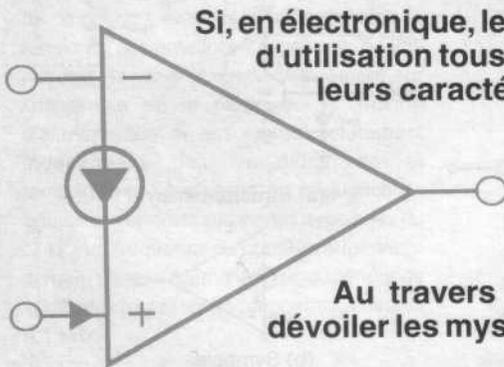


# Le LM3900 ou les amplificateurs de type "NORTON"



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.

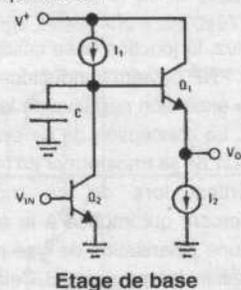
Afin de répondre aux besoins de la conception à faible coût, pour les systèmes de contrôle à alimentation unique, un nouvel amplificateur compensé en interne a été conçu pour fonctionner sur une plage de tension d'alimentation allant de  $+4$  à  $36V$  avec de faibles modifications sur les performances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



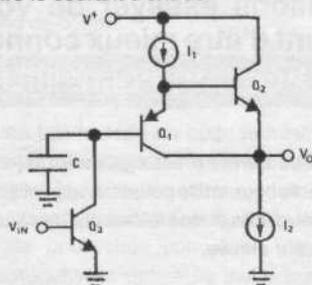
Etage de base

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  $\beta^2$ . Par exemple, pour un courant de sortie de 10mA, le courant d'entrée est de l'ordre de 10 $\mu$ 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  $\beta^3$ . 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.

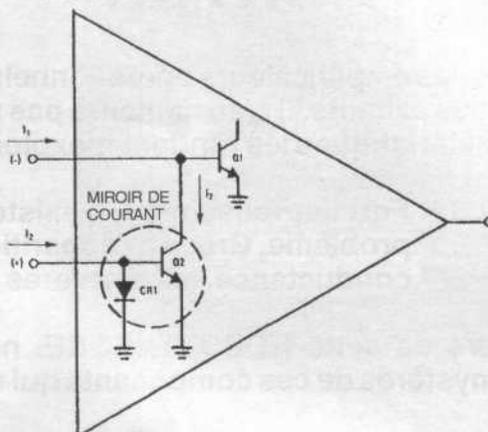
De plus, la jonction base collecteur du transistor PNP devient conductrice dans le cas d'une excursion négative de la tension de sortie. La conception de ce système a permis à Q1 de se transformer en transistor PNP vertical lors de ce mode de fonctionnement qui impose à la sortie de passer d'une polarisation 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.



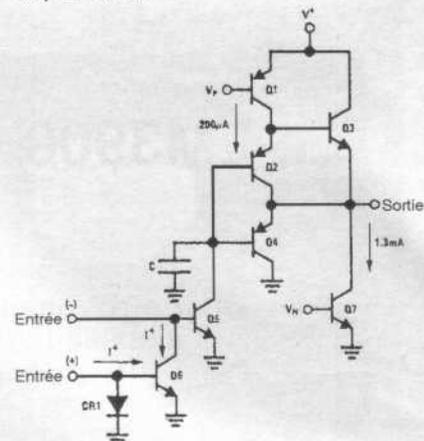
**Adjonction d'un miroir de courant pour obtenir l'entrée non inverseuse.**

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.

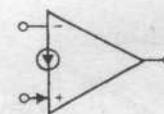
### L'amplificateur complet à alimentation unique

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  $\mu$ A) de changer avec la température afin de donner une compensation du premier ordre pour les variations de gain  $\beta$  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.

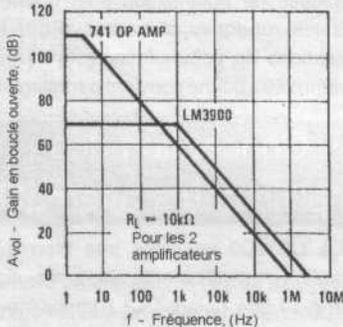
Les caractéristiques de chaque étage amplificateur sont résumées ci-dessous:

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



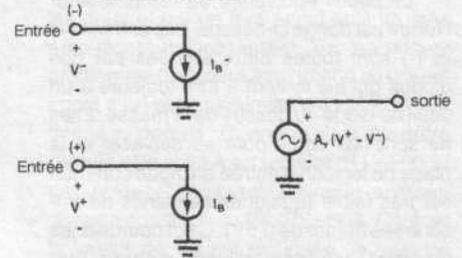
Gain en boucle ouverte

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.

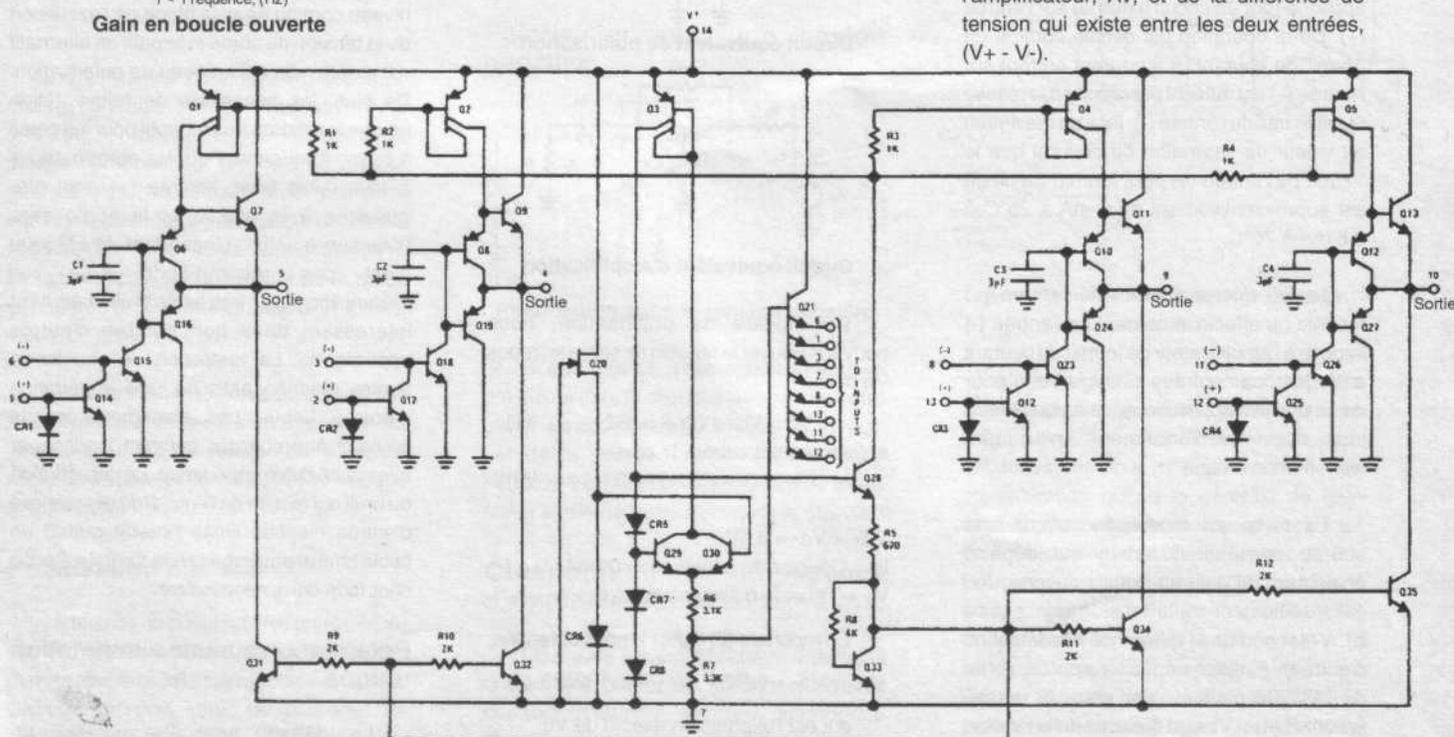


Circuit équivalent d'un AOP standard

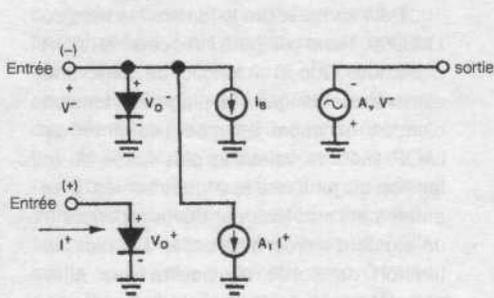
Le diagramme simplifié d'un AOP standard est donné ci-dessus. Les entrées (+) et (-) vont uniquement aux sources de courant et par suite sont libres pour être polarisées ou fonctionner à toutes les valeurs de tensions qui restent dans la plage d'entrée en mode commun. Les sources de courant qui sont 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



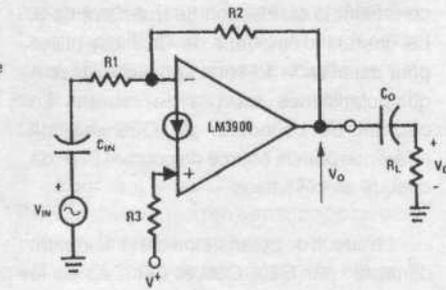
### Circuit équivalent de l'ampli NORTON

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.

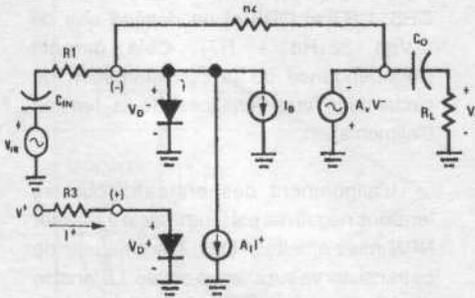
Seule l'entrée (-) doit être alimentée avec un courant de polarisation  $I_b$ . L'entrée (+) étant couplée avec l'entrée (-), elle y extrait le même courant ( $A_i$ , le gain du miroir étant approximativement de 1) qui est appliqué (par un circuit externe) sur l'entrée (+). Cette opération est décrite 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.



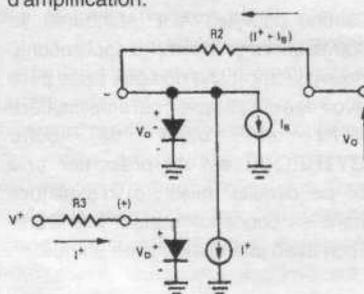
(a) Polarisation typique



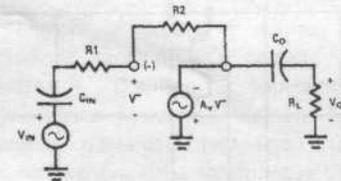
(b) Schéma équivalent

### 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)  $> R_2/R_1$ .

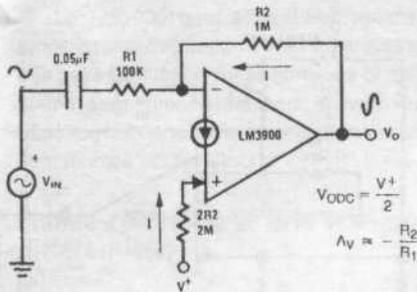
La procédure de conception pour un amplificateur inverseur couplé en alternatif utilisant un LM3900 est d'abord de sélectionner  $R_1$ ,  $C_{in}$ ,  $R_2$  et  $C_o$  de la même manière que pour un AOP standard. Il suffit de rajouter  $R_3 = 2R_2$  pour prendre en compte la condition de polarisation. 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.

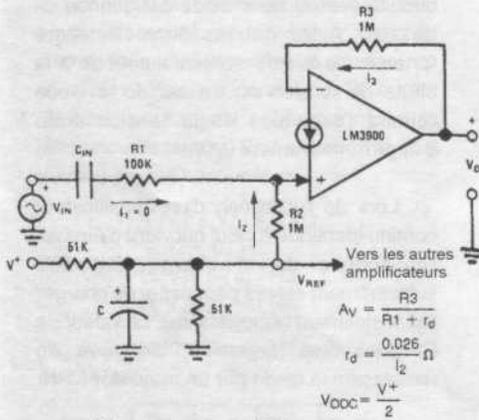
### Polarisation sur une alimentation unique

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



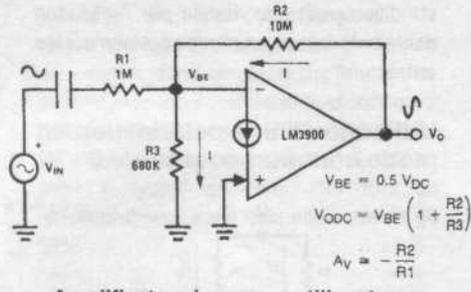
### Amplificateur alternatif non inverseur utilisant une tension de référence de polarisation

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, V<sub>odc</sub> sera égale à la tension de référence qui sera appliquée sur la résistance R2. La tension de référence filtrée de V<sub>+</sub>/2 peut être utilisée par d'autres amplificateurs.

### Polarisation à N Vbe

La tension de polarisation d'entrée (V<sub>be</sub>) 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, V<sub>o</sub> 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 V<sub>o</sub> peut être calculée par le rapport de R2 sur R3 comme suit:

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

Quand une polarisation de N V<sub>be</sub> 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 Z<sub>in</sub> vaut 1M et le gain de 10.

Choisir R1 = 1M

Calculer R2 = Av R1 = 10M

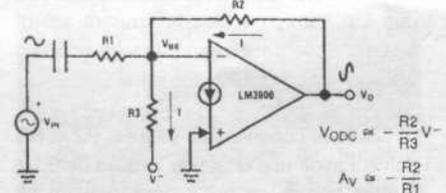
Pour polariser la tension de sortie à 7,5V, R3 est trouvé par:

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

d'où

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

### Polarisation avec une tension négative

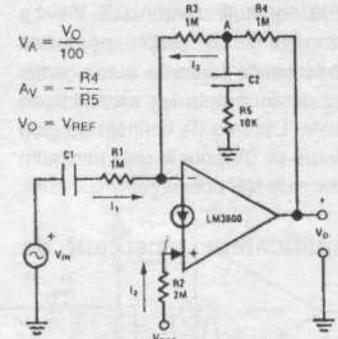


### Polarisation par une tension négative

Si une tension d'alimentation négative est disponible, le circuit ci-dessus peut être utilisé. Le courant de polarisation continu, I<sub>1</sub>, 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.

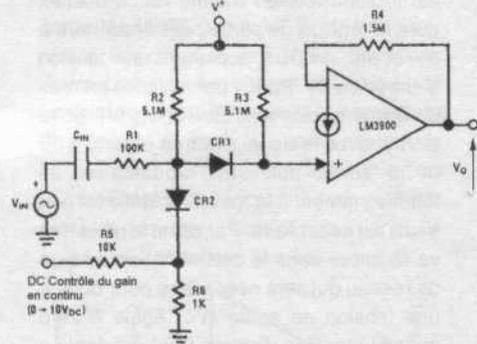
Pour tous les amplificateurs alternatifs qui ont été présentés, le concepteur est capable d'obtenir soit une impédance d'entrée élevée ou un gain élevé sans trop



### 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

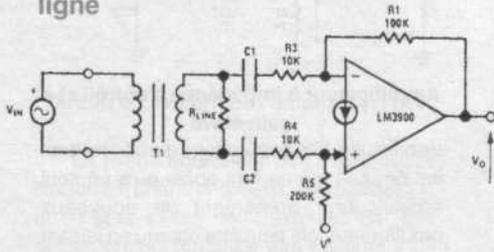


### Amplificateur avec contrôle de gain continu

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<sub>+</sub>. 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.

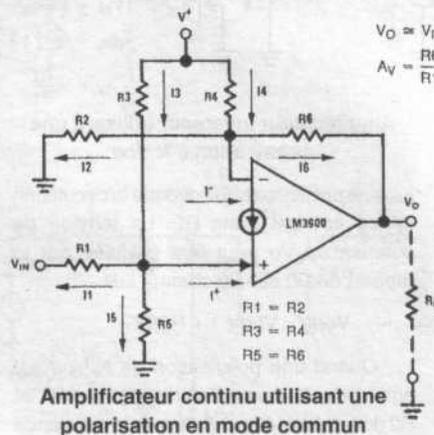
## Conception des amplificateurs continus

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

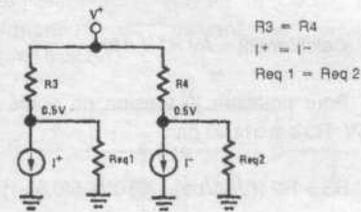
condition peut être établie par l'utilisation d'une polarisation en mode commun sur les entrées.

### Utilisation d'une polarisation en mode commun pour Vin = 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**

$$\begin{aligned} Req1 &= R1 \parallel R5 \\ Req2 &= R2 \parallel R6 \\ R3 &= R4 \end{aligned}$$

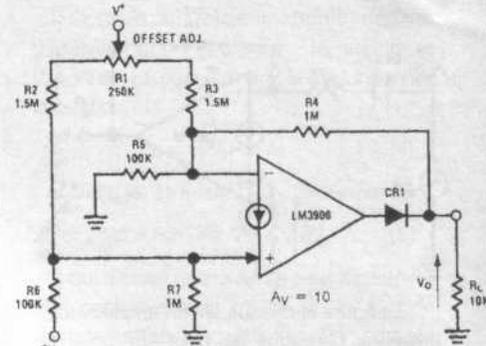
Parce que le miroir de courant demande que les deux sources de courant soient égales, le courant dans les deux résistances équivalentes doit être identique.

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 Vomin (Vsat).

### Ajout d'une diode en sortie pour Vo = 0V

Pour de nombreuses applications, un Vomin 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**

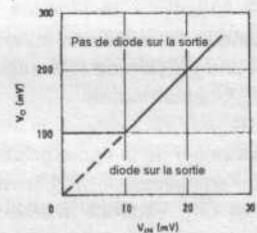
$$\text{Si } R4 = 100R1, \text{ alors } V_{omin} = 0,5R1/101R1$$

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

Un ajustement de la tension de décalage peut être ajouté (R1) pour ajuster Vo à 0V quand vin = 0V.

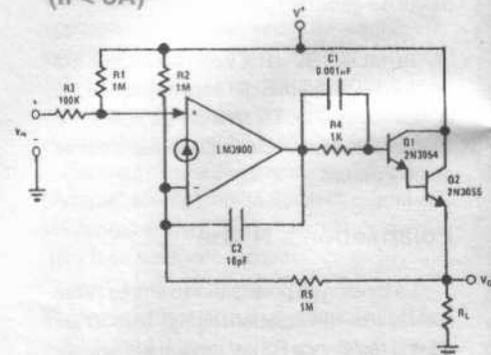
La fonction de transfert de tension du circuit avec ou sans diode est donnée ci-dessus. Alors que la diode améliore fortement le fonctionnement autour de 0, la chute de tension au travers de la diode réduira l'excursion de la tension crête d'approximativement 0,5V.

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**

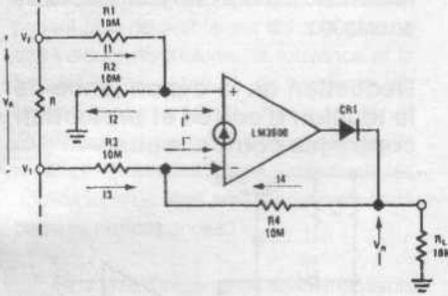
### Un amplificateur de puissance (II < 3A)



**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:

$$I1 = (V1 + Vr - \phi) / R1$$

$$I2 = \phi / R2$$

$$I3 = (V1 - \phi) / R3$$

$$I4 = (Vo - \phi) / R4$$

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

Comme le miroir de courant d'entrée demande que:

$$I+ = I-$$

$$I+ = I1 - I2$$

$$I- = I3 + I4$$

$$\text{d'où } I4 = I1 - I2 - I3$$

En substituant par les équations précédentes:

$$(Vo - \phi) / R4 = (V1 + Vr - \phi) / R1 - \phi / R2 - (V1 - \phi) / R3$$

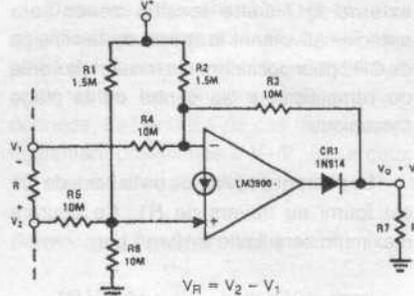
Si on pose  $R1 = R2 = R3 = R4$ , on aboutit à:

$$Vo = Vr$$

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.

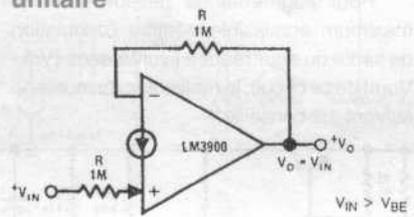
Pour fonctionner correctement, la tension d'entrée différentielle doit être limitée pour rester dans la plage de tension de sortie dynamique et la tension d'entrée V2 doit être supérieure à 1 volt. Par exemple, si  $V2 = 1V$ , la tension d'entrée V1 peut varier dans la plage de 1 à -13V lors du fonctionnement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



$$Vr = V2 - V1$$

### Un amplificateur suiveur de gain unitaire

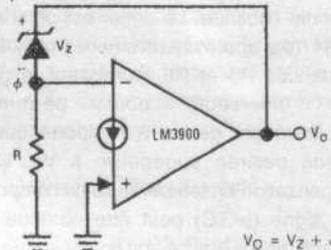


$$V_{IN} > V_{BE}$$

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

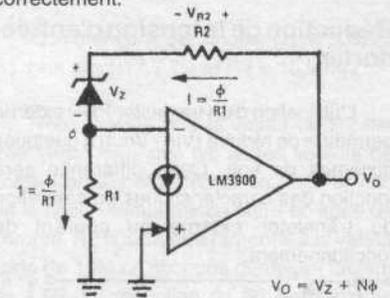
Plusieurs régulateurs de tensions peuvent être conçus en faisant appel à l'amplificateur de base du LM3900.



(a) Courant de base

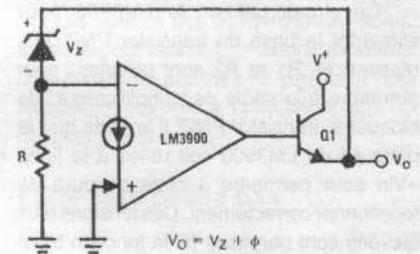
Le plus simple utilise uniquement une diode zener et une résistance. La tension à l'entrée (-) (un  $V_{be} = 0,5V$ ) apparaît au travers de R et par suite une résistance de  $510 \Omega$  provoquera un courant approximatif de polarisation de 1 mA qui circulera au

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.



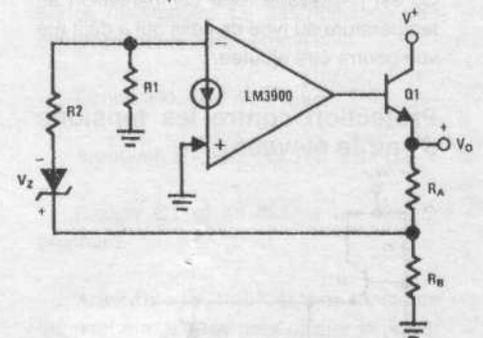
(b) Compensation de la température

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  $\beta$  du transistor ajouté. Par exemple un  $\beta$  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.



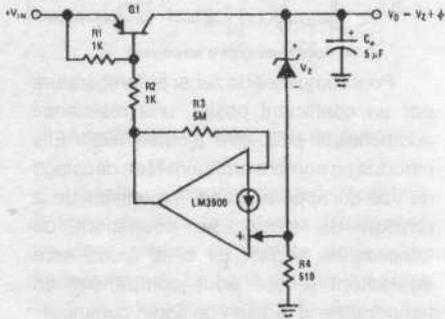
(d) Augmentation de Vo sans affecter la compensation de la température

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 "boost" et de 2 V si le transistor est ajouté.

### Réduction de la tension d'entrée-sortie

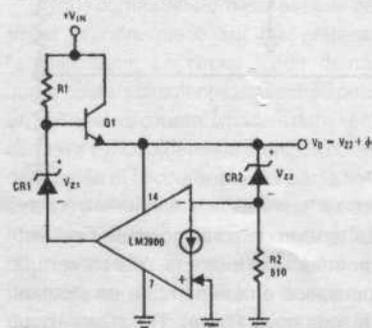
L'utilisation d'un transistor PNP externe permettra de réduire ( $V_{in} - V_{out}$ ) à quelques dixièmes de volt. Cette différence sera fonction des caractéristiques de saturation du transistor externe au courant de fonctionnement.



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

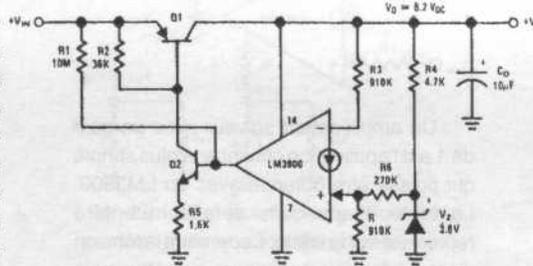
fournir une protection contre les conditions de tensions d'entrées élevées et en plus de fournir du courant pour une charge externe.

La tension de sortie régulée est la somme de la tension zener, CR2, et de  $V_{be}$  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.



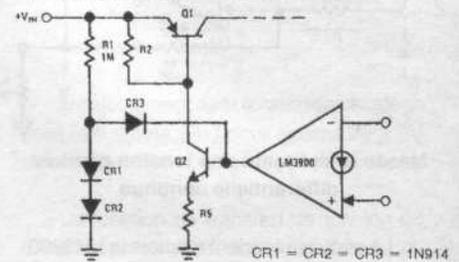
Ce circuit ajoute un transistor pour améliorer les performances. Les deux transistors (Q1 et Q2) absorbent toutes les hautes tensions d'entrée (et par suite doivent être des composants haute tension) sans augmentation de courant (comme dans le cas de R1 du montage précédent). La résistance R1 (de ce 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  $V_o$  à n'importe quelle tension désirée supérieure à  $V_z$ . 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  $V_o$ ) ou entre l'entrée (-) et la masse (pour ajouter  $-TC$  à  $V_o$ ). Pour comprendre cela, il faut noter que la résistance R entre l'entrée (+) et la masse ajoute  $-N V_{be}$  à  $V_o$  avec  $N = 1 + R3/R$  et  $V_{be}$  la tension de base émetteur du transistor de l'entrée (+). Cela ajoute également un

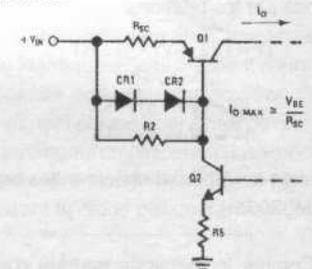
changement de température positif sur la sortie pour fournir la compensation de température désirée.

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 sélections de composants et moins de réglages sont nécessaires tout comme les

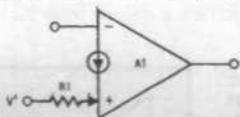
performances du filtre sont moins perturbées par les tolérances et les dérives en température des composants passifs.

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.

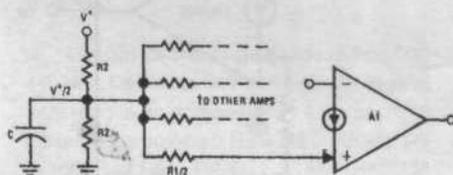
Le niveau d'impédance des composants passif peut être franchi sans (théoriquement) affecter les caractéristiques du filtre. Si la valeur de la résistance devient trop faible ( $< 10K\Omega$ ) une charge excessive se trouvera placée sur la sortie de l'amplificateur ce qui réduira son gain ou, dans un 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 ( $< 10M\Omega$ ). 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

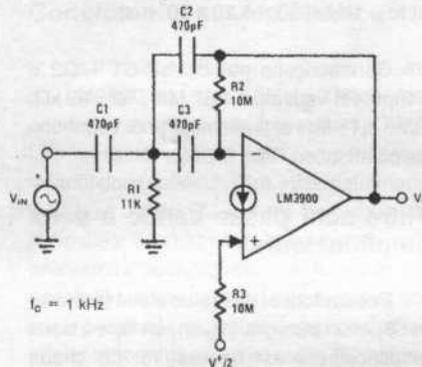


(b) Polarisation à partir d'une alimentation bruitée

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,  $R_3$ , peut simplement être rendue égale à  $R_2$  et une référence de polarisation de  $V_+/2$  établira le point de sortie Q à cette valeur. L'entrée s'effectue par liaison capacitive ( $C_1$ ) 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,  $H_0$ , le coefficient de qualité,  $Q$ , et la fréquence de coupure,  $f_c$ . 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  $H_0$  est unitaire, tous les condensateurs ont la même valeur. La détermination des composants procède comme suit:

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

A trouver:  $R_1, R_2, C_1, C_2$  et  $C_3$

Choisir  $C_1 = C_3$  et lui donner une valeur arbitraire.

Alors:

$$R_1 = 1 / (Q \omega c C_1 (2H_0 + 1))$$

$$R_2 = (2 H_0 + 1) Q / \omega c C_1$$

$$C_2 = C_1 / H_0$$

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

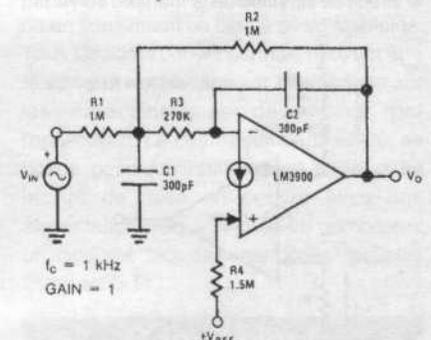
Commençons par choisir  $C_1 = 300pF$ .  $R_1$  vaut alors 17,7 k $\Omega$  et  $R_2 = 15,9$  M $\Omega$

Nous voyons que la valeur de  $R_2$  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.  $R_2$  pourra être ramenée à la valeur talon de 10M ce qui nous donne un facteur de 1,59. La réduction de  $R_1$  de la même proportion nous conduit à  $R_1 = 11,1k$ . les condensateurs seront réduits (en impédance) d'autant, ce qui nous donne  $C_1=C_2=C_3= 1,59 \times 300 = 477$  pF.

Pour terminer cette analyse,  $R_3$  est rendue égale à  $R_2$  (10M) et une  $V_{ref}$  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  $R_4$  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:  $H_0, Q$  et  $\omega c = 2\pi f_c$

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

Choisir  $C_1$  et lui donner une valeur arbitraire.

Alors:  $C_2 = K C_1$  où  $K$  est une constante qui peut être utilisée pour ajuster la valeur des composants. Par exemple, avec  $K=1$ ,  $C_1 = C_2$ . Des valeurs plus grandes de  $K$  peuvent être prises pour réduire  $R_2$  et  $R_3$  au détriment d'une valeur de  $C_2$  plus grande.

$$R_2 = (1 + (1 + (4Q^2(H_0 + 1)/K)^2)) / (2Q \omega c C_1)$$

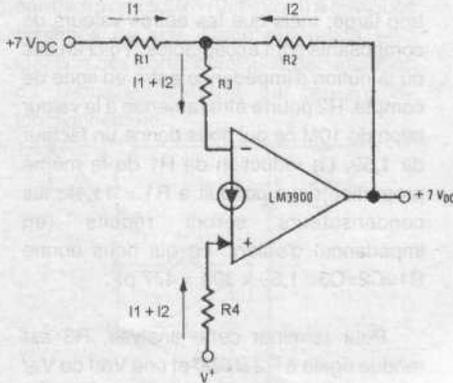
$$R_3 = 1 / (\omega c^2 C_1^2 R_2 K)$$

$$R_1 = R_2 / H_0$$

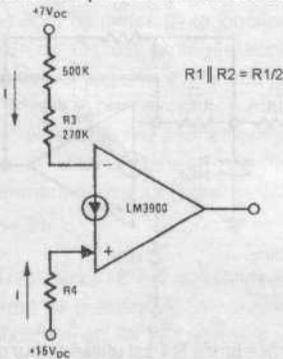
Comme exemple prenons  $H_0=1$ ,  $Q=1$ , et  $f_c = 1\text{kHz}$  ( $\omega_c = 6,28 \times 10^3 \text{ tr/s}$ )

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  $7\text{V}$ .



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  $1\text{V}$ , la tension de sortie diminue de  $1\text{V}$ . 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:

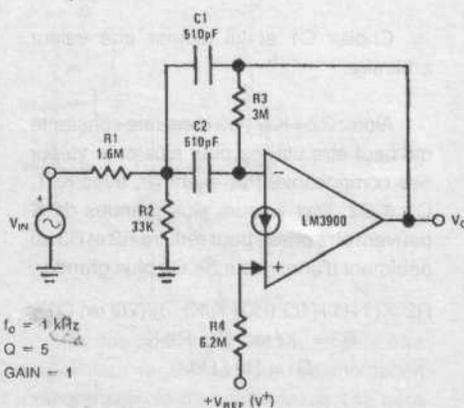


La résistance  $R_4$  est alors donnée par la relation

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

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  $K = 3$

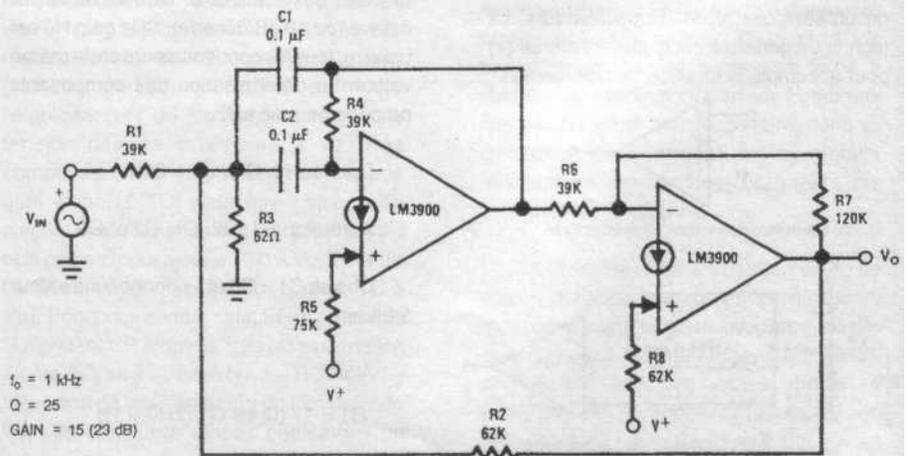
Alors  $R_1 = R_4 = R_6 = 40 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 61 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 64 \Omega$ ,  $R_7 = 120 \text{ k}\Omega$  et  $H_0 = 15$  (23dB).

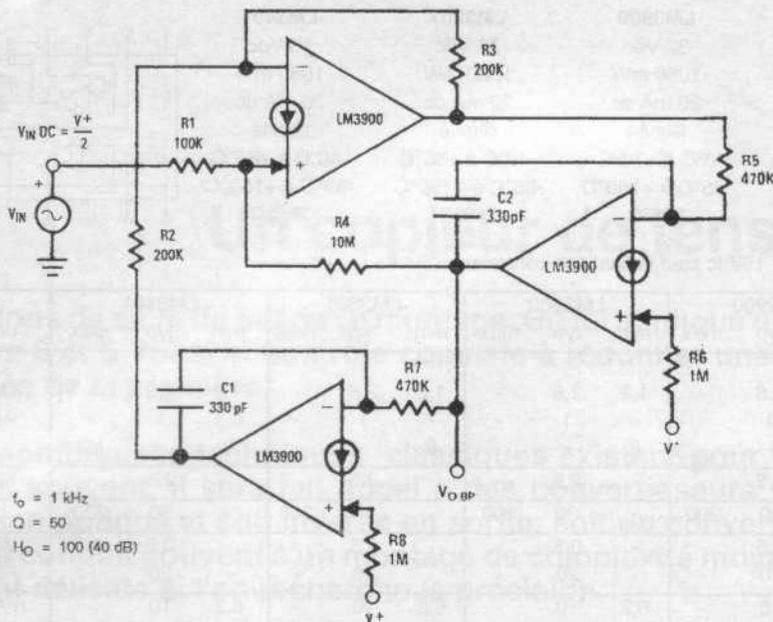
Pour polariser correctement le premier amplificateur,  $R_5 = 2R_4 = 80 \text{ k}\Omega$ . Le second amplificateur est polarisé par  $R_8$ . A noter que la sortie des deux amplificateurs doit être à  $V+/2$ . Par suite,  $R_6$  et  $R_7$  peuvent être mises en parallèle pour le calcul et dans ce cas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

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 Q<sup>2</sup>. 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 choisis (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 cascadiant 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.

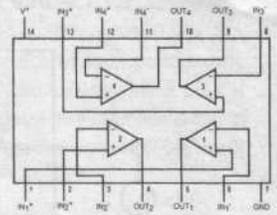
## Conclusions

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.

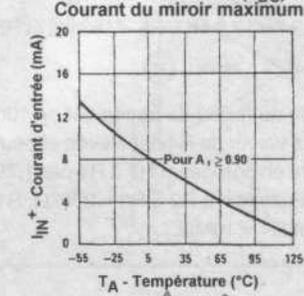
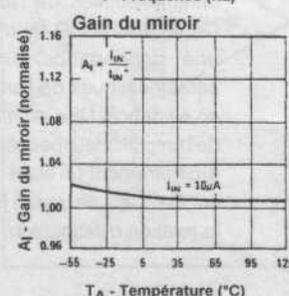
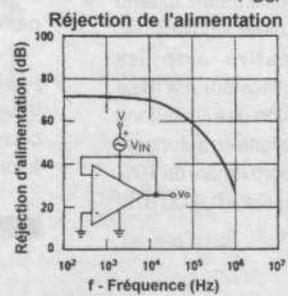
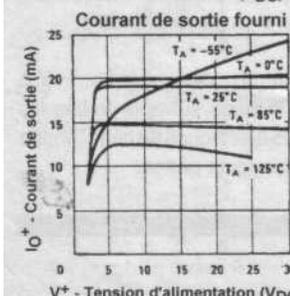
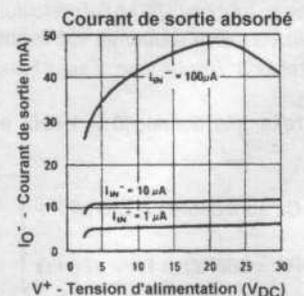
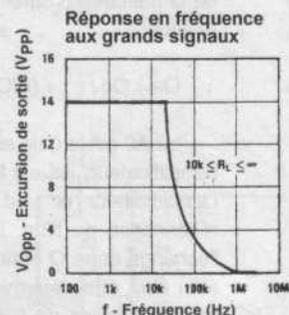
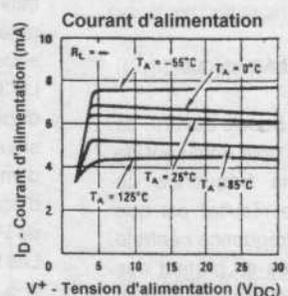
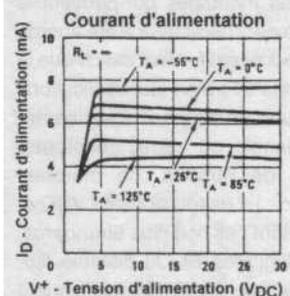
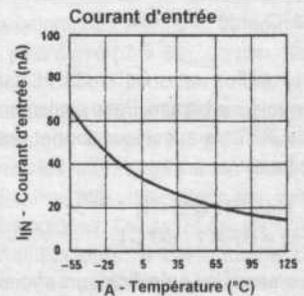
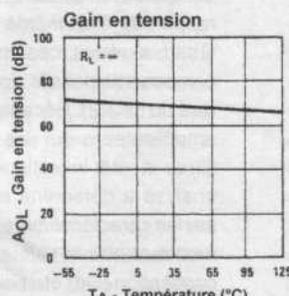
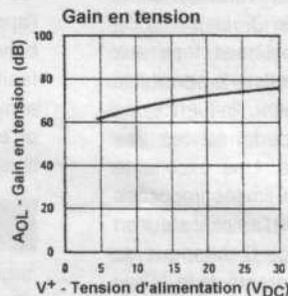
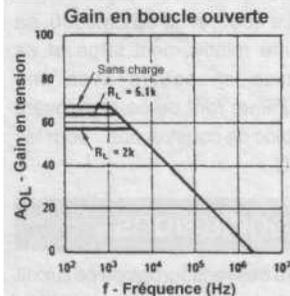
### Valeurs limites absolues

	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

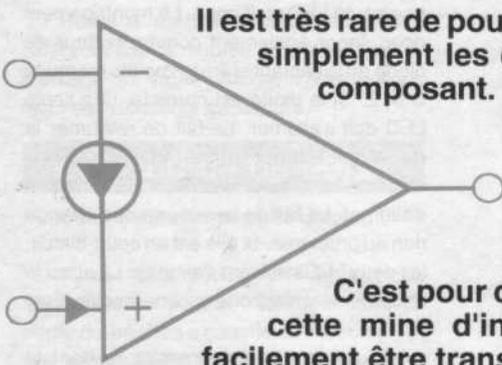


### Caractéristiques électriques Ta = 25°C, V+ = 15Vdc sauf indications contraires

Paramètre	Conditions	LM2900			LM3900			LM3301			LM3401			unité
		min	typ	max										
<b>Paramètres de boucle ouverte</b>														
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	-	MΩ
Résistance de sortie		8	-	-	8	-	-	9	-	-	8	-	-	kΩ
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
<b>Excursion de la tension de sortie</b>														
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+=Vmax)		29,5	-	-	29,5	-	-	26,0	-	-	16,0	-	-	
<b>Courant de sortie</b>														
Fourni		6	18	-	6	10	-	5	18	-	5	10	-	
Absorbé		0,5	1,3	-	0,5	1,3	-	0,5	1,3	-	0,5	1,3	-	mA dc
Absorbé (Vol = 1V, Iin- = 5uA)		-	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	uA/uA
Variation du gain du miroir		-	2	5	-	2	5	-	2	5	-	2	5	%
Courant miroir		-	10	500	-	10	500	-	10	500	-	10	500	uA dc
Courant d'entrée négatif		-	1,0	-	-	1,0	-	-	1,0	-	-	1,0	-	mA dc
Courant d'entrée de polarisation		-	300	-	-	300	-	-	-	-	-	-	-	nA



# Le LM3900 ou les amplificateurs de type "NORTON" (2ème partie)



Il est très rare de pouvoir disposer de documents qui permettent d'effectuer très simplement les calculs des différents montages qui tournent autour d'un composant.

Dans le cas du LM3900, il faut reconnaître que National Semiconductor n'a pas été avare dans ses données d'utilisations.

C'est pour cette raison que nous avons eu envie de vous faire partager cette mine d'informations dont les principes de calculs peuvent très facilement être transposés à d'autres composants.

Après avoir vu en détail les amplificateurs et les filtres, nous allons aborder dans cette seconde partie tout ce qui touche aux générateurs de signaux.

## Conception des générateurs de signaux

Les amplificateurs multiples du LM3900 peuvent être utilisés pour concevoir facilement une grande variété de signaux dans la gamme des basses fréquences ( $f < 10$  kHz). Les oscillateurs commandés en tension (VCO) peuvent également être conçus et seront présentés au chapitre suivant.

Les générateurs de fonctions qui sont décrits dans ce chapitre sont essentiellement

du type à commutation. Mais pour que la panoplie soit complète, nous allons commencer par un oscillateur sinusoïdal.

### Oscillateur sinusoïdal

La conception d'un oscillateur sinusoïdal présente des problèmes à la fois sur la stabilité en amplitude et sur la pureté de la forme du signal de sortie (distorsion). Si un filtre passe bande RC est utilisé comme résonateur de Q élevé pour le circuit oscillateur, on peut obtenir un signal de sortie avec une faible distorsion. Cela élimine le problème de dérive de la fréquence

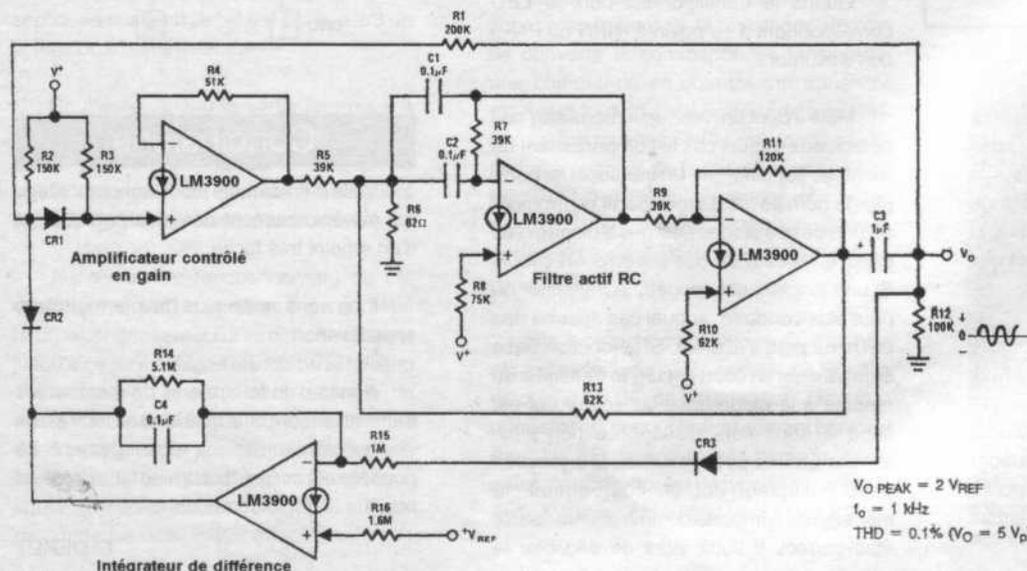
centrale qui existerait si le filtre actif était simplement placé en sortie de l'oscillateur.

Un oscillateur sinusoïdal basé sur ce principe est donné en bas de cette page. Le filtre actif RC à deux amplificateurs est utilisé de manière à ne nécessiter que deux condensateurs et délivrer une caractéristique de phase globale non inversée. Si nous ajoutons un amplificateur contrôlé en gain autour de ce filtre, nous obtenons la configuration de l'oscillateur désiré.

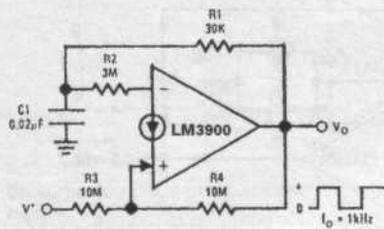
Finalement, la tension de sortie sinusoïdale est mesurée et régulée de telle sorte que la valeur moyenne soit identique à la tension continue de référence  $V_{ref}$  au moyen d'un circuit "moyenneur de différence". Il peut être démontré qu'avec les valeurs choisies pour R15 et R16 (Rapport de 0,64/1), il y a une compensation du premier ordre en température pour CR3 et pour les diodes d'entrée internes de l'amplificateur qui est utilisé pour le "moyenneur de différence". Par suite, il est simple de prédire l'amplitude de la tension de sortie par:

$$V_{oc} = 2 V_{ref}$$

ce qui est essentiellement indépendant à la fois de la température et de la tension d'alimentation si  $V_{ref}$  est issue d'une source de tension stable).



## Oscillateur Carré



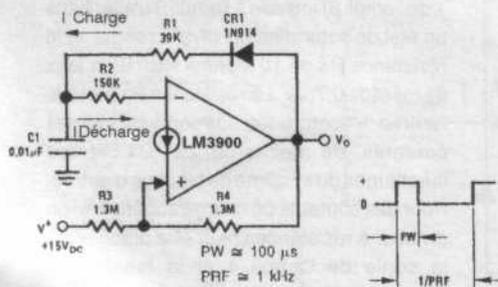
L'oscillateur carré classique à ampli opérationnel peut être modifié comme sur la figure ci-dessus. Le condensateur C1 (via R1) se charge et se décharge alternativement entre les limites de tension définies par les résistances R2, R3 et R4. Cette combinaison constitue un circuit à trigger de Schmitt.

Le fonctionnement peut être compris en notant que lorsque la sortie est à l'état bas (en négligeant le courant qui circule dans R4), la résistance R2 (3M) enclenchera le trigger quand le courant dans cette résistance sera égal au courant qui entre sur l'entrée "+" par R3. Cela donne une tension de basculement d'approximativement  $R2/R3 V+$  (De l'ordre de  $V+/3$  dans cet exemple).

L'autre point de basculement, quand la sortie est à l'état haut est approximativement  $2(R2/R3)V+$  (soit  $2/3 V+$  dans ce cas).

Par suite, la tension aux bornes du condensateur C1, sera la première moitié d'une onde exponentielle entre ces deux points. Elle possède une bonne symétrie et est essentiellement indépendante de la tension d'alimentation. Si une onde carrée dissymétrique est désirée, les points de basculement peuvent être décalés.

## Générateur d'impulsions



Le générateur carré peut être simplement modifié pour fournir un générateur d'impulsions. Les limites du taux de montée du LM3900 ( $0,5V/\mu S$ ) doivent être prises en considération comme la limite de largeur pour les impulsions étroites lors d'un fonctionnement avec des tensions d'alimentations élevées. Par exemple, avec une tension d'alimentation de +15V, le temps de montée,  $T_r$  est donné par la relation

$$T_r = V_{alim} / \text{Taux de montée}$$

ce qui nous donne 30µs dans notre exemple.

Une diode, CR1, a été ajoutée pour séparer les circuits de charge (via R1) et de décharge (via R2). Le montage fonctionne comme suit: supposons d'abord que la tension de sortie vient juste de basculer à l'état bas (et que le courant dans R4 est négligeable). La tension aux bornes de C1 est maximale et l'amplitude du courant de décharge (au travers de R2) est donnée par

$$I_d = (V_c1 - V_{be}) / R2$$

Ce courant est supérieur à celui qui arrive sur l'entrée "+" et qui est donné par

$$I_{r3} = (V+ - V_{be}) / R3$$

L'excès de courant qui entre dans l'entrée moins impose à l'amplificateur de conserver en sortie une tension à l'état bas. Cette condition est vérifiée pendant presque toute la durée de la période jusqu'à ce que le courant de décharge de  $R2C1$  soit égal à la valeur de  $I_{r3}$  (CR1 est bloquée pendant toute cette période). La tension aux bornes de C1 au point de basculement est alors donnée par la relation

$$V_L = I_{r3} R2 = (V+ - V_{be})(R2/R3)$$

A ce moment, la tension de sortie basculera à l'état haut ( $V_{ohi}$ ) et le courant entrant sur l'entrée "+" passera à

$$I_{m+} = (V+ - V_{be})/R3 + (V_{ohi} - V_{be})/R4$$

De même, CR1 devient passante et C1 se chargera via R1. Une partie du courant de charge est dérivée par R2 vers la masse (L'entrée "-" se trouve à  $V_{cesat}$  pendant cet intervalle où le circuit miroir réclame plus de courant que ne peut en fournir cette entrée). Le point de basculement haut est donné par

$$V_H = I_{m+} R2$$

$$V_H = [(V+ - V_{be})/R3 + (V_{ohi} - V_{be})/R4]R2$$

La conception s'effectue en choisissant d'abord les points de basculement pour les tensions aux bornes de C1. Les résistances R3 et R4 sont utilisées pour le contrôle de ces tensions de basculement. La résistance R2 affecte le temps de décharge (intervalle le plus long) et influe également sur les deux points de basculement. C'est donc elle qui sera déterminée en premier. Sur un système à impulsions, la durée du signal à l'état haut est considérée comme négligeable devant la période de l'oscillation T1. La valeur de R2 s'obtient par la décharge exponentielle RC de  $V_H$  à  $V_L$  pendant la durée T1. En partant de l'équation de décharge, on obtient

$$V_L = V_H \text{Exp}(-T1/R2C1)$$

$$\ln(V_L/V_H) = -T1/R2C1$$

$$T1 = R2C1 \ln(V_H/V_L)$$

Pour obtenir un faible rapport cyclique des trains d'impulsions, on choisit de faibles valeurs pour  $V_H$  et  $V_L$  (comme 3V et 1,5V

par exemple) et on choisit la valeur de départ de C1. On obtient alors R2 par

$$R2 = T1 / [C1 \ln(V_H/V_L)]$$

Si R2 ne se trouve pas dans la plage 100Kohms - 1Mohms, choisir une autre valeur pour C1. R3 s'obtient alors en partant de l'équation qui donne  $V_L$  et R4 de celle qui donne  $V_H$ .

R1 s'obtient par la durée de la largeur d'impulsion T2 donc par la charge du condensateur C1 pour passer de  $V_L$  à  $V_H$ ; le courant au travers de R2 est considéré comme négligeable.

$$(V_H - V_L) = (V_{ohi} - V_d - V_L)[1 - \text{Exp}(-T2/R1C1)]$$

$$T2 = -R1C1 \ln[1 - ((V_H - V_L)/(V_{ohi} - V_d - V_L))]$$

$$R1 = T2/C1 \ln[1 - ((V_H - V_L)/(V_{ohi} - V_d - V_L))]$$

Prenons comme exemple une impulsion de 100µs toutes les 1 mS avec une tension d'alimentation de +15V.

1 : On commence  $V_L = 1,5V$  et  $V_H = 3V$

2 : En prenant  $C1 = 10nF$ , on obtient  $R2 = 144 Kohms$ .

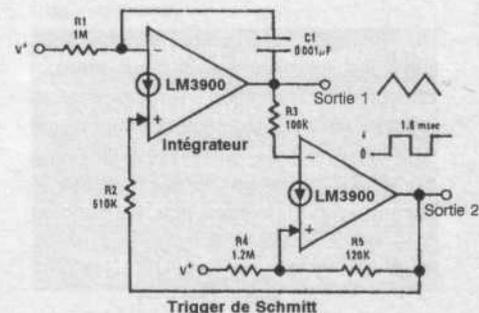
3 :  $R3 = 1,39Mohms$

4 :  $R4 = 1,32 Mohms$

5 :  $R1 = 39,7Kohms$

Ces valeurs (arrondies aux valeurs normalisées les plus proches) ont été reportées sur le schéma.

## Générateur de signaux triangulaires



Les signaux triangulaires sont généralement obtenus par un intégrateur qui reçoit d'abord une tension continue positive puis une tension continue négative.

Le LM3900 peut fournir facilement ce fonctionnement avec une tension d'alimentation unique en se servant du miroir de courant qui existe sur l'entrée "+". Cela permet la génération d'un signal triangulaire sans faire appel à une tension continue négative.

Un amplificateur réalise l'intégration par action d'abord sur le courant qui circule

dans R1 pour produire la pente négative de la tension de sortie et alors quand la sortie du second amplificateur (le trigger de Schmitt) est à l'état haut, le courant dans R2 provoque une augmentation de la tension de sortie. Si  $R1 = 2R2$ , la forme du signal de sortie aura une bonne symétrie. La durée pour une demie période ( $T/2$ ) est donné par

$$T/2 = (R1C1) dV0 / (V+ - Vbe)$$

où la fréquence de sortie devient

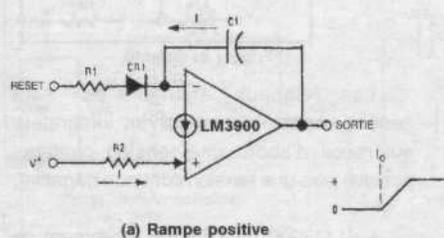
$$f0 = (V+ - Vbe) / 2R1C1dV0$$

où à été pris en compte  $R1 = 2R2$ ,  $Vbe$  est la tension continue sur l'entrée "-" (0,5V) et  $dV0$  la différence entre les points de basculement du trigger de Schmitt (la conception d'un trigger de Schmitt sera vue plus tard). Les points de basculement contrôlent l'excursion crête-crête du signal triangulaire. La sortie du circuit de Schmitt délivre un signal carré à la même fréquence.

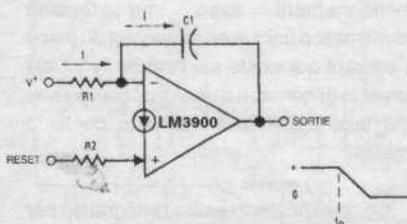
### Générateur de dents de scie

Le montage du paragraphe précédent peut être modifié pour fournir un générateur de dents de scie. Deux formes d'ondes peuvent être obtenues, aussi bien une rampe positive qu'une rampe négative juste par la sélection de R1 et R2. Le temps de reset est aussi contrôlé par le rapport de R1 et R2. Par exemple, si  $R1 = 10 R2$ , une dent de scie positive est obtenue et si  $R2 = 10R1$ , c'est une pente négative qui en résulte. Là encore, les limites du taux de montée de l'amplificateur (0,5 V/uS) définiront le temps de retour minimum. Le meilleur temps de descente autorisera un temps de retour plus rapide pour les dents de scie à rampe positive.

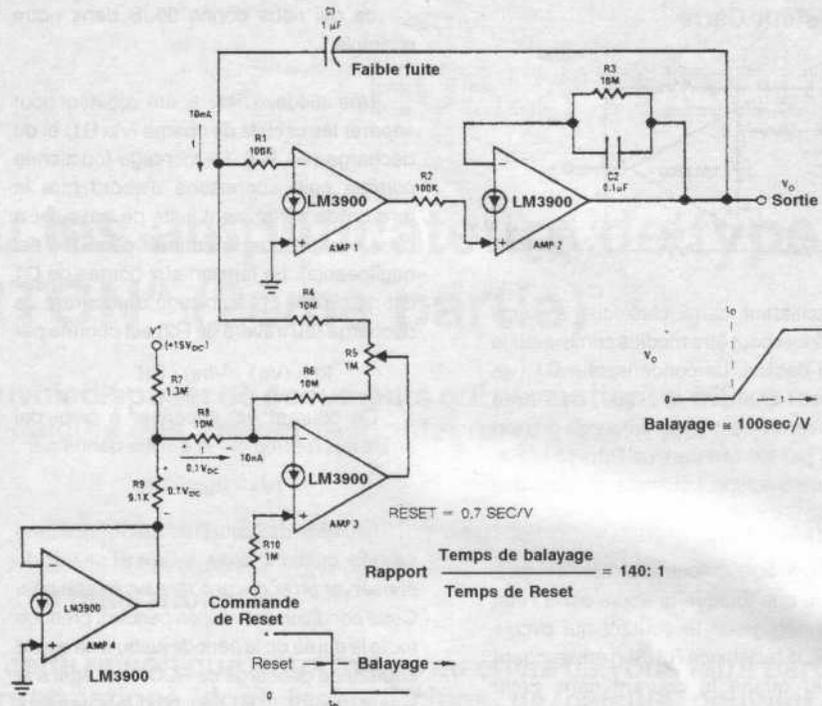
Pour obtenir une dent de scie avec consigne, les circuits ci-dessous peuvent convenir. Sur le premier, une rampe positive est générée par intégration du courant I qui entre sur l'entrée "+". Le reset est obtenu via R1 et CR1 suit R1 en chargeant l'entrée "-" durant l'intervalle de balayage. Ce montage



(a) Rampe positive



(b) Rampe négative



balaiera de  $V0min$  à  $V0max$  et restera à  $V0max$  jusqu'au reset. L'inversion du rôle des pattes d'entrée génère une rampe négative de  $V0max$  à  $V0min$ .

### Génération d'une dent de scie très lente

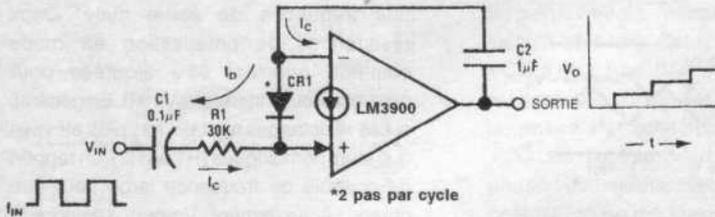
Le LM3900 peut être utilisé pour générer des dents de scie très lentes qui peuvent être utilisées pour générer des intervalles de temps très longs. Le circuit ci-dessus utilise quatre amplificateurs. Les amplis 1 et 2 sont cascades pour augmenter le gain de l'intégrateur et la sortie est la dent de scie désirée. L'ampli 3 est utilisé pour fournir le courant de polarisation de l'ampli 1.

Avec la résistance R8 retirée et le contrôle de reset à 0, le potentiomètre R5 est ajusté pour minimiser la dérive de la tension de sortie de l'ampli 2 (cette sortie doit rester dans la zone linéaire pour empêcher l'ampli 2 de saturer). L'ampli 4 est utilisé pour délivrer une référence de polarisation qui est égale à la tension continue de l'entrée "-" de l'ampli 3. Le diviseur à résistances, R7 et R9, délivre une tension de référence de 0,1V au travers de R9 qui apparaît également sur R8. Le courant qui traverse R8, I, entre sur l'entrée "-" de l'ampli 3 et force le courant au travers de R6 à augmenter d'autant. Cela provoque un déséquilibre car maintenant le courant qui circule dans R4 n'est plus suffisant pour fournir le courant d'entrée de l'ampli 1. Le résultat net est que le même courant, I, est extrait du condensateur C1 et impose à la tension de sortie de l'ampli 2 de croître lentement positivement. Du fait de la valeur élevée des impédances utilisées, le circuit imprimé utilisé pour ce montage doit être

parfaitement nettoyé puis enduit de patte de silicone pour supprimer les effets des courants de fuite sur la surface du circuit. Le courant de fuite continu du condensateur C1 doit également être très faible comparé aux 10 nA du courant de charge. Par exemple, une résistance d'isolation de 100000 Mohms aura une fuite de 0,1 nA sous 10V au travers du condensateur et cette fuite augmentera rapidement avec la température. La polarisation du diélectrique ne posera pas de problèmes si le circuit n'est pas lancé dès la mise sous tension. Le condensateur C1 et la résistance R8 peuvent être modifiés pour fournir d'autres valeurs de balayages. Pour les valeurs choisies, le courant de 10 nA et le condensateur de 1uF fourniront un taux de balayage de 100S/V. L'impulsion de commande de reset (entrée + de l'ampli 3) impose à l'ampli 3 d'aller dans un état de saturation positive en sortie et la résistance R4 de 10 Mohms fournit un taux de reset de 0,7S/V. La résistance R1 protège l'entrée "-" contre les sur-conductions des courants de décharge de C1 et les surcharges du système de blocage d'entrée. Pour des courants de charge supérieurs, un diviseur à résistances peut être placé entre la sortie de l'ampli 4 et la masse. La résistance R8 peut être reliée directement de ce point à l'entrée "-" de l'ampli 1.

### Un générateur de marches d'escalier

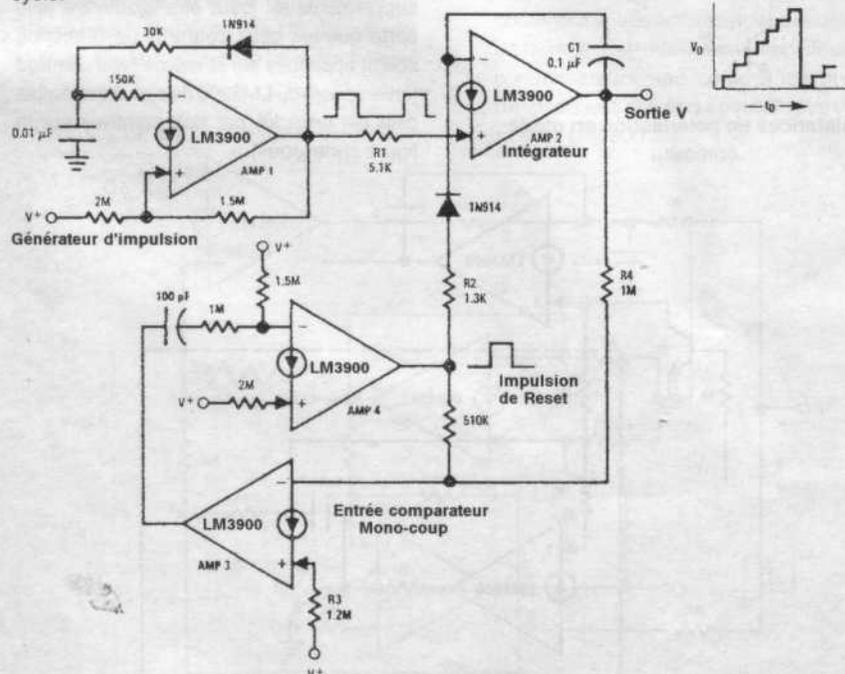
Un générateur de marches d'escalier peut être réalisé en appliquant des impulsions sur un circuit intégrateur. Le LM3900 peut également être utilisé avec un signal d'entrée carré et un réseau de différentiation où chaque transition du signal carré d'entrée provoque un pas sur le signal



de sortie (ou deux pas par cycle d'entrée). C'est le cas pour le montage représenté ci-dessus. Ces impulsions de courant sont les courants de charge et de décharge du condensateur d'entrée C1. Le courant de charge  $I_c$  entre dans l'entrée "+", est réfléchi par rapport à la masse et est absorbé par l'entrée "-". Le courant de décharge  $I_d$  est absorbé au travers de la diode CR1 sur l'entrée et provoque également un pas sur l'escalier de sortie.

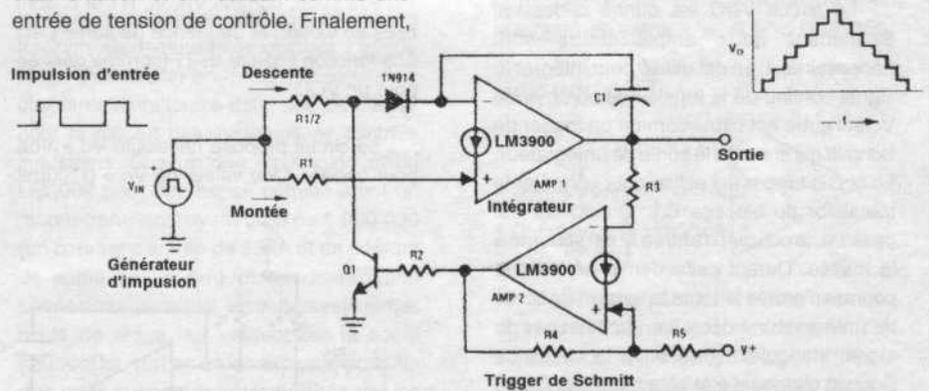
Un générateur de marches d'escalier à oscillation libre est représenté en bas de cette page. Il utilise les quatre amplificateurs qui sont disponibles dans un boîtier de LM3900.

L'ampli 1 génère l'impulsion d'entrée qui engendre l'escalier au travers de R1. L'ampli 2 réalise l'intégration et la fonction de maintien. Il délivre également le signal de sortie. Les amplis 3 et 4 fournissent à la fois un comparateur et une fonction multivibrateur monostable. La résistance R4 est utilisée pour échantillonner la tension d'escalier de sortie et pour la comparer avec la tension d'alimentation ( $V_+$ ) au travers de R3. Quand la sortie dépasse les 80% de la tension d'alimentation, la connexion de l'ampli 3 et 4 provoque la génération d'une impulsion de reset de 100μs. Celle-ci est couplée à l'intégrateur (ampli 2) via R2 et impose à la tension d'escalier de sortie de chuter pratiquement à 0 volts. L'impulsion suivante de l'ampli 1 relance un nouveau cycle.



### Un compteur d'impulsions et un compteur d'impulsions à tension variable

Le circuit de base décrit juste avant peut être utilisé comme compteur d'impulsions en supprimant simplement l'ampli 1 et en appliquant les impulsions d'entrée directement sur R1. Un simple multivibrateur/comparateur qui n'utilise qu'un seul ampli peut également être utilisé en place des amplis 3 et 4. Pour étendre les intervalles de temps entre les impulsions, un amplificateur supplémentaire peut être utilisé pour alimenter l'ampli 2 et supprimer la tendance de la sortie à dériver à cause des 30 nA de courant d'entrée. Le comptage d'impulsions peut être rendu variable en tension tout simplement en retirant la référence du comparateur (R3) de la tension d'alimentation et en l'utilisant comme une entrée de tension de contrôle. Finalement,



l'entrée peut être dérivée d'une différentiation d'un signal carré en entrée comme c'était le cas sur le premier générateur de marches d'escalier et si un seul pas par cycle était désiré, la diode CR1 devrait alors être retirée.

### Un générateur de marches d'escalier à double rampe

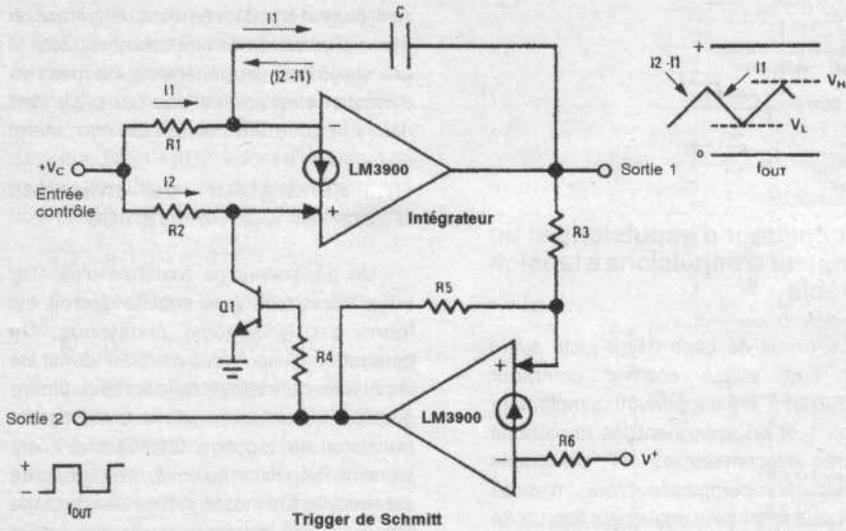
Un générateur de marches d'escalier qui d'abord croît puis ensuite décroît est fourni par le schéma ci-dessous. Un générateur d'impulsions d'entrée fournit les impulsions qui imposent à la sortie de croître ou décroître en fonction de la conduction du transistor de blocage Q1. Quand il est passant, l'impulsion de courant de descente est envoyée à la masse et l'escalier de sortie monte. Quand la tension supérieure atteint le point de basculement haut de l'ampli 2 (trigger de Schmitt) Q1 se bloque ce qui a pour conséquence par la plus faible valeur de la résistance d'entrée de descente (moitié de celle de montée) de faire descendre l'escalier de sortie jusqu'au point de basculement bas de l'ampli 2. La tension de sortie évolue ainsi entre les deux points de commutation du trigger de Schmitt.

### Conception des boucles à verrouillage de phase (PLL) et des oscillateurs commandés en tension (VCO)

Le LM3900 peut être connecté pour fournir une boucle à verrouillage de phase (PLL) de basse fréquence ( $f < 10$  kHz). C'est un circuit pratique dans de nombreuses applications de contrôle. Filtres de poursuite, convertisseurs fréquence - tension, modulateurs et démodulateurs FM sont des applications classiques pour les PLLs.

### Oscillateurs commandés en tension (VCO)

Le coeur d'une PLL est l'oscillateur commandé en tension. Comme la PLL peut être utilisée sur de nombreuses applications,



la linéarité requise pour la caractéristique de transfert (fréquence de sortie fonction de la tension de commande) dépend de l'application. Pour la démodulation à faible distorsion d'un signal FM, un degré élevé de linéarité est nécessaire alors qu'un filtre de poursuite n'aura pas besoin d'une telle performance pour le VCO.

Le circuit VCO est donné ci-dessus. Seulement deux amplificateurs sont nécessaires. L'un est utilisé pour intégrer le signal continu de la tension de commande Vc et l'autre est câblé comme un trigger de Schmitt qui surveille la sortie de l'intégrateur. Le circuit trigger est utilisé pour contrôler le transistor de blocage Q1. Quand Q1 est passant, le courant d'entrée I2 est schunté à la masse. Durant cette demie période, le courant d'entrée I1 force la tension de sortie de l'intégrateur à décroître. Au point bas du signal triangulaire (sortie 1), le circuit de Schmitt change d'état et le transistor Q1 se bloque. Le courant I2, double de celui de I1 (R2 = R1/2) de telle sorte que le courant de charge soit identique au courant de décharge, est dirigé sur le condensateur C pour fournir la portion croissante du triangle de sortie.

La fréquence de sortie pour une tension d'entrée continue donnée dépend sur les tensions des points de basculement du circuit de Schmitt (Vh et Vl) et des composants R1 et C1 (puisque R2 = R1/2). Le temps de descente de VH à VL correspond à la demie période (T) de la fréquence de sortie et peut être trouvé en partant de l'équation de base de l'intégrateur

$$V_o = - (1/C) \int I_1 dt$$

Comme I1 est une constante (pour une valeur donnée de Vc) qui est donnée par

$$I_1 = (V_c - V_{be}) / R_1$$

la première équation devient

$$\Delta V_o = - I_1 / C \Delta t$$

ou

$$\Delta V_o / \Delta t = - I_1 / C$$

Maintenant, le temps  $\Delta t$  pour passer de Vh à Vl devient

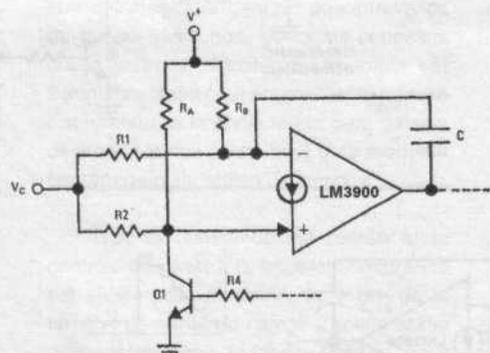
$$\Delta t_1 = (V_h - V_l) C / I_1$$

$$T = 2 (V_h - V_l) C / I_1$$

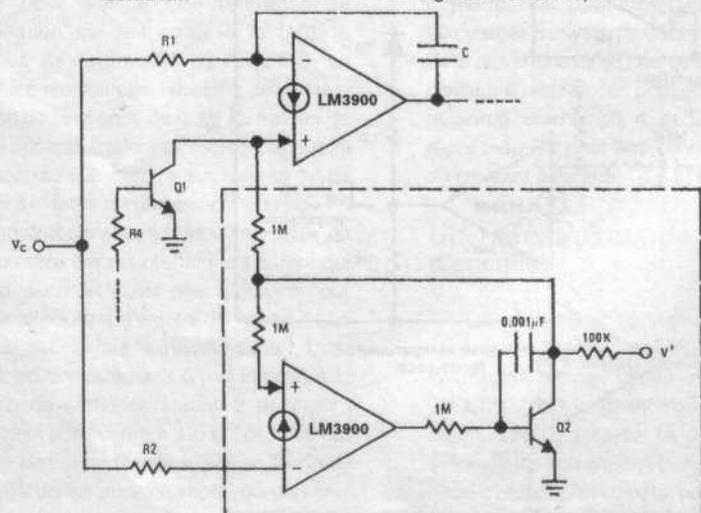
$$f = 1/T = I_1 / [2 (V_h - V_l) C]$$

Par suite, comme Vh, Vl, R1 et C sont fixes en valeur, la fréquence de sortie f est une fonction linéaire de I1 (comme désirée pour un VCO).

Le circuit proposé nécessite Vc > Vbe pour osciller. Une valeur de Vc = 0 fournit

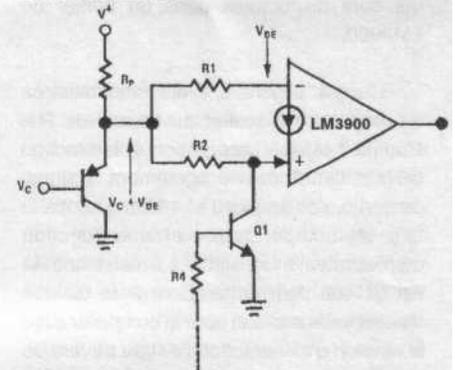


Résistances de polarisation en mode commun

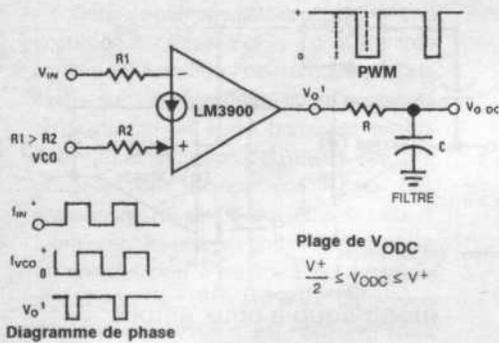


une fréquence de sortie nulle. Deux résistances de polarisation en mode commun pourront être ajoutées pour permettre fOUT = fmin pour Vc = 0. En général, si ces résistances sont dix fois plus élevées que leurs homologues (R1 ou R2), un rapport de contrôle de fréquence large peut être obtenu. Actuellement, Vc peut atteindre la tension d'alimentation V+ et ce circuit fonctionnera encore correctement.

La fréquence de sortie de ce circuit peut être augmentée en réduisant l'excursion crête-crête du triangle et en sélectionnant d'autres points de basculement pour le trigger de Schmitt. Une limite est atteinte quand la pente du triangle de sortie dépasse la limite du taux de montée du LM3900 (0,5V/S). A noter que la sortie du circuit de Schmitt n'a besoin que de monter d'un Vbe pour débloquer le transistor Q1 ce qui repousse plus loin les limites apportées par le taux de montée.



Pour améliorer la stabilité en température du VCO, un suiveur PNP peut être utilisé pour fournir une compensation approximative du Vbe à l'entrée de l'ampli. Finalement, pour améliorer la précision du rapport point-espace indépendamment de la température et pour des tensions de commande faibles, un amplificateur supplémentaire peut être ajouté de telle sorte que les deux courants de référence soient appliqués sur le même type d'entrée (inverseuse) du LM3900 (le circuit qui réalise cela est encadré par des pointillés sur la figure ci-dessous).



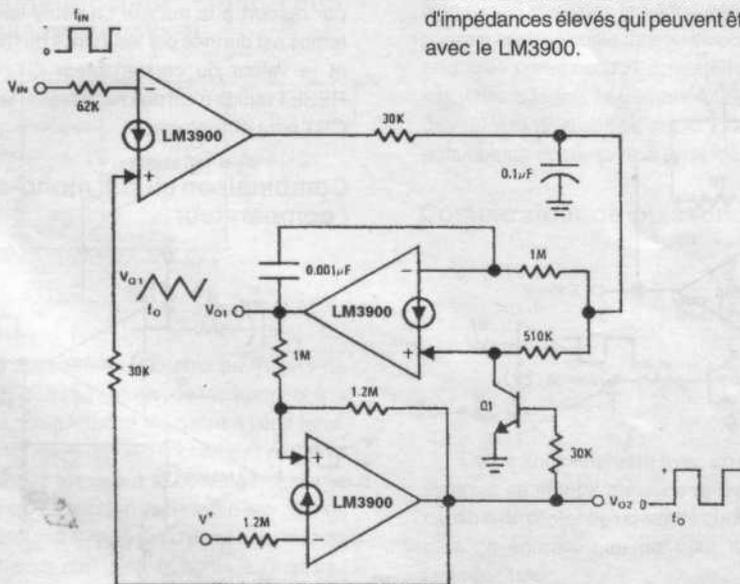
## Comparateur de phase

Un circuit comparateur de phase est représenté ci-dessus. Ce circuit délivre une tension de sortie  $V_{o1}$  en modulation de largeur d'impulsion (PWM) qui doit être filtrée pour délivrer une tension continue en sortie (ce filtre peut être le même que celui utilisé par la PLL). La résistance  $R_2$  est rendue plus faible que  $R_1$  de telle sorte que l'entrée "+" serve à dévalider le signal de l'entrée "-". Le centre de la plage dynamique est indiqué sur les diagrammes représentés sur le schéma (différence de phase de  $90^\circ$  entre fin et  $f_{vco}$ ).

La tension de sortie continue filtrée sera centrée sur  $3/4 V_+$  et peut évoluer entre  $V_+/2$  et  $V_+$  pour une plage d'erreur de phase comprise entre 0 et  $180^\circ$ .

## La PLL complète

Une PLL peut être réalisée avec trois amplificateurs comme le montre la figure ci-dessous. Elle a une fréquence centrale d'approximativement 3 kHz. Pour améliorer la plage de capture, un gain continu peut être ajouté sur l'entrée du VCO en utilisant le quatrième amplificateur du LM3900. Si le gain est inverseur, la plage dynamique continue limitée de sortie du détecteur de phase peut être augmentée afin d'améliorer la plage de verrouillage en fréquence. Avec



un gain inverseur, l'entrée du VCO peut aller jusqu'à zéro volt. Cela forcera la sortie du VCO à l'état haut ( $V_+$ ) et verrouillera si elle est appliquée sur l'entrée "+" du comparateur de phase. Par suite appliquer le signal du VCO sur l'entrée "-" du comparateur de phase ou ajouter les résistances de polarisation en mode commun.

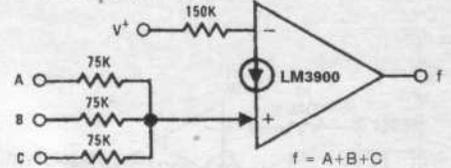
## Conclusions

Un boîtier LM3900 (quatre amplificateurs) peut fournir toutes les fonctions nécessaires pour l'obtention d'une PLL. De plus, un VCO est généralement un dispositif pratique pour d'autres systèmes d'applications.

## Conception des circuits digitaux et de commutations

Les amplificateurs du LM3900 peuvent être "surmultipliés" et utilisés pour fournir une grande variété de circuits d'applications digitales et de commutations pour les systèmes de contrôle qui réclament une tension d'alimentation différente des 5 volts traditionnels des systèmes logiques. La large plage d'excursion en tension et la vitesse plus lente sont toutes deux des avantages pour la plupart des systèmes de contrôle industriels. Chacun des amplificateurs du LM3900 peut être pensé comme étant un "super transistor" ayant un  $\beta$  de 1 000 000 (un courant d'entrée de 25nA et un courant de sortie de 25 mA) et disposant d'une entrée non inverseuse. En plus, les systèmes actifs de tirage qui existent sur la sortie pourront fournir des courants plus importants que ceux qui peuvent être délivrés par les résistances de tirage qui sont utilisées sur les portes logiques. Finalement, les faibles courants d'entrée autorisent les circuits base de temps qui minimisent la valeur des condensateurs tout comme les niveaux d'impédances élevés qui peuvent être utilisés avec le LM3900.

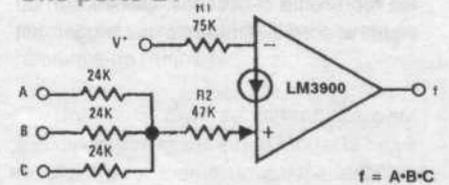
## Une porte "OU"



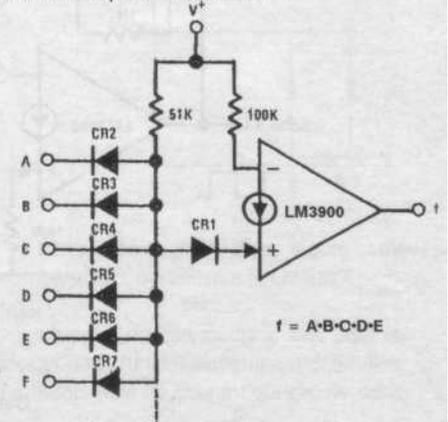
Une résistance de 150kohms entre  $V_+$  et l'entrée "-" porte la sortie de l'amplificateur dans un état saturé de tension basse ( $V_o = 0V$ ) pour toutes les entrées A, B et C à 0V. Si n'importe lequel des signaux d'entrée passe à l'état haut ( $V_+$ ), la circulation de courant dans la résistance d'entrée de 75 kohms forcera l'amplificateur à commuter dans un état saturé de tension haute ( $V_o = V_+$ ). La perte de courant dans les autres résistances d'entrée (qui ont une entrée à l'état bas) représente une quantité négligeable devant le courant d'entrée total fourni par celle qui se trouve à  $V_+$ . Plus de trois entrées peuvent être câblées si nécessaire.

La sortance ou la capacité de pilotage logique est élevée (50 portes si celles-ci comportent toutes une résistance d'entrée de 75 kohms) à cause de la capacité du courant de sortie de 10 mA du LM3900. Une porte "NON OU" peut être obtenue en inversant les entrées "+" et "-" du LM3900.

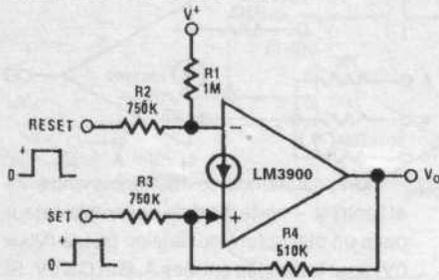
## Une porte ET



Cette porte nécessite d'avoir les trois entrées à l'état haut (pour avoir un courant suffisant qui entre dans l'entrée "+") pour provoquer le basculement de la sortie à l'état haut. L'ajout de la résistance  $R_2$  entraîne qu'un plus faible courant entre dans l'entrée "+" quand deux seulement des entrées sont à l'état haut (une porte ET à deux entrées ne nécessiterait pas cette résistance). Plus de trois entrées devient difficile à concevoir avec cette structure à résistances. Pour une meilleure entrance, un réseau de diodes d'entrée (similaire à la DTL) est conseillé. L'inversion des entrées donne une porte "NON ET".



## Multivibrateur bistable



Un multivibrateur bistable (comme une bascule RS asynchrone) peut être obtenu par le schéma ci-dessus. La réaction positive est fournie par la résistance R4 ce qui provoque le verrouillage. Une impulsion positive sur l'entrée "SET" impose à la sortie de passer à l'état haut, une impulsion positive sur l'entrée "RESET" ramène la sortie à l'état bas.

## Les déclencheurs à bascules

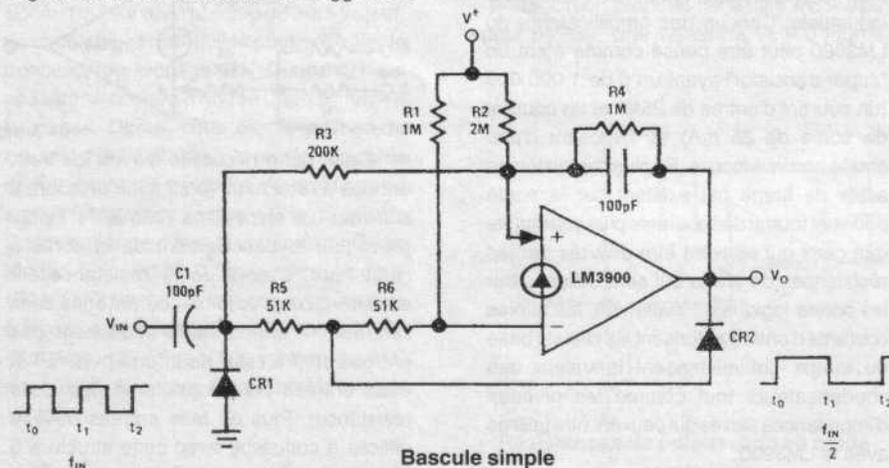
Les déclencheurs à bascules sont pratiques pour diviser une fréquence d'entrée de telle sorte que chaque impulsion d'entrée provoque un changement d'état de la sortie de la bascule. Là encore, à cause de l'absence de signal d'horloge d'entrée, c'est une application de logique asynchrone. Un circuit qui n'utilise qu'un seul amplificateur est représenté ci-dessous. La direction du signal d'entrée différencié du trigger est

fournie par la diode CR2. Pour les états de sortie au niveau bas, CR2 court-circuite l'entrée "-" du trigger et la résistance R3 couple l'entrée positive du trigger à l'entrée "+" de l'ampli. Cela provoque le passage à l'état haut de la sortie. L'état haut de sortie bloque maintenant la diode CR2 et la plus faible valeur de (R5 + R6) comparée à R3 impose qu'une impulsion positive de déclenchement soit envoyée sur l'entrée "-" ce qui provoque un passage à l'état bas de la sortie.

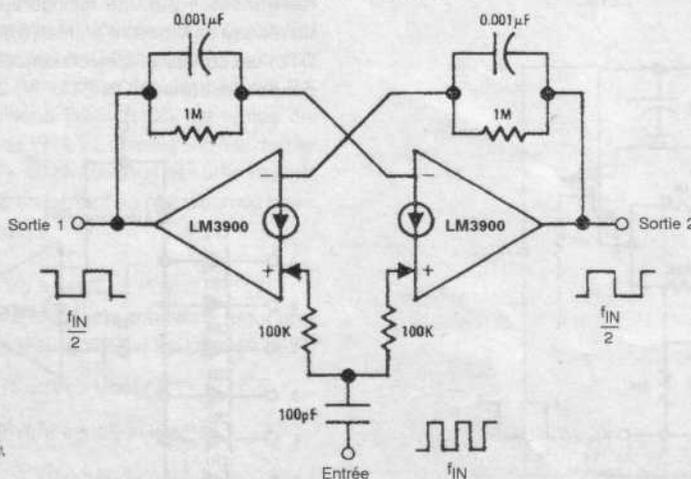
Un second type de déclencheur à bascule peut être réalisé en faisant appel à deux amplificateurs qui délivrent des sorties complémentaires. Il est représenté en bas de la page.

## Multivibrateur monostable

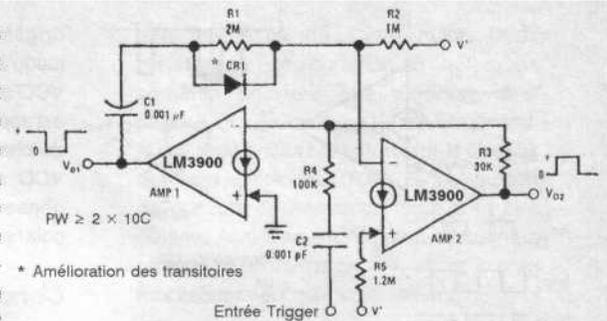
Les multivibrateurs monostables peuvent être réalisés avec un ou deux amplificateurs du LM3900. De plus la sortie peut être conçue pour être à l'état haut ou à l'état bas en mode repos. De plus pour accroître le côté pratique, un système mono-coup peut être conçu avec le déclencheur à une valeur particulière de la tension continue d'entrée pour réaliser à la fois le rôle de comparateur et de générateur d'impulsion.



Bascule simple



Bascule double

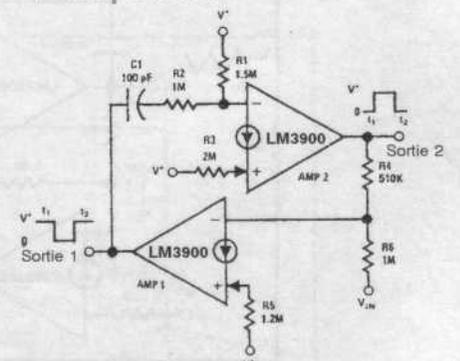


mono-coup à deux amplis

Un circuit de ce type est représenté ci-dessus. Comme la résistance R2 (entre l'entrée "-" et V+) est plus faible que R5 (entre l'entrée "+" et V+), l'ampli 2 sera polarisé pour avoir une sortie à l'état bas en mode repos. Par conséquent, aucun courant n'est envoyé sur l'entrée "-" de l'ampli 1 (via R3) ce qui impose à la sortie de cet ampli de se placer à l'état haut. Par suite, le condensateur C1 se trouve pratiquement chargé avec une tension égale à la tension d'alimentation ( $V+ - 2 V_{be}$ ). Maintenant, quand une impulsion de déclenchement, différenciée par C2, impose à l'amplificateur 1 de passer à l'état bas, cette transition négative est couplée (par C1) sur l'entrée "-" de l'amplificateur 2. Cela impose à la sortie de cet amplificateur de passer à l'état haut. Cette condition reste vraie pendant toute la durée de décharge de C1 au travers de R1 d'approximativement  $V+ \div V+2$ . Cet intervalle de temps est la largeur de l'impulsion de sortie (PW). Une fois que C1 n'extrait plus suffisamment de courant de R2 par rapport à la masse, l'état stable de repos est restitué, l'ampli 2 passe à l'état bas et l'ampli 1 à l'état haut.

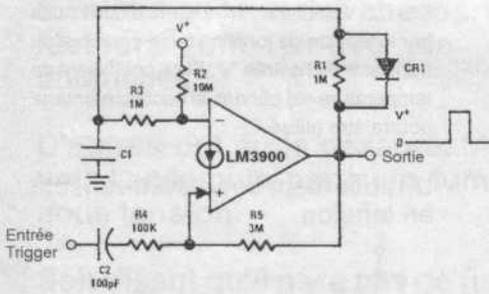
Le circuit peut être rapidement redéclenché grâce à l'action de la diode CR1. Cela recharge C1 car l'amplificateur est capable de fournir un courant important (approximativement 10 mA) au travers de C1, CR1 et l'entrée "-" saturée de l'ampli 2 par rapport à la masse. La seule limite de temps est donnée par les 10 mA de l'ampli 1 et la valeur du condensateur C1. Si un RESET rapide n'est pas nécessaire, la diode CR1 peut être omise.

## Combinaison circuit mono-coup / comparateur



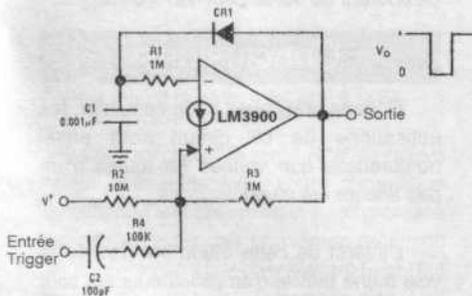
Dans de nombreuses applications, une impulsion est désirée si le signal d'entrée continu dépasse une valeur prédéfinie. Cela existe sur les oscillateurs libres où, après qu'un niveau de sortie particulier ait été atteint, une impulsion de RESET doit être générée pour relancer l'oscillateur. Les résistances R5 et R6 de l'amplificateur 1 fournissent les entrées pour le comparateur et, comme cela a déjà été vu, le signal d'entrée  $V_{in}$  est comparé à  $V_+$ . La tension de sortie de l'ampli 1 est normalement à l'état haut. Il chutera et lancera la génération d'une impulsion de sortie quand  $V_{in}$  atteindra  $R6/R5 V_+$  soit approximativement 80% de  $V_+$ . Pour empêcher que  $V_{in}$  ne vienne perturber la génération de l'impulsion, il est nécessaire que  $V_{in}$  redescende en dessous du point de basculement avant la fin de l'impulsion de sortie. C'est le cas quand ce circuit est utilisé pour générer une impulsion de Reset et par suite cela ne pose aucun problème.

### Un amplificateur mono-coup (impulsion positive)



La résistance R2 laisse la sortie à l'état bas. Un déclenchement positif différentiel impose à la sortie de passer à l'état haut et la résistance R5 mémorise cet état. Le condensateur C1 se charge approximativement de la masse à  $V_+/4$  où le circuit revient à l'état repos. La diode CR1 est utilisée pour permettre un réarmement rapide.

### Un amplificateur mono-coup (impulsion négative)



La somme des courants au travers de R2 et R3 laisse l'entrée "-" pratiquement à la masse. Cela impose  $V_o$  d'être à l'état haut. Une impulsion de déclenchement négative différentielle impose à la sortie de passer à l'état bas. La tension importante aux bornes de C1 fournit le courant d'entrée au travers de R1 pour maintenir la sortie à l'état bas

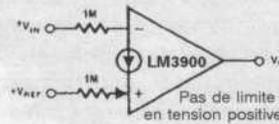
jusqu'à ce que C1 soit déchargé jusqu'à approximativement  $V_+/10$ . A ce moment, la sortie bascule vers l'état stable de sortie au niveau haut.

Si le réseau R4C2 est placé sur l'entrée "-", le circuit pourra déclencher sur une impulsion positive.

### Les comparateurs

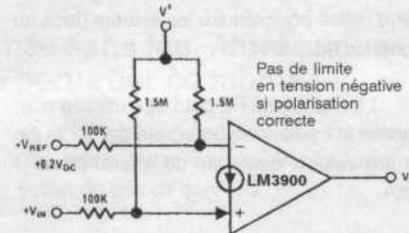
Le comparateur de tension est une fonction requise pour le fonctionnement de la majorité des systèmes et est facilement réalisable par le LM3900. Les comparateurs inverseurs et non-inverseurs peuvent être obtenus.

### Comparateur pour les tensions d'entrée positive



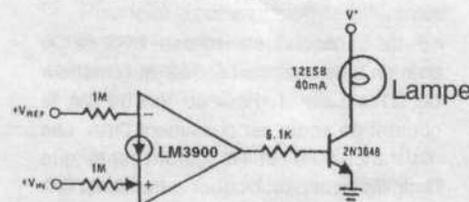
Pour garantir un fonctionnement correct, la tension de référence doit être supérieure à  $V_{be}$ . Mais il n'y a de limite supérieure tant que la résistance d'entrée est suffisamment élevée pour garantir que le courant d'entrée ne dépasse pas les 200 uA.

### Comparateur pour les tensions d'entrée négatives



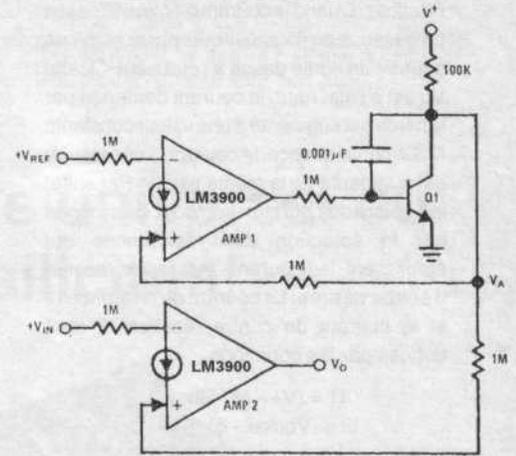
L'ajout d'un réseau de polarisation en mode commun permet de comparer des tensions entre 0 et 1 volts aussi bien que la comparaison de tensions négatives. Lors d'un travail avec des tensions négatives, le courant apporté par le réseau de polarisation en mode commun doit être suffisant pour satisfaire à la fois la demande de courant des tensions d'entrée et le courant de polarisation nécessaire à l'amplificateur.

### Comparateur de puissance



Utilisé conjointement avec un transistor externe, ce comparateur de puissance est capable de piloter des charges qui réclament plus de courant que ne peut en fournir l'amplificateur.

### Comparateur plus précis

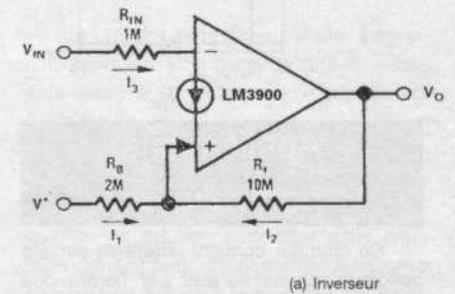


Un comparateur plus précis peut être conçu par l'utilisation d'un second amplificateur afin que les tensions d'entrée appliquées sur les mêmes types d'entrée soient comparées. Les tensions des entrées "-" des deux amplificateurs sont plus identiques et se suivent mieux avec les variations de température.

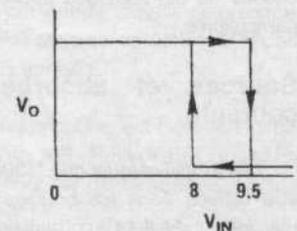
Le courant établi par  $V_{ref}$  sur l'entrée inverseuse de l'ampli 1 imposera à Q1 d'ajuster la valeur de  $V_a$  pour fournir ce courant. La valeur de  $V_a$  entraînera un courant identique qui circulera dans l'entrée non inverseuse de l'ampli 2. Ce courant correspond plus précisément au courant de référence de l'ampli 1.

Un étage d'entrée différentiel peut également être ajouté au LM3900 et le circuit résultant peut fournir un comparateur de précision.

### Triggers de Schmitt



(a) Inverseur



L'hystérésis peut être ajouté aux comparateurs qui utilisent le LM3900.

Le point de commutation bas pour le trigger de Schmitt inverseur est déterminé par la quantité de courant qui circule dans

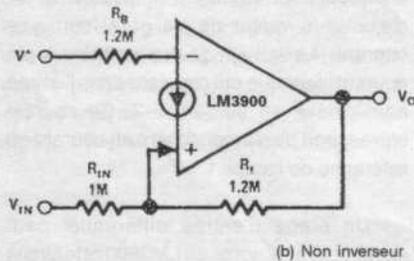
l'entrée positive avec la tension de sortie à l'état bas. Quand le courant d'entrée I3 passe en dessous du niveau requis par le miroir de courant, la sortie passe à l'état haut. Quand Vo est à l'état haut, le courant demandé par le miroir est augmenté d'une valeur constante I2. En conséquence, le courant I3 nécessaire est augmenté de la même valeur. Par suite, les points de commutation sont déterminés par la sélection des résistances qui établissent les courants requis à la tension d'entrée désirée. Le courant de référence I1 et le courant de contre réaction I2 sont donnés par les équations

$$I1 = (V+ - \phi) / Rb$$

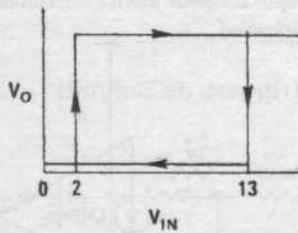
$$I2 = (Vomax - \phi) / Rf$$

En ajustant les valeurs de Rb, Rf et Rin les valeurs de commutation de Vin peuvent être placées à n'importe quelles valeurs.

Le trigger de Schmitt non inverseur travaille de la même manière sauf que la tension d'entrée est appliquée sur l'entrée "+". La plage de Vin peut être très large comparée avec la tension de fonctionnement de l'amplificateur.



(b) Non inverseur



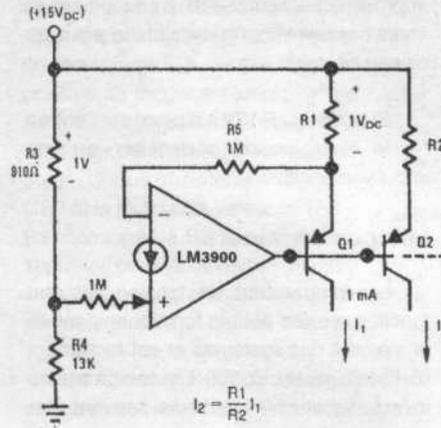
## Applications particulières

Ce chapitre contient différents circuits spéciaux qui ne suivent pas l'ordre des choses ou qui sont des applications très particulières.

## Sources et absorbeurs de courants

Les amplificateurs du LM3900 peuvent être utilisés dans les boucles de contre réaction qui régulent le courant de transistors PNP externes pour fournir des sources de courants ou de transistors NPN externes pour produire des absorbeurs de courant. Elles peuvent être sources multiples ou source unique qui peuvent être fixes en valeur ou rendues variables en tension.

## Source de courant fixe

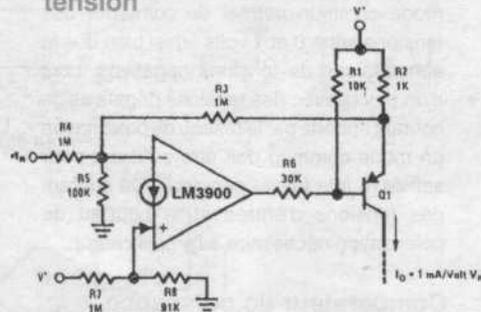


Une tension de référence (1Vdc) est établie aux bornes de la résistance R3 par le diviseur à résistances R3 et R4. La contre réaction négative est utilisée pour imposer une chute de tension aux bornes de R1 également de 1V. Cela contrôle le courant d'émetteur du transistor Q1. Si on néglige le faible courant dérivé vers l'entrée "-" au travers de la résistance de 1 Mohms (13,5 uA) et le courant de base de Q1 et de Q2 (une perte supplémentaire de 2% si le gain de ces transistors est de 100), on peut dire que le même courant est disponible sur le collecteur de Q1.

Des résistances d'entrée plus élevées peuvent être utilisées pour réduire la perte en courant et un montage Darlington peut être utilisé pour réduire les erreurs dues au gain du transistor Q1.

La résistance R2 peut être utilisée pour porter le courant de collecteur de Q2 à une autre valeur que celle de référence de 1 mA.

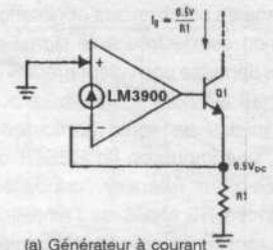
## Source de courant variable en tension



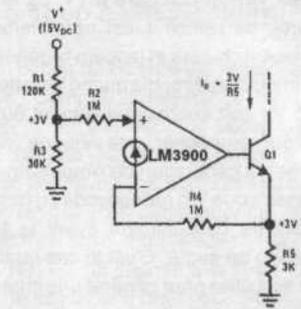
La transconductance est  $-1/R2$  car le gain en tension entre l'entrée et l'émetteur de Q1 est de -1. Pour un Vin de 0V, le courant de sortie est quasiment 0mA. Les résistances R1 et R6 garantissent que l'amplificateur peut bloquer le transistor Q1.

## Absorbeur de courant fixe

Le premier circuit ne réclame qu'une seule résistance et fournit un courant de



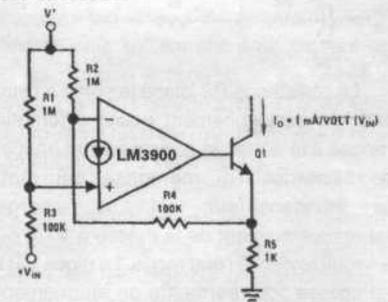
(a) Générateur à courant constant (absorption)



(b) Réduction de la dérive en température de I0

sortie qui est directement proportionnel à cette valeur de R. Un coefficient de température négatif en résultera à cause des 0,5 V continus de référence constitués par la tension de jonction base émetteur du transistor de l'entrée "-". Si ce coefficient de température est gênant, le second montage pourra être utilisé.

## Un absorbeur de courant variable en tension



Le courant de sortie est de 1 mA/V de Vin (car R5 = 1 kohms et le gain est de +1). Ce montage délivre approximativement 0mA de courant de sortie pour Vin = 0Vdc.

## Conclusions

Comme vous avez pu le constater, les utilisations de ce circuit sont aussi nombreuses que variées (et toutes n'ont pas encore été vues).

L'intérêt de cette étude est d'ouvrir la voie à une famille d'amplificateurs qui sont les amplis à transconductance dont les représentants les plus classiques sont les LM13600, LM13700 et autres CA3080.