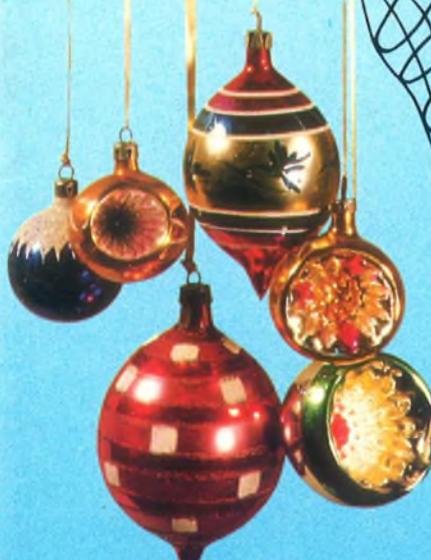


# HOBBYTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL  
D'APPLICATIONS  
ELECTRONIQUES**

N°22 - DECEMBRE 1992 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE



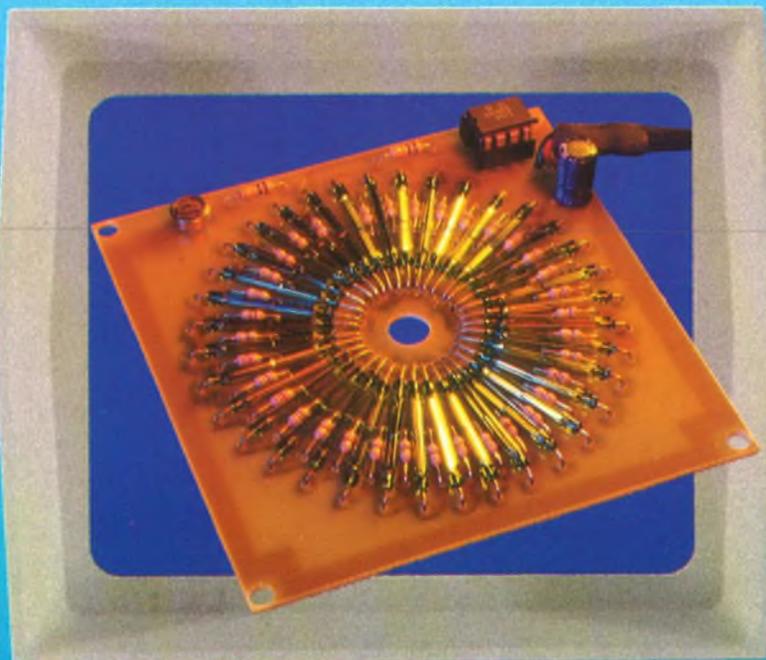
VIDEO



LUMIERE



EMISSION-RECEPTION



VOITURE-MOTO



MESURE

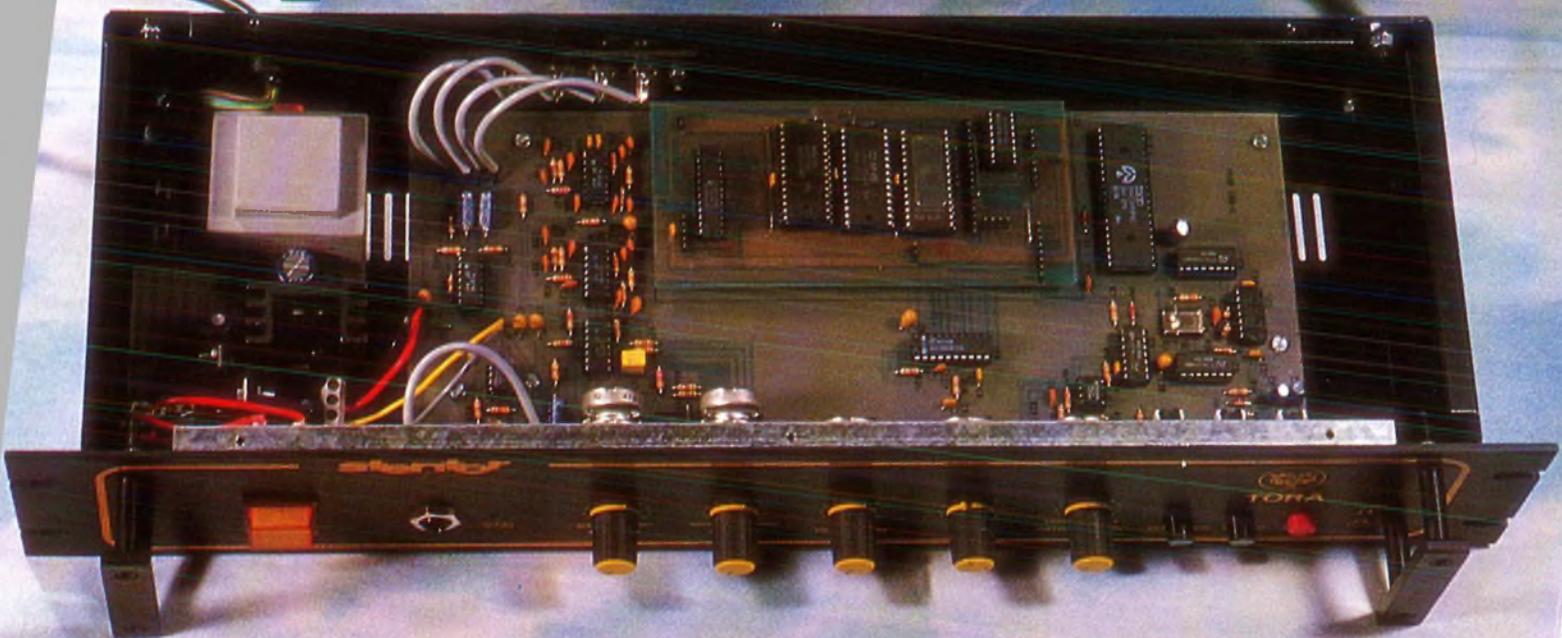
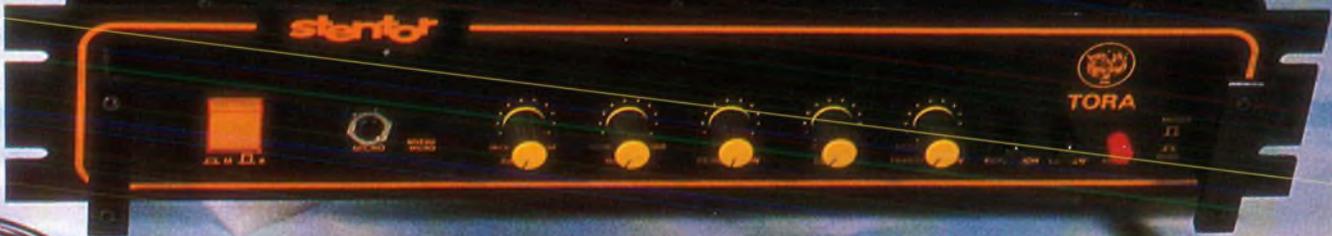
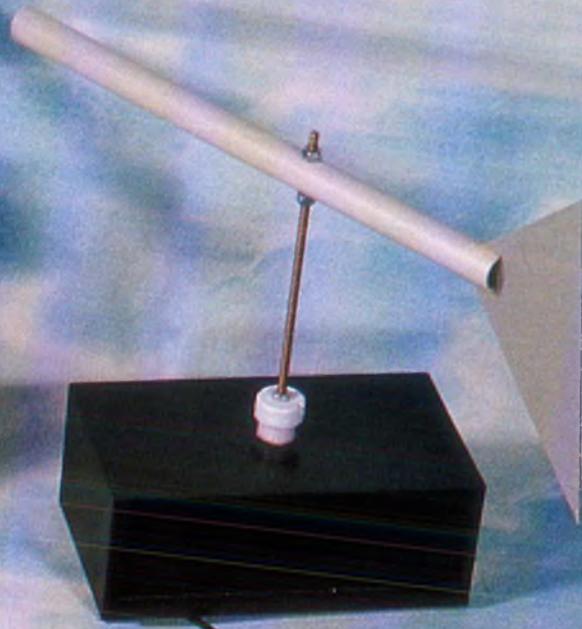
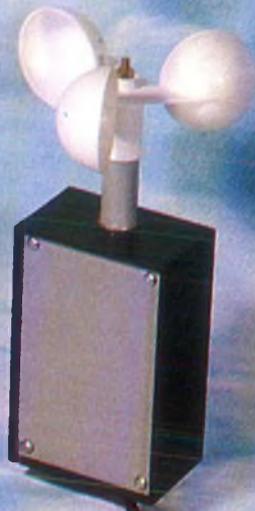


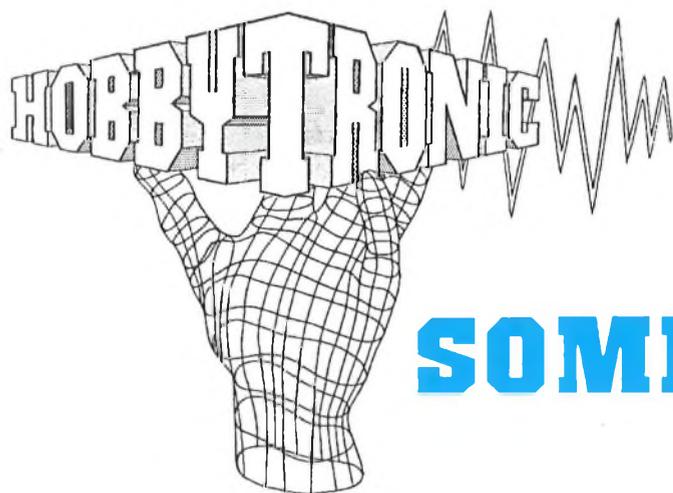
SONORISATION



M 4443 - 22 - 15.00 F







# SOMMAIRE

Des commutateurs digitaux à effet Hall  
**Les UGN3020T et UGS3020** . . . . . 33

Un système complet d'entrée/sortie analogique 8 bits  
**L'AD7569** . . . . . 43

## NOS FICHES TECHNIQUES



## NOS REALISATIONS PRATIQUES

Robotisez, hachez, truquez, avec ou sans réverbération,  
un matériel professionnel . . . . .

**Un Truqueur de voix "HIGH TECH" (2ème partie)** . . . . . 2



Une extension pour module 7106 ou 7107  
La mesure pour la vitesse du vent : **L'Anémomètre** . . . . . 16

Regroupons nos connaissances et fabriquons  
**Une Station Météo "LOW COST"** . . . . . 22



Une extension pour module 71106 ou 7107  
La mesure de direction du vent : **La Girouette** . . . . . 35

En pages centrales détachables: Les circuits imprimés...

Sommaire permanent . . . . . 55

Pour vous abonner, rendez-vous en page . . . . . 56

# Un truqueur de voix "HIGH TECH"

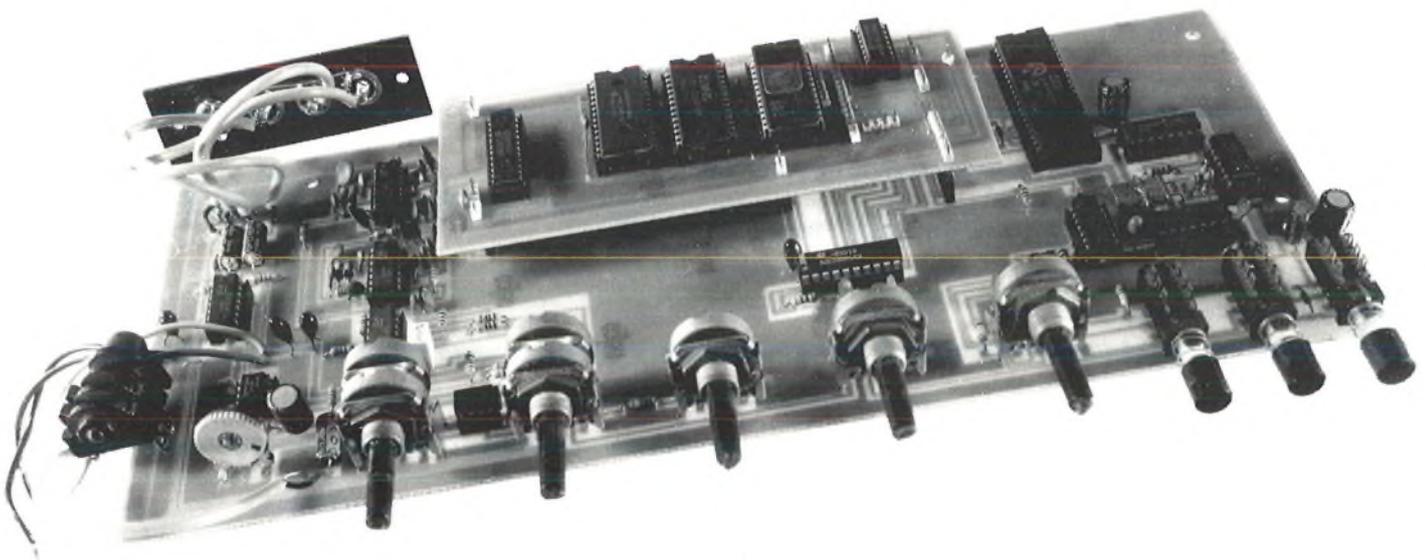
## (2ème partie)

Le mois dernier, nous avons commencé de faire une approche (très succincte il est vrai) de ce montage.

Ce coup-ci, nous allons attaquer, bille en tête, son étude approfondie. Si la partie électronique ne présente pas trop de difficultés quant à sa compréhension (et sa réalisation), c'est la partie interprétation du phénomène de truquage qui est la plus ardue.

Pour avoir essayé oralement d'expliquer l'effet de la transposition à des personnes habituées à faire de la sonorisation, nous avons constaté que tous butaient sur le même point. Accélérer ou ralentir la vitesse, tous l'ont compris. Avec un vinyle, c'est si facile. Mais où ils ont tous accroché, c'est que la durée ne change pas. C'est vrai qu'avec un vinyle c'est impossible.

Aussi allons nous commencer par entrer dans le détail de ce qui paraît inconcevable.



### Le principe retenu

Pour vraiment comprendre le mécanisme, il faut déjà commencer par mettre à la poubelle cette notion de disque que l'on fait tourner plus ou moins vite. Elle a le gros défaut de venir fausser l'interprétation (même si le résultat obtenu est de même nature).

Le son est un phénomène acoustique constitué d'une somme de fréquences dont leur assemblage produit un effet

harmonieux (par opposition au bruit qui lui est désagréable).

Dans la grande majorité des cas, les sons qui nous entourent ont une fréquence qui varie entre 50 et 2000 Hz (musique, chant, etc..) ce qui nous donne approximativement les 5 octaves que l'on peut retrouver sur un orgue électronique. Cette fréquence est également appelée hauteur de la note par les musiciens.

Ces fréquences sont en fait les fondamentales (fréquences de base), sur lesquelles viennent s'ajouter les

harmoniques (fréquences multiples de la fondamentale) qui font qu'une clarinette n'a pas la même sonorité qu'un violon. Ces harmoniques vont définir le timbre

Pour la parole, le mécanisme est le même sauf que la combinaison de fréquences fondamentales est plus complexe que sur un instrument de musique (sans quoi un pipeau serait capable de parler). L'autre différence importante est que la plage de couverture des fréquences fondamentales est beaucoup plus restreinte (80 - 350Hz en moyenne).



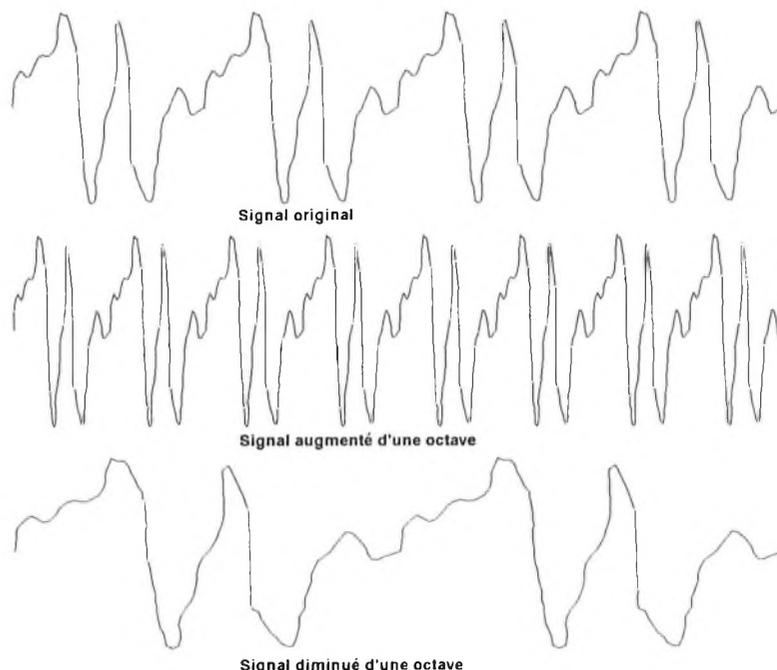
Faire une transposition revient tout bonnement à multiplier les fréquences (fondamentales et harmoniques) par une valeur constante. Ainsi transposer d'une octave, revient à doubler la fréquence du signal. Par exemple transposer le LA3 d'une octave pour obtenir le LA4 revient à transformer une fréquence de 440Hz en une fréquence de 880Hz.

Si vous vous souvenez de l'article du numro précédent, vous savez que le signal initial est digitalisé et stocké dans une mémoire de traitement. Le principe du truquage devient donc extrêmement simple. Pour doubler une fréquence, il suffit de relire deux fois plus vite la mémoire. Mais voilà, si la mémoire est lue deux fois plus vite, le signal reproduit dure deux fois moins longtemps. Et voilà le problème du vinyle qui se représente. Non car ce n'est pas le vinyle qui est stocké dans la mémoire mais qu'une infime partie ou plus exactement un son unique. Dans ce cas, rien n'empêche de le relire deux fois et à partir de là, la durée est identique mais sa fréquence est doublée. Il suffisait juste d'y penser.

Le même raisonnement peut être appliqué pour diminuer une fréquence. Pour transformer un LA3 en LA2 il suffit de diviser par deux la valeur de la fréquence initiale. Ainsi, nous devons passer de 440Hz à 220Hz. Pour que cela soit possible il suffit de lire deux fois moins vite la mémoire.

Ce principe de truquage est illustré en haut de cette page. Le signal original est un signal à 440Hz dont la forme peut vous paraître bizarre. En fait il n'en est rien. Il s'agit d'un signal riche en harmoniques qu'il est fréquent de trouver avec la voix. Le signal original est stocké dans la mémoire. Nous y trouvons douze périodes de la fréquence fondamentale. En faisant le calcul, on peut constater que cela ne représente que  $12/440$  c'est à dire 27mS. Ce bref passage peut donc bien être interprété comme un son pur. Le fait de lire deux fois la mémoire pendant la même durée nous conduit bien à disposer sur la sortie d'une fréquence qui est doublée. Nous obtenons sur cet exemple 24 périodes dans le même intervalle de temps. Cela nous donne bien les 880Hz désirés. La lecture plus lente de la mémoire ne laisse apparaître que 6 périodes pendant le même intervalle de temps. C'est bien une fréquence de 220Hz qui est obtenue. Ce tracé met bien en évidence la conservation du rôle des harmoniques.

Une autre méthode permet d'aboutir au même résultat. Si, au lieu de faire varier la vitesse de relecture de la mémoire, c'est la vitesse d'écriture qui est modifiée. Dans



ce cas, une relecture à vitesse constante donne le même effet.

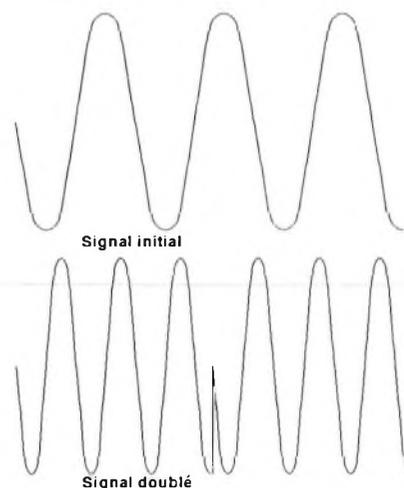
Pour doubler une fréquence, il suffit d'écrire deux fois plus lentement. Pour descendre d'une octave, il suffit d'écrire deux fois plus vite. Il ne faut pas oublier que la fréquence d'écriture est la même que la fréquence d'échantillonnage. Doubler cette fréquence revient à doubler le nombre de points sur une même durée et donc diviser par deux la fréquence du signal reproduit.

A partir de là nous n'avons plus que l'embarras du choix!

Si ces explications sont jolies sur le papier et agréables à l'esprit (vive la théorie), le passage à la pratique est un peu plus complexe. Au cas où vous ne l'auriez pas encore remarqué (mais vous êtes suffisamment perspicaces pour que ce détail ne vous ait pas échappé), le truqueur que nous venons de définir n'est pour l'instant capable que de transformer du 440Hz en multiples ou sous multiples de cette fréquence initiale. La longueur de la mémoire a due être calculée pile pour recevoir les 12 périodes initiales (en fonction de la fréquence d'échantillonnage naturellement). Avec une fréquence d'échantillonnage à 44kHz (100 échantillons par période), cela nous conduit à disposer d'une mémoire de 1200 octets pour contenir le motif de base.

Si maintenant la fréquence n'est plus de 440Hz mais de 431Hz qui n'est jamais qu'un LA mal accordé. Pour la petite histoire, la fréquence du LA donné par le diapason est de 435Hz et sert toujours de référence pour les musiciens. Des études d'acoustiques sur des pièces d'architectures modernes ont montré que

la propagation d'une fréquence de 440Hz était meilleure que celle de 435Hz (y'en a qu'ont l'oreille fine). C'est à la suite de ces constatations et de ces mesures que la norme du LA à 440Hz a été retenue. Elle est appliquée en acoustique, en électronique mais pas en musique. Mais revenons à notre 431Hz. Sur la mémoire qui a été définie précédemment, le nombre de périodes stockées n'est plus de 12 mais de 11,75. Si, sur notre signal qui sert d'exemple l'effet sera négligeable, sur une sinusoïde parfaite, la fin du motif s'opérera sur la crête. La relecture du motif (cas d'un doublement de fréquence) provoquera un brutal retour de la crête (fin du premier motif) à un niveau zéro (début du second motif).



Ce schéma explique parfaitement le défaut (signal en quadrature). Le pire des cas qui puissent être rencontré est obtenu avec un passage instantané d'une crête à une crête opposée (signal en opposition de phase). De telles transitions sont riches en harmoniques. En reprenant notre mémoire de 1200 octets et la fréquence d'échantillonnage de 44kHz, le défaut de



raccordement se produit toutes les 27 ms, c'est à dire avec une fréquence de 37Hz. Les harmoniques étant riches, il ne fait aucun doute que ce défaut sera audible et nuira à la qualité du signal reproduit.

Comment le supprimer? Il existe plusieurs méthodes pour s'en débarrasser.

La première qui est très simple est de demander à la personne qui parle de ne produire que des sons dont la fréquence est un multiple idéal de ce qui peut couler en mémoire (ou au musicien de ne jouer toujours que la même note). Je suis d'accord avec vous, au bout d'un certain temps c'est vraiment lassant.

La seconde (électronique cette fois) est de monter un filtre qui supprime toute les fréquences situées au dessus des fréquences parasites. Comme dans notre exemple, la fréquence parasite était à 37Hz, avec un filtre qui coupe à 25 Hz c'est parfait. Bon j'admet qu'en dessous de 25Hz, il ne reste pas grand chose à entendre. Ce que vous êtes difficiles!

La troisième est de faire appel aux DSP (Digital Signal Processing) et de faire en sorte qu'il fasse le ménage pour bien raccorder tout le monde. Ah c'est votre porte monnaie qui n'est plus d'accord.

Vous n'êtes pas faciles à contenter!

Alors voici la solution de la dernière chance: augmenter la taille mémoire. Cette solution revient en fait à décaler le spectre de la fréquence parasite. En travaillant sur une mémoire qui traite 270 ms de signal, la fréquence parasite (quand elle existe) se trouve portée à 3,7Hz. L'harmonique de rang 10 (et ses suivantes) à une amplitude suffisamment faible pour que le phénomène devienne quasiment imperceptible à l'oreille. Il faut par contre travailler sur 12000 octets pour réaliser le truquage.

Voilà vous connaissez maintenant une partie du secret de cette réalisation.

Une fois de plus, les explications qui sont données ici sont des plus théoriques et les valeurs qui ont été avancées reposaient sur les exemples graphiques afin de faciliter les explications.

La qualité du message reproduit dépend également d'autres critères qui viennent passablement compliquer les explications apportées jusqu'à maintenant. Le premier critère qui entre en ligne de compte est lié à la taille mémoire qui est utilisée pour stocker le message enregistré. Il est évident que le minimum à enregistrer est au moins une période de la

fréquence à truquer. Comme la fréquence d'échantillonnage est de 40kHz la taille mémoire utilisée va donc imposer une fréquence minimum théorique que pourra utiliser le truqueur.

Cette fréquence théorique est donné par la relation:

$$f_t = f_e / N$$

où  $f_e$  est la fréquence d'échantillonnage (ou fréquence d'enregistrement) et N la taille mémoire.

Ainsi avec une taille mémoire de 100 octets la fréquence théorique minimum qui pourra être mémorisée sera de 400Hz.

Cela nous donne une durée de stockage de 2,5 ms. Pour les fréquences situées en dessous, c'est un raccordement forcé qui est généré. Si, par exemple la fréquence saisie est à 200Hz, celle-ci subit l'équivalent d'un redressement double alternance si le réglage est positionné pour transposer d'une octave (c'est une forme de truquage comme une autre, me direz vous). Il va de soi que tous les multiples de cette fréquence théoriques aboutiront à des raccordement parfaits.

En fait, les explications à donner sont beaucoup plus complexes car le fonctionnement du montage est tout autre (bien qu'obéissant à ce qui a été expliqué jusqu'à maintenant).

Deux choses ont été oubliées dans ce qui a été abordé jusqu'ici.

La première est que la valeur de la transposition n'est pas forcément de une octave au dessus ou au dessous (cette valeur étant bien pratique pour pouvoir illustrer simplement le fonctionnement). Elle peut en effet prendre toutes les valeurs possibles entre une diminution de une octave et demie et une augmentation de deux octaves et demie. Ce paramètre prend toute son importance quand on fait ressortir l'effet du second oubli qui est expliqué ci-après.

Les explications données pour le truquage portaient du principe que le motif à reproduire était déjà placé dans l'ensemble de la mémoire, ce qui est vrai. Mais pendant ce temps, on a complètement ignoré ce que faisait la partie enregistrement. Nous ne nous sommes intéressés qu'à la partie reproduction qui relisait plus ou moins vite l'intégralité de la mémoire. Or pour que le message truqué puisse continuer à rester audible, il n'est pas question d'abandonner des données en cours de route. Donc pendant que la partie reproduction balaye la mémoire, la partie enregistrement

continue à écrire dans cette mémoire. C'est en fait la différence de vitesse entre les deux dispositifs qui va définir la taille mémoire nécessaire ou la fréquence minimum utilisable.

Reprenons l'exemple de la transposition d'une octave. Pendant que le système de reproduction a lu l'intégralité de la mémoire, le système d'enregistrement en a déjà réécrit la moitié. La rupture n'aura donc pas lieu au point escompté mais beaucoup plus loin dans le message. La fréquence idéale (pour ne pas avoir de rupture) pour une taille mémoire donnée n'est plus celle calculée par la théorie ( $f_e/N$ ), mais une fréquence totalement différente de celle-ci.

La fréquence théorique (et tous ces multiples) n'est exploitable que si le signal source reste constant (même amplitude et même fréquence). Cela revient en fait à faire un générateur de formes complexes en ne mémorisant que la première alternance (c'est ce que permet de faire la fonction Maintien). Or le but de cet article est de faire un truqueur de voix et non pas un appareil de mesure. La fréquence idéale seule va donc nous intéresser. Le but est d'avoir un signal d'entrée qui va déjà varier en amplitude (même si nous conservons toujours dans un premier temps la même fréquence).

Cette fréquence idéale (pour une accélération de la reproduction) est donnée par la relation

$$F_{id} = (f_e/N) * (K - 1)$$

où K est le rapport entre la fréquence de reproduction et la fréquence d'enregistrement.

Dans le cas d'une transposition d'une octave (rapport de 2 entre  $f_r$  et  $f_e$ ), la fréquence idéale (pour une fréquence théorique de 400Hz) passe à 400Hz. Voilà qui fait beaucoup de changement. On se calme! Le fait de doubler la fréquence nous place sur un point charnière. C'est le seul cas où fréquence idéale et fréquence théorique sont confondues.

Si la transposition désirée passe à deux octaves, dans ce cas cette fréquence idéale est triplée et passe alors à 1200Hz. Là, la différence est énorme.

Si au lieu de truquer, on essaye tout simplement de reproduire ( $f_r = f_e$ ). Maintenant, la fréquence idéale est devenue zéro. C'est à dire que toutes les fréquences pourront passer sans problème. Dans ce cas particulier, il est facile de montrer qu'un seul octet suffit pour travailler (pour une fréquence théorique de 40kHz).



Cette explication permet de mettre en évidence le fait que fréquence idéale, taille mémoire et rapport de truquage sont intimement liés et que certaines combinaisons ne peuvent pas être obtenues.

Pour faire un truquage de la voix, nous savons que la fréquence à traiter se situera en principe entre 80 et 400Hz. Par mesure de sécurité, nous irons jusqu'à 20Hz comme fréquence idéale. La transposition à effectuer sera choisie de 2 octaves et demie ce qui nous donne un rapport K de 5. Un tel choix nous amène à disposer de  $(5-1) \times 40000/20 = 8000$  octets de mémoire. Jusque là rien de catastrophique. Le problème est que pour remplir ces 8000 octets, cela ne se fait pas en un clin d'oeil. Il faut en effet 0,2S pour opérer le remplissage. Avec un tel décalage, en plus de la transposition, c'est une répétition hoquetante du phonème qui est obtenue.

Cet exemple a volontairement été tiré par les cheveux pour bien mettre en évidence l'impossibilité de faire une transposition élevée correcte quand on veut passer de très basses fréquences.

Toute cette théorie sur le mécanisme du truquage permet de définir le principe de base de cet appareil. Toute les utilisations qui peuvent en être faites jouent en permanence entre la valeur de la transposition et la durée de chargement de la mémoire. Certains effets mettent volontairement à profit ce rallongement provoqué par le chargement de la mémoire.

Pour terminer cette partie, nous dirons que tout l'art va se jouer dans la manière d'harmoniser les réglages pour obtenir les meilleurs effets.

Passons maintenant sur l'explication du schéma.

## Le schéma de détail

Pour suivre le schéma, il n'est peut être pas mauvais que vous repreniez les synoptiques qui ont été donnés dans le numéro précédent. Cela permettra de retrouver plus facilement la place de chaque sous-ensemble dans l'organigramme du montage.

Que la taille du schéma ne vous effraye pas. Elle est proportionnelle à l'envergure du montage. Sa compréhension reste cependant des plus simples car tout le principe de la théorie qui a été fait au

chapitre précédent est entièrement traité par l'unité de gestion.

Pour des raisons de simplification de réalisation qui seront vues plus tard, le montage fait appel à deux circuits imprimés dont l'un est utilisé comme platine additionnelle. Cette platine est repérée par IC5 sur le schéma principal. Sa composition est donnée deux pages plus loin.

Passons maintenant en revue chacun des sous-ensembles qui ont été donnés dans le synoptique. Là encore, les explications seront scindées en deux parties afin de bien dissocier ce qui est analogique de ce qui est digital

## La partie analogique

### L'ampli micro

Celui-ci est réalisé grâce à IC13 qui est un amplificateur opérationnel très faible bruit. La première cellule est montée en étage suiveur et est polarisée par la résistance R46. Les condensateurs C29 et C31 assurent l'isolation entre les étages contre la présence de tensions continues.

La seconde cellule est un amplificateur inverseur dont le gain est fixé par le rapport  $(R10 + AJ1) / R8$ . Le gain est donc rendu ajustable grâce à AJ1. La résistance R48 polarise ce second étage.

Le gain de cet étage est à ajuster en fonction de la sensibilité du microphone.

Le rôle de cette partie est d'amener le signal issu du micro au même niveau que celui des entrées lignes.

### Les préamplis d'entrée ligne

Ils sont constitués par des amplificateurs opérationnels IC14 montés en suiveurs. Chacun de ces deux AOP est polarisé par les résistances R11 et R47. Les condensateurs C32 et C33 jouent le rôle de condensateurs de liaison.

Ils ont pour but de réaliser une adaptation d'impédance pour pouvoir attaquer la balance d'entrée.

### La balance d'entrée

Celle-ci est constituée par un potentiomètre double P5 monté entre les sorties des amplificateurs micro et ligne.

Comme son nom l'indique, elle va jouer le rôle de balance pour choisir (ou

mixer) la source qui devra subir le truquage.

### Le préampli d'entrée

Il est constitué par les AOP d'IC9 montés en suiveurs.

Tout comme pour les préamplis d'entrée de lignes, ils ont pour but de réaliser une adaptation d'impédance pour pouvoir attaquer la balance de sortie et l'étage de truquage à proprement parler.

### La balance de sortie

Celle-ci est constituée par un potentiomètre double P4 monté entre les sorties des amplificateurs d'entrée et ceux de sortie de l'étage de truquage.

Ils permettent de choisir la source qui sera envoyée vers les amplis de sortie. Comme son nom l'indique, elle permet d'effectuer un dosage entre les deux types de signaux qui sont sur son entrée: le son initial et le son truqué.

### Les amplis de sortie

Ils sont constitués par les AOP IC14 montés en suiveur. Une fois de plus ils assurent une adaptation d'impédance pour attaquer l'amplificateur de puissance (ou la table de mixage).

Les résistances R12 et R13 permettent de réduire les effets introduits par les câbles de liaisons (risque d'oscillations et de bruits parasites générés par la sortie des AOP). Un câble blindé est le type parfait de liaison capacitive. Or il est connu que les AOP n'aiment pas être chargés capacitivement sur leur sortie. Cette petite astuce (R12 et R13 sont de faible valeur) permet de résoudre très simplement ce genre d'incompatibilité.

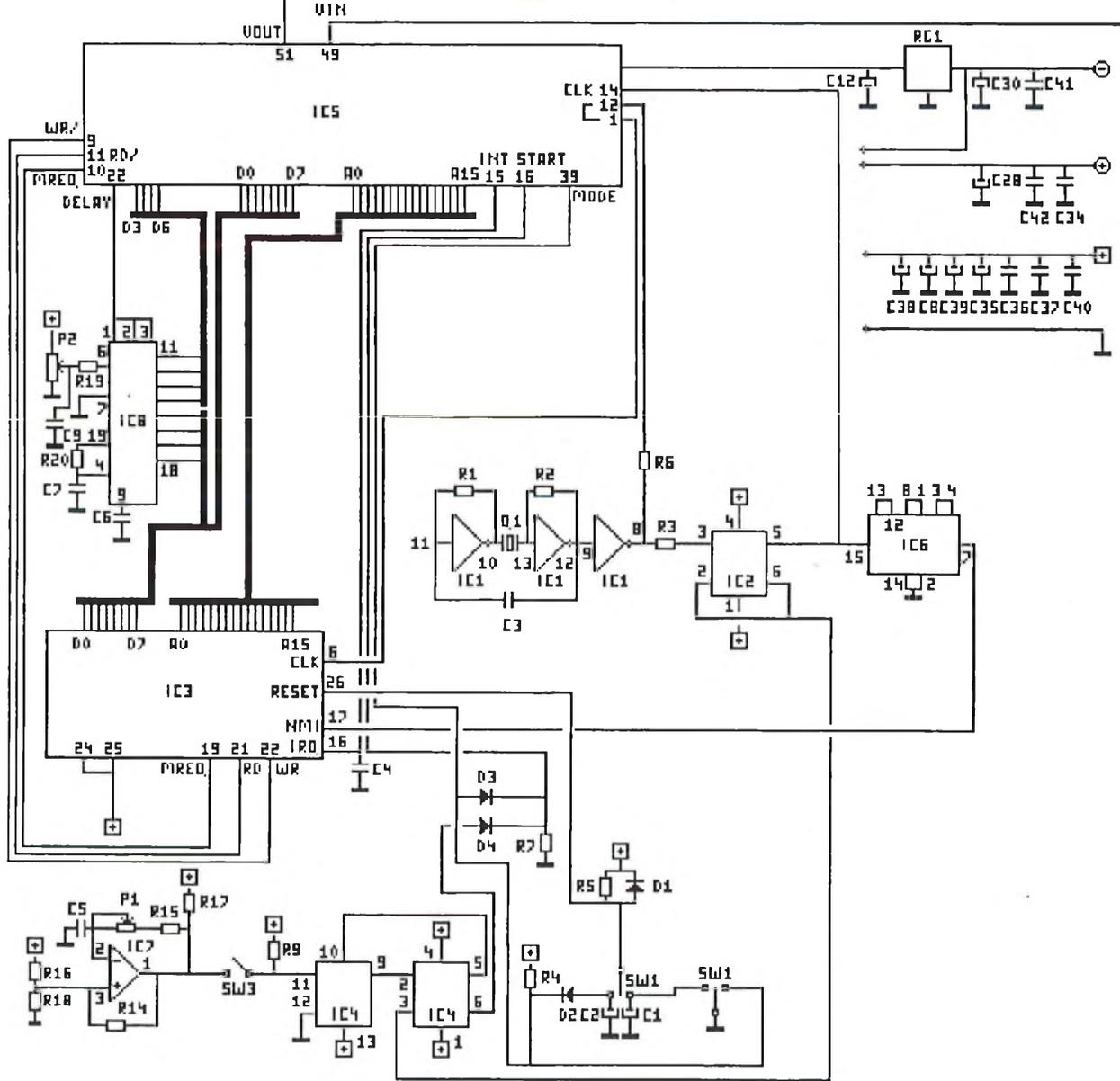
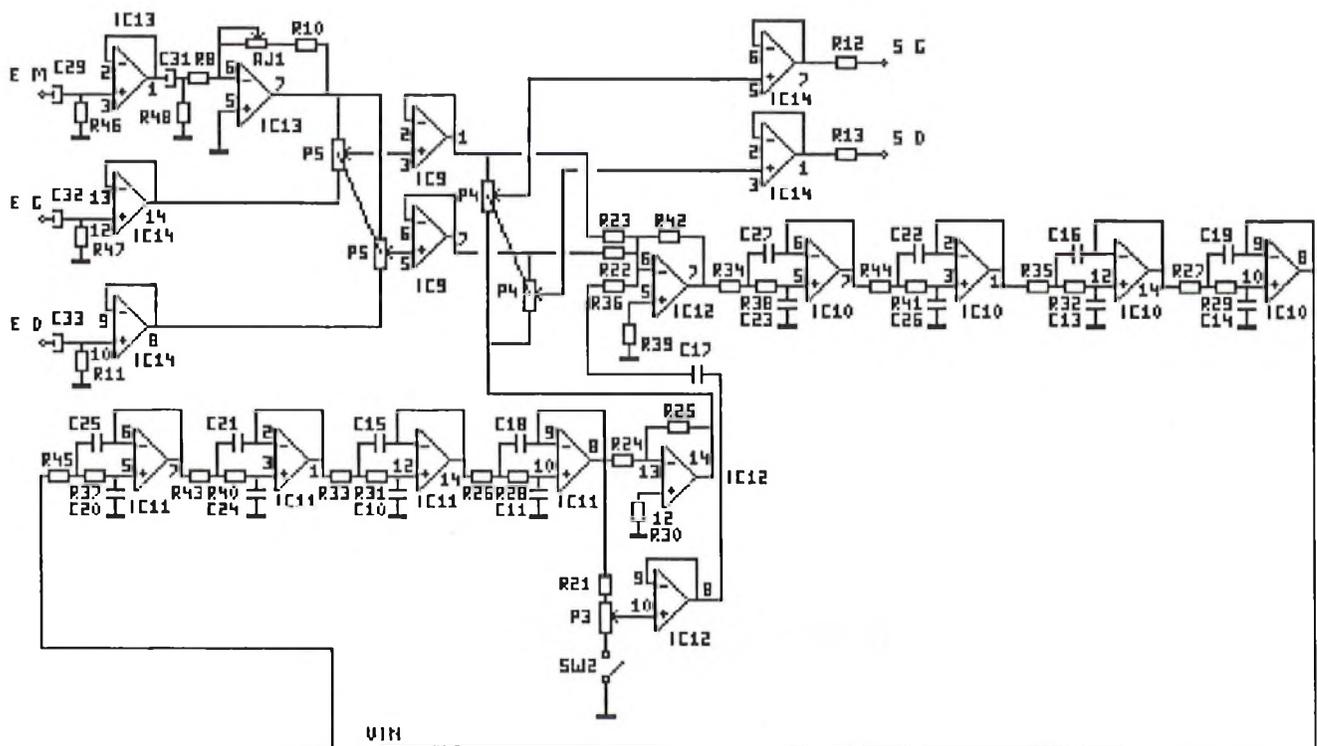
### Le mélangeur

A partir de cet étage, nous attaquons la partie truqueur à proprement parler.

C'est l'amplificateur opérationnel IC12, monté en sommateur qui remplit cette fonction. Le gain de cet étage est fixé par R42, alors que les résistances R23, R22 et R36 assurent le mélange des trois signaux source. La résistance R39 assure la polarisation de l'ensemble.

Le truquage s'opère sur un signal monophonique. Cet étage va donc s'occuper de regrouper ensemble les deux voies du signal stéréophonique ainsi que d'ajouter le signal prélevé pour la réinjection.





## Le filtre d'anti-recouvrement

Ce filtre est obtenu en cascadeant 4 filtres actifs passe bas du deuxième ordre l'un derrière l'autre. Cela nous donne donc un filtre passe bas du huitième ordre dont la fréquence centrale a été placée à 18kHz. Sa réponse a été choisie proche de celle d'un filtre de BESSEL avec une fréquence de coupure à 20kHz.

Il est réalisé par IC10 qui est un quadruple amplificateur opérationnel. Chaque cellule est du type source contrôlée avec un gain unitaire.

N'hésitez pas à vous reporter aux articles traitant des filtres actifs des numéros 11 (pages 2 à 9), 12 (pages 2 à 9) et 13 (pages 2 à 9) d'HOBBYTRONIC. Ces articles comportent les explications propres au fonctionnement de ces types de filtres.

Nous allons par la suite effectuer une digitalisation à 40kHz. Il n'est donc pas surprenant de trouver ce type de filtre à l'entrée de l'unité de digitalisation (contenue dans IC5).

## Le filtre de lissage

Ce filtre est identique à celui d'anti recouvrement.

Il est réalisé par IC11 qui est un quadruple amplificateur opérationnel.

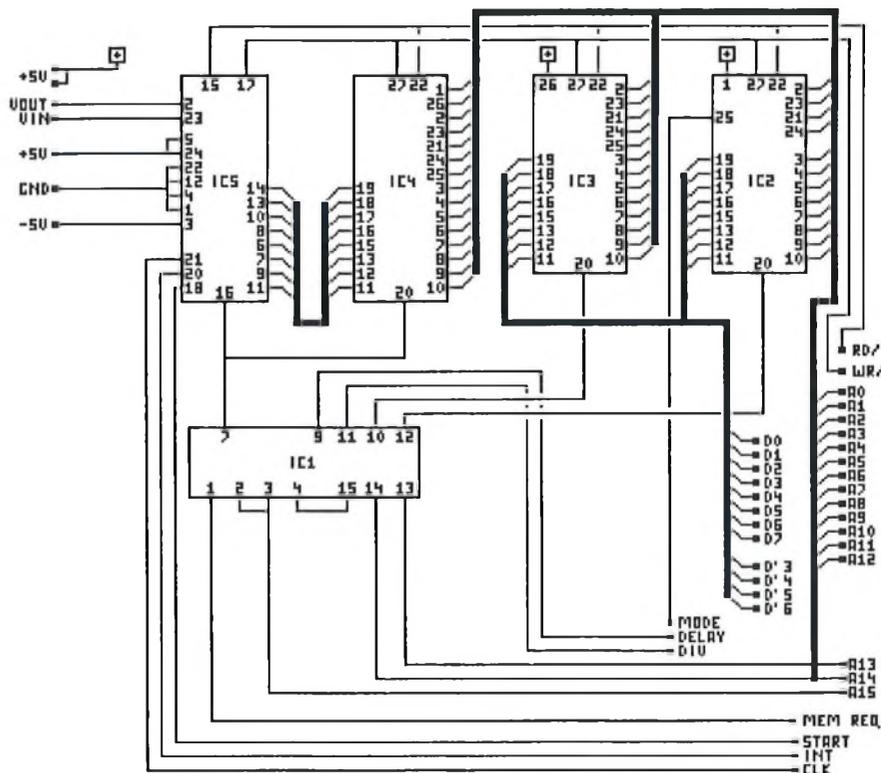
Le rôle de ce filtre est d'effectuer un lissage du signal de sortie. En effet, le signal obtenu en sortie du système digital est caractérisé par une forme en marches d'escaliers (défaut principal des systèmes D/A). Ces créneaux sont caractérisés par la présence d'harmoniques élevées qu'il est indispensable de supprimer. C'est ce que doit faire cette partie.

La sortie de ce filtre attaque un amplificateur inverseur de gain unité constitué par IC12, R24 et R25. La polarisation de cet amplificateur est constituée par R30.

Cet étage va attaquer la balance de sortie. C'est la sortie du module de truage par lui même.

## La réinjection

Cette partie est obtenue grâce à IC12 qui est monté en suiveur (adaptation d'impédance). L'ensemble R21, P3 constitue un diviseur potentiométrique qui va définir le taux de réinjection. La résistance R21 permet d'introduire une atténuation initiale. Elle joue le rôle de talon qui va venir limiter le niveau maximum de la réinjection. P3 va ensuite définir



l'atténuation résultante du signal qui sera réinjecté (pour que ces explications soient valables, SW2 est fermé).

## La commande de saturation

Cette commande est tout simplement obtenue par SW2. Le fait d'ouvrir SW2 va annuler tout effet d'atténuation introduit par R21 et P3. Le signal en sortie de la partie truage est intégralement réinjecté sur le mélangeur et ce grâce à IC12.

Avec cette commande, nous terminons les explications sur la partie analogique qui reste, somme toute, très traditionnelle et ne présente aucune difficulté de compréhension.

## La partie digitale

L'entrée et la sortie des signaux analogiques sur l'unité digitale s'opère sur le module IC5 dont le détail est donné ci-dessus.

Certains d'entre-vous doivent déjà se demander où sont passés les convertisseurs A/D et D/A qui étaient donnés dans le synoptique.

En raison de leur rôle peu important sur cette réalisation, il a été décidé de les supprimer purement et simplement du schéma et surtout du montage. Pourquoi s'encombrer avec des choses inutiles?

En vérité, les signaux qui aboutissent sur les points 49 et 51 de la platine IC5 sont directement reliés à un circuit d'Entrée/Sortie analogique 8 bits (repéré IC5 sur la schéma de la platine ci-dessus). Ce circuit à la désignation bizarre comporte, dans un seul boîtier, un convertisseur numérique analogique et un convertisseur analogique numérique, des références de tensions et d'échelle programmables, un échantillonneur bloqueur ainsi qu'un amplificateur de sortie. En résumé tout ce qui aurait nécessité la présence de cinq ou six circuits intégrés avec une configuration classique. (la Hobbythèque de ce composant oh combien rempli est donnée en détail dans ce numéro).

Puisque nous sommes sur la platine IC5 autant l'achever tout de suite. Elle ne renferme ni plus ni moins que la mémoire de traitement IC4 qui se trouve en liaison directe avec IC5, la mémoire de travail IC3 et le programme IC2. Le circuit IC1 est un simple circuit de décodage qui permet de sélectionner la mémoire que va utiliser l'unité de gestion.

La platine IC5 sert également de plaque de liaison pour certaines pistes. Cette astuce a permis de ne pas avoir recours à la technique du circuit imprimé double face à trous métallisés (totalement irréalisable par l'amateur). Cela a permis aussi de faire disparaître une quantité disproportionnée de straps sur les bus d'adresse et de donnée et d'améliorer de manière non négligeable la qualité de la



masse analogique (disparition du bruit digital).

Le reste du montage est relativement simple.

## Horloge générale

L'unité de gestion IC3 est, on peut déjà s'y attendre, un brave petit microprocesseur qui n'a pas peur de retrousser ses manches pour aller commander tout ce petit monde. L'oscillateur d'horloge est tiré du quartz Q1 ( $f = 8\text{MHz}$ ) qui est excité par les portes logiques IC1. Ces portes sont asservies en commande d'oscillateur par les résistances R1, R2 et le condensateur C3. La troisième porte ne sert uniquement qu'à refaire une mise en forme finale. Ce schéma est le schéma classique d'un oscillateur série.

Les résistances R3 et R6 servent à minimiser l'effet capacitif des pistes et réduisent ainsi des risques de suroscillations sur les transitions du signal d'horloge.

Le signal qui arrive sur l'entrée 12 de la platine IC5 (après la résistance R6) ressort sur la patte 1 pour attaquer l'entrée d'horloge du microprocesseur (patte 6).

## Horloge de conversion

Le signal d'horloge, au travers de R3 vient attaquer un diviseur par deux (IC2). Cela nous donne un signal à 4MHz (sur la patte 5) qui va servir d'horloge pour la commande du circuit d'I/O (fréquence d'horloge pour la conversion). La durée d'une conversion est donc de 2,5µs.

## Horloge de reproduction

D'autre part, ce signal à 4MHz va attaquer un diviseur par 100 pour délivrer une fréquence à 40kHz qui vient attaquer l'entrée NMI du microprocesseur (patte 17). Cette entrée va activer la séquence de lecture (reproduction). En effet, pour des raisons de timing, c'est l'enregistrement qui a été rendu variable. Transposer de deux octaves et demie supposait multiplier par 5 la fréquence de reproduction. Cela nous conduisait donc à disposer d'une fréquence de cadencement de 200 kHz. Cela laissait en tout et pour tout 40 coups d'horloge pour traiter la partie reproduction (à peine huit instructions pour le processeur); et cela en ne faisant que de la reproduction. Comme il faut également enregistrer, le montage était devenu (pour cette valeur de transposition) un générateur de COUACS d'un goût plus que douteux (perte de données). En retournant le problème (reproduction fixe), cela ramène à 120 kHz la fréquence max

d'écriture (3 fois pour une transposition de une octave et demie). A partir de là tout redevient normal.

N'allez surtout pas croire que c'est ce problème de vitesse qui a limité la valeur de la transposition basse. Il n'en est rien. Si la personne qui parle génère du 100Hz, la transposition de une octave et demie nous amène déjà à 33 Hz et le message devient alors difficilement compréhensible. Au delà, ce n'est plus la peine.

Revenons sur le diviseur par 2 (IC2). Nous avons vu la sortie 5 qui génère l'horloge de conversion du circuit d'I/O. Sur la sortie 6 (qui pilote cette division par deux) part également un second signal à 4MHz qui va commander l'horloge du circuit d'enregistrement.

## Horloge d'enregistrement

Cette partie est composée au départ d'un multivibrateur (IC7) qui est rendu variable par P1. Ce type de circuit a déjà été décrit maintes fois dans cette revue et n'appelle pas d'autres commentaires.

En sortie de ce multivibrateur, nous avons un signal carré égal à la fréquence d'enregistrement.

L'interrupteur SW3 est fermé, validant ainsi le passage de ce signal d'horloge. Son ouverture provoque la disparition de cette horloge sur la suite du circuit et active ainsi la fonction maintien.

Le circuit IC4 va constituer un circuit de mise en forme. Il faut se reporter à la Hobbythèque du circuit d'entrée/sortie pour voir la forme du signal qui lance la conversion en mode 1. C'est une brève impulsion positive sur l'entrée ST qui lance la conversion.

La première porte IC4 reçoit le front montant de l'horloge d'enregistrement qui va valider sur sa sortie un état bas donné par son entrée qui est reliée à la masse.

L'horloge de 4MHz qui arrive sur la seconde porte va synchroniser la recopie de l'état de la première bascule sur la sortie de la seconde. Quand cette recopie est opérée (état bas), la sortie 5 vient réinitialiser la première bascule pour l'enregistrement de la donnée suivante. Pendant ce temps, la sortie 6 est passée à l'état 1. Le coup suivant de l'horloge à 4 MHz va recopier l'état d'attente de la première bascule imposant ainsi à la sortie 6 de revenir à l'état bas. Cette sortie 6 génère bien une brève impulsion positive et de longueur suffisante nécessaire pour lancer la conversion.

Cette impulsion de commande arrive sur la diode D4. L'horloge ainsi obtenue est envoyée sur l'entrée 16 du module IC5 qui va commander le départ de la conversion. Quand celle-ci est terminée, le circuit d'entrée/sortie génère une interruption sur la sortie 15 du module IC5 qui vient attaquer l'entrée IRQ du microprocesseur. La suite est facile à deviner. Le microprocesseur vient chercher la donnée convertie. Sur cette ligne d'interruption, nous trouvons le condensateur C4 qui est là pour supprimer les suroscillations qui peuvent prendre naissance sur cette ligne (problèmes des circuits à structure MOS rapide).

Après analyse de ces explications, quel est alors le rôle de cette diode D4? La présence de la diode D3 juste au dessus fait penser à un "OU" câblé. C'est effectivement le rôle de cette partie du montage.

Souvenez vous de la présentation de cet appareil. Il a été ajouté que ce montage pouvait à l'occasion jouer le rôle de chambre d'écho. Pour que l'utilisation soit la plus simple possible, il a été décidé de prévoir un passage automatique dans ce mode grâce à un simple inverseur qui viendrait dire à tout le monde: Stop! Changement de type de travail. Or faire un écho (ou une réverbération) suppose de disposer d'une fréquence d'enregistrement et d'une fréquence de reproduction strictement identiques. Dans ce cas il faut dévalider l'horloge d'enregistrement, chose qui est réalisée grâce à D3. Si l'horloge d'enregistrement est dévalidée par un état 1 sur l'entrée de D3, la ligne de lancement de conversion se trouve elle aussi à l'état 1 et plus aucune conversion n'est possible? Erreur! Si effectivement la ligne de commande de départ est effectivement à l'état 1, il ne faut pas oublier que le circuit d'entrée/sortie possède un mode 2 qui est activé quand justement cette ligne reste à l'état haut. Le lancement de la conversion s'effectue alors par la lecture de la donnée précédente.

## Le sélecteur de mode

Le sélecteur de mode remplit deux rôles distincts en plus de celui d'inhiber l'horloge d'enregistrement.

Le premier, on peut s'en douter, est d'indiquer justement dans quel mode doit travailler le système. Celui-ci est réalisé par le SW1 dont le commun est relié à la masse et la résistance R4. Le principe est simple. En fonction de la position de SW1, c'est un état haut ou un état bas qui est disponible sur cette ligne. Celle-ci arrive sur l'entrée 39 du module IC5 et va sélectionner le programme à traiter.



Le second est de fournir un RESET sur le processeur afin de bien réinitialiser tous les pointeurs de travail. Cela est obtenu grâce aux condensateurs C1, C2 et à la résistance R5. Lors d'un changement de mode, le condensateur non utilisé doit être déchargé. Pour C1, c'est le SW1 de la fonction mode qui s'en charge en le court-circuitant directement à la masse. Pour C2, c'est le même SW1 qui le fait mais par l'intermédiaire de D2. Il faut que la ligne mode conserve son rôle initial. Il est donc important qu'elle soit déjà à l'état haut (par R4) quand le condensateur C2 commence à se charger.

La diode D1 sert à provoquer une décharge rapide du condensateur de RESET en service lors d'une mise hors tension.

### La sélection de taille mémoire

Voici le dernier élément de cette partie digitale.

La valeur de la taille mémoire à utiliser est définie grâce au potentiomètre P2. Le condensateur C9 et la résistance R19 permettent de minimiser le niveau du bruit sur l'entrée d'IC8.

Ce dernier est un simple convertisseur A/D qui permet au processeur de savoir sur quel champ de taille mémoire il doit travailler. La résistance R20 et le condensateur C7 constituent l'horloge de cadencement pour la conversion.

Une partie des lignes de données repasse par le module IC5 afin de simplifier le circuit imprimé. Cette platine additionnelle a permis de faire artificiellement du double face et ainsi de supprimer une soixantaine de straps (ainsi que de réduire de manière non négligeable la taille de ce circuit imprimé principal).

Voilà le tour est fait. Comme vous avez pu le constater, si le schéma est relativement impressionnant, le principe de fonctionnement est des plus simples et ne présente pas de difficulté de compréhension insurmontables.

Le reste du schéma fait apparaître toute la série de condensateurs de découplage ainsi qu'un régulateur de tension pour l'alimentation négative du circuit d'entrée/sortie.

Comme l'électronique est maintenant décrite, il faut passer à la réalisation.

## Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt

R1-R2	1,2 K $\Omega$	C20	220 pF céramique
R3	33 $\Omega$	C21	470 pF céramique
R4	4,7 K $\Omega$	C22	1 nF céramique
R5	5,6 K $\Omega$	C23	470 pF céramique
R6	33 $\Omega$	C24	220 pF céramique
R7	10 K $\Omega$	C25-C26	470 pF céramique
R8	330 $\Omega$	C27	1 nF céramique
R9	1 K $\Omega$	C28	10 $\mu$ F Tantale
R10	330 $\Omega$	C29	2,2 $\mu$ F 25V axial
R11	47 K $\Omega$	C30	10 $\mu$ F Tantale
R12-R13	470 $\Omega$	C31	22 $\mu$ F 25V radial
R14	27 K $\Omega$	C32-C33	2,2 $\mu$ F 25V axial
R15	150 K $\Omega$	C34	100 nF céramique multicouche
R16	10 K $\Omega$	C35	10 $\mu$ F Tantale
R17	2,2 K $\Omega$	C36-C37	100 nF céramique multicouche
R18	10 K $\Omega$	C38	100 $\mu$ F 25V radial
R19	100 $\Omega$	C39	10 $\mu$ F Tantale
R20	10 K $\Omega$	C40 à C42	100 nF céramique multicouche
R21	220 $\Omega$	D1 à D4	Diode 1N4148
R22-R23	5,6 K $\Omega$	IC1	Circuit intégré 74HCT04
R24-R25	2,2 K $\Omega$	IC2	Circuit intégré 74LS74
R26-R27	18 K $\Omega$	IC3	Circuit intégré Z84C00-08
R28-R29	100 K $\Omega$	IC4	Circuit intégré 74LS74
R30	1 K $\Omega$	IC5	Voir détail en dessous
R31-R32	33 K $\Omega$	IC6	Circuit intégré 74LS390
R33	8,2 K $\Omega$	IC7	Circuit intégré LM393
R34	3,9 K $\Omega$	IC8	Circuit intégré ADC804LCN
R35	8,2 K $\Omega$	IC9	Circuit intégré TL072
R36	2,7 K $\Omega$	IC10 à IC12	Circuit intégré TL074
R37-R38	22 K $\Omega$	IC13	Circuit intégré RC4558
R39	820 $\Omega$	IC14	Circuit intégré TL074
R40-R41	18 K $\Omega$	P1	Potentiomètre 470KA
R42	2,7 K $\Omega$	P2	Potentiomètre 10KA
R43-R44	4,7 K $\Omega$	P3	Potentiomètre 1KA
R45	3,9 K $\Omega$	P4-P5	Potentiomètre double 47KA
R46 à R48	47 K $\Omega$	Q1	Quartz 8 MHz
C1-C2	22 $\mu$ F 25V radial	RG1	Régulateur 79L05
C3	470 pF céramique	SW1-SW2-SW3	Inverseur 2RT type F2
C4	1 nF céramique	AJ1	Ajustable à molette 47KA
C5	150 pF céramique	1	Support circuit 40 broches
C6	100 nF céramique multicouche	1	Support circuit 20 broches
C7	180 pF céramique	1	Support circuit 16 broches
C8	10 $\mu$ F Tantale	7	Supports circuit 14 broches
C9	100 nF céramique multicouche	3	Supports circuit 8 broches
C10	220 pF céramique	5	Etriers pour potentiomètre avec rondelle plus écrou
C11	100 pF céramique	52	picots femelles
C12	10 $\mu$ F Tantale		
C13	470 pF céramique		
C14	100 pF céramique		
C15	470 pF céramique		
C16	1 nF céramique		
C17	0,47 $\mu$ F plastique		
C18	470 pF céramique		
C19	1 nF céramique		

### Composants pour la platine additionnelle IC5

C1 à C4	100 nF céramique multicouche		
IC1	74LS139	3	Supports circuit 28 broches
IC2	2764A-1 programmée T155	2	Supports circuit 16 broches
IC3	HM3-2064-5 ou équivalent	1	Support circuit 8 broches
IC4	$\mu$ PD43256-1 ou équivalent	52	Picot de liaison mâles
IC5	AD7569JN		

## Réalisation

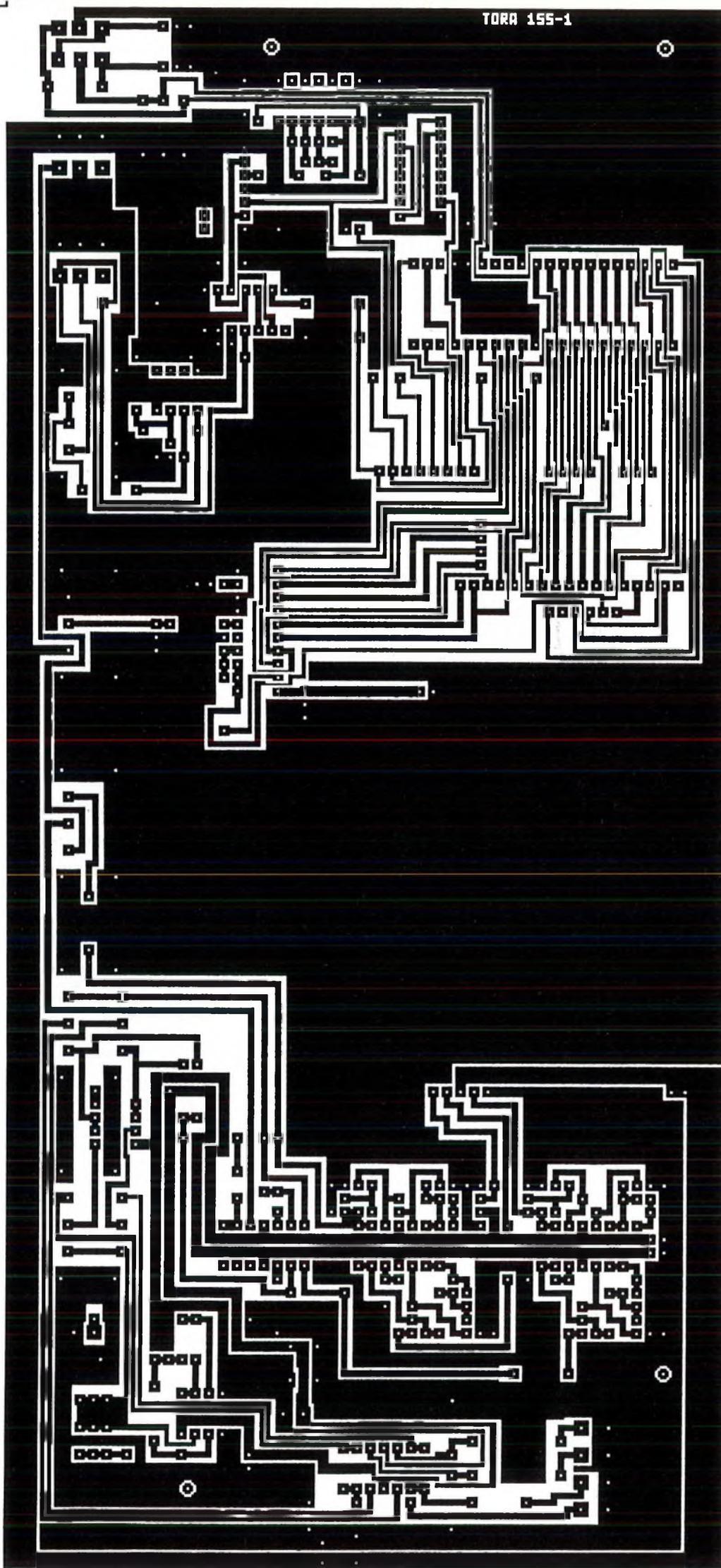
La réalisation de ce montage demande le plus grand soin car le circuit imprimé est très dense pour certaines zones.

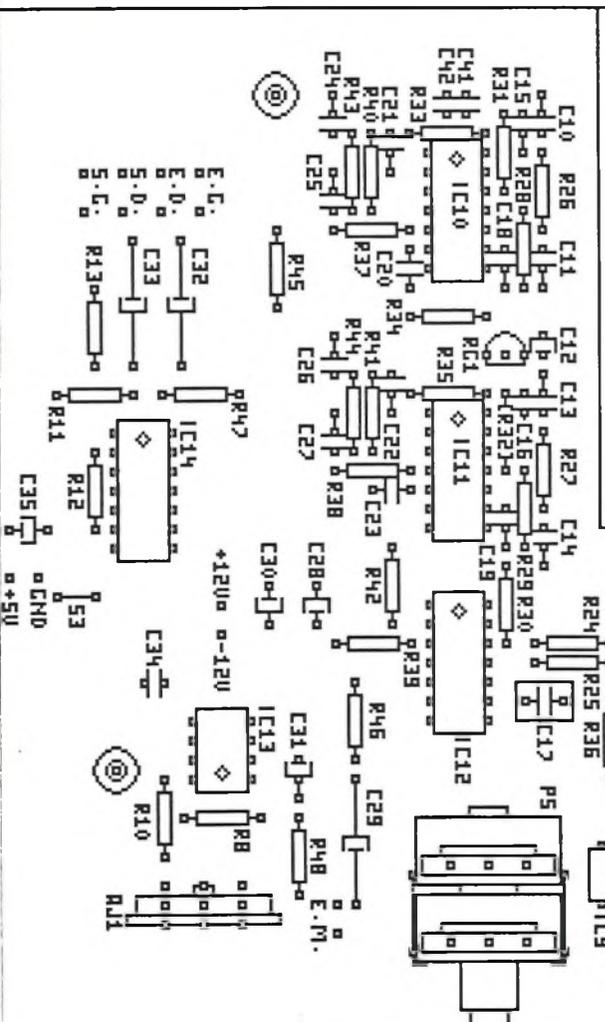
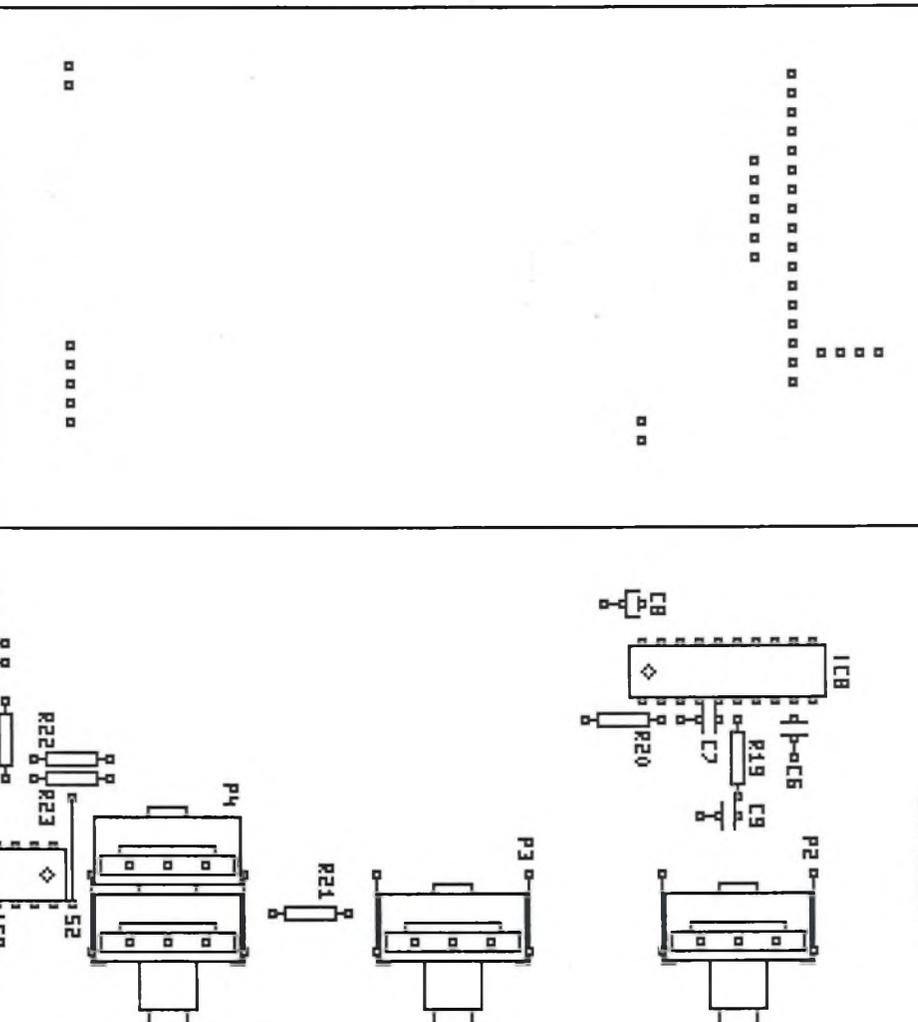
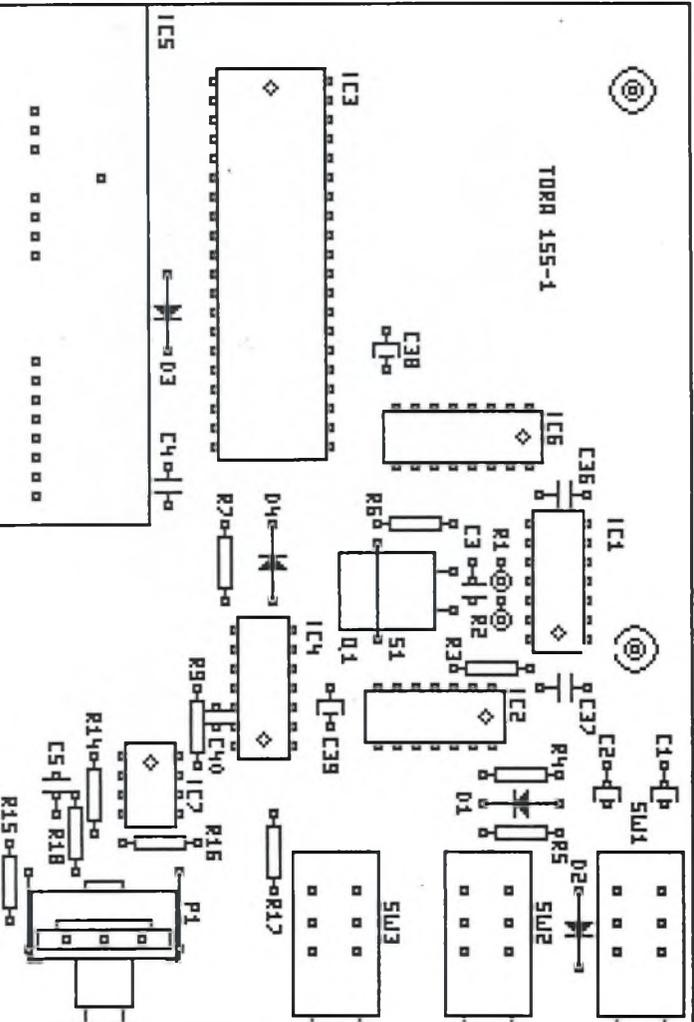
D'autre part, certains composants qui entrent dans la réalisation de ce montage sont hyper sensibles à l'électricité statique. Il vaut mieux ne pas faire le "marathon de

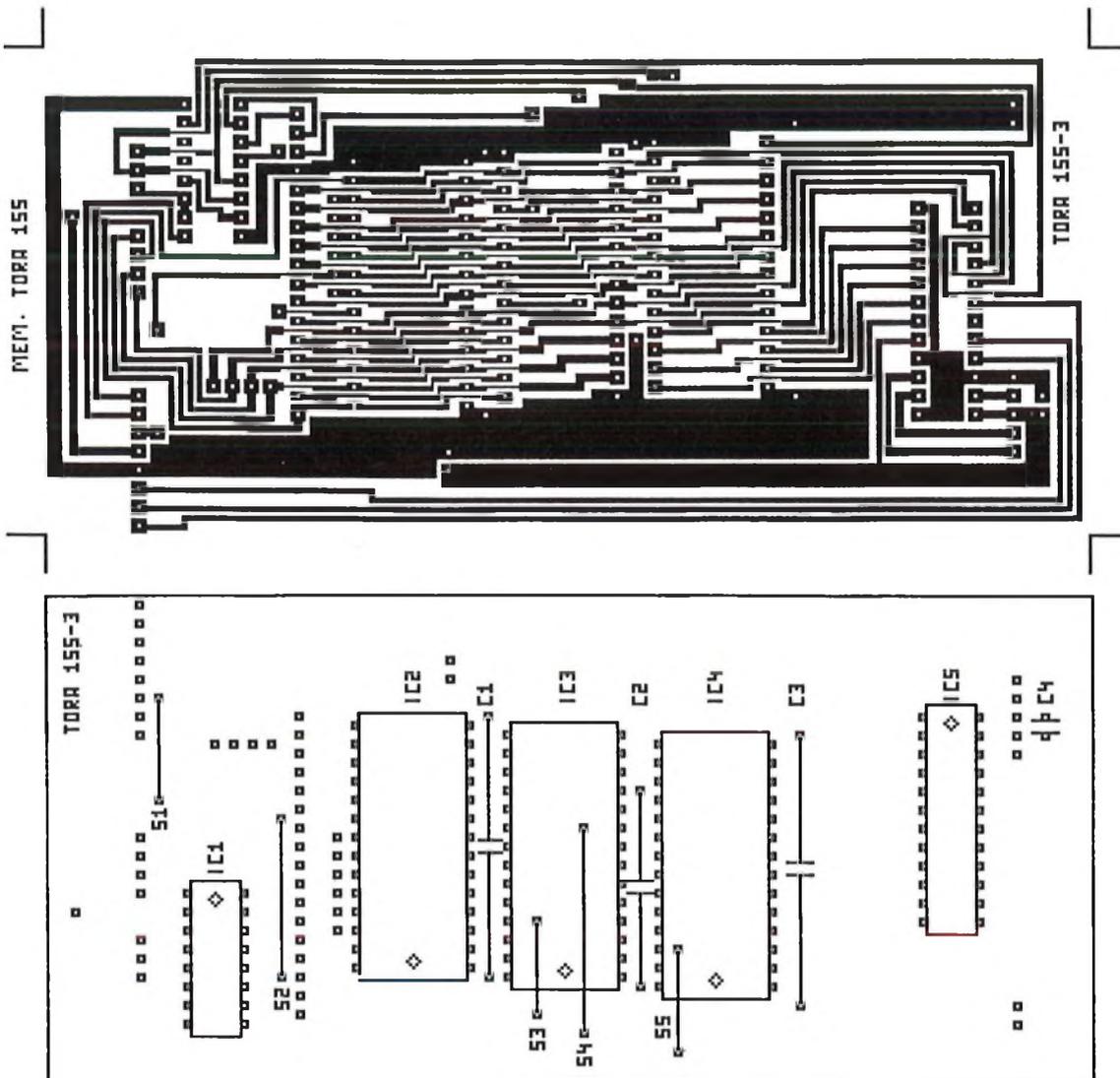
NEW YORK sur de la moquette" avant de commencer le montage.

Autre conseil. Ce montage utilise des horloges de fréquences élevées. Si vous regardez l'implantation des composants sur la sérigraphie, vous constaterez que la partie analogique se trouve dissociée au maximum de la partie digitale. C'est le module IC5 qui sert de passerelle entre les deux mondes. Cette disposition n'est pas









un hasard. Un immense plan de masse sépare ces deux univers sur la carte mère. Là non plus ce n'est pas un hasard. N'allez pas croire que c'est uniquement pour boucher les vides que le cuivre a été laissé. Non, ce plan de masse est là pour faire écran et pour minimiser les phénomènes de bruits digitaux. Si vous essayiez de le réduire (ou de le supprimer) vous n'aboutiriez qu'à dégrader la qualité du signal audio de cette réalisation.

Attaquons maintenant la partie montage avec la platine IC5. C'est elle qui demande le plus de précautions.

Tout d'abord il y a quelques straps (trois sur les cinq pour être précis) qui viennent se monter sous les mémoires. Commencez donc par les souder car, une fois que les mémoires sont montées, cela devient quasiment impossible et le montage sera totalement inopérant. Puisque nous sommes sur les straps autant monter dans la foulée les deux autres.

Trois des quatre condensateurs de découplage viennent se coincer entre les mémoires en étalant leurs pattes sur toute

la largeur du circuit. Il est préférable de les monter avant les mémoires. Cela évitera d'avoir à tirer la langue pour les insérer ensuite.

Le bus de donnée et le bus d'adresse s'étale sur pratiquement l'ensemble de la platine. Cela nous donne donc une vingtaine de pistes qui passent entre les pattes des composants. Les risques de court-circuits sont donc nombreux et cela réclame la plus grande attention lors du soudage des supports. Pourquoi monter des supports? Tout simplement parce que le contrôle sera facilité sans les composants. En effet, tous les composants qui viennent sur cette platine sont des circuits de type MOS (sauf le circuit de décodage). Comme ces circuits sont sensibles à l'électricité statique, ils possèdent sur leurs entrées des diodes de protections. La présence de ces diodes risque de venir fausser le contrôle à l'ohmmètre lors de la vérification pour s'assurer qu'il n'y a pas de liaisons accidentelles entre les pistes.

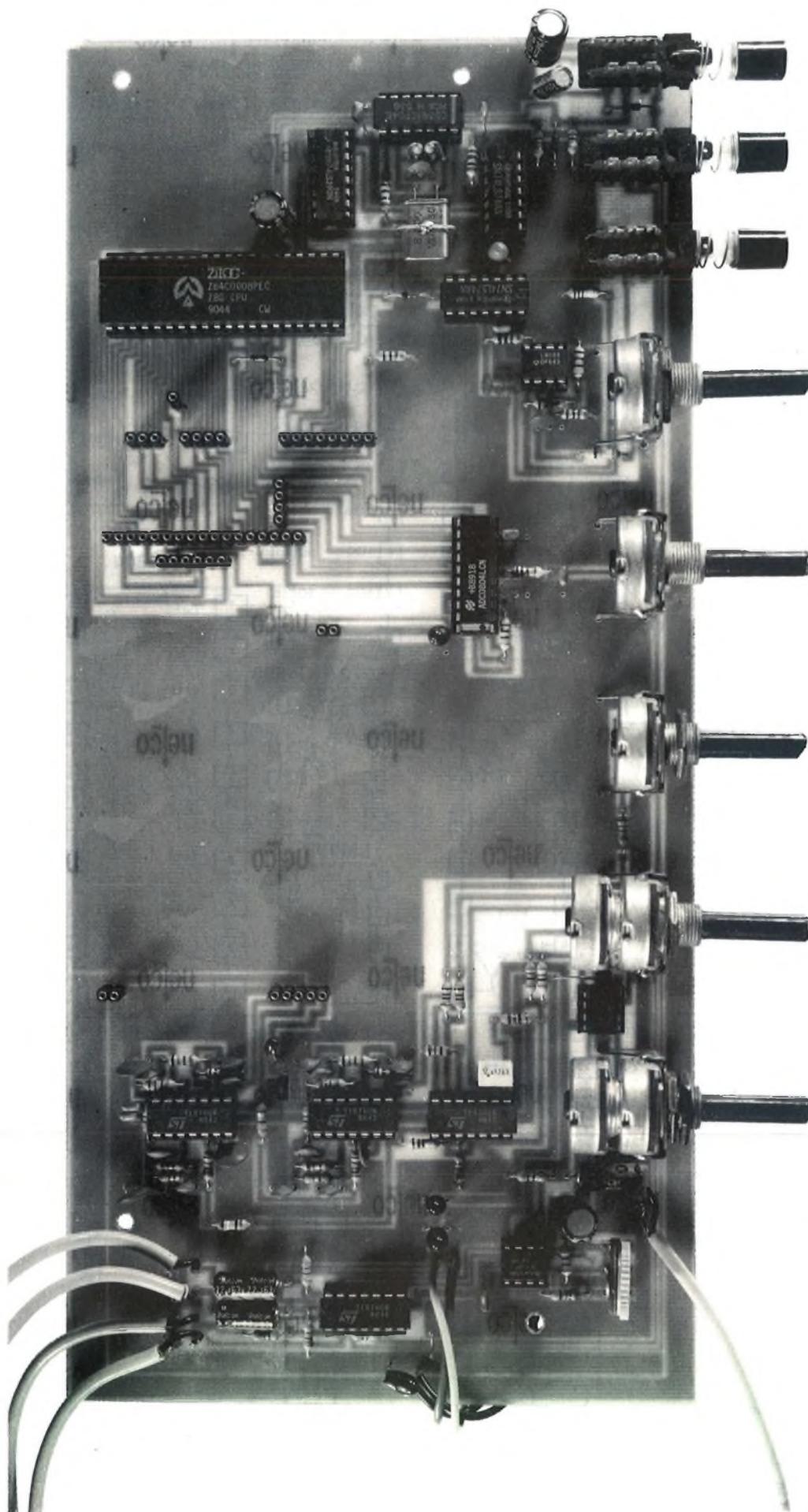
Pour le circuit d'entrée/sortie, le support à employer est un support 24

broches "skinny" DIP (que les érudits de la langue US ne se méprennent pas. DIP veut dire Dual In line Package. Skinny DIP se traduira approximativement par boîtier étroit et non pas par "prendre un bain de minuit" sous sa forme argotique. Ce mensuel est toujours une revue d'électronique et n'est pas devenue une revue pornographique). Mais revenons à nos moutons. Ce type de support est très difficile à se procurer. Il faudra donc en constituer un en prenant un support 16 et un support 8 broches. Il suffit de les glisser dans les trous prévus à cet effet et le tour est joué.

Quatrième source de problème: les picots. La liaison entre les deux cartes s'effectue grâce à cinquante deux picots. Leur disposition un peu cavalière impose également le plus grand soin lors de leur montage. Il faut en effet qu'ils soient le plus perpendiculaire possible au circuit, cela pour que l'assemblage final des deux cartes puisse s'effectuer sans problème.

Pour cette plaque, si tout est correct (vérifiez une dernière fois à l'ohmmètre), vous pouvez passer à l'insertion des





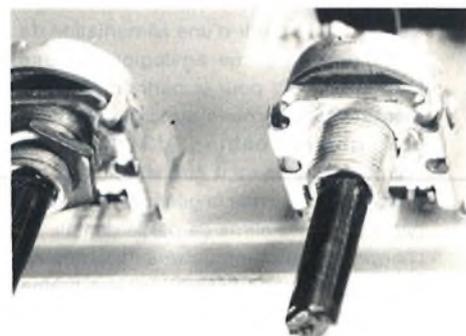
composants, à moins que vous ne désiriez souder le tout sur la carte mère. Dans ce cas, cette opération s'effectuera au tout dernier moment (pas besoin de tenter le diable).

La réalisation de la carte mère demande les mêmes précautions que pour le module IC5 (surtout pour la partie digitale dont les composants sont également fragiles et les pistes serrées).

Celle-ci commencera donc par le montage des straps S2 et S3 (S1 sera vu plus tard), des diodes, des résistances horizontales etc. En résumé la méthode classique qui s'opère en partant des composants les plus petits vers ceux qui sont les plus encombrants.

Le montage du strap S1 est un peu particulier. Celui-ci s'effectuera après avoir monté le quartz Q1. Ce strap sert de blocage mécanique pour le quartz. Il sera donc soudé au boîtier de ce dernier. Il permet ainsi d'effectuer un blindage de ce boîtier et de minimiser les effets de rayonnements. Ne l'omettez surtout pas. Il est indispensable dans le circuit de masse de ce montage. Le résultat est nettement visible sur la photo ci-contre.

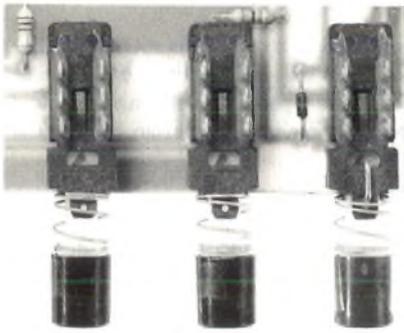
L'autre précaution à prendre va se situer au niveau du montage des potentiomètres. En effet ceux-ci devront recevoir un étrier qui sera monté à l'extérieur de leur corps sur le système de vissage. Cet étrier va jouer deux rôles. Le premier est de pouvoir blinder le potentiomètre. Il faudra donc apporter un point de soudure entre l'étrier et le corps du potentiomètre quand tout sera terminé. Le second est d'assurer une liaison de masse (solution élégante pour supprimer des straps).



La photographie ci-dessus montre l'assemblage à réaliser.

Les cellules de type F2 comportent un loquet de verrouillage. Celui-ci peut être retiré pour obtenir un contact non maintenu. Cette opération peut être effectuée sur les commutateurs de maintien et de saturation. L'utilisation de ces fonctions manuel devient dans ce cas totalement manuelle.





L'illustration de cette opération est visible ci-dessus.

Autre problème de tracas sur la carte mère: le montage des picots femelles. Tout comme pour le module IC5, l'alignement perpendiculaire (par rapport à la carte) de ces picots est indispensable. Cela simplifiera le travail au moment de l'assemblage des deux cartes.

Il est possible de souder directement la platine IC5 sur la carte mère. Dans ce cas, il faut être certain du bon fonctionnement de cette carte. Si vous n'êtes pas le champion de la tresse à dessouder, mieux vaut ne pas s'y risquer!

Toutes les liaisons avec les entrées ou les sorties analogiques s'effectueront avec du câble blindé. Il est souvent regrettable de saboter les qualités d'un produit pour vouloir faire des économies de bouts de chandelle sur les câbles de liaison. Un câble ordinaire se comporte comme une antenne du point de vue des parasites extérieurs (en particulier le 50Hz du secteur).

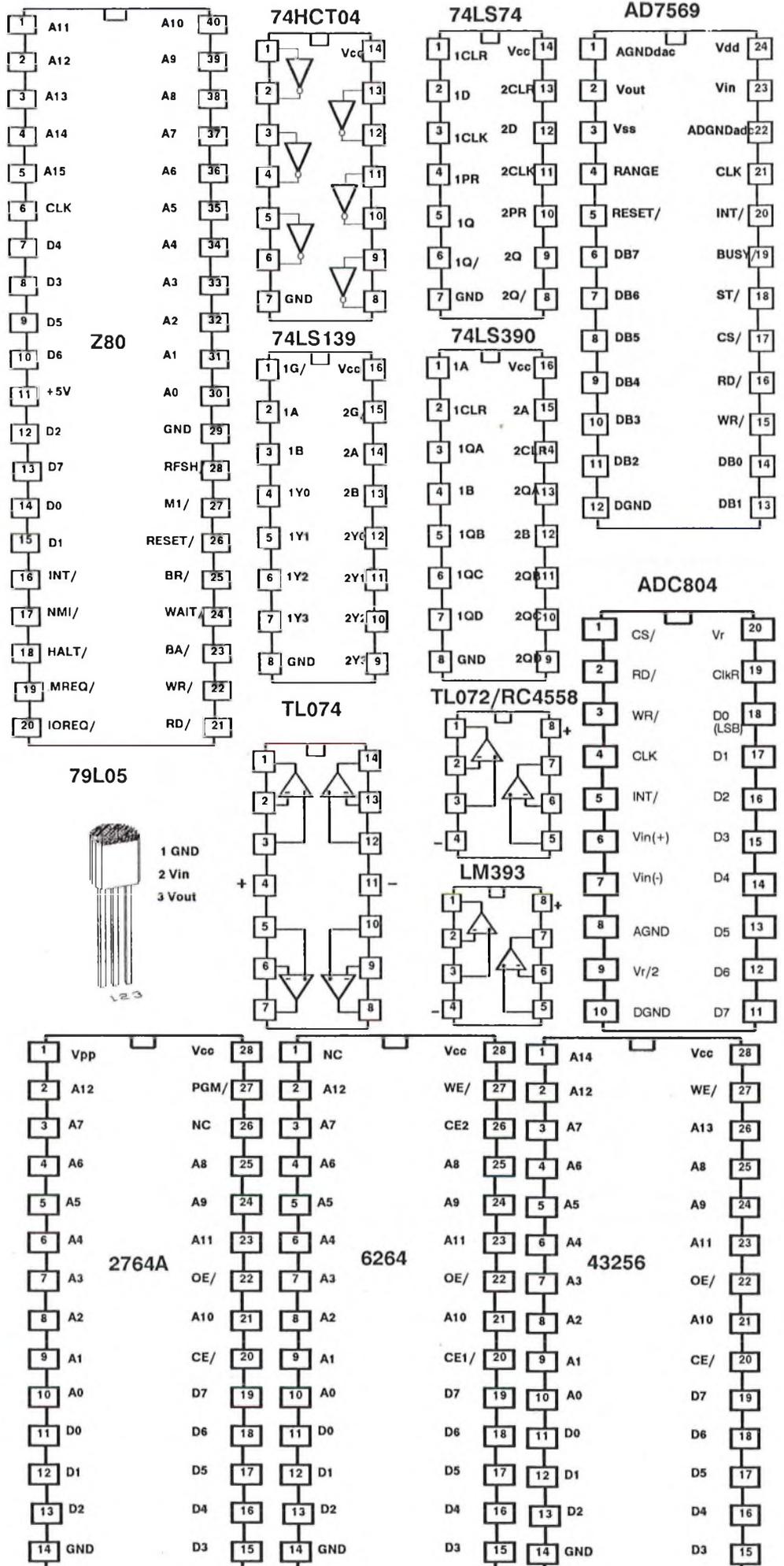
L'EPROM qui recevra le programme devra être d'un type le plus rapide possible (150ns max de temps d'accès). Il en sera de même pour les mémoires.

L'alimentation de ce montage s'effectuera à partir d'une alimentation de  $\pm 12V$  pour la partie analogique et une tension de +5V pour la partie digitale; la masse sera commune aux trois tensions. Les quatre câbles d'arrivée de l'alimentation devront être les plus courts possibles pour éviter la génération de bruit parasite sur les alims (la partie digitale se charge déjà d'en produire suffisamment. Heureusement que les AOP ont une bonne réjection).

Voici donc terminée la partie réalisation de ce montage.

## Brochages

Tous les brochages des composants qui entrent dans cette réalisation sont donnés ci-contre.



## Dump du programme du trqueur de voix:

```
0000: F3 ED 56 31 00 21 AF 08 AF 37 08 32 00 60 21 00
0010: 80 11 01 80 01 FF 7F 36 80 ED B0 3A 00 60 4F 06
0020: 00 61 2E 00 37 CB 1C CB 1D 54 5D E5 D9 D1 D9 08
0030: B7 3C 08 FB 18 FD 00 00 12 38 3F 05 28 55 1C C0
0040: 14 C0 54 5D C9 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0050: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0060: 00 00 00 00 00 00 08 28 0F D9 4E 2C 20 09 24 20
0070: 06 D9 E5 D9 E1 AF 3C D9 08 C9 13 7A B3 28 0A 7A
0080: BC 20 04 7B BD 28 1E 37 C9 51 1E 00 37 CB 1A CB
0090: 1B 37 C9 3A 00 60 B9 28 A5 30 09 91 FE FF 28 9E
00A0: 81 4F 37 C9 4F 61 2E 00 37 CB 1C CB 1D C9 00 00
00B0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00C0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00D0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00E0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00F0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
```

```
0100: F3 ED 56 31 00 21 AF 08 AF 37 08 32 00 60 21 00
0110: 80 11 01 80 01 FF 7F 36 80 ED B0 3A 00 60 2F 21
0120: 00 80 4F 06 00 D9 11 00 03 26 00 6F 29 19 4E 23
0130: 46 C5 D9 D1 AF 3C F3 18 FD 00 00 00 00 00 00 00
0140: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0150: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0160: 00 00 00 00 00 00 C8 1A 77 23 CB FC 13 CB FA 38
0170: 24 05 C0 3A 00 60 2F 91 28 17 38 04 FE 01 28 11
0180: 81 4F D9 26 03 6F 7E 24 66 6F B7 ED 42 D9 B7 37
0190: C9 AF 3C B7 C9 D9 CB 7C 20 13 03 2B 7C B5 D9 1A
01A0: 28 05 37 13 CB FA C9 AF 3C 13 CB FA C9 0B 23 7C
01B0: B5 D9 77 28 05 37 23 CB FC C9 AF 3C 23 CB FC C9
01C0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
01D0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
01E0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
01F0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
```

```
0200: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0210: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0220: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0230: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0240: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0250: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0260: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0270: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0280: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0290: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
02A0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
02B0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
02C0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
02D0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
02E0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
02F0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
```

```
0300: FF FE FC FB F9 F8 F6 F5 F3 F1 F0 EE EC EA E8 E6
0310: E4 E2 E0 DE DC D9 D7 D5 D2 D0 CD CA C8 C5 C2 BF
0320: BC B9 B6 B3 AF AC A9 A5 A1 9E 9A 96 92 8E 89 85
0330: 80 7C 77 72 6D 68 63 5E 58 53 4D 47 41 3B 35 2E
0340: 27 21 1A 12 0B 03 FC F4 EC E3 DB D2 C9 C0 B6 AD
0350: A3 98 8E 83 78 6D 61 55 49 3D 30 23 16 08 FA EB
0360: E6 CD BE AE 9D 8C 7B 69 57 45 32 1E 0A F6 E0 CB
0370: B5 9E 87 6F 56 3D 24 09 EE D2 B6 99 7B 5C 3D 1D
0380: FC DA B7 93 6F 49 23 FC D3 AA 80 54 28 FA CB 9B
0390: 6A 37 03 CE 98 60 27 EC B0 72 33 DA AF 6B 25 DD
03A0: 94 49 FB AC 5B 07 B2 5A 01 A5 46 E5 82 1C B4 49
03B0: 07 6B F8 81 08 8C 0D 8A 04 7B EE 5D C9 32 96 F6
03C0: 53 AB FF 4F 9A E0 22 5F 98 CB F9 21 44 62 7A 8C
03D0: 97 9D 9D 96 88 73 58 35 0B D9 A0 5E 15 C3 69 05
03E0: 99 24 A5 1D 8A EE 46 95 D8 10 3C 5D 71 79 75 63
03F0: 44 17 DC 92 3A D2 5B D4 3C 94 DB 0F 32 42 3F 29
```

```
0400: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0410: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0420: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0430: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0440: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0450: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0460: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0470: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0480: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0490: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
04A0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
04B0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
04C0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
04D0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
04E0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
04F0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
```

```
0500: FF FF
0510: FF FF
0520: FF FF
0530: FF FF
0540: FF FF FF FF FF FF FE FE FE FE FE FE FE FE FE
0550: FE FD
0560: FD FC FC
0570: FC FC FC FC FC FC FC FC FB FB FB FB FB FB FB
0580: FA FA FA FA FA FA FA F9 F9 F9 F9 F9 F9 F8 F8
0590: F8 F8 F8 F7 F7 F7 F7 F6 F6 F6 F6 F5 F5 F5 F4
05A0: F4 F4 F3 F3 F3 F3 F2 F2 F1 F1 F0 F0 F0 EF EF
05B0: EF EE ED ED ED EC EC EB EB EA E9 E9 E8 E8 E7 E6
05C0: E6 E5 E4 E4 E3 E2 E2 E1 E0 DF DE DE DD DC DB DA
05D0: D9 D8 D7 D6 D5 D4 D3 D2 D1 CF CE CD CC CA C9 C8
05E0: C6 C5 C3 C2 C0 BE BD BB B9 B8 B6 B4 B2 B0 AE AC
05F0: AA A8 A5 A3 A1 9E 9C 99 97 94 91 8F 8C 89 86 83
```

## Conclusions

Vous avez tout entre les mains pour pouvoir mener à bien la réalisation de ce trqueur.

Le DUMP du programme est donné sur cette page. C'est naturellement la clef de voute qui va permettre de mettre en oeuvre toute la théorie qui a été développée au début de cet article.

Comme vous pouvez le constater, ce programme est très peu encombrant et ne

nécessite pas l'emploi d'une 2764. Si le choix est resté sur ce type d'EPR0M, c'est essentiellement pour un problème de temps d'accès qu'il est difficile d'avoir sur des mémoires de plus faibles capacités.

La description de ce montage se terminera dans le prochain numéro avec entre autre la mise en coffret et une présentation de certains réglages types. Une idée du résultat final peut être faite en regardant la deuxième page de couverture de cette revue.

Pour les gens pressés, signalons que cette réalisation existe en kit (ou en produit

fini) sous la référence TORA155, 156 et 157 et qu'elle est disponible auprès de tous les distributeurs de cette marque.

En attendant de se retrouver, vous avez déjà de quoi pouvoir vous régaler avec ce produit qui sort un peu des sentiers battus. La longueur de cet article s'explique par le fait que nous voulions déjà aboutir sur un produit susceptible d'être utilisé le plus rapidement possible. C'est maintenant le cas. La couche de finition (si on peut l'appeler comme cela) sera donnée la prochaine fois.

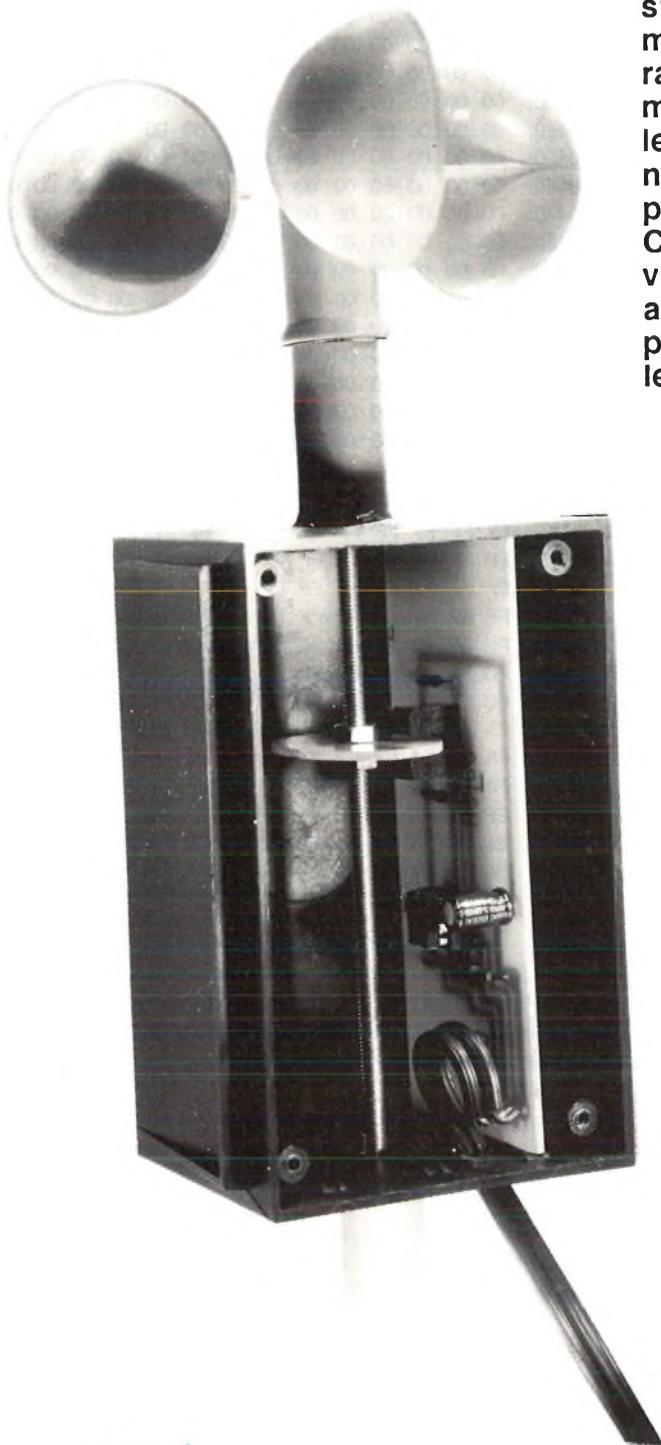
E. DERET



## La mesure de vitesse du vent:

### L' ANEMOMETRE

## Une extension pour module 7106 ou 7107



Ces derniers temps, les tempêtes se sont succédées sur notre pays, et le vent s'est ainsi manifesté d'une façon plutôt violente, se rappelant ainsi à notre bon souvenir. Et du même coup, nous avons décidé de terminer les derniers équipements qui manquaient à notre ébauche de station météo: les paramètres du vent: Vitesse et Direction. Ce premier article traite donc de la mesure de vitesse, en proposant plusieurs options quant au choix des capteurs. Fidèles à notre politique, nous ouvrons ainsi la porte à toutes les autres mesures de vitesse de rotation.

#### LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

##### Le moulinet

Cheville ouvrière du montage, il assure la conversion mécanique en vitesse de rotation, dans le respect d'une bonne linéarité. Il peut se fabriquer de diverses façons, déjà abordées par nombre de nos confrères, sur la base de balles de ping-pong entre autres. Mais nous avons trouvé un modèle tout fait, à un prix fort abordable, et qui présente toutes les qualités requises de solidité et fiabilité pour supporter les rafales de vents violents: il a été testé à plus de 150 km/h (à bord d'une automobile, durant la phase d'étalonnage...). Il est de plus conçu pour faciliter les opérations d'étanchéité autour de l'axe. Pourquoi aller chercher ailleurs? Mais comment ça marche?

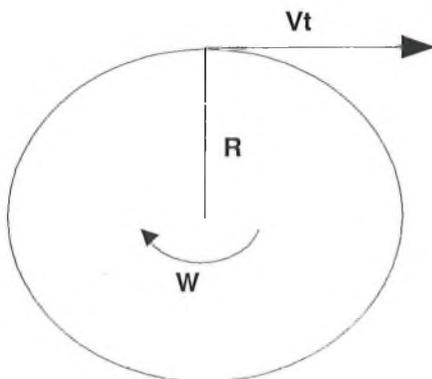
Un peu de rappels mathématiques:

En absence de frottements, la relation  $V_t = w \times R$  (où  $V_t$  est la vitesse tangentielle en mètres par seconde,  $w$  la vitesse de rotation en radians et  $R$  le rayon en mètres) est vérifiée.

La vitesse de rotation  $w$  est donc directement proportionnelle à la vitesse du vent, au centre d'application des forces,



soit au centre des demi-sphères. Ce qui nous donne,  $w = 100Vt/4$  pour  $R=4$  cm, soit pour un vent de 36 kmh, une  $Vt$  de 10 m/s et un  $w$  de 250 radians par seconde, soit  $250/6,28 =$  environ 40 tours par seconde. Voilà pour la théorie ! Et la pratique?



Afin de compenser le rendement de 50 % de l'équipage, du aux frottements et à la résistance à l'air sur les autres parties non-actives, nous devons multiplier par deux cette fréquence au niveau des capteurs.

### La génération d'impulsions

La philosophie de base consiste à générer durant la rotation, un train d'impulsions carrées, dont la fréquence devient alors directement proportionnelle à cette vitesse. Plusieurs méthodes sont possibles en fonction de vos goûts, ou de vos fonds de tiroirs, et de vos capacités en mécanique. En effet il va falloir "bricoler" un peu !

La méthode magnétique, qui consiste à faire passer très près d'un capteur à effet Hall, un ou plusieurs aimants, disposés sur la périphérie d'un support mécanique quelconque est fiable et présente l'avantage d'être très peu gourmande en consommation de courant: les aimants ne consomment rien ! Elle est néanmoins délicate à réaliser, car il faut trouver de bons petits aimants et les fixer solidement sur un disque solidaire de l'axe du capteur, et d'une façon durable: la force centrifuge tentera en effet de les décoller et de les envoyer au fond de votre coffret. Il existe des capteurs à effet Hall intégrant une régulation en tension, un ampli et un trigger de sortie à sortie à collecteur ouvert, et de plus pas chers du tout ! Le plus difficile sera de trouver la bonne distance aimant-capteur, et le bon diamètre de support pour obtenir, en fonction de l'aimant choisi, un beau signal carré en sortie de capteur.

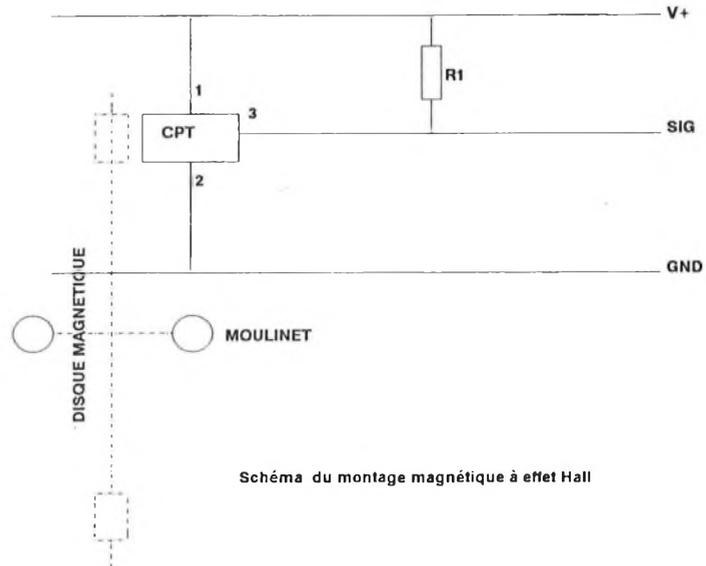


Schéma du montage magnétique à effet Hall

Il faut aller voir, dans ce même numéro, la HOBBYTHEQUE sur l'UGS-3020T, un magnifique capteur à effet Hall !

La méthode optique sera peut-être plus aisée à mettre en oeuvre. Elle fait intervenir un peu plus d'électronique. Il suffit, pour obtenir nos impulsions, de faire tourner, entre les fourches d'un capteur optique prévu à cet effet, un disque

une faible impédance, indispensable au transport du signal ainsi obtenu sur de longues distances: En effet, le capteur de vitesse sera généralement placé assez loin du point d'affichage, le plus souvent en haut d'un mat, et en terrain dégagé, pour ne pas être perturbé par les écoulements tourbillonnaires générés par les obstacles physiques.

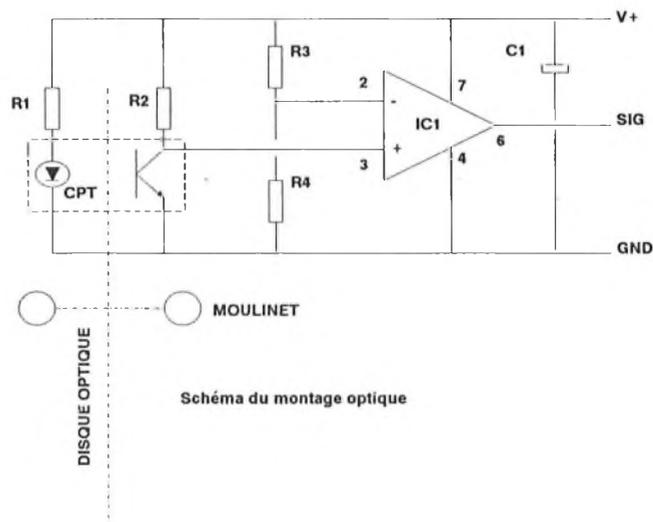


Schéma du montage optique

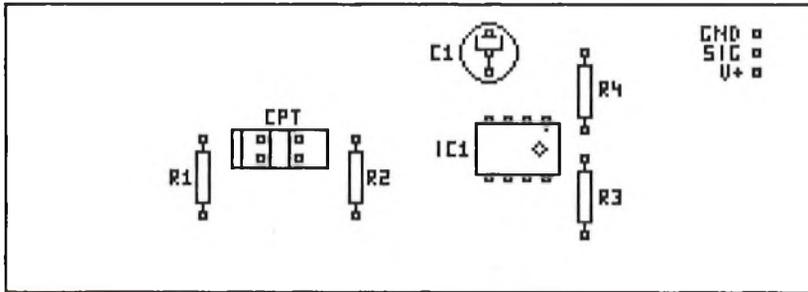
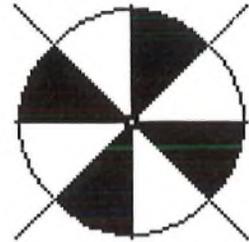
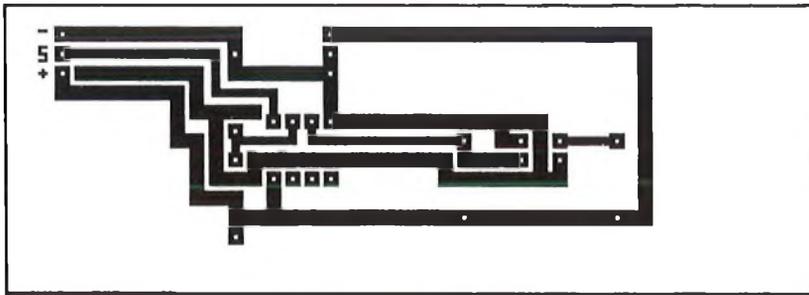
découpé en secteurs, tantôt opaques, tantôt perméables aux rayons infrarouges de la source. Ces alternances provoquent des changements d'états du photo-transistor cible du capteur à fourche, monté en émetteur commun. On obtient ainsi sur le collecteur chargé par R2, un état 0 en éclairage, et un état 1 en coupure du faisceau. Cette méthode consomme au moins le courant de la diode d'émission IR, soit 20 mA et ne peut donc fonctionner longtemps sur piles.

En attaquant un étage comparateur, référencé par rapport à  $V/2$ , on obtient en sortie un signal parfaitement carré, et sur

### La conversion fréquence en tension

L'étage d'affichage final est prévu sur la base des modules à 7106 (LCD) ou 7107 (LED), lesquels affichent une valeur de tension comprise entre 0 et 2 volts (ou 0-200mV selon réglages). Pour les nouveaux venus, nous vous renvoyons au No 3 de notre revue, pour de plus complètes explications sur ce magnifique sujet. Afin d'obtenir cette tension, laquelle doit rester le plus rigoureusement possible proportionnelle à la fréquence, nous avons





cuivre et sérigraphie du capteur optique à fourche + disque optique

opté pour un montage sur la base du LM2917 de chez National, dont plusieurs applications ont déjà été développées dans notre No 20 d' HOBBYTRONIC, entre autres sous la forme d'un compte-tours à affichage sur LEDs. La Hobbythèque du CI s'y trouve également. Le montage utilisé ici n'en est donc qu'une application fidèle et déjà adaptée à notre problème.

### Le disque optique

Il sera confectionné comme un circuit imprimé, le cuivre s'avérant un bon isolant pour l'infra-rouge et l'époxy bon transmetteur. Il sera divisé en quatre secteurs, et donnera donc deux alternances.

### Le capteur à fourche

L'ensemble composé de la diode émission et du photo-transistor sont déjà incorporés dans un boîtier plastique en

forme de fourche, dans laquelle doit tourner le disque optique. Ce capteur (CPT) sera donc placé dans un plan perpendiculaire au disque. R1 limitera le courant dans la diode et R2 vient charger le collecteur du photo-transistor, dont l'émetteur est relié à GND. Le signal est disponible sur le collecteur, au pied de R2.

### L'étage de mise en forme

Il vient attaquer un comparateur, dont R3 et R4 polarisent l'une des entrées à V/2. Ce circuit, IC1 en l'occurrence, assure des transitions franches et une transmission basse impédance du signal vers l'interface et les modules. Il aurait pu être classique, mais vu les températures extérieures que ce montage est appelé à rencontrer, nous avons choisi un ampli-OP capable de travailler correctement en dessous de zéro (jusqu'à -40).

### Le réglage d'offset

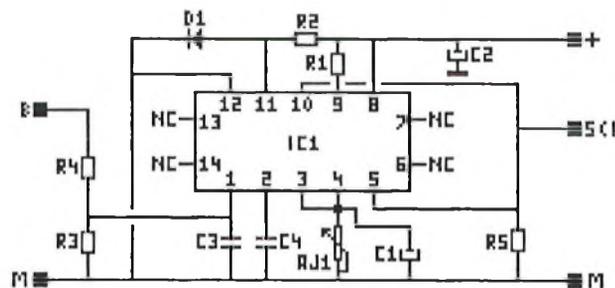
Le LM2917 présente, même à fréquence d'entrée nulle, une très légère tension résiduelle (quelques millivolts). Etant puristes à souhaits et désirant un parfait zéro pour une vitesse nulle, nous avons rajouté ce petit montage permettant de décaler la référence basse (EB) du montage de mesure de cette constante appelée généralement "offset".

### L'affichage

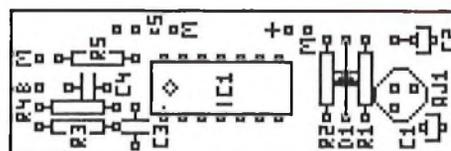
Il s'agit des classiques montages, à base de 7106 (ou 7136) pour un affichage LCD, ou celui à base de 7107 pour les LEDs, lesquels font tous deux l'objet d'un article complet dans notre No 3.

Ils seront alimentés sous 9 volts et ce sont eux qui fourniront l'alimentation régulée au capteur et au convertisseur, en l'occurrence V+ à 5 volts au dessus de GND, V- étant ici inutilisée en externe.

### L'étage de conversion fréquence/tension



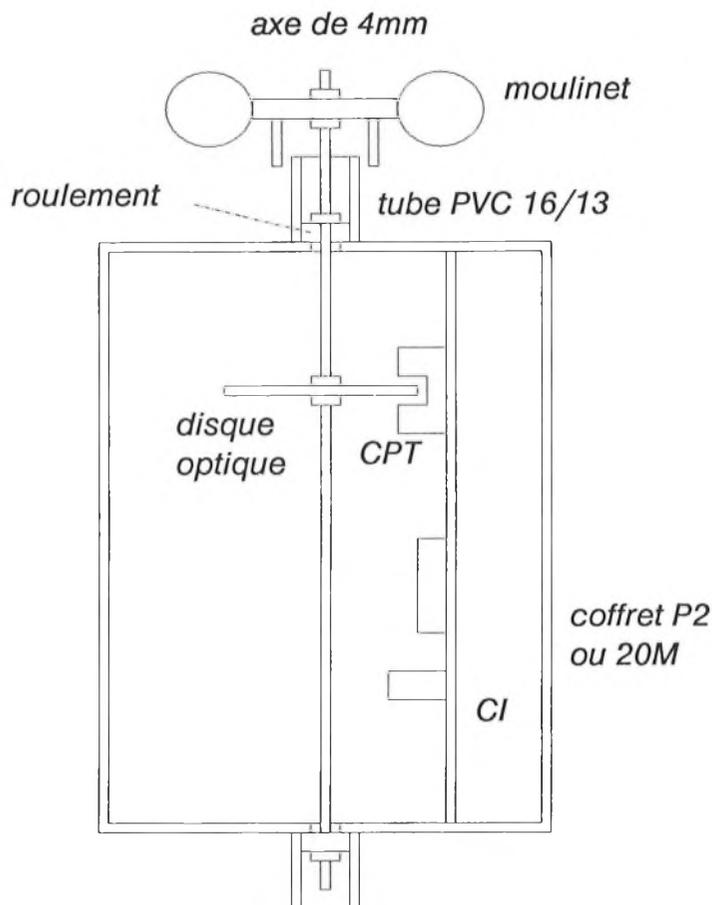
Schéma, cuivre et sérigraphie du convertisseur tension-fréquence



## SCHEMA DE DETAIL

Pour l'anémomètre OPTIQUE

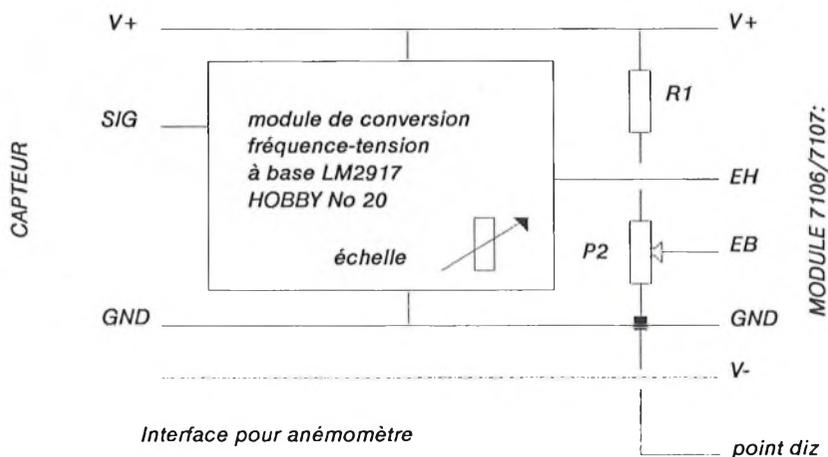




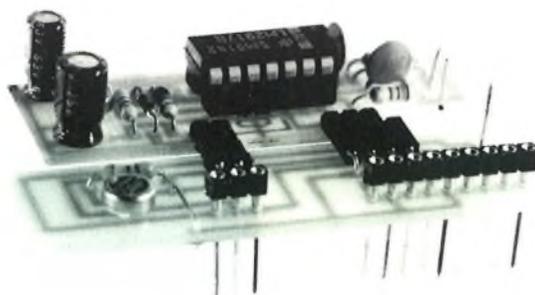
Il est classique, autour d'un circuit déjà décrit dans notre HOBBY No 20. Nous vous redonnons le schéma pour mémoire, et faciliter nos explications.

Nous y trouvons les connexions suivantes:

une entrée des impulsions d'un côté et la sortie en tension de l'autre, dont



Interface pour anémomètre



l'amplitude proportionnelle est ajustable (ce sera d'ailleurs notre adaptateur d'échelle)

### Le rattrapage d'offset

Le circuit de conversion n'étant pas parfait non plus, R1 et P1 permettent d'ajuster EB pour un zéro parfait à fréquence nulle.

### L'alimentation du montage

Elle est fournie par le module sélectionné (7106 LCD ou 7107 LED).

Il assure V+ à 5 volts au dessus de GND, V- n'est pas utile ici. Il pourrait néanmoins alimenter la seule diode IR: il faut dans ce cas une masse séparée pour elle, et donc un câble à double blindage (4 fils: V+, SIG, GND et V-).

## REALISATION

### Les parties électroniques

Le disque optique

Il sera réalisé sur circuit imprimé et percé d'un trou central de diamètre 4mm. Son diamètre est adapté à la position finale dans le coffret choisi, pour être bien placé à l'intérieur du capteur à fourche.

Le circuit capteur

Ses dimensions extérieures sont adaptées aux coffrets 20M (MMP) ou P2 (TEKO). Il se glisse dans la rainure latérale droite dans la plus grande dimension.

La position du capteur à fourche est étudiée pour permettre le passage du disque optique.

Le circuit d'interface aux modules

Il est adapté à sa mise en place sur les modules 7106 ou 07 (déjà bien connus des habitués: alti-baromètre, thermomètre....). Les câblages avec le capteur sont aisés et les ajustables très accessibles.

Le montage ne présente pas de problème particulier. Il ne faudra pas se tromper à la mise en place du capteur à fourche et de l'ampli-OP. Le câblage entre capteur et interface se fera avec du câble blindé avec au moins 2 conducteurs en plus du blindage (de l'audio de 0,14 mini suffira).

### Les Parties mécaniques

Il faudra se procurer un axe (laiton de préférence: il ne rouille pas!) de diamètre



4mm (adapté au moulinet) de 200mm de long. Il sera maintenu par 2 roulements à bille (étanches ou non) de 4mm intérieur (et 13mm en ext). Afin d'assurer une fixation aisée et une bonne étanchéité du produit, les roulements seront introduits dans de petites longueurs de tube PVC de 13 intérieur (et 16mm extérieur: un standard électrique !).

La coupe en page précédente vous donne une bonne idée de l'assemblage final. Le coffret sera percé sur ses surfaces latérales les plus petites, de trous de 8 à 10 mm, et au centre. Les morceaux de tube seront fixés, bien centrés, à la colle pour PVC.

Le disque optique sera maintenu entre 2 écrous. Sa mise en place sera une opération de patience pour l'ajuster au centre de la fourche du capteur.

Le total sera maintenu par 2 écrous de part et d'autre des roulements.

De la graisse viendra boucher les tubes, une fois le montage terminé, pour assurer une bonne étanchéité.

### La liste des composants

#### Pour le capteur

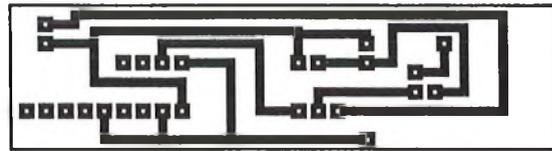
R1	470Ω
R2	220kΩ
R3, R4	100kΩ
C1	100uF25V
CPT	TCST1000 ou CNY36
IC1	LM2904

#### Pour l'interface

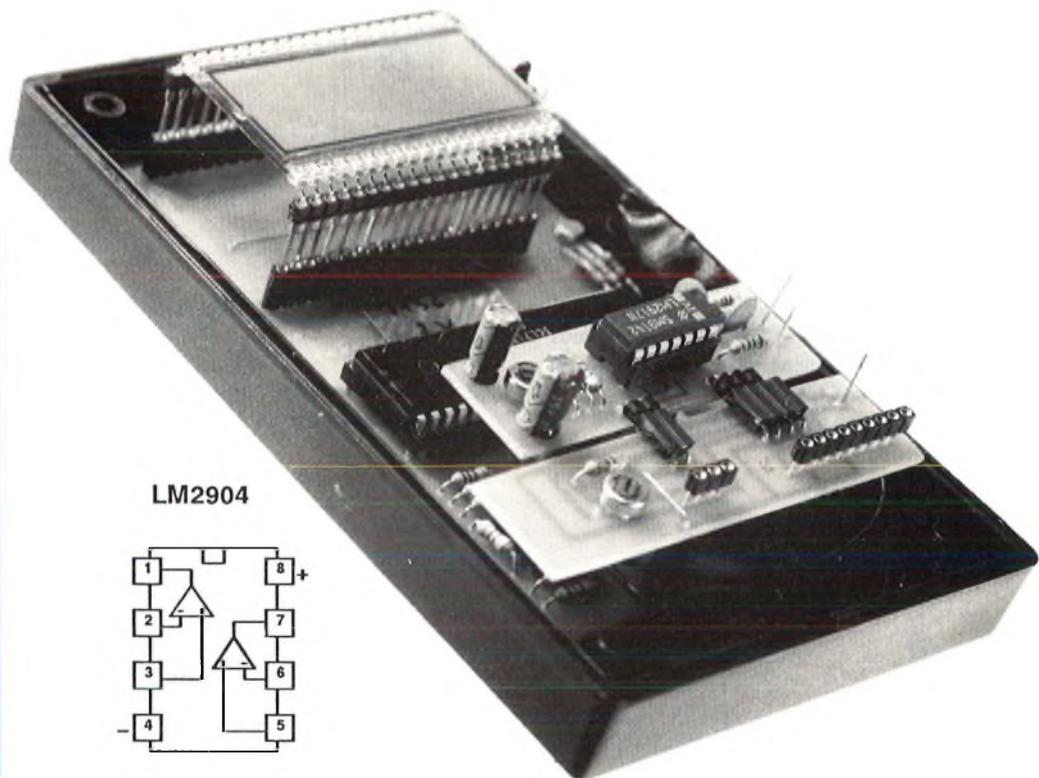
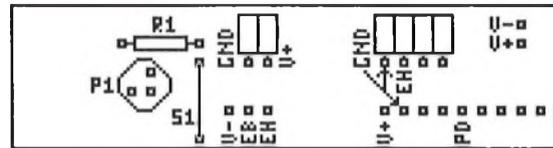
R1	47kΩ
P1	1KΩ
Un montage à LM2917	
Des tulipes coudées et à wrapper droites	

#### Pour la mécanique

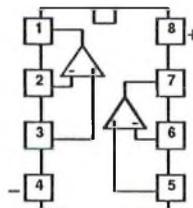
Un moulinet CHAUVIN-ARNOUX  
 Un axe laiton de 4mm L 200mm  
 et divers écrous de 4mm  
 Un morceau de tube PVC de mm 16  
 ext/13 int  
 Deux roulements à bille de type 624 (ext 13/int 4)



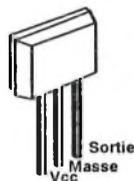
cuire et sérigraphie du circuit d'interface



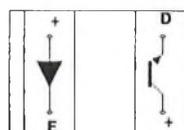
LM2904



UGS3020



TCST1000



## ON BRANCHE

### Les connexions

Elle seront effectuées conformément à la sérigraphie.

Le montage est mis sous tension à partir du module d'affichage. En faisant tourner le moulinet, cela doit fonctionner.

### Le réglage d'offset

Ajuster P1 pour obtenir un zéro parfait à vitesse nulle.



## Le réglage d'échelle

Il faudra régler l'ajustable sur la carte convertisseur à LM2917 pour obtenir l'affichage dans l'unité choisie (Km/h ou noeuds:Kts).

Le calibrage pourra se faire en voiture (par exemple), un jour de vent très calme (pour ne pas perturber la mesure). Il suffira d'ajuster pour obtenir un affichage de 100 à 100Kmh et de vérifier la linéarité sur toute la plage. Il vaudrait mieux faire cela à deux dans le véhicule !!

Le produit est à présent prêt à vous rendre le service désiré.

## VARIATIONS pour MAGNETIQUE

Voyons à présent les données techniques nécessaires à l'option magnétique:

### Le disque magnétique

Dans un disque du même format que l'optique, il suffira de percer 2 trous du bon diamètre (on trouve des petits aimants de 10mm pour tableau en librairie) et de les placer en opposition sur la périphérie, pour qu'ils affleurent à la surface inférieure du disque, et en face du capteur à effet Hall. Attention à l'orientation qui est critique: il faudra la vérifier à l'aide du montage capteur avant le collage définitif des aimants.

### Le circuit capteur

De mêmes dimensions que l'optique, il s'adapte dans le même coffret. Il est relativement nu de tous composants: seule une résistance vient charger la sortie signal. Le capteur sera bien sûr orienté face vers le haut, pour réagir correctement aux passages des aimants.

Le reste du montage reste totalement identique: le circuit d'interface convient toujours parfaitement.

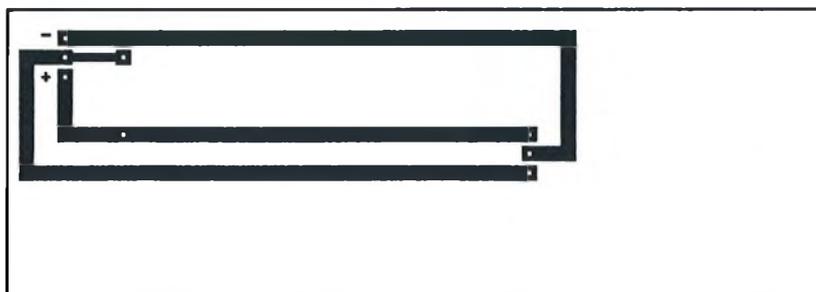
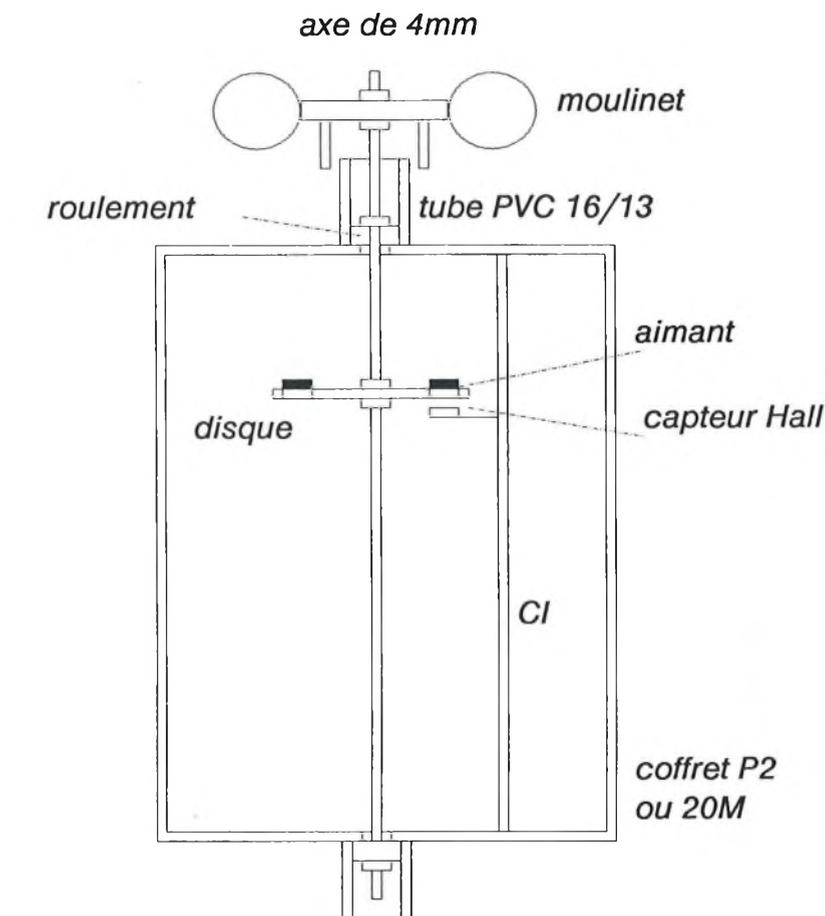
### La liste des composants

CPT UGS-3020T  
R1 2k $\Omega$

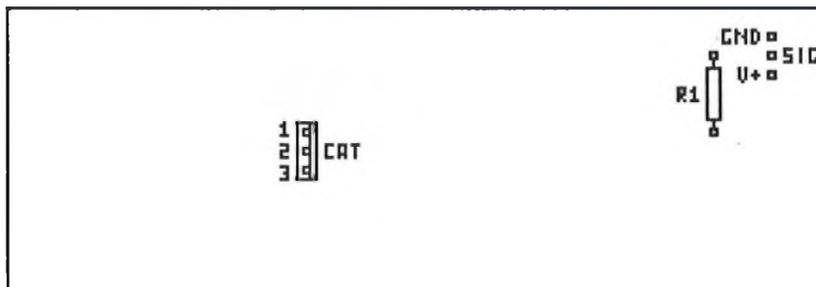
## CONCLUSIONS

Cette réalisation pose plus de réels problèmes mécaniques qu'électroniques.

Elle n'en reste pas moins passionnante à divers titres: mesure de vitesse de rotation et transmission longue distance



cuivre et sérigraphie du capteur magnétique à effet Hall



d'une fréquence, conversion en tension et rattrapage d'offset et d'échelle.

Pointons donc dans sa direction à toute vitesse !

LE FUTE

Elle constitue surtout le premier maillon de la mesure des paramètres du vent, dont la girouette constitue le second.



# LA STATION METEO

Maintenant que nous avons enfin réunis l'ensemble des équipements nécessaires à sa mise au point, nous vous proposons un court article destiné à vous donner quelques conseils, et quelques rappels, tous bien utiles pour réunir les données indispensables à ce projet et passer au stade de sa fabrication.



## LE CAHIER DES CHARGES

Quels sont les critères généralement requis pour la réalisation d'une station météo?

### Station FIXE ou PORTABLE

C'est un choix déterminant, car il conditionne l'alimentation en campagne, et donc la consommation, et par conséquent le type d'afficheurs. En effet, la station requiert une batterie de 5 afficheurs 3 1/2, qui en version LED vont consommer de l'ordre de 2 A minimum, alors que les versions LCD ne consomment rien. Mais la visualisation n'est pas aussi aisée: les LEDs sont beaucoup plus faciles à lire, spécialement en ambiance obscure.

Dans ce contexte, l'alimentation sera prévue sur batteries, rechargeables sur secteur.

La mécanique est également tributaire de ce choix, mais à ce stade, nous sommes contraints de vous laisser l'initiative.

### L'usage courant

Seul que vous soyez amateur d'ultra-léger motorisé, ou passionné de prévisions météorologiques, pêcheur à la ligne ou gérant d'exploitation agricole, vos soucis seront très différents: le sportif ULM ou parachutiste est préoccupé par les valeurs instantanées (vent, température et pression), mais le moissonneur serait plutôt intéressé par l'évolution à court terme. Certains modules optionnels seraient utiles dans ce cas précis.

## L'AFFICHAGE

Vous allez devoir choisir entre l'une des 2 versions: (LED) ou (LCD)

Les modules sont décrits dans les No 3 et 4 de HOBBYTRONIC (et disponibles dans la gamme de kit TORA sous les références 106 et 107)

Ils réclament une alimentation de 9 volts et fournissent un GND à 5 volts sous V+.

Ils peuvent s'adapter mécaniquement à une infinité de types d'implantations en

façade de coffret, par coupure éventuelle du circuit imprimé au niveau de l'affichage

Enfin il existe des caches afficheurs adaptés à ces produits, qui pourront assurer une finition quasi-parfaite.

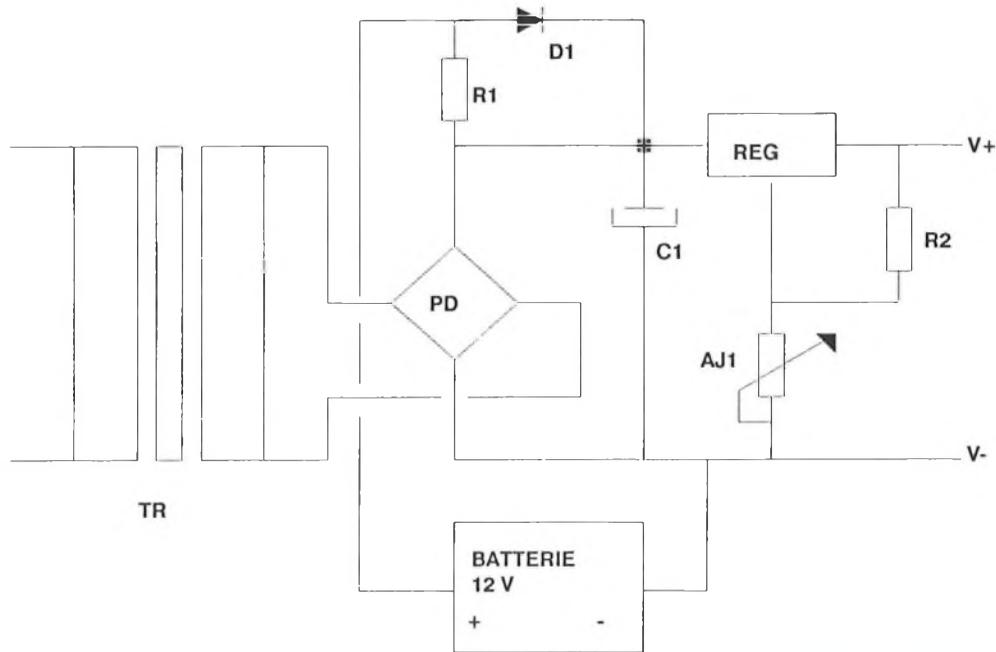
## L'ALIMENTATION

Elle reste simple dans sa version de base: elle doit fournir du 9 volts régulée et pouvoir éventuellement charger une batterie au plomb classique de 12 volts.

Nous vous proposons un montage simple et économique, mais il vous restera à déterminer, en fonction des types d'afficheurs, le nombre d'ampères requis, et donc la valeur des composants en limite. Nous vous donnons ici les valeurs extrêmes pour tous les afficheurs à LED et donc une limite absolue de 3 Ampères.

Un transformateur 220/12V 40VA fournira la puissance à la station en poste fixe. Un pont de diode de 3A et un condensateur de 4700uF 25V assurent la conversion en continu et le filtrage.





Un régulateur ajustable type LM338 nous assure une tension régulée en sortie et ajustée à 9 volts.

Une diode 3A et une résistance R1 commute et charge, respectivement, une éventuelle batterie 12 volts au pB, classique, pour automobile, dont la capacité aura été adaptée à vos besoins.

Ce type d'alimentation a déjà fait l'objet de divers commentaires dans les pages du No 2 traitant du LM317 et dérivés.

#### liste des composants

C1	1000uF 25V
R1	3.3ohms 5W
R2	220ohms
AJ1	2 kohms
PD	3A 400V
TR	220/12 40 VA
REG	LM338K

## L'ANEMOMETRE

Il fait partie de ce même numéro. Nous n'avons aucun commentaires particulier à ajouter. Voir en page 16

Il fera prochainement l'objet d'un KIT complet (avec les pièces mécaniques) dans la gamme TORA en version optique (peut-être aussi en magnétique)

## LA GIROUETTE

Elle aussi est traitée dans ce HOBBY, mais nous en profiterons pour compléter l'article, avec les valeurs des composants pour les variations que nous avons

malencontreusement oubliés (On voit ceux qui ne suivent pas...)

Elle fera également l'objet d'un KIT complet TORA, en version optique binaire. (et peut-être potentiomètre)

### Pour la variation magnétique

#### Liste des composants

R1	100kΩ
R37	1K
R2 à R36	1kΩ
AJ1	1K
C1	100uF 25V
I1 à I36	ampoules ils
IC1	CA3140

### Pour la variation paresseuse

#### Liste des composants

R1	4,7 kΩ
P1	5 kΩ
Rf	10 MegΩ
IC1	CA3140

## LE BAROMETRE

Ce merveilleux capteur fait l'objet d'un article en page 41 du HOBBYTRONIC No 4. Il fonctionne en alti-baromètre, mais qui peut le plus, peut le moins, il sera figé en baromètre seul sans difficulté. Disponible en KIT TORA sous la référence 110, il demande quelques précautions aux différents stades des réglages. Mais une fois au point, il permet un affichage fiable et juste de la pression atmosphérique, et le capteur fourni étant équipé d'une buse sur son boîtier, il autorise le montage d'un tuyau plastique du genre "aquarium" ou "lave-glace" pour y amener la pression issue du point géographique de votre choix.

## LES THERMOMETRES

HOBBYTRONIC No 5 page 4 traite du thermomètre double, mais SIMPLE dans sa conception. Ce produit capable de mesurer des températures de -40 à + 110 C est parfaitement adapté à cette station économique. Le support est prévu pour deux capteurs et permet d'afficher, alternativement, 2 mesures: sous abri et sous le vent par exemple...

Il fait, bien sur, l'objet d'un KIT TORA sous la référence 111.

## L'HUMIDIMETRE ou HYGROMETRE

Notre revue No 5 est décidément bien riche, et traite également, en page 6 de l'Humidité et de sa mesure de 5 à 100%. En dehors des vivariums, ce produit, en permettant de déterminer le taux de vapeur dans l'air, permet d'anticiper sur la formation des brouillards ou le givrage des carburateurs. Il reste un élément facultatif, mais utile de toute station météo.

Il est déjà sorti en KIT TORA sous la référence 112.

Son boîtier pratique, fourni avec le kit, permet son exposition aux intempéries en extérieur.

## LE MSAC

Ce Module de Décision, d'Alerte et Commutation (HOBBY No 6 page 26) qui s'intercale entre un module de mesure et



un capteur, et permet de fixer une fenêtre de valeur à la mesure, et de commuter ainsi, en fonction de celle-ci et de micro-switch associés, dans, dessous ou au dessus de ces valeurs, un buzzer et/ou un relais. Il se transforme en thermostat, en veilleur anti-gel, en alerte au vent fort, à une variation de pression en dehors d'une norme fixée par vous..

Il est disponible en KIT TORA sous le No 120.

Il est un complément idéal de votre station pour la transformer en veilleur diligent et infatigable.

## LE MINI-MAXI

Encore une petite merveille ! l'article page 41 du No 17 développe ce produit qui détecte et enregistre pour vous, le minima et le maxima d'une mesure donnée (toujours en tension).

Les faire réapparaître est une question de touche. C'est un module parfait pour vous transformer en météorologue averti, capable de communiquer chaque jour, les mini-maxi des valeurs clefs choisies: Température, vent maxi dans les rafales....

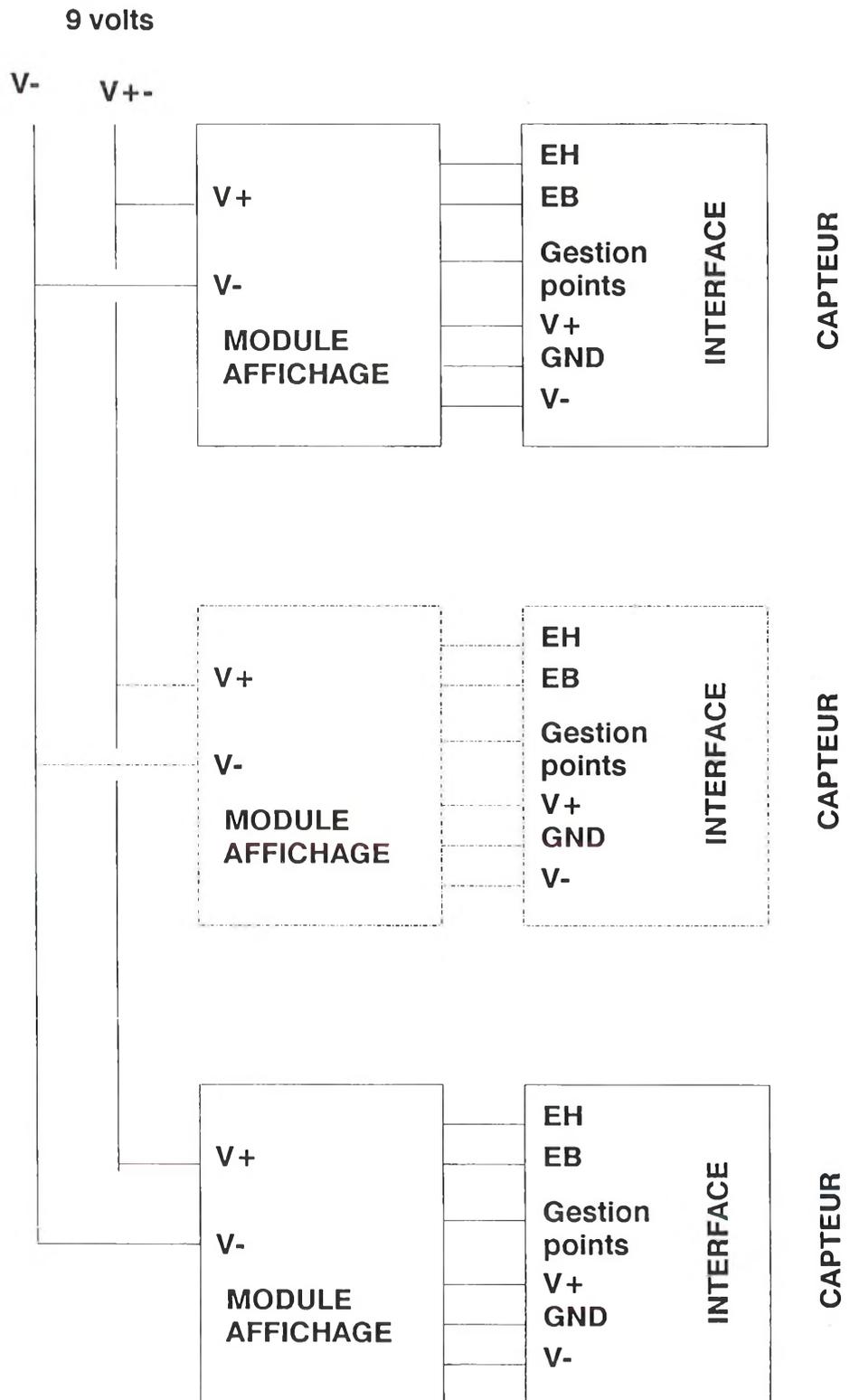
## CONCLUSIONS

Vous disposez de tous les outils nécessaire à la fabrication de cette station. Il vous reste à choisir votre coffret et vos modules.

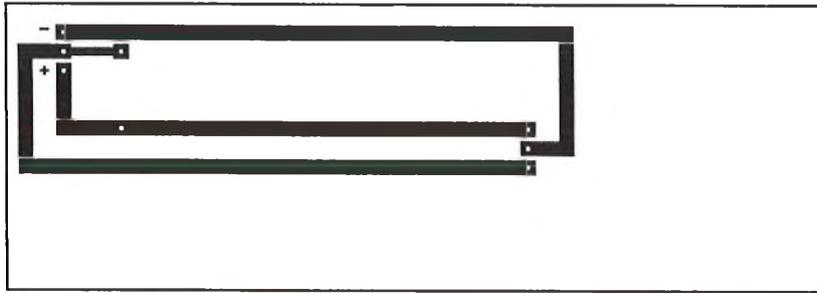
Son prix de revient moyen actuel (en KIT TORA) se situe aux environs de 2500 frs, tous modules compris (mais sans MSAC ou MINI-MAXI)

A vous de juger !

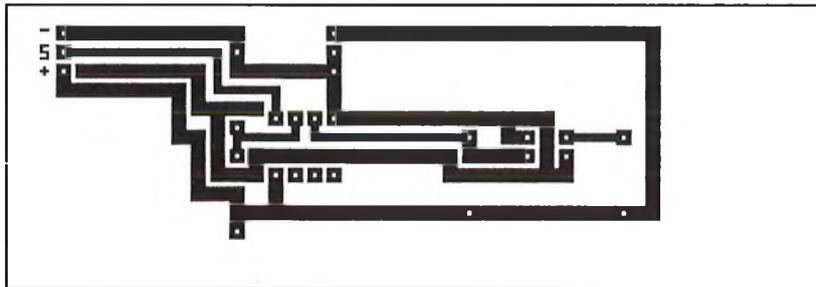
LE FUTE



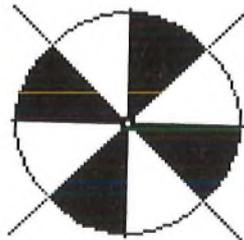




ANEMOMETRE VERSION MAGNETIQUE



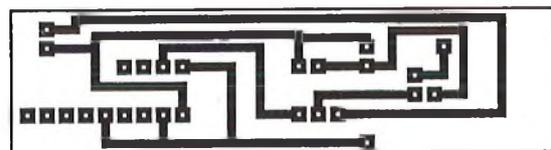
ANEMOMETRE VERSION OPTIQUE



DISQUE OPTIQUE



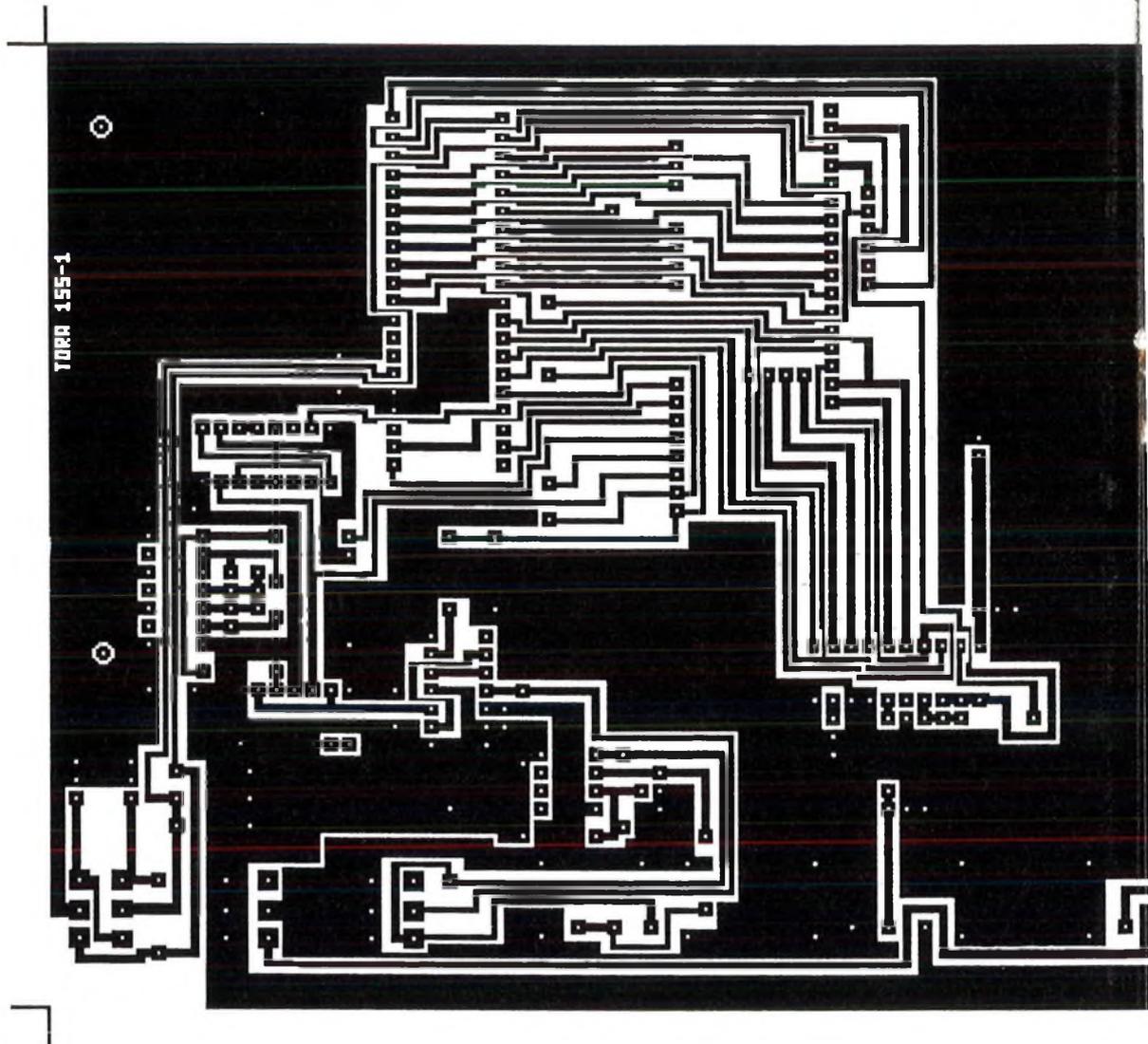
INTERFACE GIROUETTE



INTERFACE ANEMOMETRE

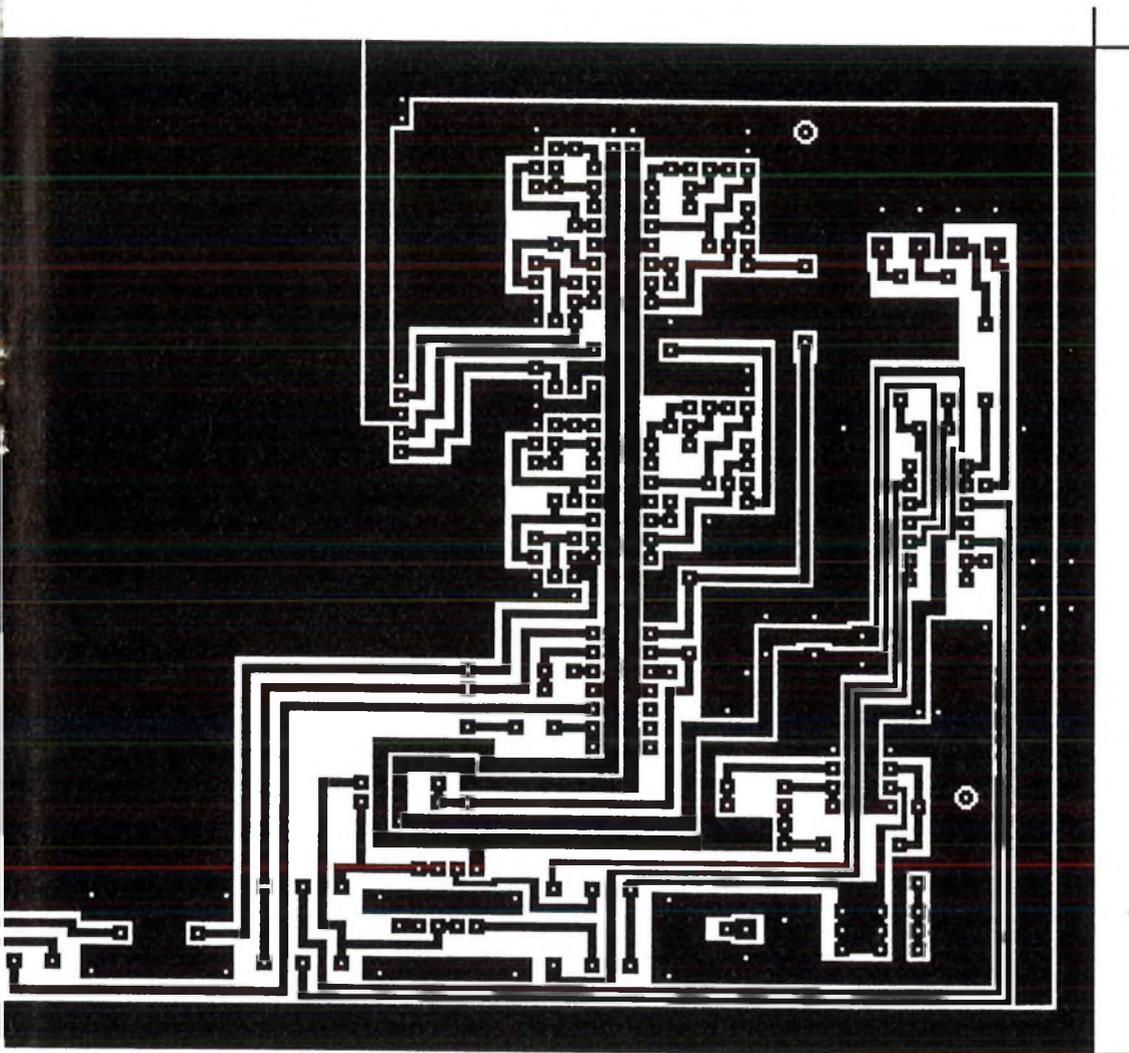




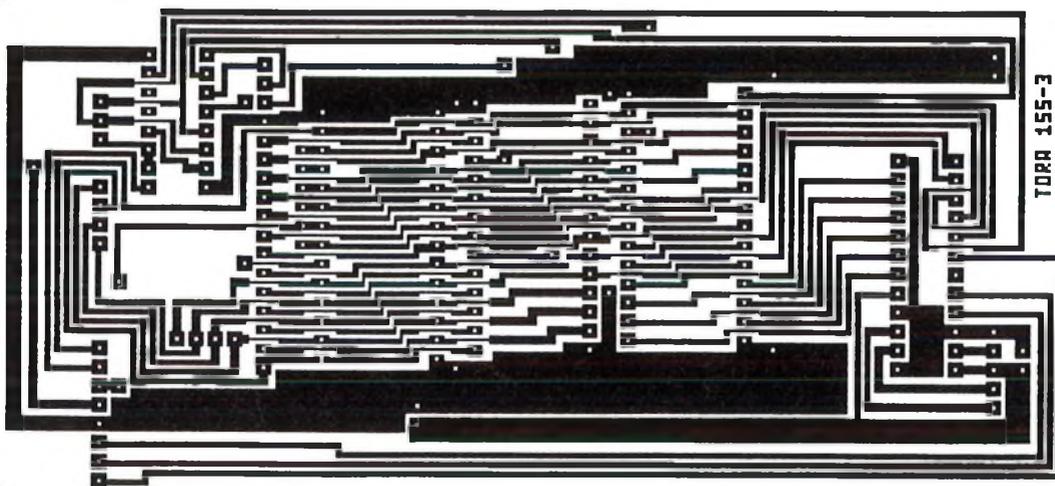


CARTE MERE TRUQUEUR DE VOIX





MEM. TORA 155

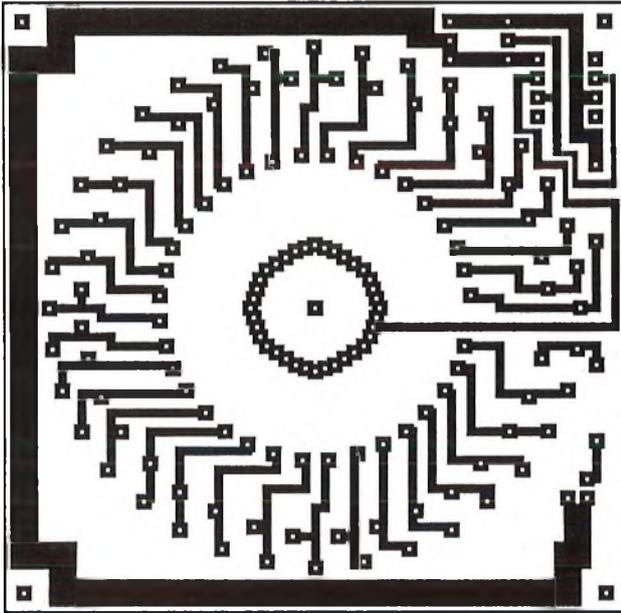


TORA 155-3

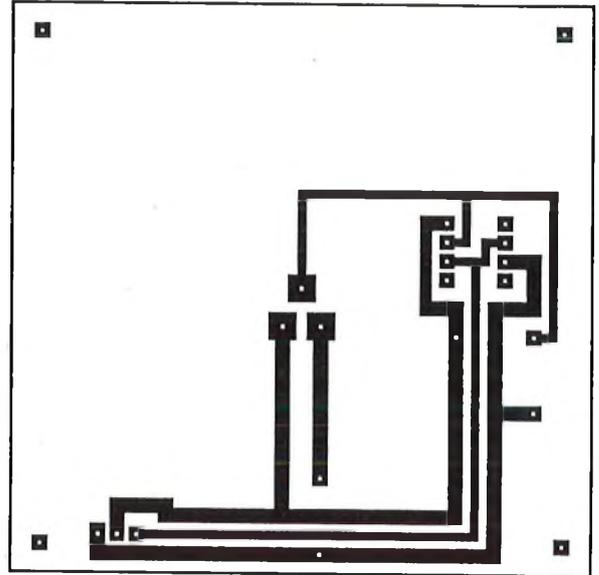
MODULE TRUQUEUR DE VOIX



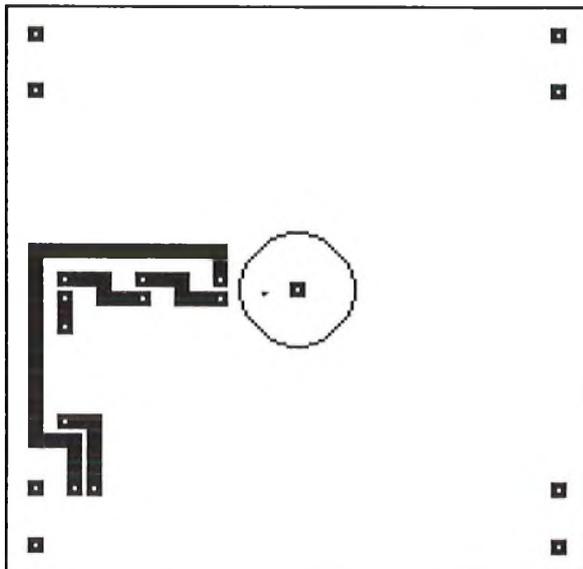




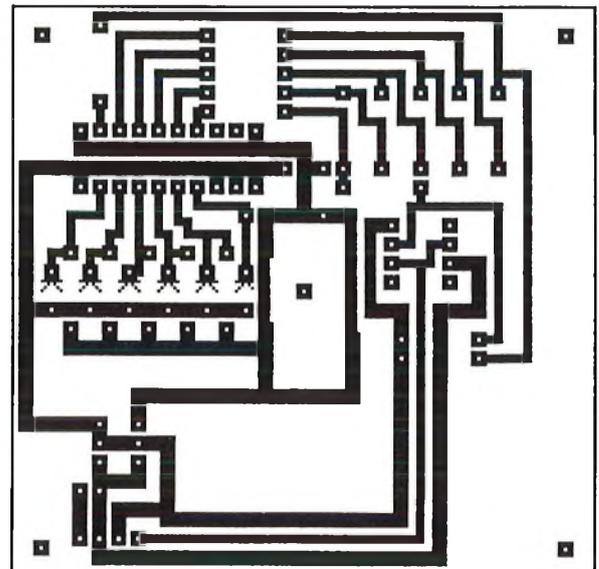
GIROUETTE VERSION MAGNETIQUE



GIROUETTE VERSION POTENTIOMETRE



GIROUETTE VERSION OPTIQUE  
CIRCUIT 1 : SUPPORT LED IR



GIROUETTE VERSION OPTIQUE  
CIRCUIT 2 : SUPPORT COMPOSANTS





# UGN3020T et UGS3020T commutateurs digitaux à effet Hall

Parmi tous les capteurs qui peuvent exister, la détection des champs magnétiques reste parmi celles qui posent le plus de problèmes.

Heureusement, grâce à la technique des systèmes à effets Hall, une nouvelle famille de capteurs magnétiques a pu voir le jour.

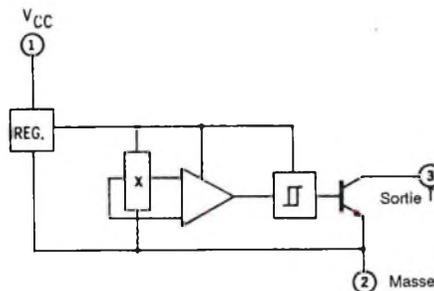
Les composants qui sont décrits dans cette Hobbythèque sont des commutateurs tout ou rien activés par la présence d'un champ magnétique. Leur principal avantage est d'avoir surpassé tous les défauts liés aux traditionnels ILS tout en conservant leurs avantages.

## Présentation

- Fonctionne depuis une source d'alimentation comprise entre 4.5 et 24V continus.
- Activable avec un faible champ magnétique permanent.
- Grande fiabilité. Elimine l'usure et les rebonds des contacts.
- Aucune pièce en mouvement.
- Taille réduite.
- Amplitude de sortie constante.
- Sortie compatible avec toutes les grandes familles logiques.

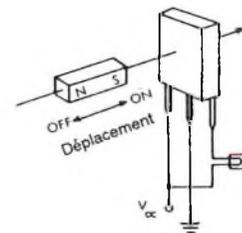
Les types UGN3020T et UGS3020T sont des commutateurs électroniques de faible coût activés magnétiquement en utilisant l'effet Hall pour détecter un champ magnétique. Chaque circuit comporte un régulateur de tension, une cellule à effet Hall, un amplificateur de signal, un trigger de Schmitt et un étage de sortie à collecteur ouvert, le tout étant intégré sur une simple puce de silicium.

Le régulateur intégré permet d'obtenir un fonctionnement stable indépendamment de larges variations de la tension d'alimentation. Un fonctionnement sur une très large plage de température est rendu possible grâce à un appairage parfait des composants ce qui peut être facilement obtenu à faible prix sur un circuit monolithique.



Ces deux circuits peuvent fonctionner jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100kHz.

La sortie du circuit peut être interfacée directement avec les circuits logiques bipolaires ou CMOS.



La densité de flux magnétique est donnée pour la surface sensible maximale du circuit. Cette surface se situe au centre et  $0.81 \pm 0.05\text{mm}$  en dessous de la surface marquée pour un boîtier T et  $0.30 \pm 0.05\text{mm}$  pour un boîtier U.

Pour référence, un aimant Alnico VIII de 5.38 mm de diamètre et de 4.75 mm de long ou un aimant de Samarium - Cobalt de 2,54mm de côté et de 1.02mm d'épaisseur ont approximativement un champ de 1200 gauss à la surface polaire.

La densité de flux décroît très rapidement quand la distance à un pôle augmente.

Par exemple, avec un aimant Alnico VIII donné précédemment parfaitement aligné et avec la surface polaire en contact avec celle marquée du boîtier, la densité de flux sur la partie active du capteur à effet Hall est approximativement de 850 gauss.

La densité de flux chutera à approximativement 600 gauss avec un espace de 0.79mm entre le boîtier et l'aimant.

## Fonctionnement

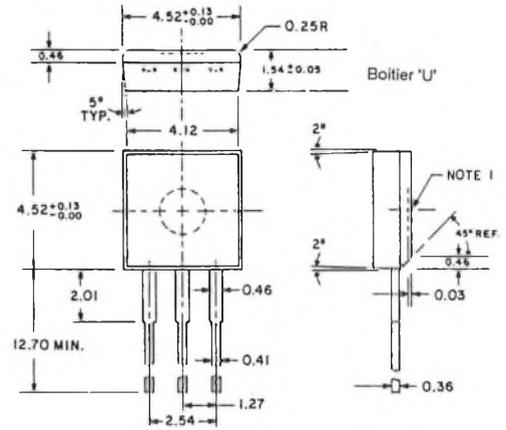
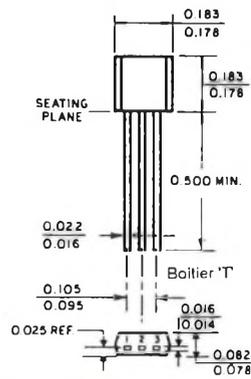
Le transistor de sortie est normalement bloqué (Off) quand le champ magnétique perpendiculaire à la surface de la puce est en dessous du seuil ou "point d'enclenchement". Quand le champ dépasse le "point d'enclenchement", le transistor devient passant (On) et est capable de tirer un courant de 25mA.

Le transistor repasse à l'état bloqué (Off) quand le champ magnétique repasse en dessous du "point de relâchement" qui est inférieur au "point d'enclenchement". Cela est illustré sur la courbe de transfert. La caractéristique de l'hystérésis fournit une commutation sans ambiguïté ni oscillations.



## Caractéristiques maximum absolues

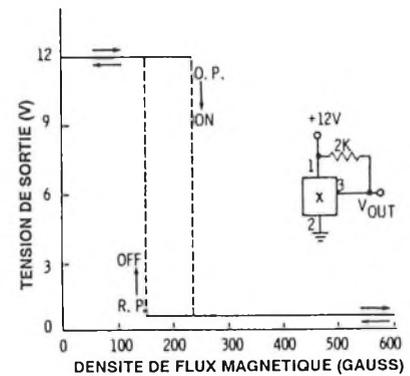
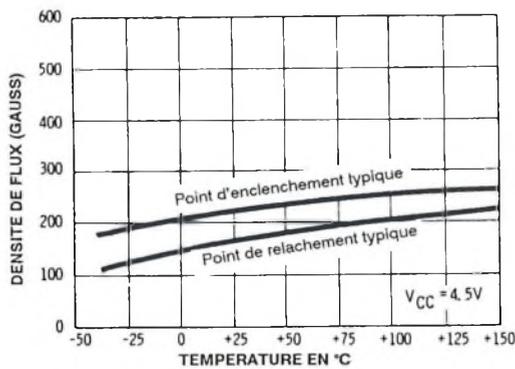
Tension d'alimentation $V_{CC}$	25V
Densité de flux magnétique B	Illimité
Tension de sortie Off $V_{outoff}$	25V
Courant de sortie On $I_{sink}$	25mA
Température de fonctionnement $T_a$	
UGS-3020T	-40°C à +125°C
UGN-3020T	.0°C à +70°C
Température de stockage $T_s$	-65°C à +150°C



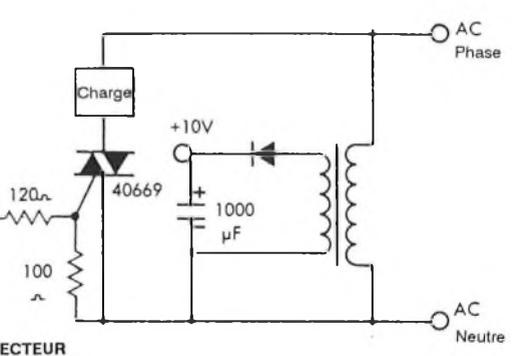
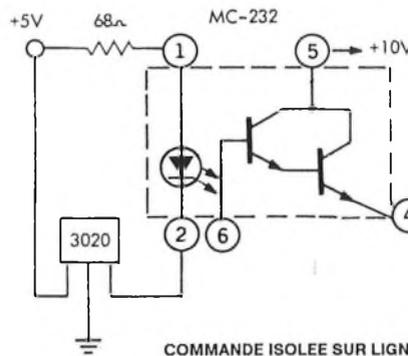
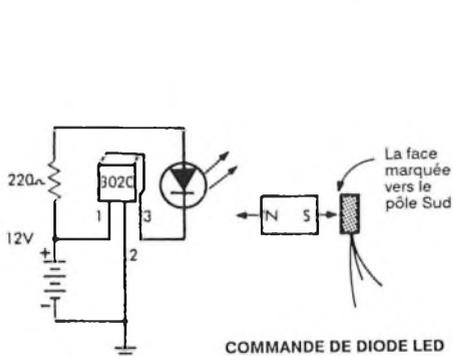
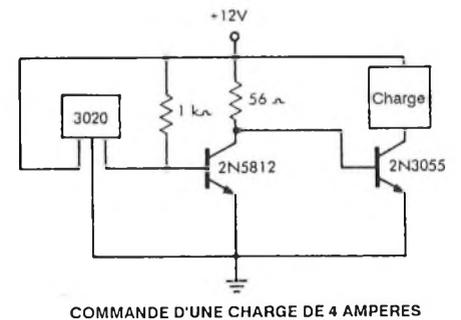
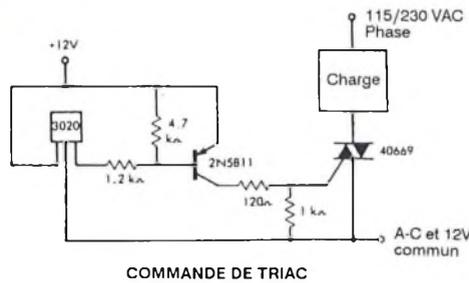
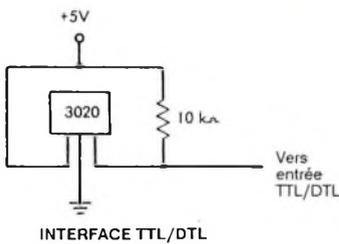
## Caractéristiques électriques à $V_{CC} = 4,5$ à 24VDC, $T_a = +25^\circ\text{C}$

Caractéristique	Symbole	Conditions	Min	Typ	Max	Unités
Point d'enclenchement	Bop		-	220	350	Gauss
Point de relachement	Brp		50	165	-	Gauss
Hystérésis	Bh		20	55	-	Gauss
Tension de saturation de sortie	Vsat	$B > 350\text{Gauss}$ , $I_{sink} = 15\text{mA}$	-	85	400	mV
Courant de fuite de sortie	$I_{off}$	$B < 50\text{Gauss}$ , $V_{out} = 24\text{V}$	-	0,1	20	$\mu\text{A}$
Courant d'alimentation	$I_{CC}$	$V_{CC} = 4,5\text{V}$ , Sortie Off $V_{CC} = 24\text{V}$ , Sortie Off	-	5,0 6,0	9,0 14	mA
Temps de montée en sortie	$T_r$	$V_{CC} = 12\text{V}$ , $R_l = 820\Omega$ $C_l = 20\text{pF}$	-	15	-	ns
Temps de descente en sortie	$T_f$	$V_{CC} = 12\text{V}$ , $R_l = 820\Omega$ $C_l = 20\text{pF}$	-	100	-	ns

Note: Les variations des points de commutation avec la température doivent être prises en considération dans les applications couvrant une large gamme de température.



## Applications typiques

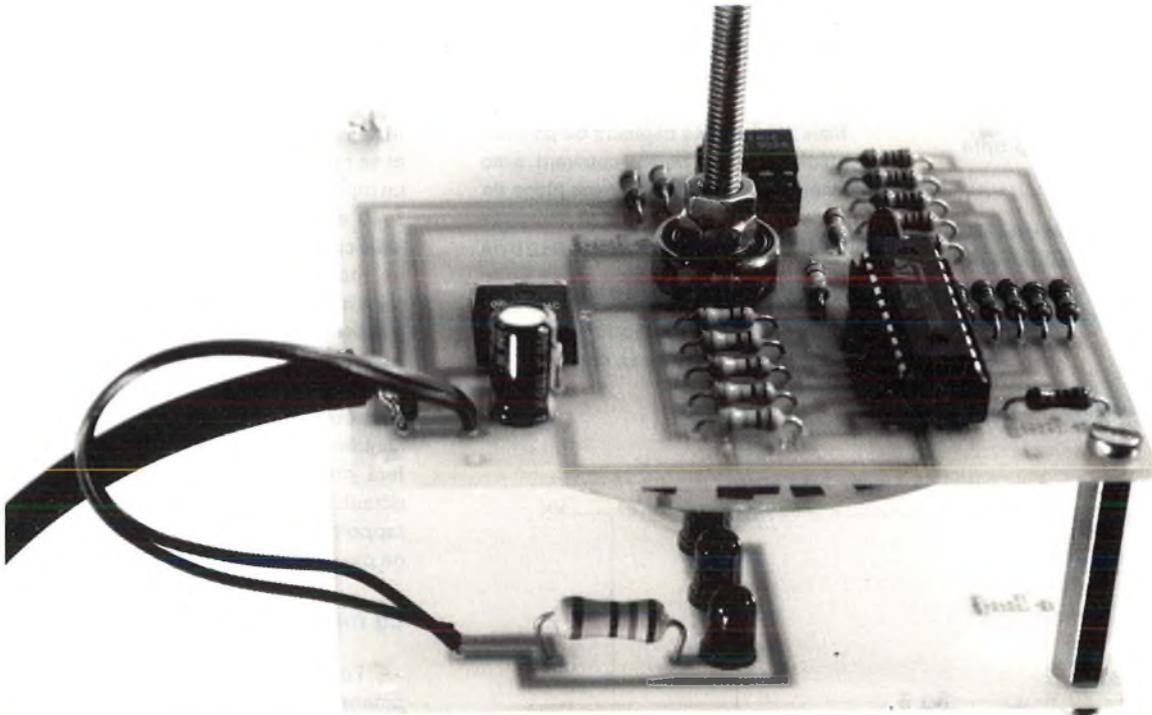


# La mesure de direction du vent:

## La GIROUETTE

### Une extension pour module 7106 ou 7107

Comme nous venons de le préciser dans ce même numéro, nous avons décidé d'en finir avec la mesure du vent: après l'anémomètre, il nous restait à traiter de la girouette. Ce second article traite donc de la mesure de direction du vent, en proposant plusieurs options quant au choix des capteurs et de la philosophie de mesure. Nous ouvrons ainsi la porte à toutes les autres mesures de position angulaire.



#### LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

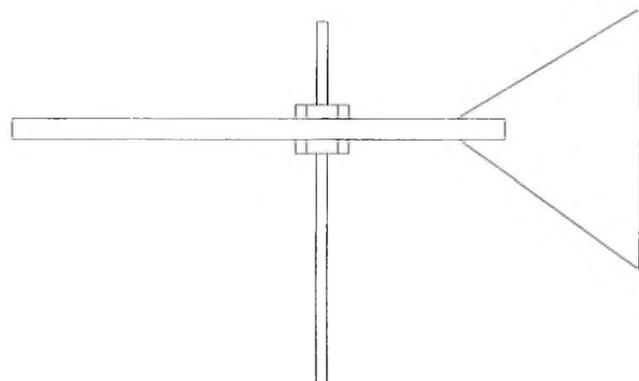
##### le capteur mécanique

Selon les lois sur l'équilibre stable, et celles de l'aérodynamique, tout objet plan, et fixé selon un axe vertical passant par ce plan, aura tendance à se diriger dans le sens du vent, et ce, du côté de sa plus grande surface.

Il existe une infinité de méthodes pour se construire une girouette (mécanique). Celle que nous proposons est simple et peu coûteuse. Elle résistera longtemps aux intempéries du monde extérieur. Un morceau de tube PVC électrique de 16 mm

ext (déjà employé pour l'anémomètre) d'une longueur de 30 à 40 cm sera fendu sur une de ses extrémités et sur 2 cm, à l'aide d'une scie à métaux. On glissera dans cette fente une petite plaque de PVC

découpée en triangle, dont on collera la pointe vers le tube. On percera ensuite de part en part du tube un trou de 4 mm de diamètre, dans le plan du triangle, et au centre du gravité du mobile. Un axe



constitué d'une tige filetée laiton de 4mm complétera notre équipement mécanique. En emprisonnant solidement notre tube entre 2 écrous et rondelles groover, il transmettra ainsi la position angulaire du plan du triangle aux capteurs électroniques.

### La mesure de position angulaire

A présent que notre axe recopie fidèlement la direction du vent, il s'agit de la retransmettre électroniquement vers l'unité d'affichage, généralement placée elle aussi (voir anémomètre) à longue distance. Il existe une foule de méthodes, mais toutes très complexes et coûteuses, ou présentant des petits (ou gros) défauts de fonctionnement. Tout réside dans le choix de la précision exigée: En fait, vu l'instabilité relative du vent, spécialement dans les rafales, une précision de l'ordre de 10 degrés semble satisfaisante (1/36ème de tour). Nous parviendrons même à mieux faire !

Comme pour l'anémomètre, nous exposerons ici plusieurs méthodes que nous avons testées, et nous vous laisserons seuls juges pour réaliser votre propre option.

La méthode générale retenue est celle de la recopie en tension. Les méthodes de comptage s'avérant plus lourdes à mettre en oeuvre, et pour une précision superflue. Nous en aborderons trois:

### La méthode paresseuse

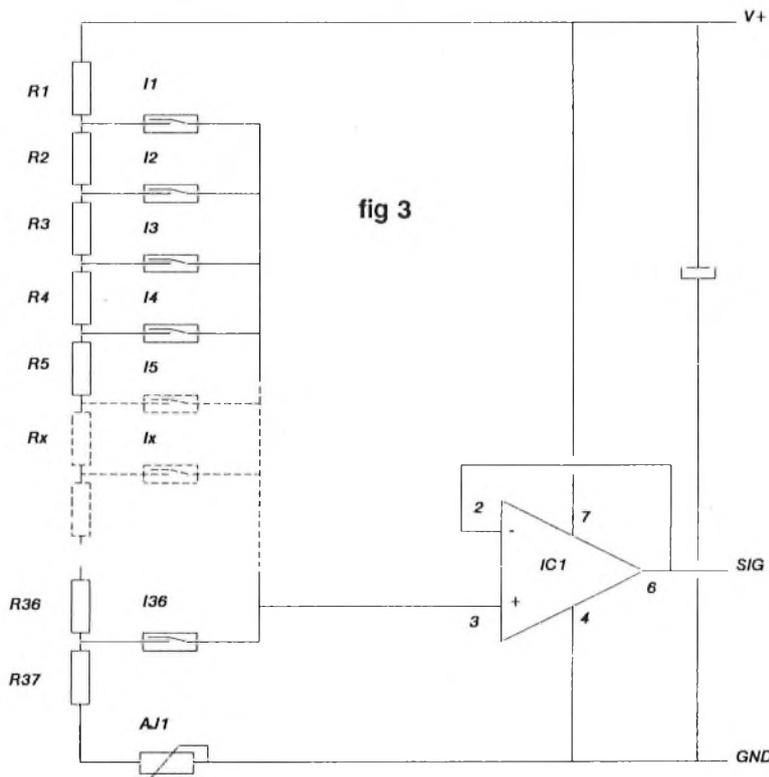
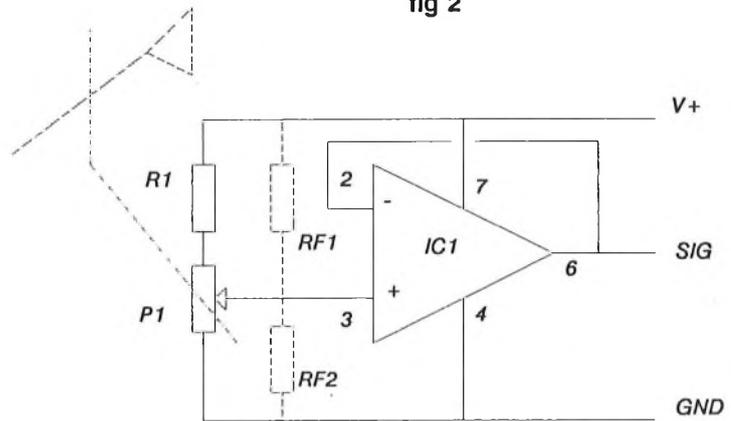


fig 3

fig 2



Dès que l'on parle de mesure angulaire, et de mesure de tension, on pense inévitablement à un potentiomètre. Hélas, ce genre de produit présente, pour notre application, plusieurs petits défauts: ils ont généralement une butée mécanique inacceptable et couvrent une plage limitée aux environs de 270 degrés. De plus, leur tolérance de linéarité est trop élevée pour ce type de mesure.

Mais il existe des capteurs de position de précision, sans butée, couvrant avec une linéarité inférieure à 1 % une plage de plus de 345 degrés, mais il subsiste toujours un trou de détection de 5 deg mini (pour éviter le court circuit de piste). Cette plage morte, et le prix du produit, sont les seuls obstacles à l'adoption de cette méthode rapide à mettre en oeuvre, fiable et précise (0,5%).

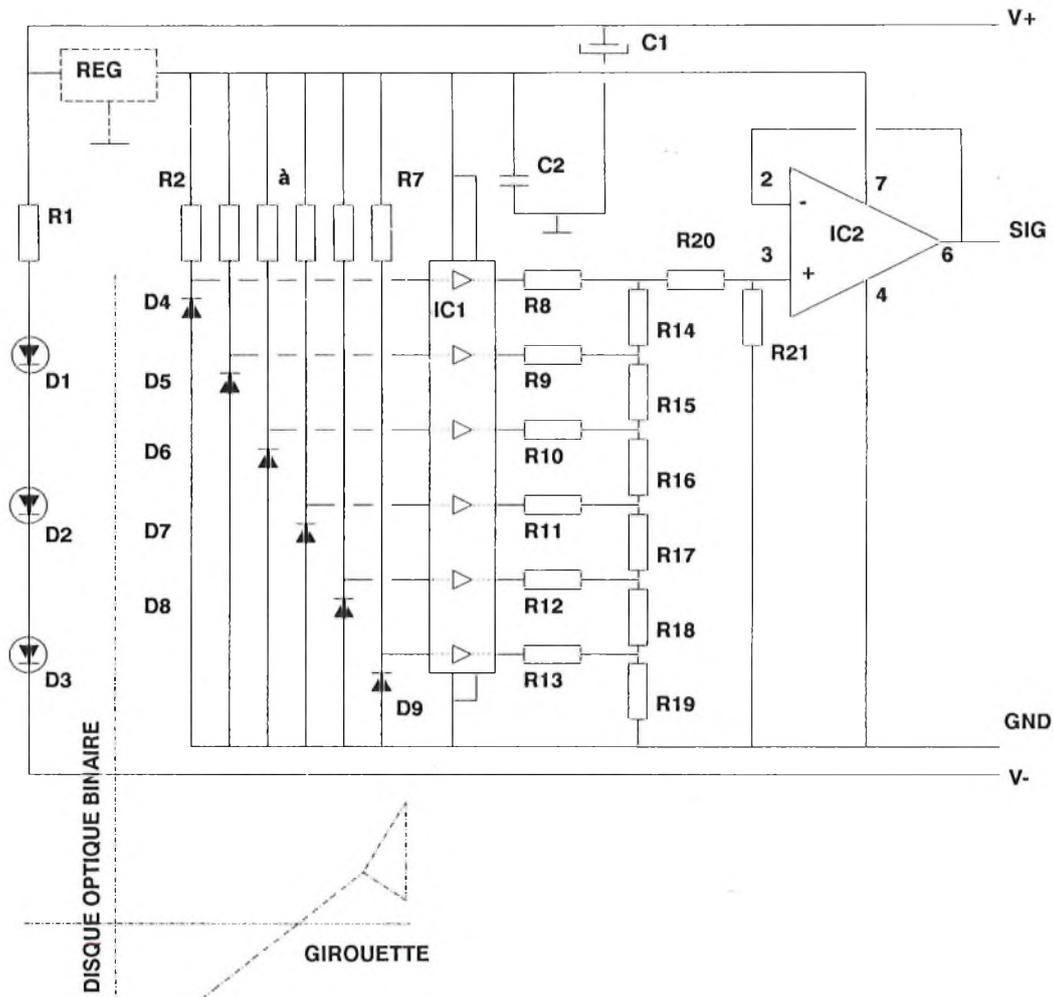
Un circuit imprimé simple supporte le potentiomètre, qui est lui-même directement relié à l'axe par un manchon réducteur 6,4mm/4mm, et cela vous fera économiser un roulement à bille au moment de la mise en boîte finale.

Le câblage se fera par 3 fils: alimentations + & -, et curseur recopiant la position par une variation de tension. Un ampli-OP monté en suiveur permet la mesure haute impédance de cette tension et sa retransmission en basse. Il nous faut un modèle qui descende bien à GND: le CA 3140 est notre favori dans ce domaine. Mais comme presque tous les ampli-OP, il ne monte pas jusqu'à V+. Aussi faut-il rajouter une résistance talon sur la ligne positive du potentiomètre pour limiter son excursion vers V/2. Il ne faut pas oublier non plus le "trou de 10 deg" où le curseur se trouve en l'air. Une résistance Rf à l'entrée du suiveur, soit à V+, soit à GND, fera prendre au signal cette valeur par défaut. Elle sera choisie très grande par rapport à la valeur du potentiomètre pour ne pas en influencer la recopie de tension.

### La méthode magnétique

Toujours selon de principe du potentiomètre, remplaçons la piste par une cascade de résistances de précision, et le frotteur par des interrupteurs magnétiques à lame (ILS) qu'un aimant tournant, solidaire de l'axe, viendra commuter. Reportez vous à la figure 3 pour mieux suivre la démonstration. Chaque position de l'aimant, à la verticale d'un ILS fermera celui-ci. Tous les ILS étant reliés entre eux à une ligne de sortie unique, la tension sera proportionnelle à la hauteur de l'ILS sélectionné: soit P sa position à partir du talon Rt et R la valeur des résistances inter-ILS, alors  $V_{out} = V_x R_{total} / (R_t + P_x R)$ . Si l'aimant, entre 2 ILS, les fait coller ensemble, on obtient une valeur d'autant plus proche de la moyenne que la résistance placée vers V+ est élevée. Le résultat est une précision de l'ordre de 6 degrés.

fig 4



Un suiveur en sortie joue le même rôle que dans le cas précédent.

Cette méthode s'avère très jolie (voir photo de couverture), mais pas très réaliste. La mise au point de la position de l'aimant est une phase délicate. Il doit être bien orienté sur son support pour bien faire coller les ILS et pas trop puissant, ni trop près, pour ne pas les coller en trop grand nombre. Un travail de patience pour la mise au point...!

### La méthode optique

Pour créer une alternative, nous avons pensé réactualiser une méthode optique de codage binaire, suivie d'une conversion digitale/analogique de conception simple et économique. Elle s'avérera être la solution la plus fiable après celle du potentiomètre, mais sans l'inconvénient du "trou" de détection et pour un prix global hélas pas beaucoup plus économique: le montage nécessite beaucoup de composants, et plusieurs circuits imprimés.

Un certain nombre d'interrupteurs optiques seront placés en rayon d'un disque, lui même segmenté en surfaces opaques à l'infra-rouge (voir figure 4).

Suivant la position du disque, chaque capteur prend un état 0 ou 1 suivant qu'il reçoit (ou non) le rayonnement émis. Avec 6 capteurs, on obtient bien évidemment  $2^6=64$  possibilités, soit une précision de  $360/64=5$  deg, ce qui nous a semblé adapté à ce type de mesure. Plus de précision requiert plus de capteurs et plus de pistes en circonférence, ce qui complique ici inutilement la réalisation.

Une interface logique assure des états hauts et bas de parfaite qualité: un suiveur HCT573 permet cette perfection dans la recopie d'états. En effet, seule cette série de suiveur présente une bonne constante dans la valeur en tension de ses états de sortie: ce qui est ici indispensable.

La conversion D/A est confiée à un système à résistances de précision du type  $2R/R$ , qui constitue, en principe, la technique interne des convertisseurs D/A. La démonstration est intéressante à suivre: toutes les entrées à 0 et l'état de sortie est de 0 (facile). Si seule l'entrée supérieure est à 1, toutes les autres en partant du bas ont, comme circuit équivalent,  $2R$  sur  $2R$  (théorie des résistances en Parallèle), ce qui donne un parfait diviseur par 2, et donc  $V/2$  dans ce cas. Tracez les circuits équivalents de chaque cas, et vous aurez

la joie de retrouver la conversion binaire-tension attendue, le poids faible en bas, bien sur.

Le montage logique ne consomme que peu de courant. Par contre les diodes infra-rouges vont demander jusqu'à 30mA. Afin de ne pas fausser le zéro de mesure et d'assurer l'alimentation du montage par les modules 7106/07, il nous faut assurer la séparation de la masse LED (V-) de la masse mesure (GND).

### La transmission du signal

Un ampli OP de qualité, capable de descendre à la tension d'alimentation est requis pour être monté en suiveur de tension, et assurer ainsi une transmission basse impédance de la tension vers le module de mesure. Mais il ne montera toujours pas à  $V+$ . Dans le cas d'une alimentation indépendante, avec régulateur, cela ne posera aucun problème, car  $V+$  sera plus élevé que la tension maxi de l'étage de mesure. Mais, dans le cas contraire, une division de tension s'impose à l'entrée de l'ampli-OP suiveur. Une division  $2/3$  sera suffisante, et avec des valeurs de résistances élevées devant celles de la conversion D/A qui les précèdent.



## La conversion d'échelle

Comment convertir une excursion de tension de 2 ou 5 volts en 360 mV pour obtenir un affichage direct en degrés sur le module (dont l'excursion maxi est de 2000 mV)?

Une division de tension est donc effectuée près de l'étage d'entrée du module d'affichage, à l'aide d'un ajustable de faible valeur, qui servira de calibrage d'échelle, en réglant la pleine course à 360mV. Un suiveur est alors requis, avec sa forte impédance d'entrée, pour ne pas influencer la mesure.

## Le rattrapage d'offset

Les pertes de signal en ligne dues à la longueur (et à la résistance du câble) et les inévitables défauts des l'ampli-OP suiveurs conduisent à un léger offset que nous pouvons corriger de la même façon que pour le montage anémomètre: un décalage de EB (entrée basse du module d'affichage) par rapport à la masse d'alimentation générale est assuré par une résistance talon et un ajustable.

## L'affichage

Un des modules à 7106 (LCD) ou 7107 (LED) (HOBBY No 3) est requis pour ce faire. Ses entrées EB et EH seront reliées respectivement à l'ajustable de correction d'offset et à la sortie du suiveur. L'alimentation ayant un point commun avec celle à mesurer, le strap EB-COM sera mis en l'air.

## L'alimentation

Elle sera assurée par le module d'affichage, qui transmettra V+, V- et le GND qu'il génère. Il sera lui même alimenté en 9 volts régulé. (Une pile n'aurait pas, en la circonstance, une très longue durée de vie.)

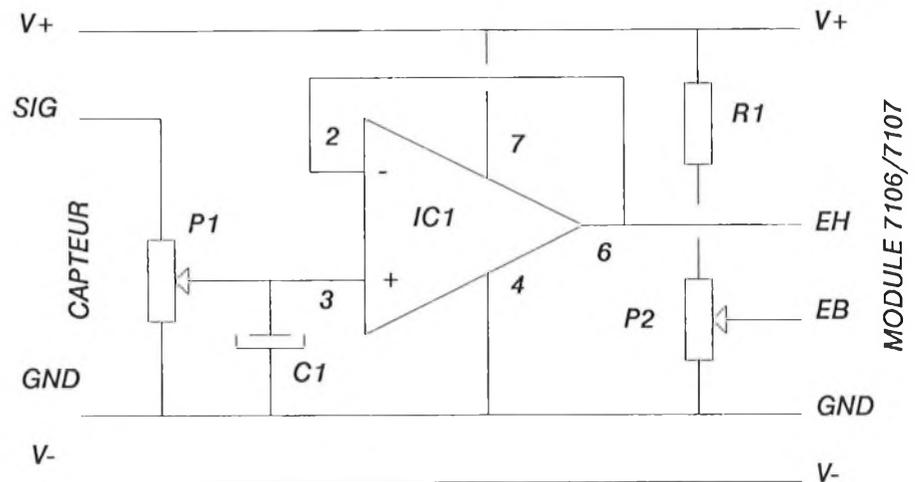
## SCHEMA DE DETAIL

Pour la version optique

## Le capteur

Les trois LEDs infra-rouge seront alimentés en série, entre V+ et V- direct et au travers de R1 qui vient en limiter le courant à 30mA environ (pour 9V).

Un régulateur est prévu, facultatif, dans le cas d'une alimentation séparée pour le capteur et l'étage de mesure. Il limite dans ce cas la tension Vreg à 5 volts et rend inutile le pont diviseur R20/R21 (R20 sera remplacée par un strap). Dans le cas de



l'alimentation unique par le module, c'est lui qui est remplacé par un strap.

Les diodes réceptrices infra-rouge voient leurs anodes reliées à GND et leurs cathodes reliées à Vreg par un pont de résistances égales R2 à R7. Les cathodes (et pied des résistances) sont reliées aux entrées des suiveurs de IC1, dont les sorties attaquent le convertisseur D/A constitué par les résistances R8 à R19. Deux suiveurs de IC1 ne sont pas utilisés, la broche 1 (OE/) est reliée à GND et la broche 11 (LE) à V+.

Les résistances R20 et R21 constituent le diviseur d'entrée de IC2 monté en suiveur de tension non-inverseur.

Le condensateur C1 filtre l'alimentation globale du montage et C2 filtre le 5 volts pour IC1 (monté très près).

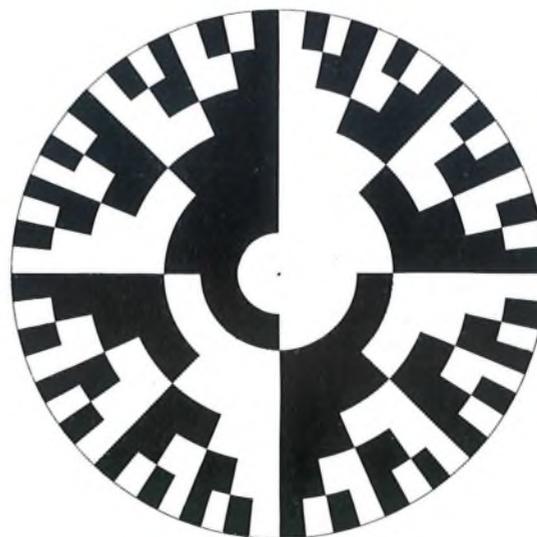
Les liaisons entrées-sorties pour V+, SIG, GND et V- seront effectuées avec du câble blindé, GND et V- assurant le blindage pour SIG et V+.

## Le circuit d'interface

Il retrouve les entrées sorties (bien sur) et relie le montage au module 7106 ou 7107 (par le brochage désormais classique pour les habitués: alti-baromètre, thermomètre, capteur d'humidité et MSAC...)

Un ajustable P1 effectue la conversion d'échelle avant d'attaquer le suiveur IC1. Une résistance R1 et l'ajustable P2 assurent la correction d'offset.

Le condensateur C1 est placé à l'entrée du suiveur pour "laminer" les fluctuations intempestives de direction du vent dans les rafales. Il sera adapté à votre goût de la stabilité (de 100nF à 47uF).



## REALISATION

### Les circuits imprimés capteur

Ils sont au nombre de trois avec le disque optique binaire:

Le premier supporte simplement R1 et les 3 LEDs IR. Mais il servira aussi de support au roulement de soutien et à l'axe: il facilitera ainsi le centrage, le montage du produit final, et la phase de réglage.

Le second supporte le reste de l'électronique de mesure. Les diodes de réception IR sont prévues d'être soudées sur la face cuivre pour se trouver seules faces au disque binaire. Elles seront soudées avec une petite cale, afin de les espacer de la surface: les pattes doivent juste affleurer du côté composants. Les autres composants prennent place à plat sans trop de difficultés. En cas d'alimentation par les modules, REG sera remplacé par un strap d'une extrémité à l'autre (par dessus la broche masse en l'air). IC1 et IC2 seront placés sur des supports. Le centre des circuits seront percés d'un trou de 8 ou 9mm, pour laisser passer l'axe et les entretoises, mais pas les roulements, pour lesquels un espace est réservé.

### Le circuit imprimé d'interface

Il est étudié pour se placer directement sur un des modules à 7106 ou 7107, sur lequel il trouvera son alimentation V+, GND et V-. Il rappelle en cela ceux déjà nombreux, dont l'anémomètre dans ce même numéro.

Il supporte deux ajustables et un IC sur support. Il ne pose pas de problème particulier. Les plots de sortie sont nets et sur la gauche.

### La liste des composants

#### Pour le capteur

R1	180 $\Omega$
R2 à R7	220 k $\Omega$
R8 à R13, R19	20 k $\Omega$
R14 à R18	10k $\Omega$
R20	2,2 Meg $\Omega$
R21	1 Meg $\Omega$
C1	100uF 25V
C2	100nF
D1 à D3	LD271 ou équivalent
D4 à D9	BP104
IC1	HCT 573
IC2	CA3140
REG	R7805 (facultatif)
(à ne pas mettre si alim module)	

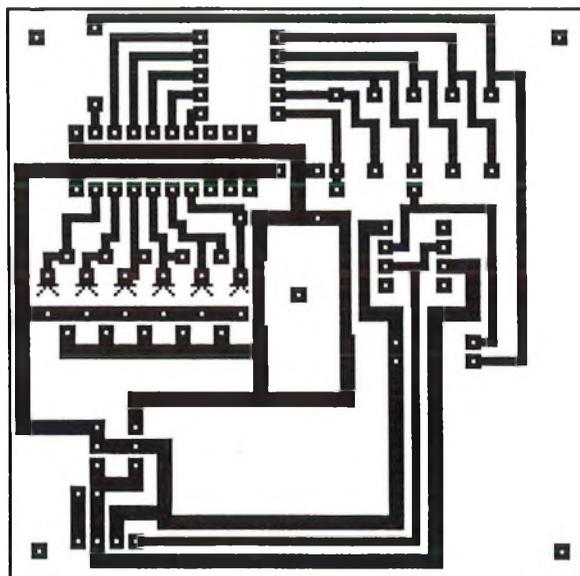
#### Pour l'interface

P1	1K $\Omega$
P2	1K $\Omega$
R1	47K $\Omega$
C1	100nf à 47uF
IC1	CA3140

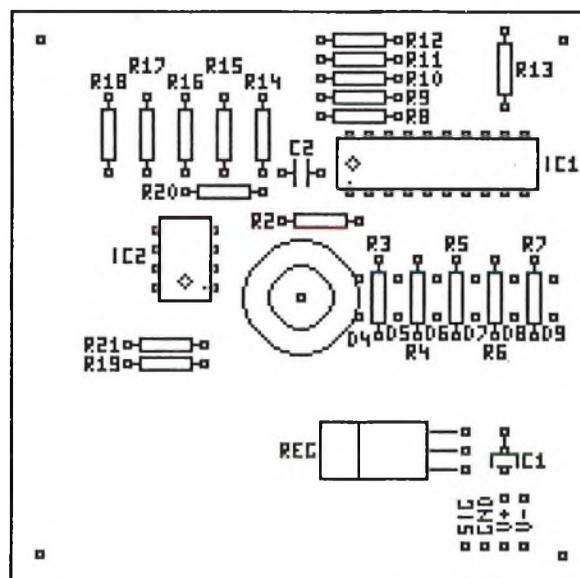
#### Pour la mécanique

Un axe laiton de 4mm L 200mm et divers écrous de 4mm  
Un morceau de tube PVC de mm 16ext /13int  
Deux roulements à bille de type 624 (ext13 /int4)

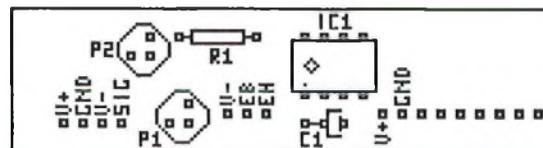
Quelques entretoises filetées (8) et non filetées



cuivre et sérigraphie du capteur binaire composants



cuivre et sérigraphie de l'interface au modules 7106/07



## Le montage

Les deux circuits imprimés seront fixés ensemble par des entretoises de 25mm.

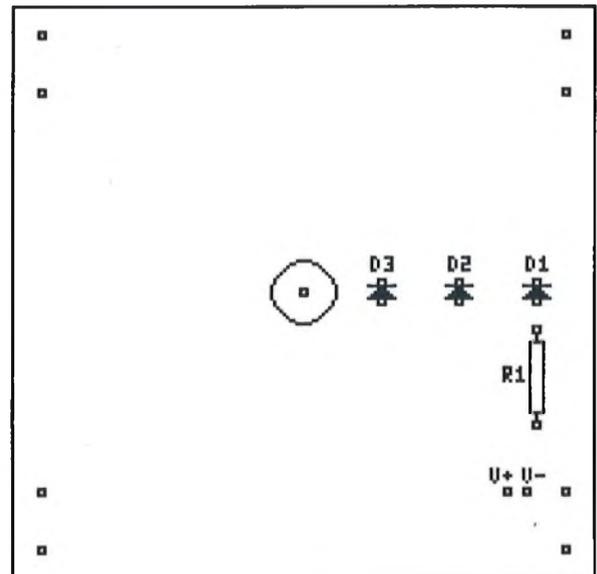
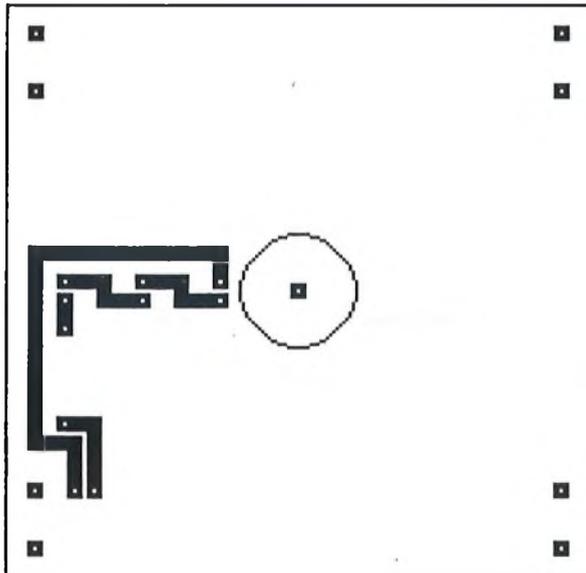
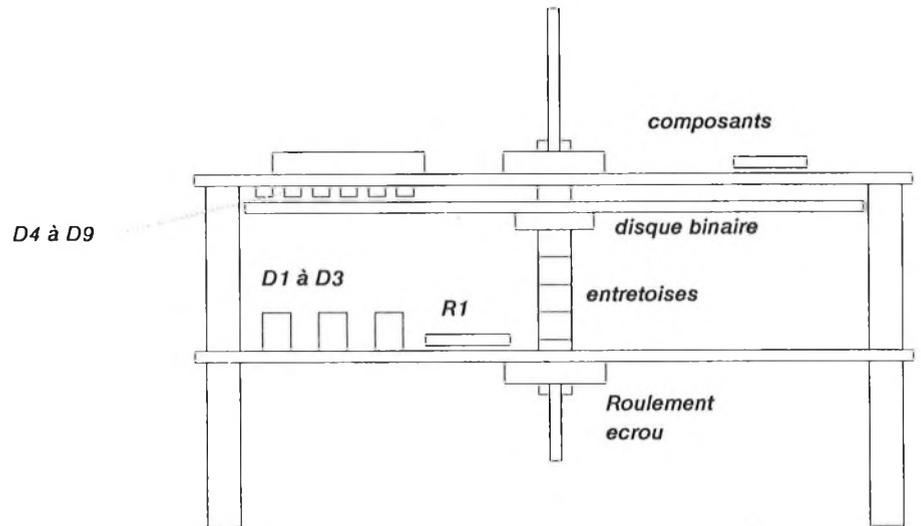
(Voir en figure 8 pour mieux comprendre le but à atteindre).

Le circuit 1 (diodes) en bas, le circuit mesure récepteur en haut.

La face diodes émissives vers le haut, en vis à vis des réceptrices.

Enfiler sur l'axe un écrou, un roulement, 4 entretoises plastiques de 5mm et une rondelle groover. Passez cet axe au travers du CI inférieur (support des LEDs) et enfiler le disque binaire, la face cuivre vers les diodes réceptrices, et terminez par une dernière entretoise de 5mm. Traversez le circuit du haut, placer le 2nd roulement et terminer par un écrou pour serrer modérément le tout en centrant les roulements à l'aide de la sérigraphie. Si les trous des circuits ont été faits au diamètre des entretoises, le centrage sera automatique et parfait. Le disque binaire sera lui aussi percé juste à 4 mm pour éviter le flottement. Un bon ajustage garantit un fonctionnement irréprochable. On s'arrêtera à cette étape afin de procéder aux réglages et tests avant la mise en boîte.

fig 8



cuivre et sérigraphie du circuit binaire optique support des LEDs IR



## ON BRANCHE

Les connexions avec l'interface sont simples (câble double blindage).

L'interface est placée sur un module, lui-même alimenté sous 9 volts.

Un affichage est en principe immédiat, mais erroné.

### Réglage d'offset

Avant la mise en boîte, il est bon de finir tous les réglages. En plaçant à l'oeil, la piste binaire sans cuivre du tout, vous êtes en principe à l'état 0. Ajustez P2 pour obtenir un zéro parfait.

### Réglage de d'échelle

Déplacez le disque d'un cran sur la gauche, vers la piste pleine, tout à l'état 1. Ajustez à présent P1 pour obtenir 360 sur l'afficheur.

Vérifiez à présent le bon déroulement à chaque rotation. Un défaut peut provenir d'une mauvaise position du disque, qui doit être très près des diodes réceptrices et bien centré.

## LA MISE EN BOITE

Dés que tout fonctionne correctement, on pourra poursuivre la mise en boîte.

Le modèle de coffret conseillé est le 30M (MMP) ou P3 (TEKO).

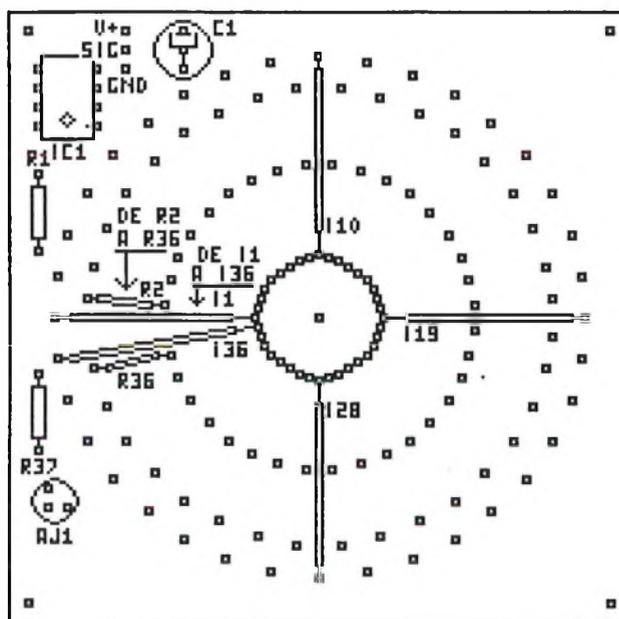
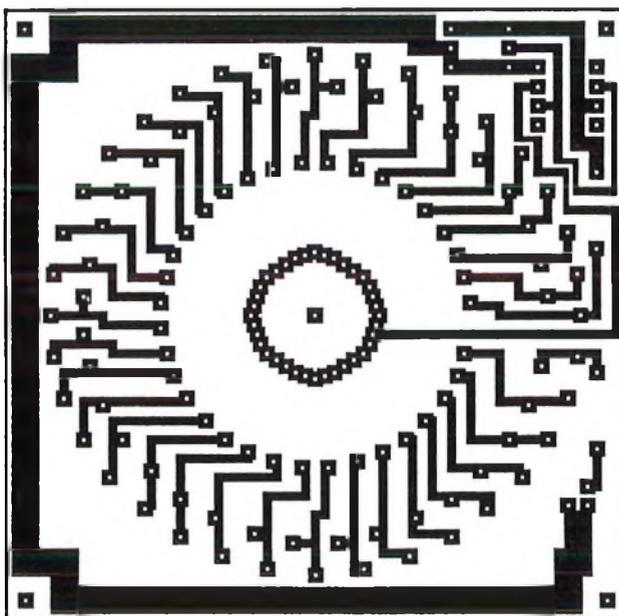
### La fixation du montage capteur

Il se fixe au centre du couvercle et l'axe de la girouette ressortira par le fond du coffret, qui sera donc orienté vers le haut, assurant ainsi une bonne étanchéité. Il faut de nouveau 4 entretoises pour pouvoir placer le roulement et le bout de l'axe qui dépasse.

Un trou de l'ordre de 8 mm sera fait au centre du fond pour laisser passer le plus grand bout de l'axe.

### L'étanchéité du mat

Elle sera assurée par un morceau du tube PVC de 16/13 qui a servi pour la confection de la girouette, fixé au fond, centré sur le trou, par de la colle PVC. Ce trou sera rempli de graisse. Et pour assurer une bonne étanchéité à la pluie battante, un morceau de tube fermé (genre médicaments courants: aspirine ou vitamines C, c'est la saison !) percé à 4 mm et placé à l'envers, protégera l'entrée du tube. Enfin la girouette sera placée au



sommet du mat et fixée entre deux rondelles groover et deux écrous.

Le câble sortira par le couvercle devenu fond. Et le tout sera fixé près de l'anémomètre, sans se gêner mutuellement et en dehors de toutes perturbations.

## VARIATIONS MAGNETIQUES

Nous vous proposons, à tout hasard, mais sans conviction les circuits destinés à réaliser cette version.

### Le circuit avec ILS

Du même format mécanique que son prédécesseur, il est très dense et demandera un certain soin au montage des ILS qui sont tout de même fragiles au point de pliage des pattes.

### Le disque magnétique

Un disque en epoxy pourra servir de support à l'aimant unique. Il faudra s'inspirer des conseils donnés dans l'article anémomètre.

Attention à l'orientation de l'aimant



## VARIATIONS PARESSEUSES

Nous vous offrons également le circuit imprimé pour le montage à potentiomètre.

Il aura peut-être du succès auprès de quelques uns, qui en auront acceptés les inconvénients, en vis à vis des avantages.

## CONCLUSIONS

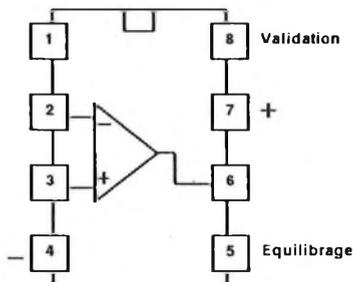
Si vous êtes arrivés au bout de cet article, et que vous êtes un fidèle lecteur de notre revue, vous disposez à présent de tous les équipements pour réaliser une station météo complète: baromètre, thermomètre double, humidimètre, anémomètre et enfin girouette. Les amateurs de vols à moteur ou parachutisme sportif seront comblés. Nous avons consacré un article récapitulatif à cette mini-station sans prétention, mais terriblement attrayante de par son rapport qualité prix.

Je vous y donne rendez-vous. A tout de suite !

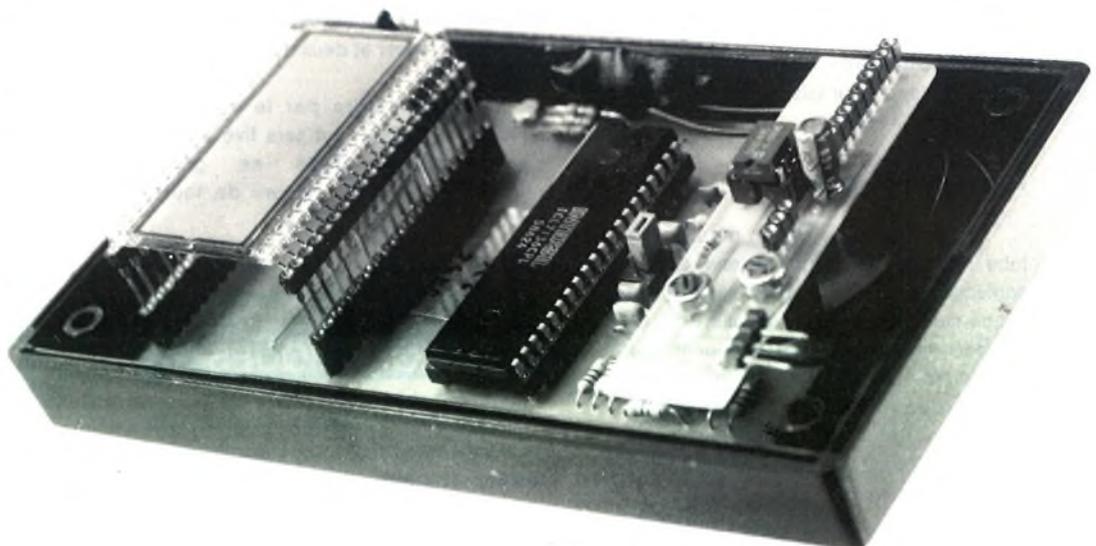
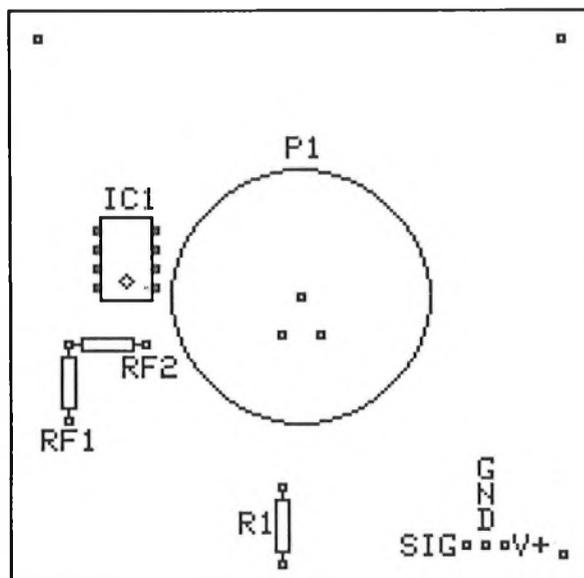
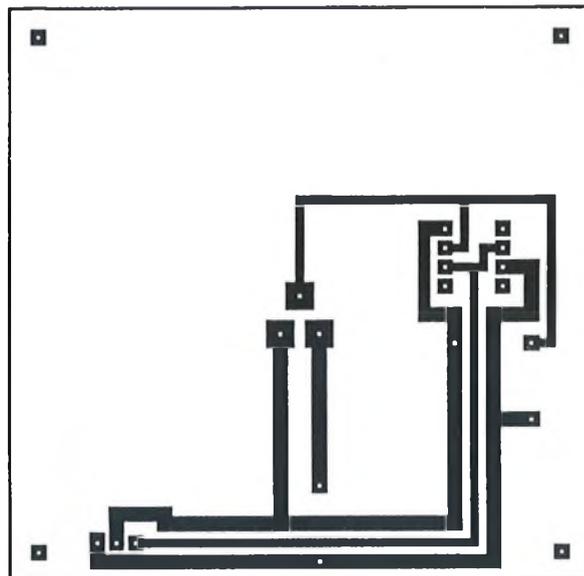
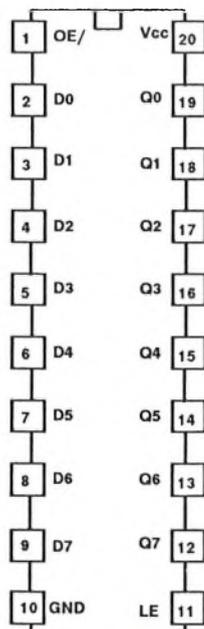
LE FUTE

### CA3140

Equilibrage



### 74HCT573



# L'AD7569 : un système complet d'entrée/sortie analogique 8 bits

Avec l'apparition de convertisseurs analogiques/digitaux (A/D) et digitaux/analogiques (D/A), de nouvelles formes de traitements des signaux analogiques se sont développées.

Si les avantages qui en sont retirés sont indéniables, la mise en oeuvre de tels dispositifs reste malgré tout relativement lourde. La nécessité d'utiliser un échantillonneur/bloqueur, une ou plusieurs tensions de références, des amplificateurs de sorties, etc.. alourdit rapidement l'électronique des montages.

Grâce à ce composant, tous les dispositifs précédemment cités se retrouvent dans le même boîtier. A partir de cet instant, il devient alors facile de concevoir des systèmes de conversion.

La dénomination de ce circuit peut surprendre (système analogique 8 bits). Elle n'en demeure pas moins la plus exacte. L'intégration et les possibilités de ce circuit sont telles qu'il méritait parfaitement sa place dans cette revue. La taille de cette Hobbythèque est en relation directe avec la puissance de cette puce. Aussi ne perdons pas plus de temps et partons tout de suite à la découverte des secrets de ce composant.

## Caractéristiques

- Convertisseur A/D 2 $\mu$ S avec suiveur/bloqueur
- Convertisseur D/A 1 $\mu$ S avec amplificateur de sortie
- Référence interne
- Interface de bus rapide
- Alimentation 5V simple ou double

## Description générale

L'AD7569 est un système complet d'entrée/sortie analogique 8 bits sur une seule puce. Il comporte un convertisseur A/D rapide à approximation successive avec un temps de conversion de 2 $\mu$ S, un suiveur bloqueur ayant une largeur de bande de 200kHz et un convertisseur D/A avec un amplificateur de sortie ayant un temps de stabilisation de 1 $\mu$ S. Une référence de 1,25V, compensée en température, fournit une tension de référence de précision pour les convertisseurs D/A et A/D

Le choix de la plage de tension d'entrée et de sortie est possible. A partir d'une tension d'alimentation de +5V, les

plages d'entrée et de sortie de 0 à 1,25V ou 0 à 2,5V est programmable grâce à la patte RANGE. Avec une alimentation de  $\pm 5V$ , les gammes bipolaires de  $\pm 1.25V$  ou  $\pm 2.5V$  peuvent être programmées.

L'interfaçage digitale est possible grâce au port d'entrée/sortie 8 bits et aux lignes de contrôles avec un microprocesseur standard. Les timing de l'interface sont extrêmement rapides, autorisant ainsi une connexion facile avec la majorité des processeurs 8 bits. Une ligne séparée de lancement de conversion commande le suiveur/bloqueur et le convertisseur A/D pour fournir un contrôle précis de la période d'échantillonnage.

L'AD7569 est fabriqué en Linear-Compatible CMOS (LC<sup>2</sup>MOS), procédé technique avancé, combinant la précision des circuits bipolaires avec la faible consommation des circuits CMOS. Le circuit est fourni en boîtier 24 broches "skinny" DIP ainsi qu'en boîtier PLCC et LCCC.

## Avantages du circuit

- 1 - Système d'entrée/sortie complet sur une seule puce.
- L'AD7569 fournit tout ce qui est nécessaire

pour interfacer un microprocesseur avec le monde analogique. Aucun composant extérieur ni aucun réglage ne sont nécessaires. De plus, la précision globale est clairement définie, supprimant ainsi la nécessité de calculer les erreurs propres aux spécifications de chaque composant individuel.

- 2 - Spécifications dynamiques pour les utilisateurs de DSP.

En plus des spécifications des traditionnels convertisseurs A/D et D/A, l'AD7569 est défini pour les paramètres dynamiques comme le rapport signal/bruit, la distorsion ou la bande passante d'entrée.

- 3 - Interface microprocesseur rapide. L'AD7569 a des timing d'interface de bus compatibles avec tous les microprocesseurs modernes ayant un temps d'accès sur le bus inférieur à 75 ns et une largeur d'impulsion d'écriture inférieure à 80 ns.

- 4 - Faible consommation. Grâce à la combinaison des circuits linéaires rapides avec la très faible consommation des circuits CMOS, l'AD7569 offre une consommation de puissance inférieure à 60mW, considérablement plus faible que tous les systèmes de performances comparables.



## CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES CONVERTISSEUR D/A

Vdd = +5V ±5%; Vss (1) = Gamme = AGNDdac = AGNDadc = DGND = 0V; RI 2kΩ; CI = 100pF sauf indications contraires.  
(toutes les spécifications sont valides sur l'ensemble de la plage de température Tmin à Tmax sauf indication contraire)

Paramètre	J,A (2)	K,B (2)	S (2)	T (2)	Unités	Remarque
<b>PERFORMANCES STATIQUES</b>						
Résolution (3)	8	8	8	8	bits	
Erreur totale (4)	±2	±2	±3	±3	LSB typ	
Précision relative (4)	±1	±1/2	±1	±1/2	LSB max	
Non linéarité différentielle (4)	±1	±3/4	±1	±3/4	LSB max	Uniformité garantie
Erreur de décalage en mode unipolaire (Tous les bits à 0; Vss = 0V; Coef. de temp. typ. 10uV/°C pour la gamme +1.25V)						
à 25°C	±2	±1.5	±2	±1.5	LSBmax	
Tmin à Tmax	±2.5	±2	±2.5	±2	LSB max	
Erreur de décalage en mode bipolaire (Tous les bits à 0; Vss = -5V; Coef. de temp. typ. 20uV/°C pour la gamme ±1.25V)						
à 25°C	±2	±1.5	±2	±1.5	LSBmax	
Tmin à Tmax	±2.5	±2	±2.5	±2	LSB max	
Erreur de pleine échelle (5) (Vdd = 5V; Coef. de temp. typ. ±25ppm de FSR/°C (6))						
à 25°C	±2	±1	±2	±1	LSBmax	
Tmin à Tmax	±3	±2	±4	±3	LSB max	
d(pleine échelle)/d(Vdd) Ta = 25°C	0.5	0.5	0.5	0.5	LSB max	Vout = 2.5V; d(vdd) = ±5%
d(pleine échelle)/d(Vss) Ta = 25°C	0.5	0.5	0.5	0.5	LSB max	Vout = -2.5V; d(vdd) = ±5%
Régulation de charge à pleine échelle	0.2	0.2	0.2	0.2	LSB max	RI = 2kΩ à 0/C
<b>PERFORMANCES DYNAMIQUES</b>						
Rapport signal/bruit (4) (SNR)	44	46	44	46	dBmin	Vout = 20kHz, Fs = 400 kHz
Distortion harmonique totale (4) (THD)	48	48	48	48	dBmax	Vout = 20kHz, Fs = 400 kHz
Distortion d'intermodulation (4) (IMD)	55	55	55	55	dBtyp	fa = 18.4kHz, fb = 18.5kHz
<b>SORTIE ANALOGIQUE</b>						
Plage des tensions de sorties						
Unipolaire	0 à 1,25 / 2,5 (Vdd = +5V, Vss = 0V)				Volts	Vdd = +5V, Vss = 0V
Bipolaire	±1.25 / ±2.5 (Vdd = +5V, Vss = -5V)				Volts	Vdd = +5V, Vss = -5V
<b>ENTREES LOGIQUES</b>						
CS, WR, RANGE, RESET, DB0-DB7						
Tension d'entrée à l'état bas Vinl	0,8	0,8	0,8	0,8	Vmax	
Tension d'entrée à l'état haut Vinh	2,4	2,4	2,4	2,4	Vmin	
Courant de fuite en entrée	10	10	10	10	uAmax	
Capacité d'entrée (7)	10	10	10	10	pF max	
Codage d'entrée DB0 - DB7						
Alimentation unique						Binaire
Alimentation double						Complément à 2
<b>CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES</b>						
Temps d'établissement en sortie						
Changement positif pleine échelle	2/1	2/1	2/1	2/1	us max/typ	
Changement négatif pleine échelle	4/2	4/2	4/2	4/2	us max/typ	(alim. unique)
Changement négatif pleine échelle	2/1	2/1	2/1	2/1	us max/typ	(alim double)
Impulsion parasite D/A (4)	15	15	15	15	nV secs typ	
Injection digitale (4)	1	1	1	1	nV secs typ	
Séparation entrée / sortie	60	60	60	60	dB typ	Vin = ±2.5V; 50kHz sinus
<b>ALIMENTATION</b>						
Vdd	4,75/5,25	4,75/5,25	4,75/5,25	4,75/5,25	Vmin/Vmax	
Vss	-4,75/-5,25	4,75/-5,25	4,75/-5,25	4,75/-5,25	min/Vmax	
Idd						
à 25°C	12	12	12	12	mA max	
Tmin à Tmax	13	13	13	13	mA max	
Iss (alimentation double)						
à 25°C	4	4	4	4	mA max	Sortie non chargée
Tmin à Tmax	4	4	4	4	mA max	Sortie non chargée
<b>ECART DAC / ADC</b>						
Ecart de gains (5) (Alignement Vin à Vout avec Vin = ±2.5V, 20kHz sinus)						
à 25°C	1	1	1	1	%typ	
Tmin à Tmax	1	1	1	1	%typ	

### NOTES

- 1) Sauf indications contraires, les spécifications sont valables pour toutes les gammes de sorties, y compris le mode bipolaire avec alimentation double
- 2) Les plages de températures sont : - Versions J, K: 0°C à +70°C; - Versions A,B: -25°C à +85°C; - Versions S,T: -55°C à +125°C
- 3) 1LSB = 4,88mV pour une gamme de sortie de 0 à +1,25V; 9,76mV pour 0 à 2,5 ou ±1,25V; 19,5mV pour ±2,5V
- 4) Voir terminologie



## CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES CONVERTISSEUR A/D

Vdd = +5V ±5%; Vss (1) = Gamme = AGNDdac = AGNDadc = DGND = 0V; RI 2kΩ; CI = 100pF sauf indications contraires.  
(toutes les spécifications sont valides sur l'ensemble de la plage de température Tmin à Tmax sauf indication contraire)

Paramètre	J,A (2)	K,B(2)	S(2)	T(2)	Unités	Remarques
<b>PERFORMANCES STATIQUES</b>						
Résolution (3)	8	8	8	8	bits	
Erreur totale (4)	±3	±3	±4	±4	LSB typ	
Précision relative (4)	±1	±1/2	±1	±1/2	LSB max	
Non linéarité différentielle (4)	±1	±3/4	±1	±3/4	LSB max	pas de perte de code
Erreur de décalage en mode unipolaire (Vss = 0V; Coef. de temp. typ. 10uV/°C pour la gamme +1.25V)						
à 25°C	±2	±1.5	±2	±1.5	LSBmax	
Tmin à Tmax	±3	±2.5	±3	±2.5	LSB max	
Erreur de décalage en mode bipolaire (Vss = -5V; Coef. de temp. typ. 20uV/°C pour la gamme ±1.25V)						
à 25°C	±3	±2.5	±3	±2.5	LSBmax	
Tmin à Tmax	±3.5	±3	±4	±3.5	LSB max	
Erreur de pleine échelle (Vdd = 5V; Coef. de temp. typ. ±25ppm de FSR/°C (6))						
à 25°C	-4,+0	-4,+0	-4,+0	-4,+0	LSBmax	
Tmin à Tmax	-5.5,+1.5	-5.5,+1.5	-6.5,+2	-6.5,+2	LSB max	
d(pleine échelle)/d(Vdd) Ta = 25°C	0.5	0.5	0.5	0.5	LSB max	Vin = 2.5V; d(vdd) = ±5%
d(pleine échelle)/d(Vss) Ta = 25°C	0.5	0.5	0.5	0.5	LSB max	Vin = -2.5V; d(vdd) = ±5%
<b>PERFORMANCES DYNAMIQUES</b>						
Rapport signal/bruit (4) (SNR)	44	46	44	46	dBmin	Vin = 100kHz, Fs = 400 kHz (7)
Distortion harmonique totale (4) (THD)	48	48	48	48	dBmax	Vin = 100kHz, Fs = 400 kHz (7)
Distortion d'intermodulation (4) (IMD)	60	60	60	60	dBtyp	fa = 99kHz, fb = 96.7kHz
Réponse en fréquence	0,1	0,1	0,1	0,1	dBtyp	Vin = ±2.5V; DC à 200kHz sin
Temps d'acquisition Track/Hold (8)	200	200	300	300	ns typ	
<b>ENTREE ANALOGIQUE</b>						
Plage des tensions d'entrée						
Unipolaire	0 à 1,25 / 2,5 (Vdd = +5V, Vss = 0V)				Volts	Vdd = +5V, Vss = 0V
Bipolaire	±1.25 / ±2.5 (Vdd = +5V, Vss = -5V)				Volts	Vdd = +5V, Vss = -5V
Courant d'entrée	±300	±300	±300	±300	uA max	
Capacité d'entrée	10	10	10	10	pF typ	
<b>ENTREES LOGIQUES</b>						
CS, RD, ST, CLK, RANGE, RESET						
Tension d'entrée à l'état bas Vinl	0,8	0,8	0,8	0,8	Vmax	
Tension d'entrée à l'état haut Vinh	2,4	2,4	2,4	2,4	Vmin	
Capacité d'entrée (9)	10	10	10	10	pF max	
CS, RD, ST, RANGE, RESET						
Courant en entrée	10	10	10	10	uAmax	
CLK						
Courant en entrée à l'état bas	-1.6	-1.6	-1.6	-1.6	mAmax	Vin = 0V
Courant en entrée à l'état haut	40	40	40	40	uAmax	Vin = Vdd
<b>SORTIES LOGIQUES</b>						
DB0-DB7, INT, BUSY						
Tension de sortie à l'état bas Vol	0,4	0,4	0,4	0,4	Vmax	Isink = 1.6mA
Tension de sortie à l'état haut Voh	2,4	2,4	2,4	2,4	Vmin	Isource = 200uA
DB0 - DB7						
Courant de fuite en mode flottant	10	10	10	10	uAmax	
Capacité en mode flottant (9)	10	10	10	10	pF	
Codage de sortie DB0 - DB7						
Alimentation unique						Binaire
Alimentation double						Complément à 2
<b>TEMPS DE CONVERSION</b>						
Avec horloge extérieure (fclk = 5Mhz)	2	2	2	2	us max	fclk = 5MHz
Avec horloge intérieure Ta = 25°C	1.6	1.6	1.6	1.6	us min	
	2.6	2.6	2.6	2.6	us max	
<b>ALIMENTATION</b>						
Voir spécifications DAC						

### NOTES

5) comprend les erreurs de la tension de référence interne et est calculée après ajustement des erreurs de décalage. La tension idéale de pleine échelle en mode unipolaire est (FS-1LSB); la tension idéale positive de pleine échelle en mode bipolaire est (FS/2-1LSB) et la tension idéale négative de pleine échelle en mode bipolaire est -FS/2. Le code de transition idéal en mode unipolaire est (FS - 3/2LSB). Le code de transition idéal en mode bipolaire est (FS/2 - 3/2LSB).

6) FSR est 1.25V pour la gamme 0 à +1.25V, 2.5V pour 0 à 2.5V et ±1.25V, et 5V pour la gamme ±2.5V.

7) Les fréquences exactes sont 101kHz et 384kHz pour éviter les coïncidences avec la fréquence d'échantillonnage.

8) Front descendant de BUSY au front descendant de ST. Le temps donné se réfère au temps d'acquisition qui donne une dégradation de 3dB sur le SNR

9) Echantillon testé à 25°C pour garantir les données.



## CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES (1)

Paramètre	Limites à 25°C (toutes)	Limites à Tmin - Tmax J,A,K,B	Limites à Tmin - Tmax S,T	Unités	Remarques
<b>DAC</b>					
t1	80	80	90	ns min	Largeur Impulsion WR
t2	0	0	0	ns min	Etablissement CS à WR
t3	0	0	0	ns min	Maintient CS à WR
t4	60	70	80	ns min	Etablissement donnée à WR
t5	10	10	10	ns min	Maintient donnée à WR
<b>ADC</b>					
t6	50	50	50	ns min	Largeur Impulsion ST
t7	110	130	150	ns max	délat ST à BUSY
t8	20	30	30	ns max	délat BUSY à INT
t9	0	0	0	ns min	délat BUSY à CS
t10	0	0	0	ns min	Etablissement CS à RD
t11	60	75	90	ns min	Largeur impulsion RD
t12	0	0	0	ns min	Maintient CS à RD
t13 (2)	60	75	90	ns min	Accès donnée après RD CI = 20pF
	95	120	135	ns min	Accès donnée après RD CI = 100pf
t14 (3)	10	10	10	ns min	Libération de bus après RD
	60	75	85	ns max	
t15	65	75	85	ns max	délat RD à INT
t16	120	140	160	ns max	délat RD à BUSY
t17 (2)	60	75	90	ns max	Donnée valide après BUSY CI = 20pF
	90	115	135	ns max	Donnée valide après BUSY CI = 100pf

### NOTES

- 1) Echantillon testé à 25°C pour garantir les données. Tous les signaux de contrôle d'entrée sont donnés avec  $t_r = t_f = 5\text{ns}$  (10% à 90% de +5V) et mesurés par rapport à un niveau de tension de +1,6V.
- 2) t13 et t17 sont mesurés avec le schéma de la figure 1 et définis comme le temps nécessaire pour une sortie pour passer de 0.8V à 2.4V.
- 3) t14 est défini comme le temps nécessaire pour la ligne de donnée pour changer de 0.5V quand elle est chargée avec le schéma de la figure 2.



## CARACTERISTIQUES ABSOLUES

Vdd à AGNDdac et AGNDadc	-0.3V, +7V	Dissipation (pour tous les boîtiers) à 75°C	450mW
Vdd à DGND	-0.3V, +7V	Dérive au delà de 75°C de	6mW/°C
Vdd à Vss	-0.3V, +14V	Plage de température de fonctionnement	
AGNDdac ou AGNDadc à DGND	-0.3V, Vdd+0.3V	Commerciale (J,K)	0 à 70°C
AGNDdac à AGNDadc	±5V	Industrielle (A,B)	-25°C à +85°C
Tension logique à DGND	-0.3V, Vdd+0.3V	Etendue (S,T)	-65°C à +125°C
Tension d'entrée CLK à DGND	-0.3V, Vdd+0.3V	Température de stockage	-65°C à +150°C
Vout à AGNDdac (1)	Vss-0.3V, Vdd+0.3V	Température de soudage (10s)	300°C
Vin AGNDadc	Vss-0.3V, Vdd+0.3V		

### NOTES

- 1) La sortie peut être court circuitée à n'importe quelle tension dans la gamme Vss à Vdd dans la mesure où la dissipation du boîtier n'est pas dépassée. Le courant typique de court circuit à AGND ou Vss est de 50 mA.
- \*) Tout dépassement de ces données limites peut provoquer des dommages permanents pour le circuit.

### PRECAUTIONS

Circuit sensible aux décharges électro-statiques. Les entrées de contrôle digitale sont protégées par des zeners; cependant, des dommages permanents peuvent se produire sur des circuits non connectés et soumis à des champs électrostatiques élevés. Les circuits inutilisés doivent être stockés sur de la mousse conductrice ou court-circuités. La mousse conductrice doit être déchargée sur le support destination avant de retirer le circuit.



# Terminologie

## Erreur totale

L'erreur totale est une donnée qui inclut l'erreur de la tension de référence interne ainsi que les erreurs de précision relative, de gain et de décalage.

## Précision relative (DAC)

La précision relative, ou non linéarité finale, est une mesure de la déviation maximum par rapport à la ligne idéale passant par les extrêmes de la fonction de transfert du DAC. Elle est mesurée après la prise en compte des erreurs de gain et de décalage. Pour les modes de sortie bipolaire, les extrêmes de sortie de la fonction de transfert du DAC sont définis comme les tensions qui correspondent aux codes de pleine échelle négative et positive. Pour le mode de sortie unipolaire, les extrêmes sont les codes 1 et 255. Le code 1 est choisi car l'amplificateur travaille alors avec une alimentation unique et dans les cas où le décalage de l'amplificateur est négatif, il ne peut pas être rattrapé par le code 0. Si la précision relative était calculée entre les codes 0 et 255, le décalage négatif apparaîtrait comme une erreur de linéarité. Si le décalage est négatif et inférieur à 1 LSB, il sera pris en compte par le code 1 et par conséquent la linéarité réelle du convertisseur est vraie entre les codes 1 et 255.

## Précision relative (ADC)

La précision relative est la déviation maximum des points de transition du code courant du convertisseur par rapport à la ligne idéale passant par les extrêmes de la fonction de transfert de l'ADC. Pour les modes bipolaires, ces points sont mesurés pour les points de transition pleine échelle négatifs et positifs. Pour les modes unipolaires, la mesure est effectuée entre le premier point de transition LSB et le point de transition pleine échelle.

## Non linéarité différentielle

La non linéarité différentielle est la différence entre le changement mesuré et le changement idéal de 1 LSB entre tous les groupes de deux codes adjacents. Une non linéarité différentielle spécifiée de  $\pm 1$  LSB max garantit l'uniformité (DAC) et l'absence de perte de code (ADC). Une non linéarité différentielle de  $\pm 3/4$  LSB max garantit que le minimum de la taille de pas (DAC) ou la largeur de code (ADC) est de  $1/4$  de LSB et que le maximum est de  $3/4$  de LSB.

## Impulsion parasite D/A

L'impulsion parasite digitale vers analogique est une impulsion injectée sur la sortie analogique quand l'entrée digitale change d'état sur le DAC sélectionné. Elle est normalement spécifiée comme la surface du parasite en nV secs et est mesurée quand le code digital d'entrée change de 1 LSB à la transition maximum.

## Injection digitale

L'injection digitale est aussi une mesure d'une impulsion injectée sur la sortie analogique par les entrées digitales mais est mesurée quand le DAC n'est pas sélectionné. C'est essentiellement une injection entre le substrat et le boîtier. Ce paramètre est important sur l'AD7569 car c'est la mesure de l'injection d'un parasite sur la sortie analogique lors de la lecture d'une donnée issue du convertisseur A/D. Elle est spécifiée en nVsecs et est mesurée avec WR à l'état haut et avec un changement de tous les bits du code de 0 à 1.

## Rapport signal / bruit

Le rapport signal / bruit (SNR) est mesuré à la sortie du convertisseur. Le signal est l'amplitude efficace (rms) de la fondamentale. Le bruit est la somme efficace de tous les signaux différents de la fondamentale jusqu'à la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Le SNR dépend du nombre de niveaux de quantification utilisés par le procédé de digitalisation. Plus le niveau est élevé, plus le bruit de quantification est faible. Le SNR théorique pour un signal sinusoïdal est donné par la relation

$$SNR = (6.02N + 1.76)dB$$

où N est le nombre de bits. Ainsi pour un convertisseur 8 bits idéal, SNR = 50dB.

## Distorsion harmonique

La distorsion harmonique est le rapport de la somme efficace des harmoniques sur

la fondamentale. Pour l'AD7569, la distorsion harmonique totale (THD) est définie par la relation

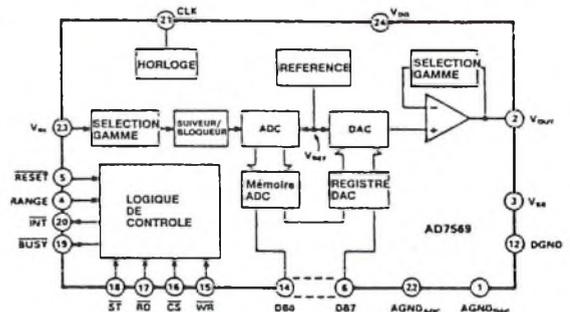
$$20 \log[(V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2)^{1/2} / V_1]$$

où V1 est l'amplitude efficace de la fondamentale et V2, V3, V4 et V5 les amplitudes efficaces des harmoniques individuelles.

## Distorsion d'intermodulation

Avec des entrées constituées de deux signaux sinusoïdaux à deux fréquences fa et fb, tout système actif avec une non linéarité créera des produits de distorsion, d'ordre (m + n) à la somme et la différence des fréquences mfa  $\pm$  nfb, où m, n = 0, 1, 2, 3,... Les termes d'intermodulation sont ceux pour lesquels m et n sont non nuls. Par exemple, le terme de deuxième ordre comprend (fa + fb) et (fa - fb), et le terme de troisième ordre comprend (2fa + fb), (2fa - fb), (fa + 2fb) et (fa - 2fb).

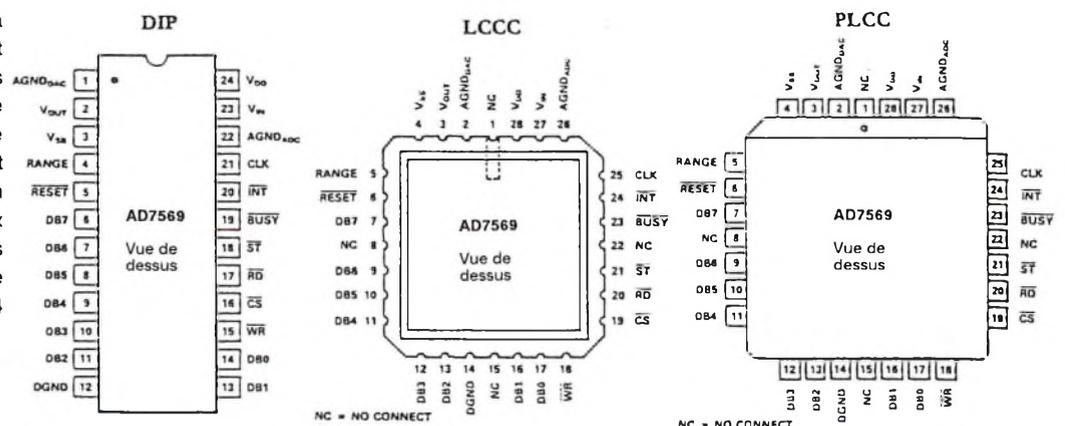
## Brochage



1 - AGNDdac : masse analogique pour le DAC. Des retours de masse séparés sont disponibles pour minimiser les interactions.

2 - Vout : Tension de sortie. C'est la sortie bufferisée du DAC. 4 gammes de sorties différentes peuvent être sélectionnées (Voir table 1)

3 - Vss : Alimentation négative (-5V pour



une double alimentation ou 0V pour une alimentation unique). Cette patte est aussi utilisée avec la patte RANGE pour sélectionner les différentes gammes d'entrée/sortie et changer le format des données de binaire ( $V_{ss} = 0V$ ) ou complément à 2 ( $V_{ss} = -5V$ ).

4 - RANGE : Entrée de sélection de gamme. Elle est utilisée avec l'entrée  $V_{ss}$  pour sélectionner la gamme de travail. Cette gamme s'applique simultanément sur l'entrée analogique de l'ADC et la sortie du DAC.

5 -  $\overline{RESET}$  : Entrée RESET (active à l'état bas) C'est un système de RESET asynchrone qui efface les registre du DAC (remise à 0 des bits du registre de sortie)) et efface la ligne INT de l'ADC (c'est à dire prépare l'ADC pour accepter une nouvelle conversion). En mode unipolaire, cette entrée place la sortie à 0V. En mode bipolaire, c'est une sortie négative pleine échelle qui est obtenue.

6 - DB7 : Data Bit 7. (MSB)

7 .. 11 - DB6 .. DB2 : Data Bit 6 à 2

12 - DGND : Masse digitale

13 - DB1 : Data Bit 1

14 - DB0 : Data Bit 0. (LSB)

15 -  $\overline{WR}$  : Entrée d'écriture (Active sur front) Elle est utilisée en conjonction avec CS pour écrire une donnée dans le registre du DAC. La donnée est transférée sur le front montant de WR.

16 -  $\overline{CS}$  : Entrée Chip Select (active à l'état bas). Le circuit est sélectionné quand cette entrée est active.

17 -  $\overline{RD}$  : Entrée de lecture (active à l'état bas). Cette entrée doit être à l'état bas pour accéder aux données du circuit. Sur une interface de mode 2, un passage à l'état bas de la patte RD lance une conversion. Elle est utilisée en conjonction avec l'entrée CS (Voir section interface digital).

18 -  $\overline{ST}$  : Start conversion (Active sur front). Elle est utilisée quand des échantillonnages précis sont nécessaires. Le front descendant de ST lance la conversion et place la sortie BUSY à l'état bas. Le signal ST n'est pas associé avec CS.

19 - BUSY : Sortie état BUSY (active à l'état bas). Quand cette patte est active, l'ADC est en train de réaliser une conversion. Le signal d'entrée est mémorisé avant le front descendant de BUSY. (Voir section interface digital).

RANGE	$V_{ss}$	Gamme de tension d'entrée/sortie	Format de donnée DB0 - DB7
0	0V	0 à 1.25V	binaire
1	0V	0 à 2.5V	binaire
0	-5V	$\pm 1.25V$	complément à 2
1	-5V	$\pm 2.5V$	complément à 2

20 -  $\overline{INT}$  : Sortie interruption (Active à l'état bas). INT passe à l'état bas pour indiquer que la conversion est terminée. INT retourne à l'état haut sur le front montant de CS ou de RD ainsi que par une impulsion active sur la broche RESET. (Voir section interface digital).

21 - CLK : un signal d'horloge compatible TTL peut être utilisé pour déterminer le temps de conversion de l'ADC. Le fonctionnement en horloge interne est obtenu en connectant une résistance et un condensateur à la masse.

22 - AGND<sub>dac</sub> : Masse analogique de l'ADC.

23 -  $V_{in}$  : Entrée analogique. Différentes gammes d'entrées analogiques peuvent être sélectionnées (voir table 1).

24 - Vdd : Alimentation positive (+5V).

Les 8 sources de courant PNP sont générées grâce à la référence interne et un amplificateur de Contrôle. Elles sont commutées soit sur le réseau, soit sur la masse du DAC par huit commutateurs canal P rapides. Ces commutateurs rapides garantissent un temps d'établissement bref sur la sortie du DAC. Le réseau en échelle R-2R est constitué par un film résistif de grande stabilité. Le diagramme simplifié de la section convertisseur D/A de l'AD7569 est donné en bas de cette page. Un convertisseur D/A identique est utilisé pour le convertisseur A/D qui est présenté plus loin.

## Section AOP

La sortie du convertisseur D/A est bufferisé par un AOP non inverseur rapide. Cet AOP est capable de fournir une tension de  $\pm 2.5V$  sur une charge de  $2k\Omega$  et 100pF. Il peut fonctionner à partir d'une alimentation unique de +5V pour fournir la plage de sortie des deux modes unipolaires ou d'une alimentation double ( $\pm 5V$ ) pour les deux modes bipolaires.

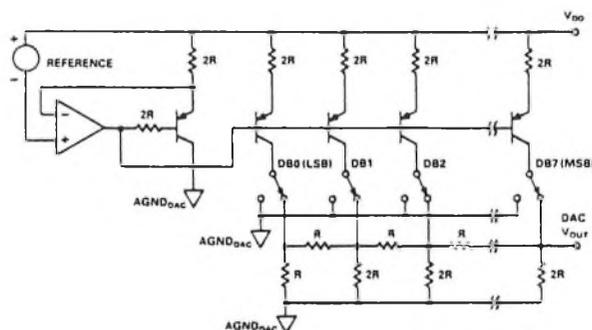
La boucle de réaction de l'amplificateur contient un réseau de gain/décalage qui fournit les quatre plages de tension de sortie de l'AOP. Cette plage de tension de sortie est définie par les entrées RANGE et  $V_{ss}$ . Les quatre plages de sorties possibles sont: 0 à +1.25V, 0 à +2.5V,  $\pm 1.25V$  et  $\pm 2.5V$ . Il peut être noté que quelque soit la plage sélectionnée pour l'amplificateur de sortie, la même est appliquée sur l'entrée du convertisseur A/D.

L'amplificateur de sortie atteint sa valeur de sortie à 1/2 LSB près en moins de 500ns. L'alimentation par une simple ou une double source de tension n'a pas d'effet sur le temps d'établissement d'une tension positive. Cependant, la tension d'établissement d'une tension de sortie

## Description du circuit

### Section D/A

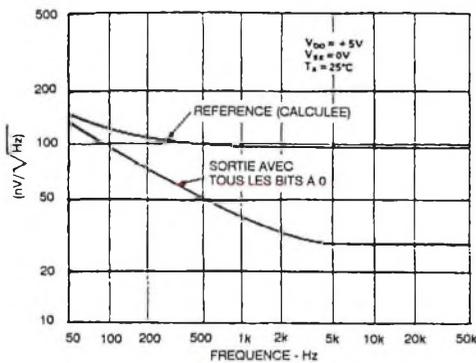
L'AD7569 contient un convertisseur D/A 8 bits, en mode tension, qui utilise 8 sources de courant calibrées commutées sur un réseau de résistance R-2R pour délivrer une plage de tension directe mais non bufferisée entre 0 et 1.25V. Les sources de courant sont fabriquées par des transistors PNP. Ces transistors autorisent des sources de courant qui sont commandées par une logique positive et donnant une plage de sortie alignée sur 0. La tension de sortie issue du réseau a la même polarité positive que la référence et par conséquent, le convertisseur D/A peut fonctionner grâce à une alimentation unique.



TOUS LES BITS DU DAC A 1

proche de 0V sur une alimentation unique sera légèrement plus longue que l'établissement d'une tension négative pleine échelle sur une double alimentation. De plus, pour garantir que la tension de sortie descende bien à 0 avec une alimentation unique ( $V_{SS} = 0$ ), un transistor placé sur la sortie agit comme une charge de tirage (pull down) pour les tensions de sortie proches de 0. Cela veut donc dire que la possibilité de pilotage de l'amplificateur est réduite quand la tension de sortie approche de 0V avec une alimentation unique. Avec une double alimentation, la capacité de pilotage de 1.25mA est intégralement conservée sur l'ensemble de la plage de sortie.

Pour tous les autres paramètres, les caractéristiques en fonction du type d'alimentation sont quasiment identiques. Le bruit de sortie de l'amplificateur avec le DAC en pleine échelle est de 200uV crête-crête. Le bruit ponctuel à 1kHz est de 35nV/Hz<sup>1/2</sup> avec tous les bits du DAC à 0.



## Référence de tension

L'AD7569 contient une référence intégrée qui délivre une tension de référence de faible bruit et compensée en température. Elle est utilisée à la fois par le DAC et l'ADC et est ajustée pour la précision absolue et le coefficient de température. Cette référence est générée à partir de l'alimentation  $V_{DD}$  du 7569 et est bufferisée par un amplificateur de contrôle séparé pour le DAC et l'ADC. Elle est visible sur le synoptique du DAC.

## Section digitale

Les pattes de données de l'AD7569 permettent la connexion entre le bus externe et à la fois l'entrée de données du DAC et la sortie de donnée de l'ADC. Les seuils des entrées et des sorties digitales sont compatibles pour les niveaux TTL et CMOS 5V. La protection interne des entrées est réalisée par un réseau de diodes implanté sur la puce.

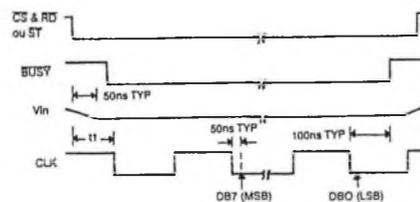
Le format des données est en binaire pur quand le circuit est utilisé avec une alimentation unique ( $V_{SS} = 0V$ ).

Cependant, quand une tension de  $-5V$  est appliquée sur  $V_{SS}$ , le format des données devient complément à 2. Le format s'applique à l'entrée digitale du DAC et à la sortie digitale de l'ADC.

## Section ADC

Le convertisseur analogique digital de l'AD7569 utilise la technique de l'approximation successive pour atteindre un temps de conversion rapide de 2us et délivrer une sortie digitale de 8 bits parallèles. La référence de l'ADC est fournie par la référence intégrée.

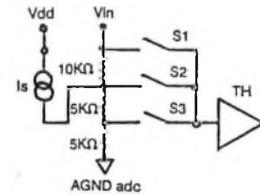
Le lancement de la conversion est contrôlée par ST ou par CS et RD. Quand une conversion est en cours, une autre conversion ne doit pas être lancée tant que la conversion en cours n'est pas terminée. Appliquer un RESET n'affecte pas la conversion; l'entrée RESET remplace uniquement la ligne INT à l'état haut qui est utilisée sur les systèmes à interruptions quand la lecture de la dernière conversion n'a pas été effectuée. La ligne INT n'a pas besoin d'être effacée à la fin d'une conversion. L'ADC continuera à convertir normalement, seul le rôle de la fonction INT est alors affecté.



La figure ci-dessus donne le déroulement d'un cycle de conversion. La tension d'entrée analogique  $V_{in}$  est maintenue 50 ns après le front descendant de ST (ou CS et RD). La détermination du MSB est faite approximativement 50 ns après le second front descendant du signal d'horloge survenant après le lancement de la conversion. Si  $t_1$  (de la figure) est supérieur à 50 ns, le front descendant du signal d'horloge sera interprété comme le premier coup d'horloge. Si  $t_1$  est inférieur à 50ns, le premier coup d'horloge n'aura lieu qu'au cycle d'horloge suivant. La détermination des bits successifs est faite approximativement 50 ns après chaque front d'horloge jusqu'à la fin de la conversion. A la fin de celle-ci, le contenu du registre d'approximation successive (SAR) est transféré dans la bascule de sortie et le SAR est réinitialisé pour une nouvelle conversion. La durée d'une conversion est de 8 coups d'horloge.

## L'entrée analogique

L'entrée analogique de l'AD7569 attaque un amplificateur suiveur/bloqueur (T/H) intégré. Pour obtenir les différentes gammes de pleine échelle, le signal d'entrée est conditionné par un réseau de gain et de décalage de manière à ne faire travailler le convertisseur A/D qu'avec un signal entre 0 et 1.25V. Par conséquent, le courant d'entrée sur  $V_{in}$  varie avec la gamme sélectionnée.



Gamme	switch	lin
0 à 1.25V	S1	20uA
0 à 2.5V	S2	20uA
± 1.25V	S2	140uA
± 5V	S3	280uA

## Suiveur et bloqueur

L'amplificateur suiveur/bloqueur (Track and Hold) sur l'entrée analogique de l'AD7569 permet à l'ADC de convertir précisément un signal sinusoïdal de 2.5V crête/crête jusqu'à une fréquence de 200kHz. La fréquence de Nyquist de l'ADC travaillant à sa bande passante maximum est de 400kHz. Ce taux maximum de conversion inclut les temps de conversion et ceux entre conversions. Parce que la bande passante d'entrée du T/H est largement supérieure à 200kHz, le signal d'entrée doit être limité en bande passante pour supprimer les composantes de bruits hautes fréquences.

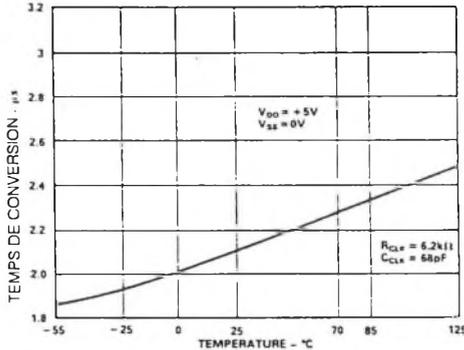
Le fonctionnement de ce T/H est transparent à l'utilisateur. Il passe du mode suivi au mode bloqué au lancement de la conversion (ST ou CS & RD). A la fin de la conversion (Busy passant à l'état haut), le T/H retourne au suivi du signal d'entrée.

## L'horloge externe

L'ADC de l'AD7569 peut être utilisé avec son horloge interne ou avec une horloge extérieure. Avec une horloge extérieure, l'entrée CLK peut être pilotée directement par des buffers de la série 74HC ou 4000B (comme le 4049) ou par des buffers TTL. Quand la conversion est terminée, l'horloge interne est dévalidée. L'horloge externe peut continuer à fonctionner entre chaque conversion sans être dévalidée. Le rapport Mark/Space de l'horloge externe peut varier entre 30/70 et 70/30.

## L'horloge interne

Les coups d'horloge sont générés par l'action d'une source de courant interne chargeant un condensateur externe (Cclk). Cette capacité est déchargée au travers d'une résistance (Rclk). Quand la conversion est terminée, l'horloge interne s'arrête et l'entrée CLK est placée au potentiel DGND.



En raison des procédés de fabrication, la fréquence d'horloge donnée ci-dessus peut varier d'un produit à l'autre dans une fourchette de  $\pm 25\%$  pour un même couple Rclk/Cclk.

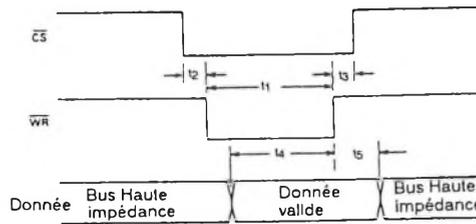
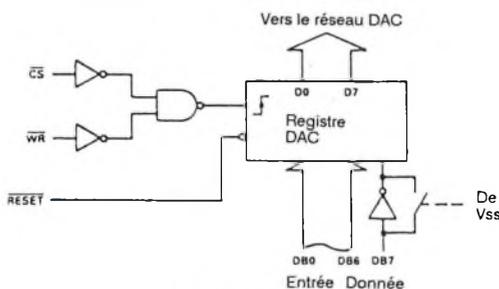
## L'interface digitale

### Contrôle et timing du DAC

Table de vérité du DAC			
CS	WR	RESET	Registres du DAC
H	H	H	Inchangés
L	L	H	Inchangés
L	L	L	Mis à jour
L	L	H	Mis à jour
X	X	L	Mis à zéro

Cette partie contient un registre DAC de 8 bits qui est chargé par la donnée du bus sous le contrôle de  $\overline{CS}$  et  $\overline{WR}$ . La donnée contenue dans ce registre détermine la sortie analogique du DAC. L'entrée  $\overline{WR}$  est active sur un front et la donnée est transférée dans le registre sur le front montant de  $\overline{WR}$ . Maintenir  $\overline{CS}$  et  $\overline{WR}$  à l'état bas ne rend pas le registre du DAC transparent.

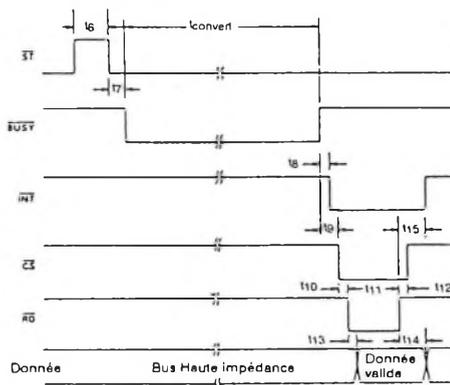
Le contenu du registre DAC est rempli de 0 par une impulsion basse sur l'entrée RESET. Dans le mode unipolaire, la sortie reste à 0V après que la ligne RESET soit repassée à l'état haut. En mode bipolaire, la sortie passe en négatif pleine échelle. Pour les applications unipolaires, la ligne RESET peut être utilisée pour garantir une mise sous tension à 0V de l'AD7569.



### Contrôle et timing ADC

L'ADC de l'AD7569 est capable de fonctionner suivant deux modes différents. Dans le premier mode, la ligne  $\overline{ST}$  est utilisée pour lancer la conversion et placer le suiveur/bloqueur en position bloquée. A la fin de la conversion, le T/H retourne dans son mode de suivi. Le second mode est obtenu en maintenant la ligne  $\overline{ST}$  à l'état haut. Dans ce cas,  $\overline{CS}$  et  $\overline{RD}$  lance la conversion et le microprocesseur doit être maintenu en état d'attente par la ligne BUSY.

### Interface mode 1

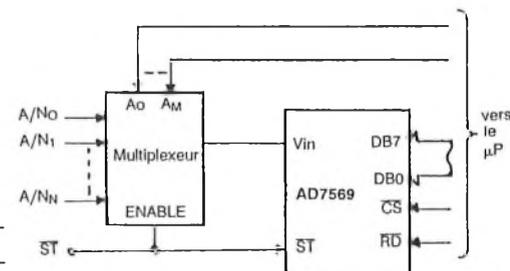


Le diagramme des temps ci-dessus peut être utilisé avec des DSP et tout autre application où des échantillonnages précis en temps sont nécessaires. Dans ces applications, il est important que l'échantillonnage se produise à des intervalles précis. La ligne  $\overline{ST}$  est alors pilotée par un timer ou toute autre source d'horloge précise.

Le front descendant de  $\overline{ST}$  lance la conversion et bloque le T/H de l'AD7569. Busy reste à l'état bas pour toute la durée de la conversion et retourne à l'état haut à la fin de celle-ci. Le T/H se débloque sur le front montant de BUSY. La ligne  $\overline{INT}$  peut être utilisée pour interrompre le microprocesseur. Une lecture à l'adresse de l'AD7569 transfère la donnée et la ligne  $\overline{INT}$  est libérée sur le front montant de  $\overline{CS}$  ou  $\overline{RD}$ . D'une autre manière, le signal  $\overline{INT}$  peut être utilisé pour piloter  $\overline{CS}$  et  $\overline{RD}$  et placer la donnée du convertisseur dans une FIFO ou une mémoire. Le

microprocesseur peut alors lire cette mémoire à son rythme. Le signal  $\overline{ST}$  ne doit pas être à l'état haut quand  $\overline{RD}$  passe à l'état bas pour conserver un fonctionnement cohérent du circuit dans ce mode.

Il est important, essentiellement sur les systèmes où les lancements de conversion ( $\overline{ST}$ ) sont asynchrones avec le microprocesseur, qu'une lecture n'intervienne pas pendant une conversion. Essayer de lire une donnée pendant une conversion peut provoquer une erreur sur la conversion en cours. Le même type de dysfonctionnement peut être provoqué par une réactivation de la ligne  $\overline{ST}$ . Dans les applications où des échantillonnages précis ne sont pas critiques, l'impulsion  $\overline{ST}$  peut être générée par les lignes  $\overline{RD}$  ou  $\overline{WR}$  d'un microprocesseur, couplées avec un décodage d'adresse (différent de celui du  $\overline{CS}$  de l'AD7569).



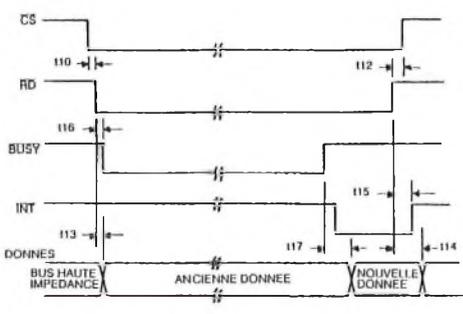
Ce mode d'interface est aussi intéressant dans les applications où plusieurs signaux d'entrée doivent être convertis. Le signal qui pilote l'entrée  $\overline{ST}$  commande également la validation du multiplexeur. Le multiplexeur est validé sur le front montant de  $\overline{ST}$  alors que le signal est maintenu sur le front descendant. Par conséquent, le signal doit s'être stabilisé dans la fourchette des 8 bits avant la fin de l'impulsion  $\overline{ST}$ . Le temps d'établissement, incluant le  $T_{on}$  du multiplexeur (ENABLE) plus le temps d'acquisition du T/H (200ns typ.), définit la largeur de l'impulsion  $\overline{ST}$ . Cela est intéressant pour les applications qui réclament d'échantillonner différentes entrées successivement.

### Interface mode 2

Le second mode d'interface est conçu pour être utilisé avec les microprocesseurs qui peuvent être forcés en mode Wait pour au moins 2μs. La ligne  $\overline{ST}$  de l'AD7569 doit alors être reliée au plus pour autoriser ce mode. Le microprocesseur lance la conversion et est bloqué jusqu'à ce que le résultat de la conversion soit lu du convertisseur. La conversion est lancée en exécutant une lecture mémoire à l'adresse de l'AD7569, plaçant ainsi  $\overline{CS}$  et  $\overline{RD}$  à l'état bas. BUSY par conséquent passe à l'état bas (forçant l'entrée READY ou WAIT du

microprocesseur) et place le microprocesseur en état d'attente. Le signal d'entrée est maintenu sur le front descendant de  $\overline{RD}$  (supposant  $\overline{CS}$  déjà à l'état bas ou coïncidant avec  $\overline{RD}$ ). Quand la conversion est terminée ( $\overline{BUSY}$  repasse à l'état haut), le processeur termine sa phase de lecture mémoire et acquiert la nouvelle donnée convertie. Pendant la conversion, l'ADC place l'ancienne donnée (de la conversion précédente) sur le bus de donnée.

harmonique et la donnée de non linéarité dynamique peuvent être extraits. Pour le DAC, les codes d'une sinusoïde idéale sont stockés dans une PROM et envoyés vers le DAC. Le spectre de sortie est analysé pour évaluer les performances du rapport signal/bruit et de la distorsion harmonique. De la même manière, pour la distorsion d'intermodulation, une entrée (soit sur  $V_{in}$  ou les codes du DAC) de deux fréquences sinusoidales pures est appliquée sur l'AD7569.

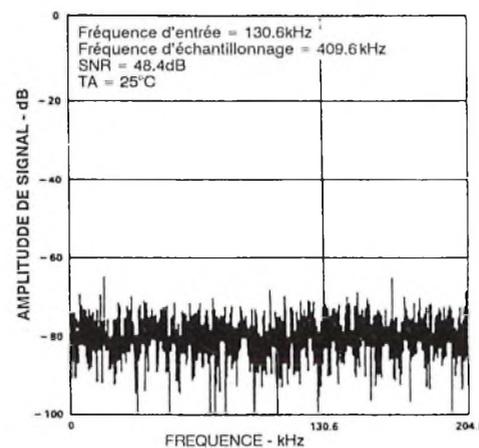


L'avantage majeur de cette interface est de permettre à un microprocesseur de lancer une conversion, d'attendre et de lire la donnée avec une seule instruction de lecture. L'utilisateur ne doit pas avoir à répondre aux interruptions et s'assurer que les tempos logiciels sont suffisamment longues pour éviter de manquer leur lecture pendant la conversion. Le temps de conversion rapide de l'AD7569 assure que, pour la majorité des processeurs, ce dernier n'est pas placé en mode d'attente pour une durée trop excessive.

**Applications DSP**

Dans les applications DSP (Digital Signal Processing) comme la reconnaissance de la parole, la suppression d'échos ou le filtrage adapté, les caractéristiques dynamiques (rapport signal/bruit, la distorsion harmonique, la distorsion d'intermodulation) de l'ADC et du DAC sont critiques. Les caractéristiques de l'AD7569 sont données aussi bien statiquement que dynamiquement. Puisque l'amplificateur suiveur/bloqueur a une très large bande passante, un filtre d'antirecouvrement doit être placé sur l'entrée  $V_{in}$  pour éviter le recouvrement du bruit haute fréquence sur la bande utile.

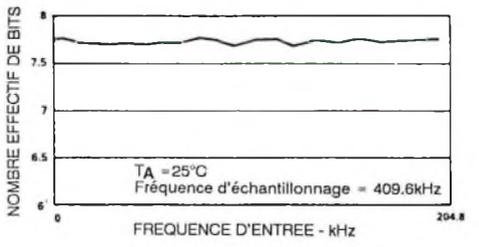
Les performances dynamiques de l'ADC sont évaluées en appliquant un signal sinusoïdal de très faible distorsion sur l'entrée  $V_{in}$  qui est échantillonnée à 409.6 kHz. Un tracé de transformée rapide de Fourier (FFT) ou un tracé d'histogramme est alors généré, desquels le rapport signal/bruit, la distorsion



La figure ci-dessus illustre un tracé de FFT sur 2048 points pour l'ADC avec un signal d'entrée de 130kHz. Le SNR est de 48.4 dB. On peut voir que la majorité des harmoniques est noyée dans le bruit de fond. Il doit être noté que ces harmoniques doivent être prises en compte lors du calcul du SNR. La relation entre le SNR et la résolution N est exprimée par l'équation suivante:

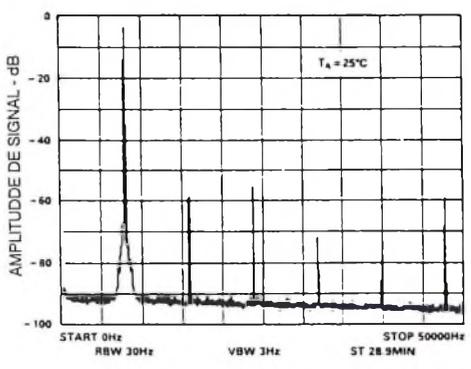
$$SNR = (6.02 N + 1.76) \text{ dB}$$

Elle est valable pour un circuit idéal qui ne comporte pas d'erreurs de linéarité. Ces erreurs provoquent une dégradation du SNR. En reprenant l'équation précédente, il est possible de mesurer les performances de l'ADC exprimées en nombre de bits effectifs N.



Le nombre de bits effectifs est tracé en fonction de la fréquence. Celui-ci varie entre 7.7 et 7.8 ce qui nous donne un SNR évoluant entre 48.1 et 48.7.

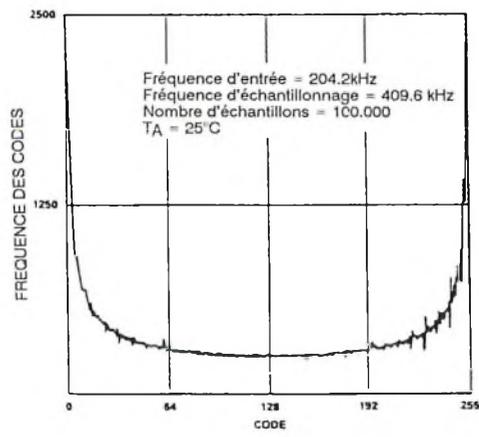
La figure suivante donne le tracé d'une analyse de spectre du signal de sortie du DAC de l'AD7569 avec une sinusoïde idéale chargée sur l'entrée du DAC.



Dans ce cas, le SNR est de 46dB.

**Tracé d'histogrammes**

Quand une sinusoïde de fréquence donnée est appliquée sur l'entrée  $V_{in}$  de l'AD7569 et que plusieurs centaines d'échantillonnages sont effectués, il est possible de tracer un histogramme montrant la fréquence d'apparition de chacun des 256 codes de l'ADC. Si un pas particulier est plus large que la taille idéale de 1LSB, alors le code associé avec ce pas apparaîtra plus fréquemment que la normale. De même, un pas plus étroit se fera moins fréquent. Les codes manquants sont facilement détectables puisque jamais présent (0 coup sur l'histogramme). L'absence de pics importants sur le tracé indique une faible non linéarité différentielle.



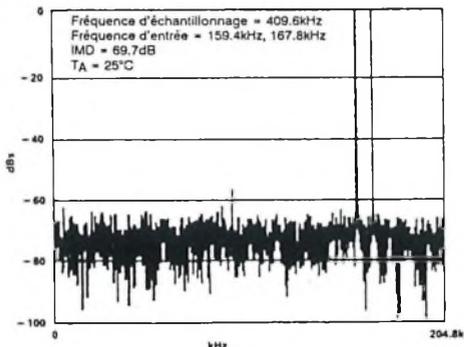
La courbe ci-dessus illustre une très faible non linéarité différentielle et l'absence de code manquant pour une fréquence d'entrée de 204kHz. Pour une entrée sinusoïdale, un ADC parfait doit produire une fonction de probabilité donnée par la relation

$$p(V) = 1 / (A^2 - V^2)^{1/2}$$

où A est l'amplitude crête de la sinusoïde et p(V) la probabilité de trouver une tension V.

Le tracé d'histogramme correspond parfaitement avec cette répartition de probabilité.

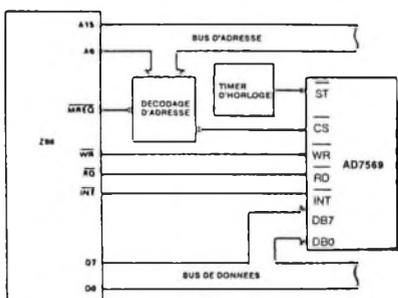




La courbe ci-dessus donne le tracé de la distorsion d'intermodulation de l'AD7569.

### Interfaçage de l'AD7569

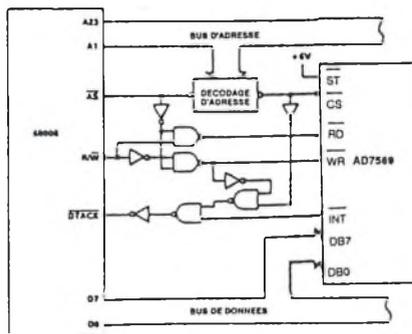
#### Interface AD7569 – Z80



L'AD7569 est configuré pour fonctionner en mode 1. Un timer précis ou une source d'horloge lance la conversion pour les applications nécessitant des échantillonnages équidistants. Le principe utilisé, par l'intermédiaire de l'INT de l'AD7569 qui génère une interruption sur le Z80, est limité par le fait que l'AD7569 ne travaille pas à son débit maximum. Cela est dû au fait que le temps entre chaque échantillonnage doit être suffisamment long pour permettre au Z80 de répondre à l'interruption et de lire la donnée du convertisseur. Pour palier à cela, il faut alors placer une mémoire intermédiaire ou une FIFO entre l'AD7569 et le Z80. Ecrire une donnée sur le DAC peut se résumer par l'instruction <LD (nn),A> où nn est l'adresse décodée de l'AD7569. La lecture d'une donnée peut être obtenue simplement par <LD A,(nn)>.

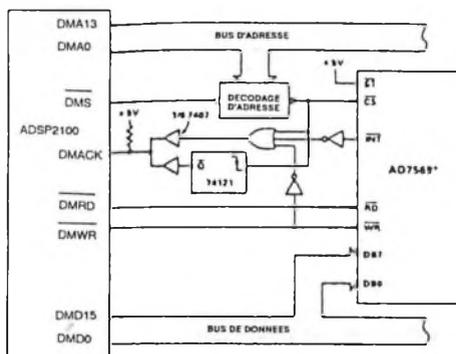
#### Interface AD7569 – 68008

Dans ce cas, l'ADC travaille en mode 2. Cela veut dire qu'une instruction de lecture lance la conversion et lit la donnée. Le cycle de lecture est allongé de la durée de conversion en injectant la sortie INT sur l'entrée DTACK du 68008. Des portes additionnelles sont nécessaires pour que le 68008 reçoive un DTACK lors de l'écriture d'une donnée sur l'AD7569. Dans ce cas, il



n'y a pas de cycle d'attente introduit dans le cycle d'écriture. L'écriture de la donnée s'obtient par l'instruction <MOVE.B Dn,add> et la lecture <MOVE.B add,Dn> où add est l'adresse décodée de l'AD7569 et Dn le registre qui contient (ou contiendra) la donnée à transférer.

#### Interface AD7569 – ADSP2100

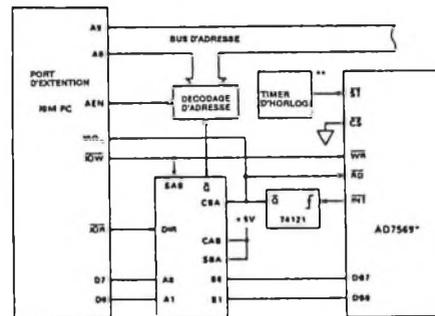


L'AD7569 est utilisé en mode 2 ce qui signifie que l'ADSP2100 est bloqué pendant la conversion. Cela est obtenu en utilisant l'adresse de décodage. Elle est associée à DMWR pour n'assurer le blocage que pendant la phase de lecture. Le passage à l'état bas de INT libère le processeur et permet de terminer l'instruction de lecture.

Parce que le cycle d'instruction de l'ADSP2100 est trop rapide (125nS), l'impulsion DMWR doit être rallongée pendant le cycle d'écriture. Cela est obtenu grâce à un 74121 qui génère une impulsion injectée sur DMACK. La durée de cette impulsion détermine de combien est rallongé le cycle d'écriture. Les buffers qui pilotent cette ligne doivent être de type collecteur ouvert. Une donnée est lue de l'AD7569 par l'instruction <MRO=DM(adr)> où adr est l'adresse de décodage de l'AD7569. De même l'écriture d'une donnée est obtenue grâce à l'instruction <DM(adr) = MRO>.

#### Interface AD7569 – IBM PC

L'AD7569 est idéal pour implanter un port d'entrée/sortie analogique sur un IBM PC. L'AD7569 est configuré en mode 1 et la conversion est lancée par une source



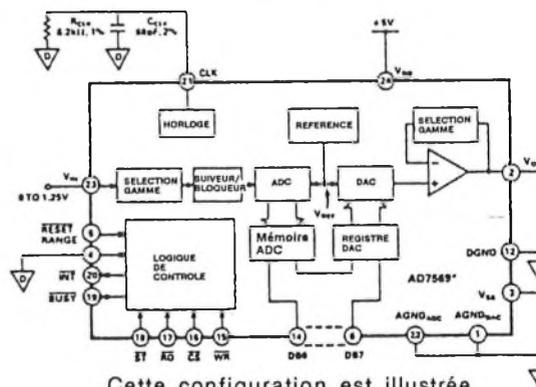
d'horloge précise pour obtenir des échantillonnages equi-distants. A la fin de la conversion, la ligne INT passe l'état bas et le 74121 génère une impulsion RD sur l'AD7569. Cette impulsion RD accède sur la donnée de l'AD7569 et le résultat de la conversion est transféré dans un registre du 74646. Le front montant de cette impulsion génère l'interruption demandée par le processeur. Le résultat de cette conversion est lue depuis le registre du 74646 en effectuant une lecture d'E/S à l'adresse de décodage du 74646. Ecrire une donnée sur le DAC de l'AD7569 suppose écrire dans le 74646 qui se chargera du transfert de la donnée vers le registre du DAC sur le front montant de IOW.

### Mise en oeuvre du DAC de l'AD7569

Le réseau interne de gain/décalage de l'AD7569 autorise plusieurs plages de tensions de sorties. Le circuit peut produire des plages de sorties unipolaires de 0 à +1.25V ou de 0 à +2.5V et des plages de sorties bipolaires de ±1.25V ou ±2.5V. Les connexions pour ces différentes plages sont données à la suite.

#### Configuration unipolaire 0 à 1.25V

La première de ces configurations délivre une plage de sortie de 0 à +1.25V. Cela est obtenu en reliant les entrées Vss et RANGE à AGNDdacc (0V)



Cette configuration est illustrée ci-dessus et vérifiée les niveaux de sortie de la table de code unipolaire.

Table de niveau unipolaire	
MSB LSB	Sortie Vout
1111 1111	+Vref (255/256)
.	.
1000 0001	+Vref (129/256)
1000 0000	+Vref (128/256)
	= Vref/2
0111 1111	+Vref (127/256)
.	.
0000 0001	+Vref (1/256)
0000 0000	0V

$1\text{LSB} = V\text{REF} (2^{-8}) = V\text{REF}/256$  avec  $V\text{ref} = V\text{REF} = 1.25\text{V}$

### Configuration unipolaire 0 à 2.5V

Cette gamme de sortie est obtenue en reliant Vss à AGNDdac (0V) et l'entrée RANGE à Vdd. La table précédente reste valable mais dans ce cas Vref vaut 2VREF (2.5V)

$$1\text{LSB} = 2 V\text{REF} (2^{-8}) = V\text{REF}/128$$

### Configuration bipolaire ± 1.25V

Ce type de configuration est obtenu en reliant l'entrée RANGE à AGNDdac (0V) et Vss à -5V. Le niveau de tension sur Vss pour lequel l'AD7569 passe en mode bipolaire est approximativement -1V. Quand l'AD7569 est configuré en mode bipolaire, le codage d'entrée s'effectue en complément à 2.

Table de niveau bipolaire	
MSB LSB	Sortie Vout
0111 1111	+Vref (127/128)
.	.
0000 0001	+Vref (1/128)
0000 0000	0V
1111 1111	-Vref (1/128)
.	.
1000 0001	-Vref (127/128)
1000 0000	-Vref (128/128)
	= -Vref

$1\text{LSB} = V\text{REF} (2^{-7}) = V\text{REF}/128$  avec  $V\text{ref} = V\text{REF} = 1.25\text{V}$

A noter que, comme pour le mode unipolaire, un code digital avec tous les bits à zéro délivre une sortie à 0V. Il faut noter cependant qu'une impulsion sur la ligne RESET place la sortie en négatif pleine échelle.

### Configuration bipolaire ± 2.5V

Cette configuration est obtenue en reliant l'entrée RANGE à Vdd et l'entrée Vss à -5V. Là aussi le codage s'opère en complément à 2. La table précédente reste valable mais dans ce cas Vref vaut 2VREF (2.5V)

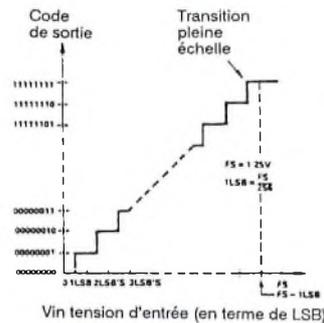
$$1\text{LSB} = 2 V\text{REF} (2^{-7}) = V\text{REF}/64$$

### Mise en oeuvre de l'ADC de l'AD7569

L'entrée analogique de l'AD7569 accepte les mêmes quatre gammes que les gammes de sortie du DAC. La gamme sélectionnée pour le DAC est aussi appliquée pour l'ADC.

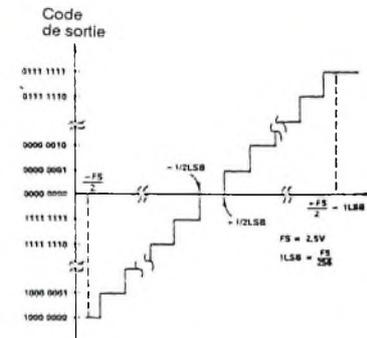
Bien que des masses séparées soient disponibles pour l'ADC et le DAC, pour minimiser les interactions, l'écriture dans le DAC, alors que l'ADC réalise une conversion, peut introduire une erreur à cause de l'interaction des courants entre le DAC et l'ADC. Par conséquent, pour garantir un fonctionnement correct, le registre du DAC ne doit être mis à jour pendant une conversion.

### Fonctionnement unipolaire



Pour la gamme 0 à 1.25V, le code de sortie est en binaire naturel avec  $1\text{LSB} = 1.25/256 = 4.88\text{mV}$ . Pour la gamme 0 à 2.5V, l'échelon de base vaut le double c'est à dire  $9.76\text{mV}$ .

### Fonctionnement bipolaire



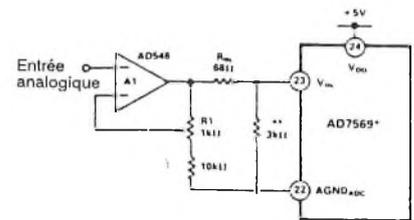
Pour la gamme ± 1.25V, le code de sortie est en complément à 2 avec  $1\text{LSB} = 1.25/128 = 9.76\text{mV}$ . Pour la gamme ± 2.5V, l'échelon de base vaut le double c'est à dire  $19.52\text{mV}$ .

### Décalage de l'ADC et ajustement de l'erreur pleine échelle

Dans la majeure partie des applications DSP, le décalage et l'erreur pleine échelle ont peu ou pas d'effets sur les performances du système. Un exemple typique est le filtrage digital où un signal

dynamique est quantifié par l'ADC, traité digitalement et recréé par le DAC. Dans ces applications, l'erreur de décalage peut être supprimée par un couplage AC du signal recréé (condensateur par exemple). L'effet d'erreur pleine échelle est linéaire et ne pose pas de problème tant que le signal d'entrée reste à l'intérieur de la plage dynamique de l'ADC. Un paramètre important dans les applications DSP est la non linéarité différentielle qui n'est affectée ni par le décalage, ni par l'erreur de pleine échelle.

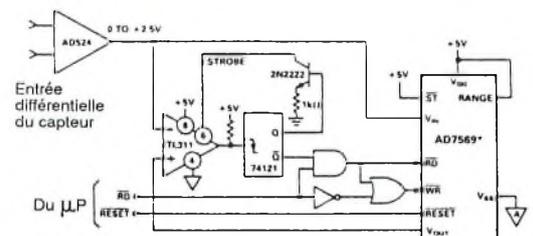
Dans les applications où la précision absolue est importante, le décalage de l'ADC et l'erreur pleine échelle doivent être annulés.



L'erreur de décalage doit être corrigée avant celle de pleine échelle. Elle s'obtient en ajustant le décalage de l'aop qui pilote Vin. Pour les applications unipolaires, pour annuler le décalage, il faut appliquer  $1/2\text{LSB}$  sur l'entrée analogique et ajuster le réglage d'offset de l'aop jusqu'à ce que le code de sortie de l'ADC oscille entre 0000 0000 et 0000 0001. Pour annuler l'erreur de pleine échelle, il faut appliquer une tension de  $FS - 3/2\text{LSB}$  sur l'entrée Vin et ajuster R1 jusqu'à ce que le code de sortie de l'ADC oscille entre 1111 1110 et 1111 1111.

Pour les applications bipolaires, pour annuler le décalage, il faut appliquer  $-1/2\text{LSB}$  sur l'entrée analogique et ajuster le réglage d'offset de l'aop jusqu'à ce que le code de sortie de l'ADC oscille entre 1111 1111 et 0000 0000. Pour annuler l'erreur de pleine échelle, il faut appliquer une tension de  $+FS/2 - 3/2\text{LSB}$  sur l'entrée Vin et ajuster R1 jusqu'à ce que le code de sortie de l'ADC oscille entre 0111 1110 et 0111 1111.

### Détection de pics



La figure ci-dessus illustre un convertisseur A/D lecteur de pics qui est utile dans des applications comme la surveillance d'écoulement, de

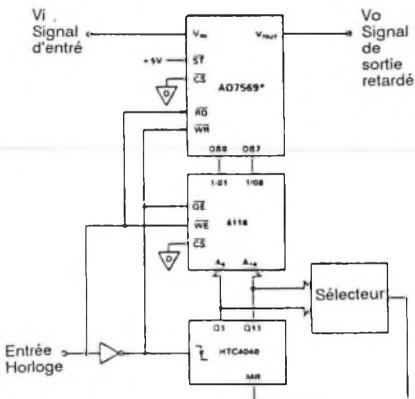
température, de pression etc... Ce montage garantit qu'une pointe ne sera pas perdue car elle n'impose pas qu'un microprocesseur vienne surveiller fréquemment les données. La valeur de la pointe est stockée dans le convertisseur A/D et peut être lue à n'importe quel moment.

Le gain de l'amplificateur d'instrumentation est ajusté de telle sorte que l'excursion complète du signal d'entrée corresponde aux 0 - 2.5V d'entrée du convertisseur. Quand le signal d'entrée dépasse la valeur courante mémorisée, la sortie du TL311 passe à l'état bas, enclenchant la sortie Q du 74121. Le front descendant de Q lance la conversion sur l'ADC de l'AD7569. La fin de la conversion transfère le résultat dans le DAC. Cette impulsion doit être 120 ns plus longue que la durée de la conversion de l'ADC.

Les portes additionnelles sur les entrées RD et WR permettent au microprocesseur de pouvoir lire la donnée sans pour autant venir altérer le registre du DAC. Il peut être nécessaire de surveiller la ligne BUSY pour s'assurer que la lecture par le processeur ne se produise pas en plein milieu de conversion. L'impulsion de lecture du microprocesseur doit être inférieure à 1µs pour garantir une lecture correcte de la donnée de l'ADC. Une impulsion sur la ligne RESET remplace la sortie à 0V et lance une nouvelle période de détection de pics. Cette impulsion de RESET doit elle aussi être inférieure à 1µs.

### Ligne à retard analogique

Dans de nombreuses applications, essentiellement dans les systèmes audio, il est nécessaire d'apporter un retard sur le signal d'entrée.



La figure ci-dessus illustre comment une simple ligne à retard analogique peut être obtenue avec un AD7569. Le signal d'entrée est échantillonné avec l'ADC de l'AD7569 et les données converties sont stockées dans une mémoire 6116 (2k x 8). L'horloge inverse vient commander un compteur HCT4040 qui donne l'adresse de

la mémoire. La valeur du retard est sélectionnée par une des lignes de sortie du compteur qui vient le réinitialiser. Cela peut être fait par de simples interrupteurs en mode manuel ou par un multiplexeur sur un système programmable. Les données sont écrites dans le DAC en utilisant le signal d'horloge inversé.

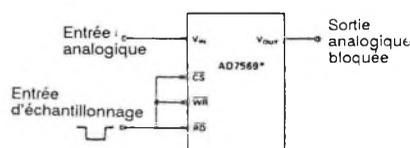
Au démarrage initial, la tension de sortie Vo sera aléatoire tant que la durée du retard ne sera pas atteinte. (Reset du compteur). A partir de cet instant, la donnée retardée est lue dans la mémoire et transférée dans le DAC avant qu'une nouvelle donnée convertie soit écrite au même emplacement mémoire. L'horloge d'entrée du système doit être un signal carré dont la fréquence maximum est 200kHz (afin de garantir les 2µs de temps de conversion de l'ADC). Le rapport MARK/SPACE de l'horloge d'entrée peut être modifié pour optimiser la fréquence d'échantillonnage si nécessaire. La durée de l'horloge à l'état bas doit être au moins égale à la durée de conversion et au temps d'accès de l'ADC plus le temps d'établissement de la 6116. La durée de l'horloge à l'état haut doit être au moins égale au temps d'établissement du DAC plus le retard à travers le compteur plus le temps d'accès à la mémoire.

La quantité de mémoire utilisée, ainsi que la fréquence d'échantillonnage détermine le retard maximum. Avec une 6116 et une fréquence d'horloge de 200kHz, le retard maximum est de 5ms et une fréquence d'entrée maximum de 100kHz. Avec 64k de mémoire, une horloge à 8kHz, le retard maximum est de 8 secondes et la fréquence maximum d'entrée est de 4kHz.

### Enregistreur

Le même principe peut être appliqué pour un enregistreur. Dans ce cas, le signal d'entrée est converti par l'ADC et conservé dans la mémoire. Il peut être rappelé plus tard et recréé en utilisant le DAC.

### Echantillonneur/bloqueur permanent

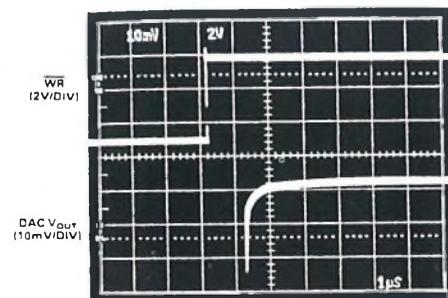
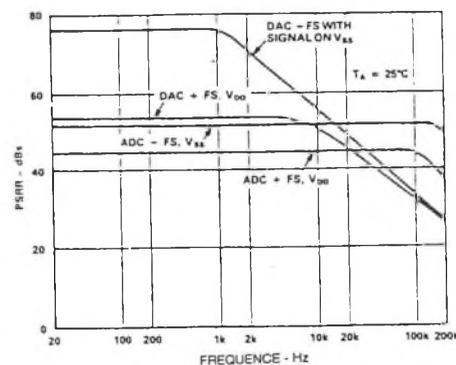


L'AD7569 est idéal pour implanter une fonction d'échantillonneur/bloqueur permanent. En gros, l'ADC échantillonne et convertit le signal d'entrée en un mot digital de 8 bits. La donnée de 8 bits est chargée dans le DAC et la valeur échantillonnée est restituée sous forme analogique. La valeur

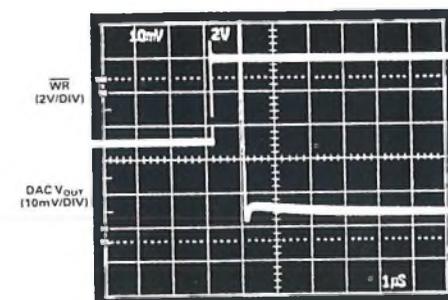
échantillonnée est maintenue jusqu'à ce que le registre du DAC soit mis à jour. L'alignement pleine échelle entre l'ADC et le DAC sur l'AD7569 garantit une erreur typique inférieure à 1% entre la tension analogique d'entrée et la valeur "maintenue" en sortie.

## Courbe des performances typiques

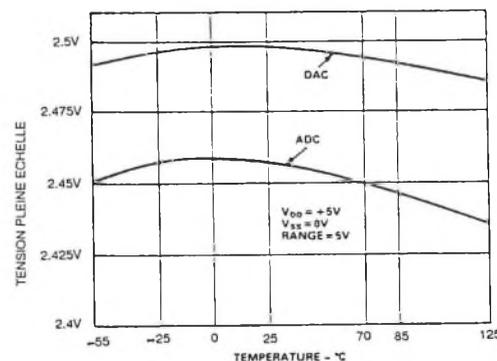
Pour finir cet article, voici les dernières courbes de caractéristiques de ce produit.



Temps d'établissement sur front positif (gamme ± 2.5V)



Temps d'établissement sur front négatif (gamme ± 2.5V)



## 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
Initiation aux micro-processeurs (1 ère partie)	No 19 Page 7
Initiation aux micro-processeurs (2 ème partie)	No 20 Page 6
Initiation aux micro-processeurs (3 ème partie)	No 21 Page 21

ADC 801 à ADC 805	No 17 Page 2
CA 3140	No 5 Page 22
CA 3161, CA 3162	No 12 Page 17
CQL 80D & CQL 90D (Diodes LASER)	No 15 Page 24
DAC800, 801, 802	No 17 Page 12
ICL 7106 / ICL 7107	No 3 Page 2
LM 10	No 15 Page 5
LM 35	No 5 Page 2
LM 317 / LM 337	No 2 Page 2
LM 324	No 5 Page 18
LM 381	No 18 Page 6
LM 741	No 5 Page 16
LM 2907 / LM 2917	No 20 Page 49
LM 3914 / LM 3915	No 1 Page 2
M 9306	No 1 Page 22
MAX 232	No 19 Page 10
MC 3479	No 13 Page 16
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
NE 565 / 566	No 16 Page 25
NE 567	No 16 Page 14
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
TEA 5114 A / TEA 5115 / TEA 5116	No 21 Page 12
TGS 813	No 1 Page 17
TL 07x / 08x	No 5 Page 20
TOLD 9200 & 9211 (Diodes LASER)	No 15 Page 24
UCN 5804	No 13 Page 38
UM 66T / 3482 / 3491 / 3561	No 7 Page 31
UM 5100 et modulation Delta	No 16 Page 2
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
BARRIERE INFRAROUGE CODEE	No 16 Page 37

## 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
ANALYSEUR DE SPECTRE (1ere partie)	No 14 Page 9
FUZZ & TREMOLO POUR GUITARE	No 15 Page 15
TRUCQUEUR DE VOIX	No 15 Page 20
ANALYSEUR DE SPECTRE (2eme partie)	No 16 Page 7
ISOLATEUR AUDIO A OPTO-COUPLEUR	No 16 Page 21
TRANSMISSION AUDIO PAR LE SECTEUR	No 16 Page 32
CHAMBRE D'ECHO/REVERBERATION DIGITALE	No 16 Page 41
AUTO-STOPPEUR AUTOMATIQUE D'ENREG. K7	No 17 Page 20
EQUALISER MONOPHONIQUE	No 17 Page 29
GENERATEUR DE BRUIT ROSE	No 17 Page 34
EQUALISER STEREO & GENERATEUR DE BRUIT	No 17 Page 37
PREAMPLIFICATEUR STEREO FAIBLE BRUIT	No 18 Page 10
EQUALISER STEREO: L'ALIMENTATION	No 18 Page 12
CALCUL ET CHOIX D'ENCEINTES ACOUSTIQUES	No 20 Page 18
CHOIX D'ENCEINTES ACOUSTIQUES: LES KITS	No 21 Page 19
TRUCQUEUR DE VOIX DIGITAL (1 ère partie)	No 21 Page 34

## 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
MINI ALIMENTATION SYMETRIQUE A DECOUP.	No 18 Page 31

## 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
PROGRAMMATEUR JOURNALIER: Modifications	No 17 Page 26
SIMULATEUR DE PRESENCE	No 18 Page 2
2 THERMOSTATS TELE-PILOTES 3 CONSIGNES	No 21 Page 45
EXTENSION DE TELE-PILOTAGE 2 FILS	No 21 Page 51

## EMISSION-RECEPTION

EMETTEUR F. M. AVEC MICRO ET ENTREE 0 dB	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
REPARTITEUR D'ANTENNE AMPLIFIE 2 A 6 VOIES	No 18 Page 20
REPARTITEUR D'ANTENNE: L'ALIMENTATION	No 19 Page 23

## 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 CONTINUITE	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
GRADATEUR 220V SIMPLE A POTENTIOMETRE	No 16 Page 16
DETECTEUR UNIVERSEL A RELAIS	No 18 Page 14
MINI SERRURE CODEE 3 CHIFFRES	No 19 Page 38
UNITE D'AFFICHAGE BARGRAPH A 20 LEDs	No 20 Page 10
-EXTENSION GENERATEUR DENT DE SCIE	No 20 Page 13
-EXTENSION THERMOMETRE	No 20 Page 14
-EXTENSION VU-METRE POUR AMPLI	No 20 Page 15
-EXTENSION COMPTE-TOURS ANALOGIQUE	No 20 Page 16
ALARME DE TIROIR A BUZZER	No 21 Page 42

## LUMIERE

VARIATEUR 220 V COMMANDE EN TENSION	No 7 Page 12
GRADATEUR CHENILLARD	No 10 Page 31
MODULATEUR 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
CLIGNOTEUR 220 V ANTI-PARASITE	No 18 Page 17

## 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 FREQUENCEMETRE 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 AMPERMETRE 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
DETECTEUR ENREGISTREUR DE MINI / MAXI	No 17 Page 41
MILLI-OHMETRE AUTONOME	No 18 Page 35
IMPEDANCEMETRE POUR MODULE A ICL7106	No 19 Page 2
MILLI WATTMETRE OPTIQUE	No 19 Page 43
MODULE AFFICHEUR DE TABLEAU LCD 3 1/2	No 20 Page 23

## 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 TRICOLORES	No 9 Page 2
ECLAIRAGE DE CONVOIS FERROVIAIRES	No 9 Page 38
GESTION D'ECLAIRAGE MAQUETTES FERROV.	No 18 Page 40

## PERI-INFORMATIQUE

PROGRAMMATEUR DE 68705	No 2 Page 13
INTERFACE 8 VOIES CENTRONICS 220 Volts	No 3 Page 8
2 CORDONS ADAPTEURS MINITEL / RS232	No 19 Page 18

## 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
COMMUTATEUR PERITEL AUTOM. MULTI-VOIES	No 19 Page 24
GENERATEUR DE MIRES R.V.B.	No 20 Page 31
COMMUTATEUR PERITEL: CARTE DOUBLE R.V.B	No 21 Page 37

Si vous achetez vos anciens numéros dans un magasin HBN

1 PIN'S\*



(AU CHOIX)

VOUS SERA OFFERT

(Pour l'achat de 2 numéros minimum)

voir la liste des magasins au dos de la couverture

\* En magasin uniquement

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). (Veuillez dans tous les cas indiquer vos coordonnées au verso de ce coupon S.V.P.)

1	7	13	19
2	8	14	20
3	9	15	21
4	10	16	
5	11	17	
6	12	18	

Total: x 15F (Chèque ou carte)

Bulletin d'abonnement : Décembre 1992

Hobbytronic DECEMBRE 1992  
Dépot légal DECEMBRE 1992

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

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

# Si vous achetez vos anciens numéros dans un magasin HBN

## 1 PIN'S\*

(AU CHOIX)



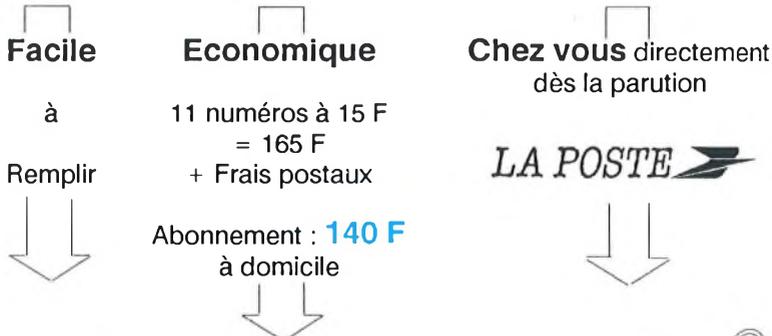
## VOUS SERA OFFERT

(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°22 - Décembre 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

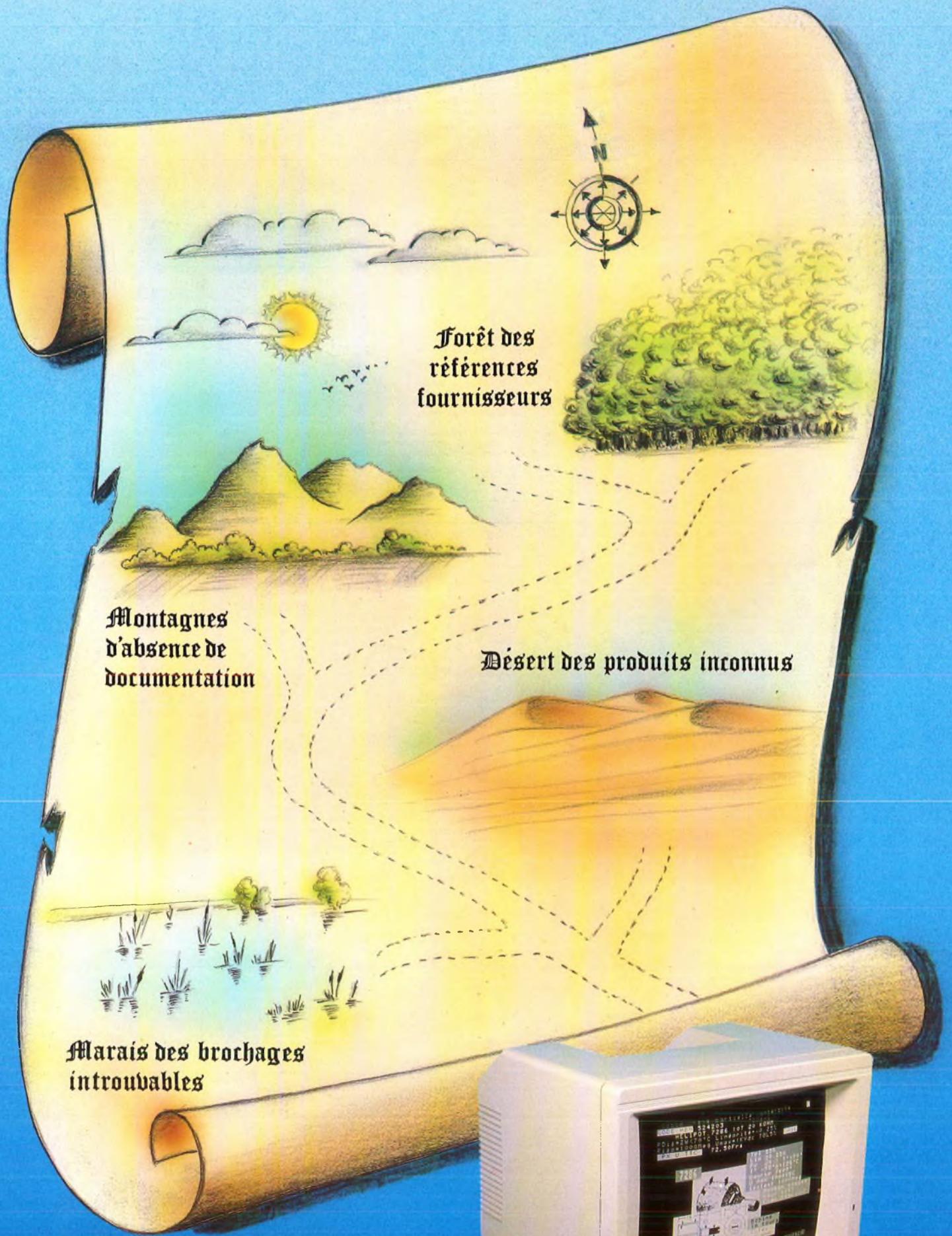
ATTENTION, si vous désirez d'anciens numéros,  
voir au verso de ce coupon.

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



**Tapez plutôt :  
3615 HBN**



ELECTRONIC



ELECTRONIC

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

AMIENS 80000  
19 RUE GRESSET  
TEL 22 91 25 69

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 LECORNAU  
TEL 43 28 38 63

RENNES 35000  
12 QUAI OUGUAY 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

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

LILLE 59800  
61 RUE DE PARIS  
TEL 20 06 85 52

VALENCIENNES 59300  
57 RUE DE PARIS  
TEL 27 46 44 23

REIMS 51100  
10 RUE GAMBETTA  
TEL 26 88 47 55

REIMS 51100  
46 AV DE LAON  
TEL 26 40 35 20

CHARLEVILLE 08000  
1 AV J JAURES  
TEL 24 33 00 84

CHALONS/MARNE 51000  
2 RUE CHAROIRIN  
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 OIZIER  
TEL 83 36 67 97

MULHOUSE 68100  
CENTRE EUROPE  
TEL 89 46 46 24

MONTBELIARD 25200  
28 LA CRAY VOUEJAUCOURT  
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

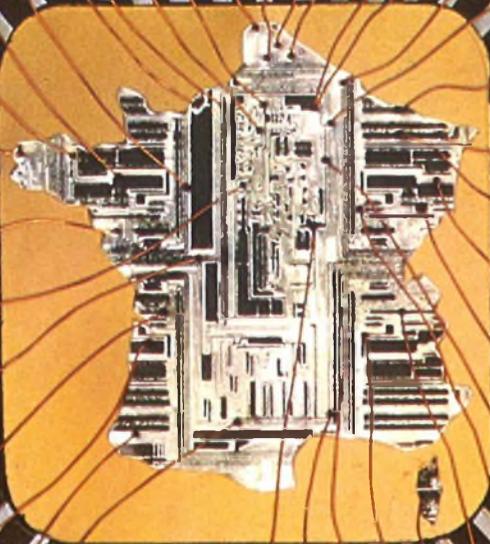
AJACCIO 20000  
AV DU MARECHAL JUIN  
TEL 95 20 27 38

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



DISTRIBUE :



**TORA**  
KIT ELECTRONIQUE