

MENSUEL D'APPLICATION

AUTOMOTO

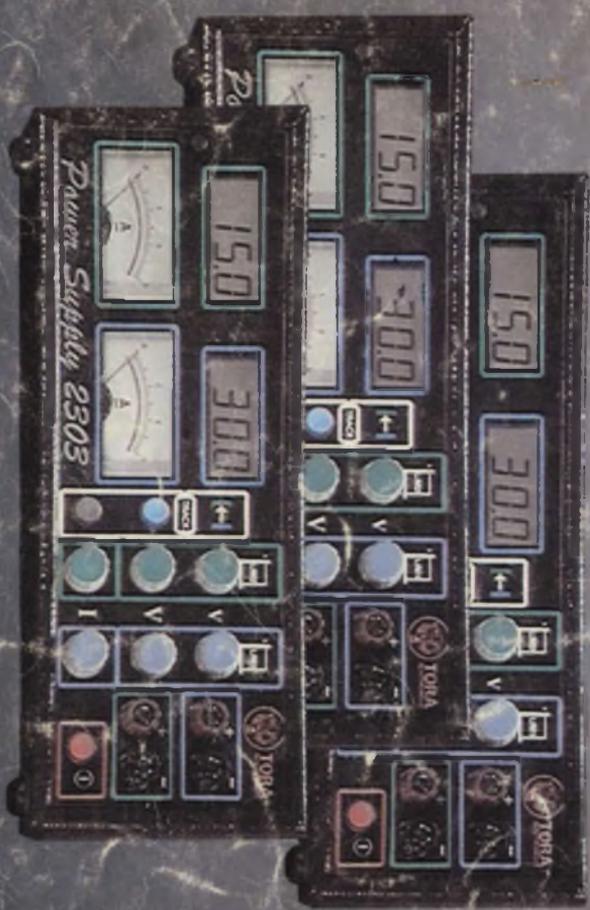
MESURE

SONORISATION

DOMESTIQUE

ALIMENTATION

MODELISME



EMISSION
RECEPTION

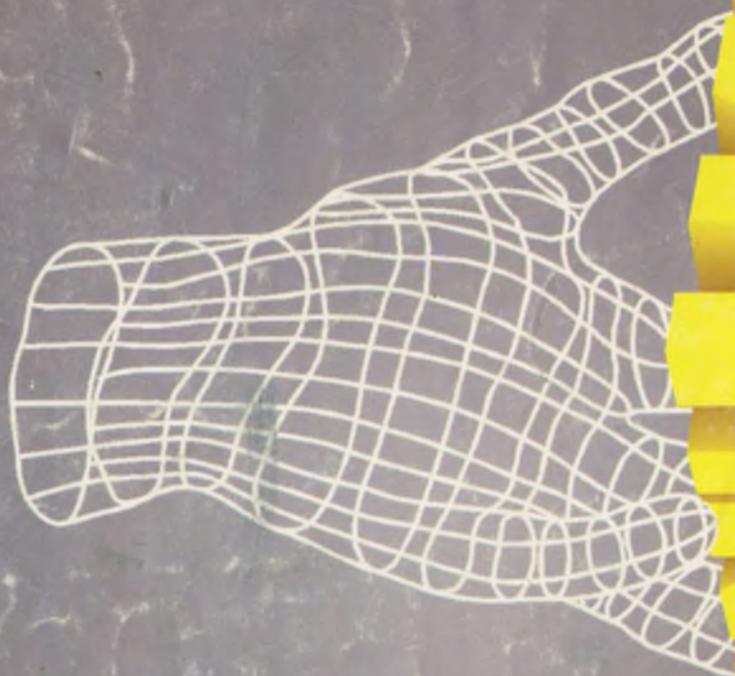
VIDEO

M4443 - 33 - 20,00 F



NS ELECTRONIQUES

N° 33 JANVIER 1994 - 20,00F



HOBBY ELECTRONIC



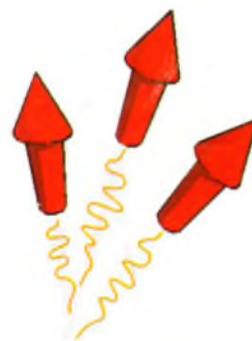
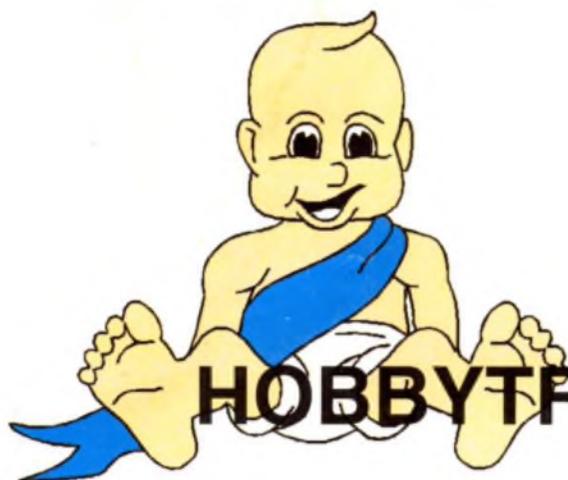
ISSN 1157 - 4372

HOBBYTHEQUE



L'OMIÈRE





HOBBYTRONIC a 3 ans

Vous êtes de plus en plus nombreux à nous écrire et c'est tant mieux !

A l'écoute de nos fidèles lecteurs, et désireux de toujours combler au mieux leurs aspirations, la communication reste notre plus précieux atout. S'il n'est pas toujours facile de vous satisfaire tous et tout de suite, c'est malgré tout l'objectif No 1 de notre petite équipe. Dans ce but, nous effectuerons au printemps une petite enquête pour mieux orienter les sujets de nos rédactionnels : il faudra nous donner votre avis, car toute l'orientation de votre revue pourrait dépendre de ce sondage.

Mais d'ores et déjà nous avons entendu la voix d'une grande majorité d'entre vous, et voici notre innovation pour 1994 : la formule pré-kits.

Devant l'afflux des demandes pour disposer rapidement de l'ensemble des composants et du circuit imprimé de nos montages, nous vous proposons cette solution immédiate. Chacun de nos rédactionnels donnera lieu à la création d'un pré-kit : les composants fournis seront ceux sous le tramé bleu de la liste des composants. Pour mieux vous servir, ils seront livrés avec ou sans le circuit imprimé, qui sera lui-même disponible à part, mais non sérigraphié et non percé. Seul le kit TORA peut vous offrir ce service supplémentaire, mais le délai est hélas plus long, et chaque montage ne donne pas forcément lieu à un tel kit. Pour plus de précisions quant à cette formule, voyez nos NEW's en page 55.

Ces pré-kits seront disponibles sur commande dans tous les magasins dont la liste figure au dos de votre revue, et pour ceux qui habitent trop loin d'un point de distribution, notre service lecteur continuera à traiter vos demandes avec la plus grande diligence possible.



Toute l'équipe d'HOBBYTRONIC vous souhaite une excellente année 1994, une santé d'acier, la joie dans votre vie privée, la réussite dans votre vie professionnelle, et une passion confirmée pour le hobby électronique en notre compagnie.

Toute l'équipe de votre dévouée revue



SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

Les amplificateurs à transconductance, alias OTA:
Un bon exemple du genre, le LM 3900 39



NOS REALISATIONS PRATIQUES

Invitation pour la célébration d'un mariage heureux:
Une alimentation découpage / linéaire 2 x 30V, 3A 2



Programmateur d'EPROM universel, les compléments
indispensables pour obtenir un fonctionnement parfait:
Programmateur d'EPROM universel (4ème partie) 19



Pour une fois que l'on désire un montage qui manque de souffle....
Un préamplificateur micro haut niveau 21



Delta, ULM ?, restez informés auditivement de vos descentes
et ascensions imprévues:
Un variomètre sonore 33



Reproduire une tension avec précision sans liaison commune:
Un copieur de tension à isolation optique 51



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

Sommaire permanent 54

NEW'S 55

Pour vous abonner, rendez-vous en page 56

Alimentation 2 x 30 V, 3 A

Après deux articles successifs dans nos précédents numéros sur les alimentations à découpage puis sur les alimentations linéaires, la logique (qui était promise d'ailleurs) consistait à jumeler ces deux techniques pour obtenir une alimentation aux performances plus complètes.

Voici qui sera chose faite avec celle de cet article. Le découpage y offre son rendement élevé, permettant ainsi une réduction notable de l'encombrement du refroidissement. L'alimentation linéaire qui le suit offre quant à elle la qualité de la régulation tout en souffrant peu grâce à une tension d'entrée asservie. Le coffret participe aussi au résultat en offrant à la fois blindage et éléments de refroidissement internes.



Outre ces premières caractéristiques techniques, les lecteurs qui nous ont suivis dans la lecture du numéro précédent retrouveront comme sur l'alimentation du mois dernier les potentiomètres d'intensité tactiles, le pilotage direct des ampèremètres, les réglages gros et fins des tensions, la tension réglable jusqu'à un vrai zéro, le circuit de mise en route retardée et d'arrêt rapide, etc...

2303, c'est le nom de baptême donné à cette alimentation pour 2 fois 30 V 3A. Cette alimentation double possédera ainsi et de plus une isolation totale entre les deux voies et une option de tracking (suivi automatique de tension) débrayable à volonté.

Principe de fonctionnement

Comme le montre la photographie ci-dessus, c'est dans un coffret que nous avons déjà utilisé (signal tracer, unité d'acquisition 8 voies...) que l'ensemble du montage prend place.

Ceci signifie que pour une alimentation qui dissiperait en théorie 240 Watts si elle était totalement réalisée en linéaire, le tout entre ici dans ce coffret relativement compact, sans un seul refroidisseur extérieur préminent.

Ceci est du principalement au découpage, que nous appellerons plutôt ici "pré-découpage" ou "pré-régulateur", qui offre à la fois sa caractéristique de haut rendement et qui, de plus, est conçu pour garder une tension constante de 2,5V aux bornes des ballasts des alimentations linéaires.

Ainsi câblés, ces ballasts, qui supporteraient en temps normal une tension d'entrée minimale de l'ordre d'une quarantaine de volts, ne dissiperont ici qu'un maximum de 7,5 Watts en pleine charge (2,5V x 3A).

Gain important donc sur la taille et le coût des refroidisseurs.

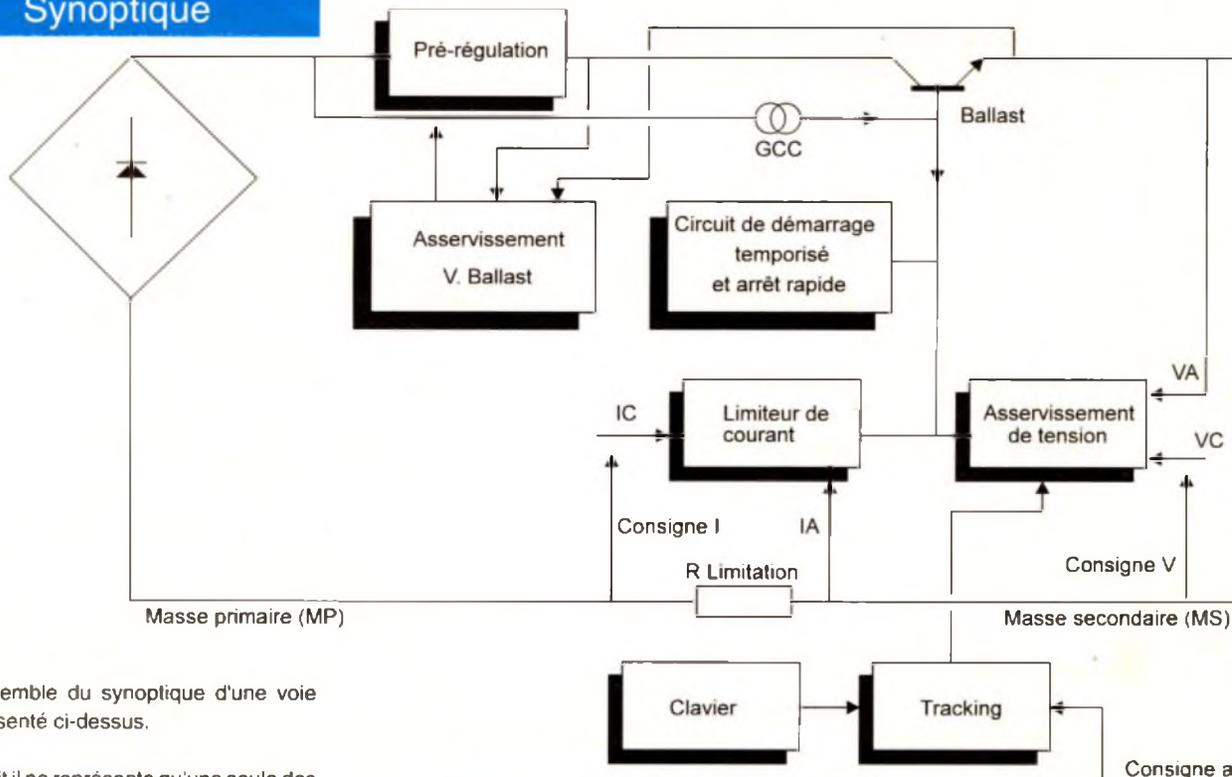
Au niveau du transformateur d'alimentation (2 x 30V), le découpage y apporte aussi une économie substantielle. Si cette alimentation était purement linéaire, la tension d'entrée continue de 42,5 V sous un courant de sortie de 3A demanderait, compte tenu des différentes pertes à prendre en compte, une puissance de transformateur de 300 VA.

Ici, en tablant sur (30V+2,5V) x 3A, le rendement du pré-découpage, celui du redressement et du transformateur par lui-même, une puissance de 225 VA devient suffisante pour la majorité des utilisations.

Enfin, pour ceux qui redoutent toujours le découpage, c'est encore cette fois au L296 que nous le confierons, ce qui conduit à un schéma et un câblage simple, des sécurités incorporées et donc une fiabilité globale très satisfaisante. Compte tenu de l'aménagement interne adopté pour le coffret, les rayonnements inévitables de ce découpage seront grandement atténués, aussi bien vers l'extérieur que vers l'avant, partie occupée par les alimentations linéaires. Le bruit résiduel à la fréquence de découpage reste ainsi inférieur à 15 mV à pleine charge.



Synoptique



L'ensemble du synoptique d'une voie est représenté ci-dessus.

En fait il ne représente qu'une seule des deux alimentations, la structure globale étant la même. Par contre il ne représente pas n'importe quelle alimentation mais celle que nous appellerons alimentation 1 ou alimentation esclave.

En effet, pour la partie linéaire, proche du synoptique du mois dernier, la structure générale reste proche et il sera utile de se reporter au No 32 page 5 pour une explication détaillée de ce schéma et des abréviations utilisées pour les entrées.

Les différences notables portent sur les points suivants:

Tracking

Il s'agit de l'alimentation esclave dans la mesure où c'est celle qui pourra être pilotée par l'alimentation 2. C'est le module tracking (alias copieur de tension décrit par ailleurs dans ce même numéro) qui va accomplir la tâche, à la demande de l'utilisateur, de piloter le module d'asservissement de tension en lieu et place de sa consigne normale.

En mode tracking, la consigne émane du potentiomètre de l'alimentation 2 et est retranscrite, après isolation, à l'asservissement de l'alimentation 1. Cet étage assure une copie de la tension de consigne et l'isolation rendue nécessaire par le fait que les deux alimentations sont totalement indépendantes.

Cette commande de tracking n'est sollicitée que si l'utilisateur le désire et par le biais d'un clavier de commande à deux touches.

Courant de base de ballast

Dans l'alimentation du mois dernier, le courant de base du ballast était fourni par une résistance fixe.

Ce montage, s'il était économique offrait pourtant plusieurs inconvénients:

1 / Ce courant était variable au rythme de l'ondulation à 100 Hz de la tension principale d'alimentation, et une légère résiduelle pouvait apparaître sur la tension de sortie.

2 / Le courant de base, absorbé plus ou moins par les modules de régulation pouvait être fortement variable en fonction de la tension de sortie demandée.

Pour résoudre ces deux inconvénients, et aussi parce que le courant de sortie peut être ici plus élevé, c'est un générateur à courant constant (noté GCC) qui est utilisé pour cette tâche.

Câblé directement sur la tension d'entrée, il sera chargé de fournir à la base du ballast un courant d'une dizaine de milli-Ampères quelle que soit la tension demandée en sortie.

Pré-régulation

Nuance de schéma plus importante, le pré-découpage sera chargé de fournir à l'entrée du ballast une tension supérieure de 2,5V à celle que les étages

d'asservissement demandent de fournir en sortie.

L'avantage est double: faible dissipation aux bornes du ballast et amélioration de la régulation puisque la tension d'entrée est déjà une tension ayant une régulation propre de bonne qualité.

Pour asservir la tension fournie par la pré-régulation, un étage spécifique, comparant la tension entre l'entrée et la sortie du ballast est utilisé.

La tension de différence issue de cet étage vient directement piloter le découpage.

Alimentations internes

Non représentées sur ce synoptiques, les alimentations internes de 12 Volts seront au nombre de deux par alimentation.

En effet, le mois dernier nous avons vu que le courant d'alimentation des étages reliés à la masse secondaire constituait également un courant parasite qui parcourait la résistance de mesure du courant de sortie, faussant ainsi légèrement le réglage du limiteur et la mesure précise de celui-ci (5 à 13 mA).

Ici, un 12 Volts spécifique pour les étages de commande reliés à la masse primaire et un autre pour ceux reliés à la masse secondaire est rendu nécessaire en raison de l'augmentation notable du nombre de circuits accessoires reliés à cette masse secondaire (LEDs, clavier, tracking, etc...)



Schémas de détail

Il va être nécessaire d'être méthodiques si l'on veut éviter les erreurs.

En effet, cette alimentation est constituée de trois cartes principales, la carte découpage, la carte linéaire et la carte de façade, une platine interrupteur M/A ainsi que de sept modules enfichables: deux modules de pilotage des galvanomètres, deux modules V-I (asservissement en tension et courant), un module clavier deux touches et un module tracking (ces deux modules sont nécessaires si l'on a opté pour l'option tracking, non obligatoire) et un module d'entrée des ICL7106).

Cette structure fortement modulaire contribue largement à ce que toute l'électronique nécessaire entre sans problème dans le coffret prévu.

N'hésitez pas à vous reporter au précédent numéro pour consulter des informations complémentaires sur certains de ces modules, qui sont communs à l'alimentation 30 V 2A décrite, et où figure la description générale du fonctionnement, les astuces pour résoudre certains problèmes, etc...

Nous vous conseillons d'ailleurs de lire dans un premier temps cet article si vous désirez réaliser ou comprendre pleinement le fonctionnement de la présente réalisation. Nous ne traiterons ici que des nuances apportées dans la structure générale sans entrer dans le détail des modules déjà utilisés. Mais revenons d'abord aux schémas avec l'alimentation linéaire en premier.

Partie linéaire

Son schéma, page suivante, représente, comme pour le synoptique, une seule voie d'alimentation. Il s'agit ici aussi de l'alimentation 1, soit encore alimentation esclave qui peut être pilotée en tracking par alim 2.

A noter que les repères sérigraphiques sont les mêmes pour ALIM 1 et ALIM 2 (pour tous les composants identiques) et uniques pour toute la partie tracking qui n'existe qu'en un seul exemplaire.

Parlons d'abord des alimentations et des divers points d'entrée / sortie avec la carte découpage (le sens de l'information véhiculé est indiqué par les flèches).

Dans le cas de l'alimentation du mois dernier, le transformateur principal à deux enroulements secondaires fournissait par son point milieu une tension de 23 V qui

servait à fabriquer le 12 Volts pour les divers étages d'asservissement.

V4 Ici, chacun des deux enroulements sera utilisé pour une alimentation, provoquant du même coup, la disparition de l'accès au point milieu. A sa place, c'est une tension d'entrée, nommée V4, de +22 Volts qui est disponible et RG1 se charge de fabriquer un +12 référencé à la masse primaire (MP). Ce +12V sera appelé +12P dans les explications.

Nous utilisons dans cette alimentation des tensions de 12 Volts séparées pour les étages primaires et secondaires comme indiqué dans le synoptique, afin d'éviter des courants d'alimentation parasites dans la résistance de mesure R4.

C'est donc un petit transformateur séparé (L1) de 3,5VA qui va nous réserver un secondaire pour chacune des deux alimentations. Un simple pont (D3), un chimique de filtrage (C5) et un régulateur 12V (RG3) fournissent donc le +12 S référencé à la masse secondaire (MS).

V5 Le 12 volts primaire est également récupéré pour être utilisé pour l'électronique du pré-découpage. R12, de faible valeur (100 Ohms) permet d'éviter l'entrée de bruit à la fréquence de découpage sur ce 12 volts primaire. Elle permettra aussi un découplage séparé sur la carte découpage. La tension disponible en fonctionnement normal est de l'ordre de 11,5V.

V1 est la tension redressée et filtrée (+44V à vide) venant directement du transformateur principal de puissance. C'est une tension qui disparaît lentement lors de la coupure de l'alimentation car les capacités de filtrage sont de valeurs importantes.

Cette tension est utilisée pour alimenter le générateur à courant constant destiné à alimenter la base du transistor ballast.

C'est T5 et R1, D1, C1 et R5 qui forment ce générateur classique. La zener D1 est "tirée" vers la masse à l'aide de R5 et l'on retrouve aux bornes de R1 une tension constante égale à $V_z - V_{be}$ de T5. Cette tension constante définit un courant constant principalement déterminé par R1 et fixé ici à 10 mA. C1 permet de diminuer la résiduelle à 100 Hz du filtrage d'entrée.

La dynamique de sortie de ce générateur peut varier de 0 V à +39V pour un courant constant, tension après laquelle le courant diminue à cause de la saturation de T5. Cette plage sera amplement suffisante pour la gamme de tension désirée en sortie.

Comme pour l'alimentation du mois dernier, ce courant de base est plus ou moins dérivé par les étages de régulation pour donner la tension de sortie désirée (par R6 et la sortie VO du module V-I).

Ce courant est également dérivé à la mise sous tension de l'alimentation par le circuit retardateur dessiné dans la zone en pointillés. Celui-ci permet à la fois le retard d'apparition de la tension de sortie à la mise sous tension et la disparition rapide de cette tension de sortie lors de l'arrêt de l'alimentation.

Le fonctionnement de cet étage est identique à celui de l'alimentation du mois dernier et cet étage est toujours relié à la masse primaire.

Par contre, il est cette fois activé par le +12 S, dont la disparition lors de la coupure est rapide, et non pas le 12 V primaire présent beaucoup plus longtemps après l'arrêt. Rappelons que ce circuit continue à fonctionner tant que la tension d'entrée est présente (V1) et ce grâce à R15. Particularité aussi, c'est le seul circuit alimenté entre le +12 S et MP.

V2 C'est l'entrée alimentation de puissance venant du découpage. La tension en ce point est variable et suit celle de sortie de linéaire plus une tension minimale d'écart comprenant une tension constante aux bornes du ballast (T2, 2,5V), la chute dans D2 et la chute dans la résistance de mesure R4 due au courant de sortie.

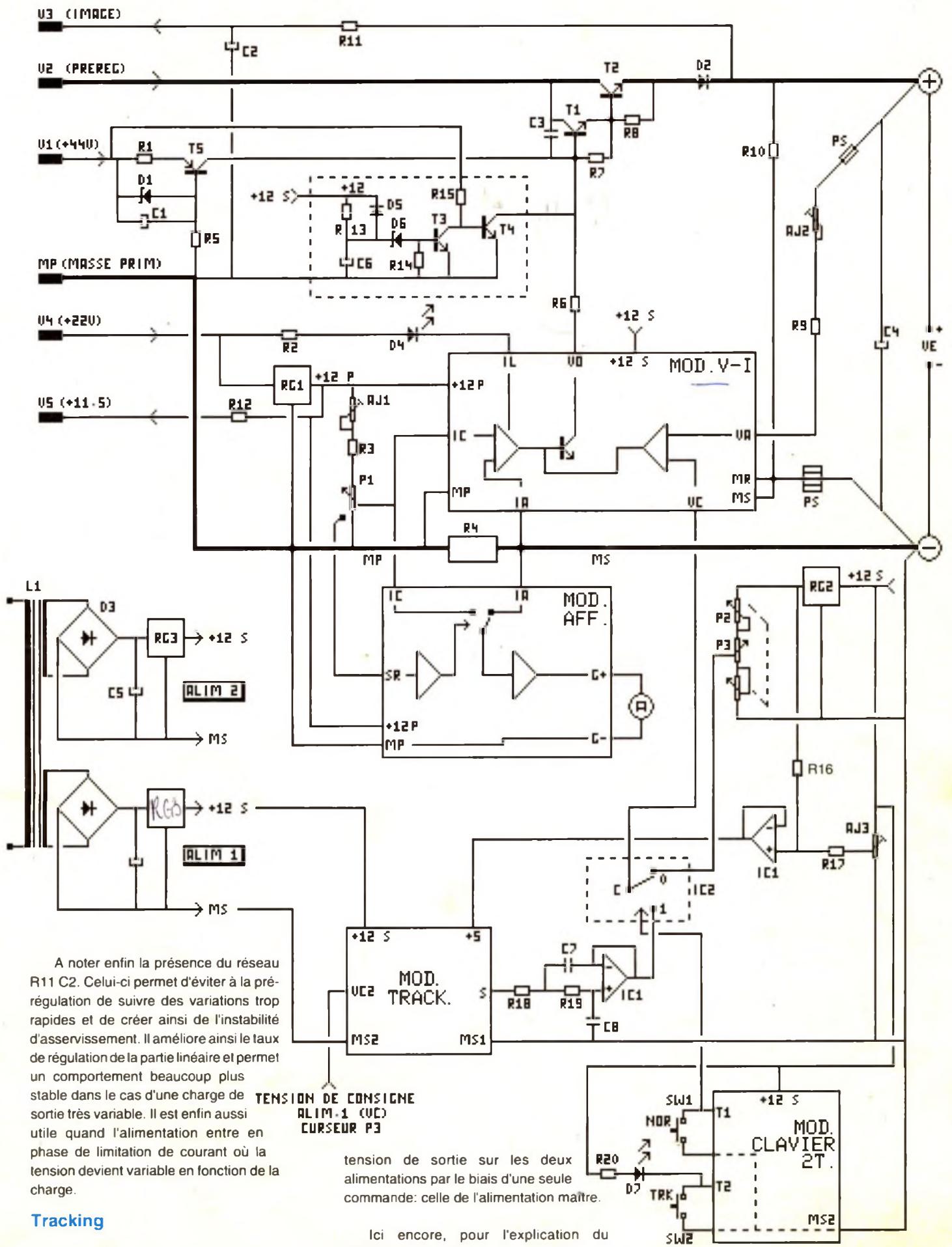
V3 C'est la tension image de la tension de sortie qui est transmise au pré-découpage afin qu'il adapte sa propre tension (V2) pour fournir celle de sortie plus le delta pour le ballast, D2 et R4.

Compte tenu de l'endroit où est prise l'information (directement en sortie) ce delta est variable. En effet, aux bornes de T2 on trouvera pratiquement une constante (2,5V) mais la chute variable du seuil de D2 en fonction du courant sera automatiquement compensée.

Avantage aussi de la mesure en cet endroit: la chute de tension dans R4, résistance de mesure du courant, encore plus variable (0 à 0,3 V) est également prise en compte et compensée.

La pré-régulation sera par contre trompée si l'on injecte par mégarde une tension externe sur la sortie. Dans ce cas la diode D2 se bloque ainsi que T2 et la pré-régulation suit cette tension externe plus le delta. Ce fonctionnement anormal n'entraîne toutefois aucune conséquence destructrice.





A noter enfin la présence du réseau R11 C2. Celui-ci permet d'éviter à la pré-régulation de suivre des variations trop rapides et de créer ainsi de l'instabilité d'asservissement. Il améliore ainsi le taux de régulation de la partie linéaire et permet un comportement beaucoup plus stable dans le cas d'une charge de sortie très variable. Il est enfin aussi utile quand l'alimentation entre en phase de limitation de courant où la tension devient variable en fonction de la charge.

Tracking

Quand cette commande est activée, le but du tracking est de fournir la même

TENSION DE CONSIGNE ALIM-1 (UC) CURSEUR P3

tension de sortie sur les deux alimentations par le biais d'une seule commande: celle de l'alimentation maître.

Ici encore, pour l'explication du fonctionnement du module, il faudra se reporter à l'article sur le copieur de tension dans ce même numéro.

La partie primaire de cet isolateur (appelé ici MOD TRACK.) est alimentée par le +12 S de l'alimentation maître (ALIM 2).

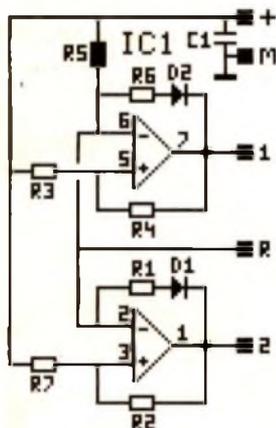
La tension de consigne isolée est disponible entre S et la masse secondaire MS1. Elle est appliquée à un filtre du deuxième ordre réalisé par R18, R19, C7, C8 et 1/2 IC1. Ce filtre permet d'éliminer efficacement toute trace du 1 kHz qui est issu du découpage optique du module d'isolation.

En temps normal (tracking hors service) l'inverseur MOS IC2 se trouve dans la position haute (0) et l'alimentation 2 reçoit la tension de consigne VC directement de son potentiomètre respectif, à savoir P3.

En appuyant sur le poussoir SW2 de tracking, on allume dans un premier temps la LED indicatrice D7 (point de détail) mais on fait aussi basculer l'inverseur IC2 qui adopte désormais la tension de consigne d'ALIM 1 comme critère de sortie.

SW1 permet de repasser en mode normal dès qu'on le désire.

Cette commande est réalisée par un module clavier 2 touches décrit, lui, dans Hobbytronic No 10 page 23 (désolés, on vous fait voyager mais ne vous inquiétez pas, nous redonnerons schéma (ci-dessous) cuivre, implantation et liste des composants malgré tout...)



Ce clavier, relativement fainéant, démarrera toujours en mode "NORMAL" à la mise sous tension et ce, sans condensateur d'initialisation. Cette préférence est naturelle car l'entrée T2 restera à "1" parce qu'elle est rappelée au +12 S par une charge beaucoup plus faible (R20, D7) que l'entrée T1 (circuit MOS et résistances R5, R6 et diode D2 internes au module).

La commande de rejet (R) n'est pas utilisée sur ce montage.

Pour revenir au module tracking, nous avons dit dans l'article sur le copieur de

tension que la qualité du suivi de la tension reproduite dépendait fortement de la valeur du 5 Volts d'alimentation de sortie.

En effet, les régulateurs intégrés ont une fourchette de tension pouvant aller de 4,95 à 5,09 en général, ce qui est trop large pour cette application.

C'est pour cette raison que le 5 Volts est ici re-fabriqué par la seconde moitié de IC1 en partant du 5 V secondaire fabriqué par RG2 (au travers de R16) et en lui apportant une correction autour de cette valeur à l'aide de AJ3 et R17. Ce réglage permet d'obtenir un 5 V réglable de 4,80 à 5,20 et permettra d'obtenir un tracking beaucoup plus proche de l'optimal entre les deux alimentations.

Dernier point à souligner sur le schéma de la partie linéaire de la page précédente, les pistes notée "PS" sur les sorties d'asservissement.

Ces pistes sont les prises d'informations qui vont asservir la tension de sortie. Comme les sorties seront câblées par fils jusqu'aux bornes PTT, il peut exister une chute de tension à leurs bornes (Eh si, même avec une forte section vous pouvez avoir 50 mV de chute sur 10 cms de fil à 3A...)

PS signifie donc "pistes sécables", ce qui permettra d'interrompre l'asservissement au niveau du circuit imprimé pour aller le reprendre directement sur les bornes de sorties et ainsi améliorer la régulation.

Sur notre prototype, avec cette option, aucune variation de la tension de sortie ne devient décelable pour un courant de 0 à 3 Ampères (< 1 mV).

Pré-découpage

Nous retrouvons ici le montage classique du L296, enfin, classique jusqu'à la patte 10, entrée d'asservissement. Un L296 classique suffit ici puisque le limiteur (patte 4) n'est pas câblé.

D1 assure le redressement de puissance et C10, C11 le filtrage. Tout cela nous fournit V1 pour la partie linéaire. A partir de cette même tension, une diode zener de 5W nous fournit V4, utile sur la carte linéaire pour fabriquer le +12 P.

R1, C1 définissent la fréquence de découpage, soit 100 kHz environ. R2, C2 et C3 sont les composants du réseau de compensation définissant la stabilité de l'asservissement du L296.

C4 est le condensateur de reset, qui définit le temps de démarrage du L296 et le courant moyen de court-circuit. La phase

court-circuit est un état qui ne devrait jamais apparaître puisque la limitation de courant est opérée par la partie linéaire et à une valeur inférieure au maximum du L296.

En sortie, la diode de roué libre D2, la self L1 et les condensateurs montés en parallèle pour diminuer l'ESR ne devraient pas surprendre ceux qui nous ont suivis dans le No 30 avec l'alimentation à découpage (encore du tourisme...)

Reste le pilotage de la patte 10. Ce que l'on désire en sortie, c'est une tension qui suive celle de la sortie linéaire avec un delta de 3,1 à 3,6V en fonction des chutes dans la partie linéaire.

On sait aussi (voir Hobbythèque du L296) que la tension de sortie de ce pavé ne se laisse pas facilement descendre sous 5,1V sans artifices externes.

Posons le problème dans l'ordre. Puisque l'on veut gérer un delta constant sur une tension qui fluctue de 0 à 30 Volts, cela suppose un montage qui fait la différence et la fournit par rapport à la masse.

Jusque là, rien de bien sorcier, et c'est un montage ampli différentiel classique. On le choisira de gain unitaire, c'est à dire que sa tension de sortie sera exactement le delta mesuré en sortie. Cela signifie que R4 à R7 seront des résistances de valeurs égales.

Seul problème, c'est que la tension de delta à mesurer se situe sur un mode commun qui peut varier de 0 à 30 V. Cela signifie cette fois que les entrées de l'AOP vont varier de 0 à 15 Volts..... PB quand on est alimenté en 11,5V...

Un type d'AOP particulier, qui ne travaille pas en tension d'entrée mais en courant d'entrée va venir à notre secours.

C'est en l'occurrence IC2, amplificateur à transconductance (courant / tension) qui joue ce rôle. Ici, les tensions sur les entrées + et - ne dépasseront jamais 0,7V mais c'est le jeu des courants dans les quatre résistances susnommées qui va définir le fonctionnement du différentiel. Et le fonctionnement vu de l'extérieur reste le même.

A noter que beaucoup de problèmes de ce genre (mode commun important, travail sur des tensions élevées) peuvent être résolus par l'utilisation de ce genre d'AOP. Représentation inhabituelle, fonctionnement et relevés de tensions hors du commun, nous ont conduit à leur décerner une Hobbythèque spécifique dans ce numéro.



Comme nous avons décidé de retracer le circuit imprimé de façade pour l'adapter au coffret et y inclure les ampèremètres MONACOR, ce schéma possède quelques simplifications.

Le point PT3 ne sera jamais honoré et nous le laissons tomber.

Cela rend l'une des portes OU disponible pour la mettre en parallèle sur celle qui fabrique la tension négative de l'ICL7106.

Les points PT1 et PT2 sont câblés car la même façade sera utilisée dans un prochain numéro mais leur pilotage est figé pour allumer PT1 uniquement.

Au niveau circuit imprimé, la façade supporte le LCD et le 7106, tout le reste de ce schéma prenant place sur une platine séparée que nous avons appelée "entrée 7106" en début d'article.

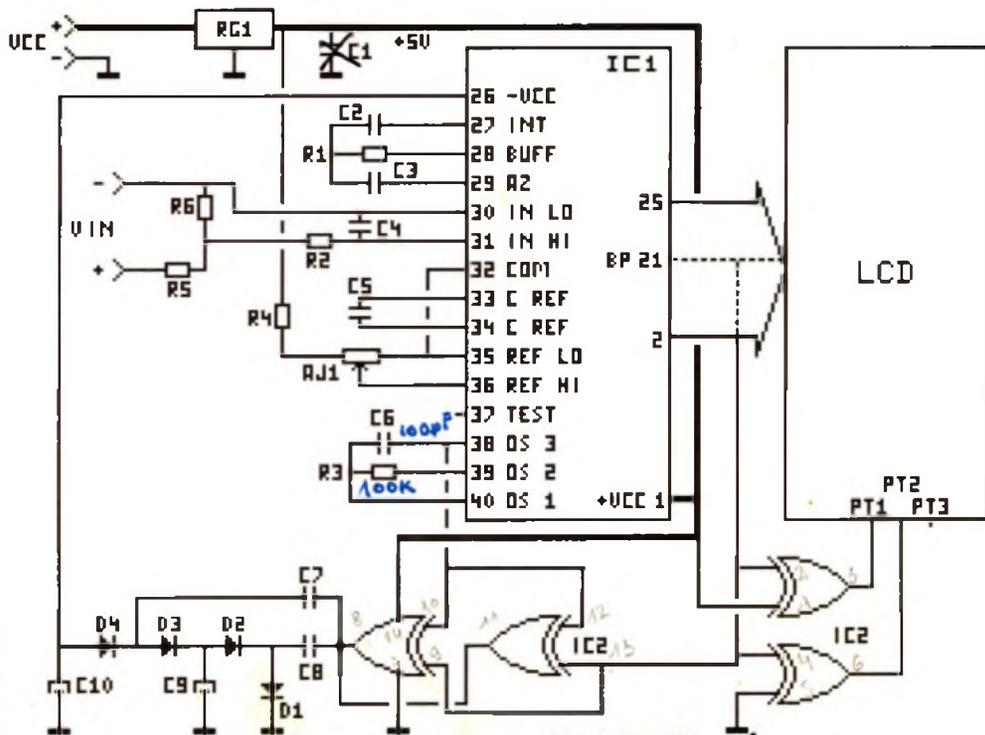
Listes des composants

Pour éviter les erreurs, nous séparerons les diverses listes des composants par cartes et modules, d'autant que les repères sérigraphiques sont identiques.

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5% sauf indications contraires. Enfin, tous les composants notés "x2" sont à doubler pour les deux alimentations.

Carte linéaire

R1 x2	390 Ω
R2 x2	1,5 k Ω 1/2 Watt
R3 x2	820 k Ω
R4 x2	0,1 Ω 4 Watts
R5 x2	6,8 k Ω 1/2 Watt
R6 x2	18 Ω
R7 x2	1 k Ω
R8 x2	47 Ω 1/2 Watt
R9 x2	10 k Ω
R10 x2	10 k Ω
R11 x2	470 Ω 1 Watt
R12 x2	100 Ω
R13 x2	10 k Ω
R14 x2	10 k Ω
R15 x2	33 k Ω
R16	470 Ω
R17	10 k Ω
R18	47 k Ω
R19	47 k Ω
R20	680 Ω
C1 x2	100 uF 25V chimique radial
C2 x2	47 uF 63V chimique radial
C3 x2	470 pF céramique
C4 x2	100 uF 63V chimique radial
C5 x2	220 uF 25V chimique radial
C6 x2	100 uF 25V chimique radial
C7	1 uF multicouche 5,08
C8	0,22 uF multicouche 5,08
P1 x2	Pot double 1 k Ω linéaire
AJ1 x2	Ajustable 1 M Ω 82 PR
AJ2 x2	Ajustable 47 k Ω 82 PR
AJ3	Ajustable 10 k Ω 67 WR
D1 x2	zener 4,7V 1W
D2 x2	P600G (diode 6A, 400 ou +)



D3 x2	pont 1,5 600 V
D4 x2	voir platine façade
D5 x2	1 N 4148
D6 x2	zener 8,2V 0,5 ou 1 Watt
D7	voir platine façade
RG1 x2	7812 TO 220
RG2 x2	78 L 05 (TO 92)
RG3 x2	7812 TO 220
T1 x2	BD 139
T2 x2	TIP 3055 + mica TOP3
T3 x2	BC 547 B
T4 x2	BC 639
T5 x2	BD 140
IC1	CA 3240 + support 8 br.
IC2	MOS 4053 + support 16 br.
L1	Transfo moulé 2 x 15V 3,5VA

66 broches tulipe femelles larges droites (modules)
22 broches tulipe femelles larges coudées (liaisons avec platine façade).

2 refroidisseurs S21/60 TO3

2 modules V-I
2 modules Affichage (pour galva.)
1 module tracking
1 module clavier 2 touches

Modules affichage (galvas.) x2

R1	330 k Ω
R2	8,2 M Ω
R3	10 k Ω
R4, R5	100 k Ω
R6	1,2 M Ω
AJ1	Ajustable 100 Ω 67WR
C1, C2	0,1 uF céramique
IC1	TL 071 + support 8 br.
IC2	LM 358 + support 8 br.
IC3	MOS 4053 + support 16 br.

11 broches mâles coudées

Modules V-I

R1 à R4	10 k Ω
R5, R6	8,2 k Ω
R7	82 Ω
R8	18 k Ω
R9	4,7 k Ω
R10	10 k Ω
R11	10 k Ω 1% métal
R12	non montée
AJ1	Ajustable vertical 10 k Ω
C1	0,1 uF céramique
C2	3,3 nF céramique
C3	1 uF 63V radial
C4	10 nF céramique
C5	3,3 nF céramique
C6	1 uF multicouche 5,08
IC1, IC2	CA 3140 + supports 8 br.
D1	1 N 4148
T1	BC 547 B
T2	BD 137

15 broches mâles coudées

Module tracking

R1, R2	4,7 k Ω
R3	470 k Ω
R4	47 k Ω
R5, R6	10 k Ω
R7	120 k Ω
R8	100 k Ω
R9	820 Ω
R10, R11	1,8 k Ω 1% ou appariées
C1	100 uF 25V chimique radial
C2	2,2 nF céramique
C3, C4	0,1 uF céramique
IC1	CA 3240 + support 8 br.
IC2	74 HC 04 + support 14 br.
IC3	CA 3240 + support 8 br.
IC4	MCT 66 + support 8 br.
IC5	74 HC 04 + support 14 br.
RG1	78 L 05

9 broches coudées C1

Module clavier 2 touches

R1 à R7	10 k Ω
C1	0,1 uF céramique
D1, D2	1 N 4148
IC1	LM 393 + support 8 br.

Carte pré-découpage

Ici aussi, les composants notés "x2" sont à doubler pour les deux voies.

Les composants notés CH ne sont pas installés sur cette carte mais sur le châssis interne.

R1	x2	4,7 k Ω
R2	x2	15 k Ω
R3	x2	30 k Ω 1 %
R4 à R7	x2	47 k Ω 1 %
R8	x2	10 k Ω
R9	x2	4,7 M Ω 1/2 Watt
C1	x2	2,2 nF céramique
C2	x2	390 pF céramique
C3	x2	33 nF céramique
C4	x2	2,2 uF 63V radial
C5	x2	0,1 uF céramique
C6	x2	1 nF céramique
C7 à C9	x2	220 uF 63V radial
C10, C11	x2	4700 uF 63V radial
D1	x2	(CH) pont 10A métal
D2	x2	BYW 80 - 100
D3	x2	zener 24 V 5 Watts
IC1	x2	L 296
IC2	x2	LM 3900 + sup. 14 br
L1	x2	self 300 uH à 8A
L2		(CH) Transformateur 2 x30V, 225VA torique

2 refroidisseurs S21/60 TO3 + mica pour L296
2 refroidisseurs ML26 (diodes D2)

SW1 Inter M/A pour CI K6601
F1 fusible temporisé 2,5 A
1 support fusible CI
1 bornier 3 plots

Note: ces quatre derniers composants sont montés sur la platine inter M/A.

Platine de façade

P1 x2	47 k Ω P160 linéaire
P3 x2	47 k Ω P160 linéaire
D4 x2	LED 5 mm haute luminosité
D7	LED 5 mm haute luminosité
IC1 x2	ICL 7106
LCD x2	afficheur LCD 3 digits 1/2

SW1 SW2 poussoirs D6 ronds CI
2 Ampèremètres 3A MONACOR

60 broches mâles à wrapper
2 réflecteurs LED 13 mm
1 réflecteur LED 8 mm

Platine d'entrée ICL 7106 x2

Tous les composants de cette platine sont à doubler.

R1	470 k Ω
R2	470 k Ω
R3	100 k Ω
R4	4,7 k Ω
R5	100 k Ω
R6	1 k Ω
AJ1	Ajust. 20 k Ω 67 WR
C1	non monté (inexistant)
C2	220 nF multicouche 5,08
C3	47 nF multicouche 5,08
C4	10 nF multicouche 5,08
C5	0,1 uF multicouche 5,08
C6	100 pF céramique
C7, C8	47 nF céramiques
C9, C10	10 uF 25V chimique radial

D1 à D4 1 N 4148

IC1 74 HC 86 + support 14 br.
RG1 78 L 05 (TO 92)

38 broches tulipes femelles larges droites (liaisons avec la platine façade)

Éléments de présentation

Coffret EH 24-09-240
2 plaques de fond
3 cornières
6 boutons concentriques diam. 15
3 cabochons verts
3 cabochons bleus
2 bornes PTT rouges
2 bornes PTT noires
2 plaques plexi 240 x 89mm 2 mm

La réalisation n'est certes pas l'étape la plus facile, mais avec de la patience et une réalisation méthodique, rien n'est impossible. Le nombre de composants semble élevé, mais il s'agit pour la plupart de composants classiques, de faible coût.

La photographie en bas de page donne une vue d'ensemble de la disposition finale avec tous les modules implantés (vue de dessous de l'alimentation).

Sous les ampèremètres, fixés directement sur la carte de façade, se trouve la carte d'entrée des 7106.

En effet, le schéma de l'ensemble affichage LCD est réparti sur deux cartes: le 7106 et son afficheur LCD sont sur la même carte façade et c'est un module séparé qui supporte tous les composants passifs et le 74 HC 86.

Les modules V-I et AFF. galvas sont doublés (ne sont repérés sur cette structure interne que ceux de droite). L'autre module V-I est visible et celui d'affichage est masqué par la platine inter M/A.

Cette photographie montre également l'une des plaques de fond qui sert à la fois à refroidir les transistors TIP3055 (en plus des refroidisseurs aluminium) et sert efficacement de blindage vis à vis du découpage.

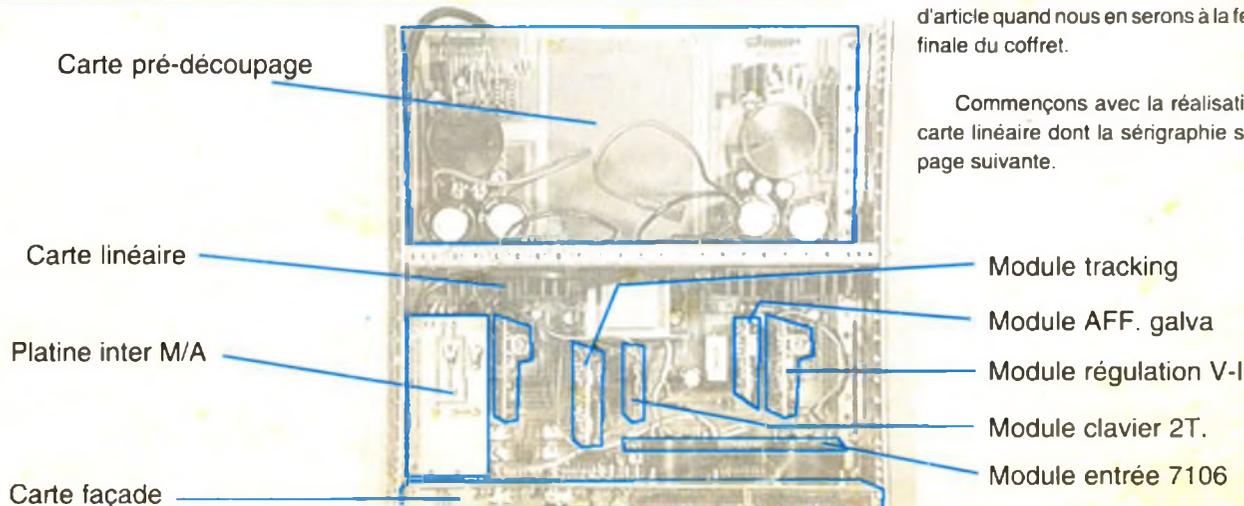
La seconde plaque de fond n'est pas visible ici. Elle supportera le transformateur principal et les ponts de diodes qu'elle refroidira en même temps.

La plaque découpage, par son implantation dégagée au centre laisse le passage pour le transformateur torique.

Les L296, équipés des mêmes refroidisseurs que les TIP, profiteront aussi de la façade aluminium arrière pour la dissipation. Nous verrons ce point en fin d'article quand nous en serons à la fermeture finale du coffret.

Commençons avec la réalisation de la carte linéaire dont la sérigraphie se trouve page suivante.

Réalisation



Carte linéaire

Cette carte ne pose pas de difficulté majeure de réalisation. Cette sérigraphie montre par la même occasion le positionnement relatif de la carte façade et les broches à wrapper de liaison. En pointillés est représentée la zone qui sera recouverte par les galvanomètres.

Les sorties notées + et - encerclées correspondent aux sorties des fils de puissance vers les bornes PTT.

A côté de ces sorties de puissance, on trouve aussi une sortie +/- notée "AS". Ces sorties sont réservées aux fils optionnels d'asservissement pour réguler les alimentations en mesurant la tension directement sur les prises PTT. Nous verrons cette option de câblage lors du montage de la façade.

A côté encore, une sortie +/- notée "VE". Cette sortie "voltmètre électronique" sera à câbler par fils aux entrées du module 7106 (mesure de la tension de sortie).

A côté des régulateurs RG3, on trouve pour chaque voie deux sorties +/- 12V dont l'une sert pour le module entrée 7106 (+12V secondaire). L'autre reste inutilisée pour le moment. Restent inutilisés aussi les quatre trous situés entre les modules V-I et AFF.

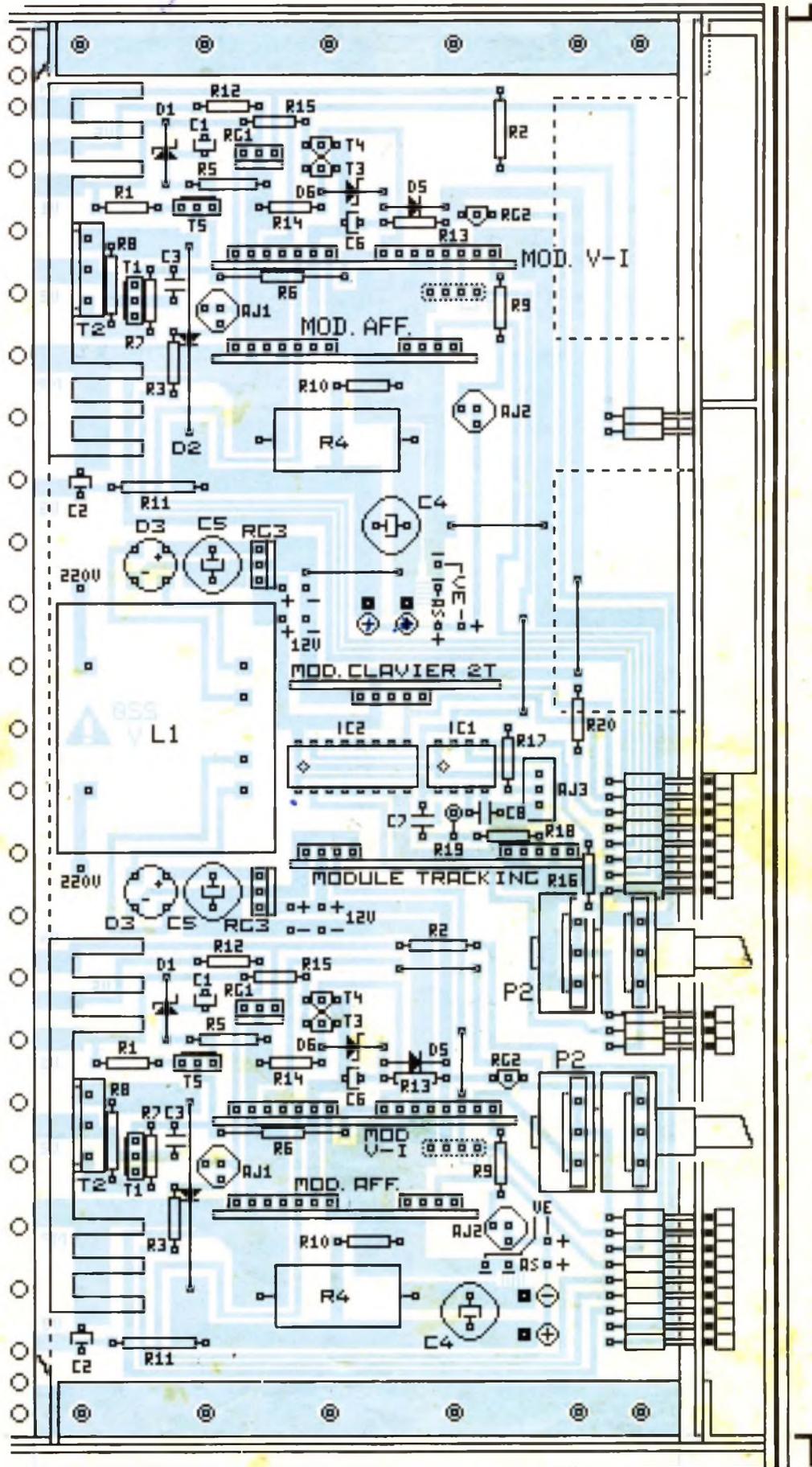
Pour le montage des cartes, tous les composants seront implantés, comme à l'habitude, par ordre de taille (sans oublier les 5 straps). La solution la plus simple est de monter dans un premier temps toutes les cartes, sans fils de câblage.

Toutefois, on ne montera pas dans l'immédiat les transistors de puissance T2 car lorsque la carte sera fixée sur le châssis, le positionnement en hauteur sera beaucoup plus facile. Il faudra prévoir 5 mm entre les pattes de ces transistors et le circuit imprimé pour pointer les perçages de fixation sur la plaque de fond.

On redémontera ensuite cette carte pour exécuter les deux seuls trous dans cette plaque de fond, qui serviront à la fois au serrage des T2 et de leurs refroidisseurs respectifs.

On utilisera au maximum la longueur des pattes des diodes D2, afin de les éloigner le plus possible du circuit imprimé. Ces deux composants vont émettre un peu de chaleur quand le courant de sortie sera maximum.

Idem pour les résistances R4, que l'on évitera de monter trop près du circuit imprimé.



Pour les transistors T1 et les T5, la face métallique est repérée par le trait plus épais donc, attention au sens.

Attention aussi à ne pas faire d'inversions entre les T3 et T4 qui sont très différents en caractéristiques.

Isolation

Les pattes métalliques des TIP3055 correspondent aux collecteurs et donc à la tension de sortie de la pré-régulation.

Ces transistors devront donc être montés impérativement avec un mica entre la partie métallique et le refroidisseur correspondant.

Carte pré-découpage

Cette carte est simple à réaliser également. Le grand cercle central montre l'emplacement qu'occupera le transformateur principal quand il sera positionné au dessus de la carte.

Ici aussi, les diodes D3 seront montées en hauteur pour éviter de chauffer le circuit imprimé.

Sur cette carte, il n'existe que quatre liaisons par fils, notées E+ et E-, qui correspondent aux entrées en CONTINU des alimentations. Toutes les autres liaisons (V1 à V5 et MP, voir schémas) s'effectuent grâce à des languettes cuivrées qui tombent en vis à vis de leurs homologues de la carte linéaire.

Les ponts de diodes sont en effet montés sur la plaque de fond supportant le transformateur. Si l'on opte pour les ponts métalliques avec fixation centrale, la mise en place sera aisée et le refroidissement assuré par la même occasion.

On retrouve en pointillés la plaque de fond montée au milieu du coffret et qui sert à la fois de refroidissement des TIP3055 et d'isolement.

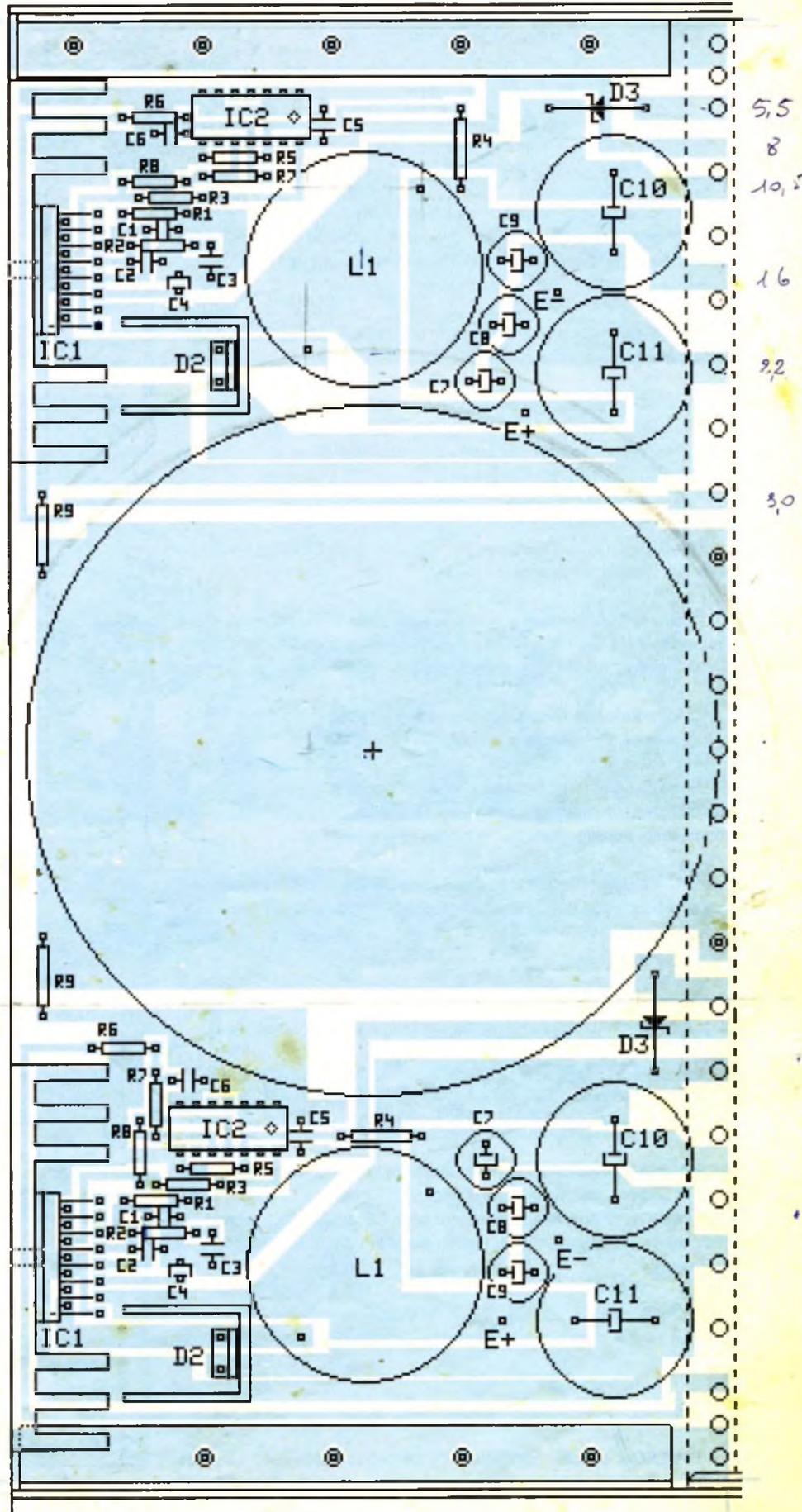
On remarquera qu'un plan de terre important se situe sous le transformateur, auquel viennent uniquement se raccorder les deux résistances R9. Ce plan de masse est réuni au coffret par deux vis situées juste devant le transformateur de puissance (terre).

Au sujet de cette plaque de fond, elle viendra mécaniquement très près des quatre condensateurs C10 et C11. Il est souhaitable de laisser entre ces condensateurs et le circuit un espace de 2 ou 3 mm pour que la cornière puisse glisser dessous sans qu'il y ait contact.

Ici encore, ne monter dans l'immédiat que les composants, sans connecter de fils de liaison.

Isolation

Pour cette carte, la fixation mécanique des L296 est réunie à la masse primaire.



Il faudra donc isoler par mica chaque L296 de son refroidisseur respectif pour

éviter toute liaison entre masse primaire et terre autre que les résistances R9.

Carte de façade

C'est la carte qui va assurer toute la conversation avec l'utilisateur.

Comme vous avez pu le remarquer sur différentes photographies, nous avons repris ici notre système de façade en plexi transparent déjà utilisé pour l'unité d'acquisition 8 voies.

La façade d'origine du coffret, en aluminium de 2 mm, est abandonnée au profit de deux plaques de plexi de même épaisseur entre lesquelles prendra place un film classique (fourni dans les pages centrales) et une feuille de papier avec des zones colorées.

Cela permet d'obtenir à la fois une façade bien plus agréable à l'oeil et de minimiser les perçages.

En effet, il n'y a aucune découpe à exécuter pour les galvanomètres 3 A, ni pour les afficheurs LCD et tous les affichages par LEDs, celles-ci éclairant directement des symboles ou des inscriptions au travers du papier et du film.

Seuls des trous ronds de petits diamètres (donc faciles) subsistent pour les 6 axes de potentiomètres, les quatre fiches PTT, l'inter M/A et les deux boutons de commande du tracking.

Nous verrons le détail de cette plaque frontale par la suite. Dans l'immédiat, cela signifie que nous avons exactement 10,4 mm entre le circuit imprimé de façade et la première plaque de plexi.

C'est pour cette raison que sur cette carte les circuits IC1 (7106) seront montés sans supports.

Ensuite, monter les broches à wrapper mâtes situées sous ceux-ci. Ces broches correspondent à toutes les liaisons utiles du 7106 avec ses composants passifs situés sur le module d'entrée 7106.

Pour chaque 7106 on trouve une série de 18 broches plus une isolée. Veiller à ce que celles-ci soient bien alignées afin de recevoir facilement le module d'entrée.

Après cette opération, vient le tour des afficheurs LCD. Ceux-ci seront montés dans des supports tulipes courts ou dans un support classique de CI 40 broches que l'on aura séparé en deux rangées.

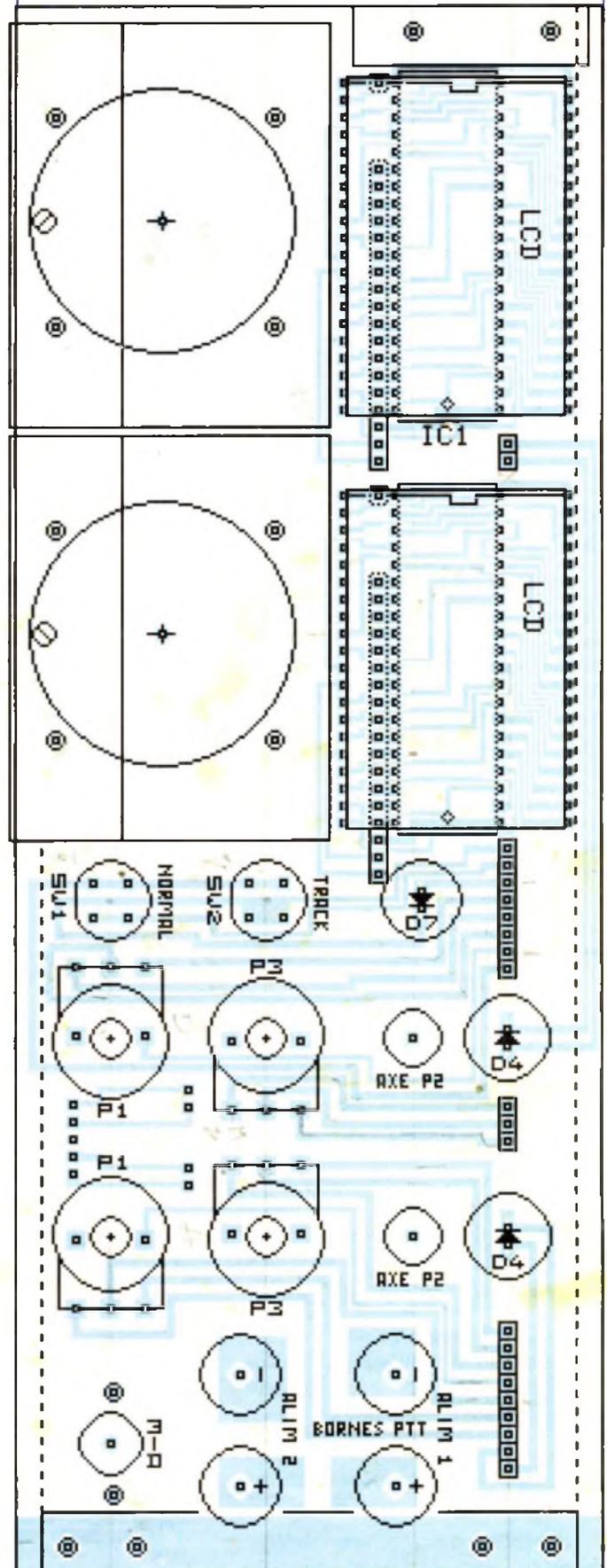
L'important, c'est que le LCD une fois enfilé arrive entre 10 et 10,3 mm du circuit imprimé. Au sujet de ces LCD, veiller à ne pas faire d'erreur dans leur sens d'insertion.

Comme pour un circuit intégré, un repère en forme d'encoche existe dans le pourtour noir de la zone d'affichage. Ce repère sera opposé au sens des IC1. Si possible, on insérera ces LCD au dernier moment car très fragiles, ils supportent quelquefois mal d'être ôtés d'un support très "accrocheur"...

La réalisation se poursuivra avec le montage des autres broches à wrapper (liaisons avec la carte linéaire), même remarque pour le bon alignement.

Vient le tour des potentiomètres P1 et P3 (bien à plat et alignés).

Les LEDs, ensuite, bénéficient de perçages spécifiques car elles seront enfoncées à fond, jusqu'au contact entre le corps de la diode et le CI. Suivant le type de diodes, un perçage normal peut convenir ou non (zone de garde des pattes). Ces diodes étant totalement enfoncées, il faudra veiller à ne pas séjourner trop longtemps avec le fer à souder, sous peine de destruction thermique. Les D4 recevront un réflecteur de 13 mm (affichage des limiteurs) et D7 un réflecteur de 8 mm (témoin de tracking).



Ainsi monté, l'ensemble diodes + réflecteurs atteint une profondeur de 10,2 mm: parfait!

Pour les cellules D6 longues (SW1 et 2), l'épaulement devra arriver à une hauteur de 8,5 à 9mm du CI, ceci revient à dire que les pattes seront pratiquement soudées au ras du cuivre (0,5 mm environ).

Pour ces poussoirs, attention au méplat qui définit le sens de l'interrupteur interne.

Reste enfin à fixer les ampèremètres sur le circuit imprimé et cette carte est temporairement terminée.

Les prises PTT seront fixées directement sur les plaques en plexi et serviront à serrer les deux plaques, le film et le papier.

La vis arrière de chaque borne ne fait que passer au travers du circuit imprimé de façade sans être soudée. Attention à ce sujet, les cercles dessinés sur la sérigraphie représentent le diamètre extérieur de la prise PTT et non pas le perçage à exécuter. Voir le cuivre pour le diamètre réel.

Pareil pour l'interrupteur M/A qui ne fait que passer au travers de la plaque. Deux trous pour le fixer éventuellement en plus sur cette carte sont prévus.

Les perçages situés entre les P1 et à proximité des P3 ne sont pas utilisés ici.

Enfin, les pointillés en haut et en bas de la plaque représentent les limites qu'occuperont les coquilles extérieures du coffret.

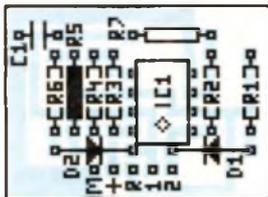
Fixations

Pour ces trois premières cartes principales, les fixations sont assurées par des longueurs de cornières représentées sur les différentes sérigraphies. Les photographies ci-contre aideront également à la réalisation de celles-ci.

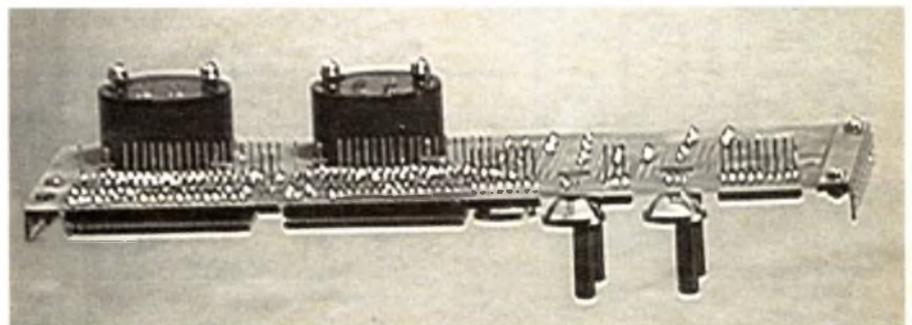
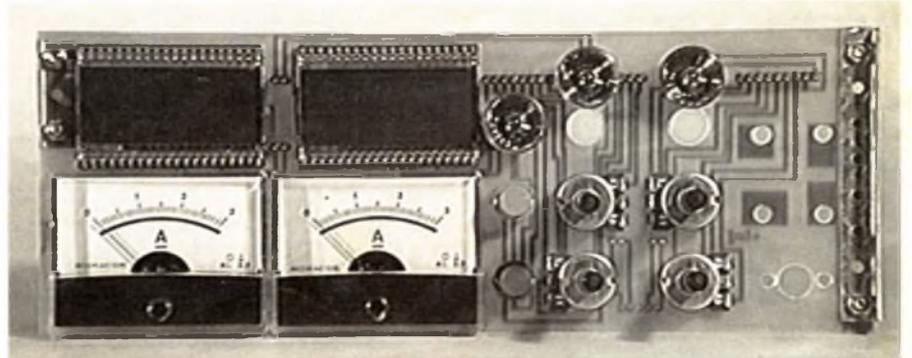
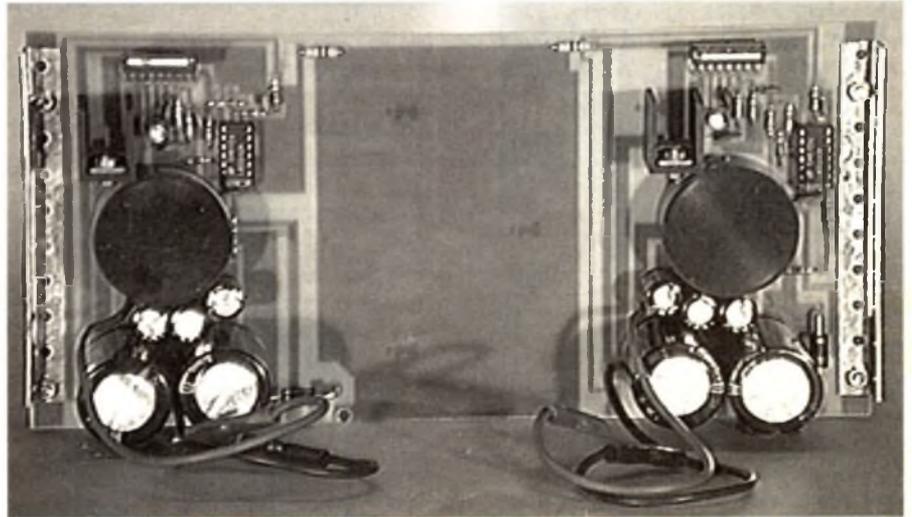
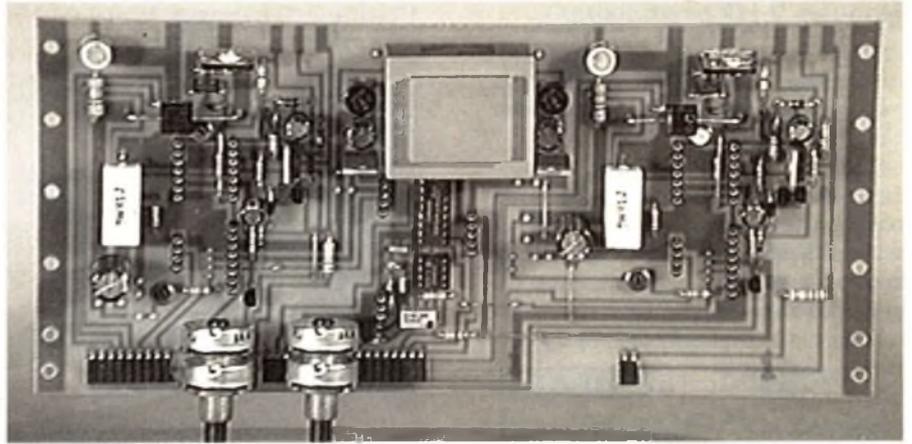
Réalisation: les modules

Histoire de se reposer, nous attaquerons par le module clavier 2 touches.

Divinement simple et reposant en effet, toutes les résistances sont de même valeur et sorti de là, il n'y a pas grand chose d'autre à commenter.



R5 est peinte en noir, ce n'est pas important puisque c'est pour signaler que c'est une résistance qui n'est pas montée en système multi-claviers, ce qui n'est pas le cas ici.



Masse, +12, rejet, entrées 1 et 2 sont les broches que l'on trouve successivement. Le rejet n'est pas utilisé ici.

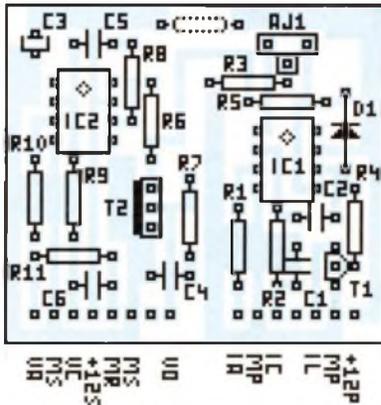
Point noir de ce clavier: il ne possède pas de détrompeur et il faudra veiller à son sens d'insertion sur la carte linéaire.



Modules V-I (2 exemplaires)

Ce module est identique à celui vu le mois dernier, aussi nous ne nous étendrons pas très longuement.

La résistance R12 n'est pas montée (en pointillés) et C3 passe à 1 uF, ce sont les seules différences. A noter que nous avons réadapté les appellations des sorties pour la réalisation présente.

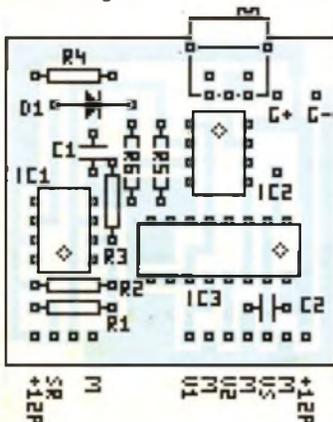


Modules Affichage (2 exemplaires)

Ces modules sont destinés à piloter les galvanomètres MONACOR de 3A en TENSION. Ce qui veut dire qu'il ne faut pas oublier d'enlever le shunt arrière et les prolongateurs hexagonaux de ces ampèremètres.

Ils servent aussi à l'affichage tactile de la limitation (voir article du mois dernier). Ici aussi les appellations des broches ont été réadaptées.

G+ et G- sont les liaisons qu'il faudra réaliser avec les bornes correspondantes de ces affichages.



Module tracking (1 exemplaire)

Vous le retrouverez dans ce même numéro sous le nom de copieur de tension isolé donc, pour lui, no comment! (mais lisez l'article, il y a des points importants au sujet de la précision!).

Platine interrupteur M/A

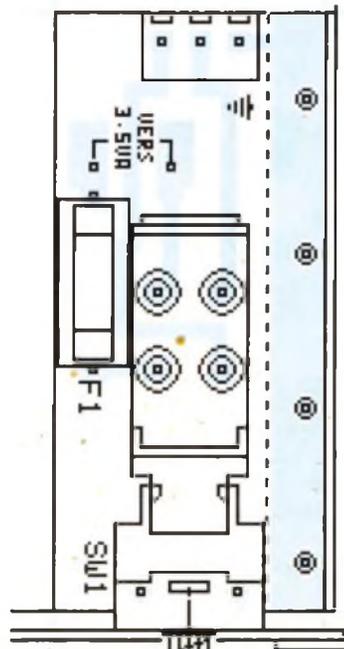
Réalisée en un seul exemplaire, bien sûr!

Elle reçoit l'interrupteur bipolaire secteur, le porte-fusible et son fusible et le bornier trois plots.

La borne située au plus près de la cornière recevra le fil vert/jaune de terre et assurera la mise à la terre du coffret par la fixation mécanique.

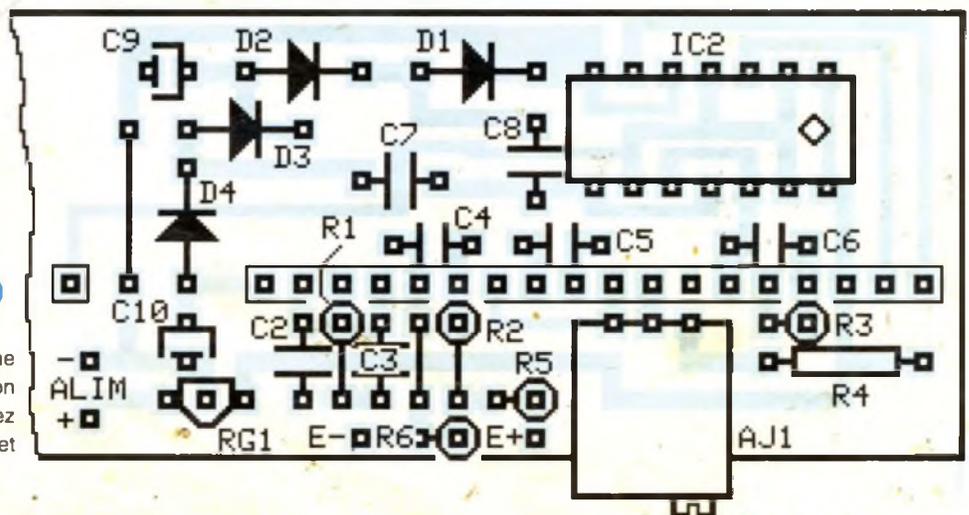
Deux trous permettent le départ d'un petit câble secteur vers le transformateur de 3,5 VA.

Côté cuivre, deux bandes larges permettront de souder sur cette face les deux fils marrons du transformateur de puissance.



Module d'entrée 7106

C'est la carte la plus dense au point de vue réalisation et elle demande de l'attention.



C'est une carte double qui pilote le voltmètre LCD de chacune des voies.

Totalement symétrique, sa sérigraphie est donnée à l'échelle 2 pour plus de facilité.

Cinq résistances sont placées verticalement et il faudra prendre soin de ne pas faire d'erreur dans les valeurs des capacités multicouches.

Le potentiomètre multitour verra ses pattes pliées (attention: pas dans le sens prévu sur la pièce) afin que la vis de réglage soit accessible aisément. Si vous montez la vis de l'autre côté, elle se retrouvera sous le corps des ampèremètres et le réglage sera difficile voire impossible.

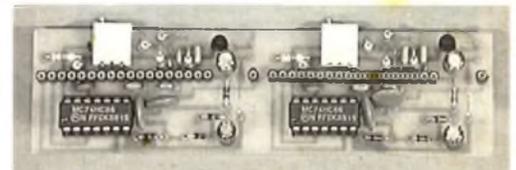
Cette carte est également équipée des broches tulipes femelles larges, pour s'enficher derrière la carte de façade.

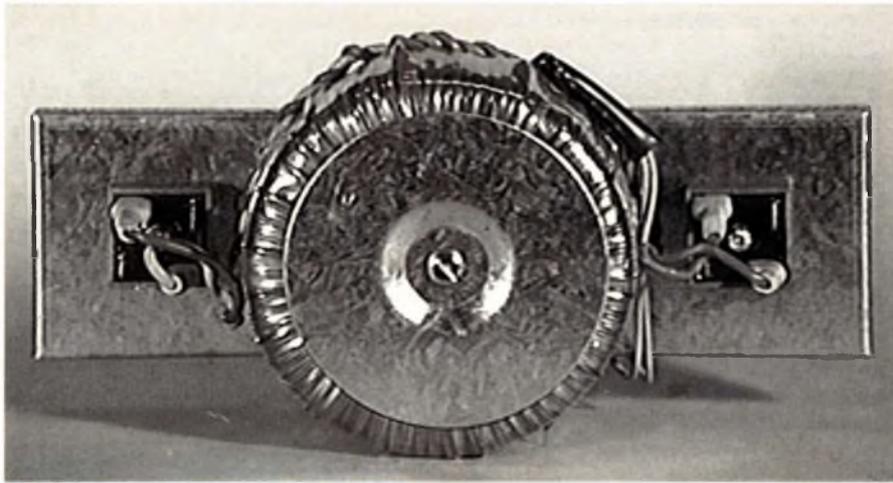
On peut s'aider de cette carte de façade pour souder les picots (et notamment les deux qui sont seuls) d'une façon bien alignée.

E+ et E- sont les entrées de mesure qui iront rejoindre par fil, avec la bonne polarité, les sorties VE+ et VE- de la carte linéaire.

Plus et moins notés ALIM iront rejoindre les alimentations 12V de la carte linéaire à proximité des RG3.

Ces différents fils peuvent être préparés et soudés de suite sur cette carte. L'idéal étant d'utiliser des groupes de 2 fils en nappe de couleurs mnémotechniques. Prévoir 10 cms de fil pour les quatre groupes de 2 fils, qui seront soudés COTE CUIVRE.





Mécanique

Arrivés à ce stade, on va pouvoir laisser se reposer un peu le fer à souder. Le but de ce paragraphe consiste à préparer l'ensemble du châssis pour recevoir les différentes cartes principales.

Le coffret EH 24-09-240 est fourni avec les deux joues latérales percées régulièrement au pas de 2,54, les façades avant et arrière, les coquilles supérieure et inférieure et 4 pieds adhésifs caoutchouc.

Il faut en plus deux plaques de fond et trois longueurs de cornière pour assurer toutes les fixations utiles.

Il n'y a pratiquement dans cette opération que du travail d'assemblage. Seulement 5 trous seront à exécuter sur les plaques de fond.

L'une d'entre elles va recevoir le transformateur torique et les deux ponts de diodes.

Le perçage pour le transformateur se situera exactement au centre de la plaque. Les perçages pour les ponts se situeront au centre de l'espace qui reste disponible entre le bord de la plaque et la zone occupée par le transformateur.

On pourra préparer en même temps les fils des secondaires et les relier aux entrées alternatif de chaque pont. L'usage de cosses AMP permet un démontage facile mais n'est pas obligatoire, les fils peuvent être éventuellement soudés puis de la gaine thermo rétractable peut venir ensuite protéger les cosses (ne pas oublier de la passer sur le fil avant: classique oublié...).

On pourra préparer également les fils de forte section rouge et noir (1,5) pour les départs plus et moins des ponts vers les entrées E+ et E- respectives de la carte pré-régulation. Même remarques que pour le transformateur: cosses ou soudage + gaine est un problème de choix.

La photo ci-dessus montre la plaque préparée.

La seconde plaque de fond est celle qui assurera la fixation et le refroidissement des TIP 3055. Il n'y a donc que deux trous à exécuter (si ce n'est déjà fait) pour ces transistors, en laissant une longueur de pattes d'environ 5 ou 6 mm. Un bon positionnement doit donner le refroidisseur aluminium pratiquement centré dans le sens de la hauteur.

Châssis

Cette plaque percée, on pourra la monter verticalement entre les joues pour commencer l'assemblage de la structure interne du châssis.

Attention, l'un des cotés de cette plaque va servir à bloquer le câble d'entrée secteur avec l'espacement laissé libre par la joue. Ne pas se tromper de côté et laisser 7 cms de câble pour rejoindre le bornier de la platine interrupteur M/A.

Cette photographie montre également la préparation de la platine M/A sur laquelle dix centimètres de câble secteur sont soudés pour rejoindre le transformateur de 3,5 VA de la carte linéaire.

La photographie en bas de page montre la partie mécanique vue de l'un des côtés pour repérer les positions adoptées des fixations des différents éléments.

Cette photo a été prise avec l'ensemble terminé pour donner toutes les indications en même temps (vue du dessous).

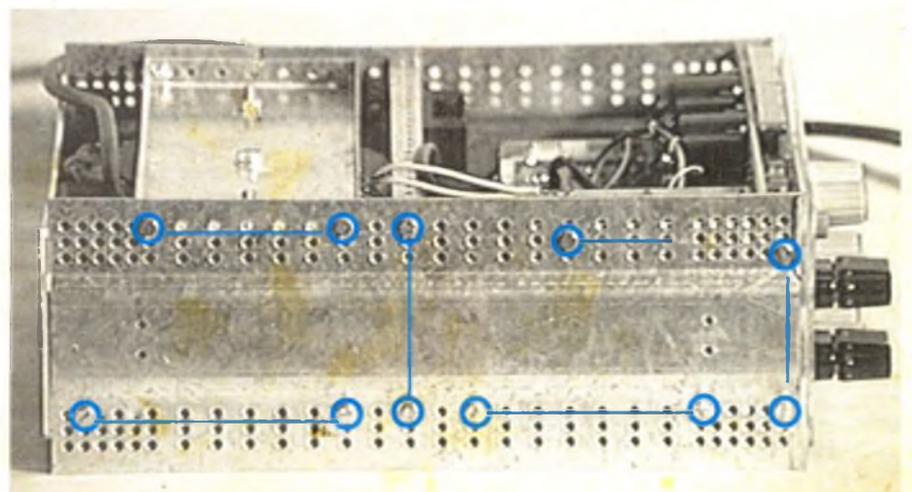
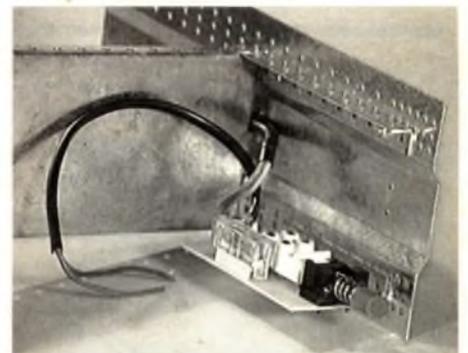
Le montage des différents éléments ne se fera toutefois qu'au fil des indications si l'on ne désire pas monter et démonter x fois les mêmes choses.

Les deux joues étant assemblées par la plaque centrale, en coinçant le câble secteur, on va pouvoir commencer à monter les plaques de circuit imprimé avec la carte linéaire en premier.

Le châssis positionné à l'endroit (interrupteur M/A en bas, n'oublions pas que les cartes linéaire et découpage seront à l'envers, en haut du coffret) cette carte linéaire doit recouvrir légèrement la plaque d'isolement et de refroidissement des TIP3055.

Pour toutes les cartes (linéaire, découpage, façade et inter M/A), les cornières sont placées coté face composant.

Une fois fixée par huit vis et écrous à l'aide des cornières de longueurs convenables, les transistors TIP pourront être fixés et soudés sur la plaque linéaire beaucoup plus aisément.



Ne pas oublier le mica entre le TIP et le refroidisseur aluminium, le canon isolant et si possible de la graisse thermique qui améliorera l'échange thermique.

De la graisse peut être utilisée aussi entre le refroidisseur thermique et la plaque de fond. La photographie ci-contre montre cette étape terminée.

Suit le placement de la carte découpage. Huit vis et écrous encore assureront les fixations avec les joues à l'aide des cornières, plus deux vis et écrous de mise à la terre dans la partie centrale de la carte.

Les deux circuits doivent être pratiquement jointifs au dessus de la plaque intermédiaire et les languettes V1 à V5 et MP doivent tomber en coïncidence.

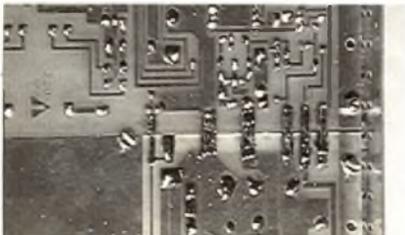
Histoire de ne pas trop laisser refroidir le fer, on pourra exécuter les liaisons entre les deux cartes (linéaire - découpage).

La meilleure solution consiste à d'abord étamer les languettes cuivrées, puis à assurer les liaisons électriques à l'aide de bouts de tresse à dessouder.

Pour MP et V2, qui sont des liaisons de puissance, deux bouts juxtaposés de tresse assureront une liaison de plus grande largeur.

S'assurer à l'ohmmètre, surtout si l'espace inter-cartes n'est pas jointif, que de la soudure n'est pas venue en contact avec la plaque intermédiaire.

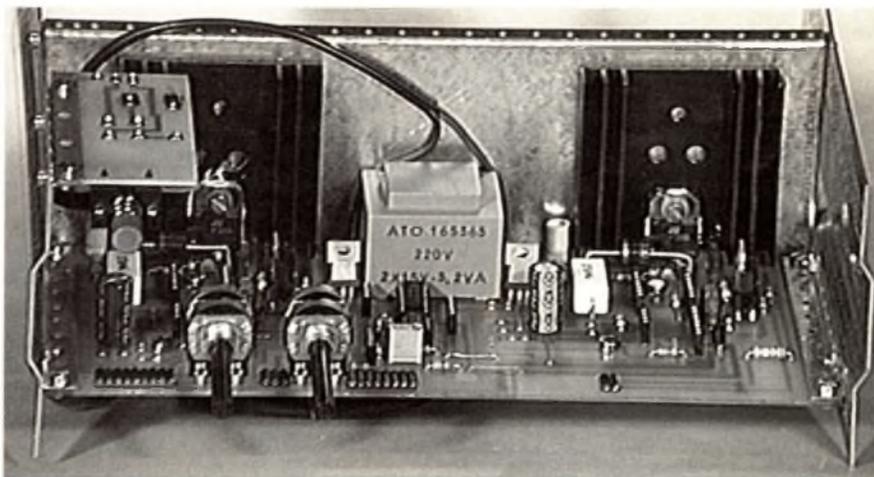
La photographie suivante montre ces liaisons électriques.



Carte façade

Pour plus de facilité, on peut déjà enficher le module d'entrée 7106 sur la carte façade puis placer le tout par l'avant du coffret en veillant à ce que toutes les broches à wrapper entrent bien dans les plots tulipes coudés de la carte linéaire.

A droite la cornière peut faire toute la hauteur de la carte et quatre jeux vis-écrous en permettront l'immobilisation, à gauche, c'est seulement un petit bout de 35 mm environ qui servira à cause de l'emplacement du premier ampèremètre.



Façade avant

La réalisation de cette façade en plexi se limite dans un premier temps à réduire l'une des deux plaques plexi de 6 mm sur tout le pourtour (ou 12 mm sur deux côtés, ce qui est plus simple).

Ceci parce que la plaque de plexi arrière va remplacer la façade alu d'origine et celle avant ne doit pas gêner la mise en place des coquilles qui font un recouvrement de 5,5 mm environ (voir photo page suivante).

Dans un deuxième temps, les deux plaques seront superposées et centrées l'une par rapport à l'autre pour effectuer les différents perçages de bornes PTT, potentiomètres, inter M/A et SW1 - SW2. On pourra s'aider soit de la sérigraphie de façade, soit du film de finition des pages centrales pour pointer les centres.

Le film de finition supposé tiré, on prendra une feuille de papier standard (se laissant traverser par la lumière, donc pas de papier glacé) et il faudra peindre les zones de cerclage avec des teintes mnémotechniques.

Nous avons opté pour le vert (alimentation de gauche, façade vue dans le sens définitif) et le bleu (aim de droite) pour repérer tout ce qui concerne ALIM 1 et ALIM 2 (voir photographie couleur de couverture). Les indications de limiteur sont laissées blanches et apparaîtront rouge grâce à la LED.

Pour le tracking, l'un des trait verticaux est vert (gauche) la flèche est laissée blanche (papier) et le trait droit en bleu. Ce moyen indiquera que ce sont les boutons de commande de l'alimentation bleue qui piloteront le côté vert en mode tracking.

Mêmes colorations pour les sorties sur bornes PTT (bleu en haut et vert en bas à côté de l'interrupteur M/A) et les entourages des potentiomètres (vert à gauche, bleu à droite).

On peut alors câbler les fils d'entrée de la platine 7106 aux emplacements VE+ et VE- de la carte linéaire. Attention à la fois aux polarités et au côté câblé.

Le voltmètre de gauche doit aller chercher la sortie de l'alimentation de gauche et pareil pour le côté droit.

Même remarque pour les fils d'alimentation de ces voltmètres qui vont à gauche et à droite du transformateur L1 de 3,5 VA, aux emplacements marqués + et - 12V.

Ces longueurs de fil que nous avons conseillé de 10 cms et en nappe seront ajustées pour se placer sans gêner les manipulations ultérieures.

Les ampèremètres peuvent aussi être câblés à l'aide de fil du même genre.

Même remarque encore pour le respect gauche - droite de ces fils qui iront des bornes + et - de chacun des galvanomètres vers les sorties G+ et G- des modules affichage (MOD. AFF.) respectifs de la carte linéaire.

Ici encore, les longueurs seront adaptées pour que les fils se rangent sans gêner et que cela ne conduise pas à un enchevêtrement inextricable...

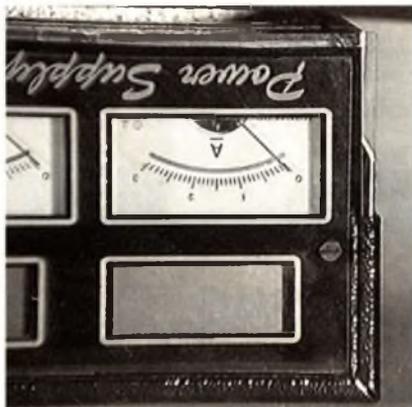
Vérifications...

Ces derniers câblages effectués, une petite pause de vérification s'avère utile.

Un coup d'ohmmètre entre les masses primaires (pistes MP) de chacune des alimentations et le châssis doit indiquer une résistance de 4,7 MOhms (les fameuses R9).

Vous devez aussi trouver des résistances élevées entre V2 et la masse primaire, les sorties d'alimentation et la masse secondaire de chaque alimentation.





Nous avons choisi le nom en gris anthracite, l'inter M/A en rouge, ce qui donne une façade du plus bel effet et pas trop "bariolée" pour autant.

Ces colorations peuvent être réalisées avec des feutres ou mieux, s'il vous reste des tubes de gouache, c'est le moment de les ressortir.

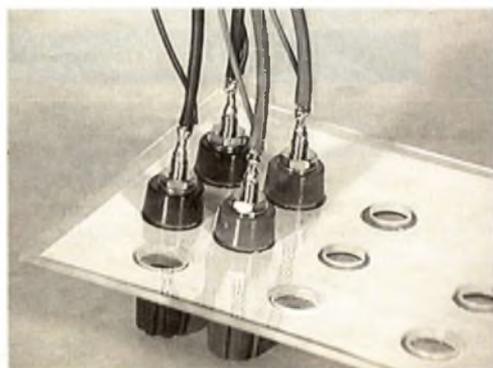
Une fois séché, le papier sera ajouré dans les deux zones des LCD et des galvanomètres.

Placé ensuite derrière le film de présentation puis le tout pris en sandwich entre les deux plexi (le plus grand à l'arrière), vous pourrez juger de suite de la qualité du résultat. Si tout est bon, les bornes PTT pourront déjà venir serrer les deux plaques et immobiliser le tout.

Côté gauche de la façade, aucun serrage utile n'existe. Nous avons ajouté une petite vis de 3 mm noire coupée au ras de l'écrou pour compenser ce manque (attention à sa position, il y a un galva derrière. Voir photo).

Sur les bornes, on peut alors préparer les fils de puissance (1,5 mm² souple, prévoir 20 cms pour chaque borne) et les éventuels fils complémentaires pour l'asservissement en tension direct de sortie (fil de câblage classique).

Si vous optez pour cette option qui améliore le coefficient de régulation, ne pas oublier de sectionner les pistes en peigne sur le moins et le plus de chaque alimentation



de la carte linéaire. Les bornes de sortie cerclées en bleu seront reliées aux sorties + et - de puissance à proximité du potentiomètre P2.

Les sorties repérées en vert le seront aux sorties près du module clavier. Chaque fil fin d'asservissement sera enroulé autour du fil de puissance correspondant et câblé en même temps aux endroits respectifs AS+ et AS-.

Attention, pas d'inversions! Chaque fil d'asservissement doit être câblé au même point que le faisait le peigne de circuit imprimé avant son sectionnement. Pour les essais, on laissera les 20 cms de fil de façon à ne pas monter définitivement la façade tout en ayant l'usage des bornes de sortie.

Bloc transformateur

La façade arrière ne sera pas montée de suite non plus, mais on fixera temporairement les deux refroidisseurs sur les L296 pour la phase de réglage.

Avant de mettre sous tension, il reste à fixer le bloc transformateur après avoir relié les fils venant des ponts aux entrées E+ et E- de la carte découpage. Attention aux polarités car derrière vous risquez l'explosion de deux 4700 uF en cas d'erreur !

Laisser assez de longueur aux fils pour pouvoir redémonter le bloc transformateur et le poser à plat sur le coffret. Quatre ensemble vis - écrous termineront cette fixation.

Monter enfin la platine interrupteur M/A et souder les deux fils du primaire du transformateur de puissance sur les bandes de cuivre.

S'assurer que tous les modules sont en bonne et due place.

Réglages

A un moment ou un autre, il faudra bien se décider à mettre tout ce petit monde sous tension et ce moment est proche!

Sur la façade, le grand V indique le réglage principal de tension, le petit v le réglage fin et le bouton isolé dans sa zone colorée est le bouton tactile de limitation de l'intensité.

Placer d'abord ces 6 potentiomètres au minimum et les ajustables des modules V-I à mi-course.

Placer enfin l'alimentation dans son sens normal (cuivre des platines linéaire et découpage au dessus).

Mise sous tension

L'instant fatidique est arrivé: on appuie sur le poussoir M/A....

La LED de tracking doit rester éteinte et les deux LEDs de limitation doivent s'allumer (puisque on a mis les limiteurs à une consigne minimum).

Les LCD doivent aussi afficher quelque chose, peu importe quoi pour l'instant.

Si la situation se présente comme ça, tout va bien. La première chose à faire est de contrôler que les découpeurs se limitent bien à fournir environ 3 volts de plus que la tension de sortie désirée, qui est de zéro actuellement.

Pour cela, contrôler au voltmètre chacun des deux points notés V2 sur le cuivre par rapport à la masse primaire MP de la même alimentation. Entre 2,5 et 3,5V, c'est bon. Attention, le 220 Volts n'est pas loin (transformateur de 3,5 VA).

Si vous trouvez plus, c'est que le découpage ne se laisse pas asservir par l'alimentation linéaire. Voir dans ce cas les LM3900 et composants périphériques de la voie concernée ainsi que les résistances qui vont à la patte 10 du L296.

Au maximum, vous pouvez trouver 42 à 44 V, ce qui est la tension de pont de diodes. Cela n'est pas destructeur tant que l'on ne "tire" pas de courant sur la sortie. La recherche du problème peut donc se faire éventuellement au voltmètre.

Si vous trouvez zéro, vérifier la tension aux bornes du C10 et C11 de la platine découpage (chimiques d'entrée). Vous devez là y trouver les 42 à 45 Volts d'alimentation. Dans ce cas, la panne est au niveau des L296. Vérifier s'il y a un échauffement anormal, etc..

Poursuivons avec ceux pour qui tout va bien. On arrête l'alimentation et on la place à l'envers, tous réglages visibles.

Remettre sous tension et tourner à mi-course les potentiomètres d'intensité (en haut maintenant). Les LEDs de limitation doivent s'éteindre, mais les tensions affichées doivent rester à zéro.

Les galvanomètres d'intensité doivent rester à zéro sinon, c'est qu'il y a une charge anormale ou un court circuit en sortie.

Toucher le corps de chaque potentiomètre P1 (limitation). Là, le détecteur tactile doit indiquer une valeur quelconque d'intensité (l'aiguille peut aller en butée, ce



qui n'est pas grave mais correspond au courant de limitation demandé.

Câbler un voltmètre numérique sur la première sortie (peu importe laquelle) et tourner son réglage de tension principal (V) au maximum. Tourner aussi à fond le réglage fin (v). La tension indiquée par votre contrôleur peut varier en gros de 25 à 35 Volts.

Voltmètres

Régler le potentiomètre vingt tours de la carte entrée 7106 (de la voie correspondante) pour que l'affichage LCD interne donne la même valeur.

Procéder ensuite à la même manipulation sur l'autre voie. La tension initiale maximum peut être différente, ce qui n'est pas grave. Les voltmètres internes étant réglés, la suite des manipulations sera plus simple.

Maxi tension

Le maximum de tension sera réglé à 32 Volts, afin de posséder une marge de manoeuvre légèrement supérieure au nominal. Il est même possible de régler ce maximum à 35 Volts, mais vous ne pourrez pas espérer le courant maximum à cette tension (si le secteur est faible notamment).

Régler AJ2 sur la carte linéaire pour obtenir ces 32 Volts. Procéder pareillement pour l'autre voie ensuite (attention au 220V de la platine M/A pour le côté gauche).

Maxi intensité

Régler d'abord les AJ1 de la carte linéaire au minimum (entre les modules V-I et AFF.). Régler la tension de sortie sur les deux alimentations à 15V. Régler enfin les limiteurs (P1) au maximum.

Câbler sur une sortie un contrôleur numérique en ampèremètre (3A min).

L'intensité initiale peut être située entre 2,5A et 2,8A. Régler l'AJ1 de la voie correspondante pour obtenir 3,05 A au contrôleur.

Pendant ce réglage, le voyant limiteur correspondant doit être allumé. **Attention** à ce réglage, si vous tournez trop loin vous pouvez "monter" à 5 ou 6 Ampères!!! Procéder de la même façon pour l'autre voie.

Ampèremètres

Diminuer le réglage de limitation pour 1,5 Ampères exactement au contrôleur et

régler le 20 tours AJ1 du module AFF. correspondant pour obtenir la même lecture sur l'ampèremètre interne.

Note: la valeur centrale de 1,5A est choisie car le galvanomètre possède actuellement la tête en bas! Ce réglage pourra être affiné dans la position définitive ce qui est toutefois plus délicat...

Vérifier qu'entre l'effet tactile et l'intensité débitée il n'y a pas d'écart. S'il y a écart, en touchant et relâchant le corps de P1, régler l'ajustable AJ1 pour qu'il disparaisse.

Note: la retouche de cet ajustable demande en principe de reprendre le réglage du maxi intensité et de l'étalonnage du galva.

Régler de la même façon l'autre voie puis décâbler l'ampèremètre de sortie.

Tracking

Passer en mode tracking en appuyant sur SW2. La LED doit s'allumer et le pilotage des deux alimentations doit être suivi par les potentiomètres de la voie "bleue".

Régler la tension à 15 Volts et ajuster AJ3 sur la carte linéaire (près du module tracking) pour obtenir la même tension et le changement (14,9 / 15,1) aux mêmes moments. Vérifier qu'il n'y a pas plus de 0,1 Volt d'écart sur toute la plage de tension.

Désormais, vous êtes au bout de vos peines...

Montage final

Il reste à donner l'aspect définitif en montant la façade.

Raccourcir les fils de puissance à des longueurs convenables (l'une des sorties est très près) et sans faire d'erreur (arrivés ici, ça serait vraiment dommage!).

Procéder de même avec les fils d'asservissement s'ils sont montés.

Ne pas oublier de monter un ressort sur chaque axe des potentiomètres P1, son corps est le "sensor" tactile pour le limiteur d'intensité.

Ceux-ci seront en pression sur ce potentiomètre et sur la partie centrale métallique du bouton à serrage concentrique.

La masse métallique importante qui est contenue dans ce bouton et la faible épaisseur du plastique permettent d'ailleurs d'obtenir l'effet tactile sans qu'il y ait contact réel avec l'utilisateur.



La simple capacité et ondulation 50 Hz apportées par le contact avec le bouton fait passer l'affichage en mode visualisation de limitation. Cela est surtout vrai lorsque la prise de terre de l'alimentation n'est pas connectée.

En fonction de la sensibilité obtenue, il pourra être nécessaire d'assurer le contact entre l'axe central et l'utilisateur par les moyens déjà décrits dans le précédent numéro.

La façade arrière également va pouvoir être montée, mais après un dernier petit travail mécanique.

En effet, même si le découpage apporte des gains énormes au niveau de la dissipation, ce n'est pas une raison pour transformer le coffret en coffre-fort étanche.

Sur toute sa longueur la façade arrière sera donc découpée de 22 mm afin de laisser 11 mm en haut et en bas de circulation d'air (voir photographie ci-dessus). Ne pas oublier les MICAS des L296 (isolation MP / châssis).

Allègements...

Pour ceux qui ne désireraient pas l'option tracking, quelques circuits peuvent disparaître.

Les modules tracking et clavier 2 T évidemment sur la carte linéaire, mais aussi IC1, IC2, AJ3, R16 à R20, C7 et C8. Sur la carte façade, D7 et SW1, SW2 deviennent aussi inutiles.

Sur la carte linéaire, il faut pourtant assurer la continuité de la tension de consigne qui n'est plus assurée par l'inverseur MOS IC2, en mettant un strap entre ses pattes 2 et 15.

Conclusions

Certains trouveront cet article bien long... C'est l'éternel choix qui nous est posé entre les articles à épisodes, qui laissent le lecteur sur sa faim, ou les articles intègres qui donnent moins de choix au sommaire...

Mais le débat est loin d'être clos...

J.TAILLIEZ



Un programmeur d'EPROMs universel ou quand les surprises s'en mêlent!

Il y aurait-il des montages qui sont poursuivis par de mauvaises surprises?

Il faut croire que oui!

Sur le premier prototype, tout fonctionnait à ravir! Sur le second, rien de spécial à signaler. Jusqu'au jour où une idée saugrenue nous faisait ressortir de vieilles EPROMs cachées dans le fond d'un tiroir et là, ce fut le début des ennuis!



Tout d'abord une 2732 qui part en fumée (alors que celles d'un autre constructeur avaient été programmées sans problème). Ensuite des 2764 qui refusent de se laisser lire (checksum différent après chaque lecture). A croire que le montage était devenu ensorcelé!

Après plusieurs séances d'exorcisme (qui se sont révélées sans effet), il a bien fallu admettre que la cause de tous ces déboires était naturelle et qu'il allait falloir rejouer du fer à souder pour arriver à les résoudre!

Quand les composants font mauvais ménage!

Devant ces phénomènes qui vous font vous arracher les cheveux pour comprendre ce qui se passe, rien ne vaut un bon oscilloscope pour essayer d'y voir plus clair.

La cause de ces dysfonctionnements allait vite être mise en évidence. Premier point, pourquoi la lecture devenait-elle aléatoire?

En fonction de l'EPROM qui était montée sur le support, la tension d'alimentation Vcc se mettait gaillardement à osciller à une fréquence de l'ordre de 10 MHz et avec une amplitude qui était fonction de l'EPROM.

Le secret de l'origine de cette oscillation est directement lié au courant absorbé par l'EPROM quand celle-ci est sollicitée. Le régulateur ajustable s'avérait totalement incapable de le gérer correctement quand l'oscillation avait pris naissance.

Ajoutez à cela un ampli opérationnel qui n'arrive plus à absorber le courant de commande et toutes les composantes sont réunies pour réaliser un destructeur d'EPROMs.

Une analyse plus approfondie mettait en évidence que le régulateur ajustable n'avait pas un fonctionnement linéaire d'où cette impossibilité de supprimer l'oscillation. Ce composant se condamnait de lui même pour assurer un fonctionnement à toute épreuve (ou à toute EPROM).

Après de multiples tentatives pour trouver une solution qui ne transforme pas le montage en oscillateur spontané (en fonction du courant consommé sur une résistance), une lueur d'espoir apparaissait avec l'emploi de bons vieux transistors de puissance (pourquoi ne pas y avoir pensé plus tôt?).

Cependant tout n'était pas gagné. Car si sur une résistance il n'y avait rien à redire, avec une EPROM et le courant dynamique

qui en résulte, le défaut refaisait surface. Mais le transistor ayant un comportement linéaire, il y aurait bien une combinaison de composants qui remettrait tout dans l'ordre.

Et miracle, en faisant appel à quelques condensateurs et à quelques réseaux d'amortissement, un nouveau montage voyait le jour et s'avérait stable pour toutes les EPROMs (même une qui avait un court-circuit en interne et qui réclamait quelque chose comme 400mA (dix fois plus que les plus gourmandes) pour se transformer en chaufferette).

Afin d'éviter toute surprise désagréable, la même modification était adoptée pour la tension de programmation Vpp. Et nous voici reparti pour un tour. Les EPROMs qui se programmaient bien avec le montage d'origine ne se programmaient plus avec le nouveau. Fort heureusement, la cause de ce léger dérangement était simplement liée à un temps de montée et de descente de la tension de programmation. Une simple modification de valeurs de composants et tout rentrait dans l'ordre.

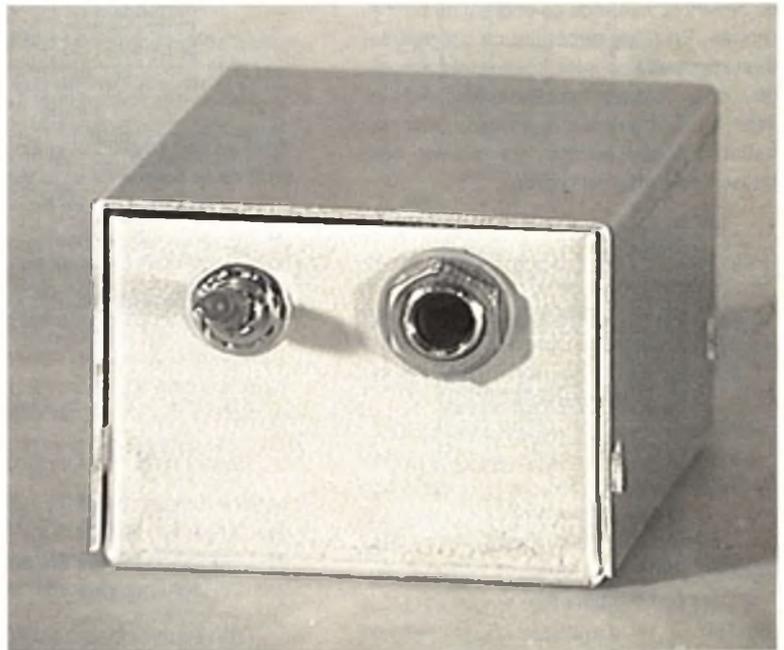


Un préamplificateur 0dB pour microphone ou comment faire la chasse à l'ennemi public n°1 des faibles niveaux: "Le Bruit"

Si pour un microphone la capture du bruit ambiant est une chose des plus normales, il existe une autre sorte de bruit que l'on cherche à supprimer par tous les moyens. Il s'agit du "bruit thermique" généré par tous les composants électroniques.

L'origine de ce bruit est parfaitement connue puisqu'il s'agit tout simplement de l'agitation naturelle des électrons sous l'action de la température. La solution pour le supprimer est elle aussi connue puisqu'il suffit de placer le montage dans un lieu où règne une température de 0° (absolue (-273°C)).

Comme ce genre d'endroit ne se trouve pas facilement, il faut donc se rabattre sur d'autres solutions pour arriver à le combattre.



Un peu de théorie

Le bruit est un phénomène dont la principale cause est liée à la température.

Son action se traduit par une agitation plus ou moins intense des électrons en fonction de la nature des matériaux qui la subissent.

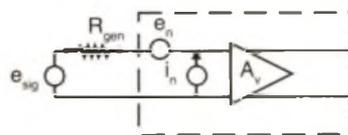
Comme nous sommes des électroniciens, il faut naturellement à un moment ou à un autre arriver à modéliser ce phénomène.

Qui dit agitation dit déplacement. De là vient tout de suite l'idée d'associer à ce phénomène un générateur de courant.

Parallèlement, le déplacement n'est pas homogène. Ce qui veut dire que des concentrations d'électrons se produisent à l'intérieur de la matière, d'où une différence de potentiel. Il en découle donc la notion de générateur de tension.

Pour résumer cette approche, le schéma ci-dessous permet de symboliser le mécanisme et de mettre en évidence la méthode de calcul qui est donnée plus loin.

Le préamplificateur qui nous intéresse peut donc être représenté de la manière suivante:



Le microphone qui constitue la source du signal peut être représenté par une source de tension E_{sig} et sa résistance de sortie équivalente R_{gm} .

Le préamplificateur est un amplificateur parfait sans bruit dont le gain est A_v .

Les deux générateurs E_n et I_n sont les sources de bruit qui viennent nous perturber.

L'ensemble contenu dans le cadre en pointillé représente l'amplificateur réel avec son bruit.

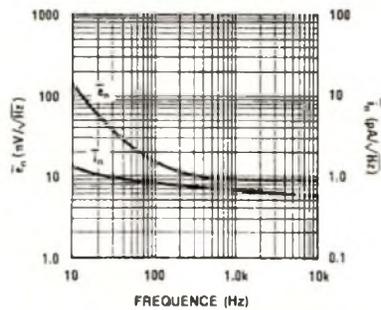
La tension de bruit

La tension de bruit E_n est tout simplement la tension qui apparaît à l'entrée de l'amplificateur si cette entrée est court-circuitée. Elle s'exprime en nano volts par racine de hertz (nV/\sqrt{Hz}) à une fréquence donnée ou en microvolts pour une bande de fréquences. Elle se détermine en court-circuitant l'entrée et en mesurant la valeur rms du bruit de sortie. Cette valeur est divisée par le gain de l'ampli pour la ramener au niveau de l'entrée. Un filtre passe bande de caractéristique connue est utilisé en sortie lors de la mesure et la valeur obtenue est divisée par la racine carrée de la largeur de la bande (\sqrt{B}). Le niveau de E_n n'est pas constant sur toute la bande de fréquence et augmente pour les fréquences basses.



Le courant de bruit

Le courant de bruit, I_n , est le courant qui apparaît à l'entrée de l'amplificateur. Il s'exprime en pico Ampères par racine de Hertz ($\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$) à une fréquence donnée ou en nano Ampères pour une bande de fréquences donnée. Il se mesure en plaçant une résistance ou un condensateur sur l'entrée pour que le courant de bruit y génère une tension d'entrée supplémentaire. La mesure s'effectue comme pour la tension de bruit. Il ne faut pas oublier de soustraire à la valeur obtenue, la tension de bruit qui a été mesurée précédemment. En divisant le résultat par le gain de l'amplificateur et par la valeur de l'impédance placée sur l'entrée, on obtient la valeur de ce courant de bruit à l'entrée. En règle générale, ce courant de bruit augmente pour les basses fréquences pour ce qui est des transistors bipolaires et AOP mais augmente également pour les hautes fréquences pour ce qui est des transistors à effet de champ.



La figure ci-dessus illustre l'allure des courbes tension et courant de bruit en fonction de la fréquence.

La figure de bruit

La figure de bruit NF est le rapport en décibel du rapport signal bruit d'entrée sur le rapport signal bruit de sortie.

$$NF = 10 \text{ Log} \left(\frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \right)$$

où S et N sont les puissances ou les niveaux de tensions au carré.

Elle se mesure en déterminant le rapport signal bruit à l'entrée sans amplificateur, et en le divisant par le rapport signal bruit en sortie avec la source câblée.

La valeur de R_{gen} tout comme la fréquence doit être connue pour parfaitement exprimer NF de manière significative. Cela vient du fait que R_{gen} produit elle-même son propre bruit. De plus le courant de bruit I_n de l'amplificateur introduit une tension de bruit $I_n R_{gen}$ supplémentaire.

La tension de bruit introduite par la source peut être estimée par la relation

$$E_r^2 = 4 k T R B$$

avec:

T : Température en degré Kelvin (300°K)

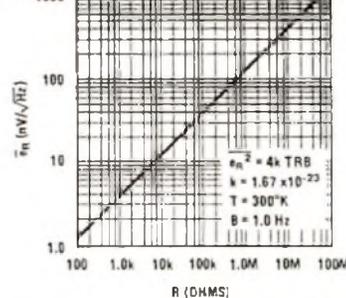
k : Constante de Boltzman ($1,67 \cdot 10^{-23}$)

B : Largeur de bande en Hertz

R : Valeur de la résistance en Ω

Relation entre E_n , I_n et NF

La tension de bruit qui se trouve à l'entrée du montage trouve donc trois origines différentes à savoir la tension de bruit



d'entrée de l'amplificateur E_n , la tension de bruit de la source E_r et la tension de bruit induite par le courant de bruit $I_n R_{gen}$.

Comme ces tensions sont données en valeur RMS, la tension de bruit globale à l'entrée de l'amplificateur est donnée par la relation

$$E_n^2 = E_n^2 + E_r^2 + I_n^2 R_{gen}^2$$

Partant de là, il est facile d'exprimer NF

$$NF = 10 \text{ Log} \left(\frac{(S_{in}/N_{in})}{(S_{out}/N_{out})} \right)$$

$$NF = 10 \text{ Log} \left(\frac{(S_{in} \times N_{out})}{(S_{out} \times N_{in})} \right)$$

$$NF = 10 \text{ Log} \left(\frac{(S_{in} \times A_v E_n^2)}{(A_v S_{in} \times E_r^2)} \right)$$

$$NF = 10 \text{ Log} \left(\frac{E_n^2}{E_r^2} \right)$$

D'où en remplaçant par l'expression de EN on obtient:

$$NF = 10 \text{ Log} \left(1 + \frac{(E_n^2 + I_n^2 R_{gen}^2)}{E_r^2} \right)$$

Ainsi, pour les faibles valeurs de R_{gen} , c'est la tension de bruit E_n qui domine. Pour les valeurs élevées, le courant de bruit domine. Un avantage indéniable pour les amplificateurs à entrée Fet, surtout pour les valeurs élevées de R_{gen} , est que le courant I_n est quasi nul.

Calcul du bruit total EN

Si la mesure est une solution pour arriver au résultat, le calcul est une autre méthode.

Dans le cas du préamplificateur qui nous intéresse, la source est constituée par un microphone dont l'impédance est de 150Ω .

Sa faible valeur d'impédance rend négligeable l'effet du courant de bruit devant celui de la tension de bruit. Par exemple pour un LM833, le niveau du courant de bruit est de 220 nV^2 alors que le niveau total de bruit est de 460330 nV^2 ce qui confirme bien qu'il peut être négligé. D'ailleurs, pour

les AOP qui ne sont pas classés en faible bruit, ce paramètre n'est même pas spécifié dans les données constructeurs.

Ce préamplificateur est sensé passer toute la bande de fréquences de 20 Hz à 20KHz ce qui nous donne une largeur de bande totale de 19 980 Hz.

Le niveau de tension de bruit généré par le micro E_r est donc égal à $4 \times 1,67 \cdot 10^{-23} \times 300 \times 150 \times 19980 = 60\,000 \text{ nV}^2$

Reste à calculer le niveau de bruit introduit par la tension de bruit de l'amplificateur. Comme nous avons pu le voir précédemment, la tension de bruit n'est pas constante avec la fréquence et a tendance à augmenter vers les basses fréquences. Pour pouvoir effectuer le calcul, il faut donc découper la bande totale de fréquences en tronçons et estimer la valeur sur cette bande. Par exemple: 20 à 30 Hz, 30 à 50 Hz, 50 à 100 Hz, 100 à 300 Hz, 300 à 1000 Hz et 1000 à 20000Hz. La valeur obtenue sur chacune des bandes est élevée au carré (pour permettre le calcul de la valeur rms finale) et multipliée par la largeur de la bande correspondante. Le niveau de bruit correspondant est égal à la somme de toutes ces valeurs.

Sur la courbe d'illustration, nous trouvons $(45)^2 \times 10$ pour la première bande, $(30)^2 \times 20$ pour la seconde, $(20)^2 \times 50$ pour la troisième, $(13)^2 \times 200$ pour la quatrième, $(10)^2 \times 700$ pour la cinquième, $(9)^2 \times 19000$ pour la dernière. C'est à dire 20250, 18000, 20000, 33800, 70000 et 1539000 ce qui nous donne un niveau de bruit équivalent de 1 701 050.

A titre d'exercice, vous pouvez vérifier que sur une résistance de 150 ohms, l'influence du courant de bruit peut être négligé (De l'ordre de 25 000 sur l'ensemble de toute la bande) mais que sur une résistance de 2 k, l'effet devient prédominant.

Quand toutes ces valeurs sont établies, il ne reste plus qu'à faire la somme des trois sources de bruit pour obtenir le niveau de bruit en entrée. Sur cet exemple, nous obtenons $60\,000 + 1\,701\,050 + 25\,000$ ce qui nous donne $1\,786\,050 \text{ nV}^2$ comme niveau de bruit en entrée. Pour obtenir la valeur rms de la tension de bruit en entrée il ne reste plus qu'à extraire la racine carrée de cette valeur. Cela nous donne une tension de bruit rms d'entrée de $1,336 \text{ uV}$ pour une résistance de 150 ohms et une bande de fréquences de 20 Hz à 20 kHz.

De la théorie à la pratique

Afin de pouvoir juger la qualité de différents AOP, nous nous sommes livrés à



ce petit calcul sur un certain nombre de classiques et sur des plus spécialisés dans ce type d'application.

La base de calcul est restée un micro de 150 ohms en entrée et l'intégralité de la bande audio. Le courant de bruit a donc été négligé. Pour des facilités d'écritures le niveau de tension de bruit de l'AOP sera donné en μV^2 . La tension de bruit finale comportera le bruit propre du micro qui reste de $0,06 \mu V^2$. Pour pouvoir se faire une idée de la gamme d'un AOP, la tension de bruit En sera donnée entre parenthèses (à 1kHz et pour 1Hz de largeur de bande).

Le premier à être "passé à la casserole" est le TL081 (25nV) et, en règle générale, tous les AOP classiques du style uA741, LM324, etc... Le niveau de bruit calculé est de $12,544 \mu V^2$ ce qui nous donne une tension de bruit équivalent de 3,55 μV . On peut remarquer que sur ce type de composant, le bruit introduit par la source est vraiment négligeable.

Le suivant à avoir été analysé est le TL071 (18nV). Il s'agit du petit frère du précédent dont l'une des caractéristiques est de présenter un faible bruit. Le niveau de bruit obtenu est de $6,594 \mu V^2$. La tension de bruit finale est de 2,58 μV . Il n'y a pas de doute, le résultat est nettement meilleur.

Tous les AOP suivants sont réputés pour être des très faible bruit.

Le LF356 (12nV) a annoncé un niveau de bruit de $2,793 \mu V^2$ d'où une tension de bruit de 1,69 μV .

Le RC4558 (8nV) qui a longtemps été la Rolls pour ce genre d'application nous donne un niveau de bruit de $1,298 \mu V^2$ c'est à dire une tension de bruit de 1,16 μV .

Le LM833 (4,5nV) qui est spécialisé pour ce type d'applications audio affiche $0,406 \mu V^2$ à la pendule. La tension de bruit est donc de 0,68 μV .

L'OP27 (3nV) qui est un ampli d'instrumentation arrive à $0,185 \mu V^2$. La tension de bruit est alors de 0,495 μV .

Le LM394 (2,4 nV) qui n'est en fait qu'une paire de transistors montés en différentiel nous amène à un niveau de $0,12 \mu V^2$. La tension de bruit d'entrée est donc de 0,425 μV .

Une remarque s'impose. Plus les qualités de bruit du circuit s'améliore, plus l'influence du bruit introduit par la source se fait sentir.

Pourquoi s'appesantir tant sur toutes ces valeurs de tension de bruit d'entrée?

Tout simplement pour introduire une nouvelle grandeur très importante sur tous les montages dont le bruit est un facteur de nuisance. Il s'agit du fameux rapport signal/bruit.

Le rapport signal/bruit.

Cette grandeur permet de pouvoir juger de la qualité d'un dispositif audio mais avant tout il permet de connaître l'écart qui existe entre la grandeur du signal utile et le bruit qui l'accompagne. Sa définition est la suivante:

$$S/N = 20 \text{ Log (Esig / EN)}$$

Par exemple si le signal d'entrée à une tension rms d'entrée de 4 mV (cellule magnétique de platine disque) et que la tension de bruit à l'entrée (tout confondu) est de 1,62 μV , le rapport signal bruit de ce dispositif est donc de

$$S/N = 20 \text{ Log (4000 / 1,62)} = 68 \text{ dB}$$

Pour de nombreux systèmes (platines, magnétophones, CD, image, etc...), le niveau d'entrée du système est connu, l'impédance est connue et le niveau de bruit facile à déterminer. Dans ce cas, la détermination du rapport signal bruit est facile à calculer.

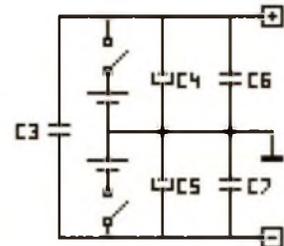
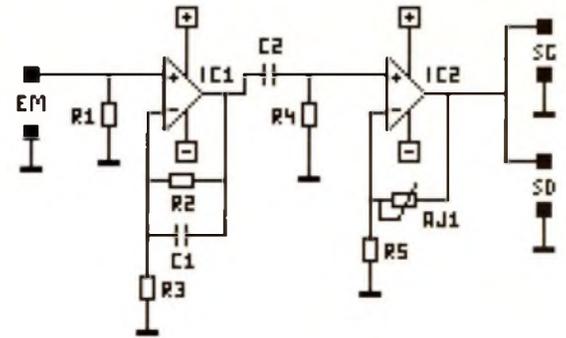
Dans le cas d'un microphone, il n'en va pas de même. La nature même de la grandeur à capter et la dispersion qui peut exister entre les différents micros font que le calcul du rapport signal bruit est légèrement différent. Pour balayer toutes ces différences, le signal d'entrée est supposé posséder une tension d'entrée de 1V rms ce qui nous amène pour l'exemple précédent à un rapport signal bruit de 116 dB.

Le schéma de détail

Voici la mise en oeuvre de ce qui a été développé jusqu'à maintenant.

Le but de ce montage est de fournir un préampli micro dont la sortie délivre un signal à 0 dB pour attaquer l'entrée ligne d'un appareil audio (magnétophone, DAT, etc...)

Les microphones (dynamiques en particulier) délivrent un signal de sortie qui est extrêmement faible (comparé à d'autres sources de tensions). Par exemple, un microphone dont la sensibilité est de -75dB est relativement courant. Sachant qu'une sensibilité de 0db délivre une tension de 1V/microbar, un microphone de -75dB délivrera une tension de 0,18mV pour le même signal sonore (ce type de niveau sonore représente l'équivalent d'une personne qui parle normalement à un mètre du micro).



Pour atteindre les 0 dB en sortie, ce préampli doit donc posséder un gain important. Dans notre cas, il a été choisi égal à 5000. En fait il peut être ajusté entre 202 et 5151, cela afin de couvrir la majorité des utilisations qui peuvent en être faites.

Il se décompose donc en deux parties. Un premier amplificateur dont le gain est figé à 101 et un second amplificateur dont le gain peut être réglé entre 2 et 51.

Le premier est du type non inverseur (IC1). Le signal du micro est appliqué sur l'entrée (+). La résistance R1 permet de polariser le premier étage et va définir l'impédance d'entrée. Le gain de cet étage est donné par le rapport des résistances R2 et R3. Le condensateur C1 permet de constituer un filtre passe bas du premier ordre qui coupera la bande supérieure aux alentours des 20 kHz.

Le second amplificateur est identique au premier. La seule différence est que la résistance de gain a été remplacée par un ajustable AJ1. La liaison entre les deux étages s'effectue par le condensateur de liaison C2. C'est lui qui va définir la borne inférieure de la bande passante du montage. La fréquence de coupure se situe aux alentours de 20 Hz.

Du fait du gain élevé, l'alimentation doit être particulièrement soignée. Afin de supprimer tout risque de "ronflette" apportée par le secteur, elle s'effectue au moyen de deux piles dont le point commun va venir constituer la masse. Les condensateurs C4 et C5 permettent de réduire l'impédance de sortie de chacune des piles. Les condensateurs C6 et C7 permettent de filtrer les éventuels résidus HF que C4 et C5 ne



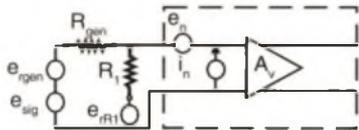
peuvent pas absorber. Pour finir, le condensateur C3 sert de découplage d'alimentation pour les deux amplificateurs pour annihiler les effets parasites que peuvent introduire les pistes du circuit.

Influence de la résistance d'entrée

La théorie sur le bruit qui a été développée jusqu'à maintenant supposait attaquer l'entrée directe de l'amplificateur dont l'impédance est infinie.

Sur le schéma du montage nous trouvons une résistance R1 dont la valeur a été choisie égale à 1 K Ω .

Cette résistance va donc produire à son tour une tension de bruit supplémentaire dont le niveau de bruit est de $0,4\mu V^2$ ($E_r = 632,5$ nV). Cependant sa présence n'est pas si néfaste que cela.



En représentant ce schéma équivalent, et en appliquant le théorème de superposition, nous voyons que la tension de bruit introduite par le micro est atténuée par la résistance R1 et ne vaut plus alors que

$$E_{r1} = E_r R_{gen} \times R_1 / (R_1 + R_{gen}).$$

Plus la résistance R1 est faible et plus la tension de bruit résultante appliquée sur l'entrée de l'amplificateur est faible.

Parallèlement, la tension engendrée par le courant de bruit de l'ampli est atténuée.

De même la tension de bruit introduite par R1 est atténuée par Rgen et ne vaut plus alors que

$$E_{r2} = E_r R_1 \times R_{gen} / (R_1 + R_{gen}).$$

Plus la résistance R1 est élevée et plus la tension introduite dans l'ampli est faible.

Une analyse mathématique montre que plus la résistance d'entrée est faible et plus la tension de bruit introduite dans l'ampli est réduite; l'idéal étant atteint pour $R_1 = 0$ (puisque dans ce cas seule la tension de bruit propre de l'ampli est présente). C'est alors un compromis entre atténuation du bruit de la source et atténuation du signal utile qui guide le choix.

Avec une résistance de 1K, le niveau de bruit apporté sur l'ampli qui était de $0,06\mu V^2$ passe à $0,052\mu V^2$ alors qu'avec une résistance de 10K il est de $0,059\mu V^2$. Plus

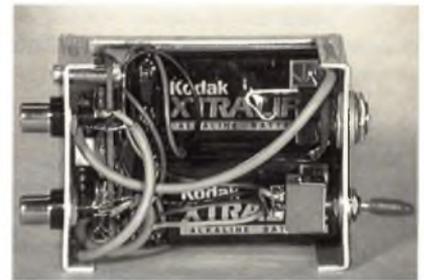
l'ampli est performant en niveau de bruit, plus la diminution du bruit de la source est apprécié.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des couches métal

R1	1Kohms
R2	100 Kohms
R3	1Kohms
R4	1Kohms
R5	1Kohms
AJ1	50 Kohms 82PR
C1	47 pF céramique
C2	150 nF polyester
C3	100 nF polyester
C4	22uF 16V tantale
C5	22 uF 16V tantale
C6	22 nF polyester
C7	22 nF polyester
IC1	RC4558 + support (*)
IC2	RC4558 + support (*)
1	coffret TEK0 2B
1	interrupteur double
1	prise jack 6,3 châssis
2	prise RCA châssis
2	coupleurs de piles
1	entretoise 10 mm métal
1	vis 3/16 + écrou

(*) Le choix des AOP utilisés sera naturellement fonction du niveau de bruit que l'on admet en sortie du montage, mais aussi de la facilité de les trouver. Le circuit est conçu pour recevoir des circuits à doubles AOP (les plus fréquents pour les circuits faibles bruits). Chaque amplificateur est volontairement ainsi isolé pour éviter tout risque d'intermodulation (à cause du gain global élevé). C'est sur cette remarque que va s'achever cette étude sur ce préampli.



Réalisation

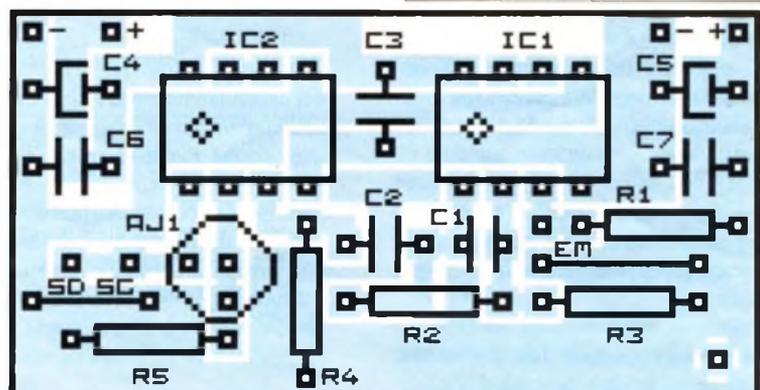
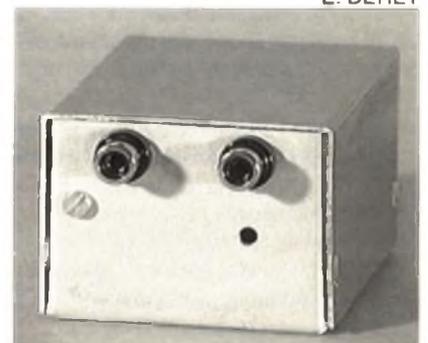
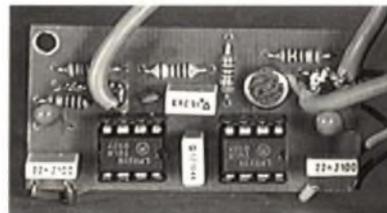
La réalisation et le montage du circuit imprimé ne présente aucune difficulté.

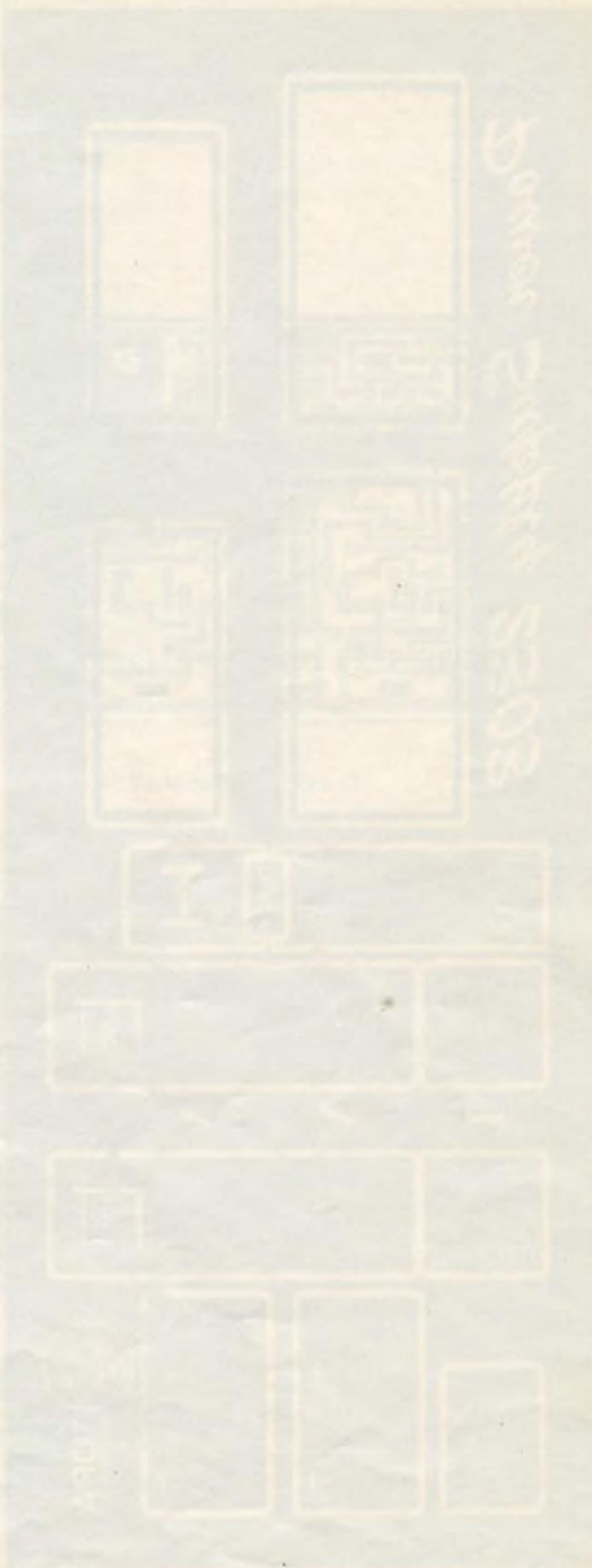
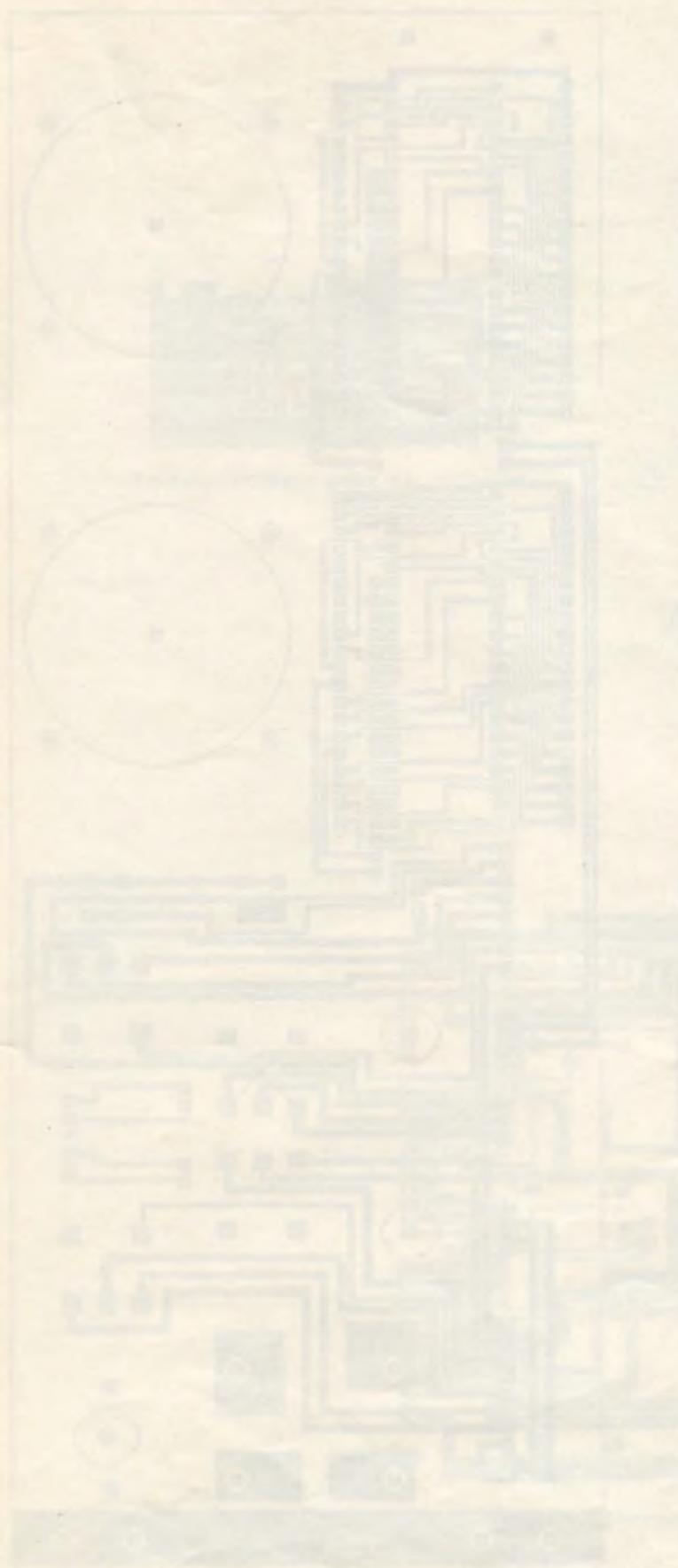
La photographie ci-dessus et la sérigraphie (donnée ci-dessous à l'échelle 2) sont suffisantes pour que vous ne commettiez pas d'erreur. Attention cependant au sens des condensateurs tantale.

La mise en coffret est donnée ci-dessus. Le circuit est fixé sur le coté du coffret au moyen d'une vis, d'une entretoise et d'un écrou (composants coté boîtier). Les piles prennent place dans le fond du coffret. Les trois prises et l'interrupteur sont placés vers le haut de ce dernier. Un petit trou sera percé dans l'axe de l'ajustable afin de pouvoir effectuer le réglage du gain de l'ampli. Ce réglage sera fonction du type de micro utilisé et du niveau sonore moyen à capturer.

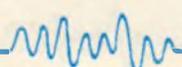
La liaison de masse entre les deux RCA devra être la plus courte possible afin d'éviter l'apparition de courants circulatoires dans le blindage des câbles. La prise Jack sera éventuellement isolée du coffret pour utiliser pleinement le blindage du câble.

E. DERET



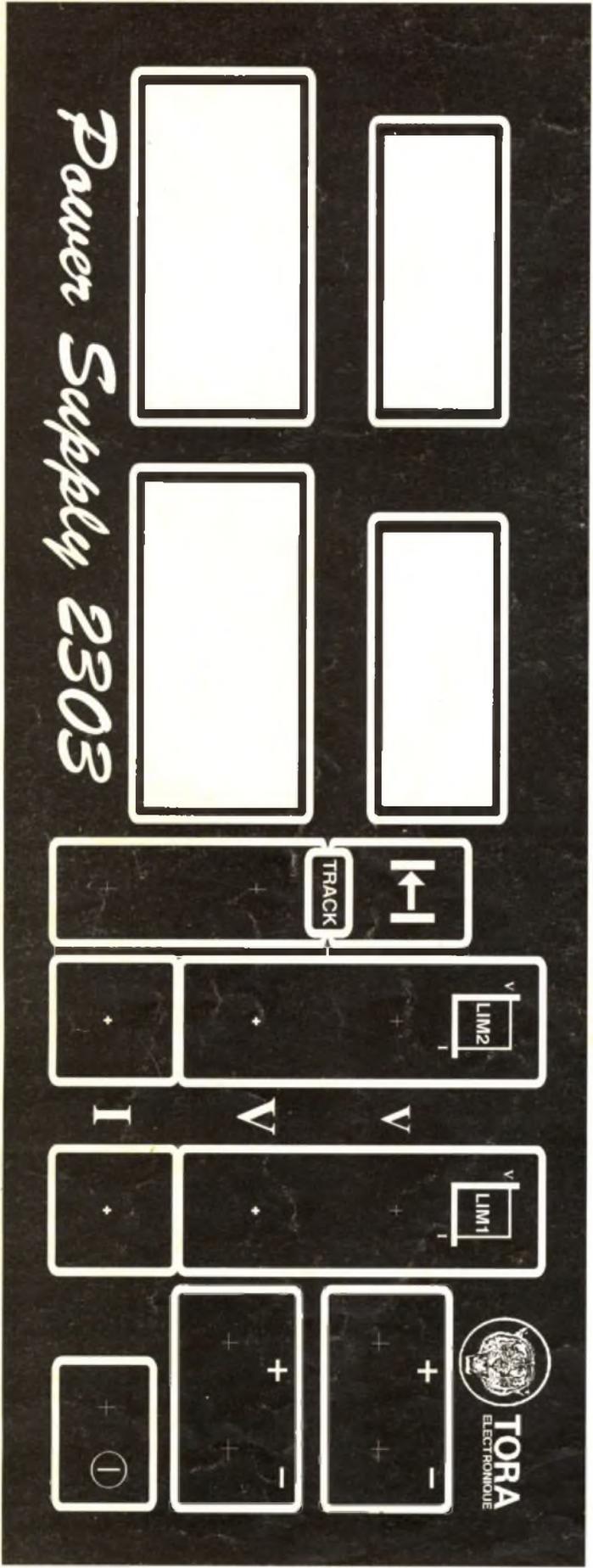


Устройство
Питание
Управление

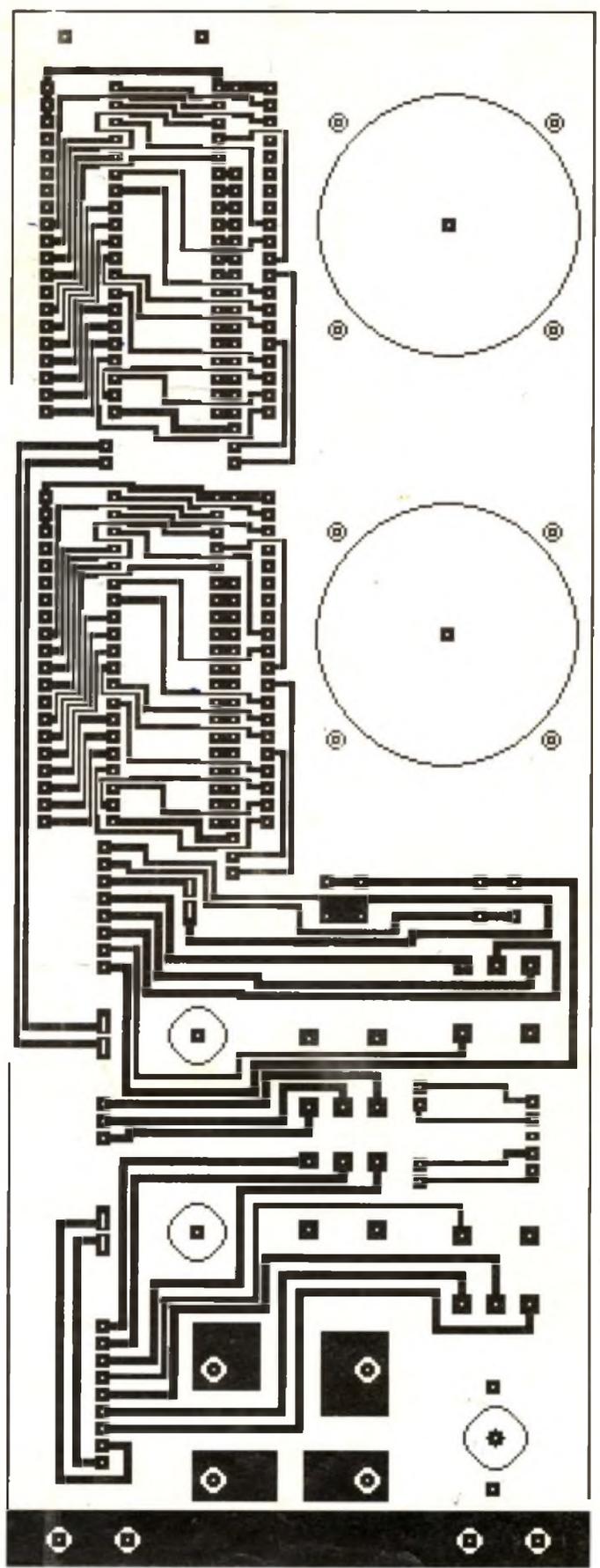


Contour# F7F6D0

Power Supply 2303



Film de façade alimentation 2 x 30 V

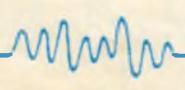
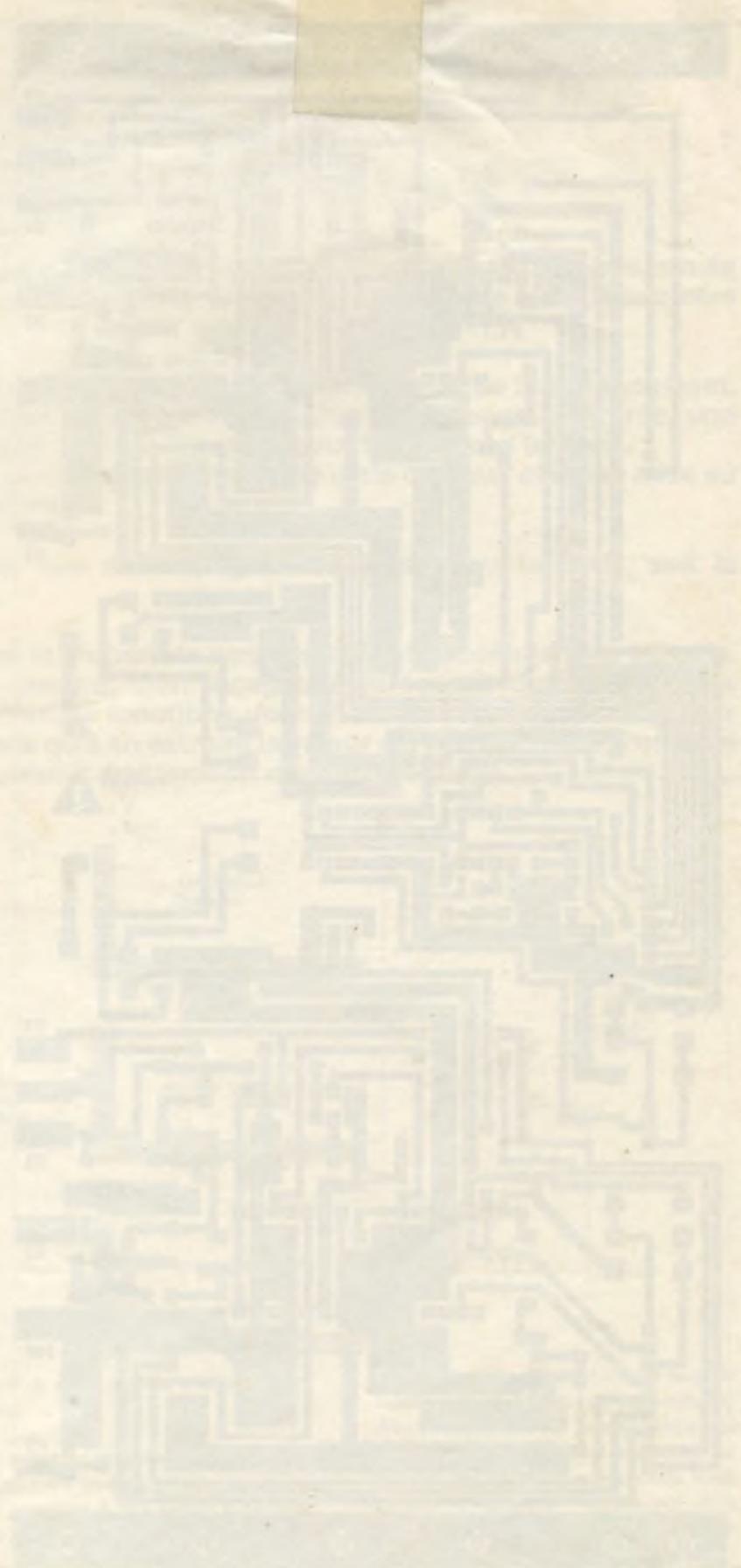


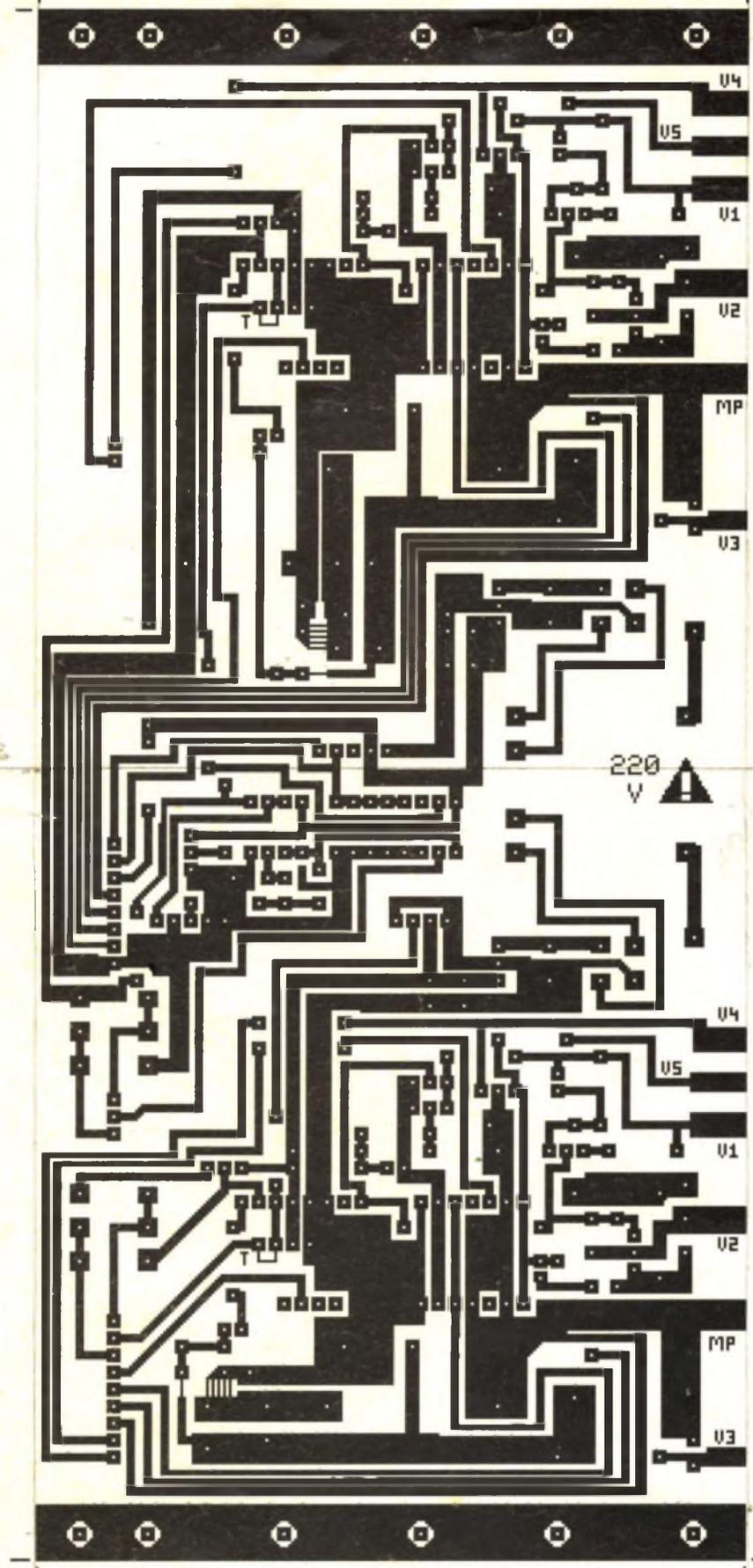
Façade alimentation 2 x 30 V



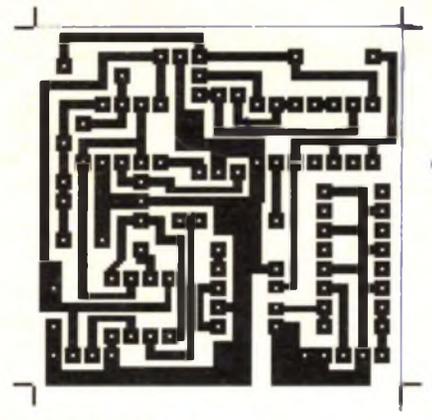


YU
BU
HU
JU
MU
CU

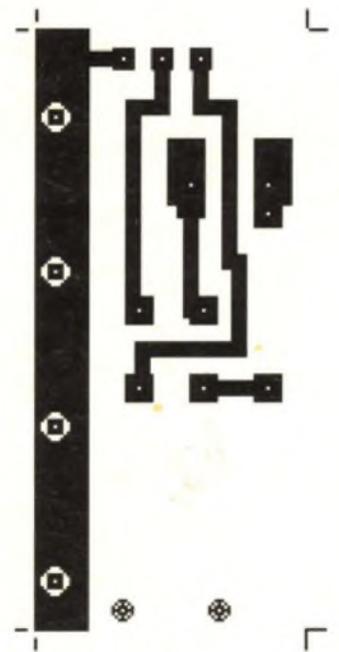




Alimentation 2 x 30V: carte linéaire

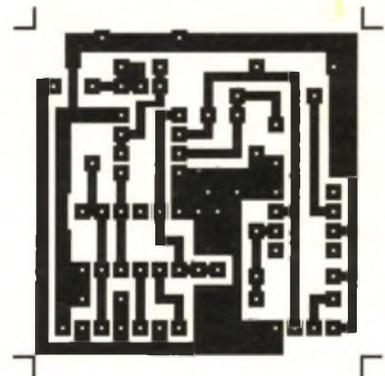


1/ Copieur de tension
2/ alimentation 2 x 30 V: module tracking



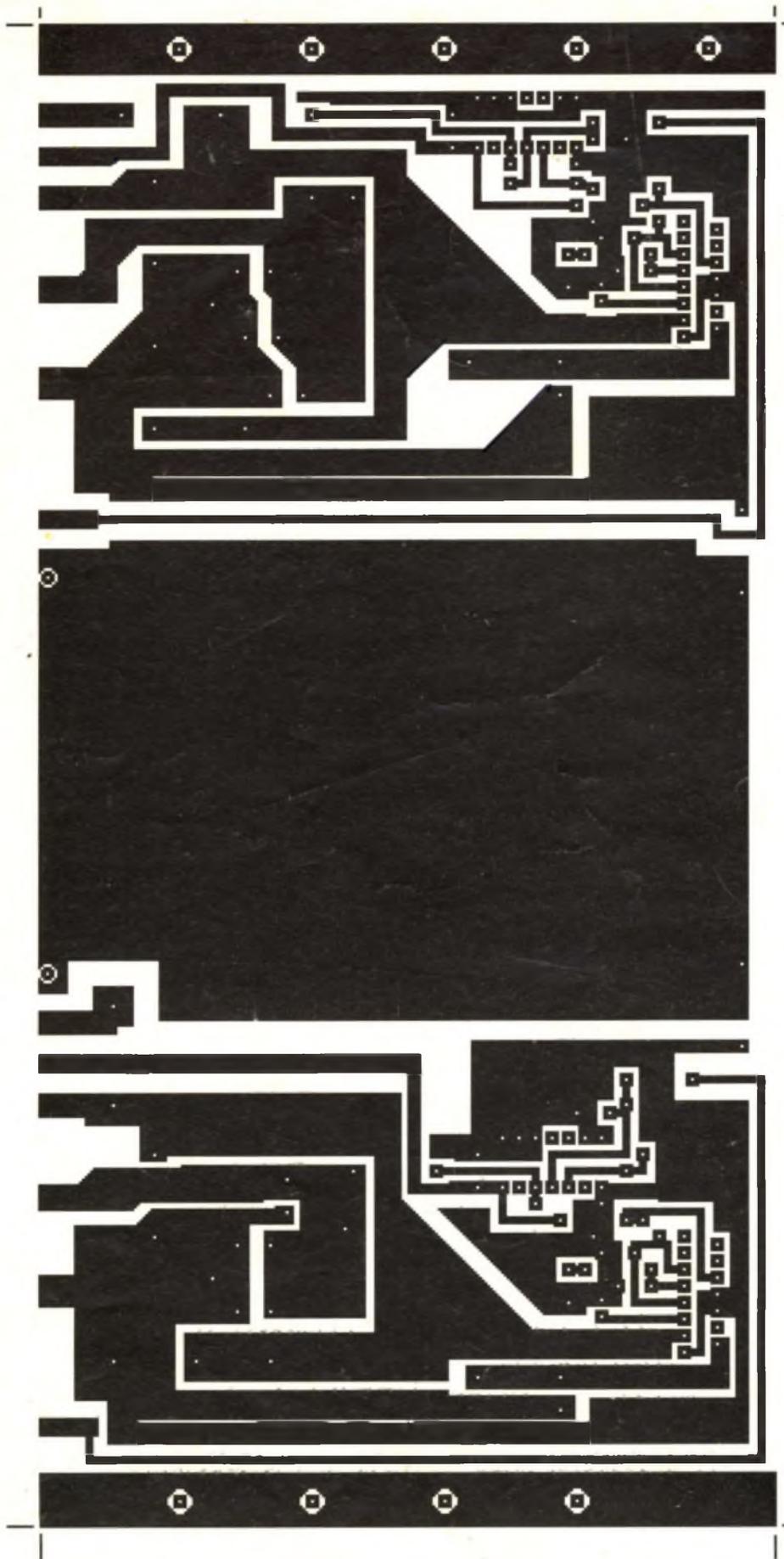
Alimentation 2 x 30 V: platine M/A

- u4
- u5
- u1
- u2
- MP
- u3

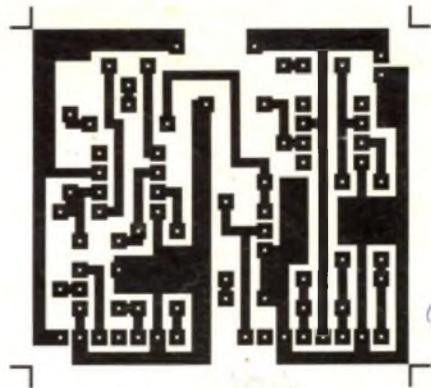


Alimentation 2 x 30 V:
Module affichage galvanomètres



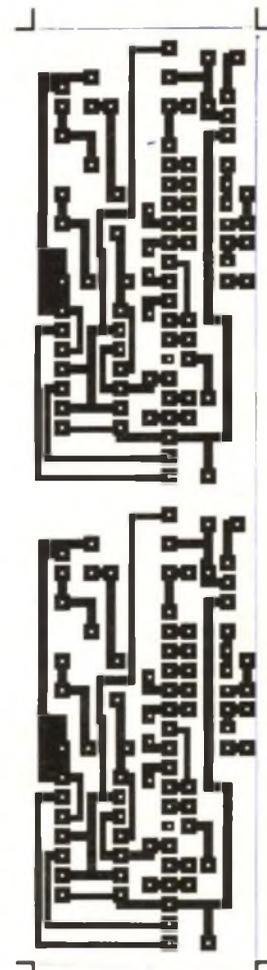


Alimentation 2 x 30 V: Carte pré-régulation à découpage

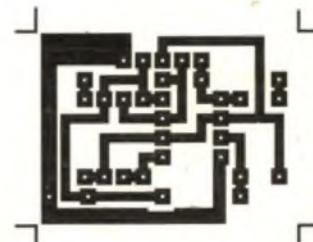


OK

Alimentation 2 x 30 V: Module V-I



Alimentation 2 x 30 V: Carte d'entrée 7106



Alim
OK

Alimentation 2 x 30 V: Module clavier 2 T





Fig. 1. Schematic diagram of the power transformer.



Fig. 2. Schematic diagram of the filter.



Fig. 3. Schematic diagram of the power transformer.

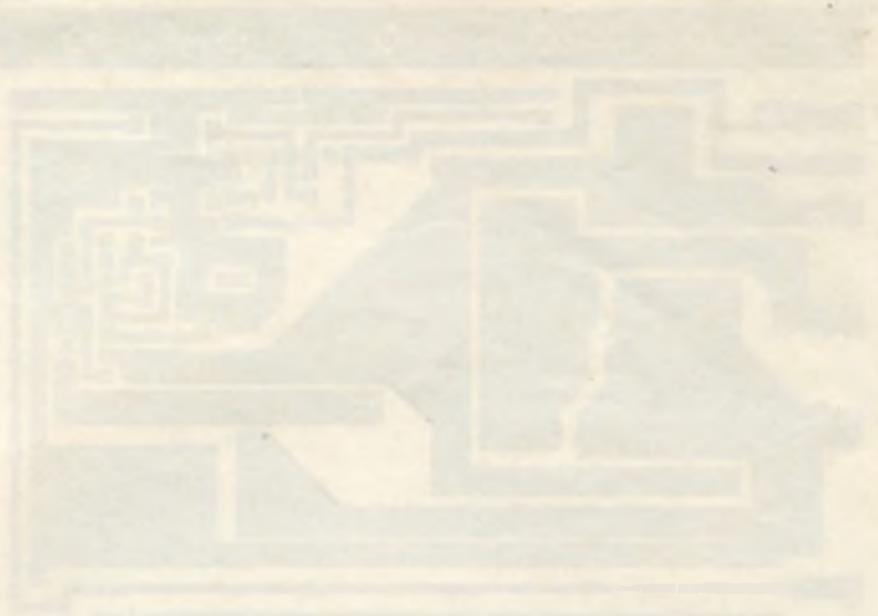
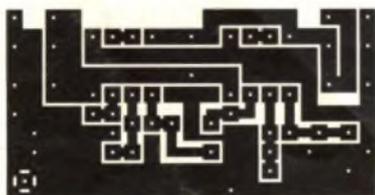
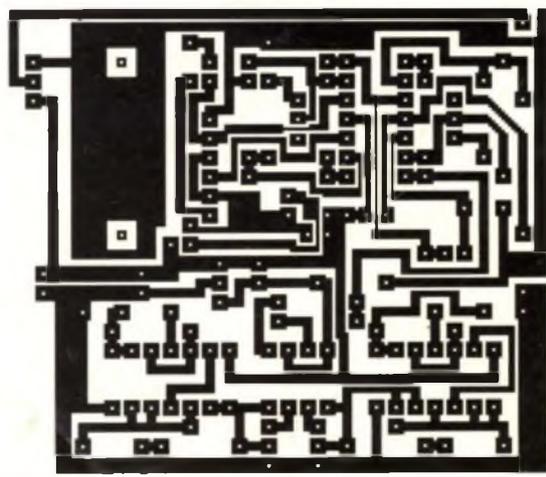


Fig. 4. Schematic diagram of the power transformer.

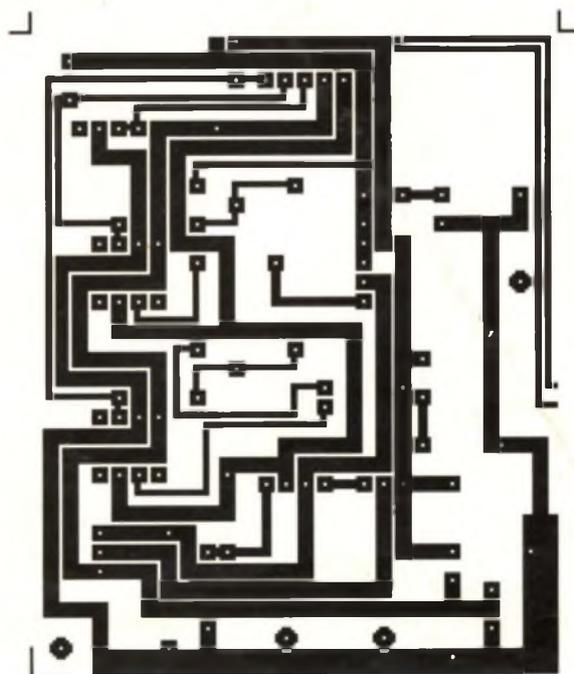




Préamplificateur pour microphone

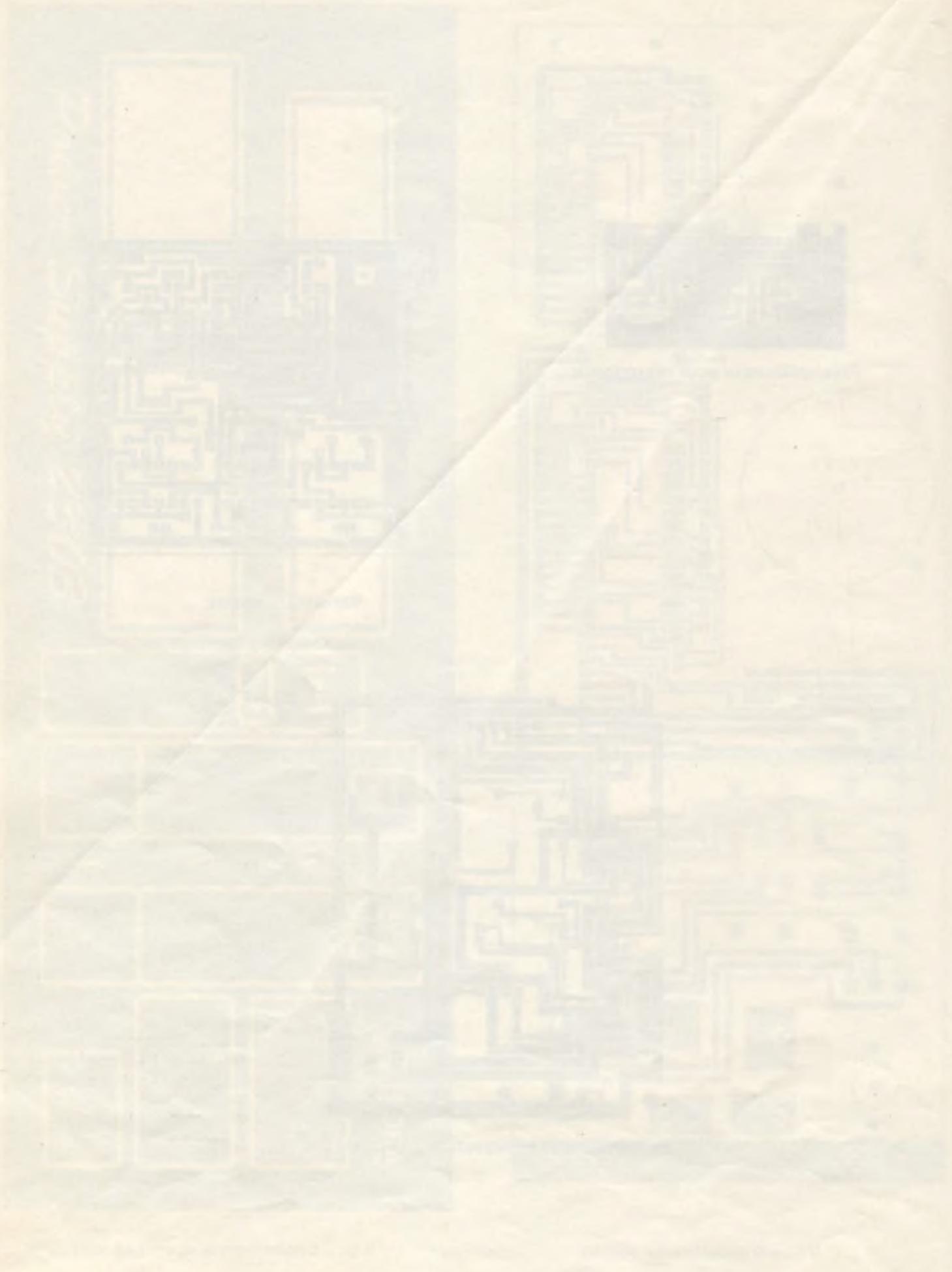


Variomètre sonore



Modification programmeur d'EPROMs

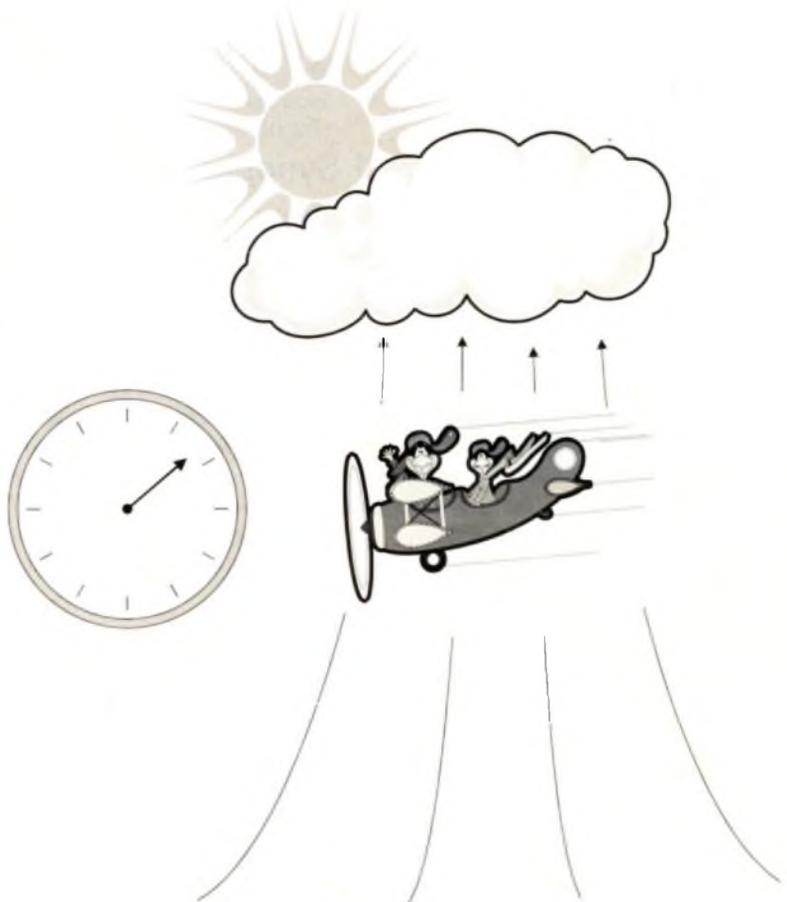






Un variomètre sonore

Montée ou descente ? Question intéressante lorsque l'on évolue dans le ciel, suspendu à une aile delta, à la recherche d'une ascendance thermique. Mais à quelle vitesse ? Autant de questions que nous ont posé de nombreux lecteurs, et auxquelles cette réalisation vient apporter sa modeste réponse. Pour faire suite à notre altimètre-baromètre du No 4 de notre revue, nous avons reçu de nombreux courriers suffisamment précis pour fixer un cahier des charges complet, que nous avons respecté dans les limites de la technologie que nous sommes capables de maîtriser.



Le cahier des charges

Le " taux vario ", dans le langage des initiés à l'aéronautique, exprime la vitesse de montée, ou de descente, généralement en pieds par minute, ou en mètres par seconde. Tout avion est à priori équipé de l'instrument correspondant : le variomètre. Généralement, la lecture s'effectue à l'aide d'une aiguille sur un cadran circulaire. La position neutre confirme le vol horizontal, et par conséquent, une variation d'altitude nulle. L'appareil est gradué en pieds par minute, par tranche de 100 pieds jusqu'à 5000. Sa bonne utilisation permet de mieux tenir un niveau de vol, d'effectuer une montée ou une descente à taux fixe, pour un atterrissage aux instruments par exemple, et enfin, il permet de se situer dans le flux des masses d'air en mouvance lorsqu'elles sont la clef du maintien en vol, en planeur ou en aile volante.

En effet, pour se maintenir en l'air, tout objet volant basé sur le principe de l'aile doit maintenir une vitesse relative suffisante pour apporter une force portante destinée à compenser son poids. Un engin non motorisé

doit donc afficher une attitude moyenne de descente dans la masse d'air qui le supporte. Mais si cette masse d'air est plus chaude que ses voisines, elle va elle-même monter en absolu, et notre engin volant risque donc de monter lui-aussi, et seul le variomètre peut lui indiquer cette tendance. L'altimètre lui confirmera bien sûr le phénomène, mais il apparaît qu'en aile delta, la lecture de tels instruments ne soit pas facile. Nos lecteurs ont donc insisté pour obtenir une restitution sonore de ce " taux vario ". Un son aigu durant la montée, un son plus grave durant

la descente (on pourra inverser selon les goûts), et ce son sera haché d'autant plus vite que le taux (ou vitesse) sera plus fort. Une alimentation sur pile et une sortie sur buzzer ou optionnelle sur casque complètent ce cahier des charges.

Voyons à présent comment parvenir à ce résultat.



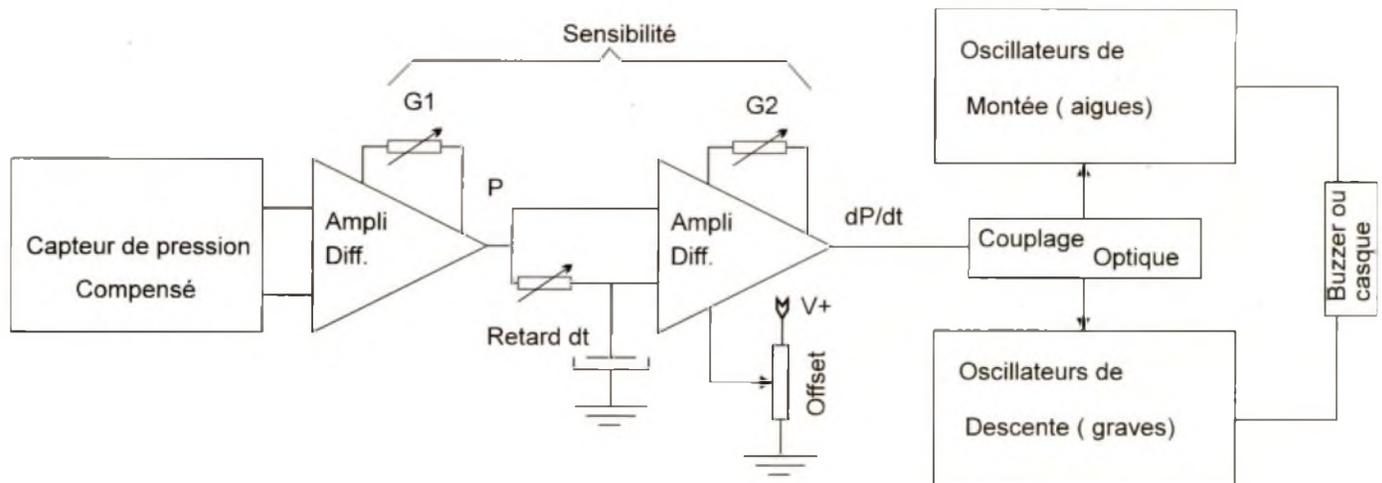


Figure 1 Synoptique du variomètre sonore

Le principe de fonctionnement

En absence de sonde altimétrique sophistiquée, basée sur un écho radar ou une localisation par satellite, la variation de pression est notre seul élément de référence. En dessous de 10000 pieds (environ 3000 mètres), la variation de pression est de l'ordre de 30 à 36 millibars par 1000 pieds, soit environ 3 mB pour 100 pieds. Toute variation d'altitude de l'ordre de 100 pieds fera varier la pression mesurée de l'ordre de 3 mB. Comparer la pression obtenue à un instant T, par rapport à celle de l'instant T-dt nous donnera donc une grandeur proportionnelle à notre vitesse de variation d'altitude ou taux vario.

La figure 1 nous donne le synoptique de la réalisation. Le montage déjà connu du capteur de pression compensé en température et offset, nous donne, en sortie d'un premier ampli différentiel, notre pression en millibar. Grâce au gain appliqué à cet amplificateur, cette grandeur s'exprime directement en millivolts. Si l'on applique ce signal sur un second amplificateur différentiel, d'une part en direct (signal instantané ou en temps réel T), d'autre part sur l'autre entrée, avec un retard ajustable dt, par l'intermédiaire d'un réseau RC, nous obtiendrons en sortie une grandeur proportionnelle à notre taux (différence de

pression sur dt) et le sens de variation par rapport à la masse (GND) du montage nous indiquera le sens de variation de cette pression, et par conséquent la notion de montée ou de descente. Le gain de cette ampli, associé au temps de retard, nous permettra d'ajuster la sensibilité de notre mesure.

Deux montages oscillateurs à circuits MOS, parfaitement identiques aux valeurs de composants près, fournissent l'étage de restitution sonore. Un premier oscillateur à fréquence fixe, mais différente pour la montée (aiguë pour nous) et pour la descente (plus grave) fournit une porteuse permanente, chacun de son côté, sur une porte de mélange. Un oscillateur très basse fréquence, commandé par la tension de sortie du différentiel, viendra hacher cette porteuse, d'autant plus vite que cette tension sera élevée, et ce, du bon côté, suivant le signe de cette tension par rapport à GND. Un double opto-coupleur est chargé de transmettre cette tension vers l'étage concerné.

La sortie s'effectue entre deux portes dont l'une est toujours forcément bloquée, soit sur transducteur piezo, soit sur écouteur cristal ou sur casque.

Vous avez à présent une bonne vue d'ensemble sur le fonctionnement de notre montage. Voyons son schéma en détails.

Le schéma en détails

La figure 2 vous éclaire sur la totalité du montage.

La mesure de pression

Elle est confié au MPX100AP de chez Motorola, dont la Hobbythèque figure en bonne place dans le No 4 de votre revue préférée. C'est un capteur de pression absolue (par rapport au vide) à boîtier de protection, avec une buse d'entrée. On peut le représenter schématiquement comme un pont de Wheatstone, que les variations de pressions viennent déséquilibrer (IC1). IC3, R1 et la résistance variable AJ1 assure sa compensation en température, et l'ajustable AJ2, talonné par R2 et R3 nous permettra d'en ajuster l'offset. Le total est alimenté entre V+ et GND. Les tensions issues des sorties 2 et 4 du pont sont envoyées aux deux entrées d'un premier amplificateur différentiel.

A la sortie de ce premier étage, en broche 7 de IC2, on obtient une grandeur proportionnelle à la pression. Avec un gain de l'ordre de 10, on pourrait lire directement la pression en millibar convertie en millivolts. C'est d'ailleurs le cas du montage baromètre du No 4. Ici, seule la variation de pression en fonction du changement d'altitude nous intéresse, et plus le gain de cet étage sera grand, plus l'appareil sera sensible, sans



nuire à l'exactitude de notre mesure. Aussi nous opterons pour un gain de l'ordre de 20, portant la valeur à 2 volts pour 1000 mB, pression moyenne au niveau du sol. Cette tension, représentation significative de la pression absolue, varie en fonction de l'altitude, d'environ 35 mB par 1000 pieds (300 mètres) dans les basses couches, en dessous de 5000 mètres. Avec notre gain du premier étage, cette variation devient 70 mV pour 1000 pieds. Ce gain G s'exprime ainsi : $G=2+(R4+R5)/(R12+AJ3)$, et vu les valeurs de composants, il est donc ajustable de 16 à 45.

L'amplificateur différentiel à entrée retardée

Comme déjà exposé dans notre principe de base, cette variation instantanée est envoyée à la broche 10 de IC2, première entrée du second soustracteur. Un réseau RC sur la seconde va retarder la mise en égalité des deux entrées, et par conséquent faire apparaître en sortie (broche 14) une tension proportionnelle à cette différence entre la pression à l'instant T et celle à T+dt, et donc au taux vario, et de même signe : positive si la pression augmente (descente), négative si la pression diminue (montée). Ce réseau RC est constitué par C2 et AJ5.

Ce dernier nous permet de choisir une unité de mesure en temps comprise entre 0 et 10 secondes. Un temps trop court réduit la sensibilité de la détection, mais un temps trop long augmente l'inertie du montage, et par conséquent, aurait tendance à noyer l'information. Nous avons estimé qu'un dt de l'ordre de 1 seconde (AJ5 à 100 K) nous convenait parfaitement, pour le reste, les professionnels du vol delta sauront juger.

Le gain de cet ampli différentiel, ajustable par AJ4 talonné par R13, est notre second réglage de sensibilité, et le plus efficace. En effet, en jouant sur le niveau d'amplification, pour une variation de 1 mV en entrée, soit 15 pieds (5 mètres), nous pourrions demander en sortie 1 volt (gain de 1000) ou 3 volts (gain de 3000). Compte tenu du fonctionnement des étages qui suivent, nous y verrons plus clair sur l'importance relative de ce réglage. Les valeurs de nos composants nous donnent une plage pour ce second gain de 40 à 10000. $G=2+(R8+R9)/(R13+AJ4)$.

Avec de tels gains, il est important d'avoir un offset nul, soit 0 volt en sortie pour un état stabilisé (vol horizontal ou immobile), ceci afin de ne pas favoriser un sens de détection plutôt que l'autre. L'ajustable AJ6, entre V+

et GND, au travers de R11, remplit cet office sur la broche 9 de IC2.

L'interface à opto-coupleur

Cette tension, variant autour de GND, doit déclencher une interface sonore alimentée entre V+ et V-, pour obtenir une puissance maximum. N'ayant pas la même référence de masse, il nous faut isoler les deux montages, et les opto-coupleurs sont parfaits dans cette tâche (voir HOBBY No 32). De plus, le point de déclenchement, du à la tension de seuil des diodes Led, de l'ordre de 0,9 volt, nous procure un hystérésis de l'ordre de 1,8 volts, sans risque de signaux sonores intempestifs (0,9 volt dans chaque sens). Sans cette zone de neutre, les nuisances sonores gêneraient le plaisir d'utiliser ce montage. Un opto-coupleur double, dont les diodes sont alimentées à contrario, au travers de R14 et R15, fait parfaitement l'affaire. Les transistors internes, excités chacun par sa diode, alors que l'autre est bloqué, vont activer les oscillateurs de sortie.

L'étage de sortie à oscillateurs

Deux circuits identiques, à certaines valeurs de composants près sur les

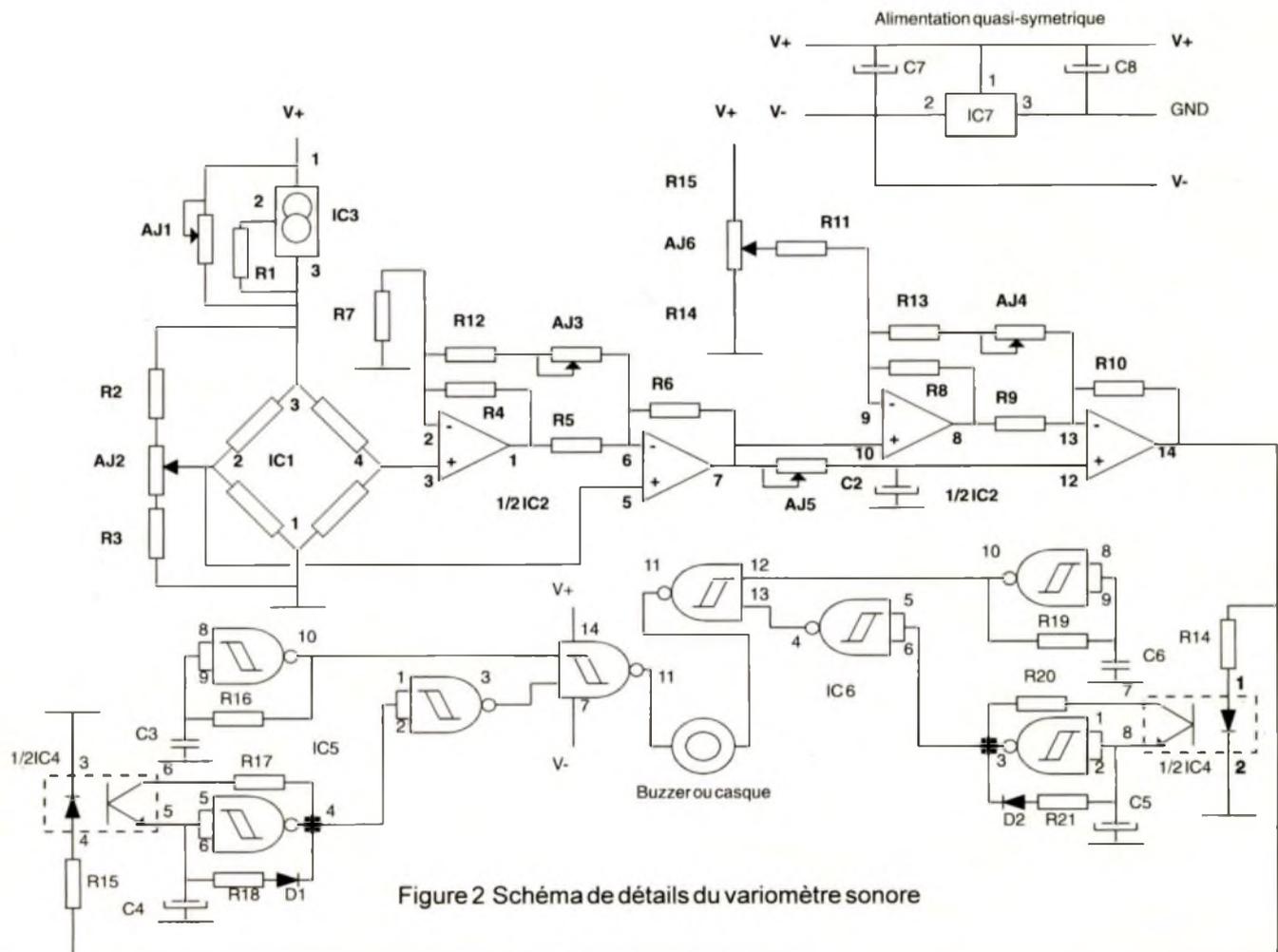


Figure 2 Schéma de détails du variomètre sonore



porteuses, vont générer, chacun pour un sens d'évolution, un signal sonore haché au rythme de la vitesse de montée ou de descente. Ce sont des circuits MOS, à quatre portes NAND trigger de schmitt qui sont en charge de cette fonctionnalité. En ayant vu un coté, on aura compris l'autre. Voyons donc celui des sons aigus, que nous avons placé du coté montée (mais vous pourriez faire l'inverse en changeant R16, R19, C3 et C6).

La porte 8,9 sur 10, (sur IC6), à l'aide de R19 et C6, élabore en permanence un son aigu de l'ordre de 800 Hz. Vous pourrez choisir une autre fréquence en jouant sur ces valeurs de composants. Celle ci est envoyée sur une porte de mélange en broche 12 de IC6, en attente d'une autorisation de passage en broche 13. Cette permission est accordée, éventuellement, par un oscillateur très basse fréquence, actionné ou non par l'opto-coupleur correspondant et dont le signal est inversé par la porte 5,6 sur 4 pour s'harmoniser avec les exigences du mélangeur final. Sur cet étage TBF, bâti autour de la porte 1,2 sur 3, R21 et la diode D1 décharge le condensateur C5, que recharge le transistor de l'opto-coupleur s'il est activé par la led correspondante au travers de R20, d'autant plus vite que le courant traversant la led est important, et donc que la tension en sortie 14 du second différentiel est importante dans le sens considéré.

Lorsqu'un oscillateur est en marche, l'autre est forcément bloqué, et dans la plage de neutre, d'environ 0,9 volts autour de GND, ils le sont tous les deux. Entre les deux sorties des MOS IC5 et IC6, un petit transducteur piezo, ou un casque haute impédance, ou un écouteur cristal (2000 ohms) restitueront les sons significatifs. Le choix des composants de R16 et C3 fixe le son grave à environ 200 Hz.

L'alimentation

Pour fonctionner, ce montage requiert une alimentation quasi-symétrique autour d'un GND, à établir à partir d'une alimentation unique à pile 9 volts. Une petite astuce, utilisant habilement un régulateur négatif du type 7905 dans sa version petite puissance, le boîtier plastique 79L05.

Le condensateur chimique C7 nous servira d'accumulateur d'énergie, éliminant une partie des déboires dus à la forte résistance interne d'une pile qui limite les transitoires. Un second condensateur, C8, effectuera le filtrage en sortie du régulateur. Dans ce mode de câblage, la tension entre V+ et le GND ainsi créé sera de 5 volts, quelque soit la tension de la pile. La valeur de V- ne nous cause aucun soucis, tant

qu'elle reste supérieure à - 2 volts sous GND pour alimenter IC2 surtout, soit 7 volts mini aux bornes de la pile.

La réalisation

Le circuit imprimé

Pour ceux qui ont déjà réalisé le montage altimètre-baromètre de notre No 4, ce circuit présente un petit air de famille du coté du capteur de pression et du quadruple ampli-op, mais la comparaison s'arrête là. Dessiné pour prendre place dans un coffret DIPTAL du type G1173, la densité des pistes est raisonnable et l'implantation des composants est relativement aérée.

La liste des composants

IC1	MPX100AP
IC2	TL084
IC3	LM334Z (boîtier plastique)
IC4	MCT66
IC5, IC6	MOS4093
IC7	R79L05 (boîtier plastique)
D1, D2	1N4148
AJ1	82P 1Kohms
AJ2	82P 2 Kohms
AJ3	67W 10 Kohms
AJ4	67W 500 ohms
AJ5	67W 500 Kohms
AJ6	67W 10 Kohms
R1	16,9 ohms 1/4 w métal 1%
R2	10 Kohms 1/4 w métal 1%
R3	9,1 Kohms 1/4 w métal 1%
R4 à R10	100 Kohms 1/4 w métal 1%
R11	100 Kohms 1/4 w carbone 5%
R12	4,7 Kohms 1/4 w carbone 5%
R13	18 ohms 1/4 w carbone 5%
R14, R15	220 ohms 1/4 w carbone 5%
R16	47 Kohms 1/4 w carbone 5%
R17	10 Kohms 1/4 w carbone 5%
R18	100 Kohms 1/4 w carbone 5%
R19	27 Kohms 1/4 w carbone 5%
R20	10 Kohms 1/4 w carbone 5%
R21	100 Kohms 1/4 w carbone 5%
C1	100 nF multicouche
C2	10 uF 25v Tantale
C3	100 nF céramique
C4, C5	10 uF 25v radial
C6	47 nF céramique
C7	100 uF 25v radial
C8	10 uF 25v radial

1 boîtier DIPTAL G1173
1 coupleur de pile pression 9v
1 transducteur piezo à fils
2 vis nylon diamètre 3 mm avec écrous
3 supports CI 14 broches
1 support CI 8 broches

En option : (voir texte)

1 jack châssis 3,5 mm mono
1 écouteur cristal ou casque walkman

Le montage

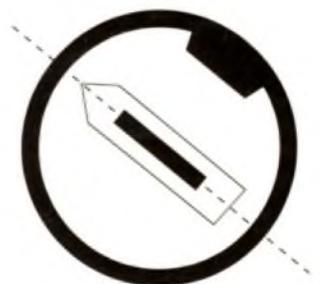
Il ne doit pas vous poser de problèmes particuliers. Attention néanmoins au pliage des pattes du capteur de pression à 90° : aidez-vous d'une pince plate pour ne pas abimer le produit qui coûte relativement cher. Attention également au sens d'implantation des ajustables 67W : ils ne

sont pas polarisés, mais la position de la vis, si elle correspond à celle de la sérigraphie, vous aidera à mieux comprendre les phases de réglage. Comme d'habitude vous attaquerez par les composants les plus bas pour terminer par la mise en place des CI sur leur support, tout en veillant à la bonne implantation des produits polarisés : chimiques et diodes. Ne pas oublier les deux straps S1 et S2.

La mise en service

Les réglages préliminaires

Les deux ajustables 82P, AJ1 et AJ2 seront pré-positionnés comme sur la figure 3. Les gains des ampli-différentiels seront pré-réglés au minimum : AJ3 et AJ4 en résistance maximum, soit à fond dans le sens horaire pour AJ4 et l'inverse pour AJ3, si vous avez respecté la sérigraphie. AJ5 sera ajusté aux environs de 100 Kohms, soit à fond (plus de 20 tours) anti-horaire pour être sur du zéro, puis 4 tours dans le sens horaire. Et enfin, vous placerez AJ6 en position milieu, soit 20 tours dans un sens pour assurer, puis 10 tours dans l'autre. Vous pouvez à présent mettre le montage sous tension. Il va se faire entendre durant près d'une minute dans le sens descente, et c'est normal : le temps que C2 s'équilibre au travers de AJ5. Au delà, ce n'est plus normal : il va nous falloir pré-régler l'offset final pour trouver un peu de calme.



position réglage AJ1 et AJ2

Le pré-réglage d'offset final

Une mesure de tension entre GND et la broche 14 de IC2 doit vous donner 0 volts une fois le montage stabilisé. Tourner AJ6 dans le sens horaire si vous êtes au dessus de zéro, et vice et versa. Cet offset variera hélas en fonction du gain total, et du réglage du retard : il faudra donc y revenir pour affiner à chacune de nos étapes.

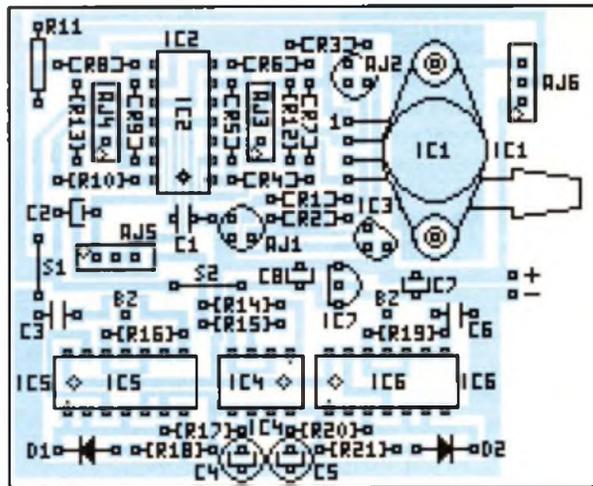


Le réglage du gain de pression

En appliquant votre multimètre entre GND et la broche 7 de IC2, vous devriez lire environ 1600 mV (100 mV au niveau du sol par un gain mini de 16). Vous tournerez alors AJ3 dans le sens horaire jusqu'à obtenir 2000 mV.

Le réglage d'offset pression

Ce réglage est ici inutile : la précision de la mesure de pression n'intervient pas dans la mesure de sa variation instantanée, et la position de préréglage conviendra très bien. Pourquoi avoir laissé cette option dans ce cas ? Et bien tout simplement parce que ce circuit imprimé pourrait fort bien convenir à une mesure mixte avec affichage de la pression réelle.

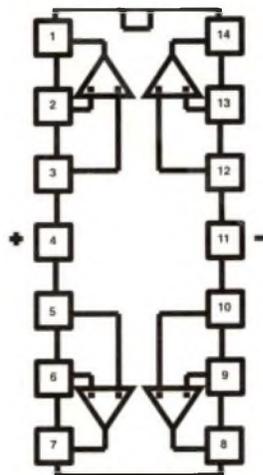


La compensation en T°

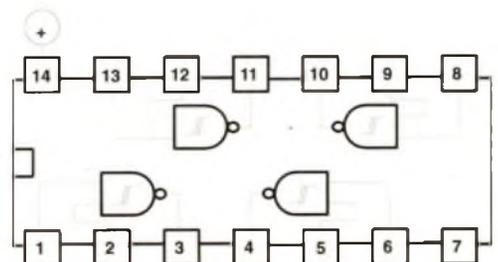
La remarque précédente vaut aussi pour ce réglage ci. Bien que cette fonction soit plus critique en cas de changement brutaux de masse d'air ayant de brutales variations de température. Mais dans 95% des cas, la position de départ suffira. Pour les puristes, reportez vous au HOBBY No 4.

Le réglage de la sensibilité

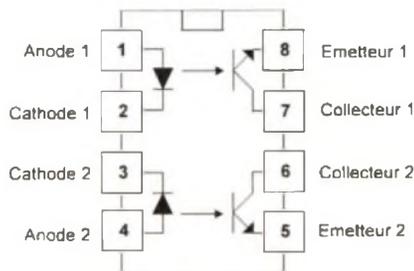
C'est ici le point le plus délicat, car un fort gain entrainera de plus en plus de parasites qui viendront perturber le bon fonctionnement global. Et de plus, c'est à l'utilisateur de fixer son seuil de réaction autour de la position de vol horizontal. En ce qui nous concerne, ayant voulu pousser le montage à ses limites, nous avons testé avec succès un gain de l'étage final sur AJ4 de 2000 sans perturbations, et ce, dans une ambiance de laboratoire où le 50 Hz est omniprésent, et se retrouve sur le signal de sortie en broche 14. Seul l'hystérésis des opto-coupleurs nous préserve encore à ce stade. Cela nous donne 80 ohms pour AJ4, qui avec le talon R13 de 18 ohms nous donne bien ce gain. Et dans ce cas, toute variation de pression de 0,2 mB, soit 2 mètres, nous donnera une variation totale de 0,8 volts en sortie, suffisant avec la sinusoïde du 50 Hz pour déclencher les effets sonores du bon côté. Cet appareil peu donc détecter avec certitude toute variation de l'ordre de 2 mètres par seconde. Dans une ambiance moins perturbée, loin des lignes à hautes tensions, on devrait pouvoir monter le gain à 3 ou 4000, et atteindre ainsi les 1 mètres par seconde, ce qui nous semble excellent. Les essais sur route vallonnée ont d'ailleurs donné de grandes satisfactions.



TL 084



MOS 4093



Opto-coupleur double à transistors
MCT66

LM334Z



79L05

La mise au point finale

Il faudra sûrement retoucher AJ6, ce fameux offset final pour se replacer au centre de la zone neutre. Attention, toute intervention sur AJ5 (temps de retard) vient aussi influencer cet offset. Vu les gains mis en jeu, même la faible consommation d'une entrée de TL084 vient perturber les fragiles équilibres.



MPX100AP

- 1 masse
- 2 sortie +
- 3 Alimentation V+
- 4 sortie -



La mise en coffret

Le coffret DIPTAL G1173 présente une forme et un volume parfaitement adapté à l'emport en vol d'un tel produit. Un trou de 7 mm de diamètre, juste à la jointure du fond et du couvercle, et à 2,5 cm du bord, en face du tube d'entrée de pression du capteur, nous permettra d'y placer un tube plastique pour lave-glace que l'on coupera ensuite au ras du boîtier : il communiquera directement les variations de pression au MPX100AP. En option, vous pourrez y placer un inter marche-arrêt de votre choix. Si vous optez pour la solution du casque, il vous faudra également songer à placer un jack châssis mono, en principe du modèle 3,5 mm.

Le circuit imprimé prend place à plat dans le fond, le MPX100AP près du trou de 7 mm et la pile 9 volts à plat de l'autre côté. Le jack et l'interrupteur se placeraient très bien de chaque côté de la pile, sur les flans du fond de coffret.

Utilisation pratique

Une fois la mise en boîte terminée, et les derniers réglages effectués, il ne vous reste plus qu'à tester votre produit. Une route assez vallonnée suffira à vitesse normale pour vous convaincre de son efficacité, et vous permettre d'effectuer les ultimes réglages de sensibilité à votre goût. Puis le lâcher en vol pour confirmer la bonne tenue du produit, et son efficacité. Attention, la consommation étant de l'ordre de 20 mA, une pile ALCALINE est recommandée, et ne devrait durer qu'une dizaine d'heures.

Conclusions

De nombreux lecteurs devraient être satisfaits de terminer ainsi la lecture de cet article, car il répond à leurs aspirations exprimées depuis longtemps par courrier et bizarrement restées sans réponses, mais comme nous l'avons déjà mentionné dans ces lignes, rien n'est jamais perdu avec HOBBYTRONIC, loin s'en faut. Certaines études ont besoin d'une mise au point, et l'année 94 vous réserve bien d'autres bonnes surprises de cette sorte.

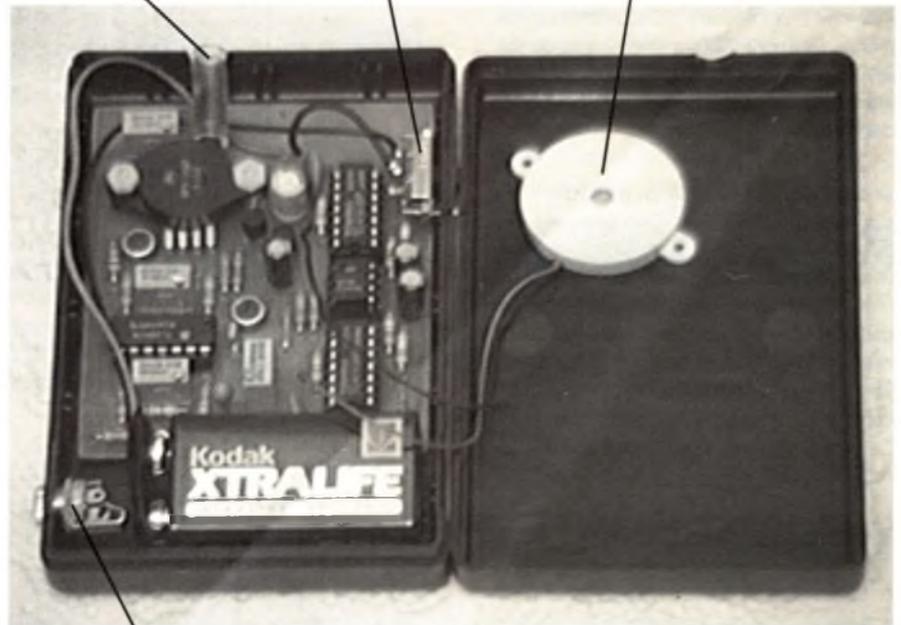
A bientôt donc !

LE FUTE

Tube de prise de pression

Transducteur piezo

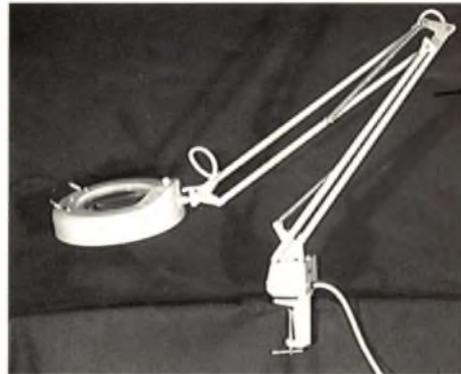
Interrupteur optionnel



Jack chassis optionnel

Vue intérieure du variomètre sonore

Et toujours nos promotions sur :



Lampe loupe à éclairage circulaire fluorescent

"Circline LTS120"

495 frs

Graveuse verticale

290 frs



Insoleuse 4 tubes

en kit **390 frs**

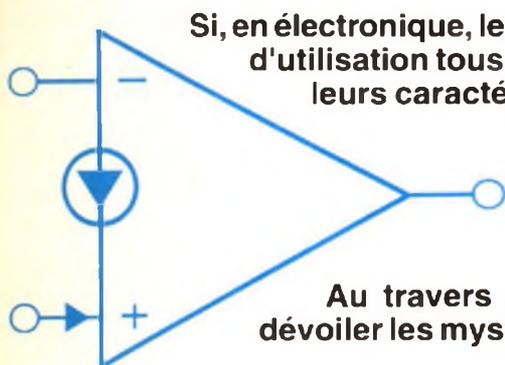
Toute montée **490 frs**



Disponibles dans tous les magasins dont la liste figure au dos de cette revue



Le LM3900 ou les amplificateurs de type "NORTON"



Si, en électronique, les amplificateurs opérationnels se sont taillés une réputation d'utilisation tous azimuts, il n'en demeure pas moins, que dans certains cas, leurs caractéristiques les rendent inexploitable pour assurer leur rôle.

Fort heureusement, il existe toujours une solution à tout problème. Grâce à l'apparition des amplificateurs à transconductance, les dernières barrières ont pu être sautées.

Au travers de cette HOBBYTHEQUE, nous allons essayer de vous dévoiler les mystères de ces composants qui méritent d'être mieux connus.

Une introduction aux amplificateurs "NORTON"

Le LM3900 représente le point de départ pour la conception d'un amplificateur opérationnel. Au lieu d'employer un amplificateur différentiel classique à transistors en entrée, la fonction d'entrée non inverseuse est obtenue en faisant appel à un "miroir de courant". Il reflète le courant de l'entrée non inverseuse par rapport à la masse et il l'extrait de celui de l'entrée inverseuse. Tout comme l'amplificateur opérationnel fait la différence des tensions d'entrée, celui-ci fait la différence des courants d'entrée. Le nom d'ampli "NORTON" a été retenu pour spécifier ce nouveau type de fonctionnement.

De nombreux avantages de polarisation sont obtenus lors d'un fonctionnement avec une tension d'alimentation unique. Le fait que les courants peuvent circuler entre les deux entrées autorise des applications inhabituelles. Si des résistances externes de valeur élevée sont utilisées (pour convertir les tensions d'entrée en courant d'entrée), la majorité des applications classiques des amplis opérationnels peuvent être obtenues.

De nombreux systèmes électroniques de contrôle industriel sont conçus pour ne pas pouvoir fonctionner avec une alimentation unique. Les AOP intégrés conventionnels sont réalisés pour des alimentations symétriques ($\pm 15V$). Ils

souffrent d'une plus faible excursion de sortie et d'une tension d'entrée en mode commun réduite (d'approximativement $+2V$) quand ils sont utilisés sur des applications avec une alimentation unique. De plus, certaines des caractéristiques de ces AOP sont volontairement sacrifiées pour réduire les coûts.

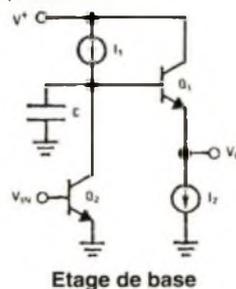
Afin de répondre aux besoins de la conception à faible coût, pour les systèmes de contrôle à alimentation unique, un nouvel amplificateur compensé en interne a été conçu pour fonctionner sur une plage de tension d'alimentation allant de $+4$ à $36V$ avec de faibles modifications sur les performances caractéristiques. Il fournit une excursion de la tension de sortie qui est seulement de $1V$ inférieure à la tension d'alimentation.

L'étage de gain de base

L'étage de gain est construit autour d'un amplificateur unique en émetteur commun. Par l'intermédiaire de l'emploi d'une charge de type source de courant, un grand gain en tension est obtenu. Celui-ci reste constant indépendamment des variations de la température. La tension de sortie a une grande plage dynamique qui va de la masse jusqu'à un VBE de moins que la tension d'alimentation. L'étage de sortie est polarisé en classe A pour les petits signaux mais converti en classe B pour augmenter le courant de charge qui peut être "absorbé" par l'amplificateur dans les conditions de grands signaux. La consommation en courant sur l'alimentation est indépendante de la tension d'alimentation et l'ondulation

sur cette dernière est également réjectée. Un faible courant de polarisation sur l'entrée permet d'utiliser des éléments de réaction de valeur élevée.

L'amplificateur inverseur le plus simple est l'étage émetteur commun. Si une source de courant est utilisée en place de la résistance de charge, un gain en boucle ouverte de valeur élevée peut être obtenu, même avec des tensions d'alimentation faibles. L'étage de base ci-dessous est utilisé pour l'amplificateur.



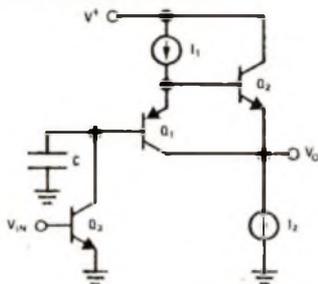
Tous les gains en tension sont fournis par le gain du transistor Q2. Le transistor émetteur suiveur de sortie Q1 sert à isoler l'impédance de charge de la haute impédance qui existe sur le collecteur de Q2. La stabilité en boucle fermée est assurée par le condensateur intégré C ($= 3pF$) qui fournit un pôle dominant unique en boucle ouverte. L'émetteur suiveur de sortie est polarisé pour fonctionner en classe A par la source de courant I2.

L'étage de base peut fournir un gain en tension en boucle ouverte adéquat (70dB) et possède la capacité d'excursion de la tension de sortie désirée. L'inconvénient de



ce circuit est que le courant d'entrée continu lin est élevé. Il est pratiquement égal au courant de sortie divisé par β^2 . Par exemple, pour un courant de sortie de 10mA, le courant d'entrée est de l'ordre de 10 μ A (en supposant $\beta^2 = 10^4$). Il peut s'avérer intéressant de le réduire fortement en ajoutant un troisième transistor pour obtenir une réduction en β^3 . Malheureusement, si un transistor est ajouté sur la sortie (afin de former avec Q1 une paire Darlington), l'excursion crête-crête de la tension de sortie sera quelque peu réduite. De même, si cette opération est effectuée sur Q2, la tension d'entrée continue sera indésirablement doublée.

Pour outrepasser ces problèmes, un transistor PNP latéral a été ajouté. Cette connexion ne réduit pas l'excursion de la tension de sortie et n'affecte pas la tension continue d'entrée, mais apporte le gain supplémentaire qui est nécessaire pour réduire le courant d'entrée.



Adjonction d'un transistor PNP sur l'étage de gain de base

A noter que le collecteur de ce transistor PNP Q1 est relié directement à la broche de sortie et par suite réduit la charge sur le collecteur en haute impédance du transistor de gain Q3.

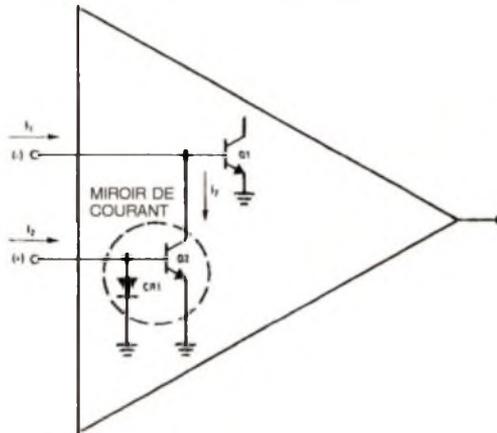
De plus, la jonction base collecteur du transistor PNP devient conductrice dans le cas d'une excursion négative de la tension de sortie. La conception de ce système a permis à Q1 de se transformer en transistor PNP vertical lors de ce mode de fonctionnement qui impose à la sortie de passer d'une polarisation de type classe A en polarisation de type classe B. Cela permet à l'amplificateur de délivrer plus de courant que celui fourni par la source de courant I2 (1,3mA) dans les conditions de larges signaux.

Réalisation de l'entrée non inverseuse

Le circuit de la figure précédente a seulement une entrée inverseuse. Un amplificateur d'usage général doit disposer de deux entrées pour disposer des fonctions inverseuses et non inverseuses en entrée. Sur la conception des AOP traditionnels, un amplificateur différentiel d'entrée assure ces deux fonctions. La tension de sortie ne dépend alors que de la différence (ou de

l'erreur) entre les deux tensions d'entrée. Une spécification de plage de tension d'entrée en mode commun existe et par principe, les tensions d'entrée sont comparées.

Pour des simplicités de circuit, et des facilités d'application en alimentation unique, une entrée non inverseuse peut être obtenue en ajoutant un circuit "miroir de courant" directement sur l'entrée inverseuse.



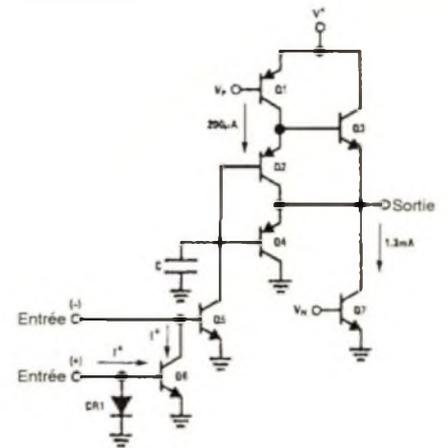
Adjonction d'un miroir de courant pour obtenir l'entrée non inverseuse.

Cela fonctionne dans le mode courant comme une comparaison ou une différence des courants d'entrée actuels (cela fait penser à un amplificateur différentiel de Norton). Il n'y a pas à proprement parler de gamme de tension d'entrée en mode commun, mais si ces tensions d'entrée sont converties en courant (au moyen de résistances d'entrée), il n'y a plus alors de limite à la gamme des tensions d'entrée en mode commun. Cela est particulièrement intéressant dans les applications de comparateurs en haute tension. En faisant appel aux résistances d'entrée pour convertir les tensions en courants, toutes les applications standard d'AOP peuvent être obtenues. D'autres applications additionnelles peuvent facilement être obtenues, essentiellement lors d'une utilisation avec une alimentation unique. Cela résulte de la structure de la tension de polarisation qui existe sur les deux entrées (chaque entrée est polarisée à +Vbe). Des résistances additionnelles ne sont pas nécessaires pour fournir le niveau de tension de polarisation continu en mode commun. De plus, une somme en entrée peut être facilement obtenue grâce à la faible impédance de la diode d'entrée du circuit miroir de courant.

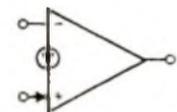
L'amplificateur complet à alimentation unique

Le circuit schématique pour l'étage amplificateur est donné ci-après. De par la simplicité de ce circuit, quatre de ces amplificateurs peuvent être intégrés sur une

seule puce. Un circuit de polarisation commun est utilisé pour chacun des amplificateurs.



(a) Structure interne



(b) Symbole
L'étage amplificateur

Un nouveau symbole pour cet amplificateur "Norton" est donné ci-dessus. Il est recommandé d'éviter d'utiliser le symbole de l'AOP standard du fait que le principe de fonctionnement est différent. Le symbole de source de courant entre les entrées implique ce fonctionnement en mode courant. De plus, il signifie que le courant est extrait de l'entrée (-). De même, la flèche courant sur l'entrée (+) est utilisée pour indiquer que cette entrée est une entrée courant. L'emploi de cette symbolisation est pratique pour comprendre son fonctionnement dans les circuits d'application.

La référence de tension pour la source de courant PNP, Vp qui polarise Q1 est conçue pour imposer à la source de courant supérieure (200 μ A) de changer avec la température afin de donner une compensation du premier ordre pour les variations de gain β du transistor NPN de sortie Q3. La référence pour l'extracteur de courant NPN, Vn (qui polarise Q7) est conçue pour stabiliser ce courant (1,3mA) pour réduire les variations quand la température change. Cela fournit une capacité d'extraction plus constante pour l'amplificateur sur toute la plage de température. Le transistor Q4 fournit le fonctionnement en classe B qui existe lors de l'utilisation en grands signaux.

Les caractéristiques de chaque étage amplificateur sont résumées ci-dessous:

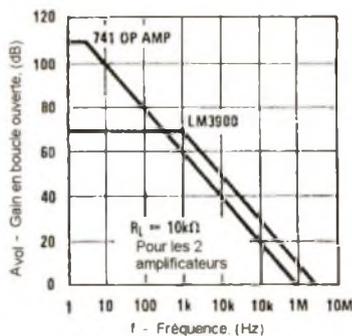
Tension d'alimentation 4 à 36V
Courant de polarisation de sortie .. 1,3 mA



Gain en tension 70 dB
 Fréquence au gain unitaire 2,5 MHz
 Phase 40°
 Impédance d'entrée 1MΩ
 Impédance de sortie 8kΩ
 Tension de sortie (Vcc - 1)V
 Courant de polarisation d'entrée 30 nA
 Slew rate 0,5V/μS

Comme les courants de polarisation sont tous dérivés du seuil de diode dans le sens passant, il n'y a qu'une très faible variation de ce courant avec les modifications de la tension d'alimentation. Le gain en boucle ouverte ne varie que très légèrement sur l'ensemble de la plage de la tension d'alimentation et est surtout totalement indépendant des variations de la température. La réponse en fréquence en boucle ouverte est comparée avec celle du "741". La fréquence de coupure supérieure au gain unitaire fournit un gain supérieur de 10dB pour toutes les fréquences supérieures à 1 kHz.

La structure complète du LM3900 est donnée au bas de cette page. La résistance R5 définit la consommation du circuit en



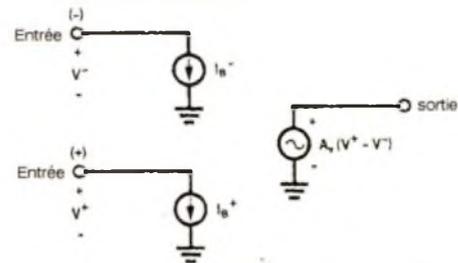
Gain en boucle ouverte

contrôlant la conduction du transistor Q28. Le courant d'émetteur de Q28 est utilisé pour polariser le NPN de sortie de classe A qui polarise les sources de courant. Le courant de collecteur de Q28 sert de référence pour la source de courant PNP de chaque amplificateur.

Le circuit de polarisation est initialement démarré par Q20, Q30 et CR6. Après le démarrage, Q30 se bloque et le courant circule au travers de diodes de références CR5, CR7 et CR8 et ne dépend que de $V_{be} / (R6 + R7)$. Cela garantit l'indépendance de la consommation du circuit face aux variations de la tension d'alimentation.

L'alignement des entrées pour les tensions négatives est fourni par le transistor NPN multi-émetteur Q21. Un émetteur de ce transistor va sur chaque entrée. La tension de référence pour la base de Q21 est fournie par R6 et R7 et est approximativement de $V_{be}/2$.

Pour comprendre le fonctionnement du LM3900, il sera comparé avec celui de l'AOP classique. Quand il fonctionne avec une alimentation unique, la plage de tension d'entrée minimum en mode commun de l'AOP limite la valeur la plus faible de la tension qui peut être appliquée sur les deux entrées et l'amplificateur devra répondre à un signal d'entrée différentiel. De plus, la tension de sortie ne pourra pas aller complètement de la masse à la tension d'alimentation. La tension de sortie dépend de la différence de tension sur les entrées et un courant de polarisation doit être appliqué sur ces deux entrées.

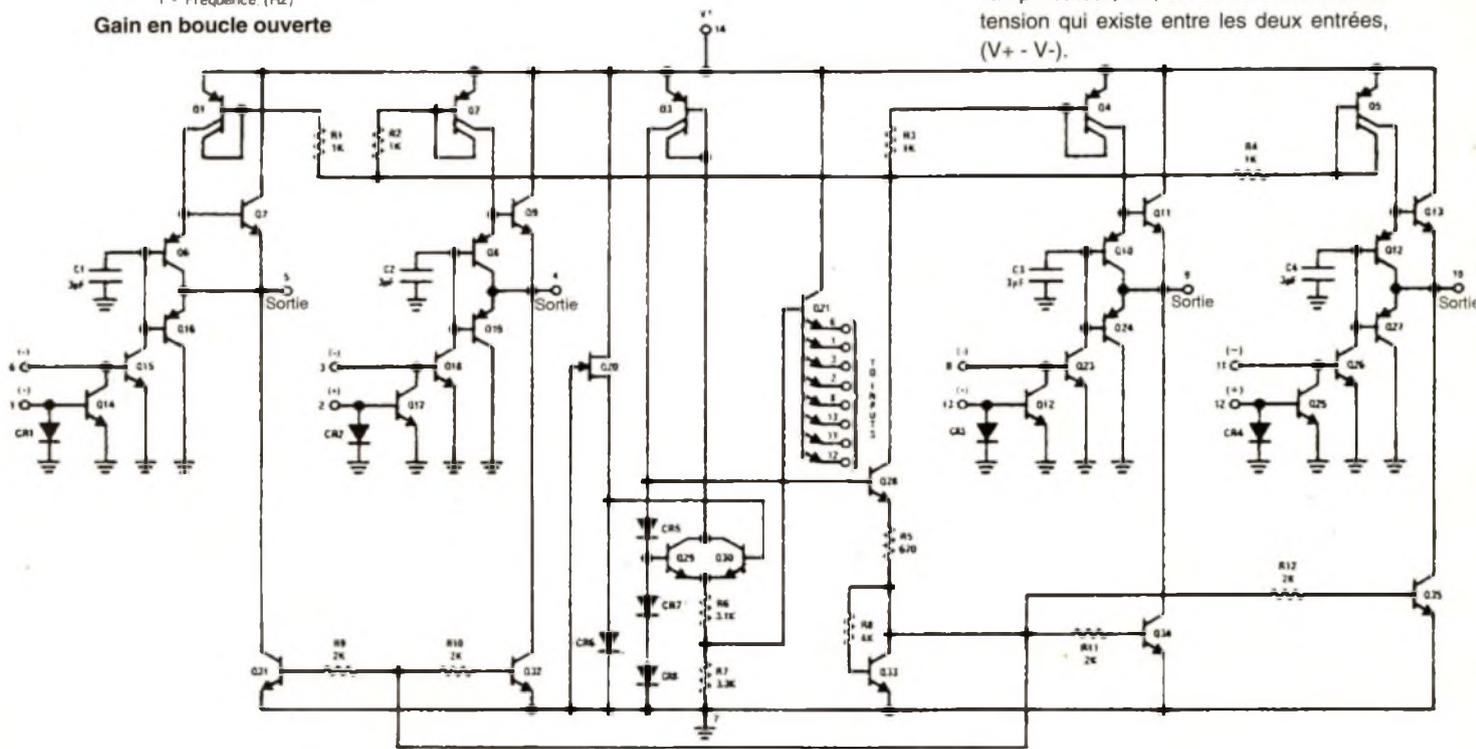


Circuit équivalent d'un AOP standard

Le diagramme simplifié d'un AOP standard est donné ci-dessus. Les entrées (+) et (-) vont uniquement aux sources de courant et par suite sont libres pour être polarisées ou fonctionner à toutes les valeurs de tensions qui restent dans la plage d'entrée en mode commun. Les sources de courant qui sont sur les entrées, I_{b+} et I_{b-} , représentent les courants de polarisation qui doivent être appliqués sur les transistors d'entrée de l'AOP (courants de base). Le circuit de sortie est modélisé comme une source de tension active qui dépend uniquement du gain en boucle ouverte de l'amplificateur, A_v , et de la différence de tension qui existe entre les deux entrées, $(V_+ - V_-)$.

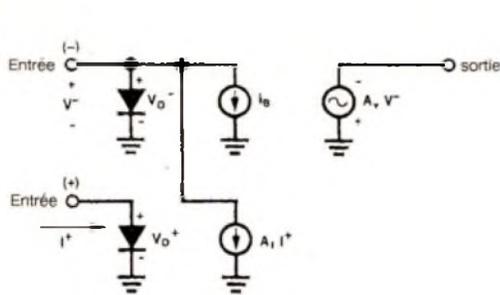
Introduction aux applications du LM3900

Comme pour les AOP standards, le LM3900 a un large champ d'applications. Une nouvelle approche doit être prise pour concevoir des circuits avec cet amplificateur NORTON et l'objet de cette HOBBYTHEQUE est de présenter une variété de circuits utiles et d'expliquer comment les concevoir surtout lors d'une utilisation avec une alimentation unique.



Structure du LM3900





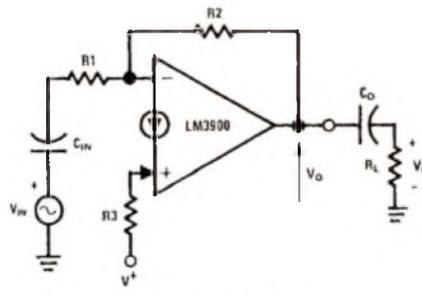
Circuit équivalent de l'ampli NORTON

Le circuit équivalent de l'amplificateur Norton est donné ci-dessus. Les entrées (+) et (-) sont toutes deux alignées par des diodes qui les forcent à être toujours à un seuil de diode au dessus de la masse. Elles ne sont pas libres pour se déplacer et la plage de tension d'entrée en mode commun est très faible (quelques centaines de mV centrées autour de 0,5V). C'est pourquoi les tensions externes doivent d'abord être converties en courants (par des résistances) avant d'être appliquées sur ces entrées. C'est la base du fonctionnement en mode courant. Avec des résistances d'entrée externes, il n'y a pas de limite pour la tension d'entrée en mode commun. La diode représentée sur l'entrée (+) existe en tant que diode sur le circuit et celle sur l'entrée (-) représente la jonction base émetteur du transistor d'entrée.

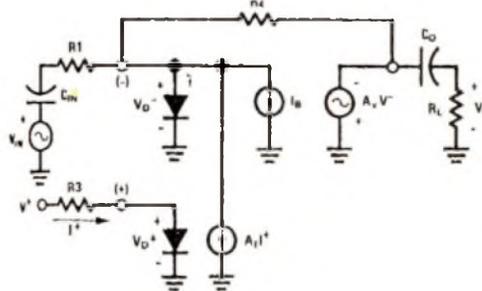
Seule l'entrée (-) doit être alimentée avec un courant de polarisation I_b . L'entrée (+) étant couplée avec l'entrée (-), elle y extrait le même courant (A_i , le gain du miroir étant approximativement de 1) qui est appliqué (par un circuit externe) sur l'entrée (+). Cette opération est décrite comme un "miroir de courant". Le courant entrant sur l'entrée (+) est réfléchi par rapport à la masse et est extrait de l'entrée (-). Il y a un maximum ou valeur de saturation de courant que le "miroir de l'entrée (+) peut fournir. Sa plage est approximativement de 6 mA à 25°C à 3,8 mA à 70°C.

Le fait que le courant de l'entrée (+) module ou affecte le courant de l'entrée (-) impose à l'amplificateur de fournir du courant entre les deux entrées. C'est la base pour de nouvelles applications essentiellement lors d'un fonctionnement avec une alimentation unique.

La sortie est modélisée comme une source de tension active qui dépend également du gain en boucle ouverte, A_v , mais seulement de la tension sur l'entrée (-), V_- (et non de la différence des tensions d'entrée). Finalement, la tension de sortie du LM3900 peut évoluer entre la masse (+90mV) et un V_{be} en dessous de la tension d'alimentation.



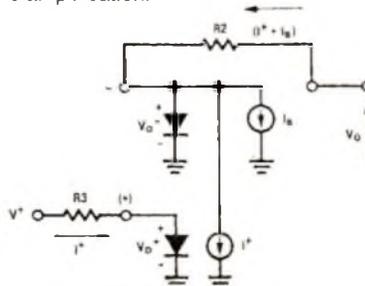
(a) Polarisation typique



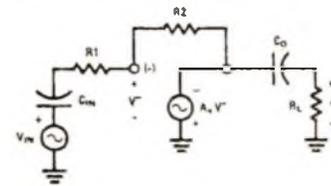
(b) Schéma équivalent

Application du circuit équivalent

Comme exemple d'utilisation du schéma équivalent, l'amplificateur donné ci-dessus sera analysé. Le schéma équivalent peut être décomposé suivant le circuit de polarisation et suivant le circuit d'amplification.



Circuit équivalent de polarisation



Circuit équivalent d'amplification

Du modèle de polarisation, nous pouvons trouver la tension de sortie au repos V_o par :

$$V_o = V_{d-} + (I_b + I_+)R_2 \quad (1)$$

et le courant d'entrée, I_+ par :

$$I_+ = (V_+ - V_{d-}) / R_3 \quad (2)$$

avec

$$V_{d-} = V_{d-} = 0,5V$$

$$I_b = \text{Courant de polarisation (30nA)}$$

$$V_+ = \text{Tension d'alimentation}$$

En reportant (2) dans (1) nous obtenons :

$$V_o = V_{d-} + I_b R_2 + (V_+ - V_{d-})R_2/R_3 \quad (3)$$

qui est l'expression exacte de V_o .

Comme le troisième terme domine généralement ($V_o \gg V_{d-}$, $I_+ \gg I_b$ et $V_+ \gg V_{d-}$) (3) peut être simplifié pour donner la relation

$$V_o = R_2 / R_3 V_+ \quad (4)$$

Dans (4) en faisant $R_3 = 2R_2$ on obtient :

$$V_o = R_2 / 2R_2 V_+ = V_+ / 2 \quad (5)$$

qui montre que la sortie peut facilement être polarisée à la moitié de la tension d'alimentation en utilisant V_+ comme référence de polarisation sur l'entrée +.

Le circuit équivalent d'amplification est le même que celui qui résulte de l'emploi d'un AOP standard où l'entrée (+) est ramenée à la masse. Le gain en boucle fermée A_{vcl} est donné par :

$$A_{vcl} = V_o / V_{in} = -R_2 / R_1 \quad (6)$$

si le gain A_v (en boucle ouverte) $> R_2/R_1$.

La procédure de conception pour un amplificateur inverseur couplé en alternatif utilisant un LM3900 est d'abord de sélectionner R_1 , C_{in} , R_2 et C_o de la même manière que pour un AOP standard. Il suffit de rajouter $R_3 = 2R_2$ pour prendre en compte la condition de polarisation. D'autres techniques de polarisation sont données dans les rubriques suivantes. Pour les applications de commutations, le modèle qui vient d'être donné convient parfaitement.

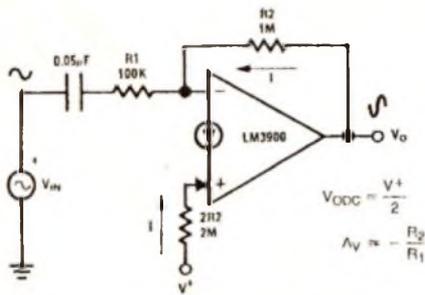
Conception des amplificateurs alternatifs

Le LM3900 se prête très bien à la réalisation d'amplificateurs alternatifs car la sortie peut être polarisée à n'importe quel niveau continu dans la plage de l'excursion de la tension de sortie et le gain en alternatif est indépendant du réseau de polarisation. De plus, les nécessités de l'alimentation unique le rendent très attractif pour les gains à basse fréquence. Pour les performances à plus faible bruit, l'entrée (+) peut être ramenée à la masse et la sortie sera polarisée à $+V_{be}$. Cependant, le LM3900 n'est pas recommandé pour les préamplificateurs très faible bruit, mais il est intéressant dans bon nombre d'autres applications. La restriction de shunter la contre réaction entraîne une impédance d'entrée faible. Les transducteurs qui peuvent être chargés peuvent fonctionner avec cette faible impédance. La dégradation du bruit qui résulte de l'emploi de résistances d'entrée élevées limite l'intérêt quand un faible bruit et une impédance d'entrée élevée sont tous deux nécessaires.

Polarisation sur une alimentation unique

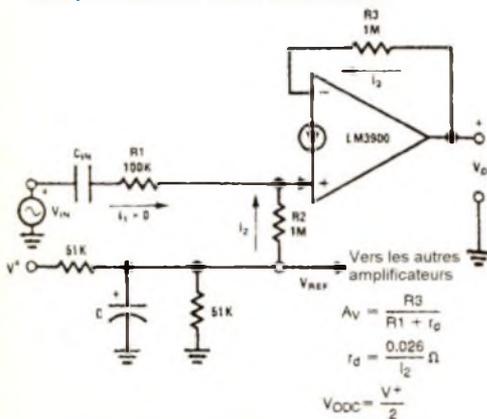
Le LM3900 peut être polarisé de différentes manières.





La figure ci-dessus est un amplificateur inverseur classique qui peut être polarisé par la même tension d'alimentation que celle utilisée pour activer l'amplificateur (cette technique a été présentée au chapitre précédent). A noter que si une ondulation alternative est présente sur la tension d'alimentation, elle sera reportée sur la sortie avec un gain de 1/2. Pour l'éliminer, une source filtrée doit être produite et elle peut être utilisée par plusieurs amplificateurs (voir section suivante).

Amplificateur non inverseur



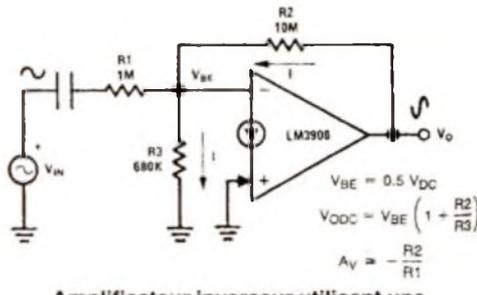
Amplificateur alternatif non inverseur utilisant une tension de référence de polarisation

L'amplificateur de la figure précédente montre un amplificateur non inverseur alternatif et une seconde méthode de polarisation continue. Une fois de plus, le gain alternatif de l'amplificateur est défini par le rapport de la résistance de contre réaction (R3) sur la résistance d'entrée (R1). La faible impédance de signal de la diode sur l'entrée (+) doit être ajoutée à R1 lors du calcul de gain.

En faisant R2 = R3, VODC sera égale à la tension de référence qui sera appliquée sur la résistance R2. La tension de référence filtrée de V+/2 peut être utilisée par d'autres amplificateurs.

Polarisation à N Vbe

La tension de polarisation d'entrée (Vbe) sur l'entrée inverseuse définit le courant dans la résistance R3 par rapport à la masse. Ce courant doit venir de la sortie de l'amplificateur. Par suite, Vo doit monter



Amplificateur inverseur utilisant une polarisation à N Vbe

jusqu'à un niveau qui provoque la circulation de ce courant dans R2. La tension de polarisation Vo peut être calculée par le rapport de R2 sur R3 comme suit:

$$V_{odc} = V_{be} (1 + R2/R3)$$

Quand une polarisation de N Vbe est employée, la valeur des résistances R1 et R2 doit d'abord être définie puis la résistance R3 est ajoutée pour définir la tension de sortie continue désirée.

Comme exemple, soit un amplificateur dont l'impédance d'entrée Zin vaut 1M et le gain de 10.

Choisir R1 = 1M

Calculer R2 = Av R1 = 10M

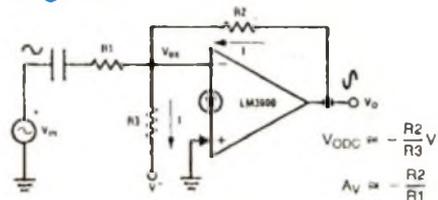
Pour polariser la tension de sortie à 7,5V, R3 est trouvé par:

$$R3 = R2 ((V_o/V_{be}) - 1) = 10((7,5/0,5) - 1)$$

d'où

$$R3 = 680 \text{ k}\Omega$$

Polarisation avec une tension négative

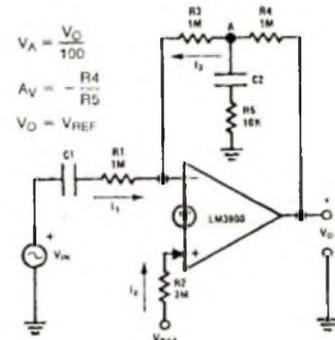


Polarisation par une tension négative

Si une tension d'alimentation négative est disponible, le circuit ci-dessus peut être utilisé. Le courant de polarisation continu, I, est défini par la tension d'alimentation négative via R3 et donne un point de repos sur la sortie de l'amplificateur très stable.

Obtention d'une impédance d'entrée élevée et d'un gain élevé.

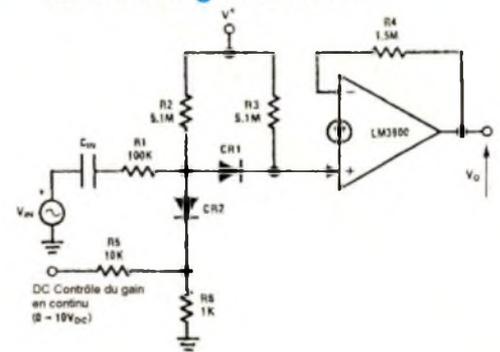
Pour tous les amplificateurs alternatifs qui ont été présentés, le concepteur est capable d'obtenir soit une impédance d'entrée élevée ou un gain élevé sans trop



Amplificateur à impédance d'entrée et à gain élevé

de difficulté. Les applications qui nécessitent les deux et qui ne font appel qu'à un seul amplificateur présentent de nouveaux problèmes. Cela peut être obtenu en faisant appel à un schéma similaire à celui qui est donné ci-dessus. Quand le gain Av entre l'entrée et le point A est unitaire (R1 = R3), le gain Av de l'ensemble est défini par le réseau diviseur constitué de R4, R5 et C2. Comme la valeur de R5 est diminuée, le gain de l'étage peut approcher le gain en boucle ouverte de l'amplificateur. L'insertion du condensateur C2 permet de contrôler la tension de polarisation par une série de combinaisons de R3 et R4 sans aucun effet sur R5. Par suite, R2 peut être choisie pour obtenir le niveau de polarisation en sortie comme cela a été vu précédemment. Le circuit utilisé comme illustration a une impédance d'entrée de 1M et un gain de 100.

Un amplificateur avec un contrôle de gain continu

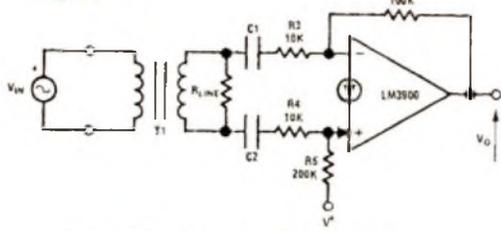


Amplificateur avec contrôle de gain continu

Un contrôle de gain continu peut être ajouté à un amplificateur comme le montre la figure ci-dessus. La sortie de l'amplificateur est conservée pour ne pas être emmenée en saturation quand le contrôle de gain continu est modifié en fournissant un courant de polarisation minimum au travers de R3. Pour les gains maximums, CR2 est bloqué et les courants qui circulent dans R2 et R3 entrent dans l'entrée (+) et imposent à la sortie de se polariser à approximativement 0,6 V+. Pour les gains minimums, CR2 est passant et seulement le courant qui circule dans R3 pénètre dans l'entrée (+) pour

polariser la sortie à environ 0,3 V+. La polarisation de sortie propre pour une accommodation de la sortie aux signaux élevés est obtenue pour les situations de gains élevés. L'entrée de contrôle du gain continu varie de 0V pour le gain minimum jusqu'à moins de 10V pour le gain maximum.

Un amplificateur récepteur de ligne



Amplificateur récepteur de ligne

Un schéma d'amplificateur de récepteur de ligne est donné ci-dessus. L'utilisation des deux entrées élimine les signaux de mode commun. La ligne est terminée par Rline et l'impédance d'entrée élevée de l'amplificateur n'affectera pas cette charge accordée.

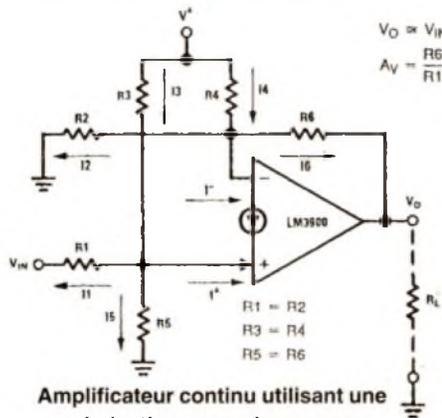
Conception des amplificateurs continus

La conception des amplificateurs continus utilisant le LM3900 tendent à être plus difficiles que la conception des amplificateurs alternatifs. Ces difficultés apparaissent lors de la conception d'amplificateurs continus qui fonctionnent à partir d'une tension d'alimentation unique, dont la tension de sortie peut descendre à 0V et qui, en plus, acceptent une tension d'entrée de 0V. Pour y parvenir, les entrées doivent être polarisées dans la région linéaire (+Vbe) avec le signal d'entrée continu à 0V et la sortie doit être modifiée si un fonctionnement à la masse actuelle (et non Vsat) est nécessaire. Par suite, le problème va se situer dans la détermination du type de réseau qui sera nécessaire pour obtenir une tension de sortie (Vo) égale à zéro quand la tension d'entrée (Vin) est égale à zéro.

Nous commencerons par évaluer ce qui devra prendre place sur les entrées de l'amplificateur. Le circuit miroir demande que le courant circulant dans l'entrée positive (+) soit égal au courant circulant dans l'entrée négative (-). La différence entre les courants demandés et le courant fourni par la source externe doit circuler dans le circuit de contre réaction. La tension de sortie est alors forcée pour atteindre le niveau désiré pour provoquer cet afflux de courant supplémentaire. Si dans la condition d'état fixé, $V_o = V_{in} = 0$, l'amplificateur doit fonctionner de la manière désirée. Cette

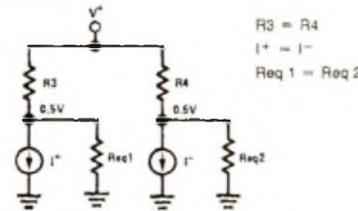
condition peut être établie par l'utilisation d'une polarisation en mode commun sur les entrées.

Utilisation d'une polarisation en mode commun pour $V_{in} = 0$



Amplificateur continu utilisant une polarisation en mode commun

La polarisation en mode commun est obtenue en plaçant des résistances égales entre les entrées de l'amplificateur et la tension d'alimentation (V+) comme le montre la figure précédente. Quand Vin est amené à 0, le circuit peut être modélisé de la manière suivante:



Modèle idéal pour un amplificateur continu avec une tension d'entrée à 0

$$\begin{aligned} R_{eq1} &= R1 \parallel R5 \\ R_{eq2} &= R2 \parallel R6 \\ R3 &= R4 \end{aligned}$$

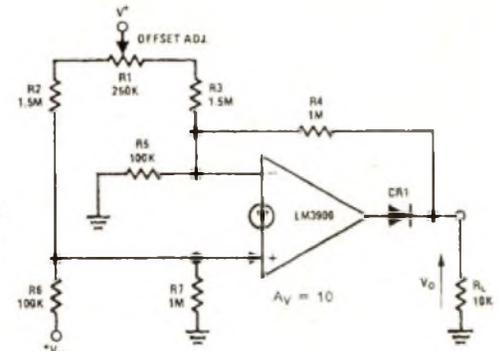
Parce que le miroir de courant demande que les deux sources de courant soient égales, le courant dans les deux résistances équivalentes doit être identique.

Si cette condition est vérifiée, R2 et R6 doivent avoir une chute de tension de 0,5V à leurs bornes ce qui impose que Vo se place à Vomn (Vsat).

Ajout d'une diode en sortie pour $V_o = 0V$

Pour de nombreuses applications, un Vomn de 100 mV n'est pas acceptable. Pour outrepasser ce problème, une diode peut être ajoutée entre la sortie de l'amplificateur et la sortie du montage.

La fonction de la diode est de fournir un décalage du niveau continu ce qui permettra à Vo de descendre à la masse. Avec une charge (RL) connectée, Vo devient une fonction du diviseur de tension formé par la connexion en série de R4 et RL.



Amplificateur continu non inverseur avec 0V en sortie pour 0V en entrée

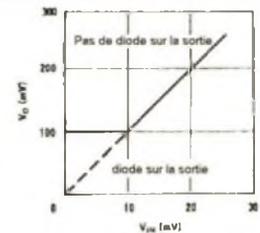
Si $R4 = 100R1$, alors $V_{omn} = 0,5R1/101R1$

ou $V_{omn} = 5 \text{ mV}$

Un ajustement de la tension de décalage peut être ajouté (R1) pour ajuster Vo à 0V quand $v_{in} = 0V$.

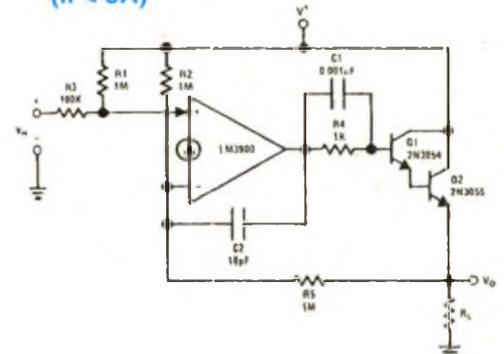
La fonction de transfert de tension du circuit avec ou sans diode est donnée ci-dessus. Alors que la diode améliore fortement le fonctionnement autour de 0, la chute de tension au travers de la diode réduira l'excursion de la tension crête d'approximativement 0,5V.

Lors de l'utilisation d'un amplificateur continu identique à celui qui vient d'être vu, l'impédance de la charge doit être suffisamment élevée pour éviter de charger excessivement l'amplificateur. La valeur de RL peut être largement diminuée en remplaçant la diode par un transistor NPN.



Fonction de transfert de tension pour un amplificateur continu avec un gain de 10 en tension

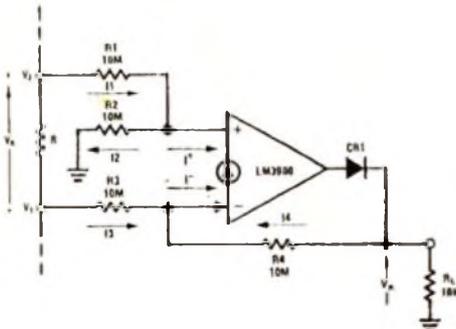
Un amplificateur de puissance ($I_L < 3A$)



Amplificateur de puissance continu

Le LM3900 peut être utilisé comme amplificateur de puissance en lui ajoutant une paire Darlington sur sa sortie. Le circuit donné page précédente peut délivrer au maximum 3A dans la charge si les transistors sont montés sur radiateurs.

Masse référençant une tension différentielle



Masse référençant une tension d'entrée différentielle continue

Le circuit précédent emploie le LM3900 pour référencer une tension d'entrée différentielle par rapport à la masse. Le courant I1 est plus important que le courant I3 dans un rapport proportionnel à la différence de tension Vr. Les courants sont donnés par les relations:

$$\begin{aligned} I_1 &= (V_1 + V_r - \phi) / R_1 \\ I_2 &= \phi / R_2 \\ I_3 &= (V_1 - \phi) / R_3 \\ I_4 &= (V_o - \phi) / R_4 \end{aligned}$$

avec $\phi = V_{be}$ sur chacune des entrées du LM3900.

Comme le miroir de courant d'entrée demande que:

$$\begin{aligned} I_+ &= I_- \\ I_+ &= I_1 - I_2 \\ I_- &= I_3 + I_4 \end{aligned}$$

d'où $I_4 = I_1 - I_2 - I_3$

En substituant par les équations précédentes:

$$(V_o - \phi) / R_4 = (V_1 + V_r - \phi) / R_1 - \phi / R_2 - (V_1 - \phi) / R_3$$

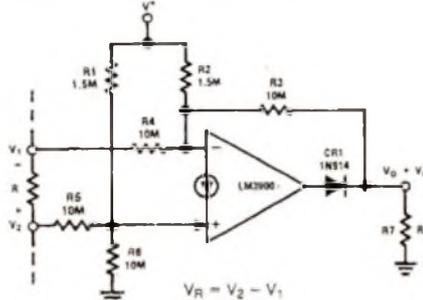
Si on pose $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, on aboutit à:

$$V_o = V_r$$

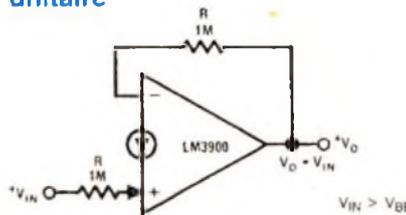
Les résistances doivent être choisies suffisamment élevées pour minimiser la charge. Avec des résistances de 10M, une erreur existe pour les faibles valeurs de V1 à cause du courant de polarisation de l'entrée (-). Pour des raisons de simplicité, cela a été négligé dans les explications. Des valeurs de R plus faibles réduisent le pourcentage d'erreur. Le courant de polarisation peut également être fourni par un autre amplificateur.

Pour fonctionner correctement, la tension d'entrée différentielle doit être limitée pour rester dans la plage de tension de sortie dynamique et la tension d'entrée V2 doit être supérieure à 1 volt. Par exemple, si $V_2 = 1V$, la tension d'entrée V1 peut varier dans la plage de 1 à -13V lors du fonctionnement avec une alimentation de 15V.

Une polarisation en mode commun peut être ajoutée pour autoriser d'avoir les tensions V1 et V2 négatives (ci-dessous).



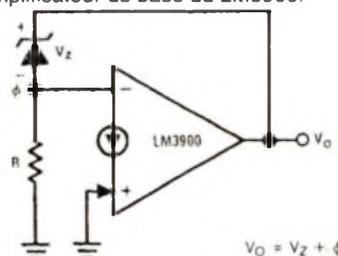
Un amplificateur suiveur de gain unitaire



Un amplificateur suiveur avec un gain de 1 est l'application continue la plus simple qui puisse être obtenue avec un LM3900. La tension appliquée sur l'entrée sera reproduite sur la sortie. Cependant la tension d'entrée doit être supérieure à un Vbe mais inférieure à l'excursion maximum de sortie. Une polarisation en mode commun peut être ajoutée pour étendre la tension d'entrée à 0V si nécessaire.

Conception des régulateurs de tensions

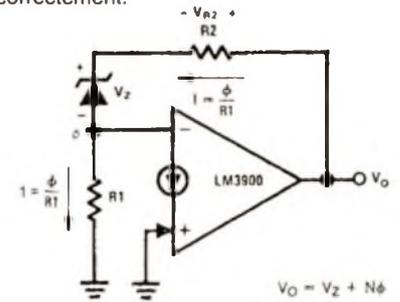
Plusieurs régulateurs de tensions peuvent être conçus en faisant appel à l'amplificateur de base du LM3900.



(a) Courant de base

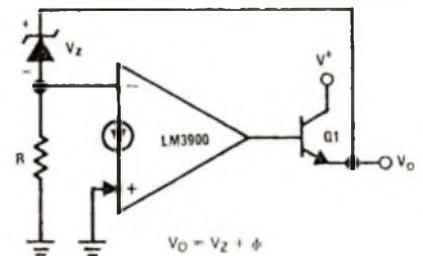
Le plus simple utilise uniquement une diode zener et une résistance. La tension à l'entrée (-) (un $V_{be} = 0,5V$) apparaît au travers de R et par suite une résistance de 510 Ω provoquera un courant approximatif de 1 mA qui circulera au

travers de la zener. Cette polarisation est utilisée pour réduire le bruit de sortie de la zener car le courant d'entrée de 30 nA est trop faible pour pouvoir la polariser correctement.



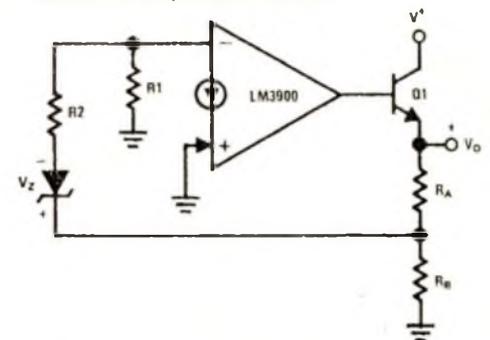
(b) Compensation de la température

Pour compenser la zener en température par un coefficient positif, une résistance additionnelle peut être ajoutée (R2). Elle introduit un nombre arbitraire N de décalage de Vbe qui apparaît dans l'expression de la tension de sortie. Le coefficient de température négatif de cette diode sera également ajouté pour compenser en température la tension de sortie continue.



(c) Courant "Boosté"

Pour un courant de sortie plus élevé, un émetteur suiveur peut être ajouté. Cela multiplier les 10 mA max de courant de sortie du LM3900 par le β du transistor ajouté. Par exemple un β de 30 délivrera un courant max dans la charge de 300 mA. Ce transistor ajouté réduira également l'impédance de sortie. Un condensateur de compensation en fréquence de la sortie n'est généralement pas nécessaire mais peut être ajouté si désiré pour réduire l'impédance de sortie aux fréquences élevées.



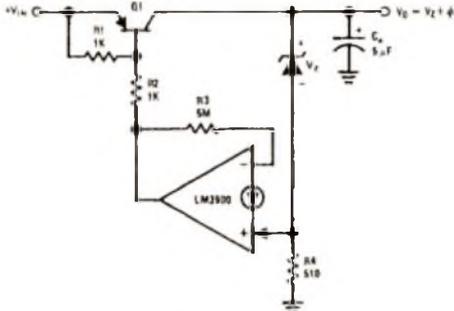
(d) Augmentation de V_0 sans affecter la compensation de la température

La tension de sortie continue peut être augmentée et toujours préserver la compensation en température en ajoutant les résistances Ra et Rb. Cela peut également être obtenu sans ajouter le transistor Q1. La tension d'entrée non régulée qui est appliquée sur la patte 14 du

LM3900 (et sur le collecteur de Q1 si utilisé) doit toujours être supérieure à la tension de sortie régulée de 1 V si le courant n'est pas "boosté" et de 2 V si le transistor est ajouté.

Réduction de la tension d'entrée-sortie

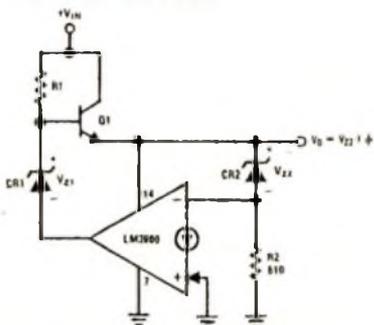
L'utilisation d'un transistor PNP externe permettra de réduire ($V_{in} - V_{out}$) à quelques dixièmes de volt. Cette différence sera fonction des caractéristiques de saturation du transistor externe au courant de fonctionnement.



Ce circuit utilise le LM3900 pour alimenter la base du transistor PNP. Les résistances R1 et R2 sont utilisées pour permettre à la sortie de l'amplificateur de bloquer le transistor PNP. Il importe que la patte 14 du LM3900 soit reliée à la ligne +Vin pour permettre à cette coupure de fonctionner correctement. Des tensions plus élevées sont permises (si la jonction base émetteur de Q1 est protégée contre les risques de passage en avalanche par une diode inverse par exemple) mais des tensions plus faibles ne permettront pas à la sortie de l'amplificateur de monter suffisamment haut pour fournir la condition de blocage.

La résistance R3 est utilisée pour fournir le courant de polarisation nécessaire pour l'amplificateur et R4 est toujours utilisée pour polariser la zener. En raison du gain élevé, un condensateur de compensation Co est nécessaire. Une compensation en température du type de celle qui a déjà été vue pourra être ajoutée.

Protection contre les tensions d'entrée élevées



Un des quatre amplificateurs peut être utilisé pour réguler la ligne d'alimentation pour l'ensemble du boîtier (patte 14), pour

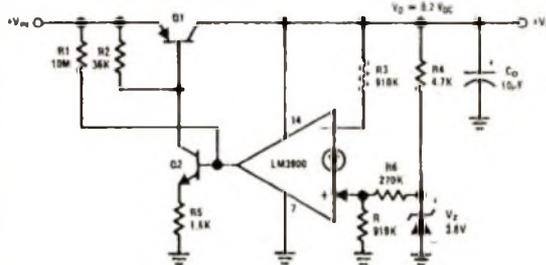
fournir une protection contre les conditions de tensions d'entrées élevées et en plus de fournir du courant pour une charge externe.

La tension de sortie régulée est la somme de la tension zener, CR2, et de Vbe de l'entrée inverseuse. Là aussi, une compensation en température peut être ajoutée. La seconde zener, CR1, est un composant de faible tolérance qui sert simplement comme un translateur de tension pour permettre à la sortie de l'amplificateur de contrôler la conduction du transistor externe Q1. Cette tension zener sera approximativement la moitié de la tension de CR2 pour positionner la tension de sortie de l'amplificateur au centre de la plage dynamique.

Le courant de pilotage de la base de Q1 est fourni au travers de R1. Ce courant maximum sera limité à 10 mA par

$$I_{max} = (V_{in\ max} - (V_o + V_{be})) / R1$$

Pour augmenter la tension d'entrée maximum admissible, réduire l'ondulation de sortie ou pour réduire la différence ($V_{in} - V_{out}$) de ce circuit, la réalisation du montage suivant est conseillé.



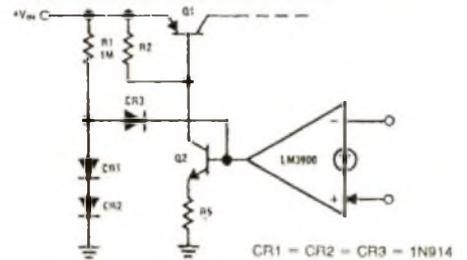
Ce circuit ajoute un transistor pour améliorer les performances. Les deux transistors (Q1 et Q2) absorbent toutes les hautes tensions d'entrée (et par suite doivent être des composants haute tension) sans augmentation de courant (comme dans le cas de R1 du montage précédent). La résistance R1 (de ce montage) fournit le courant de démarrage pour la base de Q2

Un nouveau type de connexion est utilisé sur ce régulateur pour contrôler la tension de sortie continue. La zener est polarisée via R4 (par approximativement 1 mA). Les résistances R3 et R6 fournissent le gain (non inverseur) pour permettre l'établissement de Vo à n'importe quelle tension désirée supérieure à Vz. Une compensation en température de n'importe quel signe (\pm TC) peut être obtenue en plaçant une résistance soit entre l'entrée (+) et la masse (pour ajouter +TC à Vo) ou entre l'entrée (-) et la masse (pour ajouter -TC à Vo). Pour comprendre cela, il faut noter que la résistance R entre l'entrée (+) et la masse ajoute -N Vbe à Vo avec $N = 1 + R3/R$ et Vbe la tension de base émetteur du transistor de l'entrée (+). Cela ajoute également un

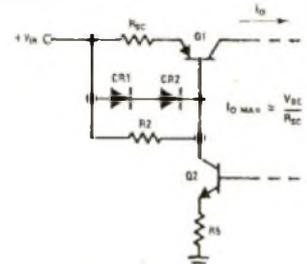
changement de température positif sur la sortie pour fournir la compensation de température désirée.

Le transistor supplémentaire Q2 augmente également le gain (qui réduit l'impédance de sortie) et, si un circuit de puissance est utilisé pour Q1, des charges importantes en courants peuvent être fournies. Ce régulateur fournit également l'alimentation aux trois autres amplificateurs du LM3900.

Réduction de la dépendance de la tension d'entrée et protection contre les court circuits



Pour réduire la dépendance de la tension d'entrée et l'injection de l'ondulation, des diodes peuvent être ajoutées pour débrayer le circuit de démarrage une fois que celui-ci est effectué.



Une protection contre les court circuits peut également être ajoutée. La résistance d'émetteur de Q2 limitera le courant maximum dans Q2 à $(V_o - 2V_{be})/R5$.

Conception des filtres actifs RC

De récents travaux sur les filtres actifs RC ont montré que les performances des filtres à amplificateurs multiples étaient relativement insensibles aux tolérances des composants RC utilisés. Cela rend les performances de ces filtres plus faciles à contrôler en production. Dans de nombreux cas où un gain est nécessaire dans la conception du système, il est maintenant relativement facile d'obtenir également une sélectivité en fréquence.

La base d'un filtre actif est un étage de gain et par suite le produit d'amplificateurs multiples est une addition valable pour cette zone d'application. Quand des amplificateurs additionnels sont disponibles, moins de sélection de composants et moins de réglages sont nécessaires tout comme les

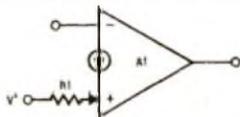
performances du filtre sont moins perturbées par les tolérances et les dérives en température des composants passifs.

Les composants passifs contrôlent les performances du filtre et pour cette raison, les résistances carbonées sont utiles principalement pour les montages expérimentaux à température ambiante ou pour l'ajustage final des résistances à couche métal plus stables. Les condensateurs posent plus de problèmes dans la gamme des valeurs disponibles, la tolérance et la stabilité (en température, en fréquence, en tension et dans le temps). Par exemple, un condensateur de type disque céramique n'est généralement pas utilisé dans les applications de filtre actif à cause de leurs pauvres performances.

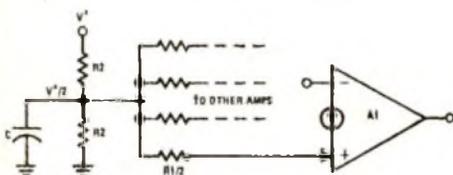
Le niveau d'impédance des composants passif peut être franchi sans (théoriquement) affecter les caractéristiques du filtre. Si la valeur de la résistance devient trop faible (<10KΩ) une charge excessive se trouvera placée sur la sortie de l'amplificateur ce qui réduira son gain ou, dans un premier temps, dépassera le courant de sortie ou les possibilités de dissipation du boîtier de l'amplificateur. Cela peut facilement être déterminé en calculant l'impédance qui sera présente sur la sortie de l'amplificateur aux fréquences de fonctionnement supérieures. Une seconde limite définit la plage supérieure des niveaux d'impédance. Celle-ci est due aux courants de polarisation (= 30nA) et aux impédances d'entrée des amplificateurs actuels. La solution à ce problème est de réduire les niveaux d'impédance des composants passifs (<10MΩ). En général, de meilleures performances sont obtenues avec des niveaux d'impédances de composants passifs relativement faibles et sur les filtres qui ne demandent pas de gain élevés, de Q élevés (Q > 50) et des fréquences élevées (f > 1 kHz) simultanément.

Polarisation des amplificateurs

Les filtres actifs peuvent facilement être mis en oeuvre avec une alimentation unique en utilisant ces types d'amplificateurs. La technique générale est d'utiliser l'entrée (+) pour accomplir la fonction de polarisation.



(a) Polarisation à partir d'une alimentation filtrée

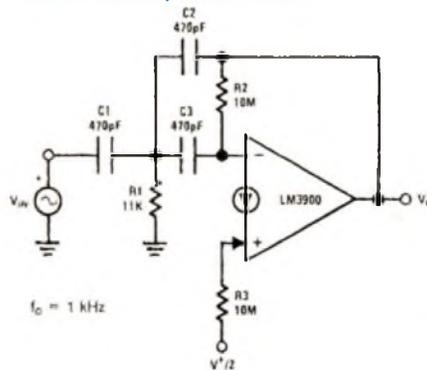


(b) Polarisation à partir d'une alimentation bruitée

La tension d'alimentation, V+, est utilisée comme référence continue pour polariser la tension de sortie de chaque amplificateur à V+/2 (a). Les composantes alternatives indésirables de l'alimentation doivent être supprimées (par un condensateur de filtrage) pour éviter de les retrouver en sortie (b). Une référence continue filtrée peut généralement être utilisée par tous les amplificateurs tant qu'il n'y a pas de retour de contre réaction sur ce point de polarisation.

Dans les filtres présentés ici, tous les amplificateurs seront polarisés à V+/2 pour permettre l'excursion alternative maximum pour toutes les tensions d'alimentation données. Les entrées de ces filtres seront également positionnés à V+/2 (pour ceux qui sont à liaison directe).

Filtre actif passe haut



Ce circuit est facilement polarisé en utilisant l'entrée (+) du LM3900. La résistance, R3, peut simplement être rendue égale à R2 et une référence de polarisation de V+/2 établira le point de sortie Q à cette valeur. L'entrée s'effectue par liaison capacitive (C1) et par suite, il n'y a plus d'autres problèmes de polarisation.

La marche à suivre pour concevoir ce type de filtre est de se fixer le gain dans la bande passante, H0, le coefficient de qualité, Q, et la fréquence de coupure, fc. Une valeur pour Q de 1 donne seulement une légère sur-accélération au point de coupure (<2dB) et une valeur de Q plus faible réduit ce pic. La pente du gabarit de ce filtre est de 12 dB/octave (ou 40 dB/décade). Si le gain H0 est unitaire, tous les condensateurs ont la même valeur. La détermination des composants procède comme suit:

Donné: H0, Q et $\omega c = 2\pi f c$

A trouver: R1, R2, C1, C2 et C3

Choisir C1 = C3 et lui donner une valeur arbitraire.

Alors:

$$R1 = 1 / (Q \omega c C1 (2H0 + 1))$$

$$R2 = (2 H0 + 1) Q / \omega c C1$$

$$C2 = C1 / H0$$

Comme exemple prenons H0=1, Q=10, et fc = 1kHz ($\omega c = 6,28 \times 10^3$ tr/s)

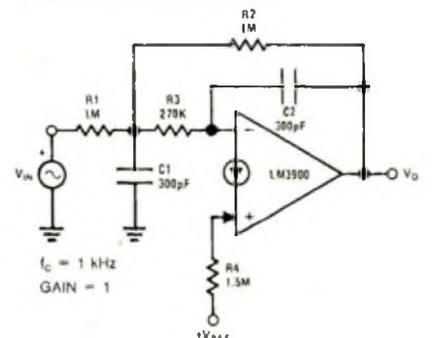
Commençons par choisir C1 = 300pF. R1 vaut alors 17,7 kΩ et R2 = 15,9 MΩ

Nous voyons que la valeur de R2 est trop large; mais que les autres valeurs de composants sont acceptables. Voici un cas où la notion d'impédance entre en ligne de compte. R2 pourra être ramenée à la valeur talon de 10M ce qui nous donne un facteur de 1,59. La réduction de R1 de la même proportion nous conduit à R1 = 11,1k. les condensateurs seront réduits (en impédance) d'autant, ce qui nous donne C1=C2=C3= 1,59 x 300 = 477 pF.

Pour terminer cette analyse, R3 est rendue égale à R2 (10M) et une Vref de V+/2 est utilisée pour polariser la sortie pour une accommodation aux grands signaux.

Les valeurs des condensateurs seront ajustées pour utiliser les valeurs standards. Une correction équivalente sera faite pour les résistances dont le choix de valeurs est beaucoup plus large.

Filtre actif passe bas



La résistance R4 est utilisée pour définir la tension de polarisation de sortie et sera choisie après avoir déterminé la valeur des autres résistances. La détermination des composants procède comme suit:

Donné: H0, Q et $\omega c = 2\pi f c$

A trouver: R1, R2, R3, R4, C1 et C2

Choisir C1 et lui donner une valeur arbitraire.

Alors: C2 = K C1 où K est une constante qui peut être utilisée pour ajuster la valeur des composants. Par exemple, avec K=1, C1 = C2. Des valeurs plus grandes de K peuvent être prises pour réduire R2 et R3 au détriment d'une valeur de C2 plus grande.

$$R2 = (1 + (1 + (4Q^2 (H0 + 1) / K)^{1/2})) / (2Q \omega c C1)$$

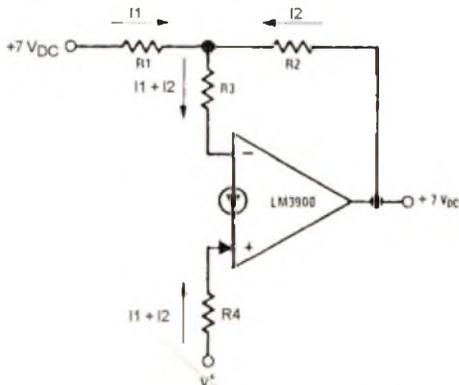
$$R3 = 1 / \omega c^2 C1^2 R2 K$$

$$R1 = R2 / H0$$

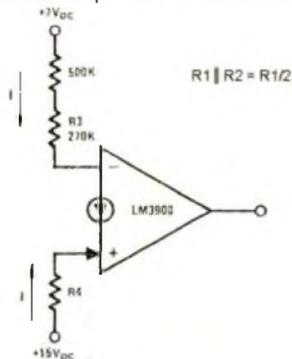
Comme exemple prenons $H_0=1$, $Q=1$, et $f_c = 1\text{kHz}$ ($\omega_c = 6,28 \times 10^3 \text{ tr/s}$)

Commençons par choisir $C_1 = 300\text{pF}$ et $K=1$. $R_2 = R_1$ vaut alors $1,067 \text{ M}\Omega$ et $R_3 = 266 \text{ k}\Omega$

Pour déterminer R_4 , nous supposons que le niveau d'entrée continu est de 7V .



Il est intéressant de noter que $H_0=1$ ne nous donne pas uniquement $R_1 = R_2$ mais qu'il simplifie également le calcul de la polarisation en nous donnant $I_1 = I_2$. Le gain de l'amplificateur continu est égal à -1 de sorte que si la tension d'entrée augmente de 1V , la tension de sortie diminue de 1V . Du fait des valeurs de tensions, les résistances R_1 et R_2 peuvent être mises en parallèle et le circuit se simplifie de la manière suivante:

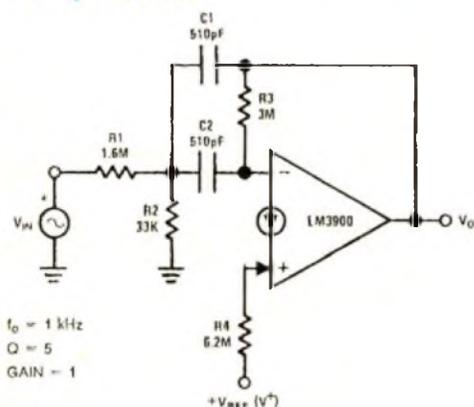


La résistance R_4 est alors donnée par la relation

$$R_4 = 2 \left(\frac{R_1}{2} + R_3 \right)$$

c'est à dire $R_4 = 1,5 \text{ M}\Omega$

Filtre actif passe bande à un amplificateur



Le filtre passe bande est certainement le plus intéressant. Pour les faibles fréquences, les faibles gains et un faible Q ($Q < 10$), un seul amplificateur peut être utilisé.

La détermination des composants procède comme suit:

Donné: H_0 , Q et $\omega_0 = 2\pi f_c$

A trouver: R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , C_1 et C_2

Choisir $C_1 = C_2$ et lui donner une valeur arbitraire.

Alors:

$$\begin{aligned} R_1 &= Q / H_0 \omega_0 C_1 \\ R_2 &= Q / (2Q^2 - H_0) \omega_0 C_1 \\ R_3 &= 2Q / \omega_0 C_1 \\ R_4 &= 2 R_3 \text{ (pour } V_{ref} = V_+) \end{aligned}$$

Comme exemple prenons $H_0=1$, $Q=5$, et $f_c = 1\text{kHz}$ ($\omega_0 = 6,28 \times 10^3 \text{ tr/s}$)

Commençons par choisir $C_1 = C_2 = 510\text{pF}$. R_1 vaut alors $1,57 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 32 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3,13 \text{ M}\Omega$ et finalement pour l'équation de polarisation $R_4 = 6,2 \text{ M}\Omega$

Filtre actif passe bande à deux amplificateurs

Pour autoriser un Q plus élevé (entre 10 et 50) et un plus grand gain, un filtre à deux amplificateurs est nécessaire. Le circuit utilisé en bas de page n'utilise que deux condensateurs. Il est similaire au précédent et l'amplificateur additionnel fournit une réaction positive pour améliorer les caractéristiques de réponse. Les résistances R_5 et R_8 sont utilisées pour polariser les tensions de sortie des amplificateurs à $V_+/2$.

Là encore, R_5 est simplement choisie comme étant le double de R_4 et R_8 doit être sélectionnée après que les valeurs de R_6 et R_7 aient été déterminées. La procédure de calcul est la suivante:

Donné: Q et f_0

A trouver: R_1 à R_7 et C_1 à C_2

Choisir $C_1 = C_2$ et leur donner une valeur arbitraire. Choisir une valeur pour K pour réduire le nombre de valeurs d'éléments ou pour optimiser la sensibilité ($1 < K < 10$)

Alors

$$\begin{aligned} R_1 &= R_4 = R_6 = Q / \omega_0 C_1 \\ R_2 &= R_1 K Q / (2Q - 1) \\ R_3 &= R_1 / (Q^2 - 1 - (2/K) + (1/KQ)) \\ R_7 &= KR_1 \\ H_0 &= K Q^{1/2} \end{aligned}$$

Sur l'exemple donné, $Q=25$ et $f_0=1\text{kHz}$

Choisir $C_1 = C_2 = 100\text{nF}$ et $K = 3$

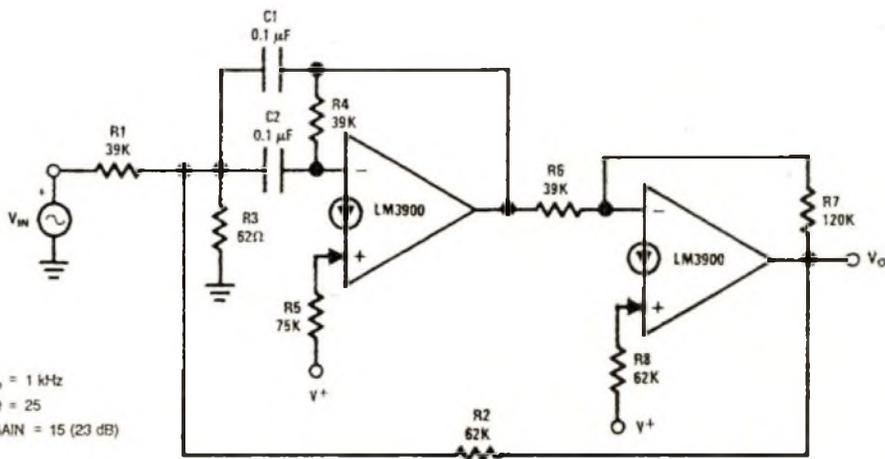
Alors $R_1 = R_4 = R_6 = 40 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 61 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 64 \Omega$, $R_7 = 120 \text{ k}\Omega$ et $H_0 = 15$ (23dB).

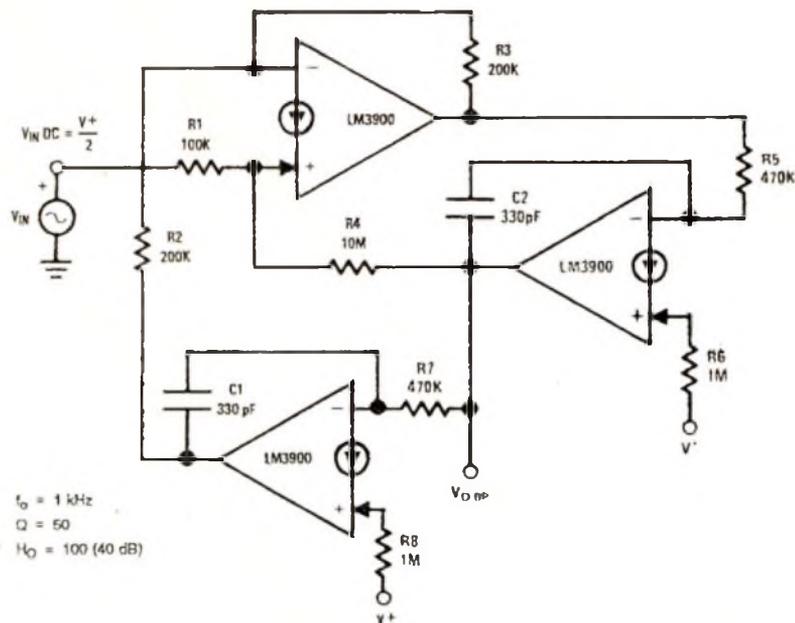
Pour polariser correctement le premier amplificateur, $R_5 = 2R_4 = 80 \text{ k}\Omega$. Le second amplificateur est polarisé par R_8 . A noter que la sortie des deux amplificateurs doit être à $V_+/2$. Par suite, R_6 et R_7 peuvent être mises en parallèle pour le calcul et dans ce cas $R_8 = 2 (R_6 \parallel R_7) = 59 \text{ k}\Omega$.

Les valeurs reportées sur le schéma tiennent compte des valeurs standards les plus proches.

Un filtre actif passe bande à trois amplificateurs

Pour réduire la sensibilité de Q aux variations des éléments ou pour fournir un Q plus élevé ($Q > 50$), un filtre actif à trois amplificateurs peut être utilisé. Le schéma qui se trouve sur la page suivante est un classique du genre qui revient souvent dans les littératures sur les filtres actifs RC et qui a été utilisé dans les calculateurs analogiques. De par le fait qu'il utilise trois amplificateurs, il est souvent considéré comme trop coûteux essentiellement pour les applications à faible Q . Les amplificateurs multiples du LM3900 en font cependant un circuit très pratique. Il a été appelé "Bi-Quad" car il peut fournir une fonction de





transfert qui est "Quad"ratique à la fois au dénominateur et au numérateur (d'où le terme "Bi"). Une technique de réalisation plus récente pour ces types de filtres est le "réseau à variable d'état du second degré". Les sorties peuvent être prises sur n'importe lequel des trois points pour délivrer les caractéristiques de réponse d'un filtre passe bas, d'un filtre passe haut ou d'un filtre passe bande.

L'exemple ci-dessus est donné pour le filtre passe bande. La méthode de calcul est la suivante:

Donné: Q et f0

Pour simplifier: faire C1 = C2 et leur donner une valeur arbitraire. Faire également 2R1 = R2 = R3 et là aussi leur donner une valeur arbitraire.

$$R4 = R1 (2Q - 1)$$

$$R5 = R7 = 1 / \omega_0 C1$$

Pour polariser les amplificateurs choisir R6 = R8 = 2 R5

Le gain en milieu de bande est donné par H0 = R4 / R1

Pour l'exemple donné, f0 = 1 kHz et Q=50.

C1 et C2 sont choisis à 330 pF

R2 et R3 = 360kΩ et R1 = 180 kΩ

Alors R4 = 17,8 MΩ, R5 = 483 kΩ et R6 = 1MΩ

Le gain de milieu de bande est de 100 (40 dB). La valeur de R4 est élevée et peut être réduite en corrigeant R1 à R4 par 1,78 ce qui nous amène à R2 = R3 = 200kΩ, R1 = 100kΩ et R4 = 10MΩ.

Conclusions sur les filtres

La fréquence de coupure à gain unitaire du LM3900 est de 2,5MHz ce qui est approximativement trois fois celle du "741". Les caractéristiques de l'amplificateur limitent donc celles du filtre. Historiquement, les filtres actifs RC ont eu beaucoup de difficultés à s'imposer à cause de ces problèmes techniques. La fonction de sensibilité a été un grand pas en avant car elle a permis de mettre en évidence que les anciens montages à filtres actifs RC avaient des fonctions de sensibilités vis à vis des composants passifs qui variaient dans rapport de Q et même de Q². Le circuit Bi-Quad a réduit ces problèmes face aux composants passifs (fonction de sensibilité de 1 ou de 1/2). Récemment, l'influence des amplificateurs sur les performances des filtres a été investiguée. Une excellente analyse a déterminé les limites imposées par les caractéristiques de l'amplificateur en montrant que la valeur de Q théorique de conception (Qd) était différente de la valeur de Q mesurée (Qa) et était donnée par la relation:

$$Qa = Qd / (1 + ((2Qd/A0 \omega a)(\omega a - 2\omega p)))$$

où A0 est le gain en boucle ouverte de l'amplificateur, ωa est le pôle dominant de l'amplificateur et ωd la fréquence de résonance du filtre. Le résultat est que l'échange entre Q et la fréquence centrale (ωp) peut être déterminée en partant des caractéristiques de l'amplificateur. Quand Qa diffère de Qd de manière significative, une dépendance excessive avec les caractéristiques de l'amplificateur est mise en évidence. Une estimation des limitations de l'amplificateur peut être faite en autorisant arbitrairement un écart approximatif de 10% sur Qa. Cela se traduit par Qa = 0,9 Qd d'où la relation d'estimation:

$$(2Qd/A0 \omega a)(\omega a - 2\omega p) = 0,1 \text{ ou}$$

$$\omega p/\omega a = 2,5 \times 10^{-2} (A0/Qd) + 0,5$$

Comme exemple, prenons A0 = 2800 pour le LM3900. On peut estimer la fréquence maximum où un Qd de 50 serait raisonnable par

$$fp/fa = 2,5 \times 10^{-2} (2800 / 50) + 0,5$$

soit fp = 1,9 fa

Toujours en prenant les données du LM3900, pour le gain de 2800 choisi (70dB), la fréquence fa = 1kHz. La limite supérieure de fréquence pour le filtre avec le Q de 50 sera approximativement de 2 kHz. Ce résultat permet de montrer que Qa peut dépasser la valeur de Qd et, comme on peut s'y attendre, le filtre peut alors fournir sa propre entrée (oscillateur). Dépasser le décalage de phase dans les caractéristiques de fréquences hautes de l'amplificateur peut engendrer des oscillations indésirables. Une compensation en phase peut être utilisée sur le réseau Bi-Quad pour réduire ce problème.

Cependant, de plus grand Q peuvent être obtenus en ajoutant plus de tronçons de filtres soit en les cascader en série et en les accordant (même fréquence centrale) ou en constituant un filtre à pôles multiples. Tous les filtres conventionnels peuvent être réalisés et la sélection est alors basée sur les caractéristiques demandées par l'application. Le coût réduit du LM3900, sa bande passante relativement large et sa facilité de mise en oeuvre avec une alimentation unique font de ce composant un excellent "bloc de construction" pour les filtres actifs RC.

Conclusions

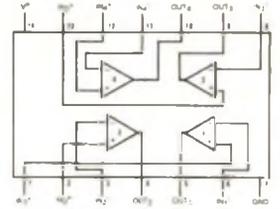
La richesse des ressources de ce circuit font que nous n'avons abordé qu'un très faible volet des montages qui peuvent le recevoir. Si l'aspect oscillateur a été abordé sous son aspect négatif, il faut savoir que le LM3900 se prête très bien aux applications de générateurs de signaux (oscillateur sinusoïdal, triangle ou carré, générateur d'impulsions, de rampes, de marches d'escaliers, etc...). Les fonctions de VCO et de PLL ne lui sont pas non plus étrangères. Les fonctions logiques (Et, Ou, bistable, flip-flop, multivibrateur, etc...) lui conviennent parfaitement et bien d'autres encore.

Pour terminer cette partie, vous trouverez sur la page suivante toutes les caractéristiques électriques de cette "bonne à tout faire" à quatorze pattes.



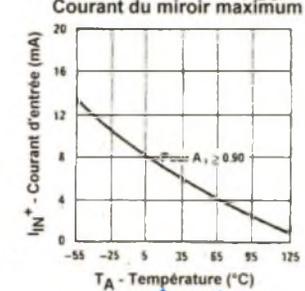
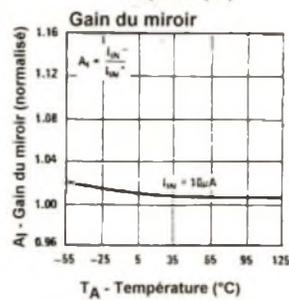
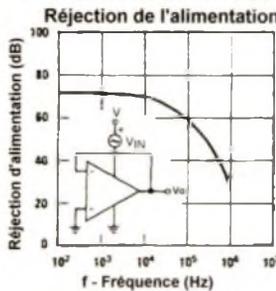
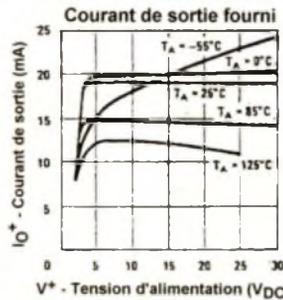
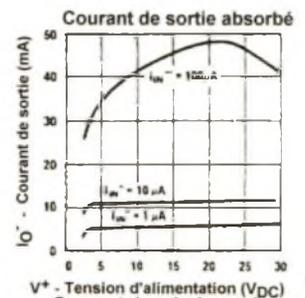
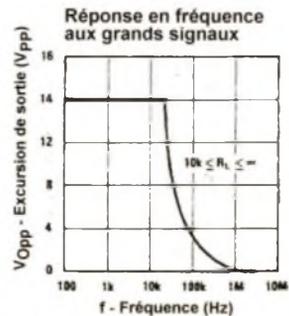
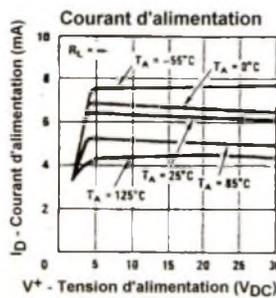
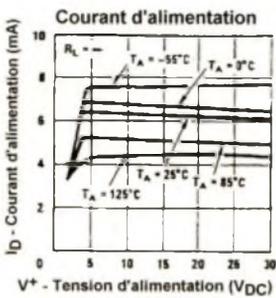
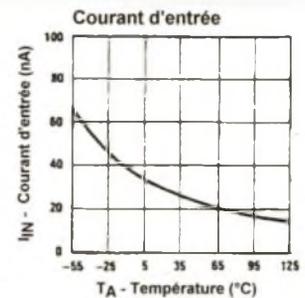
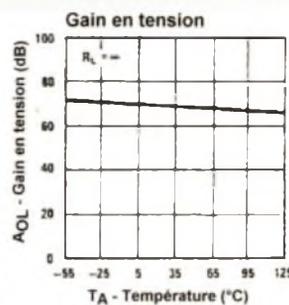
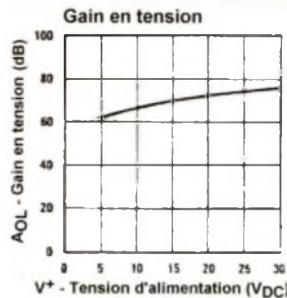
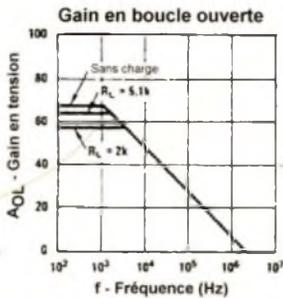
Valeurs limites absolues

	LM2900	LM3900	LM3301	LM3401
Tension d'alimentation	32 Vdc	32 Vdc	28 Vdc	18 Vdc
Dissipation	1080 mW	1080 mW	1080 mW	1080 mW
Courant d'entrée In+ ou In-	20 mA dc	20 mA dc	20 mA dc	20 mA dc
Durée de court circuit	illimité	illimité	illimité	illimité
Température d'utilisation	-40°C à +85°C	0°C à +70°C	-40°C à +85°C	-40°C à +85°C
Température de stockage	-65°C à +150°C	-65°C à +150°C	-65°C à +150°C	-65°C à +150°C
Température de soudage (10S)	260°C	260°C	260°C	260°C



Caractéristiques électriques $T_a = 25^\circ\text{C}$, $V_+ = 15\text{Vdc}$ sauf indications contraires

Paramètre	Conditions	LM2900			LM3900			LM3301			LM3401			unité
		min	typ	max										
Paramètres de boucle ouverte														
Gain en tension		1,2	2,8	-	1,2	2,8	-	1,2	2,8	-	1,2	2,8	-	V/mV
Résistance d'entrée		-	1	-	-	1	-	-	1	-	0,1	1	-	M Ω
Résistance de sortie		8	-	-	8	-	-	9	-	-	8	-	-	k Ω
Bande passante à gain unité		-	2,5	-	-	2,5	-	-	2,5	-	-	2,5	-	MHz
Courant de polarisation en entrée		-	30	200	-	30	200	-	30	200	-	30	200	nA
Slew rate sens croissant		-	0,5	-	-	0,5	-	-	0,5	-	-	0,5	-	V/ μS
Slew rate sens décroissant		-	20	-	-	20	-	-	20	-	-	20	-	
Courant d'alimentation -		6,2	10	-	6,2	10	-	6,2	10	-	6,2	10	-	mA dc
Excursion de la tension de sortie														
Tension de sortie haute (RI = 2k)		13,5	-	-	13,5	-	-	13,5	-	-	13,5	-	-	V
Tension de sortie basse (RI = 2k)		-	0,09	0,2	-	0,09	0,2	-	0,09	0,2	-	0,09	0,2	
Tension de sortie haute (RI = ∞ , $V_+ = V_{\text{max}}$)		29,5	-	-	29,5	-	-	26,0	-	-	16,0	-	-	
Courant de sortie														
Fourni		6	18	-	6	10	-	5	18	-	5	10	-	mA dc
Absorbé		0,5	1,3	-	0,5	1,3	-	0,5	1,3	-	0,5	1,3	-	
Absorbé ($V_{\text{ol}} = 1\text{V}$, $I_{\text{in-}} = 5\mu\text{A}$)		-	5	-	-	5	-	-	5	-	-	5	-	
Réjection de la tension d'alimentation		-	70	-	-	70	-	-	70	-	-	70	-	dB
Gain du miroir		0,9	1,0	1,1	0,9	1,0	1,1	0,9	1,0	1,1	0,9	1,0	1,1	$\mu\text{A}/\mu\text{A}$
Variation du gain du miroir		-	2	5	-	2	5	-	2	5	-	2	5	%
Courant miroir		-	10	500	-	10	500	-	10	500	-	10	500	μA dc
Courant d'entrée négatif		-	1,0	-	-	1,0	-	-	1,0	-	-	1,0	-	mA dc
Courant d'entrée de polarisation		-	300	-	-	300	-	-	-	-	-	-	-	nA





Un copieur de tension isolé

Parlons de suite du but de ce montage. On lui applique une tension d'entrée continue, située entre 0 et 5 Volts, et son rôle consiste à redonner une tension identique mais totalement isolée de la première.

De nombreuses techniques classiques existent pour fournir ce type de fonctionnement. Bien souvent, il sera fait appel à des convertisseurs tension / fréquence à l'entrée, une liaison optique et son inverse en sortie, soit un convertisseur fréquence / tension. Cela conduit souvent à un montage de complexité moyenne mais coûteux et d'une mise au point délicate si l'on recherche la précision.

Ici, c'est une toute autre technique que nous adopterons, basée sur la PWM, soit la modulation par largeur d'impulsion.

C'est d'ailleurs le principe utilisé par la plupart de nos appareils télécommandés actuels, pour lesquels le micro-contrôleur interne, bien incapable de fournir directement des tensions analogiques pour les différentes fonctions, fournit au lieu de cela des signaux carrés de largeurs variables. Il ne reste qu'à en extraire la valeur moyenne à l'aide d'un filtre plus ou moins performant pour en obtenir une tension continue réglable...

Le principe

Un signal carré de rapport cyclique égal à 1, situé entre 0 et 5 Volts et un simple contrôleur numérique en continu permettent déjà de mettre en évidence la valeur moyenne. C'est en effet 2,5 V que vous mesurerez si votre contrôleur est apte à accepter la fréquence appliquée.

Il ne s'agira pas ici d'utiliser directement le signal carré. Le montage sera en effet suivi d'un filtre destiné à recréer la tension initiale en effaçant le mieux possible la porteuse carrée qui l'a générée.

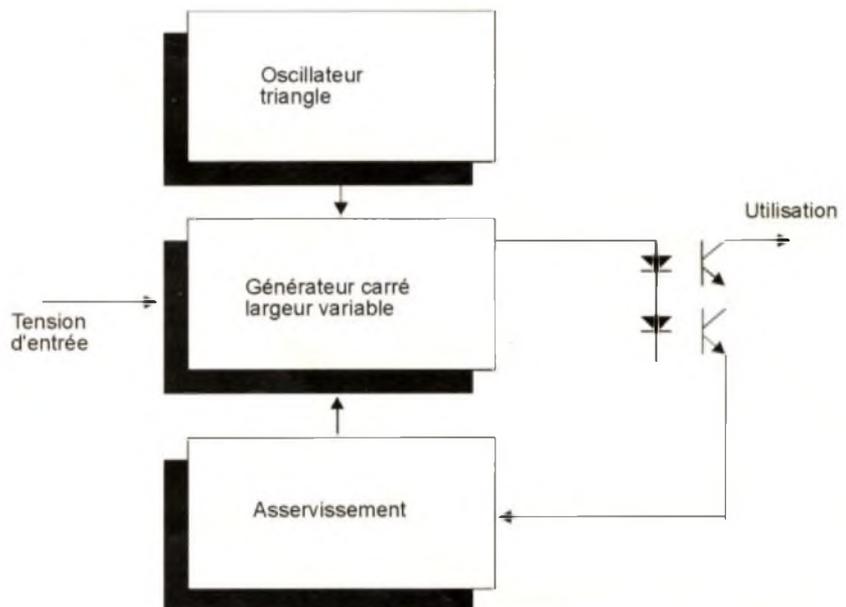
Toute la difficulté réside d'ailleurs dans l'efficacité de ce filtre, ce qui est aussi vrai pour le présent montage que pour les circuits équipés de convertisseurs fréquence / tension.

Isolation

Pour l'isolation, c'est un opto-coupleur qui va entrer en jeu comme le montre le synoptique ci-contre.

La tension d'entrée à reproduire est appliquée au modulateur de largeur d'impulsion dans le but d'être comparée avec un triangle stable de référence.

Le résultat de cette comparaison produit directement le signal carré désiré, qui est



appliqué à une première moitié d'opto-coupleur.

Le signal qui en sort est récupéré pour être appliqué à un étage d'asservissement qui va comparer à tout instant la tension fournie à celle venant de l'extérieur.

Cet asservissement agira donc afin d'obtenir exactement le rapport cyclique équivalent à la tension d'entrée appliquée.

Pour la sortie utilisation, c'est la seconde moitié de l'opto-coupleur qui est employée. Afin d'être sûr que les caractéristiques du signal carré généré soient identiques, on compte sur le fait que les deux voies (asservissement et utilisation) sont pratiquement appariées par l'utilisation d'un opto-coupleur double en un seul boîtier.

Point faible des opto-coupleurs à collecteur ouvert, c'est le temps de montée du signal carré, qui est principalement défini par la résistance de rappel au plus du collecteur (pull-up).



Afin d'obtenir des signaux les plus égaux possible, on optera donc pour des résistances appariées ou de 1%.

Enfin, des étages de mise en forme de ces signaux carrés permettront de supprimer partiellement les défauts de ces transitions imparfaites.

Schéma de détail

Braves circuits que ceux de la série HC! Ceux-ci ont en effet pour principaux avantages un état "0" et un état "1" pratiquement parfaits (tension de sortie égale à la tension d'alimentation ou à la masse pour un courant de sortie $< 20 \mu\text{A}$ à 25°C), une consommation typiquement proche de celle des circuits MOS ($2 \mu\text{A}$ typique par exemple pour un 74HC04 à 25°C), et une alimentation pouvant aller de 2 à 6 V pour cette série.

Les temps de montée et de descente sont plus qu'honnêtes, avec 19 nS typique pour une alimentation de 4,5V. Toutes ces caractéristiques attrayantes feront que ce type de circuit sera un élément clef de ce schéma de détail.

Alimentations

Deux alimentations distinctes seront nécessaires, l'une pour la partie entrée du montage, située à 12V et l'autre pour la sortie utilisation, fournie par le montage isolé, de 5 Volts.

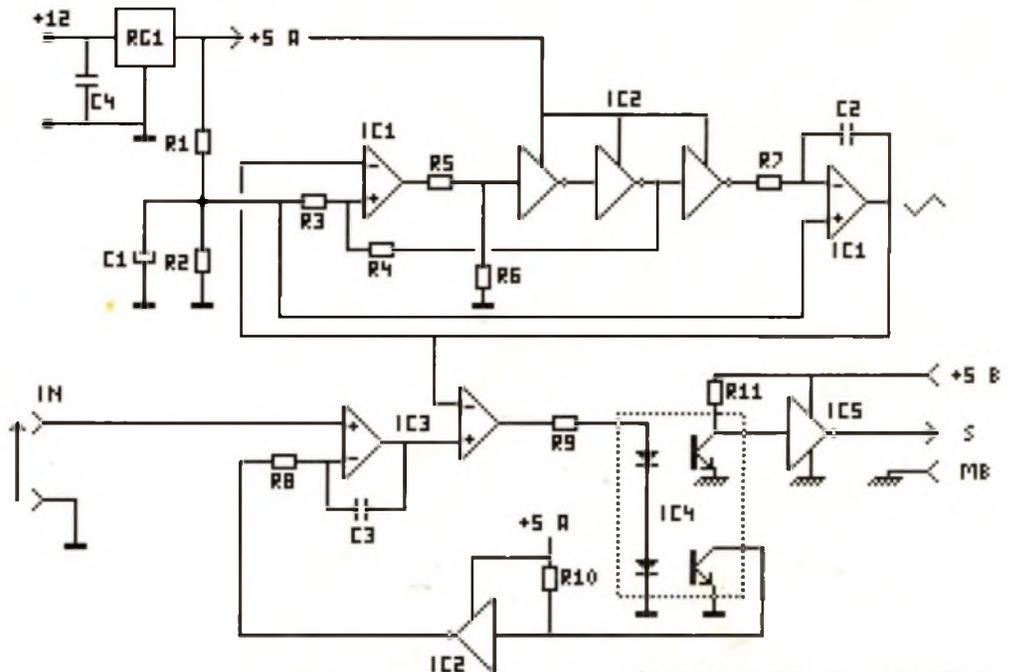
Sur la partie entrée, RG1 procure une tension intermédiaire de travail de 5Volts. IC1 et IC3 utilisent directement l'alimentation d'entrée de 12 Volts, IC2 (74HC04) utilise le 5 Volts d'entrée et IC5 le 5 Volts d'utilisation.

Une tension de 2,5 V est également fabriquée par R1, R2 et découplée par C1.

Oscillateur triangle

Cette partie est réalisée par IC1 et trois portes de IC2. Un triangle pratiquement parfait est obtenu par un intégrateur formé par R7 et C2. Cet intégrateur classique est d'autant plus performant que le signal carré qui l'attaque est pratiquement parfait (IC2). L'entrée plus de cet intégrateur est centrée sur la tension de 2,5V qui sera également l'axe central du signal triangulaire.

Les limites de ce triangle sont définies par un détecteurs de seuils formé par R3 et R4. Respectivement de 470 kOhms et 47k, ces résistances vont placer les deux seuils de basculement à 0,2 V et 4,80V. Ce sont



ces deux limites qui vont définir l'amplitude du signal triangulaire auquel sera comparée la tension d'entrée. La fréquence de ce signal n'est définie que par R7 et C2, qui fixent la constante d'intégration. Ainsi, ce sous ensemble de schéma, utilisable par ailleurs, permet d'obtenir un triangle de qualité à amplitude constante et fréquence ajustable par ces deux composants.

Les valeurs adoptées ici fixent la fréquence à 1 kHz environ afin que les temps de transition de l'opto-coupleur soient faibles par rapport au temps de période (diminution de l'erreur due à ce défaut).

R5 et R6 permettent d'attaquer le premier inverseur avec une amplitude normale de 5V, la sortie de IC1 allant de 0 à 10 Volts environ pour une alimentation d'entrée de 12V.

Comparaison et asservissement

C'est IC3 et une moitié de l'opto-coupleur IC4 qui accomplissent cette tâche.

La première moitié de IC3 est montée en intégrateur afin de fournir une tension continue à partir du signal carré généré par l'opto-coupleur (on supposera qu'il existe dans l'immédiat).

Cette tension continue est comparée à celle d'entrée par la même porte, ce qui signifie que l'écart entre les deux sera présent en sortie, avec une constante de régulation égale à celle de l'intégrateur formé par R8 et C3. Si les deux tensions sont identiques, cet AOP fournit alors exactement la tension d'entrée de consigne.

C'est cette tension qui, comparée au triangle par la seconde moitié de IC3, va fournir le signal carré à largeur variable de pilotage de l'opto-coupleur. Ses deux LEDs sont câblées en série, donc parcourues par le même courant, régi par R9. Plus la tension d'entrée sera élevée et plus ce signal carré sera à l'état "1" longtemps.

La sortie collecteur de cet opto est chargée par R10 et une cellule inverseuse assure la mise en forme correcte pour attaquer cet asservissement.

Sortie utilisation

Compte tenu de la similarité des deux moitiés de l'opto, le signal carré obtenu sur R11 (de même valeur que R10, c'est important) est pratiquement identique au précédent.

La mise en forme, assurée par une seule cellule de IC5, alimentée par le 5 V d'utilisation, conforte cette similarité. Le tout fonctionne par rapport à une masse distincte que représente le schéma par une symbolisation différente.

Fiabilité de la reproduction

Plusieurs critères définissent la fiabilité entre la tension reproduite et celle d'entrée.

C'est le cas de l'égalité de R10 et R11, mais aussi de IC2 et IC5. On choisira de préférence des circuits de même marque et, si possible, ayant le même code de date.

Les +5V ont également une importance capitale. Les régulateurs classiques fournissent entre 4,95 et 5,09V pour leur plus grande majorité et un tel écart est préjudiciable au bon résultat. Un choix entre



plusieurs composants permettra également d'améliorer le résultat.

Si ces différents points sont respectés on peut attendre une copie de tension meilleure que 1% dans la gamme 0 à 5 Volts.

Butées de tension

Le fait d'avoir opté pour un triangle oscillant entre 0,2 et 4,80 offre deux avantages complémentaires. Quand la tension d'entrée est à 0 ou 5 Volts, la comparaison avec le triangle n'est plus utilisée et aucun signal carré n'est appliqué à l'opto-coupleur. Celui-ci fonctionne alors respectivement en mode bloqué ou totalement saturé (rapport cyclique variant de 0 à 100%).

En mode bloqué les tensions aux collecteurs des transistors sont égales aux alimentations 5 V, en mode saturé, les 0,2 ou 0,3 Volts restants et dus à la saturation imparfaite des transistors sont réparés par les cellules inverseuses qui redonnent un zéro de bien meilleure qualité.

Pour les tensions d'entrées comprises entre 0 et 0,2 ainsi que 4,80 et 5V, c'est l'asservissement qui travaille afin de fournir un signal carré aussi étroit que possible pour obtenir l'équilibre.

Sortie

La sortie de ce montage ne propose directement que le signal carré. En effet, suivant les applications, la qualité du filtrage qui sera appliqué peut être variable, conduisant à des schémas plus ou moins complexes.

Le contrôleur numérique sera le premier filtre que vous pourrez utiliser, puisque la mesure de ce signal carré sera affichée sous forme de valeur moyenne égale à la tension de consigne.

Pour les montages simples, une résistance en sortie de 100 kOhms et un condensateur faible fuite (multicouche par exemple) de 1 uF donneront déjà de très bons résultats. L'ondulation à 1 kHz de l'oscillateur est dans ce cas réduite à 20 mV environ, soit 0,4% de la pleine échelle.

Un tel filtre possède par contre une sortie en haute impédance et un AOP suiveur, capable de travailler à proximité de 0 (CA3140 par exemple) sera nécessaire. Attention dans ce cas à son offset, qui apportera un écart minime et constant sur la tension reproduite.

Pour des montages demandant une réjection de meilleure qualité du 1 kHz, il est possible d'utiliser des filtres actifs du premier ou second ordre.

Comme ce montage est repris dans ce même numéro pour assurer le tracking de deux alimentations stabilisées distinctes, c'est à un tel filtre du second ordre qu'il sera fait appel.

Liste des composants

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

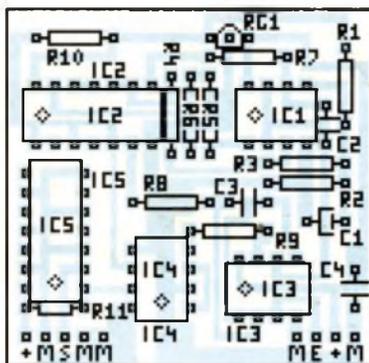
R1, R2	4,7 k Ω
R3	470 k Ω
R4	47 k Ω
R5, R6	10 k Ω
R7	120 k Ω
R8	100 k Ω
R9	820 Ω
R10, R11	1,8 k Ω 1% ou appariées
C1	100 uF 25V chimique radial
C2	2,2 nF céramique
C3, C4	0,1 uF céramique
IC1	CA 3240
IC2	74 HC 04
IC3	CA 3240
IC4	MCT 66
IC5	74 HC 04 (voir texte schéma)
RG1	78 L 05

2 supports CI 14 broches
3 supports CI 8 broches
9 broches coudées CI

Réalisation

Présenté sous forme de module enfichable, ce petit montage reste compact sans imposer pour autant de difficulté de réalisation.

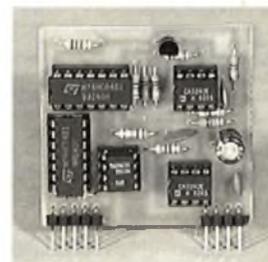
Veiller toutefois à la qualité des soudures et notamment celles du support de l'opto-coupleur pour lequel la tension d'isolement se situe entre les deux transistors de sortie.



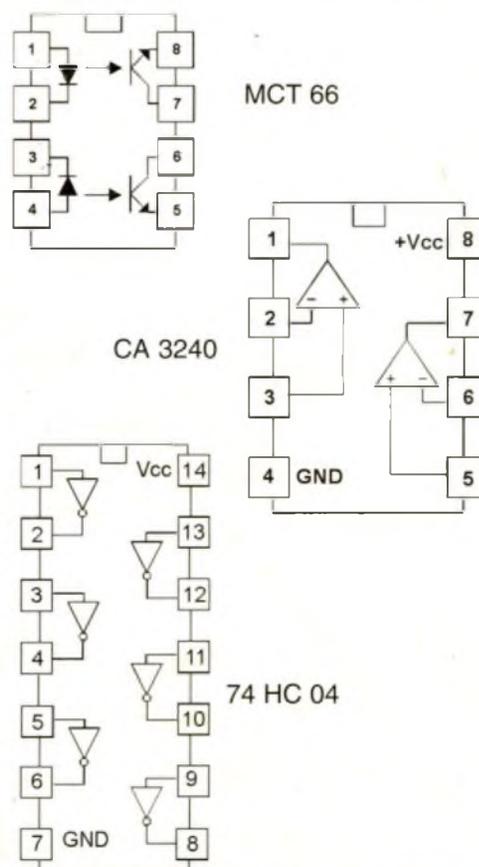
Sur cette sérigraphie les points marqués "M" correspondent aux masses (masse utilisation à gauche et masse d'entrée à droite), "+" pour le +12V d'entrée, "E" pour entrée (par rapport à la masse primaire).

A gauche, "+" pour +5V d'utilisation et "S" pour sortie de tension (par rapport à la masse d'utilisation).

La photographie ci-dessous montre le module terminé et prêt à l'emploi. Il s'agit là d'un prototype légèrement différent du définitif au point de vue implantation, mais sans conséquence sur le fonctionnement.



Brochages



Conclusion

La retranscription d'une tension d'une façon totalement isolée n'est pas toujours une chose facile, surtout lorsque l'on désire la précision. Les techniques sont nombreuses et parfois coûteuses.

Celle employée dans le présent montage montre qu'utiliser des particularités bien spécifiques de certains composants permet d'obtenir des résultats tout aussi satisfaisants et à moindre coût.

J.TAILLIEZ

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 sellis imprimées	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 (1ère partie)	No 11 Page 2
Les filtres passifs et actifs (2ème partie)	No 12 Page 2
Les moteurs pas à pas	No 12 Page 10
Les filtres passifs et actifs (3ème partie)	No 13 Page 2
Les filtres passifs et actifs (4ème partie)	No 14 Page 2
Initiation aux micro-processeurs (1ère partie)	No 19 Page 7
Initiation aux micro-processeurs (2ème partie)	No 20 Page 6
Initiation aux micro-processeurs (3ème partie)	No 21 Page 2
Initiation aux micro-processeurs (4ème partie)	No 23 Page 2
Initiation aux micro-processeurs (5ème partie)	No 25 Page 2
Les circuits MOS & commutateurs analogiques	No 25 Page 11
Initiation aux micro-processeurs (6ème partie)	No 26 Page 2
Initiation aux micro-processeurs (7ème 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

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
CQL 800 & CQL 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 3914 / LM 3915	No 1 Page 2
M 9306	No 1 Page 22
M 9306 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 2086	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 66T / 3482 / 3491 / 3561	No 7 Page 31
UM 3758 (Encodeurs de la série 3758)	No 26 Page 15
UM 5003 (Bruteurs 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
RÉGULATEUR UNIVERSEL DE MINI-PERCEUSE	No 23 Page 24
RÉGULATION TACHYMÉTRIQUE 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

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
REALISATEUR 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 (1ère partie)	No 21 Page 34
TRUQUEUR DE VOIX DIGITAL (2ème partie)	No 22 Page 2
TRUQUEUR DE VOIX DIGITAL (3ème 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

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
RÉGULATEUR DE VITESSE 220 Volts	No 5 Page 10
DOUBLE TELEREUPTEUR 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'ARROSEMENT 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

INITIATION TECHNOLOGIE

PILE OU FACE A AFFICHEUR	No 2 Page 9
CLIGNOTEUR 6 LEDS	No 3 Page 41
JEU DE LUMIERE DE POCHE	No 4 Page 11
LOTO 2 DIGITS	No 5 Page 28
MINI ORGUE 8 NOTES	No 5 Page 44
TESTEUR DE CONTINUITE	No 6 Page 22
GENERATEUR DE MELODIE + accompagnement	No 7 Page 28
3 MONTAGES GENERATEURS MUSICAUX	No 7 Page 44
MINI-RECEPTEUR & 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 COMPT-TOURS ANALOGIQUE	No 20 Page 16
ALARME DE TIROIR A BUZZER	No 21 Page 42
TESTEUR DE CONTINUITE AUTOMATIQUE	No 23 Page 38
TEMPORISATEUR DE PRECISION 1S à 48J	No 24 Page 13
INITIATION TRANSISTORS: CLIGNOTEUR 2 LEDS	No 25 Page 38
421 à LEDS	No 26 Page 31
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

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 VOBULE	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 AMPEREMETRE DE TABLEAU	No 12 Page 28
SIGNAL-TRACER STEREO (2ème partie)	No 12 Page 31
MINI GENERATEUR DE SIGNAUX	No 13 Page 10
PUPITER 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

MODELISME

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

TRUCS & ASTUCES

LES ALIMENTATIONS SANS TRANSFORMATEUR	No 25 Page 22
OPTO-COUPLEUR MAISON (rés. Cde 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 1 Page 9
PERITEL F.M. avec report	No 15 Page 39
2 PERITEL F.M. sans alimentation	No 15 Page 43
COMMUTATEUR PERITEL AUTOM. MULTI-VOIES	No 19 Page 24
GENERATEUR DE MIRES R.V.B.	No 20 Page 31
COMMUTATEUR PERITEL: CARTE DOUBLE R.V.B	No 21 Page 37





De nouveaux moyens de transport....

Pour tous les montages qui mettent en oeuvre une partie logicielle, nous vous proposons les formules suivantes:

- Listing: 15F ttc
- Programme sur disquette 360k fournie par vos soins: 25 Fttc
- Programme sur disquette 360k fournie par nos soins: 35 Fttc

Il s'avère que ce format de disquette, 360k en 5 1/4, devient de plus en plus obsolète et atteint des prix à la limite du raisonnable. Cet état de fait nous conduit à adopter désormais les disquettes 3 1/2, 1,44 Mo tout en conservant les mêmes tarifs que ceux donnés ci-dessus.

Evidemment, pas de problème si c'est vous qui fournissez la disquette 360k (ou autre format PC), nous possédons toujours les instruments pour écrire dessus....

Les composants préconisés....

Rappelons que vous pouvez vous procurer les composants indiqués dans nos divers articles dans tous les magasins dont la liste se trouve au dos de ce mensuel ou, à défaut, en en faisant la demande directement auprès de la revue.

Nouvelle formule "pré-kits"

Pour chaque réalisation de ce numéro, vous trouverez ci-dessous premièrement le coût de l'ensemble des composants compris dans la (ou les) zone tramé bleue de l'article sans circuit imprimé.

Ainsi, les composants de l'alimentation par exemple, comprennent tous ceux des cartes et modules, le transformateur 225 VA, le coffret et plaques internes, le film de façade et ses plaques plexi, les galvas, etc..

En second lieu, vous trouverez le prix du circuit imprimé seul, non percé ni sérigraphié (ou de l'ensemble des circuits, comme dans le cas de l'alimentation 2303 de ce numéro)

Ces "pré-kits" sont disponibles dans les points de vente dont la liste se trouve au dos de la revue. Renseignez-vous auprès d'eux si vous êtes à proximité.

Vous pouvez évidemment commander l'un ou l'autre ou la somme des deux en faisant le total des montants TTC et en y ajoutant une seule fois 28 F ttc de frais d'expédition (pour la commande à la revue) quel que soit le nombre d'articles commandés.

Pour les réalisations plus anciennes (antérieures au présent numéro), n'hésitez pas à nous questionner: nous répondrons soit individuellement soit par le biais de la revue si les demandes sont répétitives.

Composants alimentation 2303:	1995 F ttc
Circuits imprimés:	264 F ttc
Composants préamplificateur micro:	98 F ttc
Circuit imprimé:	9 F ttc
Composants variomètre:	220 F ttc
circuit imprimé:	16 F ttc
Composants copieur de tension:	60 F ttc
Circuit imprimé:	9 F ttc

Le complément indispensable de votre collection



Reliures sous forme de classeurs (bleu ou vert)

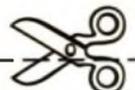
Prix unitaire: 45F_{TTC} Classeur vert Quantité

Par deux ou plus: 40F_{TTC} Classeur bleu Quantité
l'unité

+3 PIN'S gratuits pour l'achat de classeur



Bulletin d'abonnement : JANVIER 1994



Complétez votre collection HOBBYTRONIC: Vous désirez d'anciens numéros ? Cochez ci-dessous les numéros qui vous intéressent et le nombre d'exemplaires. Joindre 15 Francs par numéro commandé, jusqu'au numéro 28 (fond bleu) et 20 Francs, à partir du numéro 29 (Port gratuit).

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

1	8	15	22	29	
2	9	16	23	30	
3	10	17	24	31	
4	11	18	25	32	
5	12	19	26		
6	13	20	27		
7	14	21	28		
Total:				x15F	x20F

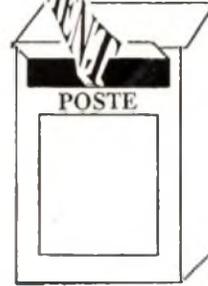
HOBBYTRONIC JANVIER 1994
Dépot légal JANVIER 1994

Imprimerie MATOT BRAINE
32, rue de L'écu
51100 REIMS

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

L'ABONNEMENT

Chez vous....



....directement

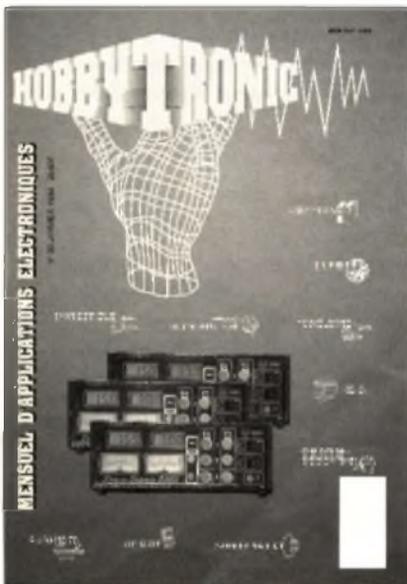
Economique:

Abonnement 1 an (11 numéros)

190 Fttc

au lieu de 220 Fttc (prix au numéro au 1/9/93)

Soit une économie de 30F, ou l'équivalent de 1No 1/2...



BULLETIN D'ABONNEMENT N°33 - JANVIER 1994

HOBBYTRONIC - Abonnement
BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

Réabonnement (190F)

Veuillez dans ce cas indiquer votre N° d'abonné ci-contre):

Sur bande adresse
(Indication: NA + No)

Nouvel abonnement: 190F

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



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

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

TOTAL REGLEMENT: , Frs

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue Expiration

N°

Signature:

(Signature des parents pour les mineurs)

Nom, prénom

Adresse

Code postal

Ville

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

AMIENS 80000
19 RUE GRESSET
TEL 22 91 25 69

ROUEN 76000
19 RUE DU GAL GIRAUD
TEL 35 88 59 49

LE HAVRE 76500
13 PL HALLES CENTRALES
TEL 35 42 60 92

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

RENNES 35000
12 QUAI DUGUAY TROUIN
TEL 99 30 85 26

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

BREST 29200
151 AV J JAURES
TEL 98 80 24 95

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

ORLEANS 45000
61 RUE DES CARMES
TEL 38 54 31 01

POITIERS 86000
8 PL A LEPETIT
TEL 43 88 04 90

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

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

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

LENS 62300
43 RUE DE LA GARE
TEL 21 25 60 49

LILLE 59800
67 RUE DE PARIS
TEL 20 06 85 52

VALENCIENNES 59300
57 RUE DE PARIS
TEL 27 46 44 23

REIMS 51100
10 RUE GAMBETTA
TEL 26 88 47 55

REIMS 51100
46 AV DE LAON
TEL 26 40 35 20

CHARLEVILLE 08000
1 AV J JAURES
TEL 24 33 00 84

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

METZ 57000
6 RUE CLOVIS
TEL 87 63 05 18

STRASBOURG 67000
4 RUE DU TRAVAIL
TEL 88 32 86 98

NANCY 54000
133 RUE ST DIEZIER
TEL 83 36 67 97

MONTBELIARD 25200
2A LA CRAY VOUGEUCOURT
TEL 81 90 24 48

TROYES 10000
6 RUE DE PREIZE
TEL 25 81 49 23

DIJON 21000
2 RUE CH DE VERGENNES
TEL 80 73 13 48

AJACCIO 20000
AV DU MARCHEAL JUIN
TEL 95 20 27 38

VALENCE 26000
28 RUE DES ALPES
TEL 75 42 51 40

ST ETIENNE 42000
30 RUE GAMBETTA
TEL 77 21 45 61

MONTPELLIER 34000
46 BD DES ARCEPIUX
TEL 67 63 53 27

DISTRIBUE :



TORA

KIT ELECTRONIQUE