d'une implantation critique. Le TDA 2040 est monté en bordure de circuit et avec un refroidisseur du type ML33, ce qui permet d'envisager sa fixation sur le fond d'un

coffret métallique pour faciliter les échanges thermiques.

La self doit être du type à AIR, afin de ne pas avoir un trop bon coefficient de qualité, ce qui évitera les phénomènes de surtensions qui pourraient apparaître aux transitoires des pulses carrés de la traction. Avec une faible résistance ohmique pour une valeur selfique élevée, une SA 4 mH permet le passage de courants jusqu'à 3 Ampères, ce qui est plus que suffisant ( rappelons que la traction est limitée à 1,5 A ).

Les bornes de raccordement sur le circuit prévoient la connexion des 3 entrées transformateur, des 2 entrées traction ( + et masse ), et des 2 sorties rails ( + et masse ou commun ).





Le potentiomètre de réglage de luminosité est prévu en double implantation : vertical ou horizontal avec étrier, suivant la mise en coffret que vous aurez choisie.

Une luciole 12 volts et un 470 nF en série, le tout sur la sortie rails du montage constitue un témoin de fonctionnement parfait. Il permet la mise au point du montage hors rails et un contrôle en fonctionnement : son extinction peut avertir d'un court-circuit sur les voies...

## Le montage

Il ne posera aucun problème particulier. On débutera, comme à l'accoutumé par les composants les plus bas et en prenant garde à la polarité des diodes, des condensateurs chimiques, et au brochage des transistors T1 et T2.

## Les réglages

L'ajustable AJ1 sera prépositionné en position médiane avant la mise sous tension. Il sera le seul réglage à effectuer sur ce montage qui doit fonctionner dès sa mise sous tension. Si vous disposez d'un oscilloscope, ce sera fort simple : réglez AJ1 pour avoir une sinusoïde parfaite à 20 kHz ( 50  $\mu$ S) et sans déformation en sortie lorsque P1 est au maximum.

Sans cet instrument, bien utile parfois, la position médiane constitue un pré-réglage satisfaisant. La luciole témoin doit s'allumer si P1 n'est pas au minimum et sa luminosité doit rester acceptable lorsque P1 est au maxi, sinon retoucher légèrement AJ1.

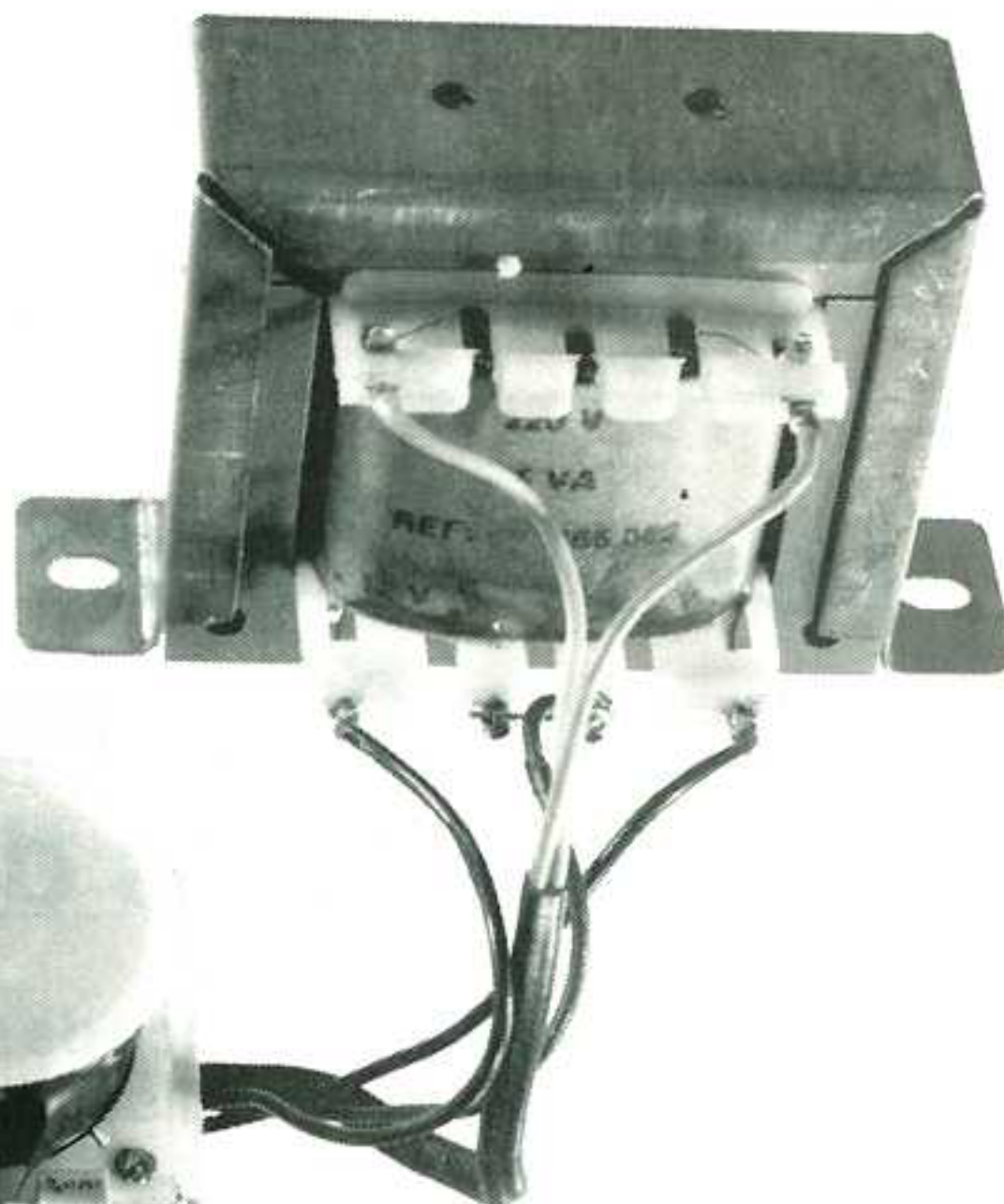
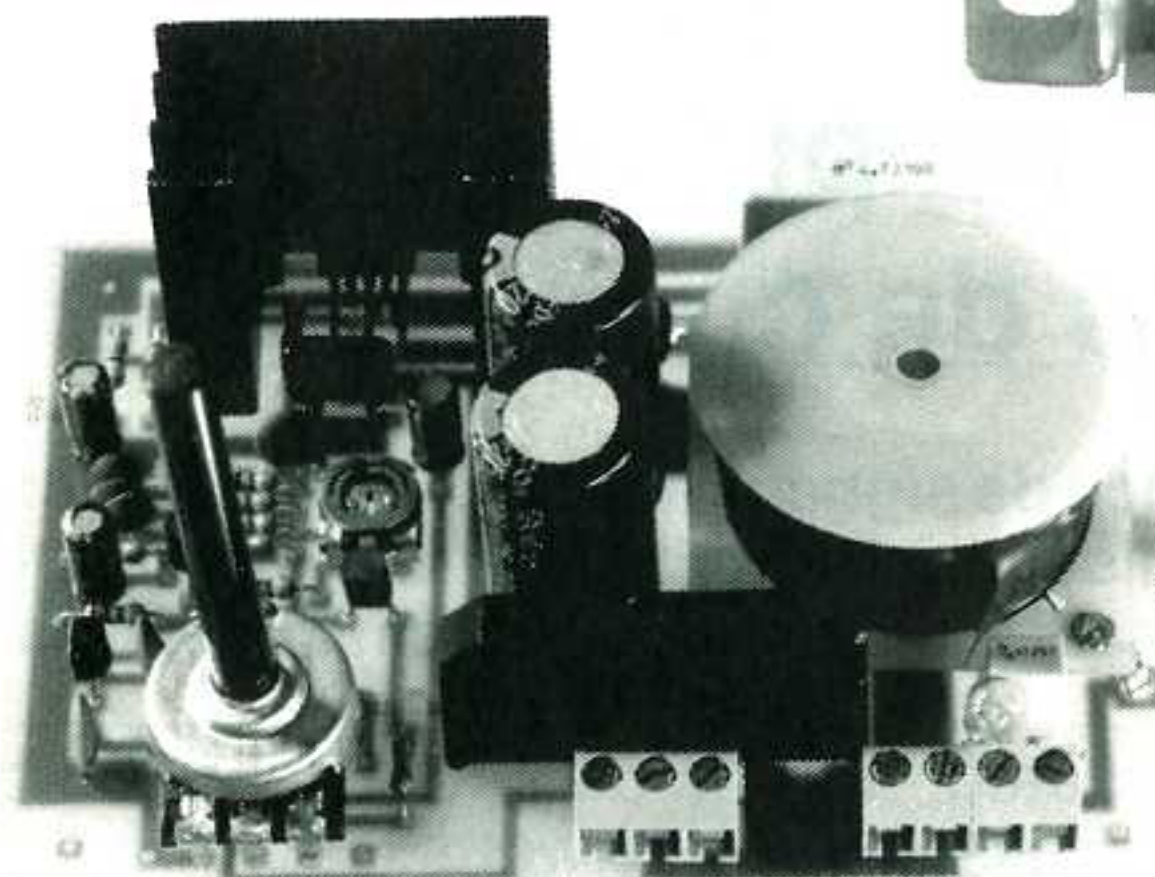
Attention : AJ1 trop élevé = oscillateur bloqué ; luciole éteinte AJ1 trop faible = oscillation déformée : trop lumineuse à fond.

## Les essais sur rails

On peut à présent ramener la tension de traction sur l'entrée prévue à cet effet, T- et T+ ( avant la self L1 ) et connecter les rails aux sorties L- et L+.

La traction au neutre ( arrêt du convoi ) l'éclairage interne de vos wagons doit s'illuminer à l'intensité réglée par le potentiomètre P1.

Si vous avez pris soin de placer, à l'intérieur de chacun de vos wagons, un condensateur adéquat ( 470 nF par luciole ) en série sur l'éclairage, celui-ci ne réagira plus aux variations de la tension de traction, mais votre convoi restera illuminé, si vous le souhaitez, même à l'arrêt et selon l'intensité qui vous donnera le plus grand plaisir des yeux. Car à ce stade de la



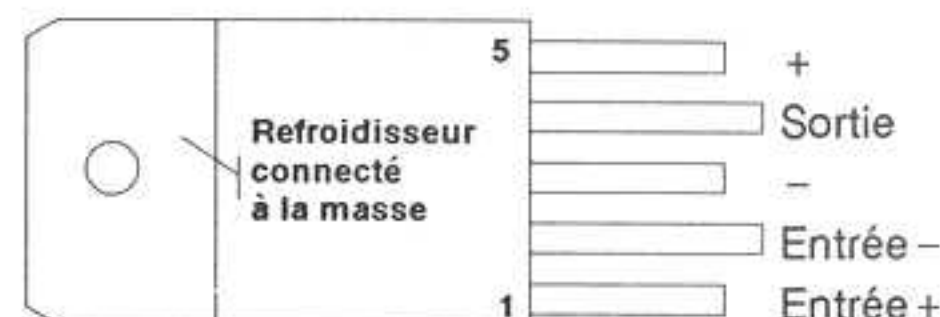
réalisation, c'est le tableau de lumière qui domine et ravi l'amateur de jolies choses. Et le rêve vous envahit : bon voyage !

Pourquoi 470 nF ?

En fait, il s'agit toujours d'un compromis : bloquer les basses fréquences et favoriser le 20 KHz. En appliquant la formule  $Z = 1/C\omega$  et en ayant comme hypothèses :  $Z =$  environ R lampes / 20 soit environ 20  $\Omega$  et  $\omega = 2\pi \times 20000$ , on trouve environ 470 nF. En effet, R lampes varie aux environs des 400  $\Omega$  pour des courants de 30 à 50 mA.

Il vous faut donc patiemment ouvrir chacun de vos wagons pour y disposer ce petit condensateur miniature de 470 nF, en série sur les lucioles d'éclairage. Travail de fourmi, mais quelle joie à l'issue ! Sans cette précaution, la luminosité de votre convoi sera influencée aussi par la tension de traction, mais c'est tout : aucun bobo !

## TDA2040



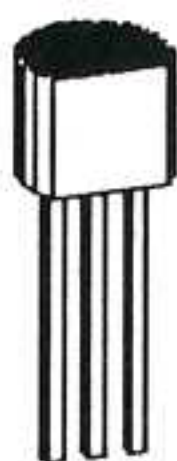
## Conclusions

Si vous êtes un fervent amateur de modélisme ferroviaire, ce montage simple et peu onéreux ( moins de 150 frs ), doit faire partie de votre panoplie. Il est compatible avec le montage COMMANDE de MARCHE du HOBBY précédent et constitue le second maillon de notre étude sur la gestion semi-automatique d'un réseau ferroviaire amateur. Nous aborderons concrètement le mois prochain le principe général de cette gestion de convois, pour lesquels l'association de ces deux modules : MARCHE PULSEE et ECLAIRAGE AUTONOME sont des points de départ de qualité, suffisants, mais non nécessaires. Ils autorisent tout simplement un réalisme de fonctionnement qui avoisine l'authentique et se suffisent à eux-mêmes, pour ceux qui ne voudraient pas nous accompagner jusqu'au bout.

A bientôt, pour notre plus grand plaisir !

LE FUTE

## Brochages



SME

78L12



BC 547 C

C B E





# Les TDA2002 / 2003 / 2006 / 2008 / 2030(A) et 2040(A) amplificateurs de puissance intégrés de chez SGS-THOMSON

L'amplification en puissance de signaux audio a été de tous temps un domaine de recherche largement exploité. La réalisation d'amplificateurs de moyenne puissance est devenu chose facile grâce à l'emploi des amplificateurs intégrés en boîtiers "PENTAWATT".

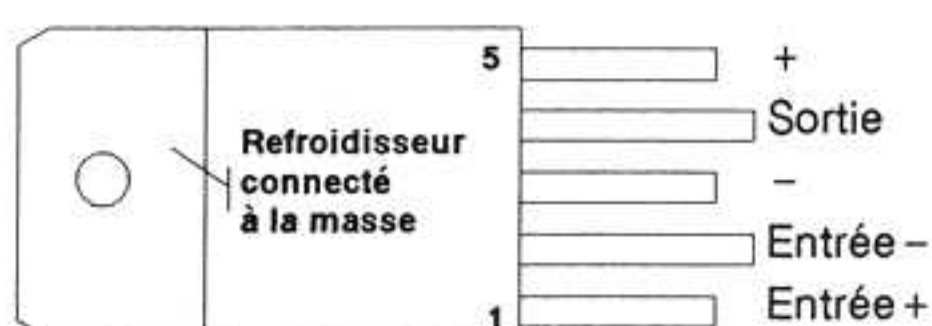
Le TDA2002 est un amplificateur intégré de 8 watts pour autoradio. Le TDA2003 remplit le même rôle mais pour une puissance de 10 watts.

Le TDA2006 est un amplificateur audio délivrant une puissance de 10 watts alors que le TDA2008 fournit 12 watts.

Avec les TDA2030 et TDA2040, on aborde les amplificateurs de classe HI-FI. Le TDA2030 fournit une puissance de 14 watts, le TDA2030A, une puissance de 18 watts, le TDA2040 une puissance de 20 watts et le TDA2040A une puissance de 24 watts.

## Caractéristiques

Les TDA2002 / TDA2003 / TDA2006 / TDA2008 / TDA2030(A) / TDA2040(A) sont des amplificateurs de puissance audio en boîtier pentawatt. Les deux premiers sont des amplificateurs de classes B spécialement conçus pour les applications auto-radio. Le TDA2006 est un amplificateur de classe AB et le TDA2008, un amplificateur de classe B. Ils, sont spécialement conçus pour les applications audio courantes (Téléviseurs, petits amplificateurs, etc.). Les TDA2030(A) et TDA2040(A) sont eux par contre des amplificateurs de classe AB possédant des caractéristiques HI-FI pour une utilisation en télévision ou dans les "Music Center". Leurs gros avantages résident dans un besoin très réduits en composants extérieurs. Le montage est simplifié grâce à l'utilisation du boîtier pentawatt.



### Les TDA2002 / TDA2003

En raison de leurs spécificités auto-radio, ces composants ont un certain nombre de points en commun en particulier au niveau des protections internes.

- Protection contre les courts-circuits
- Protection thermique (150°C)
- Protection contre les surtensions
- Protection contre les coupures de masse
- Protection contre les inversions de polarités.

Ils sont capables de piloter des charges descendant jusqu'à 1,6Ω en délivrant un courant de 3,5 A.

Deux TDA2003 peuvent en plus être montés en pont pour délivrer une puissance supérieure.

### Le TDA2006

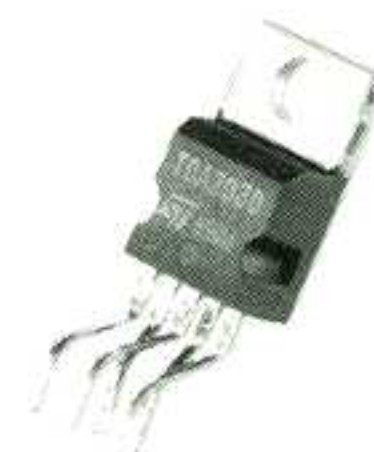
Le TDA2006 est un amplificateur de classe AB capable de délivrer 12 watts sur une charge de 4 Ω ou 8 watts sur une charge de 8 Ω (Dans ce cas la distorsion est de 10%). Le courant de sortie est limité en interne à 3,5 A max le protégeant ainsi contre les courts-circuits. Il comporte en plus un système de protection thermique.

### Le TDA2008

Le TDA2008 est un amplificateur de classe B capable de piloter des charges descendant jusqu'à 3,2 Ω en fournissant un courant de 3 A.

### Les TDA2030 et TDA2040

Les TDA2030, TDA2030A, TDA2040 et TDA2040A reprennent les caractéristiques du TDA2006 au niveau du fonctionnement. Leurs caractéristiques étant meilleures, ils répondent aux critères de la norme HI-FI (DIN45500). Ils sont capables de délivrer un courant de sortie élevé qui est limité en interne (3,5 A pour les TDA2030 et 4 A pour les TDA2040). Ils sont caractérisés par une très faible distorsion harmonique et une très faible distorsion de croisement. Ils comportent un système de protection thermique qui limite automatiquement la puissance dissipée garantissant ainsi aux transistors de sortie de toujours travailler dans leurs aires de sécurité. Un système de protection thermique classique est également intégré.





## Caractéristiques électriques

Limites absolues	TDA 2002	TDA 2003	TDA 2006	TDA 2008	TDA 2030	TDA 2030A	TDA 2040	TDA 2040A	Unités
Tension d'alimentation d'utilisation	18	18	±15	28	±18	±22	±20	±20	V
Tension d'alimentation Max	28	28							V
Tension différentielle d'entrée			±12		±15	±15	±15	±15	V
Pic d'alimentation (50 mS)	40	40							V
Pic de courant non répétitif en sortie	4,5	4,5		4					A
Pic de courant répétitif en sortie	3,5	3,5	3	3	3,5	3,5	4	4	A
Puissance dissipable	15	20	20	20	20	20	25	25	W
Température de jonction	150	150	150	150	150	150	150	150	°C

### Caractéristiques électriques (A Ta = 25°C et Rth = 4°C/W)

	TDA 2002	TDA 2003	TDA 2006	TDA 2008	TDA 2030	TDA 2030A	TDA 2040	TDA 2040A	Unité
	typ	typ	typ	typ	typ	typ	typ	typ	
Tension d'alimentation	8/18	8/18	±6/±15	10/28	±6/±18	±6/±22	±3/±20	±4/±20	V
Courant de polarisation d'entrée			0,2		0,2	0,2	0,3	0,3	µA
Tension de décalage en entrée			±8		±2	±2	±2	±2	mV
Courant de décalage en entrée			±80		±20	±20	±200	±200	nA
Tension de sortie au repos	7,2	6,9		10,5					V
Consommation au repos	45	44	40	65	40	50	45	45	mA
Puissance de sortie par canal f = 1Khz									
RI = 8Ω			8	8	11	12	12		W
RI = 4Ω	6,5	6	12	12	18	18	18	24	W
RI = 3,2Ω		7,5							W
RI = 2Ω	10	10							W
RI = 1,6Ω		12							W
Distorsion f = 1Khz									
RI = 8Ω			0,1	0,15	0,1	0,05			%
RI = 4Ω	0,2	0,15	0,2	0,15	0,2	0,08	0,08	0,05	%
RI = 2Ω	0,2	0,15							%
Sensibilité d'entrée									
Po = 0,5W RI = 8Ω				20					mV
Po = 0,5W RI = 4Ω	15	14		14					mV
Po = 0,5W RI = 2Ω	11	10							mV
Po max RI = 8Ω			220	80					mV
Po max RI = 4Ω	55	55	200	70					mV
Po max RI = 2Ω	50	50							mV
Tension de saturation en entrée	600	300		300					mV
Impédance entrée "+"	150	150	5000	150	5000	5000	5000	500	kΩ
Fréquence de coupure basse	40	40	10	40	10				Hz
Fréquence de coupure haute	15	15	40	15	140	100	100		kHz
Gain en boucle ouverte	80	80	75	80	90	80	80	80	dB
Gain en boucle fermée	40	40	30	40	30	26	30	30	dB
Tension de bruit en entrée	4	1	3	1	3	3	2	2	µV
Courant de bruit en entrée	60	60	80	60	80	80	80	80	pA
Réjection / alimentation	35	36	50	36	50	54	48	50	dB
Rendement par canal f = 1Khz									
RI = 8Ω							66	66	%
RI = 4Ω	68	69					63	63	%
RI = 2Ω	58	65							%
Protection thermique			145		145	145	145	145	°C

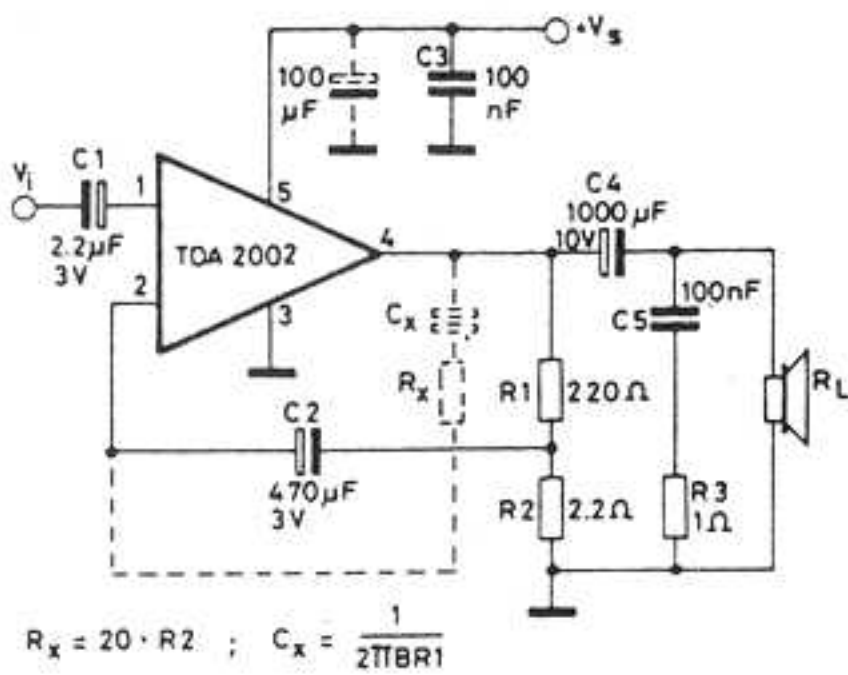




# Applications

## TDA2002

Le schéma de base du montage à TDA2002 est des plus simples.



Les valeurs conseillées des composants sont celles indiquées sur le circuit d'application. D'autres valeurs peuvent être utilisées.

**R1 ((Gv-1).R2) :** Cette résistance définit le gain du montage.

**R2 (2,2Ω) :** Cette résistance sert de référence pour le gain et joue sur le taux de réjection par rapport aux alimentations. Augmenter sa valeur dégrade le SVR.

**R3 (1Ω) :** Cette résistance contrôle la stabilité en fréquence. Augmenter sa valeur risque d'engendrer des oscillations à haute fréquence sur des charges inductives.

**Rx (=20R2) :** Cette résistance définit la fréquence supérieure de coupure. Réduire sa valeur provoque un risque d'oscillation.

**C1 (2,2µF) :** Ce condensateur assure le couplage de l'entrée. Réduire sa valeur déplace la fréquence de coupure basse et augmente le bruit en entrée.

**C2 (470µF) :** Cette capacité influe sur le taux de réjection des alimentations. Réduire sa valeur dégrade le SVR.

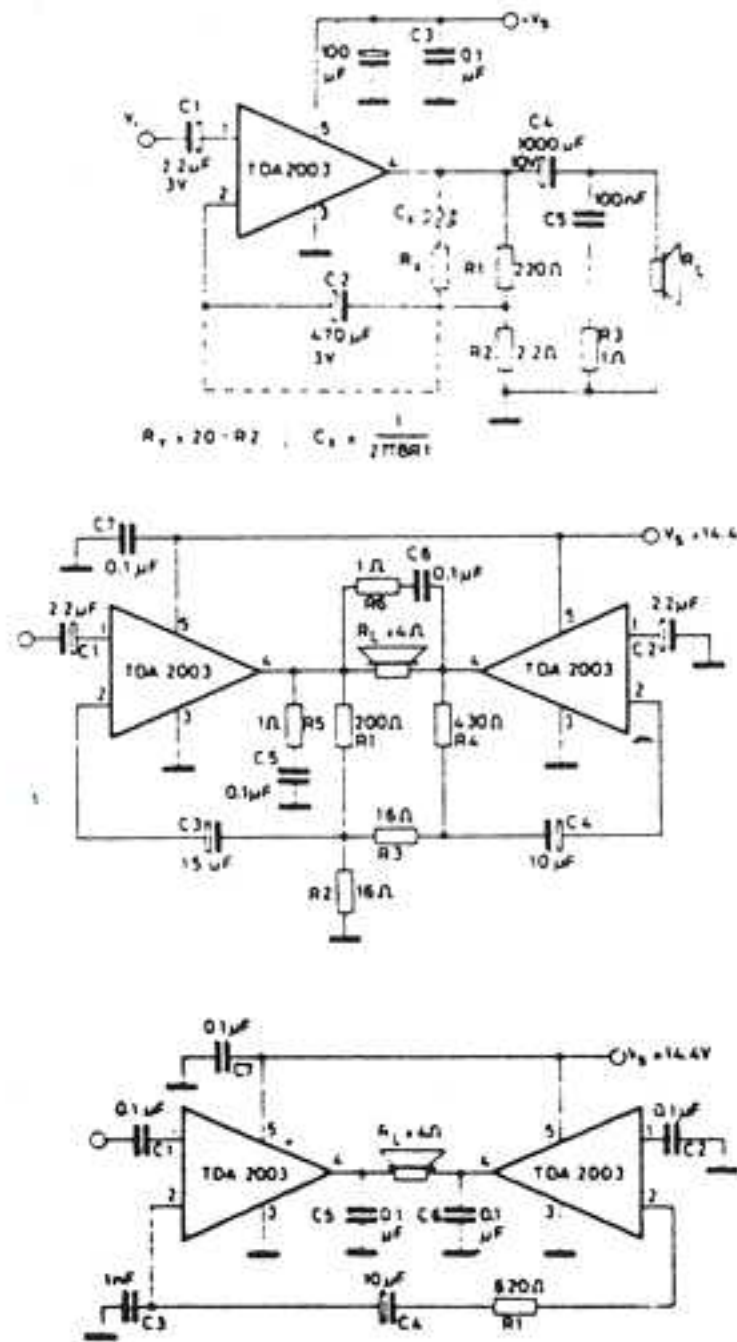
**C4 (1000 µF) :** Ce condensateur assure l'isolation en continu de l'étage de sortie. Réduire sa valeur revient à descendre la fréquence de coupure haute.

**C5 (0,1µF) :** Cette capacité contrôle la stabilité en fréquence. Réduire sa valeur risque de provoquer des oscillations.

**Cx (= 1/2πBR1) :** Ce condensateur définit la fréquence de coupure supérieure.

## Le TDA2003

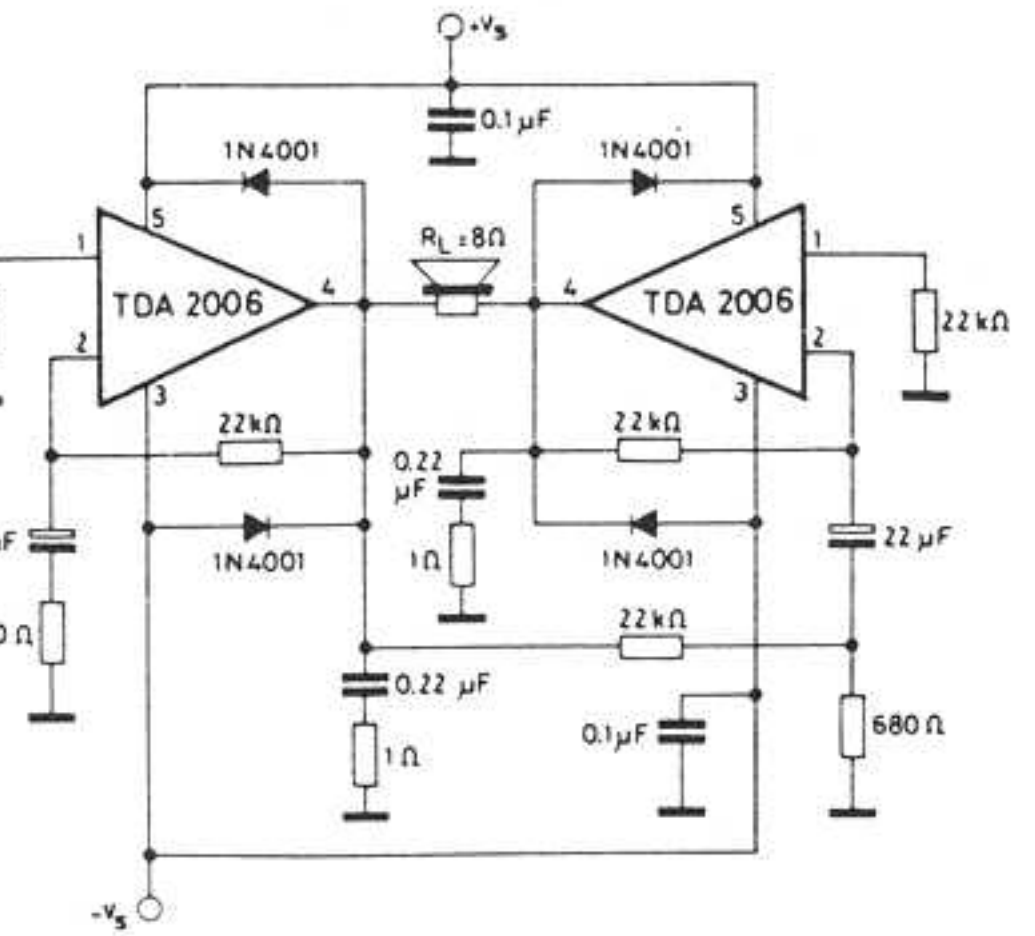
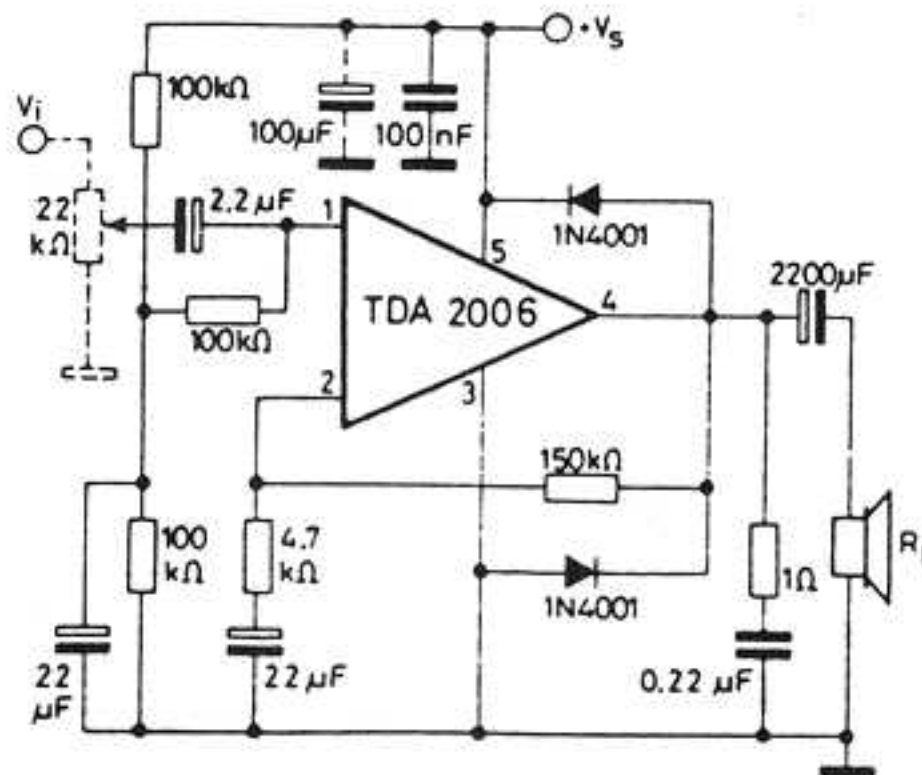
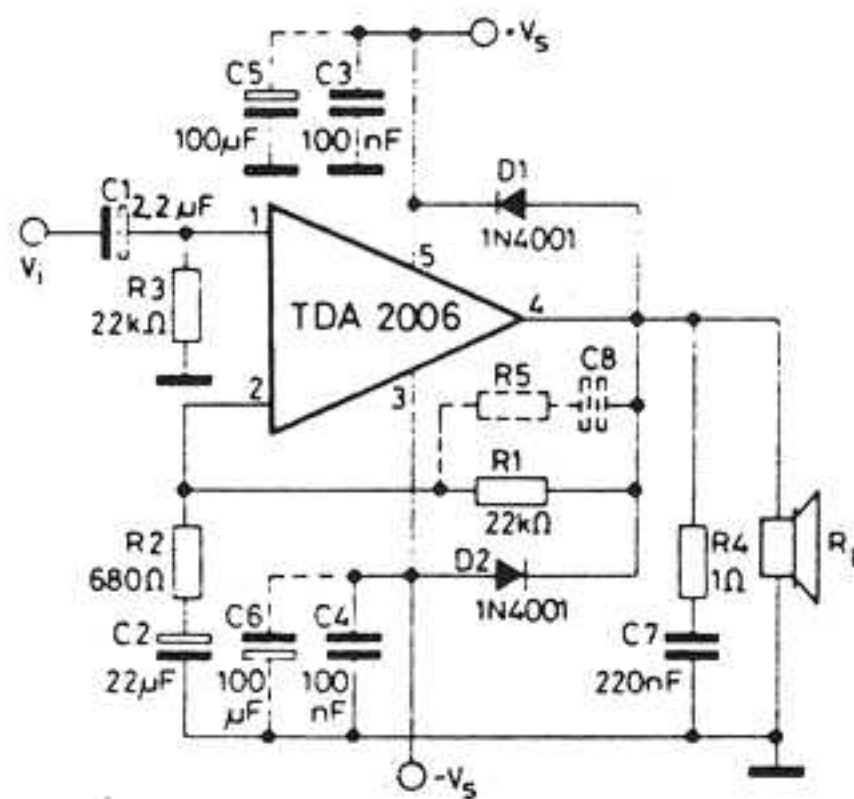
Le TDA2005 peut fonctionner seul (identique au TDA2002) ou en mode pont (Augmentation de la puissance de sortie).



(\* Sur le premier montage en pont, la valeur des condensateurs C3 et C4 est différente pour améliorer le taux de réjection par rapport aux alimentations. Ce montage délivre une puissance de 20 watts.

(\* Sur le second montage en pont, la puissance délivrée est de 18 watts.

## Le TDA2006



Les valeurs conseillées des composants sont celles indiquées sur le circuit d'application. D'autres valeurs peuvent être utilisées.

**R1 (22kΩ) et R2 (680Ω) :** Ces résistances définissent le gain en boucle fermée du montage

**R3 (22kΩ) :** Cette résistance assure la polarisation de l'étage d'entrée. Changer sa valeur modifie l'impédance d'entrée.

**R4 (1Ω) :** Cette résistance contrôle la stabilité en fréquence. Augmenter sa valeur risque d'engendrer des oscillations à haute fréquence sur des charges inductives.

**R5 (=3R2) :** Cette résistance définit la fréquence supérieure de coupure. Réduire sa valeur provoque un risque d'oscillation.

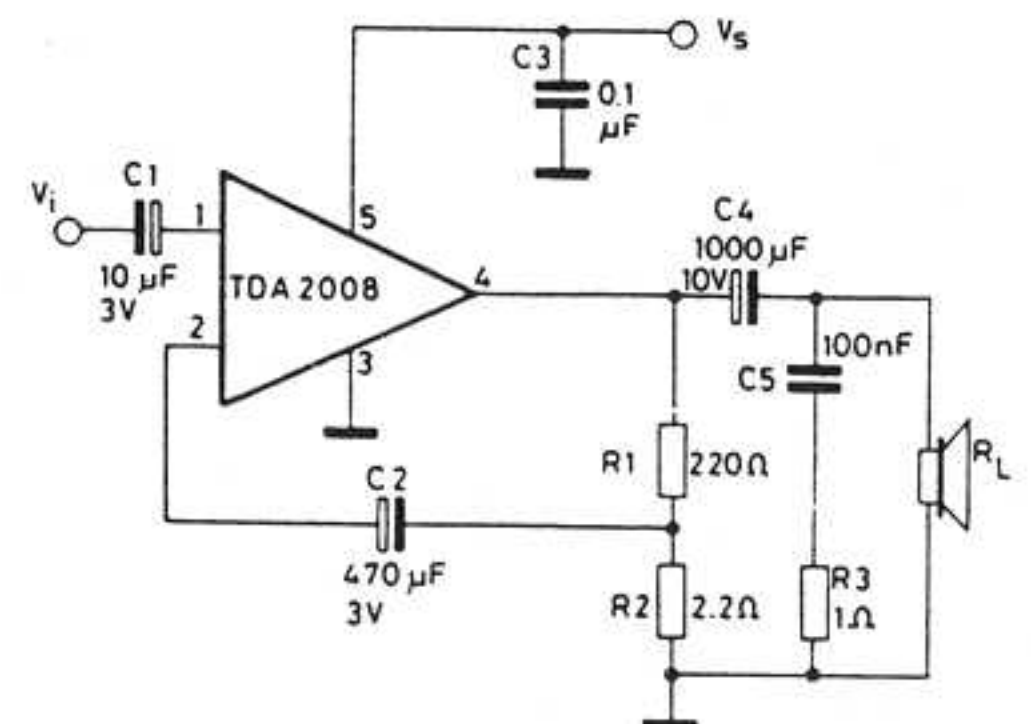
**C1 (2,2µF) et C2 (22µF) :** Ces condensateurs assurent le couplage de l'entrée. Réduire leurs valeurs déplace la fréquence de coupure basse et augmente le bruit en entrée.

**C7 (0,22F) :** Cette capacité contrôle la stabilité en fréquence. Réduire sa valeur risque de provoquer des oscillations.

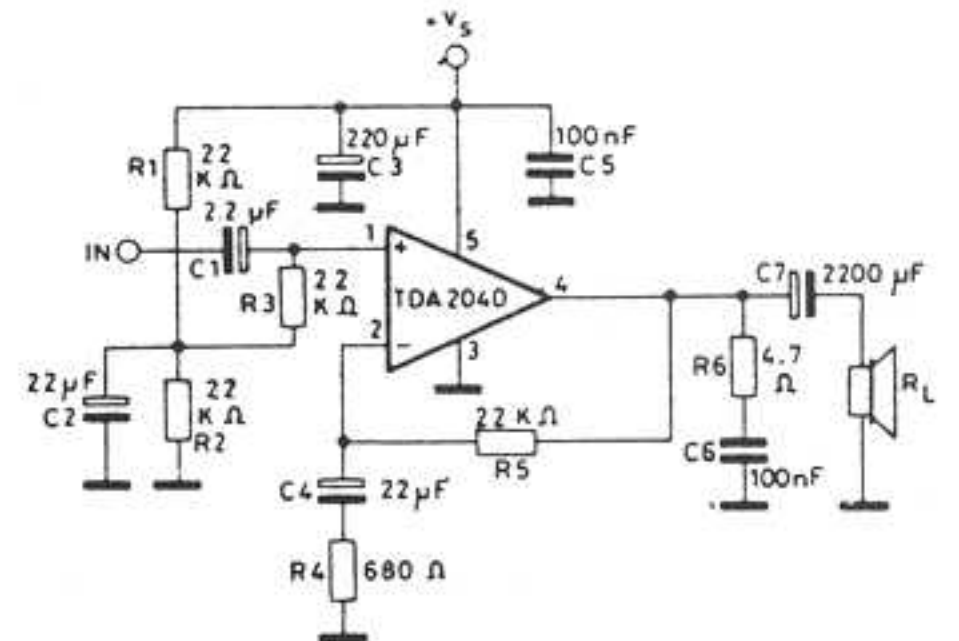
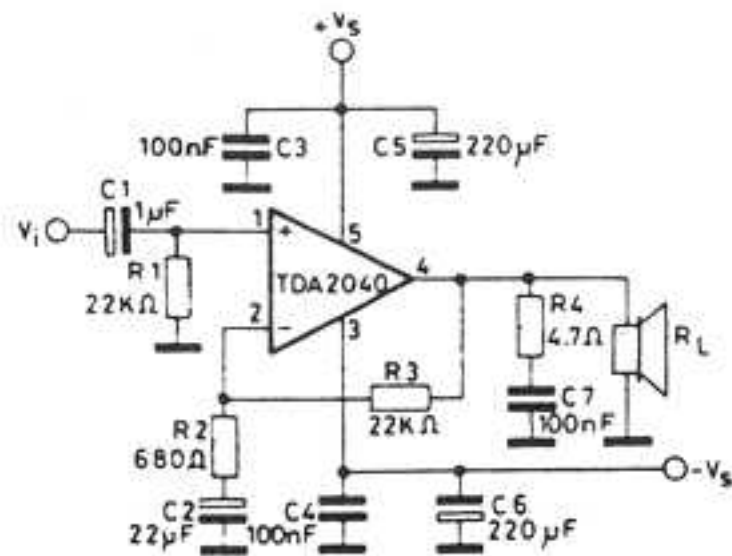
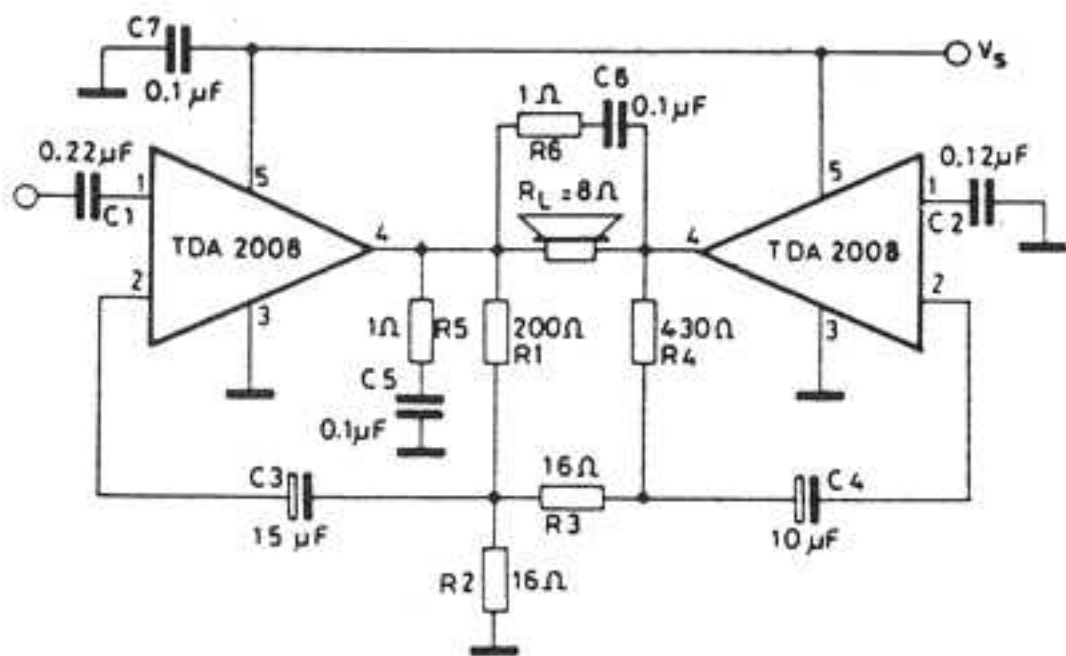
**C8 (= 1/2πBR1) :** Ce condensateur définit la fréquence de coupure supérieure.

**D1 et D2 (1N4001) :** Ces diodes protègent le montage contre les pointes de tension en sortie.

## Le TDA2008





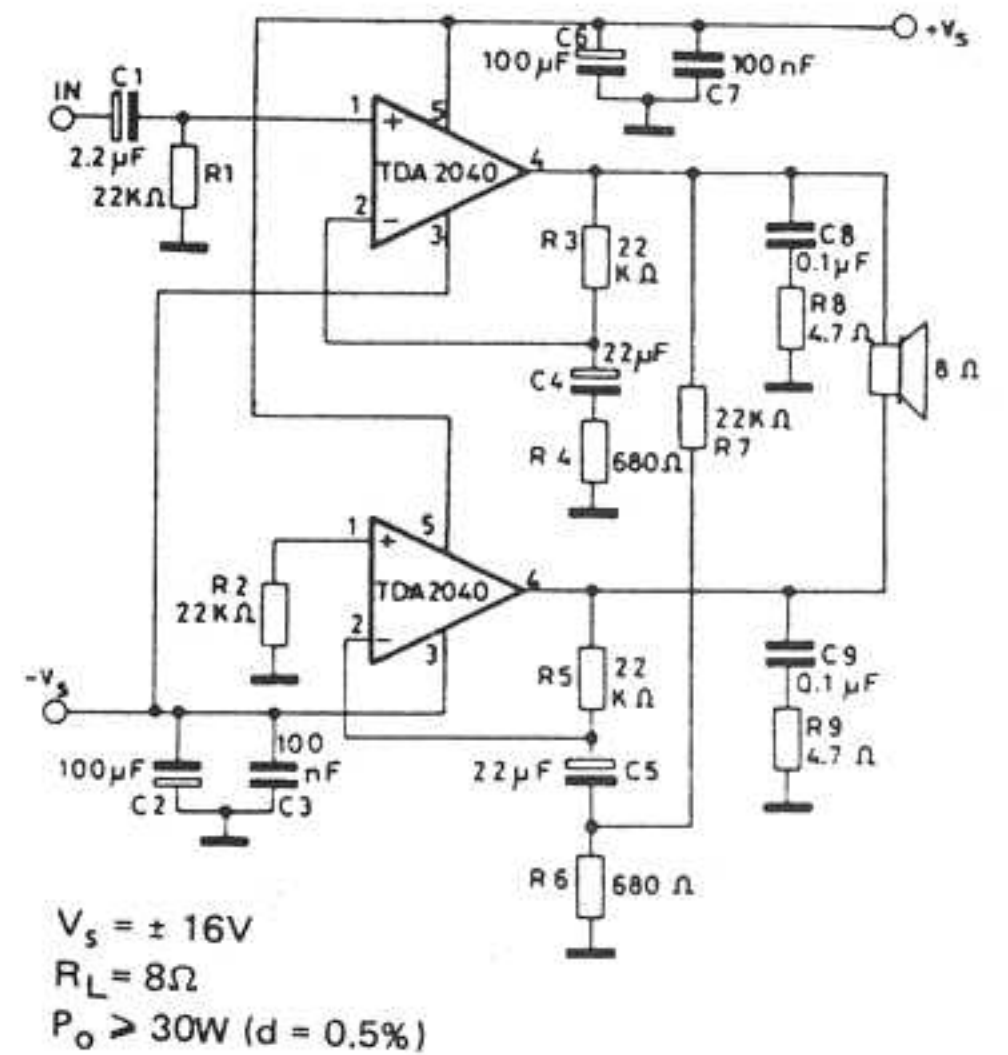
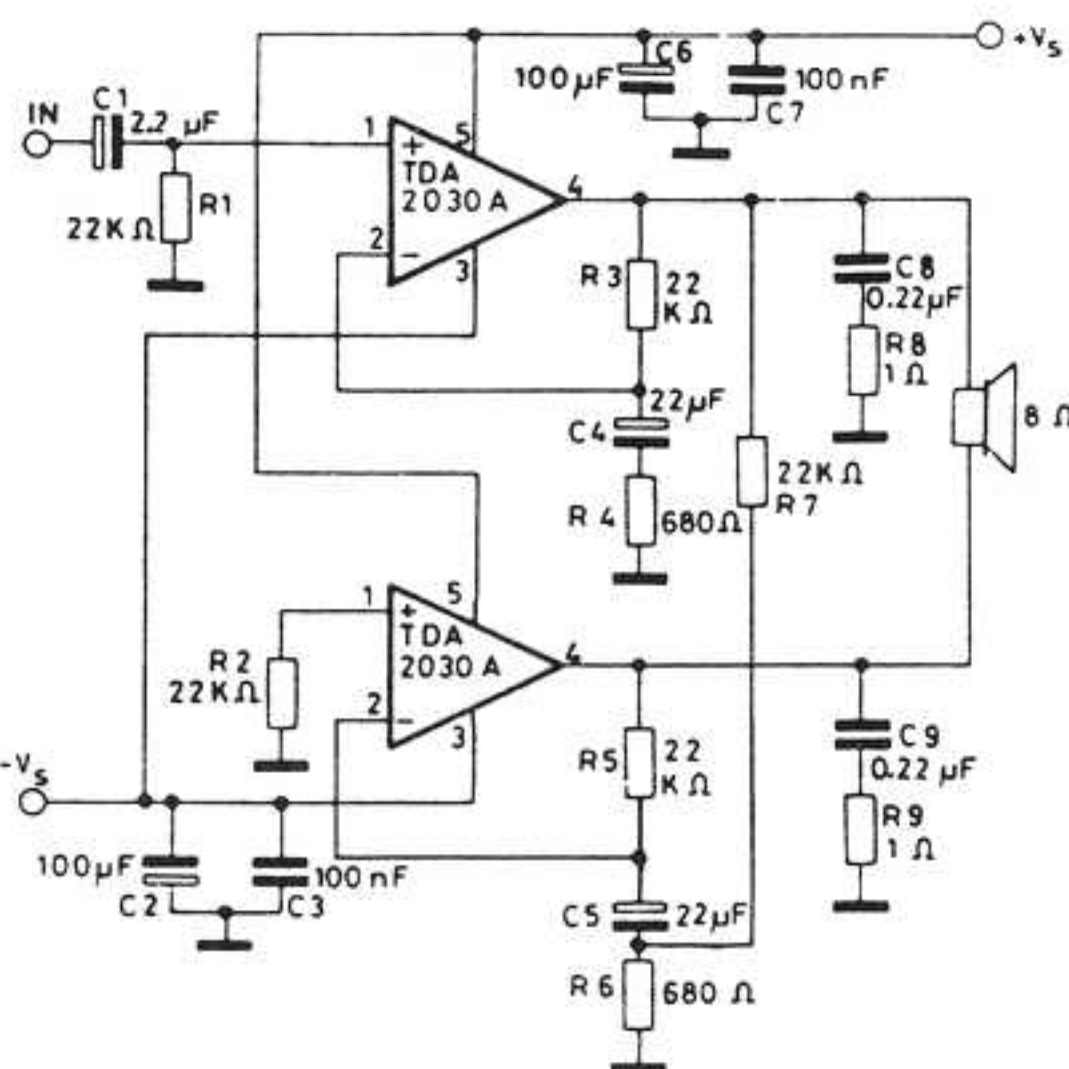


$V_s = \pm 16V$   
 $R_L = 4\Omega$   
 $P_o > 15W$  ( $d = 0.5\%$ )

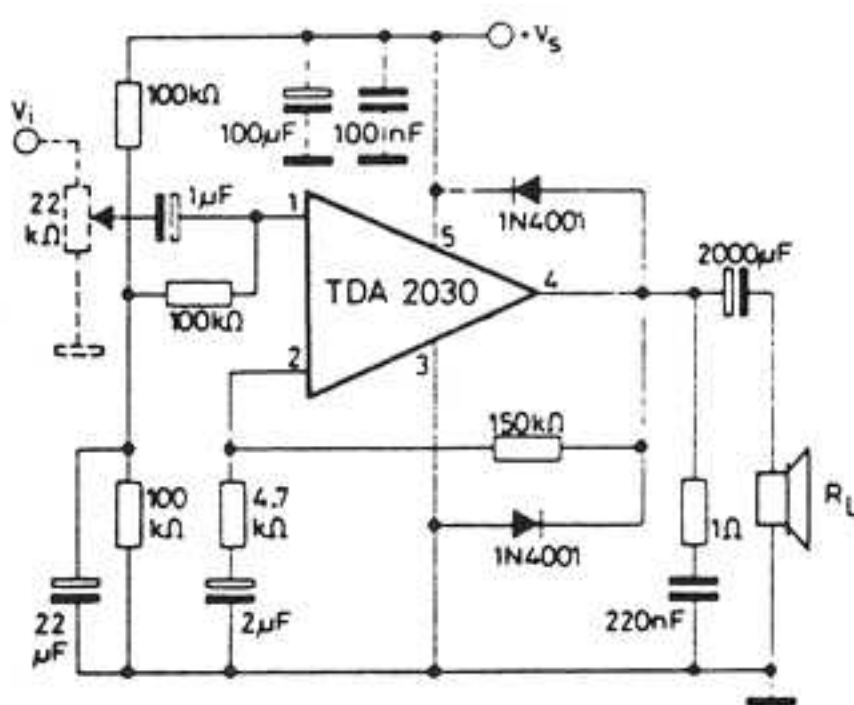
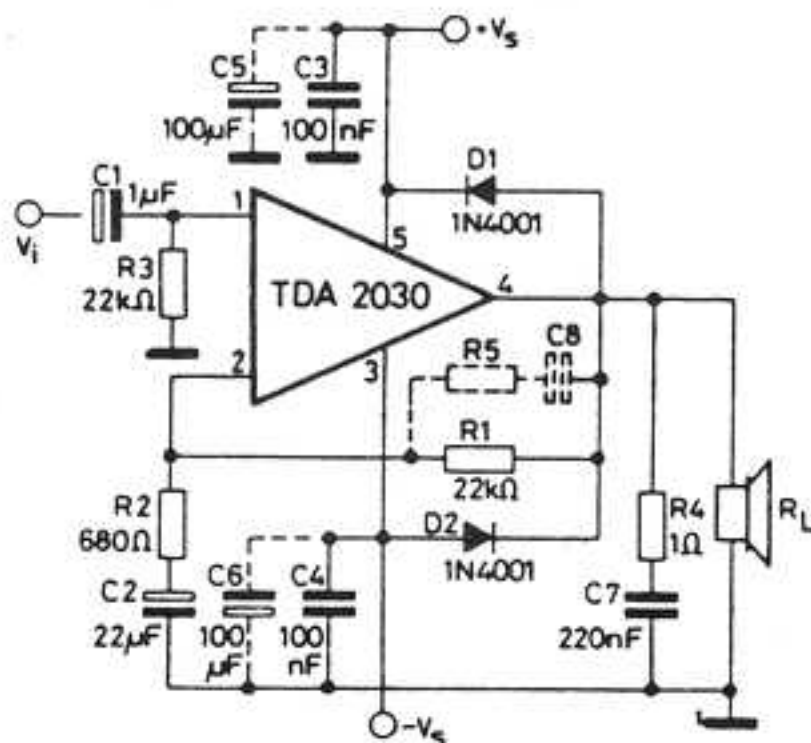
Voir TDA2002 pour les explications sur le rôle des composants.

(\*) Sur le montage en pont, la valeur des condensateurs C3 et C4 est différente pour améliorer le taux de réjection par rapport aux alimentations. Ce montage délivre une puissance de 20 watts.

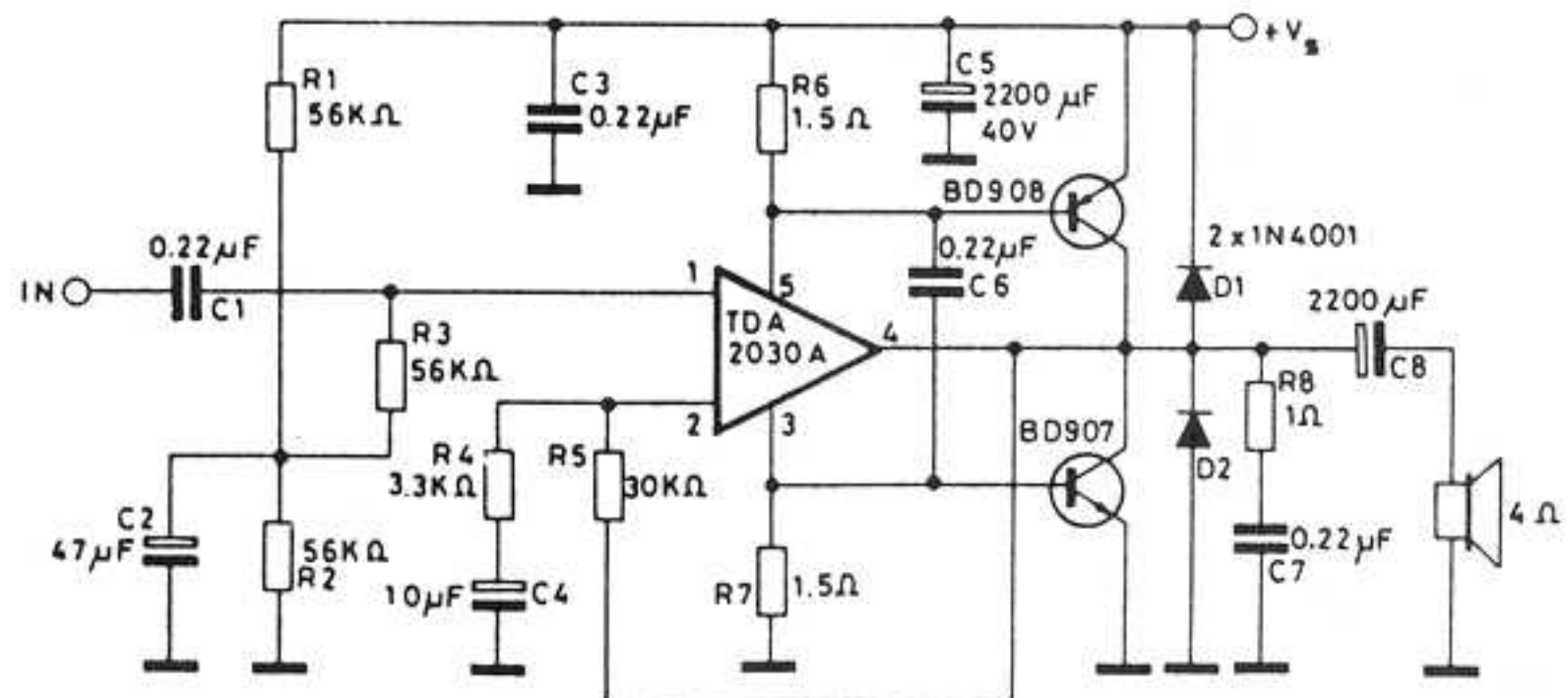
### Les TDA2030 et TDA2040



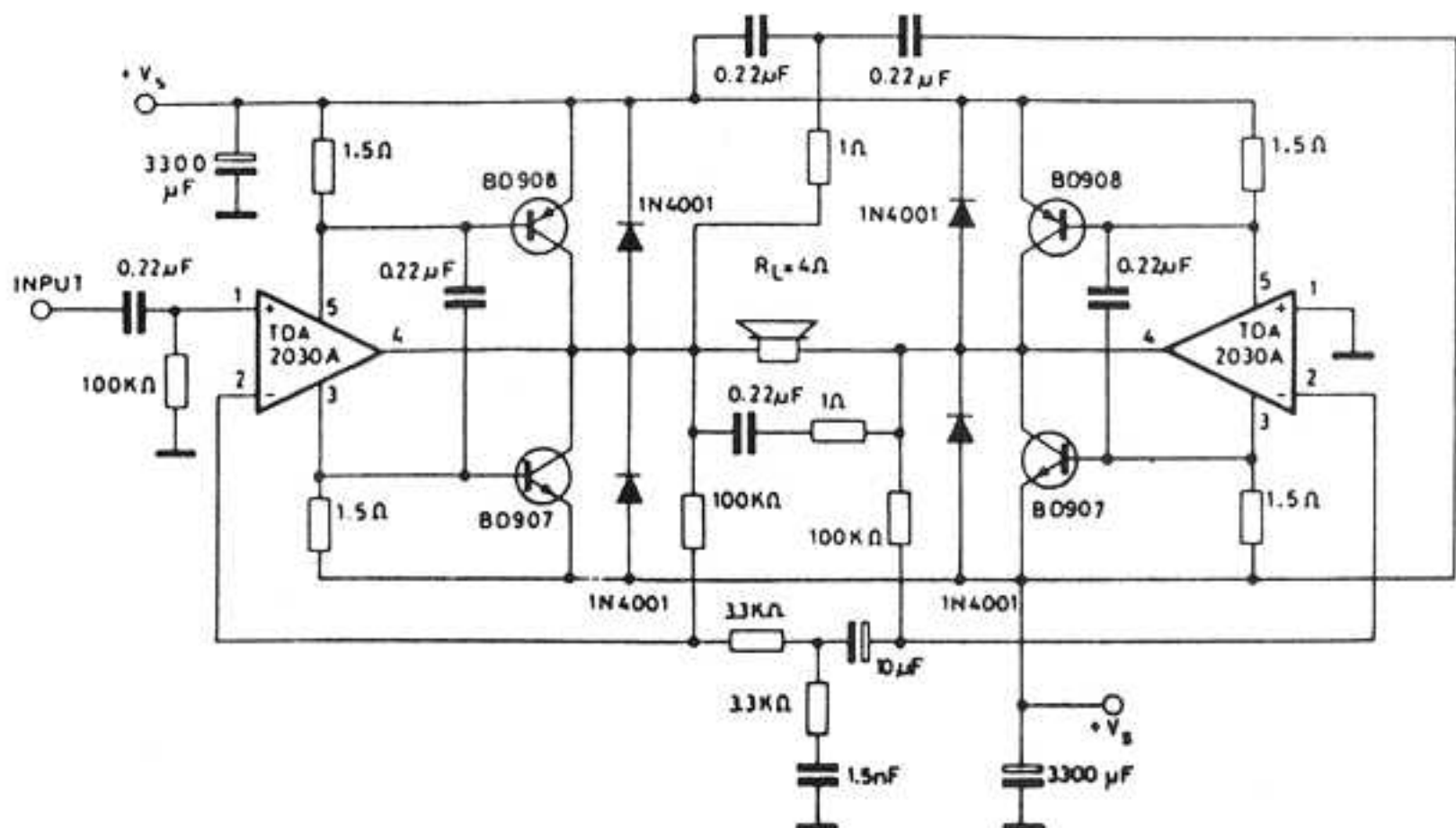
$V_s = \pm 16V$   
 $R_L = 8\Omega$   
 $P_o > 30W$  ( $d = 0.5\%$ )



Amplificateur de puissance 30 W



Amplificateur de puissance 120 W



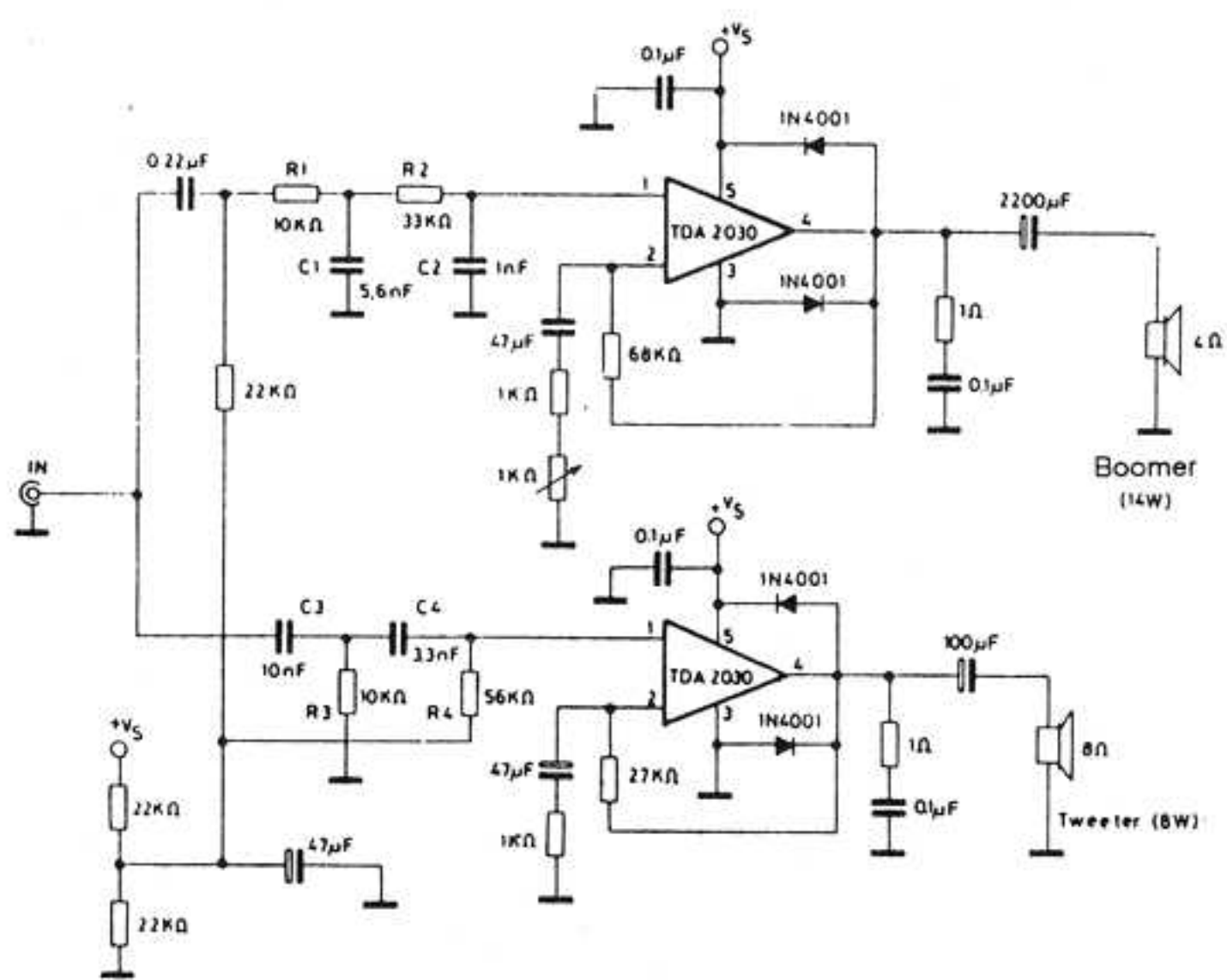


Se reporter au TDA2006 pour avoir le rôle de chaque composant sur le montage.

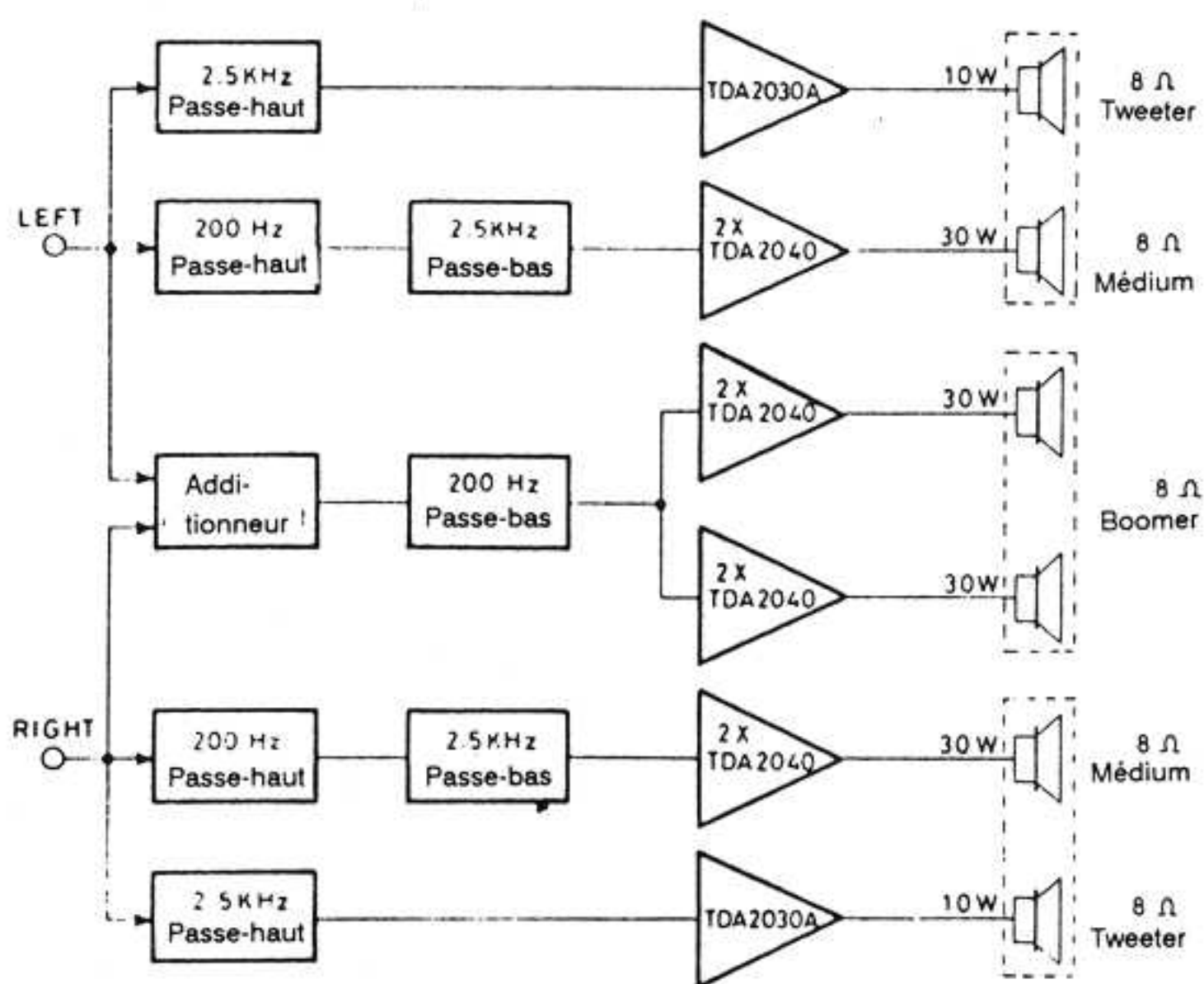
Chacun des montages donné ici illustre les différentes méthodes de câblages des TDA2030 et TDA2040. Les trois modes de bases sont un montage à alimentation unique, un montage alimentation symétrique et un montage en pont. En partant de ces montages de base, il est alors tout simple de faire une enceinte active..

Il est possible d'augmenter la puissance de sortie en ajoutant un étage à transistor sur la sortie du TDA. En poussant encore plus loin ce principe, il est possible de réaliser un amplificateur de 120 watts en faisant un amplificateur "superbridge".

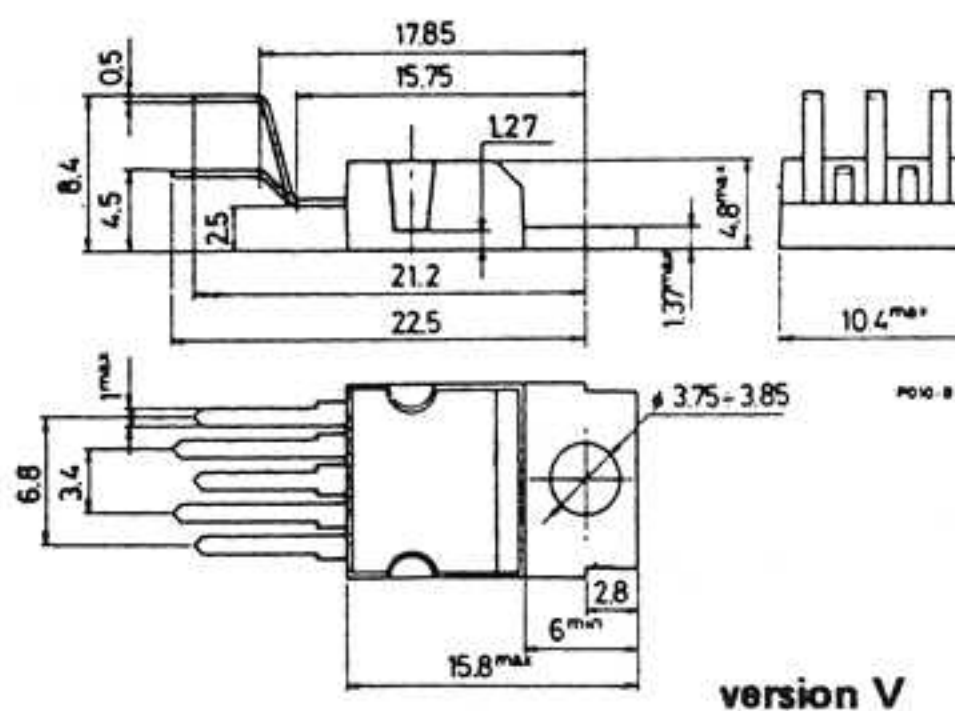
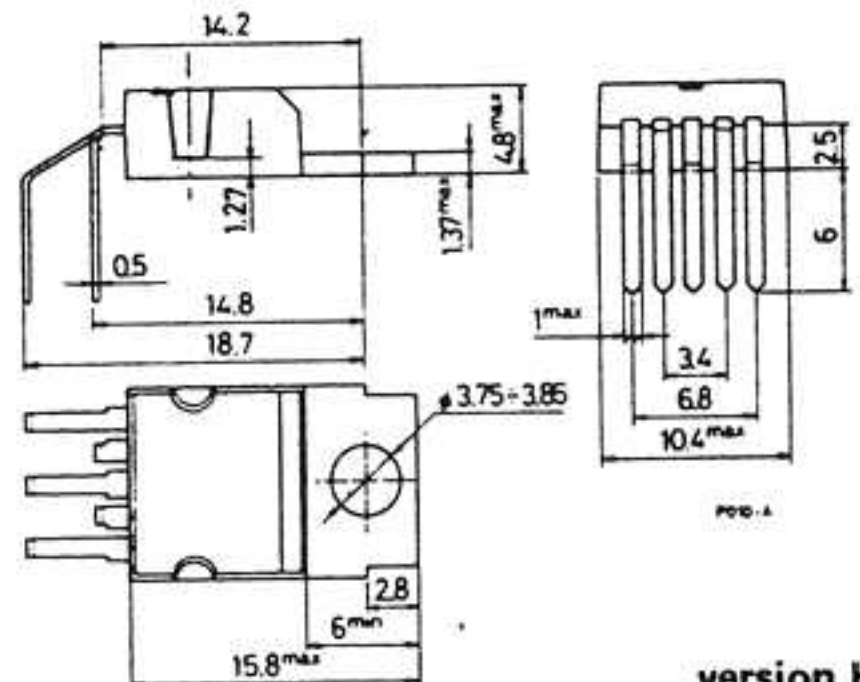
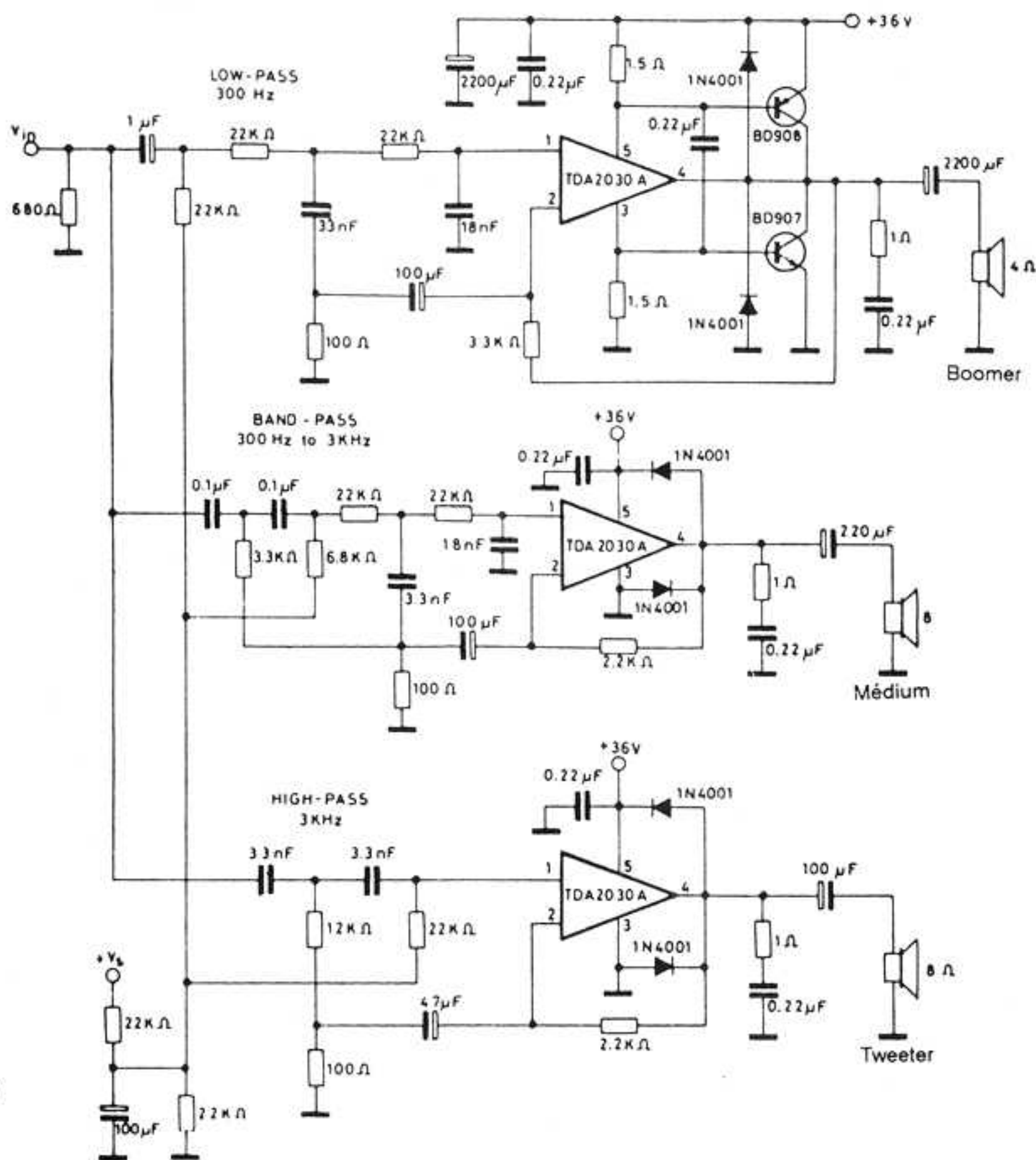
### Enceinte active deux voies 22 W



### Système d'enceinte active à TDA2030 et TDA2040



### Enceinte active trois voies 60 W





## Rappel des sujets déjà traités (présent numéro non compris)

### HOBBYTHEQUE

AOP Ampli opérationnels (Généralités)	No 4 Page 32	
AOP Ampli opérationnels (suite)	No 5 Page 13	
Comparateurs (Généralités et LM311,339,360,393)	No 6 Page 33	
Calcul des selfs imprimées	No 8 Page 43	
CA 3140	No 5 Page 22	
ICL 7106 / 07	No 3 Page 2	
LM 317	No 2 Page 2	
LM 324	No 5 Page 18	
LM 35	No 5 Page 2	
LM 741	No 5 Page 16	
LM 3914	No 1 Page 2	
LM 3915	No 1 Page 2	
M 9306	No 1 Page 22	
MC 68705	No 2 Page 27	
MOC 302x / 304x / 306x	No 7 Page 7	
MOS 4553	No 5 Page 24	
MPX 100 / 200 et dérivés	No 4 Page 2	
NE 555 / 556	No 3 Page 16	
TBA 820 et 820 M	No 7 Page 19	
TCA 965	No 4 Page 9	
TDA 1524	No 8 Page 33	
TDA2004, 2005 et 2009	No 6 Page 42	
TDA 2088	No 5 Page 37	
TDA 2320	No 7 Page 37	
TDA 3810	No 8 Page 12	
TDA 5850	No 1 Page 13	
TDA 7000	No 8 Page 39	
TGS 813	No 1 Page 17	
TL 07x / 08x	No 5 Page 20	
UM 66T / 3482 / 3491 / 3561	No 7 Page 31	
XR 2206	No 4 Page 27	

### RUBRIQUE

No HOBBYTRONIC / Page

#### ALARMES

ALARME AUTONOME "QUICKGUARD"	No 7 Page 4	
------------------------------	-------------	--

#### AUTO / MOTO

ANTI VAPOR-LOCK	No 5 Page 41	
UN BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL"	No 6 Page 2	143
UN GRADATEUR - TEMPORISATEUR DE PLAFONNIER	No 6 Page 10	050
UN INTERPHONE MOTO	No 7 Page 25	044

#### ALIMENTATION

CONVERTISSEUR STATIQUE 12/220 100 WATTS	No 3 Page 35	015
Application LM317 Alimentation 1.2-14 V. 2 Ampères	No 2 Page 41	
UNE ALIMENTATION 220 V POUR BOOSTER 2x20W	No 6 Page 8	004
CHARGEUR MULTI-CALIBRES AUTOMATIQUE	No 6 Page 16	012

#### DOMESTIQUE

DETECTEUR DE GAZ	No 1 Page 15	
SERRURE CODEE à 68705	No 1 Page 24	025
EXTENSION DE PUISSANCE SERRURE CODEE	No 1 Page 24	026
REGULATEUR DE VITESSE 220 Volts	No 5 Page 10	061
DOUBLE TELERUPTEUR ELECTRONIQUE	No 7 Page 40	

### EMISSION RECEPTION

EMETTEUR F. M. AVEC MICRO	No 2 Page 18	042
EMETTEUR F. M. ENTREE B. F.	No 2 Page 18	041
Application F. M. TELECOMMANDE MONOCANAL	No 2 Page 21	
Application F. M. TELECOMMANDE 16 CANAUX	No 2 Page 23	
Application F. M. EMETTEUR PERITEL	No 2 Page 25	
AMPLIFICATEUR D'ANTENNE LARGE BANDE	No 7 Page 22	040
RE-EMETTEUR INFRAROUGE	No 7 Page 16	

### INITIATION TECHNOLOGIE

PILE OU FACE A AFFICHEUR	No 2 Page 9	6003
CLIGNOTEUR 6 LEDS	No 3 Page 41	6001
JEU DE LUMIERE DE POCHE	No 4 Page 11	6006
LOTO 2 DIGITS	No 5 Page 28	6004
MINI ORGUE 8 NOTES	No 5 Page 44	6005
UN TESTEUR DE CONTINUTE	No 6 Page 22	6002
GENERATEUR DE MELODIE avec accompagnement	No 7 Page 28	6009
3 MONTAGES GENERATEURS SONORES / MUSICAUX	No 7 Page 44	6007/8/10
MINI-RECEPTEUR F.M.	No 8 Page 5	6011
BALADEUR F.M.	No 8 Page 5	6012
UN SABLIER A LEDS	No 8 Page 18	6016

### LUMIERE

VARIATEUR 220 VOLTS COMMANDE EN TENSION	No 7 Page 12	067
-----------------------------------------	--------------	-----

### MESURE

UNITE D'AFFICHAGE LCD 3 DIGITS 1/2 à 7106	No 3 Page 44	106
UNITE D'AFFICHAGE LED 3 DIGITS 1/2 à 7107	No 3 Page 44	107
GENERATEUR DE FONCTIONS WOBULE	No 4 Page 14	101
BAROMETRE - ALTIMETRE	No 4 Page 41	110
MINI FREQUENCEMETRE 6 DIGITS 1 MHz	No 5 Page 31	102
THERMOMETRE SIMPLE -40 à +110 °C	No 5 Page 4	111
HYGROMETRE SIMPLE 5 à 100 %	No 5 Page 6	112
MODULE SURVEILLANCE, ALERTE ET COMMUTATION	No 6 Page 26	120

### MODELISME

INDICATEUR DE CHARGE D'ACCUS	No 1 Page 19	162
CHARGEUR D'ACCUS A COURANT CONSTANT	No 2 Page 44	011
SIMULATEUR DE SOUDURE A L'ARC	No 3 Page 32	161
ALIMENTATION SIMPLE POUR BOUGIE	No 7 Page 2	
COMMANDE MOTEUR DE TRAIN A COURANT PULSE	No 8 Page 23	169

### PERI-INFORMATIQUE

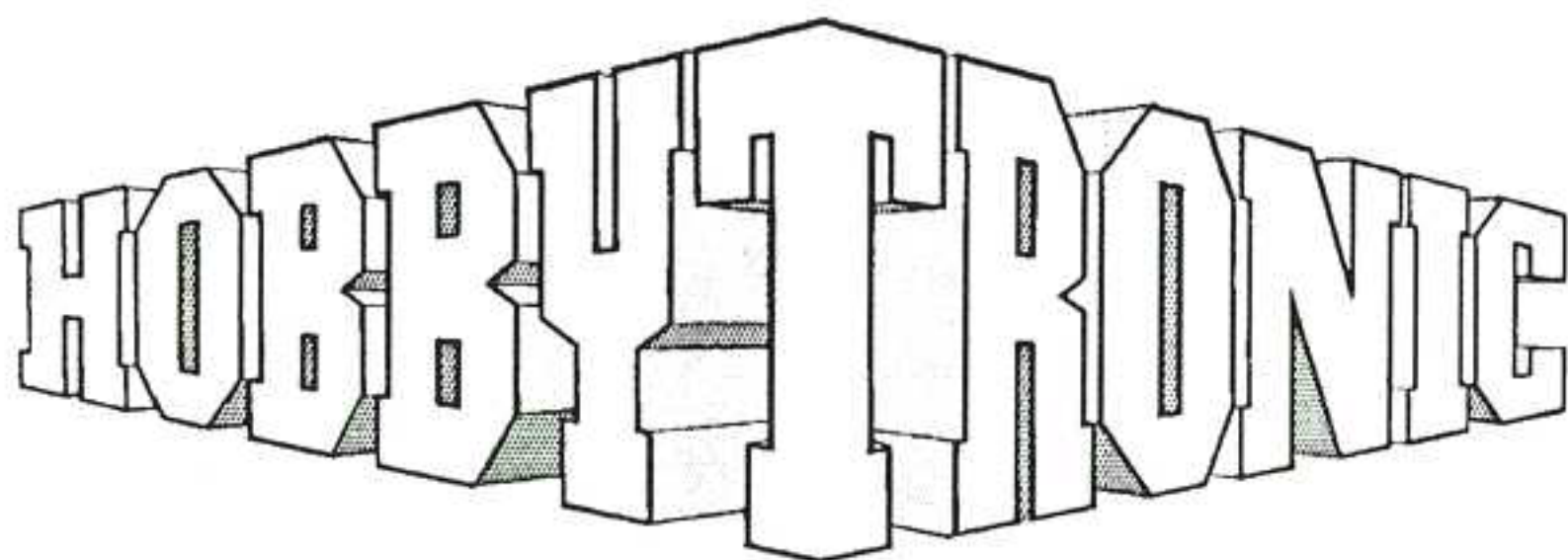
PROGRAMMATEUR DE 68705	No 2 Page 13	082
INTERFACE 8 VOIES CENTRONICS 220 Volts	No 3 Page 8	071

### SONORISATION

AMPLIFICATEUR 100 WATTS 8 Ohms	No 3 Page 24	147
UN BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL"	No 6 Page 2	143
UNE LOUPE PHONIQUE	No 7 Page 10	043
UN MODULE DE CORRECTION DE TONALITE Cde DC.	No 8 Page 2	173
MODULE D'EXPANSION PSEUDO-STEREO & SPATIAL	No 8 Page 15	174
UN METRONOME A AFFICHEURS	No 8 Page 28	

### VIDEO

AMPLI CORRECTEUR VIDEO 4 VOIES	No 1 Page 9	081
--------------------------------	-------------	-----



## BULLETIN D'ABONNEMENT

OCTOBRE 1991 - N°9

Complétez votre collection HOBBYTRONIC : Vous désirez d'anciens numéros ? : indiquez ci-dessous les numéros qui vous intéressent et le nombre d'exemplaires. Veuillez joindre 15 Francs par numéro commandé (Port gratuit).

N°	quantité	N°	quantité
1		7	
2		8	
3			
4			
5			
6			
Total :	x 15,00F (Chèque ou carte)		



Hobbytronic OCTOBRE 1991  
Dépot légal OCTOBRE 1991

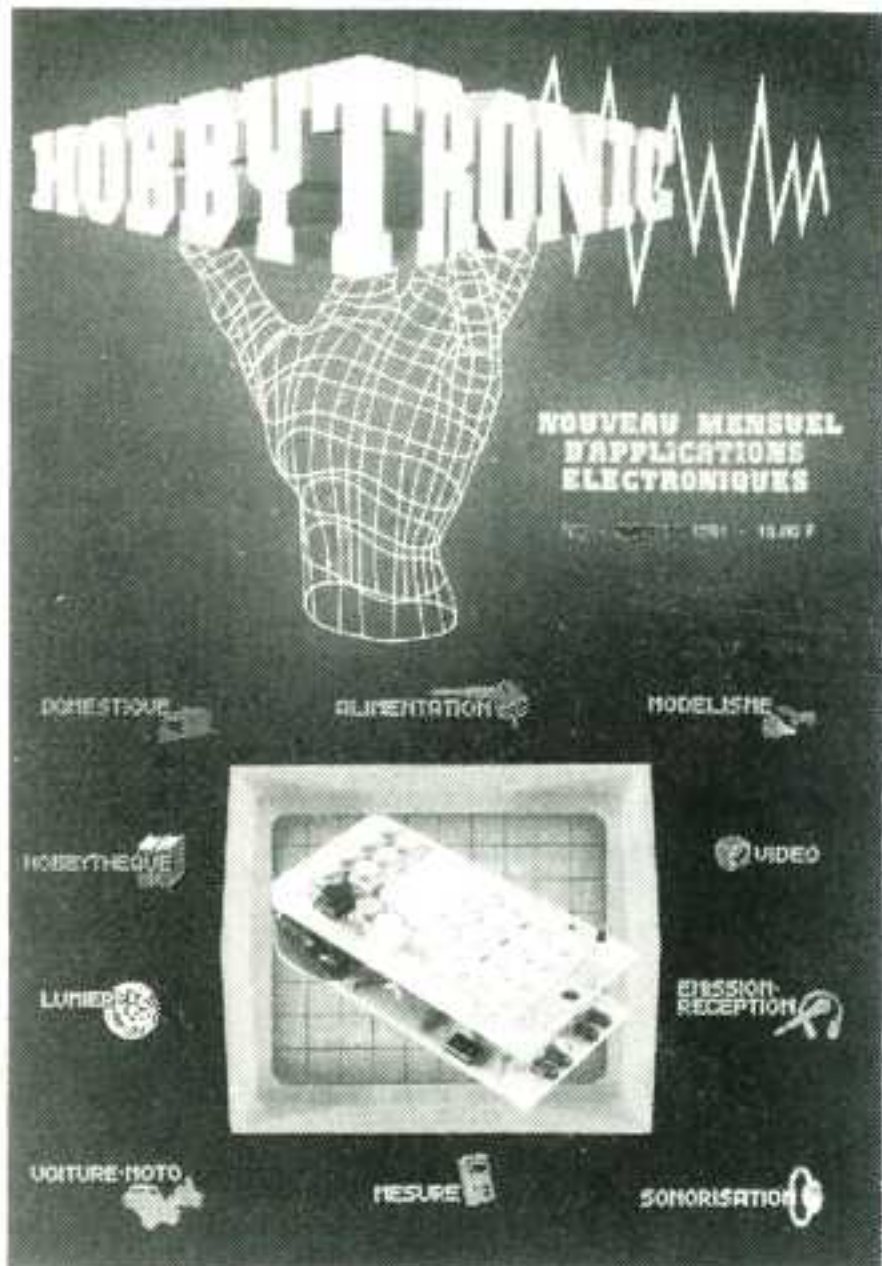
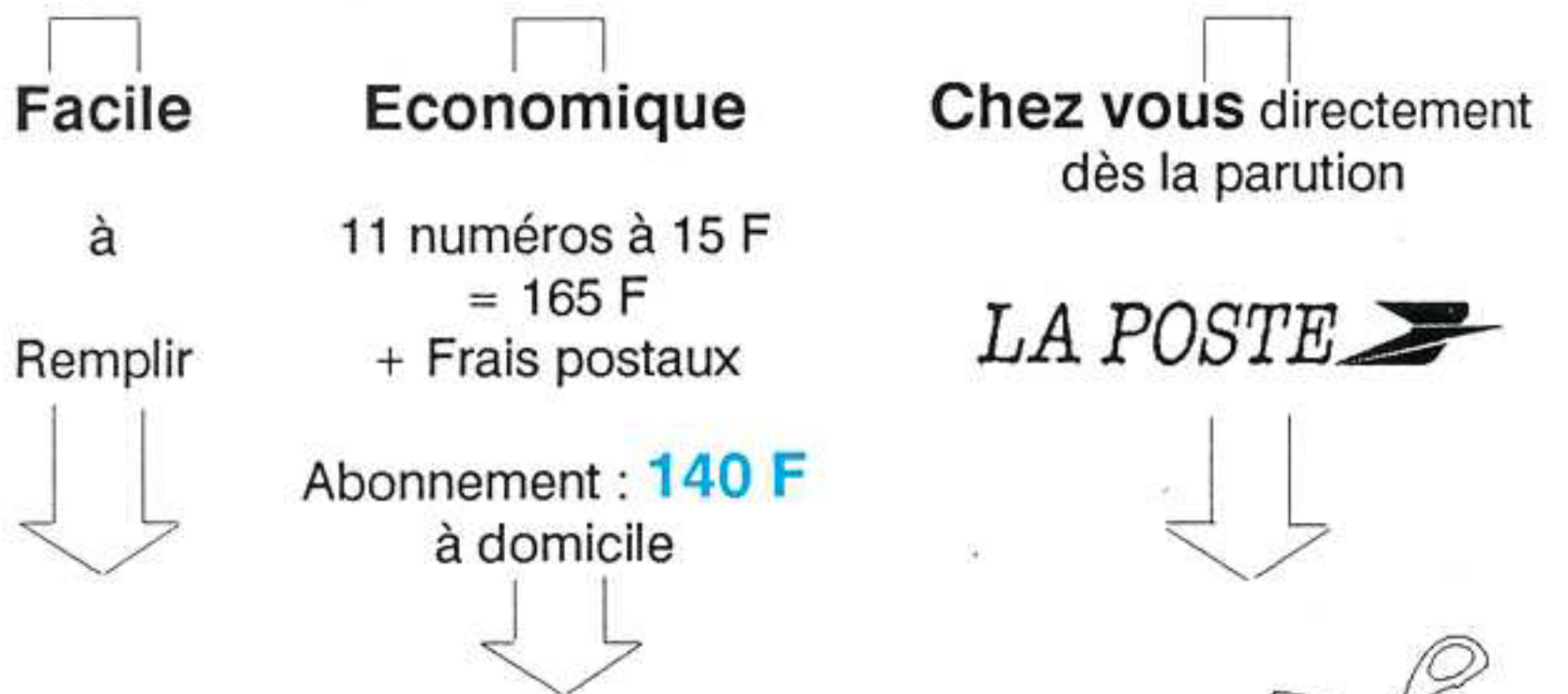
Imprimerie MAULDE et RENO  
23, rue de Lunéville  
02100 SAINT QUENTIN

Directeur de la Publication :  
M. Ninassi  
HBN Electronic  
S.A. au capital de 7.930.000  
B.P. 2739  
Z.I.S.E 51100 REIMS  
ISSN 1157 - 4372  
Commission paritaire  
en cours



Complétez votre collection HOBBYTRONIC : Voir au verso du coupon d'abonnement ci-dessous.

## L'ABONNEMENT :



### BULLETIN D'ABONNEMENT

N°9 - OCTOBRE 1991

A partir de quel numéro inclus, désirez-vous recevoir votre abonnement : N°

TOTAL **REGLEMENT** :  ,  Frs

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue

N°

Expiration

#### SIGNATURE :

(Signature des parents pour les mineurs)

### HOBBYTRONIC - Abonnement BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

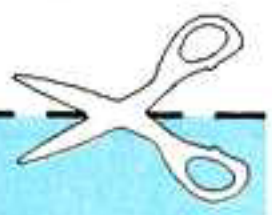
ATTENTION, si vous désirez d'anciens numéros, voir au verso de ce coupon.

Ecrire en CAPITALES une lettre par case, laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, prénom

Adresse

code postal Ville



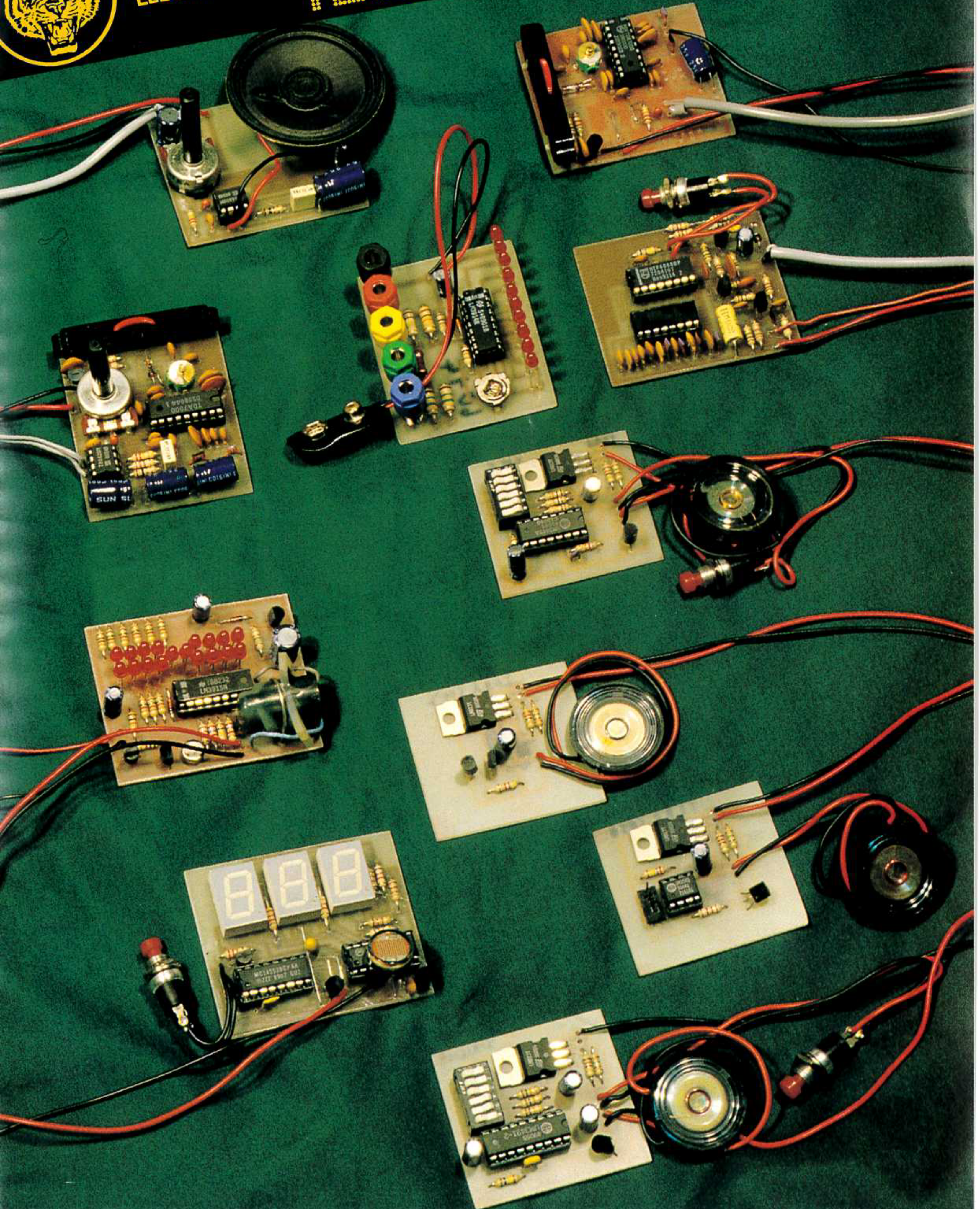


NOUVEAUTES



TORA  
ELECTRONIQUE

IMITATION  
TECHNOLOGIE





ELECTRONIC



ELECTRONIC

DUNKERQUE 59140  
14 RUE DU MAL FRENCH  
TEL 28 66 38 65

AMIENS 80000  
19 RUE GRESSET  
TEL 22 91 25 69

FONTAINEBLEAU 77000  
23 RUE A BRIAND  
TEL 1-64 22 35 25

ROUEN 76000  
19 RUE DU GAL GIRAUD  
TEL 35 88 59 43

LE HAVRE 76600  
13 PL HALLES CENTRALES  
TEL 35 42 60 92

LE MANS 72000  
16 RUE H LECORNUE  
TEL 43 28 38 63

RENNES 35000  
12 QUAI DUGUAY TROUIN  
TEL 99 30 85 26

ST BRIEUC 22000  
16 RUE DE LA GARE  
TEL 96 33 55 15

BREST 29200  
151 AV J JAURES  
TEL 98 80 24 95

NANTES 44000  
4 RUE J J ROUSSEAU  
TEL 40 48 76 57

ORLEANS 45000  
61 RUE DES CARMES  
TEL 38 54 33 01

POITIERS 86000  
8 PL A LEPETIT  
TEL 49 88 04 90

COGNAC 16100  
21 LE FIEF DU ROY- CH BERNARD  
TEL 45 35 04 49

BORDEAUX 33000  
10 RUE DU MAL JOFFRE  
TEL 56 52 42 47

BAYONNE 64100  
3 RUE DU TOUR DE SAULT  
TEL 59 59 14 25

TOULOUSE 31300  
31 AV GRANDE BRETAGNE  
TEL 61 75 05 94

LENS 62300  
43 RUE DE LA GARE  
TEL 21 28 60 49

LILLE 59800  
61 RUE DE PARIS  
TEL 20 06 85 52

VALENCIENNES 59300  
57 RUE DE PARIS  
TEL 27 46 44 23

REIMS 51100  
10 RUE GAMBETTA  
TEL 26 88 47 55

REIMS 51100  
46 AV DE LAON  
TEL 26 40 35 20

CHARLEVILLE 08000  
1 AV J JAURES  
TEL 24 33 00 84

CHALONS/MARNE 51000  
2 RUE CHAMORIN  
TEL 26 64 28 82

METZ 57000  
60 PASSAGE SERPENNOISE  
TEL 87 74 45 29

STRASBOURG 67000  
4 RUE DU TRAVAIL  
TEL 88 32 86 98

NANCY 54000  
133 RUE ST DIZIER  
TEL 83 36 67 97

MULHOUSE 68100  
CENTRE EUROPE  
TEL 89 46 46 24

MONTBELIARD 25200  
28 LA CRAY VOUGEJOURT  
TEL 81 90 24 48

TROYES 10000  
6 RUE DE PREIZE  
TEL 25 81 49 29

DIJON 21000  
2 RUE CH DE VERGENNES  
TEL 80 73 73 48

GRENOBLE 38000  
3 BD DU MAL JOFFRE  
TEL 76 47 58 62

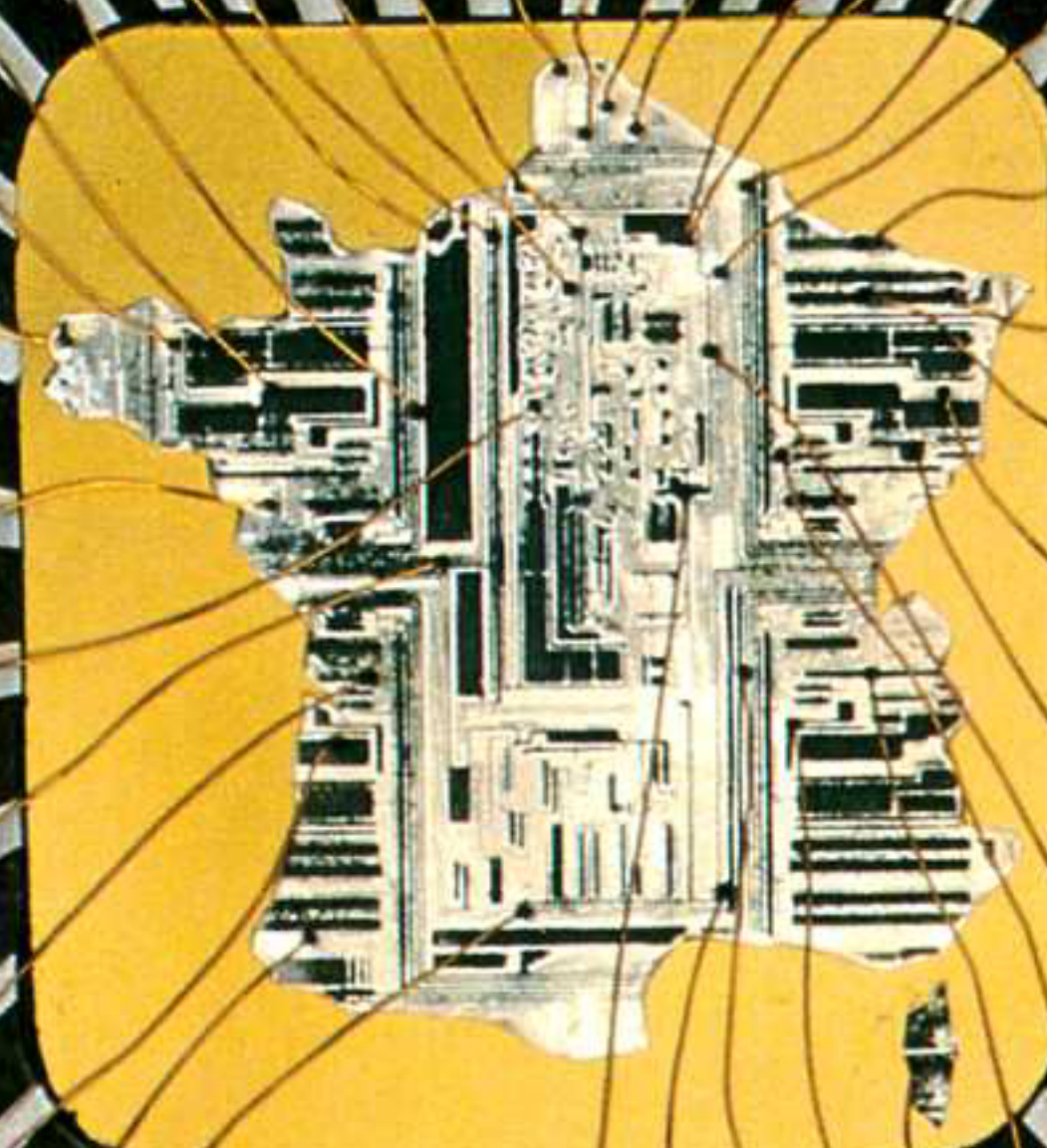
AJACCIO 20000  
AV DU MARECHAL JUIN  
TEL 95 20 27 38

VALENCE 26000  
26 RUE PONT DU GAT  
TEL 75 42 51 40

ST ETIENNE 42000  
30 RUE GAMBETTA  
TEL 77 21 45 61

MONTPELLIER 34000  
10 BD LEDRU ROLLIN  
TEL 67 92 33 86

NEVERS 58000  
1 ET 2 PL MANCINI  
TEL 86 61 75 03



DISTRIBUE :



TORA  
KIT ELECTRONIQUE