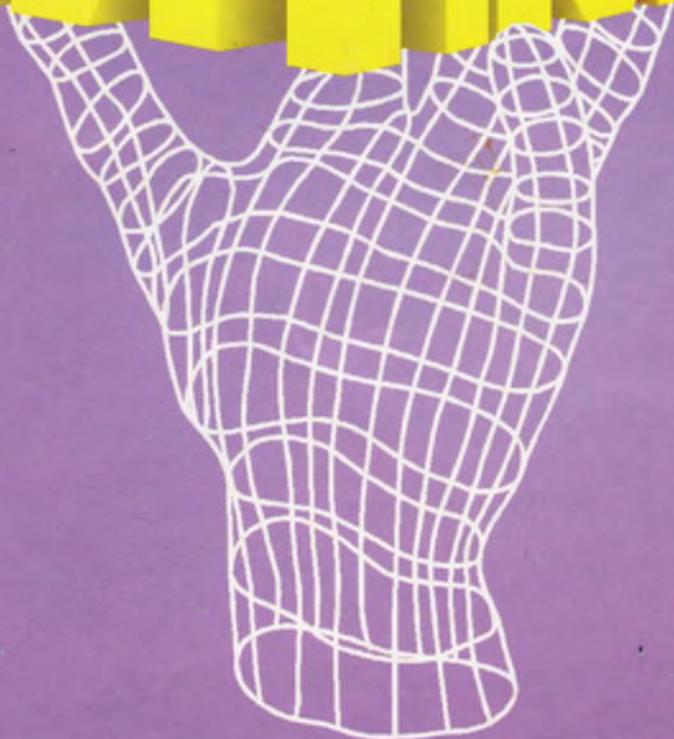


# HOBBYTRONIC

## MENSUEL D'APPLICATIONS ELECTRONIQUES

N° 35 MARS 1994 - 20,00F



HOBBYTHEQUE

LUMIERE

DOMESTIQUE

ALIMENTATION

MODELISME



VIDEO

EMISSION-RECEPTION

AUTO-MOTO

MESURE

SONORISATION

M 4443 - 35 - 20,00 F

**Si vous êtes parmi nos fidèles lecteurs**

**Gagnez 200 frs en  
faisant la**

**PROMOTION**  
**de votre revue préférée**



200 frs à valoir sur tout achat  
de revues, de classeurs ou de kits tora

**COMMENT ?**

En proposant à 3 de vos connaissances

un **ABONNEMENT** à un **PRIX SPECIAL** 160 frs au lieu de 190 frs

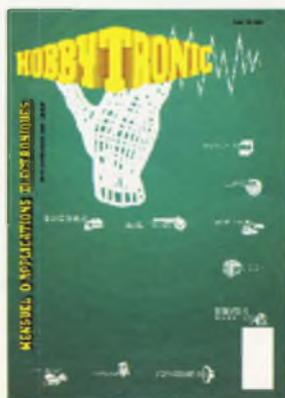
Pour cela vous devez :

- 1 - remplir le bon de commande prévu à cet effet
- 2 - Joindre les 3 coupons d'abonnement de vos amis **AVEC** le paiement correspondant ( 3x160 frs)
- 3 - passer commande de produits pour un montant minimum de 200 frs en déduisant d'office les 200 frs d'avo

Cette offre n'est valable que pour 3 **NOUVEAUX** abonnés **UNIQUEMENT** ( pas de réabonnement)

Cette offre est valable du 1 décembre 1993 au 31 mars 1994

**Faites**  
**connaître**



**Autour**  
**de vous**

**VOIR COUPON EN  
DERNIERE PAGE**



# SOMMAIRE

Les amplificateurs à transconductance, alias OTA:  
**Un bon exemple du genre, le LM 3900 (3<sup>ème</sup> partie) ..... 48**

En matière d'oscilloscope: un exemple du compromis idéal  
entre qualité et prix:  
**Voir pour comprendre ..... 2**

## NOS FICHES TECHNIQUES

HOBBYTHEQUE 

BANC D'ESSAI 

## NOS REALISATIONS PRATIQUES

Oscilloscope mono-trace vers double, double trace vers triple...:  
**Un doubleur de trace analogique calibré ..... 6**

MESURE 

Détection de métaux: pour en savoir plus sur le type de métal:  
**Un détecteur de métaux discriminateur ..... 13**

DOMESTIQUE 

Phase, neutre, terre, repérage de câble, continuité...  
**La multi-détection sur une dizaine de centimètres carrés 17**

INITIATION  
TECHNOLOGIE 

Signaux vidéo rachitiques: Un nouveau remède encore plus efficace  
**Correcteur vidéo PAL SECAM ..... 20**

VIDEO 

C'est nouveau, ça vient de sortir: la JLAO,  
alias Jeu de Lumière Assisté par Ordinateur:  
**Un jeu de lumière évolutif analogique et digital ..... 33**

LUMIERE 

Votre oscilloscope vous raconte-t-il toute la vérité ?  
**Un calibrateur d'oscilloscope à quartz ..... 42**

MESURE 

En pages centrales détachables: Les circuits imprimés....

Sommaire permanent ..... 54

NEW'S ..... 55

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



## Voir pour comprendre....

En matière d'électronique, si une telle phrase doit s'appliquer à un instrument de mesure, c'est bien à l'oscilloscope qu'elle s'adaptera le mieux.

Nombreux ont été, au fil des différents articles de cette revue, les appareils de mesure qu'il est souvent bien rentable de réaliser pour faire de substantielles économies.

Avec le banc test de cet oscilloscope, vous verrez que le rapport qualité / prix atteint ne vaut même pas la peine que l'on commence à réfléchir au schéma... En effet, si pour l'amateur voir un signal et son évolution en fonction des essais est très certainement l'enseignement le plus marquant, cet enseignement est bien souvent payé chèrement, le moindre oscilloscope valant généralement un minimum de 1500 Francs et le plaçant, de ce fait, hors de portée du porte monnaie du débutant.

Ici, c'est un montant bien inférieur, 790 Francs TTC, qui vous permettra de devenir propriétaire d'un appareil qui, nous allons le voir de suite, ne laisse pour autant rien de côté sur le plan technique.

### Premier contact

Agréable dès le départ... En effet, emballage sérieusement protecteur et descriptif détaillé du contenu de celui-ci contribuent à cette première bonne impression.

Ce descriptif indique que l'on doit y trouver:

- L'oscilloscope universel par lui-même
- Une notice technique et d'emploi
- Un filtre d'entrée (synchronisation sur signal TV)
- Une sonde d'entrée 1:1 et 1:10
- Un certificat de garantie
- Un cordon spécial de mise à la terre pour la mesure des petits signaux
- Et enfin, trois fusibles de remplacement pour l'entrée secteur.

Comme tout acheteur d'un nouvel appareil qui se respecte, le premier réflexe est de déballer la pièce maîtresse, à savoir l'oscilloscope par lui-même.

Là encore, les premières impressions sont plutôt positives: la présentation est soignée aussi bien au niveau coffret que façade, qui comporte une sérigraphie claire et surtout, en Français.

Le "LOOK" est assez inhabituel, puisque c'est un appareil construit en hauteur, qui économisera ainsi agréablement la place sur la table de travail de l'amateur.

Les commandes sont disposées harmonieusement, avec les réglages concernant la trace (lumière et finesse du spot) à côté de l'écran. La taille de celui-ci peut surprendre (63 x 51mm, 8x10 divisions), mais qui en fait se justifie tout à fait pour un appareil de cette catégorie.

C'est en fait un tube rond de 7 cm (genre DG7-32) qui équipe cet appareil, et qui devrait donner de bons résultats au niveau finesse et géométrie grâce au faible angle de déflexion. Cet angle faible permet en même temps de dépenser peu d'énergie pour dévier la trace, ce qui laisse présager des tensions d'alimentation moyennes et une électronique modérément sollicitée qui sera gage de fiabilité.

La partie médiane comprend tout ce qui est base de temps: niveau de déclenchement, centrage horizontal et entrée synchronisation externe (déclenchement), pour la partie gauche.

Au centre, la base de temps étalonée présente 6 positions (de 50 à 0,1). Une progression rapide vers la droite montre un premier clavier de trois touches: M/A en haut (avec son témoin), un commutateur mS-uS et un inverseur commandant le mode déclenché (synchro externe) ou automatique.

En fait la touche centrale (mS-uS) donne tout l'intérêt au commutateur de balayage puisque cette astuce permet d'obtenir au total 18 positions calibrées de la base de temps.

Touche mS-uS appuyée, on obtient une base de temps allant de 50 mS par division à 0,1 (100 uS). La touche relâchée, la base de temps permet maintenant d'aller de 50 uS à 100 nano Secondes par division.

L'échelle obtenue est donc "sans trou" et la vitesse maximum laisse présager l'observation de signaux jusqu'à 10 MHz et plus avec confort.

En bas, on retrouve le classique cadrage vertical et l'entrée normalisée sur prise BNC sous 1 MOhms et 40 pF.

Le commutateur de niveau permet quant à lui de visualiser de 10 mV à 5 Volts par division en 9 calibres. La notice nous donnera par la suite l'explication de la dixième position, symbolisée par un triangle, qui correspond à un calibrateur incorporé en temps et amplitude.

Trois touches de nouveau, dont deux sont attribuées à la base de temps pour sélectionner le déclenchement sur front positif ou négatif d'une part et le mode de synchronisation, intérieur ou extérieur, d'autre part.

La troisième permet l'entrée en continu ou alternatif du signal sur l'amplificateur Y.

Une entrée de masse termine le tour de présentation de cette façade.

Un rapide tour du propriétaire montre un béquille inférieure pour améliorer l'angle de vue, un accès prévu à des ajustements



classiques sur l'une des parois latérale et le dessus, pour retoucher éventuellement les calibrages d'usine.

A l'arrière, quatre fiches banane permettent l'exploitation de signaux annexes: sortie dent de scie, commande d'étalement de X, entrée déviation X externe et masse.

Un enrouleur de cordon d'alimentation et les classiques sécurités et prise de terre additionnelle complètent cette première observation visuelle.

Les deux seules critiques que l'on peut apporter concernent l'épaisseur des traits du réticule d'écran ainsi que l'absence de poignée de transport.

La béquille d'inclinaison peut toutefois pallier à ce manque, surtout compte tenu du faible poids de l'engin: 3,5 kg.

## La doc....

Voilà ce qu'il faudrait toujours faire: avant de plonger sur les boutons, lire la documentation.

Celle-ci trahit l'origine Russe de cet oscilloscope, à la fois par son papier recyclé d'aspect jaune et les termes, dans la même langue, employés pour désigner les différentes commandes.

La surprise est agréable malgré tout, car la notice est réellement et intégralement faite en Français et ces quelques termes de désignation sont donnés dans les deux langues. Vos premiers rudiments dans cette culture de l'Est proviendront peut être un jour de ce dictionnaire inattendu...

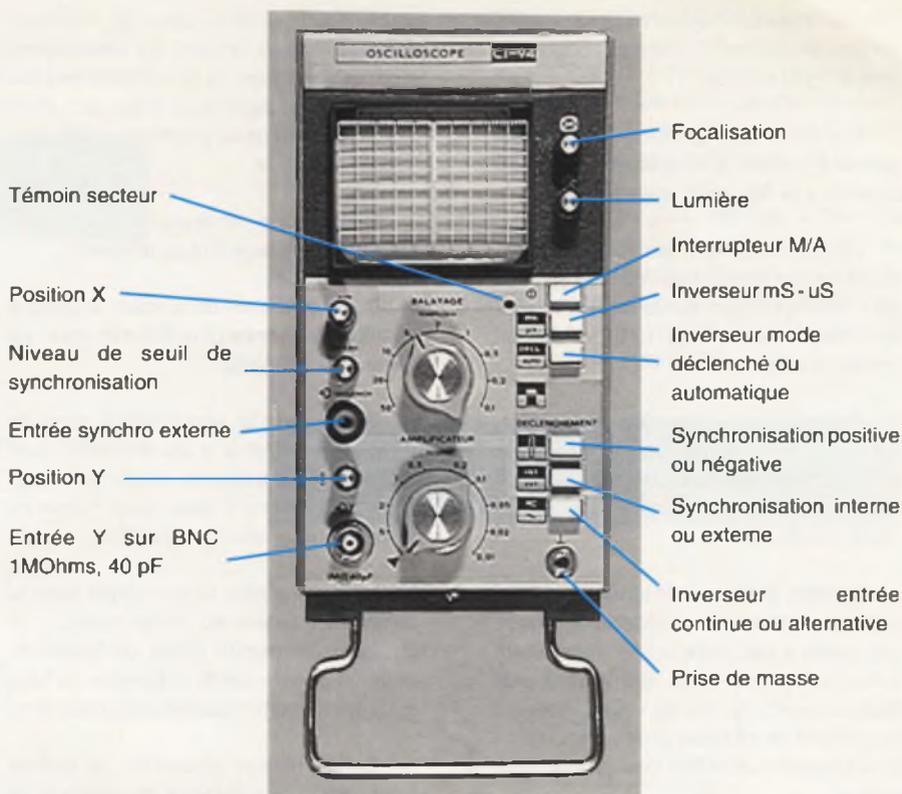
Rien n'est laissé au hasard puisque l'ensemble des schémas internes, synoptiques, tableaux de tensions et même les circuits imprimés et liste des composants sont fournis !

## Caractéristiques

C'est ce que délivrent principalement les premières pages.

Hormis les indications habituelles sur la tension secteur (220 à 240 +/- 10%, 50-60 Hz, consommation de 32VA maxi) et la température ambiante d'utilisation (10 à 35 °C) nous nous porterons plutôt sur les informations définissant la qualité.

Là, aucun doute, nous avons affaire à un mono-trace (ça, vous l'aviez sans doute deviné, mais suivez-nous jusqu'aux conclusions...) de 10 MHz. La bande passante est donc correcte, comme le laissaient présager les calibres de base de



temps. La dernière position doit permettre d'afficher une période de signal à 10 MHz par division, donc un bon confort d'utilisation.

Le temps de montée en signal carré est un peu faible, 35 nS, ce qui tronquera légèrement la visualisation d'un tel signal, mais bon, cette limite supérieure n'est finalement pas trop gênante compte tenu de la vocation de cet appareil.

Côté synchronisation interne, on peut lire que le signal doit avoir une amplitude comprise entre 2 et 8 divisions pour "passer" le 10 MHz et qu'une amplitude de 0,8 division suffit pour visualiser un signal de 50 Hz à 2 MHz.

En fait, les étages de synchronisation profitent de l'amplificateur d'entrée pour remettre en forme le signal de déclenchement et lui donner de l'amplitude. C'est pour cette raison que la "limite d'accrochage" de la synchronisation est donnée en divisions.

En d'autres termes, il faut au moins deux divisions pour se synchroniser sur une fréquence de 10 MHz, ce qui correspond à 20 mV crête-crête sur le calibre le plus faible (10 mV).

Si le signal est égal à 0,8 division (8 mV sur le même calibre), l'oscillateur interne ne pourra se synchroniser que jusqu'à des fréquences de 2 MHz maximum.

Nos différents essais ont montré que le comportement était en général bien meilleur, ces valeurs étant des valeurs typiques.

Dans le cas d'une synchronisation externe (entrée déclenchement), le signal de synchronisation doit posséder une amplitude de 1 Volt minimum pour obtenir la gamme 20 Hz à 10 MHz et un signal d'au moins 0,5 Volt pour obtenir un accrochage de la base de temps de 50 Hz à 2 MHz.

Afin de visualiser les temps de montée de signaux carrés par exemple, une sortie étalement est disponible à l'arrière.

En court-circuitant les broches 1 et 2 de ce connecteur, on obtient l'équivalent du x10 MAG (augmentation de la vitesse de balayage par 10).

Ici, ce court-circuit contribue à mettre en parallèle deux résistances (nous dit la documentation et confirme le schéma) ce qui donne une magnification x5.

A noter que cette broche 1 fournit également la dent de scie de l'oscillateur horizontal, avec une amplitude de 4 Volts typique.

La broche 3 (entrée X) peut recevoir un signal externe afin de faire des comparaisons de fréquence et diverses mesures par courbes de Lissajous



Les calibres du diviseur d'entrée peuvent paraître un peu limités, côté haut notamment avec 5 V par division.

N'oublions pas la sonde 1:1-1:10 qui permet d'étendre la visualisation à 50V x 8 divisions soit 400 Volts crête-crête.

Côté limitations, il sera important de savoir qu'une tension maximum de 30 Volts peut être appliquée sur le calibre le plus petit (300V avec sonde 1:10) et cela en entrée ouverte.

Particularité de traduction sans doute, l'entrée ouverte correspond à la position entrée en alternatif (au travers de la capacité d'isolement) et entrée fermée à l'entrée en mode "continu".

La limite maximum de tension continue + tension alternative applicable à l'entrée est, quant à elle, fixée à 250 Volts. Cette valeur est un peu juste, 400 V étant plus fréquemment rencontré. Ces valeurs concernent de toute façon des mesures où il y a longtemps qu'il faut faire attention aux doigts...

La dernière position du commutateur de tension (calibrage) récupère une tension carrée de référence réalisée à partir de la tension secteur. Ce signal de référence possède donc une période de 20 mS et une amplitude de 5 divisions permettant de recalibrer l'appareil au besoin.

A cette fin, deux ajustements sont accessibles sur le côté gauche de l'appareil: une correction de gain Y et une correction d'équilibre (stabilité de la position de la trace entre les différents calibres Y). Un ajustement est disponible aussi au dessus pour corriger l'étalonnage du balayage X avec cette position test.

La notice précise que ces ajustements sont en principe à retoucher après un quelconque dépannage de l'appareil ou à vérifier après un nombre d'heures élevé de fonctionnement.

Les réglages initiaux nous ont parus bons (la vérification doit se faire après une période de mise en chauffe de 5 mn environ) et une retouche inutile

## Mise sous tension

La visite est guidée pas par pas dans la notice. La manipulation des différentes commandes et la façon de mesurer vos premiers signaux sont ainsi grandement facilités.

Pour ceux qui veulent aller plus loin, les pages suivantes de cette documentation

livrent leurs secrets avec les mesures spéciales, celles utilisant les connecteurs arrières, l'utilisation du filtre spécifique pour la visualisation de signaux vidéo, etc... Mais il ne s'agit là que de l'apprentissage classique d'un oscilloscope.

Nous nous arrêterons plutôt sur l'apparence du signal et sa précision.

Côté apparence de la trace, la finesse du spot est donnée pour 0,8 mm maxi, ce qui paraît beaucoup.

En fait, avec un tube ayant un angle de déflexion aussi faible et une accélération de 2 kVolts, la trace est d'une excellente finesse et reste inférieure à cette limite même en poussant exagérément la lumière.

Un point gênant se tient plutôt dans la déformation légère du signal lorsqu'on le chasse à l'extrémité haute ou basse de l'écran. La forme ronde et bombée du tube est la grande responsable de cette distorsion.

Dans la mesure du possible, on limitera les mesures aux divisions données par le réticule et en évitant toute erreur de parallaxe, ce réticule n'épousant pas de très près la surface de l'écran.

## On ouvre ?

Evidemment, ce n'est pas ce que nous vous conseillons de faire en cas d'acquisition, d'autant que trois des vis de fermeture sont scellées pour attester de la garantie.

Le banc d'essai par contre, ne pouvait pas être intégré sans vous informer sur la composition interne et la qualité de fabrication.

C'est amusant d'ouvrir un appareil d'un pays que l'on connaît généralement peu et l'on se prend facilement à rêver aux gens qui ont manipulé et fabriqué cet appareil.

Si cette impression avait déjà commencé avec la notice, dont les feuilles de contrôles et vérifications sont complétées à la main et contresignées, de nombreux détails de la finition témoignent tout autant du souci de "zéro défaut" et d'un appareil voulu fiable.

Certes, le niveau de vie connu de ce pays et le coût de la main d'oeuvre contribuent largement à ce rapport qualité/prix. Ainsi, aussi bien au niveau mécanique (structure interne en alliage d'aluminium, sérigraphie de façade vernie et passée au four) qu'au niveau électronique (transformateur d'alimentation en double C, blindé et étanchéisé, potentiomètres étanches, blindage de tube copieux, circuits imprimés propres, commutateurs à galettes

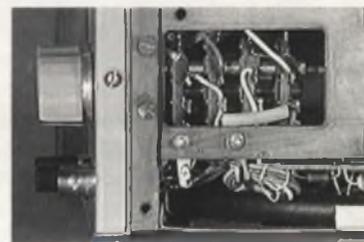
sérieux, marquages peinture sur les différentes connexions), tout donne une impression de fabrication pour laquelle le temps de construction d'un appareil et la célérité des différents intervenants ne sont pas les critères principaux.

Les différentes photographies suivantes montrent quelques points marquants de ce souci de qualité.

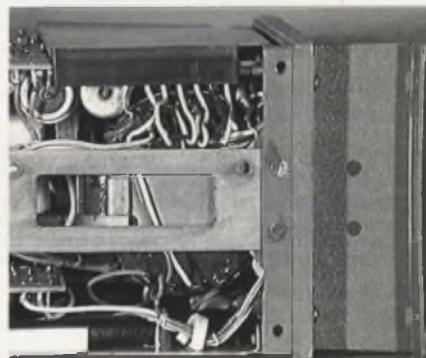
Les composants employés sont naturellement du même pays d'origine. Constitué uniquement d'étages à transistors (aucun CI n'est utilisé), pratiquement tous sont de marque ELORG (Moscou) dont on trouvera les équivalences dans les divers guides en cas de pépin. La maintenance n'est donc pas un problème majeur.

A noter que différents transistors (notamment certains dont le rôle est crucial dans la qualité de fonctionnement), sont d'origine de marque Philips (nombreux BF 450 notamment).

Deux bobinages sont présents: le transformateur principal d'alimentation et un transformateur haute tension fournissant la tension de 2 kV pour le tube. Pour eux, toutes les informations sont données dans la nomenclature: nombre de spires, diamètre

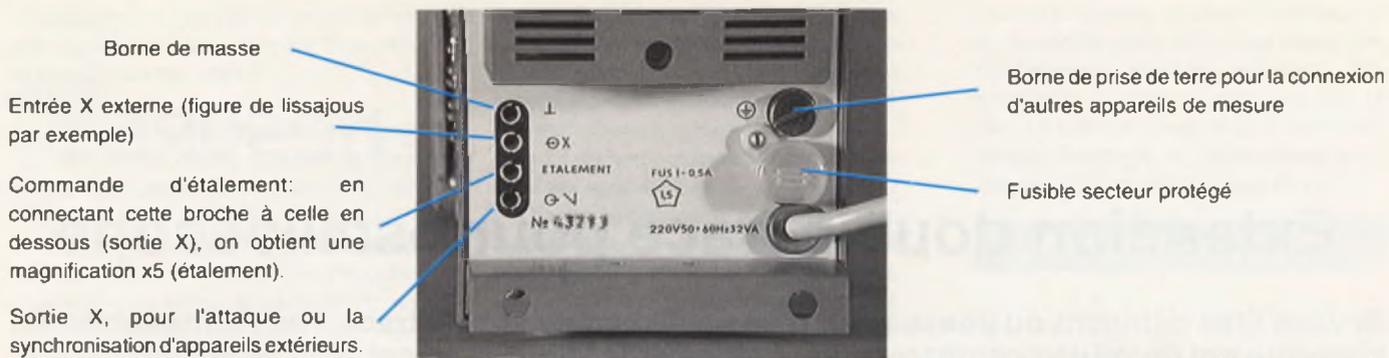


*Vue détaillée des commutateurs à galettes du diviseur d'entrée. On remarquera aussi la ligne à retard réalisée à l'aide de câble blindé et plaquée contre la paroi métallique.*



*Ci-dessus, le transformateur d'alimentation en double C et étanchéisé. La boucle de la ligne à retard est aussi visible ici. Le rivet "POP" n'a pas sa place dans la mécanique, entièrement taraudée et assemblée par vis...*



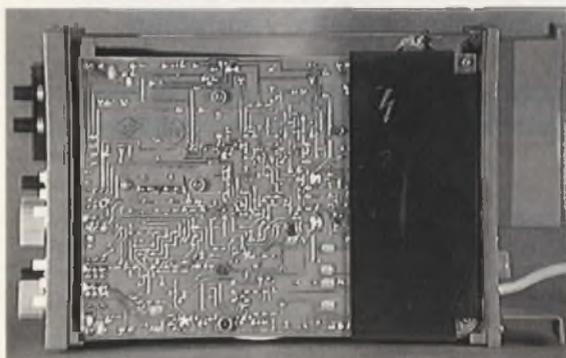


du fil, nombre d'enroulements, tensions et courants nominaux, etc...).

Bref, tous les composants sont facilement identifiables et permettent une maintenance aisée, même pour l'amateur, à condition qu'il ait des notions suffisantes pour s'attaquer à cette intervention éventuelle.

Seuls points noirs: la taille non normalisée des fusibles (3 sont fournis d'avance) et quelques erreurs sur le schéma (représentation de transistors PNP au lieu de NPN (T6), et oubli de la flèche d'émetteur (T4, T5, T8) sur la figure 4.

A priori, nous n'avons pas relevé d'erreur sur la figure 5.

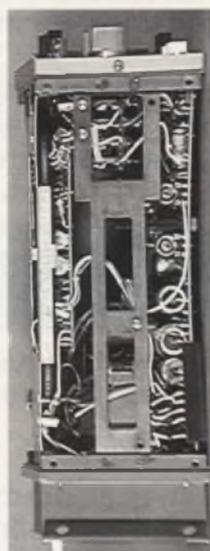


La photographie ci-dessus montre toute la partie base de temps et alimentation secteur.

A sa droite, le convertisseur continu/continu, fournissant la tension d'accélération de 2 kVolts est protégé par un plastique signalant la présence de danger.

Les deux potentiomètres de façade (luminosité et contraste) possèdent des renvois d'axes jusqu'au bout de la carte, ce qui est classique puisqu'ils pilotent des tensions ayant ces 2 kV de mode commun par rapport à la masse.

Ci-contre, on voit clairement les renforts mécaniques et le blindage du tube, qui évite toute déformation de la trace par des champs magnétiques internes (résiduelles du transformateur d'alimentation) ou externes.

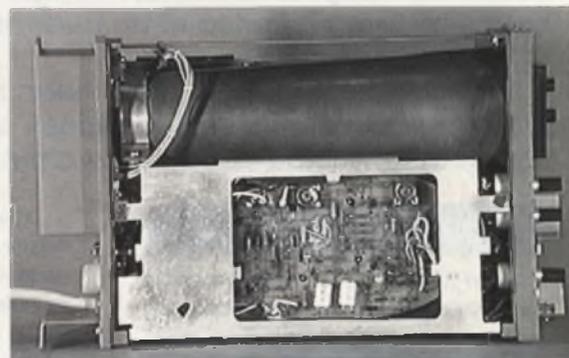


Ci-contre, la partie inférieure avec le commutateur de gain monté entre les deux cartes et le transformateur solidement arrimé sur la façade arrière.

La face gauche de l'appareil, ci-dessous, montre le préamplificateur Y et les deux potentiomètres ajustables accessibles de l'extérieur pour le calibrage du gain et l'équilibre.

Cette carte est soudée directement sur la structure métallique du châssis, assurant une mise à la masse de qualité pour éviter tout bruit excessif dans les calibres de forts niveaux.

Les amplificateurs de déviation des plaques sont montés, comme il se doit, au plus près du tube afin d'éviter les capacités parasites, dans la partie saillante à l'arrière du coffret.



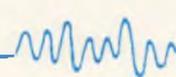
## Conclusions

S'il s'agit d'un appareil de base, il n'en demeure pas moins dans la bonne moyenne au niveau caractéristiques.

Ceci en fait l'oscilloscope idéal pour le débutant et l'amateur, surtout qu'il s'avère être un investissement léger et pour un appareil conçu consciencieusement. Il peut être un complément idéal aussi pour ceux qui possède déjà un oscilloscope plus imposant et qui apprécieront sa petite taille et sa transportabilité.

Certes, les quelques défauts soulignés dans cet article ne sont pas prédominants, puisque ce que l'on pourra reprocher le plus, c'est qu'il soit mono-trace.

Cette dernière remarque n'est pourtant pas quelque chose de définitif. Pour en juger par vous même, il suffit d'ailleurs de nous rejoindre dans l'article sur le doubleur de trace de ce même numéro.



# Extension double trace pour oscilloscope

Si vous êtes débutant ou possesseur d'un oscilloscope simple trace, l'envie frustrante est bien souvent de vouloir comparer deux événements simultanément. Voir en même temps le signal source et le signal résultant après un traitement est riche en renseignements.

Si vous êtes possesseur d'un double voie, voir trois signaux analogiques simultanément est aussi quelquefois une nécessité qui se fait sentir. C'est le cas notamment lorsque l'on désire voir l'action du mélange de deux signaux indépendants qui produisent une troisième courbe résultante.

Ces deux premières remarques montrent qu'une course au nombre de traces est une réalité très fréquente.

La troisième remarque émane très rapidement lorsque l'on consulte les différentes publicités des annonceurs: soit vous direz "y'en a pas beaucoup" (sous entendu des triple trace) ou alors "bigre, que c'est cher..."

Quatrième remarque, de nombreux schémas de doubleurs ont été donnés ici ou là, avec des entrées limitées en tension (limitation faite par l'alimentation en général), une perte de la notion de l'amplitude réelle, l'obligation de rentrer deux signaux d'amplitudes proches, une bande passante limitée et ne parlons pas de la déformation des signaux visualisés.

Il était grand temps que nous nous intéressions à ce sujet, d'abord parce que les besoins énumérés ci-dessus se sont posés à nous même, mais aussi parce qu'il fallait montrer que l'on peut faire bien et pour pas cher...

## Pour 50 F la voie...

C'est à peu près le coût du matériel électronique nécessaire pour le premier montage que nous allons décrire (hors matériel de présentation: coffret, boutons, etc... ainsi que les deux sondes évidemment).

En effet, des montages différents seront détaillés, avec d'abord un petit deux voies du présent article, tout à fait destiné aux possesseurs de mono trace ou à ceux qui souhaitent voir trois traces (et pas plus) sur leur bi-courbe.

Ce premier montage sera notamment adapté, mais pas exclusivement, à l'oscilloscope décrit en banc d'essai dans les pages qui précèdent.

Pour fonctionner, il suffit que l'oscilloscope destinataire dispose d'une entrée "synchro externe", ce qui est le cas pour 99 % des appareils.

Pour ceux qui seront plus exigeants encore, un second montage, quadri trace décrit ultérieurement, permettra de visualiser 4 traces sur un mono courbe ou encore 5 sur un double trace...

Ce second modèle sera d'autre part amélioré en présentation et équipé optionnellement de divers accessoires rendant son utilisation souple et agréable, mais nous verrons cela en temps voulu.

## Caractéristiques

Parlons d'abord de ses caractéristiques, puisque ce sont elles qui différencieront ce montage de ceux généralement décrits.

Le plus gros problème réside dans la perte de la notion d'amplitude, la faible bande passante et le niveau d'entrée limité des différents schémas observés.

Certes, la modification du niveau pourrait être contrôlée par un vulgaire potentiomètre, mais cette méthode laisse toujours les mesures d'amplitude hors du possible et les potentiomètres n'arrangeront rien aux problèmes de bande passante.

Il faut bien se rendre à l'évidence, la seule solution consiste à déporter les étages d'entrée de l'oscilloscope et recréer les différents calibres dans le montage hôte.

C'est donc la solution que nous avons adoptée ici et les caractéristiques posées sont les suivantes:

- 6 calibres en progression 1-2-5 de 1, 2, 5, 10, 20 et 50 Volts.
- Impédance d'entrée normalisée de 1 MOhms et 30 pF afin de pouvoir adapter une sonde 1:10.
- Compensation des différents calibres pour assurer la déformation minimum des signaux traités.
- Protection de l'étage d'entrée contre les surtensions et fausses manoeuvres avec des caractéristiques limites proches de celles d'un oscilloscope.
- Bande passante de l'ordre de 5 MHz.
- Présence d'une sortie spécifique pour la synchronisation externe de l'oscilloscope.
- Réglages indépendants des positions des différentes traces.
- Visualisation de phénomènes analogiques et logiques, cela va sans dire....



## Synoptique

Le synoptique ci-contre montre l'ensemble du montage avec ses deux pré-diviseurs d'entrée.

Dans la majorité des utilisations, il est bon de considérer l'un des signaux comme "maître" et les autres comme résultant d'un traitement par l'électronique étudiée.

On appliquera le signal maître sur l'entrée 1, sur laquelle est prélevée la synchronisation destinée à l'oscilloscope.

La synchronisation externe est obligatoire pour que celui-ci "accroche" en base de temps sur les signaux visualisés et non pas sur la fréquence du découpeur du montage deux voies.

Elle est tout au moins obligatoire pour un oscilloscope mono trace, pour lequel la sélection de synchronisation n'est possible qu'entre la voie 1 ou l'entrée externe.

Dans le cas d'un bi-courbe, un premier signal peut être appliqué sur la voie 1 de l'oscilloscope tandis que les nouvelles voies 2 et 3 du découpeur seront appliquées sur l'entrée 2 de l'oscilloscope. Avec ce type d'oscilloscope, il suffit de sélectionner la synchronisation sur la trace 1 et les trois seront automatiquement synchronisées.

### Principe

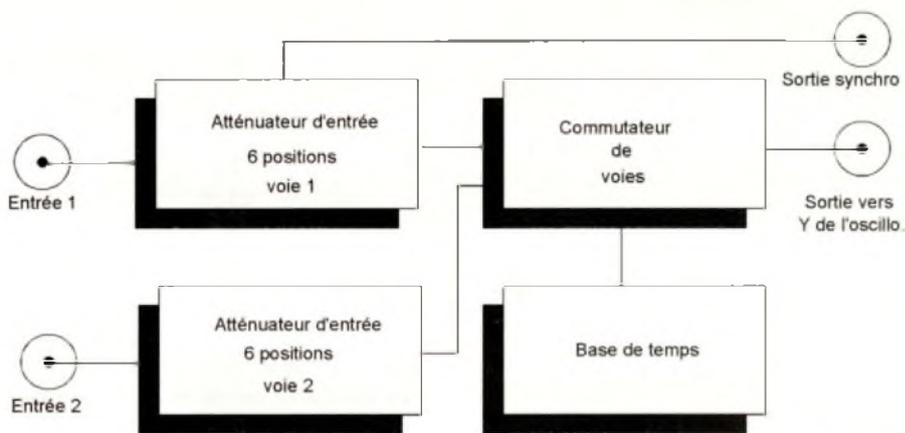
Rappelons rapidement le fonctionnement d'un tel montage. Le principe de celui-ci est de commuter très rapidement entre la voie 1 et la voie 2, en tout cas suffisamment rapidement pour que les transitions entre les deux courbes affichées ne soient pas visibles.

La vitesse de découpage peut être supérieure à la période du signal analysé: on se trouve alors en mode découpé (dit chopper en Anglais), ou inférieure à cette période, on est alors en mode alterné.

Ceci signifie que la base de temps de l'oscilloscope met moins de temps pour tracer une visualisation que la période du découpeur par lui-même.

Le résultat de ce découpage est transmis sur l'entrée Y d'un mono-trace ou Y2 d'un bi-courbe.

Ce principe possède un inconvénient qui réside dans la division dans le même rapport de la luminosité apparente de chaque trace. Ainsi, un deux voies divisera la lumière des voies multiplexées par un peu plus de deux (n'oublions pas les temps de transitions).



Pour cette raison, dépasser quatre voies deviendrait trop pénalisant, surtout pour les calibres de base de temps les plus rapides si l'oscilloscope possède déjà une lumière un peu "juste" en solo.

L'ajout d'une tension continue réglable à chacun des signaux permet de régler la position Y de chacune des voies et de disposer les traces lisiblement sur l'écran.

Nous disions tout à l'heure que le signal source devait être considéré comme le signal "maître". Il existe quelques exceptions à cette règle. C'est notamment le cas lorsque le signal source est très faible en amplitude et beaucoup plus exploitable après une forte amplification par exemple.

Dans ce cas, l'amplitude disponible du signal traité sera beaucoup plus apte à synchroniser l'oscillo, ce qui n'empêche pas de visualiser le signal d'entrée faible sur une autre trace.

### Atténuateurs d'entrée

Les étages d'atténuation d'entrée d'un oscilloscope sont des circuits sensibles et qui demandent un réglage pratiquement pour chaque calibre.

Ces réglages correspondent à la compensation capacitive qu'il est obligatoire d'adjoindre à tout circuit diviseur résistif, afin que les fréquences élevées ne soient pas défavorisées par les diverses capacités parasites.

On retrouve d'ailleurs ce genre de réglage sur une sonde 1:10, réalisé à l'aide d'une petite capacité variable incluse dans la sonde.

L'usage d'un calibrateur externe, générant un signal carré de haute qualité (temps de montée rapide notamment) est très utile. Bon nombre d'oscilloscopes fournissent d'ailleurs ce genre de signal carré, d'une façon plus ou moins efficace, afin de régler les sondes atténuatrices.

A cette fin, ainsi que pour calibrer le présent montage, nous vous donnons le schéma et la réalisation d'un tel calibrateur multi-fréquence par ailleurs dans cette revue.

Je ne saurais trop vous recommander la lecture de cet article (surtout pour ceux qui ne connaissent pas cette technique), où sont développés les buts de la compensation, les différents problèmes ainsi que les méthodes de réglages.

Au niveau de cette réalisation, nous reprendrons de toute façon en détail la méthode de réglage des diviseurs d'entrée, qui sera indispensable pour obtenir un résultat fidèle des courbes prélevées.

### Entrées-sorties

Comme nous l'avons indiqué plus haut, les calibres d'entrée sont déportés de l'oscilloscope et sont, pour les deux voies multiplexées, réglés sur le découpeur.

La valeur nominale manipulée par l'amplificateur de ce découpeur étant de 1 Volt, la voie Y qui recevra ce découpeur sera généralement réglée sur la position 1 Volt et entrée en mode continu.

A partir de là, des signaux de moins de 1 volt jusqu'à 50 Volts par carreau peuvent être appliqués au découpeur, les différents atténuateurs permettant d'obtenir les différentes traces à des amplitudes identiques. Avec des sondes d'entrées 1:10, c'est jusqu'à 500 Volts par carreau que l'on pourra visualiser par la même méthode.

Pour connaître l'amplitude crête-crête d'un signal, il ne suffit plus maintenant qu'à relever le nombre de carreaux (1 en principe) et multiplier par le coefficient atténuateur du découpeur de 1 à 50 (en re-multipliant par 10 dans le cas d'une sonde 1:10).

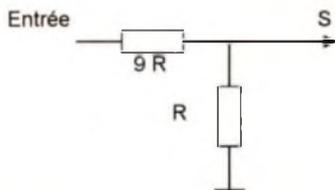
Au niveau visualisation, les oscilloscopes disposent en général de 8 carreaux dans le sens vertical. Cela permet par exemple de visualiser aisément 4 traces de 1 volt d'amplitude environ, ce qui sera le but atteint par le second montage, découpeur 4 voies, décrit ultérieurement.



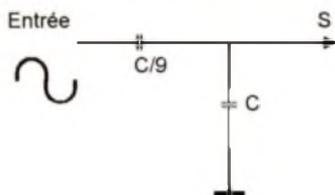
## Schéma de détail

Avant de passer au schéma de détail par lui-même, il est nécessaire de commenter un peu les particularités du diviseur d'entrée.

Un diviseur (par 10 par exemple) peut être réalisé à l'aide de deux résistances comme le montre le schéma ci-dessous. Dans ce cas, la résistance de pied vaut  $R$  et celle d'entrée  $9R$ .



Pour un signal alternatif (ou en tout cas différent de continu), la division peut également être réalisée par des capacités comme le montre le schéma suivant.

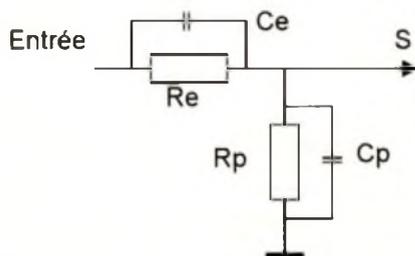


Dans ce cas, c'est l'impédance équivalente des capacités, pour la fréquence traitée, qui réalise la division. Une division par 10 implique une capacité de pied  $C$  et une capacité d'entrée égale à  $C/9$  ( $Z_c = 1/2\pi fC$ ).

Si l'on désire une bande passante large, une division de tension par résistance doit donc se voir équilibrée dans le même temps par une division capacitive égale afin que les fréquences élevées soient correctement transmises.

Si c'est le cas, un signal carré aux transitions rapides sera correctement restitué après division, car les harmoniques de rangs élevés ne seront pas étouffées par les diverses capacités parasites.

Prenons un diviseur de base à résistances tel que celui ci-dessous, constitué d'une résistance d'entrée  $R_e$  et une de pied  $R_p$ .



Sur un tel diviseur, d'inévitables capacités parasites existent, dues au câblage, à la fiche d'entrée et à l'étage câblé sur la sortie  $S$ .

Nous appellerons " $C_e$ " la capacité parasite d'entrée et " $C_p$ " la somme des capacités parasites et celle de l'étage câblé derrière.

Pour les calibres que nous nous sommes fixés, les relations entre  $R$  et  $C$  de division devront être les suivantes:

1	$R_p = R \text{ nom}$	$C_p = C \text{ nom}$
2	$R_e = R_p$	$C_e = C_p$
5	$R_e = 4 R_p$	$C_e = C_p / 4$
10	$R_e = 9 R_p$	$C_e = C_p / 9$
20	$R_e = 19 R_p$	$C_e = C_p / 19$
50	$R_e = 49 R_p$	$C_e = C_p / 49$

Pour la position 1, la résistance de pied représente le 1 MOhms nominal d'entrée et  $C_p$  la capacité (30 pF environ).

La capacité de l'étage de mesure placé en sortie du diviseur et celle de la résistance d'entrée sont faibles (<5pF) et du même ordre de grandeur. En même temps, les relations entre les différentes valeurs de  $C_e$  (jusqu'à  $C_p / 49$ ) ne permettront pas d'avoir un seul type de compensation, ce qui conduirait à des capacités ajustables de valeurs beaucoup trop faibles.

Il faudra donc, suivant les calibres, compenser à l'entrée ou à la masse.

### Calibres

C'est ce que représente la partie gauche du schéma de détail de la page suivante.

On y voit le commutateur à 6 positions, dont la partie droite réalise les différentes divisions résistives énoncées plus haut ( $R1$  à  $R10$ ).

Pour les obtenir, des résistances à 1 % sont employées, en même temps que des associations séries ou parallèles afin d'obtenir les valeurs exactement désirées.

La partie gauche du commutateur sélectionne dans le même temps les compensations pour chacun des calibres.

La première position (calibre 1 Volt) n'est pas compensée puisque nous sommes alors dans la position  $R \text{ nom}$ ,  $C \text{ nom}$ .

La seconde position est compensée à l'entrée ( $C2$ ), car la capacité parasite  $C_e$  est inférieure à la capacité de pied  $C_p$ .

Pour la troisième position (5 V), c'est le point de basculement entre compensation à l'entrée et celle à la masse qui existe. Pour obtenir un réglage souple, il a fallu recréer un diviseur capacitif par  $C1$  et  $C3$  afin de

pouvoir, suivant le réglage de  $C3$ , obtenir simultanément les deux types de compensation (à l'entrée ou à la masse).

A partir de la quatrième position (10V) jusqu'à la dernière (50V), la capacité parasite  $C_e$  devient supérieure à celle voulue ( $C_p/9$  à  $C_p/49$ ). La compensation est alors obtenue en utilisant la valeur par défaut de  $C_e$  et en procédant à une augmentation de  $C_p$  vers la masse par  $C4$  à  $C7$ , ce qui revient au même au point de vue résultat.

Evidemment, tous ces réseaux de compensation sont étroitement liés aux composants employés (commutateur notamment), au tracé du circuit imprimé et à la position des différents composants.

Il faudra donc impérativement respecter le circuit imprimé et utiliser les composants préconisés si l'on désire que chaque réglage de compensation puisse aller de part et d'autre du bon réglage (intégration à différentiation).

### Sécurité d'entrée

De ce point commun des deux commutateurs part la connexion vers l'amplificateur.

Il devra pouvoir supporter les fausses manipulations (erreur de calibre notamment).

Cette protection est assurée par  $R11$  et les diodes  $D1$  et  $D2$ . La présence de  $R11$ , évidemment, représente aussi un diviseur avec  $R12$  qu'il est nécessaire de compenser capacitivement également. C'est  $C8$  qui, d'une façon fixe, assure cette fonction.

$C9$  est la capacité d'isolement, qui nous fait travailler avec le découpeur en mode alternatif uniquement. Son isolation à 400 Volts permet l'application de signaux ayant jusqu'à 400V maximum de composante alternative + continue, sur le premier calibre et avec une sonde 1:1.

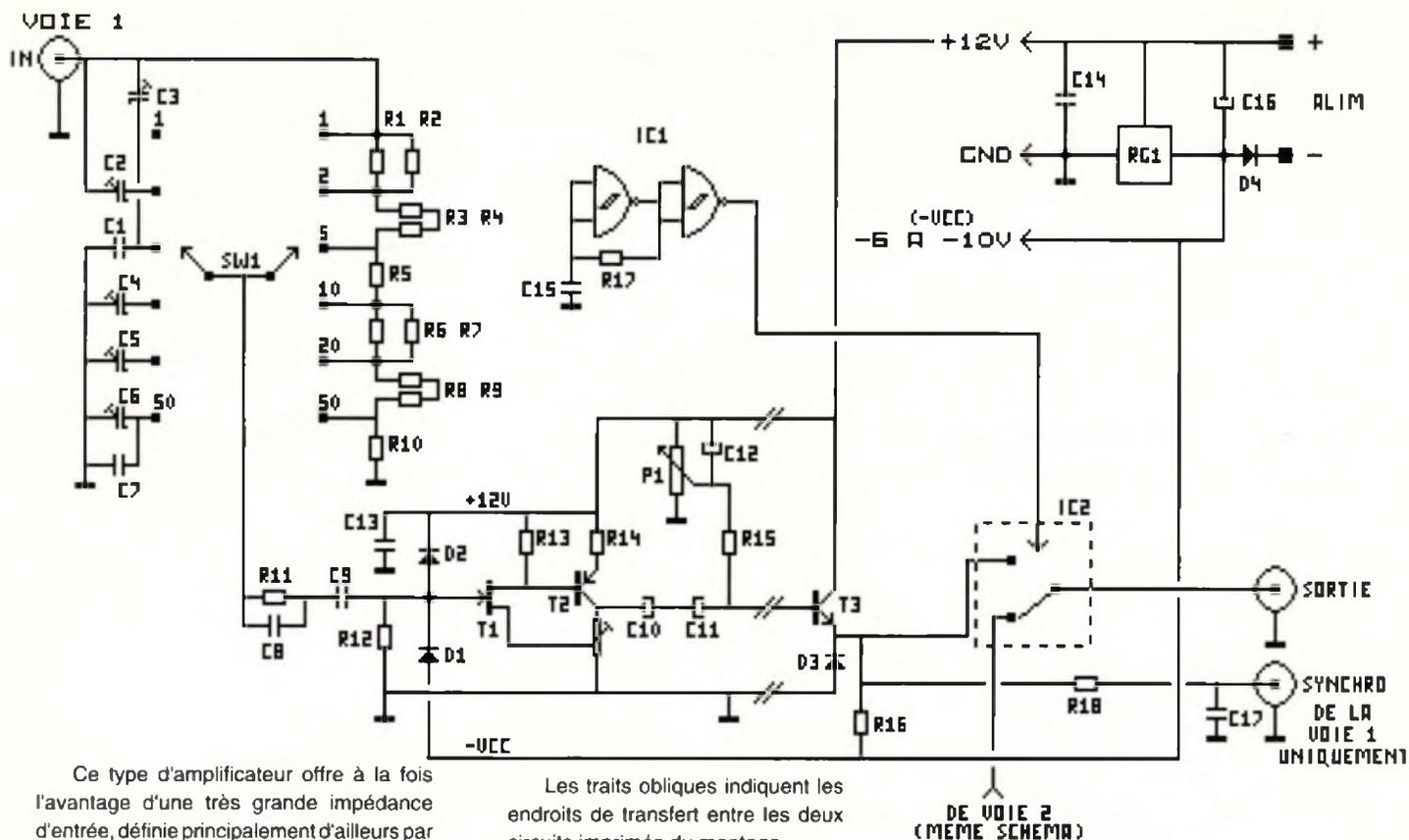
En fait, sur le premier calibre, c'est  $R11$  qui fixe le maximum de tension alternative admissible. Sa puissance de 1/2 Watt autorise une tension maximum d'un peu plus de 70 Volts efficaces en permanent.

En continu, le calibre 1 Volt peut supporter le maximum de 400 Volts,  $R11$  ne dissipant de la puissance qu'au moment de la charge initiale de la capacité d'isolement  $C9$ .

### Amplificateur

Le signal d'entrée appliqué à l'amplificateur, limité à + 12,7V et - 7,6V environ par les diodes, est amplifié par  $T1$  et  $T2$ .





Ce type d'amplificateur offre à la fois l'avantage d'une très grande impédance d'entrée, définie principalement d'ailleurs par R12 (10 MOhms), ainsi qu'une faible capacité d'entrée (dépendante de l'effet de champ utilisé) ce qui nous arrange bien ici.

Cet étage devra avoir un gain de l'ordre de 1,1, qui sera ajusté par AJ1, pour compenser les différentes pertes d'entrée.

Le signal est disponible sur le collecteur de T2, avec une tension continue superposée de l'ordre de 2 à 3 Volts.

### Position

Il faut rejeter cette composante continue afin de pouvoir en ajouter une autre, variable, qui permettra de positionner la trace où bon nous semble sur toute la surface disponible de l'écran.

C'est P1 qui fournit cette tension variable, avec son curseur découplé (au plus) par C12.

Notre oscilloscope étant positionné sur le calibre 1 Volt, une tension variable de 0 à 8 Volts suffirait en principe à couvrir les huit divisions verticales. Ici, l'ajustement obtenu s'étend de 0 à 12 Volts. Ce qui permet éventuellement de mettre des traces "hors écran" si on ne veut pas les voir momentanément.

De ce fait, l'isolation par rapport à l'amplificateur devrait se faire à l'aide d'un condensateur non polarisé, ce qui est obtenu par C10 et C11 montés en opposition.

Les traits obliques indiquent les endroits de transfert entre les deux circuits imprimés du montage.

En effet, toute la zone d'amplification est à considérer comme une zone sensible au bruit et au 50 Hz, elle est donc située à proximité des diviseurs d'entrée.

Par contre, à partir du collecteur de T2, ce signal est disponible sous basse impédance et les longueurs de fils peuvent être plus importantes.

T3, collecteur commun, fournit ce signal sous une impédance encore plus faible, apte à attaquer le découpeur proprement dit.

A noter que ce transistor possède une charge d'émetteur connectée au moins 7 Volts (R 16).

Ce câblage permet de ne pas écrêter le signal par le bas (blocage de la jonction base-émetteur de T3) lorsque la tension de position Y est de 0 Volt. La diode D3 protège IC2 des tensions négatives éventuelles trop importantes.

L'émetteur de T3 de la voie 1 fournit également le signal de synchronisation pour l'entrée "déclenchement externe" de l'oscilloscope mono-trace au travers de R19. L'amplitude qui y est disponible est évidemment de 1 volt, ce qui est optimal pour la plupart des oscilloscopes.

Pour un double trace, cette sortie peut ne pas être systématiquement utilisée (voir le début d'article: principe).

DE VOIE 2 (MEME SCHEMA)

### Oscillateur-découpeur

A partir de cet endroit du schéma, on retrouve les structures classiques des schémas de découpeurs pour oscillo traditionnels, toute la particularité de ce montage résidant dans les étages d'entrée.

La sélection entre voie 1 et voie 2 est obtenue à l'aide d'un classique inverseur analogique MOS 4053.

Sa sortie fournit directement le signal pour le canal Y de l'oscilloscope qui lui sera destiné.

Le découpeur est piloté par une commande carrée fournie par deux portes d'un 4093 (IC1).

R17 et C15 définissent la fréquence de découpage à environ 160 kHz.

### Alimentation

Compte tenu de la sensibilité de ce montage à tout champ électrique parasite, nous avons opté pour un boîtier métallique et une alimentation externe style "alimentation prise".

Ces alimentations toute simples positionnée sur 12 Volts ont pour fâcheuse habitude de donner entre 20 et 21 Volts à vide.

Ici, nous ne sommes pas à vide mais la consommation de l'ensemble du montage



est extrêmement faible et il nous restera encore quelques 19 Volts en fonctionnement normal.

A partir de cette tension, le régulateur négatif RG1 nous fournit une masse GND située à 12 Volts sous le plus d'alimentation.

Le reste de la tension, soit 6 à 10 Volts sert à fournir le -Vcc non régulé.

D3 évite les erreurs d'inversion de polarité de ce genre d'alimentations qui possèdent un inverseur sur le boîtier.

## Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt 5 %, sauf \* : 1%. ATTENTION, les composants R1 à R16, C1 à C12, SW1, D1 à D3, AJ1, P1 et T1 à T3 sont à doubler (2 voies Y), la liste ci-dessous ne reprenant que les composants pour une voie.

R1, R2 *	1 M Ω	554105
R3, R4 *	150 k Ω	554154
R5 *	100 k Ω	554104
R6, R7 *	100 k Ω	554104
R8, R9 *	15 k Ω	554153
R10 *	20 k Ω	554203
R11	10 k Ω 1/2 Watt	551103
R12	10 M Ω	550106
R13	1 k Ω	550102
R14	100 Ω	550101
R15	10 k Ω	550103
R16	1,8 k Ω	550182
R17	15 k Ω	550153
R18	100 Ω	550101
C1	15 pF céramique	660150
C2 à C4	2-10 pF MURATA	698210
C5, C6	3-40 pF RTC	697340
C7	33 pF céramique	660330
C8	1 nF céramique	660102
C9	0,1 uF 400V plasti.	605104
C10 à C12	10 uF 25V radial	622106
C13, C14	0,1 uF céramique	660104
C15	1 nF céramique	660102
C16	100 uF 25V radial	622107
C17	330 pF céramique	660331
T1	BF 245 B	BF245B
T2	BC 557 B	BC557B
T3	BC 547 B	BC547B
IC1	MOS 4093	MS4093
IC2	MOS 4053	MS4053
D1 à D3	1 N 4148	DN4148
D4	1 N 4004	DN4004
RG1	79 L 12 TO92	R79L12
P1	P160 10 k lin	540103
SW1	Com 2C 6P CI	295306
1 support CI 16 broches		161116
1 support CI 14 broches		161114
4 ou 3 BNC + 1 banane châssis (voir texte réalisation)		174503
Coffret métal 3B		110283
2 boutons axe 4		188180
2 boutons flèches axe 6,35		188349

Alimentation prise 500 mA non régulée 3 - 12 Volts 388500

## Réalisation

Comme indiqué plus haut, le montage prend place sur deux circuits imprimés distincts, le principal comprenant tous les éléments sensibles et le second le découpeur et l'alimentation.

### Circuit atténuateur

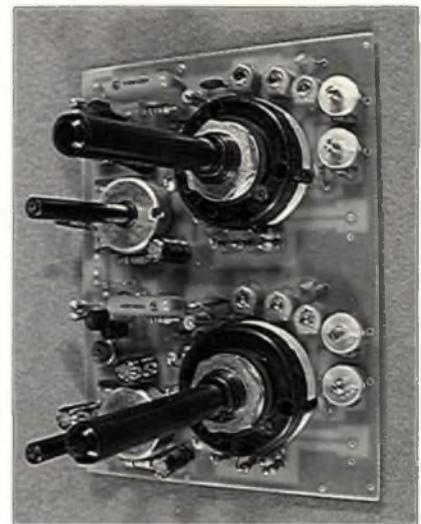
Attention pour la réalisation de cette carte aux divers points suivants:

- Pour les condensateurs MURATA, respecter leur sens d'implantation car l'une des broches est reliée à la vis de réglage et le sens a été prévu pour qu'il n'y ait pas ou peu d'action du tournevis de réglage au moment où on y procède.

- Attention aux commutateurs deux circuits 6 positions: vérifier que le bloqueur est bien sur la position 6 (sous l'écrou de fixation. Si ce n'est pas le cas, ramener le commutateur en position zéro et remettre le bloqueur dans la bonne limite.

Au sujet de ces commutateurs aussi, couper de suite le téton plastique d'anti-rotation situé près de l'écrou.

- Les BNC d'entrée seront reliés au plus court aux entrées E et masse de chaque voie (près des C6 et C7). On soudera des fils rigides de 2 cm environ pour l'instant dans ces quatre trous. Tous les autres perçages non marqués correspondent à des liaisons avec la plaque découpeur qui viendra se situer derrière la carte calibre.



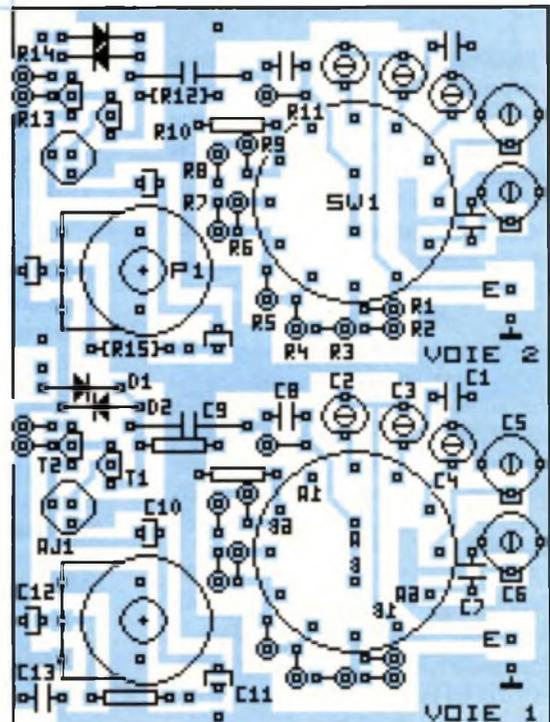
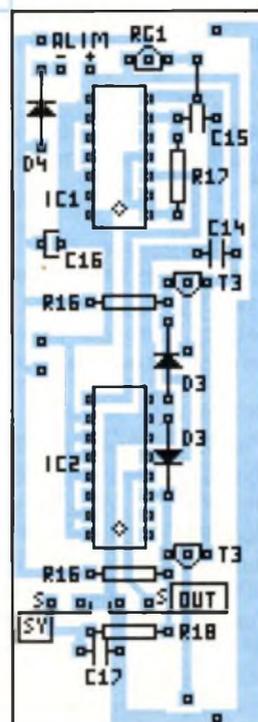
Pour le reste, hormis quelques résistances implantées verticalement, la réalisation ne pose pas de grosse difficulté.

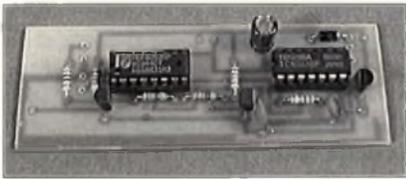
La photographie ci-dessus montre ce premier circuit terminé.

### Circuit découpeur

Pour lui, rien de bien particulier. 6 trous servent aux liaisons avec l'extérieur. On trouve le + et - pour l'alimentation en haut et les sorties signal (OUT) et synchronisation (SY) destinées à des prises BNC avec leurs masses respectives.

Pour la synchronisation, il est possible d'utiliser une fiche banane femelle châssis à la place de la BNC, en laissant tomber la liaison de masse qui sera de toute façon faite par la sortie signal. L'idéal est de monter le type de prise identique à celui de votre entrée synchro d'oscilloscope.





Le cordon de l'alimentation a été prévu soudé directement. Ceci pour une raison très simple, c'est que le moins d'alimentation n'est pas commun à la masse et l'utilisation d'un jack 3,5 aurait entraîné son isolation obligatoire par rapport au boîtier métallique.

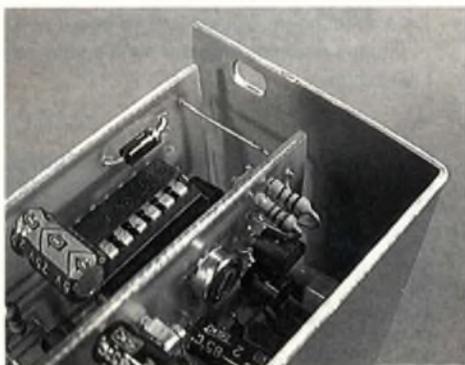
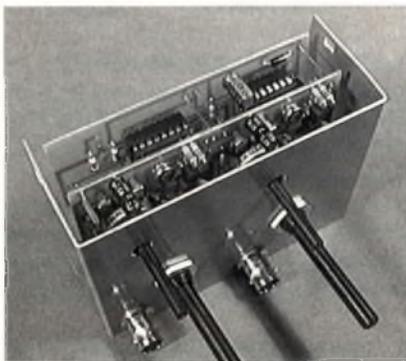
## Liaisons cartes

Les liaisons entre les deux cartes se feront à l'aide de 7 morceaux de fil rigide. Attention à la distance entre les deux plaques, l'idéal étant de 17 mm.

Les prises seront en effet câblées entre les deux cartes et il faut laisser aussi l'espace pour les vis de fermeture du boîtier. Afin de veiller à ce bon espacement, l'idéal est de percer l'avant du coffret pour les quatre axes et les prises BNC d'entrée.

On pourra percer aussi un petit trou de 3 mm en face de chaque condensateur ajustable et des AJ1. Le réglage final ne sera que meilleur s'il est réalisé dans son coffret fermé (s'aider de la sérigraphie).

Les photographies ci-dessous montrent l'aspect des deux cartes assemblées et montées en place dans la face avant du coffret.



Si la prise du signal de sortie est située à plus de deux centimètres du circuit, on fera la liaison avec du fil blindé.

## Réglages

Avant de mettre sous tension, régler les deux ajustables AJ1 au minimum (à gauche).

Mettre sous tension et vérifier que l'alimentation arrive bien avec la bonne polarité. Entre la masse (boîtier) et l'entrée plus de l'alimentation vous devez trouver 12 Volts. Dans le cas contraire, inverser la polarité de cette alimentation et re-vérifier.

La procédure de réglage est relativement différente suivant que vous la fassiez sur un mono-courbe ou un bi-courbe. Dans la suite du texte nous appellerons Y l'entrée de l'oscilloscope, Y1 et Y2 les entrées voie 1 et 2 du découpeur.

### Mono trace

1/ Placer les deux commutateurs du découpeur en calibre 1 volts (à gauche).

2/ Placer la position de la voie 1 au minimum et la position de la voie 2 au maximum (à droite).

3/ Connecter la sortie signal à l'entrée Y de votre oscilloscope et placer son calibre sur 5 Volts par carreau. Ne rien connecter sur Y1 et Y2 du découpeur.

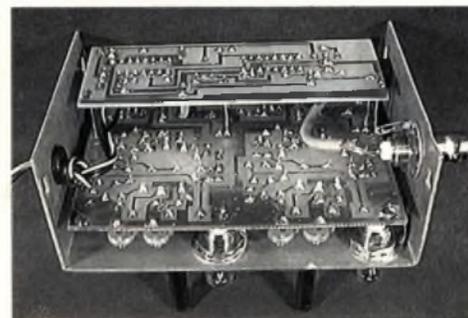
4/ Vous devez obtenir sur votre oscilloscope un signal carré (pas trop beau toutefois) de 12 Volts d'amplitude et une période de 15  $\mu$ S environ (160 kHz). Cette trace indique que le découpeur fonctionne correctement.

Pour la suite des réglages, un signal carré de 1 Volt approximativement et entre 12 et 15 kHz sera idéal pour procéder aux réglages.

1/ Appliquer ce signal à l'entrée Y de l'oscilloscope.

2/ Régler son amplitude pour obtenir exactement 1 carreau sur la gamme 1 Volt de l'oscillo. Vérifier au besoin sur des calibres inférieurs (0,5 ou 0,2V) que l'on a bien 1 Volt. Bien relever la forme des montées et des coudes supérieurs et inférieurs.

3/ Ne plus retoucher à ce générateur.



4/ Régler les deux positions de Y1 et Y2 à mi-course.

5/ Appliquer le signal du générateur à l'entrée Y1 du découpeur et simultanément à l'entrée synchro externe de votre oscilloscope et relier la sortie à Y de l'oscillo.

6/ Régler l'oscilloscope sur entrée Y en alternatif (AC), la synchronisation sur externe et retoucher au besoin le niveau synchronisation pour obtenir un affichage stable. Vous devez obtenir deux traces à l'écran, l'une représentant le signal carré de 1 Volt et l'autre un trait horizontal.

7/ Régler la position de Y2 du découpeur pour amener le trait au centre du carré: les deux traces doivent avoir tendance à se rejoindre comme si vous régliez POS Y1 et POS Y2 en même temps. Ceci est du au fait que l'oscilloscope est en mode AC.

8/ Régler AJ1 de la voie 1 pour obtenir exactement 1 volt d'amplitude (1 carreau). Ne plus retoucher à AJ1 par la suite, qui est l'étalonnage du gain de l'étage amplificateur.

9/ Passer en calibre 2 Volts sur le **découpeur** et en calibre 0,5 Volt sur l'**oscilloscope**: le découpeur va atténuer par 2 le signal de 1 Volt et l'oscillo va ainsi rattraper la perte en multipliant par 2.

10/ Régler C2 de la voie 1 pour obtenir les transitions du carré identiques à celles du signal visualisé directement sur l'oscillo au départ. Vous ne devez obtenir ni intégration ni différenciation par rapport au signal d'origine.

11/ Passer en calibre 5 Volts sur le découpeur et 0,2 Volt sur l'oscillo. Régler C3 pour obtenir le même résultat qu'en 10 ci-dessus.

12/ Passer en 10 Volts sur le découpeur et 0,1 sur l'oscillo. Régler C4 pour le même résultat de forme.

13/ Passer en 20 Volts sur le découpeur et 50 mV sur l'oscillo. Régler C5 pour toujours le même résultat.

14/ Passer enfin en calibre 50 Volts sur le découpeur et 20 mV sur l'oscillo et terminer avec le réglage de C6.

Pendant tous ces réglages et au fur et à mesure de l'augmentation des calibres, la trace 2 peut s'éloigner légèrement du centre de la trace 1. Si l'écart devient trop important, POS Y2 peut être retouché.

Procéder ensuite de la même façon avec la voie Y2 en retournant à la phase 4 en haut de cette colonne de texte.



Ces deux phases terminées, votre découpeur est prêt à l'emploi, le coffret étant supposé être fermé depuis longtemps (rappelons qu'il est indispensable de faire les réglages de compensation en coffret). Reportez vous aussi sur l'article du calibrateur d'oscilloscope pour les termes "intégration" et "différentiation" au besoin.

## Oscilloscope double trace

Ici, la méthode de réglage reste la même, mais la procédure sera grandement facilitée car on pourra comparer à tout moment la trace issue du découpeur et celle d'origine.

Dans ces réglages, on appellera Y1O et Y2O les entrées Y de l'oscillo; Y1D, Y2D celles du découpeur et carré de référence le signal venant du générateur et appliqué à Y1O.

Le contrôle du fonctionnement du découpeur s'effectue suivant les mêmes étapes (1 à 4) repérées en bleu sur la page précédente.

1/ Appliquer le signal carré de 1 Volt (voir mono-trace) à l'entrée Y1O de l'oscilloscope.

2/ Régler son amplitude pour obtenir exactement 1 carreau sur la gamme 1 Volt de l'oscillo. Vérifier au besoin sur des calibres inférieurs (0,5 0,2V) que l'on a bien 1 Volt.

3/ Ne plus retoucher à ce générateur.

4/ Régler les deux positions de Y1D et Y2D à mi-course.

5/ Appliquer le signal du générateur à l'entrée Y1D du découpeur et la sortie du découpeur à l'entrée Y2O.

6/ Régler l'oscilloscope sur entrée Y2O en alternatif (AC) et la source de synchronisation sur l'entrée Y1O. Vous devez obtenir trois traces à l'écran, l'une représentant le signal d'origine (Y1O), la seconde le carré de 1 Volt et la troisième un trait horizontal.

7/ Régler la position de Y2D (du découpeur) pour amener le trait au centre du carré reproduit: les deux traces doivent avoir tendance à se rejoindre comme si vous régliez POS Y1D et POS Y2D en même temps. Ceci est du au fait que l'oscilloscope est en mode AC sur Y2O.

8/ Régler AJ1 de la voie 1 pour obtenir exactement la même amplitude (1 carreau) que le carré de référence. Ne plus retoucher à AJ1 par la suite, qui est l'étalonnage du gain de l'étage amplificateur.

9/ Passer en calibre 2 Volts sur le **découpeur** et en calibre 0,5 Volt sur Y2O de l'**oscilloscope**: le découpeur va atténuer par 2 le signal de 1 Volt et l'oscillo va ainsi rattraper la perte en multipliant par 2.

10/ Régler C2 de la voie 1 pour obtenir les transitions du carré identiques à celles du signal visualisé par le carré de référence. Vous ne devez obtenir ni intégration ni différenciation par rapport au signal d'origine.

11/ Passer en calibre 5 Volts sur le découpeur et 0,2 Volt sur l'oscillo. Régler C3 pour obtenir le même résultat qu'en 10 ci-dessus.

12/ Passer en 10 Volts sur le découpeur et 0,1 sur l'oscillo. Régler C4 pour le même résultat de forme.

13/ Passer en 20 Volts sur le découpeur et 50 mV sur l'oscillo. Régler C5 pour toujours le même résultat.

14/ Passer enfin en calibre 50 Volts sur le découpeur et 20 mV sur l'oscillo et terminer avec le réglage de C6.

Comme pour le mono trace, procéder de la même façon pour la voie Y2D.

## Finition

Comme vous le voyez, la méthode de réglage est fortement détaillée et a été exécutée en même temps qu'elle était écrite. Vous ne devriez donc pas rencontrer de problème et obtenir un appareil performant.

La méthode de réglage avec un signal de 1 Volt est intéressante car d'abord c'est la valeur nominale de sortie par trace (maximum 3 à 5 Volts sans déformation du signal) et, de plus, elle met en complément les calibres du découpeur (progression 1 2 5...) avec ceux de l'oscillo (1 0,5 0,2...) de façon à toujours obtenir 1 carreau.

L'obtention de ce carreau constant atteste de la précision du réseau de résistance à 1 % de l'atténuateur.

Les trous dans le coffret ont aidé aux réglages. Ils ne sont, par contre, pas du plus bel effet sur l'apparence. Ici encore le système du film mylar et d'une plaque en plastique, appliqués sur façade, résolvent ce problème (Voir photographie ci-contre).

## Utilisation

L'utilisation est simple. L'entrée Y qui reçoit le découpeur doit être mise en mode **continu** (DC) pour éviter l'interaction des positions Y et en calibre 1 Volt. On centrera les traces sans flirter avec les limites de 0 ou

+12 volts qui risquent de déformer les signaux visualisés.

La liaison entre la sortie du découpeur et l'entrée Y (ou Y2) de l'oscilloscope se fera avec un câble BNC-BNC le plus court possible, ceci afin d'éviter une trop grande capacité parasite sur la sortie de IC2, MOS 4053.

Pour cette liaison, le résultat pourra être encore meilleur en positionnant l'entrée sur 0,1 Volt par division et en utilisant une sonde 1:10 (correctement compensée) entre la sortie et l'oscilloscope.

Même remarque pour l'entrée synchronisation (si elle est utilisée) pour la longueur du câble BNC-BNC ou du fil avec bananes: Au plus court, au mieux. Par contre, le rapport 1:1 doit être conservé pour cette liaison.

Dans le cas d'un mono trace, la synchronisation doit être reliée et l'oscilloscope doit être en synchro externe.

Dans le cas d'un bi courbe, l'idéal reste de synchroniser sur la trace 1 de l'oscillo et d'utiliser le découpeur pour obtenir deux traces supplémentaires sur l'entrée Y2 de l'oscilloscope.

## Conclusions

Toute la qualité de ce montage réside dans le soin pris pour réaliser les réglages des deux atténuateurs.

A partir de là, bien des problèmes de visualisations pourront être confiés à ce petit montage, somme toute simple, pour tous signaux appartenant à la bande de 10 Hz à plus de 5 MHz. Nous l'avons utilisé pour visualiser des signaux vidéo (en surveillant notamment les sous porteuses chroma à 4,43 MHz), sans constater de phénomènes quelconques de déformations.

Le seul problème qui peut survenir est de voir apparaître à l'occasion la fréquence de découpage, lorsque celle-ci et celle des signaux analysés sont des sous ou des sur multiples.

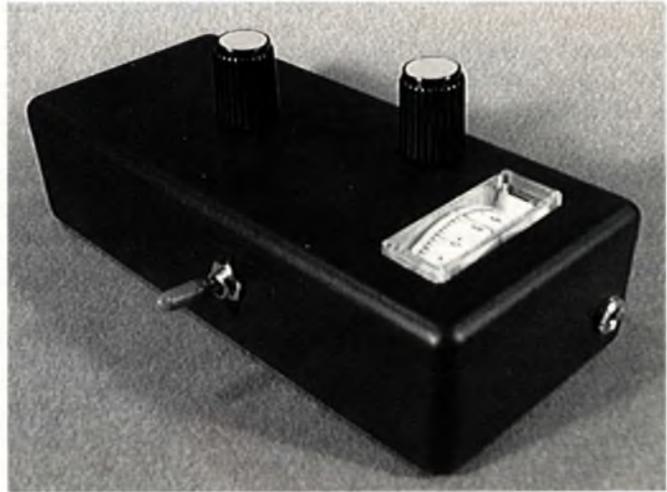
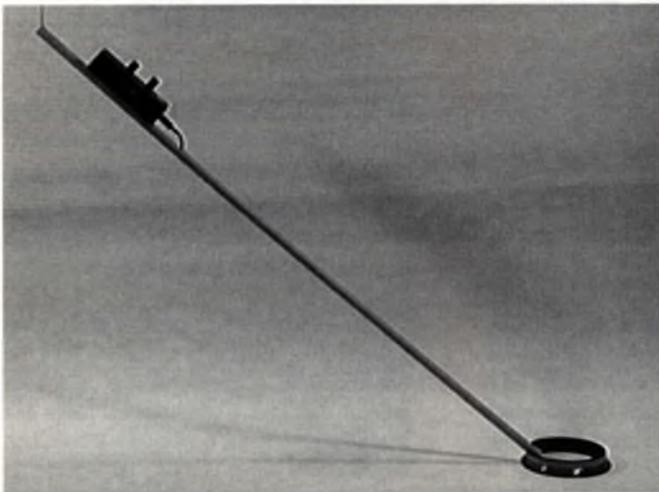
J. TAILLIEZ





## Un détecteur de métaux à cadre mobile avec discrimination ferreux-non ferreux

Pour faire suite à notre première réalisation du No 33, nous vous présentons comme promis le modèle au dessus : toujours très économique, il présente une meilleure sensibilité et surtout, une discrimination sur le type de métaux en présence. Il est en effet plus qu'intéressant de savoir avant de creuser, ou de fouiller les hautes herbes, s'il s'agit bien de la bague ou de la pièce en or ou en argent, ou d'un vulgaire morceau d'acier. La version de base est à lecture directe sur un galvanomètre à cadre mobile et à zéro central. Elle utilise la même bobine de détection que notre première étude, ce qui facilitera une partie de la réalisation.



### Le principe de fonctionnement

Nous avons abordé tous les modes de détection dans notre premier article sur la détection des métaux. Celui que nous avons retenu pour cette réalisation est la variation de fréquence d'un circuit oscillant qui intègre la self de détection. Une self à air voit son impédance varier à l'approche d'une masse métallique : elle augmente avec la présence de métaux ferreux et diminue avec les autres types. En conséquence, la fréquence de l'oscillateur, dont cette self associée à un condensateur constitue le circuit résonant, va varier dans le sens contraire. Si on la compare à une fréquence de référence, on peut obtenir une tension continue dont la valeur dépend de cette différence. Plusieurs types de circuits permettent cette mesure : nous en avons choisi un pour son faible prix et sa grande

facilité d'emploi : le NE565. Il intègre d'office un VCO (Voltage Controlled Oscillator ou oscillateur contrôlé en tension) qui nous fournira la fréquence de référence et un comparateur de phase dont on pourra extraire la tension continue, proportionnelle à la différence de fréquence. Notre No 16 traite en page 25 de la HOBBYTHEQUE de ce produit fort sympathique.

Cette tension, correctement amplifiée, viendra actionner un galvanomètre à cadre mobile, très sensible, et à zéro central pour visualiser le sens de variation, et donc le type de métaux détecté.

### Le schéma en détail

Les grandes lignes ont été tracées par SIGNETICS, le créateur du circuit NE565. Quelques corrections ont été apportées à la partie amplification afin d'en améliorer la sensibilité.

L'oscillateur de détection, du type COLPITTS, est bâti autour de T1, un transistor NPN classique. La self L, bobine de détection, est implantée dans le collecteur de T1. C1 et C2 en série, montés en diviseur sur l'émetteur de T1, forment le condensateur d'oscillation. Leur valeur est calculée pour obtenir une fréquence d'environ 100 KHz. C3 permet de récupérer le signal sinusoïdal aux bornes de R2, en éliminant la composante continue. Ce signal est introduit sur la broche d'entrée 2 de IC1, dont la broche 3 est reliée à la masse au travers de R3, pour équilibrer R2.

Le condensateur C4 en broche 9 de IC1 et la résistance R7 en broche 8 sont sensés fixer la fréquence centrale du VCO. Afin d'améliorer la sensibilité de la détection de glissement de fréquence, en augmentant l'excursion de tension entre la broche 6 (référence) et la broche 7 (sortie du comparateur de phase), il nous faut monter



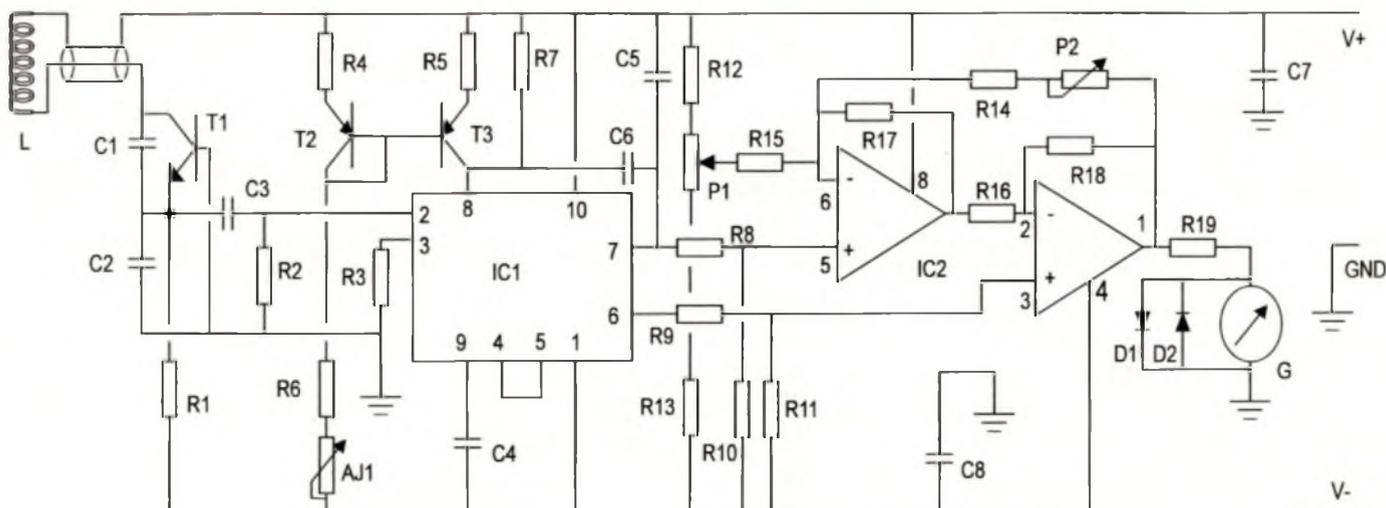


Schéma en détails du détecteur à battements de fréquence avec discrimination ferreux / non ferreux

la valeur de R7 à 20 K (valeur maxi) avec C4 = 4,7 nF pour obtenir un ratio de 0,5 volts pour 1% de variation de fréquence. Mais il faut alors compenser en courant sur la broche 8 pour maintenir la fréquence à 100 KHz.

Le montage constitué autour de T2 et T3 a pour vocation première d'assurer cette compensation. T3 est monté en générateur de courant, piloté par T2, qui assure, de son côté, la compensation en température de cette partie du montage. Ainsi, le courant qui traverse R5 sera égal à celui qui traverse R4, lequel dépend du réglage de AJ1 talonné par R6. Il est souhaitable que T2 et T3 soient du même type, et très proches, et même, si le montage définitif l'autorise, dans une même enveloppe de résine pour rester à la même température. Le signal carré issu du VCO, en broche 4, est réinjecté en entrée du comparateur de phase, en broche 5.

La variation de tension obtenue, soit environ 0,5 volts pour 1000 Hz (1% de Fo), sera donc présente sur C5, condensateur d'intégration, en broche 7 de IC1. La résistance d'intégration est interne à IC1 et sa valeur est de 3600 ohms. La référence de base étant disponible en broche 6, il nous faut différencier ces 2 tensions pour obtenir une valeur à mesurer et à afficher. Un ampli différentiel, du type désormais connu depuis les montages altimètre-baromètre ou variomètre sonore, avec réglage du gain et du zéro, devrait donc

être câblé en broches 6 et 7 de IC1. Mais les ampli-OP détestent pratiquement tous, pour les plus courants, travailler près de Valim.

La valeur de la tension de référence (en broche 6) étant de 0,75Vcc (typique). Il nous faudra donc diviser les tensions en 6 et 7 avant de les injecter dans l'amplificateur différentiel. Si l'on place le pied du diviseur en V-, et si l'on veut obtenir environ la masse (GND) en sortie divisée de 6, le rapport le plus proche de 0.75 est 33/47, soit 33 Kohms sur 47 Kohms (ces valeurs sont choisies élevées pour s'éloigner de l'impédances de sortie : 3600 ohms). Un premier diviseur sera placé entre la référence (broche 6 de IC1) et la broche 3 de IC2. Le même pont diviseur sera bien sûr imposé en sortie de mesure (broche 7), avant d'attaquer la broche 5 du différentiateur.

Le condensateur C6, entre la broche 7 et la broche 8 doit éliminer les oscillations éventuelles sur le courant de contrôle du VCO.

Nous ne reviendrons pas sur le principe de fonctionnement du différentiateur, si ce n'est pour rappeler que les résistances R15 à R18 doivent être rigoureusement égales (couche métal à 1%), et que le gain du montage s'exprime ainsi :

$$G = (2+2 \times R_t) / (R_{14} + P_2)$$

avec Rt étant la valeur de R15 à R18. Soit pour Rt égal à 100 Kohms, et le talon R14 égal à 1 Kohms, et P2=10 Kohms, un gain mini de 20 et maxi de 200.

La sortie (broche 1 de IC2) attaque, au travers de la résistance limitatrice R19, un galvanomètre à cadre mobile, et à zéro central, dont l'autre extrémité est reliée à la masse du montage. Il indiquera 0 pour une tension nulle à ses bornes : ce réglage du zéro initial est dévolu à P1, qui règle l'offset global de l'ampli-différentiel. Sur le modèle retenu, la pleine déviation est obtenue pour 200 mV de part et d'autre du 0 central : soit au total 400 uA sur 1 Kohms de résistance interne. Les diodes D1 et D2 protègent la bobine du galvanomètre des tensions supérieures à leur seuil de conduction (soit 250 mV) et R19 en limitera le courant maximum, au cas, peu probable, où l'ampli OP utilisé ne possède pas de limitation interne en courant.

Le montage est alimenté par 2 piles de 9 volts (alcalines de préférence), et les condensateurs C7 et C8 servent de filtrage sur les 2 lignes d'alimentation V+ et V-.

Afin de stabiliser le montage aux variations de température, toutes les résistances seront en couche métal 1% et les condensateurs critiques (C1, C2, C4) en série MKT.



## La réalisation

### Le circuit imprimé

Conçu pour prendre place dans un coffret DIPTAL économique, du type P1366 ou P1367. Le circuit est relativement dense, et certaines résistances seront implantées verticalement. La partie réservée à l'oscillateur Colpitts est bien séparée du reste du montage pour éviter les éventuels accrochages extérieur au NE565, et les plans de masse sont généreusement distribués.

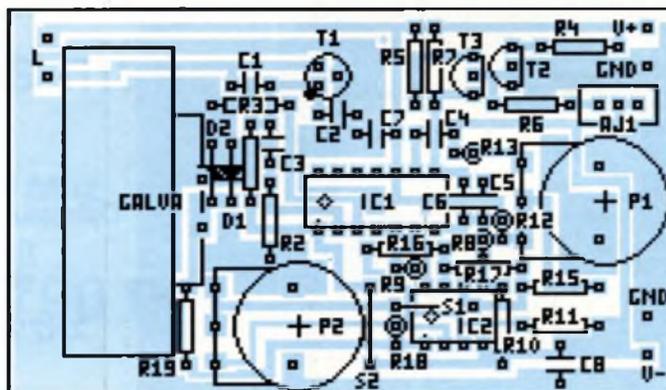
### La liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 W en couche métal 1%.

R1	12 Kohms	554123
R2,R3	4,7 Kohms	554472
R4,R5	220 ohms	554221
R6	4,7 Kohms	554472
R7	20 Kohms	554203
R8,R9	33 Kohms	554333
R10,R11	47 Kohms	554473
R12,R13	39 Kohms	554393
R14	1 Kohms	554102
R15 à R18	100 Kohms	554104
R19	1 Kohms	554102
AJ1	67W 5 Kohms	526502
P1,P2	P160 10 Kohms	540103
C1	3,3 nF MKT	651332
C2	6,8 nF MKT	651682
C3	100 nF céramique	660104
C4	4,7 nF MKT	651472
C5	10 nF céramique	660103
C6	1 nF céramique	660102
C7,C8	100 nF céramique	660104
T1	2N2222	N2222A
T2,T3	2N2907 plastique	N2907P
IC1	NE 565	NE565
IC2	TL072	TL072
D1,D2	1N4148	DN4148
G	galvanomètre	330701
L	self détection en fil émaillé de 4/10 (voir texte)	807004
1 support 8 broches		161108
1 support 14 broches		161114
2 coupleurs 6F22		164622
1 jack châssis mono		172303
1 jack mâle mono		172301
1 mètre de fil blindé 2 cond.		801208
1 interrupteur double		202201
1 coffret DIPTAL P1367		114961
2 bouton pour axe de 4		188180

### Le montage

Il ne posera pas, en principe, de gros problèmes. On débutera, comme d'habitude, par les composants implantés les plus bas pour finir par les plus hauts (potentiomètres et galvanomètre). La sérigraphie jointe est destinée à vous guider pour l'implantation. N'oubliez pas les straps S1 et S2, et tout spécialement S1 qui se situe sous le support de IC2. Prenez garde que S2 (V-) ne vienne pas toucher la carcasse de P2 qui est à la masse : votre pile du côté - n'y



résisterait pas longtemps, et le montage ne fonctionnerait pas.

Attention à la mise en place de T1, T2 et T3, ainsi qu'à celle des diodes et des circuits intégrés sur leur support. Attention également : les carcasses de P1 et P2 assurent la transmission de la masse par les 2 picots centraux. Si vous deviez employer d'autres types de potentiomètre, veillez à cette liaison, éventuellement par straps.

La connexion de la bobine de détection est prévue par jack de 3.5 mm (châssis sur le coffret, et mono mâle sur le fil blindé de liaison. La masse du blindage doit être reliée à V+. Pour la réalisation de cette self, nous vous renvoyons à notre No 31 qui traite de notre première étude : pour info, il s'agit de 60 spires de fil émaillé de 4/10 de mm sur un diamètre d'environ 12 cm. Ce numéro traite également de la partie mécanique qui doit servir de support au montage pour rendre la réalisation agréable à utiliser.

Un interrupteur double sera implanté sur le côté du coffret, et viendra couper (ou connecter) les deux lignes extrêmes, soit V+ et V- des piles, le point central, ou GND, restant relié en permanence au montage.

Vérifiez une dernière fois votre travail avant de mettre le montage sous tension.

Le couvercle du coffret sera percé d'un orifice rectangulaire pour la partie supérieure du galvanomètre, et de 2 trous de 5 mm pour les axes de P1 et P2. Le jack châssis sera implanté en partie avant du fond de coffret, du côté gauche du galva. Un plan de perçage vous est aimablement fourni en page suivante, pour le couvercle uniquement, le reste étant évident.

### Les réglages

Ils sont réduits au minimum : il s'agit surtout de trouver la bonne fréquence pour

le VCO. Avec l'aide d'un fréquencemètre, rien de plus facile : il suffit de mesurer la fréquence de l'oscillateur de détection en broche 2 de IC1, en écartant la bobine de tout objet métallique. Puis il faut déconnecter le jack de liaison pour stopper l'oscillation, et régler AJ1 pour obtenir en broche 4 (ou 5) de IC1, exactement la même fréquence. A défaut de posséder un instrument de ce type, on peut tout de même approcher le problème autrement. En partant de AJ1 en valeur maximum (soit 5 Kohms) et en ayant placé le gain (P2) au minimum et l'offset (P1) au centre, diminuez la valeur de AJ1 jusqu'à ce que l'aiguille daigne venir en position centrale : vous n'aurez pas forcément la fréquence exacte, car le réglage de zéro intervient sur la mesure, mais vous n'en serez pas loin. Il faudra sûrement reprendre ce réglage après quelques minutes de fonctionnement, le temps que les composants prennent leur température d'équilibre. Vous n'aurez plus, en principe, à y revenir, mais il faudra laisser "chauffer" quelques minutes avant chaque utilisation pour obtenir une plage de lecture exploitable. Il est toutefois prudent de faire un petit trou de 3 mm en aplomb de AJ1 sur le couvercle du coffret, pour y glisser un éventuel tournevis, pour retoucher à ce petit réglage par la suite.

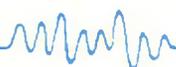
### L'utilisation

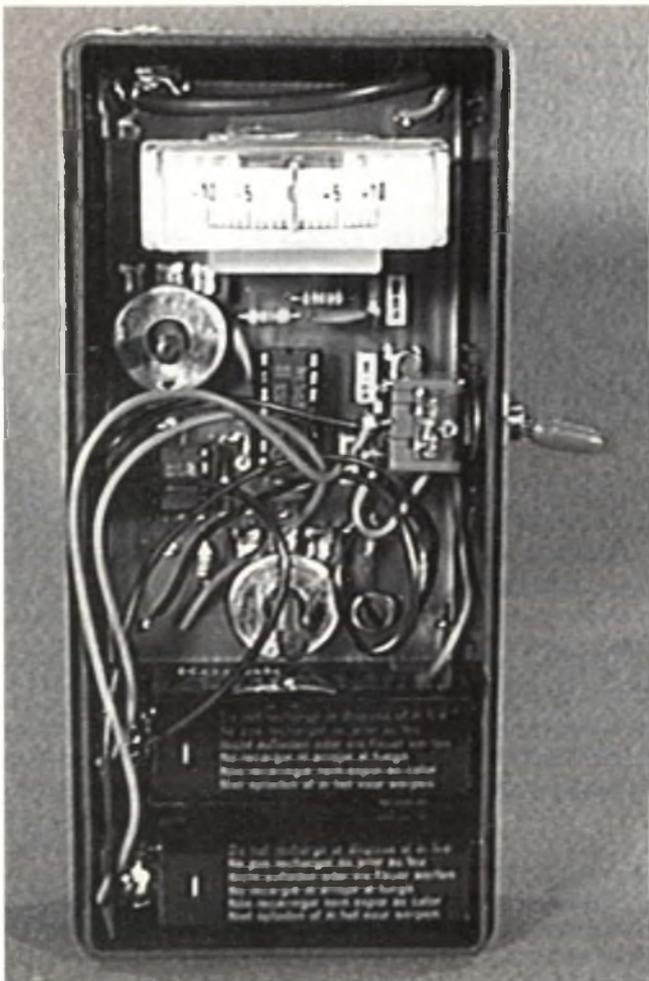
Comme l'on peut s'en douter, toute détection doit commencer par un choix du gain et un éventuel réglage du zéro.

Au départ, il est conseillé d'effectuer les premiers essais à gain minimum (à fond dans le sens anti-horaire pour P2) et avec un zéro bien au centre, pour bien prendre en main la technique de visualisation.

En présence de métaux non-ferreux, l'aiguille doit dévier à droite, et inversement en présence de métaux ferreux.

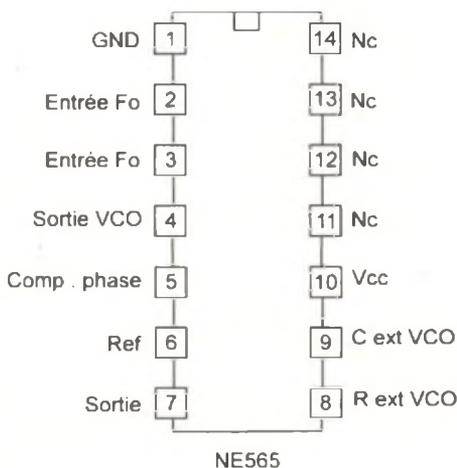
Une fois le principe bien compris, vous pourrez décaler volontairement le zéro dans





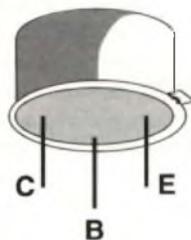
le sens inverse de vos recherches pour bénéficier ainsi d'une plus grande plage de repérage : à gauche pour les non-ferreux qui vous donneront une grande plage à droite, et vice et versa. Plus la déviation est grande, plus l'objet est gros, et pour un même objet, plus il est situé au centre de la bobine, ce qui facilitera vos recherches en sous-sol, pour creuser au bon endroit.

Vous pourrez ensuite augmenter le gain pour améliorer la sensibilité aux petits objets ou situés à de plus grandes profondeurs, mais ce sera au détriment de la stabilité du zéro, qu'il vous faudra ajuster plus souvent, et avec minutie.



2N2907P

2N2222



Vous découvrirez sur cette page les photographies utiles de notre prototype, afin d'avoir une vue complète du produit fini, dont l'aspect vaut largement le prix de revient.

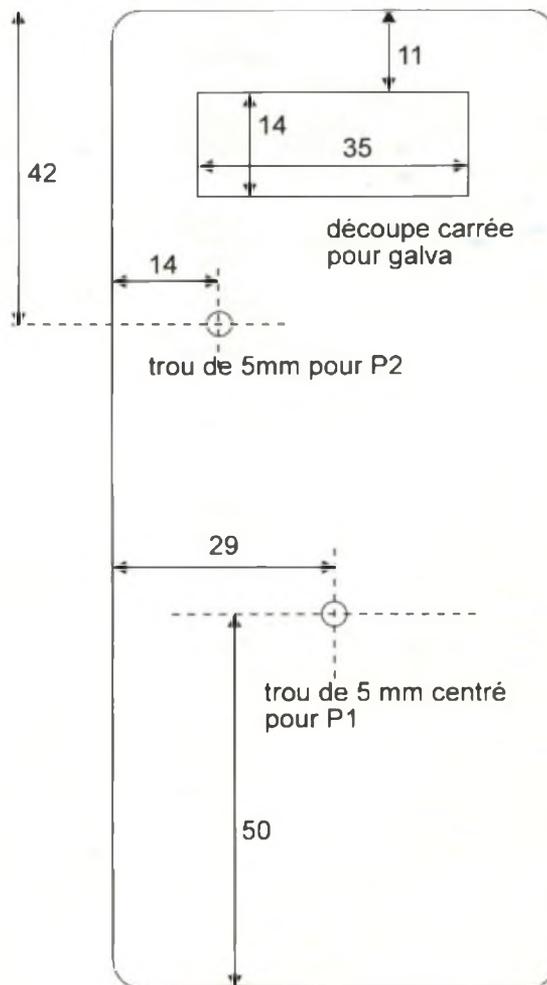
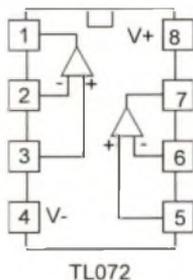
## Conclusions

Cette réalisation représente un net progrès sur le premier montage. Une meilleure détection : une pièce de 1 frs à 20 cm sous terre est détectable ! Et une discrimination sur le type de métaux par le sens de déviation de l'aiguille ! Et tout cela pour moins de 200 frs. On peut regretter toutefois l'absence de signal sonore, mais cela fera sûrement l'objet d'une étude future, et dont l'encombrement et les spécificités seront étudiés pour qu'il puisse prendre place à l'intérieur même de notre coffret.

D'ici là, nous vous souhaitons de grandes satisfactions, et l'oeil vigilant sur l'aiguille de l'indicateur.

A bientôt !

LEFUTE



Plan de perçage de la façade : dimensions en mm





## Un maxi-testeur pour un mini-prix

Pouvoir tester la présence secteur, reconnaître la phase du neutre, vérifier la continuité de l'ensemble des liaisons, y compris la terre, repérer les fuites et un câble parmi d'autres : voici le rôle dévolu à ce petit montage surprenant. Peu de composants, mais habilement utilisés, permettent une réalisation très économique et fort instructive. Son incontestable utilité dans le milieu domestique le prédestine à un bel avenir : nous l'avons classé en initiation technologie car il nous paraît tout indiqué comme objet d'étude simple en collège.



### Les astuces de fonctionnement

C'est fantastique ce que l'on peut tirer d'un simple transistor, bien que dans notre cas, ce soit plus spécialement un petit darlington en boîtier plastique.

Le schéma complet, en page suivante, ne peut guère être plus simple, et pourtant, il recèle bien des petites astuces, bien exploitées, qui rendent ce montage fort attrayant sur le plan de l'emploi.

Dans le collecteur de T1, une résistance R1 limite le courant dans une Led haute luminosité à 45 mA lorsque ce transistor est saturé.

La résistance R2 bloque la base de T1 à la masse (V- ou GND) en absence de signal sur l'autre branche, terminée par la pointe de test.

Les résistances R3 et R4 limitent le courant de base dans le cas de l'utilisation sur le secteur à 100  $\mu$ A en crête, et isolent le montage de la tension secteur : c'est pour cette raison qu'elles sont doublées, et fort éloignées l'une de l'autre sur le circuit imprimé.

### L'utilisation évidente

L'évidence, c'est d'attaquer la pointe TEST par une tension supérieure au Vbe du darlington, soit environ 1,2 volts. Cela peut être fait très simplement, en reliant le point du circuit marqué MAIN à la pointe de TEST : c'est alors le 12 volts de la pile (moins la chute de tension dans R1, de l'ordre de 6 volts) qui provoquera un courant de base de l'ordre de 2  $\mu$ A (6 volts sur 3 Megohms).

Le gain minimum de 5000, typique 10000, du darlington nous donnera un courant collecteur-émetteur ICE minimum de 10 mA, 20 mA typiques : c'est le courant qui traversera alors la LED et la rendra très nettement lumineuse.

Nous venons de réaliser un testeur de continuité : l'utilisation la plus évidente de ce montage. Avec deux sondes, l'une reliée à la sortie MAIN et l'autre à la pointe de test, nous pouvons tester la continuité de toutes parties d'un montage.

### L'extension qui s'impose

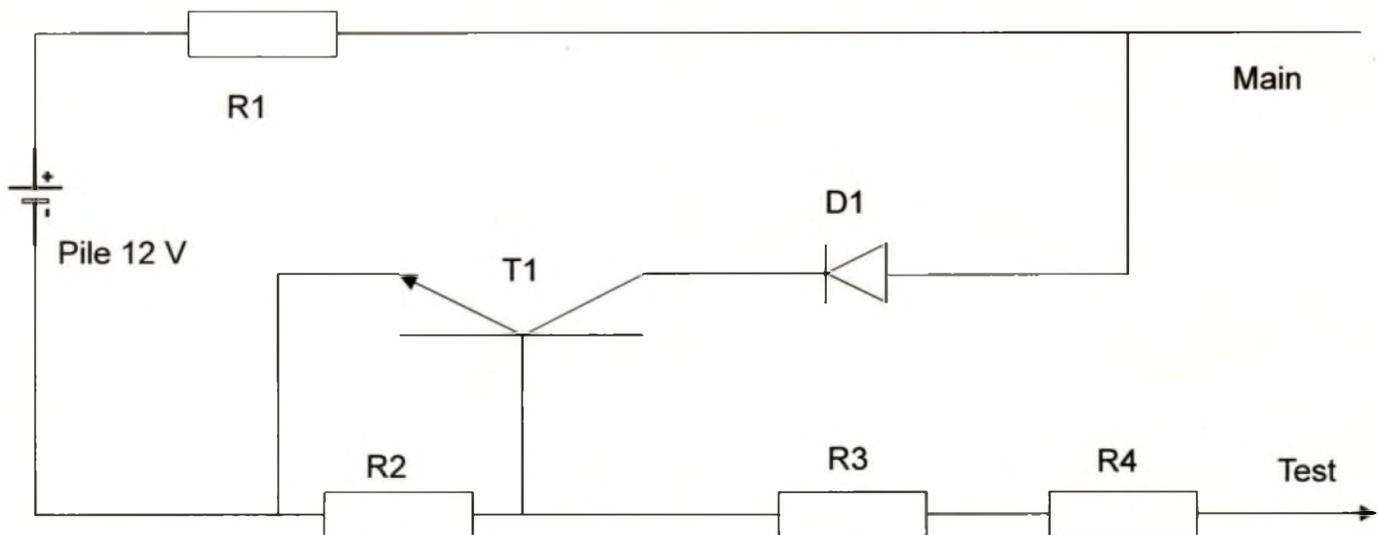
Posons nous la question de savoir jusqu'à quel courant, et donc jusqu'à quelle résistance la LED restera visible !

Une LED haute luminosité commence à être visible à partir d'un courant de 1 mA. Pour un gain minimum de 5000, notre transistor T1 nous donnera ce courant ICE pour un courant de base de 0,2  $\mu$ A, et sous 6 volts, une résistance de base de 30 Megohms. Comme nous en avons déjà 3 de fixés par R3 et R4, 27 Megohms entre la pointe TEST et la MAIN allument déjà la LED. La résistance du corps humain variant, suivant les parties du corps testées, de 2 à 10 Megohms, le fait de toucher ces 2 parties du montage rendra la LED active.

Le test de continuité devient de ce fait un test de fuite, car on constate que la LED s'allume dès que la résistance entre les deux points de mesure descend sous les 27 megohms. Et en fait, on commence à distinguer un point lumineux à partir de 50 megohms.

Ce phénomène nous permet de tester la parfaite isolation d'un montage : ceci est le phénomène inverse, mais parfois très utile de la continuité, soit être sûr que la résistance entre deux points d'un circuit soit suffisamment élevée, voir infinie, pour assurer un bon fonctionnement ou tout simplement la sécurité de l'utilisateur.





Il permet également de s'assurer sur la distribution électrique domestique, de la bonne liaison de la terre et du neutre : le fait de placer la pointe de TEST sur l'un de ces deux points dans une prise de courant, et de toucher le point MAIN doit allumer la LED si tout est correct. Dans le cas contraire, si elle ne s'allume pas, c'est que la liaison concernée est coupée. Ce petit montage est donc très utile pour vérifier, chez vous, que tous vos appareils ménagers en métal soient bien reliés à la terre, car votre sécurité en dépend.

Et si la LED s'allume lorsque la pointe TEST est dans la prise sans toucher la MAIN ? Et bien c'est un bon moyen de tester la phase du secteur, et c'est l'objet de la dernière astuce.

### Avec une tension alternative ?

Entre deux parties métalliques séparées par un diélectrique, que ce soit de l'air, une matière quelconque ou le corps humain, il existe un effet capacitif ou présence d'un condensateur. Et pour une tension alternative, et spécialement en 50 Hz, comme le secteur, ce condensateur se comporte comme une résistance. La loi qu'il nous faut appliquer ici est :

$$Z = 1/2\pi F \times C$$

où F est la fréquence (ici 50 Hz) et C la valeur du condensateur. Elle nous donne une valeur d'environ 30 Megohms pour un condensateur de 100 pF. Le fait de tenir le boîtier plastique du montage terminé entre deux doigts, donne une capacité estimée de l'ordre de quelques centaines de pF, et donc une impédance de 10 à 30 Meg, laquelle ajoutée à l'impédance du corps humain par rapport à la terre, rend T1 conducteur, et la LED s'allume. Cette théorie,

indépendante de la tension crête tant qu'elle dépasse les 1,2 volts de Vbe, permet de tester des tensions alternatives très faibles. Nos essais, sur les secondaires de transformateurs, ont confirmés cette étude, et nous autorisent à proposer comme autres applications le test des enroulements de ces derniers, en plus de la présence de la phase secteur.

### En résumé

Ce petit schéma permet de repérer, sur une prise ou un câble, la phase par allumage direct de la LED sans toucher la MAIN, la bonne continuité du neutre et de la terre, en touchant la MAIN cette fois-ci. Il permet de tester la continuité, ou l'isolation d'un circuit électrique ou électronique, de repérer un câble parmi d'autres sans les couleurs qui vont bien, et toute une foule d'autres applications qui restent à définir. Voyons comment le réaliser !

## La réalisation

### Le circuit imprimé

Conçu pour prendre place dans un boîtier porte-clef DIPTAL T841A avec son coupleur support de pile 12 volts, il est des plus simples et très aéré. D'ailleurs, la bonne distance entre R3 et R4 ( 1/2 w anti-amorçage) s'impose pour le test sur le secteur. La LED trône au centre du montage et le coupleur prend place sur le circuit imprimé avant sa mise en place dans le coffret. Les fiches bananes de diamètre 2 mm, dont l'une est isolée pour la pointe TEST, et l'autre non isolée pour la touche MAIN, seront raccordées au circuit, à plat, par les queues des résistances récupérées après la mise en place de ces dernières. Il ne présente pas de difficultés particulières, et se veut facile à reproduire.

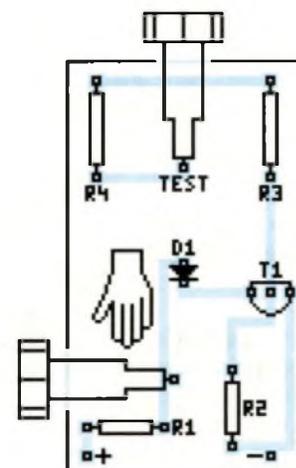
### La liste des composants

R1	220 ohms 1/4 w	550221
R2	10 Meg 1/4 w	550105
R3,R4	1,5 Meg 1/2 w	551154
D1	led haute lumin.	LEDHL
T1	MPSA13	MPSA13
1 coffret DIPTAL T841A		114691
1 connecteur pour pile		114689
1 fiche châssis 2 mm isolée		17321x
1 fiche chas.2 mm non iso.		173221
1 fiche mâle 2 mm		17320x

### Le montage

Bien qu'il y ait peu de composants, et que le circuit imprimé soit simple, il faut s'étendre quelque peu sur le sujet, surtout à cause de la mise en coffret, laquelle réclame un certain ordre de travail pour en venir à bout simplement.

Il faudra tout d'abord mettre en place et souder les 4 résistances. Après avoir sectionné l'excédent des pattes, veuillez



récupérer les 4 et en souder 2 avec 1 cm de garde dans les trous de sortie TEST et MAIN, pour y souder, plus tard, les fiches bananes de 2 mm, mais après la mise en coffret. Le transistor sera soudé à son emplacement en respectant la sérigraphie. Enfin, la LED sera mise en place, à 5 mm de hauteur pour dépasser légèrement du coffret. Le coupleur de pile sera raccordé au circuit imprimé à l'aide des 2 autres chutes de queues des résistances mises de côté, comme indiqué sur la photo de l'intérieur du montage.



Le coffret sera percé sur le couvercle, d'un trou de 5 mm pour la LED, et en le maintenant bien fermé, de 2 trous de 5 mm, sur la ligne de séparation, sur les côtés, et en face des emplacements prévus pour les fiches de 2 mm TEST et MAIN. Vous pouvez à présent l'ouvrir et y placer le circuit en fond, et dans le bon sens.

Mettre en place les fiches de 2mm, celle isolée pour la pointe TEST et l'autre pour la MAIN : mettre d'abord l'écrou et serrez par la fiche. L'inverse est rendu impossible par la présence du circuit. Vous pouvez à présent souder les fils étamés qui doivent dépasser à leur fiche respective.

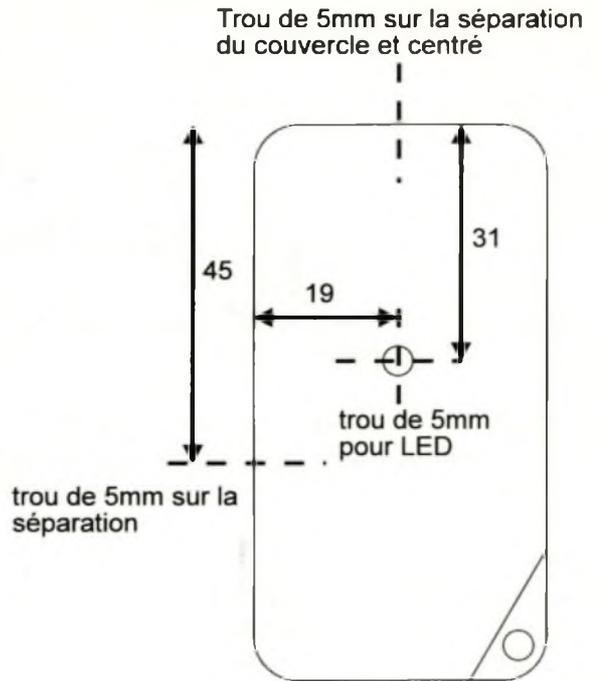
Le montage est à présent terminé, la pile peut prendre place, dans le bon sens, dans son logement, entre les lames du coupleur (plus à gauche vu du dessus).

Pour réaliser une éventuelle pointe de test, un simple clou ad-hoc, privé de sa tête et enfoncé en force dans une fiche mâle fera parfaitement l'affaire, même sans soudure (voir photo). Un jeu de cordon de mesure avec pointes de touches et sur bananes de 2mm viendra éventuellement compléter ce maxi-testeur pour un réel mini-prix !

### L'utilisation

Nous avons tout au long de cet article donné un maximum d'informations sur les divers emplois pour qu'il ne soit pas utile d'y revenir. Attention seulement à la manière de rechercher la phase du secteur sur un câble ou dans une prise : ne pas toucher à la touche MAIN tant que la phase n'est pas identifiée : vous risquez de détériorer le transistor T1 par une tension inverse de plus de 100 volts, sans risque pour vous, mais qui lui serait fatale. Une fois cette ligne identifiée, vous pouvez tester le neutre et la terre normalement.

A noter que vu son principe de fonctionnement, ce montage n'a nul besoin d'un interrupteur M/A et sa consommation au repos est nulle.



Plan de perçage : dimensions en mm

## Conclusions

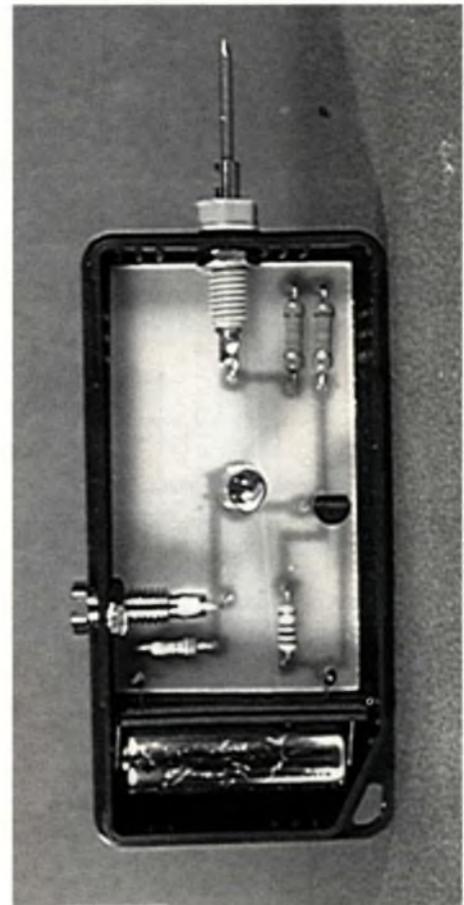
C'est fantastique ce que l'on peut tirer de l'emploi d'un simple transistor !

Ce petit montage très économique et simple à réaliser, devrait figurer parmi les classiques des classes de technologie dans les collèges. Il permet d'aborder un grand nombre des principes de l'électronique et de l'électricité générale. Et il se révélera un instrument très utile dans le milieu familial.

Alors pas d'hésitations, il vous faut l'adopter !

LE FUTE

Attention cette photo n'est pas contractuelle : les résistances R3 et R4 sont trop proches l'une de l'autre, et en cas d'humidité, un arc électrique serait trop probable entre ces dernières. C'est la raison pour laquelle, sur la version définitive, R4 est passée à l'opposé de la fiche TEST.



# Correcteur Vidéo II

Nous vous avons déjà proposé le schéma d'un correcteur vidéo, cela fait un peu plus de trois ans, dans notre numéro 1.

Le but principal de ce montage est le rattrapage et la correction des différentes pertes, involontaires par exemple avec les multiples connexions ou les longueurs de câble élevées, ou plus ou moins volontaires avec les cassettes vidéo dont le niveau de synchronisation faible n'autorise que difficilement la copie à l'aide de deux magnétoscopes.

Ce montage proposera de nombreuses modifications et différences par rapport à celui du numéro 1, modifications tout à fait justifiées pour obtenir des résultats hors de comparaison.

## Correction de gain

Toute la différence de ce montage avec le précédent réside dans la correction du gain.

En effet, à la suite de notre première réalisation, plusieurs lecteurs nous avaient communiqué que si le correcteur fonctionnait très bien, il restait sans efficacité avec certains magnétoscopes.

La raison, après essais avec plusieurs appareils était évidente: c'est que certains utilisent le niveau du noir pour corriger leur entrée auxiliaire.

### Niveau du noir

Commençons par expliquer cette différence fondamentale entre deux façons d'augmenter le niveau d'un signal vidéo.



Ce signal vidéo (l'échantillon visualisé ici est à la fréquence ligne), comporte au moins trois niveaux importants.

La lettre A représente le niveau du noir. C'est le niveau qui correspond à l'extinction du spot sur l'écran. Ce niveau existe toujours au début et à la fin de chaque ligne vidéo de 64  $\mu$ S.

Avant le contenu actif de l'image vidéo, ce palier comporte d'ailleurs la salve d'identification de chrominance, aussi bien en PAL (burst) qu'en SECAM. Il est appelé palier arrière, la référence étant le top de synchronisation. Son niveau correspond à 30% de la modulation totale.

En dessous de ce niveau du noir, le signal comporte tous les signaux réservés à la synchronisation.

Le fond de ces tops atteint un niveau appelé ici B qui correspond à 3% de modulation. L'amplitude de la zone A-B par rapport à l'amplitude totale du signal vidéo est un critère bien défini (25 %).

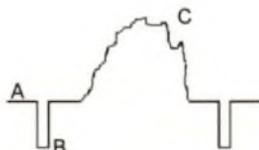
Au dessus de ce niveau du noir, on trouve toute la partie de l'image active, qui va de ce niveau du noir (A) au maximum de modulation (C) de 100%.

Ces différents niveaux étant bien définis, il est facile pour un appareil quelconque de connaître quelle est l'amplitude d'un signal vidéo qui lui est appliqué.

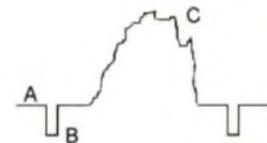
Il lui suffit pour cela de mesurer ce niveau du noir par une méthode d'échantillonnage. S'il trouve que ce niveau est trop élevé par rapport à la modulation de 0%, c'est que l'ensemble du signal est d'amplitude trop grande puisqu'il doit y avoir conservation des proportions.

Ainsi, augmenter globalement l'amplitude d'un signal vidéo comme le montre la figure ci-dessous, afin d'en augmenter le contraste apparent, est un phénomène qui sera déjoué par de tels appareils, qui s'empresseront d'effectuer la correction inverse de ce que vous imposez.

C'est ce qui se passait avec le premier correcteur décrit.



Pour effectuer une correction de contraste, il est donc indispensable de modifier les proportions du signal, en conservant un niveau du noir pratiquement fixe.



C'est ce qui est fait dans l'exemple ci-dessus, ou l'amplitude du top de synchronisation reste la même que pour la toute première figure alors que la partie active du signal est augmentée au delà des 100 % initiaux.

C'est évidemment selon ce principe que fonctionnera ce nouveau schéma de correcteur que nous vous proposons ici.

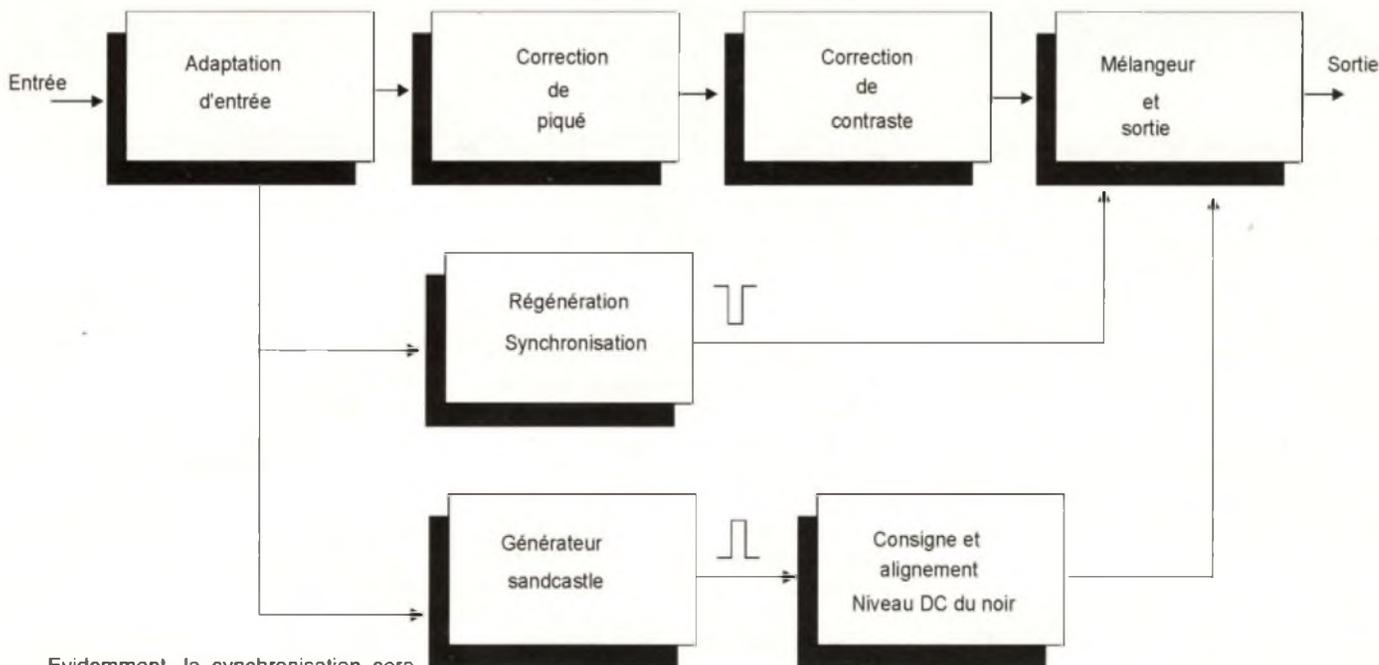
Si cette gestion du signal suppose plus de complexité au niveau de l'électronique, d'autres avantages, inexistant sur la première version, seront en même temps obtenus du nouveau schéma.

## Caractéristiques

L'un des principaux avantages résidera d'ailleurs dans cette commande de contraste, puisque la correction apportée pourra varier de 0 % à 160 %. Avec cette réalisation, on pourra donc augmenter le contraste apparent dans une proportion importante, mais aussi descendre le niveau jusqu'à la disparition totale de l'image.

On retrouvera aussi la commande de piqué, qui permettra au choix d'augmenter la finesse de l'image ou au contraire de l'adoucir suivant l'effet désiré.





Evidemment, la synchronisation sera aussi traitée à part, totalement régénérée et additionnée au signal disponible en sortie et avec une amplitude constante compte tenu de que qui vient d'être dit.

Traitement du signal audio aussi, réalisé en stéréophonique et muni d'une correction de tonalité qui peut être utile lors de la copie de cassettes vidéo.

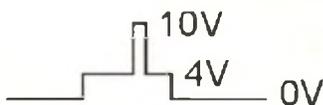
## Synoptique

Le synoptique complet de la partie vidéo du montage se trouve ci-dessus.

Avant d'aller plus loin, il peut être utile de décrire un signal particulier qui nous sera nécessaire, le signal de sandcastle.

### Sandcastle

Non, ce n'est pas une ville quelconque de la côte Anglaise. En traduction littérale, ce mot signifie "château de sable" et, compte tenu de la forme du signal, il est vrai que le manque d'imagination a pris le dessus.



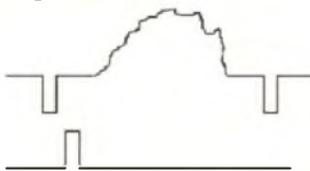
Cette forme est constituée de différents paliers de tension qui permettent de traiter divers points particuliers du signal vidéo localisés près du top de synchronisation ligne.

De nombreux circuits de traitement de la chrominance et luminance utilisent ce signal dans nos téléviseurs actuels. Il a vu le jour notamment avec le mode d'identification ligne.

Ce signal composite est en général généré par le circuit séparateur de synchronisation ligne et trame du TV.

Un premier niveau à 4 Volts est généré pendant la phase de retour ligne, phase pendant lequel le spot écran doit être éteint. Ce niveau est en général utilisé pour cet effacement sur les voies RVB.

Le second niveau, de 10 Volts, sert à la mesure du niveau du noir et plus fréquemment encore, à l'extraction de la salve de sous-porteuse chroma d'identification. De ce fait, la position de cette pulse par rapport à la ligne est donnée par la figure suivante.



A noter qu'il existe un troisième niveau, non représenté ici, qui correspond à la phase d'effacement du spot pendant le retour trame. Son niveau est pour cette fonction de 2,5 Volts nominal.

Dans notre application, nous n'utiliserons que la pulse de 10 Volts, permettant d'échantillonner le niveau du noir.

### Entrée

Le signal est reçu par un circuit spécialisé et distribué vers trois étages différents.

### Chaîne vidéo

La première partie du traitement est la chaîne active de traitement du signal.

On trouve d'abord la correction de piqué, qui va permettre de simuler plus ou moins la finesse de l'image en augmentant la qualité de transition des contours.

A contrario, cette commande permettra aussi de faire l'inverse, à savoir un étouffement plus ou moins marqué des signaux rapides. Cette fonction sera utile sur les images anormalement bruitées ou souffrant d'un souffle neigeux gênant.

Suit la commande de contraste, vue plus haut, qui permettra de régler l'amplitude du signal dans un rapport de 0 à 160 %.

Cette chaîne se termine avec un mélangeur, recevant les signaux annexes de remise en forme.

### Synchronisation

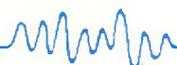
La synchronisation est traitée séparément afin d'être additionnée au signal vidéo traité.

Elle est disponible en sortie de ce module en lancée négative et est appliquée au mélangeur de sortie.

### Niveau du noir

Le niveau du noir est extrait du signal après les différentes corrections par un circuit spécialisé séparateur de synchronisation.

Ce niveau du noir échantillonné est ensuite comparé à une référence, interne au montage, afin de ré-aligner ce niveau particulier sur la référence désirée et le rendre indépendant des corrections d'amplitudes précédentes.



## Schéma de détail

### Alimentation

Commençons par le plus simple: l'alimentation.

Rien que du très classique chez elle. Transformateur L1, pont de diodes et chimiques sont câblés pour nous fournir une tension régulée de 12 Volts avec l'aide de RG1. R36 et D2 témoignent de la présence secteur par une lumière douce et discrète....

A noter, la présence de R3 et SW2 qui permettront de transmettre la tension de 12 Volts, protégée, à la broche 8 de la péritel de sortie.

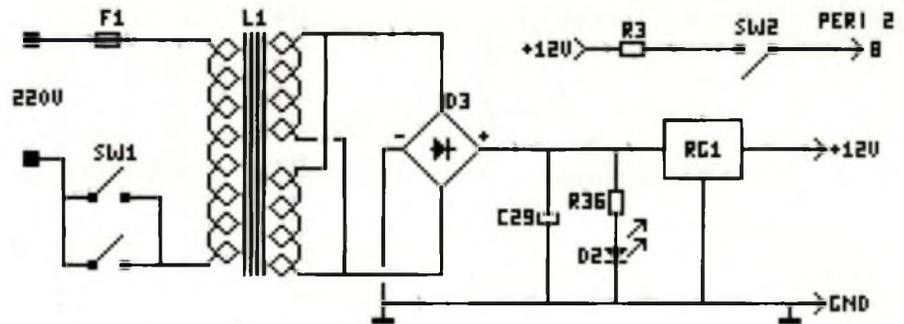
Ceci permettra d'activer la commutation lente ou non en fonction des périphériques de sortie connectés.

### Traitement du signal

Là, les choses se compliquent et le schéma devient plus dense.

Le signal à traiter est appliqué à la broche 20 de la péritel 1 (entrée) et est reçu sous 75 Ohms par R35. Le circuit intégré d'entrée utilisé est un classique du genre, TDA5850, qui accomplira également le rôle d'étage de sortie quand nous aurons terminé le traitement.

La broche 6 fournit le signal vidéo en lancée négative, avec une amplitude de 3 Volts et un niveau continu du fond de top placé à 10 Volts.



Toutes ces valeurs de tensions et niveaux permettent d'attaquer dans de bonnes conditions un transistor NPN suiveur, T3, apte à alimenter sous basse impédance les différents étages demandeurs du signal.

Son émetteur l'envoie d'abord sur la base de T2, monté en amplificateur symétrique.

On retrouve ainsi ce signal sur l'émetteur de T2, avec la même polarité et sur le collecteur en polarité positive.

C'est le signal de ce collecteur qui va nous intéresser à cause de sa polarité correcte et de son niveau, que R33 et C27 auront contribué à passer à 166 % (de 3 Volts).

Ce découplage dynamique est rendu nécessaire afin de ne pas fausser la polarisation continue de T2, qui doit manipuler des signaux de 5 et 3 Volts sur collecteur et émetteur.

A ce stade, on trouve le réglage de piqué. Celui-ci est simplement constitué d'un potentiomètre dont le curseur supporte une capacité reliée à la masse.

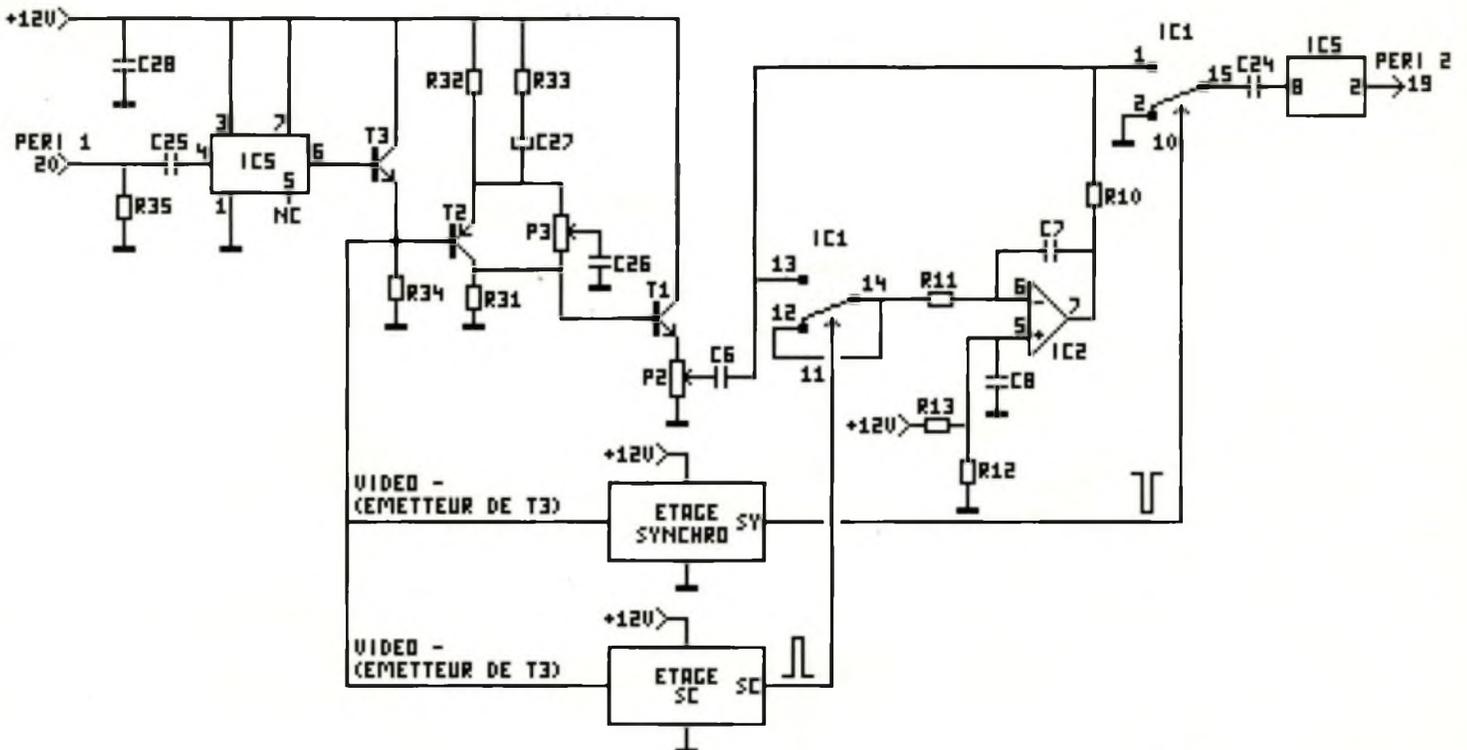
Cette forme de schéma va permettre de faire passer progressivement cette capacité de l'émetteur vers le collecteur, donnant ainsi une progression continue du mode image piquée (rôle différentiateur sur le collecteur, obtenu par découplage de l'émetteur favorisant les fréquences élevées) au mode image plus douce (rôle intégrateur sur le collecteur).

Ce signal vidéo positif de 5 Volts d'amplitude est appliqué ensuite à T1 qui est de nouveau un simple suiveur et tampon monté en collecteur commun.

Sa résistance d'émetteur est un classique potentiomètre dont le curseur va permettre de régler l'amplitude du signal vidéo (donc le contraste) du maximum jusqu'à zéro.

A ce stade, tout le signal est traité, y compris la synchronisation, ce qui n'est pas gênant puisqu'elle sera régénérée à part.

Afin d'ignorer la composante continue des étages précédents, C6 est intercalé dans ce curseur et la suite des étages.



Le premier de ceux-ci est l'inverseur 12, 13, 14 de IC1. Cet inverseur MOS est commandé par l'impulsion de sandcastle en lancée positive. Ceci revient à dire que pendant la durée de cette impulsion, l'AOP IC2 reçoit le signal vidéo, donc le niveau du noir à cet instant.

Dès que l'impulsion disparaît, cet AOP se retrouve avec l'entrée moins non connectée.

Or, si l'on regarde de plus près cet étage, on s'aperçoit qu'il s'agit là d'un simple intégrateur, aligné sur une référence de tension réalisée par R12 et R13.

Sa sortie va donc faire tout ce qui est nécessaire pour que la tension à l'entrée moins soit égale à celle de l'entrée plus (comme tout AOP qui se respecte), ce qui revient à dire qu'il va s'arranger pour que le niveau du noir du signal vidéo soit égal à la tension de référence imposée.

Son rôle d'intégration permettra d'arriver à ses fins assez lentement, afin qu'il n'y ait pas un asservissement trop rapide et instable.

Il obtient son résultat en imposant au signal vidéo, par R10, une valeur moyenne telle que ce niveau du noir lui convienne: cela met en évidence le second rôle de la capacité d'isolation C6.

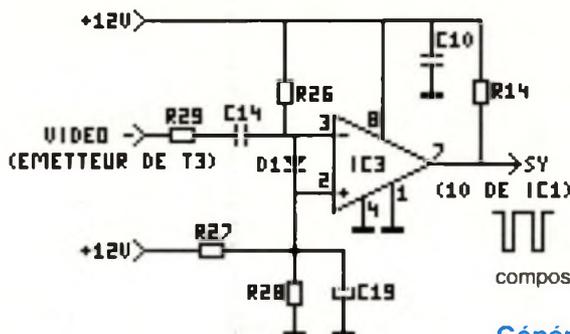
Enfin ce signal est appliqué à un second inverseur MOS, qui prend soit le signal vidéo, soit la masse.

Quel intérêt de prendre la masse ? simple... Nous avons vu que le niveau du noir était fixé à une référence de 1 volt, que la partie active du signal vidéo avait une amplitude de 0 à 5 volts, la valeur nominale étant de 3 volts (correction de contraste réglée à 100 %).

Le fond du top de synchronisation serait donc parfaitement situé à cette tension de masse, ce qui donnerait une amplitude de synchronisation de 25 % pour le réglage de contraste nominal (3 V).

C'est donc ce que fait ce dernier inverseur, piloté par la synchronisation ligne (et trame, traitée par le même biais) en lancée négative.

Enfin, ce signal est appliqué à la seconde moitié de IC5, au travers de C24, pour le fournir sous 75 Ohms. A noter que cette deuxième partie de IC5 doit recevoir une amplitude de 3 volts pour restituer 1 volt sous 75 Ohms en sortie.



## Synchronisation

Le schéma de cette partie, ci-dessus, est principalement constitué d'un comparateur moyennement rapide, nommé LM 311.

La vidéo en lancée négative est appliquée au travers de R29 et C14 à l'entrée inverseuse de ce comparateur.

L'entrée plus reçoit une tension de référence de 6 volts, créée par R27 et R28.

A partir de cette tension, la diode D1, parcourue par un très faible courant de polarisation procuré par R26, définit le potentiel de l'entrée moins à une tension de seuil légèrement supérieure.

De ce fait, en l'absence de signal vidéo, la sortie se retrouve à l'état 0 permanent.

Lorsqu'un signal vidéo est présent, ce sont les tops de synchronisation qui vont venir, cycliquement, débloquer cette diode, normalement bloquée par la partie active du signal, et inverser la polarité de la tension présente entre les entrées plus et moins.

Ceci se traduira par un changement d'état en sortie qui sera la reconstitution d'une synchronisation ligne et trame pure avec une amplitude de 12 volts assurée par R14 (collecteur ouvert).

L'avantage de ce sous-ensemble est de fonctionner parfaitement quelque soit l'amplitude et le niveau continu du signal vidéo (tant qu'il s'agit d'une polarité négative et qu'il reste dans des limites acceptables toutefois) et en restant avec un nombre de composants peu important.

## Génération de la sandcastle

Cette impulsion est générée par un séparateur de synchronisation classique et, dans le domaine, ils sont légion.

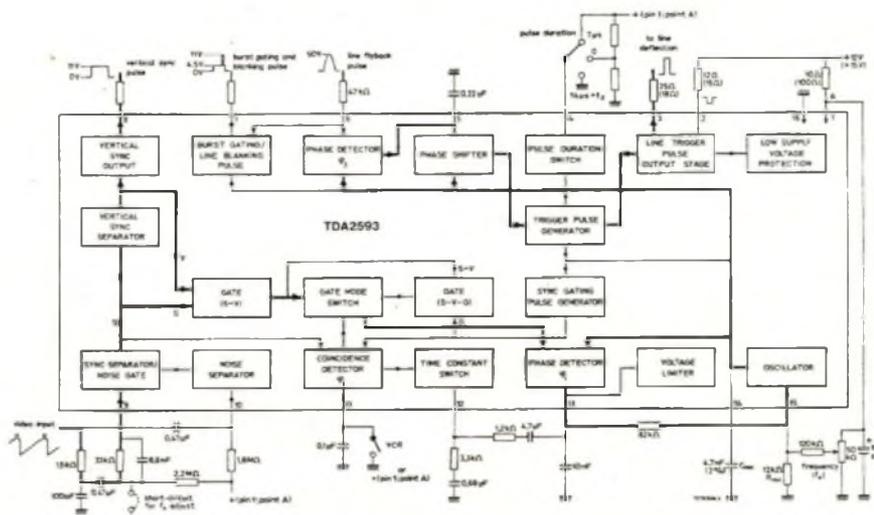
Nous avons choisi le TDA2593 car il est tout à fait adapté à un signal vidéo négatif de trois volts d'amplitude et est, bien qu'ancien, encore tout à fait courant.

Nous n'avons pas consacré de Hobbythèque à ce circuit car il est relativement spécifique. Toutefois, afin de mieux comprendre son fonctionnement, sa structure interne et son câblage traditionnel sont donnés ci-dessous.

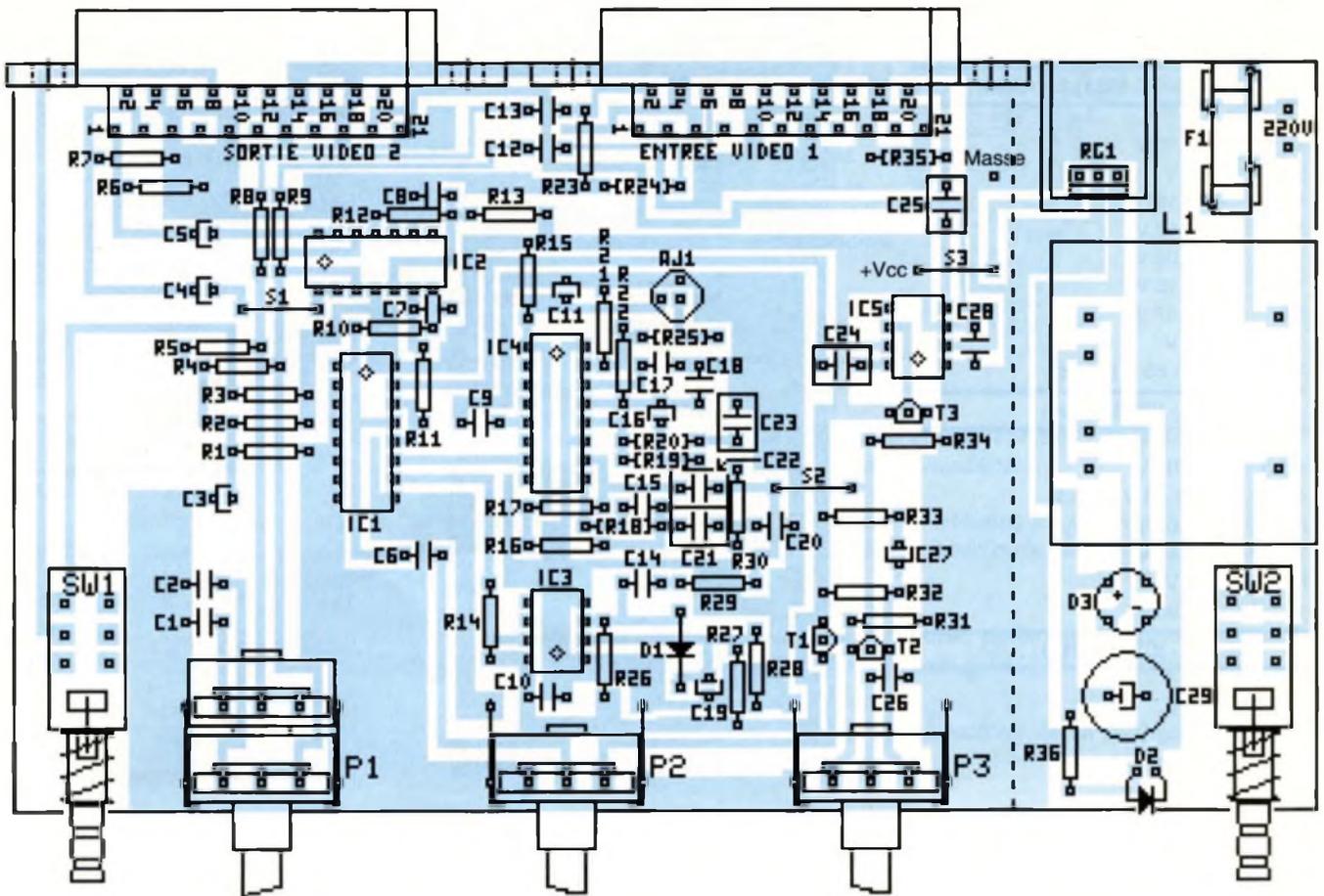
Ce circuit construit les multiples niveaux de son impulsion sandcastle avec le signal vidéo par lui-même, mais aussi avec des impulsions de retour ligne venant du transformateur THT afin d'assurer le niveau de 4 Volts d'effacement.

Si on laisse cette entrée de retour ligne non câblée (patte 6), l'impulsion de sandcastle est réduite à sa plus simple expression, à savoir une pulse entre 0 et 10 volts à un seul niveau (contrairement au TDA 2595 qui fournit dans ces conditions une pulse positionnée entre 4 et 10 volts).

La vidéo négative est appliquée à deux pattes, 9 et 10, dont l'une est spécialisée dans l'extraction de la synchronisation et l'autre l'immunité au bruit éventuel d'un signal faible. Ces étages sont aidés dans leur







alimentations prises qui ne sont pas stabilisées ni régulées).

La tension d'alimentation sera alors appliquée aux points notés + Vcc (le strap S3 étant alors absent) et Masse (à côté de C25).

Si vous utilisez l'alimentation prévue d'origine, attention au fait que le refroidisseur sur RG1 est pratiquement obligatoire: le TDA 2593 et le TDA 5850, qui doit fournir un signal de 1 volt sous 75 Ohms sont de bons petits Dobermanns en matière de consommation...

D'ailleurs, vous remarquerez sur la photographie de la page suivante que le prototype n'est pas tout à fait conforme à la sérigraphie. Le premier transformateur de 1,8 VA monté alors trouvant la charge un peu lourde.

Conséquence, le porte fusible CI a été remplacé par deux griffes pour circuit et l'entrée 220 volts est passée sur le côté. A son sujet, on peut utiliser un bornier 2 plots pour plus de sécurité.

La LED sera soudée pour traverser la façade et signaler la présence de tension d'alimentation.

Pour le reste de la réalisation, il n'y a pas de problème majeur hormis la densité variable des composants par endroits.

Les étriers des potentiomètres ne sont pas indispensables si vous utilisez le coffret et la méthode de fixation préconisés.

## Mise sous tension

Le montage doit fonctionner dès le départ, bien qu'un réglage doive être exécuté pour une bonne restitution du niveau du noir. Non réglé, l'impulsion de sandcastle va échantillonner le signal vidéo n'importe où, et la composante continue moyenne va devenir quelconque et variable en fonction du contenu de l'image.

Ce réglage, AJ1, ajuste la fréquence libre du TDA 2593 et il devra être fait sans appliquer de signal vidéo sur l'entrée péritel 1.

Plusieurs moyens peuvent être utilisés pour procéder à ce réglage.

Le premier consiste à câbler un fréquencemètre ou un oscilloscope sur la sortie sandcastle (patte 7 du TDA 2593) et de régler AJ1 pour obtenir 15400 Hz au fréquencemètre ou 65  $\mu$ S à l'oscilloscope.

Pourquoi ces valeurs différentes des temps et fréquence normales ? (64  $\mu$ S et 15625 Hz): simplement parce que la fréquence libre est généralement mieux "accrochée" lorsque la période est plus longue que la valeur nominale plutôt que l'inverse, la pulse de synchronisation venant de l'extérieur ayant, dans ce cas, tendance à raccourcir le timing libre de l'oscillateur. La synchronisation est alors plus franche.

En l'absence de tout appareil de mesure, savoir s'il est bien réglé devient beaucoup plus difficile et il faudra bien souvent s'accommoder d'un réglage à mi-course qui donne le bon résultat dans la majorité des cas.

Un mauvais réglage se traduira, à l'écran de contrôle éventuellement connecté, une image qui papillotera en lumière suivant les plans vidéo et leur contenu.

## Check list

L'électronique analogique étant prédominante ici, diverses mesures de tension pourront être utiles pour le contrôle éventuel du fonctionnement.

Avec une alimentation + 12 Volts fournie par RG1 de 11,88 volts et sans signal vidéo en entrée:

**- IC1 (MOS 4053), broches:**

1	1,15 V
2 à 9	0 V
10	0,137 V
11	1,18 V
12	1,08 V
13	1,15 V
14	1,07 V
15	0 V
16	11,88 V (+ Vcc)

**- IC2 (LM 324)**

1 à 3	5,95 V
4	11,88 V (+Vcc)
5, 6	1,08 V
7	1,18 V
8 à 11	0 V
12 à 14	5,95 V

**- IC3 (LM 311)**

1	0 V
2	5,96 V
3	6,02 V
4	0 V
5, 6	11,79 V
7	0,137 V
8	11,88 (+ Vcc)

**- IC4 (TDA 2593)**

1	11,53 V
2, 3	17 mV
4	5,75 V
5	8,70 V (diminue à cause du contrôleur)
6	0,18 V
7	1,18 V
8	10,68 V
9	0,74 V
10	0,625 V
11	0 V
12 à 15	5,71 V
16	0 V

**- IC5 (TDA 5850)**

1	0 V
2	2,03 V
3	11,88 V (+ Vcc)
4	4,74 V
5	1,99 V
6	9,78 V
7	11,88 (+ Vcc)
8	3,75 V

A noter aussi les potentiels de T2 dont la polarisation fixe est importante:

E	9,72 V
B	9,11 V
C	2,14 V

Toutes ces tensions sont indépendantes des diverses positions des potentiomètres.

## Liste des composants

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

R1, R2	10 k Ω	550103
R3	1 k Ω	550102
R4, R5	47 k Ω	550473
R6, R7	4,7 k Ω	550472
R8, R9	1 k Ω	550102
R10	100 k Ω	550104
R11	47 k Ω	550473
R12	1 k Ω	550102
R13	10 k Ω	550103
R14	4,7 k Ω	550472
R15	10 Ω	550100
R16	2,2 M Ω	550225
R17	1,8 M Ω	550185
R18	33 k Ω	550333
R19	1,2 k Ω	550122
R20	3,3 k Ω	550332
R21	12 k Ω	550123
R22	82 k Ω	550823
R23, R24	10 k Ω	550103
R25	120 k Ω	550124
R26	470 k Ω	550474
R27, R28	10 k Ω	550103
R29	1,2 k Ω	550122
R30	1,5 k Ω	550152
R31, R32	2,2 k Ω	550222
R33	3,3 k Ω	550332
R34	1 k Ω	550102
R35	75 Ω métal 1%	554750
R36	1,5 k Ω	550152
C1, C2	0,1 uF céramique	660104
C3	100 uF 25V radial	622107
C4, C5	10 uF 25V radial	622106
C6	0,22 uF plast 5,08	651224
C7	22 nF céramique	660223
C8	0,1 uF céramique	660104
C9	0,22 uF plast 5,08	651224
C10	0,1 uF céramique	660104
C11	100 uF 25V radial	622107
C12, C13	0,22 uF plast 5,08	651224
C14	0,1 uF céramique	660104
C15	6,8 nF céramique	660682
C16	4,7 uF 25V radial	622475
C17	4,7 nF plast 5,08	651472
C18	10 nF céramique	660103
C19	10 uF 25V radial	622106
C20	100 pF céramique	660101
C21 à C25	0,47 uF plast 5,08	651474
C26	120 pF céramique	660121
C27	100 uF 25V radial	622107
C28	0,1 uF céramique	660104
C29	470 uF 25V radial	622477
P1	47 k Ω double log	509474
P2	4,7 k Ω lin.	500472
P3	22 k Ω lin.	550223
AJ1	50 k Ω 82 PR	531503
D1	OA 95	DOA95
D2	LED 3 mm rouge	LED03R
D3	Pont 1,5A 600V	P1A56
T1	BC 547 B	BC547B
T2	BC 557 B	BC557B
T3	BC 547 B	BC547B
IC1	MOS 4053	MS4053
IC2	LM 324	LM324
IC3	LM 311	SF311A
IC4	TDA 2593	TD2593
IC5	TDA 5850	TD5850
RG1	7812 TO 220	R7812
SW1, SW2	cellule F2	291132
F1	fusible tempo 630 mA	194631
L1	Transformateur moulé	6892215 3,5 VA KITATO
2 prises péritel châssis		280023
1 refroidisseur ML26		184250
2 griffes support fusible Ci		165122
2 supports Ci 8 broches		161108
1 support Ci 14 broches		161114
2 supports Ci 16 broches		161116

Coffret prévu H2 114400

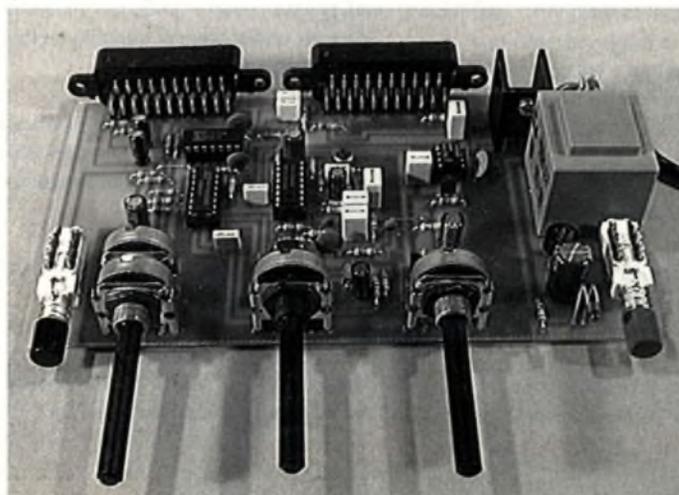
## Conclusions

Nous voici au terme de la réalisation de cette nouvelle version de correcteur vidéo.

Utilisé pour copier des cassettes vidéo, il doit vous apporter une plage d'amélioration non négligeable du signal et c'est là sa principale vocation.

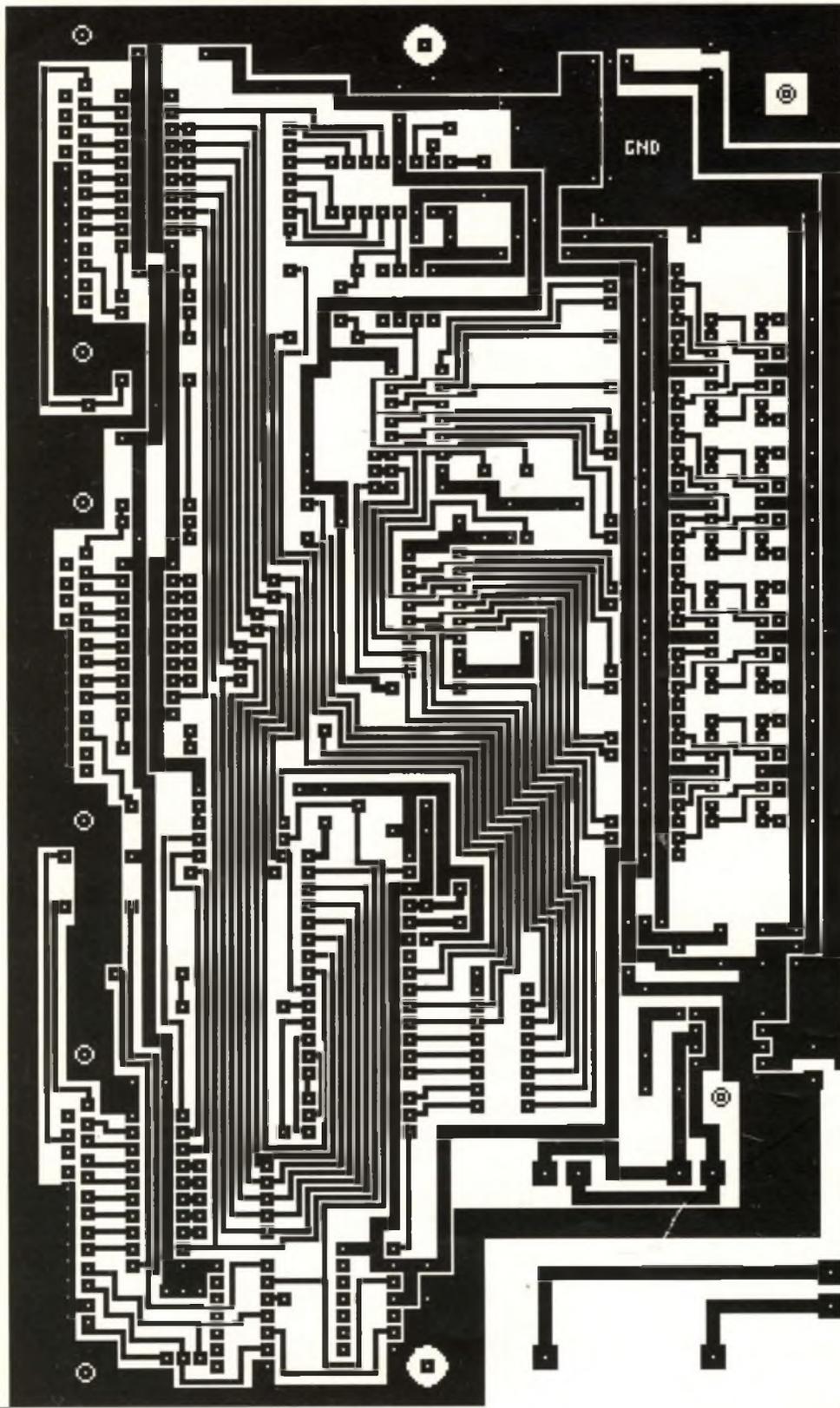
Si vous faites de la numérisation vidéo, il peut également vous apporter une augmentation notable de la netteté des images capturées.

Utilisé sur.... Mais laissons là les exemples, qui sont nombreux et propres à chaque utilisateur. A vos cassettes....

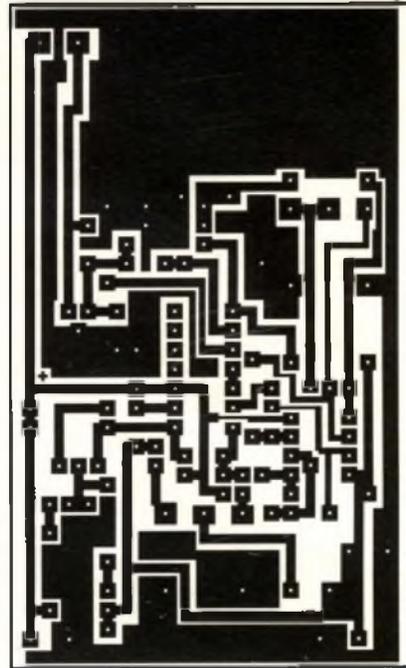


J. TAILLIEZ

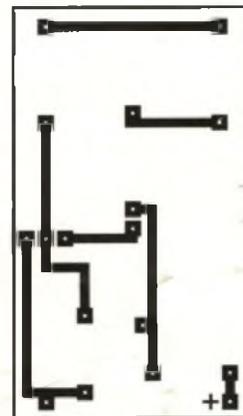




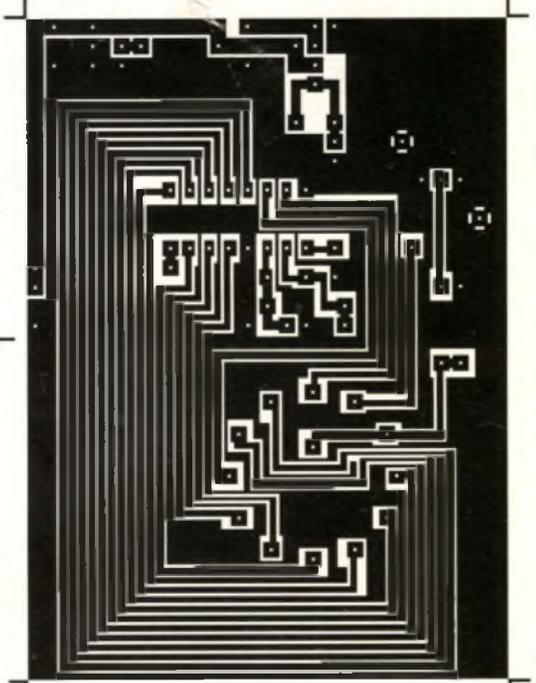
Interface lumière analogique / digitale



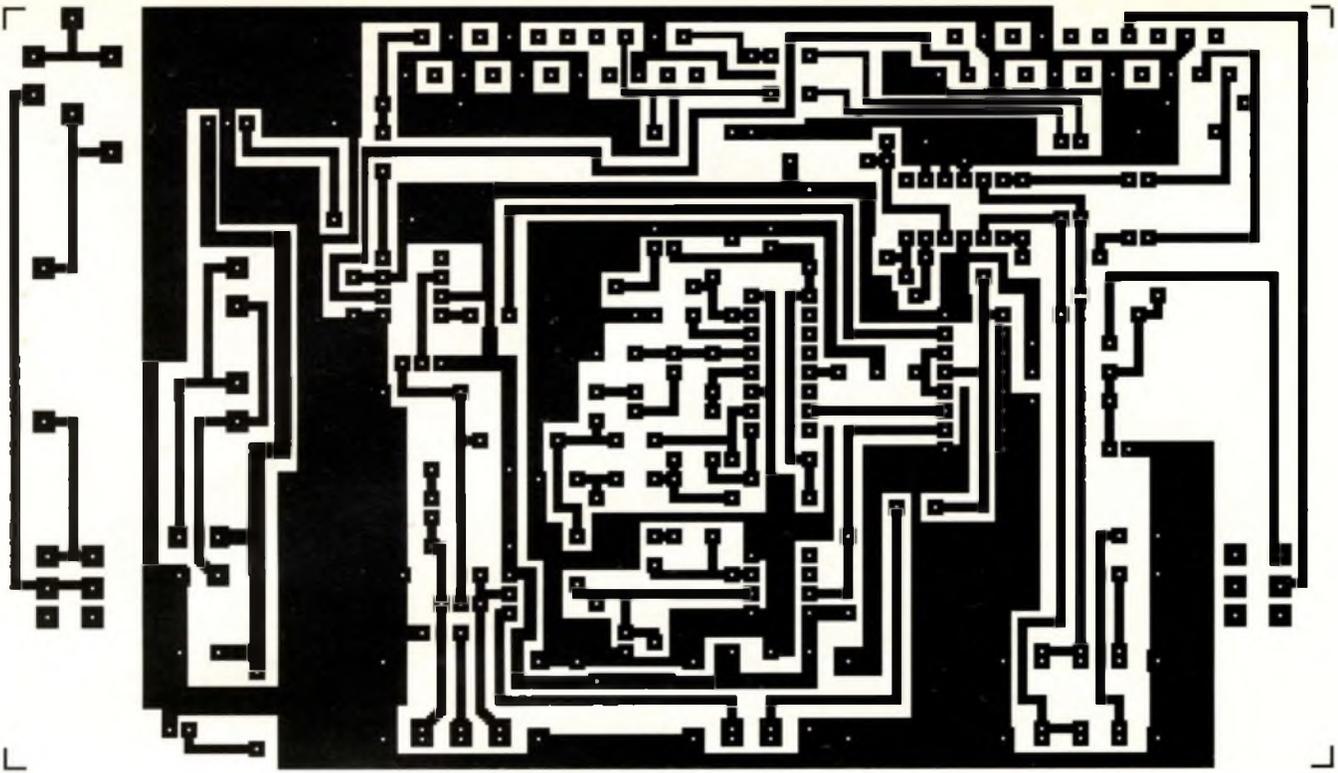
Détecteur de métaux à cadre mobile



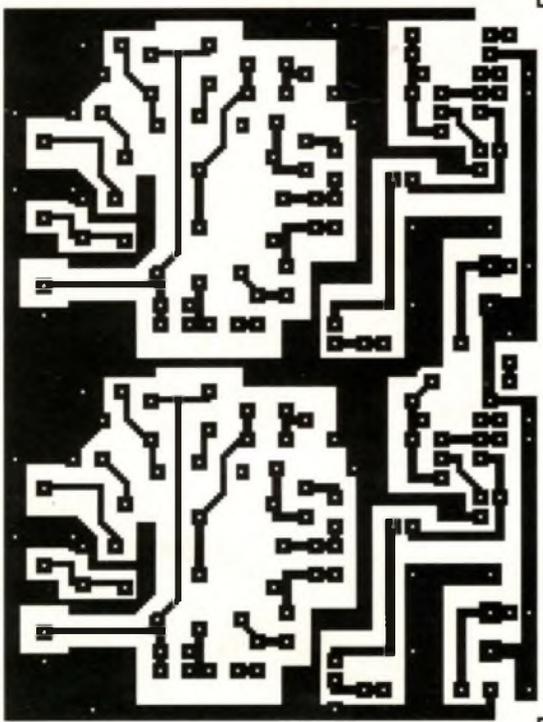
Mini testeur



Calibrateur d'oscilloscope

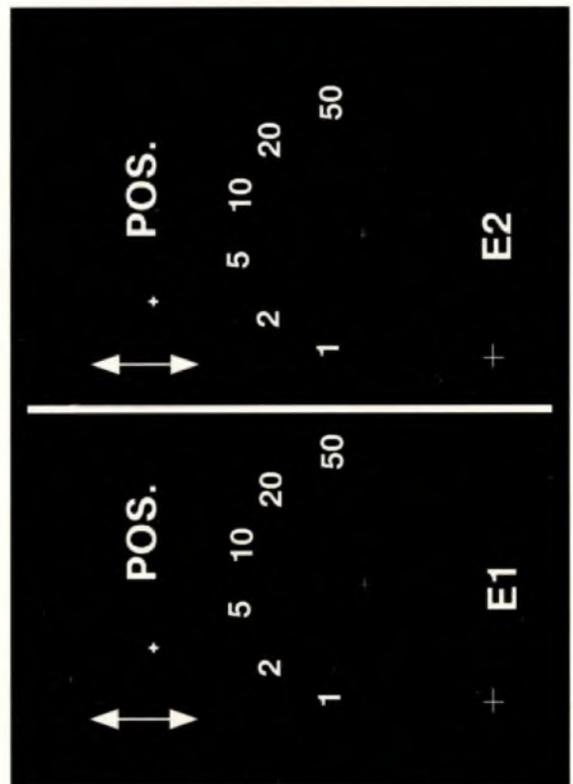


Correcteur vidéo

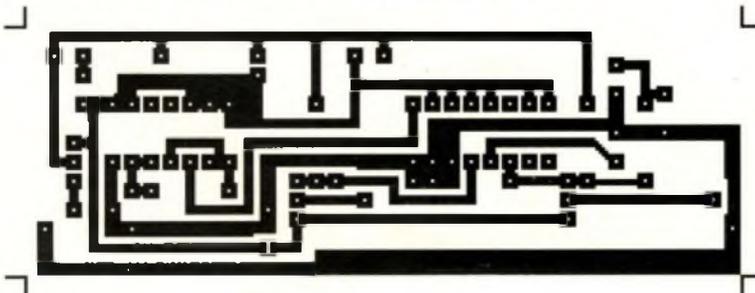


Double trace: carte atténuateur

Double trace: carte découpeur



Film façade 2 voies oscilloscope



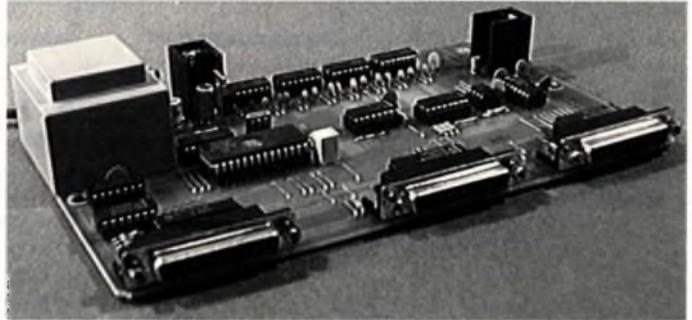
# Interface analogique digitale de puissance pilotée par ordinateur

Au début de la parution de cette revue, un article sur une interface de puissance 8 voies tout ou rien pilotée par ordinateur avait été proposé. Malgré la frilosité de la renommée de la revue à l'époque, ce montage avait remporté un certain succès.

Mais voilà, à l'époque, nombreux ont été ceux qui lui ont reproché de ne pas posséder de petit frère fonctionnant en linéaire.

Comme il n'est jamais trop tard pour bien faire, voici donc exactement avec trois ans de décalage cette version tant attendue.

Comme la modestie n'est pas de mise, ce montage est conçu pour pouvoir gérer 16 voies linéaires sur 256 niveaux et 16 voies tout ou rien. Comme cela risque de ne pas faire assez, autant le dire tout de suite, c'est jusqu'à 248 voies (160 linéaires et 88 tout ou rien) que l'adressage peut s'opérer. Et pas de décodage à se préoccuper! Il suffit de brancher.



Tout comme pour son aînée, c'est par l'intermédiaire de la prise imprimante que la commande peut s'effectuer. Le langage employé est vraiment des plus simples puisqu'il se limite uniquement à l'impression de caractères purement ASCII. Les ordres permettent d'obtenir l'allumage ou l'extinction des voies tout ou rien, le positionnement à une valeur précise ou une variation temporisée des voies linéaires.

## Présentation

Le but de ce montage est tout d'abord de délivrer seize sorties en niveaux analogiques dont la valeur peut évoluer entre 0 et 10,5V. Cette plage de variation est découpée en 256 paliers dont le choix peut être effectué directement depuis l'ordinateur. Ce signal basse tension peut être converti en signal de puissance par le variateur 220V commandé en tension du n°7.

Cette carte est prévue également pour pouvoir commander, en plus des voies linéaires, deux séries de huit voies en tout ou rien.

Il peut arriver à l'utilisateur d'avoir à commander plus de seize voies linéaires. Dans ce cas, pas de panique, il suffit de brancher un second module identique à celui qui va être décrit dans cet article, à la place du second bloc tout ou rien. Et si cela ne suffit toujours pas, un troisième pourra être chaîné de la même manière; cela jusqu'à une limite maximale de neuf modules supplémentaires.

L'une des particularités de ce chaînage est de ne pas avoir à se préoccuper de la configuration. C'est la position physique dans la chaîne qui définit automatiquement le numéro de chacune des vingt quatre voies de la carte. Seul le dernier de la chaîne peut recevoir deux blocs de huit voies tout ou rien.

Certains d'entre-vous ont éprouvé des difficultés pour commander par le port imprimante le module interface tout ou rien. Cette nouvelle interface reprend intégralement à sa charge la commande de ce premier montage. Les commandes qui devront être passées pour en assurer le pilotage deviennent d'une simplicité enfantine et n'imposent plus de prendre en compte les lignes binaires pour le piloter. Cela permet de supprimer tous les problèmes attendant aux systèmes d'exploitation qui interceptent certains codes de contrôle et qui les modifient avant de les envoyer vers "l'imprimante".

Le reste des explications de ce qui gravite autour de cette réalisation a déjà été

expliqué dans les numéros précédents de cette revue.

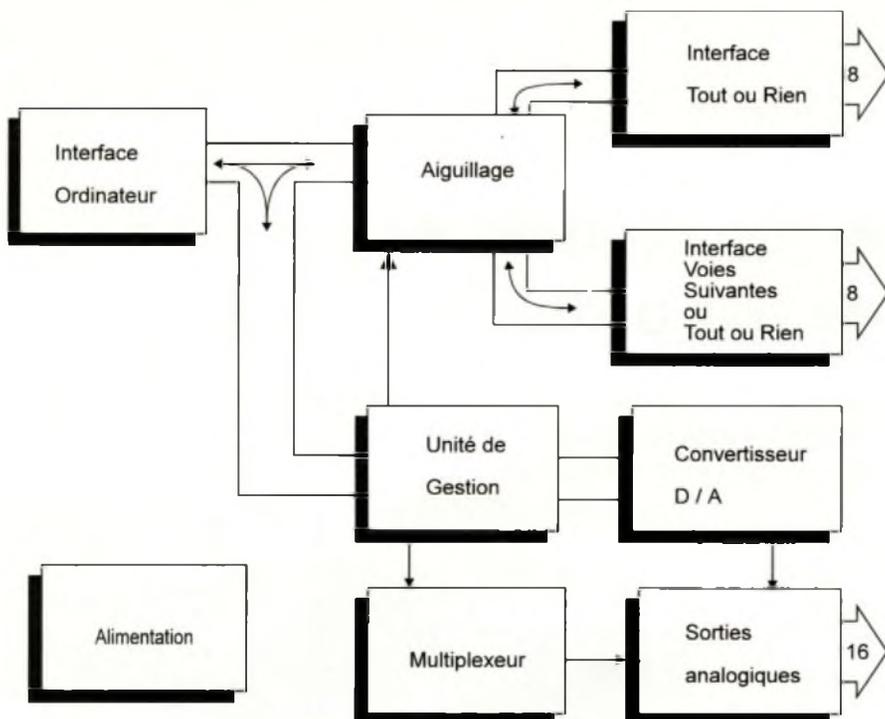
Le principe de la commande de la prise "centronics" a été décrit en détail dans le numéro 34 de Février 1994. Le variateur de puissance 220V commandé en tension a été présenté dans le numéro 7 de juillet/août 1991. L'interface de puissance tout ou rien pilotée par ordinateur a été étudiée dans le numéro 3 de mars 1991. Aucun de ces éléments ne sera repris en explication dans cet article.

## Synoptique

Le synoptique de ce montage est excessivement simple car il repose, sur de nombreux points, sur le principe du commutateur d'imprimante qui a été vu le mois dernier.

La principale différence porte sur l'appantion du convertisseur D/A qui va servir à générer la tension linéaire désirée. Afin de réduire le nombre de convertisseurs, un multiplexage a été mis en place afin de servir les seize voies présentes.





Ce synoptique est donné ci-dessus. le seul élément qui n'a pas encore été abordé est contenu dans le système d'alimentation qui va générer toutes les tensions nécessaires pour le bon fonctionnement du montage.

## Le schéma de détail

Le schéma de détail n'offre pas de difficultés particulières de compréhension.

L'unité de gestion est constituée par IC1. C'est le coeur même du fonctionnement de cette carte. Elle reçoit les lignes de données issues de l'ordinateur afin de pouvoir faire l'analyse des codes transmis. A la fin de cette analyse, elle doit être en mesure de pouvoir renvoyer les codes utiles vers les blocs de gestion tout ou rien et ceux qui ne la concerne pas vers la carte suivante. Dans le même temps, elle doit être en mesure d'assurer le rafraîchissement des niveaux des seize voies linéaires.

Le rôle de cette unité de gestion étant posé, voyons plus en détail le mécanisme de commande.

L'arrivée d'une donnée issue de l'ordinateur est toujours accompagnée d'un changement d'état sur la ligne Strobe. Celui-ci parvient à l'unité de gestion par l'intermédiaire de la porte 1-2 d'IC6 et arrive sur l'entrée INT. Il sert en même temps à activer la commande de la ligne Busy au niveau de l'entrée 3 d'IC5.

Toutes les données sont destinées à l'unité de gestion. A la fin de l'interprétation

de ce code, quand il ne s'agit pas d'une fin de commande, elle active la ligne Acknowledge par la porte 3-4 d'IC6. Elle libère ensuite la ligne Busy par action sur l'entrée 1 d'IC5 avant de libérer à son tour la ligne Acknowledge.

Quand il s'agit d'une fin de commande, l'unité de gestion l'exécute avant de lancer la procédure d'Acknowledge.

De même si la commande est destinée à une autre carte, elle lui transmet les informations et elle attend que cette commande ait été totalement interprétée par cette dernière avant de lancer cette procédure de fin de caractère. Cette attente est gérée par l'état de la ligne BUSY (11 de 1 ou de 2) de la carte considérée.

La ligne Busy renvoyée vers l'ordinateur est pilotée par 5-6 d'IC6. Celle-ci reçoit son état de la porte IC5 qui est activée par l'action de la ligne Strobe et réinitialisée par l'unité de gestion.

Les interfaces des lignes de données sont réalisées par IC2 (pour l'ordinateur), IC3 (pour la carte suite ou le second bloc de commande tout ou rien), et IC4 (pour le premier bloc de commande tout ou rien).

Coté ordinateur, IC2 est dévalidé en permanence afin de laisser le bus de données libre pour l'unité de gestion de manière qu'il ne soit pas gêné lors des opérations de commande de multiplexage. C'est la prise en compte de la réception d'une donnée qui vient activer momentanément IC2 par sa patte 1.

Les sorties vers les blocs de commandes "tout ou rien" ou vers les cartes suivantes sont figées en permanence afin d'éviter les risques de fonctionnements inattendus suite aux données multiples qui peuvent transiter sur le bus. La libération de la sortie s'effectue sur l'envoi de la commande de STROBE vers la sortie considérée. C'est le temps de réponse relativement élevé d'IC7 (7-10 et 6-11) devant celui d'IC3 ou d'IC4, qui permet de garantir une donnée stable au moment de la prise en compte du signal STROBE par la carte commandée.

Toutes les lignes de contrôles qui sont renvoyées vers l'ordinateur (Select, PE et Error) sont figées dans un état constant qui place le montage en position READY dès qu'il est mis sous tension. Les signaux devant produire un état haut sont limités par une résistance afin d'éviter tout problème en cas de court-circuit (R1 et R4).

Le circuit d'interface IC6 sur les lignes d'état étant de type collecteur ouvert, elles sont toutes "pullées" au +5V par des résistances de PULL UP afin de définir l'état haut (R2, R3 et R5). De même, les sorties d'IC7 qui vont commander les lignes STROBE des cartes d'extension sont "pullées" au +5V pour les mêmes raisons (R6 et R7).

La restitution du niveau de tension pour chaque sortie est confiée à IC8 qui est un convertisseur D/A. Le courant de référence est défini par R8 et est compensé par R9 (offset de l'ampli d'entrée de IC8). Le courant absorbé en sortie d'IC8 (patte 4) est le sous multiple de la commande binaire appliquée sur les entrées digitales (pattes 5 à 12) de ce courant de référence. Le courant de sortie est converti en tension par IC9 au moyen de la résistance R10 et le condensateur C36.

Comme la patte 2 est reliée à la masse qui est en même temps le point de polarisation d'IC9, le fonctionnement de cet étage convertisseur est de type unipolaire positif.

Cette tension continue est envoyée vers un multiplexeur analogique 1 vers 16 constitué par IC10 et IC11. Les tensions générées pouvant varier entre 0 et 10,5V, ces étages de commutation analogiques sont nécessairement alimentés par une tension supérieure (12V). Comme les sorties de l'unité de gestion sont de type TTL, il faut faire appel à un étage de conversion de commande pour que celles-ci soient opérationnelles. Cette conversion est effectuée par IC7 dont l'état haut est défini par les résistances R11 à R15 qui sont "pullées" au +12V. Ces lignes issues de ce circuit d'interface vont venir sélectionner la voie vers laquelle devra être envoyée la



tension continue qui vient d'être générée en sortie d'IC9.

Pour chacune des voies, cette tension est "mémosée" dans un condensateur (C10 à C25) pour qu'elle soit toujours présente en sortie même quand la voie considérée n'est plus sélectionnée.

Cette tension mémorisée est convertie en tension active pour les sorties linéaires du montage par les circuits IC12 à IC15 qui sont montés en suiveurs.

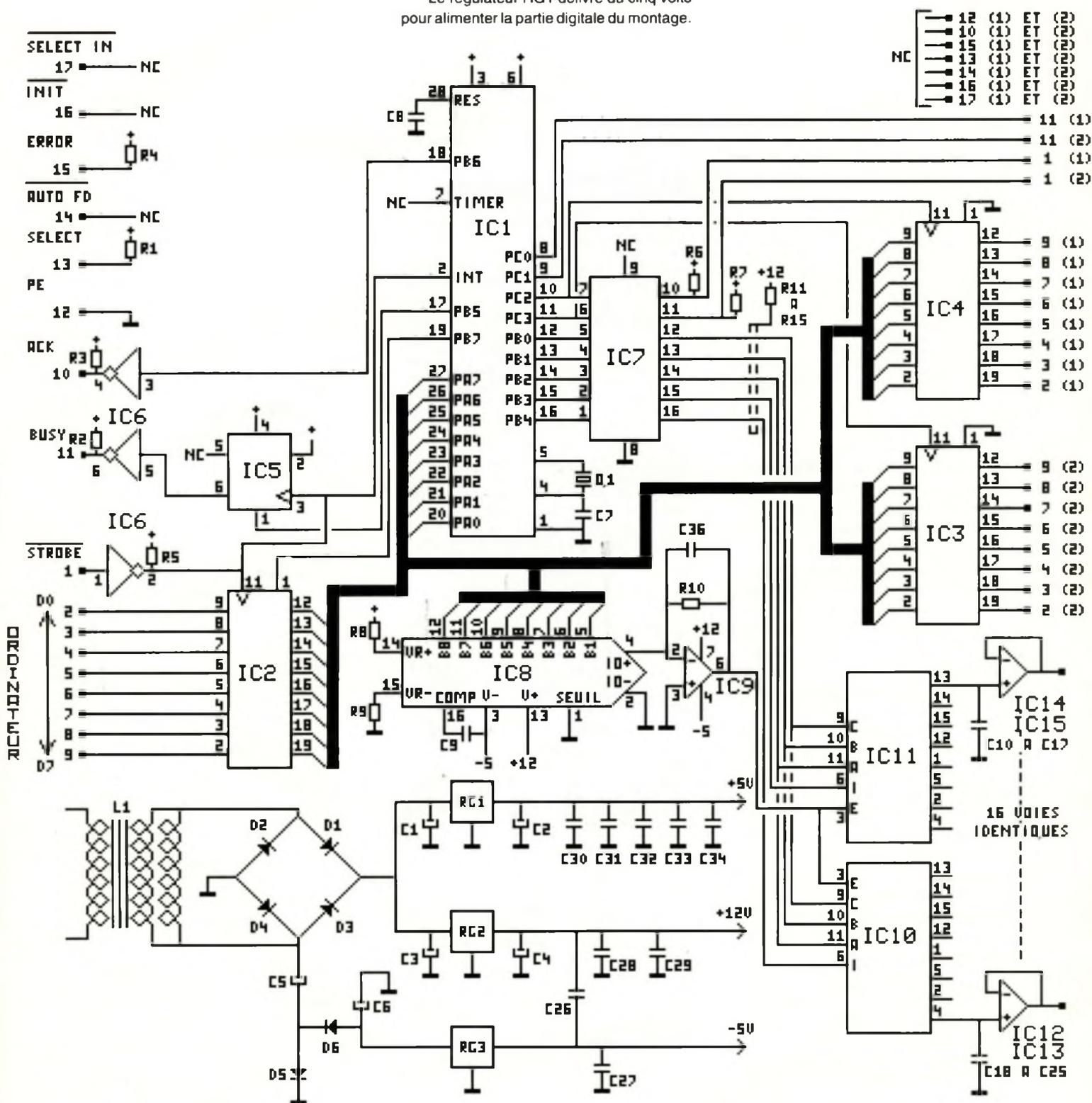
Le circuit d'alimentation est conçu pour pouvoir fournir trois types de tensions différentes: du +5V pour toute la partie digitale qui est du type TTL et du +12V, -5V pour la partie linéaire.

La tension secteur est abaissée au moyen du transformateur L1 dont les enroulements de sortie sont câblés en parallèle. La tension ainsi obtenue est redressée par le pont de diode D1 à D4 et filtrée par les condensateurs C1 et C3.

Le régulateur RG1 délivre du cinq volts pour alimenter la partie digitale du montage.

Le condensateur C2 filtre la tension ainsi obtenue. Les condensateurs C30 à C34 sont les condensateurs de découplage des différents circuits TTL qui se trouvent sur la plaque.

Le régulateur RG2 délivre lui la tension de +12V nécessaire pour la partie linéaire. Sa sortie est filtrée par le condensateur C4. Les condensateurs C28 et C29 sont les condensateurs de découplage des circuits correspondants.



La génération de la tension négative est un peu particulière. Il aurait pu être fait appel à un transformateur multi-enroulements pour la générer. Mais la difficulté pour trouver ce genre de transformateur et le prix élevé qui en découle ont condamné d'entrée de jeu cette solution.

La consommation ridiculement faible sur cette tension fait songer tout de suite au principe de la pompe de charges. C'est ce qui a été retenu ici. Elle est constituée par C5, C6, D5 et D6.

Pour faciliter les explications qui vont suivre, nous supposons les condensateurs C5 et C6 déchargés (cas de la mise sous tension).

Lors de la première moitié de l'alternance positive de la tension secteur, la diode D5 est conductrice (car C5 est déchargé). Il en résulte une tension constante de 0,7V à ses bornes. La diode D6 est de ce fait bloquée. Le condensateur C5 reçoit donc la différence de tension par rapport à la tension disponible sur le secondaire du transformateur. Il va donc se charger à une tension égale à cette différence. Comme les 0,7V de la diode peuvent être considérés comme négligeables, le condensateur va se retrouver chargé à la tension crête du secondaire quand celui-ci aura atteint sa tension maximum.

Dès que la tension au secondaire va décroître (seconde moitié de l'alternance positive) comme le condensateur est chargé, la baisse de tension du secondaire va entraîner le blocage de la diode D5 et la mise en conduction de la diode D6. Cet état va être conservé jusqu'à ce que la tension secteur soit à nouveau nulle (fin de la seconde moitié de l'alternance positive). La charge qui se trouvait accumulée dans C5 va se répartir dans C6 jusqu'à ce qu'il y ait égalité des tensions (transfert de la moitié de la charge puisque les condensateurs sont identiques). La diode D6 se bloque alors.

Lors de l'alternance négative, la masse se retrouve alignée sur la tension du secondaire par l'action du pont de diode de redressement (D4 en particulier). Il n'y a pas d'évolution dans le mécanisme.

Lors de la première moitié de la seconde alternance positive, le condensateur C5 va se retrouver à nouveau chargé à la tension maximum du secondaire.

Lors de la seconde moitié de la seconde alternance positive, le condensateur C5 va venir apporter un complément de charge à C6. Au bout de plusieurs alternances, la charge qui se trouvera accumulée dans C6

sera égale à celle que pourra contenir C5. Il n'y a plus alors de transfert entre C5 et C6 et la tension qui est présente aux bornes de C6 est alors égale à la tension de charge du condensateur C5.

Dans ce mécanisme, nous avons supposé que personne ne venait absorber une partie de la charge de C6. Cette hypothèse est loin d'être vérifiée puisque C6 est sensé jouer le rôle d'alimentation négative. C5 sert alors à venir combler la partie de la charge qui a disparue de C6 par le dispositif à alimenter.

L'alimentation négative étant maintenant disponible aux bornes de C6, elle est régulée par RG3 pour fournir la tension de -5V de la partie analogique. Les condensateurs C26 et C27 sont les condensateurs de découplage sur cette ligne d'alimentation.

## Liste des composants

Toutes les résistances sont des couches carbone 5% 1/4W.

R1 à R7	10 kΩ	550103
R8 à R9	2,2 kΩ	550222
R10	4,7 kΩ	550472
R11 à R15	22 kΩ	550223
C1	470uF 25V radial	622477
C2	1uF 63V radial	625105
C3	470uF 25V radial	622477
C4	1uF 63V radial	625105
C5-C6	220uF 25v radial	622227
C7	27pF céramique	660270
C8	1uF polyester	651105
C9	100 nF céramique	660104
C10 à C25	10nF céramique	660103
C26 à C35	100nF céramique	660104
C36	100pF céramique	660101
Q1	Quartz 4MHz	Q4M
D1 à D6	1N4004	DN4004
RG1	7805 TO220	R7805
RG2	7812 TO220	R7812
RG3	7905 TO220	R7905
IC1	MC68705P3S	M68705
IC2	74HC574	HC574
IC3-IC4	74HCT573	HCT573
IC5	74LS74	LS074
IC6	74LS05	LS005
IC7	ULN2003	ULN003
IC8	DAC800	DAC800
IC9	TL081	TL081
IC10-IC11	MOS4051	MS4051
IC12 à IC15	TL084	TL084
L1	Transfo 2X12V 10VA	894212
1	support 8 broches	161108
6	support 14 broches	161114
4	support 16 broches	161116
3	support 20 broches	161120
1	support 28 broches	161128
3	SUB D 25 br. fem. CI	250165
2	radiateur ML26	184250
2	Vis 3x10	185031
2	écrou diam.3	185052

## Réalisation

Afin de ne pas perdre la main, le circuit imprimé est une nouvelle fois du type simple face. Cette contrainte appliquée à ce type de montage, qui ne comporte pratiquement que des circuits logiques, entraîne d'avoir à utiliser des straps pour faire passer les pistes. Cela revient à reconstituer artificiellement un circuit imprimé double face. Comme ceux-ci ne sont pas inclus dans la liste des composants, il ne faut malgré tout pas les oublier. Après un calcul rapide, nous en avons trouvé 66 sur la carte.

Sorti de ce point qu'il ne faut pas oublier, il n'y a pas grand chose à dire. La mise en place des composants ne devrait pas poser de problème. Attention cependant aux ponts de soudure car la densité des pistes est malgré tout élevée.

L'implantation des composants est donnée sur la page suivante. Toujours les mêmes recommandations sur le sens des diodes, des condensateurs chimiques et des circuits intégrés. Une erreur est si vite arrivée!

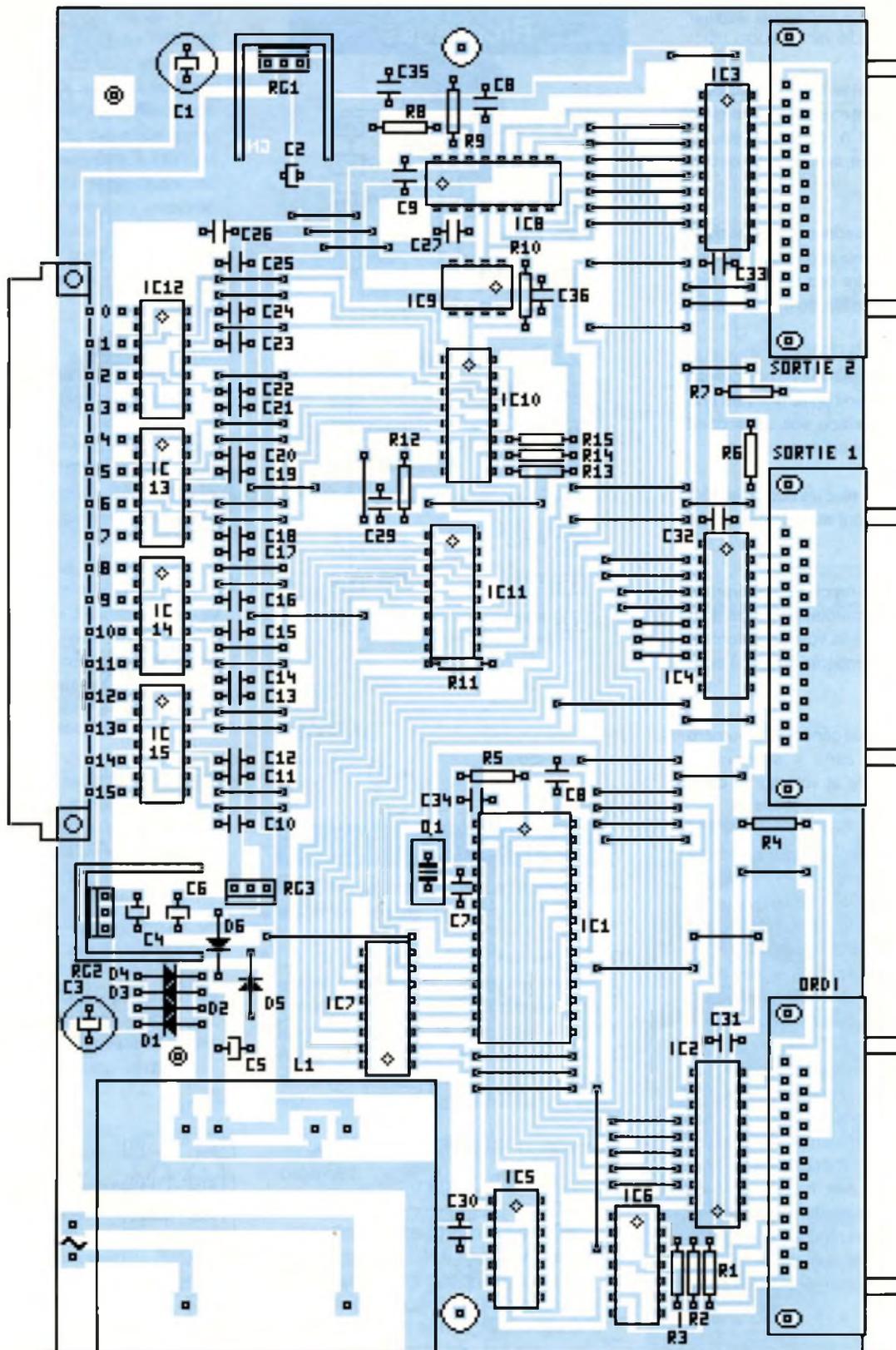
Le circuit a été conçu pour pouvoir s'insérer dans un coffret de type 220 PM de chez MMP (113220). Comme le circuit occupe toute la surface du coffret, les angles du circuit devront être biseautés pour que celui-ci se loge sans problème. La fixation dans ce dernier s'effectuera au moyen de deux vis dont l'une se trouve à côté du transformateur. Comme c'est le composant le plus lourd, cette vis devra être bien serrée pour éviter tout risque d'arrachement.

Le montage des deux radiateurs sur les régulateurs RG1 et RG2 s'effectuera en utilisant de la graisse thermique afin de faciliter le refroidissement (surtout pour le régulateur 5V qui doit supporter une chute de tension beaucoup plus importante).

La sortie des voies linéaires est prévue pour s'effectuer sur un connecteur de type HE122 x 16 contacts coudé mâle (132911). Mais devant les spécificités particulières des multiples utilisations possible, cette solution n'est peut être pas la mieux adaptée (c'est pour cette raison que ce connecteur n'est pas reportée dans la liste des composants).

Nous pouvons par exemple vous indiquer l'utilisation de connecteurs SUB D 9 pour piloter quatre sorties par connecteur. Bien que la masse soit commune pour toutes ces sorties, il est malgré tout conseillé de prévoir un fil de masse indépendant pour chaque voie dans le câble de liaison avec les modules pilotés par les voies linéaires. Cette précaution permet d'éviter d'avoir un courant de retour





trop élevé et de ce fait des risques de pertes sur des câbles de grandes longueurs. Par contre, la connexion de masse à l'intérieur du coffret pourra elle être faite par un fil unique de forte section. La liaison des sorties du circuit vers chaque connecteur pourra être faite par un simple câble en nappe de quatre conducteurs.

L'arrivée du secteur s'opère actuellement directement sur le circuit.

Cependant, il est conseillé pour des facilités d'utilisation d'y adjoindre un interrupteur de marche arrêt ainsi qu'un porte fusible de façade (pour des facilités de maintenance).

## Le programme

Avant d'aborder la phase de programmation, il importe de comprendre parfaitement le principe de décodage d'adresse de chaque carte.

Le premier point, et c'est une notion qui risque d'être difficile à admettre par les programmeurs qui n'ont pas l'habitude de programmer en assembleur, est que la première sortie est notée 0 et non pas 1 comme on pourrait s'y attendre. Ce choix a été retenu pour des problèmes de facilité de programmation (surtout coté programme de simulation d'impression). Ainsi une carte qui comporte huit sorties verra la

numérotation de chacune d'elles évoluer entre 0 et 7.

De même, dans le cas où plusieurs cartes d'interfaces sont chaînées, la première carte sera numéroté 0. Comme il peut y avoir dix cartes en tout, la numérotation des cartes ira de 0 à 9.

Chaque carte d'interface comporte donc seize voies linéaires qui seront numérotées de 0 à 15 (dans l'ordre des sorties) et huit voies tout ou rien qui, elles, sont numérotées de 16 à 23.

La seconde prise est un peu particulière puisqu'elle peut être soit un renvoi vers une nouvelle carte d'interface soit un second bloc de huit voies tout ou rien.

Dans le cas d'un bloc de huit voies tout ou rien, les sorties sont numérotées de 24 à 31.

Dans le cas d'un report de voie vers la carte suivante, la numérotation s'obtient en prenant le numéro de la voie sélectionnée sur la carte correspondante auquel il suffit d'ajouter 24.

D'une manière plus générale, le numéro d'une voie sur une carte X s'obtient en prenant le numéro de la voie sur la carte choisie auquel il faut ajouter X fois 24.

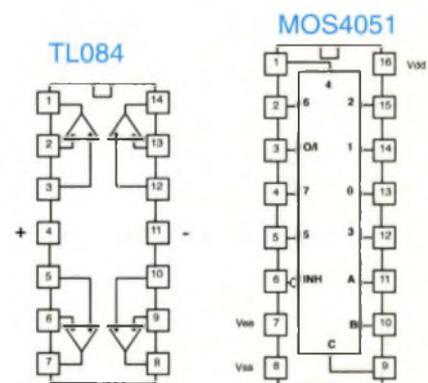
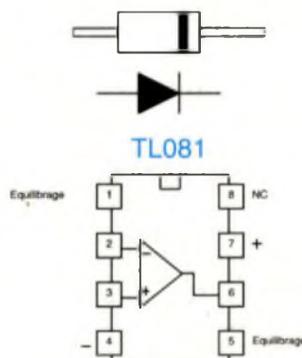
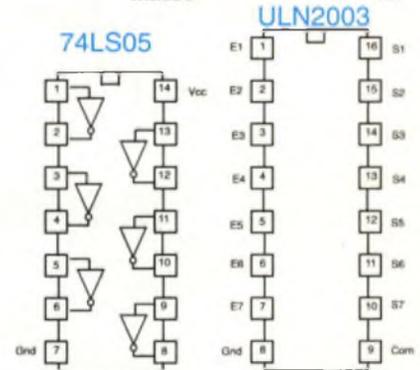
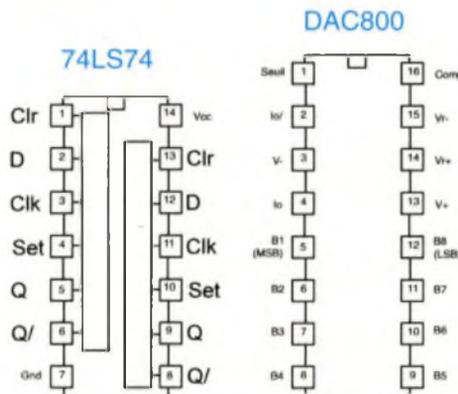
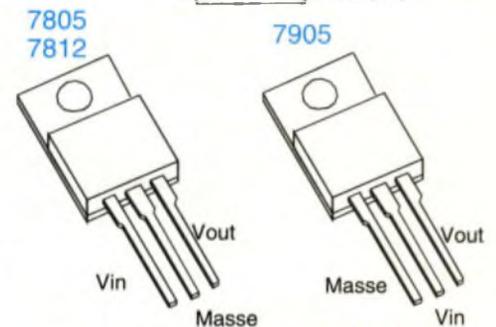
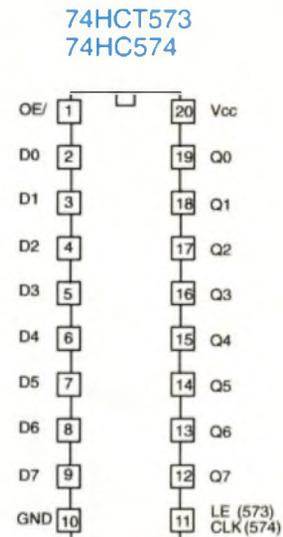
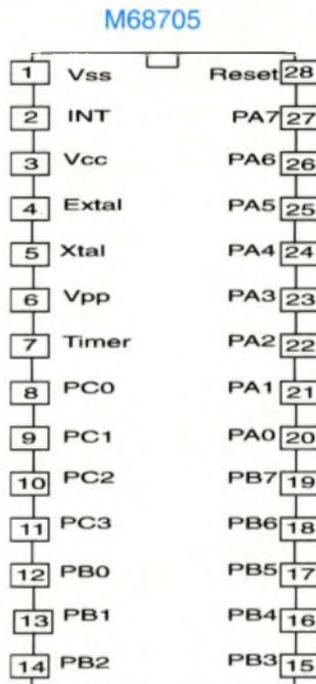
Ainsi le numéro de la dernière voie sur la dixième carte est égal à :  $9 \times 24 + 31 = 247$ . Cela correspond bien à la numérotation de la deux cent quarante huitième voie qui avait été annoncée au début de cet article. Peut être commencez-vous à percevoir l'intérêt de commencer à 0 plutôt qu'à 1 dans la numérotation des éléments.

L'effort sur ce montage a été porté pour avoir un langage de programmation le plus simple possible. En effet, le montage initial des sorties tout ou rien demandait de gérer de manière logique chacune des voies. Malheureusement, des incompatibilités logicielles avec les systèmes d'exploitations de certains ordinateurs rendaient l'utilisation de certaines voies quasiment impossible sans avoir recours à une programmation de type assembleur.

Avec ce nouveau montage, tous ces déboires appartiennent maintenant au passé car c'est cette nouvelle carte qui va se charger de faire la conversion des commandes pour obtenir le résultat désiré.

Comme nous l'avons déjà dit, les commandes qui sont passées vers la carte d'interface s'opèrent totalement en ASCII, si bien que cette carte sera totalement assimilée comme une imprimante texte par

## Brochages



l'ordinateur. Conclusion, si votre ordinateur arrive à piloter une imprimante, il sera capable de piloter ce montage.

Les commandes actuellement implémentées sont au nombre de quatre. Mais rien n'empêche aux spécialistes de la programmation du 68705 d'en créer des nouvelles.

Il y a deux types de commandes qui s'appliquent aux voies tout ou rien et deux commandes qui s'appliquent aux voies linéaires.

Commençons par les voies tout ou rien. Ces commandes sont, comme on peut s'en douter, la commande d'allumage et la commande d'extinction. Comme il faut que



la partie programmation sur l'ordinateur soit la plus simple possible, la commande d'allumage se passera en imprimant la lettre 'A' (comme Allumage) et la commande d'extinction en imprimant la lettre 'E' (comme Extinction). Naturellement, l'impression de la lettre de commande ne suffit pas pour définir l'instruction. Il faut lui passer le numéro de la voie pour laquelle s'applique cette commande. Ainsi l'impression de A17 provoquera l'allumage de la voie 17 et l'impression de E21 provoquera l'extinction de la voie 21.

Il est cependant important de souligner quelques points particuliers sur les structures de ces commandes.

Tout d'abord, la lettre qui définit l'instruction doit être en majuscule. Si elle est passée en minuscule, l'instruction ne sera pas reconnue et de ce fait pas exécutée.

Ensuite le premier chiffre du numéro de voie doit être accolé à la lettre d'instruction. La présence d'un espace rend nul l'analyse de la commande.

La fin de la commande est reconnue par la réception du caractère retour chariot (CR en ASCII, 0DH en hexadécimal ou 13 en décimal). Sur bon nombre de langages de programmation, ce caractère est généré automatiquement lors d'une instruction d'impression.

Enfin, la reconnaissance du numéro de voie ignore totalement les 0 qui peuvent être placés au début du numéro. Ainsi l'instruction E21 donnera exactement le même résultat que E0021. Cependant, pour que l'instruction puisse s'exécuter, il importe que le numéro de voie existe physiquement et qu'ensuite, la voie correspondante soit compatible avec l'instruction. Ainsi la commande A309 ou la commande A10 seront ignorées par le montage.

La structure des commandes qui sont passées pour les voies linéaires sont identiques à la différence près qu'elles comportent des paramètres supplémentaires.

La première commande qui s'applique à ces voies est la commande de réglage (R). Cette commande permet de positionner la tension de sortie à une valeur donnée. La valeur d'un palier est de 41mV en sortie. Comme il y a 256 paliers, la sélection d'un palier particulier s'effectuera en passant une valeur comprise entre 0 et 255 (toujours la même règle de numérotation). Ainsi le passage de la valeur 0 produira une tension de sortie de 0V et la valeur 255 produira la tension de sortie maximum.

L'instruction R8 64 placera la tension de sortie sur la voie 8 à 2,62V (64 x 41mv).

La séparation entre le numéro de voie et la valeur de palier à appliquer s'effectue par la présence d'un caractère d'espace. Attention, ce caractère d'espace doit être unique pour que l'instruction soit reconnue comme valide.

La dernière instruction actuellement en service sur ce montage fait intervenir une notion de rampe donc une notion de temps.

Cette instruction de variation (V) comporte en plus une valeur de temps pour atteindre le palier désiré. Cette valeur de durée se passe en dixièmes de seconde et peut varier entre 0 et 255. Ce type d'instruction permet par exemple de passer d'un niveau de 0V à un niveau de 10,5V en 25,5 secondes. La valeur de palier qui est donné correspond au palier à atteindre à la fin de la temporisation.

La séquence R8 64 suivie de V8 128 32 fera passer la sortie d'une tension de 2,62V (64 x 41mV) à 5,25V (128 x 41mV) en 3,2S.

Pour des raisons de place mémoire dans le 68705, la rampe de variation doit être d'au moins un palier tous les dixièmes de secondes. Si la commande passée fait appel à une rampe plus faible, celle-ci sera convertie en une rampe de variation minimum (un palier par dixième) et sera de ce fait plus rapide que celle demandée.

La réception d'une instruction de réglage alors qu'une instruction de variation est en cours et n'est pas terminée provoque l'arrêt de cette phase de variation et active en sortie la tension demandée.

Le petit exemple de programme (s'il peut porter ce nom) illustre par quelques instructions basic l'emploi de ce montage.

```
LPRINT "A21"  
LPRINT "E19"  
LPRINT "R8 0"  
LPRINT "V8 255 255"
```

Comme vous pouvez le constater, il n'y a rien de sorcier dans la conception d'un programme de commande.

## Le programme du 68705

Fidèles à nos habitudes, comme il s'agit d'un programme pour un 68705, vous trouverez le dump qui doit être placé dans l'EPROM sur la page suivante. Attention de ne pas oublier les octets utilisés pour les vecteurs d'interruptions et pour le registre MOR qui se trouvent vers la fin de l'EPROM.

Pour les autres éléments, c'est la méthode traditionnelle de la demande sur papier libre accompagnée de son règlement à l'adresse indiquée à la fin de la revue (page d'abonnement).

Vous pourrez ainsi vous procurer le listing sur papier pour la somme de 15F, le source et le fichier EPROM sur disquette au format PC pour 25F si c'est vous qui fournissez la disquette, pour 35F si c'est nous qui fournissons la disquette (3'1/2 1,44M uniquement dans le second cas), l'EPROM programmée pour 85F et le 68705 programmé pour 185F. Tous ces prix incorporent les frais d'expédition et la fourniture des produits.

## Conclusions

Nous voici rendus au terme de l'étude de cette réalisation.

Les utilisations de celle-ci sont trop nombreuses pour pouvoir être décrites en si peu de place mais elle découlent toutes des applications d'interfaces d'entrées sorties sur ordinateur.

Ce montage est plus particulièrement orienté vers les applications de puissances qui mettent en oeuvre des éléments reliés au secteur en particulier des lampes. Cette particularité d'utilisation conduit à admettre une certaine tolérance d'erreur pour les tensions de sorties linéaires (pas de tensions de références précises pour le DAC, résistance de conversion courant - tension en sortie du DAC à 5%, etc...), les écarts qui en découlent n'étant perceptibles à l'oeil.

Rien n'interdit cependant de récupérer les niveaux basse tension pour commander d'autres éléments. La tension de sortie peut être rendue plus précise (ou transposée dans une gamme de tension plus faible) en ajustant la valeur de R10 pour l'application désirée.

Pour l'utilisation du variateur commandé en tension, il faut se souvenir que l'étage d'entrée de ce module est constitué par un opto-coupleur et par conséquent commandé en courant. De par cette structure, il possède donc un seuil minimum de mise en conduction. Des mesures sur ce montage montre que ce seuil se situe aux alentours de 2V. Pour pouvoir le commander, il faut donc lui appliquer une tension qui sera comprise entre 2 et 10V. Ces deux valeurs correspondent à l'extinction (2V) et l'allumage total (10V) de la lampe qui est connectée dessus.

C'est sur cette remarque que nous terminerons l'analyse de ce montage.

E. DERET



## Dump du programme de l'interface analogique et digitale

```
0000: FF FF
0010: FF FF
0020: FF FF
0030: FF FF
0040: FF FF
0050: FF FF
0060: FF FF
0070: FF FF
0080: 06 05 03 04 07 00 02 01 00 01 00 02 00 04 00 08
0090: 00 10 00 20 00 40 00 80 01 00 02 00 04 00 08 00
00A0: 10 00 20 00 40 00 80 00 9B 3F 00 A6 00 B7 04 A6
00B0: E0 B7 01 A6 FF B7 05 A6 00 B7 02 A6 FC B7 06 AE
00C0: 10 4F F7 5C A3 53 26 FA A6 04 B7 51 A6 C3 B7 08
00D0: 1F 09 1D 09 9A 1D 01 1B 01 1A 01 1C 01 9B A6 FF
00E0: B7 04 B6 40 AB 10 97 F6 B7 00 B6 40 A4 07 AB 80
00F0: 97 B6 01 A4 F8 FA B7 01 06 40 08 18 01 9D 19 01

0100: CC 01 08 16 01 9D 17 01 A6 00 B7 04 9A 3C 40 B6
0110: 40 A1 10 26 C8 3F 40 BC DD 0F 43 1C 1F 01 16 02
0120: 17 02 02 02 FD B6 00 A1 0D 26 02 3F 43 1E 01 1D
0130: 01 1B 01 1A 01 1C 01 80 0C 43 03 CC 01 F5 04 43
0140: 1D 1F 01 B6 00 A1 2C 27 07 A1 20 27 03 CC 02 6D
0150: B6 44 A1 18 25 03 CC 02 CD 14 43 CC 01 2D 02 43
0160: 14 1F 01 B6 00 A1 2C 27 07 A1 20 27 03 CC 02 1D
0170: 12 43 CC 01 2D 1F 01 B6 00 A1 0D 27 25 B6 46 48
0180: 25 1B 48 25 18 BB 46 25 14 48 25 11 B7 46 B6 00
0190: A0 30 A1 0A 24 07 BB 46 B7 46 CC 01 2D 3F 43 CC
01A0: 01 2D B6 44 A1 10 24 F5 B6 44 AB 10 97 B6 45 F0
01B0: 24 18 40 B7 45 B6 44 BB 44 AB 88 97 F6 BA 4F B7
01C0: 4F 5C F6 BA 50 B7 50 CC 01 E0 B7 45 B6 44 BB 44
01D0: AB 88 97 F6 43 B4 4F B7 4F 5C F6 43 B4 50 B7 50
01E0: B6 44 AB 20 97 B6 46 F7 B6 44 AB 30 97 B6 45 F7
01F0: 3F 43 CC 01 2D 0B 43 64 04 43 1A 1F 01 B6 00 A1

0200: 2C 27 04 A1 20 26 66 B6 44 A1 18 25 03 CC 02 CD
0210: 14 43 CC 01 2D 1F 01 B6 00 A1 0D 27 25 B6 45 48
0220: 25 1B 48 25 18 BB 45 25 14 48 25 11 B7 45 B6 00
0230: A0 30 A1 0A 24 07 BB 45 B7 45 CC 01 2D 3F 43 CC
0240: 01 2D B6 44 A1 10 24 F5 B6 44 AB 10 97 B6 45 F7
0250: B6 44 AB 20 97 4F F7 3F 43 CC 01 2D 08 43 06 06
0260: 43 03 CC 03 3F 1F 01 B6 00 A1 0D 27 25 B6 44 48
0270: 25 1B 48 25 18 BB 44 25 14 48 25 11 B7 44 B6 00
0280: A0 30 A1 0A 24 07 BB 44 B7 44 CC 01 2D 3F 43 CC
0290: 01 2D B6 44 A1 10 25 F5 A1 20 24 31 1E 01 A6 FF
02A0: B7 04 B6 44 A4 07 98 46 46 46 46 AA 08 08 43 02
02B0: AA 10 B7 00 06 44 08 14 02 9D 15 02 CC 02 C4 16
02C0: 02 9D 17 02 A6 00 B7 04 3F 43 CC 01 2D 1E 01 A6
02D0: FF B7 04 B6 47 B7 00 16 02 17 02 02 02 FD B6 44
02E0: A0 18 B7 48 3F 49 3F 4A 3C 49 B6 48 A0 64 25 05
02F0: B7 48 CC 02 E8 3A 49 3C 4A B6 48 A0 0A 25 05 B7

0300: 48 CC 02 F7 3A 4A B6 49 27 0E AB 30 B7 00 16 02
0310: 17 02 02 02 FD CC 03 1C B6 4A 27 0A B6 4A AB 30
0320: B7 00 16 02 17 02 02 02 FD B6 48 AB 30 B7 00 16
0330: 02 17 02 02 02 FD A6 00 B7 04 1E 43 CC 01 1C 1F
0340: 01 B6 00 B7 47 A1 41 26 07 16 43 3F 44 CC 01 2D
0350: A1 45 26 07 18 43 3F 44 CC 01 2D A1 52 26 09 1A
0360: 43 3F 44 3F 45 CC 01 2D A1 56 26 0B 1C 43 3F 44
0370: 3F 45 3F 46 CC 01 2D CC 01 2D A6 C3 B7 08 3A 51
0380: 27 03 1F 09 80 A6 04 B7 51 3F 41 B6 41 AB 20 97
0390: F6 27 7C B7 4B 7A B6 41 BB 41 AB 88 97 F6 B4 4F
03A0: B7 4E 5C F6 B4 50 BA 4E B7 4E B6 41 AB 30 97 F6
03B0: B7 4C 3F 4D A6 08 B7 52 38 4C 39 4D B6 4D B0 4B
03C0: 25 04 B7 4D 3C 4C 3A 52 26 EE B6 4C 26 08 B6 4D
03D0: 27 0F A6 01 B7 4D B6 4D 27 07 F6 B0 4D F7 CC 03
03E0: E5 F6 B0 4C F7 B6 41 AB 10 97 B6 4E 27 12 B6 4D
03F0: 27 07 F6 B0 4D F7 CC 04 0F F6 B0 4C F7 CC 04 0F

0400: B6 4D 27 07 F6 BB 4D F7 CC 04 0F F6 BB 4C F7 3C
0410: 41 B6 41 A1 10 27 03 CC 03 8B 1F 09 80 FF FF FF
0420: FF FF
0430: FF FF
0440: FF FF
0450: FF FF
0460: FF FF
0470: FF FF
0480: FF FF
0490: FF FF
04A0: FF FF
04B0: FF FF
04C0: FF FF
04D0: FF FF
04E0: FF FF
04F0: FF FF

0500: FF FF
0510: FF FF
0520: FF FF
0530: FF FF
0540: FF FF
0550: FF FF
0560: FF FF
0570: FF FF
0580: FF FF
0590: FF FF
05A0: FF FF
05B0: FF FF
05C0: FF FF
05D0: FF FF
05E0: FF FF
05F0: FF FF

0600: FF FF
0610: FF FF
0620: FF FF
0630: FF FF
0640: FF FF
0650: FF FF
0660: FF FF
0670: FF FF
0680: FF FF
0690: FF FF
06A0: FF FF
06B0: FF FF
06C0: FF FF
06D0: FF FF
06E0: FF FF
06F0: FF FF

0700: FF FF
0710: FF FF
0720: FF FF
0730: FF FF
0740: FF FF
0750: FF FF
0760: FF FF
0770: FF FF
0780: FF FF FF FF 07 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
0790: FF FF
07A0: FF FF
07B0: FF FF
07C0: FF FF
07D0: FF FF
07E0: FF FF
07F0: FF FF FF FF FF FF FF FF FF 03 7A 01 19 FF FF 00 AB
```





# Un calibre d'oscilloscope

Le but de ce montage est d'offrir un petit générateur simple qui permette de contrôler rapidement qu'un oscilloscope ne présente pas d'anomalies grossières de calibrage.

De plus, et ce n'est pas un luxe, il permet de pouvoir effectuer très simplement les réglages de compensation attendant à toutes les sondes qui peuvent être amenées en entrée de cet appareil de mesure.

Les grandes lignes étant tracées, attaquons maintenant l'étude de cette réalisation où, vous pourrez le constater, quelques astuces simples ont été mises en oeuvre pour obtenir un fonctionnement fiable et suffisamment précis pour que ce calibre puisse porter le nom d'appareil de laboratoire.



## Généralités

Le but d'un appareil de mesure est de retranscrire un résultat qui soit l'image de la grandeur mesurée. Mais pour que cette valeur soit représentative il faut que l'appareil de mesure soit idéal.

Comme en électronique un montage idéal n'existe pas, il faut admettre des écarts de comportement. Pour un appareil de mesure, ces tolérances doivent être les plus faibles possibles. Mais de plus il doit répondre à d'autres critères qui permettent de rendre la mesure fiable. Cependant les sources d'erreurs sont nombreuses et nous allons essayer de les classer.

### Quand l'appareil de mesure n'est pas dans son assiette

Tout d'abord, il doit être juste; règle n° 1. C'est toujours le cas lorsqu'il sort d'usine. Mais avec le temps et le vieillissement des composants, cette notion de précision disparaît. Il faut alors le recalibrer pour qu'il puisse retrouver son fonctionnement d'autrefois. Cela suppose d'avoir sous la main des appareils étalons. Le calibre proposé dans cet article peut sans aucune honte répondre à cette appellation.

### L'influence des imperfections

- Ensuite il ne doit pas influencer sur le comportement du montage. Ce problème

est lié à l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure face à l'impédance de sortie du point mesuré du montage. C'est pour cette raison que tous les générateurs possèdent une impédance de sortie très faible (50 ohms dans le cas des appareils de laboratoires) et les appareils de mesure une impédance d'entrée très élevée (supérieure au mégohm pour les appareils de laboratoires). Le fait que cette impédance d'entrée ne soit pas idéale peut conduire à des erreurs de mesure et c'est à l'utilisateur de savoir l'extraire du résultat affiché quand celui-ci devient incohérent. Par exemple: mesure d'une tension calculée de 1V sur un montage dont l'impédance de sortie au point mesuré est de  $10M\Omega$  avec un voltmètre dont l'impédance d'entrée est de  $1M\Omega$ . Le fait que la valeur affichée soit de 91mV ne doit ni vous faire arracher les cheveux pour rechercher une panne qui n'existe pas, ni vous faire jeter votre voltmètre à la poubelle. Cette erreur est normale et très classique sur les mesures dans les étages à haute impédance. Il y a aussi le phénomène des capacités parasites qui viennent décaler les étages oscillateurs. Tous ces cas d'erreurs de mesure doivent être interprétés par l'utilisateur et corrigés "mentalement" en conséquence pour retrouver la valeur exacte.

### Les têtes en l'air

- Enfin pour finir, il doit être compatible avec la grandeur mesurée. Par exemple mesure de la tension alternative du secteur

avec un voltmètre continu. Si le voltmètre vous affiche 0V, ce n'est pas la peine de vous précipiter sur les fusibles car ceux-ci sont bons malgré le résultat affiché. Par contre, pour la même opération avec un ampèremètre continu, non seulement vous êtes bon, dans ce cas, pour changer effectivement les fusibles mais aussi pour changer de contrôleur. Cette troisième catégorie d'erreur est entièrement imputable à l'utilisateur qui doit savoir ce qu'il peut mesurer avec l'appareil qu'il utilise.

## Cas particulier de l'oscilloscope

Dans ce chapitre, nous nous contenterons d'aborder les deux premières catégories d'erreurs, un électronicien digne de ce nom ne doit jamais se trouver confronté à la troisième.

Un oscilloscope est un appareil de mesure qui permet de visualiser sur un tube cathodique l'allure du signal mesuré. Cette allure peut être faite en comparaison avec le temps (majorité des utilisations) ou avec un autre signal (principe des mesures de phases par la méthode de Lissajous).

Pour résumer son rôle, disons qu'un oscilloscope est un appareil qui permet de visualiser l'amplitude d'une tension en fonction du temps. Pour qu'il puisse être qualifié d'appareil de mesure, il faut que l'amplitude puisse être mesurée (condition



numéro 1) ainsi que la durée de la période visualisée (condition numéro 2). Si ces deux conditions ne sont pas vérifiées, il s'agit uniquement d'un appareil de visualisation.

Pour pouvoir calibrer correctement un oscilloscope, il faut donc disposer d'une source de signal dont l'amplitude est parfaitement connue et dont la fréquence est, elle aussi, connue. Dans le cas de ce montage la tension est fixée à 5V pile ce qui doit donner une déviation de 5 carreaux sur le calibre 1V. Pour la base de temps, c'est un quartz de 3,2768 MHz qui sert d'horloge de référence. Ce signal est disponible en sortie mais il ne présente pas les mêmes caractéristiques de forme que les dix signaux d'horloge suivants qui peuvent, eux, servir pour la calibration d'amplitude.

Les bases de temps sont donc 4,88uS (204,8 kHz) - 9,76uS (102,4 kHz) - 19,53uS (51,2 kHz) - 39,06uS (25,6 kHz) - 78,12uS (12,8 kHz) - 156,25 uS (6,4 kHz) - 312,50 uS (3,2 kHz) - 1,25ms (800 Hz) - 2,5mS (400 Hz) et 5 mS (200 Hz).

Naturellement cet article passera sous silence la méthode de réglage de l'oscilloscope. Non pas que nous ne sommes pas capables d'effectuer ces réglages mais chaque oscilloscope possède son (ou ses) propre étage d'entrée ainsi que sa propre base de temps. Or, en fonction des caractéristiques de bande passante les structures changent et les points de réglages ne se retrouvent pas à la même place. Il n'existe donc pas de méthode universelle qui puisse être expliquée dans cette revue. C'est la possession du schéma de l'oscilloscope qui doit alors guider les différentes étapes.

## Caractéristiques d'entrée

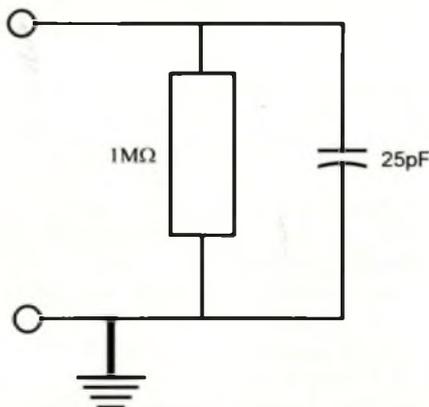
Maintenant que nous avons entre les mains un oscilloscope parfaitement étalonné, analysons la seconde source d'erreur qui peut intervenir dans la mesure.

Comme pour tous les appareils de mesure, l'impédance d'entrée n'est pas infinie d'où une absorption de courant qui vient fausser la mesure au travers de l'impédance de sortie du point mesuré. De plus, cette entrée comporte une capacité parasite qui n'est pas sans nuire sur la qualité des transitions qui existent au point de mesure.

Petite remarque au passage. Si un jour vous vous trouvez confronté à un montage qui refuse obstinément de fonctionner mais qui retrouve un comportement normal dès que vous appliquez la pointe de la sonde, repérez bien l'endroit car c'est 99 fois sur

100 la capacité parasite de l'entrée de l'oscilloscope qui vient absorber des sur-oscillations parasites sur la piste où vous effectuez la mesure. L'ajout d'un petit condensateur par rapport à la masse à cet endroit (ou mieux, d'une résistance de faible valeur en série sur la piste) résout bien souvent la cause de la panne. C'est une méthode comme une autre pour mettre au point un montage. Et n'allez pas croire qu'il s'agisse de "bidouillage". Ce phénomène se produit fréquemment avec des signaux rapides qui attaquent une piste très longue (cas de signaux d'horloges qui doivent attaquer plusieurs circuits).

Mais revenons à notre oscilloscope. Son schéma équivalent réel de l'entrée de mesure est le suivant:



Cette impédance d'entrée est de 1 MΩ en parallèle sur une capacité de 25 à 30pF (la plage réelle de cette capacité parasite varie entre 20 et 60 pF en fonction la qualité de l'appareil et du soin apporté à la conception de l'étage d'entrée).

Si cette capacité peut quelques fois présenter des avantages, elle n'en demeure pas moins un inconvénient majeur sur des montages oscillateurs dont elle vient modifier la fréquence centrale. De plus la valeur de 1MΩ en impédance d'entrée n'est pas spécialement extraordinaire et peut souvent être cause d'erreur d'interprétation de mesure. C'est pour cette raison que l'on rencontre fréquemment des sondes qui permettent d'augmenter par dix l'impédance d'entrée.

### Augmentation de l'impédance d'entrée

Comme vous savez bien calculer, pour obtenir une impédance d'entrée de dix mégohms quand on en dispose déjà de un, vous savez qu'il faut ajouter en série une résistance de neuf mégohms.

Nous avons maintenant une sonde qui augmente par dix l'impédance d'entrée de l'oscilloscope mais qui, dans le même temps, divise par dix le signal qui est appliqué sur

l'entrée réelle de l'oscilloscope (principe du diviseur potentiométrique). L'utilisation de ce type de sonde impose donc de passer sur des calibres plus sensibles. Ce type de sonde est couramment appelé sonde par dix. A noter qu'il existe des sondes dites combinées qui possèdent les deux modes de fonctionnements par 1 et par 10 et dont la sélection se fait par un inverseur intégré dans la sonde.

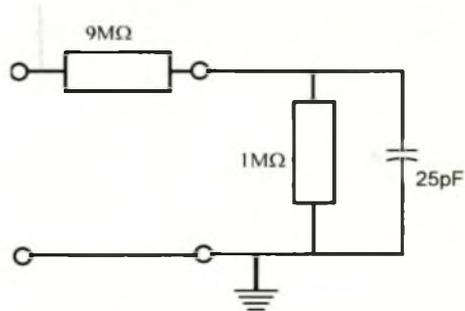
Le même raisonnement peut être tenu pour une sonde par 100 (résistance série de 99 MΩ). Là, le signal réellement appliqué sur l'entrée est, lui, divisé par cent.

### Ca cloche quelque part!

Cette conception aussi simpliste d'une sonde qui augmente ainsi l'impédance d'entrée de l'oscilloscope doit certainement cacher quelques surprises. Cette conclusion est d'autant plus sûre que pour en avoir vu, il est indéniable qu'il y a un bouton de réglage qui sert à ajuster quelque chose dessus.

Si vous n'envisagez d'utiliser votre oscilloscope que pour faire la mesure de tensions continues, vous pouvez tout de suite sauter à la partie analyse du schéma car tout ce qui va être expliqué maintenant ne vous concerne pas. Mais tout à fait entre nous, pour ce genre d'utilisation, un voltmètre est tout aussi efficace et beaucoup moins cher à l'achat.

Revenons à notre sonde par 10. Le nouveau schéma équivalent de l'oscilloscope est celui qui se trouve ci-dessous.



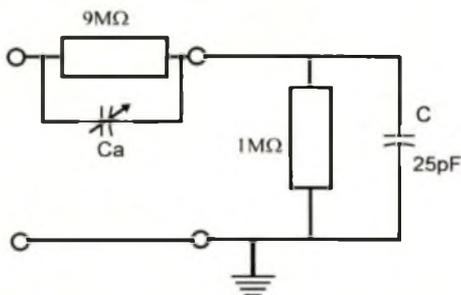
Nous trouvons bien la résistance de 9MΩ qui se trouve en série avec la résistance de 1MΩ ce qui nous amène bien à disposer d'un diviseur par dix. Mais voilà, nous avons oublié cette capacité parasite de 25pF qui maintenant va nous poser de sérieux problèmes.

Celle-ci va maintenant constituer, avec la résistance série de 9MΩ et la résistance parallèle de 1MΩ, un excellent filtre passe bas dont la constante de temps est de 22,5 uS ce qui nous donne une fréquence de coupure à 7073 Hz (à noter au passage que la sonde par 1 constitue elle aussi un filtre



se passe avec l'impédance de sortie du point mesuré).

Comment supprimer ce défaut magistral? Ceux qui ont l'habitude de manipuler les filtres doivent déjà avoir trouvé la solution. Cette capacité constitue, elle aussi, une impédance pour les signaux dynamiques. Comme l'impédance de la sonde doit être 9 fois plus élevée que l'impédance d'entrée de l'oscilloscope, il faut donc y ajouter une impédance qui soit elle aussi neuf fois plus élevée pour les signaux dynamiques. Cette nouvelle impédance sera naturellement un condensateur dont la valeur sera très exactement neuf fois plus faible que celle de la capacité parasite. Cela nous conduit donc à obtenir une sonde dont le schéma est le suivant:



Cette nouvelle sonde augmente donc l'impédance d'entrée de l'oscilloscope par dix pour toutes les fréquences. L'inconvénient majeur de cette sonde est de diviser par dix l'amplitude du signal d'entrée réel mais les avantages en contre partie sont nombreux. Le fait que l'impédance soit dix fois plus élevée divise par dix l'erreur de mesure due à celle-ci. Mais surtout elle améliore par dix la qualité de la bande passante au point mesuré (puisque'elle divise par dix la capacité parasite et que l'impédance de sortie du point mesuré ne change pas).

Les esprits observateurs auront remarqué que le condensateur qui est ajouté dans cette sonde est ajustable. Cela n'est pas un hasard. Tout d'abord la capacité d'entrée n'est pas constante d'un oscilloscope à un autre (puisque'elle peut varier entre 20 et 60 pF en fonction des modèles et des constructeurs). Ensuite, il ne faut pas oublier que le câble de la sonde par lequel transite le signal est lui même blindé. Ce blindage constitue à son tour une capacité supplémentaire qui vient s'ajouter à celle d'entrée (une dizaine de picofarad est classique) et elle est fonction de sa longueur. Autant faire d'une pierre deux coups et le réglage du condensateur ajustable aura pour rôle de supprimer tout ces effets indésirables.

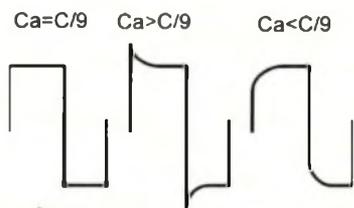
Ce réglage s'appelle réglage de compensation et a donc pour rôle de rendre la sonde la plus parfaite possible.

Le principe de réglage est extrêmement simple. Il faut que la sonde soit capable de transmettre tous les signaux mesurés et cela quelque soit la fréquence.

Une solution consiste à envoyer un signal sinusoïdal et de lui faire varier sa fréquence. Le but est de vérifier que l'amplitude reste constante pour toutes les fréquences. Comme vous pouvez vous en douter cette méthode est longue, fastidieuse et sujette à des risques d'erreur. N'y aurait-il pas plus simple?

Il faut pouvoir injecter le plus grand nombre de fréquences possibles. Une idée qui vient à l'esprit est d'envoyer un bruit blanc mais il n'est pas facile de faire la séparation à l'écran. Cette solution est quasiment inexploitable.

Une autre méthode est d'envoyer un signal carré. Un signal carré est un signal dont la particularité est d'intégrer toutes les fréquences qui sont les harmoniques impaires de la fréquence fondamentale du signal. Comme l'entrée de l'oscilloscope est un filtre passe bas, les harmoniques de rang élevé disparaîtront si elles ne sont pas suffisamment compensées. Dans le même temps, la sonde avec son condensateur variable constitue une sorte de filtre passe haut dont la fréquence de coupure est identique à celle du filtre de l'oscilloscope (quand la sonde est parfaitement compensée). Sur ce second type de filtre les harmoniques de rang élevé deviendront prédominantes si elles sont sur-compensées. Le signal carré est donc l'idéal pour pouvoir faire le réglage de compensation. L'ensemble de la plage de fréquence est analysé en une seule opération. Cela nous conduit donc à obtenir les oscillogrammes suivants:



Le premier correspond au signal d'entrée. Si la sonde est parfaitement réglée, c'est également le signal qui est retranscrit sur l'écran au rapport de division près ( $Ca = C/9$ ).

Le second correspond à une sonde qui est sur-compensée. Les harmoniques de rang élevé deviennent prédominantes ce qui apporte ce type de déformation ( $Ca > C/9$ ).

Par déduction, la troisième correspond à une sonde qui est sous-compensée. Les

harmoniques de rang élevé ont disparu d'où cet autre type de déformation ( $Ca < C/9$ ).

Cela c'est la théorie. Mais il faut revenir dans les cas concrets et ne pas tomber dans les pièges que ne manquent pas de cacher cette méthode.

Nous avons deux filtres qui sont disposés en série dont leur fréquence de coupure se situe au même point et dont la valeur est aux environs de 8 kHz ( $t = 125\mu S$ ). Cette valeur est donnée pour simplifier les explications qui vont suivre. Pour que cette méthode de réglage soit efficace, il importe que la fréquence de la fondamentale soit la plus éloignée possible de cette fréquence de coupure (afin de pouvoir disposer d'un maximum d'harmoniques). Si cette condition n'est pas vérifiée, le réglage se traduira simplement par une variation d'amplitude du signal visualisé et non pas par une déformation de la courbe. Pour être efficace, la fréquence de la fondamentale doit être au moins dix fois inférieure à la fréquence du filtre non compensé ce qui dans notre cas nous donne une période de 1,25 mS (conservation de quatre harmoniques).



L'exemple ci-dessus illustre ce phénomène. En trait fin, a été représentée la trace de la courbe précédente. Dans le premier cas nous voyons que l'amplitude du signal carré a augmenté. La fréquence du signal de compensation est trop élevée. Le réglage risque d'être imparfait. La plage où les paliers à l'écran semblent horizontaux est trop importante.

Dans le second cas, nous pouvons vérifier que l'amplitude reste constante (la fin des paliers horizontaux reste confondue). La compensation peut donc être effectuée pour pouvoir retrouver le signal carré d'origine. Ce réglage sera d'autant plus facile que la fréquence du signal carré sera encore plus faible.

Comme vous pouvez le constater, seules les positions 1,25ms - 2,5 mS et 5 mS du calibre peuvent être utilisées pour effectuer ce réglage de compensation.

L'avantage du calibre de compensation qui est proposé dans cet article est de délivrer un signal de 5V d'amplitude sur une prise BNC ce qui est de loin plus pratique que les 0,2V sur un oeillet comme ceux qui sont intégrés sur certains oscilloscopes. La prise du signal de compensation sur cet oeillet empêche

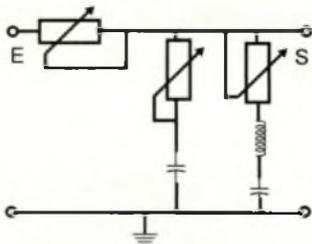


quasiment de pouvoir connecter la masse de la sonde (celle-ci est sensée être faite par la prise BNC de l'oscilloscope). Le réglage de compensation oblige d'avoir à tenir à la main la sonde pour tourner la vis d'ajustement. Or l'impédance d'entrée élevée de la sonde et l'impédance de sortie non négligeable du calibre intégré font que la sonde devient sensible au 50 Hz (du fait qu'elle est tenue manuellement et qu'on ne touche pas forcément la masse de l'oscilloscope). La compensation d'une sonde par 10 (et encore plus avec une sonde par 100) avec un signal de 0,2V impose pratiquement de se mettre sur le calibre 5 mV (quand celui-ci existe) pour avoir quatre carreaux de déviation sur l'écran. L'utilisation d'un si faible calibre fait que la résiduelle de 50 Hz qui est captée par la sonde vient noyer les paliers horizontaux dans une "sorte de bruit" qui rend le réglage plus délicat. Avec un niveau d'entrée 25 fois plus élevé, l'influence du 50 Hz devient franchement négligeable.

## Les sondes nec plus ultra

La sonde par 10 qui vient d'être analysée correspond au type de sonde le plus couramment utilisé (car très pratique, d'usage général et d'un prix de revient relativement faible). Cependant, il ne faut pas laisser sous silence l'existence de sondes qui sont utilisées plus spécialement pour l'analyse de signaux HF et qui comportent des blocs de compensation supplémentaires. Ces sondes sont conçues pour avoir une bande passante qui dépasse les 250 MHz.

Ces blocs de compensations HF sont généralement enfermés dans un boîtier métallique et inaccessibles quand les sondes ne sont pas modulaires. Le rôle de ces blocs est de corriger les comportements HF inhérents au câble de la sonde dont la longueur influe fortement sur le comportement (comportement selfique qui a été négligé jusqu'à maintenant).



Un exemple de structure de ceux-ci est donné ci-dessus. Chacun des ajustables joue sur une gamme de fréquence bien particulière. Le potentiomètre d'entrée joue sur les fréquences "inférieures" (plage de 80 nS après le front de montée), celui du milieu sur le front d'attaque (5 nS après le front) et celui de droite sur les fréquences

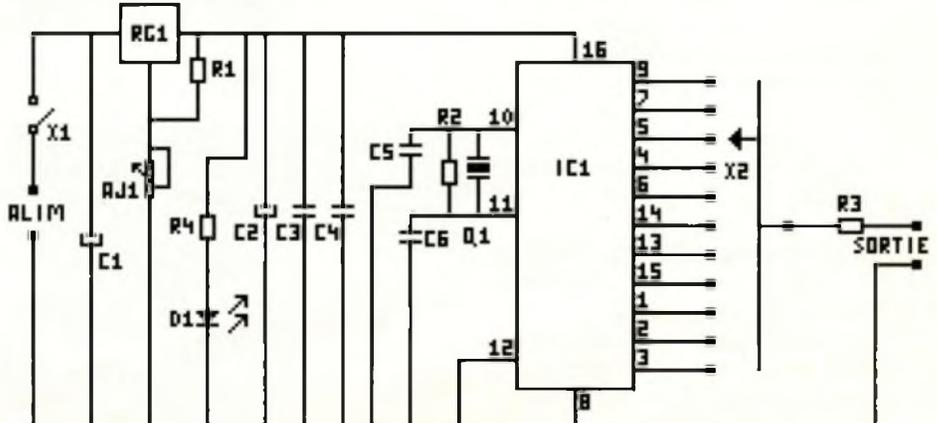
centrales (20 nS après le front). Les réglages s'effectuent avec un générateur carré dont les temps de montées sont les plus rapides possibles (1 nS conseillée). La sonde devient parfaite quand le front est le plus raide possible (1,4nS typique) et les sommets les plus plats possibles. Pour pouvoir effectuer ces réglages, il importe que l'oscilloscope par lui-même soit capable, sur l'ensemble de ses étages d'entrée, de passer ces signaux et que sa base de temps permette de visualiser les 100nS qui suivent le front de montée pour effectuer les réglages. Le calibre qui est décrit dans les lignes qui suivent présente un temps de montée de 5 nS sur les dix calibres de base de temps (celui intégré à l'oscilloscope présente un temps de montée de l'ordre de 20 nS et est de ce fait quasi inutilisable, sans parler du fait que sa fréquence est faible ce qui joue fortement sur la luminosité du signal disponible pour effectuer cette opération). Cette caractéristique de 5nS permet d'effectuer (avec une bonne approximation) la compensation du bloc HF (seul l'ajustement du front d'attaque demande un peu de doigté pour estimer le bon point de réglage).

C'est sur la présentation de ce type particulier de sonde et sur sa méthode de compensation que va se terminer la théorie sur les méthodes de réglages.

## Le schéma de détail

Abordons maintenant, si vous le voulez bien, le second volet de cette étude avec l'analyse de ce montage dont les caractéristiques sont des plus chatoyantes.

Beaucoup d'entre vous doivent s'attendre à trouver une usine à gaz pour atteindre ces performances et le schéma qui se trouve ci-dessous doit quelque peu les laisser sur leur faim. Ce n'est pas possible de faire aussi bien avec aussi peu! Et pourtant le résultat est là. Mais comme cela a été dit dans l'introduction, c'est grâce à des petites astuces et, il faut bien l'avouer, avec une assez bonne connaissance des caractéristiques des composants que ce tour de force a été obtenu.



Le schéma tourne autour d'un classique 4060 qui est le compteur traditionnel qui a souvent eu l'honneur de figurer dans nos réalisations.

Classique est peut être vite dit, car c'est là que se tient une partie du secret de ce montage. Il s'agit d'un 74HC4060 dont les caractéristiques, communes à la famille HC, est de posséder la sobriété de la famille CMOS, la rapidité de la famille FAST et l'énorme avantage d'avoir des sorties qui vont jusqu'aux alimentations (sous réserve de ne pas trop charger la sortie), ce qui n'est pas le cas de bon nombre d'autres familles logiques.

L'oscillateur est le modèle traditionnel à quartz. La porte est alignée sur son point de basculement par la résistance R2 et une compensation est apportée par les condensateurs C5 et C6.

Les sorties passent autour du commutateur X2 qui permet de sélectionner le signal de sortie.

Petit retour en arrière. Nous avons dit précédemment que la sortie Q0 ne présentait pas les mêmes caractéristiques de formes que les autres sorties et nous n'avons pas encore expliqué où se situait cette différence qui nous la faisait laisser de côté. Il ne faut pas trop en vouloir au circuit car convertir une sinusoïde de faible amplitude en signal carré au bout de deux portes (en sachant que ces portes possèdent quand même une plage de comportement linéaire) tient malgré tout de l'exploit. Le défaut qui peut lui être reproché est de présenter un temps de montée de ..... 22 nS (au scandale!).

La sortie du commutateur attaque la résistance R3 dont la valeur est faible, mais suffisante cependant pour empêcher les sorties du compteur d'entrer en sur-oscillation avec la capacité parasite de la sonde. A noter que cette résistance affecte très légèrement le temps de montée (ce qui peut vous donner une idée de la rapidité de ces circuits de la famille HC). A noter que cette résistance protège également la sortie



du compteur IC1 contre les risques de court-circuit en sortie du montage. Elle permet de limiter le courant de sortie maximum à 22mA.

L'alimentation est constituée par un régulateur ajustable RG1, ce qui permet d'obtenir très exactement les 5V désirés en sortie. Le réglage s'obtient par le rapport de R1 et de AJ1.

La plage de variation de cette tension d'alimentation est comprise entre 1,25V qui est la tension de référence du régulateur (AJ1 en court-circuit) et 6,45V (AJ1 à fond). Cette tension maximum n'est pas un problème puisque les circuits de la famille HC acceptent jusqu'à 7V de tension d'alimentation.

La résistance R4 et la diode Led D1 permettent de visualiser que le montage se trouve effectivement sous tension. Cette diode joue également un second rôle non négligeable. Le courant qui la traverse est approximativement de 10 mA. Il représente le courant minimum à fournir par le régulateur de tension pour que celui-ci puisse réguler efficacement la tension de sortie.

Petite ombre au tableau, malgré le soin apporté au découplage de l'alimentation (par les condensateurs C2 - C3 et C4, il n'a pas été possible d'obtenir une régulation optimale (5V parfaitement plat). En effet, et cela est le résultat d'une consommation par à-coups suite aux fronts très raides du compteur, le régulateur n'est pas assez rapide pour répondre à ces variations. Cela se traduit par des pics de 200mV crête sur le +5V à chaque transition de l'oscillateur.

Tout naturellement, ces variations se retrouvent recopiées sur les sorties du compteur et naturellement du calibre. Il aurait été facile de les supprimer de la sortie mais cela aurait été au détriment du temps de montée. Comme ces pics ne sont pas préjudiciables pour les différentes utilisations de ce montage, il a été décidé en final de les conserver.

Le reste du montage est constitué par le condensateur d'entrée d'alimentation C1. Son but est de réduire de manière importante l'impédance de sortie de la pile surtout quand celle-ci commence à s'épuiser.

L'interrupteur X1 sert à mettre le montage hors tension quand celui-ci n'est plus utilisé.

L'alimentation s'effectue par une pile de 9V. La consommation du montage est de 13 mA sauf sur la sélection de la sortie Q0 où la consommation passe à 13,5 mA (résultat du comportement pseudo linéaire de cette porte quand elle se trouve chargée).

## Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4W 5% couche carbone

R1	1,2 K $\Omega$	550122
R2	10 M $\Omega$	550106
R3	220 $\Omega$	550221
R4	330 $\Omega$	550331
AJ1	5 K $\Omega$ 67WR	526502
C1	100 $\mu$ F 25V radial	622107
C2	10 $\mu$ F 25V radial	622106
C3	10nF céramique	660103
C4	100nF céramique	660104
C5	22pF céramique	660220
C6	10pF céramique	660100
Q1	Quartz 3,2768MHz	Q3M276
D1	Led 3mm rouge	LED03R
RG1	LM317	R317
IC1	74HC4060	HC4060
X1	Inter. minial. simple	202101
X2	Comm. 1C12P CI	295212
X3	Connect. BNC CI	174508
1	coupleur de pile 9V	164622
1	support 16 broches	161116
1	bouton sc15mm	188449
1	capuchon 15mm	18841x
2	Vis autotaraudeuses	
1	cof. DIPTAL G1175	114758

## Réalisation

La réalisation de ce montage ne présente aucune difficulté particulière.

Tous les composants prennent place sur la face composant du circuit imprimé comme le précise la sérigraphie donnée ci-dessous.

L'étude du circuit imprimé peut laisser perplexe car le nombre de pistes semble élevé. Ce n'est qu'une illusion car une analyse détaillée de ce circuit permet de mettre en évidence que toutes les pistes issues du compteur sont blindées par une piste de masse. En effet les sorties de ce compteur présentent un temps de montée

très rapide (d'autant plus rapide que la sortie n'est pas chargée). Ce phénomène ne manque pas d'influencer les pistes voisines par effet capacitif. La piste de blindage intermédiaire permet de minimiser cette influence interpitte.

Toujours pour les mêmes motifs, ce circuit comporte deux straps S1 et S2 qui ont volontairement été conservés afin d'éviter d'allonger inutilement la longueur des pistes correspondantes.

Le montage de la prise BNC est un peu particulier. Au départ, ce type de prise est une prise coudée pour circuit imprimé. La première opération sera de la convertir en prise droite en redressant les deux broches sur l'arrière. Quand cette prise est montée sur le circuit, elle pourra être immobilisée au moyen de deux vis auto-taraudeuse qui joueront le rôle d'anti-rotation.

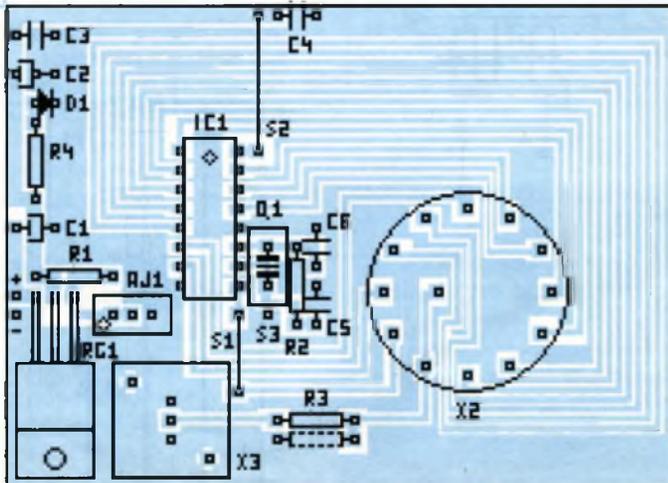
Le quartz recevra un strap (S3) qui sera soudé sur son boîtier afin de venir le blinder.

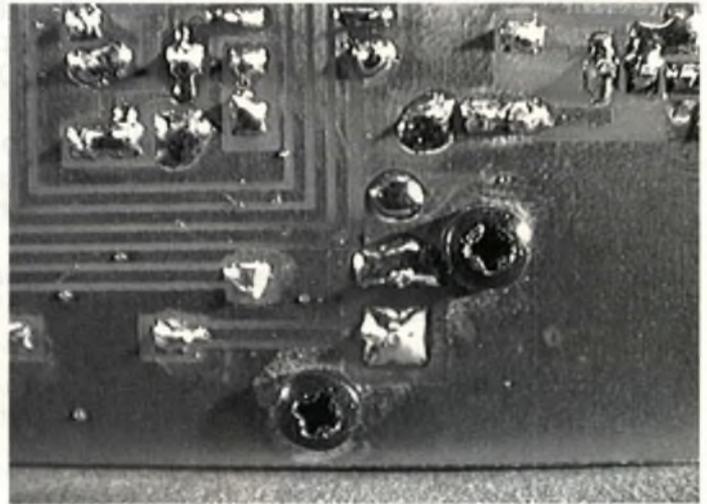
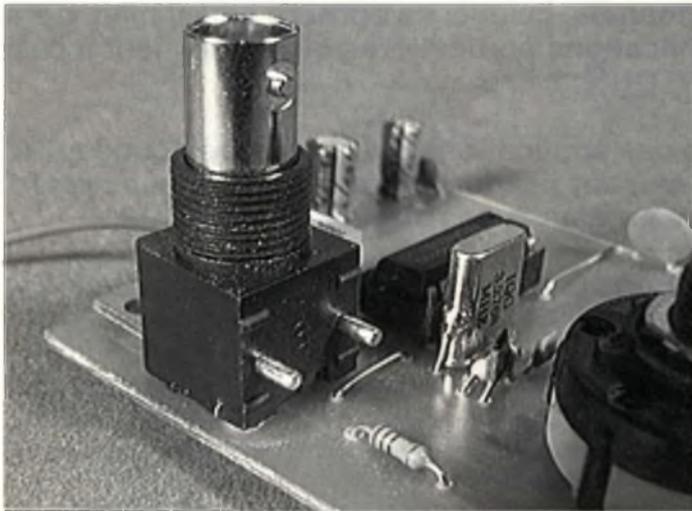
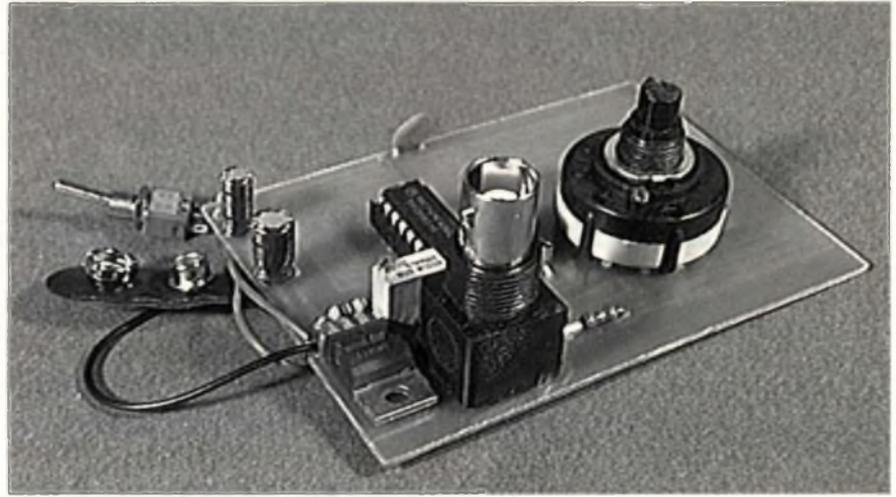
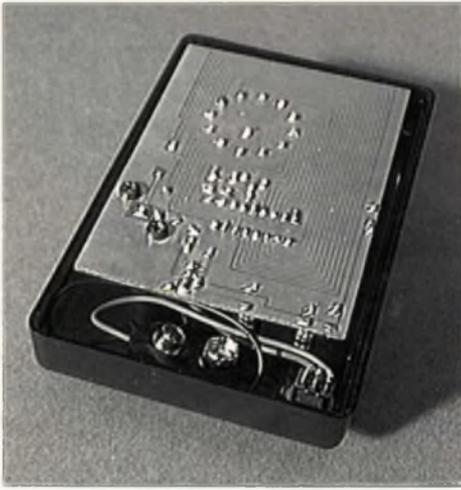
La mise en coffret s'effectue en venant fixer le circuit sur le couvercle au moyen des écrous du rotacteur et de la prise BNC. Cette disposition permet d'avoir le circuit imprimé au milieu du coffret et de ce fait il sert à immobiliser la pile à son emplacement. Il faudra en tenir compte avant de positionner les trous de passage de ces deux éléments. Pour terminer, l'interrupteur Marche/Arrêt sera placé dans le coin laissé libre tout en veillant à ne pas venir gêner la mise en place de la pile.

Les photos qui accompagnent cet article illustrent ces différentes étapes.

## Réglages

Le but de ce montage est de fournir un signal carré dont l'amplitude est de 5V aligné sur la masse. Le réglage de ce niveau en sortie est très simple et peut être obtenu de deux manières différentes.





La première s'effectue en réglant la tension d'alimentation à exactement 5V à l'aide d'un contrôleur de précision inférieure à 3% d'erreur ce qui est généralement le cas des grandes marques. C'est la plus simple.

La seconde s'effectue en mesurant la tension de sortie d'un des signaux de calibrage. Comme le signal de sortie est un signal carré dont le rapport cyclique est de 1, la tension de sortie moyenne que l'on peut mesurer au voltmètre est exactement égale à la moitié de la tension de sortie crête. Il suffit de régler alors la tension d'alimentation pour obtenir les 2,5V attendus.

Les deux méthodes sont équivalentes et peuvent être indifféremment utilisées.

Vous avez maintenant entre les mains un calibre dont l'amplitude de sortie est exactement de 5V.

Cependant, il peut arriver que vous ayez besoin d'utiliser une autre gamme d'amplitude pour effectuer les réglages de compensation d'entrée (voir le commutateur deux voies pour oscilloscope de ce numéro). Une sortie d'amplitude différente (1V par exemple pour ce commutateur) peut être obtenue en plaçant en sortie un diviseur

résistif (4,7K et 1,2K pour l'exemple donné). Un niveau exact de 1V peut être obtenu en retouchant la tension d'alimentation du montage. La méthode de réglage est simple puisqu'il suffit de régler la tension de sortie du diviseur à exactement 0,5V (deuxième méthode). Cela permet de rattraper à la fois l'erreur de division apportée par les résistances (17mV) et la perte d'excursion de sortie du compteur suite à la charge supplémentaire (847uA ce qui se traduit par une perte de 110mV en sortie).

Si l'usage dans ces conditions est permanent, ce réseau diviseur pourra être disposé à la place de R3. La 220Ω est alors remplacée par la 4K7 et la résistance représentée en pointillé sur la sérigraphie recevra la 1K2.

L'inconvénient de cette solution est de venir altérer le temps de montée du signal. Celui-ci passe alors à 250nS avec une sonde par 10. Cela s'explique tout simplement par le fait que l'impédance de sortie du montage n'est plus négligeable devant la capacité parasite de la sonde.

La liaison par un câble de type HZ34 pourra être effectuée. Mais la capacité de 126 pF qui le constitue influe directement

sur la forme du signal injecté. Le temps de montée est alors de 1,2uS. Il est certain que dans de telles conditions, le signal issu de Q0 devient totalement inexploitable puisqu'il est devenu un simple signal triangulaire centré sur 2,5V et ayant en gros 0,5V d'amplitude. Pour effectuer le réglage du commutateur, il est donc fortement conseillé de prendre une sonde par dix qui aura été au préalable elle-même compensée.

## Conclusions

Voici la fin de l'étude sur ce calibre d'oscilloscope.

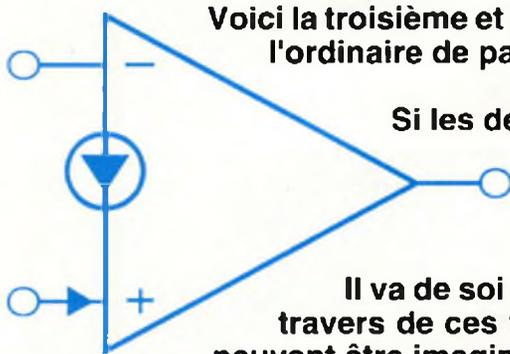
Comme vous avez pu le constater, les capacités parasites, qui ne manquent pas d'accompagner les entrées des appareils de mesure, ne vont pas sans poser de problèmes sur la mesure par elle-même.

Le rôle d'une sonde est donc de venir minimiser leurs effets pour que la mesure soit la plus fidèle possible à la réalité. Mais cela ne va pas sans ajouter des difficultés supplémentaires, que ce calibre devrait vous aider à résoudre plus facilement.

E. DERET



# Le LM3900 ou les amplificateurs de type "NORTON" (3ème partie)



Voici la troisième et dernière partie de l'étude de ces composants qui sortent de l'ordinaire de par leur fonctionnement en courant.

Si les deux premiers volets traitaient des montages traditionnels à ampli opérationnels, celui-ci se bornera plus à mettre en relief les applications particulières qui s'attachent à ces amplis "NORTON".

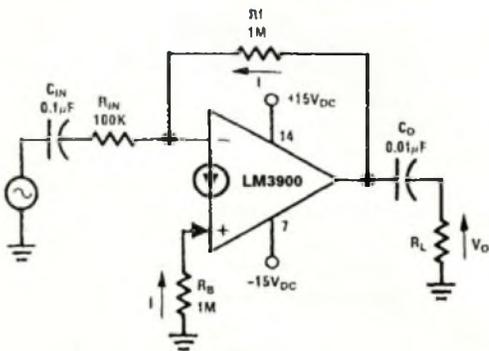
Il va de soi que l'ensemble des applications qui auront été données au travers de ces trois numéros ne sont pas limitatives et que bien d'autres peuvent être imaginées pour mettre en oeuvre ces circuits de courants.

Mais avant d'envisager cette solution, commençons par terminer ce qui a été entamé il y a deux mois de cela.

## Fonctionnement à partir d'une alimentation symétrique

Si la patte de masse (patte 7) est retournée sur une tension d'alimentation négative et si quelques modifications sont apportées dans le circuit de polarisation, le LM3900 peut fonctionner avec des alimentations symétriques de  $\pm 15V$ .

## Amplificateur alternatif avec une alimentation symétrique de $\pm 15V$

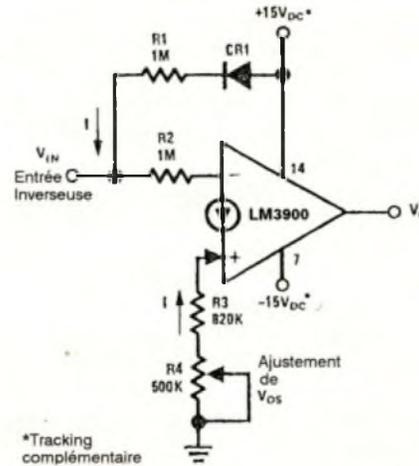


La résistance de polarisation  $R_b$  doit maintenant être ramenée à la masse et les deux entrées se trouvent alors polarisées à un  $V_{be}$  au dessus de la tension  $-V_{ee}$  (approximativement  $-15V$ ).

Avec  $R_f = R_b$ ,  $V_o$  se retrouvera approximativement à  $0V$  pour permettre

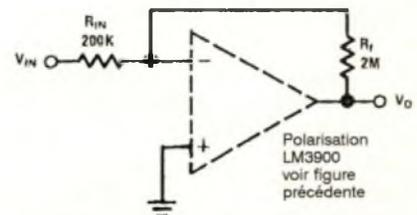
l'excursion maximale de la tension de sortie. Comme la patte 7 est commune aux quatre amplificateurs du boîtier, les autres amplificateurs doivent être polarisés de la même manière pour pouvoir fonctionner.

## Amplificateur continu avec une alimentation symétrique de $\pm 15V$



Polariser un amplificateur continu est beaucoup plus difficile et nécessite que les tensions d'alimentations soient parfaitement symétriques ( $+V_{cc1} = -V_{ee1}$ ). Le fonctionnement de cette polarisation peut être facilement compris si on commence par considérer l'amplificateur sans inclure les résistances de contre réaction comme sur le schéma ci-dessus. Si  $R_1 = R_2 = R_3 + R_4 = 1M\Omega$  et  $+V_{cc1} = -V_{ee1}$ , alors le courant  $I$  polarisera l'entrée  $V_{in}$  à  $0V$  (La résistance  $R_4$  peut être utilisée pour l'ajuster). La diode

CR1 a été ajoutée pour la compensation en température de ce circuit de polarisation. Maintenant, si on inclut ces résistances de polarisations, on a un amplificateur continu dont l'entrée est polarisée à approximativement  $0V$ . Si des résistances de contre-réaction sont ajoutées autour de l'amplificateur polarisé, on obtient la figure ci-dessous.



C'est la connexion d'un amplificateur inverseur continu classique. L'entrée (+) est "effectivement" à la masse et la polarisation est utilisée pour prendre en compte les niveaux continus sur l'entrée.

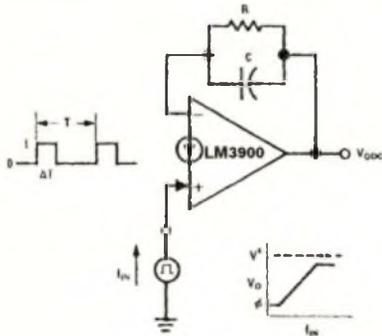
## Tachymètres

Plusieurs tachymètres moyenniers d'impulsions peuvent être construits en utilisant le LM3900. Les entrées peuvent être des impulsions de tensions, des impulsions de courant ou des transitions différenciées de signaux carrés. La tension de sortie continue peut être faite de manière à augmenter avec l'accroissement de la fréquence, être proportionnelle au double de la fréquence d'entrée (fréquence doublée pour réduire l'ondulation de sortie) ou être



proportionnelle à la somme ou à la différence de deux fréquences d'entrée. En raison du faible courant de polarisation et du gain élevé du LM3900, la fonction de transfert est linéaire entre les états de saturation de l'amplificateur.

### Tachymètre de base



Si un réseau RC qui permet d'extraire la moyenne est ajouté entre la sortie et l'entrée (-), on obtient un tachymètre de base. Les impulsions de courant d'entrée fourniront la fonction de transfert désirée telle qu'elle est donnée sur la figure. Chaque impulsion de courant d'entrée provoque une petite variation sur la tension de sortie. En négligeant les effets de R, cela nous donne :

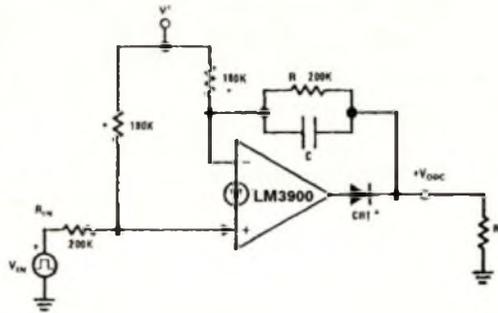
$$\Delta V_o = I \Delta t / c$$

La prise en compte de R apporte un effet de décharge de telle sorte que la tension de sortie ne continue pas à s'intégrer, mais fournit plutôt une dépendance au temps ce qui est nécessaire pour obtenir la moyenne des impulsions d'entrée. Si un signal source supplémentaire est ajouté en parallèle sur celui qui est représenté, la sortie devient proportionnelle à la somme des deux fréquences d'entrée. Si la source supplémentaire est appliquée sur l'entrée (-), la tension de sortie sera proportionnelle à la différence des deux tensions. Les impulsions de tensions peuvent être converties en impulsions de courant en utilisant des résistances d'entrée. Une diode d'isolation série peut être utilisée si un signal est appliqué sur l'entrée (-) pour éviter la charge lors de l'état bas de ce signal d'entrée.

### Passage du Vout minimum à la masse

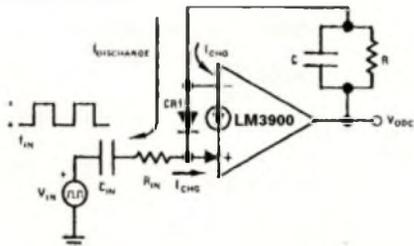
La tension de sortie du montage précédent ne descend pas jusqu'à la masse mais à une valeur minimale qui est égale au Vbe de l'entrée (-).

Si on désire que la tension de sortie descende exactement à la masse, il faut utiliser le circuit suivant. Maintenant, si  $V_{in} = 0V$ ,  $V_o = 0V$  à cause de l'ajout des résistances de polarisation en mode commun (180 kΩ).



La diode CR1 permet à la sortie d'aller au delà d'un  $V_{ce sat}$  de la sortie si nécessaire (une charge est nécessaire pour assurer la circulation du courant continu de polarisation au travers de la résistance R du réseau de moyenne).

### Un tachymètre à doubleur de fréquence

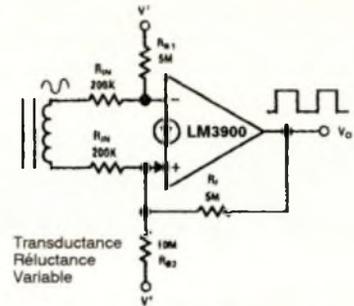


Pour réduire l'ondulation de la tension continue de sortie, le circuit donné ci-dessus peut être utilisé pour effectivement doubler la fréquence d'entrée. Des impulsions d'entrée ne sont pas nécessaires. Un signal carré peut parfaitement faire l'affaire. Le fonctionnement de ce circuit est de faire la moyenne de la charge et de la décharge des courants de transition dans le condensateur  $C_{in}$  d'entrée. La résistance  $R_{in}$  est utilisée pour convertir la tension d'impulsion en courant d'impulsion et de limiter les pointes de courant (à approximativement 200 uA crête ou moins lors d'un fonctionnement à température élevée).

Quand la tension d'entrée passe à l'état haut, le courant de charge de  $C_{in}$ ,  $I_{ch}$  entrant dans l'entrée (+), est réfléchi par rapport à la masse et circule du réseau de moyenne RC vers l'entrée (-). Quand la tension d'entrée repasse à l'état bas, le courant de décharge  $I_{dch}$  de  $C_{in}$  circulera également au travers du réseau RC vers la diode CR1 qui est maintenant passante. L'action de l'onde complète entraîne deux impulsions de courant qui circulent au travers du réseau RC pour chaque cycle de la fréquence d'entrée.

### Amplificateur "tout ou rien"

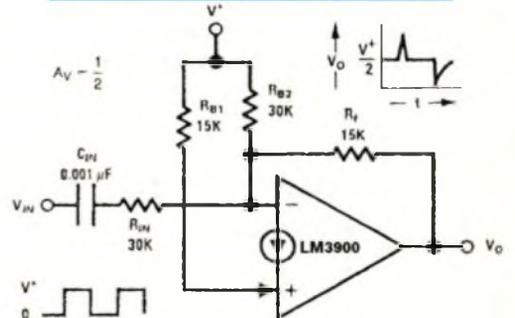
Un amplificateur "tout ou rien" qui incorpore un hystérésis symétrique de chaque coté de l'état zéro de sortie (pour l'immunité au bruit) est souvent nécessaire



pour amplifier les signaux de faible niveau qui sont délivrés par un transducteur à réductance variable. De plus, une fréquence de coupure élevée (caractéristique d'un passe bas) est nécessaire à la fois pour réduire la tension naturelle d'accrochage aux fréquences élevées et pour filtrer les perturbations dues aux bruits d'entrée à fréquences élevées.

La tension d'entrée est convertie en courant d'entrée par utilisation des résistances d'entrée  $R_{in}$ . La polarisation en mode commun est obtenue grâce aux résistances  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$ . Finalement, la contre-réaction positive (hystérésis) est délivrée par  $R_f$ . La résistance élevée de la source ( $R_{in}$ ) produit un filtre passe bas par effet Miller avec la capacité d'entrée de l'amplificateur (approximativement 0,002 uF). La quantité d'hystérésis et la symétrie autour du 0V d'entrée sont contrôlées par la résistance de contre-réaction positive  $R_f$  et les résistances  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$ . Avec les valeurs données sur le schéma, l'excursion de tension est approximativement de  $\pm 150mV$  centrée autour du 0V de sortie du transducteur (aux basses fréquences quand le filtre passe bas n'atténue pas le signal d'entrée).

### Différentiateur

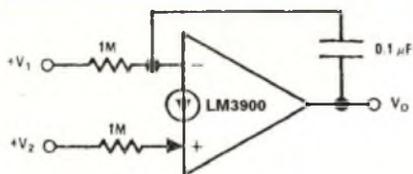


Un condensateur de différentiation d'entrée peut provoquer que l'entrée du LM3900 aille au delà de la masse et active le circuit d'alignement d'entrée. Là encore, la polarisation en mode commun doit être utilisée pour empêcher l'excursion négative de l'entrée du LM3900. La polarisation en mode commun est délivrée par  $R_{B1}$  et  $R_{B2}$ . La résistance de contre-réaction  $R_f$  est de telle sorte que le gain soit de 1/2. La tension de sortie sera polarisée à  $V_{+}/2$  ce qui par conséquent autorisera une excursion positive ou négative autour de ce



point de polarisation. La résistance  $R_{in}$  empêche à l'excursion négative d'entrée d'arriver sur l'entrée (-) si bien que les deux entrées restent polarisées à  $+V_{be}$ .

## Intégrateur de différence



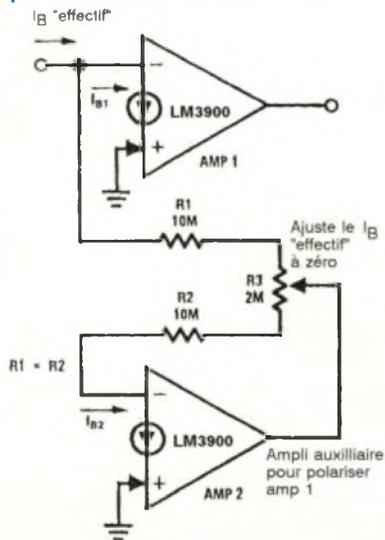
L'intégrateur de différence est la base de nombreux circuits de balayage qui peuvent être réalisés en utilisant le LM3900 avec une alimentation unique. Ce circuit peut aussi être utilisé pour délivrer l'intégrale par rapport au temps de la différence des signaux d'entrée.

C'est un montage pratique pour les boucles de contre-réaction continue où une comparaison par rapport à une référence et une intégration prend place sur un seul amplificateur.

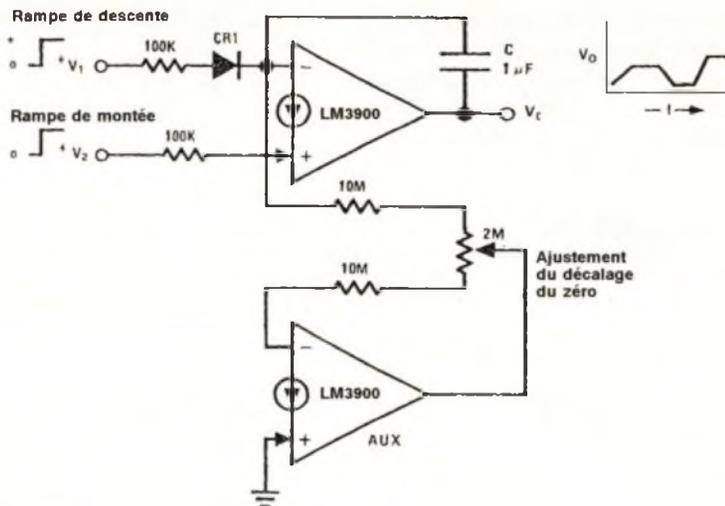
## Circuit échantillonneur bloqueur à faible dérive

Dans les applications d'échantillonneurs bloqueurs un très faible courant de polarisation en entrée est nécessaire. Cela est souvent obtenu en utilisant un transistor FET ou un circuit intégré spécial à faible courant d'entrée. L'existence de plusieurs amplificateurs appariés dans le même boîtier permet au LM3900 de fournir plusieurs applications intéressantes de faible courant de polarisation d'entrée équivalent.

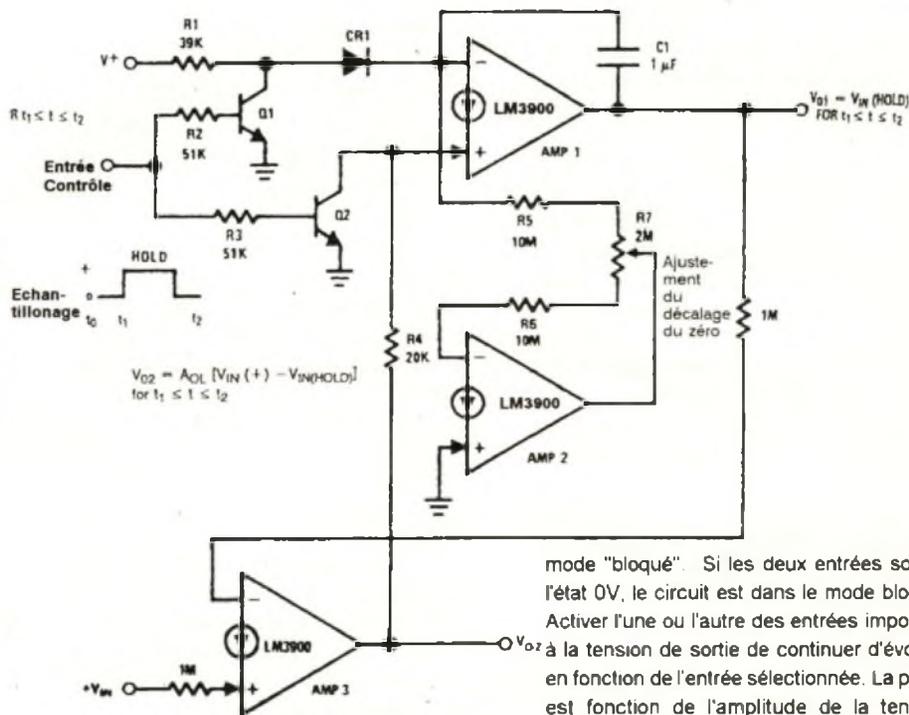
### Réduction du courant de polarisation d'entrée "effectif"



Un amplificateur peut être utilisé pour polariser un ou plusieurs autres amplificateurs.



**Circuit bloqueur et faible rampe**



**Echantillonneur bloqueur avec comparaison**

L'entrée de l'ampli 1 n'aura besoin de ne fournir que le courant du signal si le courant de polarisation continu  $I_{B1}$  est normalement fourni par  $R1$ . L'ajustable  $R3$  permet d'annuler le courant "effectif"  $I_{B1}$  en omettant simplement  $R3$ . Le fait de faire  $R1 = R2$  (et en tablant sur la symétrie des amplificateurs) peut rendre " $I_{B}$  effectif" inférieur à  $I_{B}/10$  (3nA). Cela est pratique sur les circuits d'application comme les échantillonneurs bloqueurs où une très faible valeur de " $I_{B}$  effectif" est nécessaire.

### Circuit bloqueur et faible rampe

La technique de réduction du courant d'entrée du montage précédent permet de construire très simplement un montage bloqueur et à faible rampe dont la sortie peut croître ou décroître et rester à n'importe quel niveau de tension continue dans le

mode "bloqué". Si les deux entrées sont à l'état 0V, le circuit est dans le mode bloqué. Activer l'une ou l'autre des entrées imposera à la tension de sortie de continuer d'évoluer en fonction de l'entrée sélectionnée. La pente est fonction de l'amplitude de la tension d'entrée. Des entrées supplémentaires peuvent être placées en parallèle pour augmenter les variables de contrôle d'entrée.

### Echantillonneur bloqueur et comparaison avec la nouvelle tension d'entrée

Un exemple d'utilisation du montage précédent est donné ci-dessus où les transistors d'alignement, Q1 et Q2, placent le circuit en mode bloqué quand ils sont conducteurs. Quand ils sont bloqués, la tension de sortie de l'ampli 1 peut croître ou décroître comme nécessaire pour garantir que la tension de sortie de l'ampli 1 est égale à la tension d'entrée de l'ampli 3. La résistance  $R1$  fournit un courant de descente de rampe fixe qui est équilibré ou contrôlé par le comparateur de l'ampli 3 et la résistance  $R4$ . Quand Q1 et Q2 sont bloqués, une boucle de contre réaction garantit que

Vo1 (de l'ampli 1) est égal à Vin (de l'ampli 3). L'ampli 2 est utilisé pour fournir le courant de polarisation de l'ampli 1.

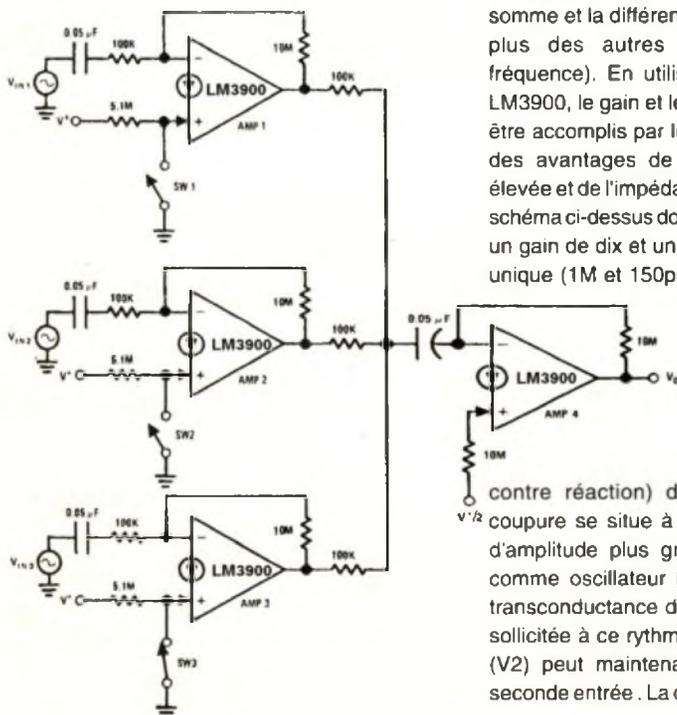
La tension stockée apparaît sur la sortie Vo1 et comme l'ampli 3 est actif, une comparaison permanente est faite entre Vo1 et Vin. La sortie de l'ampli 3 bascule en fonction du résultat de cette comparaison. Une seconde boucle peut forcer Vin d'être maintenu à la valeur stockée (Vo1) en utilisant Vo2 comme un signal d'erreur pour cette seconde boucle. Par suite, un système de contrôle peut être piloté manuellement pour obtenir cette condition de fonctionnement particulière.

## Mélangeur audio et sélecteur de canaux

Les amplificateurs multiples du LM3900 peuvent être utilisés pour des mélangeurs audio (plusieurs amplificateurs fournissant simultanément des signaux qui sont additionnés pour générer le signal de sortie composite) ou pour la sélection de canaux (un seul canal validé à la fois).

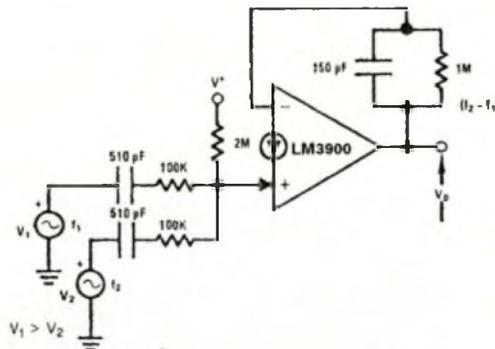
Trois amplificateurs sont représentés pour additionner dans un quatrième sur la figure ci-dessous.

Si un amplificateur de puissance était disponible, les quatre amplificateurs pourraient alimenter l'entrée unique de l'amplificateur de puissance. Pour le mélange audio, tous les amplificateurs sont simultanément actifs. Certains d'entre eux peuvent être mis hors service en utilisant le



signal de contrôle continu qui est appliqué sur l'entrée (+) pour donner une fonction de sélection de canal. Sur le schéma, l'ampli 3 est actif (car SW3 est fermé) et les amplis 1 et 2 sont portés à la tension de saturation positive de sortie par les résistances de 5,1M qui sont appliquées sur les entrées (+). Le niveau de tension de sortie continue de polarisation de l'amplificateur actif est approximativement de 0,8V et pourrait être augmenté si des niveaux de signaux plus importants le réclamaient. Des réseaux de corrections de fréquences peuvent être ajoutés sur chaque amplificateur individuel ou sur l'amplificateur commun. Les transitions de commutations peuvent nécessiter d'être filtrées aux points de contrôles continus si l'amplificateur de sortie est actif pendant ces intervalles de commutation.

## Mélangeur basse fréquence

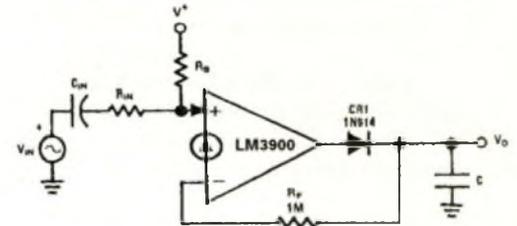


La diode qui existe sur l'entrée (+) peut être utilisée pour le traitement de signaux non linéaires. Un exemple de ce type de montage est un mélangeur qui autorise à deux fréquences d'entrée de produire la somme et la différence des fréquences (en plus des autres composantes haute fréquence). En utilisant l'amplificateur du LM3900, le gain et le filtrage peuvent aussi être accomplis par le même circuit en plus des avantages de l'impédance d'entrée élevée et de l'impédance de sortie faible. Le schéma ci-dessus donne un mélangeur avec un gain de dix et un filtre passe bas à pôle unique (1M et 150pF comme éléments de

contre réaction) dont la fréquence de coupure se situe à 1kHz. Avec un signal d'amplitude plus grande, qui peut servir comme oscillateur local d'entrée (V1), la transconductance de la diode d'entrée est sollicitée à ce rythme (f1). Un faible signal (V2) peut maintenant être ajouté sur la seconde entrée. La différence de fréquence

est filtrée de l'onde résultante composite et est disponible sur la sortie. Des fréquences relativement élevées peuvent être appliquées sur les entrées tant que la différence de fréquence désirée reste dans les possibilités de la bande passante de l'amplificateur et du filtre passe bas RC.

## Détecteur de crêtes



Un détecteur de crêtes est souvent utilisé pour charger rapidement un condensateur à la valeur crête du signal d'entrée. La chute de tension aux bornes de la diode de redressement est placée dans la boucle de contre-réaction de l'ampli op pour réagir contre les pertes de tensions et les dérives en température de la tension de sortie. Le LM3900 peut être utilisé comme détecteur de crêtes comme le montre le montage ci-dessus. La résistance de contre-réaction Rf est rendue petite (1MΩ) afin que les 30nA du courant de base n'introduisent qu'une erreur de 30mV sur la tension de sortie. Cette résistance de contre réaction est constamment chargée par C en plus du courant apporté par le circuit qui échantillonne la sortie. Les effets de cette charge doivent être pris en considération lors de la sélection de la valeur de C.

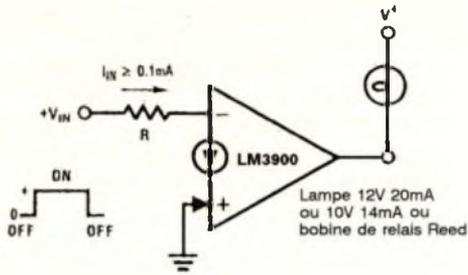
La résistance de polarisation Rb autorise la présence d'un minimum de tension continue entre le condensateur et la résistance d'entrée.

## Circuits de puissance

L'amplificateur du LM3900 peut fournir un courant maximum d'approximativement 10mA et absorber un courant maximum d'approximativement 80mA (si aidé par l'entrée (-)). Si la sortie est placée dans un état saturé pour réduire la dissipation du circuit, plusieurs circuits de puissance intéressants peuvent être réalisés. Ces valeurs maximales de courant sont des valeurs typiques pour une utilisation à 25°C et par conséquent doivent être réduites pour un fonctionnement fiable. Pour les opérations de commutations, les amplificateurs peuvent être mis en parallèle pour augmenter les capacités en courant.

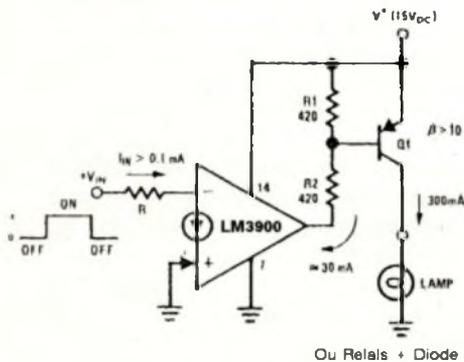
## Pilotes de relais ou de lampes

Des lampes basse tension et des relais (comme les relais reed) peuvent être



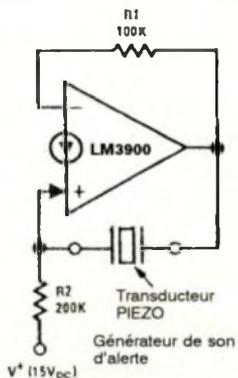
contrôlés directement en mettant à profit la valeur supérieure du courant absorbé par rapport au courant fourni. Sur l'exemple ci-dessus, la résistance R est choisie de telle sorte que la tension d'entrée fournisse un courant d'entrée minimum de 0,1mA.

### Pilote de lampes ou de relais (<300mA)



Pour augmenter les possibilités de puissance, un transistor externe peut être ajouté. Les résistances R1 et R2 placent le transistor Q1 dans un état bloqué quand la sortie du LM3900 se trouve à l'état haut. La résistance R2 limite le courant de pilotage de la base quand Q1 devient passant. Il est nécessaire que la patte 14 soit reliée à la même tension d'alimentation que celle appliquée sur l'émetteur du transistor afin de garantir son blocage. Si une charge inductive est utilisée, comme la bobine d'un relais, une diode d'anti retour doit être ajoutée pour éviter les surtensions induites élevées qui apparaissent lors des phases de commutation (passant à bloqué).

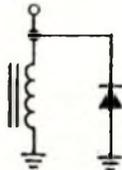
### Oscillateurs à contre réaction positives



Si le LM3900 est polarisé dans sa région active et qu'un circuit résonnant est connecté

entre la sortie et l'entrée (+), un oscillateur à contre-réaction positive en découle. L'exemple donné pilote un transducteur piézoélectrique (du type alarme sonore). Les résistances R1 et R2 polarisent la tension de sortie à  $V+/2$  et placent l'amplificateur en mode actif. Des courants importants peuvent entrer dans l'entrée (+) et les courants négatifs (ou les courants qui sortent de cette broche) sont fournis par la diode épitaxiale du substrat de la fabrication du circuit.

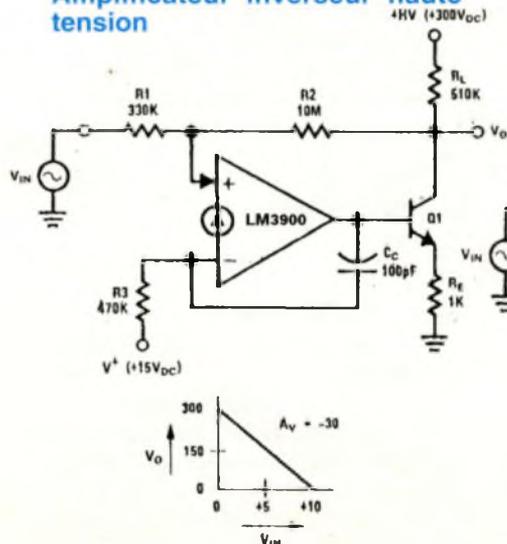
Quand un des amplificateurs fonctionne dans ce mode de courant négatif élevé, les autres amplificateurs peuvent être perturbés à cause des interactions. De multiples sons peuvent être générés comme un résultat de l'utilisation de deux transducteurs ou plus dans différentes combinaisons mais cela n'a pas été analysé. D'autres types de résonateurs à deux broches (RC, RLC ou piézoélectriques) peuvent être utilisés sur ce circuit pour produire un oscillateur.



## Utilisation avec des tensions élevées

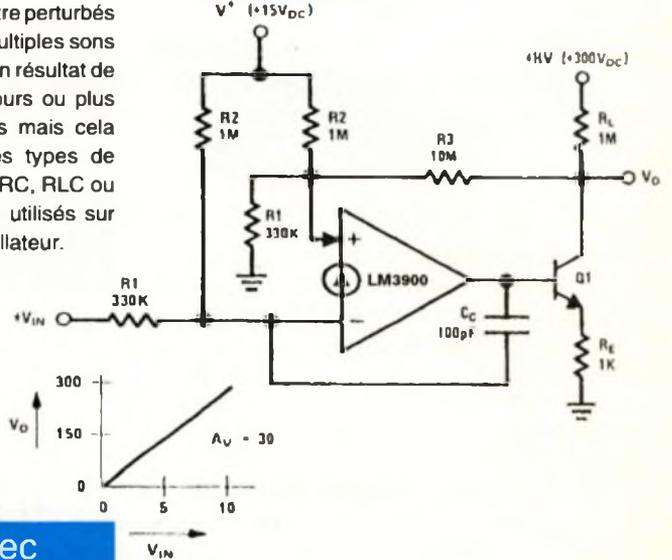
Les amplificateurs du LM3900 peuvent piloter un transistor haute tension NPN externe pour fournir une grande plage de tension de sortie (comme pour un système de déflexion d'écran électrostatique) ou pour fonctionner indépendamment d'une source d'alimentation haute tension existante (comme les lignes redressées de +98V continus).

### Amplificateur inverseur haute tension



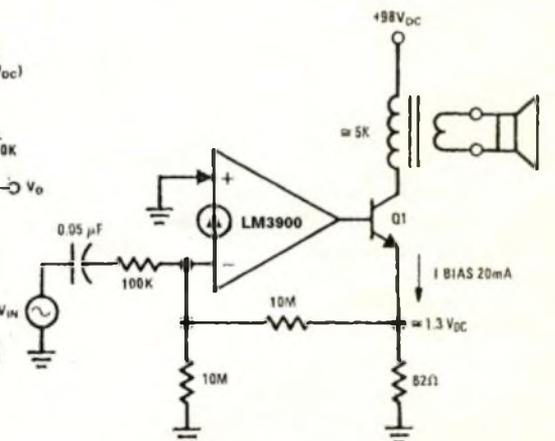
L'exemple donné est un amplificateur inverseur avec une excursion de la tension de sortie de 0V à +300V. Le transistor Q1 doit être du type tension d'avalanche élevé car il doit supporter l'intégralité de la haute tension à ses bornes. La résistance de polarisation R3 est utilisée pour centrer la caractéristique de transfert et le gain est donné par le rapport de  $R2/R1$ . La résistance de charge RL peut être augmentée pour réduire le courant de haute tension.

### Amplificateur non inverseur haute tension



Les résistances de polarisation en mode commun (R2) sont utilisées pour permettre à  $V_{in}$  de descendre à 0V. La tension de sortie  $V_o$  ne descendra pas exactement à 0 à cause de  $R_e$  mais descendra à approximativement 0,3V. Là encore, le gain est de 30 et une variation de 0 à +10V de la tension d'entrée entraînera approximativement une variation de la tension de sortie de 0 à 300V.

### Un ampli audio de ligne

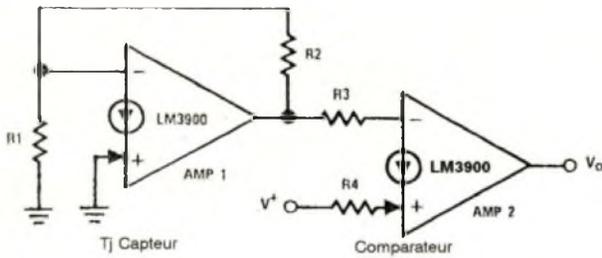


Un amplificateur audio qui fonctionne indépendamment d'une tension d'alimentation de +98V (tension de la ligne redressée) est souvent utilisé dans les produits de consommation. Le transistor

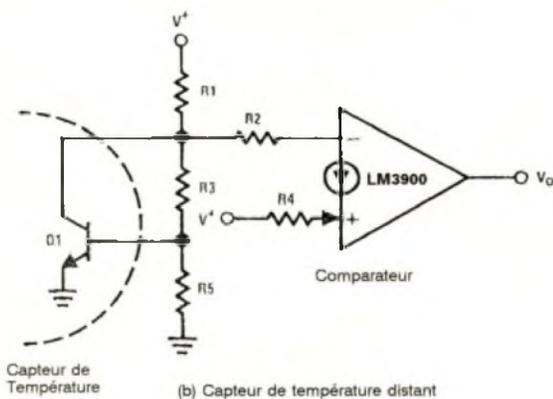


haute tension externe Q1 est polarisé et contrôlé par le LM3900. L'amplitude de la tension de polarisation continue qui apparaît aux bornes de la résistance d'émetteur de Q1 est contrôlée par la résistance qui est placée entre l'entrée (-) et la masse.

## Capteurs de température



(a) Détection de température par IC (jonction)

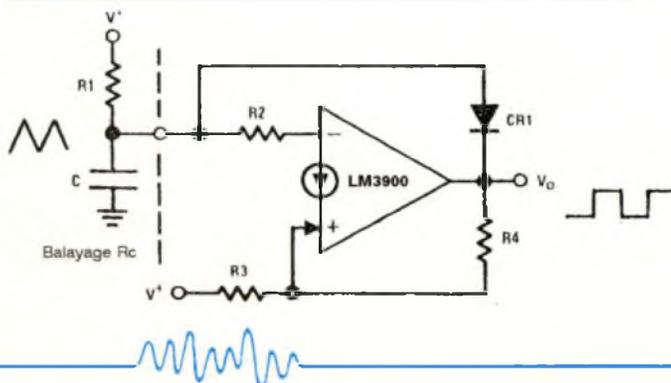


(b) Capteur de température distant

Le LM3900 peut être utilisé pour surveiller la température de jonction de la puce monolithique. L'ampli 1 génère une tension de sortie qui peut être conçue pour suivre une forte variation de température négative par le truchement de R1 et de R2. Le second amplificateur compare cette tension dépendant de la température avec la tension d'alimentation et passe à l'état haut pour une température de jonction maximum donnée du circuit.

Pour la mesure par capteur, un transistor NPN Q1 est connecté comme un générateur à N Vbe (avec R3 et R5) et est polarisé par R1 à partir de la tension d'alimentation V+. Le LM3900 compare là aussi cette tension dépendant de la température avec la tension d'alimentation et peut être conçu pour avoir une tension de sortie qui passe à l'état haut pour une température maximum du capteur de température Q1.

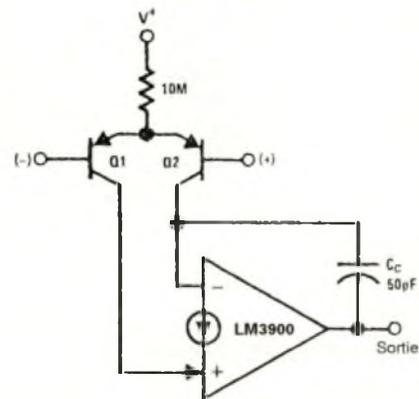
## Unijonction programmable



Si une diode est ajoutée à un trigger de Schmitt, une fonction "unijonction programmable" peut être obtenue. Pour une faible tension d'entrée, la tension de sortie du LM3900 est à l'état haut et la diode CR1 est bloquée. Quand la tension d'entrée atteint le point de basculement haut, la sortie bascule à quasiment 0V et la diode devient passante pour décharger le condensateur d'entrée C.

Le point de basculement bas doit être supérieur à 1V pour garantir que le seuil passant de la diode CR1 ajouté à la tension de sortie du LM3900 soit toujours inférieur à la tension du point de basculement bas. Le courant de décharge peut être augmenté en utilisant une plus faible valeur pour R2 pour fournir un courant de descente supérieur aux 1,3mA de polarisation de la source de courant.

## Adjonction d'un étage différentiel d'entrée



Un amplificateur différentiel peut être ajouté à l'entrée du LM3900. Cela augmentera le gain et réduira la tension de décalage. Une compensation en fréquence peut être ajoutée comme le montre la figure ci-dessus. La limite B<sub>Veb0</sub> du transistor d'entrée ne doit pas être dépassée lors de conditions d'entrées différentielles importantes, ou alors des diodes et des résistances de limitation d'entrée doivent être ajoutées pour réduire la tension d'entrée qui est appliquée sur les bases des transistors Q1 et Q2 à  $\pm V_d$ .

La plage de la tension d'entrée en mode commun ne va pas exactement jusqu'à la masse car quelques dixièmes de volts sont nécessaires pour garantir que Q1 ou Q2 ne se sature pas et provoque un changement de phase (et un verrouillage résultant). Les courants d'entrée seront faibles mais pourront encore être plus réduits en utilisant des FETs pour Q1 et Q2. Ce circuit peut également être utilisé avec une tension d'alimentation de  $\pm 15V$ .

## Conclusions

Voici le terme de cette étude sur ces composants dont la structure impose une approche de la conception quelque peu différente de celle employée pour les amplificateurs opérationnels classiques.

C'est la différence courant au lieu de tension qui est la clef de toutes ces modifications dans les calculs.

Possédant maintenant entre les mains toutes les données nécessaires à la mise en oeuvre de ces circuits, il ne vous reste plus qu'à passer de la théorie à la pratique pour vérifier le bien fondé de toutes ces explications.

## 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 imprimés	No 8 Page 43
Oscillateurs sinusoidaux 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 moteurs pas à pas	No 12 Page 10
Les filtres passifs et actifs (3 ème partie)	No 13 Page 2
Les filtres passifs et actifs (4 ème partie)	No 14 Page 2
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 2
Initiation aux micro-processeurs (4 ème partie)	No 23 Page 2
Initiation aux micro-processeurs (5 ème partie)	No 25 Page 2
Les circuits MOS & commutateurs analogiques	No 25 Page 11
Initiation aux micro-processeurs (6 ème partie)	No 26 Page 2
Initiation aux micro-processeurs (7 ème partie)	No 27 Page 2
Les liaisons RS232: prises, câblage, normes...	No 27 Page 35
Les afficheurs LCD intelligents à points	No 30 Page 6
Les OPTO-COUPLEURS	No 32 Page 21
La prise PERITEL: normes, niveaux, impédances...	No 34 Page 2
8255	No 29 Page 2
AD 7569	No 22 Page 43
ADC 801 à ADC 805	No 17 Page 2
AY 3-1015	No 24 Page 41
CA 3140	No 5 Page 22
CA 3161, CA 3162	No 12 Page 17
CCL 80D & CCL 90D (Diodes LASER)	No 15 Page 24
DAC800, 801, 802	No 17 Page 12
ICL 7106 / ICL 7107	No 3 Page 2
L 296 et L296P	No 30 Page 40
L296 et L296P: les informations d'applications	No 31 Page 36
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 386	No 24 Page 38
LM 741	No 5 Page 16
LM 2907 / LM 2917	No 20 Page 49
LM 3900: AOP à transconductance No 33 P39 et	No 34 Page 44
LM 3914 / LM 3915	No 1 Page 2
M 9306	No 1 Page 22
M 93C06 et M 93C46	No 30 Page 2
MAX 232	No 19 Page 10
MC 145026, 145027, 145028 et 145029	No 27 Page 48
MC 1496 / MC 1596	No 29 Page 20
MC 3479	No 13 Page 16
MC 68705	No 2 Page 27
MM53200 / UM 3750	No 26 Page 10
MOC 302x / 304x / 306x	No 7 Page 7
MOS 4051 / 4052 / 4053 / 4066	No 25 Page 11
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
SN 76477	No 24 Page 18
SLB 586 A	No 14 Page 21
TBA 820 et 820 M	No 7 Page 19
TCA 205	No 31 Page 18
TCA 965	No 4 Page 9
TDA 1220 B	No 29 Page 41
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
TDA 7250	No 24 Page 2
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
UGN 3020T et UGS3020	No 22 Page 33
UM 667 / 3482 / 3491 / 3561	No 7 Page 31
UM 3758 (Encodeurs de la série 3758)	No 26 Page 15
UM 5003 (Bruiteurs de la série 5003)	No 27 Page 25
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
UN MINI MODULE VOX	No 28 Page 2
UN ANTI-ELOIGNEMENT H.F.	No 29 Page 14

## 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
REGULATEUR UNIVERSEL DE MINI-PERCEUSE	No 23 Page 24
REGULATION TACHYMETRIQUE PAR COMPTAGE	No 23 Page 31
ALIMENTATION POUR TRUQUEUR DE VOIX	No 23 Page 36
ALIMENTATION A DECOUPAGE 0-30V 3A (L296)	No 30 Page 16
UN COMMUTATEUR DE PRISE ESCLAVE 220 V	No 31 Page 33

UNE ALIMENTATION LINEAIRE 0-30V. 0-2A	No 32 Page 4
ALIMENTATION 2 x 30V, 3A + tracking	No 33 Page 2
FACADE QUADRI LCD POUR 2x30V, 3A	No 34 Page 5

## 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 (1ère partie)	No 14 Page 9
FUZZ & TREMOLO POUR GUITARE	No 15 Page 15
TRUQUEUR DE VOIX	No 15 Page 20
ANALYSEUR DE SPECTRE (2ème 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
TRUQUEUR DE VOIX DIGITAL (1 ère partie)	No 21 Page 34
TRUQUEUR DE VOIX DIGITAL (2 ème partie)	No 22 Page 2
TRUQUEUR DE VOIX DIGITAL (3 ème partie et fin)	No 23 Page 16
AMPLIFICATEUR 2 x 60 WATTS COMPACT	No 24 Page 7
GENERATEUR DE BRUITS POUR SONORIS.	No 24 Page 31
CIRCUIT D'EVALUATION POUR SN 76477	No 24 Page 22
UN DIAPASON A QUARTZ	No 28 Page 5
UN CRYPTEUR DECRYPTEUR AUDIO	No 29 Page 47
DEUX INTERFACES MIDI	No 32 Page 14
PREAMPLIFICATEUR MICRO FAIBLE SOUFFLE	No 33 Page 21

## 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
3 DOUBLEUR DE COMMANDE POUR AUTO	No 30 Page 49

## 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
ENSEMBLE DOMOTIQUE H.F.:	
EMETTEUR 16 CANAUX	No 27 Page 7
RECEPTEUR A RELAIS DOUBLE MODE	No 27 Page 12
RECEPTEUR VARIATEUR D'ECLAIRAGE	No 27 Page 15
GESTION D'ARROSAGE AUTOMATIQUE	No 28 Page 15
ANTI-MOUSTIQUE DE POCHE VOBULE	No 28 Page 37
CONTROLE AUTOMATIQUE DE NIVEAU	No 28 Page 40
CHASSE NUISIBLE VOBULE	No 29 Page 11
UN CLAP INTER SECTEUR	No 30 Page 29

## 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
ENSEMBLE EMISSION RECEPTION HF CODE	No 26 Page 20
RECEPTEUR C.B. MONO-CANAL MINIATURE	No 28 Page 19

## GADGETS

UN MONTAGE REPONDEUR	No 11 Page 17
GUIRLANDE A LEDS	No 11 Page 44
MAGNETOPHONE NUMERIQUE A UM5100	No 23 Page 46
AH QUE: BOITE A COUCOU!	No 25 Page 33
GENERATEUR DE JINGLES POUR VOITURE	No 28 Page 44
JEU DE SOCIETE: QUE LE MEILLEUR GAGNE	No 34 Page 14

## 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
LOT 2 DIGITS	No 5 Page 28
MINI ORGUE 8 NOTES	No 5 Page 44
TESTEUR DE CONTINUITÉ	No 6 Page 22
GENERATEUR DE MELODIE + accompagnement	No 7 Page 28
3 MONTAGES GENERATEURS MUSICAUX	No 7 Page 44
MINI-RECEPTEUR & 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 17 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
TESTEUR DE CONTINUITÉ AUTOMATIQUE	No 23 Page 38
TEMPORISATEUR DE PRECISION 1S à 48s	No 24 Page 13
INITIATION TRANSISTORS: CLIGNOTEUR 2 LEDS 421 à LEDS	No 25 Page 38
INITIATION TRANSISTORS: CHENILLARD à LEDS	No 26 Page 45
INITIATION TRANSISTORS: AMPLI B.F.	No 27 Page 19
UN INTERPHONE SIMPLE 2 POSTES	No 27 Page 23
UN LABYRINTHE EVOLUTIF	No 29 Page 38
UNE MINUTERIE 3S à 3MN	No 30 Page 22
UN MINI DETECTEUR DE METAUX	No 31 Page 18
UN AMPLIFICATEUR TELEPHONIQUE	No 32 Page 51
TESTEUR SIMPLE DE TRANSISTORS	No 34 Page 40

## 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
JEU DE LUMIERE A MOTEUR PAS A PAS (1)	No 25 Page 16
JEU DE LUMIERE A MOTEUR PAS A PAS (2)	No 26 Page 35
JEU DE LUMIERE A MOTEUR PAS A PAS (3)	No 27 Page 31
2 STROBOSCOPES SIMPLES 40 et 150 JOULES	No 27 Page 37
JEU DE LUM. PSYCHEDELIQUE 2 VOIES	No 28 Page 9

## 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
PUPIRE 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
ANEMOMETRE POUR MODULE A 7106/7107	No 22 Page 16
GIRQUETTE 360° POUR MODULE A 7106/7107	No 22 Page 35
STATION METEO LOW COST A AFFICH. DIGITAL	No 22 Page 22
UNITE D'ACQUISITION A/D 8 VOIES (Carte A/D)	No 24 Page 47
UNITE D'ACQUISITION (Cartes calibres et mère)	No 25 Page 42
UNITE D'ACQUISITION (Carte affichage façade)	No 26 Page 49
UN SIMULATEUR DE LIGNE TELEPHONIQUE	No 28 Page 49
UNE CHARGE FICTIVE D'ALIMENTATION 0-10A	No 31 Page 49
UN SELECTEUR DE TENSION TACTILE	No 32 Page 2
UN VARIOMETRE SONORE	No 33 Page 33
UN COUPEUR DE TENSION OPTIQUE	No 33 Page 51

## MODELISME

INDICATEUR DE CHARGE D'ACCUS	No 1 Page 19
CHARGEUR D'ACCUS A COURANT CONSTANT	No 2 Page 44
SIMULATEUR DE SOUDURE A L'ARC	No 3 Page 32
ALIMENTATION SIMPLE POUR BOUGIE	No 7 Page 2
COMMANDE DE TRAIN A COURANT PULSE	No 8 Page 23
COMMANDE DE FEUX TRICOLORS	No 9 Page 2
ECLAIRAGE DE CONVOIS FERROVIAIRES	No 9 Page 38
GESTION D'ECLAIRAGE MAQUETTES FERROV.	No 18 Page 40
GESTION D'ECLAIRAGE PAR SEQUENCEUR	No 23 Page 42

## PERI-INFORMATIQUE

PROGRAMMATEUR DE 68705	No 2 Page 13
INTERFACE// CENTRONICS 8 VOIES 220 Volts	No 3 Page 8
2 CORDONS ADAPTEURS MINITEL / RS232	No 19 Page 18
RAM SAUVEGARDEE PAR PILE	No 27 Page 43
PROGRAMMATEUR D'EPROM UNIVERSEL (1ère)	No 29 Page 31
PROGRAMMATEUR D'EPROM UNIVERSEL (2ème)	No 31 Page 2
PROGRAMMATEUR D'EPROM UNIVERSEL (3ème)	No 32 Page 31
PROGRAMMATEUR D'EPROM UNIVERSEL (4ème)	No 33 Page 19
COMMUTATEUR D'IMPRIMANTE AUTOMATIQUE	No 34 Page 33

## TRUCS & ASTUCES

LES ALIMENTATIONS SANS TRANSFORMATEUR	No 25 Page 22
OPTO-COUPLEUR MAISON (rés. Cdée en tension)	No 28 Page 12
REALISATION DES CIRCUITS IMPRIMES	No 30 Page 32
ASTUCES POUR LE DEPANNAGE DE CARTES	No 32 Page 18

## VIDEO

AMPLI CORRECTEUR VIDEO 4 VOIES	No
--------------------------------	----