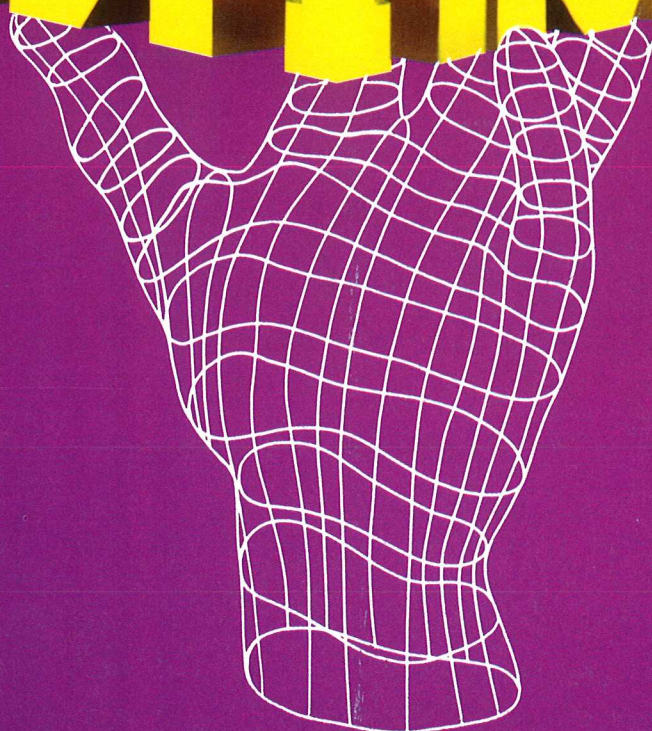


HOBBYTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL
D'APPLICATIONS
ELECTRONIQUES**

N°16 - MAI 1992 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE



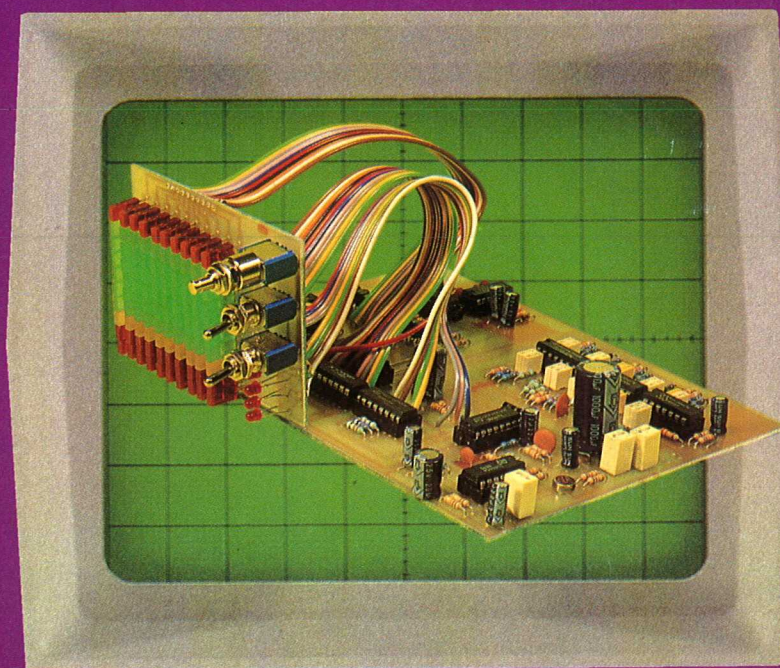
LUMIERE



VIDEO



EMISSION
RECEPTION



VOITURE-MOTO



MESURE

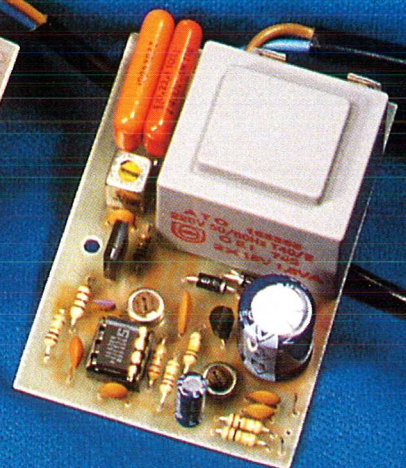
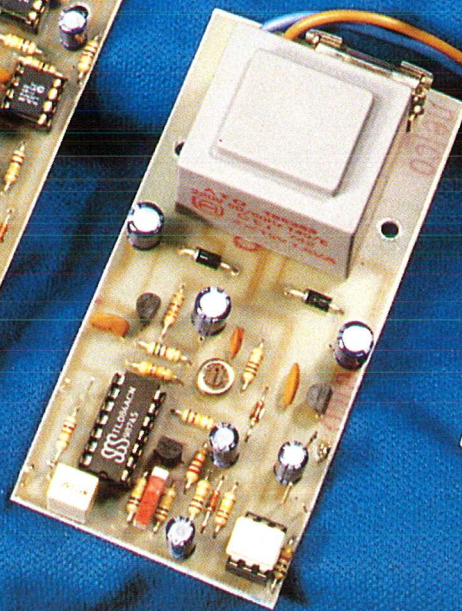
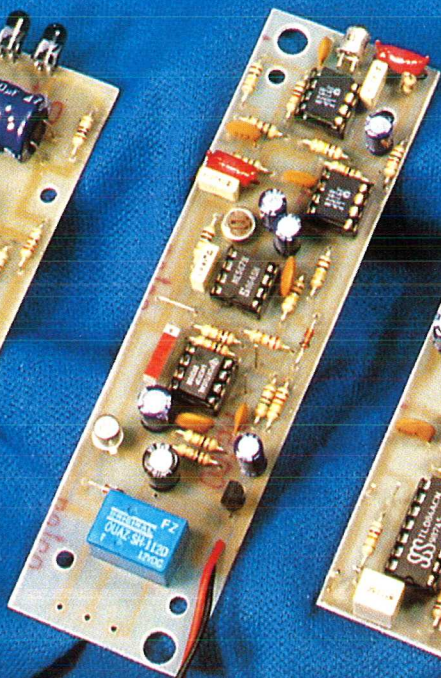
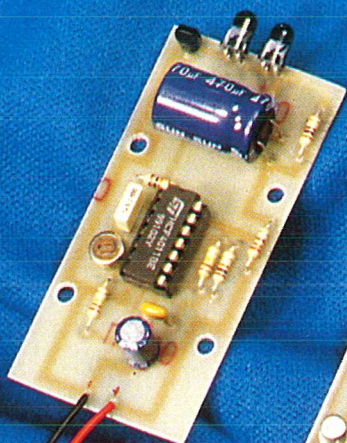
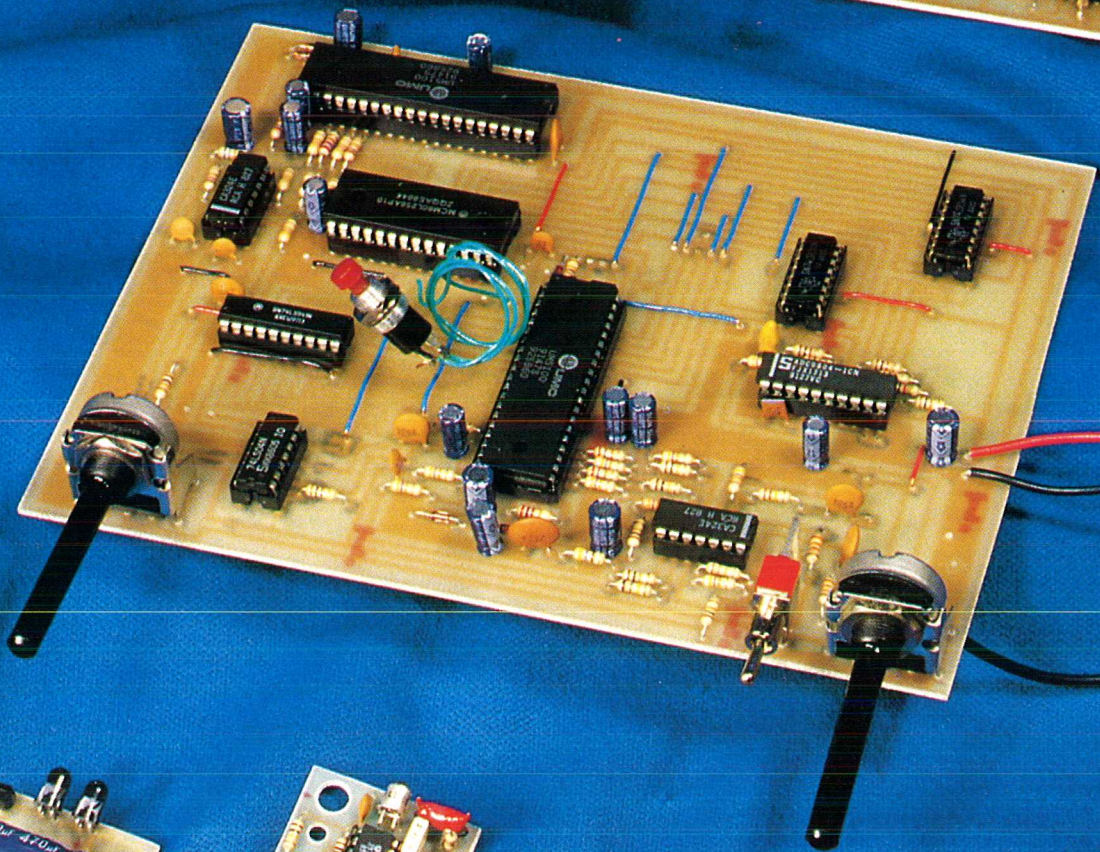
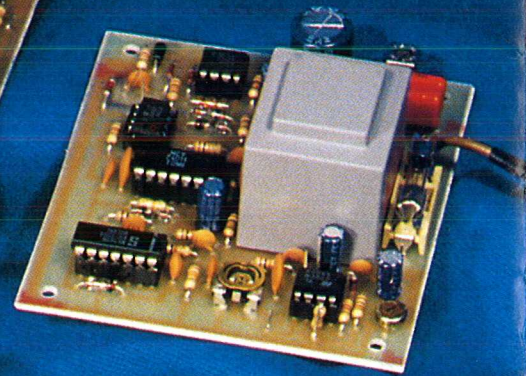
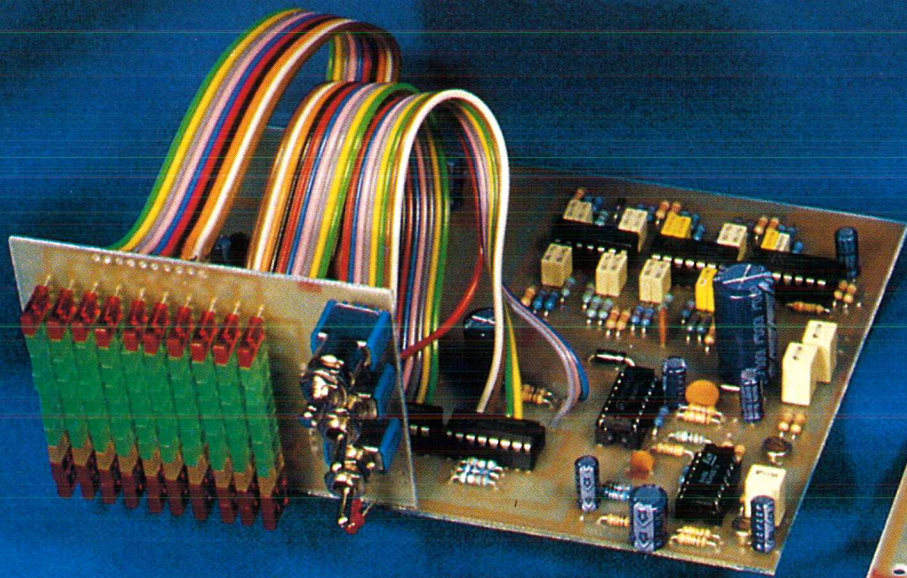


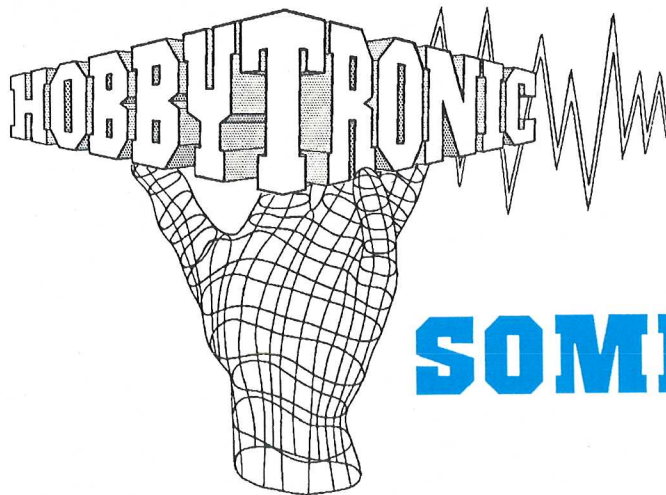
SONORISATION



M4443 - 16 - 15,00 F







SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

Un autre moyen de digitaliser le son :
L'UM5100 et la modulation Delta 2

Spécialiste de la reconnaissance d'une fréquence noyée
parmi d'autres :
Le NE 567 14

Les NE ou LM566: nom de code VCO
et 565: nom de code PLL : 25



NOS REALISATIONS PRATIQUES

Analyseur de spectre
Suite et fin: La réalisation 7

Isoler-vous du secteur sonore:
Isolateur audio à opto-coupleur 21

Quand les lignes EDF transportent autre chose que du 50 Hz:
Ensemble de transmission audio par le secteur 32



Attention: Un signal infrarouge peut en cacher un autre!
Une barrière infrarouge 37



Quand des UM5100 se mettent à se relire:
Une chambre d'écho-réverbération digitale 41



Sommaire permanent 47

Pour vous abonner, rendez-vous en page 48

L'UM5100 de chez UMC: spécialiste de l'enregistrement et de la restitution de la voix.

Rien n'est devenu plus banal qu'un appareil qui nous renseigne en parlant un français impeccable (surtout au téléphone, pensez aux nombres de répondeurs en service). De nos jours cela se généralise pour un grand nombre d'applications, aux bornes à essence, au guichet automatique des banques, l'horloge parlante, certains répondeurs téléphoniques...etc. Le point commun à ces nouveaux matériels est que la voix est enregistrée dans une mémoire et non sur une bande magnétique. Moins de maintenance, encombrement réduit et compatibilité avec les microprocesseurs, voilà les principaux atouts de ces machines à paroles. Mais voyons cette merveille et en particulier le circuit UM5100 qui, fabriqué en technologie standard (boîtier Dil 40 broches), permet de concevoir des applications à la portée de tout le monde (contrairement au boîtier CMS).

Caractéristiques

- Enregistrement et reproduction de la parole en utilisant de la RAM.
- Reproduction de la parole en utilisant de la mémoire ROM ou EPROM.
- Utilisation du système de modulation Delta à seuil de quantification variable.
- Possibilité d'adresser directement une mémoire de 256kbit.
- Alimentation unique de 3V à 6V.
- Basse consommation grâce à sa structure CMOS.
- Se contente d'un simple réseau RC comme oscillateur.
- Possibilité d'ajuster le taux d'échantillonnage de 10kbit/s à 28kbit/s.
- Très bonne qualité de reproduction de la parole.
- Utilisation dans les systèmes de sécurité, dans les télécommunications, etc...

Présentation

L'UM5100 est un circuit de technologie CMOS prévu pour fonctionner soit avec de la mémoire vive, pour des applications nécessitant l'enregistrement et la restitution d'un signal sonore, soit avec des mémoires mortes (ROM, EPROM, EEPROM) lors d'applications permettant de restituer seulement un message sonore.

Il est composé d'un oscillateur RC, d'un bus d'adresses, d'un bus de données, d'un convertisseur bidirectionnel parallèle/série, série/parallèle, d'un circuit de gestion et de contrôle et d'un convertisseur bidirectionnel analogique/Delta, Delta/analogique.

Le modulateur Delta utilise un procédé de comparaison de manière à adapter les instants d'échantillonnage à la variation de la pente du signal d'entrée par rapport à l'enregistrement précédent.

Il est prévu des sorties supplémentaires permettant de diminuer le taux de distorsion sur les signaux de basse fréquence.

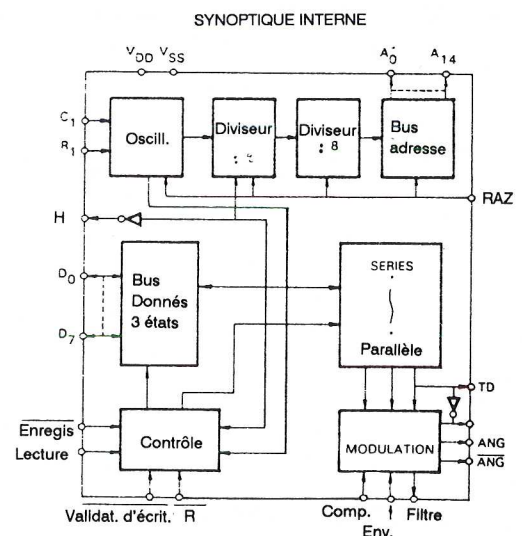
De même, un amplificateur interne se

charge d'augmenter l'amplitude des signaux de hautes fréquences permettant d'améliorer la bande passante.

L'oscillateur RC est suffisant pour des vitesses de transmission allant de 10kbit/s à 28kbit/s.

Quelques composants annexes (mémoire, microphone, amplificateur, etc...) doivent lui être ajoutés pour réaliser un circuit permettant d'enregistrer et de restituer la parole (ou d'autres sons).

Toutes ses entrées sont directement compatibles avec les circuits de technologie CMOS.



Les applications usuelles de ce type de circuit sont principalement:

l'enregistrement et la restitution de la parole, la téléphonie numérique et la création d'effets spéciaux.

Conditions maximales d'utilisation.

Tension d'alimentation VDD-VSS	0 à 7V
Tension sur les entrées	VSS à VDD
Température d'utilisation	-10°C à 60°C
Température de stockage	-20°C à 80°C

Caractéristiques électriques.

TA=25°C, VDD=5V, Fosc=40kHz, sauf spécification contraire)

Symbole	Paramètre	Min.	Typ.	Max.	Unité
VDD	Tension d'alimentation	3	5	6	V
IDD	Courant de repos		1,0		µA
I _d	Courant de sortie sur H	16			mA
I _s	Courant entrant sur H	16			mA
V _{IH}	Tension d'entrée état haut	3,5		5	V
V _{IL}	Tension d'entrée état bas	0		1,5	V
I _S	Courant de sortie *	3	4		mA
T _{raz}	Impulsion de remise à zéro	1			µs
T _e	Impulsion de validation d'écriture	200ns		10µs	

* Sauf pour A0 et D6.

Brochage

VDD

Alimentation du boîtier de 3V à 6v.

VSS

Masse du boîtier.

A0 à A14

Bus d'adresse.

D0 à D7

Bus de données.

ENREGISTRE

Entrée active à l'état bas, valide le boîtier en position enregistrement.

VALIDATION D'ECRITURE

Sortie active dans le mode enregistrement. C'est elle qui valide la mémoire en écriture en passant à l'état bas tous les huit cycles d'horloge.

R

Sortie active dans le mode lecture, elle passe à l'état bas pour valider la sortie des données de la mémoire externe.

LECTURE

Entrée active à l'état bas permettant de placer le boîtier dans le mode lecture.

RAZ

Entrée active à l'état haut permettant d'initialiser l'ensemble du boîtier.

ANG et $\overline{\text{ANG}}$

Sorties du signal analogique en opposition de phase.

FILTRE

Sortie permettant de raccorder l'intégrateur externe.

ENVELOPPE

Entrée permettant de récupérer le signal en provenance de l'intégrateur externe.

TD et $\overline{\text{TD}}$

Sorties auxiliaires permettant d'améliorer les signaux de basses fréquences.

COMPARATEUR

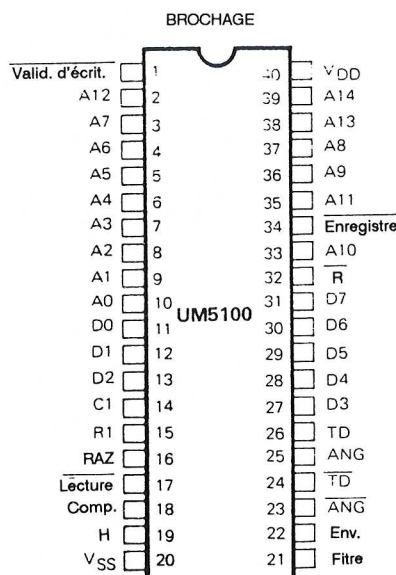
Entrée raccordée à la sortie du comparateur externe, permettant de connaître le sens de variation du signal d'entrée par rapport au signal précédent.

C,R

Pattes servant à relier l'oscillateur RC externe au boîtier. Par exemple Fosc = 40 kHz pour R = 7,2 kΩ et C = 4,7 nF.

H

Sortie permettant de générer une tension négative.



Applications

Après avoir décrit en détail le circuit, nous allons maintenant découvrir les applications standards de ce circuit.

Synoptique

Il vous est présenté ci-contre. L'UM5100 est entouré d'une part par un boîtier mémoire et d'autre part par un ensemble de circuits analogiques permettant d'amplifier le signal d'entrée, d'effectuer la comparaison nécessaire au bon fonctionnement de la modulation Delta et de filtrer et d'amplifier le signal de sortie.

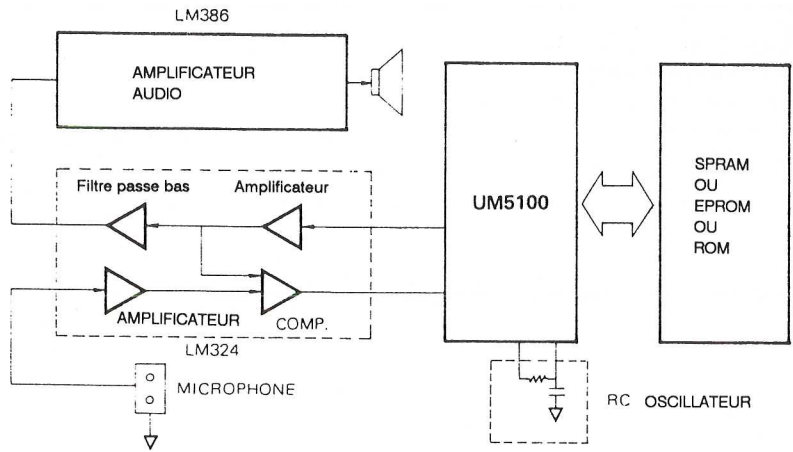
Schéma

Le schéma type se trouve sur cette page.

Il permet d'enregistrer une dizaine de secondes de son de qualité téléphonique. Si on règle la fréquence d'horloge au maximum (ajustable de 50k sur la patte 15), on obtient deux secondes d'enregistrement de très bonne qualité. Au contraire, la diminution de cette fréquence permet d'obtenir un temps d'enregistrement plus long au détriment de la voix qui ressemble de plus en plus à une voix de robot.

Voyons ce schéma un peu plus en détail. Un microphone de type electret se charge de la prise de son, ce signal est ensuite amplifié fortement par l'amplificateur opérationnel (12, 13, 14) avant d'attaquer le comparateur (1, 2, 3) qui, comme nous l'avons déjà signalé, se charge de comparer le signal d'entrée au signal de sortie reconstitué.

Pour que cette comparaison puisse avoir lieu, il faut donc, en mode enregistrement, reconstituer le signal analogique présent en opposition de phase sur les sorties (23, 24, 25, 26) mais ce signal va apparaître en sortie risquant de provoquer du "larsen", c'est pour cette raison que le signal \bar{R} est branché, à travers une résistance de 47k, sur l'entrée de l'amplificateur de sortie



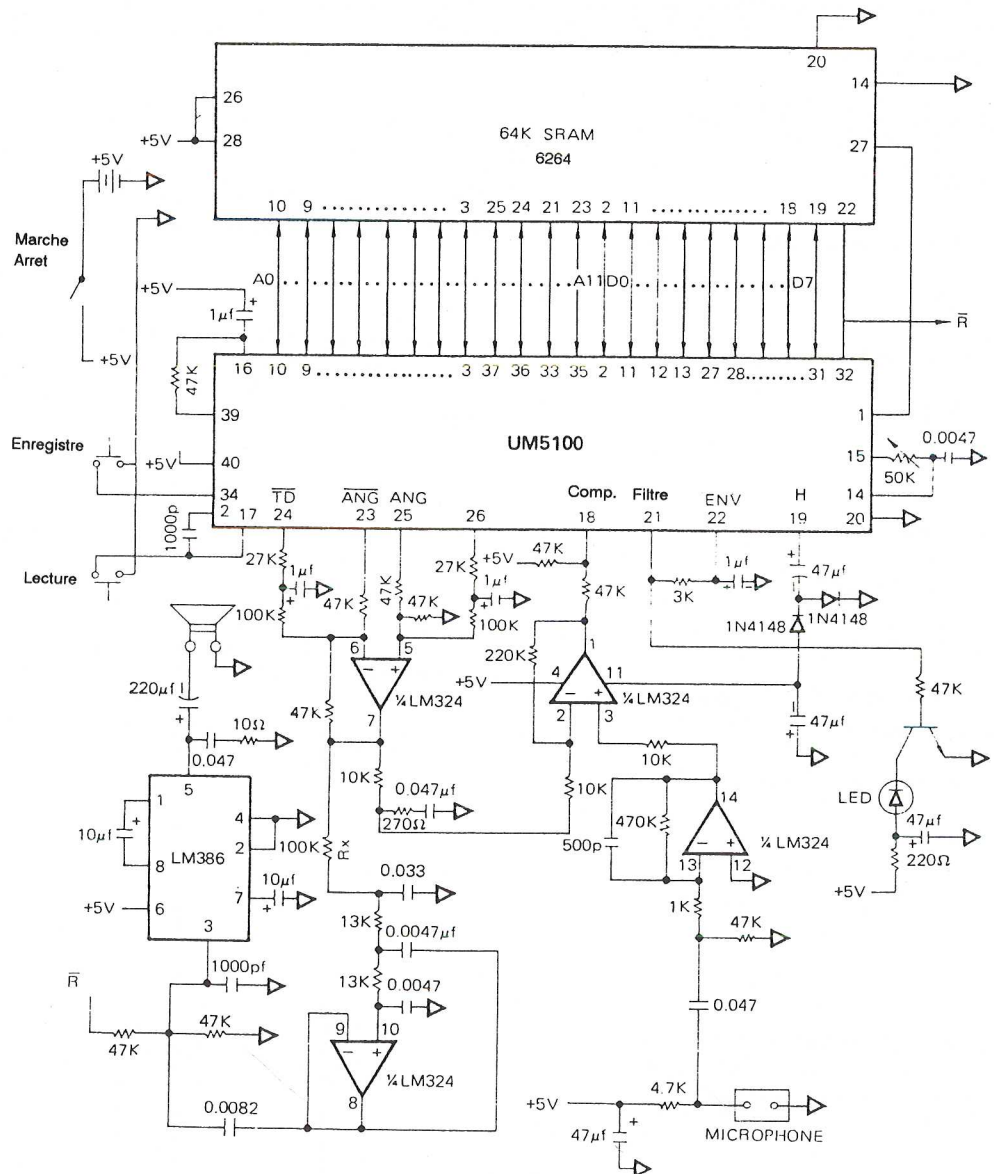
(LM386), bloquant de cette manière la sortie.

Lors de la lecture ou de l'enregistrement la LED branchée sur la patte 21 de L'UM5100 clignote au rythme de la parole permettant ainsi de juger du niveau de modulation atteint.

En mode lecture, le signal reconstitué présent à la sortie de l'amplificateur

opérationnel (5, 6, 7) est acheminé à l'entrée de l'amplificateur de puissance (LM386) à travers un filtre actif permettant de réduire le bruit d'échantillonnage. On pourra modifier la bande passante de ce filtre en modifiant la valeur de la résistance Rx.

Les deux condensateurs et les deux diodes câblés sur la sortie 19 permettent de créer une tension continue négative qui



sert à alimenter le LM324 à l'aide d'une tension symétrique.

Autres applications

Le schéma d'une autre application est donné ci-contre. Il se différencie du premier par le fait que c'est la voix qui déclenche le cycle d'enregistrement. La tension en sortie de l'amplificateur d'entrée vient saturer un transistor lequel valide le cycle d'enregistrement.

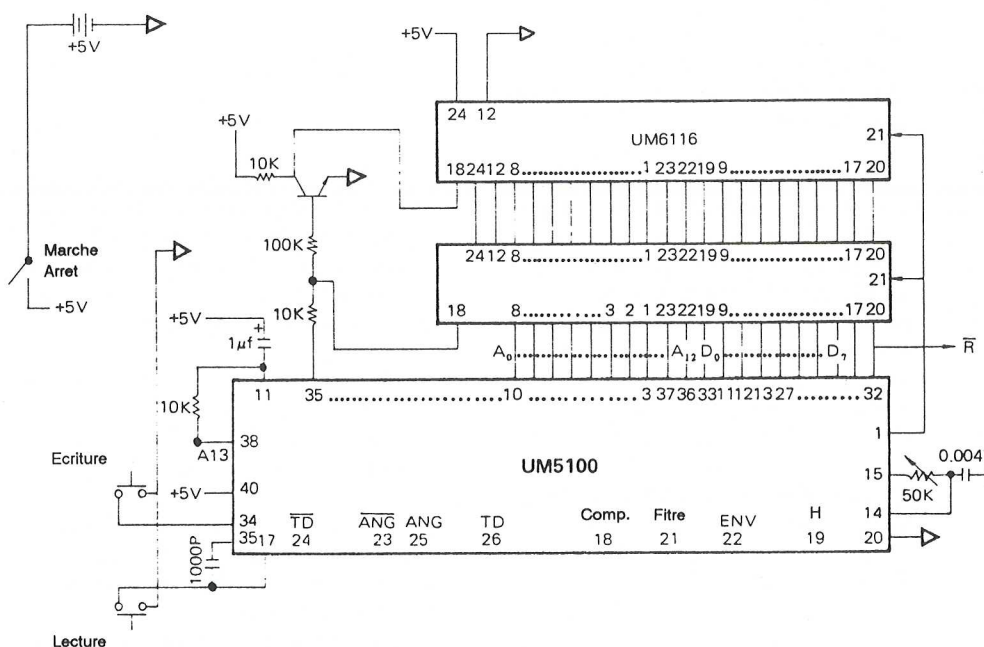
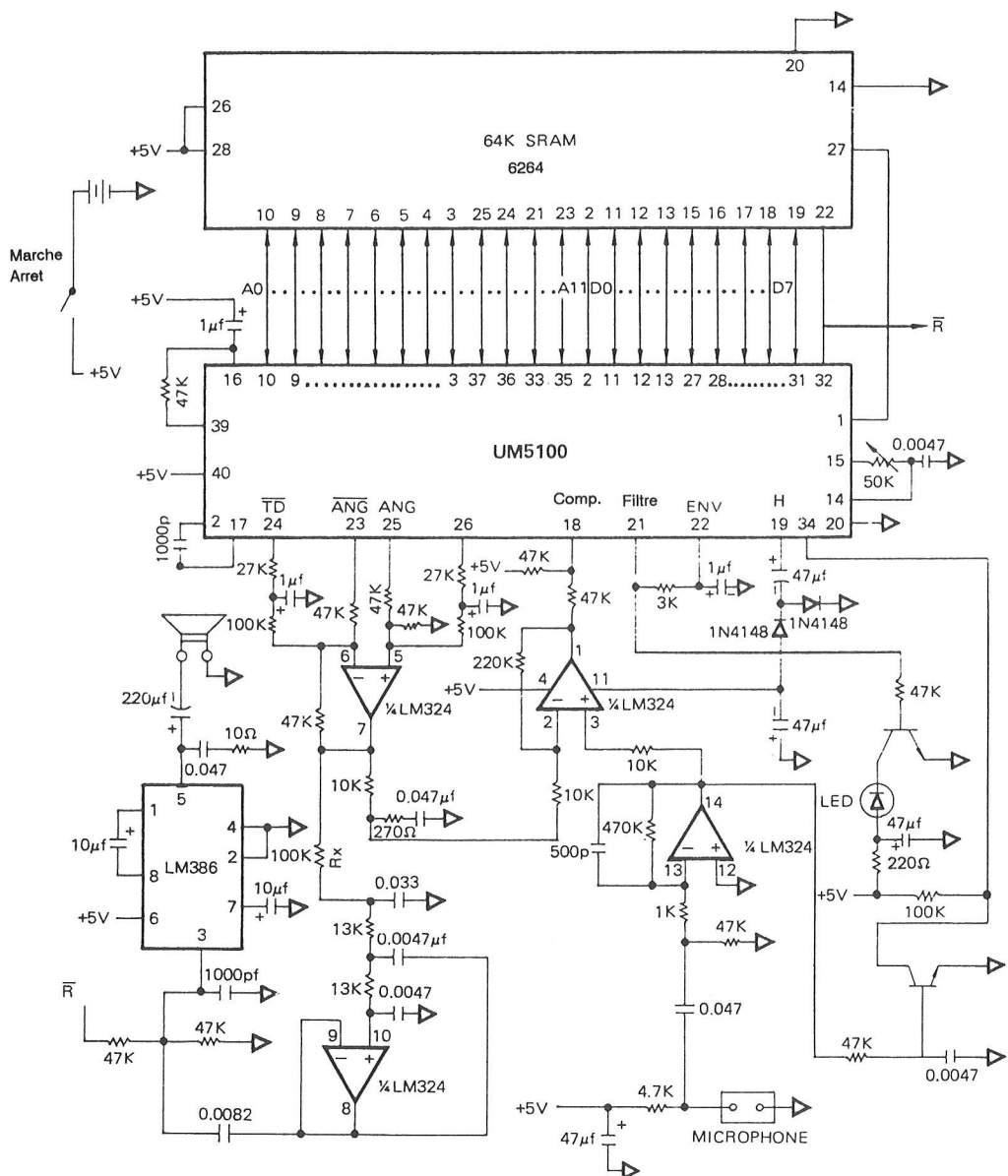
Après le cycle d'enregistrement intervient un cycle de lecture, pour cette raison il faut éloigner le haut parleur du micro si on ne veut pas obtenir un redéclenchement intempestif du montage à chaque fin de lecture.

Le dernier montage indique de quelle manière il faut procéder pour câbler deux mémoires de même capacité. On pourra s'en inspirer pour câbler deux mémoires de 64kbit, de 128kbit, ou même de 256kbit. Seule la patte d'adresse raccordée au transistor sera différente, ce sera la patte 2 pour des 64kbit et la patte 39 pour des 256kbit.

Utilisation

L'utilisation du premier montage est simple, une action sur le bouton poussoir "enregistre" suffit à déclencher le cycle d'enregistrement, il faut alors parler dans le micro, la LED clignote indiquant que la procédure se déroule normalement. A la fin du cycle d'enregistrement le boîtier se positionne en lecture automatiquement, rôle du condensateur câblé entre la patte 2 et la patte 17, lit ce qui vient d'être enregistré une fois, puis s'arrête. Maintenant une action sur le bouton poussoir de lecture déclenche une nouvelle restitution de l'enregistrement. Pour supprimer cette possibilité de déclenchement à la fin de la période d'enregistrement, il suffit de supprimer le condensateur qui se trouve entre la patte 17 et la patte d'adresse de poids le plus élevé de la mémoire.

Bonne expérimentation.



Annexe: principe de la modulation Delta.

Un signal analogique peut se résumer en une suite infinie de valeurs. Ce sont, par exemple, les valeurs de la tension lues à tous moments sur le cadran d'un voltmètre. A cette suite colossale de chiffres correspond une suite équivalente de chiffres binaires. Aucun ordinateur ne peut ingurgiter toutes ces données et les transmettre sur une ligne.

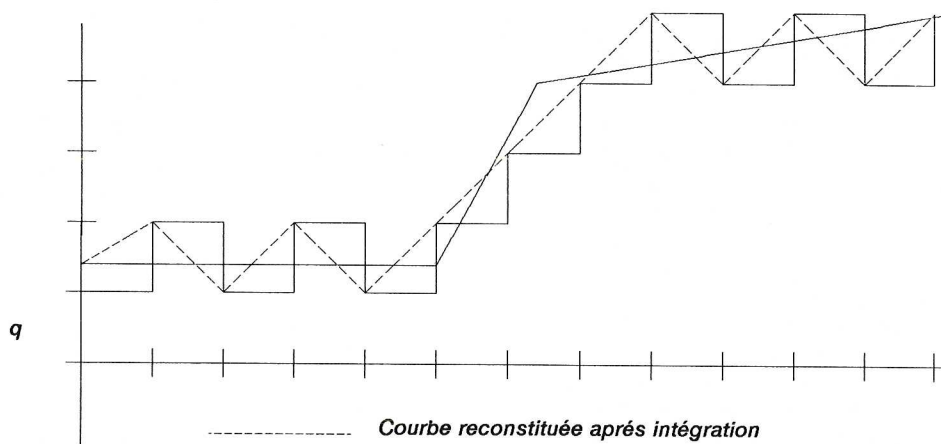
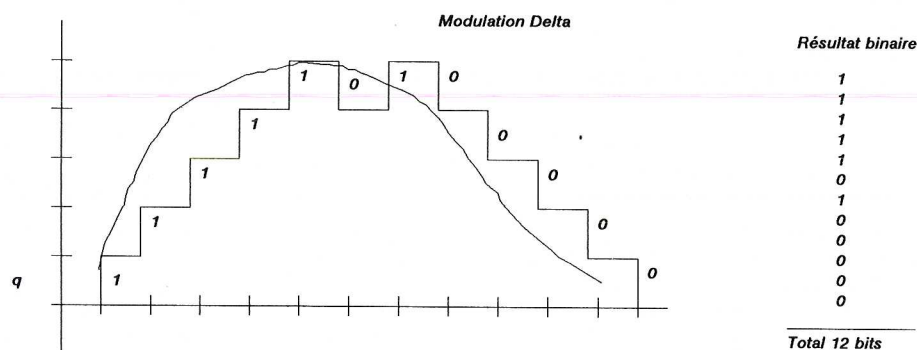
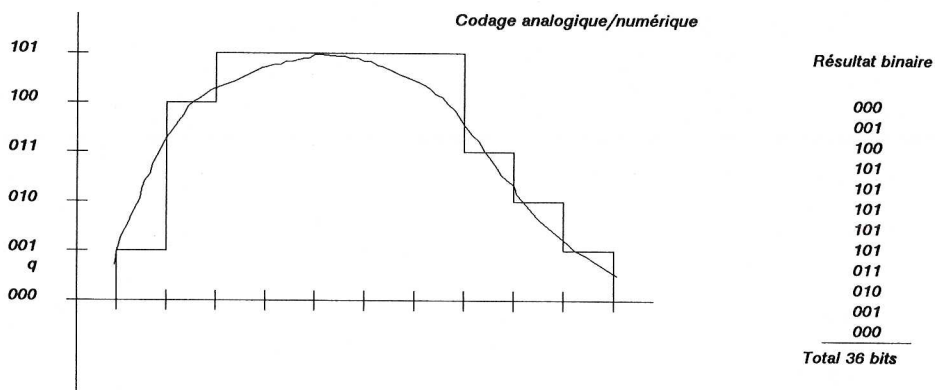
Pour cette raison, des recherches très pointues ont été engagées permettant de réduire considérablement le nombre de données à transmettre et ainsi permettre le passage d'un nombre toujours plus important d'informations sur la ligne.

Notre intuition nous signale qu'un phénomène ne peut pas varier en un laps de temps nul. Par conséquent, connaître le signal à tous les instants est inutile. Il faut noter sa valeur du à un rythme permettant de surprendre toutes ses variations: si le signal varie rapidement il faudra un rythme soutenu, si au contraire il est un lent (genre tension continue par exemple!!!) on pourra faire un somme entre deux mesures.

Tout cela a déjà été mûrement pensé et mis en équations (Schannon, Nyquist parmi d'autres, y ont contribué). Celles-ci nous disent en termes simples que pour connaître parfaitement un signal sinusoïdal de fréquence f , il suffit de faire les mesures à une fréquence supérieure ou égal à deux fois la fréquence f . Extrêmement déconcertant quand on lit cela pour la première fois n'est ce pas?

Une fois échantillonné, le signal se résume en une suite de valeurs prises à intervalles réguliers. Ce sont encore des tensions analogiques, non compatibles avec les circuits numériques. Il va donc falloir les quantifier, c'est à dire les coder en des nombres binaires de n chiffres, n étant le nombre de bits servant à la quantification.

Mais voilà, coder les échantillons sur n bits revient à accroître la taille mémoire comme l'exemple ci-dessus nous le montre (36 bits dans le premier cas contre 12 bits pour la modulation Delta). Pour permettre cette réduction de données à transmettre, la modulation Delta se contente de coder la différence entre le signal d'entrée et le signal quantifié au coup d'échantillon précédent. Si le résultat est positif, on code par un 1 sinon par un 0 (on s'aperçoit là d'une petite imperfection qui fait que pour une tension continue, la sortie n'est pas stable, elle évolue sans arrêt entre 0 et 1).



Le codage s'effectue alors sur un bit. Dans le cas de l'UM5100, circuit se voulant pratique en utilisant des circuits mémoires traditionnels, il y a un convertisseur série/parallèle qui ramène le codage sur un bit en des tronçons de 8 bits.

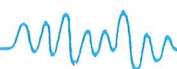
Le décodage est simple et consiste en une intégration. Si la fréquence d'échantillonnage est suffisante, le signal restitué est fidèle à l'original.

Le gros problème rencontré par ce procédé de codage est que la valeur de quantification (q) joue un grand rôle dans la qualité de restitution du signal. Si elle est trop petite, on ne pourra pas

suivre les fortes variations du signal d'entrée et si elle est trop grande le bruit (dit de quantification) sera trop important.

La modulation Delta sous cette forme n'est donc pas directement exploitable.

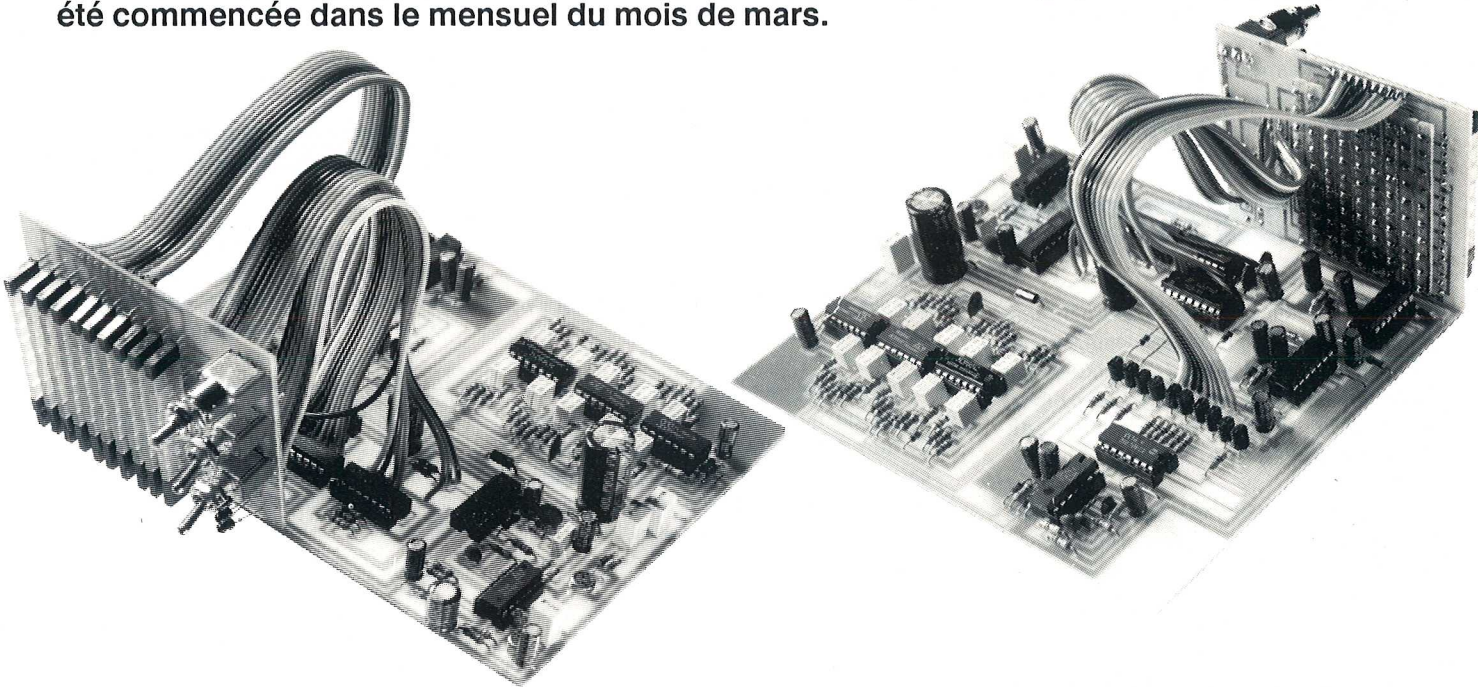
Pour la rendre efficace, il a fallu ajouter (et l'UM5100 est conçu de cette manière) un système de compression qui rend le seuil de quantification variable. En général on procède de la manière suivante: si une suite importante de 1 apparaît (courbe variant rapidement) on va augmenter la valeur de q , au contraire pour une suite importante de 0, on diminue q .



Un analyseur de spectre 10 bandes (suite et fin)

Après une petite pose (involontaire) d'un mois, voici la suite de l'article consacré à l'analyse des signaux audio.

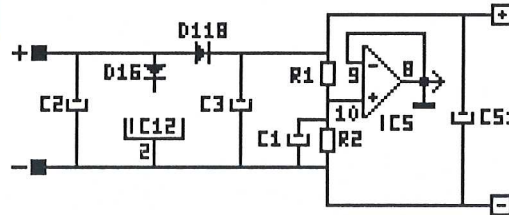
Cette fois-ci, c'est la partie réalisation qui sera abordée, suite logique de l'étude qui avait été commencée dans le mensuel du mois de mars.



Modifications

Comme la volonté de l'équipe d'HOBBYTRONIC est de proposer des montages les plus fiables possibles, cette trêve a été mise à profit afin d'améliorer quelques points de détails au niveau du montage. Une réalisation, aussi géniale soit-elle peut toujours être améliorée et fiabilisée. Dans le cas de l'analyseur, ces modifications portent essentiellement sur le circuit imprimé au niveau des pistes d'alimentations (comme le précédent circuit n'a pas été divulgué, il n'y a donc pas de regrets à avoir).

Cet ancien circuit souffrait de phénomènes de bruits parasites qui venaient se superposer sur l'affichage du signal audio analysé. Le résultat n'était pas directement perceptible (puisque noyé dans l'ensemble), mais bien présent. En plus du circuit, c'est le schéma de la partie alimentation qui bénéficie d'ajouts.



Voici donc le nouveau schéma. Une séparation a été faite entre la partie affichage et le reste du montage. Cela peut s'assimiler à la notion d'alimentation digitale (cas de la partie affichage) et analogique (Ampli et filtres).

L'arrivée d'alimentation est filtrée par C2 et va attaquer d'une part, la diode D16 et d'autre part la patte 2 de IC12. La partie affichage est donc traitée.

La diode D1 et le condensateur C3 réalisent l'étage d'isolation entre les deux alimentations (Sur l'ancien montage, le condensateur C3 se trouvait en filtrage de

la masse virtuelle. Si, sur le papier, cette disposition tenait de l'hérésie, il fallait savoir qu'une longueur de piste non négligeable séparait la sortie d'IC5 et C3. Le nouveau pistage a fait disparaître cette nécessité).

Le reste de la partie alimentation reste identique à ce qui a été donné la dernière fois.

D'autres petits changements sont également apparus sur la partie étage d'entrée.

Ceux-ci sont minimes puisqu'il s'agit du passage de la résistance R17 sur la sortie du sélecteur de sensibilité IC3 et l'apparition de la résistance R27 en série avec l'ajustable AJ1.

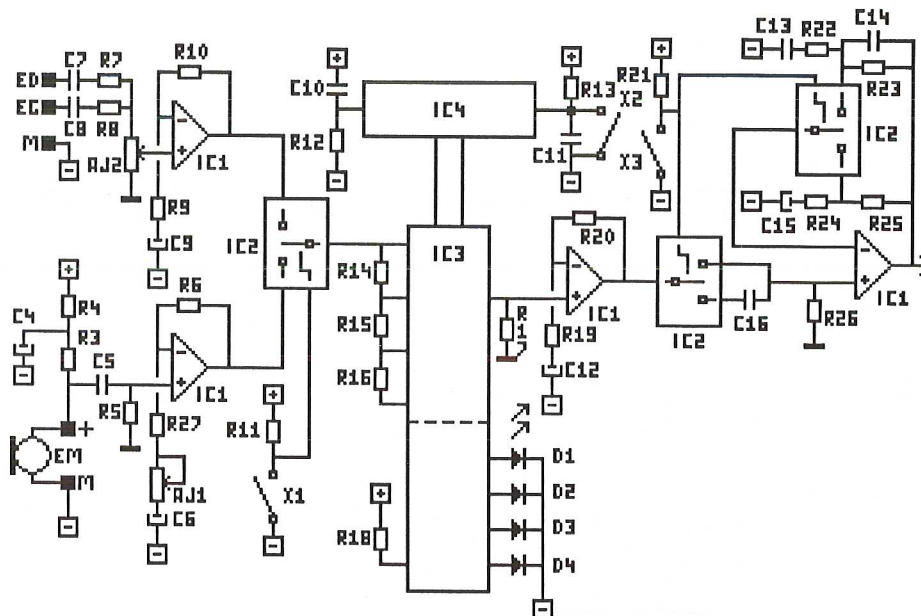
La première a été choisie afin de faire disparaître des phénomènes de disparités qui apparaissaient sur IC3. En effet, la résistance interne d'un commutateur analogique n'est pas nulle et celle-ci est d'autant plus élevée que le courant qui la



traverse est faible. D'un circuit à un autre, les différences étaient importantes et, conjugué avec différents courants de polarisation pour différents IC1, les résultats sur l'affichage s'en trouvaient modifiés.

Pour la résistance R27, c'est plus une satisfaction pour l'esprit qu'une nécessité qui la fait rajouter. Son rôle est de délivrer un talon pour la commande de gain de l'ampli micro. Le gain maximum est ainsi limité empêchant alors l'apparition de distorsion importante sur le signal de sortie. Il ne faut pas perdre de vue qu'un signal carré est riche en harmoniques et que par conséquent elles apparaissent sur l'affichage alors qu'elles n'ont aucune réalité physique au niveau du signal capté.

Pour résumer toutes ces modifications, le nouveau schéma de l'étage d'entrée est donné en haut de cette page.



Le filtre de pondération

Ce montage est essentiellement une "usine à filtres". La fois précédente, ce sont les filtres actifs des bandes d'octaves qui ont été analysés en détail. Ce coup-ci, donnons la primauté au filtre de pondération.

Ce filtre se décompose en deux parties indépendantes. La première est constituée d'un filtre passe-haut du premier ordre réalisé par C16 R26.

La seconde est un peu plus complexe puisqu'elle est constituée d'un filtre passe-haut du premier ordre réalisé par R22 C13 et d'un filtre passe-bas du premier ordre réalisé par R23 C14.

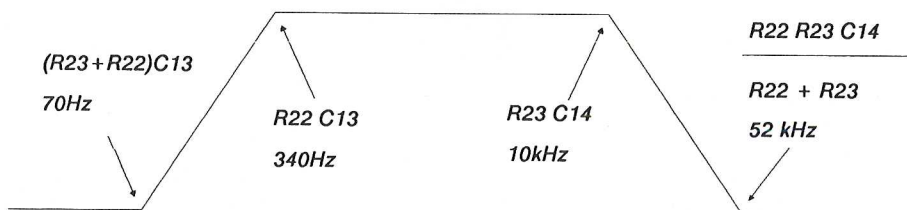
La combinaison des deux ensemble nous amène à disposer d'un filtre passe bas du premier ordre dont la fréquence de coupure doit se situer aux alentours de 10kHz et d'un filtre passe-haut du second ordre dont la fréquence de coupure doit se situer à 500 Hz.

Pour simplifier les calculs, les deux cellules de base du filtre passe-haut seront considérées comme identiques. Dans la première partie de l'étude sur les filtres, il a été démontré que le coefficient de qualité de deux cellules RC identiques disposées en série était de 0,5. A partir de cette valeur, il y a moyen de calculer la fréquence de coupure (f0) de chacune des cellules de base. C'est également la fréquence caractéristique du filtre du deuxième ordre.

$$f_c = f_0 \times \left[\sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)} + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1} \right]^{-1}$$

Avec Q = 0,5 et fc = 500Hz, cela nous conduit directement à disposer de deux cellules dont la fréquence de coupure se trouve à 320 Hz.

Une étude plus poussée de la seconde partie du filtre de pondération met en évidence l'existence d'autres points caractéristiques sur le filtre. Le gabarit dans lequel s'inscrit la courbe de réponse de cette seconde partie a l'allure suivante.



Les valeurs données sont celles obtenues avec les composants sélectionnés.

Cette courbe fait apparaître deux nouveaux points dont l'un se situe à 52 kHz et l'autre à 70Hz. Si le premier ne pose aucun problème, puisqu'il se trouve au delà de la zone audible, l'autre s'y trouve encore.

L'atténuation apportée sur les très basses fréquences est donc plus faible que celle espérée (puisque le filtre RC d'entrée est toujours actif) et n'affecte que très légèrement la mesure effectuée sur la première bande. Cette différence n'impose pas (pour cette application) d'envisager un filtre plus élaboré.

Chaîne d'amplification

Cette partie va essayer de mettre en évidence la nature des signaux qui devront être appliqués sur l'entrée et la relation qui existera au niveau de l'affichage.

Pour bien comprendre l'évolution, il importe, en fait, de remonter la chaîne afin de bien comprendre le rôle de chaque étape. Commençons donc par la partie commande d'affichage qui est la grandeur de sortie.

Celle-ci est constituée par un LM3915. Ce composant comporte en interne dix comparateurs qui se chargent de venir commander les LEDs. La mesure est réalisée par un réseau de résistances en échelle qui vient diviser une tension de référence en intervalles précis. La valeur de chaque résistance est calculée de telle sorte qu'une atténuation de 3 dB existe entre chaque comparateur. Comme la dernière LED indique une tension d'entrée sur le LM3915 supérieure à la tension de référence, l'avant dernière LED signifie que le signal d'entrée est atténué entre 0 et -3 dB par rapport à la tension de référence.

Toutes les LEDs éteintes spécifient que le signal d'entrée possède une atténuation supérieure à 27 dB par rapport à la tension de référence.



Cette notion de dB est très importante puisqu'elle laisse l'entière liberté de choisir l'origine d'affichage.

Le signal appliqué sur l'entrée de ce circuit est issu d'un étage de redressement qui n'apporte pas de gain. Si l'absence de gain n'a pas, à proprement parler, d'importance, le fait qu'un redressement est effectué est essentiel dans le raisonnement, puisque c'est la tension crête qui va être visualisée.

L'étape précédente est constituée de l'étage des filtres de bandes. Le gain de celui-ci est de 2, c'est à dire de 6 dB (Voir article précédent pour le calcul).

En remontant d'un cran, on arrive sur le filtre de pondération dont le gain à volontairement été placé à 5 (ou 14 dB).

Il est précédé d'un amplificateur dont le gain est de 100 (40 dB)

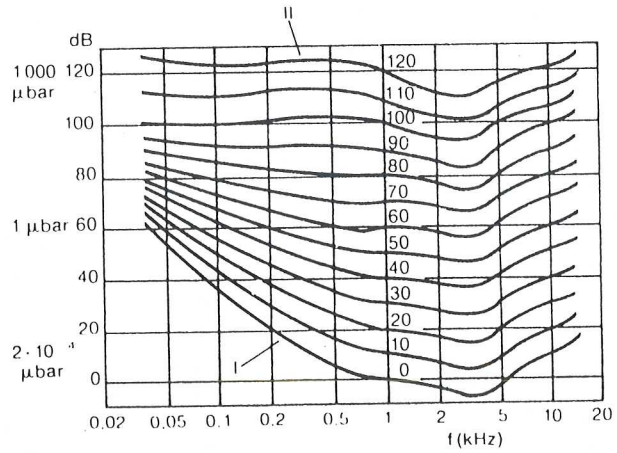
$40 + 14 + 6 = 60$. Le gain sur l'ensemble de la chaîne de sortie est de 60 dB. Il faut donc apporter une atténuation de 60 dB pour retrouver le même signal que celui appliqué sur l'entrée du LM. En limitant cette atténuation à 40, à 20 ou à 0 dB, il y a moyen d'aligner des signaux respectivement à 0, - 20, -40 et -60 dB. Comme le LM couvre une plage de 30 dB d'affichage, c'est la décade inférieure qui a été choisie afin d'avoir un recouvrement des différentes gammes.

Dans la suite des explications, c'est sur un signal à 0dB de V_{ref} que portera le raisonnement.

Pour effectuer le réglage de la partie entrée ligne, il est important d'avoir dans un premier temps un signal identique sur les deux voies (l'entrée ligne est stéréophonique). Le gain global de l'étage d'entrée est ajustable entre 0 et 3 ce qui permet de couvrir la majorité des cas (bon nombre d'amplis délivrant maintenant systématiquement un signal à 0 dB). Le réglage s'effectuera en positionnant l'équivalent du 0 dB sur la partie affichage (Obtenir un signal à 0 dB est si facile avec un géné BF).

Pour l'étage micro, son gain peut être ajusté entre 2 et 1000. Le réglage est plus délicat car la sensibilité du microphone intervient ainsi que de nombreuses notions d'acoustique.

Commençons par mettre en place quelques unités couramment utilisées en acoustique. L'unité la plus couramment utilisée est le bar car la notion de pression est très importante. Parlons plutôt de μbar car le bar comme le Farad sont des unités d'envergure astronomique.



Pour aller plus loin, il importe de faire un petit tour du côté de l'oreille pour voir comment elle se comporte.

La plage audible couverte par le système auditif varie en moyenne entre 20Hz et 20kHz. La sensibilité de perception n'est pas linéaire. En effet, pour un signal à 1kHz, il suffit d'une pression acoustique de $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}$ pour commencer à entendre quelque chose alors qu'une pression de l'ordre de $1 \mu\text{bar}$ est nécessaire pour avoir la même sensation avec des signaux de 20 Hz ou 20 kHz.

L'écart très important entre ces deux valeurs a imposé de définir une nouvelle unité pour pouvoir définir la pression acoustique. Il s'agit du dB SL (Sound Level ou niveau sonore). C'est l'unité de décibel utilisée en mesure audio. La référence de base (0 dB SL) a été choisie égale au maximum de sensibilité de l'oreille à savoir $2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bar}$. Ainsi, un signal délivrant une pression acoustique de $1 \mu\text{bar}$ est équivalent à un signal de 74 dB SL. Le seuil de perception à 20 Hz est de l'ordre de 60 dB SL.

Sur les courbes en haut de cette page, la zone délimitée par la courbe 1 est appelée zone de seuil d'audition.

De la même manière que l'on peut saturer un amplificateur, l'oreille possède sa propre limite au delà de laquelle une augmentation du niveau sonore n'apporte plus aucun effet perceptible. Cette zone délimitée par la courbe 2 est appelée zone de seuil de douleur et se situe à 120 dB SL, ce qui est proche d'une pression de 1 mbar (1 mbar = 134 dB SL). Ce niveau sonore correspond au bruit d'un moteur d'avion à 3 mètres. Afin de pouvoir estimer une intensité sonore, le tableau en bas de page résume quelques sources de bruits.

Maintenant que la grandeur acoustique a été mise en place, tournons nous vers cet instrument qui va devoir simuler le fonctionnement de l'oreille, à savoir le microphone.

Son rôle est de convertir un signal sonore (pression acoustique) en grandeur électrique (tension). Afin de pouvoir définir la caractéristique du micro, il importe de définir une nouvelle unité qui sera en quelque sorte son rendement de conversion.

Nature du bruit ou du son	dB SL
Voix chuchotée	10
Conversation normale à 3 m	30
Moteur d'aspirateur	50
Rue animée	70
Sonorisation en salle	60 à 70
Conversation normale à 1 m	74
Grand orchestre	80
Sonorisation en extérieur	85
Atelier de mécanique	90
Discothèque	95
Passage d'un train sur un pont métallique	100
Moteur d'avion à 3 m	120
Atelier de chaudronnerie	120



Cette unité s'appelle le dB V. Il s'agit encore de décibels mais la grandeur qu'ils représentent n'a rien à voir avec les précédentes.

La référence qui a été définie pour cette grandeur (0 dB V) est obtenue pour la génération d'une tension de 1 Volt pour une pression de 1 μ bar.

$$0 \text{ dB V} = 1 \text{ V}/\mu\text{bar}$$

La sensibilité des microphones est loin d'atteindre cette valeur et est fonction de sa nature. La sensibilité des grandes classes de micro est la suivante :

- Microphone piézo-électrique : -40 à -60 dB V
- Microphone électrodynamique : -70 à -76 dB V
- Microphone à ruban : -73 à -80 dB V
- Microphone électrostatique BF : -40 dB V
- Microphone électrostatique HF : -50 dB V

Pour finir ce petit tour d'horizon dans les décibels, rappelons au passage la définition du décibel électrique couramment utilisé dans le monde audio. Il s'agit du niveau électrique qui délivrera une puissance de 1 mW sur une charge de 600 ohms, c'est à dire 0,775 V. C'est le niveau exprimé par l'ensemble des vu-mètres des appareils de sonorisation.

Revenons à notre analyseur. Une des nombreuses possibilités d'utilisation est de le convertir en sonomètre spectral.

La grandeur maximale à afficher est alors de 120 dB SL (seuil de la douleur). Les différents calibres sont alors :

- : 90 à 120 dB SL (gain 0dB)
- : 70 à 100 dB SL (gain 20 dB)
- : 50 à 80 dB SL (gain 40 dB)
- : 30 à 60 dB SL (gain 60 dB)

Considérons que la condition de mesure soit dans une discothèque. Le tableau de la page précédente nous donne un niveau sonore de 95 dB SL. Prenons 94 dB SL pour simplifier les calculs, puisque cela nous donne exactement une pression acoustique de 10 μ bar. Il faudra alors placer le calibre d'affichage sur la gamme 70 à 100 dB afin d'avoir un maximum de visualisation.

N'étant pas fortuné pour investir dans un micro Bruel & Kjaer (la référence en appareil de mesure), le choix se porte sur un microphone de type électret. N'ayons pas peur des extrémités!

La sensibilité d'un tel type de microphone peut être prise égale à -40 dB V soit une tension de 10 mV/ μ bar.

La tension que délivrera le microphone dans les conditions de la discothèque sera donc de 100 mV. Il suffit d'injecter un signal à 100 mV (issu d'un générateur BF) sur l'entrée micro et de régler l'ajustable AJ1 afin d'obtenir un affichage de 94 dB sur le panneau de visualisation.

Cette méthode de réglage impose naturellement de connaître parfaitement les caractéristiques du microphone employé.

Une autre méthode consiste à générer un signal audible de valeur connue mais cela impose de déjà posséder un sonomètre ou une source étalonnée. Remarquons au passage que le niveau sonore d'une personne qui parle normalement, mesuré à 1 mètre, est sensiblement de 74 dB SL avec des pointes à 80 dB SL. Voici donc un "appareil" de

référence qui ne coûte pas cher et qui est très facile d'emploi (pas besoin de notice). Notons également que ces 74 dB SL correspondent à une pression de 1 μ bar. Ce n'est certainement pas un hasard si la sensibilité d'un microphone est donnée pour une pression de 1 μ bar (niveau nominal).

Après toutes ces explications, une fois de plus très théoriques, mais néanmoins nécessaires, il est peut être temps d'aborder, enfin, la réalisation pratique de ce montage.

Dans un premier temps, nous allons commencer par donner la

Liste des composants

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

R1 à R3	10k Ω
R4	1k Ω
R5	47k Ω
R6	100k Ω
R7 à R8	10k Ω
R9	100k Ω
R10	470k Ω
R11	10k Ω
R12 à R13	100k Ω
R14	9,09k Ω 1%
R15	90,9k Ω 1%
R16	909k Ω 1%
R17	1k Ω 1%
R18	680 Ω
R19	1k Ω 1%
R20	100k Ω 1%
R21	10k Ω
R22	4,7k Ω 1%
R23	18,2k Ω 1%
R24	4,7k Ω
R25	18k Ω
R26	47k Ω 1%
R27	100 Ω
R28	330k Ω
R29 - R30	110k Ω 1%
R31 - R32	39k Ω 1%
R33 - R34	29,2k Ω 1%
R35 - R36	30,1k Ω 1%
R37 - R38	22k Ω 1%
R39 - R40	7,5k Ω 1%
R41 - R42	5,62k Ω 1%
R43 - R44	1,81k Ω 1%
R45 - R46	2,0k Ω 1%
R47 - R48	4,75k Ω 1%
R49	432k Ω 1%
R50	150k Ω 1%
R51	110k Ω 1%
R52	120k Ω 1%
R53	90,9k Ω 1%
R54	30,1k Ω 1%
R55	22k Ω 1%
R56	7,5k Ω 1%
R57	8,2k Ω 1%
R58	18k Ω 1%
R59 à R68	3,3k Ω
R69 à R78	330k Ω
R79 - R80	22k Ω
R81	100k Ω
R82	470k Ω
R83 à R92	470 Ω
R93	560 Ω

AJ1 - AJ2 100k Ω 82PR

C1	10 μ F 25V radial
C2	220 μ F 25V radial
C3	1000 μ F 25V radial
C4	100 μ F 25V radial
C5	1 μ F Polyester 5 mm
C6	22 μ F 25V radial
C7 - C8	1 μ F polyester 5 mm
C9	22 μ F 25V radial
C10 - C11	100nF céramique
C12	22 μ F 25V radial
C13	100nF polyester 5 mm
C14	820pF céramique
C15	22 μ F 25V radial
C16	10nF Polyester 5 mm
C17 - C18	33nF Polyester 5 mm
C19 - C20	47nF Polyester 5 mm
C21 - C22	33nF Polyester 5 mm
C23 - C24	15nF Polyester 5 mm
C25 - C26	10nF Polyester 5 mm
C27 - C28	15nF Polyester 5 mm
C29 - C30	10nF Polyester 5 mm
C31 - C32	15nF Polyester 5 mm
C33 - C34	6,8nF Polyester 5 mm
C35 - C36	1,5nF Polyester 5 mm
C37	10 μ F 25V radial
C38	4,7 μ F 63V radial
C39	2,2 μ F 63V radial
C40 à C46	1 μ F 63V radial
C47	100nF céramique
C48	2,2nF céramique
C49 - C50	100pF céramique
C51	10 μ F 25V radial

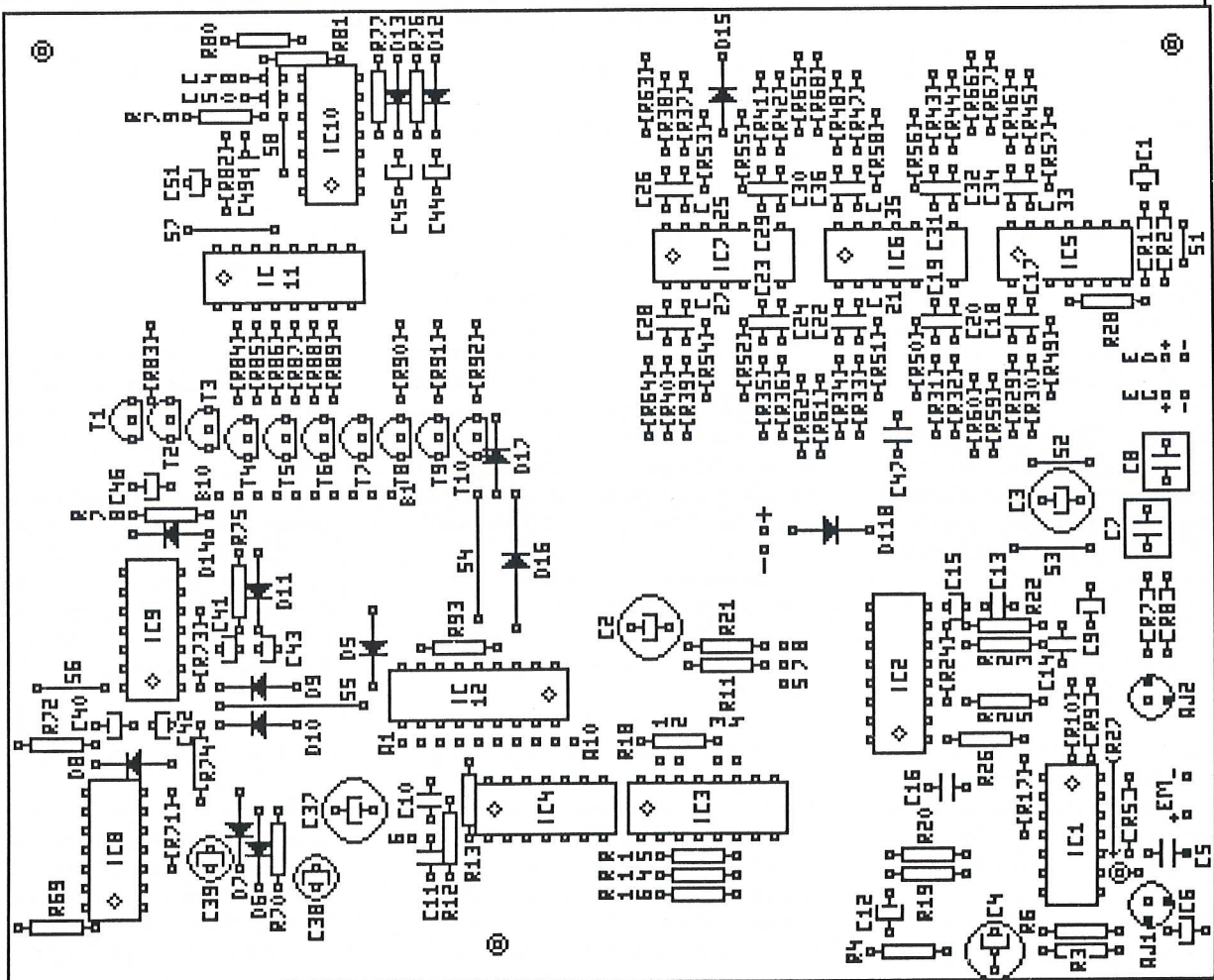
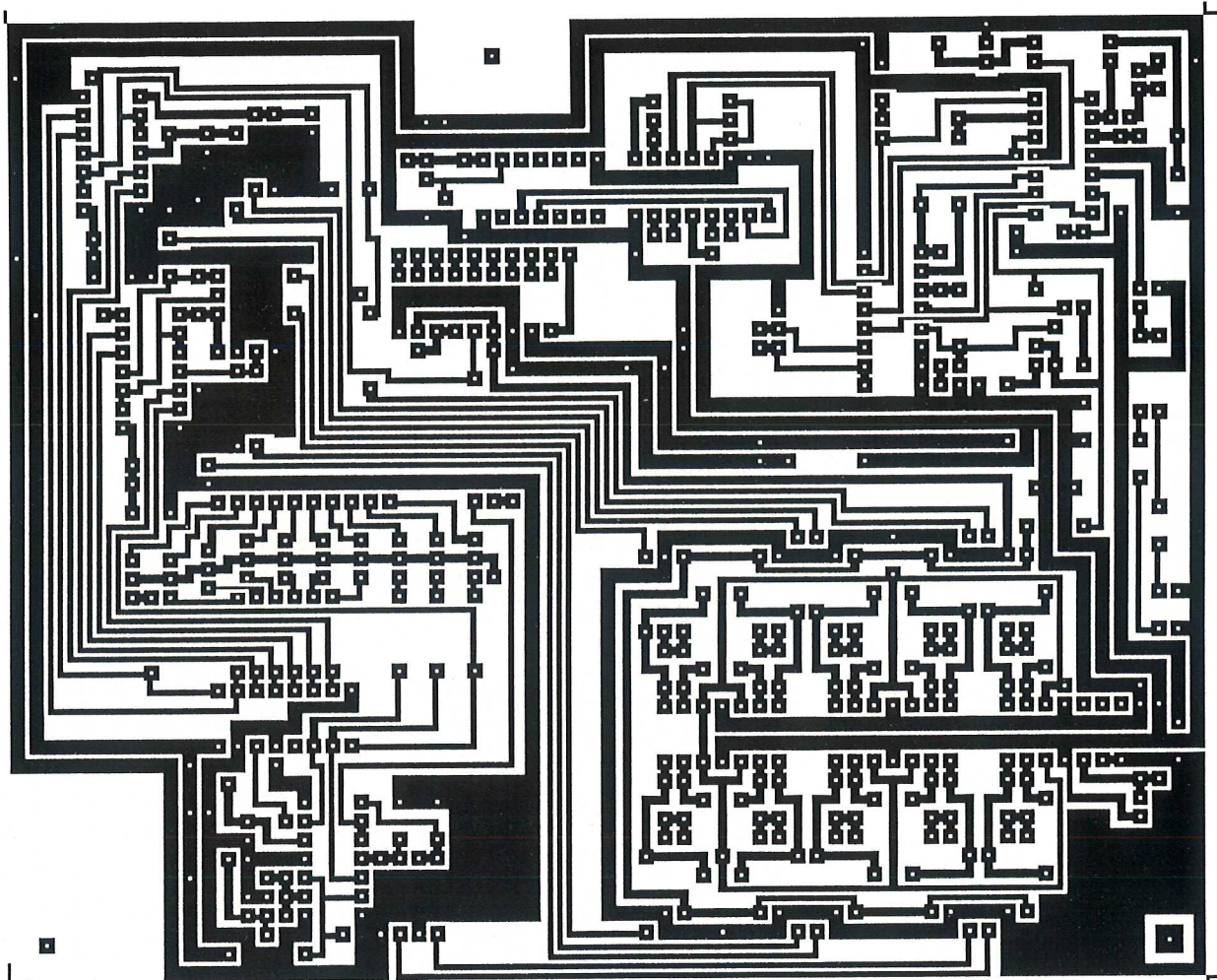
D1 à D4 LED 5mm rouge
D5 à D17 1N4148
D18 à D117 Panneau de LED
D118 1N4007

T1 à T10 BC639

IC1 TL084
IC2 MOS 4053
IC3 MOS 4052
IC4 MOS 4024
IC5 à IC7 TL084
IC8 à IC10 MOS 4066
IC11 MOS 4017
IC12 LM 3915

X1 Inverseur pousse-contact à contact non tenu
X2 - X3 Inverseur à contact tenu





Réalisation

La difficulté de cette réalisation tient essentiellement dans le nombre important de composants qu'il faut mettre en place. Donc une extrême vigilance devra être respectée au moment de l'insertion des composants.

Ordre et discipline sont les meilleurs garants d'une réussite.

Le montage s'effectuera en commençant par mettre en place les huit straps (Deux d'entre eux se trouveront masqués par un odieux condensateur). Viendra ensuite les diodes 1N4148, les résistances, les supports de circuits intégrés, les condensateurs polyester et céramique, etc. etc... C'est à dire l'ordre classique suivant la taille.

Avant de passer à une autre catégorie de composants, s'assurer qu'il n'y a pas d'oubli ou d'inversion (surtout pour les résistances et les condensateurs (polyester et chimiques)).

Inutile de rappeler que la qualité des soudures doit être irréprochable. Attention quand même, certains passages sont assez touffus et les risques de court-circuits assez faciles.

La gravure du circuit imprimé nécessite également quelques précautions. Bien s'assurer qu'il ne comporte pas de micro-coupures. Les supprimer le cas échéant.

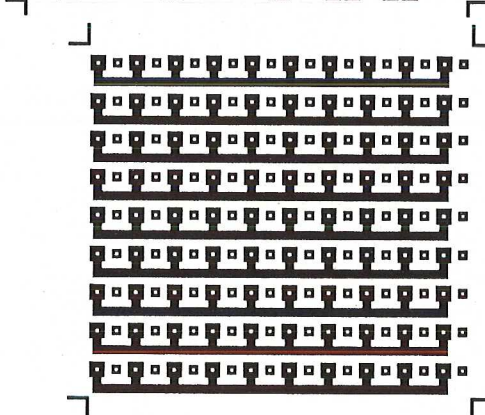
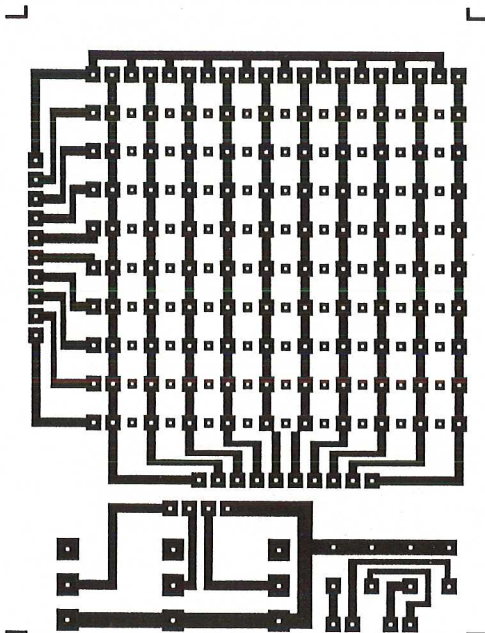
Il n'est pas donné de coffret pour ce montage car il s'agit en fait d'un premier élément d'un ensemble qui verra le jour dans les numéros à venir de cette revue (annonçons déjà la couleur, il s'agit d'un equalizer 2 fois dix bandes qui prendra place dans un coffret 19 pouces)

Après ce petit écart, revenons à la réalisation. Les explications données précédemment portaient essentiellement sur la réalisation de la carte principale dont le circuit imprimé et la sérigraphie sont donnés sur la page précédente.

La principale difficulté va maintenant se situer au niveau de la réalisation du panneau d'affichage par lui même.

Pour ceux qui ont la chance de pouvoir disposer de matrice de leds déjà câblées, cette étape sera un jeu d'enfant. Il y a quand même la nappe de fil à monter, mais cela n'est pas une difficulté insurmontable.

Le problème va surgir pour les autres. Qui dit matrice, dit forcément croisement

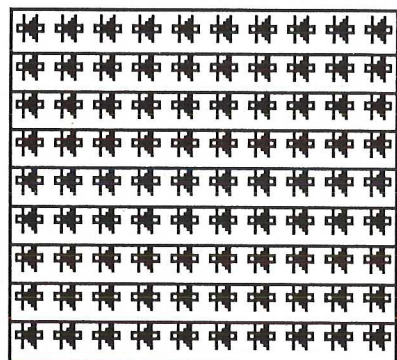
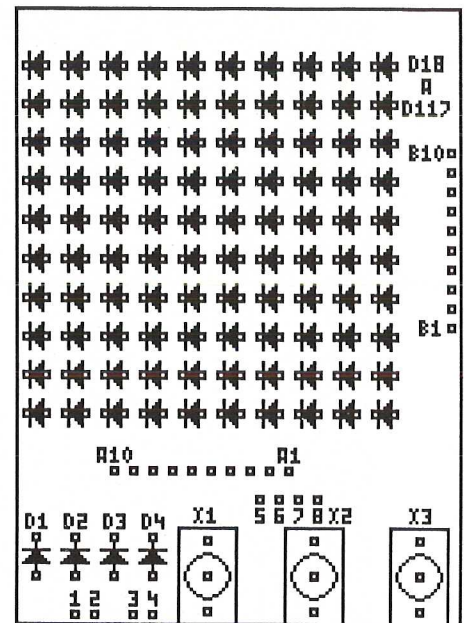


de pistes. La réalisation de circuits imprimés double face, trous métallisés n'est naturellement pas envisageable au niveau de l'amateur.

La réalisation de circuit imprimé double face tout court non plus, à moins d'accepter l'inconvénient d'avoir à refaire périodiquement l'ensemble des soudures (ce qui est difficilement réalisable sur ce type de produit). L'air qui se trouve emprisonné dans le trou au moment de la réalisation de la soudure sur la seconde face est préjudiciable à la qualité (et la tenue dans le temps) de cette soudure. Il ne faut pas perdre de vue que, qui dit chauffage, dit dilatation donc déformation.

Force est donc de se rabattre sur un double circuit simple face. Celui-ci est donc donné en haut de cette page, et il faudra jouer d'astuce au moment de l'assemblage.

Ce double circuit comporte d'abord une plaque principale sur lequel viendra s'enfiler l'ensemble des 104 LEDs et les trois interrupteurs. Le deuxième circuit sera coupé en neuf petites bandes. Vous pourrez toujours essayer de le monter en une seule pièce, mais je suis certain du résultat, au bout de cinq minutes vous vous



jeterez de colère sur la scie à métaux. Alors autant commencer par là. C'est une économie de crise de nerfs qui sera obtenue.

Reste un dernier problème! l'alignement de l'ensemble des 100 Leds de la matrice.

Pour ceux qui envisagent de monter des LEDs rondes, la réalisation d'un gabarit, pourvu de cent trous dans lesquels viendront se loger l'ensemble des têtes des LEDs, sera d'un secours inestimable.

Pour des LEDs rectangulaires, l'opération est plus délicate. Si la lime ne vous fait pas peur, la solution du gabarit reste toujours envisageable (le plastique est une matière qui se travaille bien). Sinon reste la solution des cales de carton pour obtenir une bonne présentation.

Une autre solution consiste à utiliser directement des barreaux de 10 LEDs.

Coté assemblage, la réalisation demande un peu de patience. Après avoir mis en place l'ensemble des LEDs, elle seront traitées dix par dix. C'est l'ensemble des dix cathodes (pattes les plus courtes) qui seront soudées sur la carte principale.



Une fois cette étape réalisée, les dix pattes seront coupées afin de libérer l'espace de travail. Une bande de liaison (extraite du second circuit) reliera les dix anodes entre elles. Une fois cette bande montée et soudée, les 10 pattes seront coupées laissant l'accès libre à la série suivante. Attention dans le choix du premier ensemble à traiter. En effet, il n'y a que neuf bandes pour dix rangées. La dernière (celle en haut du circuit) est totalement reliée sur le circuit de base.

Le montage des quatre diodes de visualisation du calibre et des trois interrupteurs n'offre pas de difficultés particulières.

La liaison avec le circuit de commande s'effectuera à l'aide de fil en nappe.

Reste à effectuer les différents réglages. Ceux-ci ayant déjà été expliqués ne seront pas repris dans cette rubrique.

L'alimentation de l'ensemble du montage s'effectuera sous une tension de 9 Volts afin de limiter la dissipation du LM3915. Quand toutes les LEDs sont allumées, la consommation de la partie affichage atteint les 180 mA. Comme la tension restante sur le LM3915 est de 5,6 volts, la puissance dissipée par celui-ci est de l'ordre de 1W. Comme sa résistance thermique est de 55°C/W, et que sa température de jonction ne peut pas dépasser les 100°C, il est donc conseillé de ne pas dépasser une température de 45°C dans le coffret si un allumage permanent des LEDs est réalisé.

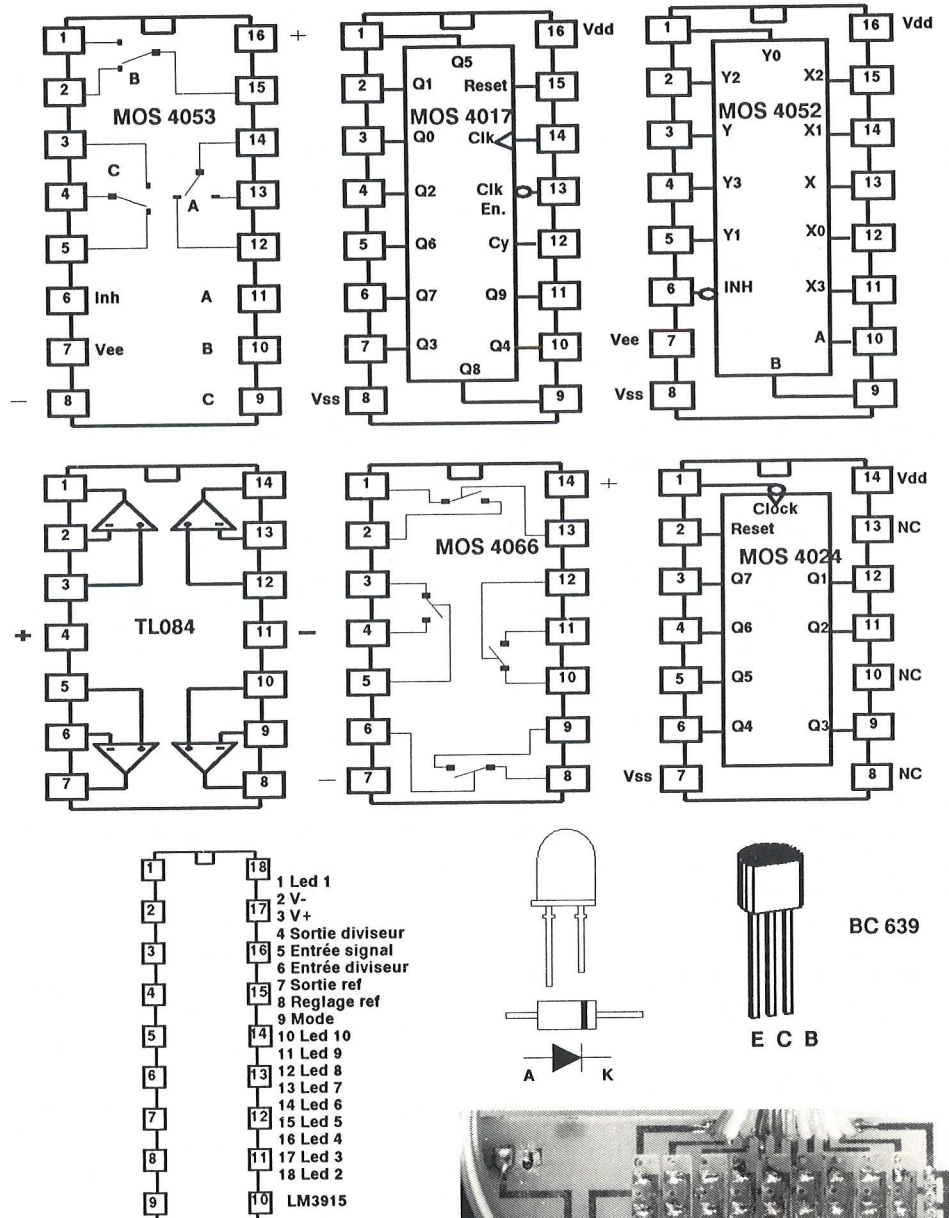
Pour terminer avec les consommations, indiquons au passage que le reste de l'électronique consomme de l'ordre de 40 mA.

Les valeurs données dans la liste des composants (en particulier pour l'étage des filtres de bandes) font appel à des composants de précision. Rien n'empêche de se rabattre sur des composants standard au dépend de la précision.

De même, la sélectivité des filtres peut être revue (tous les paramètres des calculs ont été donnés dans l'article précédent). Ne pas oublier dans ce cas de revoir la valeur du gain de l'ensemble des amplificateurs afin de conserver au montage la même spécification d'affichage.

Dernier point; le montage tel qu'il est donné actuellement est prévu pour recevoir un micro électret. Dans le cas d'utilisation d'autres types de micro (non polarisés), prendre bien soin de retirer la résistance R3.

Brochages



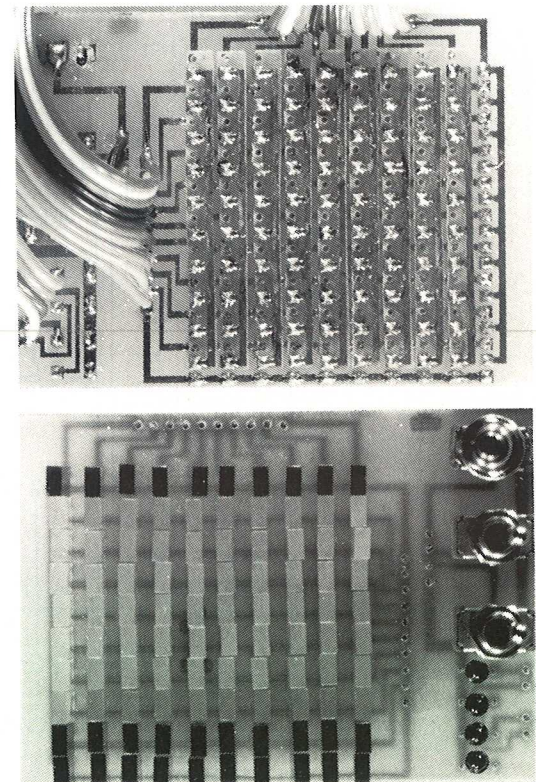
Conclusions

Voici terminé cet article consacré à une application particulière des filtres. Comme il a été déjà annoncé, c'est la fin d'un premier sous-ensemble qui se verra complété d'un égaliseur et d'un générateur de bruit rose (compléments indispensables à cet analyseur).

Ces deux autres montages (toujours appliqués au monde de l'audio) seront également l'occasion de voir des applications d'autres types de filtres (il faut bien mettre la théorie en pratique).

Dans le cas de l'analyseur de spectre, rien n'empêche de l'utiliser en solo en tant que sonomètre spectral ce qui est, malgré tout, son application première.

E. DERET



Un décodeur de tonalité : Le NE567

Suite à l'étude sur le NE565 (PLL) et le NE566 (VCO) et pour ne pas faire de jaloux, voici le petit frère qu'est le NE567.

Le NE567 est une PLL (donc un 565) spécialement conçu pour la perception de fréquence et la détection de tonalité.

Muni d'un étage de puissance, il est capable de piloter directement une charge ou d'attaquer un montage logique.

Allons de ce pas, voir ce petit composant miracle.

Description

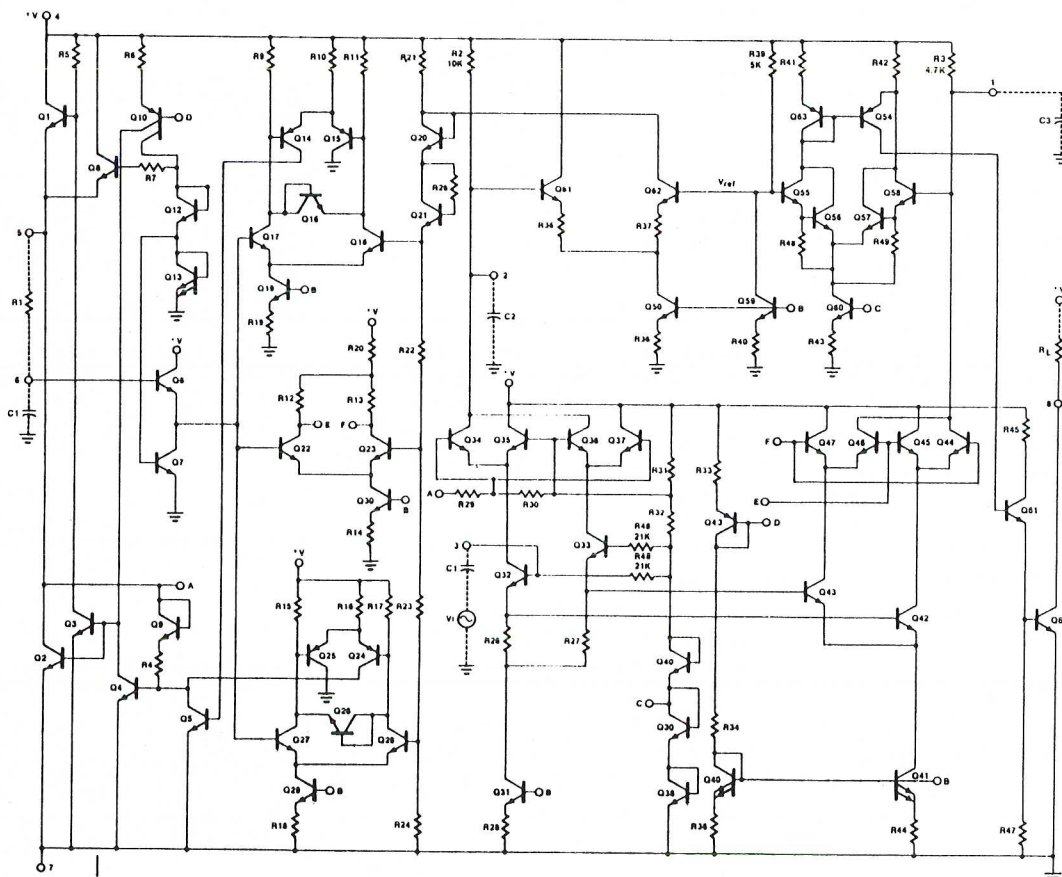
Le décodeur de tonalité et de fréquence SE/NE 567 est constitué d'une boucle à verrouillage de phase avec une détection de verrouillage AM synchrone et une sortie de puissance. Sa fonction première est de piloter une charge quand une fréquence permanente dans sa bande de détection est présente sur l'entrée. La fréquence centrale et de temps d'activation de la sortie sont déterminés indépendamment au moyen de quatre composants externes.

Caractéristiques

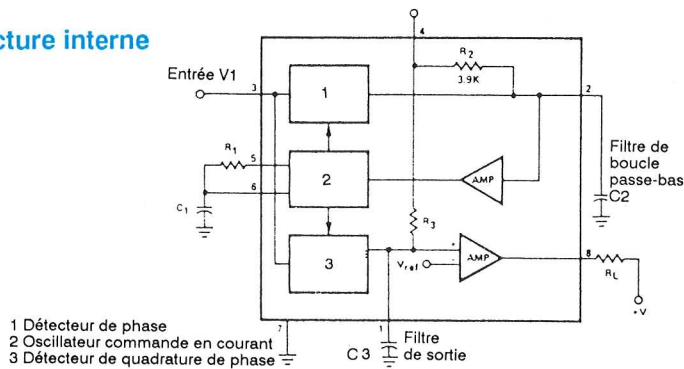
- Large plage de fréquence (0,01Hz à 500kHz)
- Stabilité élevée de la fréquence centrale
- Largeur de bande contrôlable indépendamment (jusqu'à 14%)
- Réjection élevée du bruit et des signaux hors bande
- Sortie compatible logique avec la possibilité d'extraire un courant de 100mA
- Immunité inhérente aux faux signaux
- Ajustage de la fréquence sur une plage de 20 à 1 par une résistance externe

Applications

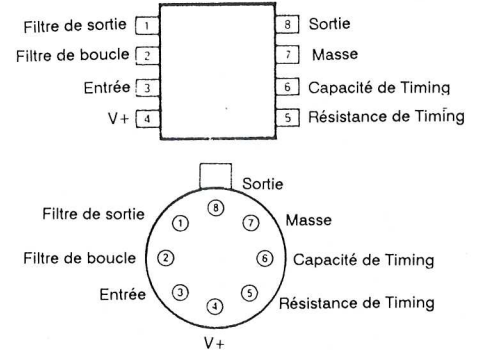
- Décodage de numérotation vocale
- Contrôle de télécommandes par courant porteur
- contrôle de systèmes à ultrasons
- Détection d'appel
- Contrôle et surveillance de fréquence
- Intercom radio
- Oscillateur de précision



Structure interne



Brochages



Valeurs limites

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	SE567 (LM567C)			NE567 (LM567)			UNITE
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Température de fonctionnement			-55	-	+125	0	-	70	°C
Tension d'utilisation			-	-	10	-	-	10	V
Tension positive sur l'entrée (patte 3)			-	-	0,5 + Vs	-	-	0,5 + Vs	V
Tension négative sur l'entrée			-	-	-10	-	-	-10	Vdc
Tension de sortie (Collecteur du transistor de sortie)			-	-	15	-	-	15	V
Température de stockage			-65	-	+150	-65	-	+150	°C
Puissance dissipable			-	-	300	-	-	300	mW

Caractéristiques électriques

Tboitier = 25°C; V+ = 5,0V sauf indication contraire

FREQUENCE CENTRALE (1)

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Fréquence centrale la plus élevée	f0		100	500	-	100	500	-	kHz
Stabilité de la fréquence centrale (2)		-55 à +125°C	-	35 ± 140	-	-	35 ± 140	-	ppm/°C
		0 à +70°C	-	35 ± 60	-	-	35 ± 60	-	ppm/°C
Ecart de la fréquence centrale		f0 = 100kHz	-10	0	+10	-10	0	+10	%
Dérive avec la tension d'alimentation		f0 = 100kHz	-	0,5	1	-	0,7	2	%/V

LARGEUR DE BANDE DE DETECTION

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Largeur de la bande de détection	BW	f0 = 100kHz	12	14	16	10	14	18	% de f0
Pente			-	1	2	-	2	3	% de f0
Variation avec la température		Vi = 300mVrms	-	±0,1	-	-	±0,1	-	%/°C
Variation avec la tension d'alimentation		Vi = 300mVrms	-	±2	-	-	±2	-	%/V

ENTREE

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Résistance d'entrée	Rin		-	20	-	-	20	-	kΩ
Tension d'entrée minimale détectable (4)	Vi	Ii = 100mA, fi = f0	-	20	25	-	20	25	mVrms
Plus grande tension d'entrée sans sortie (4)		Ii = 100mA, fi = f0	10	15	-	10	15	-	mVrms
Plus grand rapport signal hors bande / en bande simultanément			-	+6	-	-	+6	-	dB
Rapport minimum signal d'entrée / bruit large bande	Bn = 140 kHz		-	-6	-	-	-6	-	dB

SORTIE

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Cycle de commutation le plus rapide			-	f0/20	-	-	f0/20	-	
Courant de fuite à l'état haut		V+ = 15V	-	0,01	25	-	0,01	25	μA
Tension de sortie à l'état bas		Ii = 30mA	-	0,2	0,4	-	0,2	0,4	V
		Ii = 100mA	-	0,6	1,0	-	0,6	1,0	V
Temps de descente (3)		RI = 50Ω	-	30	-	-	30	-	nS

GENERALITE

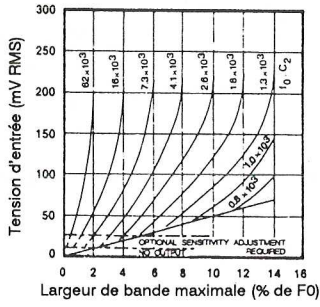
PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Tension de fonctionnement	Vcc		4,75	-	9,0	4,75	-	9,0	V
Consommation en courant au repos			-	6	8	-	7	10	mA
Consommation en courant (activé)		RI = 20kΩ	-	11	13	-	12	15	mA
Dissipation de puissance au repos			-	30	-	-	35	-	mW

Notes:

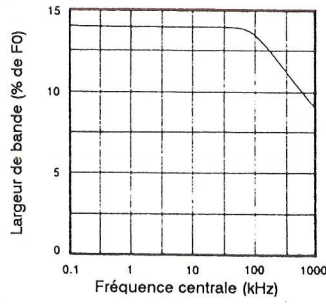
- 1 : La résistance de détermination de la fréquence doit être comprise entre 1 et 20 kΩ
- 2 : Applicable entre 4,75 et 5,75V. Voir courbe pour plus de détails
- 3 : Un réseau de résistance RI entre la patte 1 et la patte 8 élimine les impulsions lors des phases de commutation
- 4 : Avec R2 = 130 kΩ entre la patte 1 et V+



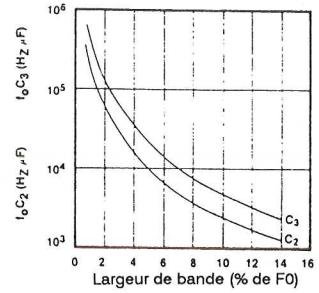
Bande passante en fonction de l'amplitude du signal



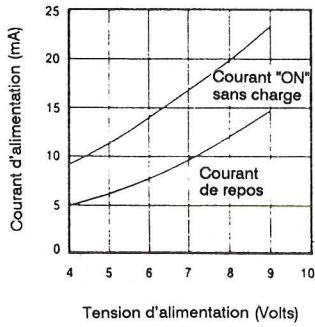
Largeur de bande détectable en fonction de la fréquence



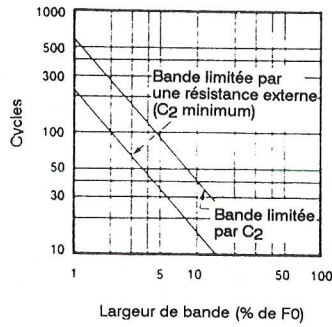
Largeur de bande détectable en fonction de C2 et C3



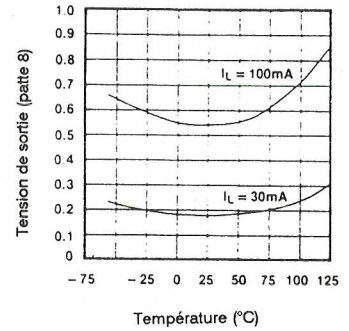
Consommation en courant en fonction de la tension d'alimentation



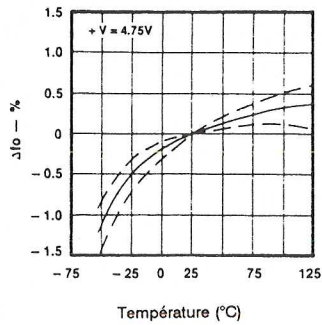
Nombre de cycles avant l'enclenchement de la sortie



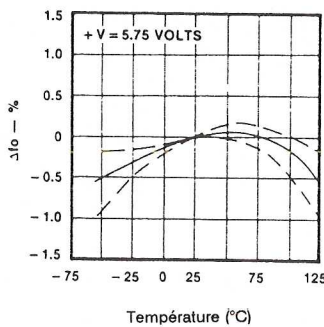
Tension de sortie en fonction de la température



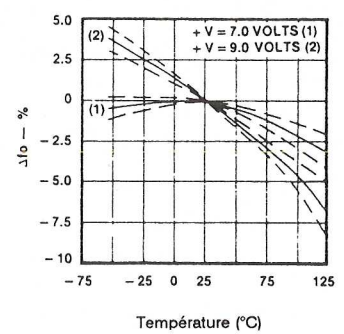
Dérive de la fréquence en fonction de la température



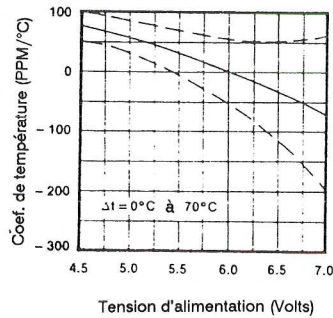
Dérive de la fréquence en fonction de la température



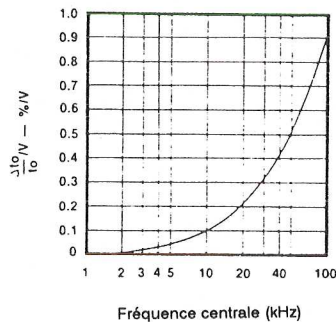
Dérive de la fréquence en fonction de la Température



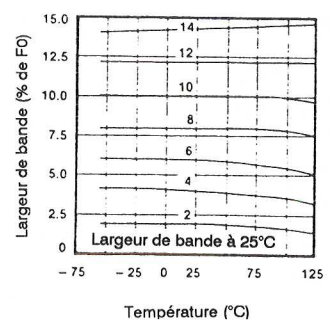
Coefficient de température de la fréquence centrale en fonction de la tension d'alimentation



Dérive de la fréquence centrale avec l'alimentation en fonction de la fréquence de travail



Variation de la bande passante en fonction de la température



Formule de calcul

$$f_0 = 1 / (1,1 R_1 C_1)$$

$$BW = 1070 (V_i / f_0 C_2)^{1/2} \text{ en \% de } f_0, \\ V_i < 200 \text{ mVrms}$$

Avec

V_i = tension d'entrée (Vrms)

C_2 = Condensateur filtre passe-bas (μF)

Fréquence centrale de fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase (f_0)

C'est la fréquence libre de l'oscillateur commandé en courant (CCO) en l'absence de signal d'entrée.

Largeur de détection (BW)

C'est la plage de fréquence centrée sur f_0 , dans laquelle un signal d'entrée supérieur à la tension de seuil (typique 20mVrms) placera la sortie à l'état bas. La largeur de détection correspond à la plage de capture de la boucle.

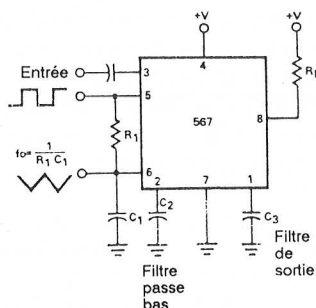
Plage de verrouillage

C'est la plage la plus large de fréquence pour laquelle un signal d'entrée supérieur à la tension de seuil placera la sortie à l'état bas.

Indice de bande de détection

C'est une valeur qui donne le décentrage de la bande de détection par rapport à la fréquence centrale f_0 . L'indice est défini par $(f_{\text{max}} + f_{\text{min}} - 2f_0) / 2f_0$ où f_{max} et f_{min} correspondent aux bornes de la bande de détection. L'indice peut être annulé au moyen d'un ajustement de centrage optionnel.

Instructions de fonctionnement



La figure ci-dessus donne un exemple typique de montage du 567. Dans la majorité des applications, les trois étapes suivantes suffiront pour calculer les composants extérieurs R_1 , C_1 , C_2 et C_3 .

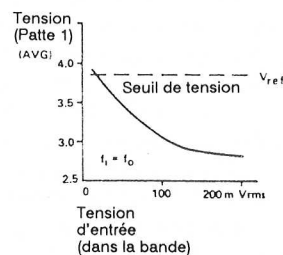
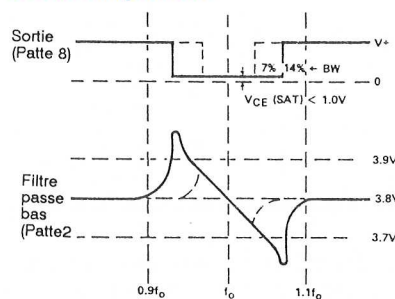
1 : Choisir R_1 et C_1 pour la fréquence centrale désirée. Pour une meilleure

stabilité en température, R_1 sera choisie entre 2K et 20Kohms. Le coefficient de température combiné du produit $R_1 C_1$ devra avoir une stabilité suffisante sur la plage de température désirée pour obtenir les désidérata nécessaires.

2 : Sélectionner le condensateur du filtre passe-bas C_2 en se référant au graphe Largeur de bande / signal d'entrée. Si les variations d'amplitude du signal d'entrée sont connues, la valeur appropriée de $f_0 C_2$ nécessaire pour obtenir la largeur de bande désirée peut être trouvée. Réciproquement, une surface de travail peut être choisie sur ce graphe. Le signal d'entrée et C_2 peuvent être ajustés en conséquence. Par exemple, un fonctionnement à largeur de bande constante nécessite un signal d'entrée d'amplitude 200mVrms. La largeur de bande, comme noté sur le graphe, est alors contrôlée uniquement par le produit $f_0 C_2$ (f_0 en Hz, C_2 en μF).

3 : La valeur de C_3 n'est généralement pas critique. C_3 définit les bornes d'un filtre passe-bas qui atténue les fréquences en dehors de la bande de détection afin d'éliminer les sorties parasites. Si C_3 est trop faible, les fréquences situées juste à la périphérie de la bande de détection feront basculer l'étage de sortie à la fréquence de battement, ou la sortie battra pendant les phases transitoires. Si C_3 est trop élevé, les changements d'état de l'étage de sortie seront retardés tant que la tension aux bornes de C_3 n'aura pas franchi la tension de seuil (un tel retard peut être désirable pour supprimer les sorties parasites provoquées par les fréquences transitoires). Une valeur minimum typique pour C_3 est $2C_2$.

Sortie disponible



La sortie principale est constitué d'un étage à collecteur ouvert en patte 8. Quand un signal d'entrée situé dans la bande est

présent, ce transistor se sature. Sa tension de collecteur devient alors inférieure à 1 volt (0,6 volt typique) à la consommation maximum (100 mA).

La tension sur la patte 2 est la sortie détecteur de phase qui est une fonction linéaire de la fréquence sur la gamme de 0,95 à 1,05 f_0 avec une pente de l'ordre de 20 mV par pour cent de la variation de fréquence.

La tension moyenne sur la patte 1 est, durant la phase de verrouillage, une fonction de l'amplitude du signal d'entrée en accord avec la caractéristique de transfert donnée.

La patte 5 est la sortie carrée de l'oscillateur contrôlé d'amplitude $(+V - 2V_{be}) = (+V - 1,4)$ ayant une tension continue moyenne de $+V/2$. Une charge de $1\text{K}\Omega$ peut être piloté par cette patte 5.

La patte 6 est un triangle exponentiel de 1 volt crête-crête avec une tension continue moyenne de $+V/2$. Seules des charges d'impédances élevées peuvent être câblées sur cette patte 6 sans affecter le rapport cyclique du CCO et sa stabilité en température.

Précautions d'utilisation

Un bref rappel des précautions suivantes aidera l'utilisateur à acquérir le haut niveau de performance dont le 567 est capable.

1 : L'utilisation dans le mode niveau d'entrée élevé (supérieur à 200mV) libérera l'utilisateur des variations de bande passante dues aux changements d'amplitude du signal détectable. L'étage d'entrée travaille en limiteur ce qui peut provoquer une apparente limitation de bande passante pour les signaux hors bande et le bruit quand le signal détectable est absent. De même, l'action de la limitation recréera un signal détectable à partir des harmoniques du signal. Le 567 est alors sensible aux signaux à la fréquence $f_0/3$, $f_0/5$, etc.

2 : Le 567 se verrouillera sur les signaux voisins de $(2n+1)f_0$ et la sortie s'activera pour les signaux voisins de $(4n+1)f_0$. Ainsi les signaux $5f_0$ et $9f_0$ peuvent provoquer une activation non désirée de la sortie. Si de tels signaux sont présents, il importe donc de les atténuer avant d'attaquer l'entrée du 567.

3 : L'immunité maximum vis à vis des bruits et des signaux hors bande est obtenue avec des signaux de faible niveau d'entrée (inférieure à 200mV) et un fonctionnement en mode bande passante réduite. Cependant, réduire la boucle



d'amortissement provoque une augmentation du temps de verrouillage dans les cas limites.

4 : En raison de la vitesse rapide de commutation (20nS) liée au fonctionnement du 567, des précautions doivent être prises au niveau du câblage des pattes. La longueur des liaisons doit être la plus courte possible. La tension d'alimentation doit être correctement découplée par un condensateur de 10nF ou plus. Les points de liaison avec la masse doivent être correctement choisis pour éviter les boucles de masse et les variations de tensions indésirables. Un autre facteur qui doit être pris en considération est l'effet des charges énergétiques sur la tension d'alimentation. Par exemple, une lampe à incandescence consomme de l'ordre de 10 fois son courant typique à l'allumage. Cela peut provoquer des variations de la tension d'alimentation qui peuvent, par exemple, faire dériver la bande de détection dans le cas de systèmes à bande étroite et provoquer une perte momentanée de verrouillage. Le résultat est une oscillation basse fréquence au niveau du verrouillage. De tels effets peuvent être supprimés en alimentant les grosses charges en courant par une alimentation séparée ou en augmentant la capacité de filtrage.

Vitesse de travail

Le temps minimum de verrouillage est fonction de la nature de la fréquence de la boucle. Plus elle sera faible, plus long sera la réponse de basculement. Ainsi, la vitesse de travail maximum est obtenue quand C2 est minimum. Quand le signal est appliqué pour la première fois, la phase peut être telle qu'initialement elle écartera la commande de l'oscillateur contrôlé par rapport à la fréquence d'entrée au lieu de la rapprocher. Dans ces conditions, qui sont naturellement indésirables, la réponse au verrouillage est dans le cas le plus critique et le temps de verrouillage minimum théorique n'est pas atteint. Il ne reste qu'à attendre simplement la disparition de la transition.

Les expressions suivantes donnent les valeurs de C2 et de C3 qui autorisent les plus grandes vitesses de travail pour différentes fréquences centrales. Le taux minimum pour laquelle une information digitale peut être détectée sans perte d'information en raison de la transition de commutation est de l'ordre de 10 cycles par bit, correspondant à un taux de transfert d'information de f0/10 baud.

$$C2 (\mu F) = 130 / f0$$

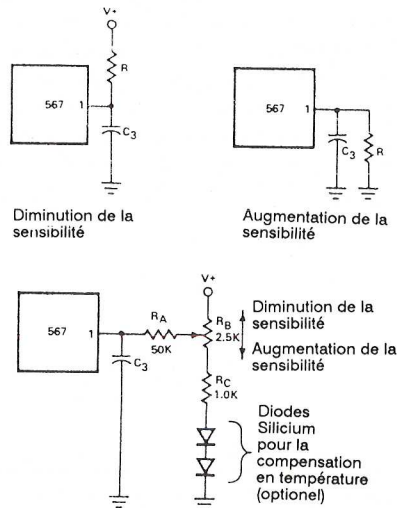
$$C3 (\mu F) = 130 / f0$$

Dans les cas où le temps d'ouverture peut être sacrifié au profit d'un meilleur temps de fermeture, un circuit d'ajustement de sensibilité optionnel peut être utilisé pour rendre la tension de repos de C3 plus faible (plus proche de la tension de seuil). Cependant, la sensibilité aux fréquences de battement, aux bruits et aux signaux parasites sera accrue.

Contrôles optionnels

Le 567 a été conçu de telle sorte que, dans la plupart des applications, aucun ajustement extérieur ne soit nécessaire. Certaines applications, cependant, seront largement facilitées si les avantages complets des possibilités de contrôle supplémentaires offertes par l'utilisation de composants extérieurs additionnels, est utilisé. Dans les diagrammes donnés, des valeurs typiques sont suggérées où elles peuvent être appliquées. Pour de meilleurs résultats, les résistances utilisées, sauf indications contraires, doivent avoir le même coefficient de température. Idéalement, des diodes au silicium seront du type faible résistances comme les jonctions passantes base-émetteur des transistors. Cependant, des diodes basse tension ordinaires pourront convenir dans la majorité des cas.

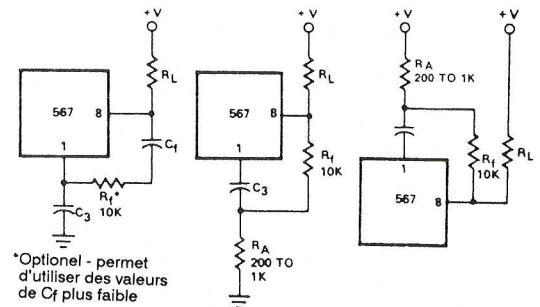
Réglage de la sensibilité



Quand opérant comme un détecteur de bande très étroite (inférieur à 8%), à la fois C2 et C3 doivent être choisis plus élevés de manière à améliorer la réjection du bruit et des signaux hors bande. Cela ralentira inévitablement le temps de réponse. Si, cependant, l'étage de sortie est polarisé de manière plus proche du niveau du seuil, le temps de basculement peut être amélioré. Cela est réalisé en tirant un courant supplémentaire sur la patte 1. Dans ces conditions, le 567 fournira une sortie pour des signaux de faible amplitude (10mV ou moins).

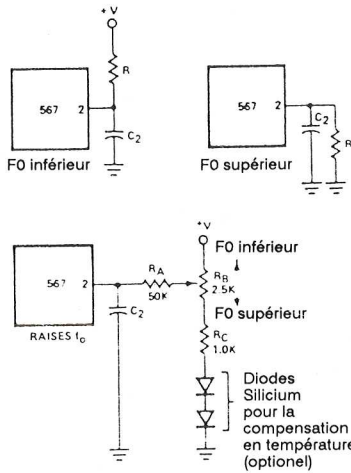
En ajoutant du courant sur la patte 1, la sortie est polarisée plus loin de la tension de seuil. C'est plus pratique, quand, pour obtenir des vitesses de travail maximum, C2 et C3 sont de faible valeur. Normalement, les fréquences situées juste à l'extérieur de la bande de détection peuvent provoquer des erreurs de sortie dans ces conditions. En désensibilisant l'étage de sortie, les notes de battement hors bande ne parviennent pas jusqu'à l'étage de sortie. Alors le niveau d'entrée doit être quelque peu supérieur quand l'étage de sortie est rendu moins sensible, la réjection aux harmoniques de rang 3 ou les harmoniques du signal dans la bande passante (des signaux de fréquences inférieures) est également améliorée.

Prévention contre l'instabilité



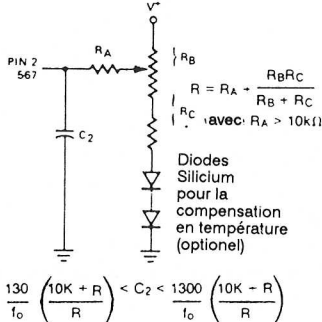
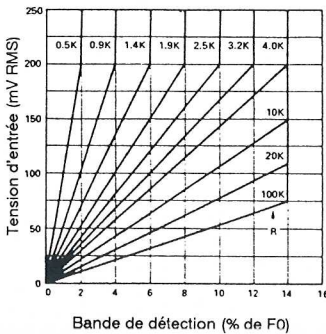
L'instabilité apparaît sur l'étage de sortie quand C3 est relativement faible, de telle sorte que les transitions de verrouillage et les composantes alternatives sur la sortie du détecteur de phase à quadrature (détecteur de verrouillage) provoquent un changement d'état plus fréquent de l'étage de sortie. De nombreuses charges, comme par exemple les lampes ou les relais, ne répondront pas à ces instabilités. Par contre, la logique peut reconnaître dans celle-ci comme une série de sorties. En rebouclant la sortie sur son entrée (patte 1), l'instabilité peut être supprimée. Trois exemples pour y parvenir sont donnés. Tous fonctionnent en réinjectant la première impulsion de sortie (soit haute ou basse) sur l'entrée, imposant à l'entrée de repasser au dessus du seuil jusqu'à ce que la condition transitoire ait disparue. Il est juste besoin d'assurer que la constante de temps de réaction ne soit pas trop longue pour empêcher le fonctionnement aux vitesses supérieures. De la même manière, l'instabilité peut toujours être supprimée en augmentant la valeur de C3, le circuit de réaction autorisant un fonctionnement plus rapide du 567 en réduisant la valeur de C3. A noter que si la constante de temps de la boucle de réaction est rendue trop large, une courte salve à la fréquence d'entrée se traduira par une longue impulsion de sortie. Cela peut être intéressant pour piloter par exemple des relais.

Ajustement central de la bande de détection



Quand il est nécessaire de modifier la position de la bande de détection (correspondant à la plage de capture de la boucle) dans une plage de verrouillage, le circuit ci-dessus peut être utilisé. En déplaçant la bande de détection vers une des bornes de la plage par exemple, les variations des signaux d'entrée étendront la bande de détection dans une seule direction. Cela peut s'avérer intéressant quand un signal fort mais indésirable est attendu d'un côté ou de l'autre de la fréquence centrale. Comme R_B modifie sensiblement le rapport cyclique, cette méthode peut être utilisée pour obtenir un rapport cyclique précis quand le 567 est utilisé comme oscillateur.

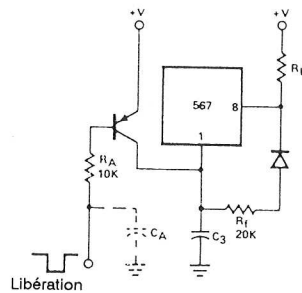
Méthode différente de réduction de la bande passante



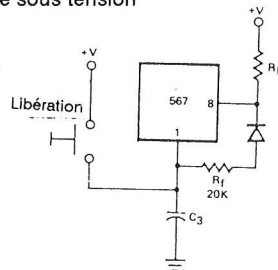
Note : Ajuster le contrôle pour avoir une symétrie des bornes de la bande passante autour de f_0 .

De même qu'une valeur élevée de C_2 réduit la bande passante, elle réduit également la boucle d'amortissement comme pour ralentir le temps de réponse du circuit. Cela peut être indésirable. La largeur de la bande peut être réduite en réduisant le gain de la boucle. Ce principe améliorera l'amortissement et permettra un fonctionnement plus rapide sous des conditions de bande étroite. A noter que le niveau d'impédance réduit sur la broche 2 nécessitera qu'une valeur plus importante de C_2 soit utilisée pour une fréquence de coupure donnée du filtre. Si plus de trois 567 doivent être utilisés, le réseau de R_B et de R_C peut être supprimé et les résistances R_A reliées ensemble. Un condensateur entre cette jonction et la masse peut être nécessaire pour court-circuiter les composantes haute fréquence.

Blocage de la sortie

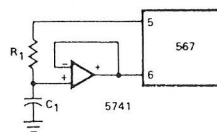


C_A empêche le blocage au moment de la mise sous tension



Pour bloquer la sortie activée après qu'un signal ait été reçu, il est nécessaire de fournir une résistance de réaction autour de l'étage de sortie (entre la patte 8 et la patte 1). La patte 1 est tirée au plus de l'alimentation pour débloquer l'étage de sortie.

Réduction de la valeur de C_1



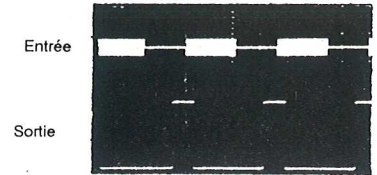
Pour des applications très basse fréquence précise, où la valeur de C_1 devient énorme, une préservation d'un sur-coût peut être réalisé en insérant un suiveur de tension entre la jonction R_1C_1 et la patte 6, de manière à utiliser une valeur

de R_1 plus élevée et une plus faible valeur de C_1 pour la fréquence considérée.

Programmation

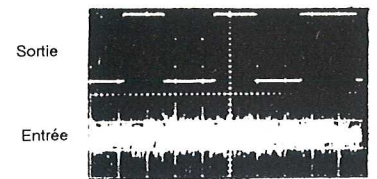
Pour changer la fréquence centrale, la valeur de R_1 peut être modifiée par un commutateur mécanique ou statique, ou des capacités C_1 peuvent être ajoutées en les plaçant à la masse par saturation de transistors NPN.

Réponse typique



Réponse à une salve de 100mV

$R_L = 100$ ohms.

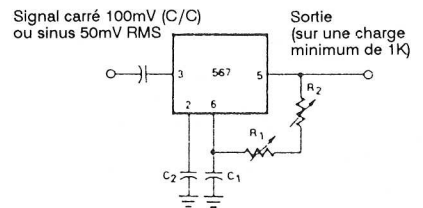


Réponse à la même salve noyée dans le bruit

$S/N = -6$ db $R_L = 100$ ohms
Largeur de bande du bruit = 140Hz

Applications typiques

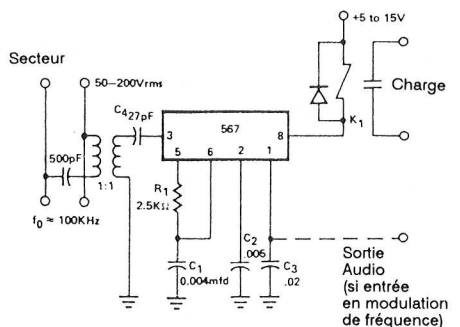
Réseau déphaseur 0 à 180°



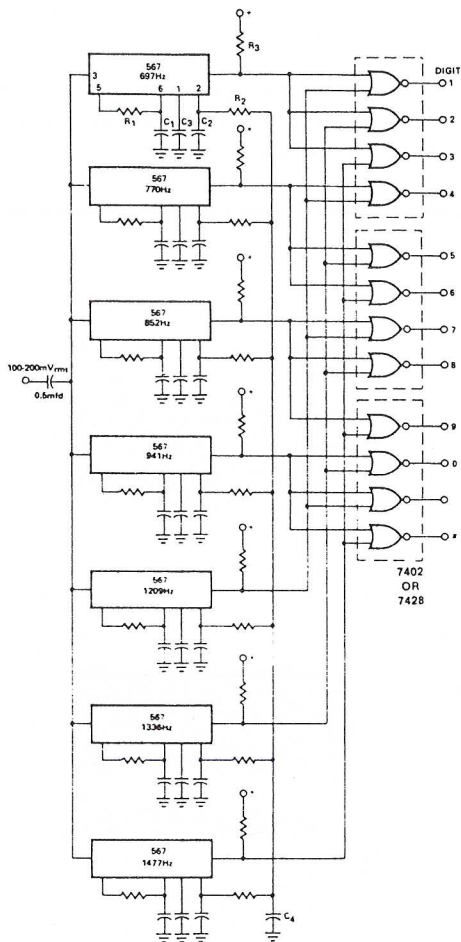
$R_2 = R_1/5$

Ajuster R_1 pour avoir un déphasage de 90° avec le contrôle à mi-course

Télécommande à courant porteur - intercom



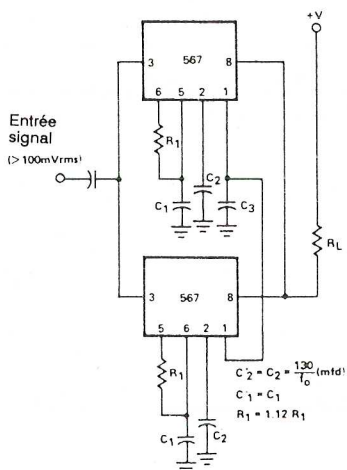
Décodeur de clavier vocal



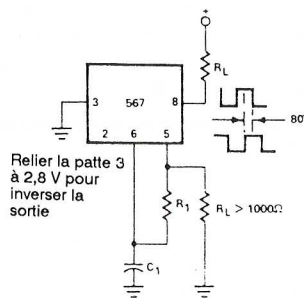
Valeur typique des composants

R1	6,8 à 15k ohm
R2	4,7k ohm
R3	20k ohm
C1	0,10mfd
C2	1,0mfd 5V
C3	2,2mfd 6V
C4	250 µF 6V

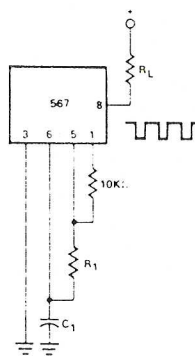
Décodeur de tonalité à 24% de largeur de bande



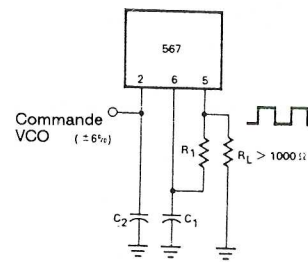
Oscillateur avec sortie en quadrature



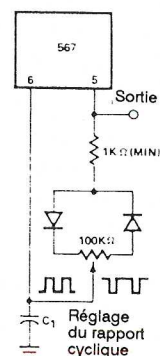
Générateur d'impulsion à rapport cyclique de 25%



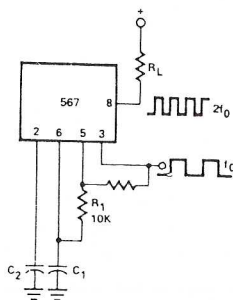
Oscillateur de précision avec commutation à 20ns (VCO)



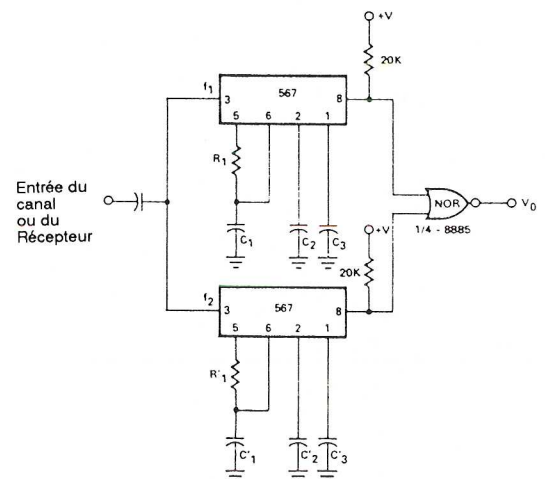
Générateur d'impulsions



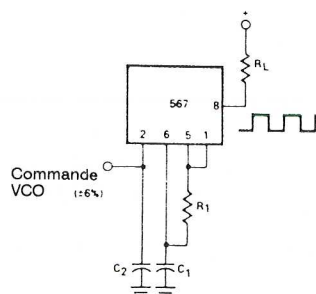
Oscillateur avec sortie de fréquence double



Double décodeur de tonalité



Oscillateur de précision contrôlé en tension (VCO)



1 : Les valeurs des condensateurs et des résistances doivent être choisies en fonction de la fréquence et de la bande passante.

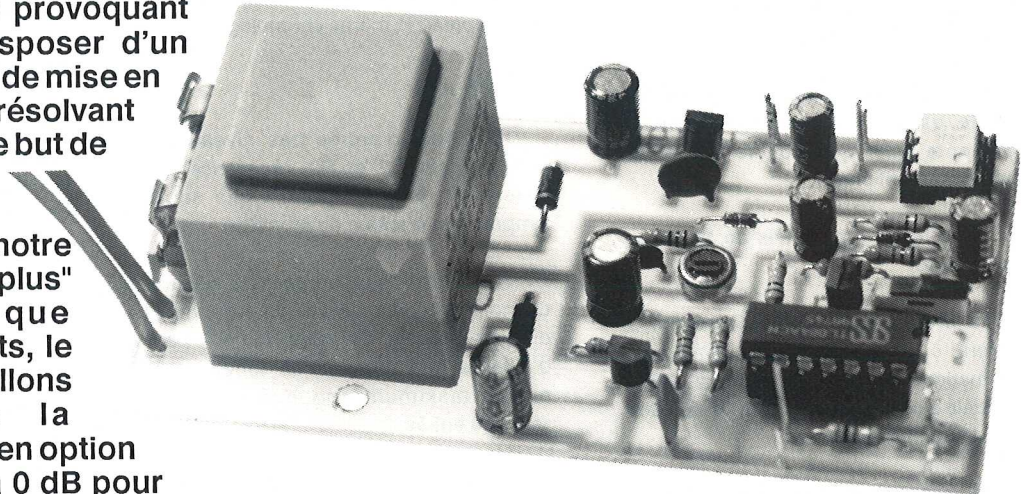
2: Si C3 est suffisamment élevé pour retarder le basculement du 567 du haut, le décodage des tonalités séquentielles (f1 f2) est possible.

Isolateur audio optique

Dans bien des domaines, il est quelquefois utile de pouvoir isoler galvaniquement un signal basse fréquence.

Que ce soit pour des raisons réelles d'isolement par rapport à un montage relié au 220 Volts, ou pour éviter le retour de parasites divers sur la source ou encore à cause de bouclages de terres provoquant des ronflements, disposer d'un petit montage simple de mise en oeuvre et d'emploi résolvant ces problèmes sera le but de cet article.

Pour être fidèles à notre habitude des "petits plus" qui ne coûtent que quelques composants, le montage que nous allons décrire donnera la possibilité de fournir en option un niveau constant à 0 dB pour des niveaux d'entrée variant de 20 mV à plus de 80 Volts....



Description

L'amplificateur possède une prise de terre, la table de mixage aussi, le jeu de lumière c'est indispensable, et tous ces éléments reçoivent un signal audio blindé par une masse unique...

Bref et fréquemment, quand tout ce petit monde est sous tension, à bas niveau: RONRORRONN..... Cà, c'est du 50 Hz, et si ça ne s'appelle pas un bouclage de masse, ça y ressemble.

Quand un problème de ce type se pose, il n'y a pas cinquante solutions: Soit débrancher une ou plusieurs des prises de terre (Dangereux), soit couper l'une des masses du signal en assurant le retour par la terre (ça ne se fait pas....) soit enfin isoler galvaniquement la liaison.

C'est ce que nous allons faire avec ce montage qui, loin de se limiter à cet exemple de sonorisation, devrait trouver bon nombre d'utilisations.

Citons par exemple le prélèvement du signal audio sur les téléviseurs dont le

châssis est réuni au secteur (de plus en plus rare heureusement), l'isolation de l'entrée de commande de triacs et jeux de lumières divers (ainsi que la commande par un élément ne chargeant pas excessivement la sortie H.P.), etc.

A cette fin, le but fixé et le cahier des charge posé sont simples:

- Isoler totalement un signal du type basse fréquence (audio).
- Posséder une impédance d'entrée élevée et de sortie faible.
- Conserver une bande passante et une fidélité correcte (afin de pouvoir utiliser le montage pour moduler d'autres éléments que des jeux de lumières: 15 Hz-22 kHz à - 3dB).
- Ne pas demander de réglage extérieur.
- Pouvoir accepter des niveaux très variables.

Si de plus le montage reste d'un prix limité, c'en est que mieux....

Plusieurs moyens permettent d'isoler ce genre de signal:

- Le transformateur à tôles de rapport 1/1

Celui-ci possède les désavantages d'être fragile, de ne pas être toujours facile à trouver (surtout quand il est "mort" après plusieurs années de bon fonctionnement, les références et types changent tellement), enfin sa fidélité et sa bande passante sont sujets à caution.

- La fibre optique

C'est une solution moderne et alléchante, mais pour ne pas perdre de niveau et de qualité dans ce type de support, il est indispensable de travailler en numérique.

- L'opto-coupleur

C'est cette dernière solution que nous retiendrons avec l'utilisation d'un opto-coupleur très classique et travaillant en mode linéaire.

Voyons comment cela fonctionne par le biais du synoptique



Synoptique

Le synoptique donné ci-contre comprend la totalité du montage hormis l'alimentation dont nous verrons la particularité au moment du schéma de détail.

Deux entrées sont disponibles pour faire un premier choix du niveau d'attaque.

L'entrée "niveau normal" correspond à un signal à 0 dB pouvant, en fait, varier entre 50 mV et 8 Volts crête-crête. L'impédance d'entrée est de 47 k Ω .

L'entrée "niveau élevé" correspond plus à une attaque de type haut-parleur: de 8 Volts à 80 Volts crête-crête et plus.

Suit un étage d'adaptation, dont le rôle est de garder l'impédance d'entrée constante quel que soit le mode de fonctionnement choisi.

De là, deux possibilités de travail se distinguent:

La première consiste à travailler à niveau constant (sans commande automatique de gain): le signal de sortie est fidèle à celui présent à l'entrée, aucune correction n'est apportée.

La seconde met en oeuvre l'étage de C.A.G., dont la constante de temps longue permet de corriger d'une part les disparités du niveau d'entrée et de supprimer éventuellement les phases de mixage d'autre part.

Cette seconde action est particulièrement intéressante dans le cas par exemple de la commande d'un jeu de lumière, car celui-ci continuera à recevoir le même niveau de modulation quelque soit le niveau audio d'origine (transition entre deux disques ou morceaux, périodes faibles sur un disque, etc). Le jeu de lumière peut donc continuer à assurer son service pendant ces phases.

Après l'étage de C.A.G., une amplification s'impose afin de revenir à des amplitudes exploitables par l'opto-coupleur.

C'est à cet endroit que se situe la sélection entre les deux sources, dont l'élue attaque l'étage d'isolation galvanique.

Les étages d'entrée sont conçus de telle façon qu'un signal proche de 0 dB soit disponible à la sortie de l'opto-coupleur.

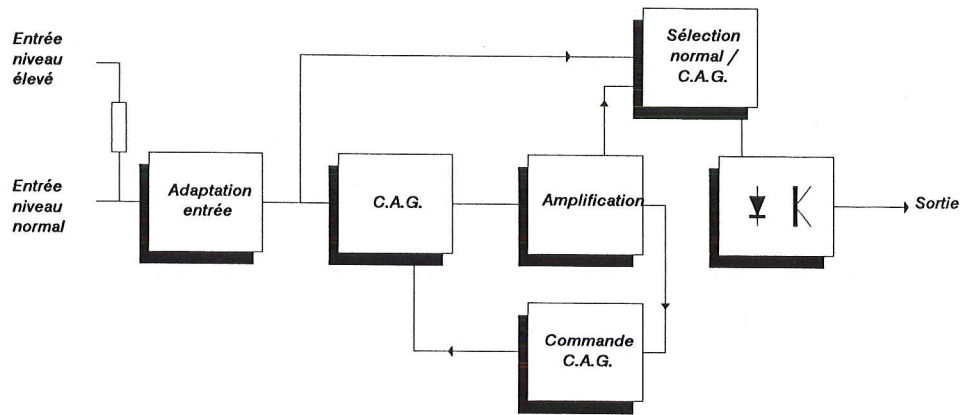


Schéma de détail

Le schéma de détail en bas de cette page reprend la même chronologie.

Entrée

Le signal d'entrée bas niveau est appliqué sur C2 et R9, résistance qui détermine pratiquement à elle seule l'impédance d'entrée du montage.

R7 permet l'attaque par des signaux d'amplitudes plus élevées en formant un diviseur avec R9. Sa valeur (de R7) peut d'ailleurs être adaptée en fonction du niveau maximum appliqué sur cette seconde entrée.

L'ensemble des amplificateurs travaille par rapport à une tension intermédiaire fixée par R10 et R12, fixée à environ 4 Volts.

La première cellule est un simple suiveur duquel se séparent les deux possibilités citées précédemment.

Choix de fonctionnement

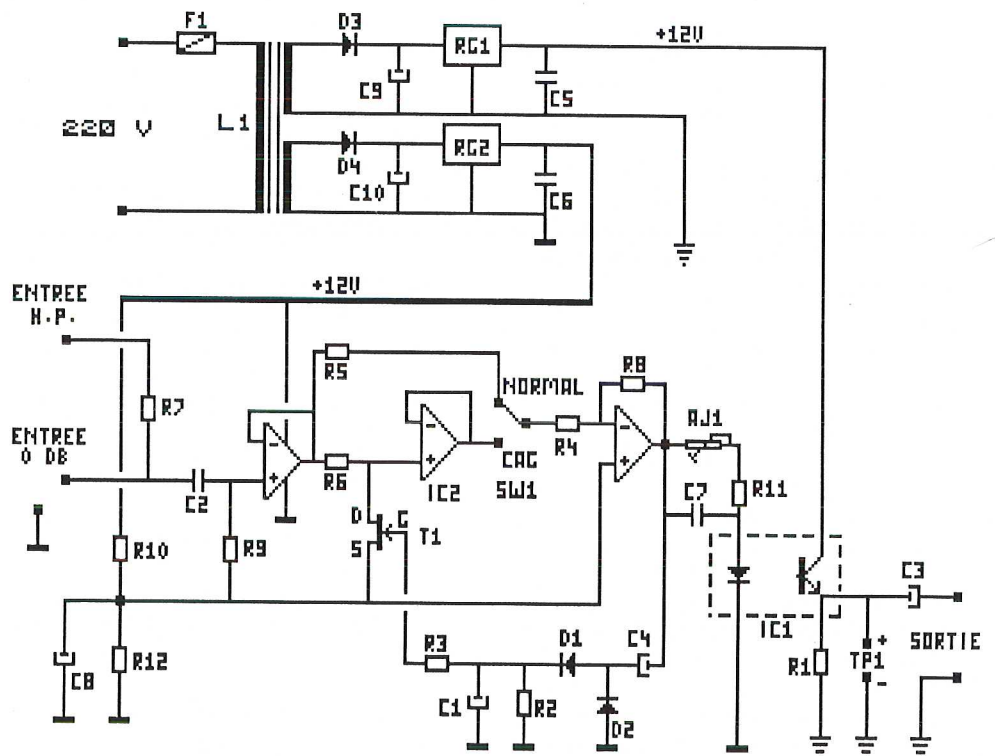
Dans le cas d'un choix de niveau constant, c'est R5 + R4 par rapport à R8 qui vont fixer le gain de la dernière cellule à 1.17 environ.

Ce léger gain permet d'adapter le montage aux dispersions de l'opto-coupleur (En complément du point de repos que nous verrons après).

Dans le cas de la voie avec C.A.G., la mise à niveau automatique est exécutée par le diviseur R6 et le transistor à effet de champ T1.

Ce genre de cellule que nous avons déjà plusieurs fois utilisé, permet une atténuation dans un rapport supérieur à 100, en conservant une distorsion relativement faible.

Cette atténuation est proportionnelle à la tension de C.A.G. appliquée sur la gate de l'effet de champ.



Après cette cellule d'atténuation, un second suiveur permet une attaque correcte d'un amplificateur (le même que précédemment), destiné à fournir le zéro dB constant.

Son gain est cette fois-ci défini par R8 sur R4 soit environ 45.

C.A.G.

C'est la tension dynamique présente à sa sortie (patte 7), après redressement par D1 et filtrage par C1, qui va nous fournir la tension de G.A.G., C4 assure le rejet de la composante continue de polarisation.

La constante de temps du circuit de C.A.G. est fixée à environ 4.8 secondes, afin que cet étage ne joue pas un rôle de compresseur de modulation mais bien de réglage du niveau moyen.

Sortie et couplage

En sortie, un réseau constitué par R11, AJ1 et C7 permet à la fois d'ajuster le courant de repos dans la LED de l'opto, définissant ainsi le point de repos secondaire. C7 constitue un pré-accuenteur augmentant la bande passante du même opto.

De l'autre coté de l'opto-coupleur, le signal est directement disponible sur l'émetteur du transistor interne. Le point de test TP1 permettra le réglage facile de AJ1 que nous verrons par la suite.

Le signal basse fréquence définitif est disponible après C3, condensateur qui enlève la composante continue présente sur l'émetteur de l'opto-coupleur.

Alimentation

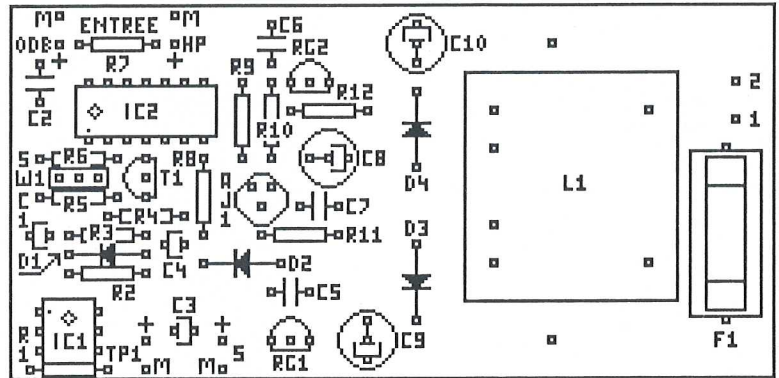
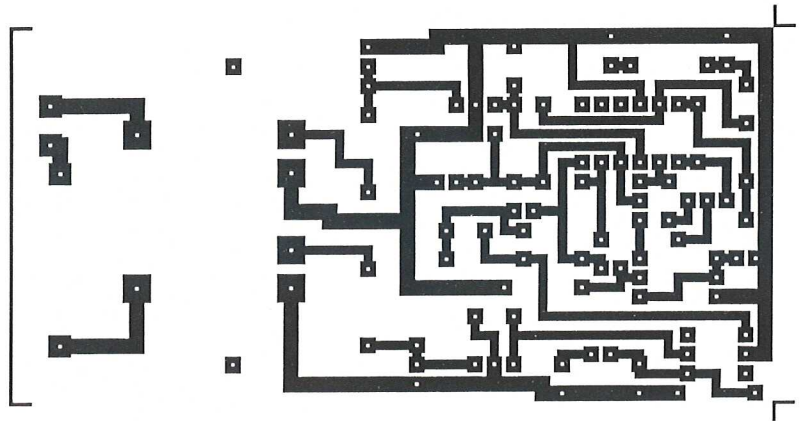
Parlons enfin de l'alimentation, puisque nous l'avons royalement oubliée dans le synoptique.

Deux alimentations différentes sont nécessaires, sinon ça ne sert à rien de se décarcasser à essayer d'isoler (comme dirait...., mais vous avez deviné).

En fait nous utiliserons pleinement le fait que deux secondaires soient disponibles sur le transformateur.

Deux redressements identiques mono-alternance, suivis de filtrages et de régulateurs 12 Volts en TO92 suffiront amplement pour obtenir des alimentations indépendantes et suffisamment propres.

Les consommations n'excèdent pas 15 mA pour la partie primaire et 5 mA coté sortie du montage.



Réalisation

Le circuit est relativement compact. Il est prévu pour s'insérer dans un coffret type PP9.

Ce coffret dispose d'une petite grille de ventilation sur le couvercle, qui viendra idéalement se placer au dessus du transformateur.

Les faces cuivre et sérigraphie sont données ci-dessus, comme à l'accoutumée, à l'échelle 1.

Il faudra naturellement prendre soin à l'implantation des composants, la qualité des soudures etc, mais surtout ne pas oublier que le secteur sera présent sur la carte lors des essais: prudence.

Deux cosses picots ou de simples fils seront implantés à TP1 afin de pouvoir y connecter facilement un voltmètre pour le réglage.

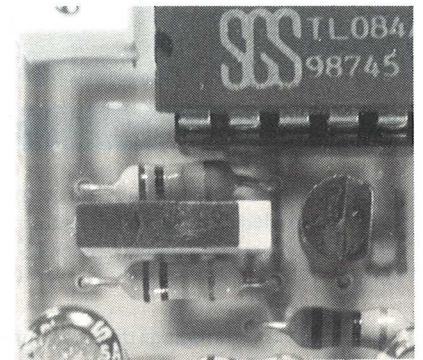
Les prises de sortie seront installées au choix de votre application. Pour nous, nous avons choisi les fiches RCA, qui n'offrent pas de difficultés pour l'installation sur le coffret et sont finalement maintenant les plus courantes.

On utilisera par contre du fil blindé pour les liaisons de ces prises, inutile de dégrader le signal par du 50 Hertz environnant.

Pour le commutateur de type de fonctionnement, nous avons choisi un

modèle miniature s'implantant directement sur le circuit imprimé.

Si le changement de type de fonctionnement est fréquent, rien n'empêche d'utiliser un inverseur traditionnel accessible de l'extérieur.



Ne pas oublier toutefois que ce commutateur véhicule directement le signal basse fréquence et qu'un éloignement important doit se faire également par fil blindé.

Stéréo

Si une application stéréophonique du montage était utile, la reproduction du montage en deux exemplaires est indispensable (lapalissade)....

Toutefois, toute la partie alimentation peut rester unique, jusqu'aux régulateurs inclus. Les deux 12 Volts sont aptes à alimenter deux unités, il faudra simplement veiller à ne pas croiser les alimentations primaires et secondaires entre les voies gauche et droite.



Liste des composants

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

R1	1 k Ω
R2	220 k Ω
R3	10 k Ω
R4	2.7 k Ω
R5, R6	100 k Ω
R7	82 k Ω
(voir texte pour des niveaux différents)	
R8	120 k Ω
R9	47 k Ω
R10	5.6 k Ω
R11	1 k Ω
R12	3.3 k Ω

AJ1 5 k Ω 82 PR Beckman

C1	22 uF 25V chimique radial
C2	1 uF 50 V pas de 5.08
C3, C4	2.2 uF 40V chimique radial
C5, C6	0.1 uF céramique
C7	3.9 nF céramique
C8 à C10	100 uF 25V chimique radial

IC1 4 N 26
IC2 TL 084

T1 BF 245 B

RG1, RG2 78 L 12

D1, D2 1 N 4148
D3, D4 1 N 4004

SW1 inverseur DIL C.I. SECME
L1 transfo moulé 2x15V 1.8 VA
Kitato
F1 fusible rapide 500 mA

1 support fusible CI
1 support C.I. 6 broches
1 support C.I. 14 broches

prises B.F. : voir texte

Réglage

Après avoir vérifié que tout était correct au niveau implantation des composants et soudures, on peut procéder à la mise sous tension.

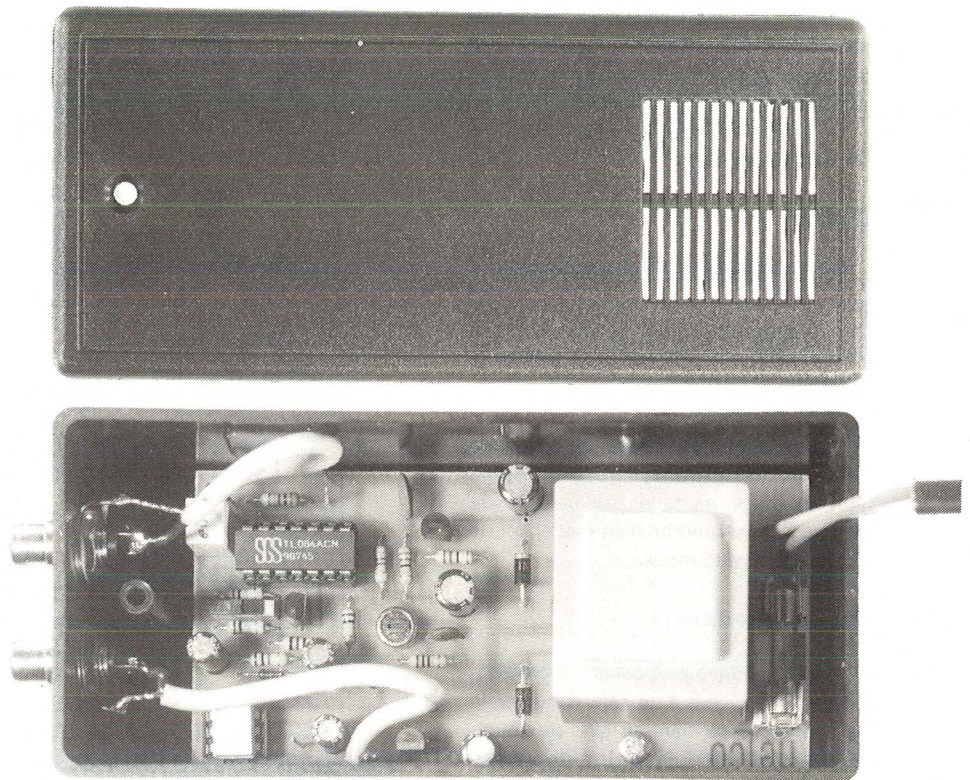
Pour exécuter le réglage de AJ1, ne pas appliquer de signal audio sur l'entrée et positionner SW1 en fonction sans C.A.G. (curseur vers le bord du circuit).

Régler AJ1 pour obtenir 3 Volts sur un voltmètre câblé aux points TP1.

Ce réglage fait, le montage est opérationnel.

AJ1 peut être réglé selon d'autres critères. C'est notamment faisable si vous disposez d'un oscilloscope et que vous désiriez obtenir une amplitude de sortie identique à celle d'entrée en mode linéaire.

La retouche de cet ajustable permet alors d'obtenir ce résultat. Il suffit de veiller dans tous les cas que la tension présente à TP1 ne descende pas en dessous de 2



Volts, ce qui réduirait l'excursion de sortie et apporterait de la distorsion par écrêtage du signal.

Conclusions

Combien de fois arrive-t-il que l'on passe du temps à chercher d'où provient un ronflement dans une installation audio?

Même si vous ne prévoyez pas l'utilisation permanente du montage dans une installation, pour tous ceux qui font de la sonorisation, pouvoir lever rapidement le doute et déterminer qui est le fautif apporte un gain de temps et d'énerverment inquantifiable.

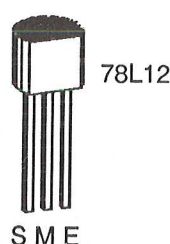
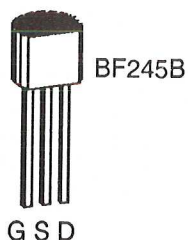
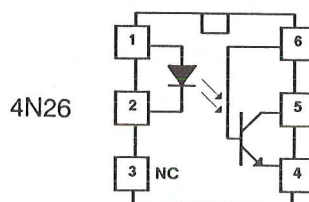
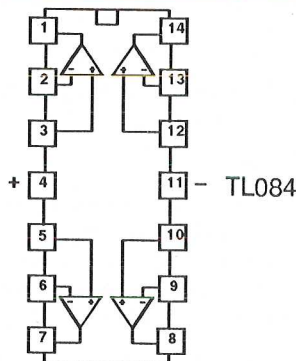
Combien également ont "dégagé" leur amplificateur de sortie de chaîne en montant un système d'isolement de jeu de lumière à base de transformateur...

Outre ces aspects qui rendent le montage attrayant, la correction automatique de niveau offre de nombreux avantages (surtout en pilotage de lumière).

La sensibilité d'entrée en mode C.A.G. est de plus suffisante pour être attaquée par un micro électret, permettant ainsi de récupérer l'ambiance sonore d'une salle sans problème de saturation.

J.TAILLIEZ

Brochages



NE 565 et NE 566 : PLL et VCO....

Sous ces appellations barbares: PLL, VCO, se cachent des circuits fréquemment utilisés.

Pour le premier, même si vous n'êtes pas un électronicien ardent et assidu, c'est un terme (et un circuit) que vous avez sans doute souvent rencontré car utilisé par exemple dans les étages de synthèse de fréquence aussi bien F.M. que T.V.

C'est en effet ce type de circuit (dans ses versions H.F. et assisté de pré-diviseurs) qui permet d'obtenir en clair l'affichage de la fréquence reçue en F.M., du canal en C.B. et T.V., etc.

Le VCO participe également et étroitement à ce type d'utilisation, dans la mesure où c'est la tension issue du contrôleur de phase qui permet d'asservir la fréquence de l'oscillateur local de réception.

Ces deux circuits, travaillant dans des gammes de fréquences plus basses, permettent de nombreuses autres applications. C'est le cas par exemple de l'article dans ce même numéro traitant de la transmission sur secteur.

Terminologie

L'incitation à la francisation systématique devrait nous faire appeler ces circuits respectivement BAP: oucle <A>sservie en <P>hase et OCT pour <O>scillateur <C>ontrôlé en <T>ension....

Par ces traductions, nous avons déjà levé un coin du voile qui recouvre le fonctionnement et le but de ces circuits.

Restons clair: même si à titre d'exemple le mot "ajustable", s'accrochant à la fonction d'une quelconque résistance ou condensateur, ne se trouve dans aucun dictionnaire (que ferions-nous sans ce mot ?), il est indispensable, pour que les électroniciens se comprennent, de parler un langage commun.

Ainsi les PLL (pour Phase Locked Loop) et VCO (pour Voltage Controlled Oscillator), sont des circuits permettant de nombreux types d'asservissements ou transmissions codées. C'est ce que nous allons voir en détaillant d'abord la structure de la PLL LM 565 et ses applications.

Versions

Le 565 peut se présenter sous deux boîtiers différents: Version H pour le boîtier

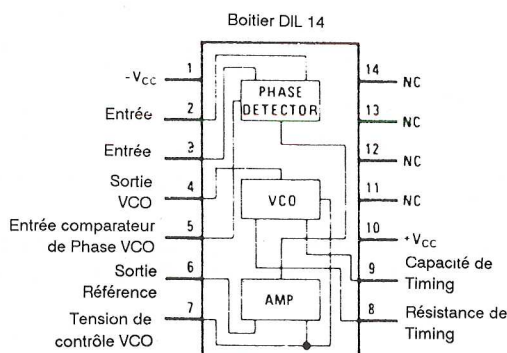
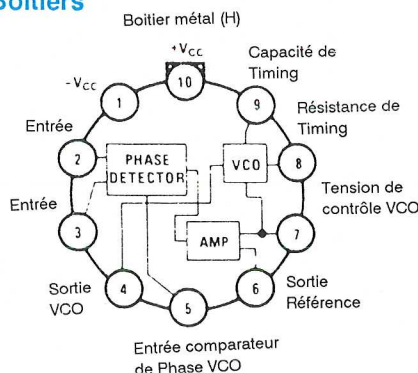
métallique 10 broches, ou en version DIL 14 broches (même numéros de broches).

Les appellations diffèrent également suivant le constructeur, exemple:

- LM 565 / LM 565 C chez National
- NE 565 / SE 565 chez Signetics - RTC

Au point de vue caractéristiques, le SE565 correspond au LM565 et le NE565 au LM565C.

Boîtiers



Description générale

Les LM565 et 565C sont des PLL d'usage général, contenant un oscillateur stable et extrêmement linéaire commandé en tension pour obtenir une démodulation F.M. à faible distorsion ainsi qu'un double détecteur de phase équilibré avec une bonne réjection de porteuse.

La fréquence d'oscillation du VCO est obtenue avec une résistance et une capacité externes et une plage de réglage de 10/1 peut être obtenue avec la même capacité.

Les caractéristiques du système bouclé (bande passante, temps de réponse, plages de capture et de maintien) peuvent être ajustées sur de larges valeurs par un réseau RC extérieur.

La boucle peut être interrompue entre le VCO et le détecteur de phase pour y insérer un diviseur de fréquence digital, ceci afin d'obtenir un multiplicateur de fréquence.

- Le LM565H (SE565) est prévu pour une gamme de fonctionnement allant de -55 à +125°C.

- Le LM565CN et LM565CH (NE565) sont prévus pour une gamme de température allant de 0 à +70°C.



Avantages

- Stabilité en fréquence typique du VCO de 200 ppm/°C
- Gamme de tensions d'alimentation de +/-5 à +/-12 Volts avec 100ppm/% typique
- 0.2% de linéarité de la sortie démodulée
- Forme triangulaire disponible avec une très bonne linéarité et un passage par zéro (alimentation symétrique)
- Entrées détecteur de phase et sortie carré compatible TTL et DTL
- Plage de maintien ajustable de +/-1% à plus de +/-60%

Applications

- Données et synchronisation de bande magnétique
- Modems
- Démodulation F.M. et FSK
- Synthétiseur de fréquences
- Décodeur de tonalité
- Multiplicateur et diviseur de fréquence
- Démodulateurs SCA
- Récepteurs de télémétrie
- Régénération de signaux...

Limites absolues

- Tension d'alimentation: +/- 12 Volts
- Dissipation en puissance: 1.4 Watt (note 1)
- Tension d'entrée différentielle: +/- 1 Volt
- Température de stockage: -65 à +150 °C
- Température de fonctionnement -55 à +125°C (version H ou SE) 0 à +70°C (autres versions)
- Température de soudage (10 Sec.): 260°C

Caractéristiques détaillées

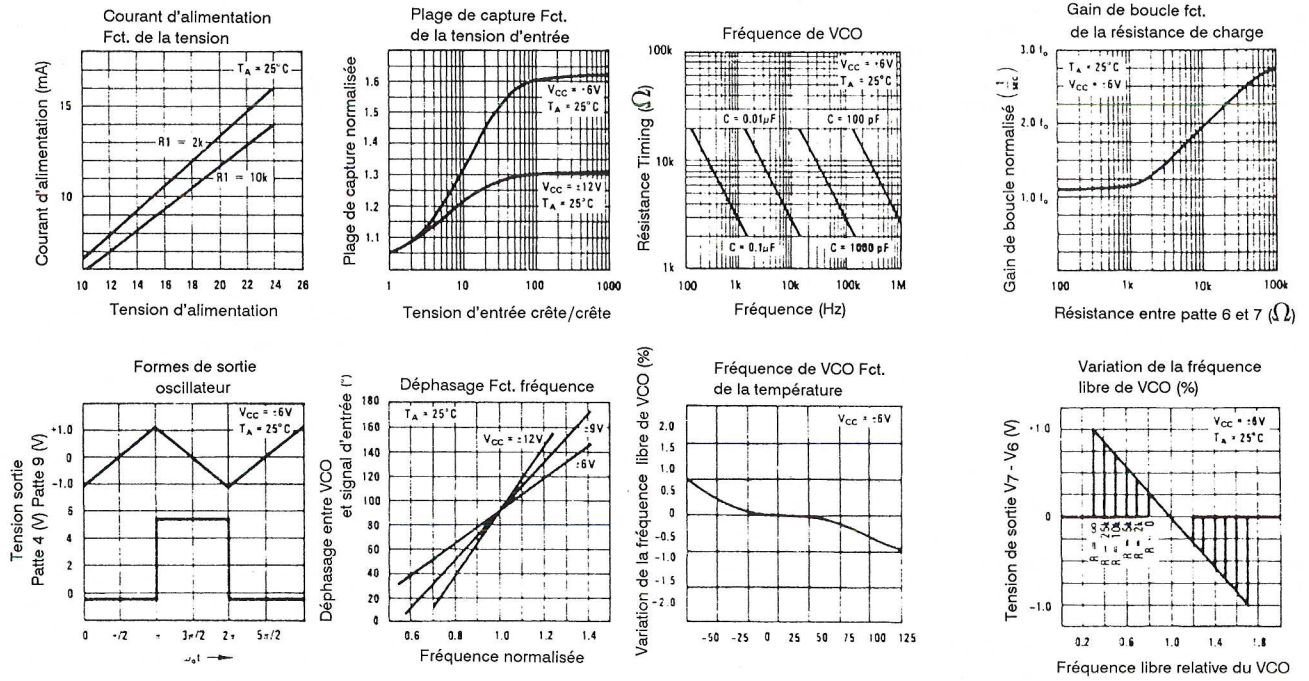
Ces caractéristiques se réfèrent au schéma typique d'application, Vcc = +/-6 Volts, Ta = 25°C.

Paramètre	Condition	LM565/SE565			LM565C/NE565			Unité
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Courant d'alimentation			8	12.5		8	12.5	mA
Impédance d'entrée (pattes 2,3)	-4V < V2, V3 < 0V	7	10			5		kΩ
Fréquence maximum du VCO	Co = 2.7 pF	300	500		250	500		kHz
Fréquence libre du VCO	Co = 1.5 nF Ro = 20 kΩ Fo = 10 kHz	-10	0	+10	-30	0	+30	%
Coefficient de température sur la fréquence			-100			-200		ppm/°C
Dérive de fréquence en fonction de l'alimentation			0.1	1		0.2	1.5	%/V
Tension de sortie triangle		2	2.4	3	2	2.4	3	Vpp
Linéarité triangle de sortie			0.2			0.5		%
Tension de sortie carré		4.7	5.4		4.7	5.4		Vpp
Impédance de sortie (patte 4)			5			5		kΩ
Rapport cyclique du carré		45	50	55	40	50	60	%
Temps de montée carré			20			20		nS
Temps de descente carré			50			50		nS
Courant de sortie patte 4 (bas)		0.6	1		0.6	1		mA
Sensibilité du VCO	Fo = 10 kHz		6600			6600		Hz/V
Tension de sortie démodulée patte 7	pour +/- 10% de déviation de fréq.	250	300	400	200	300	450	mVpp
Distorsion harmonique totale	idem +/- 10%		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Impédance de sortie (patte 7)			3.5			3.5		kΩ
Niveau continu (patte 7)		4.25	4.5	4.75	4	4.5	5	V
Tension d'offset de sortie (V7-V6)			30	100		50	200	mV
Dérive en température de l'offset			500			500		uV/°C
Réjection A.M.		30	40		40			dB
Sensibilité du détecteur de phase Kd			0.68			0.68		V/radian

Note 1: La température maximum de jonction du LM565 est de 150°C. Pour un fonctionnement à température élevée, le boîtier TO5 (H) doit être diminué sur une base de 150 °C/W jonction-ambient ou 45°C/W jonction-boîtier. La résistance thermique pour le boîtier DIL 14 est de 85°C/W.



Courbes caractéristiques



Structure interne

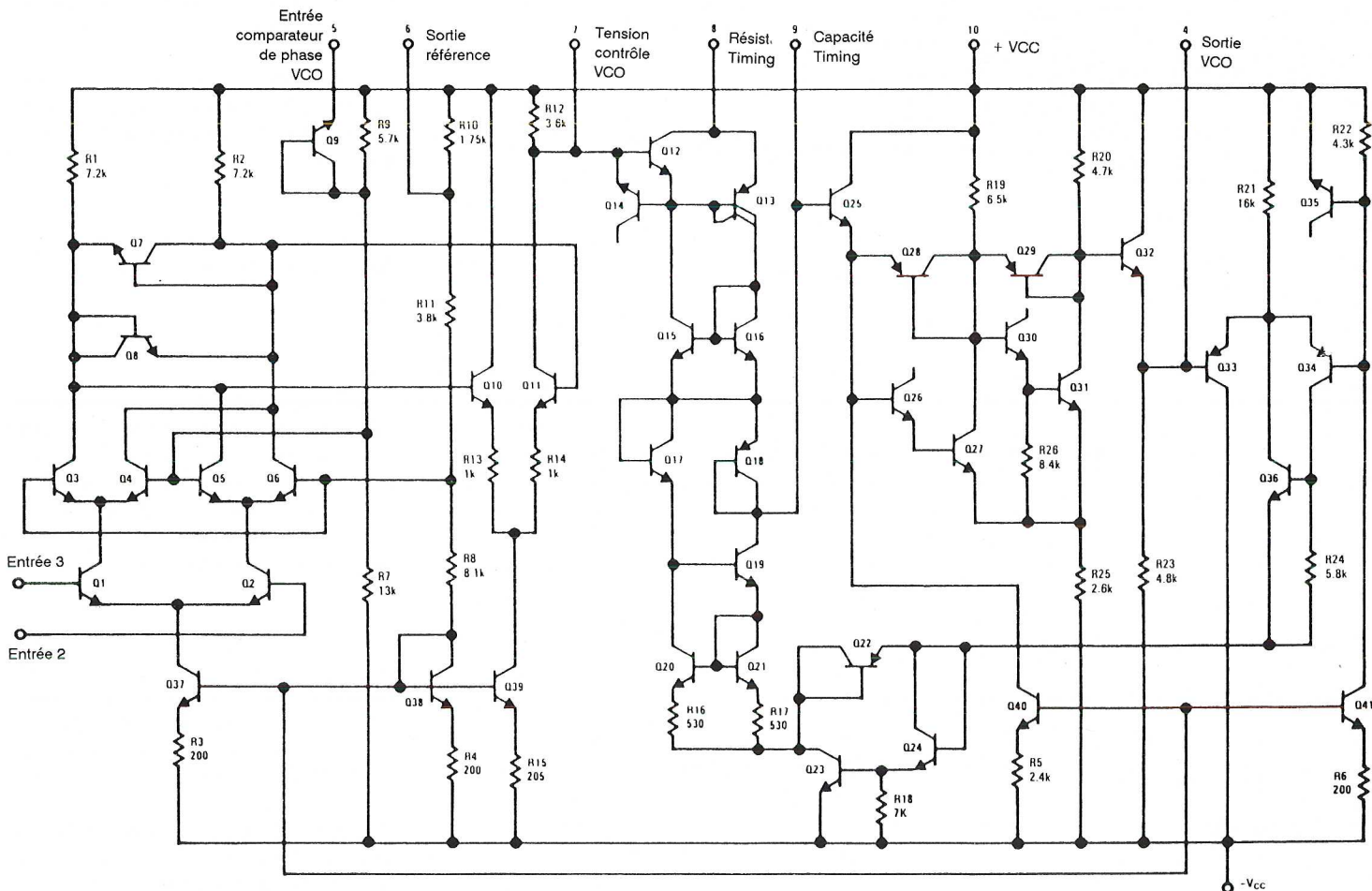
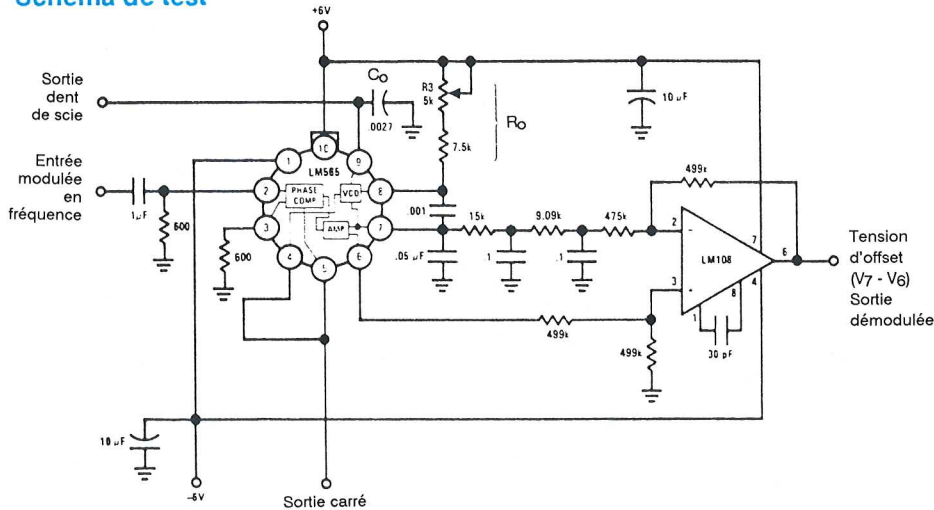


Schéma de test

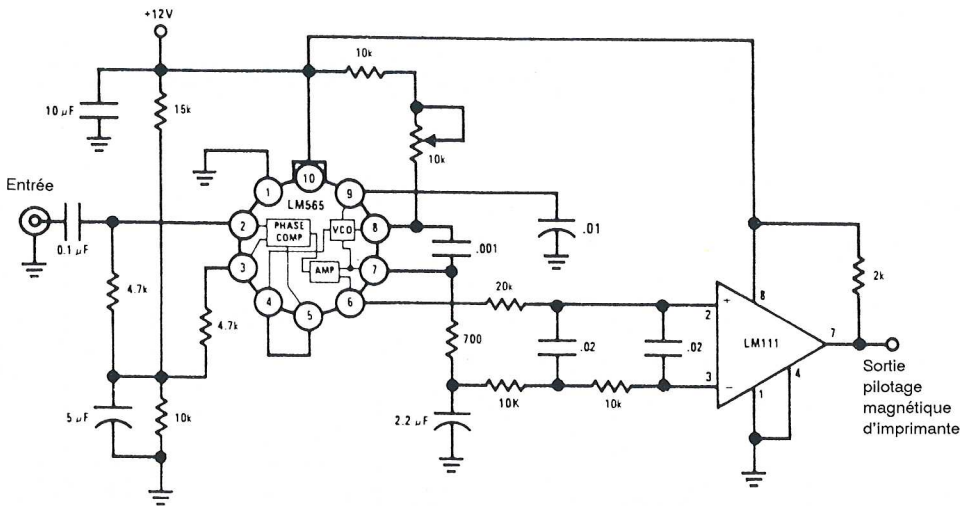


Démodulation F.M.

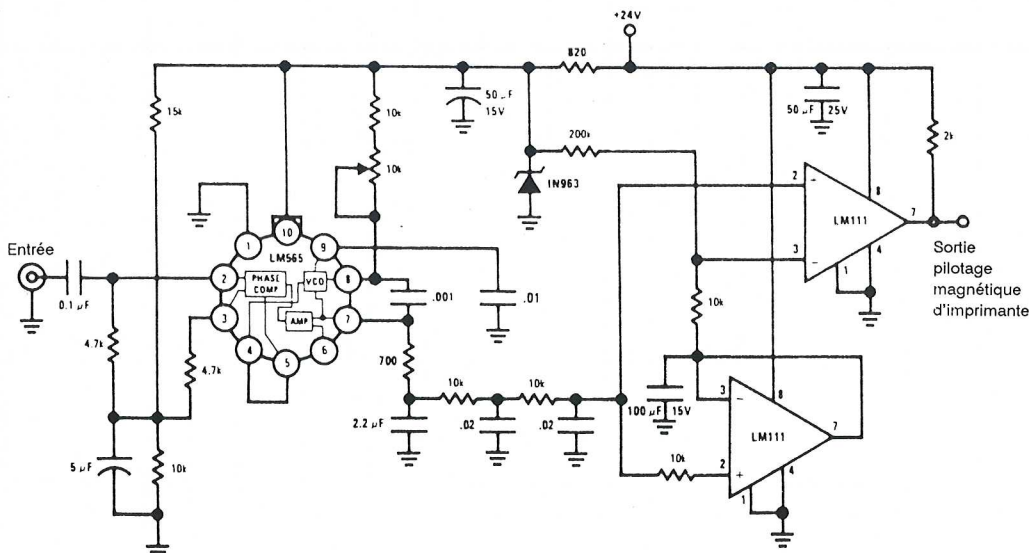
Compte tenu de sa linéarité, le 565 est très adapté à cette fonction. Lorsqu'il est "accroché" à la fréquence entrante, la tension de sortie issue du comparateur de phase est directement proportionnelle à la variation de cette fréquence.

Si la fréquence d'entrée dérive, c'est cette sortie qui impose un décalage de la fréquence du VCO pour "suivre" celle d'entrée. En conséquence, la linéarité du comparateur de phase est directement déterminée par la fonction de transfert tension / fréquence du VCO.

Démodulateur FSK (2025-2225 cps)



Démodulateur FSK avec restitution du continu



Grâce à son unique et très linéaire VCO, la PLL du 565 peut accrocher et suivre un signal d'entrée sur une plage très large (+/-60% typique) avec une très bonne linéarité (typique dans les 0.5%).

La fréquence libre du VCO sera généralement ajustée à la valeur médiane des fréquences censées être reçues.

R_0 peut être de valeur quelconque, mais R_0 doit être dans la gamme de 2k à 20 kohms avec une valeur optimum de 4kohms. La source de signal peut être directement couplée si les résistances en continu vues par les entrées 2 et 3 sont identiques et s'il n'existe pas de composante continue entre ces pattes.

Une liaison entre les pattes 4 et 5 relie le VCO au comparateur de phase. La patte 6 fournit une tension continue de référence qui est proche du potentiel de sortie de la patte 7 (sortie démodulée).

Ainsi, si une résistance est connectée entre les pattes 6 et 7, le gain de l'étage de sortie peut être réduit avec très peu de modification de la composante continue de sortie.

Cela permet de réduire la plage de capture avec très peu de modification de la fréquence libre F_0 . De cette manière, la plage de capture peut être réduite de +/-60% de F_0 à environ +/-20% de F_0 (sous +/- 6Volts).

Une capacité de faible valeur (1nF typique), placée entre les pattes 7 et 8 élimine d'éventuelles oscillations de la source de courant du VCO.

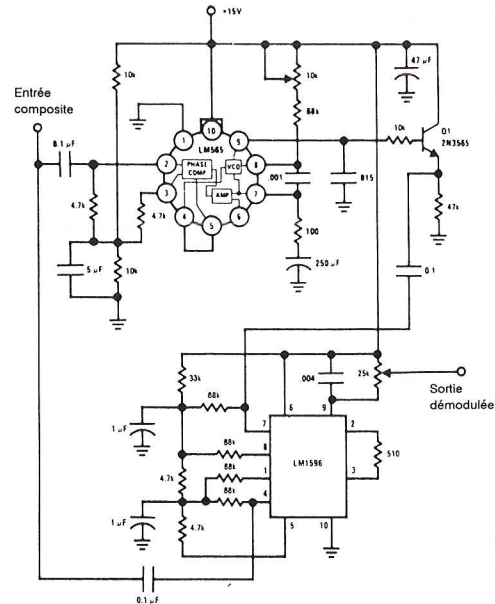
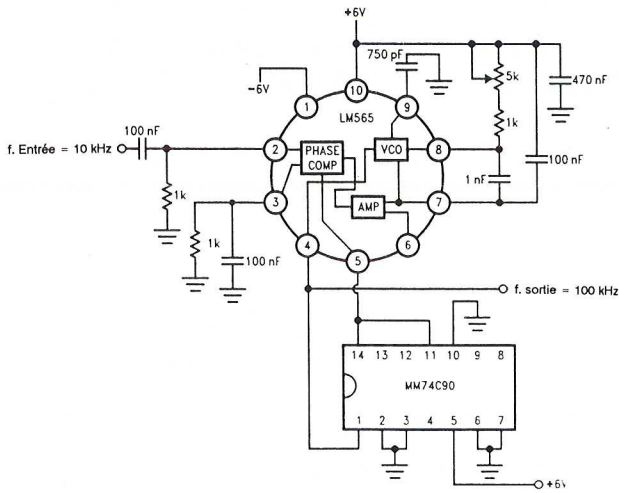
Un filtre simple pôle est formé par la capacité montée entre la patte 7 et l'alimentation et la résistance interne de cette patte (de l'ordre de 3.6k).

Décodage FSK

Le mode FSK est fréquemment utilisé pour la transmission de données au moyen d'une porteuse dont la fréquence se déplace entre deux valeurs pré-déterminées. Ce décalage de fréquence est généralement obtenu à l'aide d'un VCO piloté par la donnée binaire.

Lorsque ce signal est appliqué au décodeur FSK, celui-ci accroche la fréquence reçue et la suit entre les deux valeurs transmises avec une variation correspondante du niveau continu de sortie d'asservissement.

Un triple réseau RC supprime la porteuse résiduelle et attaque la mise en forme finale avant utilisation.



Multiplication de fréquence

Il existe deux méthodes pour obtenir une multiplication de fréquence. La première consiste à se synchroniser sur une harmonique, la seconde, en utilisant un diviseur.

La première méthode est la plus simple et est obtenue en réglant l'oscillation libre du VCO sur un multiple de la fréquence d'entrée.

La limitation de ce principe vient du fait que la plage de capture diminue d'autant que la fréquence est éloignée de la fondamentale.

Si cette fréquence d'entrée est relativement stable et que la PLL ne doit "suivre" que sur une plage réduite, ce type de montage peut être utilisé avec de bons résultats jusqu'à l'harmonique 5.

Pour des ordres de multiplication plus grands ou des plages de capture et de maintien plus larges, le second type de schéma est préférable.

Un exemple d'utilisation peut être le cas où le signal d'entrée varie sur une large gamme de fréquence et que l'on veuille une fréquence de sortie très supérieure à celle d'entrée. La structure d'un tel schéma de principe est montrée ci-dessus.

Informations d'utilisation

Dans les conceptions de PLL comme le 565, les paramètres importants sont:

- La fréquence libre: $F_0 = 0.3 / R_0 C_0$
- Le gain de boucle: $G_b = K_0 K_d (1/sec)$

Avec K_0 = sensibilité de l'oscillateur (radians par seconde / Volt)

et K_d sensibilité du détecteur de phase (en Volts / radians)

Il définit l'ampleur du changement de phase entre le signal d'entrée et le VCO lors d'un décalage de la fréquence d'entrée (à condition que la PLL suive).

Le gain de boucle du 565 est dépendant de la tension d'alimentation et peut être trouvé par:

$$K_0 K_d = 33.6 F_0 / V_c$$

F_0 = fréquence de VCO en Hz et V_c tension d'alimentation totale.

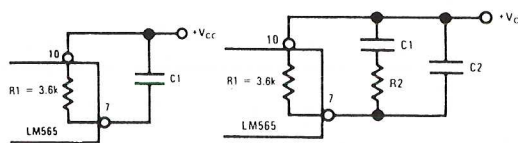
Ce gain peut être réduit en connectant une résistance entre 6 et 7.

- Plage de maintien: $F_h = +/- 8F_0 / V_c$

C'est la gamme de fréquence sur laquelle la PLL restera accrochée après capture initiale.

Le filtre de boucle

Dans la plupart des applications, il sera désirable de filtrer le signal à la sortie du détecteur de phase (patte 7). Ce filtre peut prendre l'une des deux formes suivantes:



Le filtre à simple capacité pourra être utilisé lorsque la bande passante de fréquence est large comme pour des

suiveurs de modulation où la fréquence de déviation est grande (supérieure à 10%), ou lorsque les signaux de modulation ont une large bande passante.

La bande passante naturelle de ce type de filtre est donnée par:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_0 K_D}{R_1 C_1}}$$

Et un facteur d'amortissement:

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_0 K_D}}$$

Pour les applications à bande étroite, comme celles devant suivre une très faible variation de fréquence de la porteuse, un filtre retardateur sera utilisé. En général, si $1/R_1 C_1 < K_0 K_d$, le facteur d'amortissement de la boucle devient relativement petit ce qui entraîne une instabilité possible. La bande passante est:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_0 K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2) C_1$$

R_2 est choisie pour donner le facteur d'amortissement désiré, généralement entre 0.5 et 1, selon la formule approchée:

$$\delta \approx \pi \tau_2 f_n$$

La capacité C_2 est choisie faible par rapport à C_1 , car sa fonction est de filtrer la porteuse. En général C_2 inférieur ou égal à $C_1/10$.



Suite logique de la PLL, chargée du décodage d'un signal modulé en fréquence, le LM566 que nous allons voir représente la partie émetteur de signal.

Comme pour la plupart des VCO, il ne s'agit pas d'un rôle limitatif puisque on peut aussi bien l'utiliser dans un générateur de fonction, ou encore comme générateur d'horloge.

De nombreux circuits ou schémas (y compris ceux utilisant un simple 555) permettent d'obtenir ces fonctions, toutefois, celui-ci se démarquera notablement par ses caractéristiques de linéarité et sa stabilité.

Description générale

Le 566 est un oscillateur contrôlé en tension d'usage général. Il peut être utilisé pour générer des formes carrées et triangulaires, dont la fréquence est très linéaire par rapport à la commande en tension. La fréquence est également fonction d'une résistance et d'un condensateur extérieurs.

Applications

- Modulation F.M.
- Générateur de signaux
- Générateur de fonction
- Modulation FSK
- Générateur de tonalité.

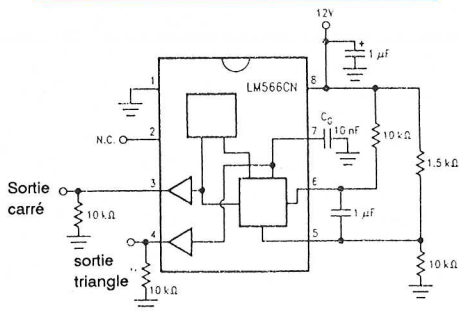
Boîtiers

Ici encore les dénominations varient suivant les fabricants:

- LM 566 C ou NE 566 pour la version 0 à +70°C
- SE 566 pour la version -55 + 125°C

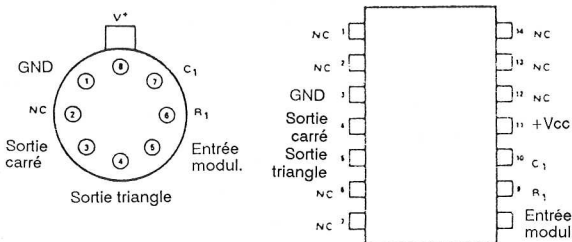
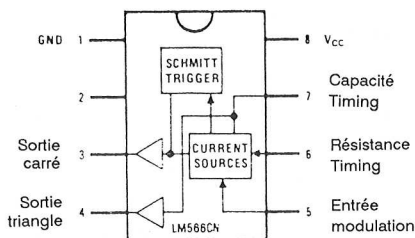
Dans ces versions, pratiquement uniquement le boîtier DIL 8 broches se trouve couramment sur le marché, bien que ce circuit existe en boîtier métal "H" et en DIL 14 broches. Pour information vous trouverez ci-contre les brochages de ces deux boîtiers moins utilisés.

schéma de test



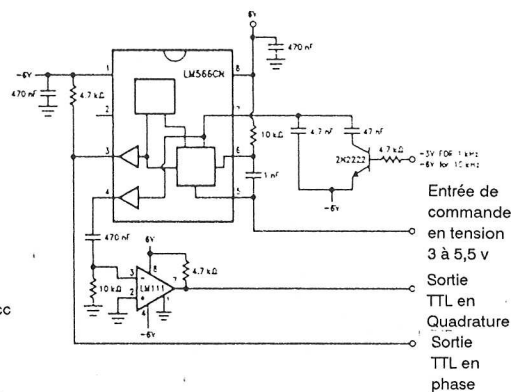
Informations d'utilisation

Le 566 peut fonctionner aussi bien à partir d'une alimentation simple qu'une alimentation symétrique.



Application typique

Générateur 1 kHz / 10 kHz compatible TTL et générateur contrôlé en tension.



et 6 pour éviter des oscillations parasites pendant la commutation du VCO (source de courant).

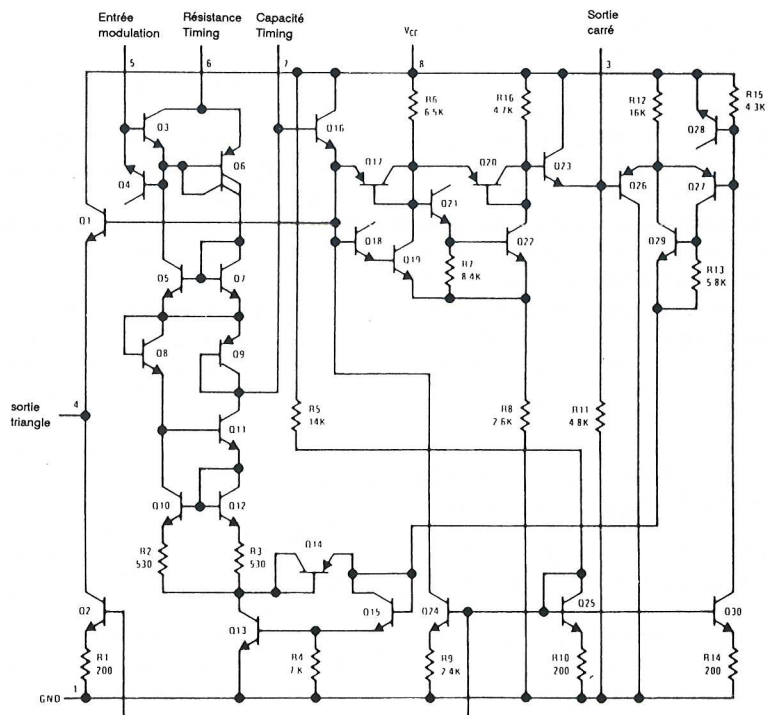
La fréquence d'oscillation de VCO est donnée par:

$$F_o = 2.4 (V_+ - V_5) / R_o C_o V_+$$

Où $2k < R_o < 20k$ et V_5 , la tension entre la patte 5 et la patte 1.

Avec une alimentation symétrique, la sortie carré (patte 3) est compatible TTL après avoir ajouté une résistance de 4.7 kOhms entre cette patte et la masse. Le courant disponible à l'état bas est de 2 mA.

Un condensateur de 1 nF est généralement connecté entre les pattes 5



Valeurs limites absolues

Tension d'alimentation: 26 Volts. Dissipation de puissance: 1 Watt (note 1).

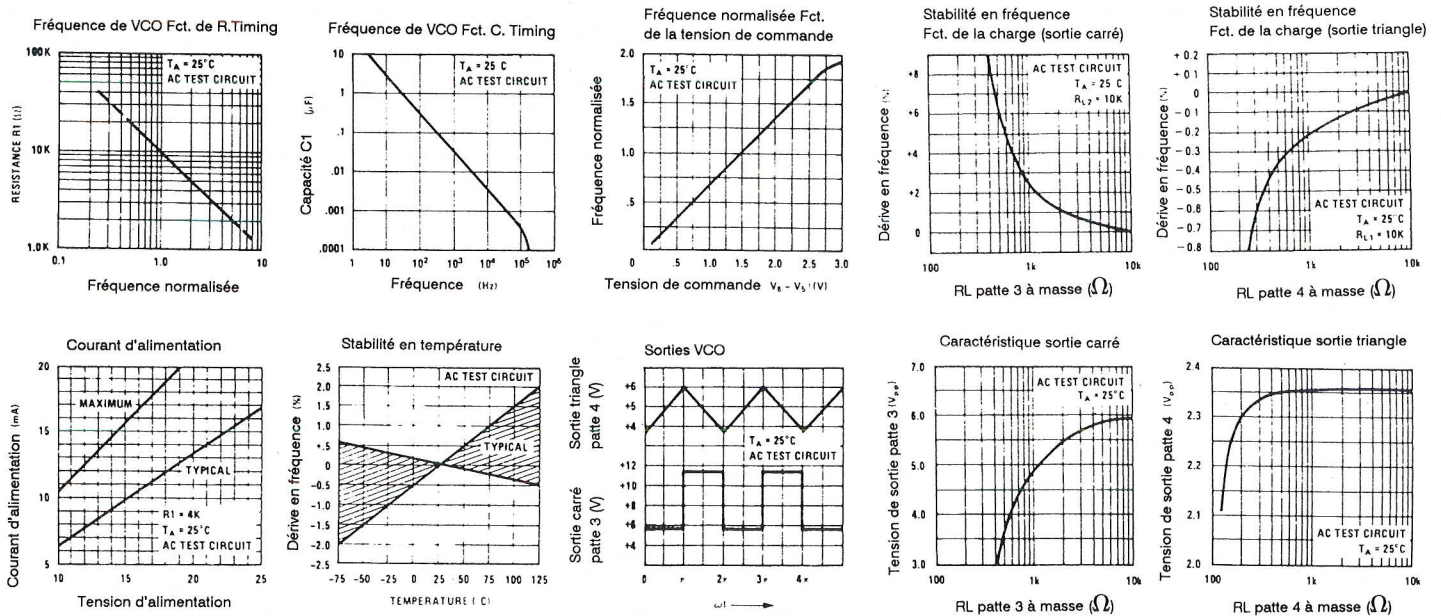
Caractéristiques détaillées

Vcc = 12 Volts, Ta = 25 °C, caractéristiques basées sur le schéma de test

Paramètre	Condition	SE566			LM566C / NE566			Unité	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Température de fonctionnement		-55		125	0		70	°C	
Tension d'alimentation				24			26/24	V	
Fréquence maxi de VCO	Ro = 2k, Co = 2.7pF		1		0.5	1		MHz	
Fréquence libre du VCO	Co = 1.5nF Ro = 20k Fo = 10kHz				-30	0	+30	%	
Tension d'entrée patte 5		3/4 Vcc		Vcc	3/4 Vcc		Vcc		
Dérive de fréquence en température			200			200/300		ppm/°C	
Dérive en fréquence / alimentation			1		0.1/2	2		%/V	
Impédance d'entrée patte 5			1		0.5	1		MΩ	
Sensibilité du VCO	V5 = 8 à 10V				6	6.6	7.2	kHz/V	
Distorsion F.M.	+/-10% Déviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%	
Fréquence maxi de wobulation			1			1		MHz	
Rapport de wobulation			10:1			10:1			
Impédance de sortie									
Patte 3			50			50		Ω	
Patte 4			50			50		Ω	
Niveau de sortie									
carré	RL = 10k		5	5.4		5	5.4	V	
triangle	RL = 10k		1.9	2.4		2/1.9	2.4	V	
Rapport cyclique carré			45	50	55	40	50	60	%
Temps de montée carré				20			20	nS	
Temps de descente carré				50			50	nS	
Linéarité triangle				0.2			0.5	%	

Note 1: la température de jonction maxi du 566 est de 150°C. La base de calcul pour les températures élevées est de 115°C/W jonction/ambiant.

Courbes caractéristiques



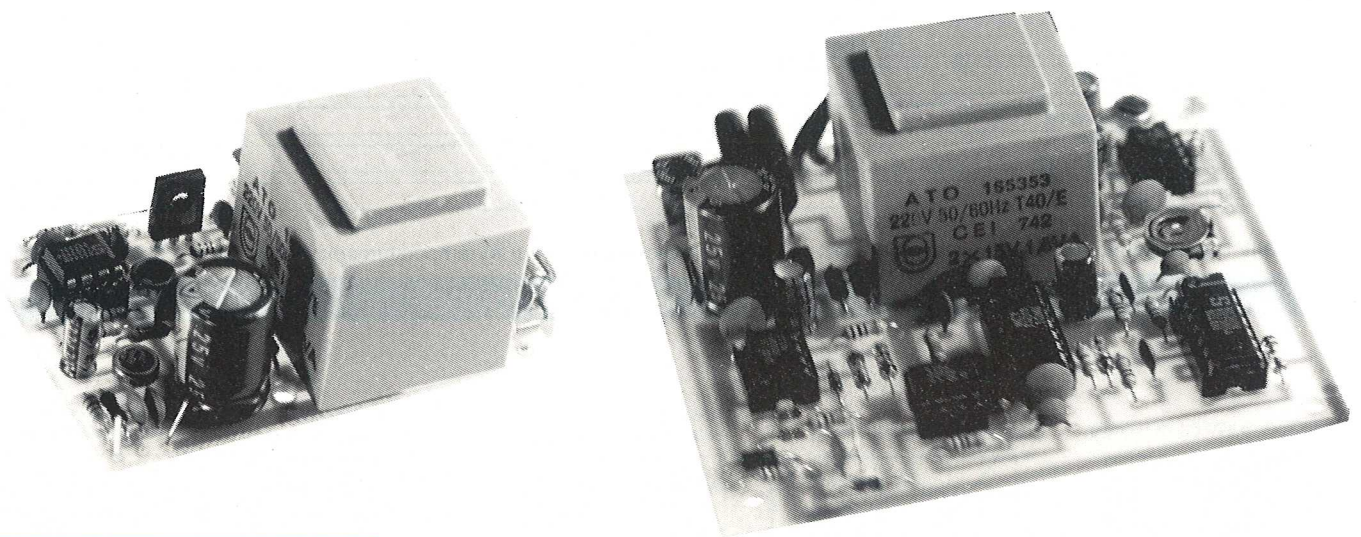
Ensemble de transmission audio par le secteur

Transmettre à distance est un besoin fréquent. Certains moyens se passent de support matériel: infrarouges, H.F. etc. Ces deux premiers types de transmissions ont de gros inconvénients: être obligatoirement à portée de vue pour le premier et problèmes d'inviolabilité pour le second.

La transmission à l'aide d'un support matériel est, pour ces différentes raisons, quelquefois plus intéressante. Elle comprend la fibre optique par exemple (dont très peu d'habitations sont équipées....), le coaxial, etc.

Dans un appartement ou une maison, l'un des supports de transmission le plus courant (c'est le cas de le dire) est sans aucun doute le réseau EDF.

C'est lui que nous allons utiliser avec cette réalisation, qui est un montage de transmission audio (ou DATAS) non dénué d'intérêt, puisque sa bande passante dépasse la gamme 10 Hz - 20 kHz.... Voyons cela.

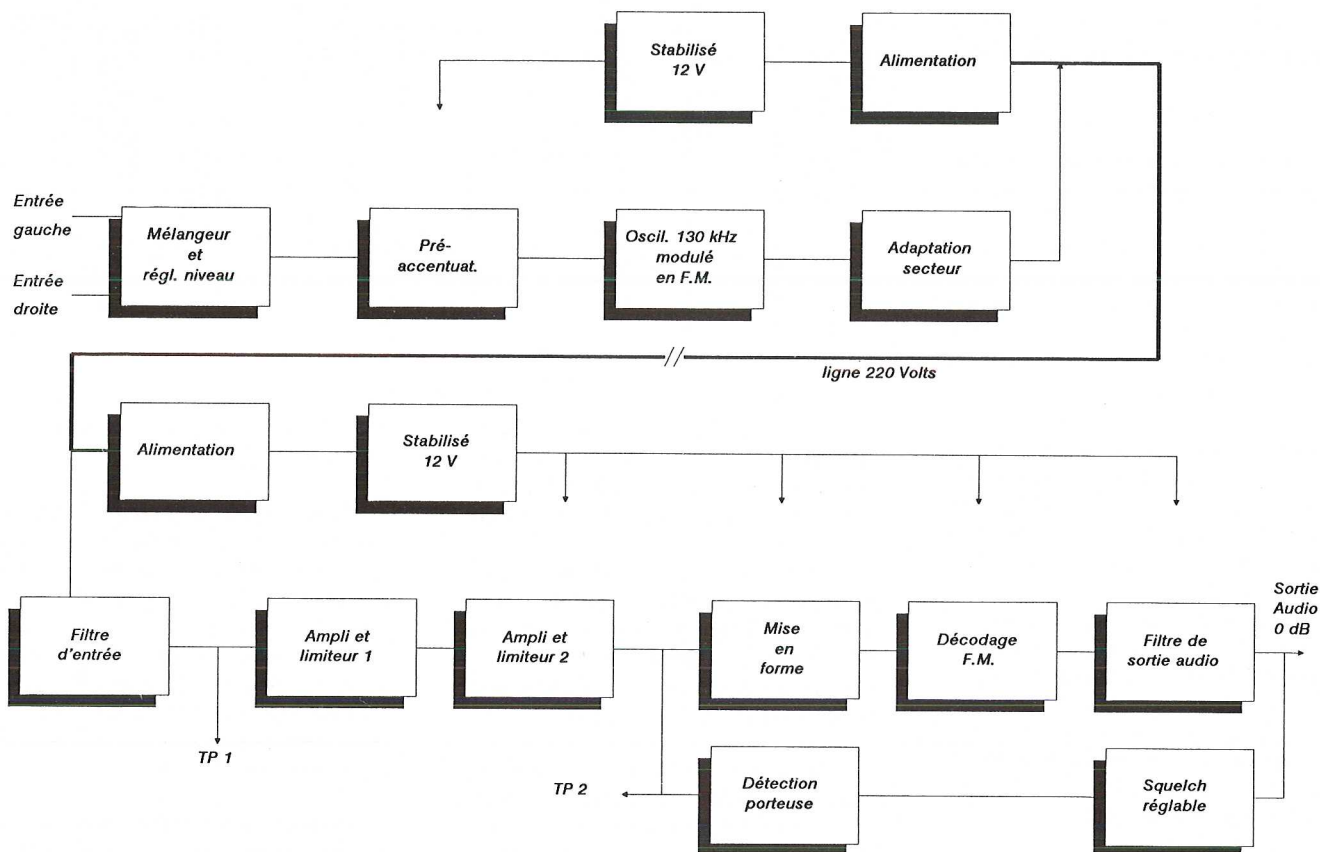


Caractéristiques

Cet ensemble est constitué bien évidemment par un émetteur et un récepteur dont les caractéristiques d'ensemble sont:

- | | | |
|--|---|--|
| <ul style="list-style-type: none"> ▪ Fréquence nominale de porteuse: 130 à 140 kHz ▪ Modulation de la porteuse: F.M. ▪ Bande passante globale: 10 Hz à 23 kHz à -3 dB ▪ Portée: supérieure à 100 mètres (voir texte) | <p>émetteur</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Impédance d'entrée: 20 kOhms à 1 kHz ▪ Niveau d'entrée minimum: 200 mV crête-crête pour obtenir 0 dB sur le récepteur ▪ Niveau maxi: 10 à 20 Volts crête-crête ajustable ▪ Modulation F.M. très linéaire par VCO ▪ Porteuse secteur: sinusoïdale | <p>Récepteur</p> <ul style="list-style-type: none"> ▪ Impédance de sortie: 4.7 kOhms ▪ Niveau de sortie 0 dB (775mV Eff.) ▪ Décodage F.M. par PLL ▪ Muting assurant un étouffement supérieur à 40 dB en absence de porteuse <p>Après ces brèves présentations, un synoptique de l'ensemble sera le bienvenu pour comprendre le fonctionnement des montages.</p> |
|--|---|--|





Synoptique

Le synoptique ci-dessus comprend les deux sous-ensembles, émission et réception, le premier au dessus de la ligne en gras représentant la ligne secteur 220 V, l'autre dessous.

Emetteur

Chacun des deux montages possède sa propre alimentation secteur stabilisée.

Le (ou les) signal audio entre dans un mélangeur susceptible de recevoir les voies gauche et droite d'une source stéréophonique. Cet étage possède également un réglage de niveau qui permettra à la fois d'entrer des sources d'amplitudes très différentes et de régler le niveau de sortie à 0 dB au récepteur.

Une cellule de pré-accentuation suit cet étage afin d'obtenir la bande passante désirée en sortie du récepteur.

Suit l'étage le plus important, qui est le modulateur F.M., ce mode de modulation étant de loin le plus adapté au type de transmission que nous désirons effectuer.

En effet, le 220 Volts fait partie des lignes susceptibles d'être très polluées, notamment en amplitude, par toutes sortes de sources telles que néons, variateurs, moteurs, etc. D'autre part, l'impédance de la ligne peut être très variable (typique de

1 à 10 Ohms pour la fréquence qui nous intéresse).

Aussi, si nous désirons obtenir en sortie un rapport signal/bruit acceptable et rester indépendant des problèmes d'amplitude, seules les modulations du type FSK ou F.M. sont les plus adaptées.

Cet étage est donc constitué d'un VCO (LM566), dont la fréquence de repos se situera dans la gamme de 130 à 140 kHz. La modulation du VCO se fera en bande étroite (+/- 3 à 5%) afin de conserver un bon compromis entre sélectivité du récepteur, bande passante globale et taux de distorsion.

Cet étage attaque enfin le secteur au travers d'un étage de puissance et d'un transformateur accordé sur la fréquence Fo.

Récepteur

Plus fournie, la structure de ce récepteur n'en reste pas moins simple.

On y retrouve un système d'alimentation autonome et son régulateur. A partir du secteur, un transformateur accordé encore sur la fréquence de porteuse, permet d'extraire la donnée qui nous intéresse.

A sa sortie, un premier point test permettra le réglage initial de l'ensemble.

Compte-tenu du type de modulation, ce qui nous intéresse c'est la fréquence reçue et sa variation. Pour cette raison, deux étages successifs d'amplificateurs - limiteurs vont apporter un gain suffisant pour les distances importantes entre émetteur et récepteur ainsi qu'un nettoyage de tout résidu de modulation d'amplitude.

La sortie de ces étages attaque à la fois une mise en forme et un détecteur de porteuse. La mise en forme permet d'obtenir un carré pur, avec des temps de transition rapides permettant dans de bonnes conditions le démodulateur F.M.

Ce démodulateur, construit à l'aide d'une PLL classique (voir Hobbythèque du LM 565), restitue la modulation d'origine au rythme de la variation de fréquence de la porteuse.

Un filtrage sérieux permet enfin de nettoyer le signal B.F. de toute trace de porteuse et d'obtenir la courbe de réponse désirée.

La sortie B.F. est disponible enfin, validée ou non par le squelch (silencieux) réglable.

Cet étage permet d'atténuer fortement le niveau audio lorsque la porteuse est absente ou trop faible, et évite ainsi un souffle important dans les hauts-parleurs en cas de coupure ou d'absence d'émission.



Schémas de détail

Emetteur

Commençons par le plus simple: l'émetteur, dont le schéma est ci-contre.

Les deux entrées audio (une seule peut être utilisée) sont mélangées et pré-accrues par les jeux RC. Le réglage procuré par AJ11 servira à régler l'obtention du 0 dB au récepteur quel que soit le niveau d'entrée.

Cette modulation attaque directement le LM566, VCO IC1, dont la fréquence de repos est réglée par AJ2. Cette fréquence de repos est déterminée par l'ensemble AJ2, R4 et la capacité C8.

Le signal de porteuse modulée est directement disponible sur la patte 3 et attaque un transistor de puissance T1.

La transmission vers le secteur se fait au travers de transformateurs relativement courants, puisqu'il s'agit de transformateurs F.I. à 455 kHz.

Dans cette utilisation, leur accord est modifié par la capacité extérieure C9, afin de les amener à la fréquence de travail de 130 kHz. Le noyau permettra d'optimiser l'amplitude d'émission: point que nous verrons lors de la mise en service.

L'alimentation est classique et ne demande que peu de commentaires. Une alimentation à transformateur a été préférée afin de ne pas absorber excessivement la porteuse dès l'émission et offrir toutes les garanties d'isolement.

Récepteur

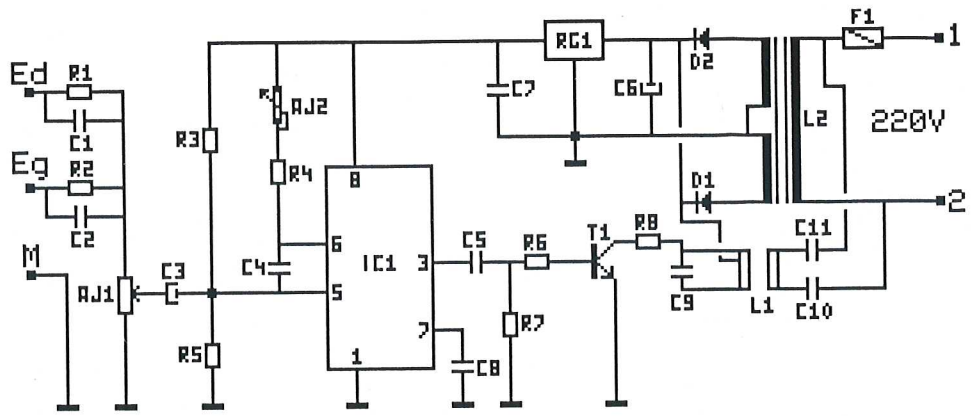
Même type de couplage au secteur qu'à l'émission, à l'aide d'un transfo 455 kHz, pour ce récepteur.

C16 en modifie l'accord initial (à noter que C21 et C20 interviennent également dans l'accord en tant que capacité reportée au secondaire).

C15 transmet le signal reçu au premier amplificateur/limiteur constitué par IC4. En fait cet amplificateur travaille en tant que comparateur à excursion de sortie limitée par D7 et D8.

Par contre, D5 et D6 protègent cet amplificateur contre les surtensions présentes au secondaire du transfo lors de la mise sous tension.

Elles le protègent également dans le cas où émetteur et récepteur travaillent à faible distance.



En effet, quand l'accord est optimisé et que l'ensemble fonctionne sur une courte distance, environ 40 Volts crête-crête de F0 (Eh oui !) sont présents aux bornes de C16.

Cette amplitude décroît très rapidement en fonction de la distance. Cet endroit est donc idéal pour y installer un point de mesure (TP1 par D12 et C22) qui permettra à la fois de faire les réglages et d'évaluer le niveau de réception.

Ce premier amplificateur attaque de nouveau un limiteur d'amplitude constitué par R7 et D3, D4, et une nouvelle amplification est exécutée par IC3. Cette chaîne d'amplification permet un fonctionnement du récepteur sur une gamme de sensibilité de l'ordre de 100 dB.

A la sortie de cet amplificateur, un redressement (D1, D2) procure une tension qui permettra de tester la présence de porteuse et d'activer le squelch de sortie.

La mise en forme, assurée par IC2, est un peu particulière, dans la mesure où il s'agit d'une porte MOS travaillant en régime linéaire. Le point critique de basculement des portes peut être connu en

court-circuitant entrée et sortie de l'une d'entre elles.

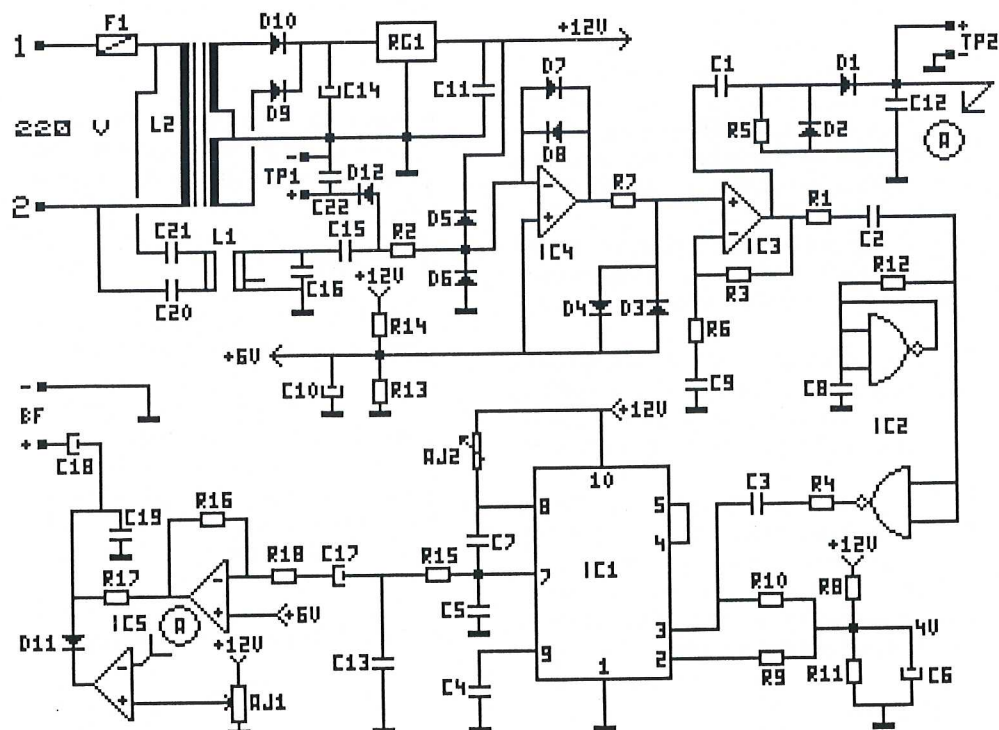
Comme le seuil de basculement est en général très proche pour toutes les cellules d'un même circuit, on retrouve ainsi cette tension de seuil aux bornes de C8.

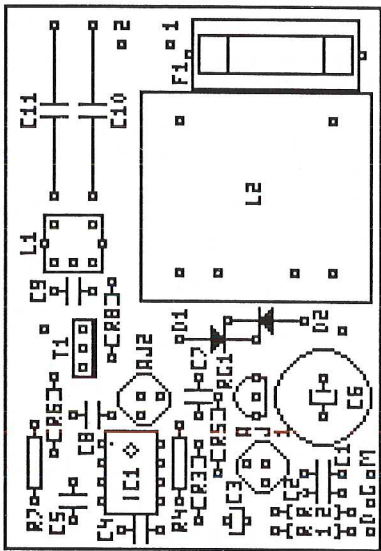
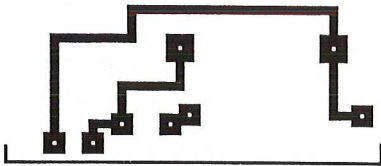
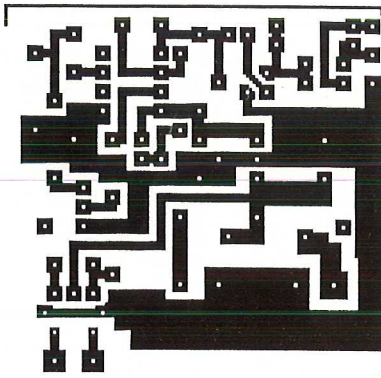
Cette tension est transmise à la porte qui va faire la mise en forme par R12. Cette porte ne demande alors que très peu de signal d'entrée pour basculer et donner un signal carré propre sur R4.

Cette résistance R4 abaisse le niveau du carré à un niveau acceptable et constant pour la PLL (de l'ordre de 1 Volt), tandis que C3 isole la composante continue.

La fréquence d'oscillation libre de la PLL est définie par C4 et AJ2, qui sera calée pour se synchroniser sur la porteuse.

Sur la patte 7, le signal B.F. est disponible et subit un nettoyage et une amplification par IC5. La seconde moitié de ce circuit fonctionne en comparateur et forme le squelch réglable par AJ1, qui viendra étouffer ou non le signal de sortie par D11.





Respecter notamment avec scrupule les tensions d'isolement préconisées pour C20 et C21 sur le récepteur et C10, C11 sur l'émetteur.

Au sujet de la réalisation, la difficulté est notamment située sur les transfos 7x7 à 455 kHz, dont l'espacement entre pattes demandera à être surveillé de près lors du soudage.

A noter que ces pots sont très répandus et se présentent souvent sous la forme d'un ensemble de trois pièces LMC4100, 4101 et 4102. Ils possèdent des noyaux de couleurs différentes (respectivement jaune, blanc et noir) pour les repérer.

Signalons aussi que l'utilisation d'autres "pots" que ceux indiqués implique une modification de toutes les capacités d'accord et de liaison secteur et crée une incidence directe sur les niveaux émis, la bande passante, etc....

Néanmoins nous vous donnons ci-dessous une "micro-Hobbythèque" concernant ce jeu de trois bobinages dont deux seulement sont utilisés ici.

Transfos 455 kHz TOKO

Les trois pots possèdent le même brochage (vu de dessous), une capacité interne de 150 pF et un coefficient de qualité typique de 105.

LMC4100 (jaune):

- Fréquence 455 kHz +5 -2.5%
- Utilisation: FI AM étage 1

Détail des bobinages:

- 1-2: 112 spires
- 2-3: 96 spires
- 4-6: 10 spires
- impédance primaire 2-3: 50 kΩ
- impédance secondaire 4-6: 500 Ω

LMC4101 (blanc):

- Fréquence 455 kHz +5 -2.5%
- Utilisation: FI AM étage 2

Détail des bobinages:

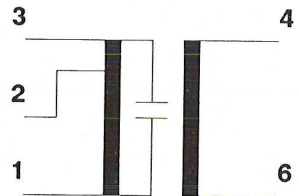
- 1-2: 134 spires
- 2-3: 74 spires
- 4-6: 10 spires
- impédance primaire 2-3: 30 kΩ
- impédance secondaire 4-6: 500 Ω

LMC4102 (noir):

- Fréquence 455 kHz +5 -2.5%
- Utilisation: FI AM étage 3 et détection

Détail des bobinages:

- 1-2: 155 spires
- 2-3: 53 spires
- 4-6: 31 spires
- impédance primaire 2-3: 15 kΩ
- impédance secondaire 4-6: 5 kΩ



Pour revenir à la réalisation, chacun des montages est prévu pour un coffret particulier: PP9 pour l'émetteur, 114 PM de MMP pour le récepteur.

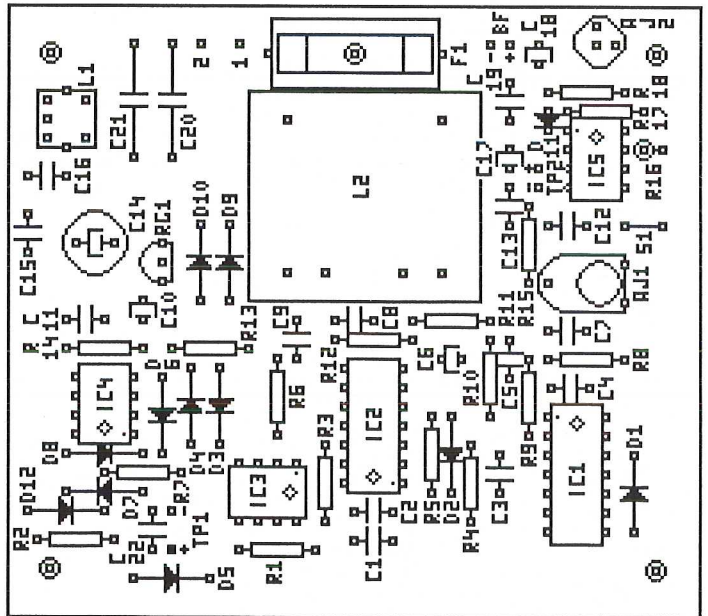
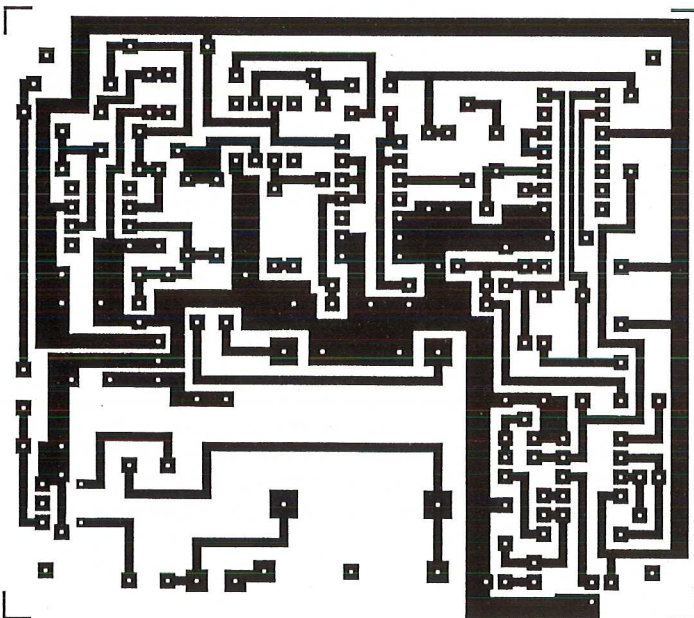
Les liaisons basses fréquences pourront se faire à l'aide de prises RCA, directement vissées sur les coffrets.

Afin de faciliter le réglage final, des picots ou simples bouts de fils rigides seront soudés aux emplacements des points tests.

Enfin, une ultime vérification (surtout des transfos 455 kHz) s'imposera avant de procéder aux essais.

Réalisation

La réalisation ne pose pas de difficultés insurmontables, bien qu'il faudra apporter le soin suffisant en n'oubliant pas que les montages sont réunis au secteur. L'émetteur est ci-dessus, le récepteur ci-dessous, échelle 1.



Liste des composants

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

Emetteur

R1, R2	10 k Ω
R3, R4	27 k Ω
R5	150 k Ω
R6	5.1 k Ω
R7	10 k Ω
R8	100 Ω
AJ1, AJ2	10 k Ω 82PR Beckman
C1, C2	2.2 nF céramique
C3	2.2 uF 63 V chimique radial
C4	1 nF céramique
C5	2.2 nF céramique
C6	1000 uF 25V chimique radial
C7	0.1 uF céramique
C8	82 pF céramique
C9	680 pF céramique
C10, C11	0.22 uF 400V plastique MKT
D1, D2	1N4004
T1	BD137
IC1	LM566 ou NE566 + support 8
RG1	78 L 12
L1	LMC 4100 (jaune) TOKO
L2	Transfo moulé 2x15V 1.8 VA
F1	fusible 500 mA + support CI

Récepteur

R1	1 k Ω
R2	27 k Ω
R3, R4	100 k Ω
R5	39 k Ω
R6, R7	10 k Ω
R8	22 k Ω
R9 à R11	10 k Ω
R12	47 k Ω
R13 à R15	10 k Ω
R16	470 k Ω
R17	4.7 k Ω
R18	1 k Ω
AJ1, AJ2	10 k Ω 82 PR Beckman
C1	1nF céramique
C2	33 nF céramique
C3	1.5 nF céramique
C4	330 pF céramique
C5	4.7 nF céramique
C6	47 uF 25 V chimique radial
C7	1 nF céramique
C8	0.1 uF céramique
C9	10 nF céramique
C10	47 uF 25 V chimique radial
C11, C12	0.1 uF céramique
C13	1.5 nF céramique
C14	470 uF 25 V chimique radial
C15	560 pF céramique
C16	470 pF céramique
C17	2.2 uF 63 V chimique radial
C18	22 uF 25 V chimique radial
C19	680 pF céramique
C20, C21	0.1 uF 400 V plastique MKT
C22	1 nF céramique
D1 à D4	OA 95
D5 à D8	1 N 4148
D9, D10	1 N 4004
D11	1 N 4148
D12	1 N 4007
IC1	LM 565 ou NE 565 + support 14
IC2	MOS 4011 + support 14
IC3, IC4	LF 356 + 2 supports 8
IC5	TL 072 + support 8
RG1	78 L 12
L1	LMC 4102 (noir) TOKO
L2	Transfo moulé 2x15V 1.8 VA
F1	fusible 500 mA + support CI

Mise sous tension et réglages

Attention, la qualité du résultat dépend des réglages. Ceux-ci sont simples, mais lors de leur exécution, ne pas oublier la présence du 220 Volts sur les cartes. Par contre tous les points de mesure et les réglages sont isolés du secteur.

Pour commencer, l'idéal consiste à trouver deux prises secteur assez éloignées. En effet, une proximité trop forte des deux montages provoque une déformation de la porteuse reçue, et fausse les accords.

D'un autre côté, régler un émetteur en observant le résultat sur un récepteur placé dans une autre pièce: pas génial.

L'idéal consiste donc à conserver les montages l'un à côté de l'autre, l'émetteur étant câblé à la prise lointaine par une (ou plusieurs) rallonges.

Ceci posé, régler AJ1 de l'émetteur au minimum (niveau B.F.), AJ1 du récepteur au minimum (squelch) et câbler un contrôleur (numérique si possible) calibre 200 Volts au point TP1 du récepteur (entre les 2 LF356). La tension à ce point peut aller de 5.4 Volts à plus de 25 Volts suivant la distance et la qualité de l'accord entre émetteur et récepteur.

Pour obtenir cet accord, régler AJ2 de l'émetteur jusqu'à l'obtention d'un maximum: attention, à proximité de ce maximum, le réglage devient pointu.

Aussi pour le "peaufiner", régler le noyau de L1 de l'émetteur. Vérifier au besoin que l'on obtient le même maximum par AJ2 et L1.

A ce point, 80 % des réglages sont déjà effectués.

Pour la suite, il faut câbler une source sonore sur l'entrée émetteur. Câbler également un amplificateur sur la sortie du récepteur (entrée 0 dB, c'est à dire entrée auxiliaire, tape, C.D., tuner, etc.).

Régler alors AJ1 de l'émetteur pour obtenir un niveau égal à celui qui serait obtenu d'une autre source sur le même amplificateur.

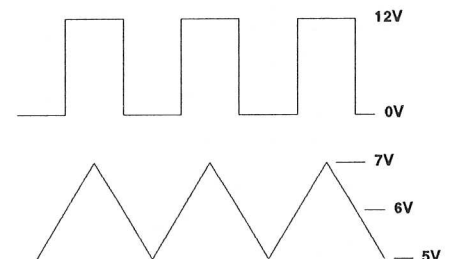
Le réglage de la fréquence de la PLL de réception (AJ2 du récepteur) s'effectuera enfin pour obtenir le minimum de parasites lorsqu'un variateur à TRIAC est câblé près du récepteur: fin des réglages!

Là où certains pourront se régaler, ce sont ceux qui possèdent oscillo et générateur B.F.

En effet, vous pourrez par exemple juger de l'amplitude et de la forme de la sinusoïde reçue en vous câblant aux bornes de C16 du récepteur.

Placer la première sonde sur R14, côté sortie du MOS4011 (vous devez avoir un carré stable de 12 Volts d'amplitude) et la seconde sur C4 (patte 9 du LM565). La seconde sonde doit vous donner un triangle de 2 Volts d'amplitude, aligné sur une composante continue de 5 Volts.

Régler alors la fréquence de F0 de la PLL (par AJ2 récepteur) pour obtenir un synchronisme tel que celui montré ci-dessous: fronts du carré au milieu des flancs du triangle de la PLL.



De là, appliquer une sinusoïde à 1 kHz sur l'émetteur et de 0 dB d'amplitude (2.2 Volts crête-crête). Câbler la sonde d'oscillo sur la sortie B.F. du récepteur et régler le niveau B.F. de l'émetteur pour obtenir une sinusoïde de sortie de même niveau.

L'ensemble est alors réglé et un contrôle de la bande passante et de la forme d'onde reçue peuvent être faits.

Cette seconde méthode de réglage, demande la mise en oeuvre de plus de matériel, mais permet évidemment un réglage final, surtout au niveau de la PLL, plus précis.

Conclusions

Nous sommes rapidement arrivés à la fin de cet article, trop vite même, à tel point que je n'ai pas eu de place pour vous donner les brochages. L'ensemble des circuits étant classiques et PLL / VCO traités en Hobbythèque, cela n'est pas bien grave. Il m'a semblé plus intéressant de développer la partie réglages et observation des signaux à l'oscillo.

En tous cas ce montage, si vous le réalisez, vous surprendra par le résultat et la portée. Nous y reviendrons sans doute sous d'autres formes prochainement.

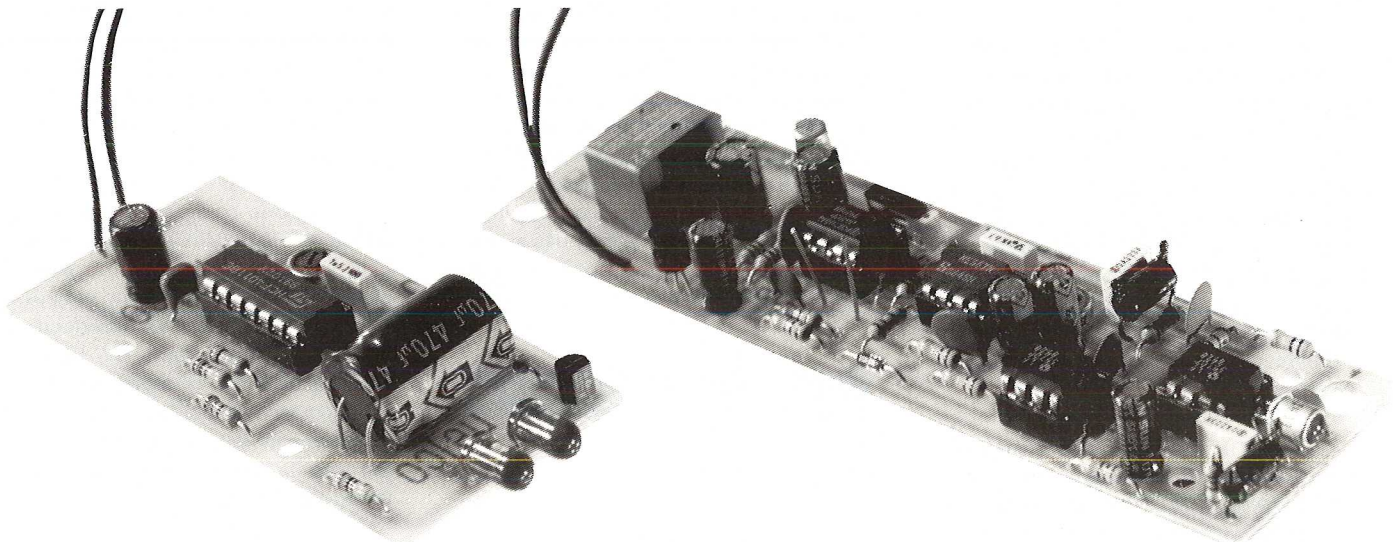
J.TAILLIEZ

Une barrière infra-rouge

Que ce soit en tant que module d'alarme pour la détection d'intrus, en tant que module de sécurité sur les machines dangereuses ou comme simple commande automatique d'ouverture de porte, les barrières infra-rouges sont parmi les solutions électroniques les plus utilisées.

A titre d'exemple, ce principe est couramment utilisé dans les magnétoscopes comme éléments de détection de présence, de début et de fin de bande de la cassette. Dans tous les cas, ce dispositif nécessite la présence d'un émetteur (source de lumière) et d'un récepteur.

Afin de mieux comprendre les secrets de ce type de montage, allons vite voir son fonctionnement.



Généralités

Le principe des barrières infra-rouge ou, plus généralement, des barrières lumineuses est extrêmement simple.

Un émetteur envoie un rayon lumineux sur un récepteur. La rupture du faisceau par quelque individu que ce soit ou par un objet est détecté par le récepteur et une information de présence est envoyée par ce dernier.

Si les grandes lignes sont déjà placées, les points de détails risquent de poser plus de problèmes.

Choix de la source lumineuse

Voilà déjà le début des problèmes qui pointent son nez. Pour pouvoir trouver une solution, il aurait été plus judicieux

d'appeler ce paragraphe choix du couple émetteur - récepteur.

En effet, pour que deux éléments puissent arriver à se comprendre parfaitement, une expression du langage courant résume parfaitement la situation : il faut qu'ils soient "sur la même longueur d'onde".

Cette expression ne croit pas si bien dire car c'est bien de longueur d'onde, mais d'onde lumineuse, qu'il s'agit dans le cas présent.

Vouloir commander un récepteur infra-rouge avec un rayon laser dans le visible, revient à vouloir faire venir un mouton en l'appelant par son prénom.

Justement, revenons à nos moutons. Le choix de la source lumineuse est essentiellement un problème d'ordre technique lié à la facilité de réalisation du

couple émetteur - récepteur. Et par conséquent essentiellement un problème de prix de revient.

Pourquoi vouloir investir dans l'achat d'une diode laser quand une simple LED IR (disons deux ou trois pour être plus proche de la réalité) fait aussi bien l'affaire. Un faisceau laser doit être parfaitement aligné sur la cellule de réception, alors que la divergence naturelle de la LED IR autorise un léger écart d'orientation. En clair, pourquoi essayer de couper les cheveux en quatre quand il n'y a pas besoin de se creuser la tête.

Tous les chemins mènent à Rome me direz-vous, mais alors pourquoi passer par New York quand vous êtes déjà à Marseille?

En matière de composants au silicium, l'infra-rouge est une lumière innée. Pour s'en écarter, il faut faire appel à des



dopants spécifiques ou à des procédés de fabrication qui ne sont pas des plus simples. A titre d'exemple, il suffit de regarder le temps qu'il a fallu pour mettre au point les LEDs bleues alors que toutes les autres couleurs étaient disponibles depuis un bon nombre d'années! Le bleu est en effet la couleur la plus éloignée de l'infrarouge dans le spectre lumineux.

Codée ou pas codée?

Telle est la question! Je crois avoir déjà entendu ça quelque part.

Non, ce n'est pas la dernière tragédie en vogue mais bien le problème fondamental des barrières lumineuses. Coder le faisceau lumineux est quasiment obligatoire. N'allez surtout pas croire que c'est une nouvelle astuce pour tromper les voleurs! C'est bien une revue d'électronique que vous avez entre les mains et non pas un roman policier.

En ce bas monde, nul n'est parfait et l'électronique n'échappe pas à cette règle. Tout tient du milieu dans lequel devra fonctionner cette barrière. Si un photo-transistor adapté à l'infrarouge est en effet sensible à l'infrarouge, il est également sensible (de l'ordre de 20%) à la lumière du jour. Dans l'exemple du magnétoscope présenté au début de cet article, la question n'a pas besoin d'être posée. Quand le couvercle est mis aucune lumière parasite ne vient perturber le montage.

Par contre, dans le cas d'une détection de passage, la lumière du jour (ou l'éclairage de la pièce) est bien présente. Il paraît bien difficile sur une barrière de six mètres d'action, d'empêcher la lumière parasite d'arriver. Et les variations climatiques (un nuage qui vient masquer le soleil par exemple) ne doivent en aucune façon faire croire à cette barrière qu'une personne vient de passer devant elle.

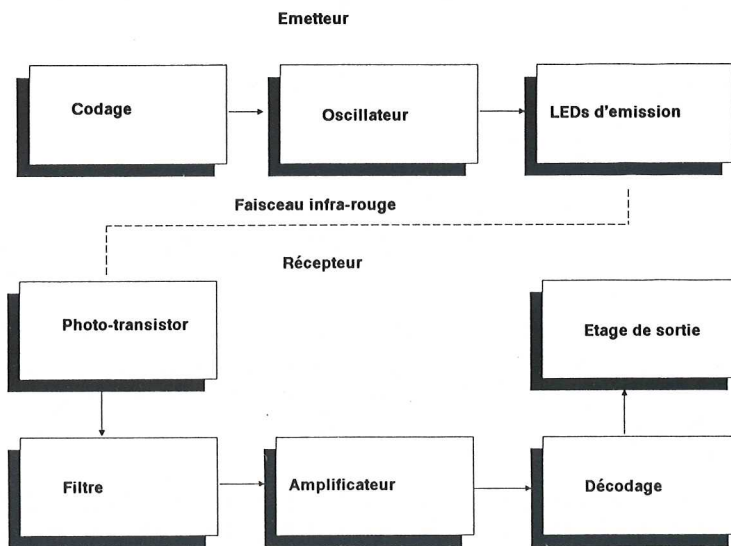
Pour pouvoir reconnaître qui est qui, force est donc d'appliquer un codage sur le faisceau généré par l'émetteur.

Synoptique

Fort de toutes ces explications, le synoptique du montage coule maintenant de source.

Il se décompose en deux sous-ensembles qui sont l'émetteur et le récepteur.

Au niveau de l'émetteur la structure est vraiment simple. Le signal émis par un



oscillateur est modulé par un système de codage avant d'attaquer les LEDs d'émission.

Le récepteur, un peu plus complexe, reste parfaitement compréhensible. Le signal capté par le photo-transistor est envoyé sur un filtre qui se chargera d'extraire le faisceau codé de tous signaux parasites. Vient ensuite un amplificateur qui donne au signal reçu une amplitude suffisante pour pouvoir être exploité par le reste du montage. L'étage de décodage vérifie la présence permanente des salves du faisceau et en cas de disparition, vient activer l'étage de sortie.

Schéma de détail

L'émetteur

De structure vraiment classique, ce montage est constitué de deux oscillateurs.

Le premier, qui est un oscillateur basse fréquence, va générer ce que l'on peut appeler le signal de modulation de porteuse. Il s'agit du très classique oscillateur à porte MOS dont la fréquence est fixée par R2 C2. Il va constituer l'étage de codage. Il travaille donc à la fréquence des salves d'émission.

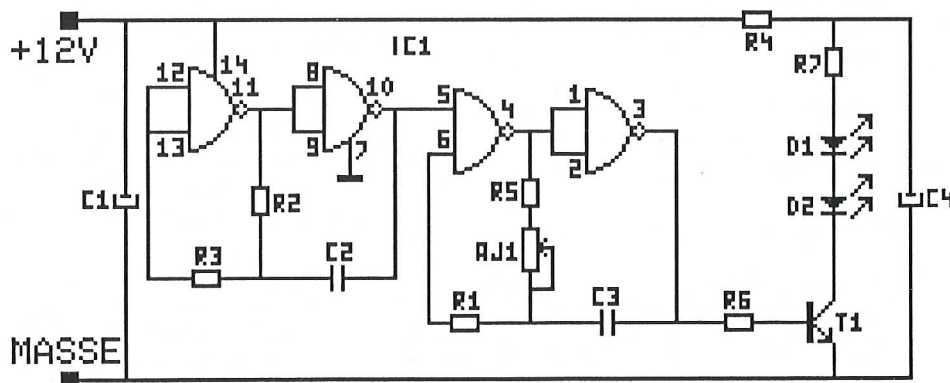
Le second constitue l'étage de porteuse. Il s'agit encore d'un oscillateur MOS dont la fréquence d'oscillation libre est très supérieure à celle de l'étage précédent. Le signal de codage vient moduler en amplitude, en tout ou rien serait plutôt le mot juste, le signal de porteuse. La fréquence de cette porteuse est définie par C3, R5 et AJ1 qui permettra d'ajuster la fréquence d'émission par rapport au récepteur.

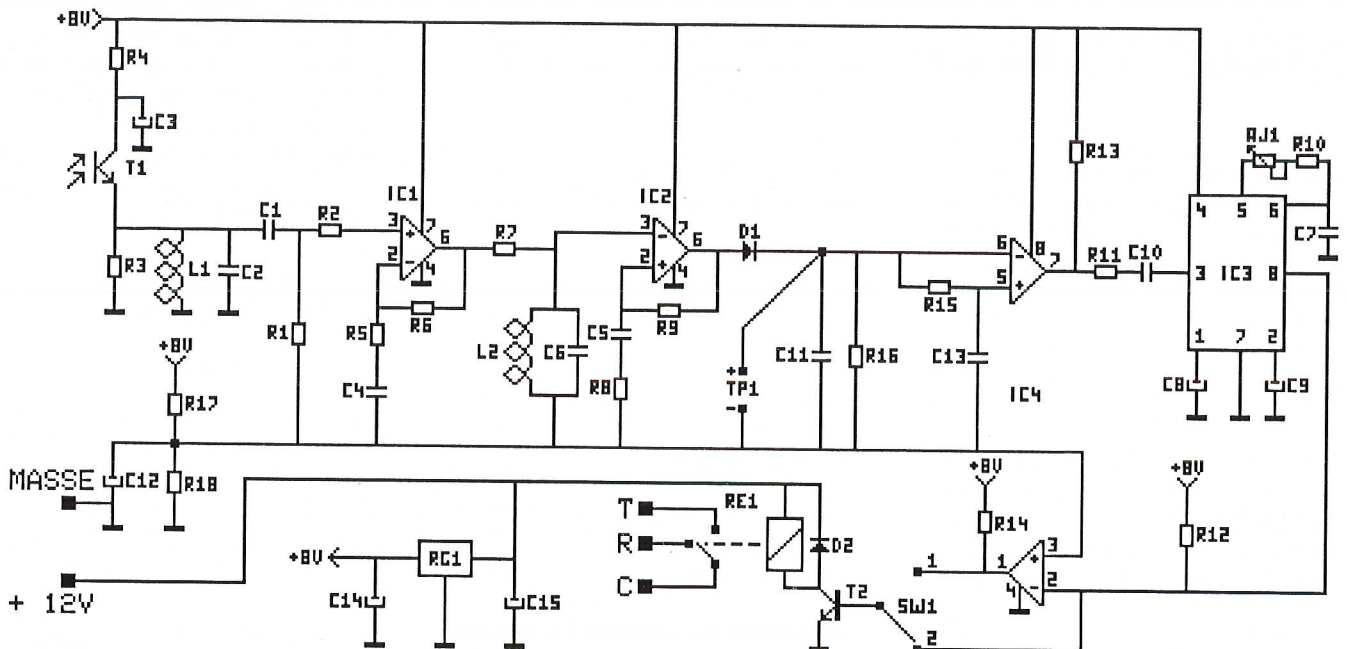
L'étage de sortie est constitué de la résistance R6 qui limite le courant injecté dans la base de T1. Ce dernier pilote les diodes D1 et D2 qui vont générer le faisceau d'émission. La résistance R7 limite le courant dans les LEDs. Le condensateur C4 va servir de réservoir d'alimentation pour l'étage de sortie. La résistance R4 est juste là pour empêcher les appels brusques de courant sur l'alimentation générale.

Le récepteur

Le faisceau lumineux est capté par T1 qui est polarisé par R4 et C3.

Le signal reçu est filtré par la cellule L1 C2. Il s'agit d'un filtre accordé sur la fréquence de la porteuse. La résistance R3 permet d'amortir la sélectivité du filtre et ainsi élargir sa bande passante permettant ainsi de rattraper les variations de fréquence de la porteuse générée par





l'émetteur. Cet amortissement permet également d'être dans la bande passante du troisième filtre.

Le signal ainsi capté est appliqué sur un premier amplificateur IC1 dont le gain est fixé par R6 et R5. La résistance R1 sert à polariser l'ensemble de la chaîne d'amplification. La cellule R1 C1 constitue un second filtre d'entrée servant à éliminer les variations très basses fréquences pouvant être engendrées par des variations d'éclairage par exemple (le gain sur l'ensemble de la chaîne étant très important). Il ne faut pas que l'allumage ou l'extinction d'une lampe vienne perturber le montage.

En sortie de ce premier amplificateur, un troisième filtre, constitué de R7, L2 et C6 continue le travail d'épuration.

Un second amplificateur IC2 dont le gain est fixé par R8 et R9 termine le travail de mise en forme de la porteuse captée.

Le condensateur C5 (ainsi que C4 sur l'étage précédent) ramène le gain à l'unité pour la composante continue ainsi que pour les éventuels signaux TBF et surtout contre le 50Hz.

L'ensemble D2, C11 et R16 constitue la classique cellule de détection (le codage étant effectué en modulation d'amplitude). A ce niveau se situent les points de test qui seront vus en détail dans la rubrique mise au point.

Si l'enveloppe vient d'être détectée, sa forme est encore trop tributaire de phénomènes extérieurs. Afin d'échapper une bonne fois pour toutes à tous ces défauts, une cellule de mise en forme constituée par R15, C13 et 1/2 de IC4 va parachever le traitement.

Pour finir, l'étage de décodage va venir vérifier la présence permanente du signal envoyé par l'émetteur. Il s'agit de IC3 qui est un décodeur de tonalité. Sa fréquence de détection est définie par AJ1, R10 et C7.

Les condensateurs C8 et C9 sont les condensateurs de filtrage dont les rôles sont expliqués en détail dans la HOBBYTHEQUE correspondante.

La sortie, alimentée au travers de R12 vient attaquer le transistor T2 qui permet d'attaquer la charge de sortie constituée par le relais RE1, la diode D2 assurant la protection contre les surtensions de coupure.

A noter au passage de rôle de la seconde moitié d'IC4, de R14 et SW1 qui permettent d'inverser le fonctionnement de l'ensemble de l'étage de sortie (SW1 en position 2 = minimum de consommation, SW1 en position 1 = coupure d'alimentation équivalent à une coupure de faisceau).

Le reste du montage est constitué par l'alimentation. Celle-ci est faite grâce à un 12 volts externe. L'ensemble RG1, C14 permet de délivrer une tension de 8 volts pour toute la partie de traitement du montage.

La cellule R17, R18 et C12 va délivrer la tension de polarisation de toute la chaîne d'amplification et de mise en forme.

Liste des composants

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

Emetteur

R1	220 k Ω
R2	10 k Ω
R3	820 k Ω
R4	220 Ω
R5-R6	10 k Ω
R7	10 Ω
AJ1	10 k Ω 82PR
C1	100 μ F 25V radial
C2	220nF multicouche
C3	1,5nF plastique pas de 5,08
C4	470 μ F 25V radial
D1 - D2	LED 55 ou LED IR
T1	BC517
IC1	MOS 4011 + support

Récepteur

R1	100 k Ω
R2	1 k Ω
R3	3,3 k Ω
R4	1 k Ω
R5	510 Ω
R6	100 k Ω
R7	10 k Ω
R8	510 Ω

R9	100 k Ω
R10	10 k Ω
R11	100 k Ω
R12	10 k Ω
R13	22 k Ω
R14	10 k Ω
R15	1 M Ω
R16	12 k Ω
R17-R18	10 k Ω
AJ1	100 k Ω 82PR
C1	470 pF céramique
C2	22 nF plastique pas de 5,08
C3	10 μ F 25V radial
C4 - C5	22nF céramique
C6	22nF plastique pas de 5,08
C7	100nF plastique pas de 5,08
C8	2,2 μ F 63V radial
C9	1 μ F 63V radial
C10	100nF céramique
C11	10 nF céramique
C12	47 μ F 25V radial
C13	100nF céramique
C14	1 μ F 63V radial
C15	100 μ F 25V radial
L1 - L2	2200 μ H moulées
D1 - D2	1N4148
T1	L14G2 ou G3
T2	2N2222
RG1	78L08
IC1 - IC2	LF357 + supports
IC3	NE567 + support
IC4	LM393 + support
SW1	Inter dip
RE1	Relais 12V OUAZ

Réalisation

Rien de particulier à dire sur cette réalisation si ce ne sont les éternelles mises en garde sur le sens des composants, les court-circuits ou problèmes du même genre.

Signalons quand même que la base du phototransistor n'est pas reliée et que la patte pourra, le cas échéant, être carément coupée.

Pour la LED d'émission, deux références sont données. Il faut savoir que dans le cas de la LED55, l'angle du faisceau d'émission est beaucoup plus étroit et nécessite une plus grande précision dans l'alignement des deux systèmes optiques.

Les deux circuits imprimés (respectivement émetteur et récepteur) sont donnés à l'échelle 1 en bas de cette page.

L'émetteur est prévu pour être monté dans un coffret PP12 et le récepteur dans un STRAPU 2090.

Une fois l'assemblage terminé et une dernière fois contrôlé, les deux montages seront alimentés en 12 volts.

Mise au point

La dernière étape avant la mise en service définitive sera la mise au point du montage.

Celle-ci n'offre pas de difficulté particulière, mais l'utilisation d'un voltmètre sera le bienvenu.

Le but de cette phase de réglage est d'accorder d'une part la fréquence de porteuse de l'émetteur sur celle de capture du récepteur, et d'autre part la fréquence de décodage du récepteur sur celle de codage de l'émetteur.

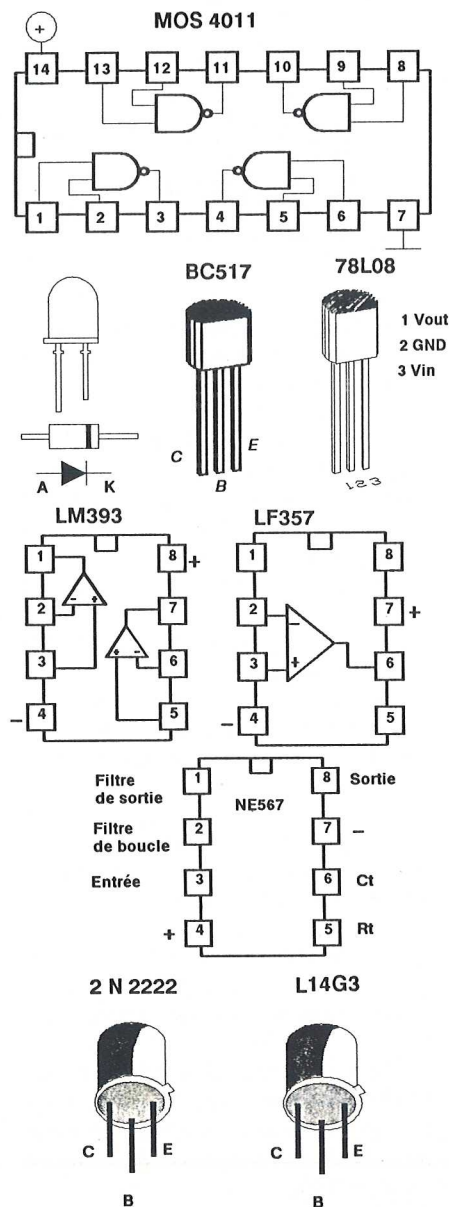
La première s'effectuera grâce au point test TP1. Il faudra régler AJ1 de l'émetteur afin d'obtenir le maximum de tension sur ce point de mesure.

Une fois cette étape réalisée, reste à régler AJ1 du récepteur pour que celui-ci délivre un état stable en sortie.

Sur le prototype, une portée de 6 à 8 mètres a été obtenue. Cependant un phénomène particulier est venu contrecarrer nos espérances. Le montage fonctionne mieux quand il est éclairé que dans l'obscurité. Une perte de 2 mètres de portée a été constatée dans le noir. Le phénomène peut s'expliquer de la manière suivante. Sur un transistor classique, la polarisation est obtenue en plaçant le potentiel de sa base à une valeur particulière. Dans le cas du phototransistor,

cette polarisation s'obtient par la lumière qui arrive sur sa base. Dans le noir complet, celle-ci est complètement bloquée et le seuil de la diode base-émetteur doit être "sauté" par un minimum de lumière appliquée, condition qui est réalisée grâce à la lumière ambiante.

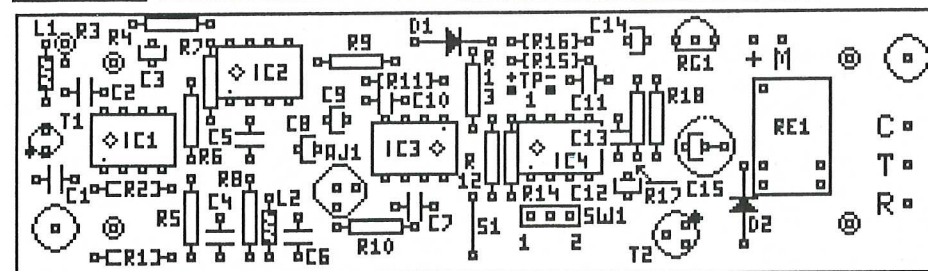
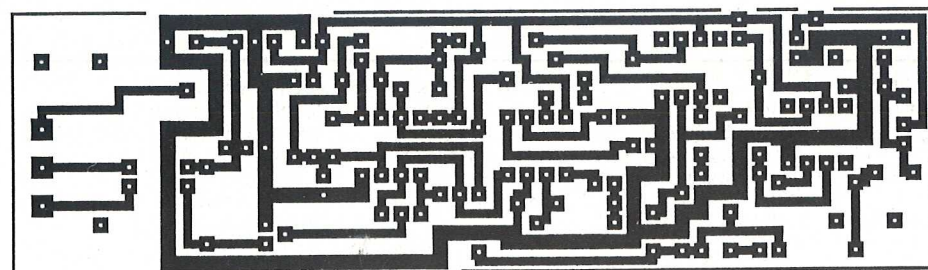
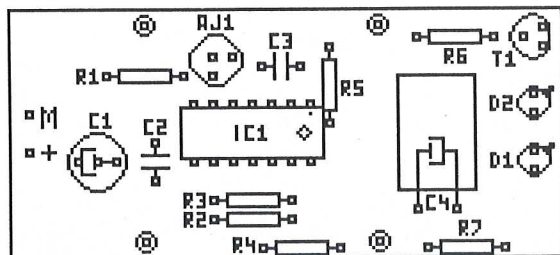
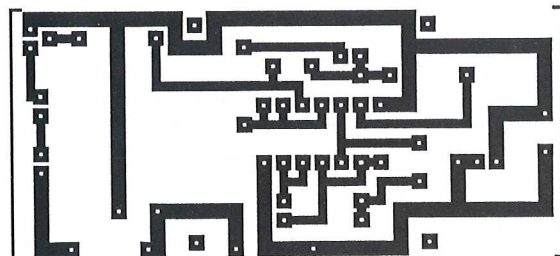
Brochages

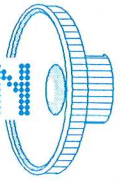


Conclusion

Ce montage a été l'occasion d'explorer une autre application des infra-rouges. En modulant le faisceau par une commande supplémentaire, il y a moyen de transmettre une information. Mais n'est ce d'ailleurs pas le principe d'une télécommande?

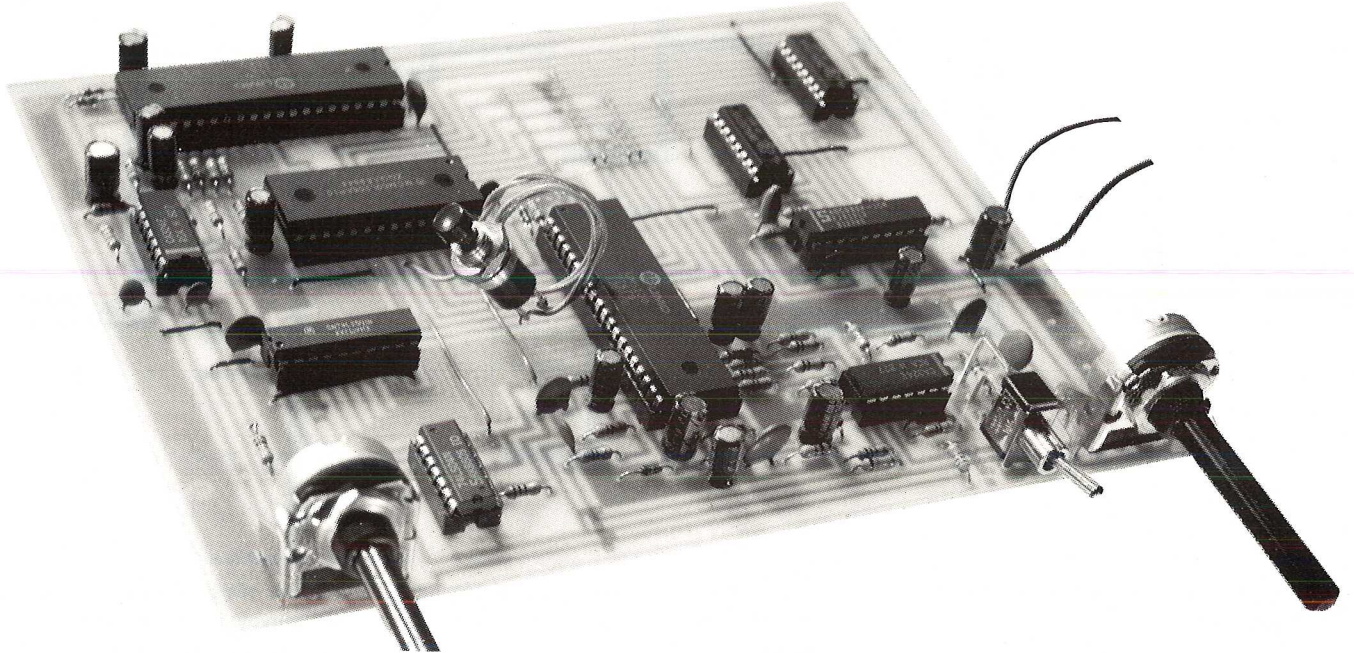
E. DERET





Chambre d'écho à la sauce numérique.

Ou comment, avec deux gouttes d'UM5100, on peut obtenir des retards variables permettant de créer de l'écho ou de la réverbération à gogo. Encore fallait il y penser!!



Présentation

Caractéristiques générales.
Alimentation 5V
Consommation 100mA
Retard variable de 0 à 5 secondes
Possibilité d'obtenir en sortie le signal retardé seul
Ré-injection réglable
Aucune mécanique ou ligne à ressorts
Modulation delta
Poussoir de maintien du son retardé

La chambre d'écho est un instrument fort prisé par les sonoriseurs. Elle est utilisée comme effets spéciaux à forte dose et à petite dose comme correcteur d'acoustique pour les salles sourdes (pièces qui absorbent fortement les sons). Mais quel sonorisateur n'a pas rêvé un jour ou l'autre de posséder une chambre d'écho insensible aux vibrations?

Tous ceux qui ont connu les lignes à ressort savent de quoi je veux parler (tous ces bruits métalliques qui venaient se superposer au signal audio pour peu qu'un camion passait dans la rue). Notre maquette ne connaît pas ces problèmes. De plus elle permet aussi, grâce à sa

position retard pur, de disposer sur les enceintes du signal retardé seul. Un retard important peut être un bon gag à faire à celui qui parle dans le micro, car le retour s'effectuant après quelques secondes, ne manquera pas de le perturber en lui faisant perdre le fil de son discours (ne pas utiliser lorsque l'on sonorise une réunion importante: discours du président par exemple).

Un autre effet possible est réalisé à l'aide de la touche maintien. L'enfoncement de cette touche permet de répéter à l'infini le son enregistré dans la mémoire (quelques secondes aux maximum). Le matériel fonctionne alors à la manière d'un magnétophone qui lit une bande sans fin.

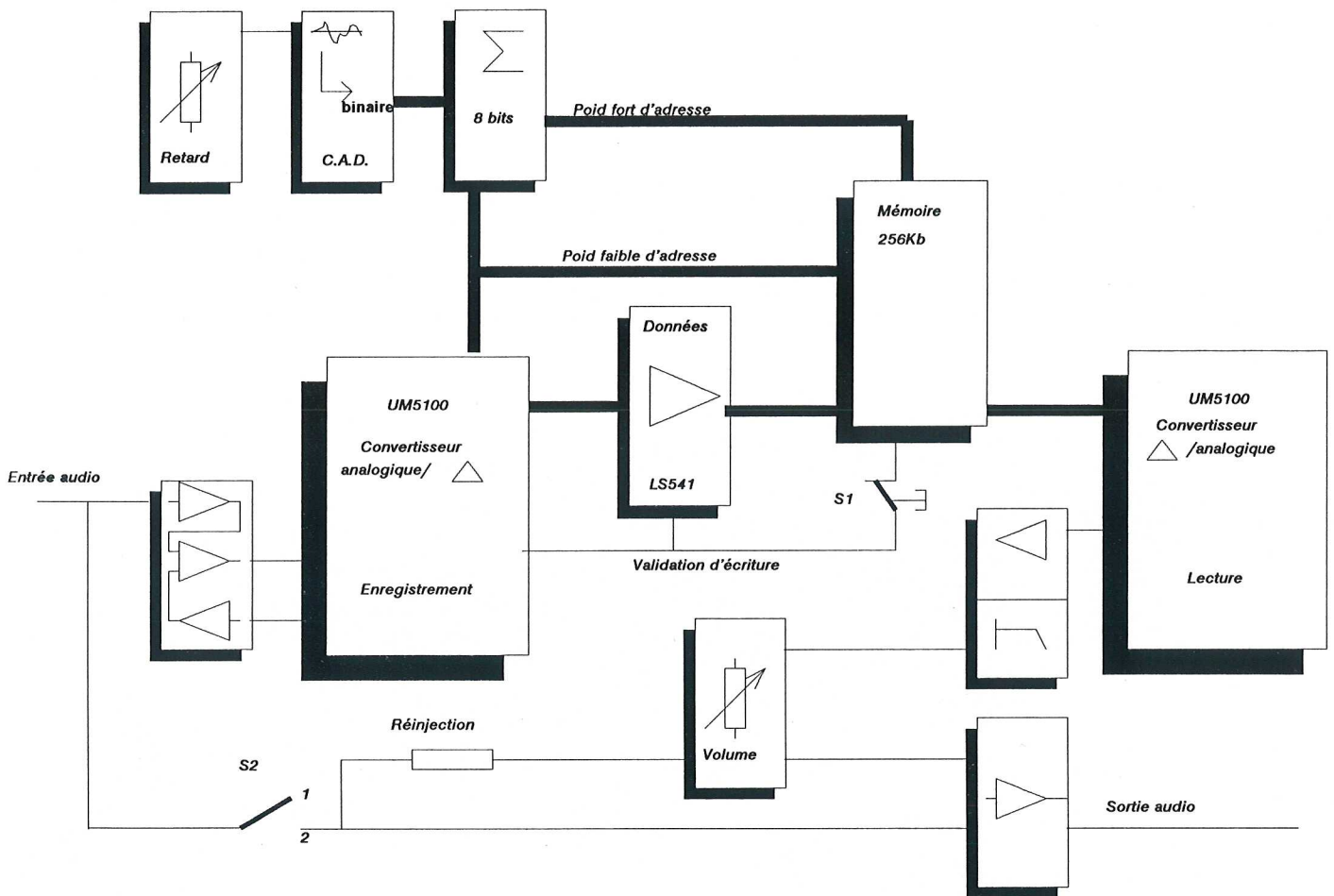
Toute la réalisation est rendue possible grâce à l'utilisation du circuit intégré UM5100 dont les possibilités sont développées dans une Hobbythèque placée dans cette revue. C'est une application peu usuelle de ce circuit car, pour autant que nous le sachions, personne n'y avait songé à ce jour. Et pourtant, l'UM5100 permet de mettre en mémoire plusieurs secondes de son de bonne qualité, c'est plus qu'il nous en faut pour fabriquer de l'écho. Le signal enregistré sera d'une part restitué au

moment voulu, superposé au signal audio auquel il est extrait et d'autre part ré-injecté à l'entrée du montage pour être à nouveau enregistré, ce qui nous permettra de l'entendre à nouveau et ainsi de suite... de suite... suite... ite...

Pour que l'effet fonctionne d'une manière permanente il faut tout à la fois remplir de données la mémoire gérée par l'UM5100 et en même temps la lire. L'architecture de L'UM5100 est différente de celle d'un microprocesseur lequel peut lire ou écrire dans sa mémoire au rythme des ordres contenus dans son programme. Cela est impossible à l'UM5100, il ne peut pas écrire une adresse puis aller en lire une autre, il lui faut tout d'abord terminer son cycle de lecture avant de passer au cycle d'écriture. Pour cette raison, nous avons utilisé deux circuits UM5100, l'un sert en tant qu'enregistreur, l'autre est câblé en lecteur.

Mais il ne faut pas se laisser impressionner par le nombre de boîtiers: deux circuits intégrés de 40 broches et une poignée d'autres composants ce n'est pas énorme, imaginez si la modulation delta n'était pas intégrée, le nombre de composants qu'il aurait fallu câbler !!! Je laisse le soin au lecteur compétent de nous faire parvenir ce résultat...





Levons le voile...et regardons le synoptique

retardé dont le retard sera réglable en fonction du nombre d'adresses de décalage.

Une résistance de ré-injection permet de renvoyer sur l'entrée une partie du signal retardé qui sera à nouveau enregistré pour parvenir à nouveau à la sortie après un nouveau retard et... bref, nous créons ainsi de l'écho.

Synoptique

Ce synoptique peut se décomposer en quatre parties que nous allons passer en revue l'une après l'autre.

L'enregistrement

Il est composé d'un premier UM5100 câblé en enregistreur. Il se contente de remplir la mémoire sans jamais s'arrêter. C'est le fonctionnement traditionnel d'un UM5100.

La lecture

C'est le rôle du second UM5100, entre chaque cycle d'écriture de son collègue, il lit la mémoire, convertit la donnée numérique en signal analogique et l'expédie sur le potentiomètre de volume.

Le retard

Si l'UM5100 lecteur se contente de lire ce qui vient d'être écrit, il sera impossible de créer le phénomène écho. Il faut lire dans une autre partie de la mémoire pour fatalement obtenir un son

Pour gérer ce décalage nous allons ajouter un nombre binaire, au moment de la lecture de la mémoire, aux adresses de poids le plus fort.

Le nombre binaire sera généré par un convertisseur analogique numérique traditionnel (ADC 804). Le principe en est simple: une tension continue variable est créée par un potentiomètre câblé entre le 0v et le plus d'alimentation. Cette tension est échantillonnée, puis convertie en nombre binaire et envoyée au circuit de sommation qui se charge de l'ajouter aux lignes d'adresses de poids fort.

Lors de l'écriture le convertisseur analogique numérique est positionné en mode trois états, permettant de ne pas modifier l'adresse.

La sortie

Nous avons d'une part le son prélevé sur l'entrée audio et d'autre part le son retardé qui parviennent à l'entrée d'un sommateur.

Un interrupteur S2 permet de supprimer le son entrant et donc de laisser le son retardé seul en sortie.

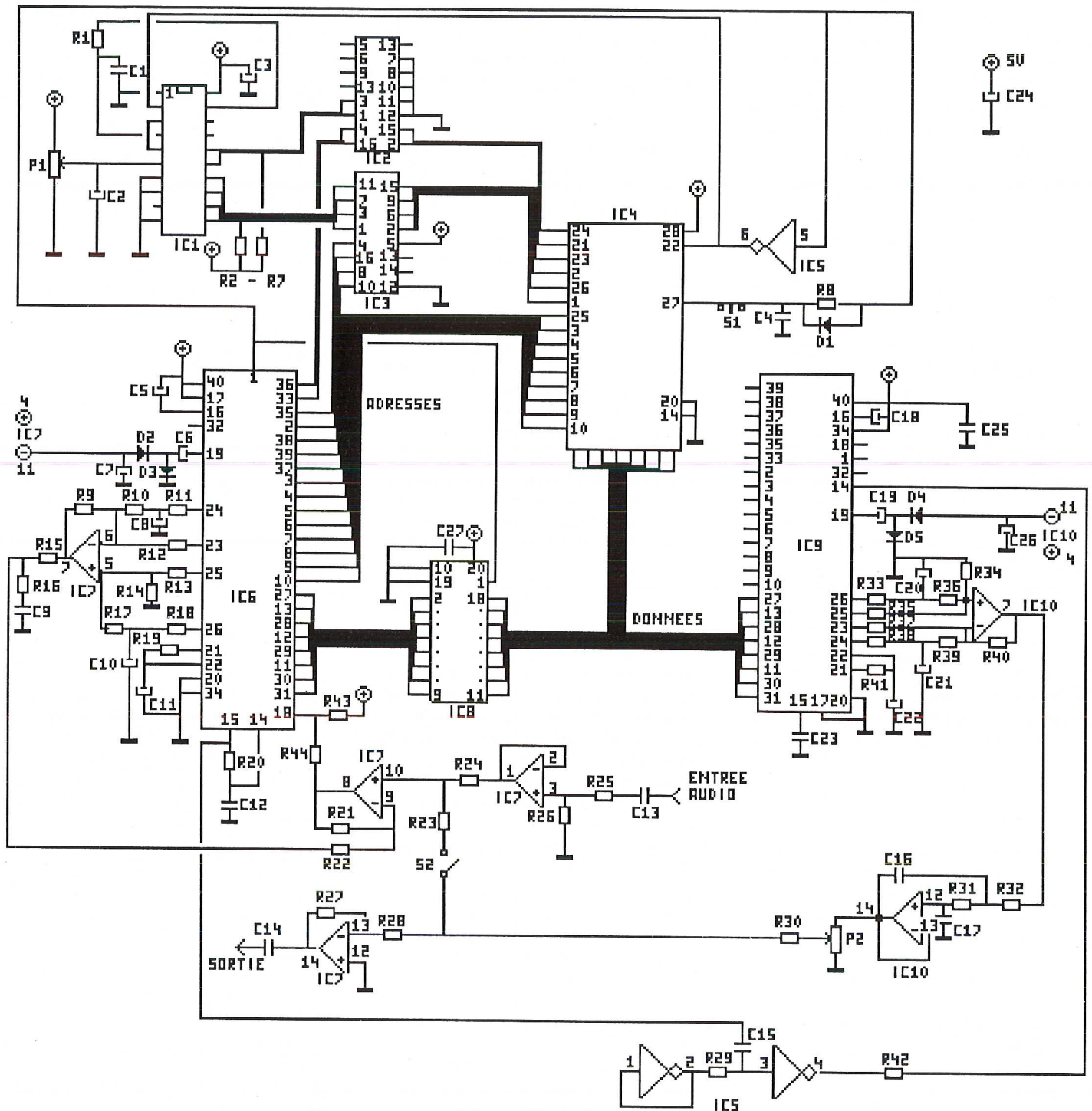
Et en plus

Oui ! normalement cela devrait suffire, mais il y a toujours quelques circuits supplémentaires qui se glissent durant la réalisation et qui deviennent vite indispensables.

C'est le cas du boîtier 74LS541 qui est un boîtier de transmission de données fonctionnant en logique trois états et qui met le bus de donnée à l'abri d'un conflit: si il n'était pas là et que, pour une raison ou une autre, les données présentes en sortie de l'UM5100 enregistreur étaient encore sur le bus alors que la mémoire est validée en lecture, nous risquerions au mieux la perte des données, au pire la destruction d'une jonction dans l'un des circuits intégrés. Rassurons-nous, il est prévu sur la carte.

Autres composants à mentionner: S2, poussoir de maintien permettant de geler la mémoire plus les quelques amplificateurs opérationnels obligatoires au bon fonctionnement des UM5100 et nous en avons terminé avec le synoptique.





Schéma

Nous retrouvons sur le schéma les différents sous-ensembles dont nous venons de parler (le contraire serait étonnant !!).

L'enregistrement

La partie enregistrement s'organise autour du circuit IC6 (UM5100) mis en mode enregistrement permanent (broche 34 à la masse) et de IC7 (LM324) qui assure

les rôles d'amplificateur et de comparateur du signal audio.

La lecture

La partie lecture est réalisée autour de IC9 (UM5100) positionné en lecteur et de IC10 (LM324) dans le rôle d'amplificateur et de filtre passe-bas.

Le boîtier mémoire, IC4 (60256), permet, grâce à sa capacité de 256 kbit d'enregistrer plus de 6 secondes de son de très bonne qualité.

Nous n'expliquerons pas plus ces parties qui sont décrites dans la Hobbythèque.

Le retard

Il est généré à l'aide des boîtiers IC1 (ADC804), IC2, IC3 (74LS83). Le premier est un convertisseur analogique/numérique qui travaille sur 8 bits, les seconds sont des sommateurs en technologie TTL basse consommation.

Le fonctionnement:

Le curseur du potentiomètre P1 évolue entre le plus de l'alimentation et la masse. Cette tension est appliquée au convertisseur qui se charge de fournir sur ses sorties le code binaire correspondant à la valeur de la tension. Le rythme de la conversion est réglé par R1, C1 mais cette fréquence n'est pas critique car on travaille sur une tension continue.

L'information lecture/écriture lui est apportée sur sa patte 2 venant de IC6 (patte 1 validation d'écriture). Cette information met la sortie du convertisseur en mode trois états lorsque IC6 va écrire en mémoire, alors les adresses ne sont pas modifiées. Au contraire, lorsque IC6 a fini d'écrire en mémoire, le signal sur la patte 2 d'IC1 passe à l'état bas validant les états binaires sur ses sorties. A ce moment ce code est ajouté aux adresses de poids forts venant d'IC6 (A9 à A14) et donc, la donnée lue par IC9 dans la mémoire sera décalée dans le temps par rapport à la dernière donnée écrite.

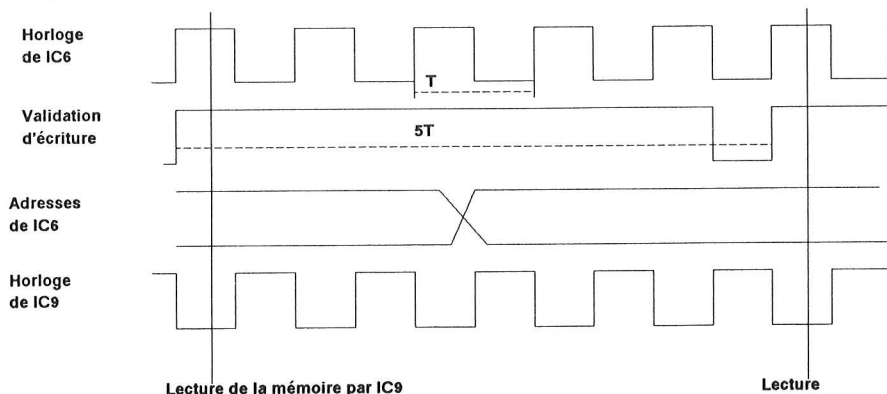
Un dernier point de détail, certains de nos lecteurs ne manqueront pas de s'étonner en découvrant que seuls 6 bits de données d'IC6 sont utilisés. Cela est dû au fait que même une tension continue peut fluctuer légèrement ce qui a pour effet de modifier l'état binaire sur les bits de poids faible et donc fausser l'adressage, pour cette raison nous nous servons des 6 bits b2 à b7, les bits b0 et b1 étant trop entachés d'erreurs.

La sortie

Le signal retardé est présent sur la patte 14 d'IC10, il est plus ou moins atténué à l'aide du potentiomètre P2 avant de parvenir à l'amplificateur de sortie construit autour de IC7.

Le signal présent sur l'entrée audio se retrouvera en sortie si l'interrupteur S2 est fermé, sinon nous avons essentiellement le son retardé. En supposant qu'il est fermé, nous aurons en sortie la somme des deux signaux.

La résistance R23 joue un rôle important car c'est elle qui règle le taux de ré-injection du signal retardé sur l'entrée.



Les détails...

Tous ceux qui ont suivi jusqu'à maintenant, ont reconnu IC8 (74LS541) dans le rôle d'agent de la circulation des données.

Mais le rôle des composants R8, D1, C4 est moins évident à reconnaître. Ils servent à raccourcir l'impulsion de validation d'écriture, parvenant à la mémoire, de manière à être sûr que les données ainsi que les adresses sont stables au moment de l'écriture en mémoire.

Un autre point important à signaler, il est indispensable pour un bon fonctionnement de l'ensemble que les deux circuits UM5100 travaillent à la même fréquence d'horloge, mais pour que l'UM5100 lecteur ne lise pas au moment où l'enregistreur écrit dans la mémoire, il faut que l'horloge de l'un arrive en opposition de phase par rapport à l'autre. Cela est obtenu à l'aide des composants C15, R29 et de deux portes inverseuses d'IC5. Expliquons:

Le signal d'horloge présent sur la sortie 15 d'IC7 ne permet pas d'attaquer directement un circuit TTL, c'est pour cette raison que nous avons dû fixer le seuil de basculement à l'aide d'une porte bouclée sur elle-même. La tension ainsi obtenue sur la patte 2 d'IC5 est (par construction) rigoureusement la tension de basculement des portes inverseuses du circuit. Par conséquent, cette tension étant appliquée à la seconde porte inverseuse, la moindre variation de tension sur son entrée aura comme résultat le basculement de la porte de l'état 0 à l'état 1 si la variation est négative, de l'état 1 à l'état 0 si elle est positive, donc en opposition de phase par rapport au signal d'horloge entrant. Une résistance supplémentaire R42 et on peut attaquer l'entrée horloge de IC9.

Un mot sur le bouton poussoir S1: lors de son appui, la ligne de validation d'écriture est déconnectée. La mémoire ne peut plus être écrite et donc IC9 lit sans arrêt les quelques secondes enregistrées précédemment.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4w

R1	47 kΩ
R2 à R7	1 kΩ
R8	10 kΩ
R9	47 kΩ
R10	100 kΩ
R11	27 kΩ
R12 à R14	47 kΩ
R15	10 kΩ
R16	470 Ω
R17	100 kΩ
R18	27 kΩ
R19	2,7 kΩ
R20	470 Ω
R21	220 kΩ
R22	10 kΩ
R23, R24	33 kΩ
R25	220 kΩ
R26	47 kΩ
R27	120 kΩ
R28	47 kΩ
R29	1 kΩ
R30	10 kΩ
R31	15 kΩ
R32	68 kΩ
R33	27 kΩ
R34, R35	47 kΩ
R36	100 kΩ
R37	47 kΩ
R38	27 kΩ
R39	100 kΩ
R40	47 kΩ
R41	2,7 kΩ
R42	10 kΩ
R43, R44	47 kΩ

C1	150 pF céramique
C2	1 μF 25V radial
C3	22 μF 16V tantale goutte
C4	100 pF céramique
C5	1 μF 25V radial
C6, C7	47 μF 25V radial
C8	1 μF 25V radial
C9	47 nF céramique
C10, C11	1 μF 25V radial
C12	4,7 nF céramique
C13 à C15	100nF céramique
C16, C17	4,7 nF céramique
C18	1 μF 25V radial
C19	47 μF 25V radial
C20 à C22	1 μF 25V radial
C23	4,7 nF céramique
C24	47 μF 25V radial
C25	100 nF céramique
C26	47 μF 25V radial
C27	100 nF céramique

P1, P2 potentiomètre 100 KΩ courbe A

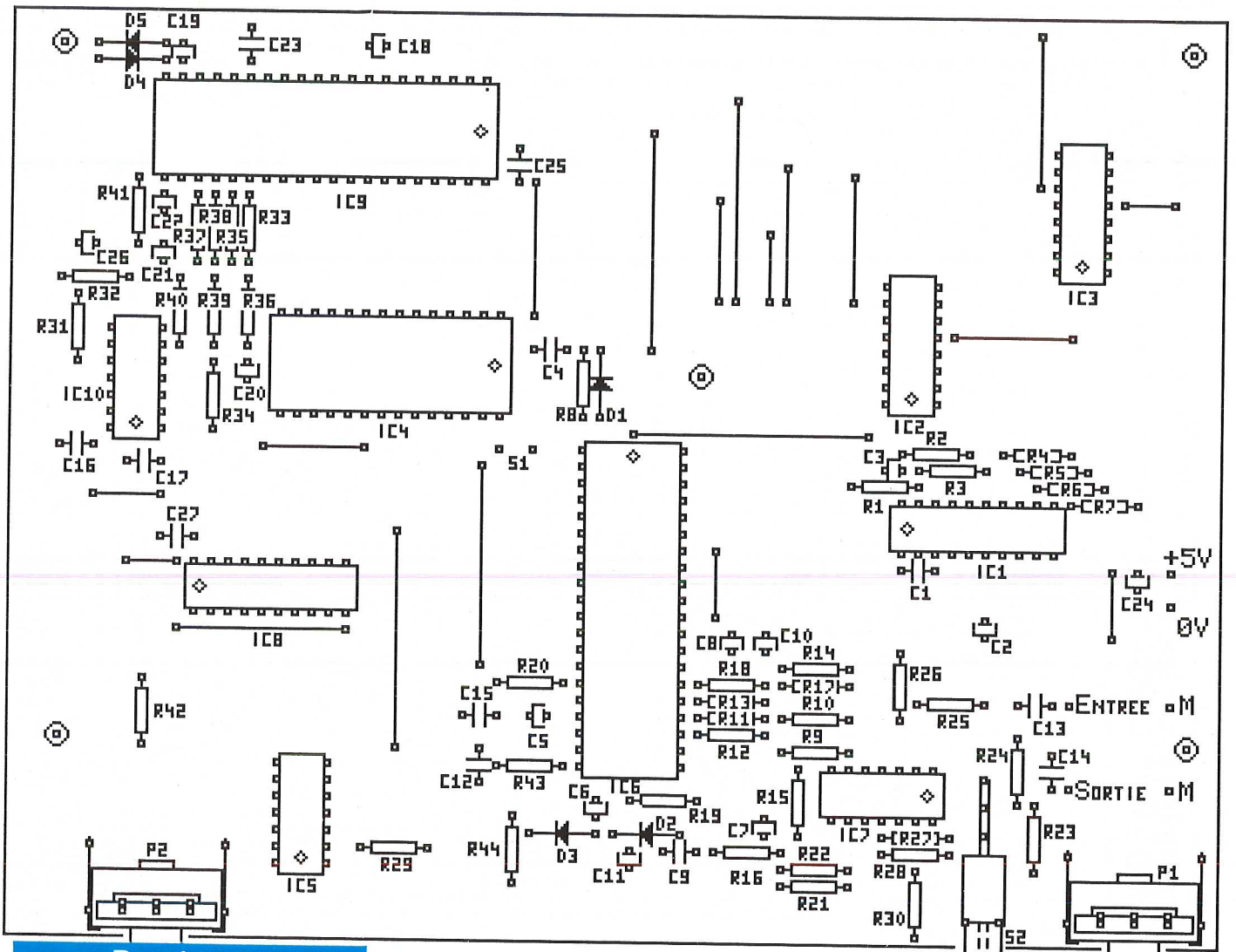
D1 à D5 1N4148

IC1	ADC0804
IC2, IC3	74LS83
IC4	60256
IC5	74LS04
IC6, IC9	UM5100
IC7, IC10	LM324
IC8	74LS541

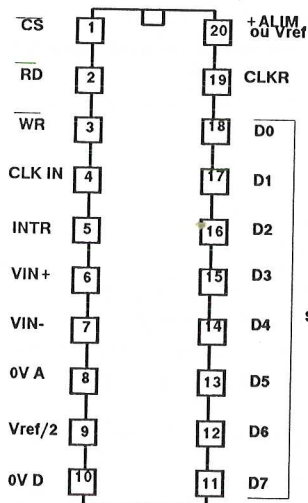
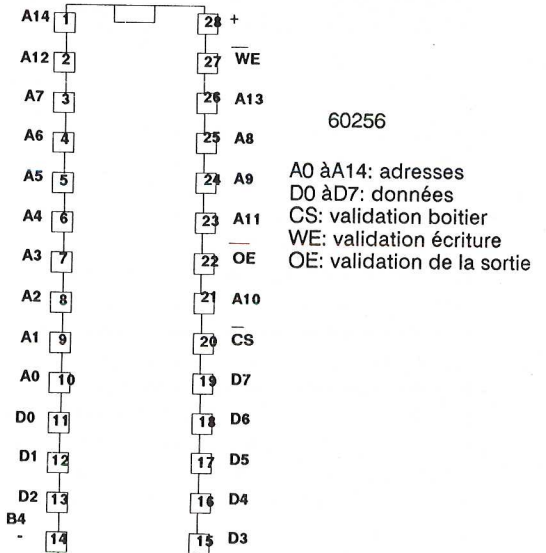
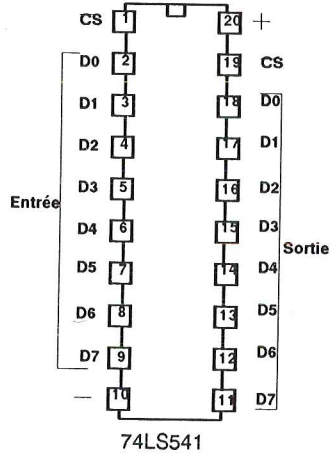
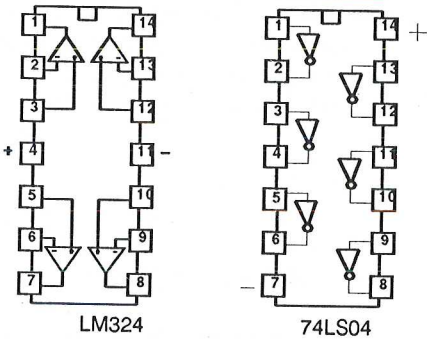
3 supports 14 broches
2 supports 16 broches
2 supports 20 broches
1 support 28 broches
2 supports 40 broches

1 interrupteur unipolaire
1 poussoir inverseur

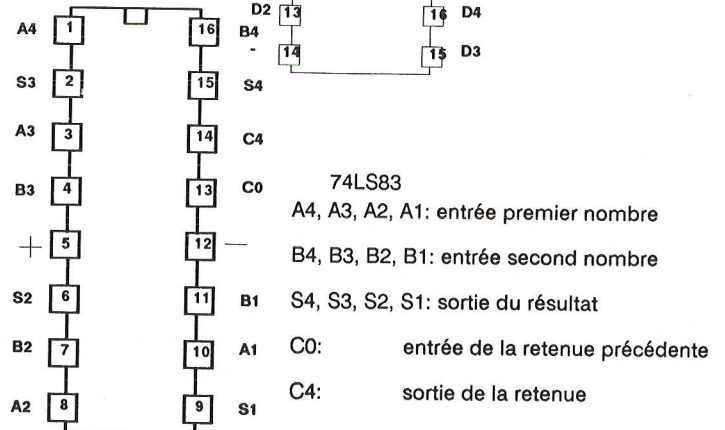
2 prises RCA châssis

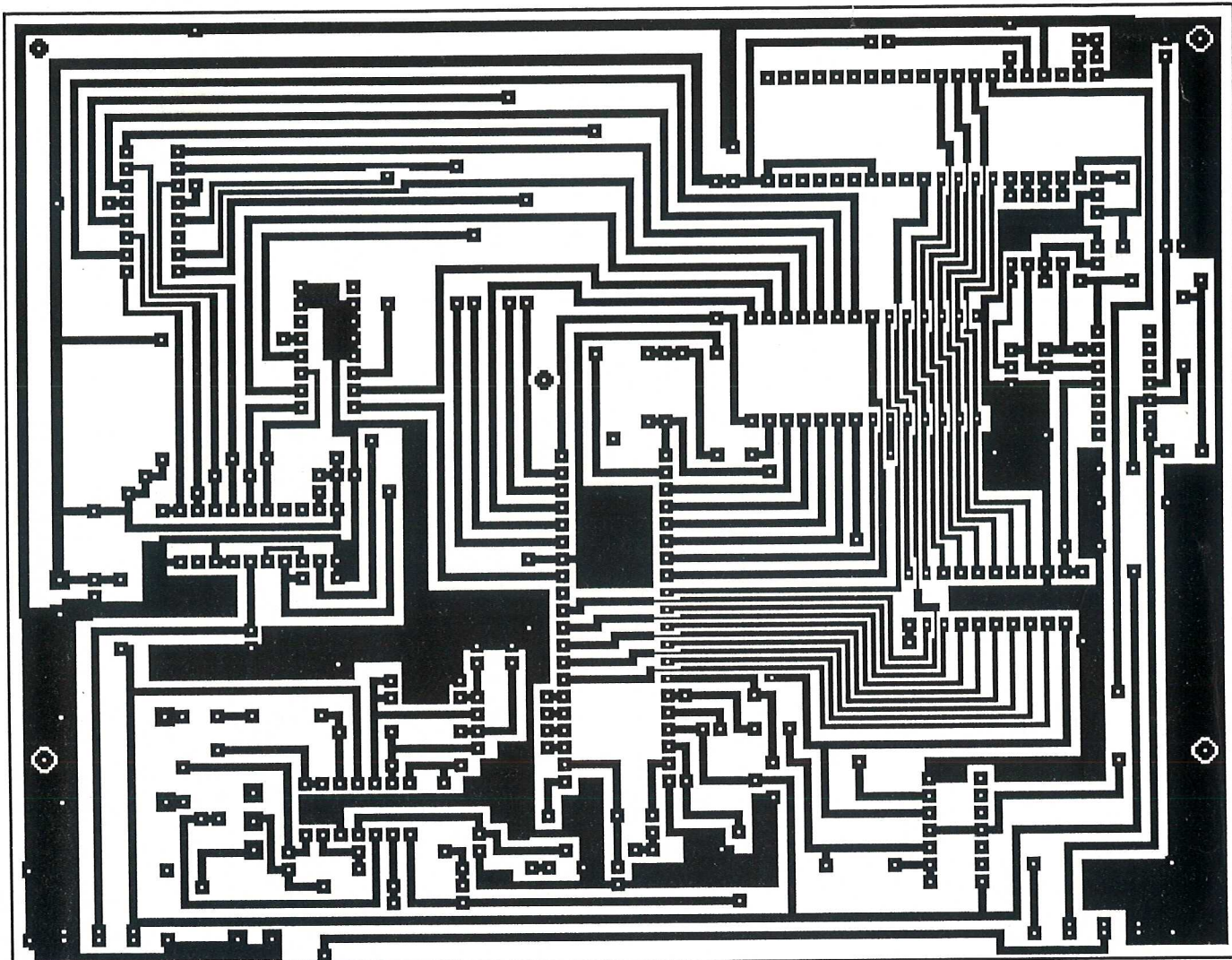


Brochages



ADC804
 CS: sélection boîtier
 RD: validation lecture
 WR: validation écriture
 CLKIN: entrée horloge
 INTR: sortie fin de convers.
 VIN+: entrée tension analo.
 VIN-: entrée tension analo.
 0V A: masse tension analo.
 VREF/2: entrée de réf. ext.
 0V B: masse tension digitale
 D0 à D7: sortie données
 CLKR: sortie horloge
 +ALIM: alimentation du boîtier





La réalisation

Construction

La fabrication est relativement facile, mais on apportera une grande attention aux soudures de manière à éviter de faire des court-circuits entre les pistes.

Certaines, qui serpentent entre les pattes des circuits intégrés, sont fines et on aura intérêt (surtout si l'attaque de perçage a été importante) de les vérifier à l'ohmmètre.

Commencer par souder à leur place les straps et les supports des circuits intégrés, puis les résistances et les diodes (attention au sens), ensuite viennent les condensateurs (attention à la polarité des condensateurs chimiques). On terminera par les potentiomètres, l'interrupteur et le bouton poussoir.

Mettre en place les circuits intégrés, il ne reste plus que la vérification du bon fonctionnement du montage et lui trouver un coffret à sa taille (le coffret métallique de référence EB21 par exemple). Il faudra percer le coffret afin de laisser dépasser les différents organes de commande (ne pas oublier de doter l'ensemble de deux prises RCA, une pour l'entrée audio, l'autre pour la sortie).

Une alimentation régulée (5v 150mA) viendra compléter l'ensemble (l'alimentation Tora de référence Tora001 convient à merveille).

La mise en fonctionnement

La carte étant terminée, on raccordera sur l'entrée une source audio (provenant d'un tuner FM par exemple). La sortie sera elle, reliée à l'entrée d'un amplificateur.

Avant de mettre le montage en fonctionnement, on réglera le potentiomètre P2 au minimum (à fond sur la gauche), l'interrupteur S2 sera mis en position fermée, on peut alors alimenter le montage. Cette procédure est conseillée pour chaque démarrage, car elle évite d'entendre dans les enceintes le bruit généré par les données aléatoires se trouvant à l'intérieur de la mémoire. Après quelques secondes, la mémoire est remplie et l'on peut alors agir sur le potentiomètre P2.

La mise en route effectuée, on doit entendre le signal d'entrée dans les enceintes, si ce n'est pas le cas il faut en trouver la cause avant de poursuivre (peut être S2 est ouvert?).

Si tout va bien, on pourra augmenter le volume et normalement, suivant la position de P1, obtenir les effets prévus (P1 à fond

sur la gauche pas d'écho puis, suivant le degré de rotation, apparition du son retardé avec un retard qui décroît). Il est conseillé de manipuler P1 lentement de manière à ne pas trop télescoper les données en mémoire ce qui ne manquerait pas de provoquer quelques secondes de brouhaha.

Le basculement de l'interrupteur S2 doit provoquer la suppression, en sortie, de l'écho et du signal non retardé.

Le bouton poussoir permet d'obtenir la restitution de ce qui a été enregistré dans la mémoire (plusieurs secondes de son). Tant que l'on maintient ce bouton appuyé la mémoire n'enregistre plus et le son boucle sans arrêt comme sur une cassette sans fin.

Conclusion

Voici présenté un montage audio, sophistiqué, à la portée de tous nos lecteurs. Mais l'UM5100 a bien d'autres utilisations possibles et nous y reviendrons prochainement.

A vous, maintenant, d'expérimenter celui-ci!

V.ALCIDI



HOBBYTHEQUE

AOP Ampli opérationnels (Généralités) No 4 Page 32
 AOP Ampli opérationnels (suite) No 5 Page 13
 Comparateurs (Généralités et LM311,339,360,393) No 6 Page 33
 Calcul des selfs imprimées No 8 Page 43
 Oscillateurs sinusoïdaux à réseaux R-C No 9 Page 10
 Les L.C.D. ou afficheurs à cristaux liquides No 10 Page 16
 Les filtres passifs et actifs (1 ère partie) No 11 Page 2
 Les filtres passifs et actifs (2 ème partie) No 12 Page 2
 Les filtres passifs et actifs (3 ème partie) No 13 Page 2
 Les filtres passifs et actifs (4 ème partie) No 14 Page 2
 Les moteurs pas à pas No 12 Page 10

CA 3140 No 5 Page 22
 CA 3161, CA 3162 No 12 Page 17
 CQL 90 Diode LASER No 15 Page 24
 ICL 7106 / 07 No 3 Page 2
 LM 10 No 15 Page 5
 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 / LM 3915 No 1 Page 2
 M 9306 No 1 Page 22
 MC 3479 No 13 Page 18
 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
 SAF 1032 P / SAF 1039 P No 9 Page 18
 SLB 586 A No 14 Page 21
 TBA 820 et 820 M No 7 Page 19
 TCA 965 No 4 Page 9
 TDA 1514 A No 14 Page 36
 TDA 1524 No 8 Page 33
 TDA 2002, 2003, 2006, 2008 No 9 Page 42
 TDA 2004, 2005 et 2009 No 6 Page 42
 TDA 2030 (A), 2040 (A) No 9 Page 42
 TDA 2088 No 5 Page 37
 TDA 2320 No 7 Page 37
 TDA 3810 No 8 Page 12
 TDA 5850 No 1 Page 13
 TDA 7000 No 8 Page 39
 TGS 813 No 1 Page 17
 TL 07x / 08x No 5 Page 20
 UCN 5804 No 13 Page 38
 UM 66T / 3482 / 3491 / 3561 No 7 Page 31
 XR 2206 No 4 Page 27

ALARMES

ALARME AUTONOME "QUICKGUARD" No 7 Page 4
 DETECTEUR D'ALARME A ULTRASONS No 13 Page 20
 CENTRALE D'ALARME POUR VOITURE No 14 Page 40

AUDIO / SONORISATION

AMPLIFICATEUR 100 WATTS 8 Ohms No 3 Page 24

BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL" No 6 Page 2
 LOUPE PHONIQUE No 7 Page 10
 MODULE CORRECTION DE TONALITE Cde DC. No 8 Page 2
 MODULE PSEUDO-STEREO & SPATIAL No 8 Page 15
 METRONOME A AFFICHEURS No 8 Page 28
 AMPLIFICATEUR 2 WATTS No 10 Page 12
 AMPLIFICATEUR 10 WATTS No 10 Page 14
 AMPLIFICATEUR 20 WATTS No 11 Page 34
 AMPLIFICATEUR 40 - 50 WATTS No 14 Page 25
 FUZZ & TREMOLO POUR GUITARE No 15 Page 15
 TRUCQUEUR DE VOIX No 15 Page 20

AUTO / MOTO

ANTI VAPOR-LOCK No 5 Page 41
 BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL" No 6 Page 2
 GRADATEUR-TEMPORISATEUR DE PLAFONNIER No 6 Page 10
 INTERPHONE MOTO No 7 Page 25
 DEUX DETECTEURS DE TEMPERATURE ET GEL No 12 Page 20

ALIMENTATION

CONVERTISSEUR STATIQUE 12/220 100 WATTS No 3 Page 35
 Application LM317 Alimentation 1.2-14 V. 2 Amp. No 2 Page 41
 ALIMENTATION 220 V POUR BOOSTER 2x20W No 6 Page 8
 CHARGEUR MULTI-CALIBRES AUTOMATIQUE No 6 Page 16
 MINI ALIMENTATION SYM. A PRESELECTIONS No 13 Page 41

DOMESTIQUE

DETECTEUR DE GAZ No 1 Page 15
 SERRURE CODEE à 68705 No 1 Page 24
 EXTENSION DE PUISSANCE SERRURE CODEE No 1 Page 24
 REGULATEUR DE VITESSE 220 Volts No 5 Page 10
 DOUBLE TELERUPTEUR ELECTRONIQUE No 7 Page 40
 PROGRAMMATEUR JOURNALIER à 68705 No 10 Page 35
 HORLOGE-MINUTERIE-CHRONO DE PRECISION No 11 Page 10
 THERMOMETRES NUMERIQUES No 12 Page 24
 PROGRAMMATEUR UNIVERSEL à 68705 No 14 Page 15

EMISSION -RECEPTION

EMETTEUR F. M. AVEC MICRO No 2 Page 18
 EMETTEUR F. M. ENTREE B. F. No 2 Page 18
 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
 RE-EMETTEUR INFRAROUGE No 7 Page 16
 ENSEMBLE DE TELECOMMANDE 32 FONCTIONS No 9 Page 24

GADGETS

UN MONTAGE REpondeur No 11 Page 17
 GUIRLANDE A LEDs No 11 Page 44

INITIATION TECHNOLOGIE

PILE OU FACE A AFFICHEUR No 2 Page 9
 CLIGNOTEUR 6 LEDS No 3 Page 41
 JEU DE LUMIERE DE POCHE No 4 Page 11
 LOTO 2 DIGITS No 5 Page 28
 MINI ORGUE 8 NOTES No 5 Page 44
 TESTEUR DE CONTINUITÉ No 6 Page 22
 GENERATEUR DE MELODIE + accompagnement No 7 Page 28

3 MONTAGES GENERATEURS MUSICAUX No 7 Page 44
 MINI-RECEPTEUR F.M. No 8 Page 5
 BALADEUR F.M. No 8 Page 5
 SABLIER A LEDS No 8 Page 18
 GRILLON ELECTRONIQUE No 9 Page 7
 COMPTEUR DE PASSAGE UNIVERSEL No 9 Page 33
 MINUTERIE REGLABLE DE 5 S à 4 Mn No 10 Page 8
 VOLTMETRE DE POCHE A LEDs No 11 Page 20
 DOUBLE "BARGRAPH" A LEDs (K2000) No 11 Page 41
 TESTEUR DE PILES 1.5, 4.5 et 9 V à LEDs No 12 Page 44
 3 MONTAGES DE Cde DE MOTEURS PAS A PAS No 13 Page 32
 EMETTEUR F.M. COMMANDE PAR LA VOIX No 14 Page 29
 METRONOME MINIATURE No 15 Page 2

LUMIERE

VARIATEUR 220 V COMMANDE EN TENSION No 7 Page 12
 GRADATEUR CHENILLARD No 10 Page 31
 MODULEUR VUMETRE 8 VOIES A MICRO No 10 Page 2
 VARIATEUR 220 V A EFFLEUREMENT No 14 Page 33
 2 UNITES DE PILOTAGE DE DIODE LASER No 15 Page 34

MESURE

UNITE D'AFFICHAGE LCD 3 DIGITS 1/2 à 7106 No 3 Page 44
 UNITE D'AFFICHAGE LED 3 DIGITS 1/2 à 7107 No 3 Page 44
 GENERATEUR DE FONCTIONS WOBULE No 4 Page 14
 BAROMETRE - ALTIMETRE No 4 Page 41
 MINI FREQUENCIMETRE 6 DIGITS 1 MHz No 5 Page 31
 THERMOMETRE SIMPLE -40 à +110 °C No 5 Page 4
 HYGROMETRE SIMPLE 5 à 100 % No 5 Page 6
 MODULE SURVEILLANCE, ALERTE ET COMMUT. No 6 Page 26
 GENE. SINUS-TRIANGLE-CARRE DE BASE No 10 Page 27
 CLAVIERS A TOUCHES MODULABLES No 10 Page 23
 SIGNAL-TRACER STEREO (1ère partie) No 11 Page 24
 MODULE BISTABLE MINIATURE (Diviseur par 2) No 11 Page 37
 VOLTMETRE AMPEREMETRE DE TABLEAU No 12 Page 28
 SIGNAL-TRACER STEREO (2ème partie) No 12 Page 31
 MINI GENERATEUR DE SIGNAUX No 13 Page 10
 PUPITRE LAB AVEC ALIM. ET GENERATEUR No 13 Page 25
 ANALYSEUR DE SPECTRE 10 BANDES No 14 Page 9

MODELISME

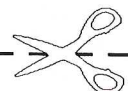
INDICATEUR DE CHARGE D'ACCUS No 1 Page 19
 CHARGEUR D'ACCUS A COURANT CONSTANT No 2 Page 44
 SIMULATEUR DE SOUDURE A L'ARC No 3 Page 32
 ALIMENTATION SIMPLE POUR BOUGIE No 7 Page 2
 COMMANDE DE TRAIN A COURANT PULSE No 8 Page 23
 COMMANDE DE FEUX TRICOLORS No 8 Page 2
 ECLAIRAGE DE CONVOIS FERROVIAIRES No 9 Page 38

PERI-INFORMATIQUE

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

VIDEO

AMPLI CORRECTEUR VIDEO 4 VOIES No 1 Page 9
 PERITEL F.M. avec report No 15 Page 39
 2 PERITEL F.M. sans alimentation No 15 Page 43



Pour l'achat de vos anciens numéros :
 Préférez le rendez-vous dans
 un magasin HBN où



VOUS SERA OFFERT
 (pour l'achat de 2 numéros minimum)

Consultez la liste des magasins au dos de la couverture.

* En magasin uniquement.

**BULLETIN
 D'ABONNEMENT**

MAI 1992 - N°16

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

1	7	13
2	8	14
3	9	15
4	10	
5	11	
6	12	

Total: x 15F(Chèque ou carte)



Hobbytronic MAI 1992
Dépot légal MAI 1992

Imprimerie MAULDE et RENOÜ
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

Pour l'achat
de vos anciens numéros :
Préférez le rendez-vous dans
un magasin HBN où

1 PIN'S*
AU CHOIX

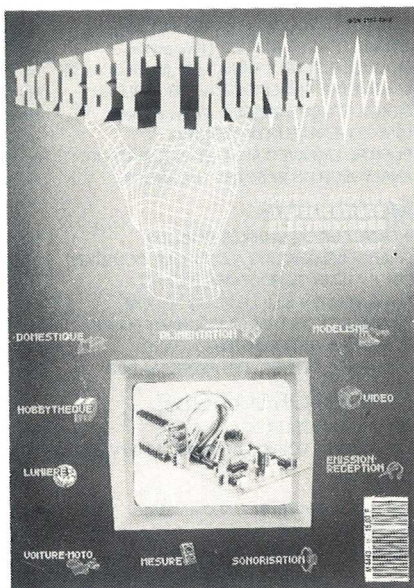


VOUS SERA OFFERT

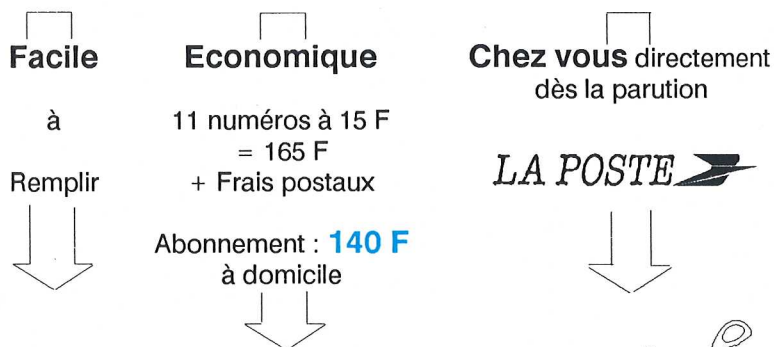
(pour l'achat de 2 numéros minimum)

Consultez la liste des magasins
au dos de la couverture.

* En magasin uniquement.



L'ABONNEMENT :



BULLETIN D'ABONNEMENT

N°16 - MAI 1992

Réabonnement N° d'abonné
 Abonnement
Sur bande adresse

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

TOTAL **REGLEMENT** : , Frs

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue Expiration

N°

SIGNATURE :

(Signature des parents pour les mineurs)

HOBBYTRONIC - Abonnement BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

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

Ecrire en CAPITALES une lettre par case, laisser une case
entre deux mots. Merci. (Ou joindre la bande adresse).

Nom, prénom

Adresse

code postal Ville

**Savez-vous pourquoi un kit TORA
revient moins cher que l'achat de
tous les composants séparés ?**



**C'est parce que dans un kit TORA
tout a été pensé,
y compris le prix . . .**



TORA
KIT ELECTRONIQUE

: pensé pour vous

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 LECORNUÉ
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
3 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 SERPENNOISE
TEL 87 74 45 29

STRASBOURG 67000
4 RUE DU TRAVAIL
TEL 88 32 86 98

NANCY 54000
133 RUE ST DIZIER
TEL 83 36 67 97

MULHOUSE 68100
CENTRE EUROPE
TEL 89 46 46 24

MONTBELIARD 25200
ZA LA CRAY VOUGEACOURT
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
28 RUE DES ALPES
TEL 75 42 51 40

ST ETIENNE 42000
30 RUE GAMBETTA
TEL 77 21 45 61

MONTPELLIER 34000
46 BD DES ARCEAUX
TEL 67 63 53 27

NEVERS 58000
1 ET 2 PL MANCINI
TEL 86 61 15 03