

HOBBY ELECTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL
D'APPLICATIONS
ELECTRONIQUES**

N°8 - SEPTEMBRE 1991 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE



VIDEO



LUMIERE



EMISSION-RECEPTION



VOITURE-MOTO



MESURE

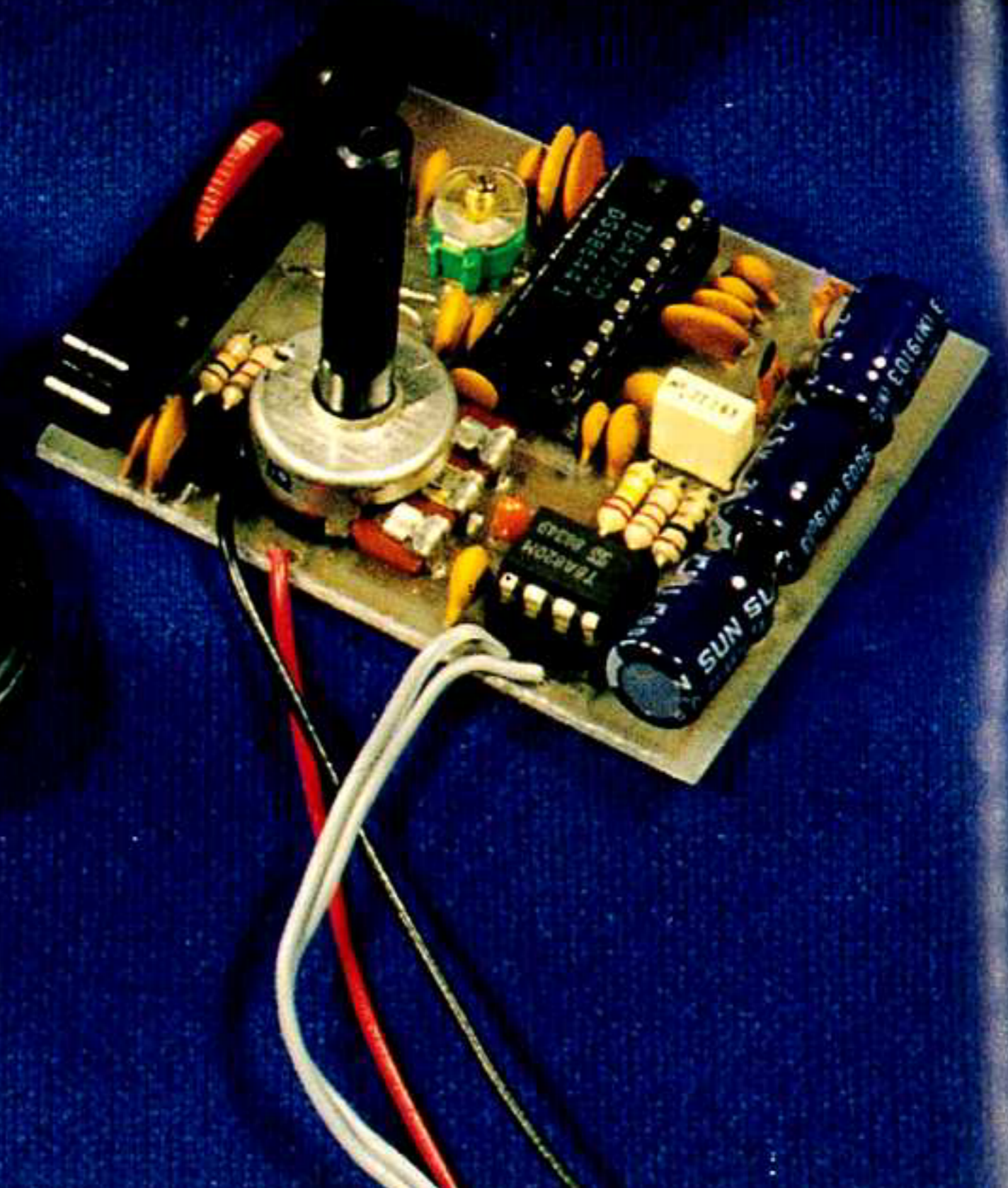
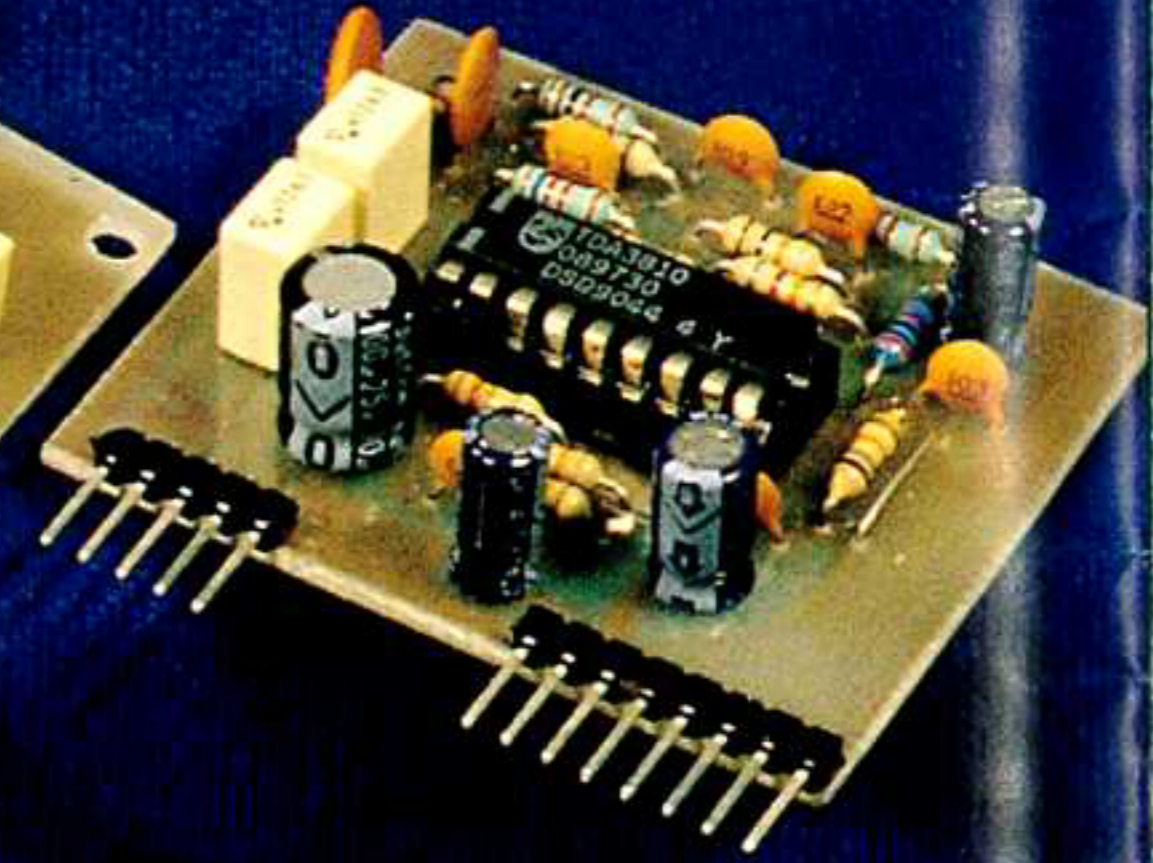
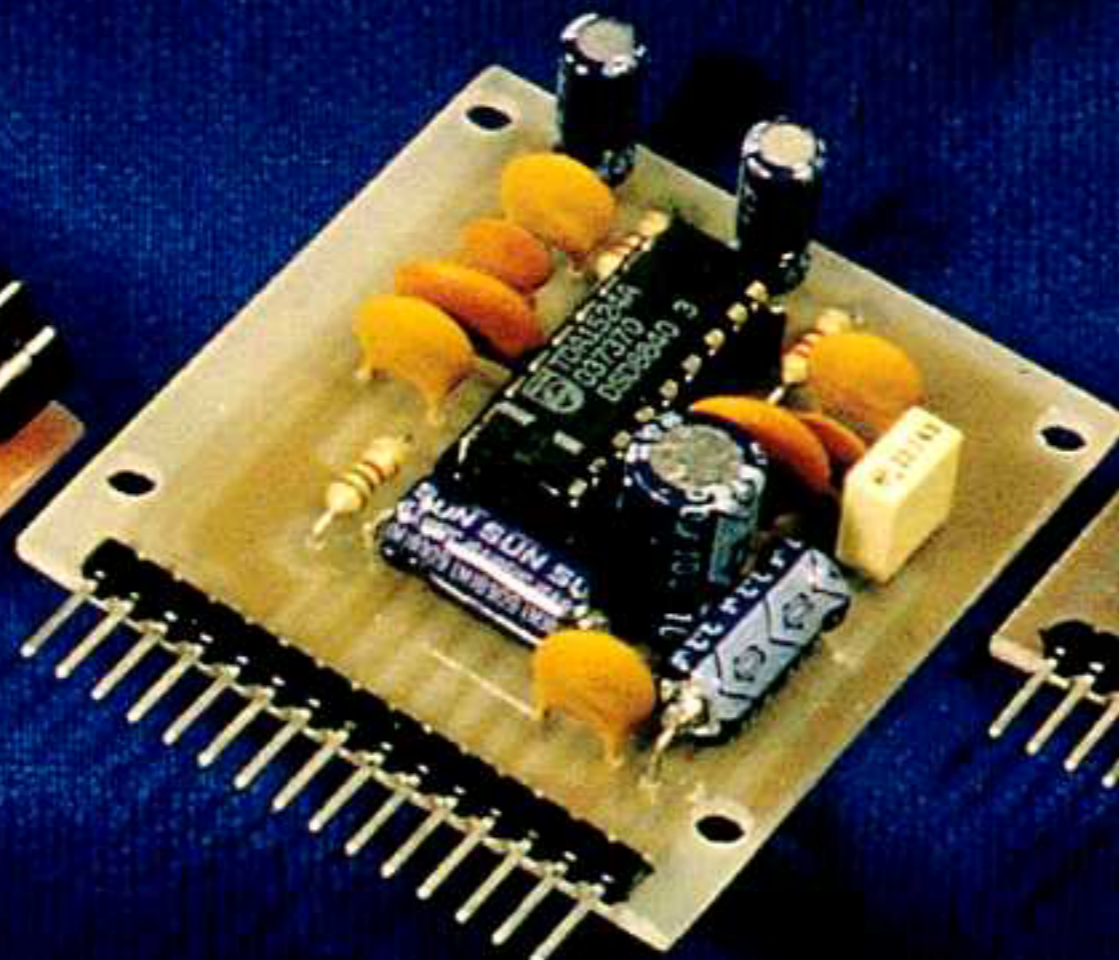
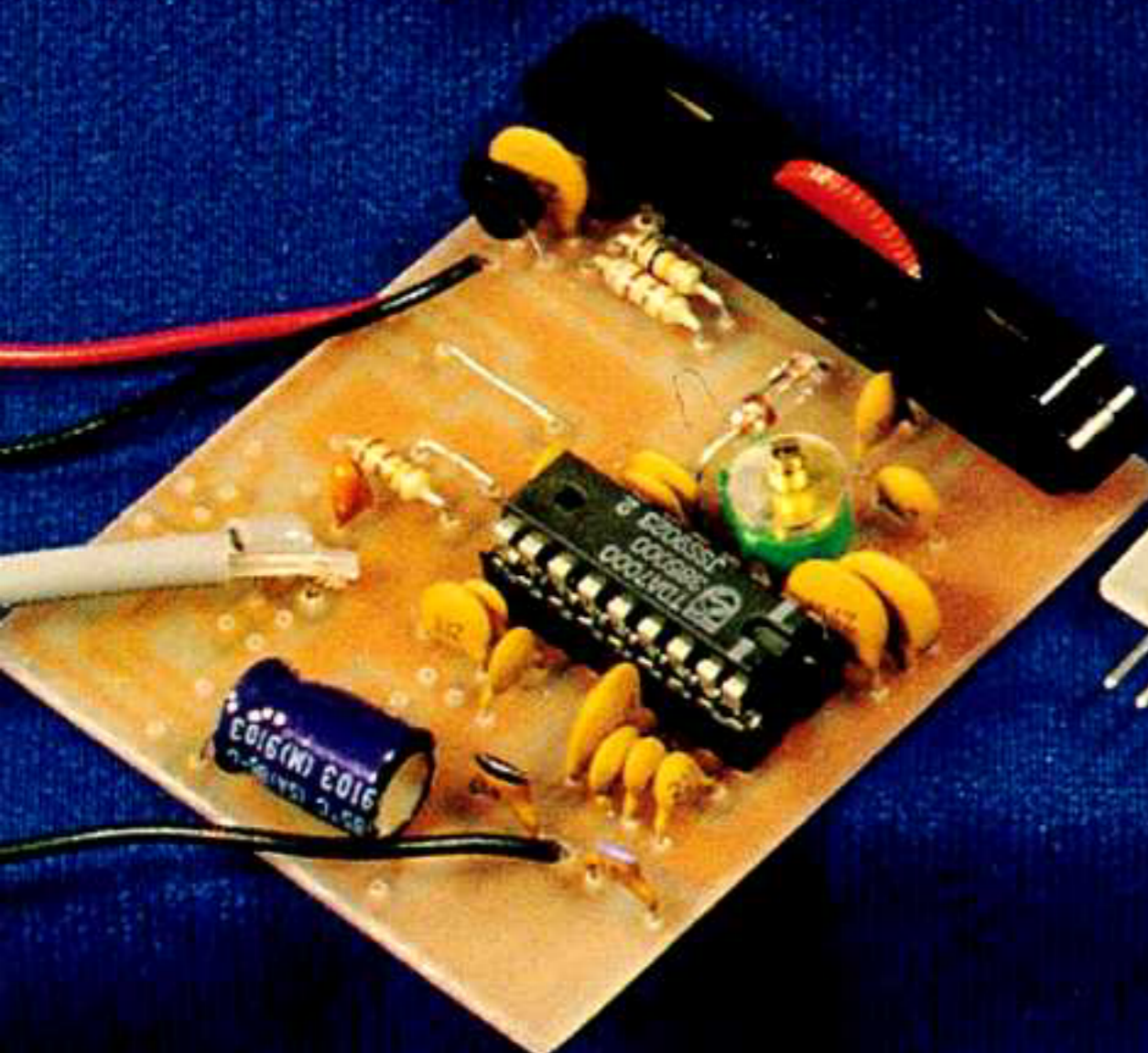
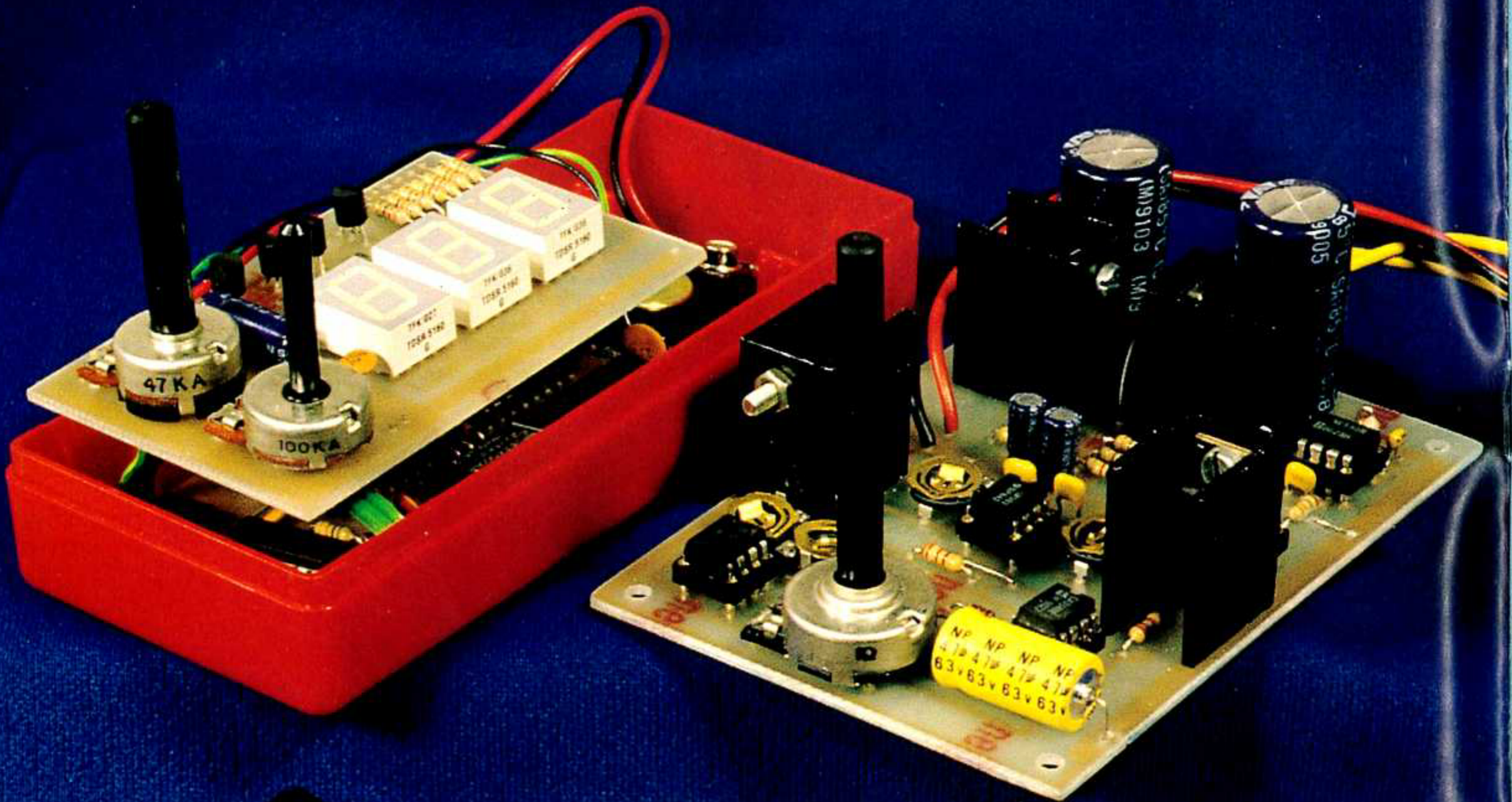


SONORISATION



M 4443 - 8 - 15.00 F







SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES



- TDA 3810** : Un circuit spécialisé dans l'audio artificielle . 12
- TDA 1524** : Commande de fonctions audio par tensions continues 33
- TDA 7000** : Un circuit intégré spécialisé dans la réception FM de 1.5 à 110 Mhz 39
- Ce qu'il faut savoir pour calculer et réaliser les selfs imprimées 43

NOS REALISATIONS PRATIQUES

- Volume, graves, aiguës, balance, "loudness" : toutes ces commandes à portée de main sur
UN MODULE DE CORRECTION DE TONALITE 2
- 88 - 108 et 50 - 60 : mon premier c'est la gamme reçue, mon second, la taille du montage.... Réalisez
Un mini-récepteur FM et un baladeur FM 5
- Elargissez l'effet stéréo en voiture ou donnez une pseudo-stéréo à votre téléviseur :
MODULE D'EXPANSION PSEUDO-STEREO & SPATIAL 15
- Avec le temps.... (Air connu...)
UN SABLIER A LEDS 18
- Donnez du réalisme aux mouvements de votre réseau ferroviaire :
COMMANDE DE MOTEUR A COURANT PULSE 23
- Base de temps numérique pour musicien :
UN METRONOME A AFFICHEURS 28
- Sommaire permanent** 47
- Pour vous abonner, rendez-vous en page 48



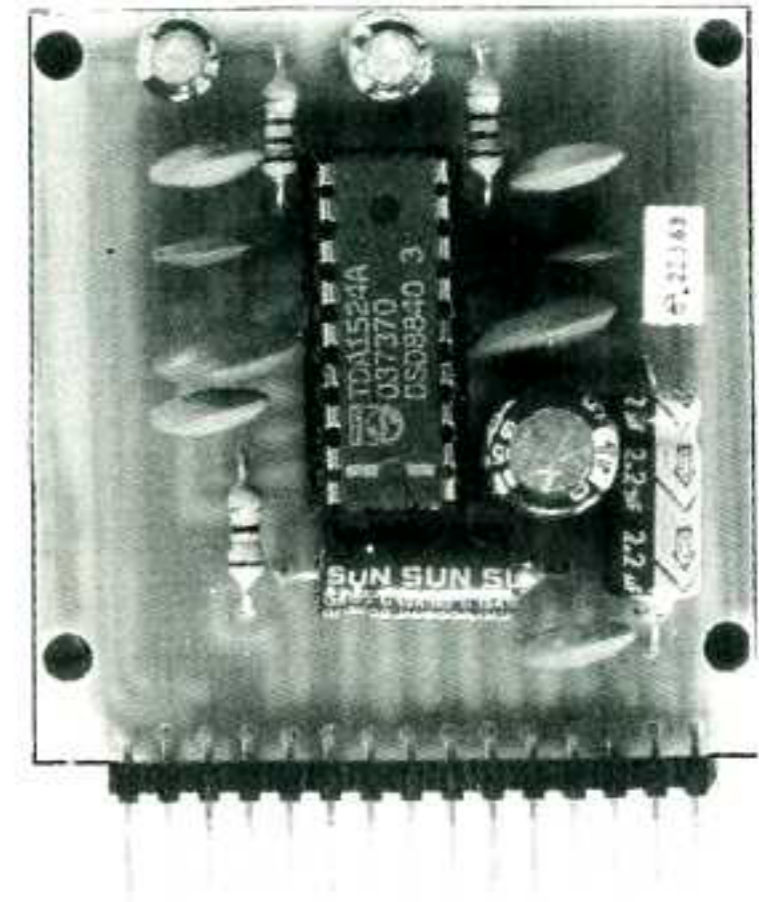


UN CORRECTEUR DE TONALITE STEREO

Le montage que nous allons voir dans cet article est une application directe du TDA 1524 A, dont les caractéristiques détaillées ont été vues par ailleurs dans ce journal.

Ce correcteur permet de commander le volume, les graves et aigües ainsi que la balance entre les deux canaux à l'aide de quatre tensions continues de commande. De plus ce circuit intégré offre la possibilité d'une commande de "contour" plus couramment connues sous le nom de "loudness" permettant de compenser le manque de sensibilité de l'oreille dans les basses fréquences et à bas volume.

Sa présentation modulaire permettra, dans des applications ultérieures plus importantes, de ne considérer ce module que comme un sous-ensemble accomplissant une tâche bien précise.



CARACTERISTIQUES GENERALES

Si vous avez déjà fait un tour du côté de la hobbythèque de ce circuit, vous verrez que ce module est pratiquement l'application typique du circuit.

Les caractéristiques de bruit et de bande passante que nous retrouverons sur ce montage seront donc tout à fait honnêtes. Les principales performances que nous offrira ce montage sont les suivantes :

- Tension d'alimentation de 7.5 à 16.5 Volts
- Bande passante de 20 Hz à plus de 20 kHz sans atténuation notable en position linéaire et réglages à mi-course
- Tensions de commande de 0 à 4 Volts
- Niveau d'entrée de 0.2 à 1.5 Volts efficaces : dans la majorité des cas où nous utiliserons ce module dans des applications ultérieures, nous opérons pour un niveau d'entrée de 0 dB (0.775 V efficaces), un des niveaux qui donnera le taux de distorsion le plus faible
- Consommation de l'ordre d'une trentaine de milli-Ampères sous $V_{cc} = 9$ Volts

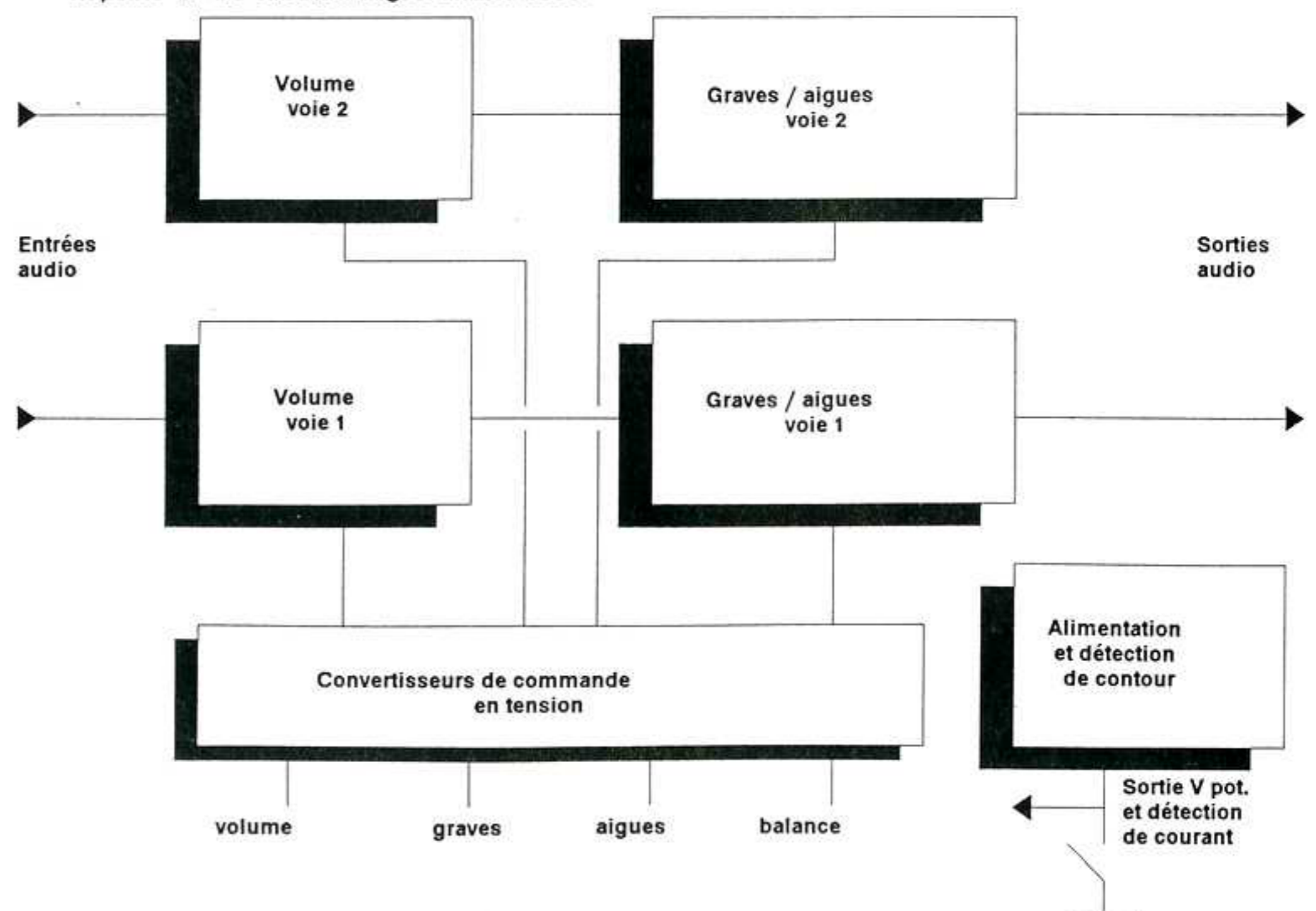
SYNOPTIQUE

Le synoptique ci-dessous représente à la fois la structure interne du circuit intégré et du module terminé, très peu de composants extérieurs étant nécessaires pour mettre en oeuvre ce circuit.

Les quatre tensions continues de commande peuvent provenir de simples potentiomètres, dans ce cas le circuit intégré fournit la tension d'alimentation de ces potentiomètres qui seront câblés entre la patte 17 du circuit intégré et la masse.

Ces tensions de commande peuvent également provenir de toutes autres sources extérieures et seront limitées en excursion de 0 à 4 Volts environ.

La détection contour/linéaire se fait par la consommation extraite de la patte 17, une simple résistance connectée ou non à la masse créera le courant suffisant pour passer d'un mode à l'autre. ($I < 0.5$ mA: mode contour, $I > 1.5$ mA: mode linéaire). Le courant dans la patte 17 doit toutefois rester inférieur à 10 mA.



SCHEMA DE DETAIL

Obstinément très dépouillé, le schéma ci-contre reprend la structure d'application fournie par RTC.

Les entrées audio sont appliquées sur C8 et C9 par rapport à la masse. Une composante continue peut être présente sur ces signaux, ces deux condensateurs se chargeant de l'éliminer au besoin. La tension continue présente au niveau du circuit intégré sur les pattes 4 et 15 étant pratiquement égale à $V_{\text{alim}}/2$, il faudra toutefois veiller à ce que la tension appliquée à l'entrée du module n'excède pas cette valeur.

Dans le cas contraire C8 et C9 se trouveraient polarisés à l'envers, problème très facilement solutionné en montant ces deux condensateurs dans l'autre sens....

Le filtre choisi pour la commande de contour est du type simple pôle: il est constitué par C2 et C11. Ce choix diminue légèrement l'amplitude des graves lorsque le filtre agit et permet ainsi une plus large gamme d'amplitude des signaux d'entrée dans les diverses applications utilisant ce module (voir hobbythèque du TDA 1524, figures 12 et note 3 des caractéristiques).

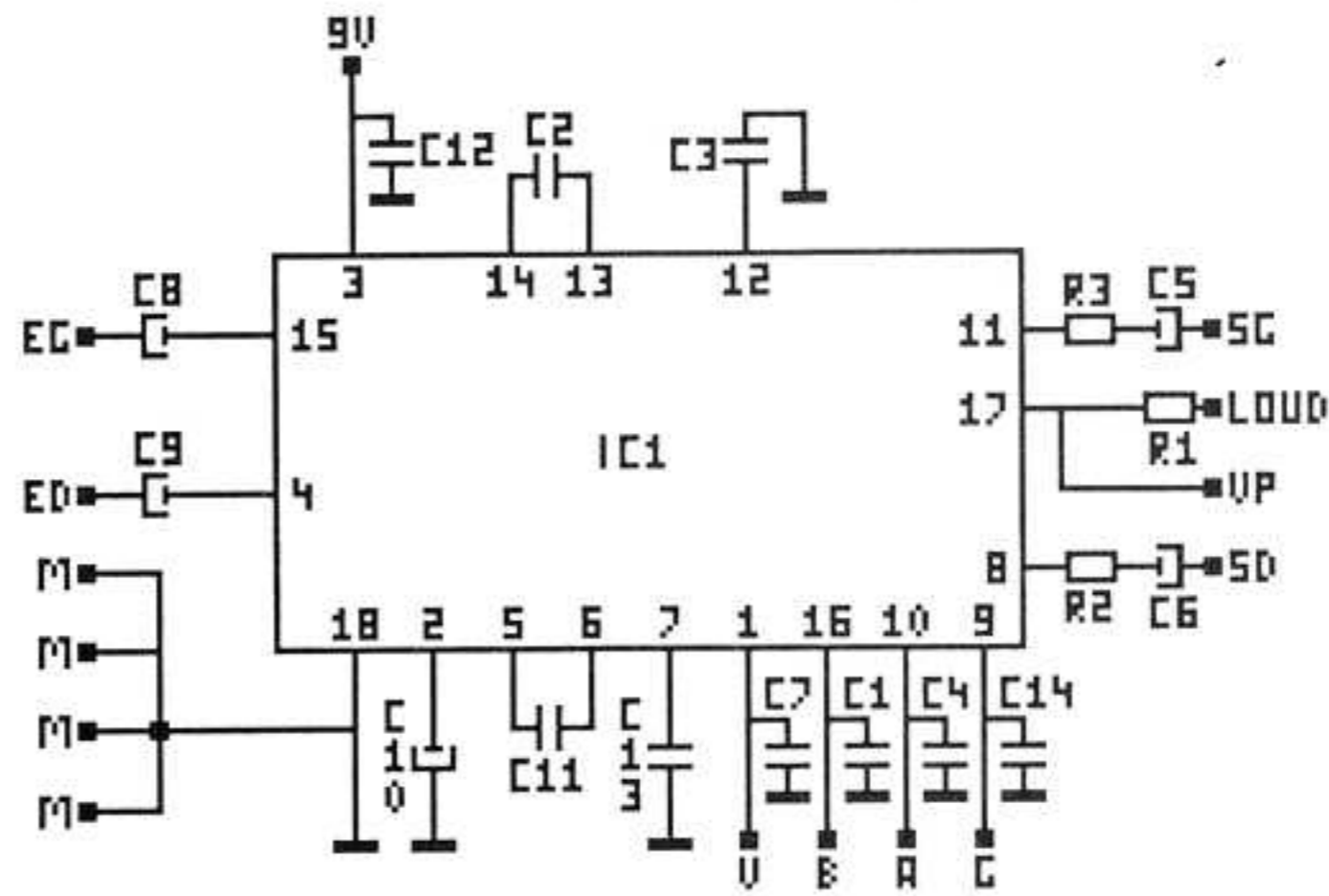
Les tensions de commande sont appliquées sur les pattes 1, 16, 10 et 9 pour commander respectivement le volume, la balance, les aiguës et les graves.

Les condensateurs montés sur ces pattes permettent de supprimer tout bruit résiduel qui pourrait exister sur ces lignes de commande et dus par exemple à une grande distance entre les potentiomètres et le module.

A noter que si ces tensions de commande émanent directement de la sortie d'un circuit intégré (par exemple un suiveur), le montage de ces condensateurs devient inutile et est même à proscrire afin de ne pas charger le circuit commande capacitivement.

La patte 17 fournit, comme indiqué précédemment, la tension pour les potentiomètres de commande et la résistance R1 permet le passage du mode contour au mode linéaire par augmentation du courant consommé.

Enfin les sorties se font sur C5 et C6, rejetant à leur tour la composante continue fournie par le TDA 1524. Les résistances R2 et R3, montées d'office, assurent au module un fonctionnement correct même en cas de dépassement de la capacité de charge par les étages suivants.



LISTE DES COMPOSANTS

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

| | |
|--------|-------------------------------|
| R1 | 1.5 k Ω |
| R2, R3 | 220 Ω |
| C1 | 0.1 uF céramique |
| C2 | 47 nF céramique |
| C3 | 15 nF céramique |
| C4 | 0.1 uF céramique |
| C5, C6 | 4.7 uF 63V radial |
| C7 | 0.1 uF céramique |
| C8, C9 | 2.2 uF 63V axial |
| C10 | 100 uF 25V radial |
| C11 | 47 nF céramique |
| C12 | 0.22 uF plastique pas de 5.08 |
| C13 | 15 nF céramique |
| C14 | 0.1 uF céramique |
| IC1 | TDA 1524 A |

1 support CI 18 broches
1 barrette connecteur droit ou coudé 15 broches

REALISATION

Le circuit imprimé et la sérigraphie donnés à l'échelle 1 montrent la taille relativement réduite du module terminé.

Les pistes étant relativement "serrées", prendre soin à la qualité des soudures et aux court-circuits éventuels. Pour le reste, il ne devrait pas y avoir de problème particulier au niveau de la réalisation.

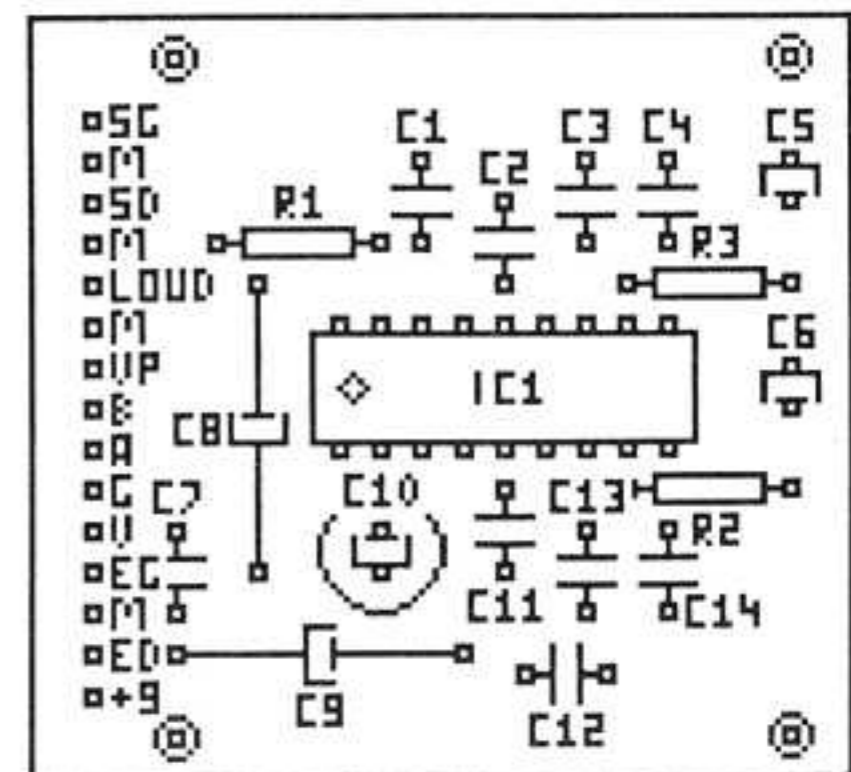
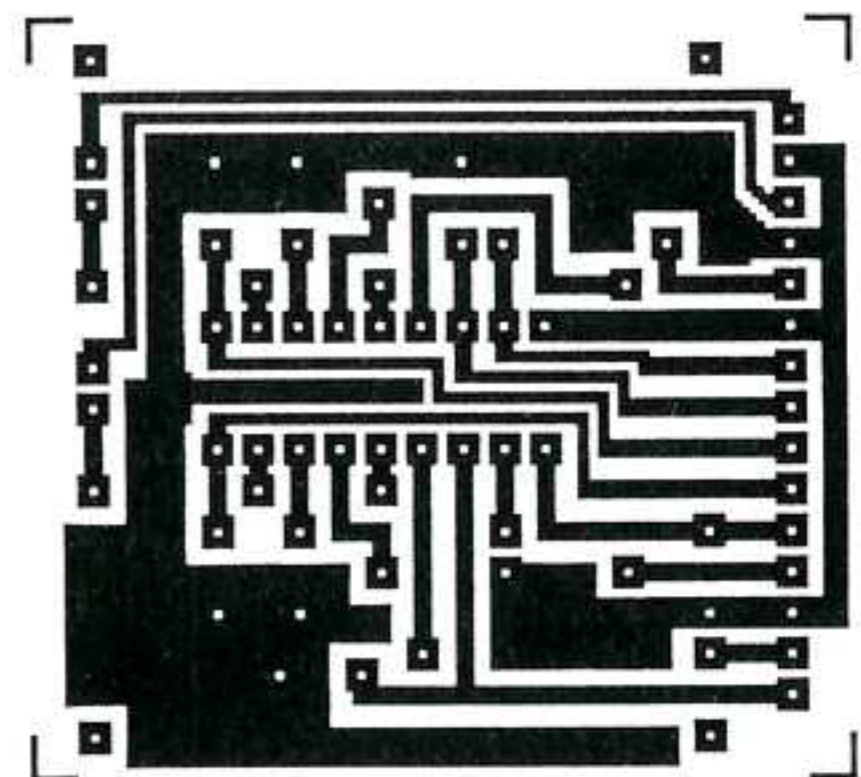
Comme indiqué plus haut, la polarité des chimiques d'entrée peut éventuellement être inversée si votre source d'attaque B.F. fournit une tension continue supérieure à $V_{\text{alim}}/2$. Le non respect de ce point particulier créerait une polarisation inverse des chimiques d'entrée et ainsi un courant de fuite sur les pattes 4 et 15 entraînant le mutisme total du montage....

Le connecteur de sortie, droit ou coudé, pourra être choisi à votre goût

suivant l'utilisation envisagée pour votre correcteur de tonalité.

Monté à plat, le module peut être fixé sans problème majeur dans un coffret ou sur une carte mère et les entrées / sorties reliées par du simple fil de câblage. Seules les entrées et sorties audio devront être raccordées avec du câble blindé.

Ce module, auquel on aura ajouté un interrupteur pour le contour et quatre potentiomètres pour les réglages, représentera, malgré sa petite taille, un préamplificateur correcteur stéréo de qualité. Les sorties à niveau 0 dB sont aptes à attaquer directement un amplificateur audio de puissance.



UTILISATION

Pour concrétiser l'utilisation de ce module, les schémas suivants montrent en détail le câblage du connecteur d'utilisation avec le montage vu coté composants et un préamplificateur stéréo simple à commande par potentiomètres.

L'alimentation en 9 Volts par exemple pourra être fournie par un régulateur intégré classique.

Dans cette application simple, les potentiomètres auront une valeur de 47 k Ω , assurant ainsi sur la patte 17 un courant inférieur à 0.5 mA afin de ne pas déclencher le mode linéaire.

Ce mode linéaire pourra être enclenché par l'interrupteur placé sur la sortie VP du module. Une LED peut être intercalée en série avec cette sortie pour afficher le mode "linéaire".

Cette commande contour / linéaire peut se faire par d'autres types d'interfaces: transistor, comparateur à collecteur ouvert ou interrupteur, etc.

Le positionnement de la LED de visualisation peut également changer afin de pouvoir contrôler le courant qui y circule.

Dans ce cas, la figure ci-contre montre la façon de câbler cette visualisation à l'aide d'une diode 1N4148 supplémentaire qui évite toute injection de tension continue venant de l'extérieur vers l'entrée LD du module.

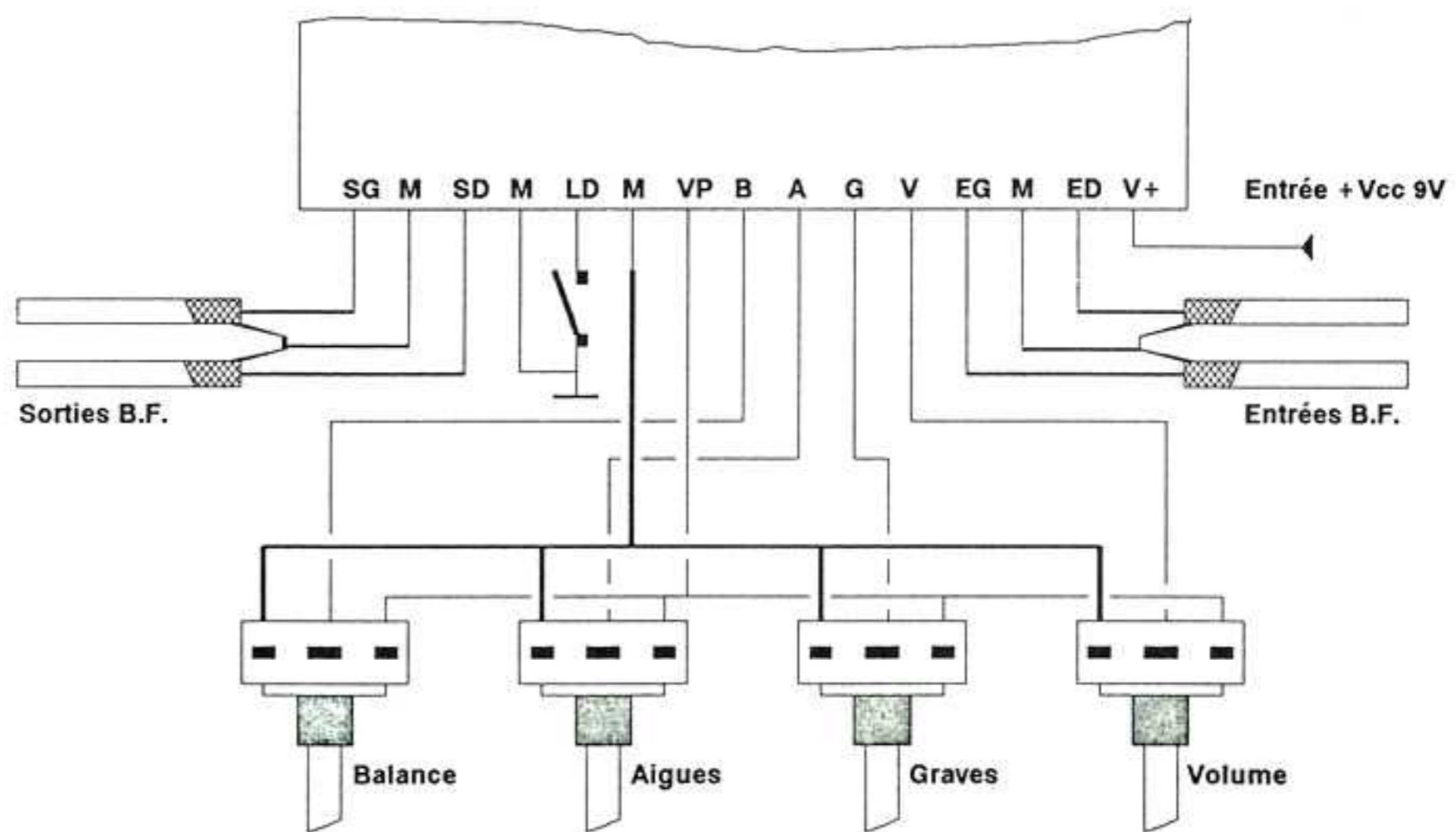
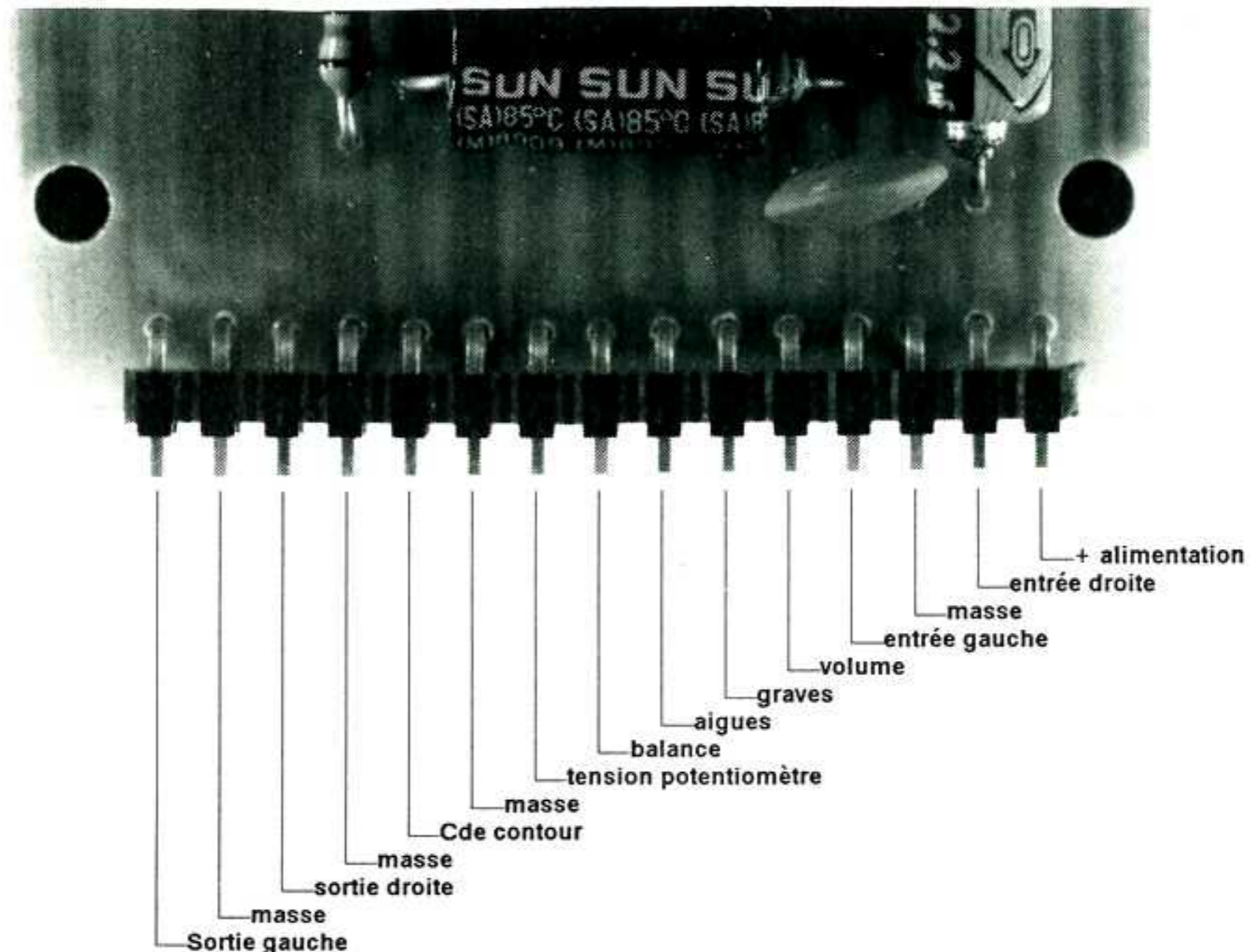
Cette façon de câbler permet également d'éviter le courant de LED sur la régulation basse tension du module. La résistance RL détermine ce courant de LED qui devient indépendant du courant de patte 17 (LD).

CONCLUSIONS

Nous aurons l'occasion, dans d'autres numéros de ce journal, de voir des montages sous forme modulaire.

Ces petits montages de base, simples et accomplissant des fonctions précises, sont utilisables directement comme celui que nous venons de voir, mais représentent surtout des petits sous-ensembles que nous aurons l'occasion d'utiliser par la suite dans des appareils plus complexes.

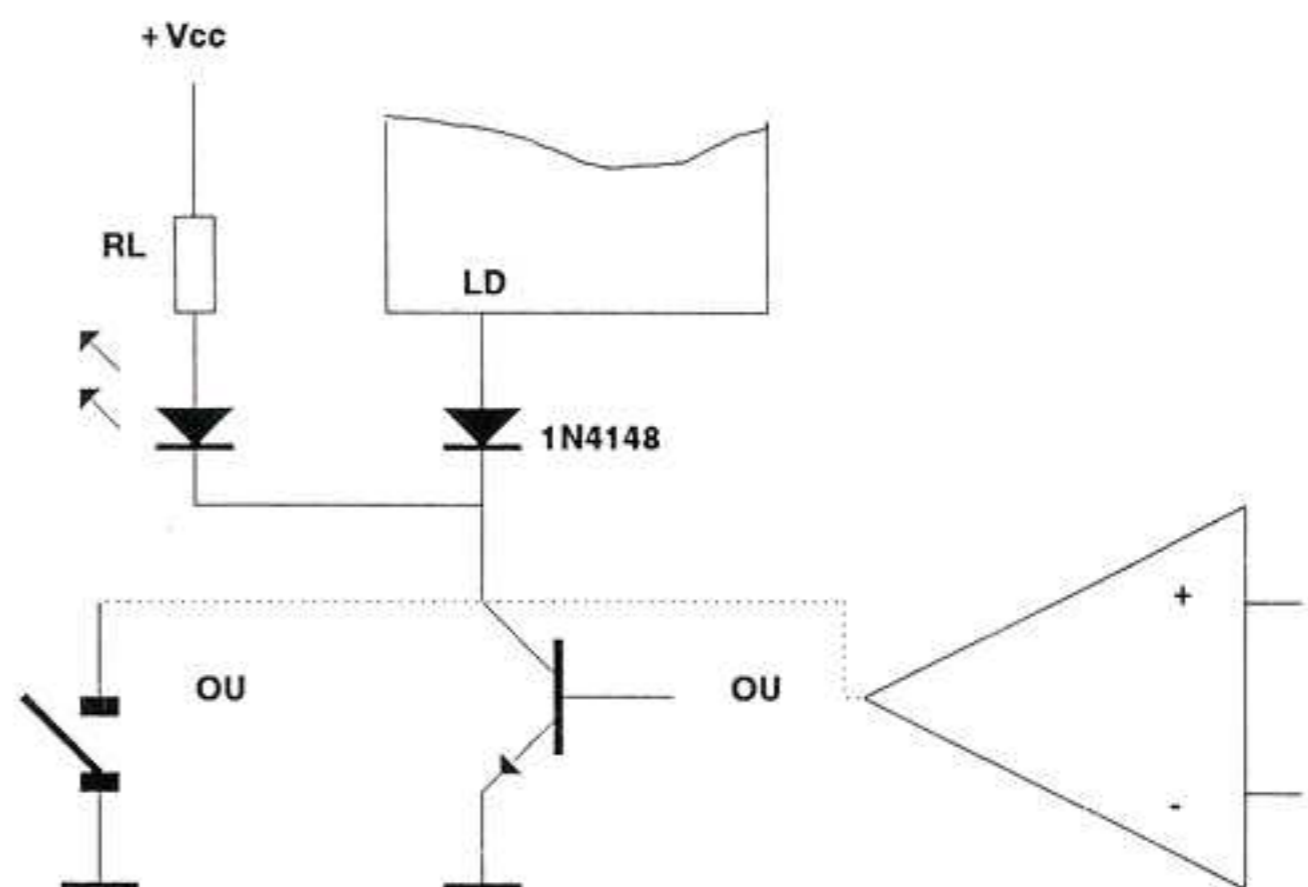
Parmi les montages qui se rapportent à cette technique modulaire, nous avons déjà vu le gradateur 220 Volts commandé



en tension et le récepteur de télécommande infra-rouge décrit dans l'article sur le ré-émetteur de télécommande du numéro de juillet août 91.

Dans ce présent numéro, appartient à cette technique la réalisation du présent correcteur de tonalité et l'expandeur pseudo-stéréo équipé d'un TDA 3810.

Avant d'entamer l'utilisation de ces divers modules dans des sous-ensembles plus complexes et autonomes, nous verrons encore sous forme de module un ensemble émetteur / récepteur de télécommande, divers amplificateurs B.F. de diverses puissances, un sélecteur de source audio et un module Bi-stable.



La réalisation de ces divers modules peut donc trouver une application directe mais pourra également être utile dans un avenir très proche.

J.TAILLIEZ

Un récepteur radio FM / Un baladeur FM

Quel est le foyer qui aujourd'hui ne dispose pas encore d'un récepteur radio FM ? Aucun me direz-vous. Alors pourquoi aborder la réalisation d'un tel récepteur ? Tout simplement parce que ce type de montage a toujours été le premier pas que réalise un électronicien en herbe. Il y a une dizaine d'années, devant la pauvreté de couverture des émetteurs FM, c'était vers les récepteurs GO que s'orientait le débutant. Un cadre, une diode, un condensateur et un écouteur, le montage était terminé. Venait ensuite le récepteur à amplificateur. Etc. Etc...

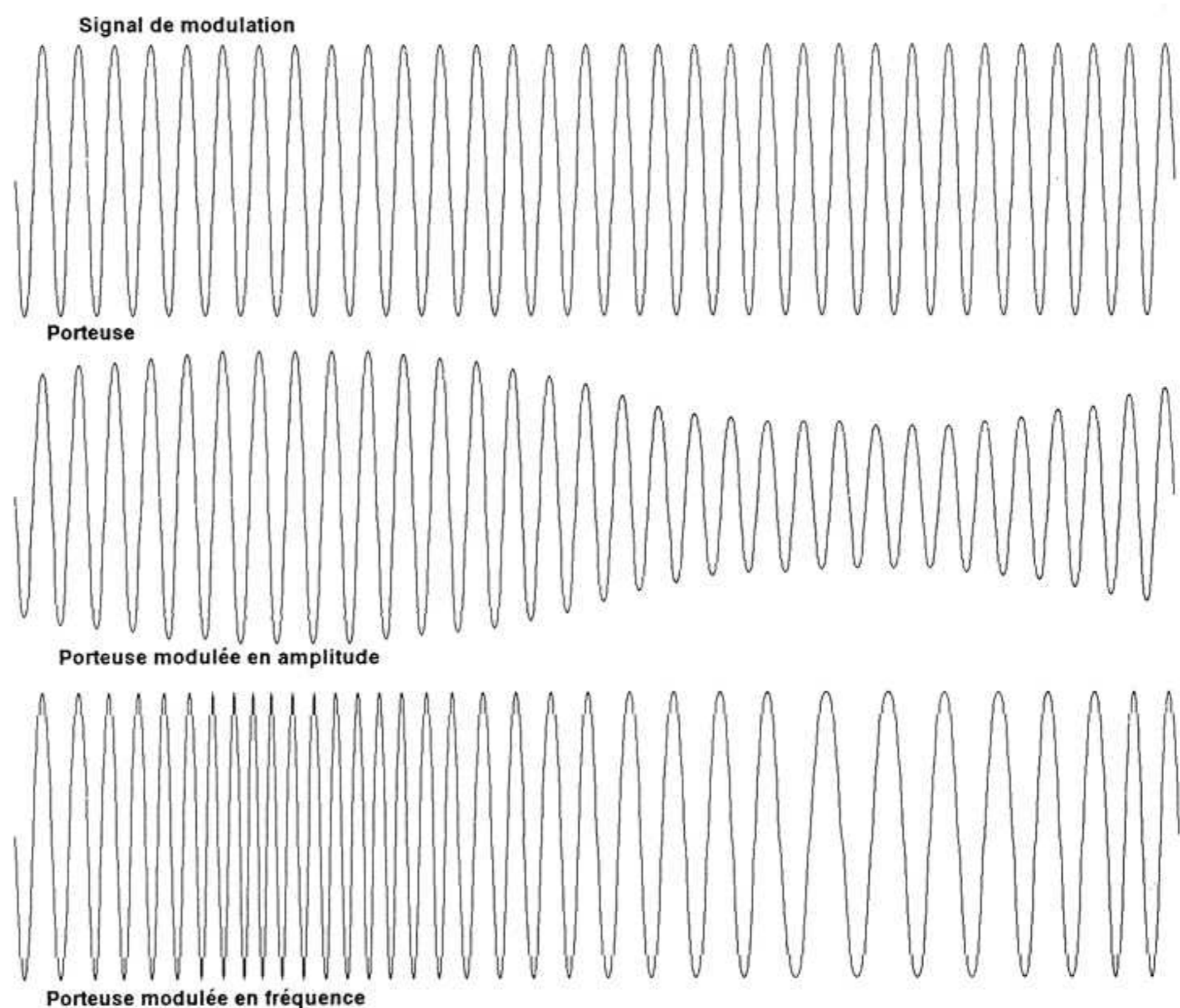
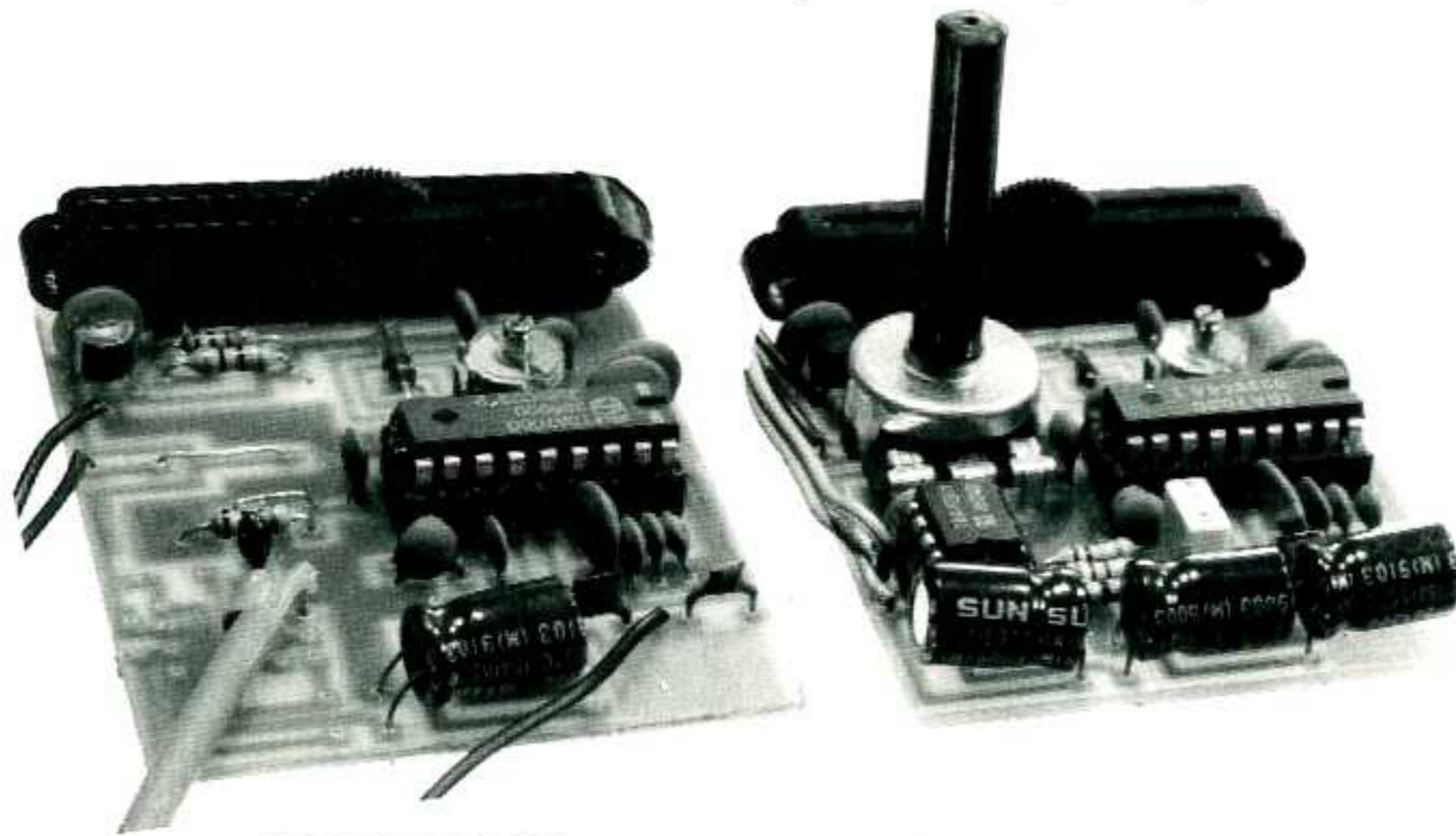
La mise au point d'un récepteur FM de l'époque n'était pas encore à la portée du débutant. Aujourd'hui, grâce aux progrès réalisés par l'intégration des semi-conducteurs, réaliser un récepteur FM tient presque de l'insolence tellement c'est simple. Alors pourquoi hésiter ?

Les grands principes de la transmission radio

Quelque soit le but final de l'utilisation du signal (Audio, vidéo), la transmission de l'information par les ondes hertziennes s'est toujours opérée suivant deux principes distincts : la modulation d'amplitude ou AM et la modulation de fréquence ou FM.

La modulation d'amplitude

C'est le principe de transmission utilisé pour les récepteurs GO (Grandes ondes), PO (Petites ondes) et OC (Ondes courtes). Une des caractéristiques de ces types de récepteurs est de présenter une qualité sonore de piètre valeur. Ce défaut n'est pas lié au récepteur, mais essentiellement à la fréquence utilisée pour véhiculer de telles ondes (Elles sont capables de couvrir de grandes distances d'où risque important d'attraper des parasites (orages) et de subir une atténuation). Pour s'en convaincre, il suffit d'écouter un poste de télévision muni d'un amplificateur de type HI-FI. La qualité sonore est sans reproche. Et pourtant il s'agit de modulation d'amplitude pour les émetteurs SECAM au niveau de la partie son. Ouvrons une autre parenthèse: Un signal en modulation de fréquence nécessite une largeur de bande de 150 kHz (2 fois 75 kHz). La bande des grandes ondes couvre les fréquences comprises entre 150 et 300kHz soit une largeur de l'ordre de 150kHz. Ce petit calcul conduit donc à conclure que la bande des Grandes Ondes, si elle était en modulation de fréquence ne pourrait contenir qu'un seul émetteur. la bande des GO en FM n'est donc pas exploitable. Une solution serait l'utilisation de la NBFM (Modulation de fréquence en bande étroite). C'est ce qui



est utilisé sur les postes CB. La largeur de bande est de 5 kHz (2 fois 2,5 kHz). Ce dispositif permettrait en théorie l'utilisation de 30 stations. Inconvénient d'un tel principe d'émission est que la bande passante audio est limitée à 4 kHz.

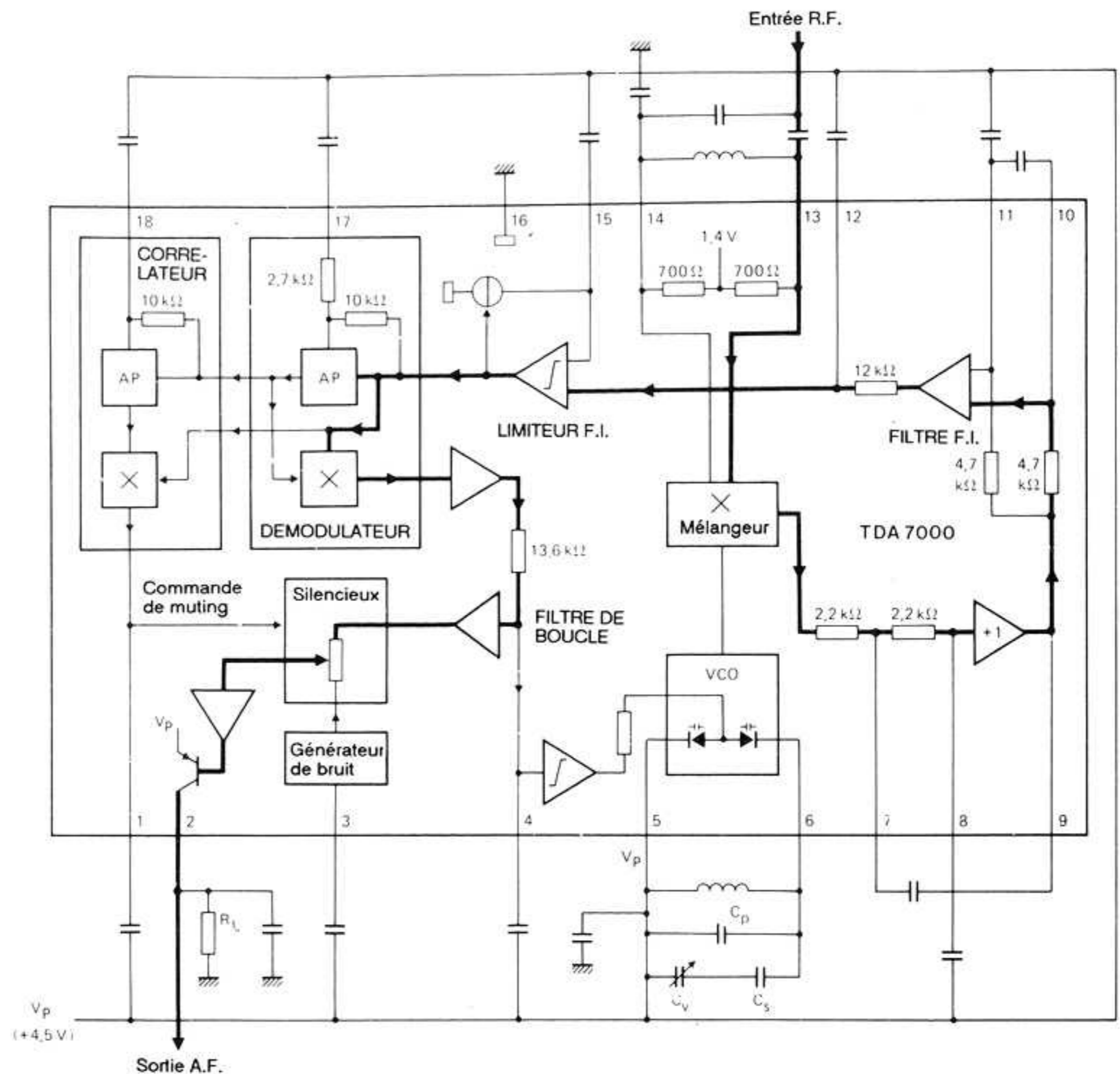
Le principe de la modulation d'amplitude est très simple. Comme son nom l'indique c'est l'amplitude de la porteuse qui est modulée par le signal à transmettre. Rappelons au passage que la porteuse est constituée d'un signal d'amplitude constante et à la fréquence de l'émetteur. Cette dernière est par conséquent très élevée devant celle du signal à envoyer. La restitution de l'information transportée s'opère simplement en éliminant la porteuse (Redressement par une diode et filtrage par un condensateur). Une telle opération est plus couramment appelée "détection d'enveloppe".

La modulation de fréquence

Là, le principe est le complément de la modulation d'amplitude. Après avoir joué sur la hauteur du signal (Amplitude), maintenant c'est sur sa largeur (Fréquence) que va s'opérer la modification. Comme il n'y a pas de profondeur pour la porteuse, il ne peut pas y avoir d'autres types de modulations.

Les domaines d'utilisation de cette modulation sont très nombreux. Les plus connus sont les bandes radio FM et les bandes de télévision (Chrominance sur le système SECAM, chrominance et son sur le système PAL). Ouvrons une seconde parenthèse: Un signal vidéo est constitué de deux signaux : la luminance (Image en noir et blanc) et la chrominance (Informations de la couleur pour cette image). Si le signal de chrominance est transmis en modulation de fréquence, le signal de luminance est transmis, lui, en modulation d'amplitude. Cette petite remarque montre que les deux types de modulations ne sont pas antagonistes mais bien complémentaires l'un de l'autre.

Le principe de codage en FM consiste à venir augmenter ou diminuer la fréquence de la porteuse en fonction de l'amplitude du signal à transmettre. Cette variation s'opère symétriquement autour de la fréquence de la porteuse. Les zones de fréquences couvertes par ces écarts de modulations sont appelées bandes latérales. Ainsi un signal modulé en fréquence comporte deux bandes latérales. Nous laisserons volontairement de côté les modulations de type BLU (Bande latérale unique) qui sont des cas particuliers de modulation de fréquence.



Synoptique du TDA7000

Il existe cependant un troisième type de modulation qu'est la modulation de phase. Ce principe est très proche de la modulation de fréquence. Si en FM la modulation est uniquement fonction de l'amplitude du signal modulant, en modulation de phase elle est également fonction de la fréquence du signal modulant.

Type de récepteur utilisé

Les récepteurs FM intégrés sont maintenant aussi nombreux que variés. Le choix s'est arrêté sur le TDA7000 qui est un récepteur FM monophonique. Cette caractéristique permet de simplifier le schéma (Pas de traitement de sous porteuse et de démodulation droite-gauche). Une autre raison qui le rend très attractif est la non utilisation de composants spécifiques comme les FOS (Filtres à ondes de surfaces) ou les filtres céramiques qui imposent l'utilisation de fréquences intermédiaires très précises. Ce composant ne réclame que l'usage de composants passifs classiques comme

des condensateurs et des selfs. Vu la gamme de fréquence exploitée, ces dernières peuvent directement être "bobinées au feutre" sur le circuit imprimé.

Synoptique du TDA7000

Le synoptique du TDA7000 est des plus classiques pour un récepteur de radio FM.

L'étage d'entrée RF

L'étage RF (Fréquence radio) est très simple car uniquement constitué d'un ensemble de résistances qui servent à polariser le signal avant de l'appliquer au mélangeur. La partie amplificateur RF est intégrée dans le mélangeur.

L'oscillateur local

Cet oscillateur est constitué de deux parties distinctes. La première est basée sur un oscillateur standard à circuit oscillant LC. Cette particularité est intéressante car elle laisse libre le choix de



la gamme de fréquence à recevoir (1,5 à 110 MHz). La seconde partie est un étage de CAF (Correction automatique de fréquence)

Le mélangeur

Cette partie constitue la clef de voûte de tout récepteur de qualité. Son but est de réaliser le produit (Multiplication) du signal RF (Antenne) et de l'oscillateur local (Fréquence relative de l'émetteur à recevoir). Pourquoi réaliser une telle opération? C'est une propriété mathématique qui veut que le produit de deux fonctions sinusoïdales redonne deux sinusoïdes dont l'une est la somme des deux fréquences initiales et l'autre la différence.

$$\text{Cos}(A) * \text{Cos}(B) = (\text{Cos}(A+B) + \text{Cos}(A-B))/2$$

Tout cela est bien joli, mais la raison n'est toujours pas évidente. Reprenons en détail. Deux nouveaux signaux sont apparus. Celui qui est constitué de la somme ne présente rien d'intéressant et risque même de se montrer perturbateur. Heureusement sa fréquence a presque été doublée. L'autre, constitué de la différence, commence par contre déjà à attirer plus l'attention. La fréquence résultante est déjà inférieure à l'initiale; première constatation qui est loin d'être à rejeter. Il est toujours plus facile de manipuler un signal de 1MHz qu'un signal de 1GHz. Mais le plus gros intérêt de cette manipulation est qu'il y a moyen d'avoir une fréquence pour l'oscillateur local qui possède un écart constant avec la fréquence de l'émetteur à capter. Génial ! La réception d'une multitude de stations est ramenée tout simplement au traitement d'une seule fréquence.

L'étage FI

La partie FI (Fréquence intermédiaire) porte bien son nom et l'on devine déjà quel va être son rôle. Elle est tout d'abord constituée d'un filtre qui va se charger de ne conserver que le signal dont la différence est égale à cette fréquence intermédiaire. D'autre part, ce filtre doit posséder une bande passante égale à l'excursion de la modulation. Pour la bande des radios FM, elle est de 150 kHz (2 fois 75). Ce filtre est suivi d'un amplificateur/limiteur qui va essayer de donner une amplitude constante au signal retenu. Un tel traitement est possible car la modulation de fréquence est caractérisée par une amplitude constante (Pour un émetteur). Ce dispositif va donc donner la même amplitude au signal et cela quelque soit l'amplitude initiale de l'émetteur. Il rattrape ainsi les pertes qui ont pu se produire sur des stations éloignées.

Le démodulateur

Nous voici arrivés au bout du voyage du signal modulé. Cet étage va opérer l'inverse de l'émetteur en restituant le signal initial. Comme il s'agit de modulation de fréquence, cet étage est plus couramment appelé discriminateur.

Maintenant c'est un signal BF qui est disponible mais la partie modulation n'est pas encore terminée. Ce dernier va être traité par un filtre de boucle qui est constitué d'un intégrateur. Son but va être de rechercher la position pour laquelle le signal BF aura un maximum d'amplitude. Pour arriver à cela, cet intégrateur viendra modifier la fréquence de l'oscillateur local afin d'être le mieux aligné possible sur l'émetteur à recevoir. Cet asservissement constitue ce qui est couramment appelé CAF (Correction automatique de fréquence).

L'étage de sortie AF

Si la partie modulation a complètement été passée en revue, le signal BF n'a pas encore atteint la sortie et devra passer au travers de toutes les interdictions que peut apporter l'étage AF (Fréquence Audio). Cet étage est essentiellement constitué du silencieux (MUTE en anglais) qui reçoit les commandes d'interdictions. La première interdiction est générée par le corrélateur. Son rôle est de déterminer si le récepteur est calé sur une station. Si ce n'est pas le cas, il bloquera le silencieux empêchant ainsi toute reproduction de bruits inter-station. La seconde interdiction est générée par le circuit de bruit. Son rôle est de déterminer la quantité de bruit présent dans le signal BF. Si celui-ci est trop élevé, il y a également suppression de la reproduction.

Ca y est. Les derniers obstacles sont franchis et le signal BF va enfin pouvoir rejoindre la sortie AF grâce à un transistor suiveur. Un dernier petit traitement doit cependant encore être réalisé. La modulation de fréquence en stéréo est caractérisée par la présence d'une sous-porteuse à 19 kHz qui indique que l'émission est en stéréo. La sortie AF doit donc comporter un filtre qui devra supprimer la présence de cette sous-porteuse (Généralement un filtre passe bas du premier ordre dont la fréquence de coupure se situe à 15 kHz).

Le schéma de détail

Le schéma de détail reprend dans ces grandes lignes le schéma qui a déjà été

aperçu dans le synoptique du TDA7000. Quelques modifications ont cependant été apportées afin de le rendre plus attractif. Ces modifications se situent au niveau de l'oscillateur local dont l'accord n'est plus mécanique (Au moyen d'un condensateur variable) mais électronique (Au moyen d'un potentiomètre). C'est le principe qui est utilisé sur les appareils munis d'une recherche automatique de station avec mémoire (Téléviseurs, magnétoscopes, etc.).

Le signal d'antenne est tout d'abord appliqué sur un circuit résonant LC (C2, C20, L1 et C4) dont le but est d'encadrer la bande de fréquence à recevoir. Cette précaution évite de surcharger inutilement l'étage d'entrée RF du TDA7000 par des fréquences en dehors de la gamme 88-108.

Le circuit résonant de l'oscillateur local est constitué de CV1, L2, C9 et D1. Le condensateur variable CV1 sert à centrer la bande de réception en définissant la fréquence moyenne de l'oscillateur. La sélection de la station s'opère par l'ensemble C9 et D1. La diode D1 est une diode dite "varicap". Sur ce type d'oscillateur, on utilise la capacité que présente une diode utilisée en inverse (Propriété vraie pour toutes les diodes). C'est d'ailleurs comme cela que sont réalisés les condensateurs utilisés dans les circuits intégrés. Ces diodes présentent par contre une capacité quasiment constante. La diode "varicap" a la propriété intéressante de posséder une capacité proportionnelle à la tension inverse appliquée à ses bornes. L'accord de la station à recevoir s'obtiendra donc en faisant tout simplement varier la tension appliquée sur la diode. Ce dispositif est réalisé par le potentiomètre P1, le condensateur C8 et les résistances R1 et R2. L'ensemble R1, P1 constitue un diviseur potentiométrique qui limite la plage d'excursion que peut avoir la tension de commande. Le condensateur C8 est là pour stabiliser cette tension de commande. La résistance R2 évite que C8 ne vienne "court-circuiter" l'oscillateur.

Le filtre FI est composé d'abord d'un filtre actif passe bas dont la fréquence de coupure est définie par les condensateurs C16 et C15 (Et les deux résistances de 2,2K internes). Vient ensuite un filtre actif passe bande dont la fréquence de coupure est fixée par les condensateurs C17 et C18 (Et les deux résistances de 4,7K internes). Pour finir un dernier filtre RC constitué de C19 (Et de la résistance de 12K interne) attaque le limiteur dont la caractéristique est fixée par C3.

L'étage de démodulation est piloté par le condensateur C5 alors que le corrélateur



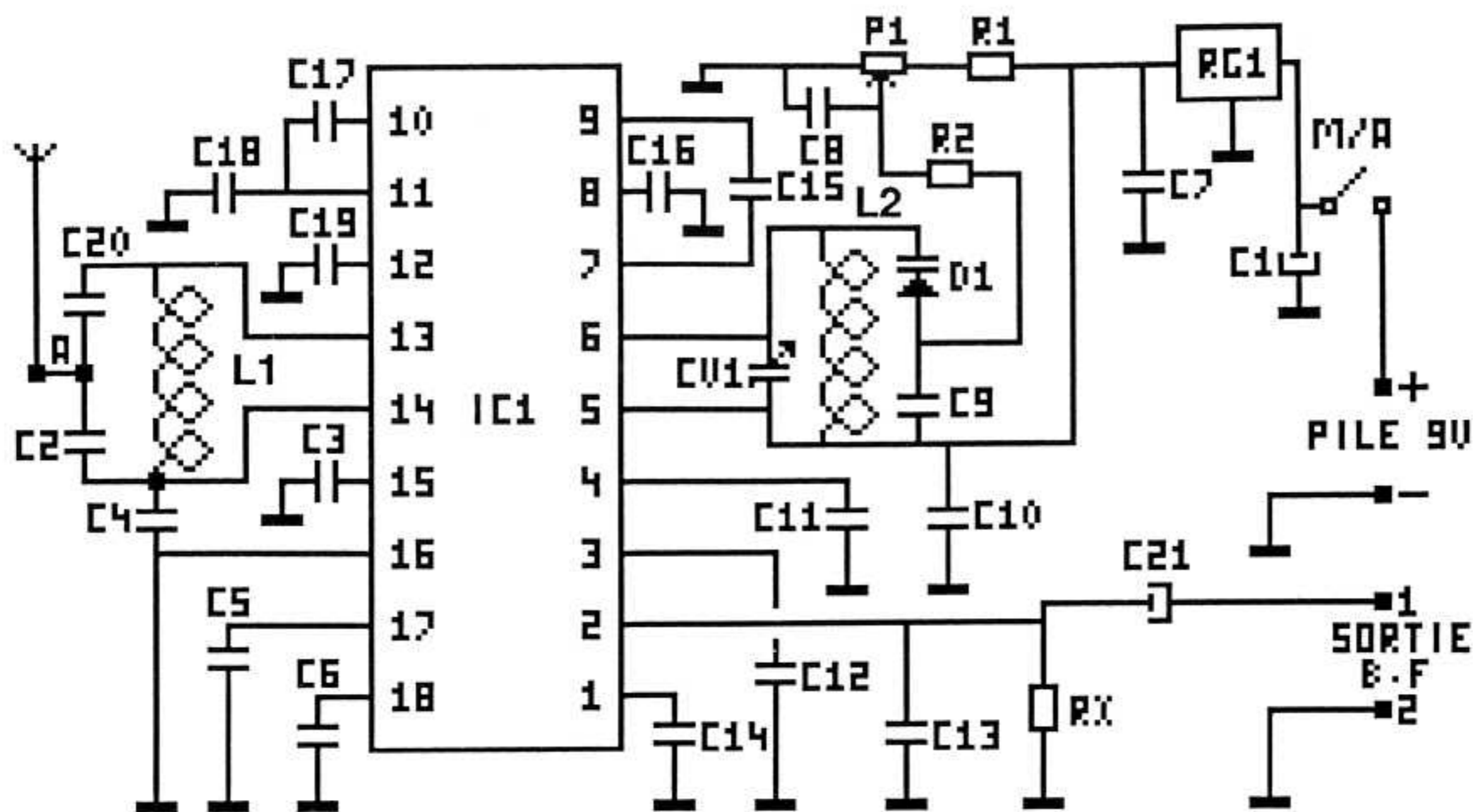


Schéma de détail du récepteur FM

est piloté, lui, par le condensateur C6. La commande de "muting" issue du corrélateur est contrôlée par le condensateur C14 et la commande de silence sur bruit par le condensateur C12.

La correction automatique de fréquence est gérée elle par le condensateur C11.

Le signal AF subit la désaccentuation grâce au condensateur C13 alors que RX représente la résistance de charge de sortie pour le montage. Pour finir le condensateur C21 est le traditionnel condensateur de liaison qui se trouve en sortie de tout montage BF. Son but étant de supprimer tout couplage en continu entre le montage et l'amplificateur qui sera câblé derrière.

La partie alimentation reste des plus classiques. Un condensateur C1 filtre la tension délivrée par la pile de 9 volts. Cette tension est appliquée sur un régulateur qui assure une tension d'alimentation constante. Le montage n'est plus influencé par les phénomènes apportés par l'usure de la pile. La tension régulée est à son tour filtrée par le condensateur C7. Pour finir, le montage comporte un condensateur de découplage C10 qui doit être placé le plus près possible du TDA7000. Son rôle est de supprimer les effets de l'oscillateur local sur l'ensemble du circuit au travers de l'alimentation.

L'alimentation du montage s'opère sous une tension de 9 volts et un interrupteur Marche/Arrêt permet de mettre le montage hors tension.

Liste du matériel

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

| | |
|-----|--------------------------------------|
| R1 | 8,2 k Ω (Gris, rouge, rouge) |
| R2 | 10 k Ω (Marron, noir, orange) |
| RX | 22 k Ω (Rouge, rouge, orange) |
| C1 | 100 μ F 25V chimique radial |
| C2 | 33pF céramique |
| C3 | 100nF céramique |
| C4 | 2,2nF céramique |
| C5 | 330pF céramique |
| C6 | 220pF céramique |
| C7 | 100nF céramique |
| C8 | 10nF céramique |
| C9 | 3,3nF céramique |
| C10 | 10nF céramique |
| C11 | 10nF céramique |
| C12 | 22nF céramique |
| C13 | 2,2nF céramique |
| C14 | 100nF céramique |
| C15 | 3,3nF céramique |
| C16 | 180pF céramique |
| C17 | 330pF céramique |
| C18 | 3,3nF céramique |
| C19 | 150pF céramique |
| C20 | 39pF céramique |
| C21 | 0,22 μ F tantale goutte |
| CV1 | 2/20pF ajustable (Vert) |
| P1 | Potentiomètre 10 tours 50K Ω |
| D1 | BB103 |
| RG1 | 78L05 |
| IC1 | TDA7000 |

Le baladeur FM

A ce stade de l'étude, on peut se poser la question : pourquoi ne pas prévoir un amplificateur directement sur le montage?

Cette remarque judicieuse nous conduit à pousser l'étude un peu plus loin et à insérer un petit amplificateur de 2 watts.

Le choix s'est porté sur un TBA820M qui est un classique du genre et qui réclame un nombre très faible de composants externes pour fonctionner. Rappelons au passage que le TBA820M a été décrit en détail dans HOBBYTRONIC N°7 p19.

Nouvelle question. Pourquoi ne pas avoir abordé directement l'étude avec un amplificateur si finalement c'est pour en rajouter un? Tout simplement qu'un récepteur seul présente des avantages que ne possède pas le montage à amplificateur et vice versa. Ainsi, le récepteur peut être branché sur n'importe quelle entrée auxiliaire, chose qui n'est pas réalisable avec le baladeur.

Le nouveau schéma de détail

L'ensemble du récepteur respecte intégralement ce qui a pu être vu jusqu'à maintenant. La seule modification qui apparaît se situe au niveau de la résistance RX qui se trouve remplacée par le potentiomètre P2.

Ce potentiomètre P2 va jouer deux rôles : le premier en tant que potentiomètre de volume et le second comme interrupteur marche/arrêt.

La résistance R3 qui se trouve sur l'entrée de l'amplificateur assure la polarisation de l'étage d'entrée.

L'ensemble résistance R4, condensateur C23 réalise le réseau de contre-réaction et permet ainsi de fixer le gain du montage.

Le condensateur C22 pilote la compensation en fréquence de l'ensemble. C'est lui qui va définir la bande passante de l'amplificateur.

Le réseau R5, C24 constitue le classique filtre anti-oscillation qui se trouve en sortie de tous les amplificateurs.

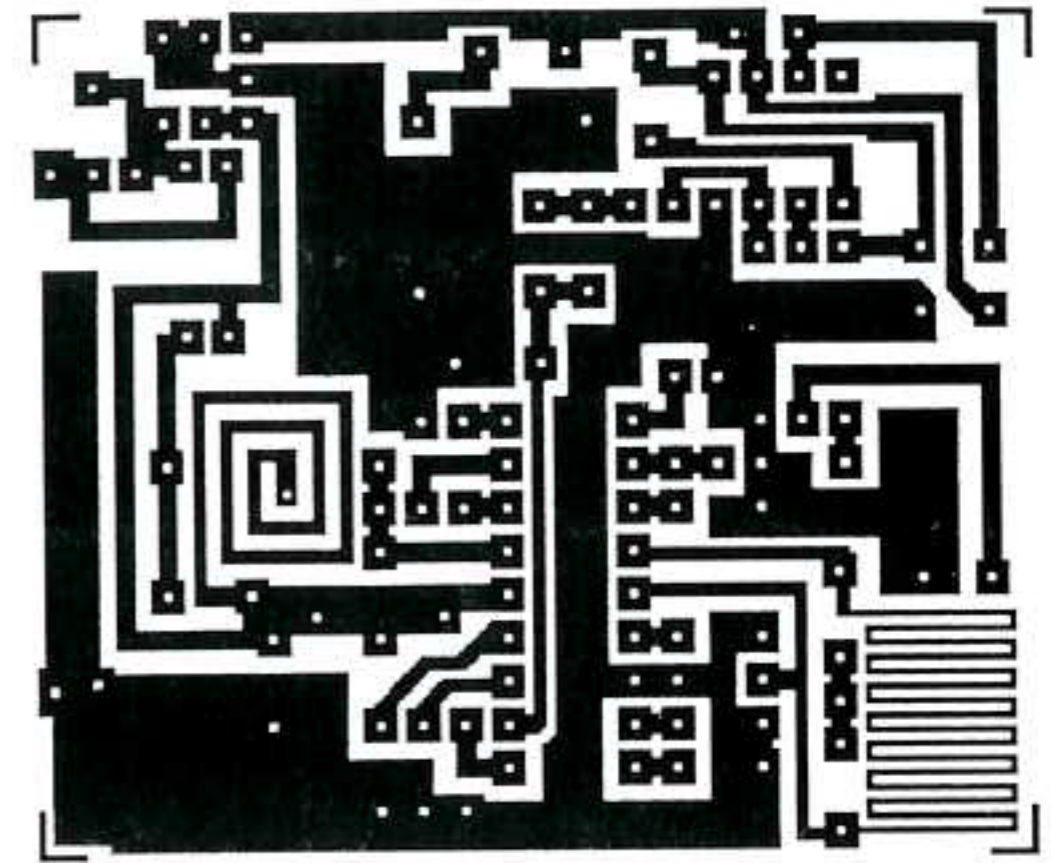
Le condensateur C25 remplit deux rôles à la fois, tout d'abord comme condensateur de liaison pour piloter le haut-parleur et ensuite comme condensateur de "BOOTSTRAP". C'est une particularité de ce montage quand le haut-parleur (Dans le cas présent, il s'agit d'un casque) est relié au PLUS de l'alimentation. Rappelons au passage que le Bootstrap est une méthode qui sert à suralimenter l'étage de sortie d'un amplificateur afin d'améliorer son fonctionnement (Correction des effets provoqués par la dissymétrie de l'étage de commande par rapport aux alimentations positives et négatives).

Notons également que l'alimentation du TBA820M s'effectue en amont du régulateur, ceci afin d'obtenir un maximum de puissance.

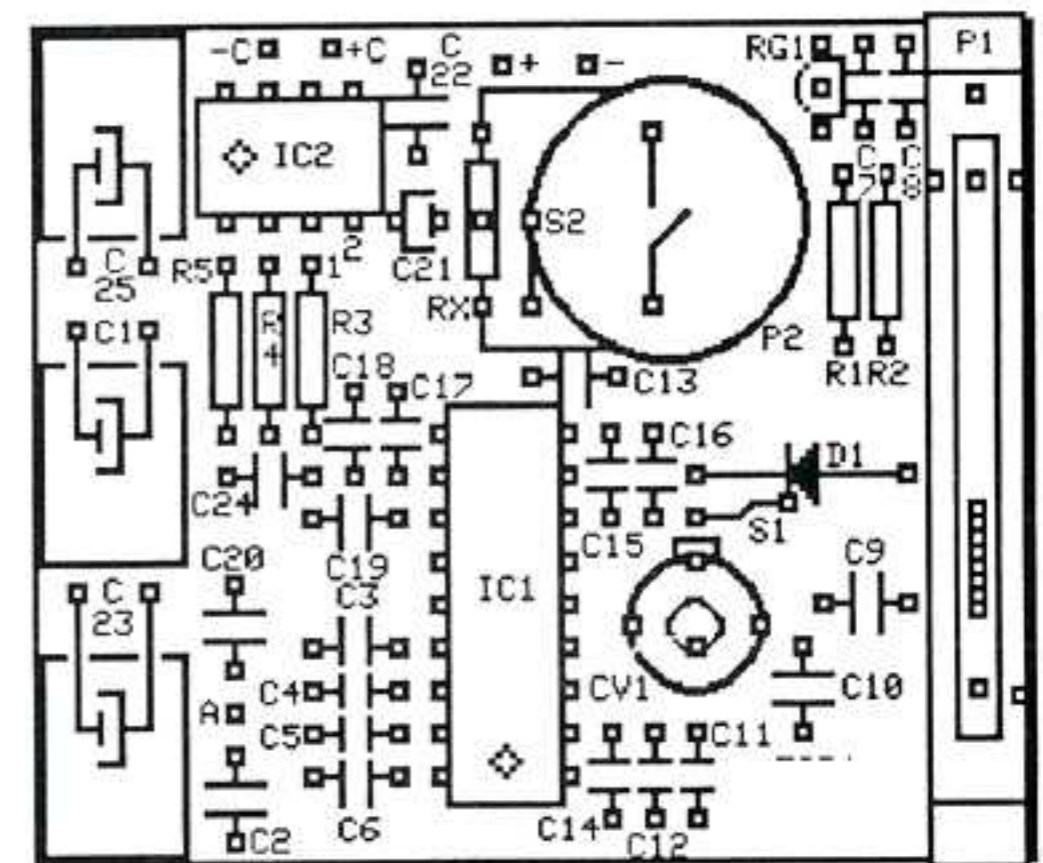
Liste du matériel

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

| | |
|-----|--------------------------------------|
| R1 | 8,2 k Ω (Gris, rouge, rouge) |
| R2 | 10 k Ω (Marron, noir, orange) |
| R3 | 220 k Ω (Rouge, rouge, jaune) |
| R4 | 120 Ω (Marron, rouge, marron) |
| R5 | 1 Ω (Marron, noir, or) |
| C1 | 100 μ F 25V chimique radial |
| C2 | 33pF céramique |
| C3 | 100nF céramique |
| C4 | 2,2nF céramique |
| C5 | 330pF céramique |
| C6 | 220pF céramique |
| C7 | 100nF céramique |
| C8 | 10nF céramique |
| C9 | 3,3nF céramique |
| C10 | 10nF céramique |
| C11 | 10nF céramique |
| C12 | 22nF céramique |
| C13 | 2,2nF céramique |
| C14 | 100nF céramique |
| C15 | 3,3nF céramique |
| C16 | 180pF céramique |
| C17 | 330pF céramique |
| C18 | 3,3nF céramique |
| C19 | 150pF céramique |
| C20 | 39pF céramique |
| C21 | 0,22 μ F tantale goutte |
| C22 | 220pF céramique |
| C23 | 100 μ F 25V chimique radial |
| C24 | 220nF 63V plastique |
| C25 | 100 μ F 25V chimique radial |
| CV1 | 2/20pF ajustable (Vert) |
| P1 | Potentiomètre 10 tours 50K Ω |
| P2 | Potentiomètre inter 22KA |
| D1 | BB103 |
| RG1 | 78L05 |
| IC1 | TDA7000 |



Circuit imprimé du récepteur/baladeur FM



Sérigraphie du récepteur/baladeur FM

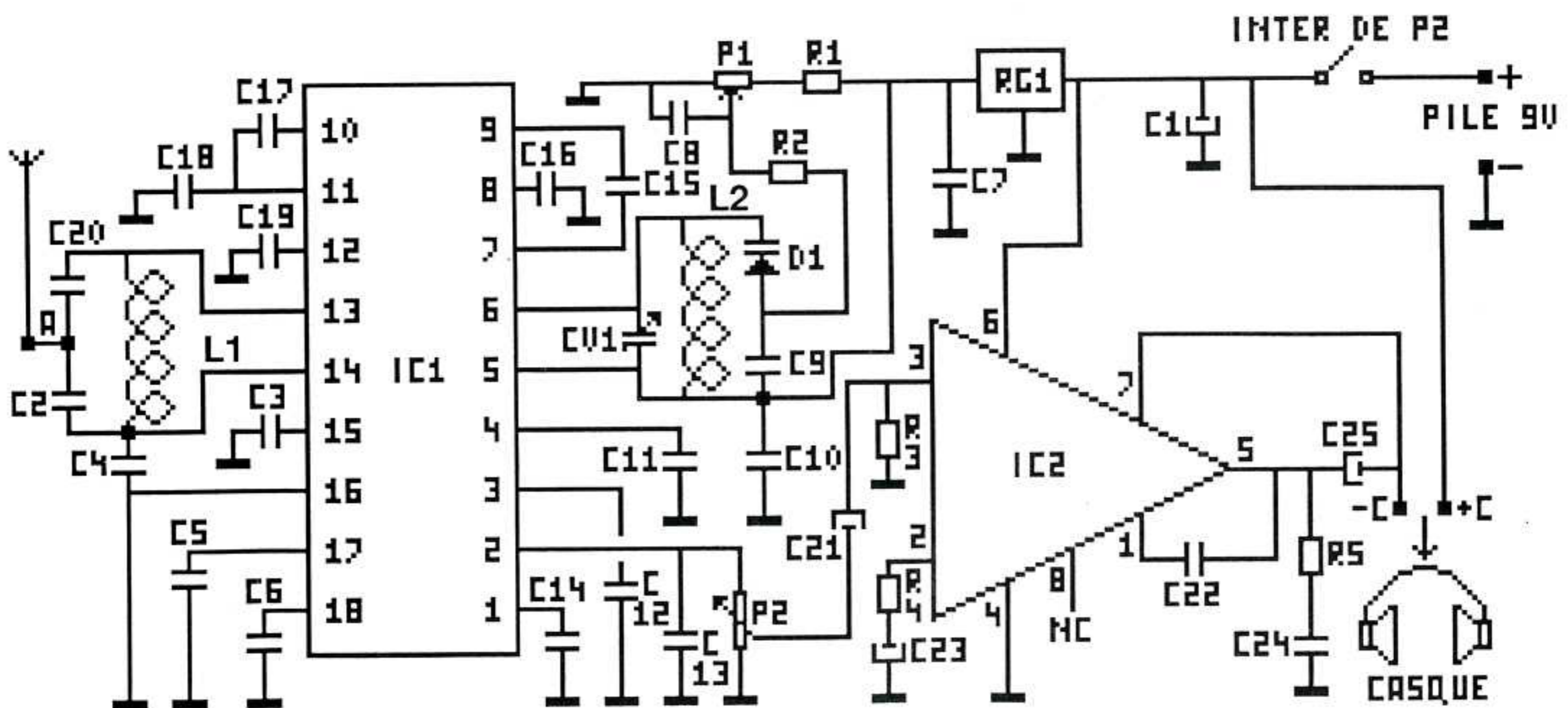


Schéma du baladeur FM

Réalisation

L'ensemble des deux montages ont été développés pour pouvoir être montés sur le même circuit imprimé (Vu la faible différence entre eux).

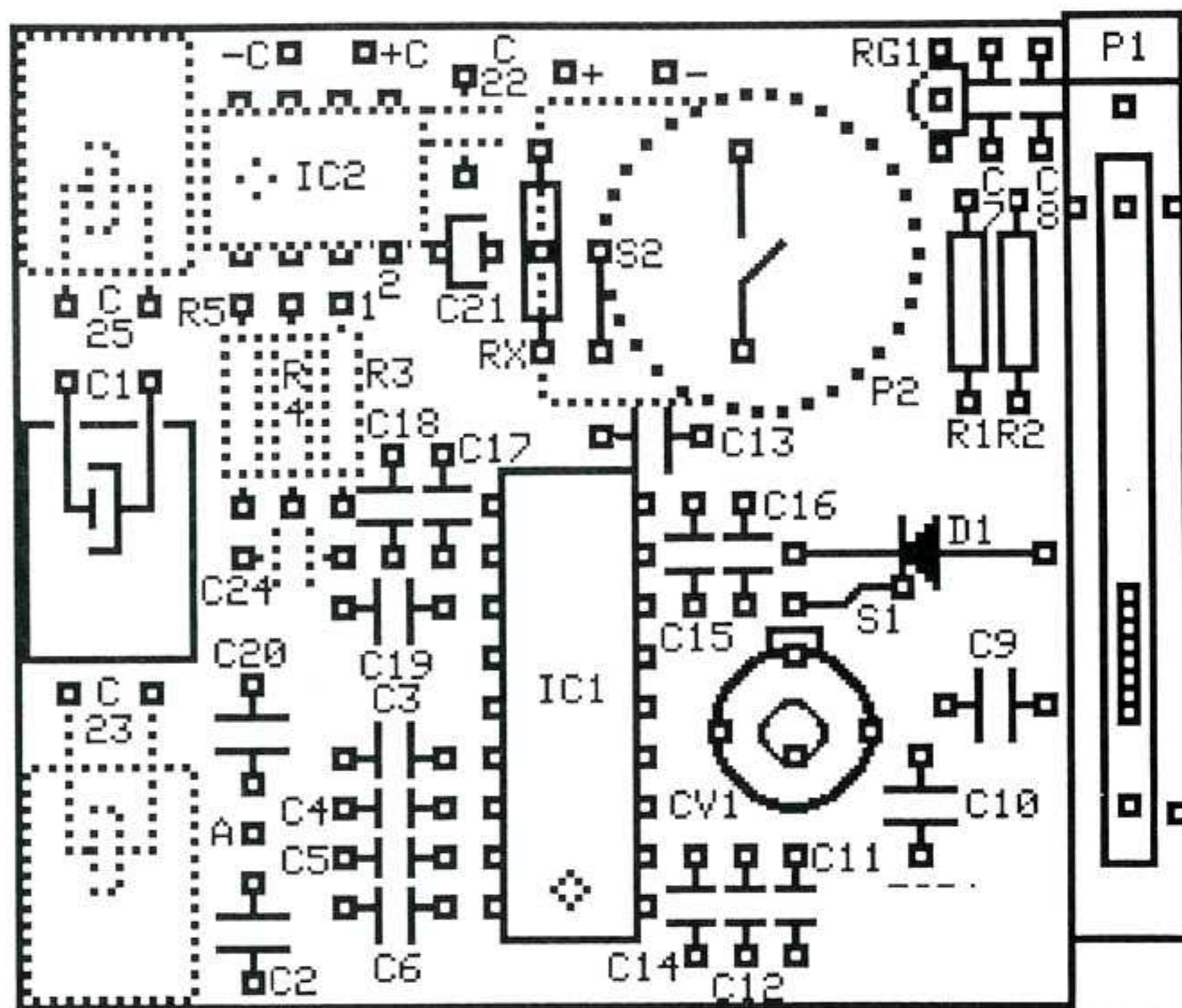
Le circuit imprimé (Donné à l'échelle 1) fait déjà apparaître un certain nombre de points particuliers qu'il est fortement conseillé de respecter. En effet, et comme il a déjà été fait mention au début de cet article, les deux selfs qui sont utilisées sur ce montage sont directement gravées sur le circuit imprimé. Modifier leur allure entraînera automatiquement l'obligation de recalculer l'ensemble du circuit résonant de l'étage d'entrée RF pour la première. Cela n'est pas catastrophique dans la mesure où seuls les condensateurs C2 et C20 seront à modifier. Par contre où cela risque de poser problème c'est au niveau de l'oscillateur. La modification de cette self conduira aux modifications de CV1 (pas grave puisque déjà ajustable), C9 et surtout au remplacement de D1 qui conduira forcément dans la suite à recalculer l'ensemble du montage de polarisation de cette "varicap".

La partie montage présente elle aussi quelques particularités qu'il vaut mieux respecter.

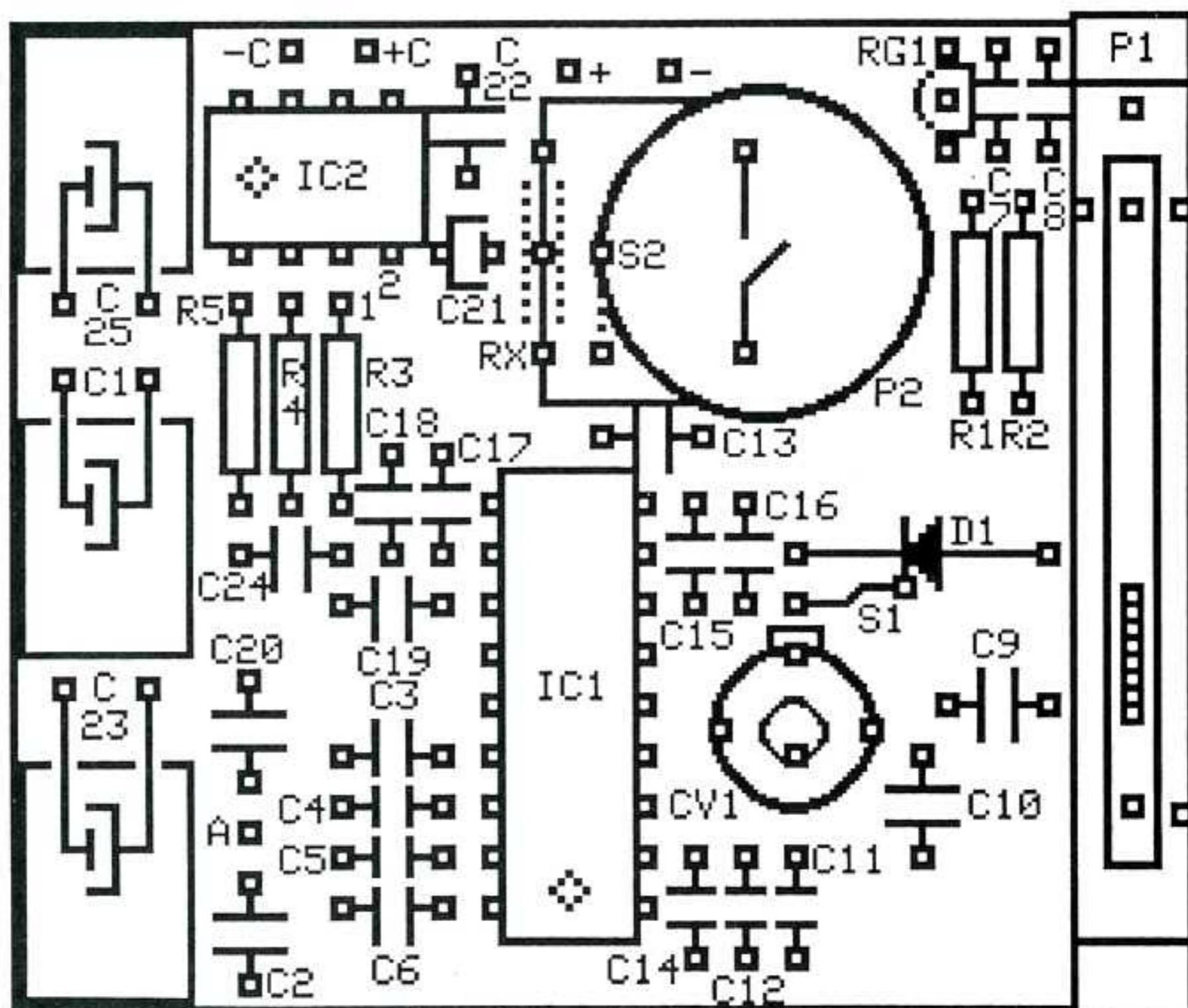
Tout d'abord la sérigraphie donnée à l'échelle 1 est accompagnée des deux implantations possibles (L'une pour le récepteur, l'autre pour le baladeur). Ces deux implantations sont données à l'échelle 2 pour bien mettre en évidence les composants qui ne sont pas à insérer. Les composants non montés sont représentés en pointillés.

Une des causes de non fonctionnement de ce genre de circuits réside dans l'oubli de câblage des straps. Les montages étudiés en comportent deux (S1 et S2). S1 est utilisé pour relier la self L1 à l'entrée RF du TDA7000. C'est le défaut des selfs imprimées de nécessiter un retour par l'extérieur du circuit. Le strap S2 remplace la fonction potentiométrique de P2 sur le montage récepteur. Il ne doit donc pas être monté sur le baladeur. Le meilleur moyen de ne pas les oublier est de commencer le montage par ceux-ci.

Une fois ce point critique franchi, le reste du montage s'effectue dans la foulée car il ne présente pas de pièges particuliers. Attention quand même à la qualité des soudures. Le montage manipule de la HF et ce n'est pas la peine de recréer des capacités parasites en faisant de grosses soudures. Pour l'antenne, un simple bout de fil rigide d'une



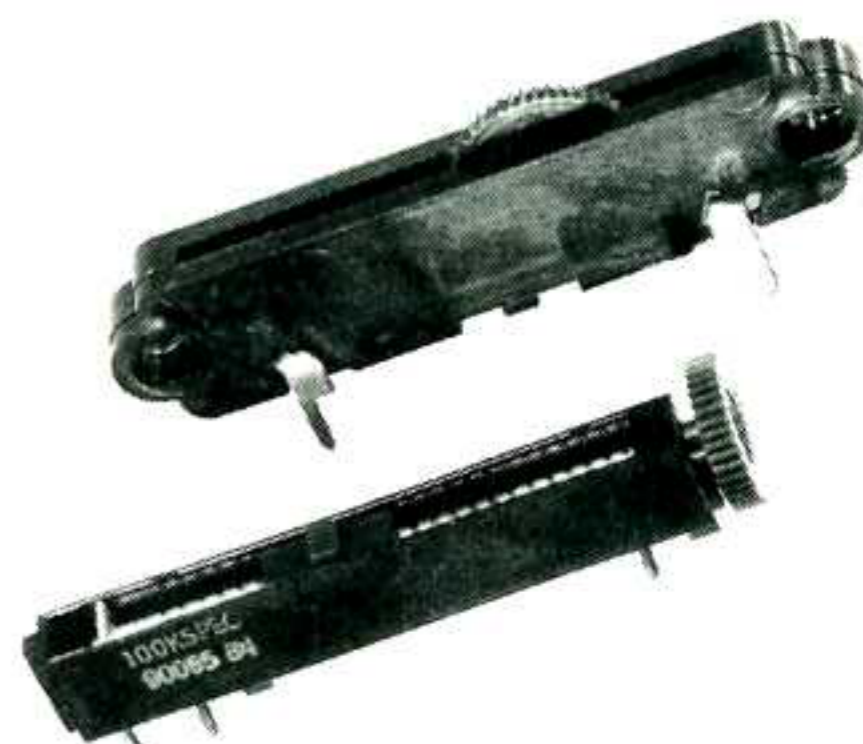
Implantation du récepteur FM



Implantation du baladeur FM

trentaine de centimètres fera parfaitement l'affaire.

Le potentiomètre d'accord P1 est un potentiomètre de 10 tours afin d'avoir une grande facilité pour se caler sur une station. L'implantation au niveau du circuit imprimé a été conçue pour pouvoir recevoir deux sortes de potentiomètres. La photo ci-contre montre leur aspect extérieur. Dans le cas d'un potentiomètre de 100 k Ω , la résistance R1 doit être portée à 15 k Ω .



Pour le montage récepteur seul, l'interrupteur marche/arrêt sera câblé au moyen de fil souple à l'emplacement de l'interrupteur de P2.

La sortie audio du récepteur sera prise sur les points marqués 1 et 2 (Patte 3 et 4 de l'emplacement de IC2).

Pour le montage baladeur, l'écoute pourra être effectuée indifféremment sur un casque ou sur un haut-parleur. L'utilisation d'une prise jack permet de résoudre très simplement le problème de connexions (Attention aux problèmes de compatibilité entre prises mono et prises stéréo).

L'alimentation s'opèrera tout simplement grâce à une pile ou à un accumulateur de 9 volts de type 6LF22. Pour le baladeur, l'utilisation de piles alcalines (Dans le cas d'une alimentation par pile) est fortement recommandée (Meilleur comportement lors d'appels importants de courant).

Une fois le montage terminé, vous êtes presque au bout de vos peines. Il faut maintenant aligner le récepteur sur la bande des radio FM. Cette opération, veuillez nous en excuser, nécessite un matériel très sophistiqué et pointu pour la mener à bien (Ames sensibles s'abstenir). À l'aide d'un couteau de cuisine (Cela pour ceux qui ne disposeraient pas d'un tournevis suffisamment fin), il va falloir régler le condensateur variable afin de pouvoir capter l'ensemble des stations. Il existe deux méthodes pour pouvoir y parvenir. La première impose malheureusement de déjà posséder un autre récepteur pour pouvoir la mener à bien. Le principe est de placer le potentiomètre d'accord à mis course et de régler le condensateur variable pour recevoir une station située aux alentours de 98 MHz. Le second récepteur sert alors de comparateur sonore. Une fois cela réalisé, reste à vérifier qu'il y a moyen de capter l'ensemble de la bande. Si ce n'est pas le cas, retoucher légèrement le réglage pour y parvenir. La seconde méthode (qui elle ne nécessite pas d'éléments annexes) consiste à placer le potentiomètre d'accord en butée basse. Il faut alors régler CV1 pour arriver à capter la "balise". Cet émetteur, qui s'avère d'une écoute relativement rébarbative, apporte un secours des plus appréciables pour le dépanneur radio.

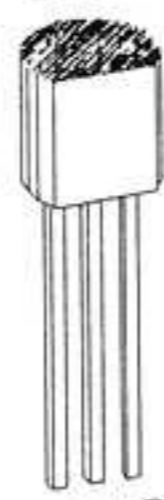
Une fois cette étape réalisée, reste la mise en boîte. Un coffret P962AN de chez DIPTAL fera parfaitement l'affaire. Un petit travail d'usinage sera nécessaire pour réaliser la rainure dans laquelle s'insérera la molette du potentiomètre d'accord. Mais si la lime ne vous fait pas peur, cette partie du montage sera un jeu d'enfant. Penser

aussi à faire un petit trou pour sortir le fil de l'antenne à l'extérieur. Si celle-ci devait rester dans le boîtier, autant ne pas la monter, la qualité de réception ne présenterait alors guère de différence.

Une fois le couvercle clipsé, vous avez entre les mains un petit récepteur/baladeur FM qui ne posera aucun problème pour se couler dans votre poche. Éviter quand même la poche revolver, le boîtier n'est pas garanti anti-choc.

Brochages

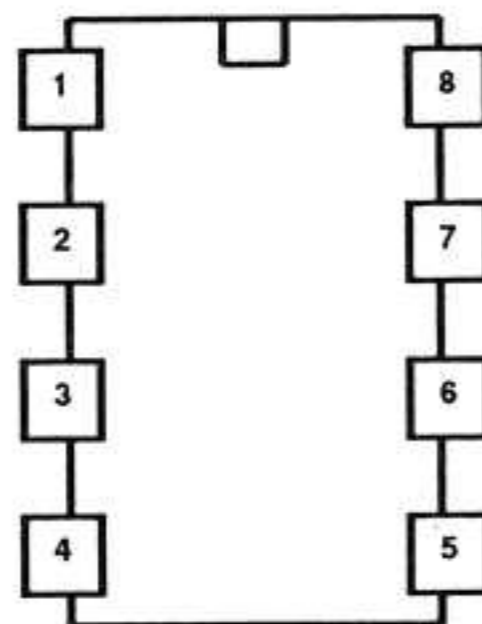
78L05



1 Vout
2 GND
3 Vin



BB103



1 Compensation
2 Contre-réaction
3 Entrée
4 Masse
5 Sortie
6 Alimentation
7 Bootstrap
8 Découplage
TBA820M

Conclusions

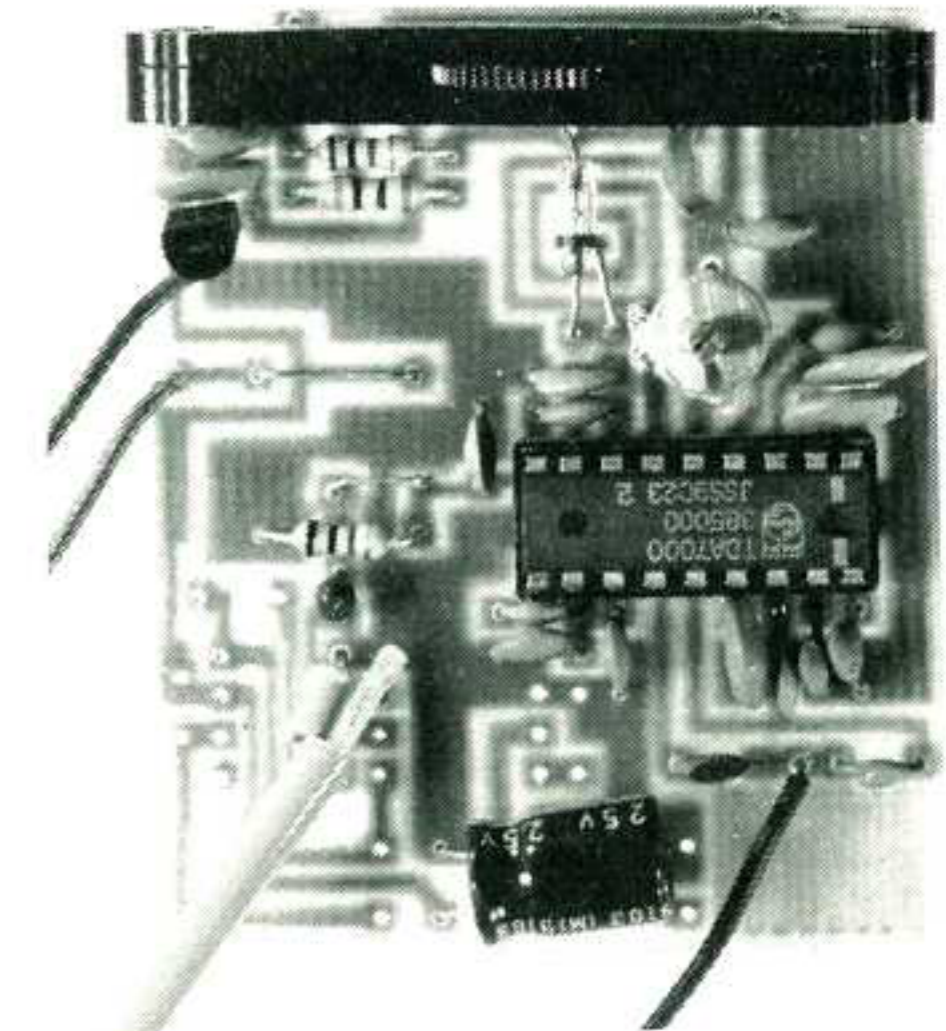
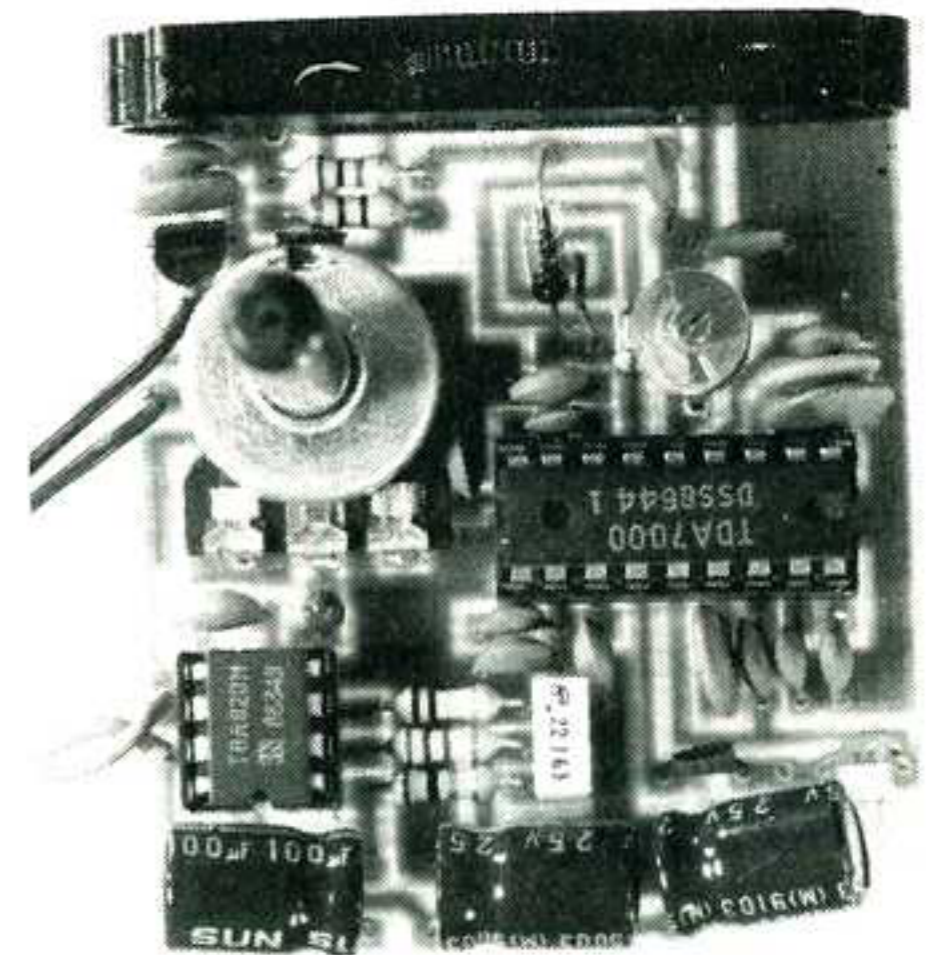
Que dire de plus ? La modulation de fréquence, parent pauvre de la bande radio il y a une dizaine d'années, envahit aujourd'hui les ondes de manière non négligeable. Reste à souhaiter que cette prolifération ne conduise pas à l'anarchie la plus totale (Cette bande n'est pas extensible à l'infinie et il n'est rien de plus énervant que de recevoir trois ou quatre stations simultanément; certains émetteurs n'hésitant pas à s'étaler sur les fréquences des p'tits copains quand ce n'est pas sur l'intégralité de la bande FM).

Hormis ces problèmes d'ordre purement pratique, et qui débordent

largement du cadre de cet article, la modulation de fréquence est aujourd'hui un excellent moyen pour transmettre l'information. Sa grande caractéristique est de pouvoir supporter l'adjonction de sous-porteuses qui autorise alors la transmission d'informations complémentaires. C'est ce principe qui est utilisé pour envoyer un signal stéréophonique. Sous porteuse à 19 kHz pour signaler que l'émission est en stéréo. Elle est également appelée fréquence pilote. Sous porteuse à 38 kHz pour transmettre le signal Gauche-Droite. Le signal Gauche + Droite est celui qui est reçu sur un récepteur monophonique. À noter que la sous porteuse à 38 kHz est supprimée au moment de l'émission afin d'annuler son effet néfaste sur le signal. À la réception, la fréquence pilote est doublée pour régénérer cette porteuse disparue. Pourquoi s'arrêter en si bon chemin. Une sous porteuse à 57 kHz (3 fois 19) est utilisée pour la transmission des informations des messages de contrôle de trafic (Système ARI).

Après toutes ces explications d'ordre théorique, il ne vous reste plus qu'à vibrer au rythme du Top 50 grâce à ce petit montage.

E. DERET



LE TDA 3810 Circuit SPATIAL, STEREO et PSEUDO-STEREO

Même si l'avenir nous promet monts et merveilles en matière de vidéo, notre pauvre système SECAM sera certainement encore, pour beaucoup d'entre nous, une réalité pendant un grand nombre d'années.

En fait, ce système de codage n'est pas aussi mauvais que cela, c'est d'ailleurs au contraire le dernier né et, ayant profité des points positifs de ses prédécesseurs NTSC et PAL, il est le plus insensible aux perturbations chromatiques diverses.

Au niveau sonore par contre, notre standard possède malheureusement le défaut d'être en modulation d'amplitude et, par le fait, monophonique.

Le TDA 3810 est un circuit qui permet de contourner plus ou moins cette lacune en offrant la possibilité de recréer artificiellement un signal d'apparence stéréo à partir d'une source monophonique et également d'élargir l'effet de séparation d'un signal stéréo. Enfin, une position permet de retransmettre le signal sans modification et ainsi de "débrayer électroniquement" le circuit.

DESCRIPTION GENERALE

Le TDA 3810 est un circuit intégré qui permet d'obtenir l'effet pseudo stéréo pour un signal mono, l'effet spatial pour un signal stéréo ainsi qu'une position n'apportant aucun traitement du signal. Il est conçu pour être utilisé dans les téléviseurs et les récepteurs radio.

Il possède trois fonctions commutables par deux pattes : - Effet spatial (stéréo élargie)
- pseudo-stéréo (stéréo artificielle à partir d'une source mono)
- stéréo (ou mono) non modifiée.

Les amplificateurs sont compensés en offset afin de réduire le bruit du circuit

Indication du mode par LED facilitant l'utilisation

Circuit de marche / arrêt réduisant le bruit de commutation et les transitions instables

Les entrées de commutation sont compatibles TTL

Boîtier DIL 18 broches (SOT 102)

CARACTERISTIQUES TYPIQUES

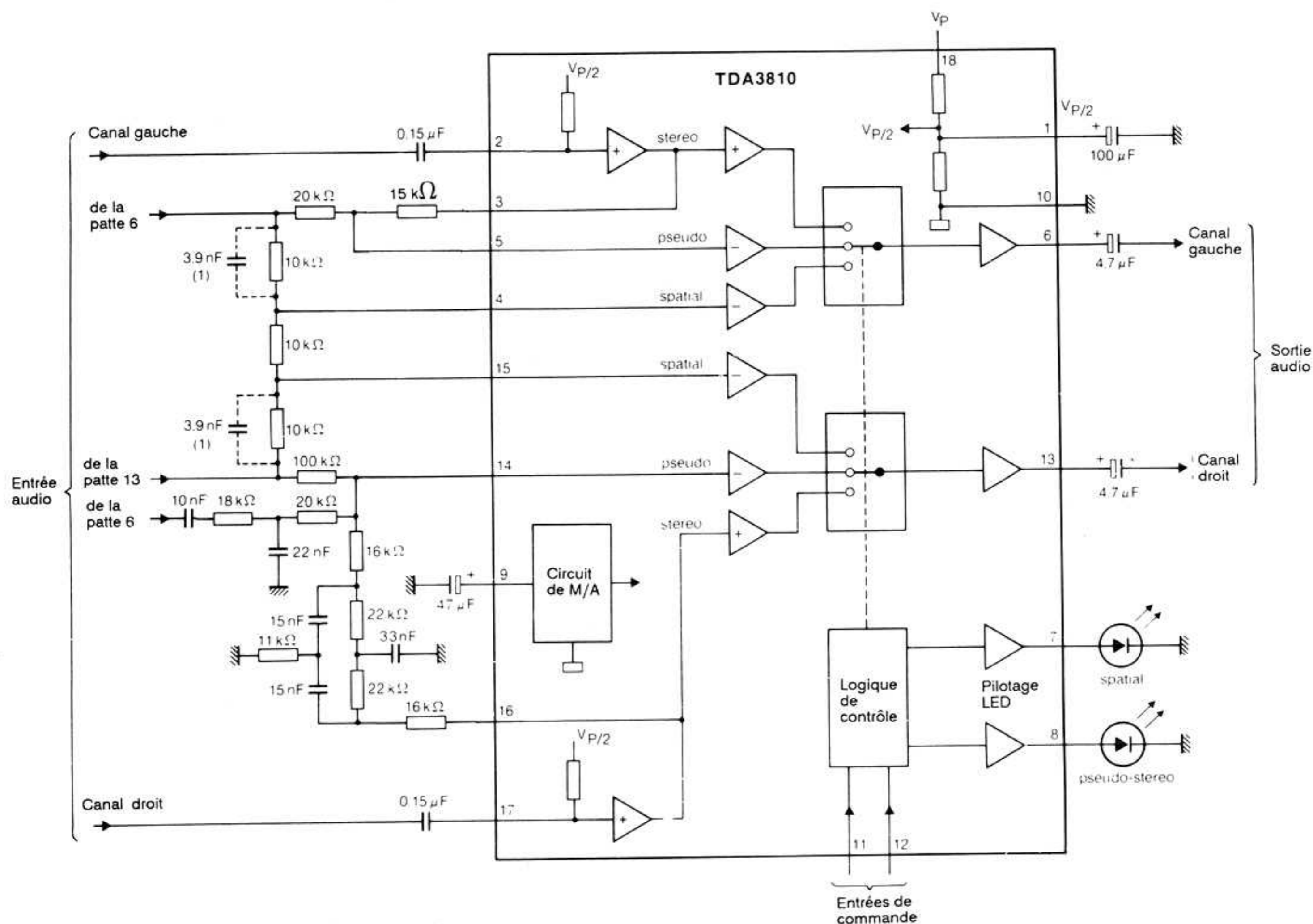
| | | |
|--|-----------|------------------|
| Tension d'alimentation (patte 18) | Vp | typique 12 Volts |
| Courant d'alimentation (LED éteintes) | Ip | typique 6 mA |
| Température de fonctionnement | T amb | 0 à + 70 °C |
| Signal d'entrée (Valeur efficace) | Vin (eff) | < 2 Volts |
| Distorsion harmonique totale (mode stéréo) | THD | typique 0.1 % |
| Séparation des canaux (mode stéréo) | Cs | typique 70 dB |
| Gain (mode stéréo) | Gv | typique 0 dB |

Valeurs limites absolues

| | | |
|-------------------------------|-------|----------------|
| Tension d'alimentation | Vp | maxi 18 Volts |
| Température de fonctionnement | T amb | 70 °C |
| Température de stockage | Tstg | -25 à + 150 °C |
| Résistance thermique | Rth | 80 °C / W |



Schéma d'application et de mesure



CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Les caractéristiques ci-dessous sont données avec $V_p = 12\text{ V}$, $T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{ C}$, en mode stéréo (patte 11 à la masse) sauf indications contraires; $R_L > 4.7\text{ k}\Omega$, $C_L < 150\text{ pF}$, et se rapportent au schéma d'application.

| Paramètre | Symbole | Min. | Typ. | Max. | Unité |
|--|----------------------|------|------|------|------------------|
| Tension d'alimentation (patte 18) | V_p | 4.5 | - | 16.5 | V |
| Courant d'alimentation | I_p | - | 6 | 12 | mA |
| Tension de référence (polarisation des amplis) | V_r | 5.3 | 6 | 6.7 | V |
| Niveau d'entrée (patte 2, 17) | | | | | |
| THD = 0.2 % (mode stéréo) | $V_{in}(\text{eff})$ | - | - | 2 | V |
| Impédance d'entrée (patte 2, 17) | R_{in} | 50 | 75 | - | $\text{k}\Omega$ |
| Gain en tension V_o/V_{in} | G_v | - | 0 | - | dB |
| Séparation des canaux | C_s | 60 | 70 | - | dB |
| Distorsion harmonique totale | | | | | |
| $f = 40\text{ Hz à } 16\text{ kHz}$, $V_o = 1\text{ V eff}$ | THD | - | 0.1 | - | % |
| Réjection d'alimentation | RR | - | 50 | - | dB |
| Bruit de sortie (non pondéré) | $V_n(\text{eff})$ | - | 10 | - | μV |
| MODE SPATIAL | | | | | |
| Réinjection en opposition de phase | R_{inv} | - | 50 | - | % |
| Gain en tension | G_v | 1.4 | 2.4 | 3.4 | dB |
| Entrées de commande (pattes 11 et 12) | | | | | |
| impédance d'entrée | R_{in} | 70 | 120 | - | $\text{k}\Omega$ |
| Courant de commutation | $-I_{in}$ | - | 35 | 100 | μA |
| Pilotage des LED (pattes 7 et 8) | | | | | |
| Courant de sortie | I_L | 10 | 12 | 15 | mA |
| Tension inverse | V_f | - | - | 6 | V |

Table de commande

| MODE activé | état patte 11 | état patte 12 | LED spatial patte 7 | LED pseudo patte 8 |
|--|---------------|---------------|------------------------|-----------------------|
| PSEUDO-STEREO (signal mono) | haut | bas | éteinte | allumée |
| SPATIAL (signal d'entrée stéréo) | haut | haut | allumée | éteinte |
| STEREO (ou mono : pas de modification du signal) | bas | indifférent | éteinte | éteinte |

Notes sur les caractéristiques

Les capacités marquées (1) sur le schéma d'application ne servent qu'au mode SPATIAL et permettent d'obtenir l'efficacité optimale.

En mode PSEUDO, l'efficacité et la qualité dépendent principalement de la valeur des composants montés dans les filtres.

Principe de fonctionnement

Le TDA 3810 permet de créer un effet stéréo à partir d'un signal monophonique, et d'augmenter la profondeur d'un signal stéréophonique.

Les modifications apportées sur le signal sont réalisées à l'aide de filtres qui vont modifier la composition des signaux gauche et droite.

La commutation des trois modes est assurée par des commutateurs analogiques.

1 / MODE STEREO

Dans ce mode de fonctionnement, les signaux sont transmis sans modifications des entrées 2 et 17 vers les sorties 6 et 13. Aucune LED ne fonctionne.

2 / MODE SPATIAL

Dans cette position, les signaux de sortie présents en 3 et 16 sont réinjectés sur les entrées de la voie correspondante par des jeux RC : 10 k Ω et 3.9 nF sur le schéma de mesure.

Cette réinjection crée un léger effet de réverbération et la phase du signal sera modifiée en fonction de la fréquence du signal reçu. Les fréquences basses, beaucoup moins touchées par ces réseaux RC, et la réinjection sont amplifiées en commun par les deux voies (résistance centrale de 10 k Ω)

Le résultat de la mise en service de ce mode sur un signal stéréophonique se traduit par une impression d'éloignement des médium / aiguës vers les cotés et la présence centrale plus marquée des fréquences basses (Approche d'un système triphonique avec caisson de basses).

3 / MODE PSEUDO-STEREO

Deux filtres différents entrent en jeu dans ce troisième mode de fonctionnement. Le premier de ces filtre est un double T, constitué sur le schéma de mesure par les jeux RC 22 k Ω et 33 nF et CR 15 nF, 11 k Ω . Ce type de filtre élimine une fréquence ou une bande de fréquence suivant la précision de ses composants.

Un second filtre, déphaseur celui-ci, est constitué par les résistances et condensateurs 10 nF, 18 k Ω , 22 nF montés entre la patte 6 et la patte 14.

Dans ce mode pseudo-stéréo, les signaux qui entrent sur 2 et 17 sont censés être identiques (monophonique). La voie 2 vers 6 n'effectue aucun traitement du signal B.F. hormis une inversion de 180 degrés.

Pour la seconde voie, 17 vers 13, le fonctionnement est tout à fait différent. Cette voie reçoit d'une part le signal de la voie 1 après passage dans le filtre passe bande et d'autre part le signal de la voie 2 après passage dans le double T.

Ce filtre double T provoque un déphasage négatif pour les fréquences du signal inférieures à la fréquence d'accord du filtre et un déphasage positif pour les fréquences supérieures.

Le résultat de cette addition est reporté sur la sortie avec un déphasage supplémentaire de 180 degrés.

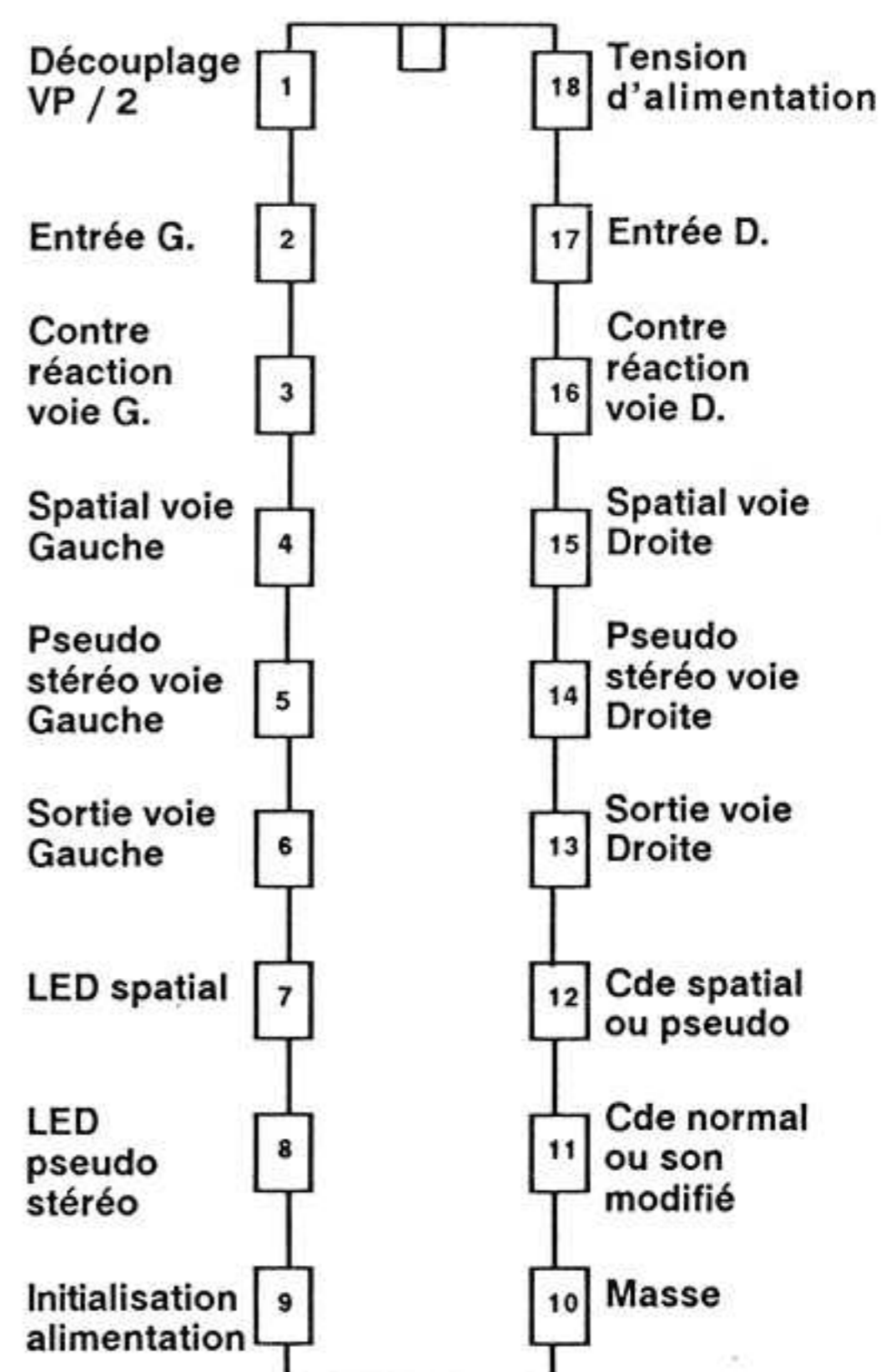
Les fréquences de coupures de ces deux filtres étant très proches, les effets de rotation de phase, et donc de différence entre canal gauche et droit, varieront autour de cet accord situé dans le bas médium.

Ces différents modes sont pilotés par deux entrées, pattes 11 et 12, dont le niveau bas est compris entre 0 à 0.8 Volts et l'état "1" par une tension de 2 à 5.5 Volts (à concurrence de la tension d'alimentation).

Pour les deux derniers modes, le fonctionnement est signalé par une LED en patte 7 pour le spatial et une en patte 8 pour le pseudo-stéréo.

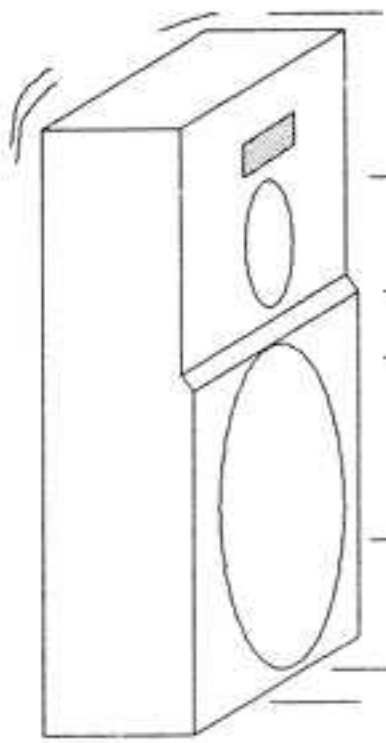
Ces LED sont alimentées par des générateurs à courant constant et ne nécessitent donc pas de résistances additionnelles.

BROCHAGE



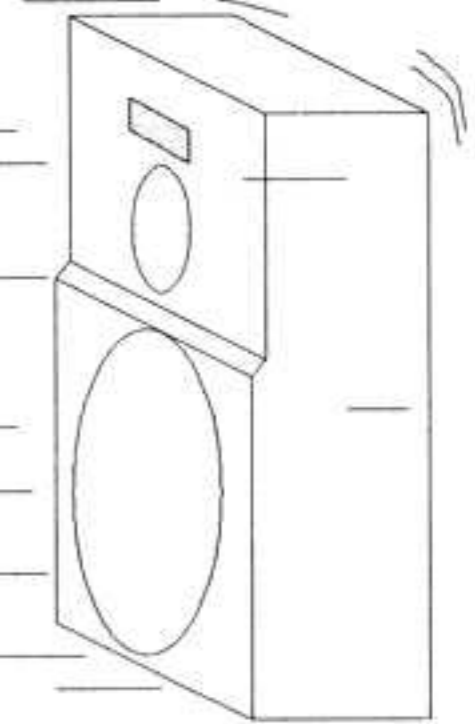


Un module d'expansion spatial et pseudo-stéréo



Etroitement lié à la hobbythèque sur le TDA 3810, le montage que nous allons voir dans cet article sera l'application sous forme modulaire de ce circuit intégré.

Ce module permet d'obtenir un effet pseudo-stéréophonique sur une source mono, d'élargir l'effet de séparation entre les canaux sur une source stéréophonique et enfin, ce qui ne gêne rien, de n'apporter aucune modification au signal si l'utilisateur le désire (l'intérêt étant principalement situé sur les programmes musicaux : informations ou pseudo-informations, Bof...)



Enfin sa taille réduite, la valeur des niveaux d'entrée ainsi que sa plage de tension d'alimentation assez large ne devrait guère être une cause de souci pour l'implanter sur un matériel existant.

En voiture ? : attachez vos enceintes !

Essayer, c'est l'adopter. C'est un peu ce que l'on pourrait dire au sujet de ce montage.

En effet, l'élargissement de l'image stéréo procuré par ce montage est relativement spectaculaire et donne envie de l'utiliser dans les endroits où l'acoustique est très absorbante.

La voiture par exemple est un milieu où l'image stéréo n'est pas toujours clairement définie et ce pour au moins deux raisons :

1 La sellerie offrant un confort de plus en plus marqué de nos jours, joue également le rôle d'une véritable éponge pour les sons aigus, principaux porteurs de l'image stéréo.

2 Les véhicules avec un volant au milieu étant relativement rares, il s'en suit généralement qu'aucun des passagers n'est véritablement à égale distance des deux sources gauche et droite, ceux situés du côté de la ligne blanche ayant une préférence marquée pour la voie gauche et voie droite pour le côté talus, donc....

Et la TV....

Modulation d'amplitude et stéréophonie n'ont toujours pas trouvé à s'entendre. Sans doute seriez-vous étonné de savoir le nombre de téléviseurs prévus pour la stéréophonie, le double-langage et j'en passe, mis au rebut ou à la casse depuis bien longtemps, et dont les deux haut-parleurs n'ont toujours diffusés que le même son....

Ici encore ce montage, cette fois en position pseudo-stéréo, pourra trouver son emploi sans aucune difficulté.

Implantation

En fait pour l'insertion de ce montage, toute rupture dans la chaîne audio de l'appareil, à un endroit où le niveau est de l'ordre de zéro dB, pourra convenir :

Dans un téléviseur, au niveau de la prise peritel par exemple, en récupérant le signal B.F. sur les broches 1 et 3 et en le réinjectant sur les broches 2 et 6. Evidemment, il faut que le téléviseur ait deux amplificateurs B.F. séparés sinon peine perdue.

Il ne faudra pas non plus oublier de commuter la peritel par la patte 8 de commutation lente et de réinjecter la vidéo sortante en patte 19 vers l'entrée patte 20

sinon le son sera peut être en pseudo mais l'écran restera obstinément noir.

Sur une chaîne haute fidélité, les entrées/sorties "monitoring" de l'amplificateur conviendront très bien à l'essai et il suffira d'enclencher cette touche pour ouvrir la chaîne de signal et passer par le module pour le mode spatial.

Sur un auto-radio, là, plus dur surtout sans apporter de modifications. Les endroits où le signal est disponible et avec le niveau requis de 0 dB sont peu nombreux...

La seule possibilité consiste à prélever le signal au niveau du potentiomètre de volume et de le réinjecter après traitement.

A noter que certains auto-radios possèdent une prise DIN de décodage d'informations routières munie d'un bouchon de court-circuit : dans ce cas pas de problème.

Enfin les heureux possesseurs d'auto-radio sous forme de chaîne (Tuner, ampli, K7 etc.) en éléments séparés et raccordés par bouchon n'auront aucun problème non plus pour insérer le module dans l'installation. Cela d'autant lorsque l'on sait que ces bouchons transmettent également le 12 Volts commuté d'alimentation et les signaux audio.



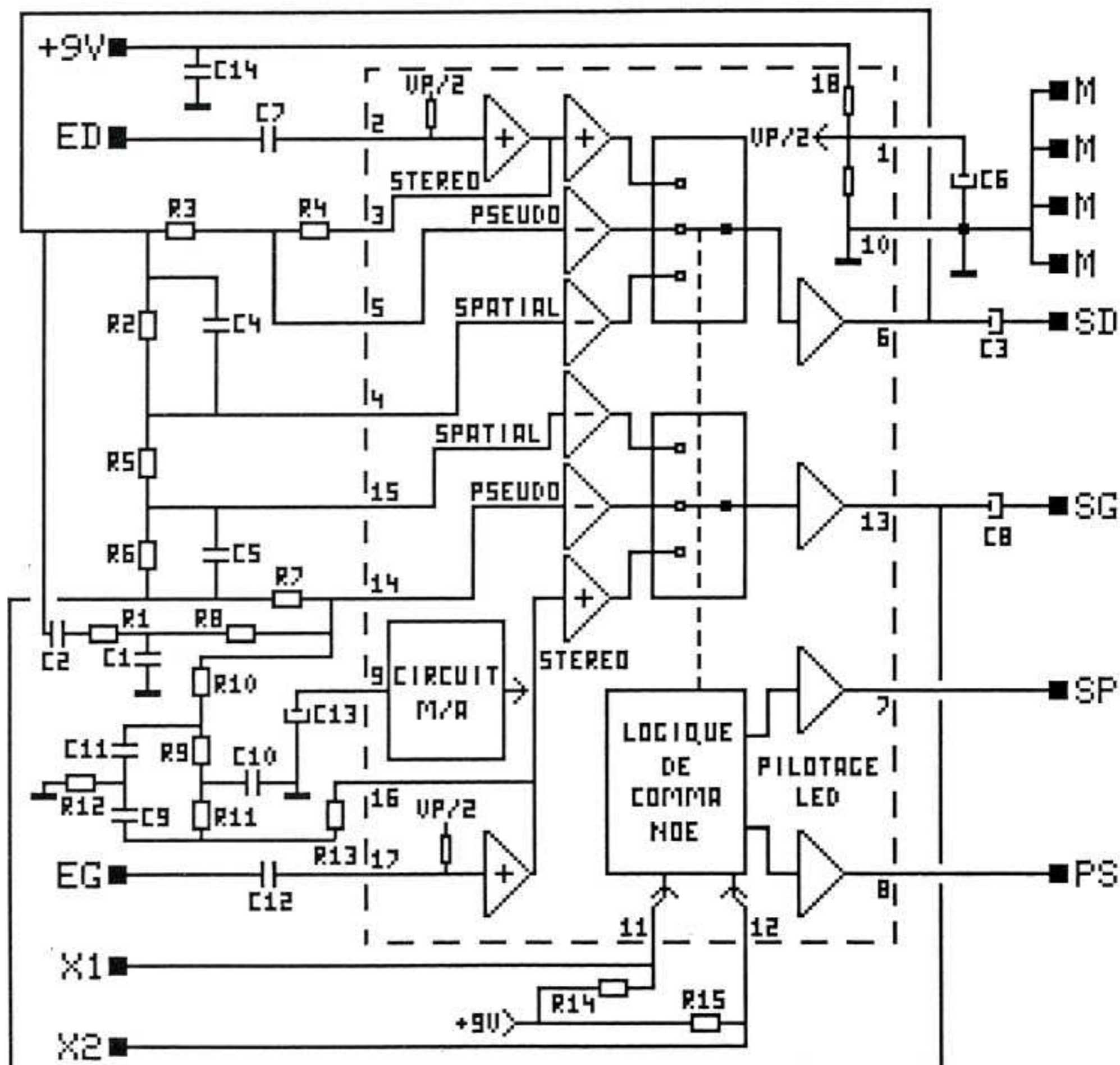
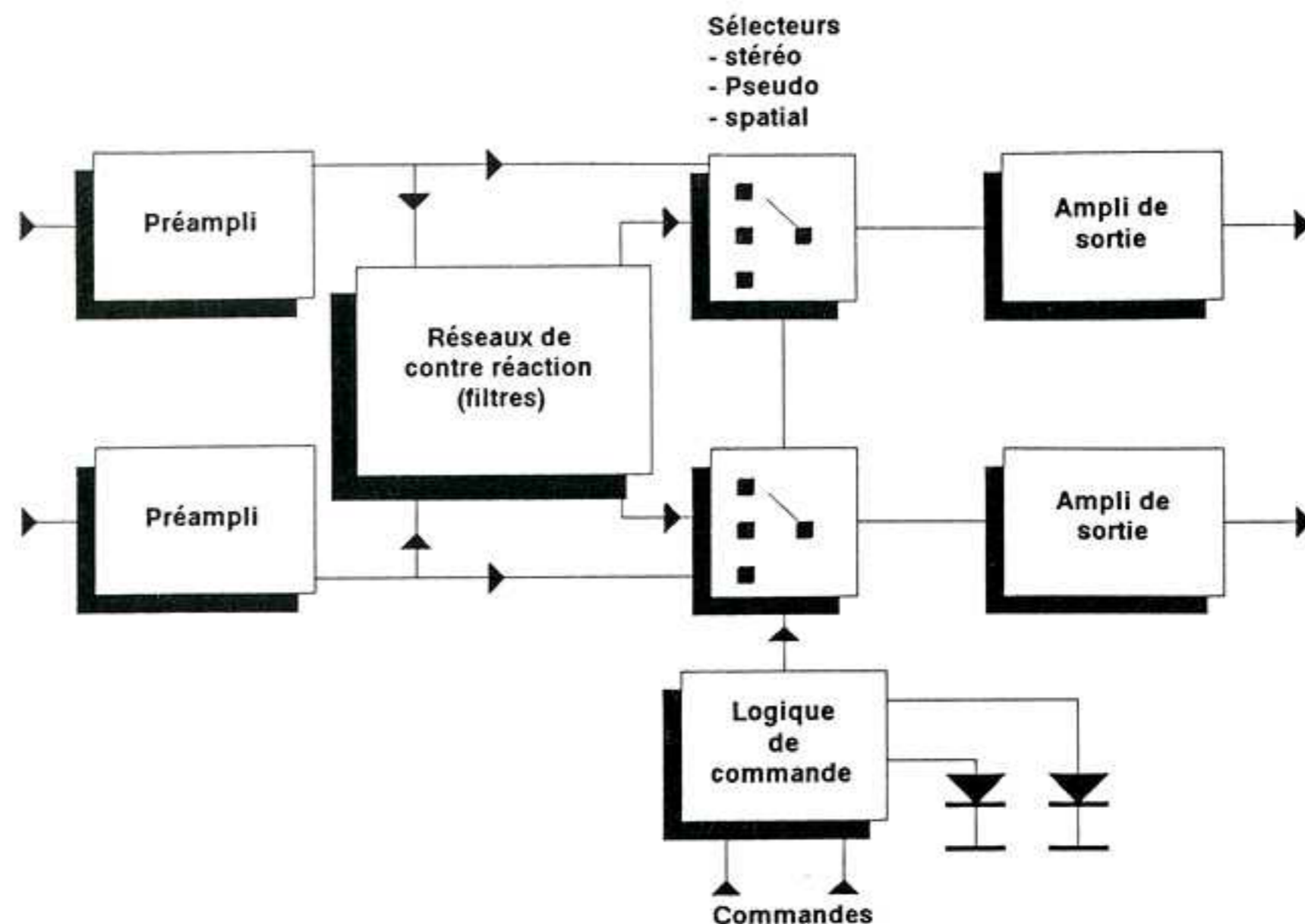
SYNOPTIQUE

Le montage par lui-même correspond pratiquement à la note d'application fournie par RTC et reste donc très simple.

Les entrées gauche et droite sont dans un premier temps appliquées à deux préamplificateurs. Les sorties de ces préamplificateurs seront reportées sur les sorties en mode stéréo et, dans ce cas, aucun filtre n'intervient : le signal n'est pas modifié. Dans ce mode aucune LED n'est allumée.

Ces filtres ne sont mis en service que pour les modes pseudo-stéréo et spatial où des rotations de phase et des réinjections entre voies sont nécessaires. La façon dont travaillent ces filtres et le cheminement du signal dans le circuit intégré sont décrits amplement dans la hobbythèque sur le TDA 3810.

La sélection du mode se fait par des interrupteurs analogiques incorporés au circuit. La commande de ces interrupteurs est établie au moyen de niveaux logiques et l'affichage par LED symbolise le mode sélectionné.



CARACTERISTIQUES

- Tension d'alimentation : 5 à 15 Volts
- Courant d'alimentation : 6 à 20 mA
- Niveau d'entrée préférentiel : 0 dB
- Bande passante 20 Hz à plus de 20 kHz (mode stéréo)
- Impédance d'entrée : 100 k Ω
- Courant de LED : 12 mA

SCHEMA DE DETAIL

Le schéma de détail ci-contre reprend l'application type de RTC. La structure interne du circuit, représentée dans la zone en pointillé, permet de suivre plus facilement le cheminement du signal dans les différents modes.

Seule modification apportée au schéma d'application type : les résistances R14 et R15 qui garantissent un niveau 1 des entrées 11 et 12 lorsque les commandes se font par un interrupteur ou un collecteur ouvert de circuit intégré.

En effet, le courant de commande de ces pattes étant de l'ordre de 35 μ A typique au niveau du circuit, l'adjonction de ces deux résistances permet d'éviter tout

déclenchement parasite en nécessitant un courant de commutation plus élevé.

Pour le reste du schéma, les autres modifications apportées concernent principalement les éléments résistifs et capacitifs.

La modification des valeurs dans le double T permet de faire passer la fréquence de coupure de ce filtre de 480 Hz sur l'application RTC à 720 Hz environ dans notre application. La fréquence du passe bande constitué par R1, C1, C2 et R8 est

également décalée dans les mêmes proportions. Deux avantages à cela :

1 / la fréquence de déphasage entre voies étant remontée, on évite ainsi mieux le désagréable effet d'opposition de phase sur les fréquences basses et moyennes (effet de hauts-parleurs montés en opposition de phase)

2 / avantage indirect, les valeurs des condensateurs obtenues pour le double T de 10 et 22 nF sont plus courantes que 15 et 33 nF...



A noter que la modification des valeurs et des fréquences de coupure de ces filtres entraîne des différences dans les effets obtenus en mode pseudo : à vous d'essayer éventuellement puisque nous sommes finalement, avec ce montage, dans un domaine totalement artificiel et arbitraire.....

Enfin en mode spatial, le passage à 6.8 nF de C4 et C5 permet d'obtenir un élargissement de l'image stéréo à partir de fréquences légèrement plus basses que dans l'application RTC. A noter que toutes ces valeurs modifiées correspondent d'ailleurs à une autre note d'application de RTC, validant ainsi la thèse du libre choix des effets obtenus....

L'ensemble de tous les amplificateurs internes ont une alimentation continue centrée sur $V_{alim} / 2$, tension filtrée par C6. Cette polarisation est isolée en entrée et en sortie de montage respectivement par C7, C12 et C3, C8.

LISTE DES COMPOSANTS

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

| | |
|----------|--------------------------------|
| R1 | 18 k Ω |
| R2 | 10 k Ω |
| R3, R4 | 33 k Ω |
| R5, R6 | 10 k Ω |
| R7 | 82 k Ω |
| R8 | 20 k Ω couche métal 1 % |
| R9 | 22 k Ω |
| R10 | 16 k Ω couche métal 1 % |
| R11 | 22 k Ω |
| R12 | 11 k Ω couche métal 1 % |
| R13 | 16 k Ω couche métal 1 % |
| R14, R15 | 100 k Ω |
| C1, C2 | 10 nF céramique |
| C3 | 4.7 uF 63 V radial |
| C4, C5 | 6.8 nF céramique |
| C6 | 100 uF 25 V radial |
| C7 | 0.47 uF polyester pas de 5.08 |
| C8 | 4.7 uF 63 V radial |
| C9 | 10 nF céramique |
| C10 | 22 nF céramique |
| C11 | 10 nF céramique |
| C12 | 0.47 uF polyester pas de 5.08 |
| C13 | 47 uF 25 V radial |
| C14 | 0.1 uF céramique |
| IC1 | TDA 3810 |

1 support CI 18 broches
13 broches droites ou coudées pour connecteur (voir texte)

REALISATION

La photographie en haut de page montre le module terminé et équipé de broches coudées pour son insertion. Toute autre façon de câbler peut être adoptée, y compris un câblage direct par fil. Dans ce cas, il faudra prendre soin d'utiliser du

câble blindé pour les liaisons de signal : broches marquées EG, ED, SG et SD sur le plan d'implantation.

Sur ce plan M correspond à la masse, dupliquée à plusieurs broches pour faciliter le câblage du module ou le tracé de piste sur une carte réceptrice.

De même PS est la sortie LED pseudo, SP, sortie LED spatial, X1 la commande normal ou signal traité et enfin X2 commande pseudo ou spatial.

Prendre soin à l'emplacement des composants, la sérigraphie étant relativement chargée.

UTILISATION

Ce module terminé, relativement compact, peut être considéré au même titre que le correcteur de tonalité vu dans ce numéro, comme une boîte noire ou un nouveau circuit intégré accomplissant une fonction bien précise.

Il peut d'ailleurs travailler conjointement avec ce correcteur de tonalité. Dans le cas d'utilisation de ces deux modules, le montage d'extension pseudo stéréo précèdera le montage correcteur de tonalité.

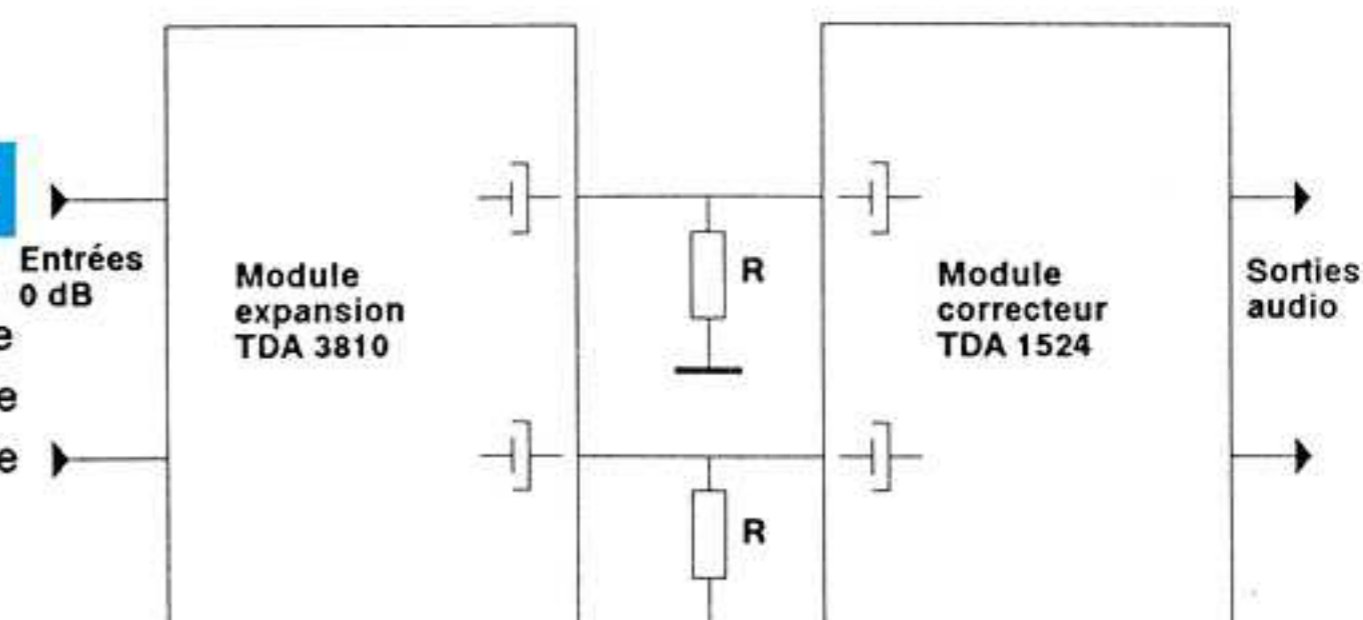
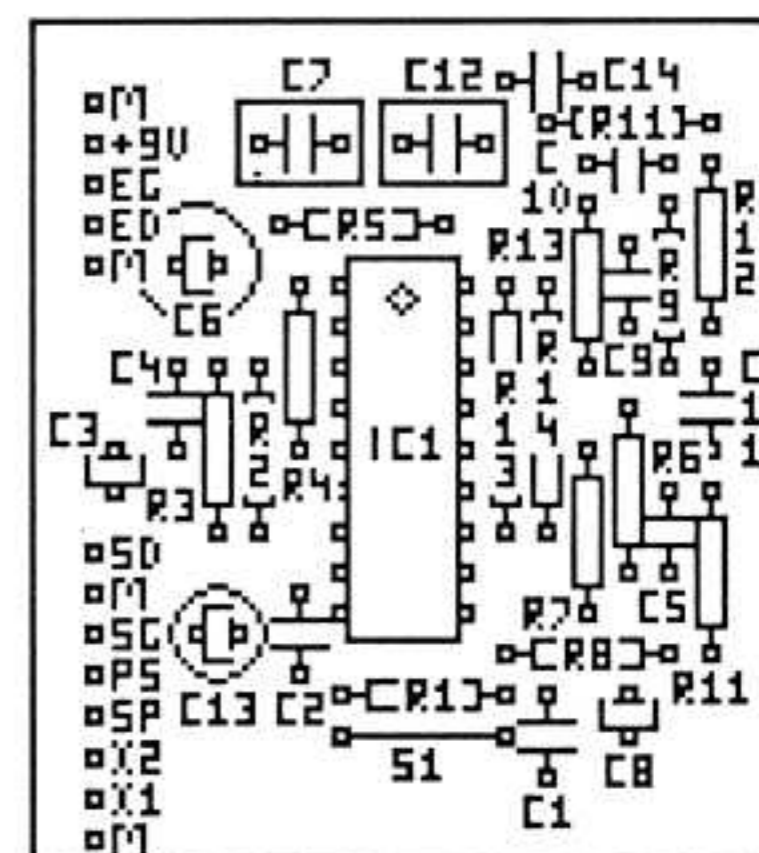
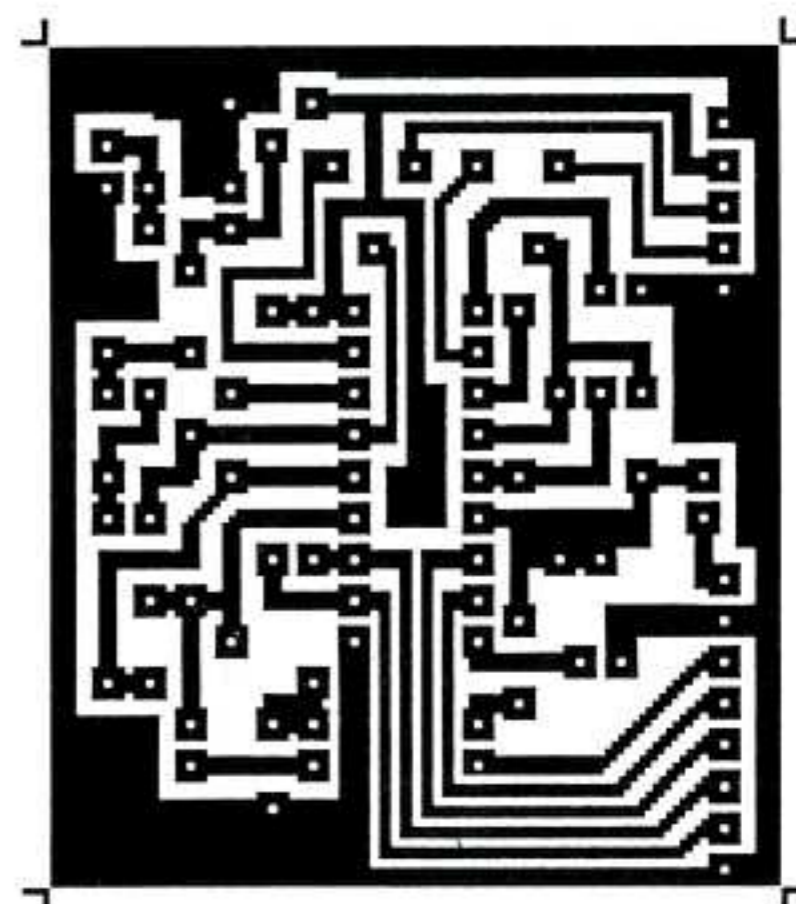
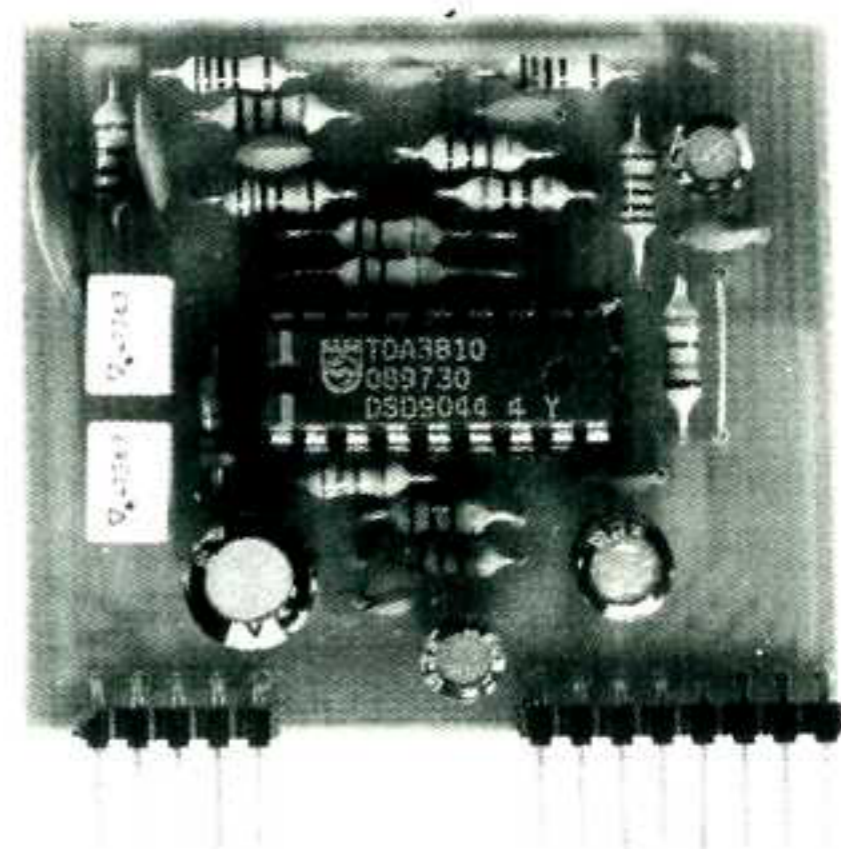
A noter également dans ce cas que chacun des modules possédant des condensateurs d'isolement de leurs tensions internes de travail, les condensateurs de sortie du premier font double emploi avec ceux du second transformant ainsi la liaison par un couplage à condensateur non polarisé.

Le petit schéma ci-dessous montre comment rendre une polarisation correcte à l'ensemble de ces condensateurs intégrés aux modules par deux résistances R de 47 k Ω à 100 k Ω , pour assurer un fonctionnement normal de l'ensemble.

CONCLUSIONS

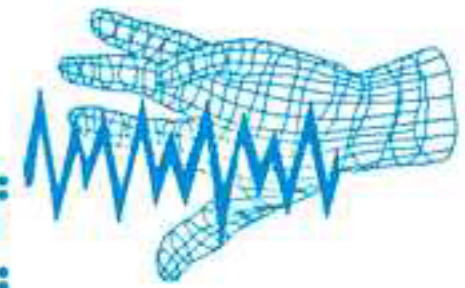
Nous pourrions faire pratiquement les mêmes que celles pour le correcteur de tonalité.

En effet, ce montage appartient également à la philosophie modulaire, utilisable directement comme nous l'avons vu dans l'introduction, trouvera surtout son plein emploi dans un sous-ensemble audio plus complexe que nous aurons l'occasion de voir prochainement.



Sa réalisation n'est donc pas limitative surtout si vous l'équipez d'un ensemble connecteur permettant son extraction facile pour nos prochaines maquettes.

J.TAILLIEZ



Un sablier électronique

La mesure du temps qui s'écoule est depuis l'antiquité une préoccupation de tous les jours. Que ce soit à l'aide d'une montre ou à l'aide d'un chronomètre, il y a toujours quelque chose à évaluer. Dans d'autres domaines (Cuisine, laboratoire photographiques, etc.), l'utilisation de minuteries est quasi obligatoire.

Le montage qui va être décortiqué dans la suite de cet article entre dans cette deuxième catégorie d'appareils. Un sablier est un instrument qui mesure une durée déterminée. L'ancêtre du montage est constitué de deux ampoules de verre entre lesquelles s'écoule du sable très fin. L'électronique n'ayant pas de limite, pourquoi ne pas l'imiter ?



Présentation du sablier électronique

L'ensemble du montage s'articule autour de l'utilisation du LM3915. Ce circuit se charge de réaliser la commande d'affichage à partir de la tension de commande qui lui est appliquée.

Comme sur le vrai sablier, l'écoulement du sable est simulé par "l'écoulement" des leds dont la disposition a été judicieusement choisie. De même, la mise en marche s'effectue par basculement du boîtier.

Pour agrémenter le tout, une alarme musicale a été ajoutée pour signaler la fin de la durée. De plus, il est possible d'ajuster le temps entre une trentaine de secondes jusqu'à environ six minutes.

Rappel sur le LM3915

Le LM3915 est un circuit intégré de 18 broches conçu pour piloter un affichage sur 10 leds à partir de l'analyse logarithmique du signal de commande. Ce signal de commande est en fait une tension dont la grandeur est proportionnelle à l'information initiale à mesurer (Tension, température, bruit, lumière, etc...).

Le synoptique interne (donné ci-dessous en figure 1) permet de comprendre très rapidement le principe de son fonctionnement.

Le signal de commande (Grandeur à visualiser), dont l'amplitude doit se trouver entre 0 et 12 volts, est appliqué sur l'entrée E (Patte 5) du composant. Cette entrée est une entrée haute impédance car elle est constituée d'un suiveur de gain unité. La

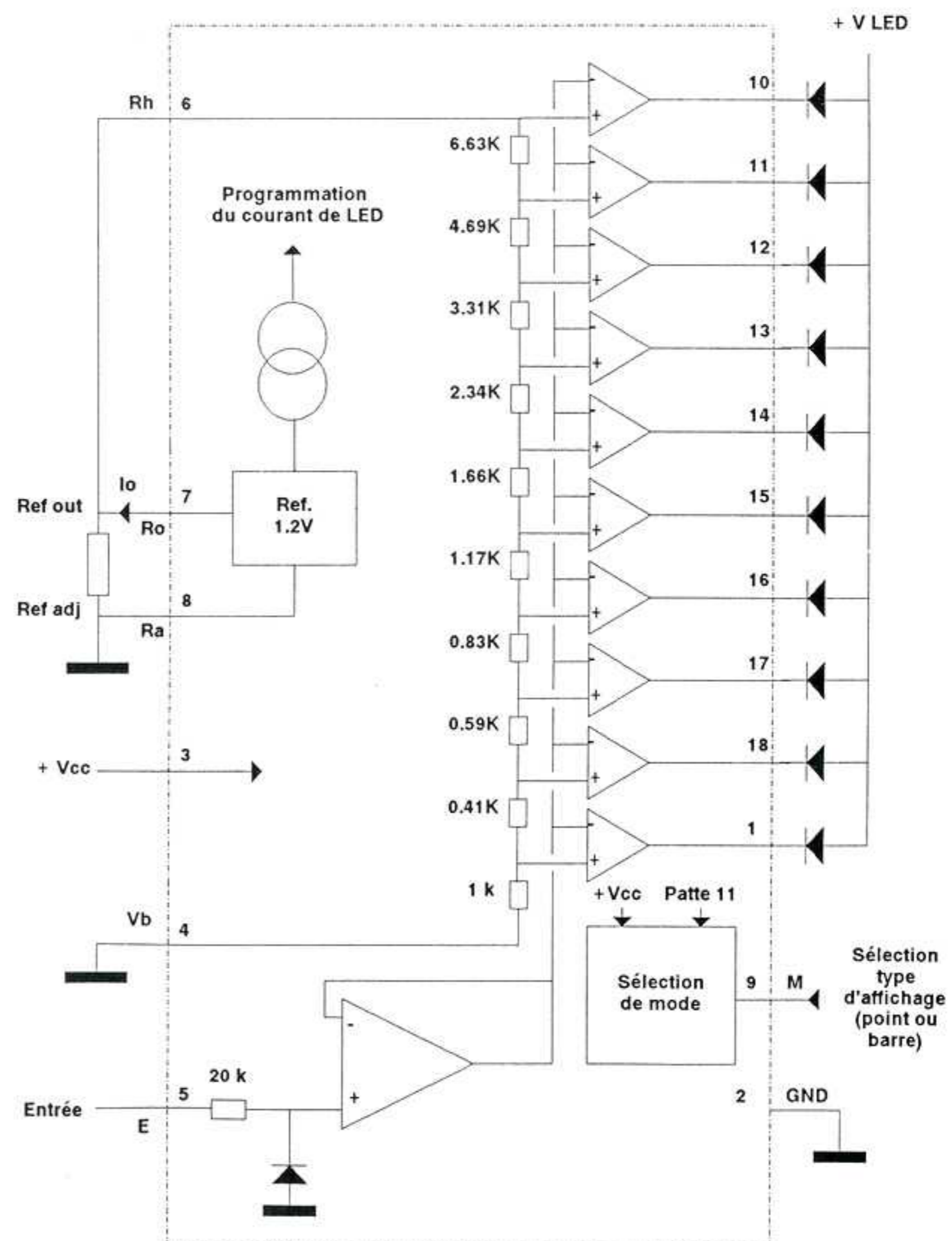


Fig. 1 : Synoptique interne du LM3915



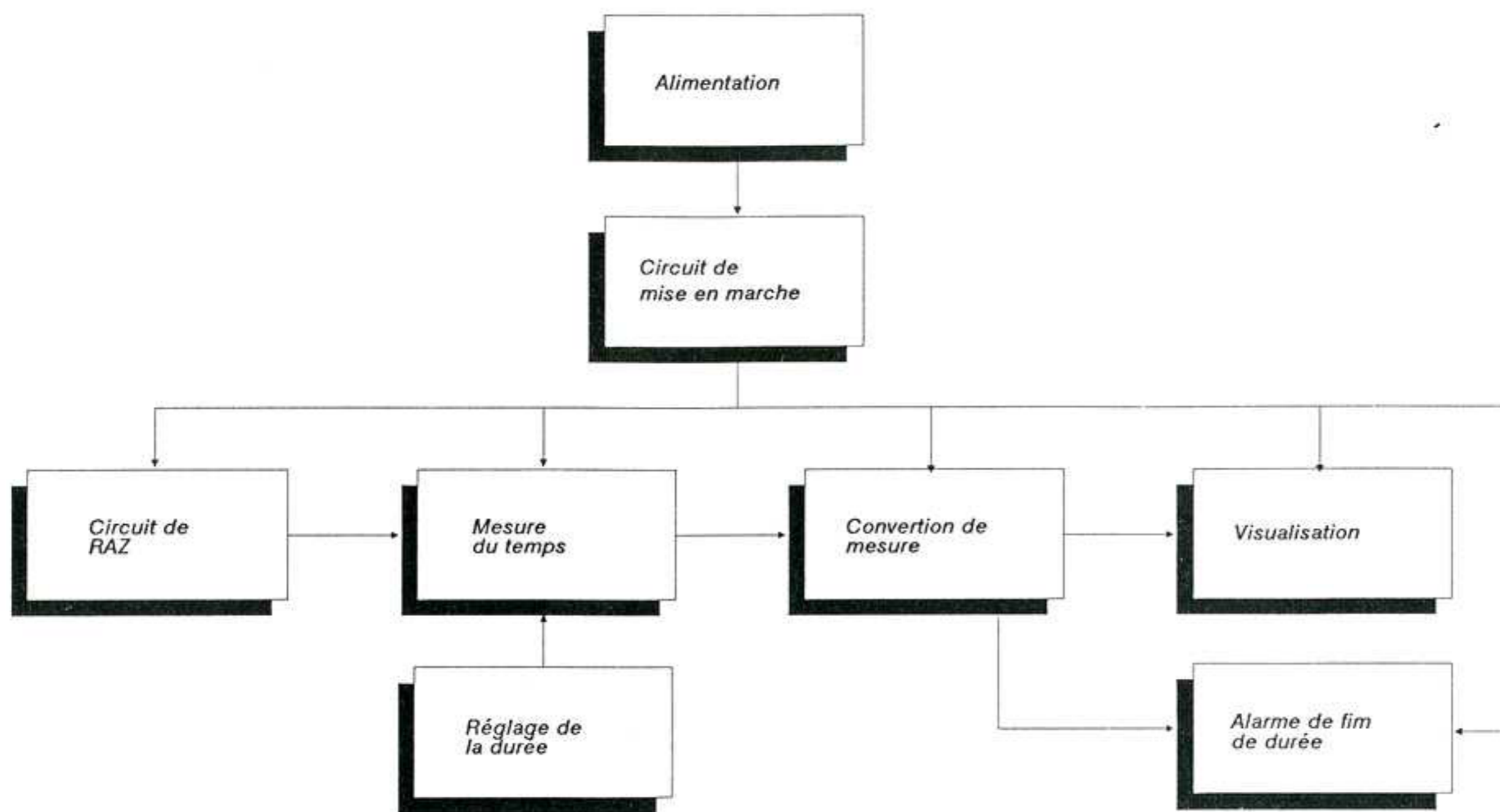


Fig. 2 : Synoptique du sablier électronique

résistance de 20k et la diode protègent cette entrée contre les tensions inverses et les surtensions. Le signal résultant est appliqué sur les entrées inverseuses d'une rangée de dix comparateurs.

Les broches 7 et 8 permettent de disposer d'une tension de référence de 1,25 volts. Cette référence peut être "manipulée" pour générer la tension de comparaison qui pilotera le réseau en échelle du LM3915. Ce réseau est calculé de telle manière qu'il permet d'obtenir un découpage de la tension de comparaison évoluant logarithmiquement. Les dix tensions résultantes sont appliquées sur l'entrée non inverseuse de la rangée des dix comparateurs. C'est cette disposition qui permet d'obtenir un basculement de la sortie de chaque comparateur (Donc de l'allumage de la led) à chaque fois que la tension de commande devient supérieure à la tension du tronçon correspondant (L'article sur le "pile ou face électronique" décrit dans l'hobbytronic n°2 détaille très largement le fonctionnement du comparateur).

La sortie des comparateurs attaque directement les leds à allumer. Le courant qui traverse ces leds est "programmé" par le composant ce qui évite d'avoir à faire appel à des résistances extérieures (Vive le gain de place). Cette "régulation" en courant est obtenue à partir de la référence interne qui ajuste le courant dans les leds par rapport à celui qui circule dans la résistance de référence ($I_L = 10 I_0$).

Le mode de fonctionnement (Barre ou point) est sélectionné sur la broche 9. Non connectée, c'est le mode point qui est activé, reliée au plus de l'alimentation, c'est le mode barre. Pour ce dernier, il ne faut pas hésiter à prendre une pile de bonne

qualité, le courant total n'étant plus négligeable.

Cette explication rapide montre, une fois de plus, qu'un composant, au départ complexe, se ramène toujours à une somme d'éléments simples interconnectés entre eux (Dans le LM3915 : AOP, comparateurs, régulateurs).

Le LM3915 ainsi que son homologue le LM3914 (Réseau de résistance linéaire au lieu de logarithmique) ont été développés beaucoup plus en détail dans l'hobbytronic n°1 (P2 à 8). N'hésitez pas à vous y reporter pour en savoir beaucoup plus sur ce composant et ses nombreuses applications.

Le principe du montage

Le principe de ce sablier est extrêmement simple.

Au moment du basculement du boîtier, le circuit de mise en marche valide l'alimentation sur l'ensemble du montage.

L'arrivée de cette alimentation enclenche le circuit de RAZ qui initialise le dispositif de mesure du temps.

Au fur et à mesure que le temps s'écoule, le système de conversion réactualise l'affichage en conséquence.

A la fin de la durée, une alarme musicale est déclenchée pour prévenir l'utilisateur.

Le basculement du boîtier arrête l'alarme et met le montage hors tension.

Le schéma de détail

L'alimentation

C'est certainement la partie la plus simple du montage. Elle est constituée en tout et pour tout d'une simple pile de 9 volts.

Le circuit de mise en marche

Là encore, rien de sorcier, mais c'est sur lui que repose une des subtilités d'utilisation. Par l'intermédiaire d'un interrupteur à mercure (Pourquoi s'en priver?) le montage est mis sous tension quand le boîtier est placé en position verticale. Dans toute autre position, l'alimentation est coupée par le déplacement de la bille de mercure. Le condensateur C1 sert de tampon contre les appels brusques de courant lors des commutations d'affichage (Il diminue la valeur de la résistance interne de la pile d'où une meilleure régulation de la tension d'alimentation).

Le circuit de RAZ

Voici le début des difficultés (Il faut bien commencer à un moment ou à un autre). Ce dispositif est constitué du transistor T1, de la résistance R1, du condensateur C2 et de la diode D1. Son rôle est de venir court-circuiter le condensateur C3 au moment de la mise sous tension afin d'avoir le système de mesure parfaitement initialisé.

Au moment de la mise sous tension, le condensateur C2 est déchargé. Il équivaut alors à un court-circuit. Cela revient donc à appliquer l'alimentation directement sur la base de T1. Le transistor est alors saturé provoquant ainsi la décharge rapide du



condensateur C3. Cet état de court-circuit est relativement bref car le condensateur C2 va se charger progressivement par l'intermédiaire de la résistance R1 (Et R2 avec AJ1 qui sont reliés à la masse). Cette charge progressive va venir bloquer le transistor T1 ce qui permettra alors de lancer la mesure du temps.

Charger un condensateur pour en décharger un autre rapidement, c'est bien! Mais que ce passe-t-il au moment de la mise hors tension, le condensateur est chargé à la tension d'alimentation ? Dans un premier temps, le condensateur C1 va se décharger rapidement à travers le système d'affichage amenant ainsi le potentiel de la ligne du PLUS d'alimentation à la même valeur que la ligne de masse. Comme le point positif du condensateur C2 suit l'évolution de la ligne d'alimentation, le potentiel qui est appliqué sur la base de T1 devient négatif. Le transistor est alors plus que bloqué. La décharge de C2 commence donc et ne peut s'opérer qu'au travers de la résistance R1 via R2 et AJ1. Cette décharge risque d'être relativement longue.

- D1!
- D1?
- Et D1!
- Quoi D1? Ah oui D1. Y'en a qui ont l'oeil à tout. Effectivement la diode D1 n'a pas encore été abordée dans cette explication. Et comme par hasard, sa cathode se trouve reliée au pôle négatif du condensateur. La tension qui se trouve maintenant appliquée sur la base de T1 est négative. Merveilleux! Cette diode D1 est donc conductrice. Et si elle est conductrice, elle décharge alors encore plus vite le condensateur C2. Le dispositif de RAZ est donc à nouveau prêt à remplir son office.

Le système de mesure

Encore une petite astuce qui rend bien des services et qu'il ne faut pas hésiter à utiliser. Habituellement, quand on parle de mesurer un temps, on pense tout de suite oscillateur de fréquence connue, compteur pour dénombrer les coups d'horloges et système de comparaison pour arrêter la mesure. En résumé, "l'usine à gaz". Il existe un autre composant électronique qui est capable de mesurer avec précision un temps. C'est le condensateur. Couplé avec une résistance, il est capable de réaliser un excellent chronomètre. Le principe de la charge d'un condensateur fait que la tension qui apparaît à ces bornes est en relation avec le temps.

La charge d'un condensateur obéit à la loi suivante:

$$(V_c - V_{c0}) = (V_{ch} - V_{c0})(1 - \text{Exp}(-t/RC))$$

avec
 V_c = Tension aux bornes du condensateur à l'instant t
 V_{ch} = Tension continue appliquée pour charger le condensateur
 R = Valeur de la résistance de charge
 C = Valeur de la capacité à charger
 V_{c0} = Tension initiale du condensateur au début de la charge.

L'équation de décharge du condensateur est la suivante:

$$(V_c - V_{dc}) = (V_{c0} - V_{dc})\text{exp}(-t/Rc)$$

avec
 V_c = Tension aux bornes du condensateur à l'instant t
 R = Valeur de la résistance de décharge
 C = Valeur de la capacité à décharger
 V_{c0} = Tension initiale du condensateur au début de la décharge.
 V_{dc} = tension continue appliquée pour obtenir la décharge.

Réciproquement, le temps écoulé pour que le condensateur atteigne la tension V_c est donné par la relation

$$T = - RC \text{Ln} ((V_{ch} - V_c)/(V_{ch} - V_{c0}))$$

Toutes ces formules peuvent paraître barbares au premier abord, mais il faut savoir qu'il est souvent plus facile de traiter en électronique une fonction logarithmique ou exponentielle qu'une fonction linéaire.

- Alors "usine à gaz" ou système RC ?
- Le plus simple !
- Donc en avant pour le condensateur.

Vous devez déjà vous en douter. Le condensateur de mesure est constitué par C3 (Sinon à quoi ça sert de se casser la tête pour venir le décharger). La résistance de charge est faite par R2. Elle permet d'obtenir le temps minimum. L'ensemble R2, Aj1 à fond va définir le temps maximum. Toutes les autres valeurs comprises entre le temps minimum et maximum sont obtenues en ajustant AJ1.

Revenons sur le LM3915. Pour pouvoir obtenir des durées précises et qui ne changent pas avec le temps (Et surtout avec l'usure de la pile), il faut faire appel à une tension de référence. Celle fournie par le LM3915 fait parfaitement l'affaire. Elle va servir de tension d'alimentation pour le réseau en échelle de la comparaison et, pour que tout le monde soit aligné sur la même base, de tension de charge pour le système RC (Patte 8 reliée à la masse). Le réseau en échelle est un réseau logarithmique (Coïncidence qui ne doit pas être vraiment innocente). Il est encadré par les résistances R5 (Pied du réseau) et R3 (Sommet du réseau). La première (R5) sert à déplacer la butée de mesure vers le haut (Positionnement sur une zone où la pente de la courbe de charge est plus grande). Cette translation permet d'augmenter

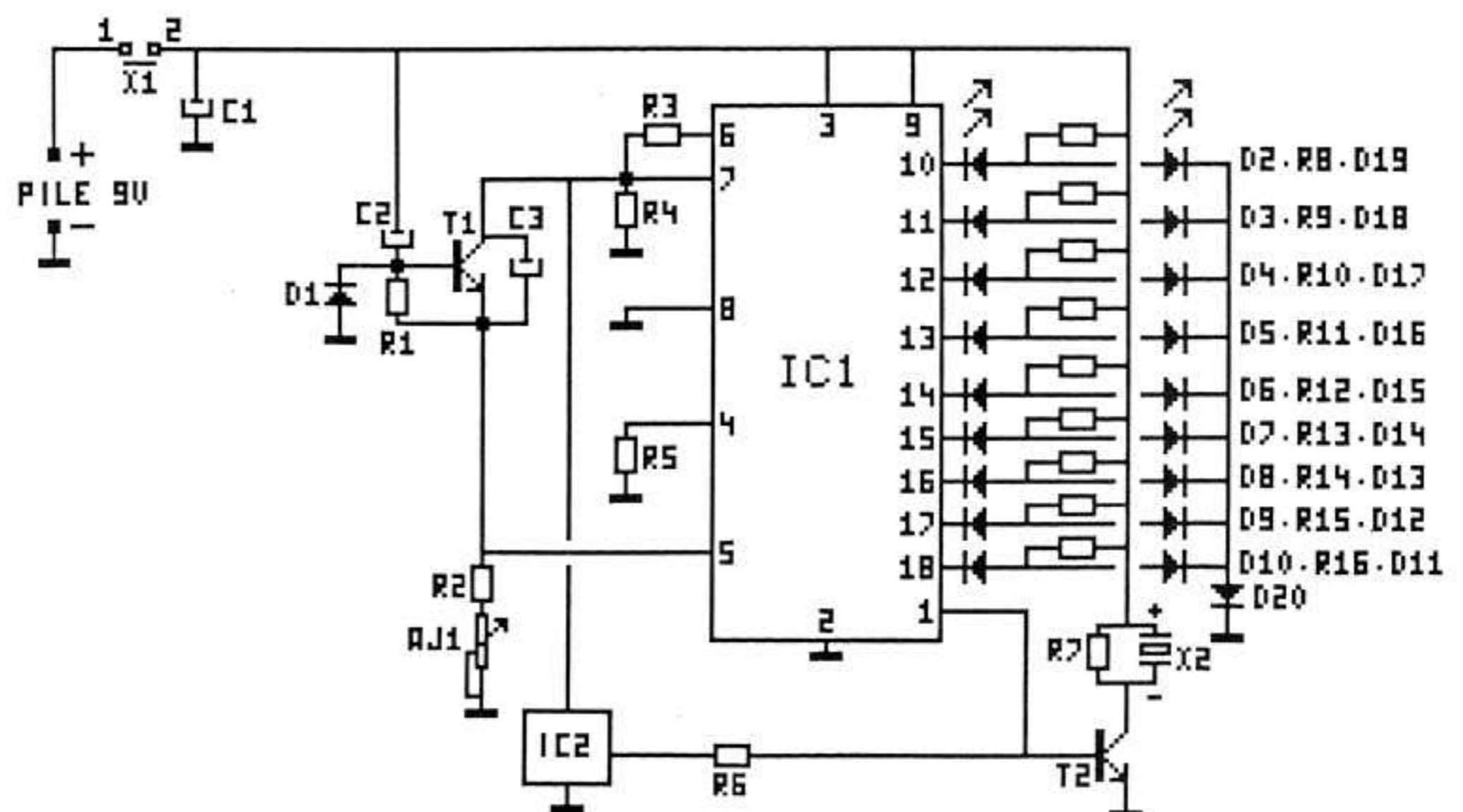
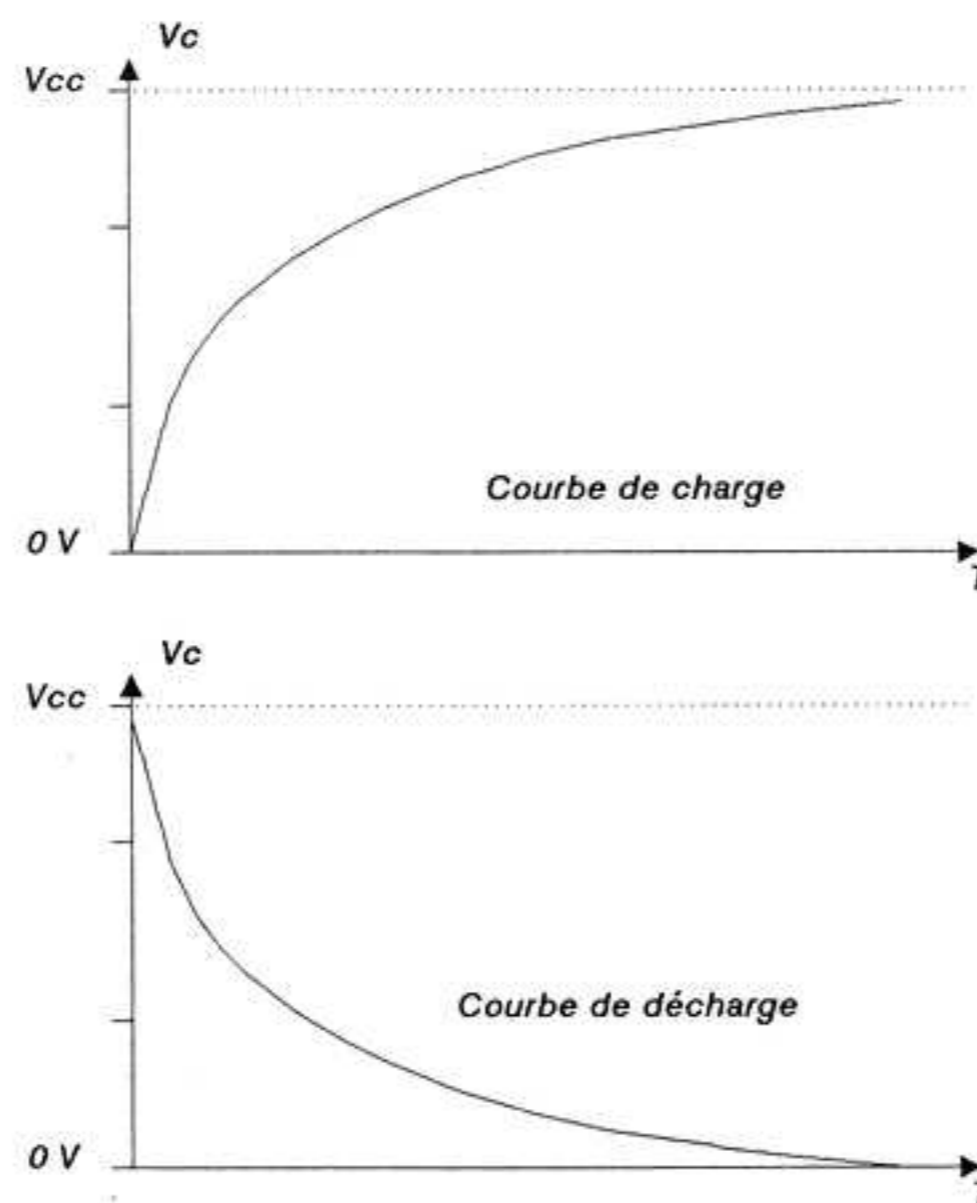


Fig. 3 : Schéma de détail du sablier électronique

l'immunité au bruit de l'étage de mesure. En clair, les commutations d'affichages sont accompagnées d'appel de courants importants. L'alimentation étant effectuée par une pile, sa résistance interne fait que ces appels de courants se traduisent par une chute de tension d'alimentation. Ces variations engendrent des parasites qui se retrouvent sur l'ensemble du montage. Il faut donc que la variation apportée sur l'étage de mesure soit plus petite que la plus petite variation détectable par le LM3915. C'est ce que réalise R5 en augmentant la taille des paliers. Malheureusement dans ce cas, le réseau en échelle n'est plus équilibré (Ecart de temps entre chaque palier). La résistance R3 est là pour redonner un équilibre à tout cet ensemble.

Si l'on regarde de plus près, on se rend compte que les paliers du réseau sont importants vers le haut et faibles vers le bas. Or la courbe de charge d'un condensateur a une variation importante au début (En bas de la courbe) et faible vers la fin (En haut de la courbe). Juste l'inverse de ce que l'on cherche. Par contre la courbe de décharge correspond à ce que l'on désire (Rapide en haut et lente en bas). La solution va donc être de décharger le condensateur C3. Mais voilà, il est déjà déchargé. Terrible dilemme. Il faut décharger un condensateur déchargé.

Calmons-nous et essayons de réfléchir un peu. La courbe de charge et la courbe de décharge ont, comme qui dirait, un petit air de famille. C'est comme si l'une était l'image de l'autre dans un miroir. Mais alors c'est ça ! La décharge, c'est la charge à l'envers. Je dirais même plus: la charge et la décharge, c'est pareil. C'est juste une façon de regarder les choses.

Si la tension qui se trouve aux bornes du condensateur suit la courbe de charge, la tension qui se trouve aux bornes de la résistance suit la courbe de décharge. Alors c'est résolu. Plutôt que de mesurer la tension du condensateur, mesurons la tension aux bornes de la résistance. C'est la même chose mais à l'envers. Il faut donc placer la résistance à la masse, le condensateur sur la tension de référence et prendre le point de mesure sur le commun des deux. Voilà, les paliers de mesure sont linéarisés par rapport au temps (Même durée chacun).

La visualisation

Encore une astuce qui fait bien les choses. L'effet recherché est une simulation du sable qui s'écoule. Sans vraiment aller jusqu'à allumer les unes après les autres les leds de la partie inférieure pour représenter le grain de sable qui tombe, il a été choisi d'allumer

une led de la partie inférieure quand son homologue de la partie supérieure s'éteint. C'est la disposition finale des leds sur le circuit qui permet de recréer l'effet.

Le LM3915 a été câblé pour travailler en mode barre. Il commande les leds de la partie supérieure. L'extinction progressive des leds correspond à l'épuisement du sable. Comment est réalisé l'allumage inverse de la led de la partie inférieure? Le courant dans la led supérieure est réglé par la résistance R4 câblée sur la patte 7 du LM3915. La résistance de limitation de courant (Qui ne sert à rien dans le cas de la led câblée au LM3915) amène le potentiel sur la led de la partie inférieure au même seuil de conduction. En théorie elle devrait s'allumer. Mais attention, le courant consommé pour l'allumage de celle-ci fait augmenter la chute de potentiel dans la résistance. Cela renforce l'extinction de la led inférieure. De plus, la diode D20 qui se trouve au pied de toutes les leds de la partie inférieure est là. Elle vient encore réduire le seuil restant sur la led inférieure et ce seuil n'est vraiment plus suffisant pour garantir l'allumage. Quand la led supérieure s'éteint, le courant qui passait dans cette led devient totalement disponible pour la led inférieure qui peut alors s'allumer.

Ce câblage est répété pour les 9 groupes de leds.

L'alarme musicale

Neufs groupes de leds sont montés sur les 10 sorties disponibles du LM3915. Il est donc logique d'utiliser cette dernière sortie pour venir commander l'alarme.

La partie alarme est d'abord constituée d'un UM66T (IC2) qui délivre en permanence une mélodie. Cette mélodie est appliquée sur la base du transistor T2. Le courant délivré par l'UM est limité grâce à la résistance R6. La tension d'alimentation de ce circuit intégré étant faible (Voir HOBBYTRONIC N°7 p31), elle est directement prise sur la tension de référence délivrée par le LM3915. Le transistor T2 qui joue le rôle d'amplificateur, commande un buzzer qui doit rendre audible la mélodie. Comme un buzzer peut être assimilé à un condensateur, le courant qui le traverse est nul. Le transistor ne peut donc pas jouer son rôle d'amplificateur. C'est la raison de la présence de la résistance R7 qui va permettre cette circulation de courant.

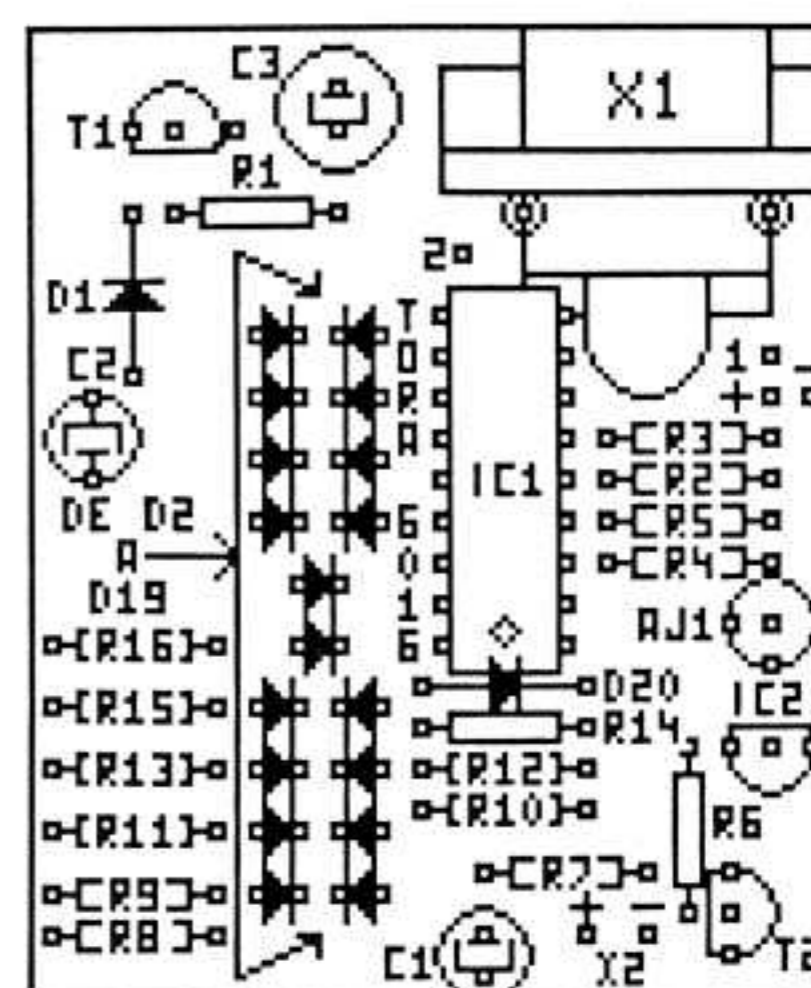
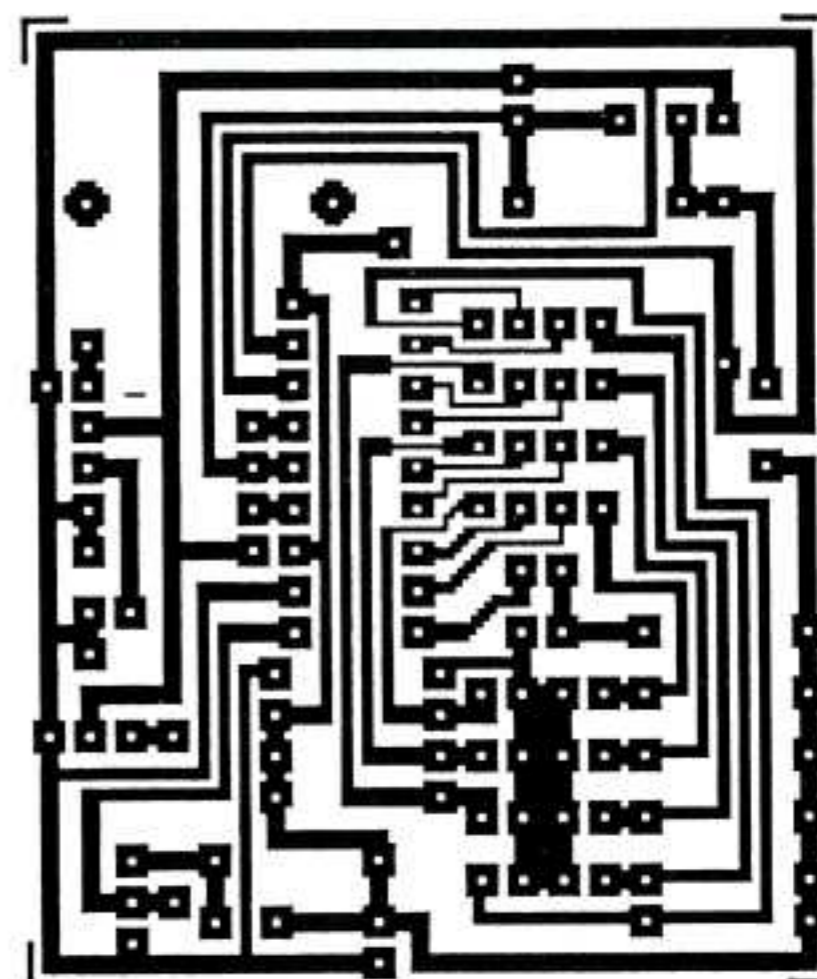
La mélodie est permanente. Il faut trouver une solution pour empêcher la reproduction. La solution est de venir bloquer le transistor, c'est à dire de placer sa base à la masse. C'est ce que réalise la dixième sortie du LM3915. Cette opération

est rendue possible grâce à la présence de la résistance R6.

Liste du matériel

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

| | |
|----------|------------------------------|
| R1 | 1,5kΩ (Marron, vert, rouge) |
| R2 | 100kΩ (Marron, noir, jaune) |
| R3 | 2,7kΩ (Rouge, violet, rouge) |
| R4 | 1,2kΩ (Marron, rouge, rouge) |
| R5 | 2,7kΩ (Rouge, violet, rouge) |
| R6 | 5,6kΩ (Vert, bleu, rouge) |
| R7 | 10kΩ (Marron, noir, orange) |
| R8 à R16 | 1,5kΩ (Marron, vert, rouge) |
| C1-C2 | 1μF 63V chimique radial |
| C3 | 100μF 63V chimique radial |
| AJ1 | 1MΩ ajustable 82P |
| D1 | 1N4148 |
| D2 à D19 | Led Ø 3mm |
| D20 | 1N4148 |
| T1-T2 | BC547B |
| IC1 | LM3915 |
| IC2 | UM66T |
| X1 | Interrupteur à mercure |
| X2 | Buzzer piezo |



Réalisation

Ce montage au schéma relativement simple commence à se compliquer au moment de la réalisation. Cette difficulté (Toute relative) est apportée par la disposition des leds qui doit simuler le sable qui descend. D'autre part la forme du contour des leds doit rappeler la forme des deux ampoules de verre.

Cette contrainte imposée par le cahier des charges amène donc à réaliser un circuit imprimé où l'entrelacement des pistes est forcément important. Certaines pistes sont donc très fines. Attention au moment de la gravure de ne pas les couper. La densité à certains endroits est relativement élevée. Attention encore au moment de la soudure. Les risques de court-circuits sont plus élevés que sur d'autres montages. Mais avec une panne fine (Pas la peine de prendre le fer de 150 watts) et un peu d'habileté, cela devient à la portée de tout le monde.

Un bon point: le montage ne comporte aucun strap. Donc pas de risque d'oubli qui empêcherait le montage de fonctionner.

La mise en place des composants s'effectuera de la manière la plus classique. On commence par les composants les moins encombrants (Diodes, résistances, etc.) pour finir avec les plus gros (Condensateurs, etc.).

La difficulté se situe une fois de plus au niveau des leds. Hormis la précaution habituelle du respect du sens d'insertion, il va falloir essayer de les placer le plus près possible du couvercle du boîtier. Pour y parvenir, l'utilisation d'une cale de carton placée entre les pattes sera du plus grand secours. Cette petite astuce permet de toutes les aligner à la même hauteur. Il faut donc, pour des raisons de présentation, les avoir toutes mises en place avant de commencer la soudure. Autre petit conseil, comme pour tous les composants électroniques, une forte volonté de vouloir se mettre de travers, au moment de retourner la plaque pour réaliser la soudure, anime les leds. Conclusion, c'est dans un désordre le plus total que l'on retrouve le montage à la fin. Pour supprimer ce genre de problème, la solution consiste à ne souder qu'une seule patte de toutes les leds. Il est alors très facile de les remettre une par une en place. Quand la disposition est correcte, la première soudure maintient le composant dans sa place définitive et il ne reste plus qu'à effectuer la seconde.

Encore une petite précaution, le circuit intégré IC2 (UM66T) se présente sous la

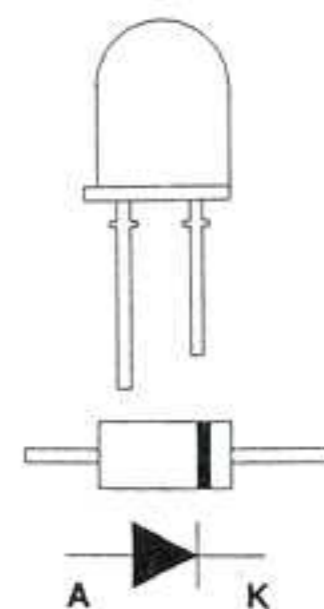
forme d'un boîtier TO92. Attention donc de ne pas le confondre avec les transistors.

Dernier petit point. L'interrupteur à mercure est monté sur le circuit imprimé. Il sera fixé sur celui-ci grâce à une boucle de fil à strap qui sera soudée. Sa mise en place sera ajustée par rapport au boîtier. Aidez-vous de la photo pour bien voir comment le positionner. C'est quand même lui, de par sa position, qui met le sablier en marche.

Le montage étant terminé, reste encore deux choses à effectuer.

La mise en boîtier s'effectuera dans un coffret P962 opto de chez Diptal. Le choix de ce coffret a été guidé par son côté "transparent" qui évite d'avoir des trous à percer. Il est cependant suffisamment opaque pour conserver son cachet esthétique.

Pour finir, reste à régler de temps "d'écoulement". Il suffit de jouer sur l'ajustable AJ1 pour y parvenir.



Conclusions

Ce montage relativement simple a permis d'aborder une manière très originale d'utiliser le LM3915. Grâce à ses dix comparateurs internes, ce composant peut être utilisé dans une multitude de montages. Coté affichage, il est clair qu'il peut attaquer autre chose que des leds. Fort de toutes ces constatations, il est évident qu'il peut être utilisé à "toutes les sauces". Sa taille réduite (18 broches) peut être d'un grand secours quand la place sur le circuit imprimé est comptée.

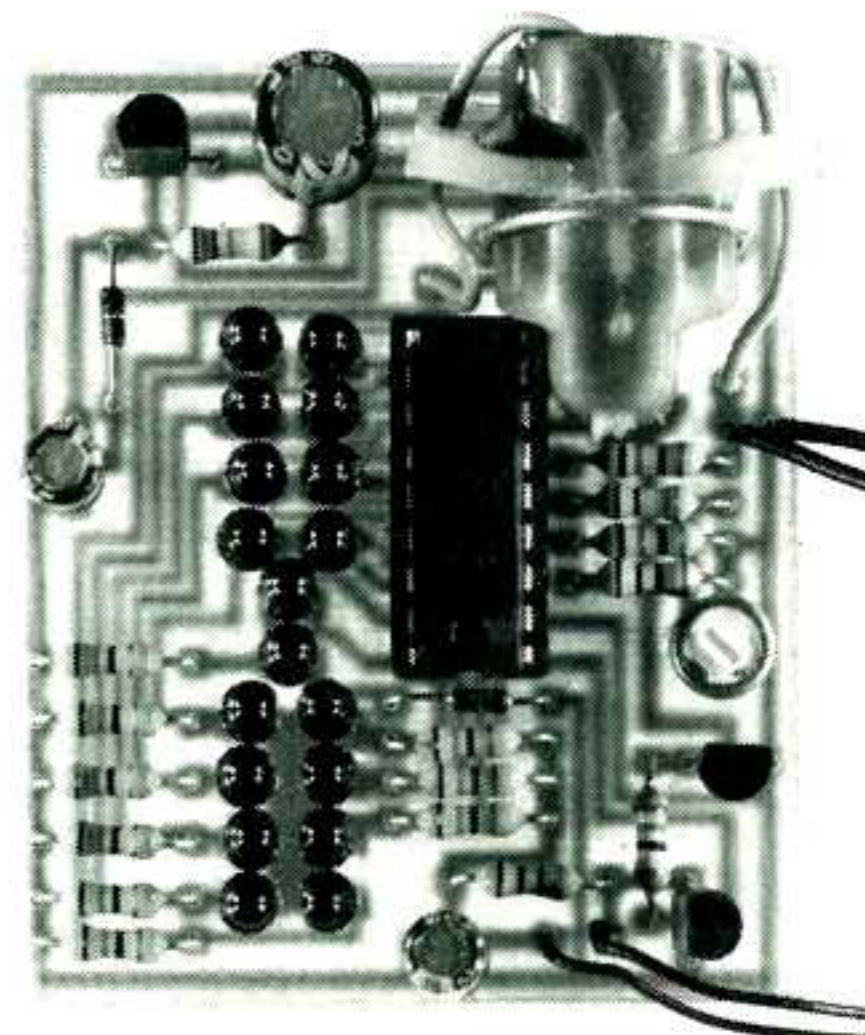
Le côté alarme donne un exemple d'utilisation des générateurs musicaux.

Le circuit de RAZ a permis de voir comment initialiser un montage. Ce principe peut allègrement être repris dans d'autres réalisations.

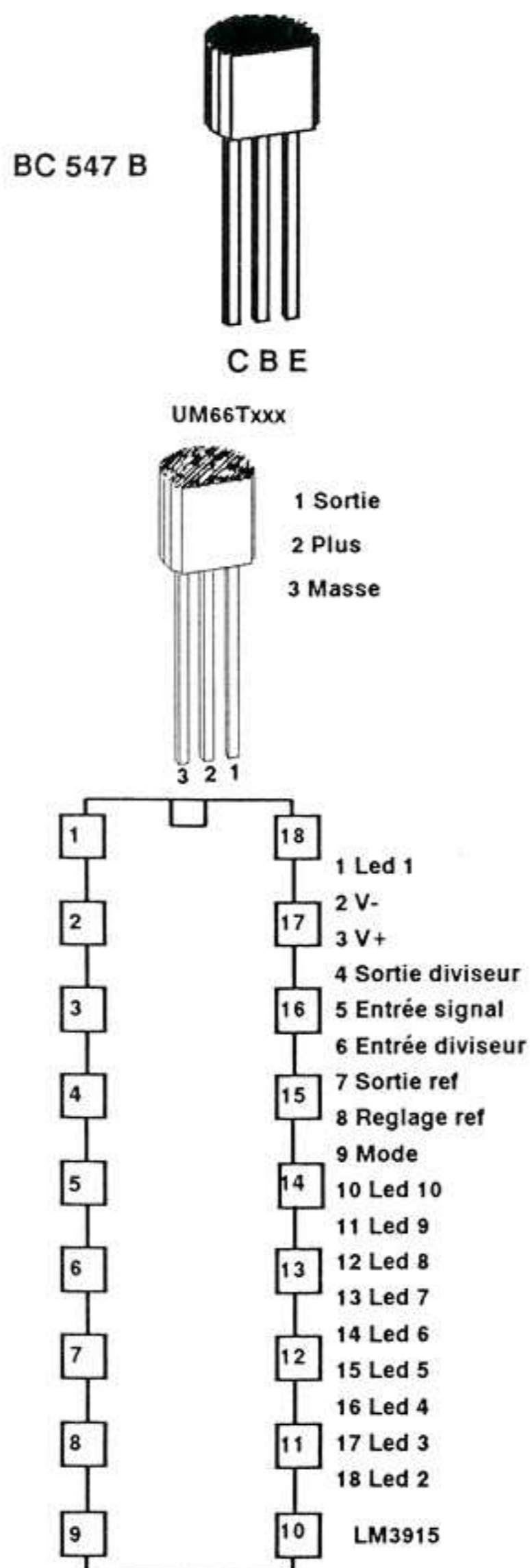
La mesure du temps peut entièrement s'effectuer de manière analogique grâce au système RC. Cette méthode est, elle aussi, du style "passe partout". C'est d'ailleurs elle qui est utilisée sur les timers de la famille NE555 et dérivés.

En électronique, il ne faut jamais perdre de vue que des réalisations d'envergure (Télévisions, magnétoscope, etc.) ne sont jamais qu'une mise bout à bout de fonctions simples du même genre que celles qui ont pu être abordées dans cet article.

E. DERET



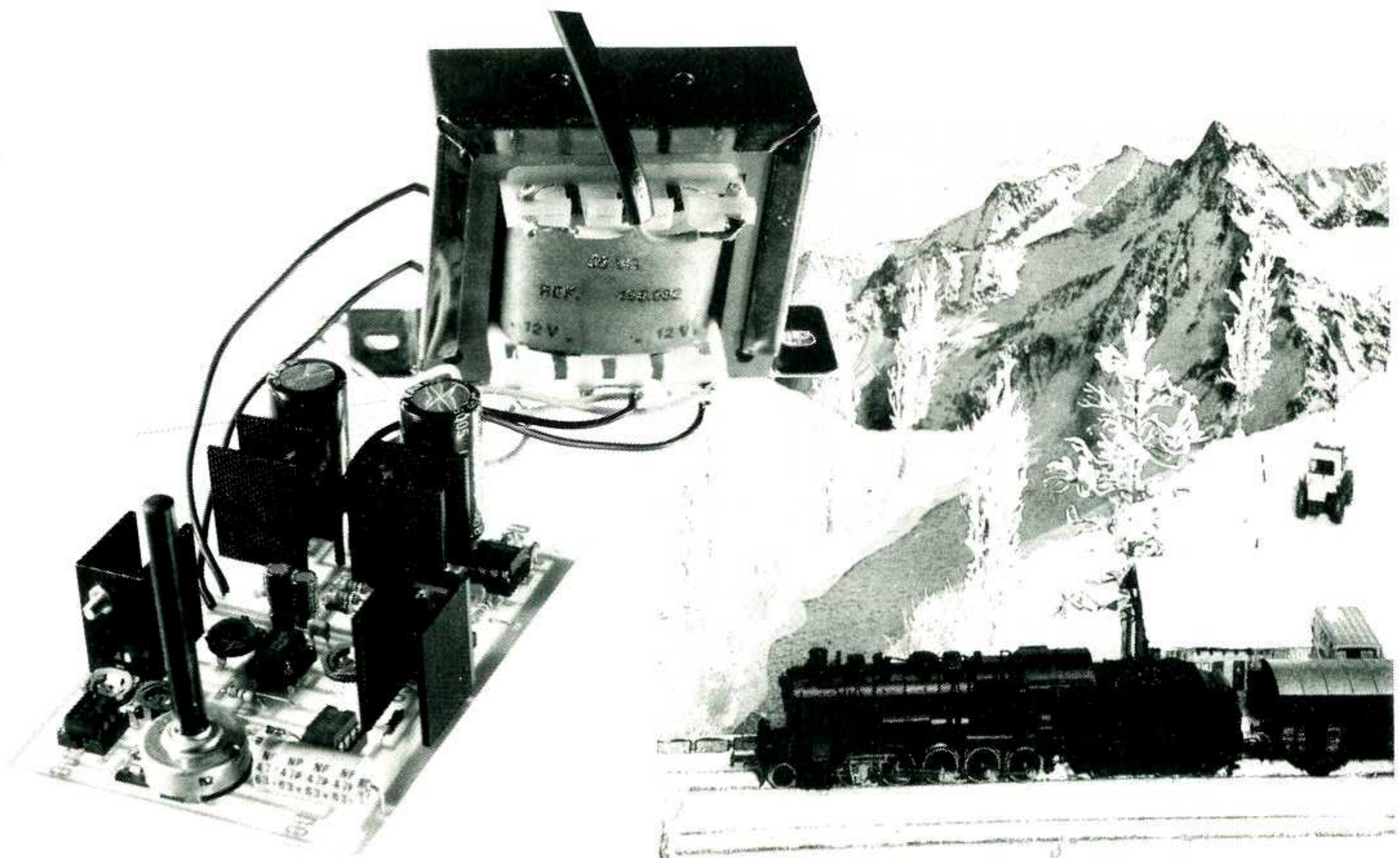
Brochages



COMMANDE DE MARCHE (avant et arrière) à courant pulsé pour réseau ferré miniature

Si vous êtes déjà mordu de modélisme ferroviaire, le manque de réalisme des commandes de vitesse des modèles de base du commerce fait déjà partie des problèmes connus (et pas forcément résolus). Et si vous vous lancez dans ce hobby hyper-passionnant, ce sera votre premier souci, mais également le plus facile à résoudre grâce au montage que nous vous proposons ici.

Il constitue le premier maillon d'un ensemble de gestion de réseau ferré miniature que nous développerons ensembles sur quatre numéros, mais dont chaque sous-ensemble peut être utilisé séparément avec bonheur.



Caractéristiques générales

Alimentation secteur

sortie pulsée de GND à + 12 volts (marche avant) et de GND à - 12 volts (marche arrière) fréquence 75 Hz

Réglage séparé de l'accélération, de la décélération et du freinage.

Options futures pour commande logique ou numérique.

Entièrement protégé contre les courts-circuits et l'emballement thermique.



Principe de fonctionnement

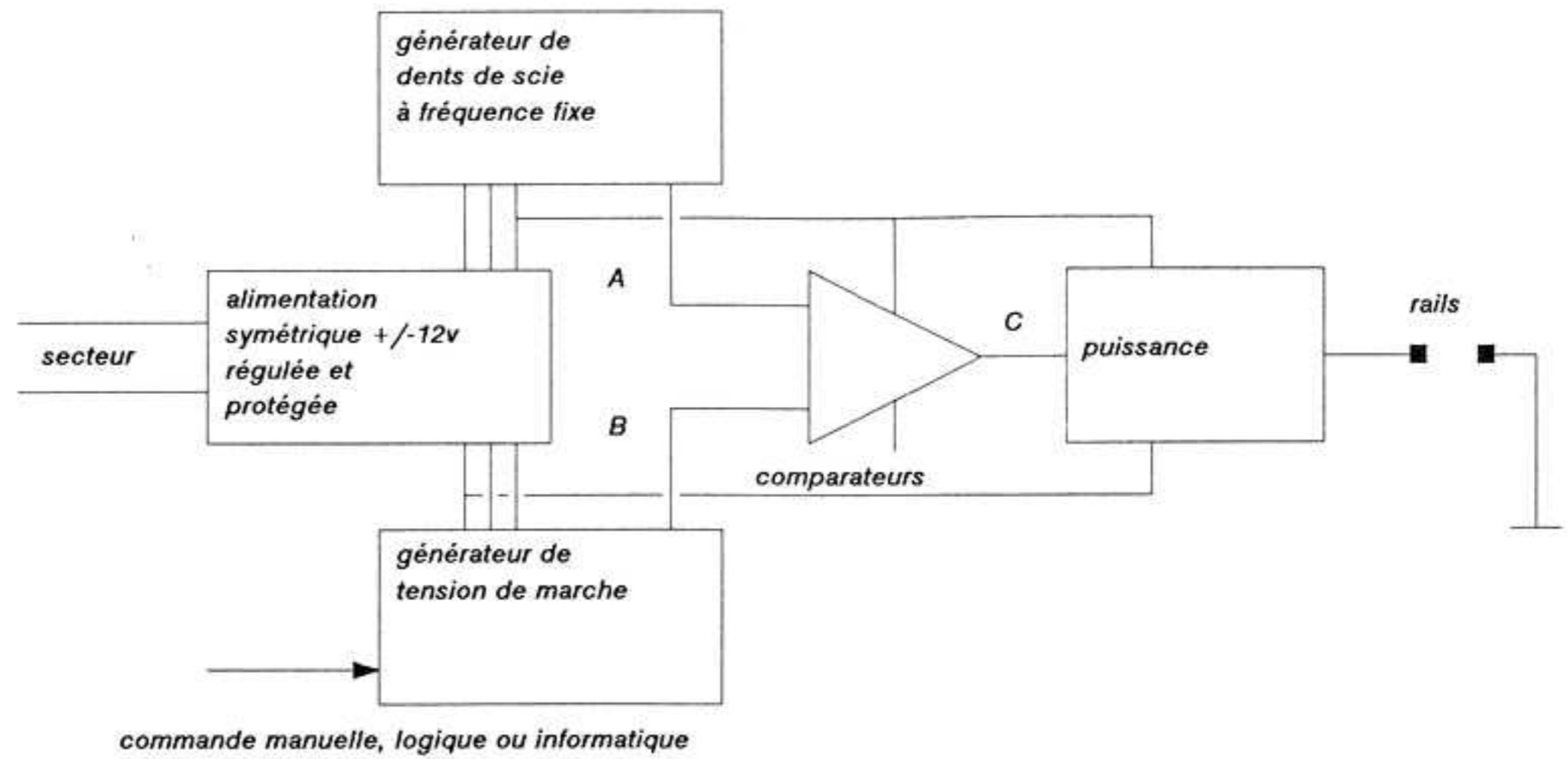
Sur les "transfos" des modèles de base du commerce, la régulation de vitesse est obtenue en faisant varier la tension sur les voies entre -12 et +12 volts en redressé double alternance. Mais les moteurs à courant continu équipant les motrices ont besoin d'un courant plus important pour se lancer que pour l'entretien de la vitesse de rotation. Un convoi ne peut donc démarrer qu'à partir d'une tension élevée, se lance brutalement et roule ensuite trop vite obligeant une action inverse sur la commande de vitesse. De plus, la progressivité des accélérations de démarrage et des freinages est délicate à reproduire et nécessite un doigté et une attention qui nous prive du plaisir souverain d'admirer en toute quiétude l'harmonie de la réalisation.

L'adoption d'un principe à courant PULSE permet de lancer les moteurs par à-coups de tension à fréquence élevée et donc de reproduire les démarrages des lourds convois qui s'ébranlent lentement. La variation du rapport cyclique de 0 à 100 % permet de réguler la vitesse de l'arrêt complet à la pleine charge.

En confiant la sélection de ce rapport cyclique à un équipage électronique, on a pu lui demander d'amortir nos ordres, d'assurer donc un passage lent d'une allure à une autre, et obtenir ainsi une reproduction des plus fidèles de la réalité.

Les accidents étant relativement fréquents sur les voies et les courts-circuits monnaie courante, l'alimentation est entièrement protégée contre ce genre d'avatars et se limite d'elle-même à 1,5 A de courant de pointe. Elle fournit deux tensions par rapport à la masse (GND) : un + 12 volts et un - 12 volts, ceci afin d'assurer une marche avant et arrière, GND servant de référence sur le rail droit.

Le courant pulsé est obtenu en mixant à l'entrée d'un comparateur une dent de scie issue d'un générateur à fréquence fixe et une tension de référence qui constitue la tension de commande (ou tension de marche). Elle est issue d'un module assurant sa stabilité et permettant de simuler et de régler les accélérations et freinages à partir d'une commande de variation de vitesse qui peut être manuelle (un simple potentiomètre), logique ou même informatique. Les sorties des comparateurs attaquent un étage de puissance directement relié aux voies.



Le schéma en détails

L'Alimentation symétrique et protégée

Ce montage est censé assurer la marche d'un convoi (et d'un seul) sur un réseau. Suivant le type de locomotive, la consommation varie de 400 à 900 mA (1 A maxi). L'alimentation est confiée aux désormais classiques LM317 et LM337 en montage symétrique (voir HOBBY no 2). Ils assurent une régulation parfaite jusqu'à 1 ampère et sont entièrement protégés contre les courts-circuits et les dérives thermiques. Les valeurs des composants sont calculées pour donner 12,6 volts (en plus et moins), nous verrons plus loin pourquoi. Nous vous rappelons la formule $V = 1,25 (1 + R_p/R_a)$, avec ici $R_p = 1k\Omega$ et $R_a = 110$ (obtenu à l'aide de $2 \times 220\Omega$ en parallèle).

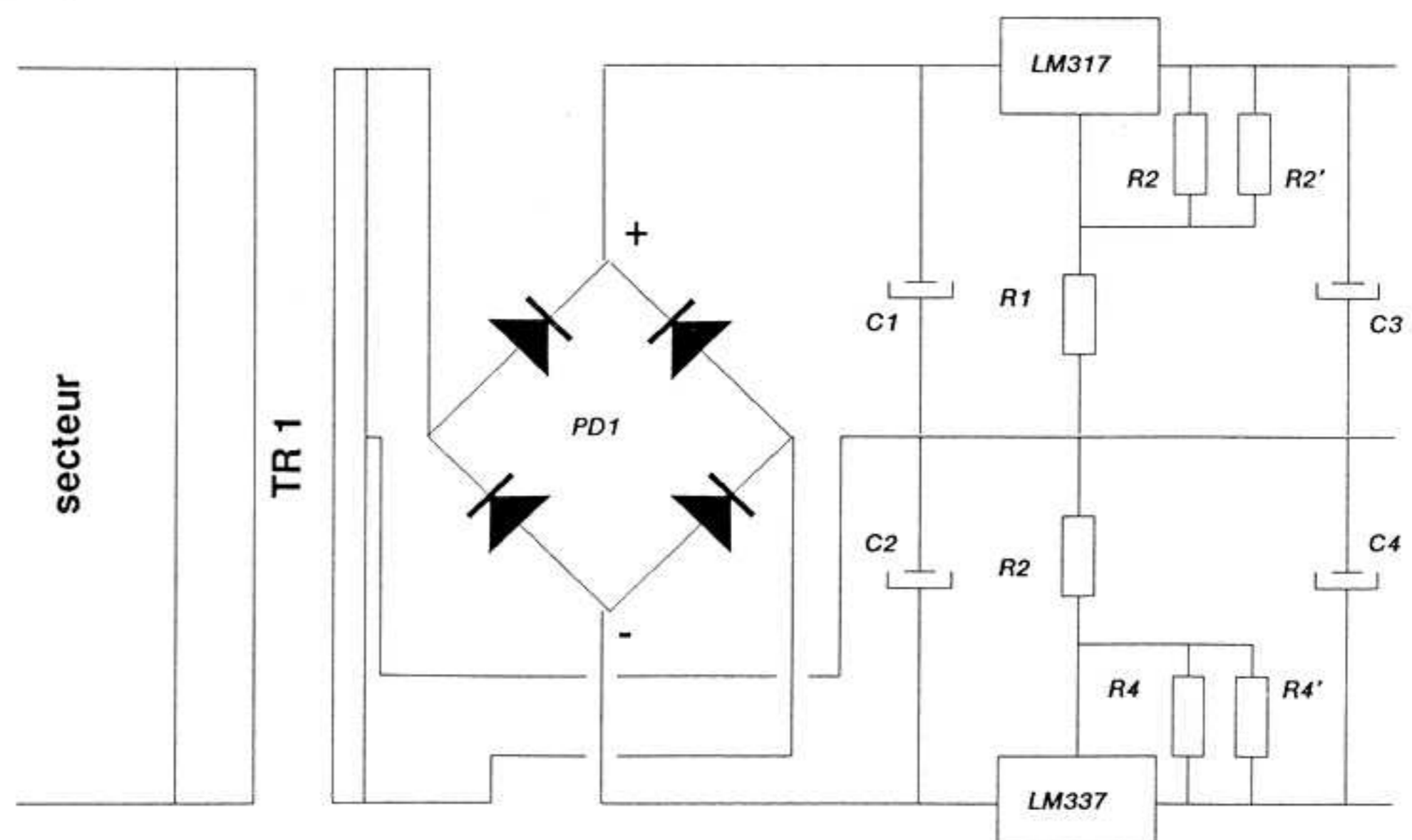
Le générateur de dent de scie

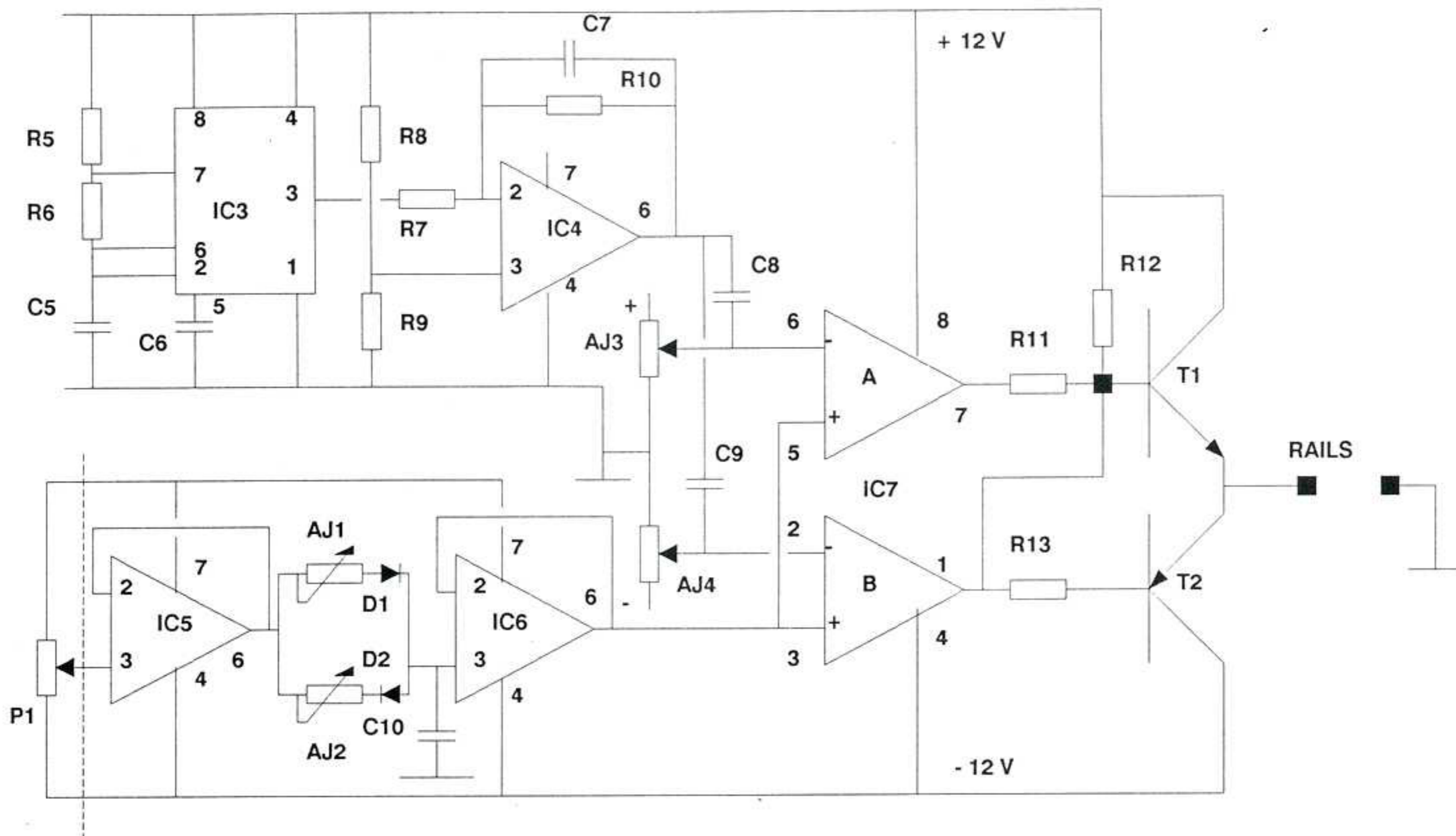
Un autre classique, le NE555 assure un signal carré au rapport cyclique proche de

50 % à une fréquence basse (de l'ordre de 50 à 100 Hz). HOBBY no 3 page 20 traite du montage en multivibrateur astable. Un condensateur C5 de 330 nF, une résistance médiane R6 de 27 k et une supérieure R7 de 2,2 k assurent une fréquence de $F = 1,44/C5(R7 + 2R6)$ soit 74 Hz environ et un rapport cyclique de 52 %.

Ce signal, disponible à la broche 3 du NE555 attaque un intégrateur à ampli OP. Ce dispositif est développé dans HOBBY no 4 page 39. La résistance d'entrée R7 et le condensateur C7 d'intégration sont calculés pour obtenir un triangle parfait avec l'excursion en tension la plus grande possible, sans déformation. Une résistance de 18 k Ω et un condensateur de 220 nF sont parfaitement adaptés à la fréquence de 75 Hz. Le pont diviseur R8/R9 est calculé pour centrer le signal dans la plage de tension utile de l'ampli OP, soit 3 volts sous V_{alim} et 1 volt au dessus de GND.

La tension de marche





Elle pourrait être directement fournie par un potentiomètre. Mais il nous faut simuler les accélérations lentes et les freinages difficiles. Ces effets sont confiés à un condensateur, dont la charge et la décharge vont refléter, autant que faire se peut, la réalité. Un ampli OP, monté en suiveur, assure sa liaison à haute impédance avec les comparateurs. Les réglages d'accélération et de freinage (ou marche arrière) sont séparés, grâce à deux diodes, et confiés à 2 ajustables de 100 kΩ. Afin de rendre la charge indépendante de la position finale du curseur du potentiomètre, un autre ampli OP, monté en suiveur, assure la transmission de la tension de marche souhaitée. Cette tension vient charger (ou décharger) C10 au travers de AJ1 (ou AJ2) et attaque simultanément les comparateurs, au travers de IC6.

Cette tension pourrait être fournie par un étage logique (ou informatique) et il suffirait de remplacer le potentiomètre P1 par un tel montage pour une gestion semi-automatique (ou même automatique) du convoi sur le réseau. Mais n'anticipons pas ! Ce montage est pour l'instant destiné au jeu de base, mais pourra effectivement participer à une gestion plus élaborée.

L'étage des comparateurs

Il en faut deux pour assurer la marche avant, l'arrêt et la marche arrière.

Le comparateur A est consacré à la marche avant et le B à la marche arrière.

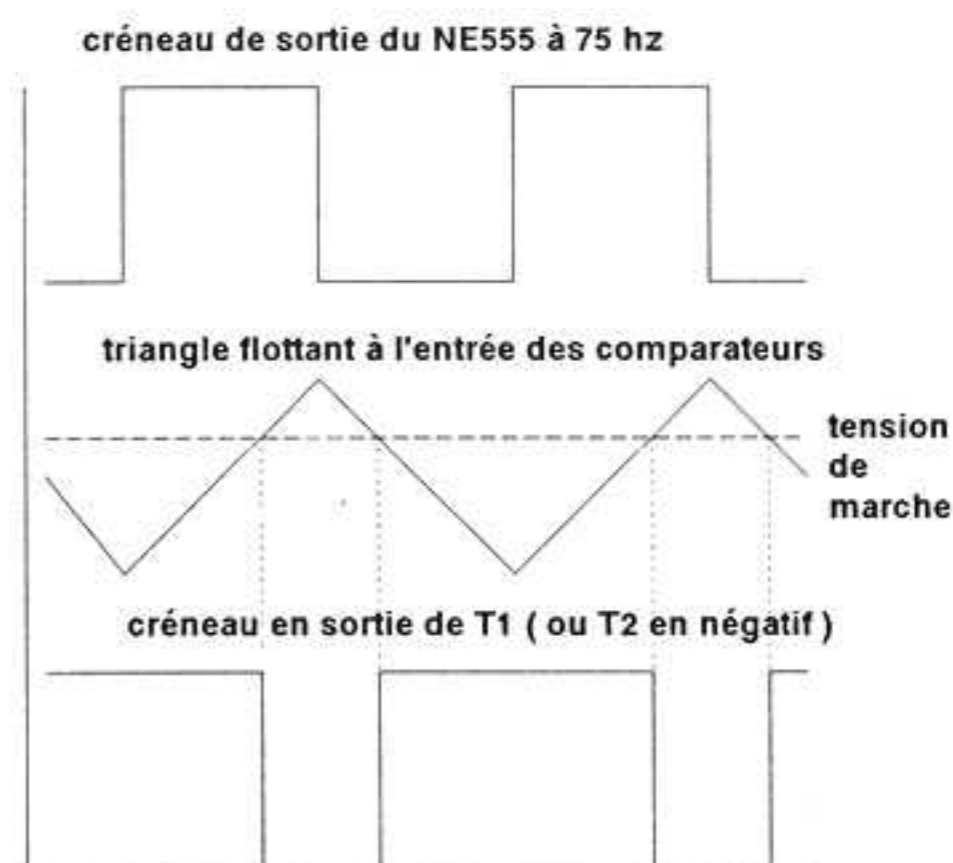
La dent de scie, issue du générateur est envoyée aux entrées inverseuses via un condensateur de découplage (respectivement C8 et C9) et une tension continue, ajustable, fournie respectivement par AJ3 et AJ4, permet de régler la position du triangle entre GND et V+ (sur A et GND et V- sur B) et donc de définir la plage de neutre souhaitée.

Ces triangles sont alors comparés à la tension de marche présente sur les entrées non-inverseuses. On obtient respectivement en sortie (sur les collecteurs ouverts des comparateurs choisis) un état fonction du tableau suivant :

- | | |
|--------------------------------------|------------------------------------|
| - Marche AVANT : tension de marche | > triangle A : collecteur A bloqué |
| | > triangle B : collecteur B bloqué |
| - Neutre ARRET : tension de marche | < triangle A : collecteur A saturé |
| | > triangle B : collecteur B bloqué |
| - Marche ARRIERE : tension de marche | < triangle A : collecteur A saturé |
| | < triangle B : collecteur B saturé |

Bien sur, lorsque la tension de marche coupe un des triangles, la sortie correspondante bascule d'un état à l'autre et avec un rapport de temps fonction de la hauteur de l'intersection de tension.

On obtient donc un signal carré de fréquence fixe et de rapport cyclique variable de 0 à 100 % qui va alors pouvoir commander l'étage de puissance.



L'étage de puissance

Ce sont deux transistors qui sont chargés de retransmettre la puissance aux voies. T1, un NPN darlington (TIP121) pour la partie positive (marche avant) et T2, un PNP darlington (TIP126), son complémentaire, pour la partie négative (marche arrière).

Le montage d'attaque des bases est ingénieux et garantit un neutre absolu. Il faut en effet éviter la commutation accidentelle simultanée des deux. Sur T1, un diviseur à résistance assure une tension égale à $V+$ lorsque le comparateur A est bloqué (collecteur ouvert non saturé) et la masse lorsque celui-ci est saturé (le collecteur est alors à $V-$). cette tension est retransmise à la sortie du comparateur B et sert de référence lorsqu'il est bloqué.

T1 se sature donc lorsque la tension de marche est supérieure à la tension du triangle positif (marche avant) et T2 est alors bloqué. T2 se sature, en inverse, lorsque la tension de marche est inférieure au triangle négatif et T1 est alors bloqué. T1 et T2 sont bloqués ensemble lorsque la tension de marche est entre les deux triangles (position du neutre = arrêt).

La tension est disponible à l'émetteur de T1 (également collecteur de T2) et sera retransmise aux voies directement par rapport à GND.

La liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 W

| | |
|-------------------------------------|------------------------------|
| R1, R2 | 1k Ω |
| R3, R4, | |
| R5, R6 | 220 Ω |
| R7 | 18k Ω |
| R8 | 12k Ω |
| R9 | 10k Ω |
| R10 | 100k Ω |
| R11, R12 | 2,2k Ω |
| R13 | 10k Ω |
| AJ1, AJ2, | |
| AJ3, AJ4 | 100k Ω |
| P1 | 47k Ω A |
| C1, C2 | 2200 μ F 25 V radial |
| C3, C4 | 10 μ F 25 V radial |
| C5 | 330nF |
| C6 | 10nF |
| C7 | 220nF |
| C8, C9 | 470nF |
| C10 | 47 μ F 50 V non polarisé |
| PD1 | pont de diode 1,5A |
| D1, D2 | 1N4148 |
| IC1 | LM317 |
| IC2 | LM337 |
| IC3 | NE555 |
| IC4, IC5, | |
| IC6 | CA3140 |
| IC7 | LM393 |
| T1 | TIP121 |
| T2 | TIP126 |
| TR1 | transfo 2x12 volts 12 VA |
| 4 radiateurs type ML26 | |
| 5 supports de CI 8 broches (option) | |

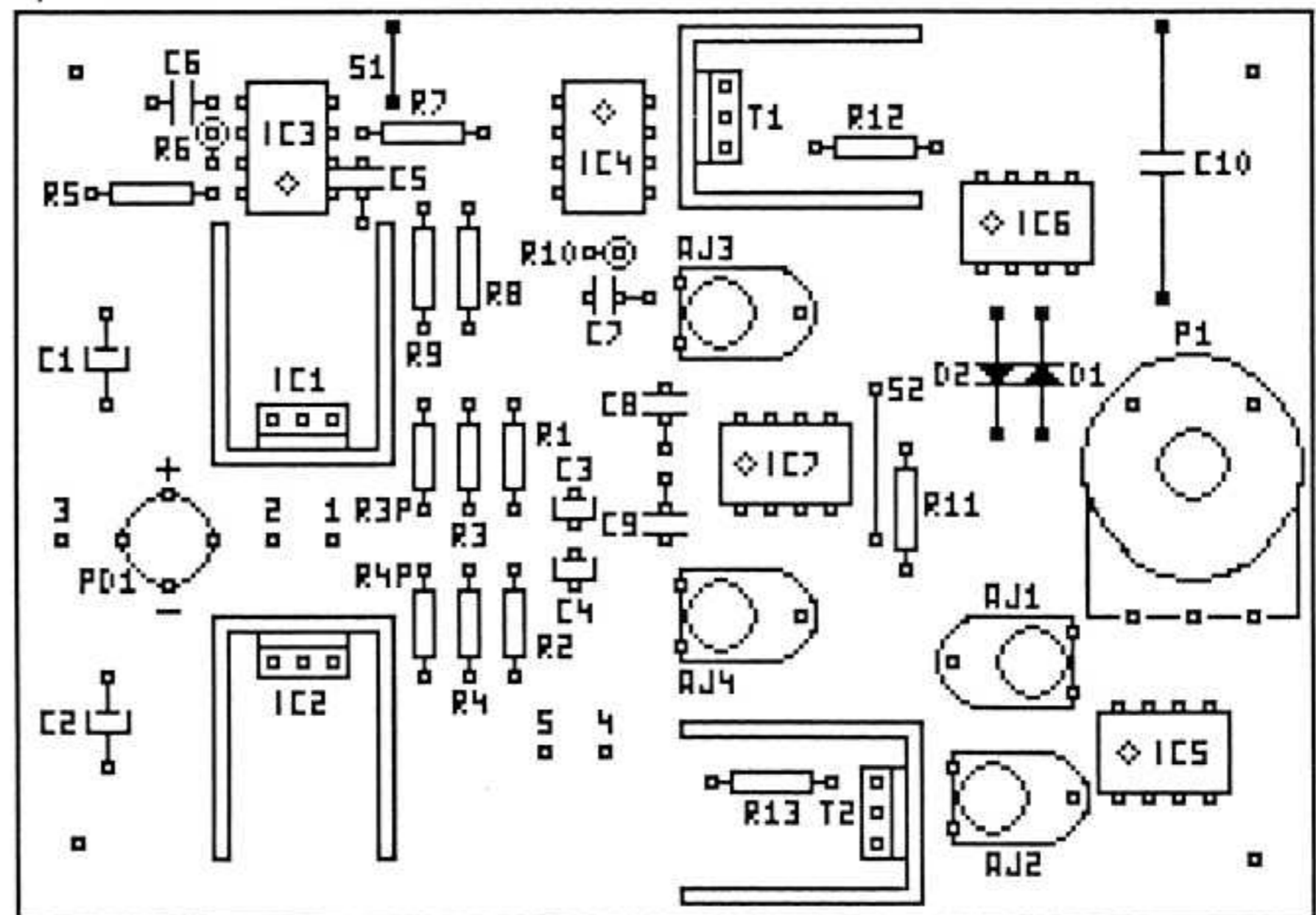
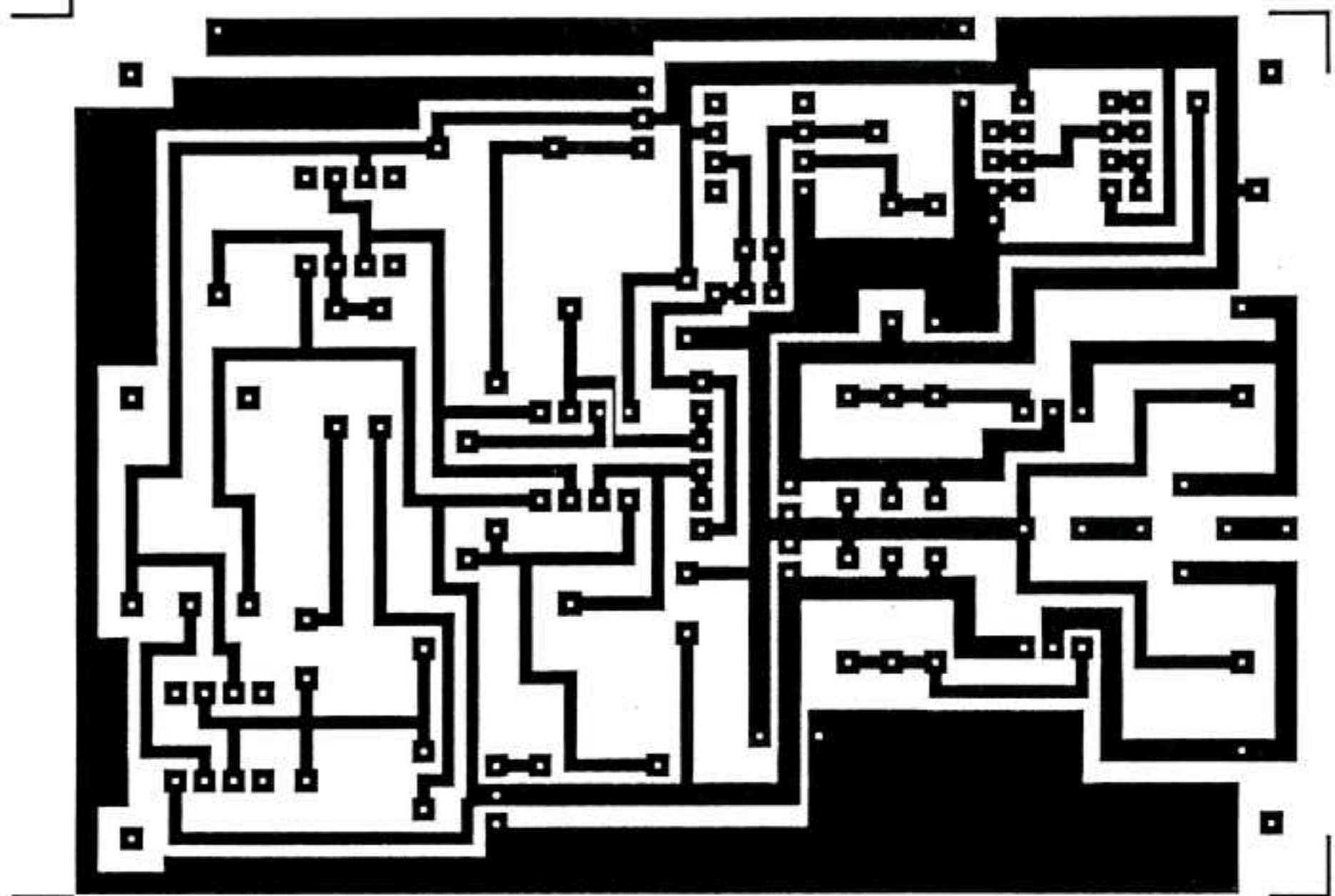
La réalisation

Le circuit imprimé

Simple et aéré, il recueille tous les composants du montage, à l'exception du transformateur trop encombrant. Les pistes véhiculant la puissance sont largement dimensionnées. Les entrées en provenance du transformateur s'effectuent sur 3 fils (les point centraux à la masse et les extrêmes sur le pont de diodes) et les

On fixera les boîtier TO220 (IC1, IC2, T1, T2) sur leur radiateur avant leur mise en place pour soudure, ce sera plus pratique. Le potentiomètre viendra clôturer l'opération (à noter qu'il peut être du type linéaire, plus pratique à utiliser, cela dépendra du type de boîtier utilisé et de vos talents de bricoleur, les découpes rectilignes étant plus délicates à réaliser).

Les réglages



sorties sur deux fils (masse et puissance).

Aucune précaution spéciale pour cette réalisation facile !

Le montage

Comme d'habitude les supports de circuit et les composants à plat auront la priorité de mise en place. Ils seront suivis par les composants verticaux, les condensateurs, des plus bas vers les plus hauts. Attention à la polarité des chimiques.

On prépositionnera tous les ajustables et le potentiomètre à mi-course avant de mettre sous tension. Si vous disposez d'un oscilloscope, vous pourrez visualiser parfaitement toutes les phases développées plus haut et peaufiner vos réglages.

Mais cet instrument n'est heureusement pas indispensable et les réglages s'effectueront alors au cours des essais sur rails. Dans ce cas ajuster AJ3 et AJ4 en orientant très légèrement les curseurs vers l'intérieur pour accentuer la

plage de neutre et sautez aux essais sur rails.

Pour les heureux possesseurs d'un double trace :

En sortie du NE555 vous trouverez un signal carré aux alentours de 75 Hz. En sortie de l'intégrateur, vous verrez un joli triangle parfait (dont nous verrons qu'il faudra peut-être le déformer un peu pour le bien du service), d'une amplitude de 8 à 9 volts. En sortie des condensateurs de découplage, ce triangle, à peine déformé, doit être ajusté par AJ3, la pointe basse à environ 0,5 volts au dessus de GND et par AJ4, la pointe haute à 0,5 volts au dessous de GND. Ainsi la plage de neutre est de 1 volt, soit 5 % de la course du potentiomètre. Vous pouvez ajuster autrement, en vous souvenant toutefois, que trop de neutre repousse les extrêmes des triangles et limitera les grandes vitesses, et peu de neutre rendra l'arrêt délicat et incertain.

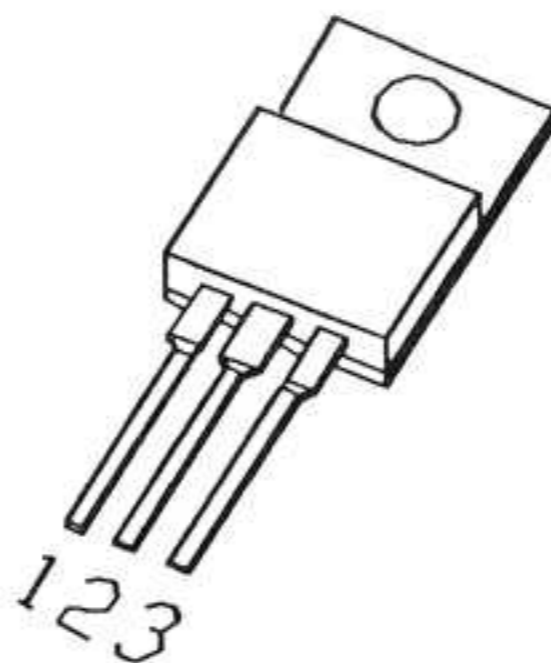
Vous pouvez ensuite visualiser les mouvements de la tension de marche en faisant varier le potentiomètre de commande et en agissant sur AJ1 et AJ2 pour en mieux comprendre les effets. Enfin, en sortie, vous devez découvrir les signaux carrés à rapport cyclique variable, en négatif (marche arrière) et positif (marche avant)

Les essais sur rails

Connecter vos sorties sur chacun des deux rails de votre réseau (ou tronçon de réseau). Alimentez au secteur. Le potentiomètre de commande doit être au neutre. Placez une motrice sur la voie. Elle ne doit pas bouger (ni même gémir). Si ce n'est pas le cas, il faut régler le neutre correspondant. Si vous n'avez pas disposé d'un oscilloscope, vous devrez régler les neutres de la façon suivante : tourner la commande vers la droite (ou marche avant) d'un 24^{ème} de tour et recentrer AJ3 pour percevoir le grondement de démarrage de la motrice. Recommencez l'opération vers la marche arrière avec AJ4. Votre plage de neutre est alors réglée. Si votre motrice refuse de démarrer et gronde sur une large plage avant d'avancer, c'est que le rapport cyclique est trop faible au démarrage (le triangle est trop parfait et trop pointu vers le bas). Cela se produit sur certaines locomotives de fortes puissances. Il est possible de remédier à cet inconvénient mineur en rabotant le bas du triangle à sa formation, en le tirant vers le bas en augmentant R8 à 15 K. Mais cela ne résoudra pas le problème en marche arrière, car le bas du triangle se retrouve alors du côté plein arrière. Il est vrai que ce type de marche est peu usité. On peut aussi raboter haut et bas du triangle en

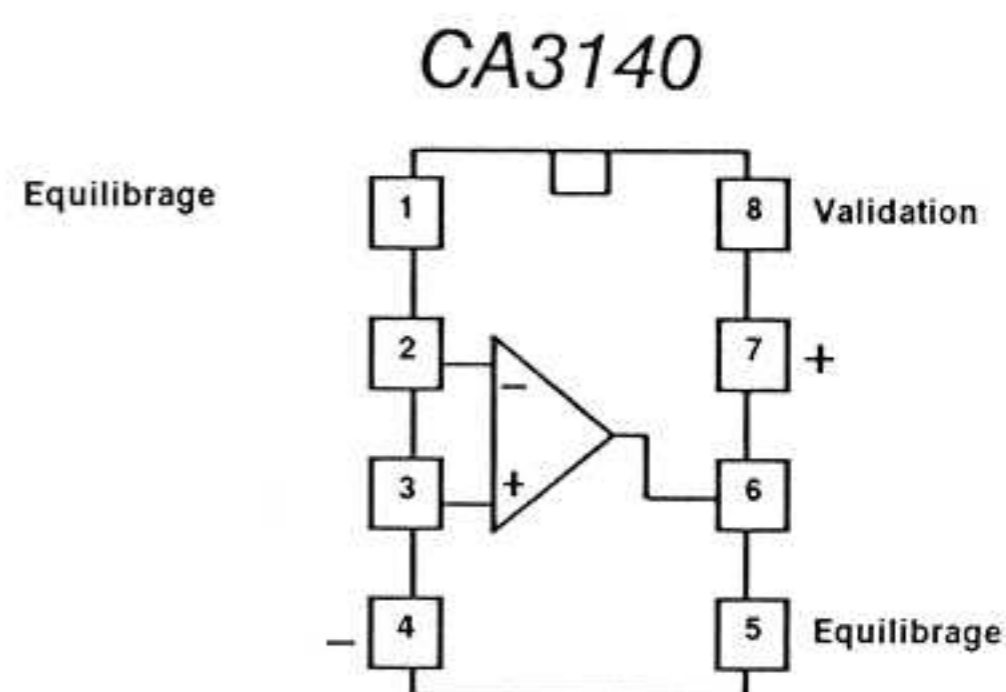
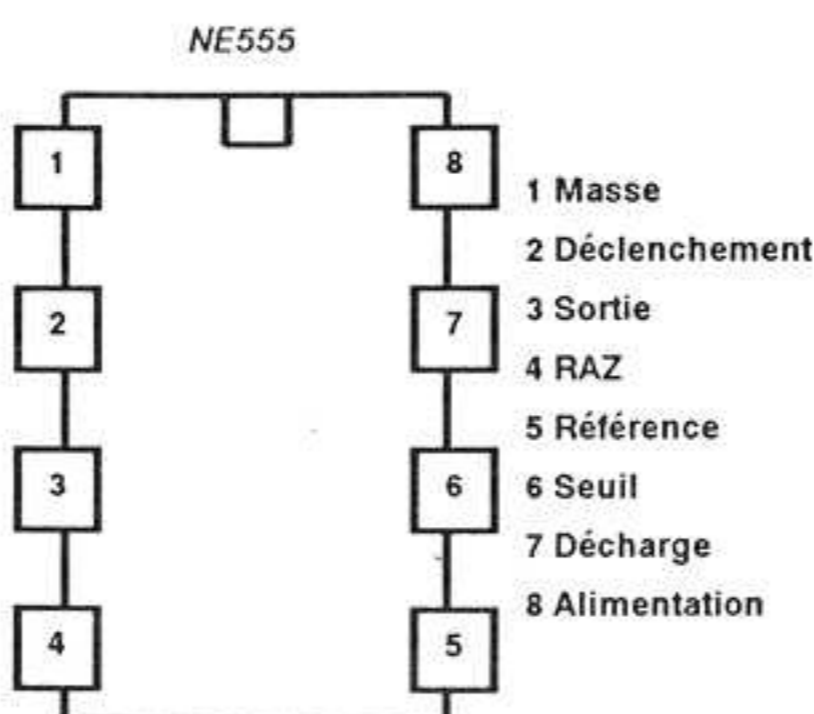
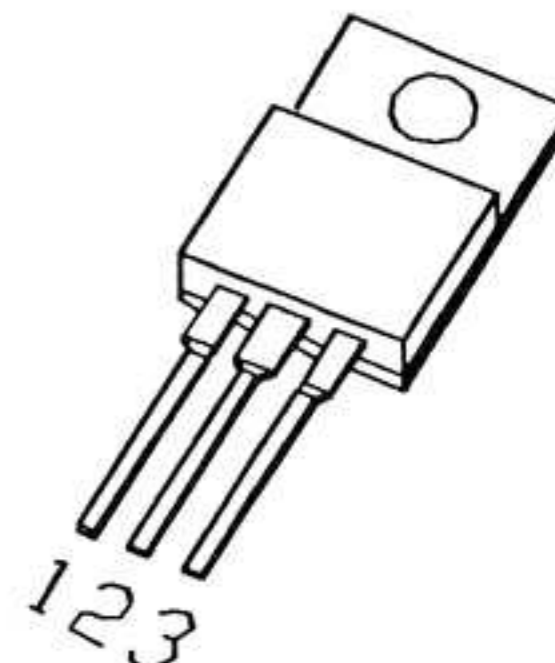
LM 317

1 ADJ
2 Vout
3 Vin

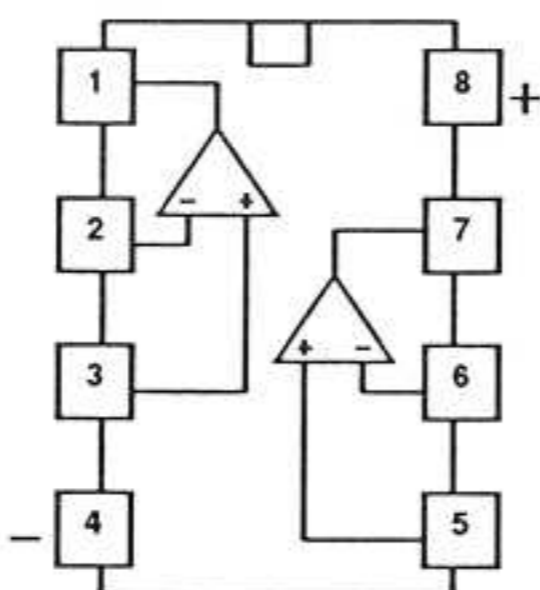


LM 337

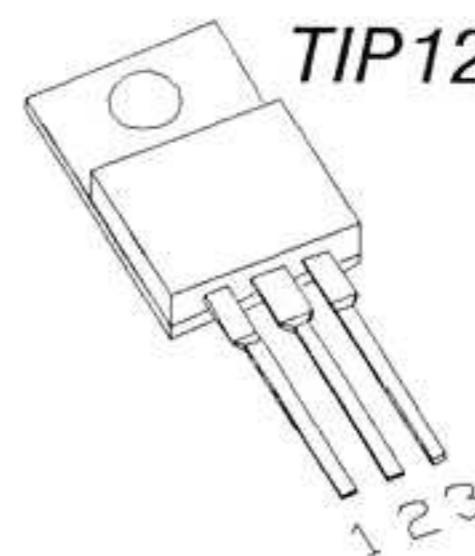
1 ADJ
2 Vin
3 Vout



LM393



TIP121 TIP126



1 Base
2 Collecteur
3 Emetteur

diminuant R7 à 15 ou 12 kΩ et en symétriser ainsi les effets : à vous de juger !

Il vous reste alors à ajuster AJ1 pour régler l'accélération de votre motrice et AJ2 pour en déterminer le freinage et la marche arrière, et cela selon vos goûts et l'ampleur de votre réseau.

Vous devez maintenant goûter pleinement votre oeuvre. Les passages de plein avant à plein arrière sont progressifs (trop même sans un certain entraînement pour évaluer les distances de freinages) et l'avance à vitesse réduite est devenue très réaliste et facile à ajuster. Les manoeuvres en gare en sont rendues plus simples et plus passionnantes, mais les faux contacts entre voies ne pardonnent plus : il faut les éliminer avec soin et soigner les contacts des frotteurs de vos motrices

Conclusions

Cette réalisation, d'un coût modeste (environ 200 frs), remplacera très vite et avantageusement le "transfo" classique sur votre réseau de base. Il constitue aussi le premier maillon de notre étude sur la gestion semi-automatique d'un réseau ferroviaire amateur. Alors messieurs les cheminots, soyez fidèles à notre revue et au mois prochain !

LE FUTE



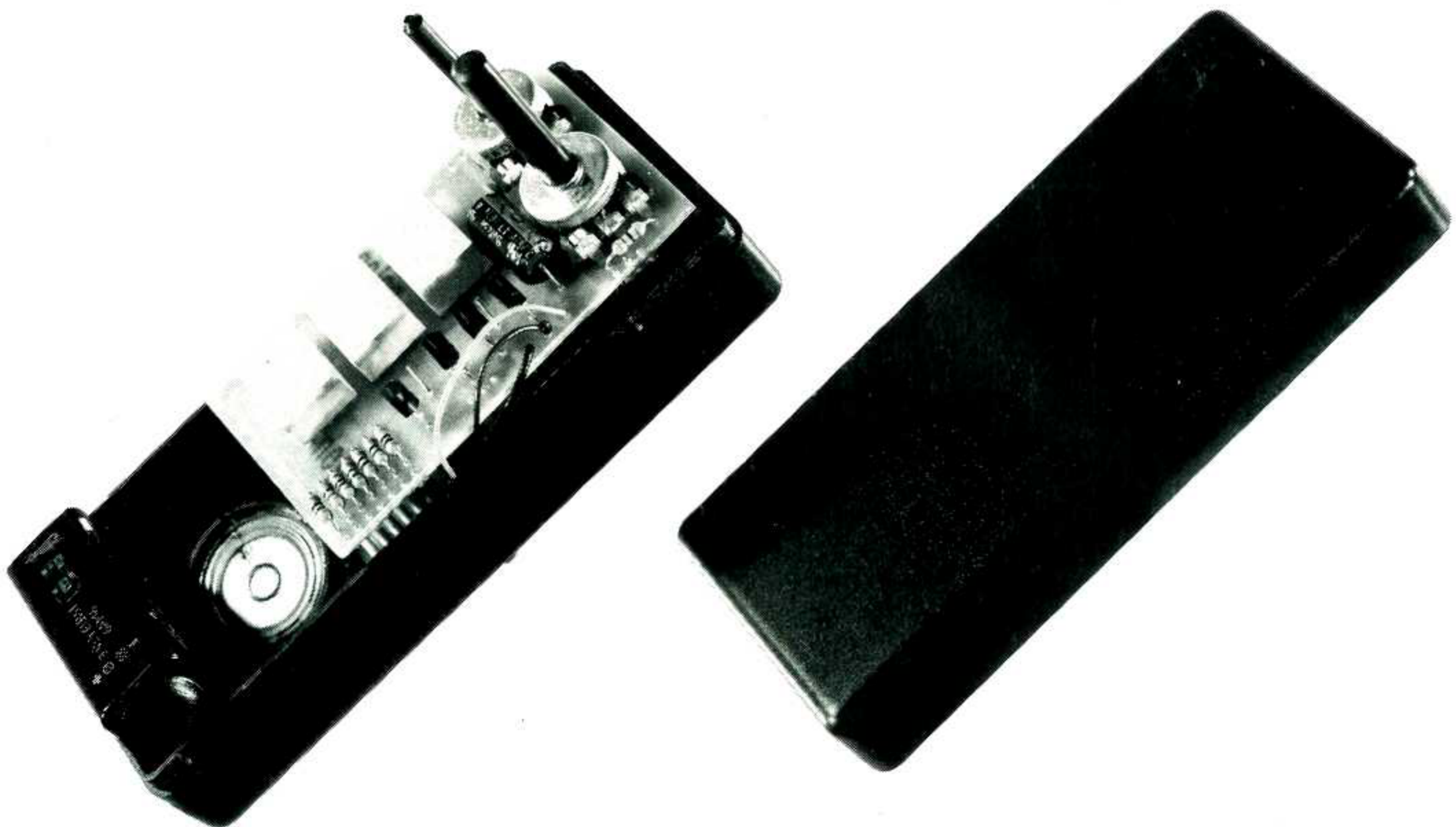


METRONOME de précision à AFFICHAGE DIGITAL

C'est la rentrée ! Et pour certains d'entre vous (ou parmi vos amis), la reprise des cours de musique. Le métronome est l'instrument d'accompagnement indispensable des cours et entraînements.

Vous avez aujourd'hui le choix entre le mécanique, en général bruyant et non ajustable en volume, mais qui garde ses adeptes et cet article n'est pas pour eux, et l'électronique, dont de nombreux modèles sont disponibles sur le marché.

Nombreux sont les montages en kit proposés, mais n'ayant pas la classe indispensable pour figurer sur votre piano. Celui-ci réunit les qualités qui devraient décider les plus difficiles d'entre vous à en réaliser la mise au point. D'autant que c'est un excellent exercice didactique en électronique.



Caractéristiques générales

Alimentation : sur pile 9 volts

Pulsations réglables de 40 à 208 par minutes (largo à prestissimo)

Volume réglable sur une large plage

Affichage de la fréquence sur 3 digits LED bien lumineux.

Plusieurs types de finition possibles : pour tous les goûts !



Le principe :

La plupart des montages de métronome, et même certains proposés dans le commerce, ne possèdent pas d'affichage de la fréquence. C'est un inconvénient majeur, lorsque l'on connaît la dérive possible d'un oscillateur en fonction des contraintes extérieures (température et humidité) ou intérieures au montage (variation des valeurs de certains composants tels que les condensateurs).

L'affichage de la fréquence des battements permet de s'affranchir de ces contraintes car la valeur est lue en direct, et donc forcément juste !

Une petite astuce est utilisée ici pour afficher les battements par minute, tout en effectuant une mesure rapide (tous les 1/64 ème de seconde). La fréquence générée sera donc 3840 fois plus rapide (60x64) pour faciliter le comptage et l'affichage direct des battements par minute. Cette fréquence est envoyée directement vers le module de comptage. Elle est d'autre part divisée par 3840

(64x60) avant d'être mise en forme, et envoyée au haut-parleur avec un réglage prévu pour le volume.

Simple, mais efficace !

Le schéma en détails

Le fréquencemètre

Vous retrouverez le principe général et les composants utilisés dans notre numéro 5 de HOBBY, page 31 et suivantes, qui traite d'un fréquencemètre 6 digits.

Mais pour ceux qui ne possèdent pas cet ouvrage, rassurez-vous, nous allons malgré tout survoler le sujet.

Le comptage

Le circuit de comptage utilisé, le MOS 4553 de Motorola, permet une forte réduction du nombre des composants. Par boîtier, il comprend trois diviseurs par dix, un boîtier est donc capable de gérer trois afficheurs. Il fournit les commandes de multiplexage de l'affichage pour attaquer les cathodes communes des trois

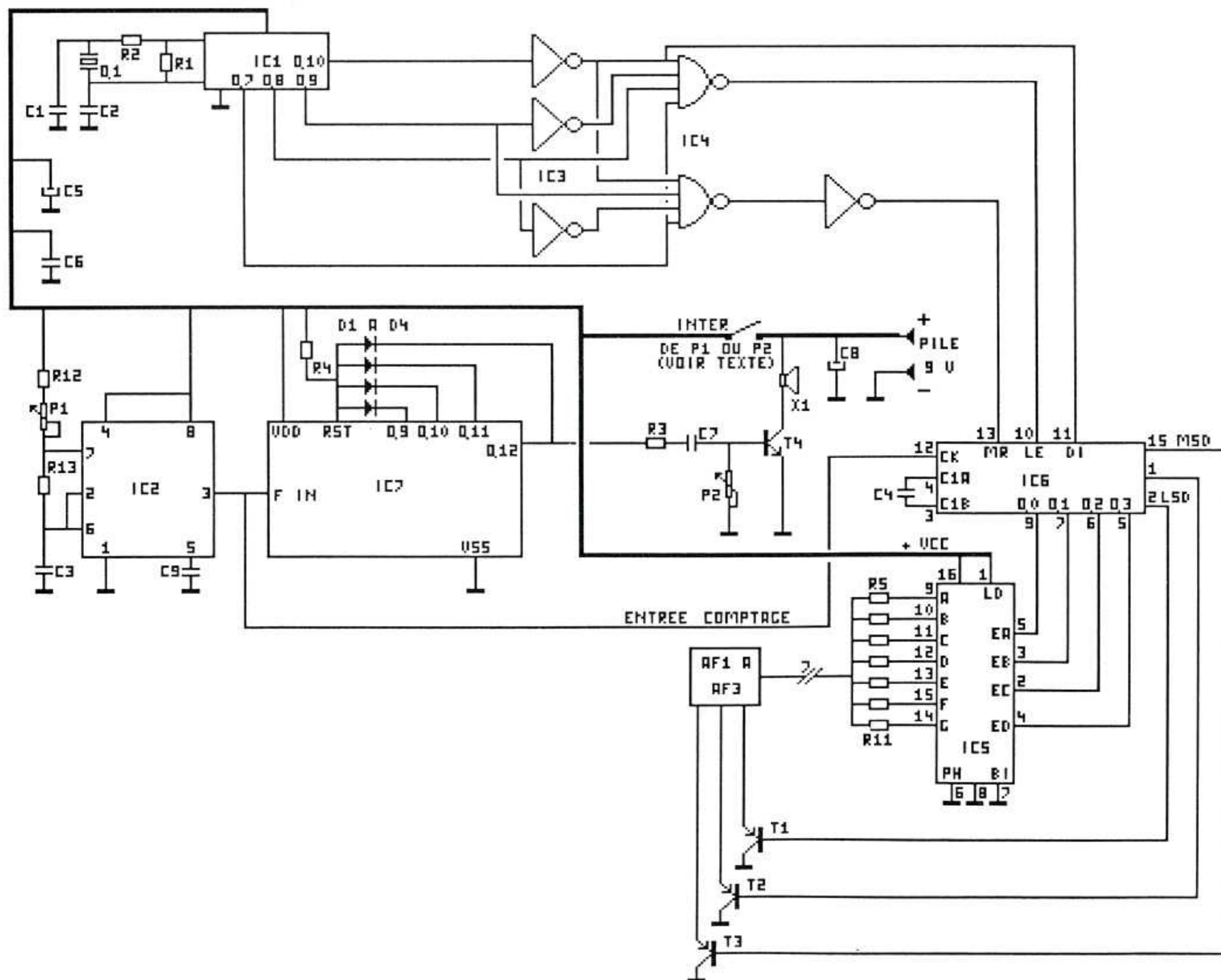
afficheurs. Un décodeur BCD / 7 segments suffit pour la commande de ces afficheurs. Le multiplexage est donc réparti dans le temps sur trois afficheurs d'où un gain en luminosité. Par contre, ce mode ne permet pas l'extinction des zéros inutiles sans une surcharge lourde de l'électronique d'affichage...

La base de temps.

Elle utilise bien évidemment un quartz pour une mesure précise. Ce quartz, voit sa fréquence divisée par 1024 pour donner directement un temps d'ouverture de la porte de mesure de 1/64 ème de seconde. Des prélèvements intermédiaires de fréquences plus élevées et appliqués à une logique de portes NAND et inverseurs permettent de générer tous les signaux utiles pour la mise en mémoire de l'affichage et le RESET des compteurs avant une nouvelle mesure.

L'affichage

L'ensemble d'affichage sur 3 digits est très proche de celui fourni par Motorola dans son exemple d'application. Les nuances apportées résident dans



l'utilisation d'afficheurs à cathodes communes, ce que permet le circuit de décodage BCD / 7 segments MOS4543 en mettant la patte 6, Ph à la masse. Les transistors de commande des cathodes ne fonctionnent plus en inverseurs mais en tant qu'amplificateurs de courant non inverseurs (collecteurs communs). La patte 11, DI, du compteur reçoit la commande d'autorisation d'ouverture de porte issue de la base de temps.

Pour la commande de mémorisation (LATCH), elle existe au niveau du compteur et du décodeur 7 segments. C'est celle du compteur qui sera utilisée, celle du décodeur restera transparente en permanence (patte 1, LD reliée au 5 Volts).

Un seul jeu de 7 résistances sera nécessaire pour le décodeur, encore une fois grâce au multiplexage des trois afficheurs. Enfin la commande de blanking d'affichage (Bi) inutilisée dans notre application sera reliée à la masse.

Horloge

L'horloge est constituée d'un quartz à 32,768 KHz mis en oscillation par un MOS 4060, qui contient de plus un diviseur binaire à 14 étages. La sortie de division Q10, 2 puissance 10, fournit un signal à 32 Hz et de rapport cyclique égal à 1. Cette fréquence fournit directement une demi-période pour l'ouverture de la porte de comptage.

Création des autres pulses

Le diagramme de temps ci-dessus simplifie la compréhension de l'ensemble de décodage des impulsions de RESET et de mémorisation.

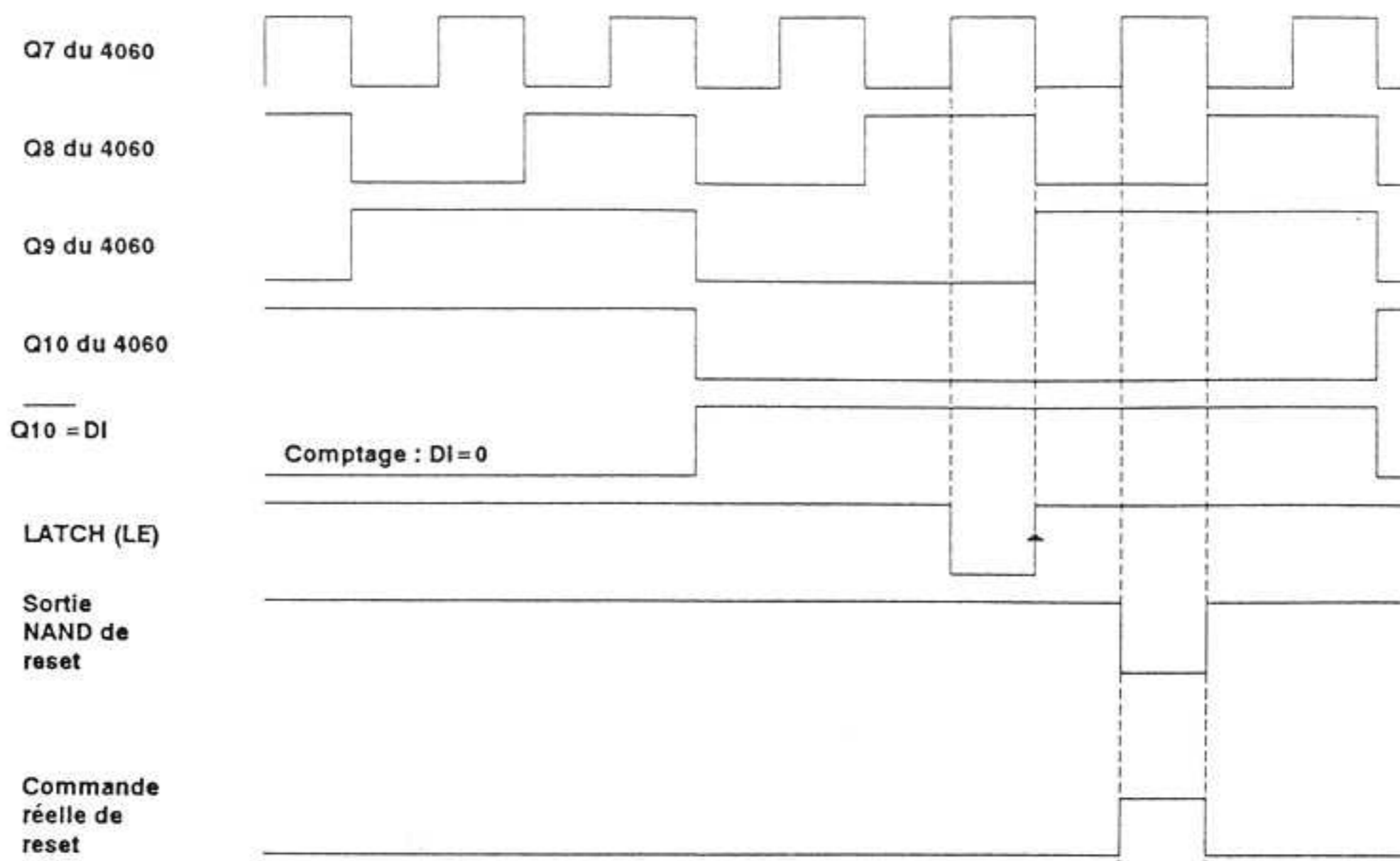
Le comptage s'exécute pendant la phase 1 où DI est à "0". A la fin du comptage il faut premièrement mémoriser le résultat puis remettre l'ensemble des compteurs à "0".

Deux NAND à quatre entrées vont résoudre ces fonctions. La commande de mémorisation (LATCH) est en permanence à "1". Elle passe à "0" lorsque ses quatre entrées seront à "1" soit Q7, Q8 du 4060 à "1" ainsi que Q9 et Q10 après inversion.

La pulse de RESET est réalisée par la seconde porte NAND à l'aide de Q7, Q9 en direct et Q8, Q10 après inversion.

Le générateur d'impulsions

Un classique NE555 monté en multivibrateur astable dont la fréquence doit varier de 3840x40 à 3840x210 pour couvrir l'ensemble de la plage de largo à prestissimo. La fréquence est déterminée



par C3, R13, P1 et R12, selon la formule $F = 1,44 / (P1 + R12 + 2R13) * C3$. Le choix d'un 22 nF multicouche pour C3 nous donne 2,2 k Ω pour R13 et 47k Ω pour P1. R12 sera fixée en talon à 470 Ω pour préserver le NE. (voir HOBBY no 3 page 20)

Les impulsions, disponibles en broche 3 sont envoyées directement au compteur qui, opérant sur une durée de comptage de 1/64 ème de seconde, affiche en direct les pulsations en hertz. Mais ces pulsations, nous les voulons par minutes. Un compteur diviseur par 3840 (64x60) est requis. Un diviseur binaire à 12 étages, tous accessibles en sortie, le MOS 4040, fera l'affaire. 3840, c'est 2048 + 1024 + 512 + 256, soit 111100000000 en binaire. Le compteur doit donc être "reseté" au passage simultané par 1 de Q9, Q10, Q11, Q12. Un ET à diodes et une résistance de pull-up à V+ à la broche RESET vont nous simplifier la tâche.

La pulsation est disponible à la broche Q12 du 4040

L'étage de sortie

Ce signal, d'un rapport cyclique proche de 50 %, est remis en forme par le réseau différentiateur constitué par R3, C7 et le potentiomètre P2. Ce dernier, en jouant sur la hauteur de l'impulsion en sortie de C7 et sur son temps de retour au repos influe sur le volume final en sortie. En effet, le signal attaque ensuite la base d'un darlington T4 dont l'émetteur est à la masse, le HP se trouvant dans le circuit du collecteur et relié au + d'alimentation

La liste des composants

| | |
|---------|------------------------------------|
| R1 | 10M Ω |
| R2 | 330k Ω |
| R3 | 56k Ω |
| R4 | 39k Ω |
| R5àR11 | 820 Ω |
| R12 | 470 Ω |
| R13 | 2,2k Ω |
| P1 | 47k Ω A (inter) |
| P2 | 100k Ω A (voir réalisation) |
| C1 | 22pF |
| C2 | 10pF |
| C3 | 22nF |
| C4 | 1nF |
| C5 | 10 μ F |
| C6 | 100nF |
| C7 | 1nF |
| C8 | 47 μ F |
| Q1 | Quartz 32k768 |
| IC1 | MOS 4060 |
| IC2 | NE555 |
| IC3 | MOS 4049 |
| IC4 | MOS 4012 |
| IC5 | MOS 4543 |
| IC6 | MOS 4553 |
| IC7 | MOS 4040 |
| T1àT3 | BC640 |
| T4 | BC517 |
| AF1àAF3 | Afficheurs 13 mm cathode commune |
| X1 | Haut-parleur 30 / 50 mm 8 Ω |
| | 1 support de pile 6F22 |
| | Supports de CI en option |

Coffrets en fonction des goûts :
DIPTAL 1265
DIPTAL 962 et 963
MMP C1

La réalisation

Les circuits imprimés

Les choix de coffrets de petites dimensions nous ont conduits à opter pour deux circuits imprimés à superposer.

Le supérieur réunit les afficheurs et leurs résistances de pied, les deux potentiomètres, les entrées de l'alimentation et le condensateur de filtrage, les transistors et la sortie HP.

L'inférieur récupère le reste du montage et doit être relié au supérieur par les 7 connexions afficheurs, 3 connexions

de T1 à T3, le plus et moins d'alimentation, le signal issu de R3 et le talon de P1.

L'interrupteur marche arrêt est prévu avec l'un des deux potentiomètre au choix. Une piste type "CITROEN" est à souder en fonction.

Les potentiomètres seront du type miniature pour circuit imprimé, si possible en montage perpendiculaire d'origine, type EP16, avec ou sans inter suivant votre choix et la disponibilité du produit.

La réalisation ne pose pas de problèmes particuliers

Le montage

Il convient de réaliser le câblage séparé de chacune des platines.

Les supports de CI sont conseillés pour la platine inférieure. Ils ne sont pas indispensables, mais facilitent les interventions ultérieures.

On commencera, comme d'habitude par les composants les plus bas, résistances, supports et diodes. Attention au sens de ces dernières. On poursuivra par les condensateurs, en prenant garde à la polarité des chimiques.

Les liaisons entre les deux platines seront réalisées par de la nappe rigide au pas de 2,54 ou en picots sur support femelle. La nappe permet de mieux gérer l'écartement pour un coût réduit.

Il reste à relier le support de pile 9 volts et le HP. Suivant le type de coffret choisi, le + de la pile pourra être relié au HP avant de rejoindre la platine supérieure.

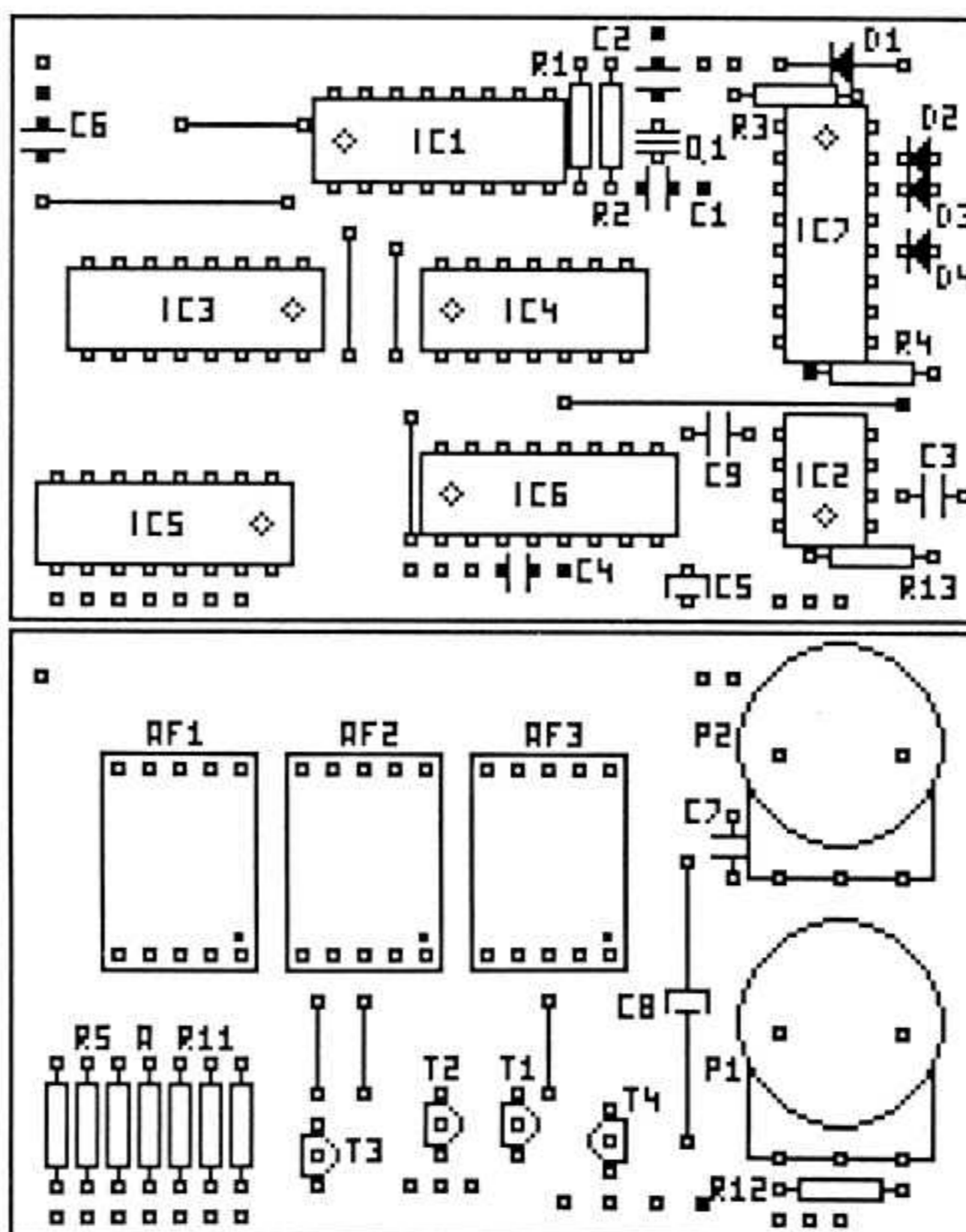
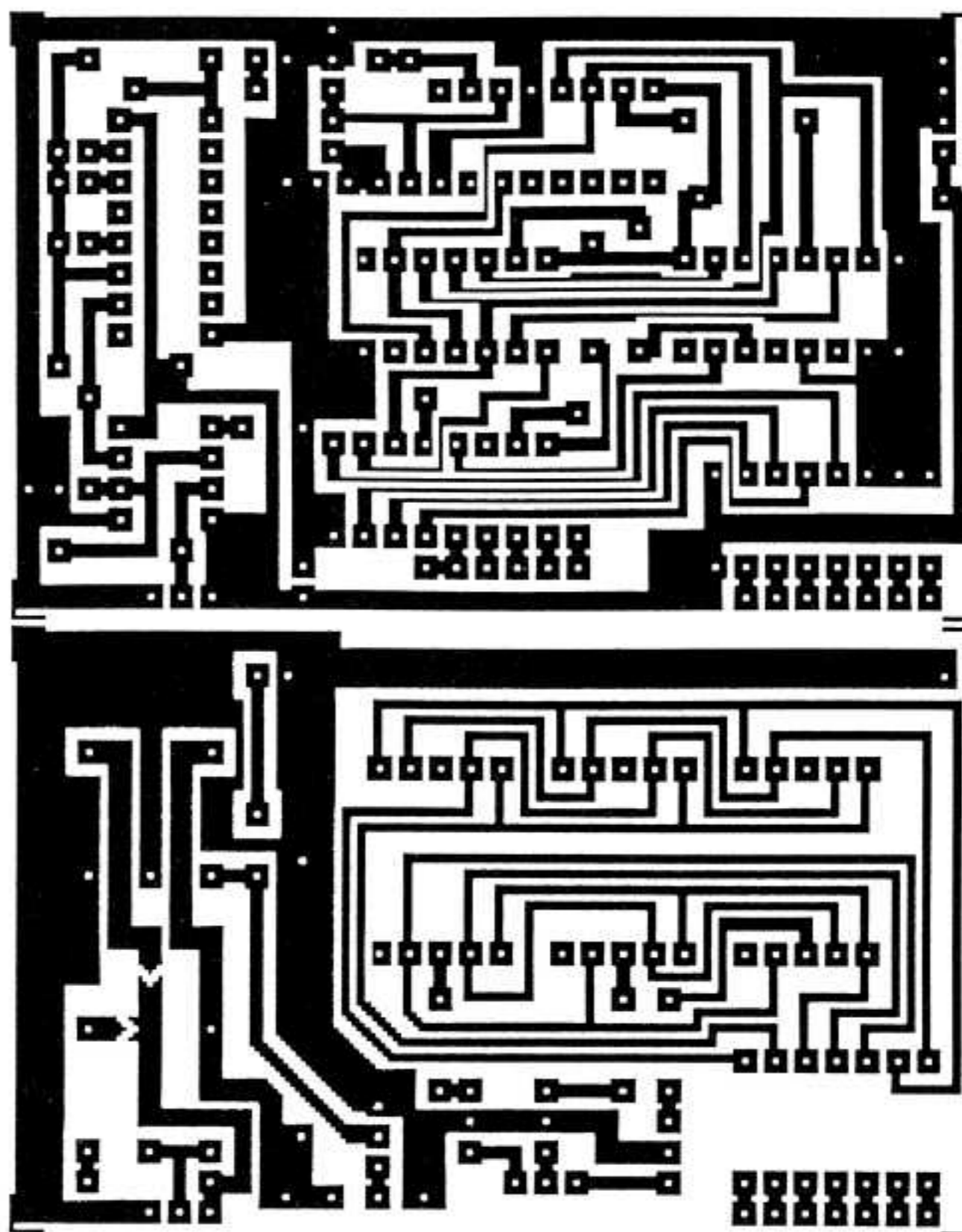
Le montage doit fonctionner dès la mise sous tension et ne nécessite aucun réglage, si ce n'est ceux accessibles du volume et de la fréquence des battements.

Les différents coffrets

Selon vos goûts et l'usage prévu pour le produit, nous avons imaginé un modèle transportable et un modèle de table, plus original. Votre imagination pourrait aussi créer la surprise autour de vous !

Un modèle transportable

Le montage tient tout juste dans un coffret DIPTAL modèle 1265. Ce coffret permet de loger la pile et de coller un HP de 30 mm sur le fond (ce qui augmente considérablement le son par résonance).



Il peut être sélectionné avec un couvercle OPTO rouge (ou tout OPTO), ce qui évite la découpe rectangulaire des afficheurs et les rend plus lisibles

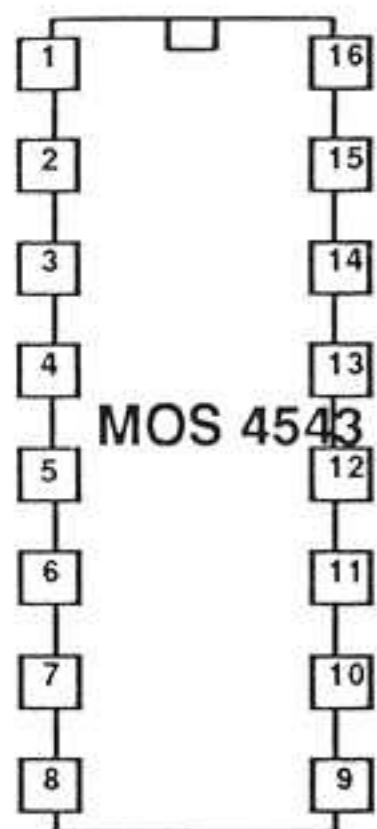
Seuls les potentiomètres réclament des trous ronds pour leur axe. Ceux-ci

seront coupés à discrétion et équipés de boutons de qualité.

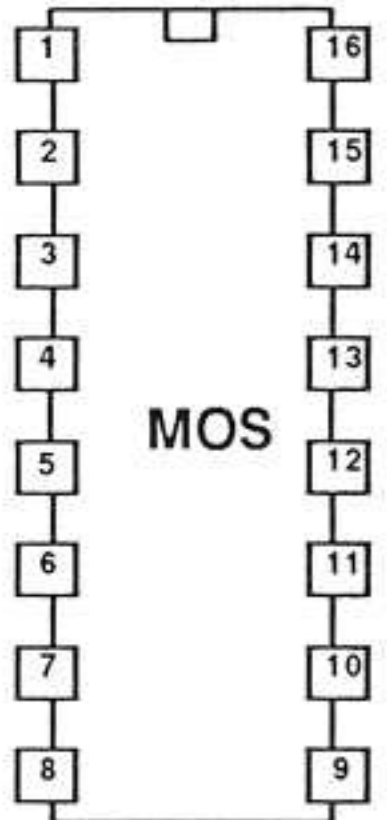
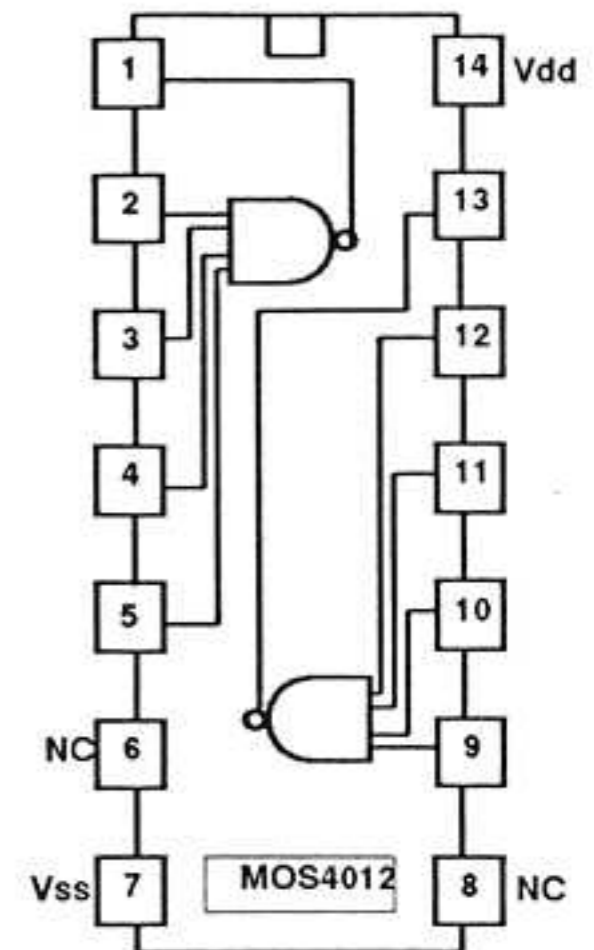
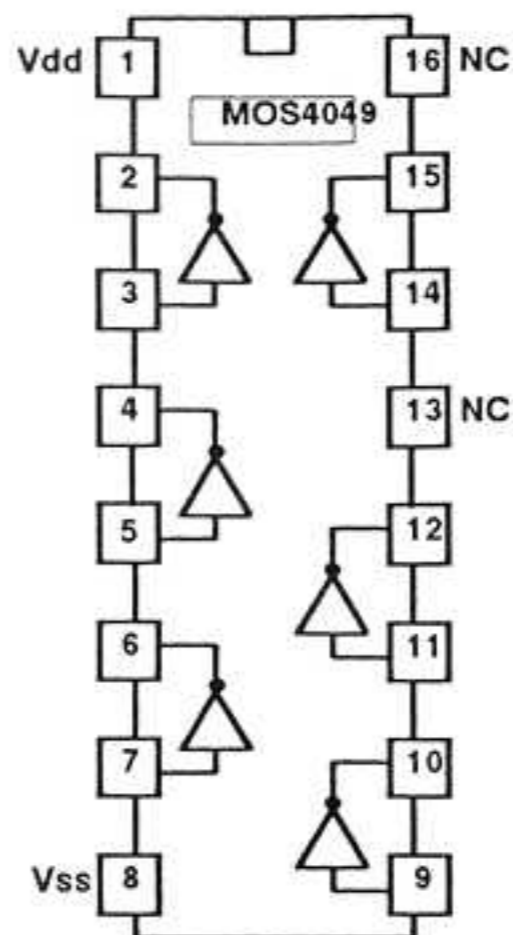
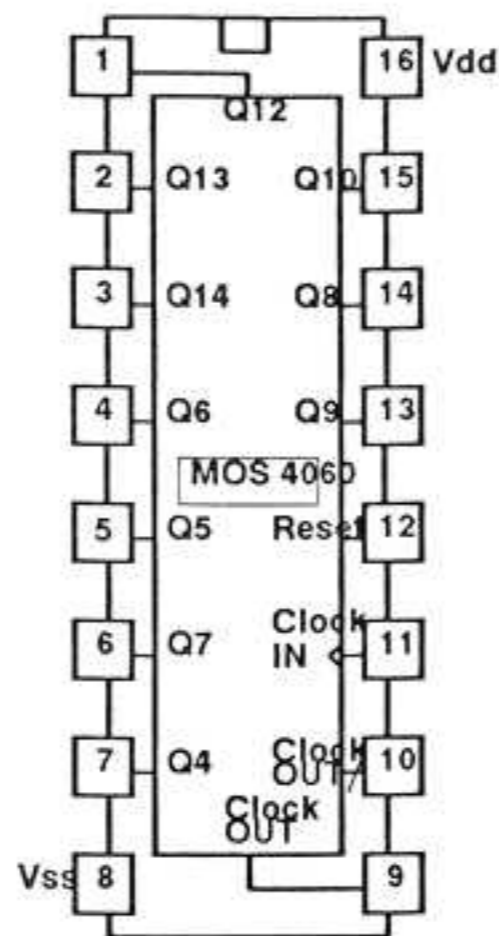
Bi-coffret de table

Un DIPTAL 962 à plat pour la pile et le HP, un DIPTAL 963 vertical pour les deux platines, 3 fils de liaisons (+ - et signal HP

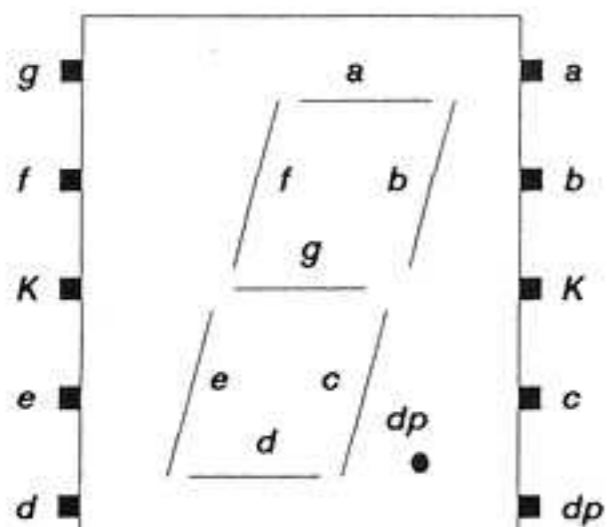
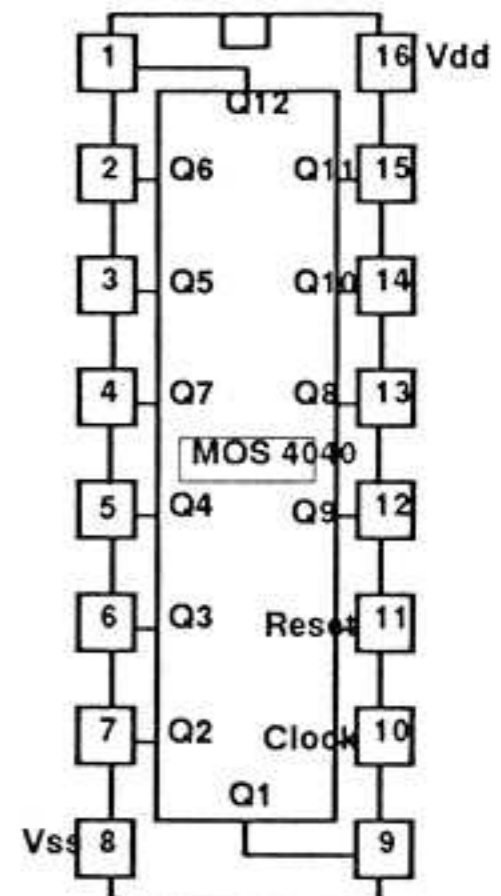
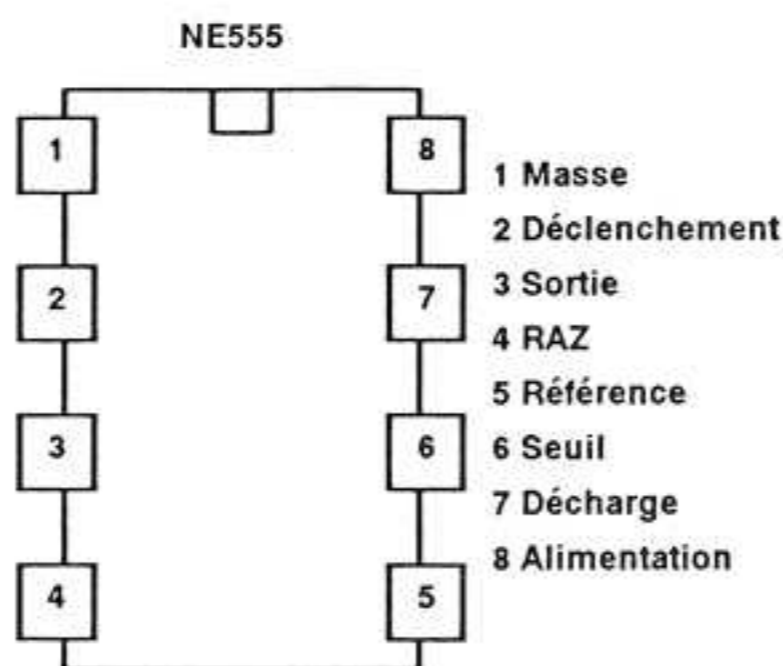




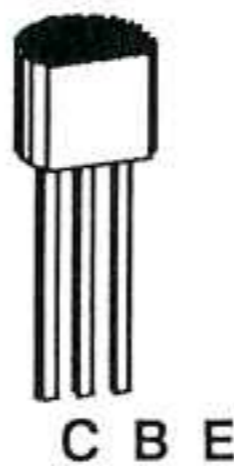
- 1 Latch DATA (LD)
- 2 Entrée C
- 3 Entrée B
- 4 Entrée D
- 5 Entrée A
- 6 Ph (anode/cathode)
- 7 Blanking affichage
- 8 Vss
- 9 Segment A
- 10 Segment B
- 11 Segment C
- 12 Segment D



- 1 DIGIT Select 2
- 2 DIGIT Select 1
- 3 Horloge Balayage B
- 4 Horloge Balayage A
- 5 Sortie Q3
- 6 Sortie Q2
- 7 Sortie Q1
- 8 Vss
- 9 Sortie Q0
- 10 LATCH ENABLE
- 11 CLOCK IN Disable
- 12 CLOCK IN
- 13 RESET Général



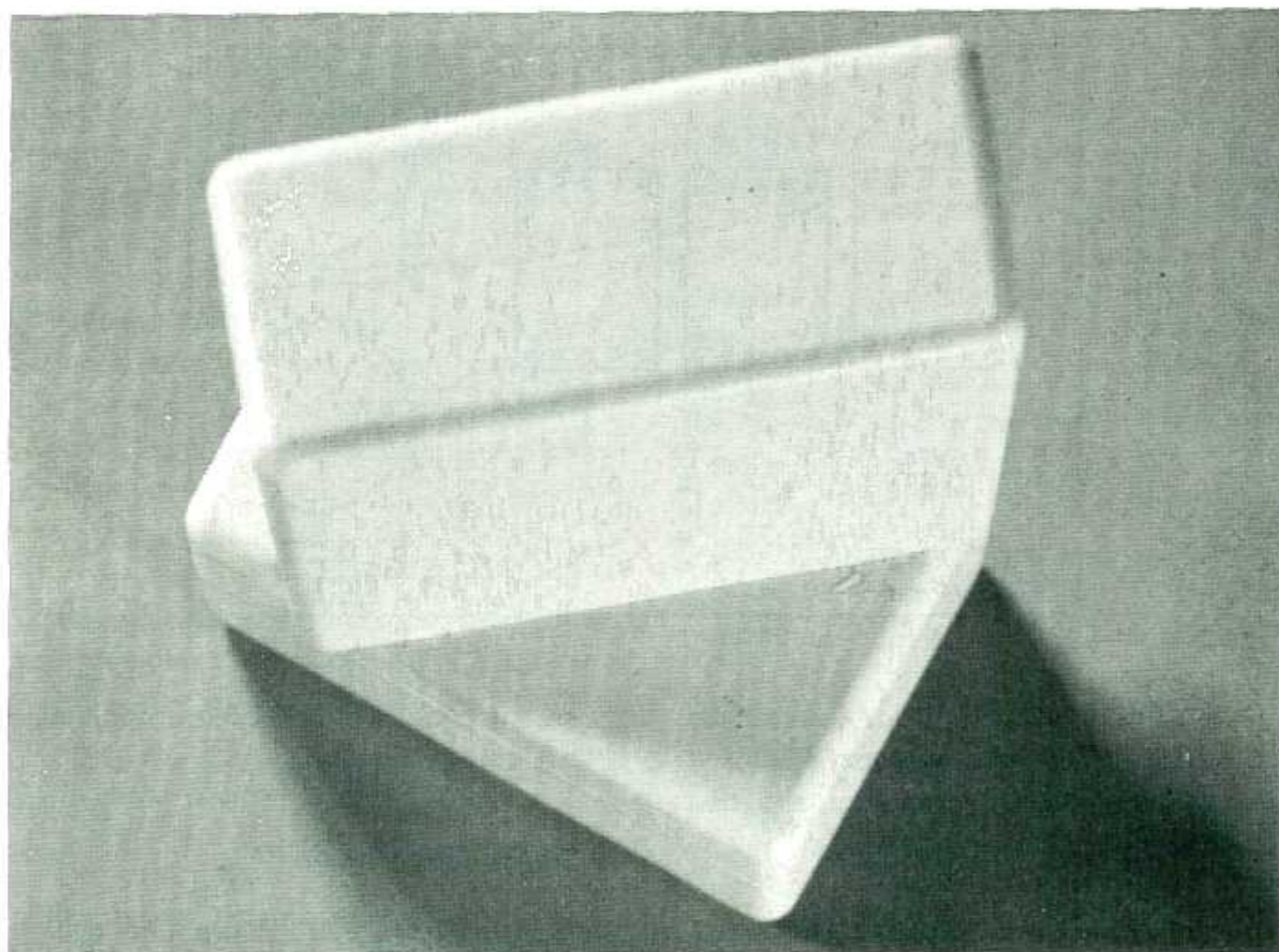
TDSR3160



BC 517



BC 640



), une liaison par tube en laiton creux, et voici un charmant modèle de table qui fera merveille sur votre piano (ou synthé). Le 963 sera choisi à couvercle OPTO rouge pour éviter la découpe rectangulaire des afficheurs et rendre la lecture plus facile. Seuls les trous ronds des potentiomètres sont toujours indispensables.

Conclusions

Un montage simple et performant et un instrument pratique et fiable, d'un emploi aisé, que tous les amateurs de musique devraient réaliser. Si l'un de vos amis cherche un métronome pour travailler ses cadences en cours de piano, n'hésitez pas à lui conseiller celui-ci !

LE FUTE



LE TDA 1524 A : Contrôleur de tonalité

Contrôler le volume, les graves, les aiguës et la balance entre deux voies audio, tel est le but de ce circuit intégré de chez RTC.

Particularité de ce circuit : les différentes commandes citées plus haut, se font à l'aide de quatre tensions continues issues de simples potentiomètres ou de toute autre source de commande.

On l'aura d'ores et déjà compris, c'est un circuit intégré idéal pour la commande et la correction de tonalité d'un amplificateur B.F. La commande par tensions continues offrira l'énorme avantage de pouvoir éloigner les potentiomètres de réglages sans avoir à se soucier des éternels problèmes de masses, de 50 Hertz résiduel, de longueurs de pistes et autres réjouissances du même genre....

Enfin le pilotage par un récepteur de télécommande infrarouge (par exemple) devient un jeu d'enfant, chose somme toute logique dans la mesure où c'est l'apparition et l'expansion de ces télécommandes en tous genres qui ont créé ce nouveau besoin.

DESCRIPTION GENERALE

Ce circuit intégré est un contrôleur actif de volume et tonalité stéréo destiné à être utilisé dans les auto-radios, les téléviseurs et, d'une manière générale, dans tout équipement nécessitant des réglages audio.

Il intègre les fonctions de contrôle de volume, des graves et aiguës, de la balance ainsi qu'une commande de "contour" (loudness) commutable permettant d'améliorer la qualité sonore à bas volume en relevant les basses fréquences.

Toutes ces fonctions sont commandées par tensions continues émanant de simples potentiomètres ou de périphériques extérieurs.

Il ne nécessite que très peu de composants extérieurs, possède un niveau de bruit très faible et une plage de tension d'alimentation large.

CARACTERISTIQUES TYPIQUES

| | | |
|---|----------|--|
| Tension d'alimentation (patte 3) | Vp | typique 12 Volts |
| Courant d'alimentation (patte 3) | Ip | typique 35 mA |
| Signal d'entrée maximum avec contre-réaction continue | Vin | typique 2.5 Volts efficaces |
| Tension de sortie pmaximum avec contre-réaction continue | Vout | typique 3 Volts efficaces |
| Plage de contrôle de volume | Gv | -80 à +21.5 dB |
| Plage de contrôle des graves à 40 Hz | Gv | -19 à +17 dB |
| Plage de contrôle des aigues | Gv | -15 à +15 dB |
| Distorsion harmonique totale | THD | typique 0.3 % |
| Bruit de sortie (valeur efficace) pour f de 20 Hz à 20 kHz et Vp = 12 Volts - pour le gain en tension maxi - pour un gain Gv de -40 dB | Vb Vb | typique 310 microVolts typique 100 microVolts |
| Séparation entre canaux à Gv de -20 à +21.5 dB | cs | typique 60 dB |
| Linéarité entre canaux à Gv de -20 à +26 dB | DGv | maximum 2.5 dB |
| Réjection d'alimentation à 100 hZ | RR | typique 50 dB |
| Gamme de tension d'alimentation | Vp | 7.5 à 16.5 Volts |
| Température de fonctionnement | Tamb | -30 à +80 °C |

Valeurs limites absolues

| | | |
|------------------------|------|---------------------|
| Tension d'alimentation | Vp | maximum 20 Volts |
| Dissipation totale | Ptot | maximum 1200 mWatts |



Schéma d'application et de mesure

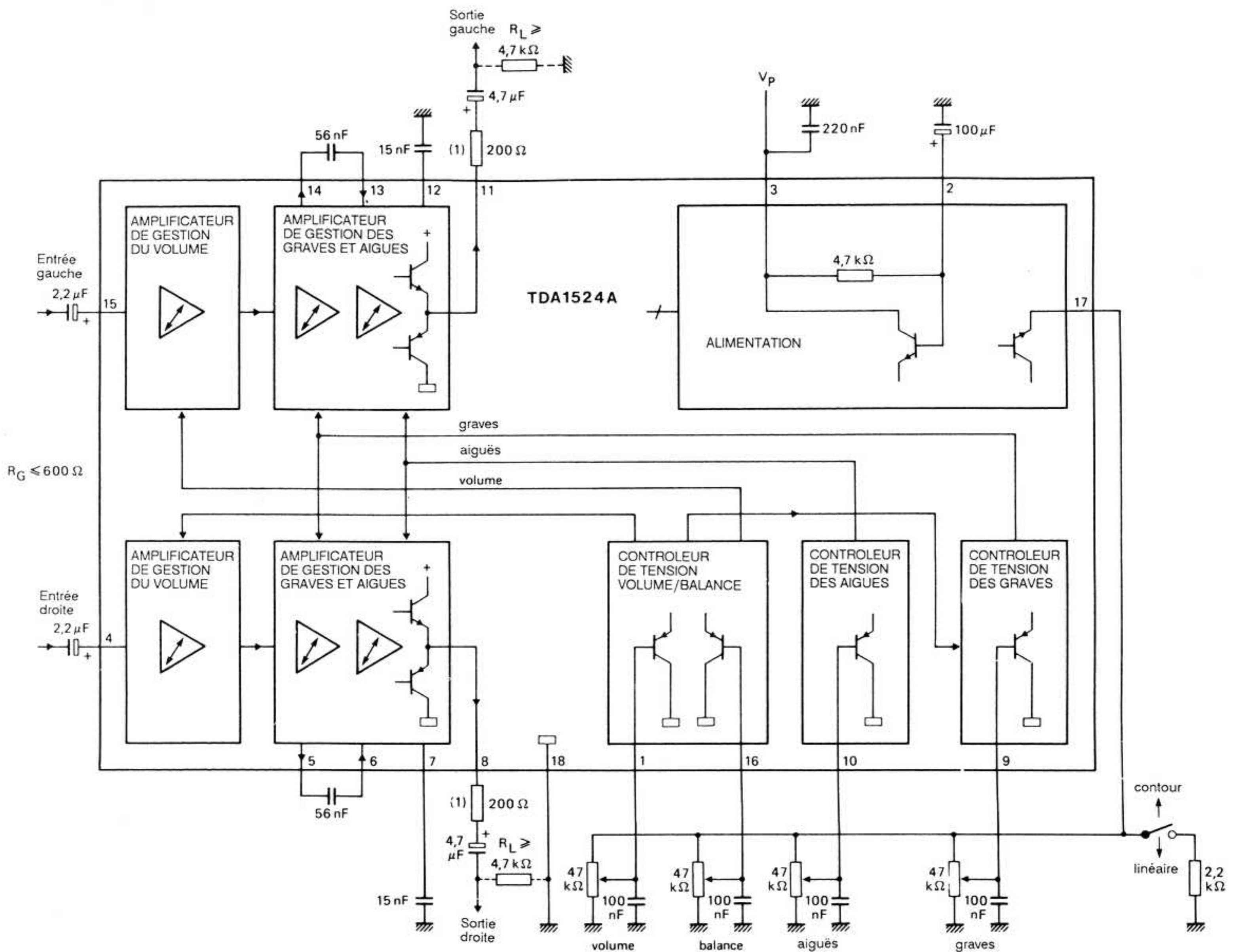


Figure 1 Les résistances notées (1) sur les sorties sont recommandées dans le cas de charges dont la capacité pourrait excéder 200 pF. Cette application utilise un filtre simple pôle

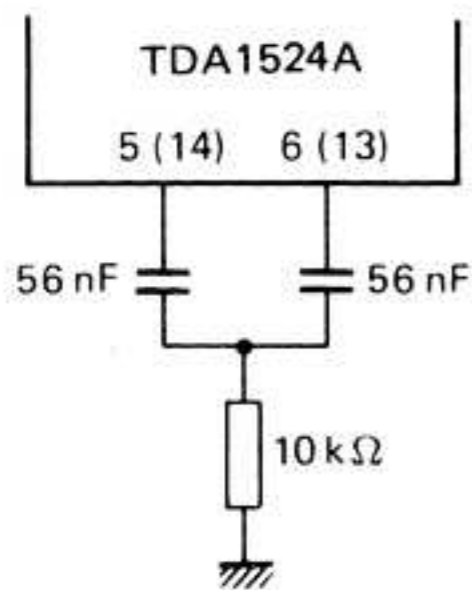


Figure 2 Filtre passe-bas double pôle pour un meilleur relevé des graves.

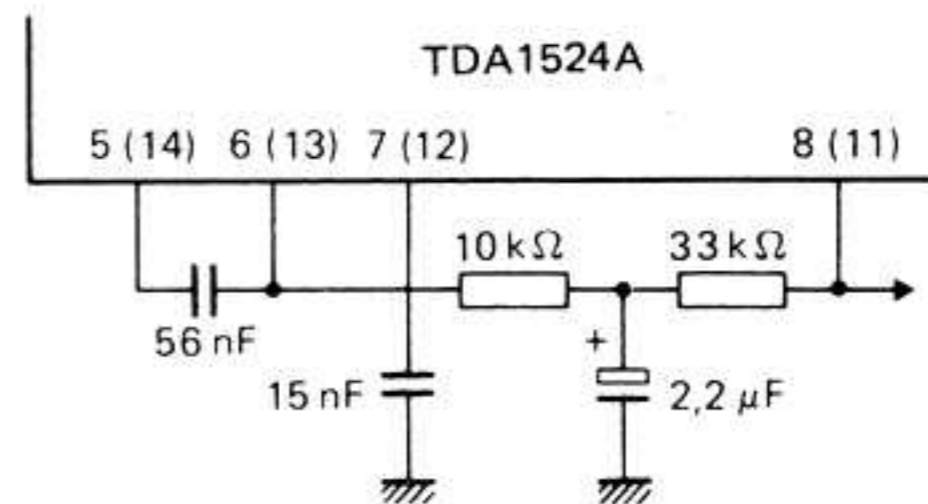


Figure 3 Boucle de contre-réaction continue avec filtre pour des performances d'amplitude maximum.



CARACTERISTIQUES CONTINUES

Ces caractéristiques se rapportent à la figure 1 avec $V_p = 12$ Volts, $T_{amb} = 25$ °C, $R_g < 600$ Ohms, $R_l > 4.7$ kOhms et $C_l < 200$ pF sauf indication contraire.

| Paramètre | Symbole | Min. | Typ. | Max. | Unité |
|--|---------|------|------|------------------|-------|
| Alimentation patte 3 | Vp | 7.5 | - | 16.5 | Volts |
| Courant d'alimentation | | | | | |
| à $V_p = 8.5$ V | Ip | 19 | 27 | 35 | mA |
| à $V_p = 12$ V | Ip | 25 | 35 | 45 | mA |
| à $V_p = 15$ V | Ip | 30 | 43 | 56 | mA |
| Tensions continues d'entrée (pattes 4 et 15) | | | | | |
| à $V_p = 8.5$ V | V 4, 15 | 3.8 | 4.25 | 4.7 | Volts |
| à $V_p = 12$ V | | 5.3 | 5.9 | 6.6 | Volts |
| à $V_p = 15$ V | | 6.5 | 7.3 | 8.2 | Volts |
| Tensions continues de sortie (pattes 8 et 11) avec contre-réaction continue | | | | | |
| à $V_p = 8.5$ V | V 8, 11 | 3.3 | 4.25 | 5.2 | Volts |
| à $V_p = 12$ V | | 4.6 | 6.0 | 7.4 | Volts |
| à $V_p = 15$ V | | 5.7 | 7.5 | 9.3 | Volts |
| Patte 17 : | | | | | |
| Alimentation interne des potentiomètres à $V_p = 8.5$ Volts | V 17 | 3.5 | 3.75 | 4.0 | Volts |
| Commande de contour commandée par le courant extrait de la patte 17 : | | | | | |
| CONTOUR (inter ouvert) | I 17 | - | - | 0.5 | mA |
| LINEAIRE (inter fermé) | I 17 | 1.5 | - | 10 | mA |
| Applications sans utilisation de V17 $V_p > 10.8$ Volts (le contour ne peut être mis hors service) | | | | | |
| Tension applicable à la patte 17 | V 17 | 4.5 | - | $V_p/2 - V_{be}$ | Volts |
| Plage des tensions de commande pour volume graves, aigues et balance (pattes 1, 9, 10 et 16) | | | | | |
| à V17 appliqué = 5 Volts | Vc | 1.0 | - | 4.25 | Volts |
| avec utilisation de V17 interne | Vc | 0.25 | - | 3.8 | Volts |
| Courant des entrées de commande (pattes 1, 9, 10, 16) | | | | | |
| | Ic | - | - | 5 | uA |

CARACTERISTIQUES EN ALTERNATIF

à $V_p = 8.5$ Volts, $T_{amb} = 25$ °C, inter de contour fermé (linéaire), les commandes en position médiane et à $f = 1$ kHz (figure 1)

| Paramètre | Symbole | Min. | Typ. | Max. | Unité |
|---|---------|------|---------------------|------|-------|
| Gamme de commande | | | | | |
| Gain maxi de volume (Fig. 5) | Gv max | 20.5 | 21.5 | 23 | dB |
| Plage de volume Gv max/Gv min | D Gv | 90 | 100 | - | dB |
| Plage de balance à Gv = 0 dB (Fig. 6) | D Gv | - | -40 | - | dB |
| Plage des graves à 40 Hz (Fig. 7) | D Gv | - | -19 à $+17 \pm 3$ | - | dB |
| Plage des aigues à 16 kHz (Fig. 8) | D Gv | - | -15 à $+15 \pm 3$ | - | dB |
| Commande de contour : voir Fig. 9 et 10 | | | | | |
| Impédances | | | | | |
| Résistance d'entrée pattes 4 et 15 à Gv = 20 dB | Rin | 10 | - | - | kOhms |
| à Gv = -40 dB (voir également la Fig 4 et note 1) | Rin | - | 160 | - | kOhms |
| Résistance de sortie pattes 8 et 11 | Rout | - | - | 300 | Ohms |
| Traitement du signal | | | | | |
| réjection d'alimentation à $V_p < 200$ mV efficaces, 100 Hz et Gv = 0 dB | RR | 35 | 50 | - | dB |
| Séparation des canaux de 250 Hz à 10 kHz à Gv = de -20 à +21.5 dB | cs | 46 | 60 | - | dB |
| Tolérance de gain entre canaux à $V_{16} = V_1 = 1/2 V_{17}$ | D Gv | - | - | 1.5 | dB |
| Linéarité entre canaux à Gv = de 21.5 | | | | | |



| Paramètre | Symbole | Min. | Typ. | Max. | Unité |
|---|----------------|------|------|------|---------|
| Signal d'entrée avec contre-réaction continue (Fig. 3) | | | | | |
| à $V_p = 8.5V$, THD = 0.5% et $f = 1$ kHz (valeur efficace) | $V_{in}(eff)$ | 1.4 | - | - | Volts |
| à $V_p = 8.5 V$, THD = 0.7 % et $f = 1$ kHz (valeur efficace) | $V_{in}(eff)$ | 1.8 | 2.4 | - | Volts |
| à $V_p = 12 V$, THD = 0.5 % et $f = 40$ Hz à 16 kHz | $V_{in}(eff)$ | 1.4 | - | - | Volts |
| à $V_p = 12 V$, THD = 0.7 % et $f = 40$ Hz à 16 kHz | $V_{in}(eff)$ | 2.0 | 3.2 | - | Volts |
| à $V_p = 15 V$, THD = 0.5 % et $f = 40$ Hz à 16 kHz | $V_{in}(eff)$ | 1.4 | - | - | Volts |
| à $V_p = 15 V$, THD = 0.7 % et $f = 40$ Hz à 16 kHz | $V_{in}(eff)$ | 2.0 | 3.2 | - | Volts |
| Excursion du signal de sortie (notes 2 et 3) | | | | | |
| à $V_p = 8.5 V$, THD = 0.5 % et $f = 1$ kHz (valeur efficace) | $V_{out}(eff)$ | 1.8 | 2.0 | - | Volts |
| à $V_p = 8.5 V$, THD = 10 % et $f = 1$ kHz | $V_{out}(eff)$ | - | 2.2 | - | Volts |
| à $V_p = 12 V$, THD = 0.5 % $f = 40$ Hz à 16 kHz | $V_{out}(eff)$ | 2.5 | 3.0 | - | Volts |
| à $V_p = 15 V$, THD = 0.5 % $f = 40$ Hz à 16 kHz | $V_{out}(eff)$ | - | 3.5 | - | Volts |
| Bruit de sortie à $V_p = 8.5 V$ (Fig. 15) | | | | | |
| non pondéré, $f = 20$ Hz à 20 kHz (note 5) à gain maximum (note 4) | V_b (eff) | - | 260 | - | μV |
| à gain de - 3 dB (note 4) | | | 70 | 140 | μV |
| pondéré DIN45405 (valeur crête) | | | | | |
| à gain maximum (note 4) | V_b (crête) | - | 890 | - | μV |
| avec graves et aigues maxi, contour hors service et $G_v = - 40$ dB | V_b (crête) | - | 360 | - | μV |
| Bruit de sortie à $V_p = 12 V$ (Fig. 15) | | | | | |
| non pondéré, $f = 20$ Hz à 20 kHz (note 5) à gain maximum (note 4) | V_b (eff) | - | 310 | - | μV |
| à gain de - 16 dB (note 4) | | | 100 | 200 | μV |
| pondéré DIN45405 (valeur crête) | | | | | |
| à gain maximum (note 4) | V_b (crête) | - | 940 | - | μV |
| avec graves et aigues maxi, contour hors service et $G_v = - 40$ dB | V_b (crête) | - | 400 | - | μV |
| Bruit de sortie à $V_p = 15 V$ (Fig. 15) | | | | | |
| non pondéré, $f = 20$ Hz à 20 kHz (note 5) à gain maximum (note 4) | V_b (eff) | - | 350 | - | μV |
| à gain de - 16 dB (note 4) | | | 110 | 220 | μV |
| pondéré DIN45405 (valeur crête) | | | | | |
| à gain maximum (note 4) | V_b (crête) | - | 980 | - | μV |
| avec graves et aigues maxi, contour hors service et $G_v = - 40$ dB | V_b (crête) | - | 420 | - | μV |

Notes sur les caractéristiques et courbes typiques

1 / La résistance d'entrée est variable en fonction du gain demandé au circuit : l'équation de la résistance d'entrée est $R_{in} = 160 \text{ k}\Omega / (1 + G_v)$. Le gain maximum est de 12.

2 / Les fréquences en dessous de 200 Hz et au dessus de 5 kHz ont une excursion de sortie réduite, la réduction à 40 Hz et 16 kHz est de 30 %.

3 / Dans le cas de graves accentuées, l'amplitude du signal de sortie est réduite, cette réduction est de 1 dB pour un réglage maximum des graves.

4 / Réponse en fréquence linéaire.

5 / Pour la valeur crête, ajouter 4.5 dB à la valeur efficace.

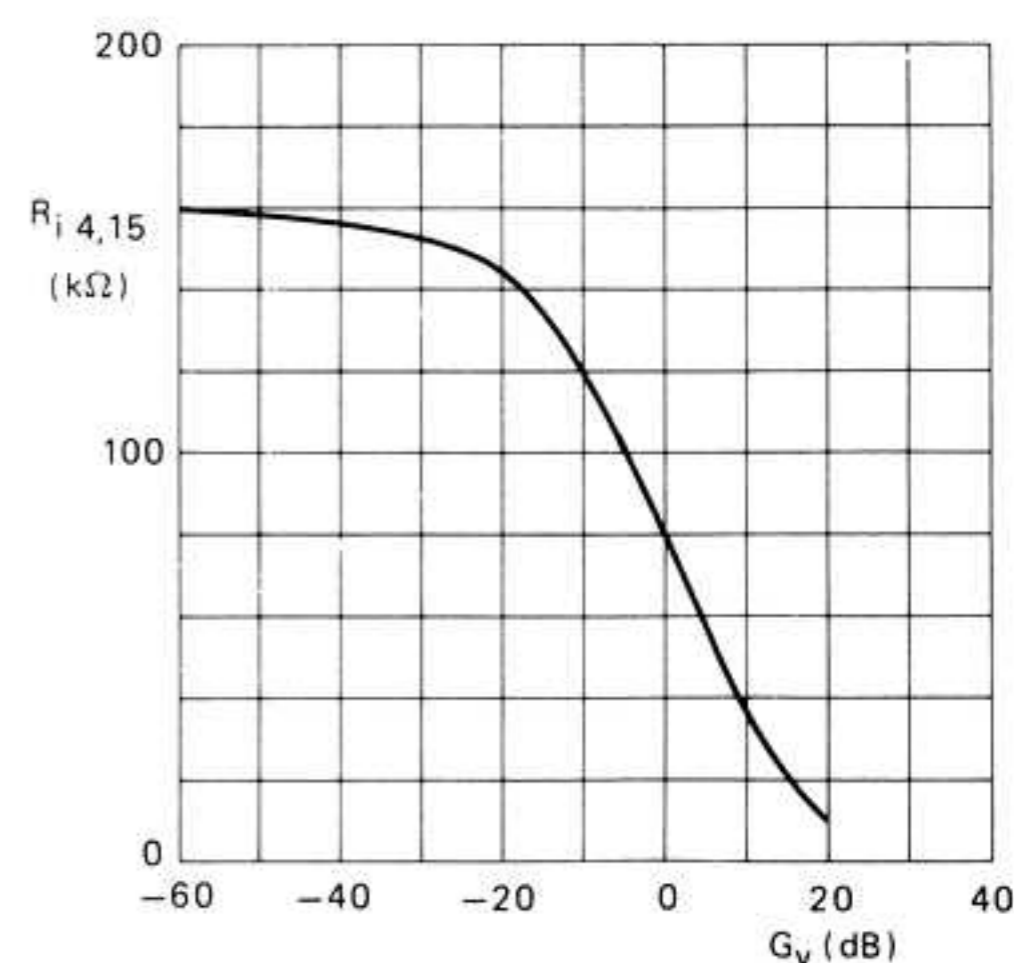


Figure 4 Résistance d'entrée en fonction du gain de volume (G_v)



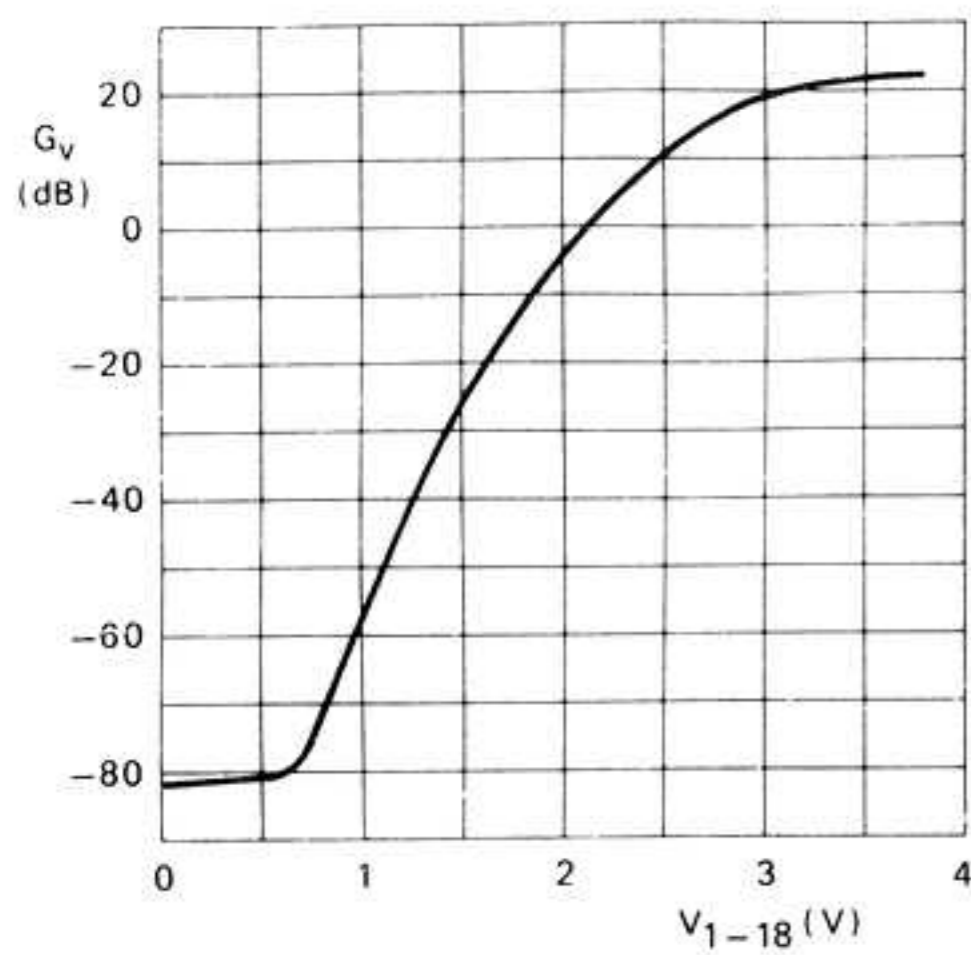


Figure 5 Courbe de contrôle de volume (G_v) en fonction de la tension patte 1. $V_p = 8.5 V$, $f = 1 kHz$. Montage de la figure 1.

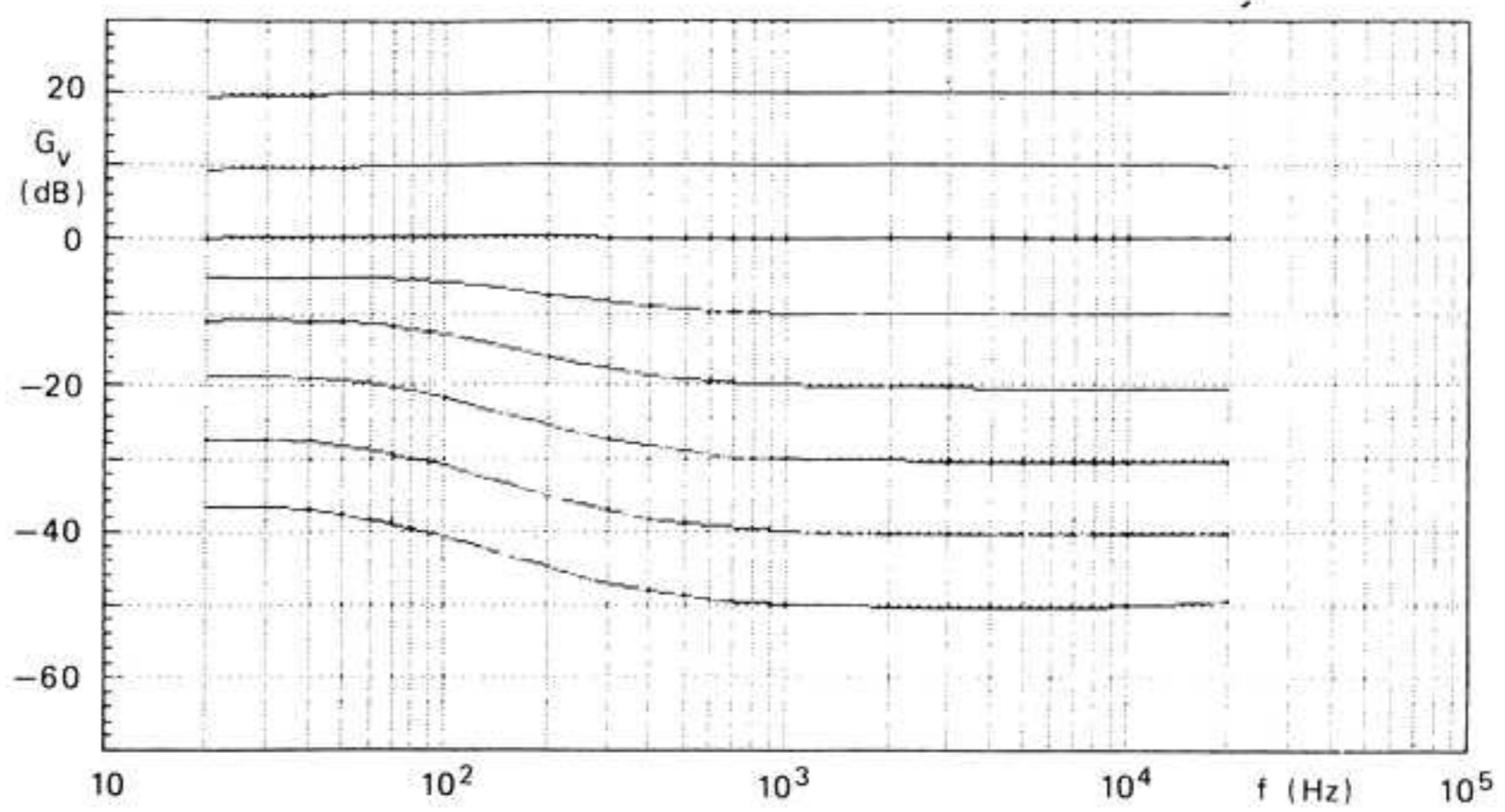


Figure 9 Réponse de la commande de contour en fonction de la fréquence du signal d'entrée. Montage de la figure 1 : filtre simple pole. $V_p = 8.5 V$.

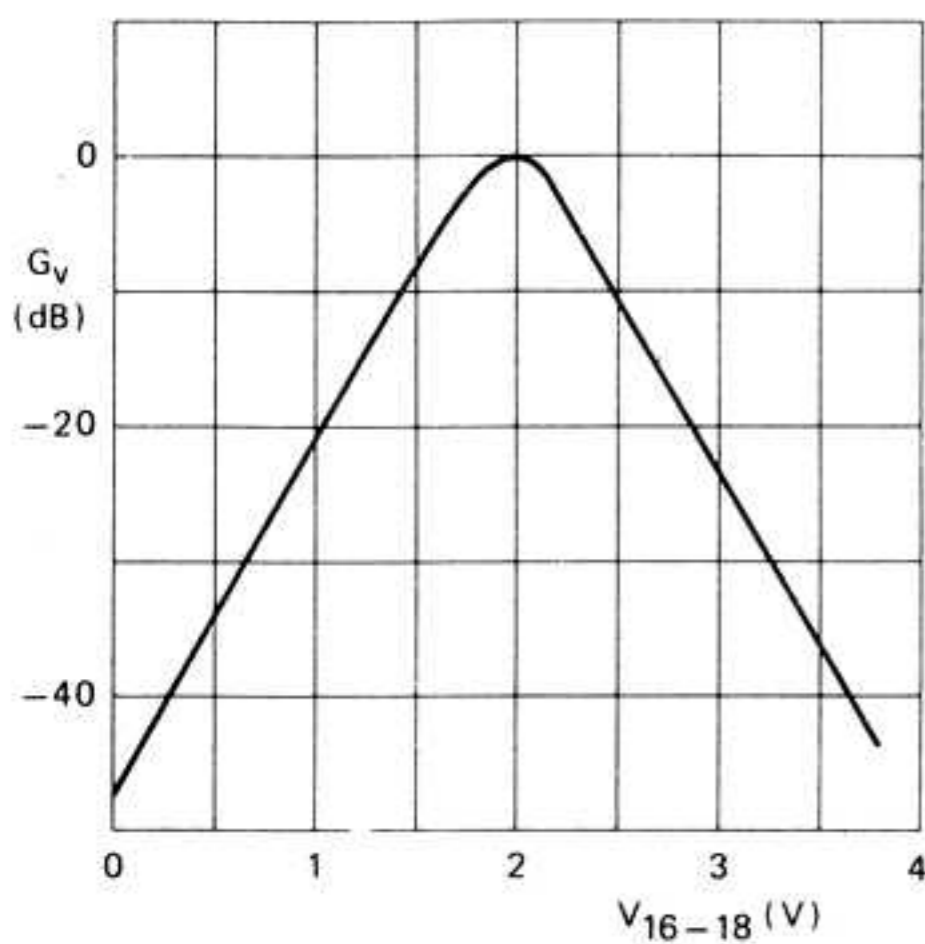


Figure 6 Courbe de contrôle de la balance en fonction de la tension de la patte 16. Montage de la figure 1. $V_p = 8.5 V$.

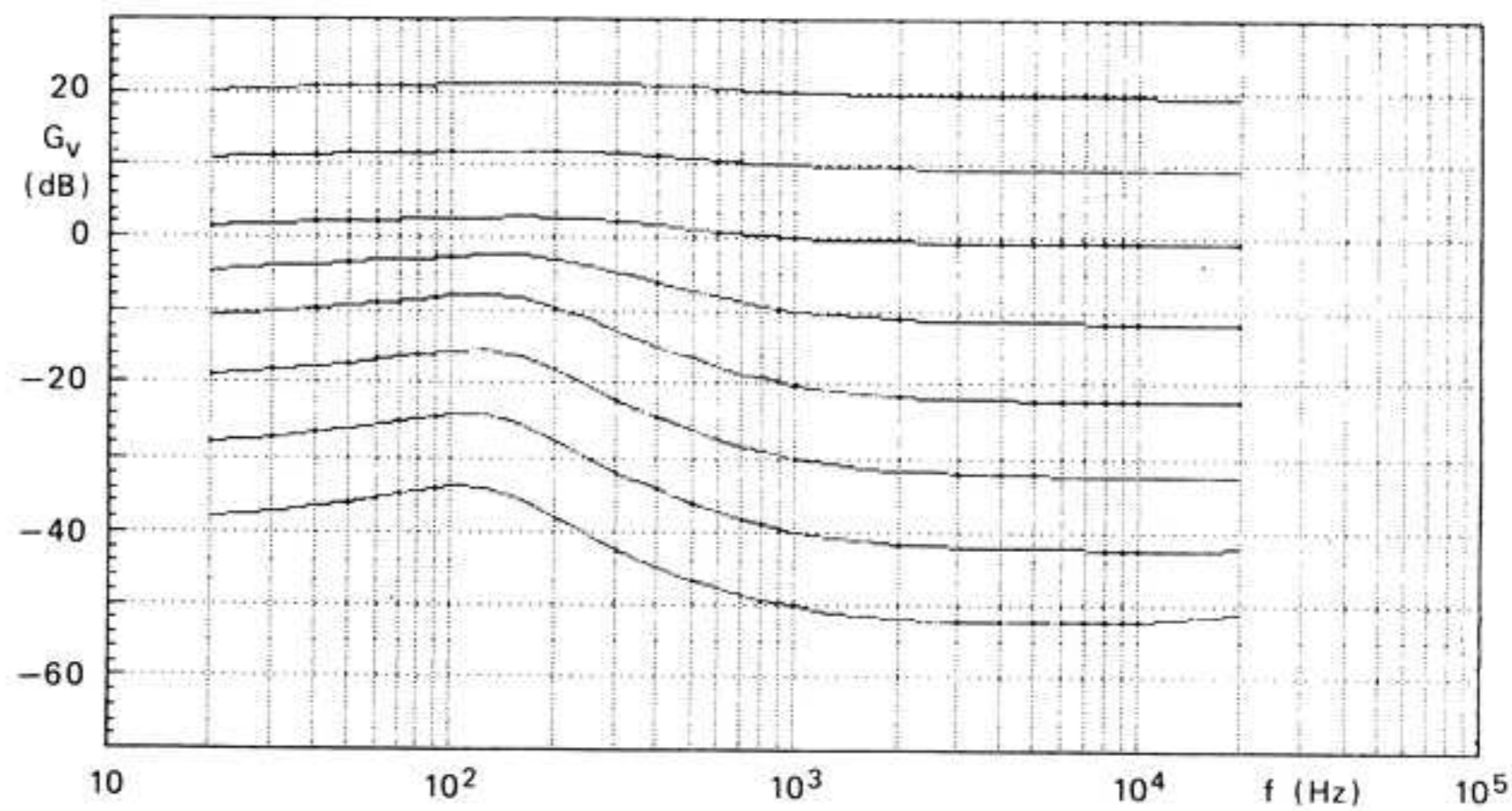


Figure 10 Réponse de la commande de contour en fonction de la fréquence du signal d'entrée avec un filtre double pole tel que celui de la figure 2.

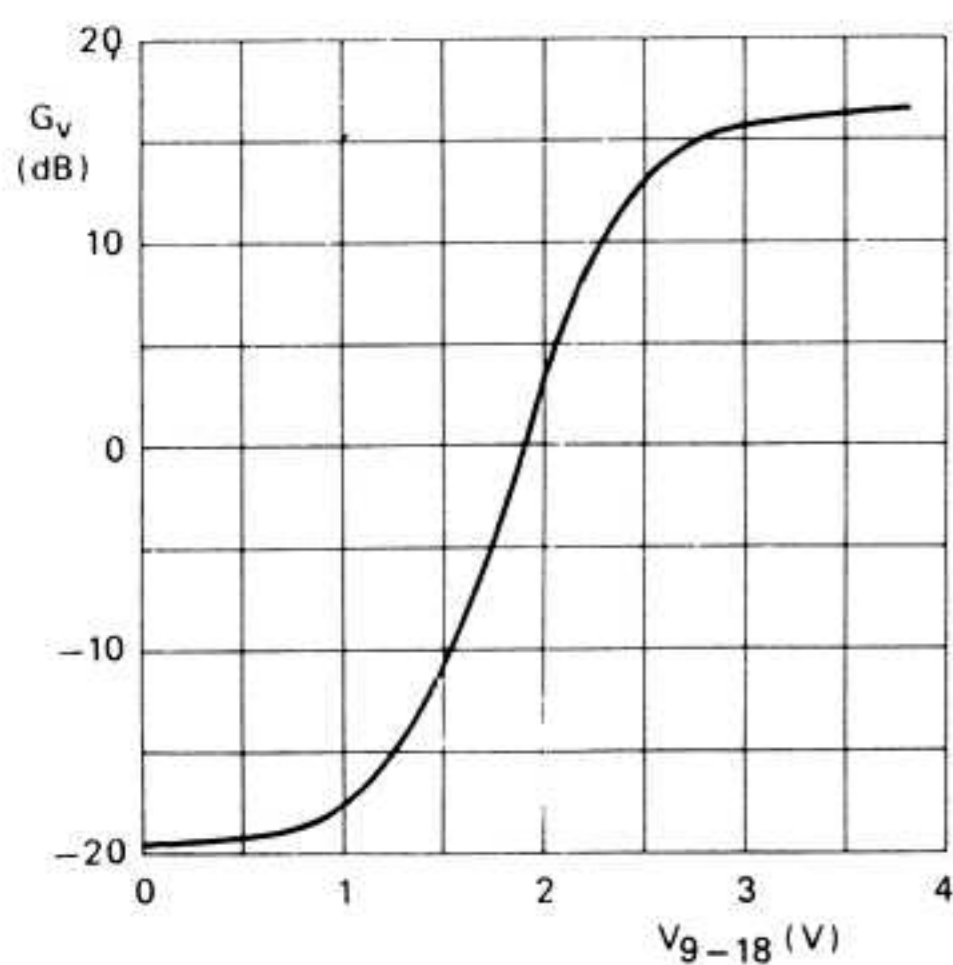


Figure 7 Courbe de contrôle des graves en fonction de la tension de la patte 9. Montage de la figure 1 : filtre simple pole. $V_p = 8.5 V$, $f = 40 Hz$.

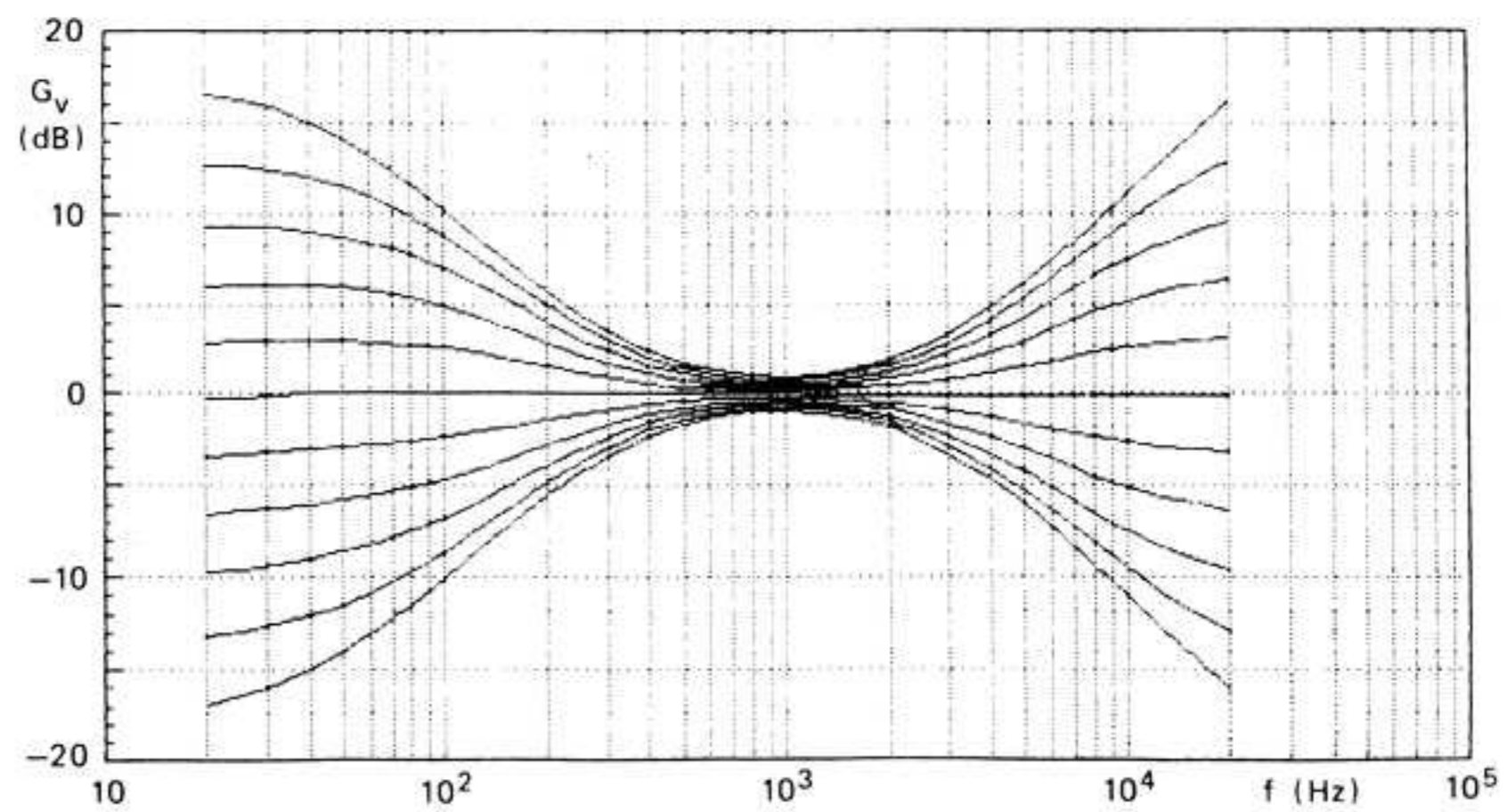


Figure 11 Courbes de contrôle de tonalité en fonction de la fréquence du signal d'entrée et des réglages de pattes 9 et 10. Montage de la figure 1 : filtre simple pole. $V_p = 8.5 V$.



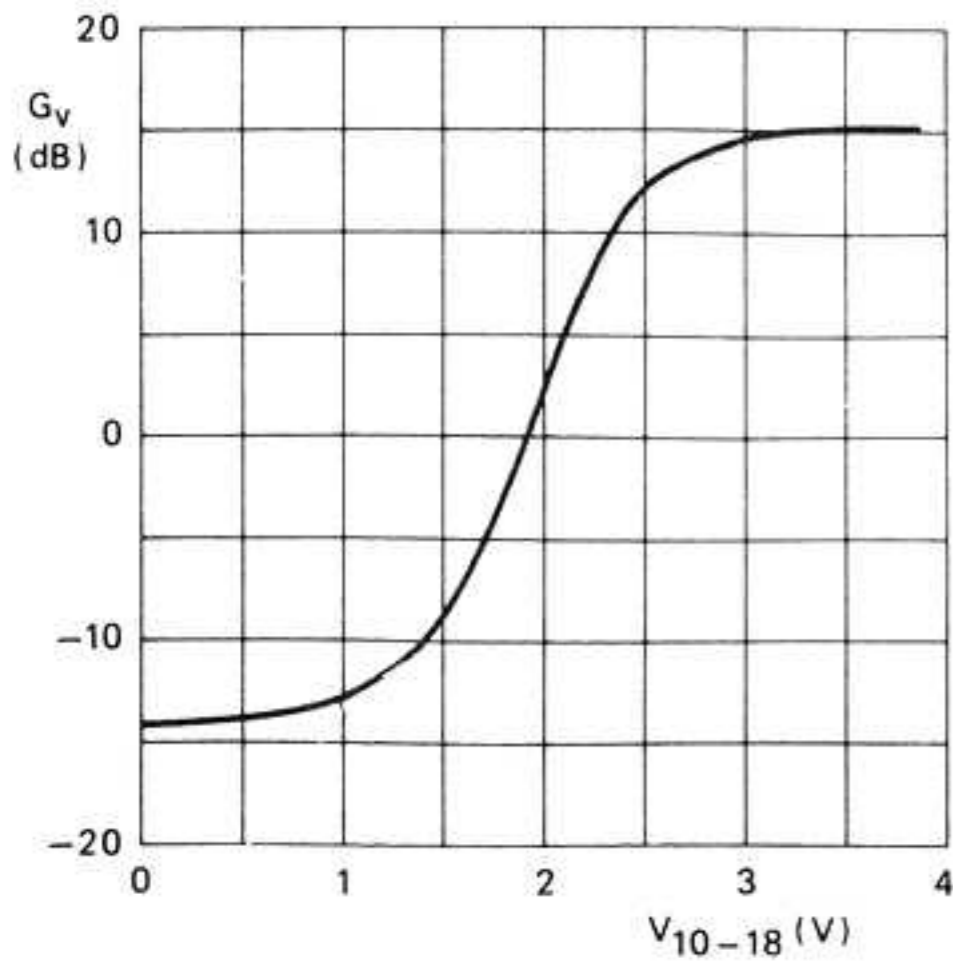


Figure 8 Courbe de contrôle des aiguës en fonction de la tension de la patte 10. $V_p = 8.5 \text{ V}$, $f = 16 \text{ kHz}$.

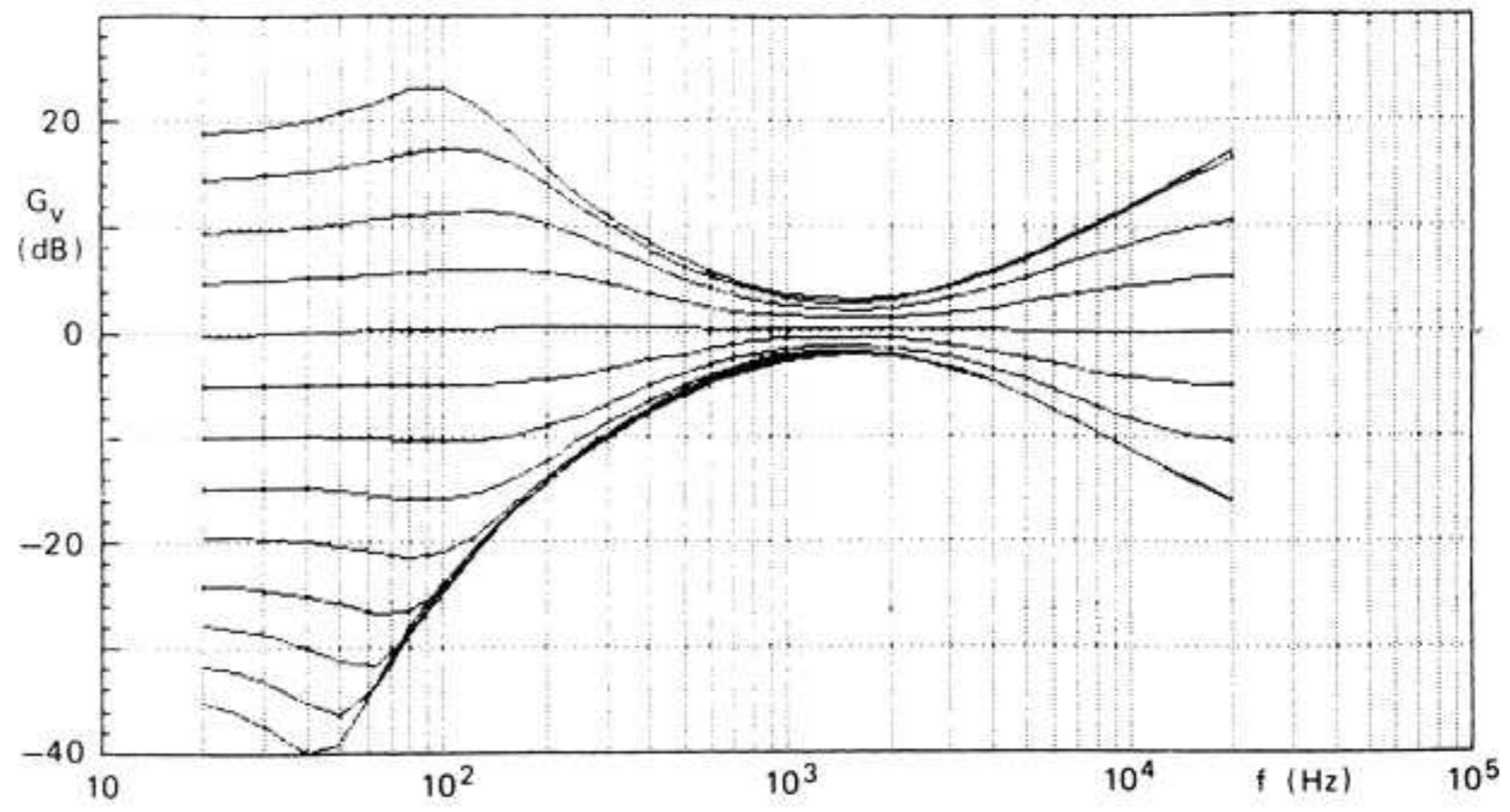


Figure 12 Courbes de contrôle de tonalité en fonction de la fréquence du signal d'entrée et des réglages de pattes 9 et 10. Filtre double pole, $V_p = 8.5 \text{ V}$.

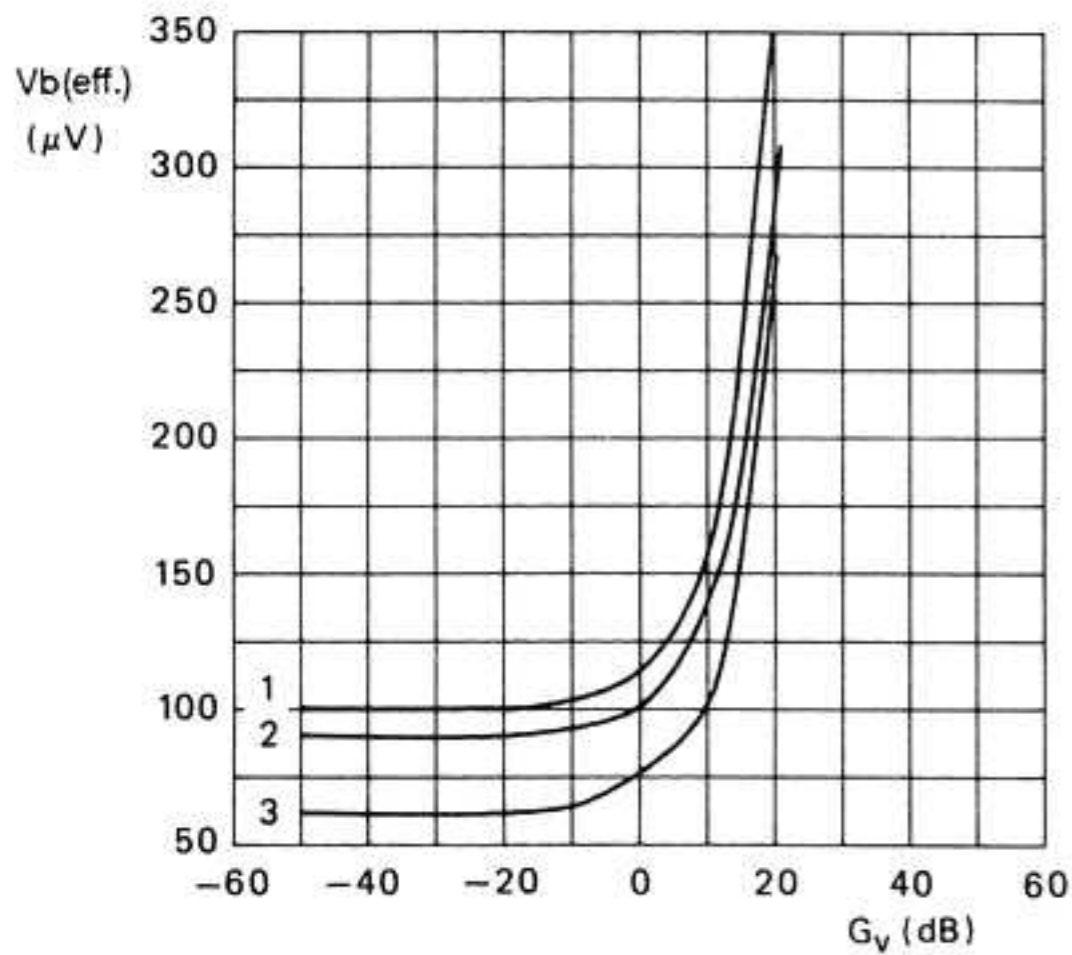


Figure 15 Niveau de bruit en sortie (non pondéré) en fonction du gain (tension efficace). $f = 20 \text{ Hz}$ à 20 kHz . Courbe 1 : $V_p = 15 \text{ V}$, courbe 2 : $V_p = 12 \text{ V}$, courbe 3 : $V_p = 8.5 \text{ V}$.

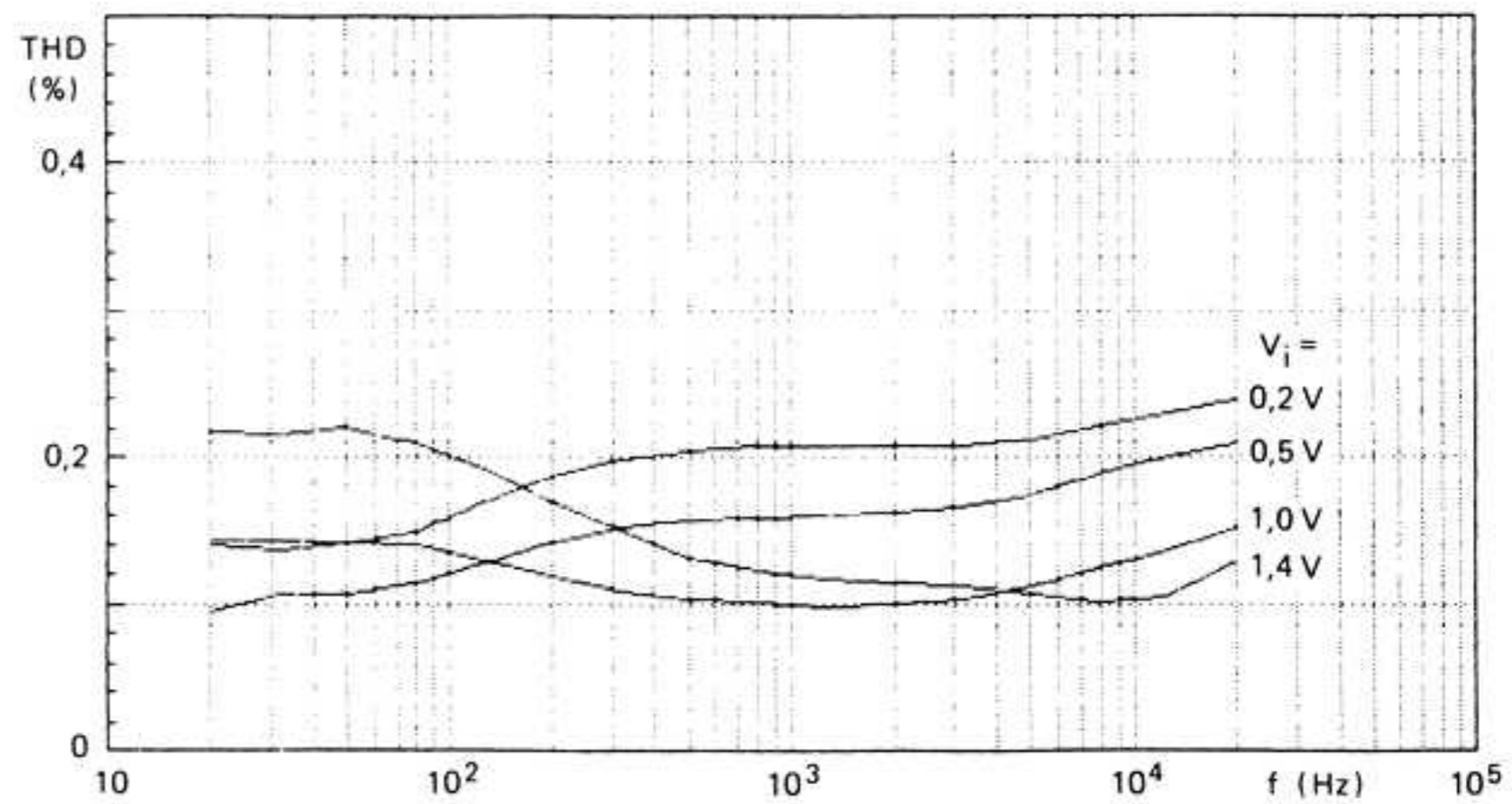


Figure 13 Distorsion harmonique totale (THD) en fonction de la fréquence et des niveaux du signal d'entrée. $V_p = 8.5 \text{ V}$, $G_v = 0 \text{ dB}$.

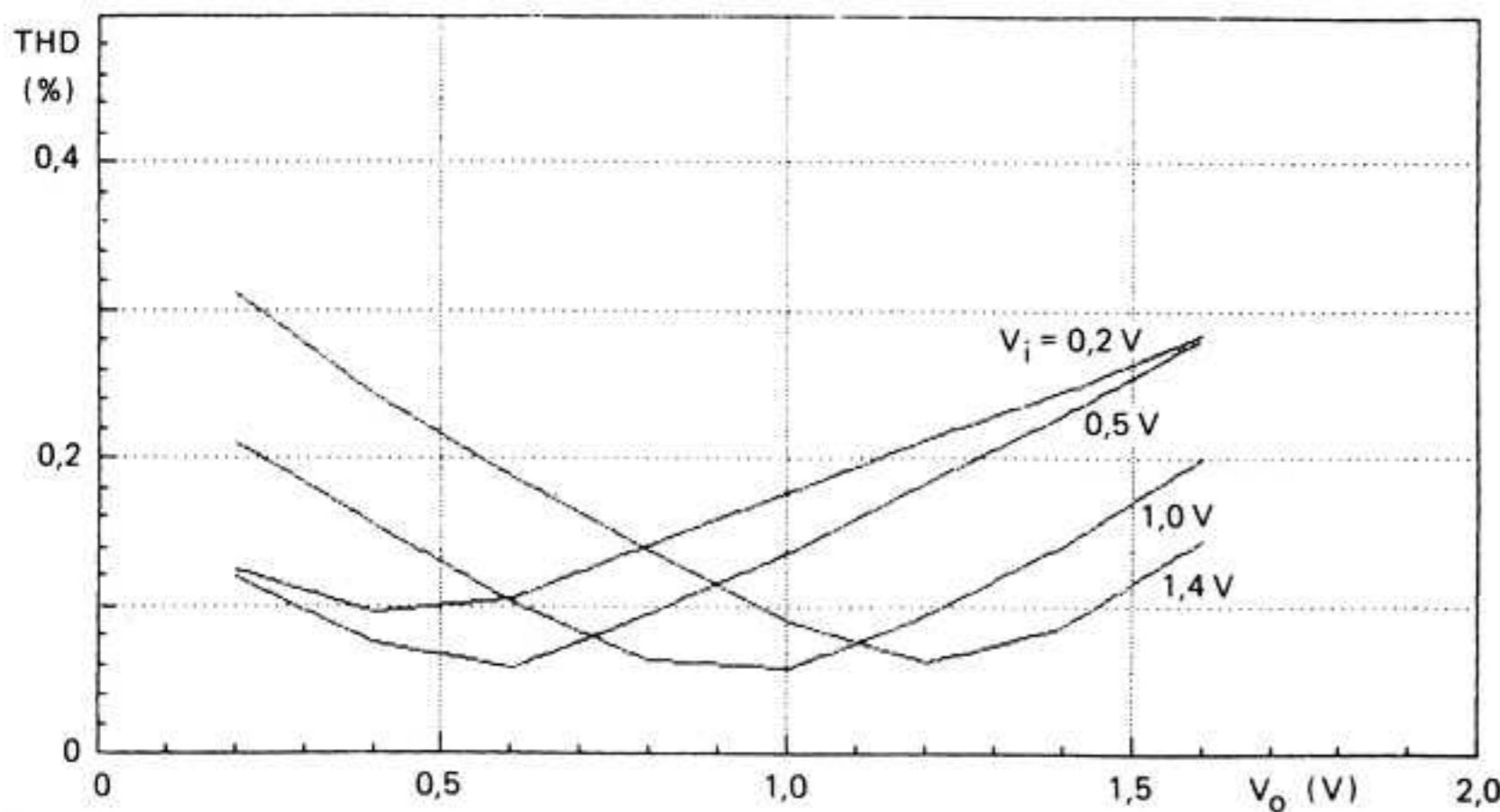


Figure 14 Distorsion harmonique totale (THD) fonction de l'amplitude du signal de sortie et de V_{in} . $V_p = 8.5 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$.

CONCLUSIONS

Ce genre de circuit, dont le domaine d'application préférentiel est la préamplification et correction en basse fréquence, peut trouver sa place dans de nombreux montages. Pour n'en citer que quelques-uns : auto-radio, téléviseurs, tables de mixages (généralement très fournies en fils blindés), commande de niveau automatique, etc... Les simplifications du câblage et, de ce fait, la réduction des bruits parasites divers, seront principalement dus à la commande par tension continue.

Son champ d'action pourra également s'étendre à d'autres domaines où une gestion d'amplitude à l'aide d'une tension continue sera nécessaire : générateurs B.F. par exemple...



Le TDA7000 : Un récepteur radio FM intégré

A l'époque où les lecteurs de compact-discs ne tiennent guère plus de place qu'un boîtier de CD (On peut se poser la question pourquoi ils ont fait des disques laser si gros), il n'est pas surprenant de trouver des récepteurs de radio FM intégrés dans un seul boîtier. Le TDA7000 de chez PHILIPS fait partie de ce genre de composants qui contribuent à la réduction de la taille des appareils portatifs.

Pour s'en convaincre, il suffit de regarder le nombre de composants externes nécessaires pour disposer d'un poste radio : 18 condensateurs (Presque 1 par patte), 2 selfs et le tour est joué. Se présentant sous la forme d'un boîtier DIL de 18 broches, c'est un composant très facile à mettre en oeuvre.

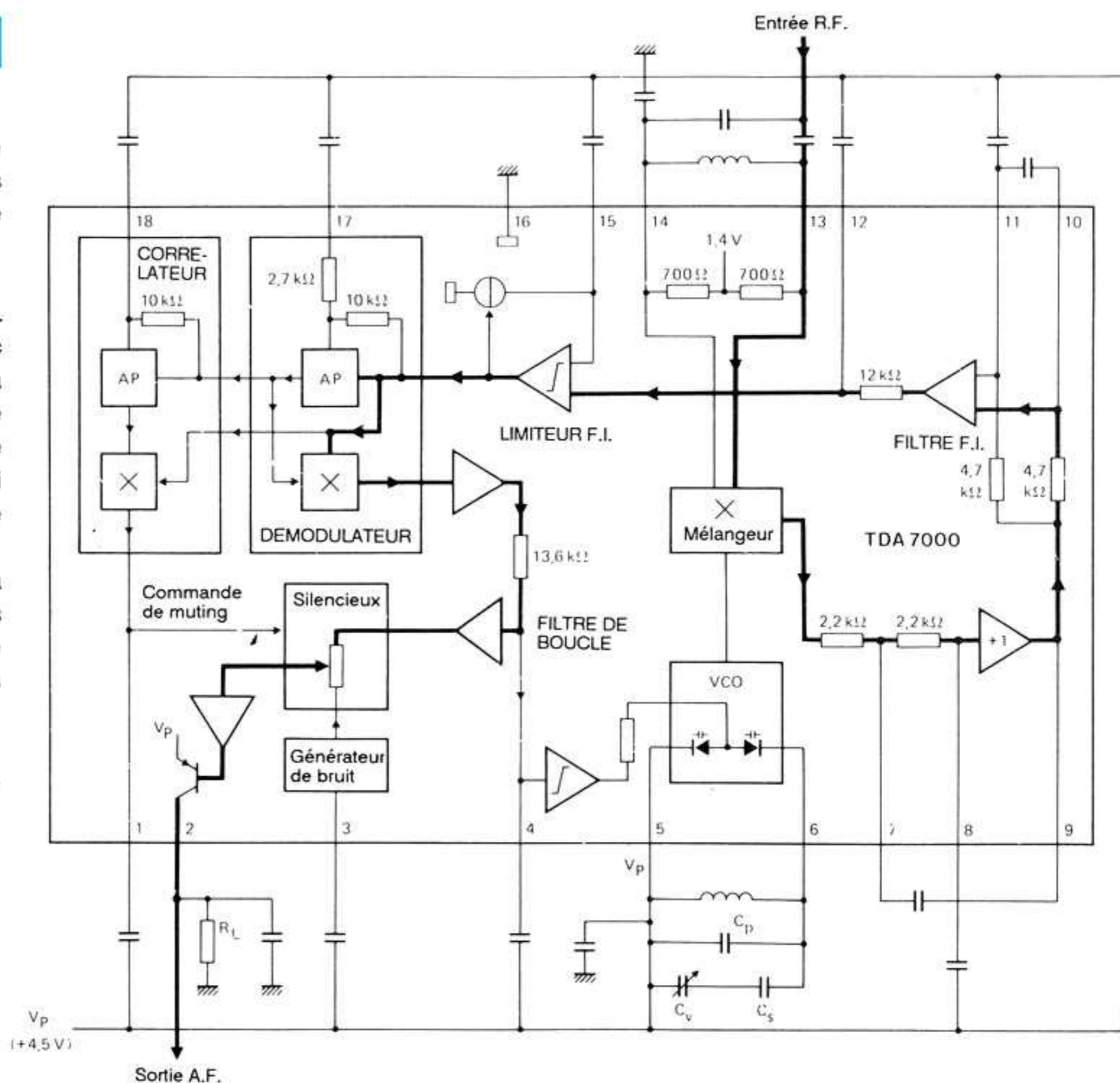
Description générale

Le TDA7000 est un circuit intégré monolithique pour les récepteurs de radios FM portables, où un nombre minimum de composants externes est nécessaire.

Le circuit intégré a un système FLL (Boucle à verrouillage de fréquence) avec une fréquence intermédiaire de 70 kHz. La sélectivité de cette fréquence intermédiaire (FI) est obtenue grâce à l'utilisation de filtres actifs RC. La seule fonction qui nécessite un alignement est le circuit de résonance pour l'oscillateur, qui sélectionne ainsi la fréquence à recevoir. La réception de fréquences inter-émetteurs est supprimée grâce à un circuit de "muting" qui supprime également les signaux d'entrée noyés dans le bruit.

Le TDA7000 inclue les fonctions suivantes:

- Etage d'entrée RF
- Mélangeur
- Oscillateur local
- Amplificateur/limiteur FI
- Démodulateur de phase
- Détecteur de muting
- Commutateur de muting



Synoptique du TDA7000

fixée par CV (Oscillation appliquée sur les pattes 5 et 6). Les deux signaux (Antenne et oscillateur) sont injectés dans l'étage mélangeur qui réalise la somme et la différence de ces deux signaux initiaux. Le résultat de ce mélange est d'abord envoyé au travers d'un filtre passe-bas (Fréquence de coupure définie par les condensateurs câblés sur les pattes 7, 8 et 9) qui se charge d'éliminer les fréquences au dessus du maximum de la fréquence à recevoir (Ne pas oublier qu'il s'agit de modulation de

fréquence). Ce premier filtre est suivi d'un second (Passe bande) qui permet de ne conserver que le signal utile (Fréquence de coupure définie par les condensateurs câblés sur les pattes 10 et 11). Le signal FI ainsi obtenu est appliqué à un limiteur (Commandé par les condensateurs placés aux pattes 12 et 15). Ce niveau résultant est envoyé d'une part dans le démodulateur qui va fournir un signal audio (Démodulation commandée par le condensateur câblé sur la patte 17) et

Synoptique du TDA7000

Le synoptique du TDA7000 se présente d'une manière classique pour un récepteur FM. Le signal d'antenne (Entrée RF) est appliqué sur un circuit accordé LC qui limite la gamme de réception à la bande désirée. Le signal résultant est appliqué entre les pattes 13 et 14. L'oscillateur local (VCO) est commandé par un circuit résonant de type LC dont la fréquence est



d'autre part dans le corrélateur qui va vérifier la qualité du signal reçu (Commandé par le condensateur câblé sur la patte 18). Le signal audio obtenu va d'une part attaquer un intégrateur (Commandé par le condensateur câblé sur

la patte 4) qui va venir corriger l'oscillateur local en fonction de l'amplitude obtenue (CAF) et d'autre part passer au travers du circuit de muting. Ce silencieux est piloté par le corrélateur (Grâce au condensateur câblé sur la patte 1) et par un générateur

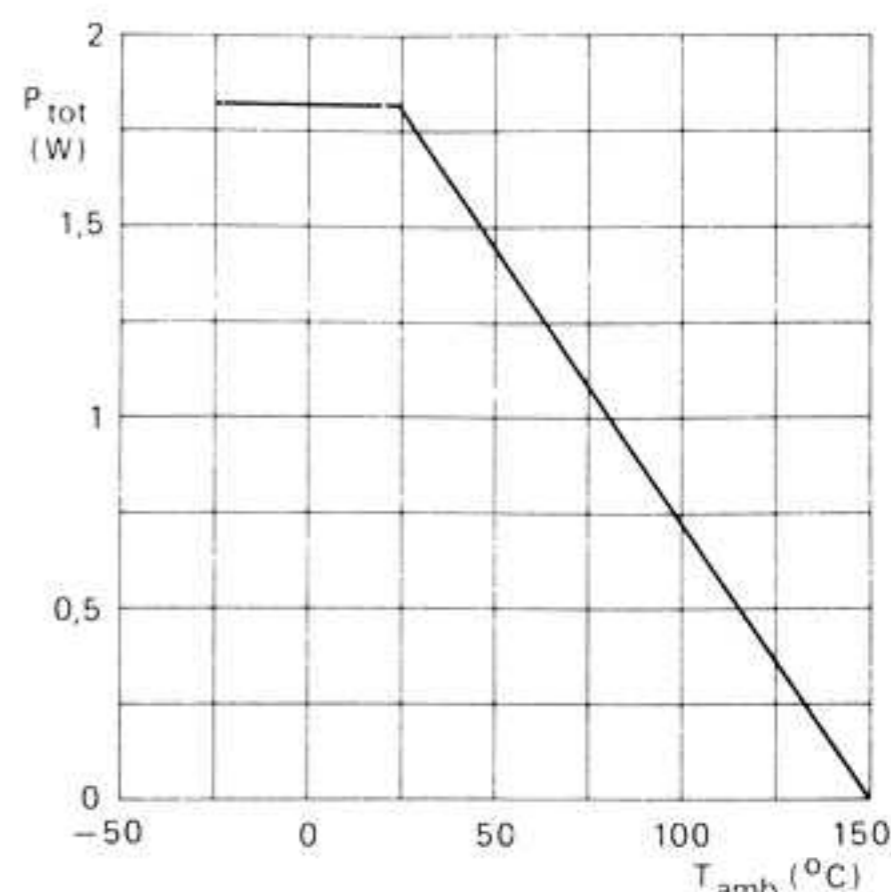
de bruit (Commandé par le condensateur câblé sur la patte 3). Enfin un étage suiveur délivre le signal BF attendu (Sortie AF). Le condensateur câblé sur la patte 2 sert à désaccentuer les aigus.

Limites absolues

| Caractéristique | symbole | valeur | unité |
|------------------------------------|---------|-----------------------|-------|
| Tension d'alimentation (Patte 5) | Vp | 12 | V |
| Tension de l'oscillateur (Patte 6) | V6-5 | Vp - 0,5 à Vp + 0,5 | V |
| Puissance dissipable | Ptot | Voir courbe ci-contre | |

Caractéristiques générales

| Caractéristique | Symbole | Valeur | Unité |
|--|---------|-----------|-------|
| Gamme de tension d'alimentation | Vp | 2,7 à 10 | V |
| Courant d'alimentation à Vp = 4,5V | Ip | 8 | mA |
| Gamme de fréquence RF en entrée | Frif | 1,5 à 110 | MHz |
| Sensibilité avec limite à -3dB (Sans muting) | EMF | 1,5 | µV |
| Signal d'entrée utilisable | EMF | 200 | mV |
| Tension de sortie avec RL = 22 kΩ | Vo | 75 | mV |



Courbe de puissance dissipable

Caractéristiques électriques statiques

Conditions : Vp = 4,5 V; Tamb = 25°C

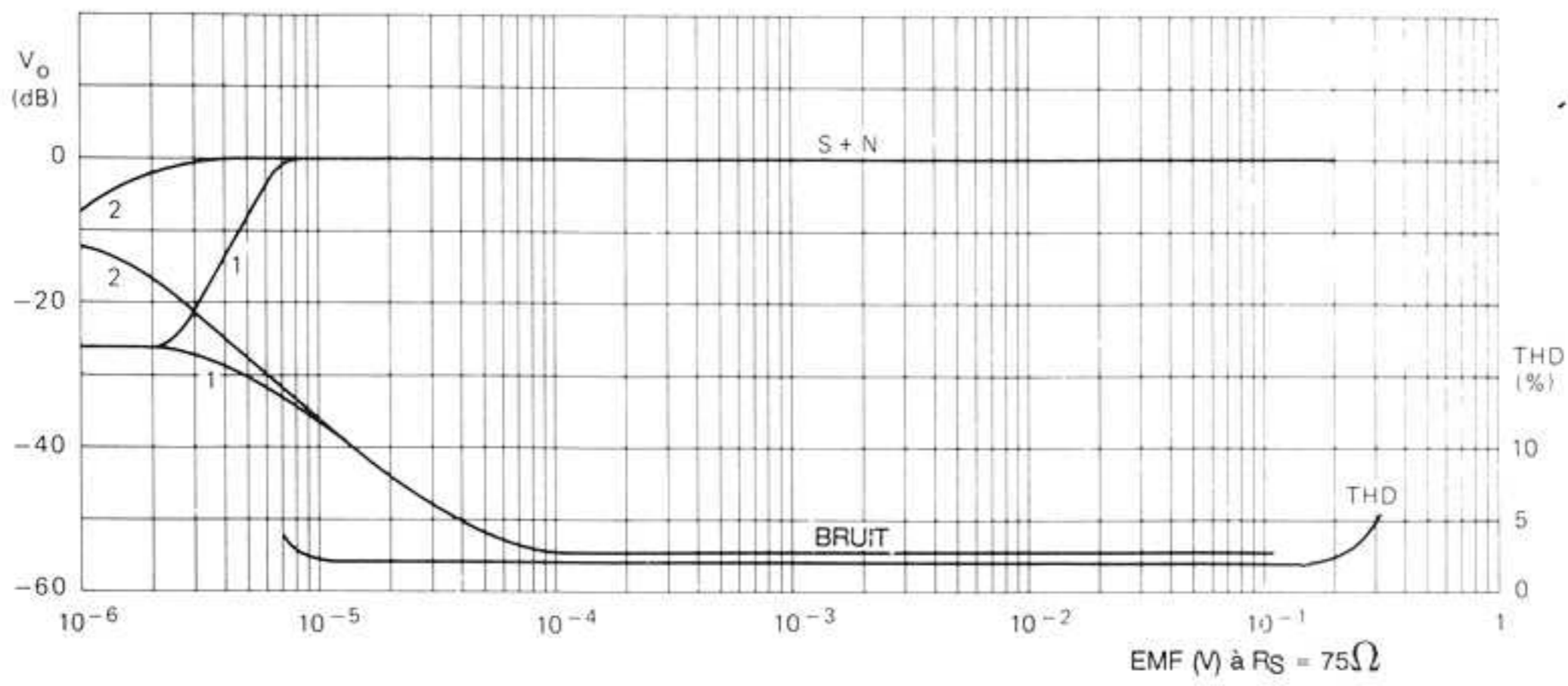
| Paramètre | Symbole | Min | Typ | Max | Unité |
|------------------------------------|---------|-----|------|-----|-------|
| Tension d'alimentation (Patte 5) | Vp | 2,7 | 4,5 | 10 | V |
| Courant d'alimentation à Vp = 4,5V | Ip | | 8 | | mA |
| Courant d'oscillateur (Patte 6) | I6 | | 280 | | µA |
| Tension sur la patte 14 | V14-16 | | 1,35 | | V |
| Courant de sortie sur la patte 2 | I2 | | 60 | | µA |
| Tension sur la patte 2; RL = 22 kΩ | V2-16 | | 1,3 | | V |

Caractéristiques électriques dynamiques

Conditions : Vp = 4,5 V; Tamb = 25°C; Frif = 96 MHz (Accordé sur un signal de 5 µV emf) modulé avec Δf = ±22,5 kHz; fm = 1 kHz; EMF = 0,2 mV (Tension emf sur une source d'impédance 75 Ω)

| Paramètre | symbole | Min | Typ | Max | Unité |
|---|-----------|-----|------|-----|-------|
| Sensibilité | | | | | |
| Limite à -3dB sans muting | EMF | | 1,5 | | µV |
| Limite à -3dB avec muting | EMF | | 6 | | µV |
| Pour un rapport signal/bruit de 26dB | EMF | | 5,5 | | µV |
| Signal d'entrée utilisable (THD < 10%; Δf = ±75 kHz) | EMF | | 200 | | mV |
| Rapport signal bruit | S/N | | 60 | | dB |
| Distorsion harmonique totale | | | | | |
| A Δf = ±22,5 kHz | THD | | 0,7 | | % |
| A Δf = ±75 kHz | THD | | 2,3 | | % |
| Réjection AM/FM | AMS | | 50 | | dB |
| Réjection sur l'alimentation (ΔVp = 100mV) | RR | | 10 | | dB |
| Tension d'oscillateur (Valeur efficace) patte 6 | V6-5(rms) | | 250 | | mV |
| Variation de la fréquence d'oscillateur avec la tension d'alimentation (ΔVp = 1 V) | Δfosc | | 60 | | kHz/V |
| Sélectivité | | | | | |
| S+300 | | | 45 | | dB |
| S-300 | | | 35 | | dB |
| Plage de CAF | Δfrf | | ±300 | | kHz |
| Bande passante audio à ΔVo = 3 dB mesuré avec une pré-accentuation (t=50µs) | B | | 10 | | kHz |
| Tension de sortie audio efficace (RL = 22kΩ) | Vo(rms) | | 75 | | mV |
| Résistance de charge | | | | | |
| A Vp = 4,5 V | RL | | | 22 | kΩ |
| A Vp = 9,0 V | RL | | | 47 | kΩ |





Tension de sortie AF (V_o) et distorsion harmonique totale (THD) en fonction de la tension d'entrée (EMF) avec une source d'impédance (R_s) de 75Ω : (1) système de muting actif; (2) système de muting dévalidé.

Conditions: 0 dB = 75 mV; $F_{rf} = 96$ MHz

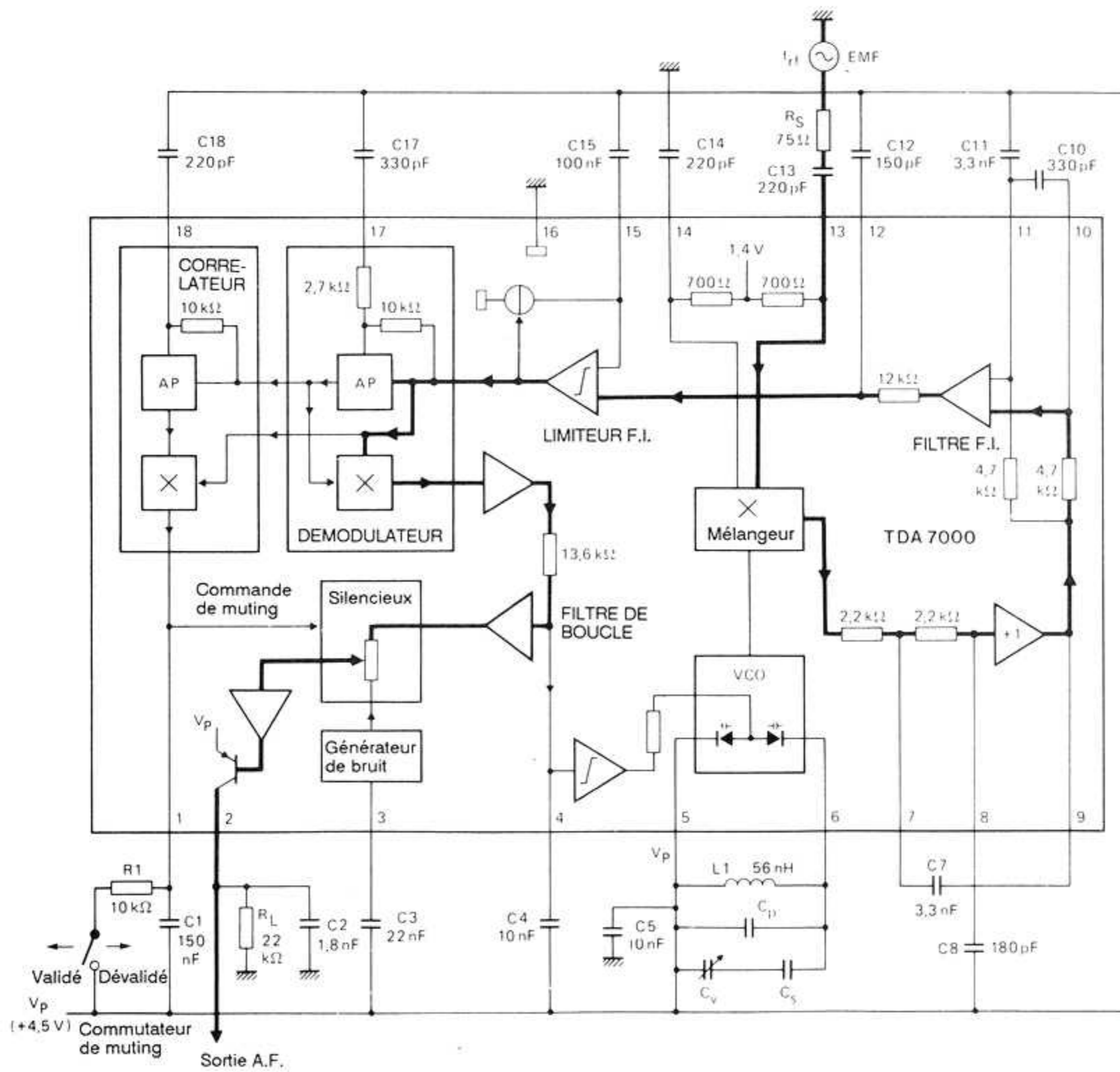
Pour la courbe S+N : $\Delta f = \pm 22,5$ kHz; $F_m = 1$ kHz

Pour la courbe THD : $\Delta f = \pm 75$ kHz; $F_m = 1$ kHz

Notes :

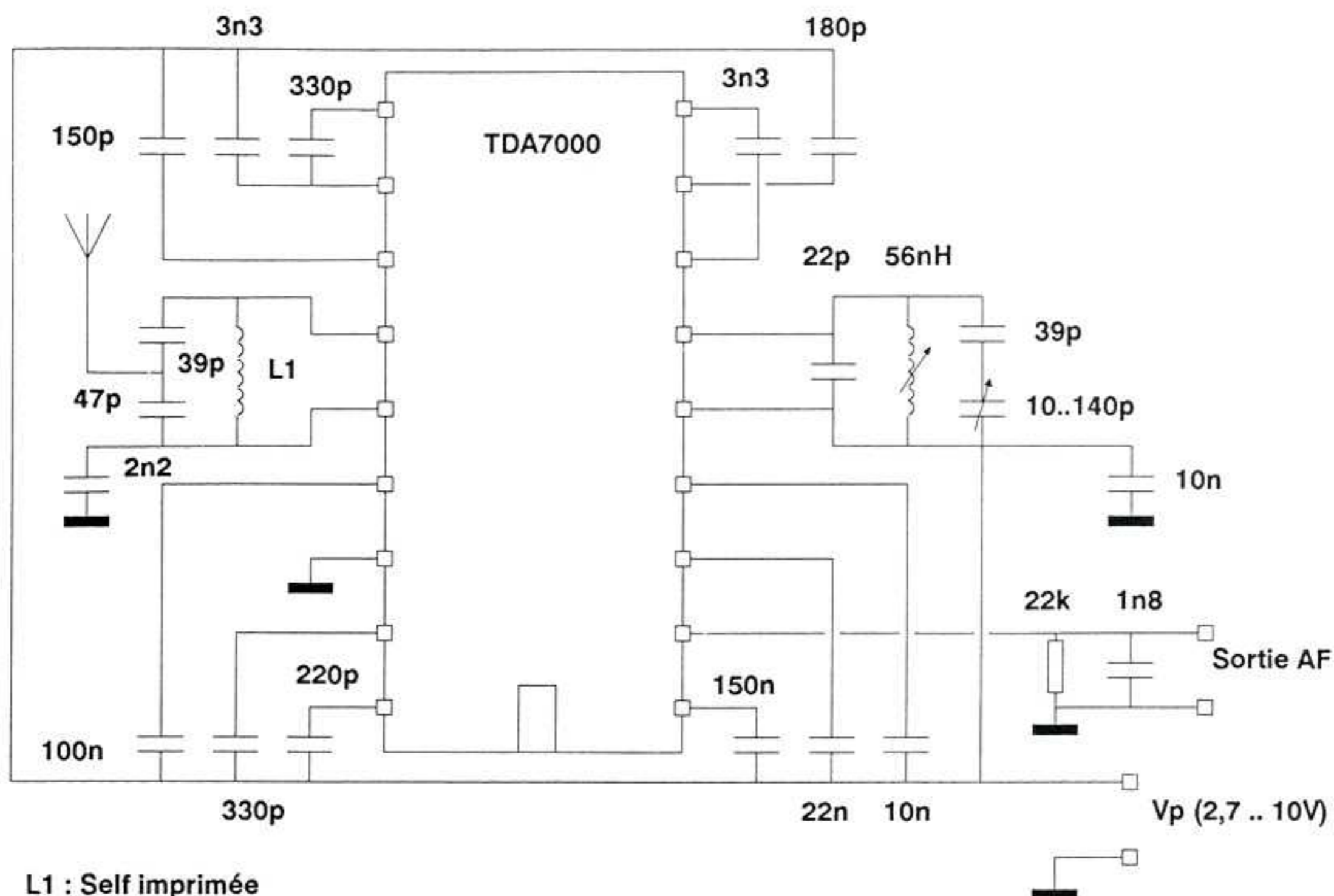
1 : Le système de muting peut être dévalidé en injectant un courant de l'ordre de $20 \mu A$ sur la patte 1.

2 : Le niveau de bruit d'inter-station peut être diminué en choisissant une valeur de capacité faible sur la patte 3. Un accord silencieux peut être atteint en omettant ce condensateur.

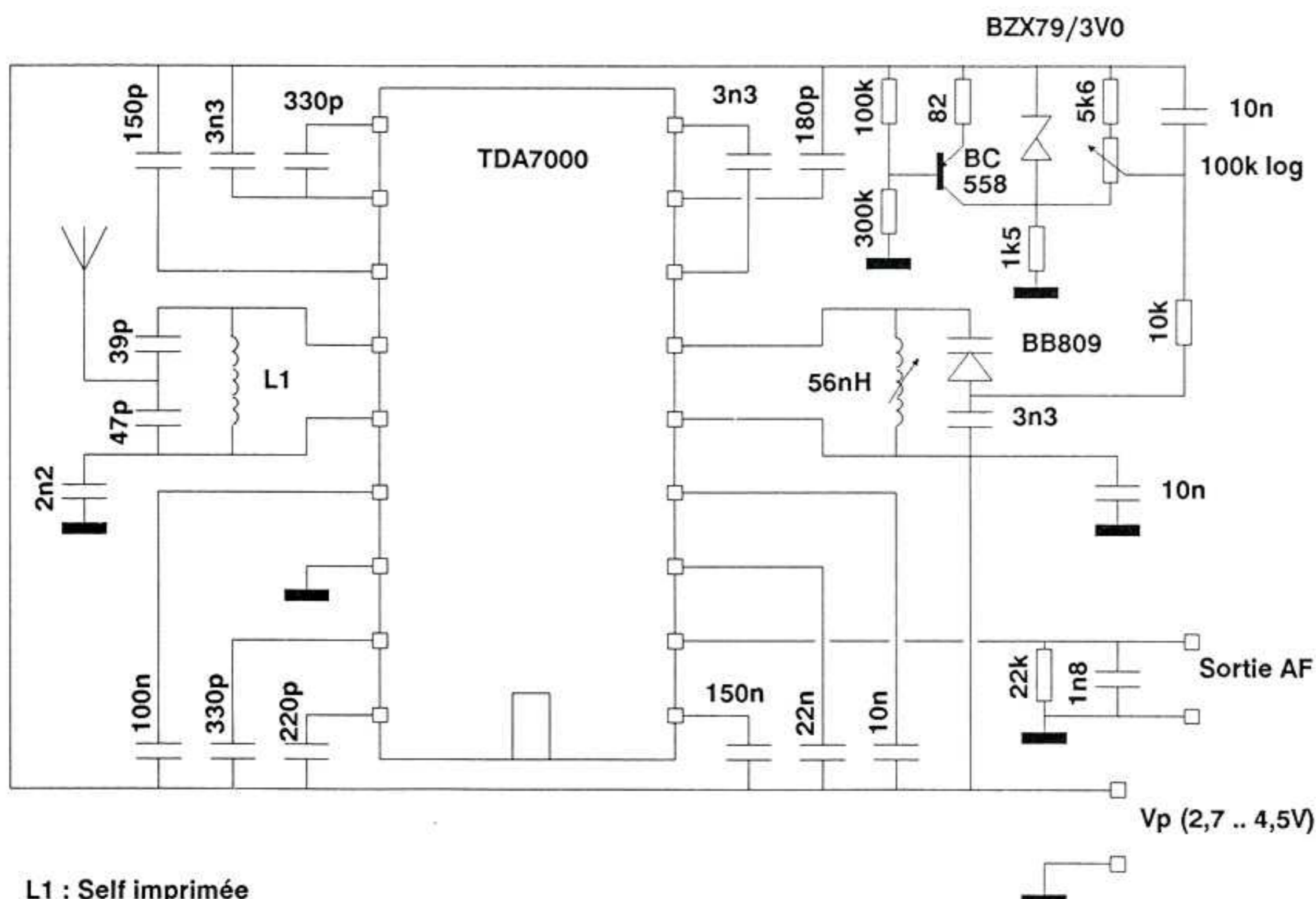


Circuit de test du TDA7000





Exemple de récepteur avec accord mécanique



Exemple de récepteur avec accord électronique

Conclusions

Voici deux exemples de récepteurs radio FM. Le premier à accord mécanique est ajusté sur une station grâce à un condensateur variable. Le second à accord électronique est ajusté sur la station au moyen d'un potentiomètre. Cette tension est appliquée sur une diode varicap pour venir modifier la fréquence de l'oscillateur local.

Avec une self L2 de 56 nH, ces récepteurs sont adaptés pour recevoir la bande des radio FM européennes et des Etats Unis (87,5 à 108 MHz). Pour ceux qui auraient l'idée de partir en voyage au pays du soleil levant, la bande des radios FM japonaises se situe dans la gamme 76 à 99 MHz. Dans ce cas la self L2 doit être portée à 78 nH.

Le circuit d'accord d'entrée peut être supprimé en enlevant la self imprimée L1 et les condensateurs de 39 et 47 pF. Dans ce cas, ces montages peuvent être utilisés

pour d'autres bandes de fréquences que celles des radios FM. Il faut alors naturellement modifier les valeurs de la self L2 et des condensateurs de l'oscillateur du circuit d'accord. Ces modifications doivent être faites en concordance avec les types de fréquences à recevoir.

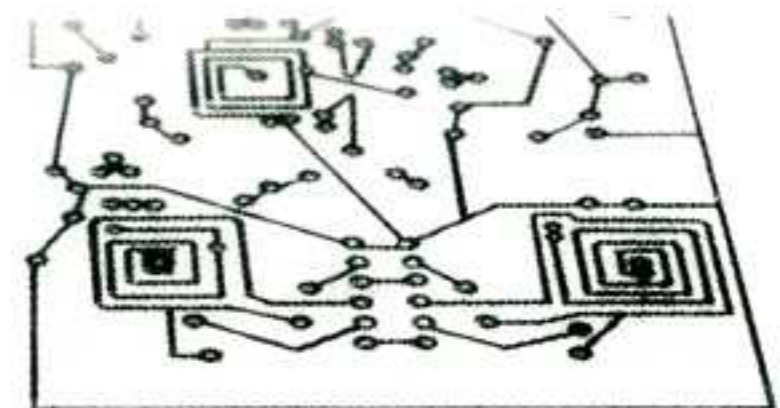
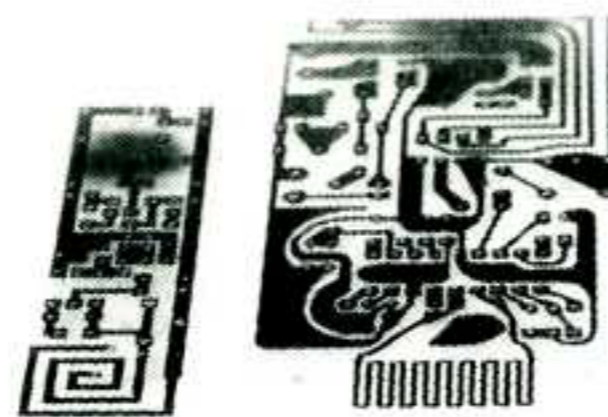
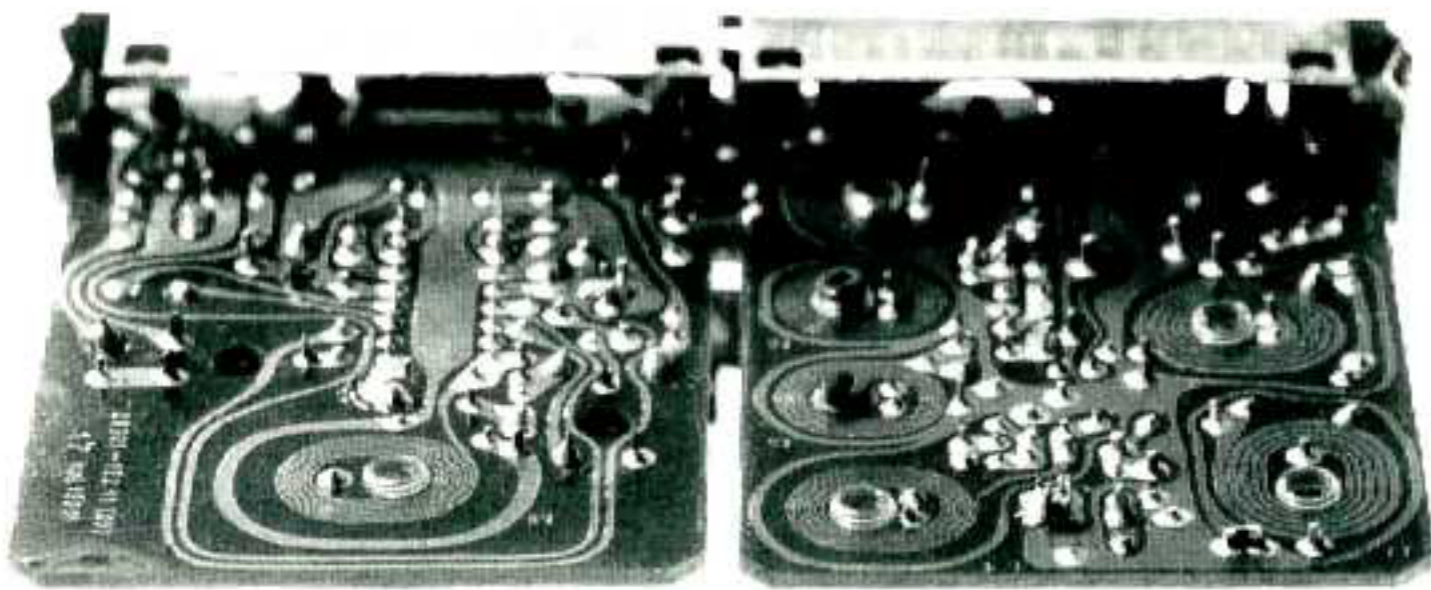
Grâce à ce genre de composant, la réception de fréquences FM se réduit à un jeu d'enfant. Alors pourquoi s'en priver!

E.DERET

Calcul des selfs imprimées

En électronique, il existe trois grandes catégories de composants passifs : les résistances, les condensateurs et les selfs. Si les deux premiers sont faciles à trouver, il n'en va pas de même des derniers qui entrent dans un très faible nombre de montages électroniques. L'avènement des filtres actifs a encore élargi le fossé qui existe, si bien qu'il faut trouver des palliatifs à ce manque de disponibilité.

Une méthode consiste à réaliser une inductance fictive à partir de montages à amplificateur opérationnel. Malheureusement ce type de réalisation ne permet pas de couvrir tous les cas, s'avère lourd à mettre en oeuvre et est limité en fréquence. Une autre méthode conduit à les faire soi-même. Avec de la patience, c'est réalisable, même si la précision n'est pas au rendez-vous (Déformation provoquée par l'élasticité du fil de cuivre dans le cas de selfs bobinées sur air). Pour un prototype, cela n'est pas gênant. Mais quand une petite série de 3 ou 4 montages doit être réalisée, cela devient vite rébarbatif. Surtout si les montages ne fonctionnent plus à cause de cet écart sur les selfs. Comment faire alors pour supprimer ce genre d'inconvénient? La solution à trouver est de n'avoir qu'une seule self à faire et de trouver une méthode qui fasse automatiquement la reproduction. Or cette méthode existe. C'est la gravure du circuit imprimé. Pourquoi ne pas en profiter?



Les selfs imprimées

Longtemps considéré comme réservé aux professionnels, l'utilisation des bobinages imprimés n'a fait son apparition dans le domaine grand public que depuis une dizaine d'années. Cette arrivée tardive est essentiellement due au principe d'obtention du dessin de la self. Cette réalisation faisait appel à un dispositif photographique pour la création du "master" qui servait à l'insolation de la plaque photosensible. Aujourd'hui, les plaques photosensibles sont monnaie courante. Le dessin peut directement être réalisé sur une feuille de papier et l'emploi de produits diaphanes permet d'obtenir l'équivalent d'un film transparent. Pour avoir plus de précision, un dessin à l'échelle 2 avec une réduction à la photocopieuse est toujours réalisable.

Les obstacles mécaniques étant surmontés, entrons dans le vif du sujet.

Rappel sur les propriétés magnétiques d'un fil électrique

Champ magnétique créé par un courant électrique

Le passage d'un courant dans un conducteur provoque au voisinage de celui-ci la naissance d'un champ magnétique dont l'intensité est proportionnelle à l'intensité du courant. Le sens du champ magnétique est donné par la règle d'Ampère. Un observateur couché sur le fil conducteur traversé par le courant des pieds à la tête en regardant le fil, donne le sens du vecteur magnétique en étendant son bras gauche.

La présence d'un champ magnétique est donc caractérisée par un phénomène appelé induction magnétique. Cette

induction, au travers d'une surface, est appelée flux d'induction magnétique.

Induction électromagnétique

Toute variation du flux d'induction magnétique à travers un circuit fermé donne naissance à un courant induit. Ce courant naît et cesse en même temps que la variation de flux et son sens dépend de celui de la variation. Le sens du courant induit est tel que le flux qu'il crée à travers le circuit fermé s'oppose à la variation du flux inducteur (Loi de LENZ).

Auto-induction

Par application de la loi de LENZ au conducteur lui-même, on aboutit à la règle suivante : si, dans un circuit, l'intensité du courant diminue, il prend naissance un courant induit de même sens. Si l'intensité du courant augmente, le courant induit est de sens contraire. Ce phénomène est appelé phénomène d'auto-induction.



Inductance

Le flux total à travers le circuit est proportionnel à l'intensité du courant I. Ce quotient constant dépend uniquement de la forme du circuit; c'est son inductance propre. Cette grandeur est toujours positive.

Calcul d'un bobinage

Si les lois de l'électromagnétisme (Equations de Maxwell), sont parfaitement définies, il n'en est pas de même pour le calcul des selfs. Les méthodes de calcul font appel à la résolution d'intégrales doubles (Traitement suivant une surface) sur lesquelles un certain nombre de simplifications ont été apportées (Diamètre du fil négligeable devant le diamètre de la bobine, spires plus que jointives, etc...). La résolution de telles intégrales se termine souvent par un développement asymptotique de fonctions elliptiques (Calcul approché voir empirique). Heureusement, les erreurs apportées sur de telles résolutions ne dépassent pas quelques % par rapport au résultat expérimental. Un tel écart reste donc dans les limites acceptables devant la précision des composants qui pourront être montés autour de la self.

Bobine sur air à une seule couche

Dans cet exemple, les spires sont supposées jointives et le diamètre du fil négligeable pour que la formule suivante puisse être considérée comme utilisable:

$$L = \mu_0 R (\ln(8R/e) - 1,75) N^2$$

Avec

R : Rayon moyen de la bobine

e : Rayon du fil

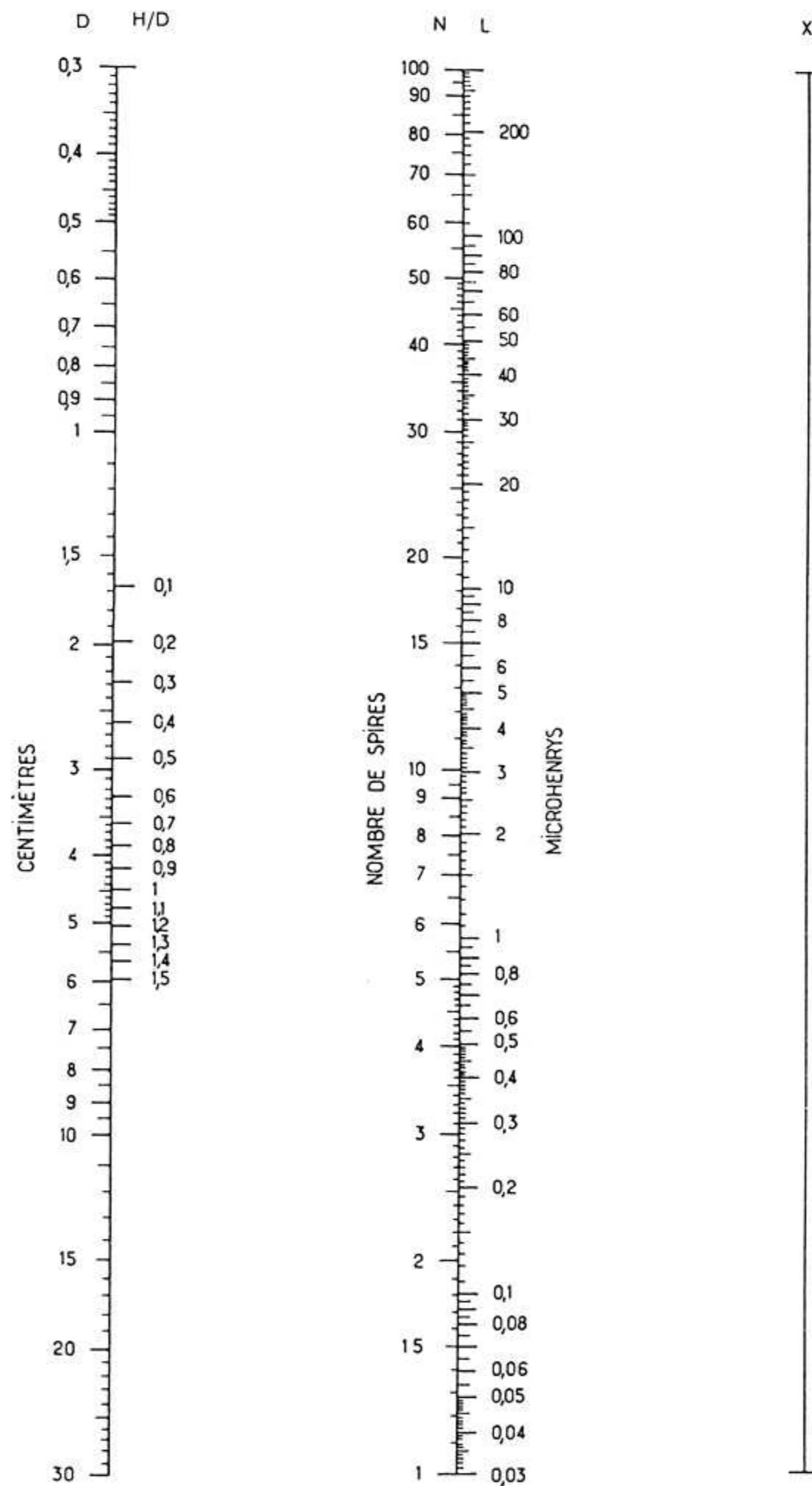
N : Nombre de spires

La formule ci-dessus n'est pas facilement utilisable car trop théorique. L'hypothèse d'avoir un fil dont le diamètre est négligeable devant le diamètre de la bobine, si elle est facilement vérifiée en électricité, ne l'est pratiquement jamais en électronique. Il faut donc s'orienter vers une autre forme de représentation pour pouvoir aboutir à un résultat exploitable.

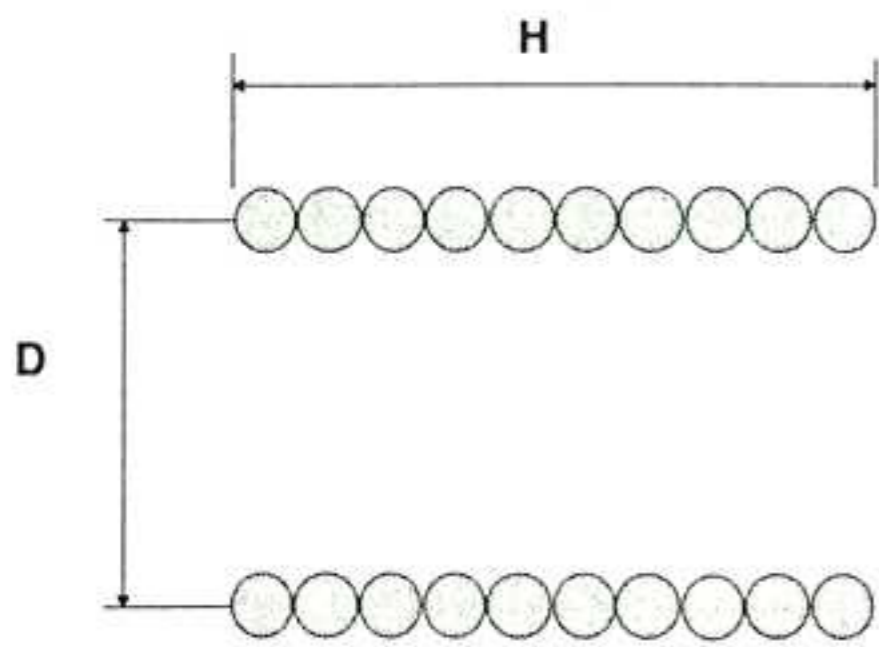
Les études qui ont pu être faites sur les bobines ont permis de mettre en évidence que la valeur de l'inductance était toujours proportionnelle au carré du nombre de spires (N^2) et au diamètre moyen de la bobine (D). La difficulté réside maintenant dans la détermination de ce coefficient de proportionnalité.

| D/H | k | D/H | k | D/H | k | D/H | k |
|------|------|------|-------|------|-------|------|-------|
| 0,25 | 2,26 | 1,05 | 7,20 | 1,90 | 10,37 | 2,70 | 12,35 |
| 0,30 | 2,65 | 1,10 | 7,42 | 1,95 | 10,49 | 2,75 | 12,45 |
| 0,35 | 3,03 | 1,15 | 7,64 | 2 | 10,63 | 2,80 | 12,55 |
| 0,40 | 3,4 | 1,20 | 7,88 | 2,05 | 10,78 | 2,85 | 12,66 |
| 0,45 | 3,76 | 1,25 | 8,06 | 2,10 | 10,92 | 2,90 | 12,75 |
| 0,50 | 4,1 | 1,30 | 8,27 | 2,15 | 11,05 | 2,95 | 12,85 |
| 0,55 | 4,43 | 1,35 | 8,49 | 2,20 | 11,18 | 3 | 12,95 |
| 0,60 | 4,74 | 1,40 | 8,65 | 2,25 | 11,3 | 3,10 | 13,11 |
| 0,65 | 5,05 | 1,45 | 8,85 | 2,30 | 11,42 | 3,20 | 13,3 |
| 0,70 | 5,35 | 1,50 | 9,05 | 2,35 | 11,56 | 3,30 | 13,45 |
| 0,75 | 5,65 | 1,55 | 9,23 | 2,40 | 11,67 | 3,40 | 13,62 |
| 0,80 | 5,92 | 1,60 | 9,40 | 2,45 | 11,80 | 3,50 | 13,78 |
| 0,85 | 6,18 | 1,65 | 9,57 | 2,50 | 11,90 | 3,60 | 13,93 |
| 0,90 | 6,46 | 1,70 | 9,72 | 2,55 | 12 | 3,70 | 14,09 |
| 0,95 | 6,71 | 1,75 | 9,92 | 2,60 | 12,11 | 3,80 | 14,25 |
| 1 | 6,95 | 1,80 | 10,05 | 2,65 | 12,23 | 3,90 | 14,38 |
| | | 1,85 | 10,20 | | | 4 | 14,5 |

Tableau donnant la constante k pour le calcul de self sur air à une seule couche



Abaque pour le calcul de self sur air à une seule couche



Cette formule est donc plus souvent représenté sous la forme

$$L = k D N^2$$

avec

- H : Longueur de la bobine en cm
- D : Diamètre moyen de la bobine en cm
- N : Nombre de spires
- k : Constante de la self fonction du rapport D/H
- L : Inductance de la bobine en nH

Cette formule est appelée formule de Nagaoka. Elle présente l'énorme avantage d'être universelle pour le calcul d'une self et cela indépendamment de sa géométrie. Le calcul de la self s'obtient alors soit en utilisant un tableau qui donne la valeur de la constante en fonction de la géométrie de la self, soit grâce à un abaque sur lequel sont reportées différentes valeurs de D, de N et de D/H. Les avantages de l'abaque sont de laisser une plus grande souplesse dans la recherche d'un paramètre et de donner directement la valeur du paramètre recherché.

L'utilisation d'un tel abaque est relativement simple. En partant d'un diamètre de bobine D et d'une longueur de bobine H, on effectue le rapport H/D. La valeur L de la self à obtenir est également connu. On trace une droite qui part du point de diamètre D et qui passe par le point de self L. Cette droite viendra couper l'axe de réflexion en un point que l'on appellera X. Il reste à tracer une droite qui va du point X au point de rapport H/D. Reste à lire la valeur du nombre de tours qu'il faudra donner à la self. Réciproquement en se fixant le nombre de tour, il y a moyen de déterminer le diamètre ou la longueur de la self à réaliser.

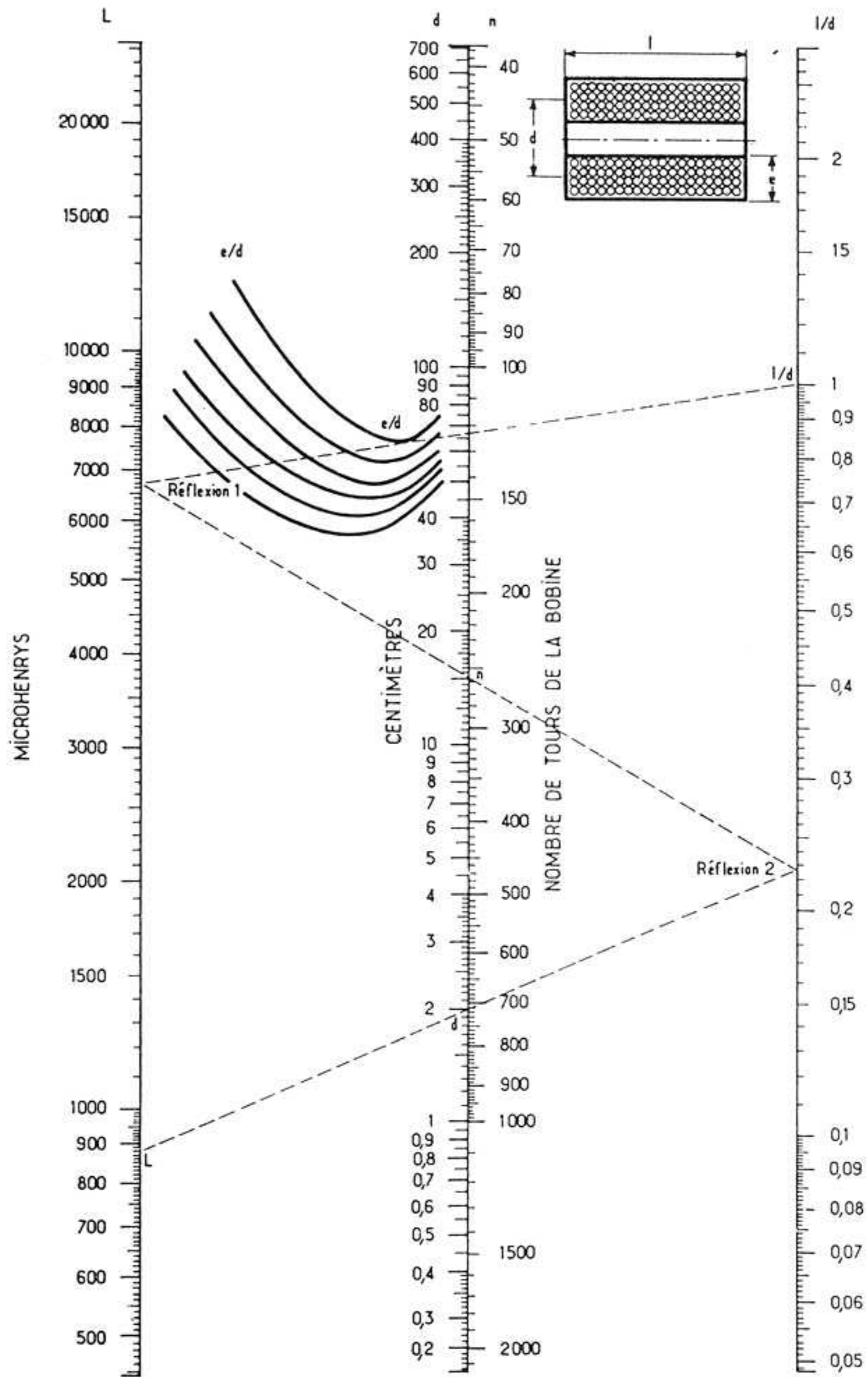
A titre d'information, la constante k peut être estimée par la relation

$$k = 100 / (4 + 11 H/D)$$

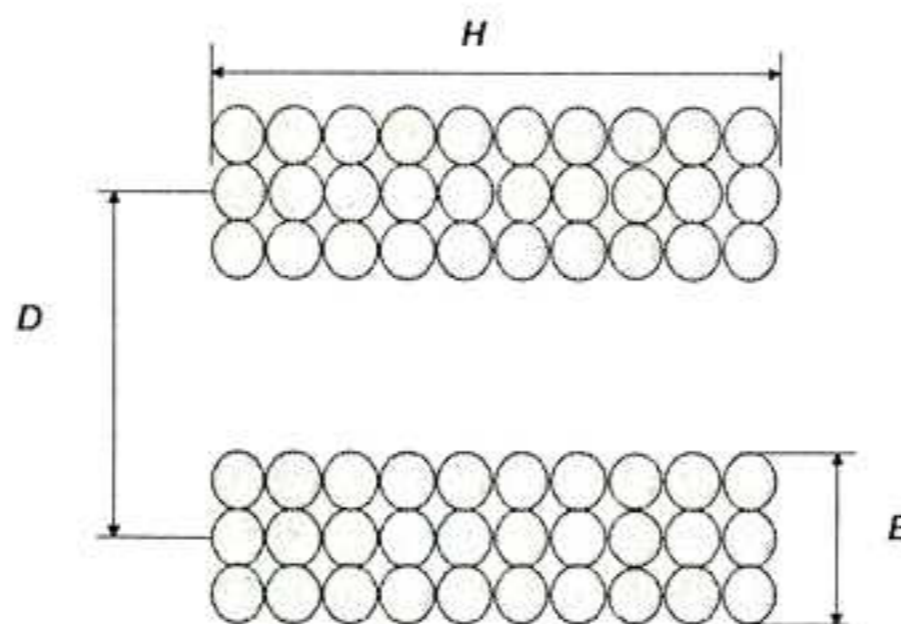
Cette relation reste malgré tout une représentation approchée de la réalité.

Self sur air à plusieurs couches

Là encore la formule de Nagaoka reste applicable.



Abaque pour le calcul de self sur air à plusieurs couches



$$L = k' D N^2$$

avec

- H : Longueur de la bobine en cm
- E : Epaisseur de la bobine en cm
- D : Diamètre moyen de la bobine en cm
- N : Nombre de spires
- k' : Constante de la self fonction du rapport H/D et E/D

Seule différence la constante k est réadaptée en fonction de l'épaisseur E de la bobine.

Cette constante k' peut être estimée par la relation

$$K' = 80 / (3 + 9 H/D + 10 E/D)$$

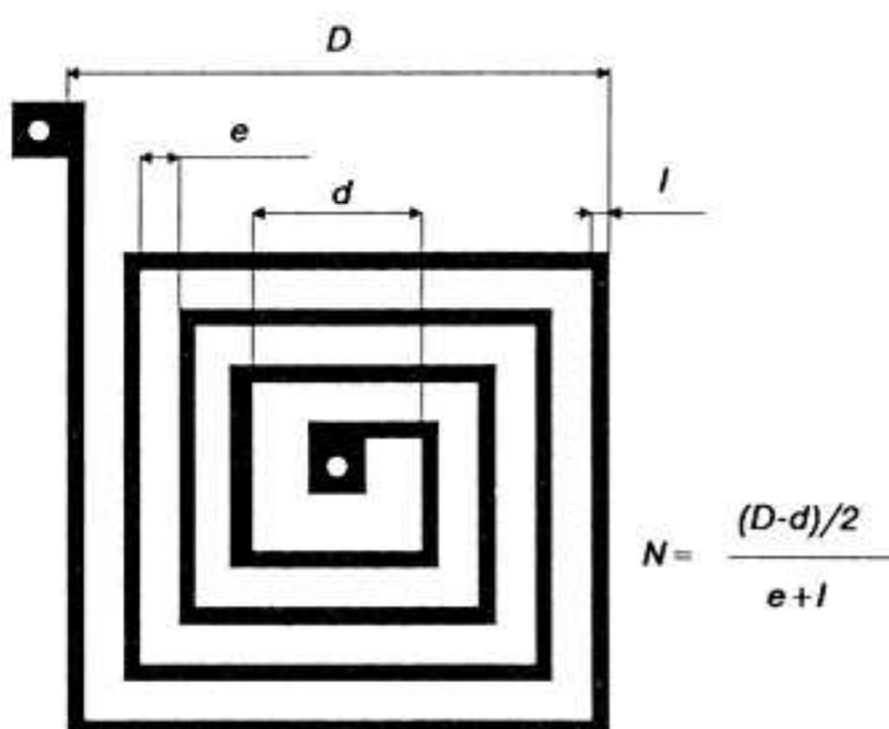
Pour le calcul, plusieurs tableaux sont donnés en fonction du rapport E/D. Comme pour la bobine à une seule couche, chaque tableau redonne la valeur de la constante k' en fonction du rapport H/D. Cette méthode devient très rapidement fastidieuse car elle nécessite un très grand nombre de tableaux pour pouvoir couvrir tous les cas. L'usage de l'abaque simplifie grandement la détermination des différents paramètres.



En partant du point de rapport H/D, on trace une droite qui tangente la courbe E/D correspondant à la géométrie de la bobine choisie. Sur l'axe L, on obtient un premier point de réflexion X. Par le point N du nombre de spires, on trace une droite qui part du point X. Sur l'axe H/D, on obtient un second point de réflexion Y. Par le point de diamètre D, on trace la droite qui part du point Y. L'intersection avec l'axe L donne la valeur de la self recherchée. Un autre paramètre peut ainsi être également recherché.

Self imprimée

Pour résoudre le calcul de ce genre d'inductance, il faut faire appel à la formule de Bryan. Cette formule est dérivée de celle de Nagaoka appliquée aux bobines sur air à plusieurs couches quand la hauteur de la bobine tend vers zéro. Cette hypothèse de calcul peut être assimilée comme proche de la réalité puisque la hauteur de la bobine est ramenée à l'épaisseur du cuivre du circuit imprimé (Généralement 35 μm). Comme la section du "fil" de la bobine ne présente plus de symétrie (Section rectangulaire) il ne faut donc pas s'attendre à une formule simple pour le calcul.



La formule de Bryan est la suivante:

$$L = (D+d) N^{5/3} \log(4(D+d)/(D-d)) / A$$

Avec

D : Diamètre extérieur de la bobine

d : Diamètre intérieur de la bobine

N : Nombre de spires de la bobine

e : Ecart entre deux pistes

l : Largeur de la piste

A : Constante propre à la géométrie de la self

Le nombre de spires de la self s'obtient simplement par la relation suivante

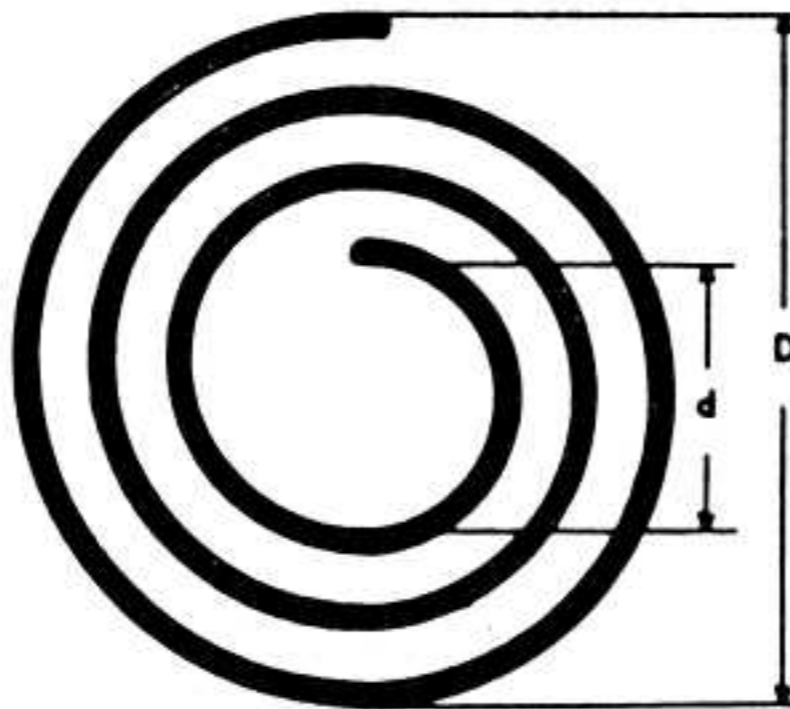
$$N = (D - d) / 2(e + l)$$

Le calcul de la self ne présente pas de difficulté particulière pour celui qui dispose d'une calculatrice scientifique.

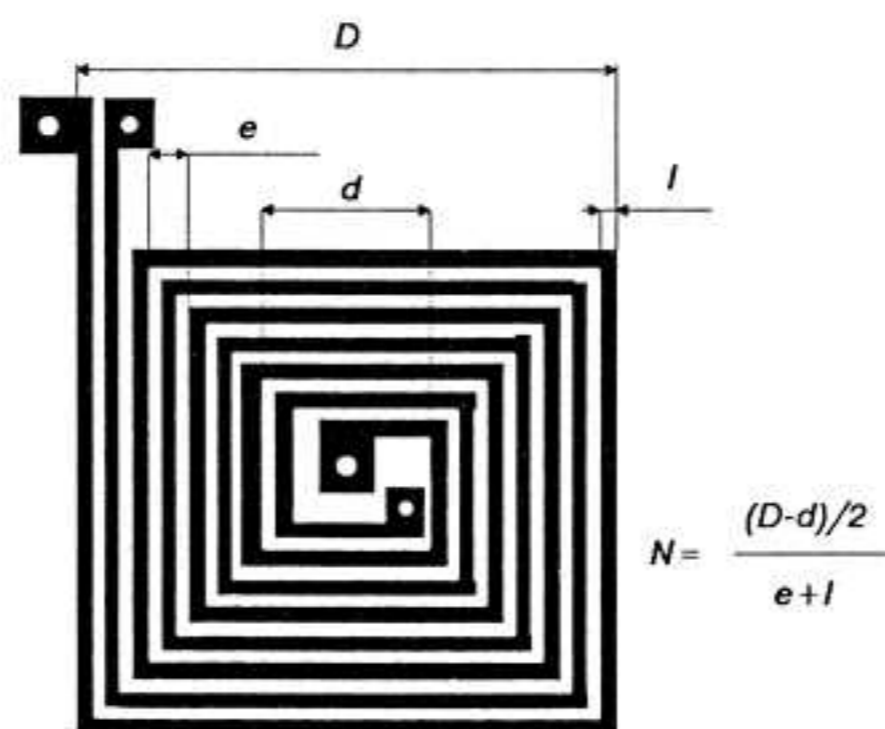
| N | N ^{5/3} | N | N ^{5/3} | N | N ^{5/3} |
|---|------------------|----|------------------|----|------------------|
| 2 | 3,55 | 9 | 39 | 16 | 102 |
| 3 | 6,24 | 10 | 46,3 | 18 | 122 |
| 4 | 10,1 | 11 | 52,1 | 20 | 147 |
| 5 | 14,6 | 12 | 63 | 25 | 213 |
| 6 | 19,8 | 13 | 72 | 30 | 290 |
| 7 | 25,6 | 14 | 81 | 35 | 375 |
| 8 | 32,0 | 15 | 91 | 40 | 466 |

Tableau donnant la puissance 5/3 du nombre de spires pour le calcul de self imprimée

La constante A pour une self à spires carrées sera prise égale à 71 ou 72 (Toujours ce caractère approximatif de la formule de Bryan issue elle-même d'une autre formule approximative).



Dans le cas d'une self à spires circulaires, la constante A pourra être prise égale à 80.



Si la réalisation d'une self imprimée est simple, il n'est pas plus compliqué de réaliser un transformateur imprimé. Le calcul de la self L1 et de la self L2 est identique à ce qui a été vu précédemment. Un couplage de l'ordre de 90% n'est pas rare (Calcul du coefficient mutuel) avec un coefficient de qualité de l'ordre de 100.

Quand utiliser une self imprimée?

La limitation dans la réalisation d'une self de ce type réside dans la conception du dessin. Il n'est pas envisageable de dessiner une self comportant 1000 spires

par exemple. En supposant que l'écartement avec la largeur de la piste fasse 1 mm, cela nous amènerait à un circuit qui aurait 2 mètres de coté. C'est donc la taille de la self (Donc son nombre de spires) qui réduit le domaine d'application. Une dizaine de micro-Henry représente déjà une self de taille importante et par conséquent une réalisation graphique des plus pénibles.

Cela nous amène donc à une plage de fréquence évoluant entre 10 MHz et 200 MHz. Le coefficient de qualité peut être estimé variant entre 50 et 120 suivant la densité (L'écartement) du circuit. Le coefficient de surtension d'une self est donné par la relation

$$Q = L \omega / r$$

Son coefficient de qualité est donc donné par le rapport L/r où L est la valeur de la self et r sa résistance.

Attention cependant avec l'utilisation de telles selfs. Si leur coté selfique est sans reproche, elles présentent une valeur de capacité répartie qui n'est pas négligeable. Il faut donc en tenir compte au moment du calcul de la capacité d'accord qui doit être associée au circuit résonant.

L'autre inconvénient de la self imprimée est d'être difficilement "débobinable". L'utilisation de points de prises intermédiaires peut s'avérer très utile lors de la mise au point de prototypes.

Conclusions

L'emploi des selfs imprimées s'avère d'un usage très intéressant dans tous les étages HF de récepteurs ou d'émetteurs radio, TV, etc. Leurs propriétés mécaniques (Pas de risque de déformation) et leur facilité de reproduction les rendent d'une utilisation très pratique. Reste le coté artistique et le plaisir des yeux. N'est ce pas une méthode originale d'égayer un circuit imprimé ?

E. DERET

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 | |
| 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 | |
| TDA2004, 2005 et 2009 | No 6 Page 42 | |
| TDA 2088 | No 5 Page 37 | |
| TDA 2320 | No 7 Page 37 | |
| TDA 5850 | No 1 Page 13 | |
| 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 |

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 | |

PERI-INFORMATIQUE

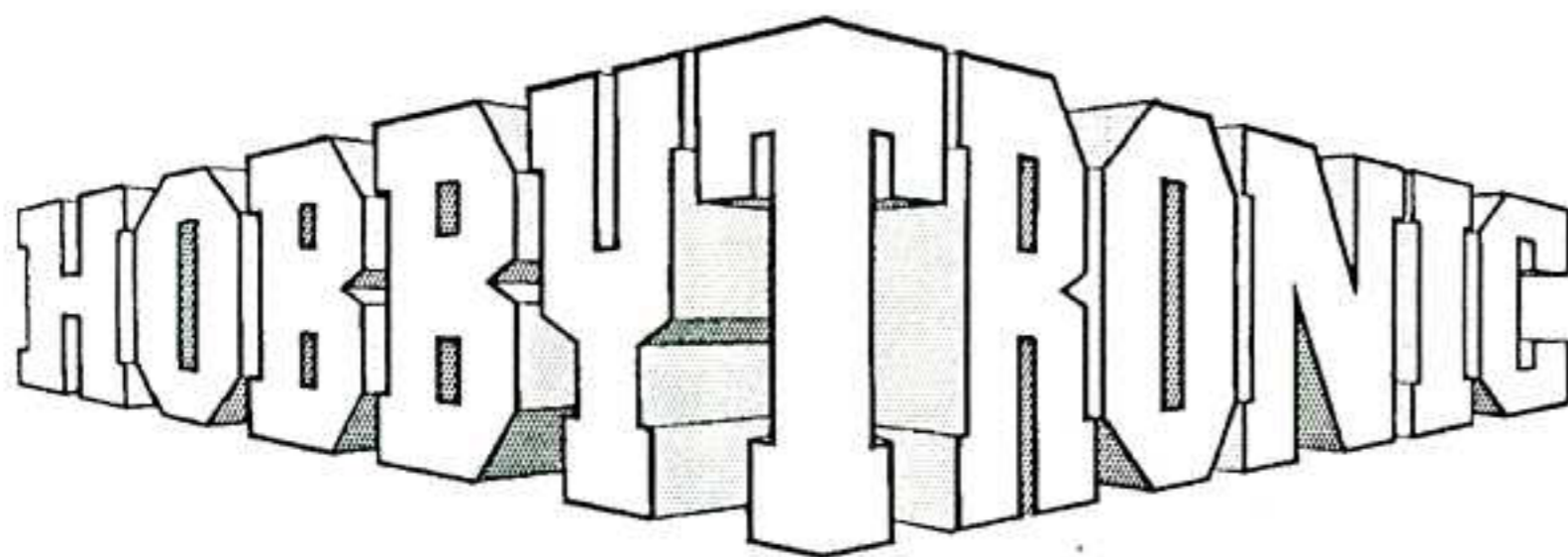
| | | |
|--|--------------|-----|
| PROGRAMMATEUR DE 68705 | No 2 Page 13 | 082 |
| INTERFACE 8 VOIES CENTRONICS 220 Volts | No 3 Page 8 | 071 |

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 |

VIDEO

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



BULLETIN D'ABONNEMENT

SEPTEMBRE 1991 - N°8

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 | | | |
| 3 | | | |
| 4 | | | |
| 5 | | | |
| 6 | | | |
| Total : | x 15,00F (Chèque ou carte) | | |

Hobbytronic SEPTEMBRE 1991
Dépot légal SEPTEMBRE 1991

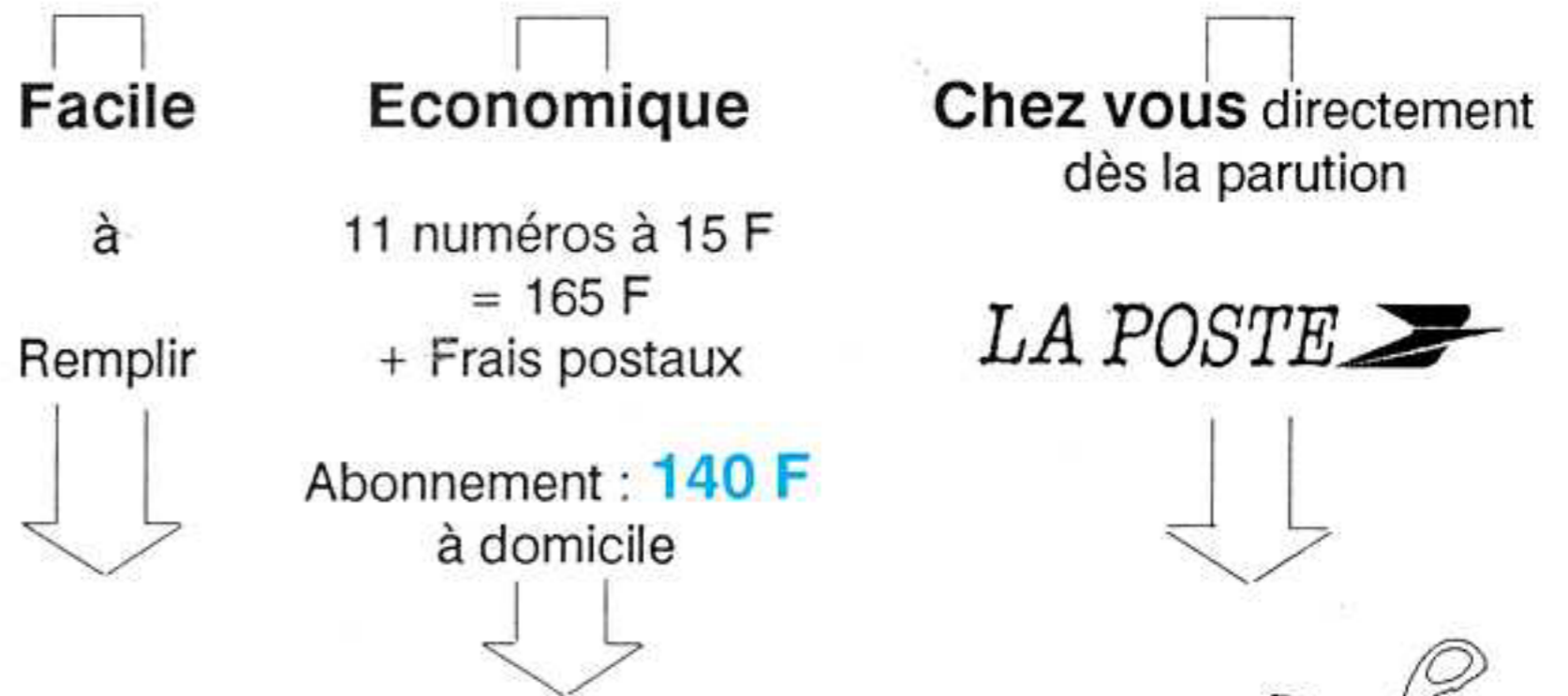
Imprimerie MAULDE et RENO
23, rue de Lunéville
02100 SAINT QUENTIN

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°8 - SEPTEMBRE 1991

A partir de quel numéro inclus, désirez-vous recevoir

votre abonnement : N°

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

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

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

Nom, prénom

Adresse

code postal

Ville

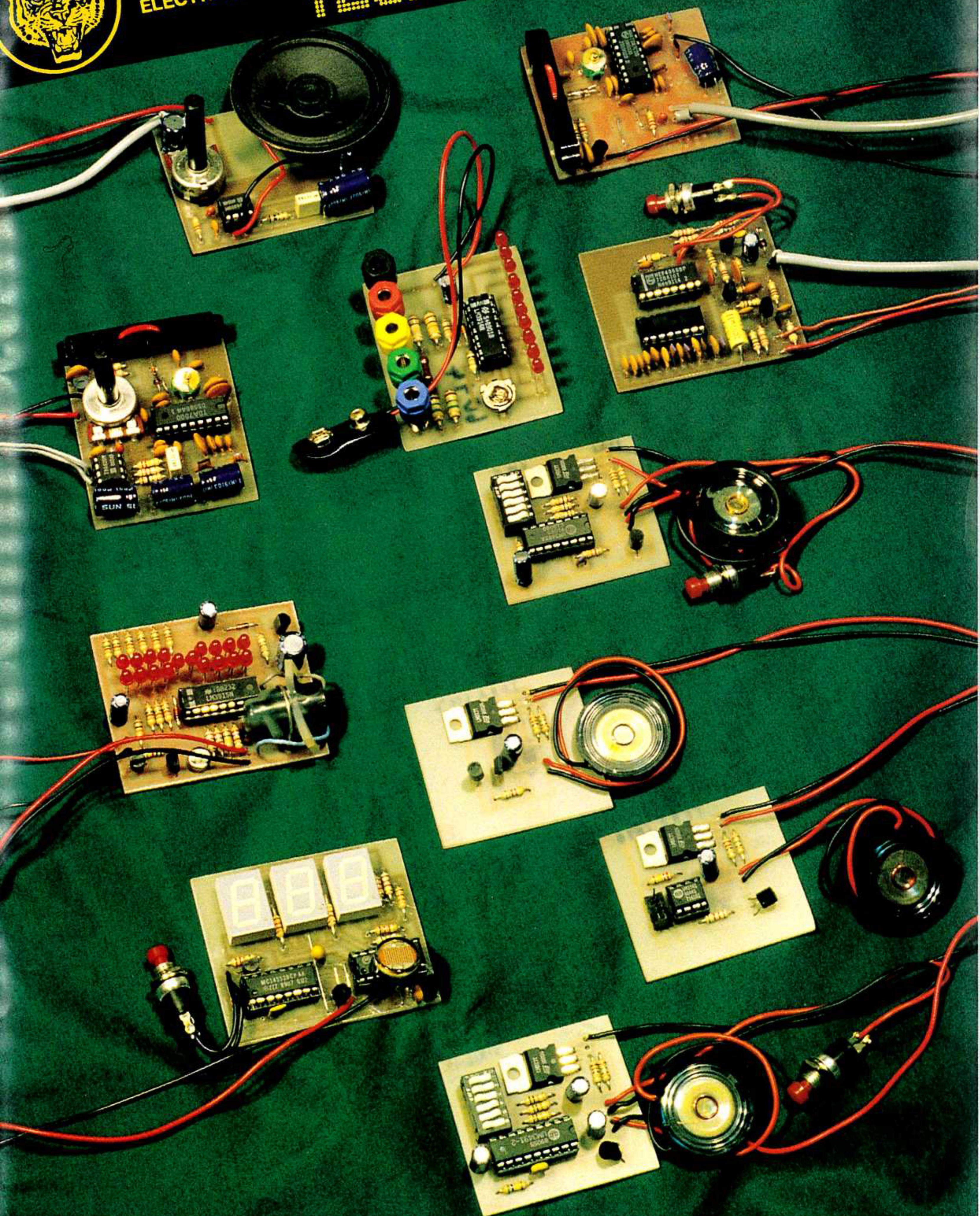
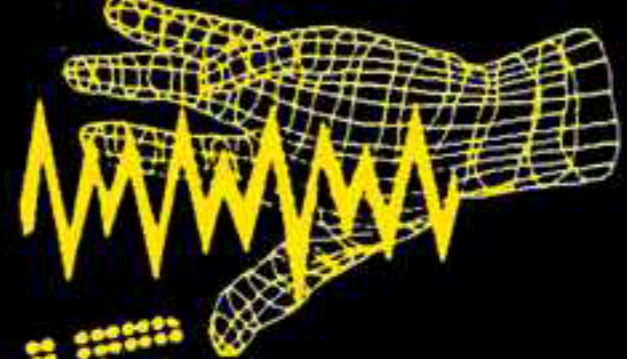


NOUVEAUTES



TORA
ELECTRONIQUE

IMITATION
TECHNOLOGIE



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 15 05 94

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

LILLE 59800
67 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 SERPENOISE
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 VAUJEAUCOURT
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 13 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 15 03

DISTRIBUE :



TORA
KIT ELECTRONIQUE